对称跨接电容型 LED 均流电路

俞忆洁 张方华 倪建军

(南京航空航天大学江苏省新能源发电与电能变换重点实验室 南京 210016)

摘要 高亮度发光二极管 (LED) 自身导通压降的离散性及负温度系数特性使得多个 LED 串并联时出现各串电流不均衡的现象。提出了一种简洁的对称跨接电容型 LED 均流电路,各 LED 支路串联的开关管轮流交错导通。利用各 LED 支路间的跨接电容在一个周期内的电荷守恒,实现了多路 LED 串的均流。对电路的均流原理、参数设计进行了详细的理论分析,并将其与非对称跨接电容型 LED 均流电路进行了对比。在此基础上,进行了三支路均流的实验验证,实验结果表明所提出的电路具有良好的均流效果,控制方式简单,电容、开关管两端电压应力低,无磁性元件,便于集成。

关键词: 高亮度发光二极管(LED) 均流 跨接电容 照明 背光源中图分类号: TN27

Symmetrical Crossing Capacitor Current Sharing Circuit for Multi-string LEDs

Yu Yijie Zhang Fanghua Ni Jianjun

(Jiangsu Key Laboratory of New Energy Generation and Power Conversion

Nanjing University of Aeronautics and Astronautics Nanjing 210016 China)

Abstract This paper proposes a simple symmetrical crossing capacitors current sharing circuit for multi-string LEDs to solve the current imbalance problem caused by voltage drop tolerance and the negative temperature coefficient of LED, which employs staggered turn-on switches and multi-capacitor charge conservation. The operating principle and parameter design of the topology are analyzed in detail and make a comparison with the unsymmetrical crossing capacitors current sharing circuit. On this basis, three-string current sharing topology was validated by experiments and relative experimental waveforms are presented, which show that the proposed circuit has good effect on current sharing while the effect isn't affected by the output voltage of each branch, and has the advantages of low voltage stress, non-magnetic components, ease of integration and simple control.

Keywords: High brightness light-emitting diode(LED), current sharing, crossing capacitor, lighting, backlight

1 引言

据国际能源署估计,照明用电量占全世界总用电量的 19%以上,故而高效照明方案的研究具有重大意义。与紧凑型荧光灯(Compact Fluorescent

Lamps, CFL)相比,高亮度发光二极管(High Brightness Light-Emitting Diode, HB-LED,后文简称 LED)具有发光能效高、光学性能好、寿命长等特点,广泛应用于照明、背光源等领域,是极具发展前景的新一代光源。

LED 的亮度取决于通过的前向平均电流,由于 LED 产品封装对温度的限制,单只 LED 中能通过 的电流是有限的,比较常见的如 1W、3W,故在实 际应用中,常常需要将多个 LED 进行串并联^[1-3]。

国家自然科学基金(51007039),江苏省自然科学基金(BK2010509)和光宝电力电子技术科研基金资助项目。

为了提高整个系统的可靠性,串并联后需要确保每个 LED 的亮度和温度相同,即通过每串 LED 的电流相同。

由于 LED 自身的导通压降离散性大,同一产品箱中的 LED 在额定电流工作时其导通压降差别通常在 15%以上^[4];另外 LED 的导通压降还随着工作结温以及工作电流的不同有很大差异,故采用单个电源给多个并联的 LED 串直接供电将引起电压降较低的一路承担很大的电流,且 LED 导通压降的负温度系数特性,将加剧该不均流程度,严重降低LED 的可靠性,因此有必要探索简洁高效的均流方案。

现有的均流方案一般可以分为两类,即有源均流和无源均流,下面将对这两类均流方案进行介绍。

所谓有源均流方案是指利用开关管或运算放大器等有源器件构成电流调节器,对各 LED 串中的电流进行调节^[5-13]。这些电流调节器工作在线性状态^[5-8]或开关状态^[9-13],当各支路输出压差较大时,输入电压需要保证压降最高的支路正常工作,导致其他支路电流调节器的损耗大大增加,因此不适用于大功率场合。

