

# 功率 LED 替代灯的新颖谐振式 Buck 镇流器

曲小慧<sup>1</sup> Siu Chung Wong<sup>2</sup> Chi Kong Tse<sup>2</sup> 张建忠<sup>2</sup>

(1. 东南大学电气工程学院 南京 210096 2. 香港理工大学电子及资讯工程学系 香港)

**摘要** LED 灯发光效率高, 寿命长, 因此具有巨大的应用前景, 并有望取代白炽灯。LED 灯是低压电流型器件, 需要 LED 镇流器 (驱动电路) 将公共电网的高压交流电转换为适合 LED 的低压直流电。为了保证整个 LED 照明系统具有高效率 and 长寿命, LED 镇流器必须具有以上特性。相比于采用变压器降压, 无变压器的降压变换器可以达到更高的效率, 但此类变换器, 如 Buck 变换器, 在低占空比时要承受长时间的二极管续流, 导通损耗大, 效率低。因此, 本文提出一种新颖的谐振式 Buck 镇流器, 利用谐振可实现高电压转换比, 转换效率高, 工作时长, 且可以与已有的白炽灯调光器配合工作, 可直接安装在白炽灯具上。实验结果证明了该镇流器的有效性, 且成本低, 适合于目前 LED 替代灯场合。

**关键词:** LED 镇流器 无变压器型变换器 谐振式 LED 替代灯

**中图分类号:** TM923

## Resonance Assisted Buck Converter for Offline Driving of Power LED Replacement Lamps

Qu Xiaohui<sup>1</sup> Siu Chung Wong<sup>2</sup> Chi Kong Tse<sup>2</sup> Zhang Jianzhong<sup>1</sup>

(1. Southeast University Nanjing 210096 China 2. The Hong Kong Polytechnic University Hong Kong China)

**Abstract** LEDs are potential successors of incandescent lamps with high luminous efficacy and long lifetime. To improve the overall luminair efficacy and lifetime, the power efficiency and lifetime of LED ballasts become important factors. Efficiency gain in transformer-less power converters appears attractive for applications without isolation. Driving solid-state LED bulbs in an existing lighting fixture from universal mains necessitates a high voltage step-down ratio in order to produce a relatively low output voltage suitable for LED lighting applications. Traditional non-isolated step-down Buck converters may suffer from poor efficiency due to the long diode freewheeling time at small duty cycles. In this paper, a resonance assisted Buck converter is proposed to achieve a high voltage step-down ratio and high converter efficiency, whilst maintaining durability and compatibility with existing incandescent dimmers. The performance of the proposed LED driver is verified experimentally.

**Keywords:** LED ballast, transformer-less converter, resonance assisted, LED replacement lamps

## 1 引言

为了节能减排, 美国、欧盟等已相继推出措施来逐步淘汰效率低的白炽灯泡。新兴的

LED (Light Emitting Diode, LED) 灯具有高的发光效率, 因此被认为是白炽灯的有力替代物<sup>[1-6]</sup>。目前, 冷白色和暖白色的 LED 光源可分别达到 90lm/W 和 75lm/W 的发光效率, 相比于白炽灯的 10~15lm/W 效率, 节能效果显著。但淘汰白炽灯是分阶段分地区逐步实现的, 为了节省成本, 过渡时期的 LED 灯希望能直接安装到已有的白炽灯具上, 例如, PAR30 和 PAR16 系列室内灯具。相比于安装白炽灯, 安装 LED 灯可节省 80% 的能量并可长久工作。

LED 光源具有高光效和长寿命, 为了使整个 LED 照明系统具有该优势, 其镇流器 (驱动电路) 必须具有相匹配的特性。此外, 在需要调光的场合, LED 镇流器须能兼容已有的白炽灯调光器进行调光控制。例如, 滞后沿调制型调光器<sup>[7]</sup>, 其原理如图 1 所示, 通过控制输入电压的导通相角来改变输出光的平均值。目前其他类型的室内节能灯, 如荧光灯和 HID 灯, 其镇流器均无法与白炽灯调光器配合工作<sup>[8-10]</sup>。

