

DOI:10.3969/j.issn.1001-4551.2015.06.023

高效率 LED 驱动多路输出混合均流策略研究

赵融融, 张军明*

(浙江大学 电气工程学院, 浙江 杭州 310027)

摘要:针对 LED 串并联多路电流输出中存在的不同流或均流效率低, 成本高的问题, 对现有的 LED 的有源、无源均流技术均流效果以及控制方式特点进行了归纳总结, 提出了一种高效的基于准二级变换器的多路 LED 输出混合均流策略。混合均流电路由多个独立的输出模块组成, 利用平衡电容电荷守恒的特性对模块内两路 LED 输出电流高效均衡, 相互独立的输出模块之间采用部分功率处理的 DC-DC 电流调节器实现电流均衡, 部分功率处理结构中的电流调节器工作在低压高频的状态以获得更高的效率、更低的成本。研究结果表明, 该混合均流电路使用更简单的控制方案结合了有源均流和无源均流结构的优点, 通过制作 120W 的测试样机, 验证了混合均流方案高效均流性能特性。

关键词:多路输出 LED 驱动器; 电流均衡; 混合均流; LLC; 高效率

中图分类号: TM923

文献标志码: A

文章编号: 1001-4551(2015)06-0850-07

High efficiency current balancing method for multi-output LED driver

ZHAO Rong-rong, ZHANG Jun-ming

(College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China)

Abstract: Aiming at solving the problem of current imbalance, low efficiency and high cost of the multi-output LED driver, study on the passive and active current balancing method were carried out, a novel hybrid current balancing method for multi-channel LED drive based on quasi-two-stage converter was proposed. In presented structure, each output modules included two LED strings and could achieve internal current balancing easily through its current balancing capacitor. The current regulators were used to balance the currents among the output modules. By applying the partial power control, the current regulator could obtain higher efficiency and lower cost due to higher switching frequency. Additionally, hybrid structure utilizes the advantages of passive and active methods with simpler control. A 120W prototype with four LED strings was developed. The experimental result indicate that the proposed scheme has a good performance and higher efficient.

Key words: multi-output LED driver; current balancing; hybrid; LLC; high efficient

0 引 言

与传统光源相比, 新型 LED 照明有着诸多优势, 如: 高效能, 长寿命, 环保, 紧凑等^[1]。因此, 其在照明应用中越来越多地代替传统光源。LED 因其特有的工作特性, 应用在大功率照明和背光应用场合时, 需要采用串、并联多路输出的结构以达到需要的照明功率等级^[2]。为了使得各路 LED 亮度相同, 需要采用相应

的均流技术进行控制。主流的多路输出均流控制主要分为两大类: 有源均流与无源均流。有源均流技术通过有源器件和相应的控制电路组成一个电流调节模块, 并与相应的 LED 串联在一起, 对每一路的 LED 电流输出进行精确的调节, 此电流调节器可以是线性模式^[3-4]或者开关模式^[5]。线性模式电流调节器通过调节有源开关的压降, 保持流过 LED 的电流恒定, 但因其自身具有损耗大, 仅适用于较小功率的应用场合。

收稿日期: 2015-01-21

作者简介: 赵融融(1989-), 女, 浙江温州人, 硕士研究生, 主要从事 LED 驱动方面研究. E-mail: rongrongzhao@zju.edu.cn

通信联系人: 张军明, 男, 工学博士, 教授, 博士生导师. E-mail: zhangjm@zju.edu.cn

开关模式的电流调节器较线性模式有较高的变流效率以及良好的负载调整率,但因其增加了额外的 DC/DC 电流调节器,使得成本增加,结构复杂。相较于有源均流,无源均流方式具有结构简单、成本较低的优势。无源均流利用电容、电感等无源元件进行均流:基于电感的均流方式通过在电路中创造一个与负载相关的交流电流,利用耦合电感之间的两两耦合^[6-7],实现交流电流均衡进而间接实现负载的电流均衡,但是耦合电感方式在处理输出多路的环境下存在负载适应性较差、线路以及控制复杂等缺点,且由于耦合电感的非理想特性,如漏感、励磁电流等影响电路中器件以及均流的效果。相比之下,基于电容的无源均流方式相对电感式具有体积小、效率高及结构简单等显著优势,文献[8]利用电容的交流阻抗远大于 LED 负载等效阻抗的特性,实现多路 LED 的均流。文献[9-11]针对双端拓扑(如半桥、全桥、推挽等),利用电容电荷平衡原理,配合相应的整流结构,高效简单地实现两路 LED 输出的均流。但平衡电容在多路输出的场合并不适合,为推广到更多路输出,需要结合其他均流方式,如变压器原边串联^[12],切换式电容电荷平衡^[13],耦合电感与电容平衡相结合^[14]。