无源均流方案是指利用变压器、电容等无源元件实现电路均流^[17-22]。文献[17-19]采用匝比为 1 的变压器进行均流:变压器一二次侧分别与 LED 串串联,从而实现均流。当均流支路较多时,所需磁性元件个数较多,体积较大且均流效果受变压器激磁电感的影响。文献[20]中在各 LED 串中串联一个电容使得高频工作时并联的 LED 串中交流阻抗相等从而实现均流,由于电容存在容差,故而该方案的均流效果也不是十分理想,且输出端需要并联较大的电解电容。文献[21]中利用变压器和电容的特性实现多路输出均流,效率高,成本低,但磁性元件较多,体积较大,且多路输出电压不等时均流效果较差。

本文提出了一种输入为恒流源的对称跨接电容型 LED 均流拓扑。该方案仅利用电容电荷守恒的特性实现各 LED 串电流相等,电路拓扑简洁,控制方式简单,均流效果理想且不受输出电压影响。

2 均流方案

2.1 三路均流方案的电路拓扑及均流原理

图 1 为所提出的三路均流电路拓扑,其中 C_{12} 、 C_{23} 、 C_{13} 为跨接均流电容, $LED_{s1} \sim LED_{s3}$ 为 LED 串, VD_1 、 S_1 构成单向导通开关。三路单向开关互差 120°

相继导通,其驱动电压时序如图 2 所示。由于三个支路的连接构成一个封闭的环形,故三条支路的地位是等效的,即所谓"对称"的。

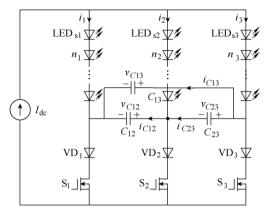


图 1 三路均流方案拓扑

Fig.1 Current sharing topology for three-string LEDs

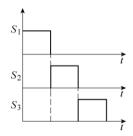


图 2 开关管驱动电压时序图

Fig.2 Driving signals of unidirectional switches

所提方案利用电容电荷守恒的特性,实现了各 LED 串的均流。为深入分析工作原理,且不失一般 性,下面针对图 1 所示的电路进行理论分析。

由于电路高频工作,电流纹波小,可对电容的充放电过程视为线性,本文所有的理论分析均以此为前提。图 1 所示的 $i_1 \sim i_3$ 为 LED 串中的电流,其大小可以表示为

$$i_n(t) = I_n + \Delta i_n(t)$$
 $n=1, 2, 3$ (1)

式中, I_n 为第n条支路中电流平均值, $\Delta i_n(t)$ 为纹波电流大小。

由于 $\Delta i_n(t) \ll I_n$ 故

$$i_n(t) \approx I_n \quad n=1, 2, 3$$
 (2)

 v_{C12} 、 v_{C23} 、 v_{C13} 为电容 C_{12} 、 C_{23} 、 C_{13} 两端电压, i_{C12} 、 i_{C23} 、 i_{C13} 为电容 C_{12} 、 C_{23} 、 C_{13} 中的电流,其正方向规定如图 1 中所示。

令
$$K = 1 + \frac{C_{13}}{C_{12}} + \frac{C_{13}}{C_{23}}$$
, 电路有三种工作模态:

(1) 模态 1 $[t_0,t_1]$: S_1 导通时,对 C_{12} 、 C_{23} 、 C_{13} 进行充放电分析

$$\Delta V_{C_{12}(t_0,t_1)} = \int \frac{i_{C12}}{C_{12}} dt = \frac{T_{\text{on}}}{KC_{12}} \left[\left(1 + \frac{C_{13}}{C_{23}} \right) I_2 + I_3 \right]$$
 (3)

$$\Delta V_{C_{23}(t_0,t_1)} = \int \frac{i_{C23}}{C_{23}} dt = \frac{T_{\text{on}}}{KC_{23}} \left(I_3 - \frac{C_{13}}{C_{12}} I_2 \right)$$
 (4)

$$\Delta V_{C_{13}(t_0,t_1)} = \int \frac{i_{C_{13}}}{C_{13}} dt = \frac{T_{\text{on}}}{KC_{13}} \left[\frac{C_{13}}{C_{12}} I_2 + \left(\frac{C_{13}}{C_{12}} + \frac{C_{13}}{C_{23}} \right) I_3 \right]$$
(5)