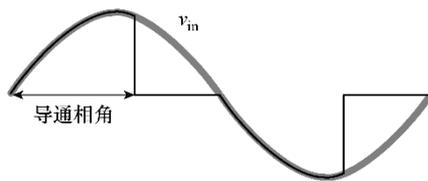


图 1 滞后沿调制原理

Fig.1 Trailing-edge control principle

一只 60W 的高效白炽灯, 可发出约 1000lm 的光通量。如果采用高亮度的白色 LED, 以 Cree 公司的 XREWHT-L1-0000-00C02 为例<sup>[11]</sup>, 每个 LED 在结温  $T_j=25^\circ\text{C}$ , 驱动电流为 350mA 时, 可达到 100lm/W 的发光效率。考虑到温度影响, 12 只 1W 的 LED 灯封装在一个 PAR30 型灯具上就可实现其所需的光流明, 大大减少了能源消耗。12 只 LED 采取每 6 只串联、2 条串联支路相并联结构, 因此镇流器需提供 700mA 的直流电流, 输出电压在  $T_j=25^\circ\text{C}$  时为  $3.3\text{V}\times 6=19.8\text{V}$ 。从 100~240V/50~60Hz 的高压交流母线转换到适合该 LED 负载的直流低压输出, 镇流器通常会采用变压器来实现高的输入/输出电压比<sup>[12-15]</sup>。然而, 变压器上不可避免的漏感会造成能量环流和损耗, 引起开关器件上的电压或电流尖峰, 从而降低了整个驱动电路的效率和可靠性。因此, 无变压器型的电路拓扑具有更大的吸引力, 尤其在本文提到的低功率和对成本要求高的场合。

本文将提出一种新颖的无变压器的谐振式 Buck 变换器, 该变换器结构简单, 适合低功率低成本的 LED 替代灯场合, 并具有效率高、可靠性高、寿命长、兼容性好等优点, 满足 LED 替代灯镇流器的设计要求。

## 2 谐振式 Buck 镇流器原理

传统的 PWM Buck 变换器是效率高的非隔离降压型变换器之一, 如图 2 所示。其工作模式按电感电流可分为两种: 连续电流模式 (Continuous Current Mode, CCM) 和断续电流模式 (Discontinuous Current Mode, DCM)。如果工作在 CCM 下, 为了实现功率因数校正 (Power Factor Correction, PFC), 需采用检测输入电压幅值和波形的平均电流控制器, 控制相对复杂, 且无法与图 1 的调光器匹配工作, 无法满足兼容性要求。此外, 交流母线供电, 输入、输出电压幅值相差大, 变换器占空比很小, 续流二极管  $\text{VD}_1$  的导通时间长, 导通损耗大, 续流结束时,  $\text{VD}_1$  电流反向恢复, 也存在损耗, 因此效率低。

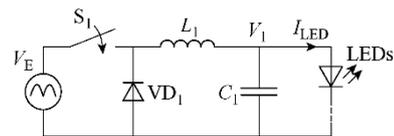


图 2 Buck 变换器驱动多个 LED

Fig.2 A Buck converter driving several LEDs

如果工作在 DCM 下, 调整其占空比恒定, 则此时 Buck 变换器的输入阻抗近似线性, 可认为其自动实现 PFC。恒定占空比控制允许输入电流随输入电压变化而变化, 因此, 可与滞后型调光器兼容工作。续流二极管  $\text{VD}_1$  自然关断, 无反向恢复电流及其损耗。然而, DCM 下滤波电容  $C_1$  上的纹波电流将远远高于其在 CCM 下的纹波电流, 大的纹波电流会明显减少电容的寿命从而减小整个 LED 照明系统的寿命<sup>[16]</sup>。此外, 由于输入、输出电压相差大, 二极管  $\text{VD}_1$  的续流时间虽略低于其在 CCM 下的时间, 但仍然很长, 其导通损耗限制了效率的提升。