综上,无源均流方式虽然实现简单但在负载适应性上较有源方式仍有待提高且在多路输出的应用场合有局限性,而有源均流虽然具有良好的负载适应性,但其增加了额外一级功率处理导致其在成本以及效率上有待提高,虽然文献[15]中采用部分功率处理的准二级结构,且结合自适应母线调整的方式^[16]大大提高了效率,但每一路负载都需要配备一个 DC/DC 电流调节器模块,成本较高。

基于上述考虑,结合有源均流以及无源均流的特点,本研究提出一种新型的高效率的 LED 多路输出混合式均流方案。

1 电路拓扑以及工作原理分析

高效率 LED 多路输出混合均流原理图如图 1 所示。每个副边绕组带一个输出模块,每个输出模块内利用平衡电容进行均流,每个输出模块串联一个 DC/DC 电流调节器进行模块间的精确均流,利用有源均流模块负载适应性好的优点弥补了平衡电容均流的不足,且该结构仅对部分功率进行处理就可达到多路均流,提高了整机效率的同时降低成本。

基于图 1 设计的多路混合均流电路原理图如图 2 所示。该电路由一个变压器以及副边多个电流输出模

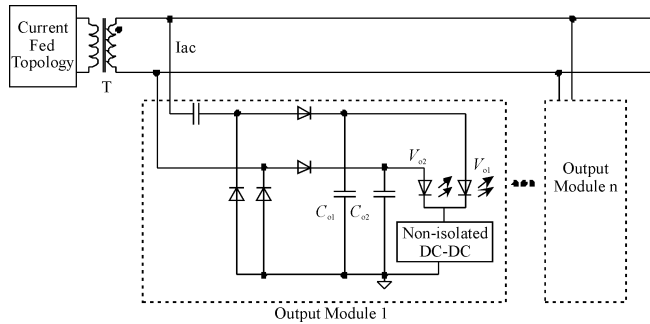
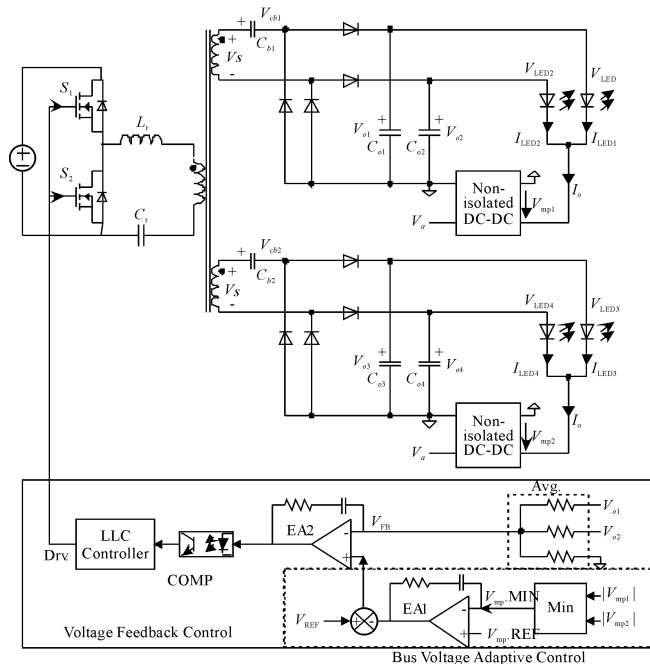
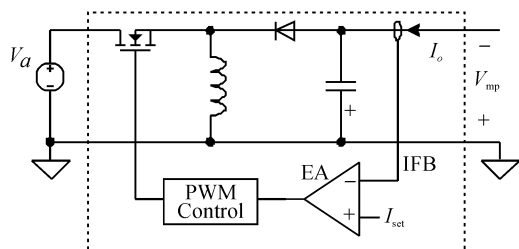