(2) 模态 2 [t_1 , t_2]: S_2 导通时,对 C_{12} 、 C_{23} 、 C_{13} 进行充放电分析

$$\Delta V_{C_{12}(t_1, t_2)} = \int \frac{i_{C12}}{C_{12}} dt = -\frac{T_{\text{on}}}{KC_{12}} \left[\left(1 + \frac{C_{13}}{C_{23}} \right) I_1 + \frac{C_{13}}{C_{23}} I_3 \right]$$

$$\Delta V_{C_{23}(t_1, t_2)} = \int \frac{i_{C23}}{C_{23}} dt = \frac{T_{\text{on}}}{KC_{23}} \left[\left(1 + \frac{C_{13}}{C_{23}} \right) I_1 + \frac{C_{13}}{C_{23}} I_3 \right]$$
(7)

$$\Delta V_{C_{13}(t_1, t_2)} = \int \frac{i_{C13}}{C_{13}} dt = \frac{T_{\text{on}}}{KC_{13}} \left(\frac{C_{13}}{C_{23}} I_3 - \frac{C_{13}}{C_{12}} I_1 \right)$$
 (8)

(3) 模态 3 [t_2 , t_3]: S₃ 导通时,对 C_{12} 、 C_{23} 、 C_{13} 进行充放电分析

$$\Delta V_{C_{12}(t_2,t_3)} = \int \frac{i_{C12}}{C_{12}} dt = -\frac{T_{\text{on}}}{KC_{12}} \left(I_1 - \frac{C_{13}}{C_{23}} I_2 \right) \quad (9)$$

$$\Delta V_{C_{23}(t_2,t_3)} = \int \frac{i_{C23}}{C_{23}} dt = -\frac{T_{\text{on}}}{KC_{23}} \left[I_1 + \left(1 + \frac{C_{13}}{C_{12}} \right) I_2 \right]$$
(10)

$$\Delta V_{C_{13}(t_2,t_3)} = \int \frac{i_{C13}}{C_{13}} dt = -\frac{T_{\text{on}}}{KC_{13}} \left[\left(\frac{C_{13}}{C_{12}} + \frac{C_{13}}{C_{23}} \right) I_1 + \frac{C_{13}}{C_{23}} I_2 \right]$$
(11)

稳态时, 在整个周期内电容电荷平衡, 因此

$$\begin{cases} \Delta V_{C_{12}\text{(total)}} = 0\\ \Delta V_{C_{23}\text{(total)}} = 0\\ \Delta V_{C_{12}\text{(total)}} = 0 \end{cases}$$
 (12)

结合式(3)~式(12)可得

$$I_1 = I_2 = I_3$$

所以所提电路能够实现均流。由推导过程可以 看出,只要保证各开关的导通时间相等,就能实现 均流且均流效果不受输出电压的影响。

2.2 多路均流方案的电路拓扑

图 1 的 3 路均流的方案可以扩展应用到多路均流的场合,电路拓扑如图 3 所示,其均流的理论分析过程与 2.1 节中一致。

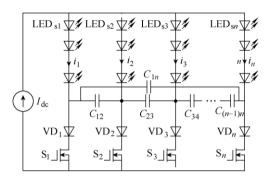


图 3 多路对称跨接电容型均流方案电路拓扑

Fig.3 Symmetrical crossing capacitor current sharing topology for multi-string LEDs

2.3 最大电流纹波

由以上分析可以看出,只要存在跨接电容就能实现均流,但跨接电容的大小将直接影响支路电流纹波大小。为了不影响 LED 的寿命,LED 的生产厂商一般都建议 LED 中纹波电流(峰峰值)大小为正向平均电流的 10% [23]。因此有必要探讨电容值与电流纹波的大小关系。下面将对本电路中的最大电流纹波进行推导。

一般 LED 的 I-V 特性曲线如图 4 中曲线 1 所示。

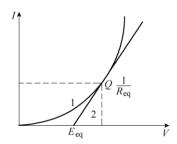


图 4 LED 的 I-V 特性曲线

Fig.4 I-V characteristics curve of LED

图中 Q 为静态工作点,当电流纹波较小时,可在 Q 点附近对其进行线性化处理,即图中直线 2,其斜率为 $1/R_{eq}$ 。其中 R_{eq} 为 LED 工作在 Q 点的等效压降, R_{eq} 为 LED 工作在 Q 点的等效动态电阻。