从以上分析可知, 对于 LED 镇流器的输入端来说, Buck 变换器工作在 DCM 模式可以满足 PFC 和调光器兼容的要求; 对于输出端来说, CCM 模式可保证输出 LED 电流连续, 从而降低其储能电容上的电流应力, 因此延长了电容以至整个

系统的寿命。为了兼得以上特性，最简单的方法是采用两个 Buck 变换器级联，如图 3 所示，该级联式 Buck 变换器前级工作在 DCM 模式，后级工作在 CCM 模式，就可容易实现以上特性。但两级式变换器元件多，中间需储能环节，效率提升空间有限。

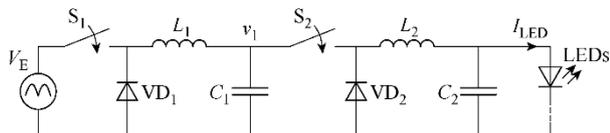
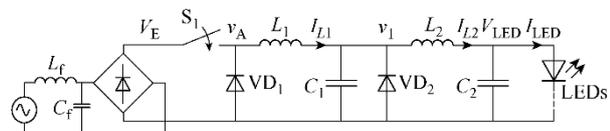
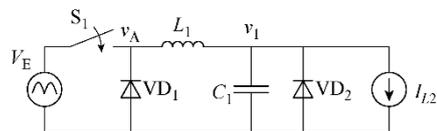


图 3 2 个级联式 Buck 变换器驱动多个 LED  
Fig.3 Two cascading Buck converters driving several LEDs

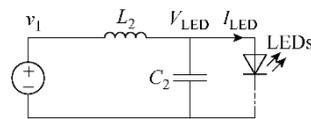
为提高镇流器效率，在级联式 Buck 变换器的基础上，本文提出了一种新颖的可实现高转换比谐振式 Buck 变换器，如图 4a 所示。其主要思想是利用谐振网络  $L_1$  和  $C_1$  来整形  $v_1$ ，消除中间的储能环节，从而能量可以直接传递到 LED 负载端。输入交流能量造成的二倍输入频率的电压纹波将完全通过输出端低压电容  $C_2$  来滤除，低压电容的寿命远高于高压电容，且电容种类多，选择广，保证了整个 LED 照明系统的寿命和可靠性 [16-18]。 $L_1$  和  $C_1$  谐振生成一系列半正弦波头，类似于图 3 中  $S_2$  的斩波作用，因此  $S_2$  可以拿掉，消除了其成本和损耗。通常，设计  $L_1$  和  $C_1$  的谐振频率几倍于变换器的开关频率，这样，该变换器的工作状态类似图 3 的级联式 Buck 变换器。在开关周期内的各点波形如图 5 所示， $i_{L1}$  电流断续， $i_{L2}$  电流连续，功率因数校正、调光器兼容和延长变换器寿命可同时实现。由于  $L_1$  和  $C_1$  谐振使电压  $v_1$  形成一系列半正弦波头，第二级变换器可看成是一个简单的 Buck 变换器，包括  $VD_2$ ， $L_2$ ， $C_2$  和 LED 负载，如图 4c 所示。相应地，电流  $i_{L2}$  可看成是一个电流型负载连在第一级 Buck 变换器后，在一个开关周期内， $i_{L2}$  变化很小，可认为恒定电流源，如图 4b 所示。图 4b 和 4c 均可方便后面的理论分析。由于输入电流断续， $L_f$ 、 $C_f$  构成输入滤波器加在变换器的最前端，用以滤除电流中的开关频率及以上次数谐波。