图 1 高效率 LED 多路输出混合均流原理图

块构成。



(a) 电路原理图



(b) DC-DC 电流变换器结构

图 2 准二级带母线自适应调节的混合均流原理图

各副边匝比均为 1:1,每一个输出模块由一个平衡电容以及两路 LED 输出组成。模块内两路 LED 电流由平衡电容 C_b 周期内充放电平衡即可实现电流均衡:

$$Q_1 = \int_0^T i_{cb1} dt = \int_0^T i_{cb1} dt = Q_2 \quad (1)$$

$$Q_3 = \int_0^T i_{cb2} dt = \int_0^T i_{cb2} dt = Q_4 \quad (2)$$

由式(1,2)可得出式(3,4):

$$I_{LED1} = I_{LED2} = \frac{Q_1}{T} = \frac{Q_2}{T} \quad (3)$$

$$I_{LED3} = I_{LED4} = \frac{Q_3}{T} = \frac{Q_4}{T} \quad (4)$$

模块内的两路 LED 共用一个 DC/DC 开关模式电流控制器,将同一模块内的两路 LED 输出电流之和精确的控制设定值 I_o ,则有:

$$I_{LED1} + I_{LED2} = I_{LED3} + I_{LED4} = I_o \quad (5)$$

由式(3,4)可知,模块内两路 LED 电流输出相等,结合式(5),易得:

$$I_{LED1} = I_{LED2} = I_{LED3} = I_{LED4} = \frac{1}{2}I_o \quad (6)$$

综上,每路 LED 电流被精确地控制为设定值的一半。当其他模块的 LED 电流也被控制在相同电流设定值时,各路 LED 输出电流将完全相同,进而实现多路均流。各个模块的 DC/DC 电流调节器提供适当的输出电压以平衡负载电压与交流母线的电压差。副边两路绕组共地模式等效模态图如图 3 所示。

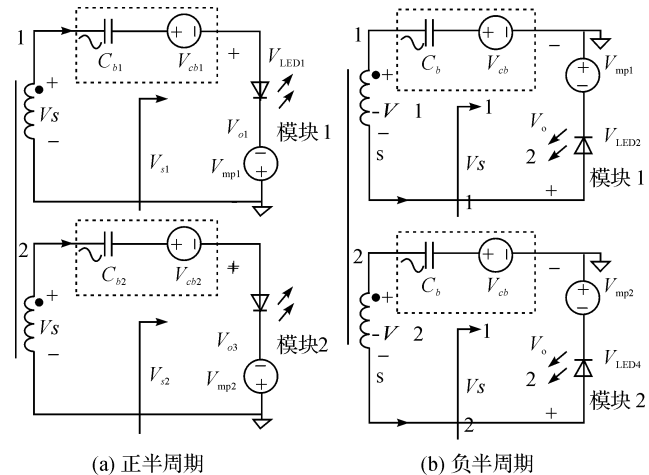


图 3 副边两路绕组共地模式等效模态图

平衡电容上电压,DC/DC 输出电压以及输出模块内两路 LED 负载电压关系推导如下:

正半周期:

$$V_S = V_{cb1} + V_{O1} \quad (7)$$

负半周期:

$$-V_S = V_{cb1} - V_{O2} \quad (8)$$

式中: $V_{O1} = V_{LED1} - V_{mp1}$, $V_{O2} = V_{LED2} - V_{mp1}$, 根据式(7, 8), 易得:

$$V_{mp1} = \frac{V_{LED1} + V_{LED2}}{2} - V_S \quad (9)$$

同理,可推算得:

$$V_{mpn} = \left\{ \frac{V_{LED2n-1} + V_{LED2n}}{2} \right\} - V_S \quad (10)$$

由式(10)可知 DC/DC 电流调节器只需输出小部分功率用以平衡电压差。当 DC/DC 电流调节器所需处理的电压越小时,损耗就越小,变换器对应的效率也就越高,电路的整机效率也将高于传统的三级有源均流。为进一步提高整机效率,采用了母线自适应控制方式,通过采样各 DC/DC 电流调节器输出电压,反馈调节交流母线电压大小,如图 2(a)所示。为了确保各输出模块对应的 DC/DC 电流调节器输出电压均尽可能小,前级 LLC 输出提供的母线电压小于且尽可能接近各路输出模块输出电压的最小值。

2 关键参数设计

2.1 LLC 谐振参数

因 LLC 变压器副边输出模块中均有平衡电容,本研究应用基波分析法设计 LLC 时,将副边平衡电容折算到原边对谐振参数的影响。

等效模态图推导的变压器副边简化等效模型如图 4 所示。

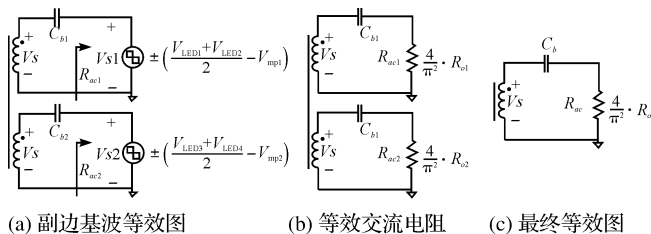


图 4 变压器副边等效模型

V_{s1}, V_{s2} —模块 1 和模块 2 平衡电容右侧各电压值的等效电压

负载电压由 LLC 输出电压和 DC/DC 电流调节器输出电压共同提供,在额定状态下,DC/DC 电流调节器输出电压控制在很小的电压值,因此,图 4(b)推导单个模块等效交流电阻 R_{ac1}, R_{ac2} 时可不考虑 V_{mp1} 和 V_{mp2} 。 R_{ac1}, R_{ac2} 计算公式如下:

$$R_{ac1} = \frac{4}{\pi^2} \cdot \frac{V_{LED1} + V_{LED2}}{2 \cdot I_{LED}} = \frac{4}{\pi^2} \cdot R_{o1} \quad (11)$$

$$R_{ac2} = \frac{4}{\pi^2} \cdot \frac{V_{LED3} + V_{LED4}}{2 \cdot I_{LED}} = \frac{4}{\pi^2} \cdot R_{o2} \quad (12)$$

式中: I_{LED} —各路输出电流 $I_{LED1} \sim I_{LED4}$ 。

变压器副边两绕组完全相同,相当于并联结构,可进一步将两个绕组合并为一个绕组,如图 4(c)所示。最终可得平衡电容 C_b 和等效负载 R_{ac} 表达式:

$$C_b = C_{b1} + C_{b2} \quad (13)$$

$$R_{ac} = \frac{2}{\pi^2} \cdot \frac{V_{LED}}{I_{LED}} = \frac{2}{\pi^2} \cdot R_{LED} \quad (14)$$

将变压器副边折算到原边,即可根据基波等效法

完成 LLC 相关参数设计。副边有平衡电容的 LLC 基波等效模型如图 5 所示。

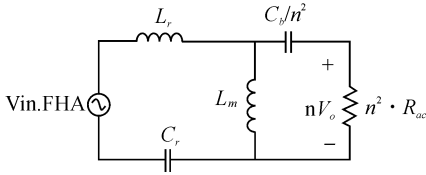


图 5 副边有平衡电容的 LLC 基波等效模型

由图 5 可知,平衡电容 C_b 也参与 LLC 谐振,将副边平衡电容折算到原边为 C_b/n^2 ,新的谐振电容可近似等效为原谐振电容 C_r 和平衡电容原边折算值 C_b/n^2 的串联电容值,则得到新的谐振频率为:

$$f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_r \cdot \frac{C_r \cdot C_b}{n^2 \cdot C_r + C_b}}} \quad (15)$$

2.2 DC/DC 变换器模块选取

DC/DC 电流调节器与输出模块串联,一方面用以控制调节模块内两路 LED 输出电流和至设定值,另一方平衡各模块两路 LED 平均负载电压与母线之间的电压差。当考虑需要与一个输出模块串联一个电压以平衡各路 LED 负载电压差时,最直接的考虑是接入 Buck、Boost 等常见的 DC/DC 电流调节器。但这类变换器的输出电压与输入电压同相,如果将这类变换器串联接入到 LED 负载中,相当于在母线电压上累加一个相应的电压,以实现各路负载电压的平衡。这种情况下,模块输出电压为母线电压和 DC/DC 电流调节器输出电压之差,母线电压大于最高 LED 负载电压。虽然这种情况下可实现均流但因其接入输出正压的 DC/DC 变化器,LED 的负载电流同时灌入 DC/DC,从能量角度考虑,接入的 DC/DC 变化器处于吸收功率状态,DC/DC 变换器将会工作在高压状态,体积、成本将增大,而效率将下降。为解决正压输出 DC/DC 变换器能量的问题,DC/DC 改用能负电压输出的变换器,例如 Buck-boost。当将负电压输出的 DC/DC 电流调节器接入时,LED 负载电压由母线电压和 DC/DC 电流调节器输出电压共同提供。这时,母线电压应小于各路 LED 负载电压中的最小值。与 DC/DC 电流调节器输出正压对比可知,当接入的 DC/DC 电流调节器输出负压时,DC/DC 变换器向外提供功率,主要功能即是变换调节 LED 输出电流的同时,为各路 LED 负载提供相应的电压,均衡各路 LED 输出电压之间的差异。综上,选用能提供负电压输出的 Buck-boost 作为控制电流和平衡电压差的 DC/DC 电流调节器。

采样电阻 R_{sense} 串联在 LED 负载和 DC/DC 电流调

节器之间,用以采样 LED 负载电流,如图 2(b) 所示。DC/DC 电流调节器采用峰值电流控制,具有电流环响应快的特点。DC/DC 电流调节器输出电压仅需补偿各路 LED 负载电压的差异,当母线电压很接近 LED 负载电压时,DC/DC 电流调节器输出电压将很小,效率提高。