下面将以电容线性充放电和静态工作点线性化 为前提,推导支路数 *m*=3 时电路中的最大电流纹波, 并在此基础上对该电路的特点进行说明。

2.3.1 支路数 *m*=3 的情况

稳态情况下,由于电流纹波较小,可以认为电容为线性充放电,电容 C_{12} 、 C_{23} 、 C_{13} 两端的电压波

形和开关管时序如图 5 所示。

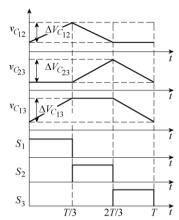


图 5 C_{12} 、 C_{23} 、 C_{13} 两端电压波形及开关管驱动时序图 Fig.5 Voltage waveforms across C_{12} , C_{23} , C_{13} and driving signals of unidirectional switches

不妨令
$$C_{12}=C_{23}=C_{13}=C$$
。

(1) t₀=0 时,由 KVL 可得

$$n_1 E_{\text{eq}1t_0} + n_1 i_{1t_0} R_{\text{eq}} = n_2 E_{\text{eq}2t_0} + n_2 i_{2t_0} R_{\text{eq}} + v_{C_1 \gamma t_0}$$
 (13)

$$n_2 E_{\text{eq} 2t_0} + n_2 i_{2t_0} R_{\text{eq}} = n_3 E_{\text{eq} 3t_0} + n_3 i_{3t_0} R_{\text{eq}} + v_{C_{23}t_0}$$
 (14)

同理 $t_1=T/3$ 时

$$n_1 E_{\text{eq} 1t_1} + n_1 i_{1t_1} R_{\text{eq}} = n_2 E_{\text{eq} 2t_1} + n_2 i_{2t_1} R_{\text{eq}} + v_{C_{12}t_1}$$
 (15)

$$n_2 E_{\text{eq}\,2t_1} + n_2 i_{2t_1} R_{\text{eq}} = n_3 E_{\text{eq}\,3t_1} + n_3 i_{3t_1} R_{\text{eq}} + v_{C_{23}t_1} \qquad (16)$$

式(15)减去式(13)得

$$2n_1 \Delta I_{1T} R_{eq} = 2n_2 \Delta I_{2T} R_{eq} + \Delta V_{G_{2}}$$
 (17)

式(16)减去式(14)得

$$2n_2\Delta I_{2T_1}R_{eq} = 2n_3\Delta I_{3T_1}R_{eq}$$
 (18)

其中, $\Delta I_{1T_1} = i_{1t_1} - i_{1t_0}$, $\Delta I_{2T_1} = i_{2t_1} - i_{2t_0}$, $\Delta I_{3T_1} = i_{3t_1} - i_{3t_0}$,即为 $t_0 \sim t_1$ 内各支路电流纹波的大小,以下推导均采用相同定义。又

$$\Delta I_{1T_1} + \Delta I_{2T_2} + \Delta I_{3T_2} = 0 \tag{19}$$

由式(17)~式(19)可解出

$$\begin{cases} \Delta I_{1T_1} = \frac{(n_2 + n_3)\Delta V_C}{2R_{\text{eq}}(n_1 n_3 + n_1 n_2 + n_2 n_3)} \\ \Delta I_{2T_1} = -\frac{n_3 \Delta V_C}{2R_{\text{eq}}(n_1 n_2 + n_1 n_3 + n_2 n_3)} \\ \Delta I_{3T_1} = -\frac{n_2 \Delta V_C}{2R_{\text{eq}}(n_1 n_2 + n_1 n_3 + n_2 n_3)} \end{cases}$$
(20)

式中,
$$\Delta V_C = \Delta V_{C_{12}} = \Delta V_{C_{23}}$$
 。

由电容的充放电可以解得

$$\Delta V_C = \frac{I_{\rm dc}}{9Cf} \tag{21}$$

式中, I_{dc} 为输入恒流源电流;f为开关频率。

(2) $t_2=2T/3$ 时,同理可以解得

$$\begin{cases} \Delta I_{1T_2} = -\frac{n_3 \Delta V_C}{2R_{\text{eq}}(n_1 n_2 + n_1 n_3 + n_2 n_3)} \\ \Delta I_{2T_2} = \frac{(n_1 + n_3) \Delta V_C}{2R_{\text{eq}}(n_1 n_2 + n_1 n_3 + n_2 n_3)} \\ \Delta I_{3T_2} = -\frac{n_1 \Delta V_C}{2R_{\text{eq}}(n_1 n_2 + n_1 n_3 + n_2 n_3)} \end{cases}$$
 (22)