(a) 电路图



(b) 输入端等效电路



(c) 输出端等效电路

图 4 高变比谐振式 Buck 变换器

Fig.4 High-step-down-ratio resonance assisted Buck converter

### 3 理论分析和设计

镇流器的输入端是交流母线，因此其动态特性可分成两部分：开关频率下的动态分析和输入频率下的动态分析，下面将分别介绍。

#### 3.1 开关频率下的动态分析

第 2 节简单介绍了 LED 镇流器的基本工作原理，在一个开关周期内，变换器可分为四种工作模式，如图 5 所示。

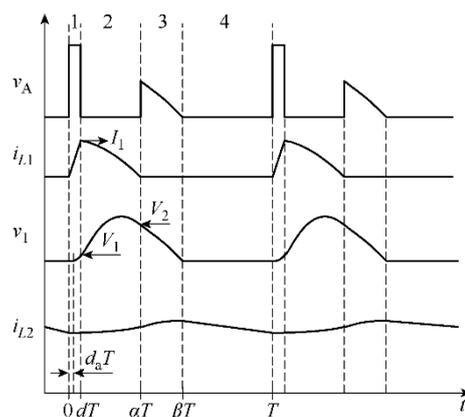


图 5 高变比谐振式变换器模式图

Fig.5 Illustrative waveforms of the high-step-down-ratio resonance assisted Buck converter

模式 1:  $S_1$  开通，由于工作在 DCM 状态，初始值  $i_{L1}(0) = 0$ ， $v_1(0) = 0$ 。 $L_2$  工作在连续状态，因此  $VD_2$  导通。 $i_{L1}$  开始线性增长直到其达到  $i_{L2}$ ，随后  $L_1$  与  $C_1$  谐振， $i_{L1}$  非线性继续增长直到  $dT$  时刻， $S_1$  关断。其状态方程可分成如下两部分：

$$\text{模式 1a: } \begin{cases} 0 < t \leq d_a T \\ i_L(0) = 0 \\ v_1(0) = 0 \\ \frac{di_{L1}(t)}{dt} = \frac{V_E}{L_1} \\ i_{L1}(d_a T) = i_{L2}(d_a T) \\ v_1(t) = 0 \end{cases} \quad (1)$$

$$\text{模式 1b: } \begin{cases} d_a T < t \leq dT \\ \frac{di_{L1}(t)}{dt} = \frac{V_E - v_1(t)}{L_1} \\ \frac{dv_1(t)}{dt} = \frac{i_{L1}(t) - i_{L2}(t)}{C_1} \\ i_{L1}(dT) = I_1 \\ v_1(dT) = V_1 \end{cases} \quad (2)$$

模式 2:  $S_1$  分断,  $L_1$  与  $C_1$  谐振给负载提供电流  $i_{L2}$ , 如图 4b 所示,  $VD_1$  续流, 直至  $i_{L1}=0$ ,  $VD_1$  自然分断。

$$\begin{cases} dT < t \leq \alpha T \\ \frac{di_{L1}(t)}{dt} = \frac{-v_1(t)}{L_1} \\ \frac{dv_1(t)}{dt} = \frac{i_{L1}(t) - i_{L2}(t)}{C_1} \\ i_{L1}(\alpha T) = 0 \\ v_1(\alpha T) = V_2 \end{cases} \quad (3)$$

模式 3:  $VD_1$  分断之后, 电容  $C_1$  继续给负载  $i_{L2}$  提供能量, 电压  $v_1$  不断减小直至为 0。此时,  $VD_2$  导通。

$$\begin{cases} \alpha T < t \leq \beta T \\ i_{L1}(t) = 0 \\ \frac{dv_1(t)}{dt} = \frac{-i_{L2}(t)}{C_1} \\ v_1(\beta T) = 0 \end{cases} \quad (4)$$

模式 4:  $VD_2$  导通之后,  $v_1$  一直被钳位到零, 直到下个开关周期  $S_1$  导通。

$$\begin{cases} \beta T < t \leq T \\ i_{L1}(t) = 0 \\ v_1(t) = 0 \end{cases} \quad (5)$$

假设  $L_2$  足够大, 那么在一个开关周期内, 可以近似  $i_{L2}(t) \approx \overline{i_{L2}(t)} = I_{L2}$ 。