本研究样机采用 MP4601 作为 Buck-boost 的控制芯片,因其已集成了 MOS 和电流峰值控制电路,设计时只需选择合适的电感和二极管即可。设置 Buck-boost 工作在 CCM 条件下,电感量需满足下式:

$$L_n \geq \frac{V_{\text{IN}} \cdot V_{\text{O}_n}}{f_s \cdot (V_{\text{IN}} + V_{\text{O}_n}) \cdot \Delta I_L} \quad (16)$$

式中: ΔI_L —输出电流纹波的峰峰值,通常小于额定电感电流平均值的 50%; f_s —DC/DC 电流调节器工作的开关频率; V_{IN} —DC/DC 变换器的输入电压。

对于 Buck-boost,电感电流平均值可有输入输出电压和输出电流平均值,计算如下:

$$I_{L\text{AVG}} = I_o \cdot \left(1 + \frac{V_{\text{OUT}}}{V_{\text{IN}}}\right) \quad (17)$$

本研究设定 DC/DC 电流调节器工作在 300 kHz,设定每一模块两路 LED 输出电流和 0.4 A。最终电感取值 100 μH 。

2.3 自适应母线控制电路设计

当 DC/DC 电流调节器输出电压越低时,它处理的功率就越小,相应的效率也就越高。为达到这个目的,在采用负电压输出的 Buck-boost 作为 DC/DC 电流调节器时,前级 LLC 输出提供的母线电压应小于且尽可能接近各路 LED 输出电压中的最小值。为了实现该控制方案,本研究提高该有源均流方案的效率,采用了文献[15]中所提出的母线自适应调整方案,如图 2(a) 所示。根据公式(11)所示母线电压、模块内两路 LED 负载电压、DC/DC 输出电压之间的关系,易推得式(18)。应用母线自适应控制时,DC/DC 电流变换器输出电压经采样反相后,由二极管选通最小的 DC/DC 电流变换器电压,经 PI 控制将该最小 DC/DC 电压控制在一个很小的电压值,如 5 V,当母线电压与各模块两路 LED 负载平均电压中最小的 DC/DC 模块电压值接近时,与其他 DC/DC 电流变换器模块的 LED 负载平均电压之间的差值也就相应减到最小。如此,就能实现各个 DC/DC 电流变换器输出电压尽可能小的最优化控制。

$$V_s = \left\{ \frac{V_{\text{LED}2n-1} + V_{\text{LED}2n}}{2} \right\}_{\min} - V_{\text{mp_min}} \quad (18)$$

其中,

$$\left\{ \frac{V_{LED2n-1} + V_{LED2n}}{2} \right\}_{\min} = \text{Min} \left\{ \frac{V_{LED1} + V_{LED2}}{2}, \frac{V_{LED3} + V_{LED4}}{2}, \dots, \frac{V_{LED2n-1} + V_{LED2n}}{2} \right\}$$

经过上述分析可知,DC/DC 电流变换器输出电压 PI 控制将 DC/DC 电流变换器输出电压最小值控制在 5 V,同时由 PI 控制的输出决定母线电压参考值,进而将母线电压控制在最适应的电压值同样,LLC 输出电压参考值随 DC/DC 电流变换器 PI 控制的输出变化而在一定范围内变化,进而控制 LLC 输出适当的电压值,提高效率。

3 实验结果验证

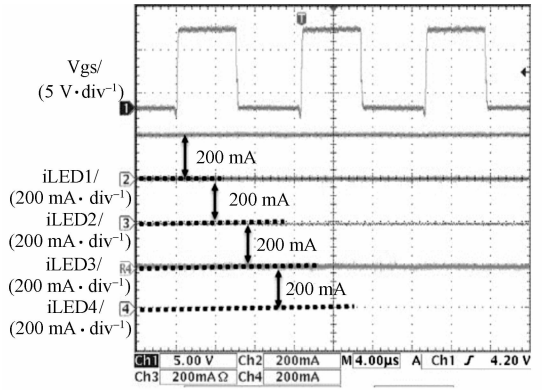
为验证上述理论分析的正确性和可行性,本研究制作了一台 120 W 的四路 LED 输出的样机。样机具体参数如表 1 所示。电路原边采用 ON 公司半桥互补驱动控制芯片 NCP1397 作为 LLC 的频率控制器,DC/DC 电流变换器模块采用 buck-boost 结构使用 MP4601 控制芯片,MP4601 是一款峰值电流控制的 buck-boost 变换器。DC/DC 模块输出负压且设定其最小输出电压为 5 V。在实际应用中,LED 负载阻值误差在 10%,在该试验中,考虑 LED 负载电压之间误差在 ±15%,额定负载电压 150 V,每一路 LED 输出相等的 0.2 A 电流,LED 负载电压在 120 V ~ 165 V 范围内变动。