(3) $t_3=T$ 时,同理可以解得

$$\begin{cases} \Delta I_{1T_3} = -\frac{n_2 \Delta V_C}{2R_{\text{eq}}(n_1 n_2 + n_1 n_3 + n_2 n_3)} \\ \Delta I_{2T_3} = -\frac{n_1 \Delta V_C}{2R_{\text{eq}}(n_1 n_2 + n_1 n_3 + n_2 n_3)} \\ \Delta I_{3T_3} = \frac{(n_1 + n_2) \Delta V_C}{2R_{\text{eq}}(n_1 n_2 + n_1 n_3 + n_2 n_3)} \end{cases}$$
 (23)

式中, ΔI_{1T_3} 、 ΔI_{2T_3} 、 ΔI_{3T_3} 为 $t_2{\sim}t_3$ 内各支路电流纹波。

由式(22)和式(23),可得出最大电流纹波

$$\Delta I_{\text{max}3} = \frac{\max\{(n_1 + n_2), (n_1 + n_3), (n_2 + n_3)\}}{2R_{\text{eq}}(n_1n_2 + n_1n_3 + n_2n_3)} \frac{I_{\text{dc}}}{9Cf} \quad (24)$$

当各支路 LED 数目相等均为n时,各支路电流纹波相等,最大电流纹波

$$\Delta I_{\text{max 3}} = \frac{\Delta V_C}{3nR_{\text{eq}}} = \frac{1}{3nR_{\text{eq}}} \frac{I_{\text{dc}}}{9Cf}$$
 (25)

2.3.2 其他多路情况

按照三路推导方法可推导出各串支路 LED 数目相等均为n时,支路数为 $4\sim9$ 路的电流纹波公式,见下表。

表 电流纹波表达式

Tab. Expressions of current ripples

支路数	$\Delta I_{ m max}$
4	$\frac{5I}{128nR_{\rm eq}Cf}$
5	$\frac{I}{25nR_{\rm eq}Cf}$
6	$\frac{5I}{96nR_{\rm eq}Cf}$
7	$\frac{3I}{49nR_{\rm eq}Cf}$
8	$\frac{35I}{512nR_{\rm eq}Cf}$
9	$\frac{2I}{27nR_{\rm eq}Cf}$

由最大电流纹波的推导结果可以看出: 当各支路 LED 数目及输入电流确定时,最大电流纹波与开关频率、跨接电容的容值成反比,提高开关频率可有效减小电容的容值。

2.4 容值对比

在文献[24]中提出如图 6 所示的不对称型均流电路,其均流原理与对称型均流拓扑相同,即通过电容的充放电来实现均流,在该文中给出了电流纹波表达式。将相同电流纹波时两个电路所需的总电容容值进行比较如图 7 所示。其中 ΣC_s 为对称型均流电路的总容值, ΣC_{uns} 为不对称型均流电路的总容值。由图 7 可以看出:采用对称型均流电路所需的电容总容值远小于不对称型。

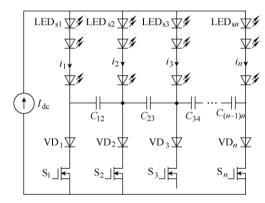


图 6 不对称跨接电容型 LED 均流拓扑

Fig.6 Unsymmetrical crossing capacitors current sharing topology for multi-string LEDs

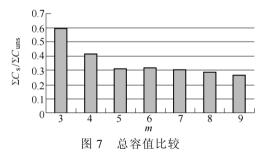


Fig.7 The comparison of total capacitance

3 仿真分析

3.1 参数设计

3.1.1 各支路 LED 数目相等

实验原理图如图 1 所示, $n_1 = n_2 = n_3 = 13$,要求电流纹波控制在 5%即 17.5mA,开关频率 f_s =300kHz,电流源 I_{dc} =1.05A,导通电阻 R_{eq} =2.2 Ω 。由式(25)可计算跨接电容的容值 $C_{12} = C_{23} = C_{13} = 0.26$ μF,考虑电容标称,采用 0.33μF 的多层陶瓷电容,此时电流纹波应为 13.7mA 即 4%。