求解模式 1 中式 (1) 和式 (2), 可得

$$I_1(d) = I_{L2} + \frac{V_E}{Z_r} \sin \omega_r (d - d_a) T \quad (6)$$

$$V_1(d) = V_E [1 - \cos \omega_r (d - d_a) T] \quad (7)$$

式中,  $d_a = \frac{I_{L2} L_1}{V_E T}$ ;  $\omega_r = \sqrt{\frac{1}{L_1 C_1}}$ ;  $Z_r = \sqrt{\frac{L_1}{C_1}}$ 。

对于高电压电压比的场合,  $\omega_r (d - d_a) T$  很小, 因此利用  $\lim_{x \rightarrow 0} \sin x \approx x$ , 化简式 (6), 可得  $I_1(d) \approx V_E d T / L_1$ 。

求解模式 2 中式 (3), 可得到模式 2 的表达式

$$i_{L1}(t + dT) = (I_1 - I_{L2}) \cos \omega_r t + I_{L2} - \frac{V_1}{Z_r} \sin \omega_r t \quad (8)$$

$$v_1(t + dT) = V_1 \cos \omega_r t + (I_1 - I_{L2}) Z_r \sin \omega_r t \quad (9)$$

注意其中的  $I_1$  和  $V_1$  均是  $d$  的函数, 此处省略。重新安排式 (8) 和式 (9) 可得

$$i_{L1}(t + dT) = A \cos(\omega_r t + \sigma) + I_{L2} \quad (10)$$

$$v_1(t + dT) = A Z_r \sin(\omega_r t + \sigma) \quad (11)$$

式中,  $A = \sqrt{(I_1 - I_{L2})^2 + (V_1 / Z_r)^2}$ ;

$$\sigma = \arctan \frac{V_1 / Z_r}{I_1 - I_{L2}}。$$

令式 (10) 右边为零, 可得到模式 2 的边界条件

$$\alpha = d + \frac{\theta - \sigma}{\omega_r T} \quad (12)$$

$$V_2 = \sqrt{I_1 (I_1 - 2I_{L2}) Z_r^2 + V_1^2} \quad (13)$$

式中,  $\theta = \arccos \frac{-I_{L2}}{A}$ 。显然, 为了减少  $VD_1$  的

通时间  $\alpha$ , 应该采用高的  $\omega_r$ 。

求解模式 3 中式 (4), 可得

$$\beta = \alpha + \frac{V_2 C_1}{I_{L2} T} \quad (14)$$

### 3.2 输入频率下的动态分析

设输入母线电压  $v_m = V_m \sin \omega_1 t$ ,  $\omega_1$  为输入角频

率。因此, 在一个输入周期内的输入功率可以表示为

$$P_{\text{IN}} = \frac{1}{T} \int_0^T V_E i_{L1} dt \approx \frac{T(dV_E)^2}{2L_1} = T(dV_m)^2 \frac{\sin^2 \omega t}{2L_1} \quad (15)$$

假设电路损耗为 0, 由功率守恒, 则输出功率等于输入功率, 由于  $C_1$  仅与  $L_1$  谐振, 那么输入低频交流功率完全由输出端滤波电容  $C_2$  滤除, 因此, 负载电压  $V_{\text{LED}}$  可看成是恒定值。那么

$$I_{L2}(t) = \frac{P_{\text{OUT}}}{V_{\text{LED}}} = \frac{P_{\text{IN}}}{V_{\text{LED}}} = \frac{T}{2L_1 V_{\text{LED}}} (dV_m)^2 \sin^2 \omega t = \frac{T}{4L_1 V_{\text{LED}}} (dV_m)^2 (1 - \cos 2\omega t) \quad (16)$$

(16)

$I_{L2}$  在一个输入周期内的平均值即是  $I_{\text{LED}}$ , 因此

$$I_{\text{LED}} = \overline{I_{L2}(t)} = \frac{I_{L2,\text{max}}}{2} = \frac{T}{4L_1 V_{\text{LED}}} (dV_m)^2 \quad (17)$$