表 1 样机参数

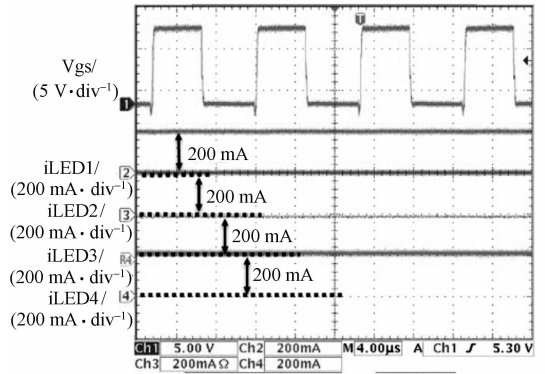
参数	数值
直流输入电压/V	400
LED 输出电流/mA	200
谐振频率/kHz	80
变压器匝比	$N_p : N_{s1} : N_{s2} = 26 : 20 : 20$
谐振电容/nF	22
平衡电容/nF	33
谐振电感/ μ H	256
励磁电感/mH	1
副边整流二极管	MBRS3200T3(SMC)
原边开关	NDF04N60ZG/TO220

当四路输出负载电压分别为 $V_{LED1} = 146 \text{ V}$, $V_{LED2} = 155 \text{ V}$, $V_{LED3} = 161 \text{ V}$, $V_{LED4} = 165 \text{ V}$ 和 $V_{LED1} = 120 \text{ V}$, $V_{LED2} = 138 \text{ V}$, $V_{LED3} = 130 \text{ V}$, $V_{LED4} = 144 \text{ V}$ 时四路负载电流与母线自适应调整后原边的工作频率波形图如图 6 所示。从波形图可以看出,在四路负载差异较大的情况下,电路均有良好的均流效果。

输出模块一上平衡电容电压,DC/DC 电流调节器模块输出电压,交流母线电压,以及输出模块一内两路 LED 负载的电压波形图如图 7 所示。平衡电容上电压



(a) $V_{LED1}=164 \text{ V}$, $V_{LED2}=155 \text{ V}$, $V_{LED3}=161 \text{ V}$, $V_{LED4}=165 \text{ V}$
四路电流输出波形



(b) $V_{LED1}=120 \text{ V}$, $V_{LED2}=138 \text{ V}$, $V_{LED3}=130 \text{ V}$, $V_{LED4}=144 \text{ V}$
四路电流输出波形

图 6 不同负载情况下四路均流输出

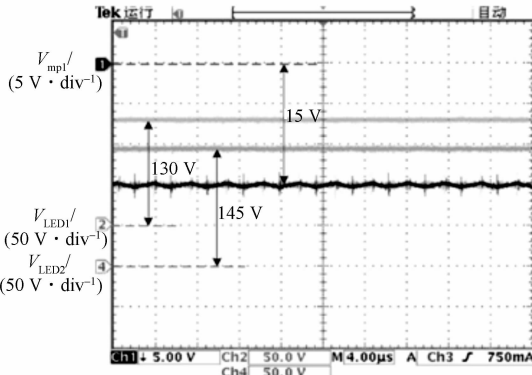
为模块内两路负载的电压的差值平均:

$$V_{cb1} = \frac{V_{LED2} - V_{LED1}}{2} = \frac{145 - 130}{2} = 7.5 \text{ V}$$

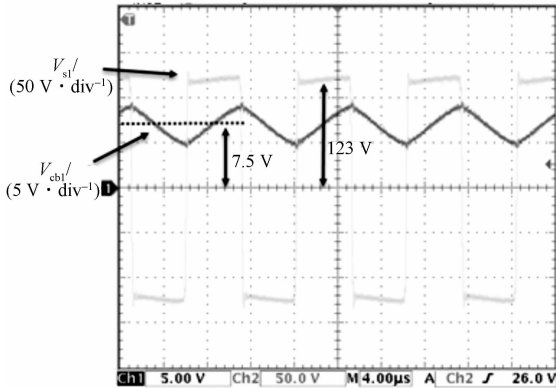
从上述分析可知,为提高均流的整机效率,需尽量使得各输出模块的 DC/DC 电流调节器工作在尽量低的输出电压条件下,如公式(18)所示。当 $V_{LED1} = 120 \text{ V}$, $V_{LED2} = 135 \text{ V}$, $V_{LED4} = 123 \text{ V}$ 时,改变 LED3 的负载阻值,通过母线自适应调整,两输出模块的 DC/DC 电流调节器模块始终工作在最小电压并保证均流功能,相关波形图如图 8 所示。