3.1.2 各支路 LED 数目不完全相等

实验原理图如图 1 所示, n_1 = 13, n_2 = 12, n_3 = 13, 要求电流纹波控制在 5%即 17.5mA,开关频率 f_s =300kHz,电流源 I_{dc} =1.05A,导通电阻 R_{eq} =2.2 Ω 。由式(24)可计算跨接电容的容值 C_{12} = C_{23} = C_{13} = 0.27μF,考虑电容标称,采用 0.33μF 多层陶瓷电容,此时电流纹波为 14.5mA 即 4.1%。

3.2 仿真分析

利用 Saber 软件对该拓扑进行仿真, 仿真原理 图如图 1 所示。下面分别给出各支路 LED 数目相等 与不完全相等两种情况下的仿真分析结果。

3.2.1 各支路 LED 数目相等

其仿真结果如图 8 所示。由图 8 可以看出,各串中电流平均值相等,最大电流纹波相等,均为26mA,即为 7.4%,与理论的 4%仅差 3.4%,在误差允许范围之内。

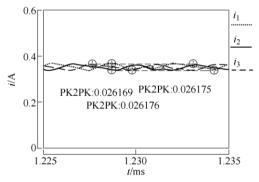


图 8 LED 数目相等时 $i_1 \sim i_3$ 仿真波形

Fig. 8 Simulation waveforms of $i_1 \sim i_3$ when the number of LEDs is same

3.2.2 各支路 LED 数目不完全相等

其仿真结果如图 9 所示。由图 9 可以看出,各串中电流平均值相等,最大电流纹波为 30mA,即为 8.6%,与要求的 5% 仅差 3.6%,在误差允许范围之内。

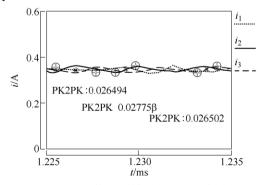


图 9 LED 数目不等时 $i_1 \sim i_3$ 仿真波形

Fig.9 Simulation waveforms of $i_1 \sim i_3$ when the number of LEDs is different

4 实验验证

4.1 各支路 LED 数目相等

实验结果如图 10~图 14 所示。图 10 为前级恒 流源输入电流波形, 电流平均的值为 1.05A, 电流 纹波约为 40mA。从图 11 所示的开关管驱动波形可 以看出:驱动信号的占空比为 1/3, 无死区, 无重 叠,所有开关管依次导通。图 12 为钳位电容 C_{12} 、 C_{23} 两端的电压波形,为相邻 LED 串的压降差,由 于 LED 的导通压降离散性,即使各串 LED 的数目 相等,两串的压降也不相同,故而电容上承担了相 应的电压,但该电压较小。图 13 为单向导通开关两 端的电压波形,由图可以看出开关两端的电压较小, 故而开关损耗较小,由于整个均流拓扑仅存在开关 损耗, 开关损耗小可以提升整个拓扑的效率。从图 14 所示的各支路中电流波形可以看出: LED 串中电 流平均值基本相等,最大电流纹波为 40mA。与理 论推导及仿真模型进行比较发现, 实验所用恒流源 非理想恒流源,存在峰峰值为 40mA 的高频电流纹 波,该高频电流平均分配于三条支路中,即由于非 理想恒流源的影响,每条支路中存在 13mA 的电流 纹波, 由线性叠加原理即可知由跨接电容引起的电 流纹波为 27mA, 即为 7.7%, 与理论值基本一致。

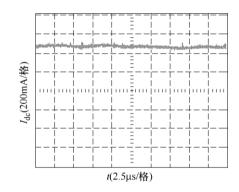
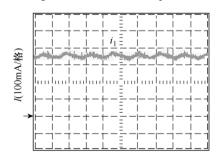
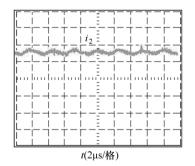