### 3.3 变换器参数设计

基于 3.1 和 3.2 的分析, 该变换器参数设计如下,

根据 LED 负载性质定义  $I_{\text{LED}}$ :

$$(1) I_{L2,\text{max}} = 2I_{\text{LED}}.$$

$$(2) \text{ 确保 } L_1 \text{ 工作在 DCM, } d \leq V_{\text{LED}} / v_{\text{in,max}}.$$

因此, 最大的占空比为  $d_{\text{max}} = V_{\text{LED}} / v_{\text{m,min}}$ 。

$$(3) \text{ 由式 (17), } L_1 = \frac{T}{4V_{\text{LED}} I_{\text{LED}}} (d_{\text{max}} v_{\text{m,min}})^2,$$

$L_1$  工作在 DCM, 则设计  $L_1$  应小于该值。

$$(4) \text{ 由于 } f_r \leq f_s, \text{ 那么, } C_1 \geq \left( \frac{T}{2\pi} \right)^2 \frac{1}{L_1}.$$

$$(5) v_1 \text{ 最大值应发生在模式 2 区间。由式}$$

(9),

$v_1 = \sqrt{V_1^2 + (I_1 - I_{L2})^2 Z_r^2}$ , 通常,  $V_1$  很小, 那么,  $v_{1,\text{max}} \approx (I_1 - I_{L2})Z_r$ , 其中  $v_{1,\text{max}}$  发生在  $v_{\text{in}}$  最大值时, 此时,  $I_{L2} = 2I_{\text{LED}}$ ;

(6) 设  $L_2$  上允许流过的最大纹波电流为  $\Delta i_{L2}$ , 则

$$L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = \begin{cases} v_{1,\text{max}} \sin \omega_r t - V_{\text{LED}} & dT < t \leq \alpha T \\ V_2 - \frac{I_{L2} t}{C_1} - V_{\text{LED}} & \alpha T < t \leq \beta T \end{cases} \quad (18)$$

对式 (18) 两边积分, 可得

$$L_2 = \frac{1}{\Delta i_{L2}} \left[ \frac{v_{1,\text{max}}}{\omega_r} (\cos \omega_r T_0 - \cos \omega_r (\alpha - d)T) - V_{\text{LED}} ((\alpha - d)T - T_0) + V_2 T_1 - \frac{I_{L2} T_1^2}{2C_1} - V_{\text{LED}} T_1 \right] \quad (19)$$

式中,  $T_0 = \frac{1}{\omega_r} \arcsin \frac{V_{\text{LED}}}{v_{1,\text{max}}}$ ;  $T_1 = \frac{V_2 - V_{\text{LED}}}{V_2} (\beta - \alpha)T$ 。

(7)  $C_2$  由纹波电压  $\Delta v_{C2}$  决定,  $C_2 =$

$$\frac{P_{\text{OUT}}}{4\pi f_1 V_{\text{LED}} \Delta V_{C2}}.$$

## 4 实验验证

根据 3.3 节设计步骤, 在实验室完成一台 LED 替代灯的原理样机, LED 灯采用 12 只 Cree 公司的 XRE 系列, 其参数如下:

$V_{\text{LED}} = 3.3 \times 6V = 19.8V$ ,  $I_{\text{LED}} = 0.35 \times 2A = 0.7A$ , 则输入功率为  $19.8 \times 0.7W = 13.72W$ 。输入电压范围为 AC100~240V/50~60Hz。设计  $L_1$  为  $70\mu H$ , 则最大占空比为 0.105。为了减小在轻载下的损耗, 设计开关频率为  $56kHz^{[19]}$ ,  $C_1$  应大于  $115nF$ 。设  $L_2$  的电流纹波比例  $\Delta i_{L2}/I_{L2} = 20\%$ , 则  $L_2$  为  $649\mu H$ 。图 6 给出在  $(\Delta i_{L2}/I_{L2}) \times 10\% = 20\%$  下,  $L_2$  随  $C_1$  的变化曲线,  $C_1$  越大,  $L_2$  越小, 由式 (12) 和式