图 8(a)为增大 LED3 阻值,使得 $V_{LED2n-1} + V_{LED2n}$ 的最小值变大,且负载平均电压较小模块由模块二变为模块一,根据公式(18),为了保持 DC/DC 电流调节器最小输出 5 V 不变,通过母线自适应调节使得母线电压增大,模块二的 DC/DC 电流调节器输出电压增加,模块一 DC/DC 电流调节器模块的输出减小至最小 5 V,整流二极管的电流由小变大直至达到设定的均流值 0.2 A 恢复四路均流状态。同理可解释图 7(b) 的电压电流变化趋势。由图 8 电流波形可知,各路 LED 输出电流不随负载改变而改变,输出电流始终恒定输

出0.2 A,可见该有源均流电路具有良好的均流特性。

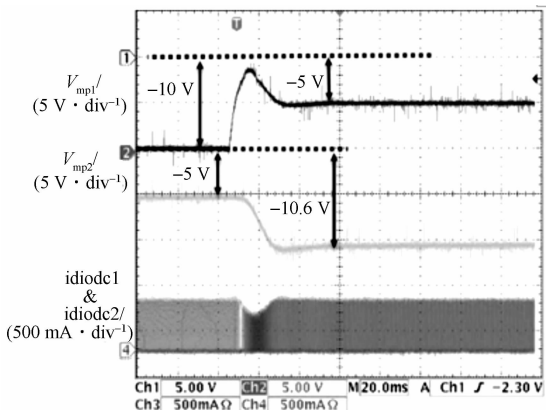


(a) 模块一负载电压以及 DC/DC 模块输出电压

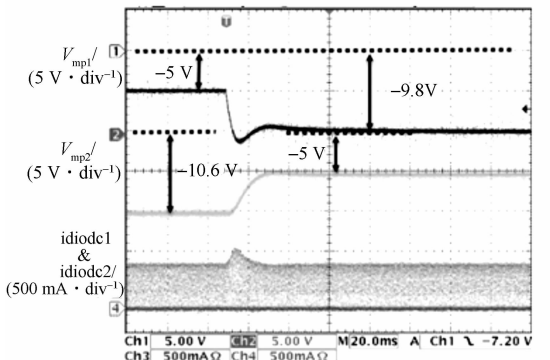


(b) 模块一平衡电容以及副边绕组上电压

图7 模块一关键器件电压波形



(a) 增加 LED3 负载阻值, V_{LED3} 从 129 V 增加到 139 V



(b) 减少 LED3 负载阻值, V_{LED3} 从 139 V 降低到 129 V

图8 母线自适应调节控制

采用母线电压自适应控制的准二级四路均流整机效率曲线如图9所示。测试时,保持四路负载电阻值相等。由图9可知,随着负载最小值的增加,效率保持在95%左右。大于传统的三级有源均流整机效率。

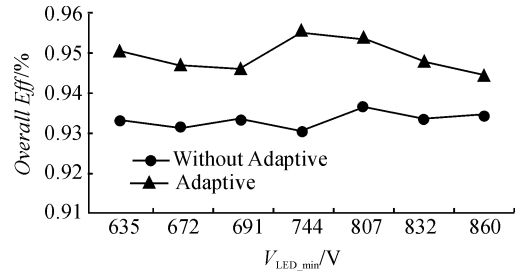


图9 准二级混合均流整机效率

采用母线自适应控制和采用固定母线电压控制的整机效率如图10所示。测试时,保证两者最小负载电压相同,其中:

$$\Delta V_{LED} = \frac{\sum_{n=1}^4 V_{LEDn}}{2} - 2 \cdot V_s \quad (20)$$

效率差异最要来自于自适应母线电压控制由公式(20)计算所得的 V_s 和固定的母线电压取值 V'_{bus} 之间的差异引起。当 V_{bus} 与 V'_{bus} 差异拉大时,母线电压自适应控制的效率提高优势将表现得更为明显。