图 10 输入电流源波形

Fig.10 Waveform of input current source





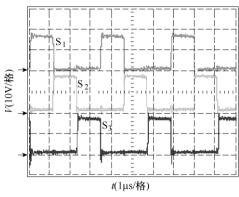


图 11 开关管驱动波形 (各支路 LED 数目相等)

Fig.11 Driving waveforms of MOSFETs

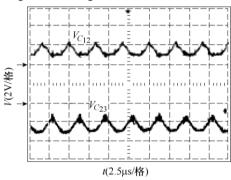


图 12 电容 C_{12} 、 C_{23} 两端电压波形 (各支路 LED 数目相等)

Fig.12 Experimental voltage waveforms across C_{12} , C_{23}

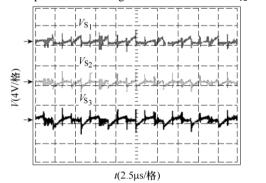


图 13 单向导通开关两端电压波形(各支路 LED 数目相等)

Fig.13 Experimental voltage waveforms across

unidirectional switches

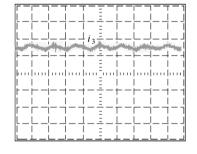


图 14 各 LED 串中电流实验波形(各支路 LED 数目相等)

Fig.14 Experimental waveforms of $i_1 \sim i_3$

4.2 各支路 LED 数目不完全相等

实验结果如图 15~图 17 所示。图 15 为钳位电容 C_{12} 、 C_{23} 两端的电压波形,为相邻 LED 串的压降差,由于各支路 LED 数目不完全相等,且 LED 本身导通压降存在的离散性,故而两个钳位电容上电压不相等,但电压波形与理论分析的相一致。图 16 为单

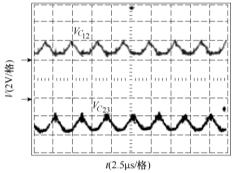
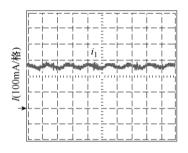
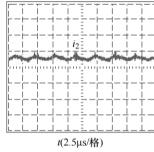


图 15 电容 C_{12} 、 C_{23} 两端电压波形 (各支路 LED 数目不完全相等)

Fig.15 Experimental voltage waveforms across C_{12} , C_{23}





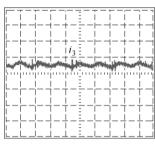


图 17 各 LED 串中电流实验波形(各支路 LED 数目不完全相等)

Fig.17 Experimental waveforms of $i_1 \sim i_3$

由图中可以看出,当各支路 LED 数目不完全相等时,所提出的拓扑也能很好地实现各支路的均流,即均流效果不受输出电压影响,与现有的无源均流方案相比这是比较突出的优点。

5 结论

本文提出了一种简洁的对称跨接电容型 LED 均流方案,该方案利用电容电荷守恒的特性实现了各支路 LED 串的均流,并详细分析了电路的均流原理及如何对均流电容进行选取;在此基础上,与非对称跨接电容型均流方案进行了对比,分析发现相同电流纹波条件下,对称型均流电路所需的电容容值小于非对称型;最后给出了仿真与实验波形。通过实验与理论分析的比较,验证了理论分析的合理性。该电路的具有以下一些优点:

(1) 无电感变压器等磁性元件, 电容两端电压 较低, 便于功率集成, 提高功率密度。

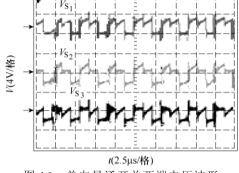


图 16 单向导通开关两端电压波形 (各支路 LED 数目不完全相等)

Fig.16 Experimental voltage waveforms across unidirectional switches

向导通开关两端的电压波形,由该图同样可以看出电路的开关损耗很小,故而效率较高。图 17 为各支路 LED 串中电流的波形,此时最大电流纹波为45mA,由跨接电容引起的电流纹波为30mA,即为8.6%,与理论值基本一致。



- (2) 所需均流电容与开关频率成反比,提高开 关频率可减小电容容值,有利于集成。
 - (3) 电路控制简单,可靠性高。
- (4)均流效果不受负载影响,故实际应用时即 使 LED 发生故障短路,依然能够实现均流。

参考文献

- [1] Lamar D G, Zuniga J S, Alonso A R, et al. A very simple control strategy for power factor correctors driving high-brightness LEDs[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(8): 2032-2042.
- [2] Ye Z, Greenfeld F, Liang Z. Design considerations of a high power factor SEPIC converter for high brightness white LED lighting applications[C]. Power Electronics Specialists Conference, Rodes, Greece, 2008: 2657-2663.
- [3] Zhou K, Zhang J G, Yuvarajan S, et al. Quasiactive

- power factor correction circuit for HB LED driver[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23(3): 1410-1415.
- [4] Datasheets of Cree's LED Components [EB/OL].