(14) 可知, 此时  $VD_1$  导通时间变长,  $VD_2$  导通时间变小。实际上,  $VD_1$  的电压应力由输入交流母线电压的峰值决定,  $VD_1$  须采用高压二极管, 其导通压降一般超过 1V, 而  $VD_2$  的电压应力由  $v_{1,\text{max}}$  决定, 所以,  $VD_2$  可采用导通压降小的低压肖特基二极管, 通常导通压降小于 0.5V。图 7 给出了输入峰值电压为 141V 时的二极管损耗比较, 此处设  $VD_1$  导通压降为 1V, 而  $VD_2$  导通压降为 0.5V。当  $C_1$  小于  $291nF$  时,  $VD_1$  与  $VD_2$  导通, 而且, 由于肖特基二极管  $VD_2$  较低的导通压降,  $C_1$  越小,  $VD_1$  导通时间相对越小, 二极管总体损耗越小, 效率越高。图 8 给出了实验测得的效率随  $C_1$  的变化曲线, 验证了图 6 和图 7 的结果。因此, 为了提高效率,  $C_1$  应

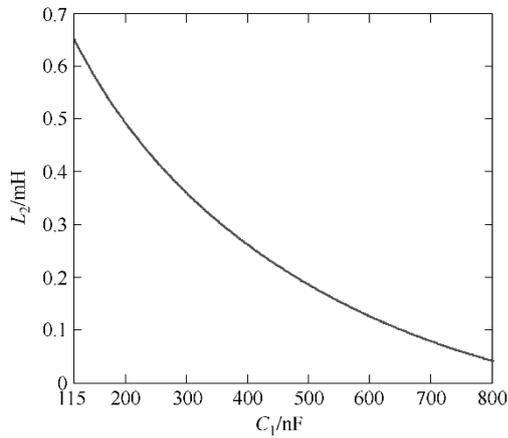


图6  $(\Delta i_{L2}/I_{L2}) \times 100\% = 20\%$  时的  $L_2$  与  $C_1$  变化曲线  
Fig.6  $L_2$  as a function of  $C_1$ , giving current ripple level of  $(\Delta i_{L2}/I_{L2}) \times 100\% = 20\%$

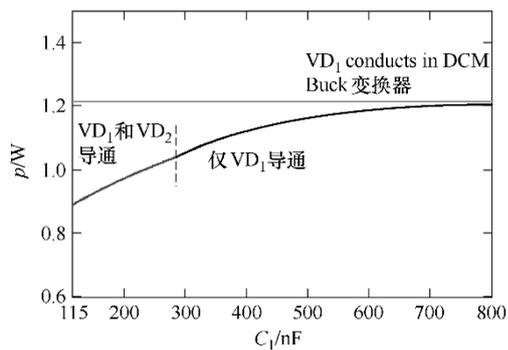


图7  $(\Delta i_{L2}/I_{L2}) \times 100\% = 20\%$  时二极管的功率损耗  
Fig.7 Power loss in diodes at output current ripple level of  $(\Delta i_{L2}/I_{L2}) \times 100\% = 20\%$

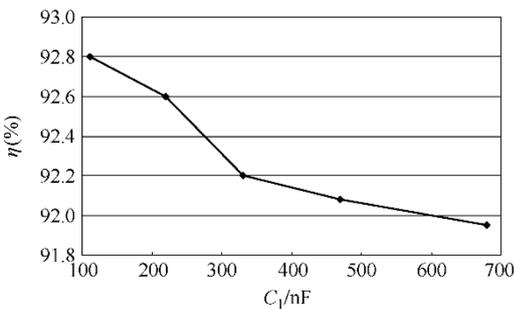
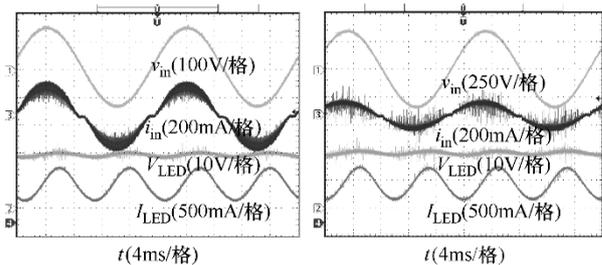