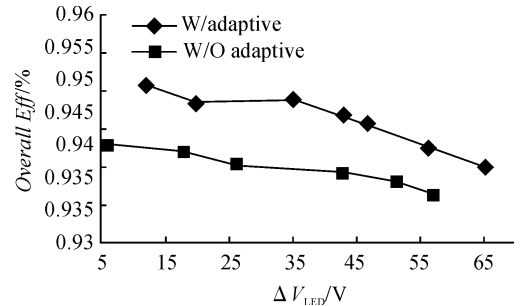


图10 有无采用母线电压自适应控制和固定母线电压的整机效率比较

4 结束语

本研究提出了一种基于交流母线的准二级混合均流策略及其控制方法,充分利用无源元件平衡电容交流周期内电荷平衡的特性对输出模块内的两路 LED 输出电路进行均流,通过 DC/DC 电流调节器有源模块对各个独立的输出模块间的电流进行均流,从而达到每一路电流均流的目的。为了进一步提高均流效率,DC/DC 有源模块输出负压平衡各个输出模块与交流母线的电压差,同时采用母线电压自适应反馈控制,使得前级 LLC 输出提供的母线电压应小于且尽可能接近各路输出模块输出电压的最小值。

本研究据此制作了一台 120 W 的样机,相较于传

统的均流方案,效率有明显提高,验证了理论分析的准确性。

参考文献 (References):

- [1] 田立东,周继军,秦会斌. PWM 调光 LED 驱动器设计[J]. 机电工程,2012,29(4):465-468.
- [2] 国家发展改革委员会. 中国逐步淘汰白炽灯路线图[S]. 国家发展改革委员会,2011.
- [3] HWU K I, YAU Y T. Applying One-Comparator Counter Based Sampling to Current Sharing Control of Multi-Channel LED Strings[C]//Applied Power Electronics Conference, 2010:737-742.
- [4] LI S, ZHONG W X, CHEN W, et al. Novel self-configurable current-mirror techniques for reducing current imbalance in parallel light-emitting diode (LED) strings[J] **IEEE Trans. Power Electron.**, 2012,27(4):2153-2162.
- [5] HU Q, ZANE R. LED driver circuit with series-input-connected converter cells operating in continuous conduction mode[J] **IEEE Trans. Power Electronics**, 2010,25(3):574-582.
- [6] HU Y, JOVANOVIĆ M M. A New Current-Balancing Method for Paralleled LED strings. [C]//Applied Power Electronics Conference,2011:705-712.
- [7] WANG Z, WU X K, CHEN M, et al. Optimal Design Methodology for the Current-Sharing Transformer in a Quasi-Resonant (QR) Flyback LED Driver[C]//Applied Power Electronics Conference,2012:2372-2378.
- [8] CHOI S, AGARWAL P, KIM T, et al. Symmetric Current Balancing Circuit for Multiple DC Loads[C]//Applied Power Electronics Conference,2010:512-518.
- [9] ZHANG J M, XU L H, JIANG T, et al. A precise passive current balancing method for multi-output LED Drivers[J] **IEEE Trans. Power Electronics**, 2011,26(8):2149-2159
- [10] ZHANG J M, WANG J F, JIANG T, et al. A capacitor-isolated LED driver with inherent current balance capability [J] **IEEE Trans. Power Electronics**, 2012,27(4):1708-1716.
- [11] WU X K, ZHANG J M, QIAN Z M. A Simple two-channel LED driver with automatic precise current sharing[J] **IEEE Trans. Power Electronics**, 2011,26(10):4783-4788.
- [12] WU H, JI S, LEE F C, et al. Multi-Channel Constant Current (MC3) LLC Resonant LED Driver [C]//Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2011:2568-2575.
- [13] YU Y, ZHANG F, NI J. Capacitor Clamped Current Sharing Circuit for Multistring LEDs [C]//Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2012:3568-3574.
- [14] WANG J F, ZHANG J M, WU X K. A Novel High Efficiency and Low-Cost Current Balancing Method for Multi-LED drivers [C]//Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2011:2296-23011.
- [15] ZHANG J M, CHEN H, WU X K. Analysis and Design of LLC Resonant Four-Channel DC-DC LED Driver with Current Sharing Transformer [C]//Applied Power Electronics Conference (APEC), 2013:3295-330.
- [16] HU Y, JOVANOVIĆ M M. LED driver with self-adaptive drive voltage [J] **Power Electronics**, 2008,23(6):3116-3125.

[编辑:洪炜娜]

本文引用格式:

赵融融,张军明. 高效率 LED 驱动多路输出混合均流策略研究[J]. 机电工程,2015,32(6):850-856.

ZHAO Rong-rong, ZHANG Jun-ming. High efficiency current balancing method for multi-output LED driver[J]. Journal of Mechanical & Electrical Engineering, 2015,32(6):850-856.

《机电工程》杂志: <http://www.meem.com.cn>