 Available at: http://www.cree.com/products/ledlamps.

 asp.
- [5] Chiu C L, Chen K H. A high accuracy current-balanced control technique for LED backlight[C].
 Power Electronics Specialists Conference, Rodes, Greece, 2008: 4202-4206.
- [6] Hu Y, Jovanovic M M. LED driver with self-adaptive drive voltage[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23(6): 3116-3125.
- [7] Chiu H J, Lo Y K, Chen J T, et al. A high-efficiency dimmable LED driver for low-power lighting applications[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(2): 735-743.
- [8] Doshi M, Zane R. Control of solid-state lamps using a multiphase pulsewidth modulation technique[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(7): 1894-1904.
- [9] Chen C C, Wu C Y, Wu T F. Fast transition currenttype burst mode dimming control for the LED backlight driving system of LCD TV[C]. Power Electronics Specialists Conference, Jeju, South Korea, 2006: 1-7.
- [10] Jacobs J, Shen J, Hente D. A simple digital current controller for solid-state lighting[C]. Power Electronics Specialists Conference, Rodes, Greece, 2008: 2417-2422.
- [11] Hu Q, Zane R. LED driver circuit with series- inputconnected converter cells operating in continuous conductionmode[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(3): 574-582.
- [12] Thomas W, Pforr J. A novel low-cost current-sharing method for automotive LED-lighting systems[C]. European Conference on Power Electronics and Applications, Barcelona, Spain, 2009: 1-10.
- [13] Hwu K I, Yau Y T. Applying one-comparator counter-based sampling to current sharing control of multi-channel LED strings[C]. 2010 IEEE 25th Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition, Palm Springs, California, 2010: 737-742.

- [14] Lin Changhua, Hung Tsungyou, Wang Chienming, et al. A balancing strategy and implementation of current equalizer for high power LED backlighting[C]. The Seventh International Conference on Power Electronics and Drive Systems, Bangkok, Thailand, 2007: 1613-1617.
- [15] Chiu Huangjen, Cheng Shihjen. LED backlight driving system for large-scale LCD panels[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54(5): 2751-2760.
- [16] Chen Chienchih, Wu Changyu, Chen Yaowming, et al. Sequential color LED backlight driving system for LCD panels[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, 22(3): 919-925.
- [17] Shiniki Sawada, Takayuki Shimizu. LED drive circuit, LED lighting device, and backlight: US Pat, 2010/ 7408308 B2[P]. Aug. 2008.
- [18] Huang C T, Yan S J, Cheng C C, et al. Power supply circuit with current sharing for driving multiple sets of dc loads: US Pat, 2009/0195169[P]. Aug. 2010.
- [19] Hu Yuequan, Jovanović M M. A new current-balancing method for paralleled LED strings[C].

 Applied Power Electronics Conference and Exposition,
 Fort Worth, Texas, 2011: 705-712.
- [20] Sungjin Choi, Taehoon Kim. Symmetric current-balancing circuit for led backlight with dimming[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 59(4): 1698-1707.
- [21] 张军明, 汪剑峰, 吴新科, 等. 电流自平衡的多路输出谐振变流器: 中国, 201010287918.0[P]. 2011-01-19.
- [22] 葛良安,姚晓莉,华桂潮,等.一种适用于多路 LED 恒流驱动的电路:中国,2009202733 52.9[P]. 2010-09-15.
- [23] 杨恒. LED 照明驱动器设计步骤详解[M]. 北京: 中国电力出版社, 2009.

作者简介

俞忆洁 女,1989 年生,硕士研究生,研究方向为功率电子变换 技术和照明电源。

张方华 男,1976年生,博士,教授,研究方向为航空电源、照明电源和新能源发电系统。