图8 输入为 AC 100Vrms,  $(\Delta i_{L2}/I_{L2}) \times 100\% = 20\%$  时效率与  $C_1$  曲线  
Fig.8 Efficiency of converter with different values of  $C_1$  at AC 100Vrms input with output current ripple level of  $(\Delta i_{L2}/I_{L2}) \times 100\% = 20\%$

尽量小, 为了保证纹波比例,  $L_2$  因此变大。本次实验采用  $C_1=220\text{nF}$ ,  $L_2=457\mu\text{H}$ 。 $C_2$  采用 1500 F/63V 的 VISHAY 电容, 以保证输出电压纹波为 10% 的输出电压。 $C_1$  可采用长寿命的薄膜或陶瓷电容。 $VD_1$  采用 Fairchild 二极管 MUR860,

$VD_2$  为 IR 公司的肖特基二极管 MBR20100CT。

图 9 分别给出变换器在 100V 和 240V 母线输入电压下的各点波形, 其中  $i_{in}$  是输入滤波器  $L_f=300\mu\text{H}$  和  $C_f=220\text{nF}$  之前的输入电流。功率因数分别是 0.996 和 0.988, 满足功率因数要求。注意: 此时 LED 上的电压纹波为 10% 的  $V_{LED}$ ,  $I_{LED}=700\text{mA}$ , 但电流纹波已测为 270mA, 这是由 LED 动态电阻小造成的。图 10 给出标准化的输出发光效率 (lx/W) 与  $C_2$  的关系, 由此可知, 此时的发光效率受纹波电流的影响很小。图 11 给出在 100V 和 240V 输入峰值时的  $v_A$ ,  $v_1$ ,  $i_{L1}$ , 和  $i_{L2}$  波形, 其中  $i_{L2}$  上比较小的开关纹波保证了输出电容  $C_2$  的耐久工作。图 12 是典型的低负载效率曲线, 当输入电压高时, 变换器开关损耗增大造成效率下降。



(a) 100Vrms 交流输入 (b) 240Vrms 交流输入

图 9 不同输入电压下的各点实验波形

Fig.9 Experimental waveforms of  $v_{in}$ ,  $i_{in}$ ,  $V_{LED}$  and  $I_{LED}$  at different line input voltages

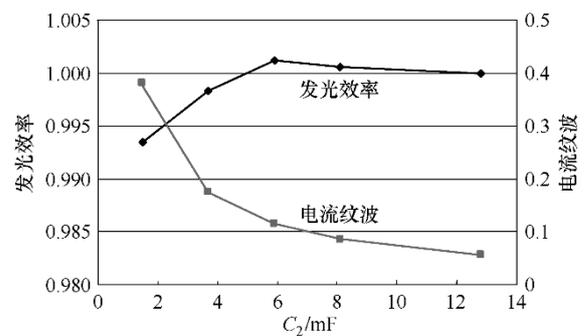
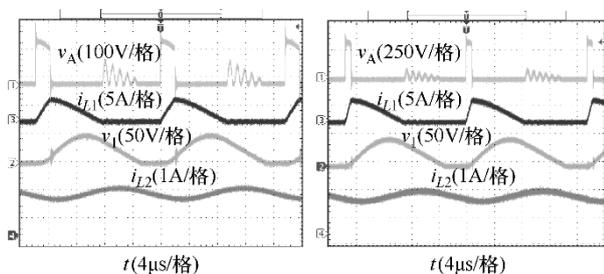


图 10 发光效率及 LED 电流纹波与  $C_2$  的变化曲线 (归一化)

Fig.10 Normalized illuminance efficacy and corresponding current ripple versus different values of  $C_2$



(a) 141V 输入 (b) 339V 输入

图 11 不同输入电压峰值下的各点实验波形

Fig.11 Experimental waveforms of  $v_A$ ,  $v_1$ ,  $i_{L1}$  and  $i_{L2}$  at peaks of input voltage

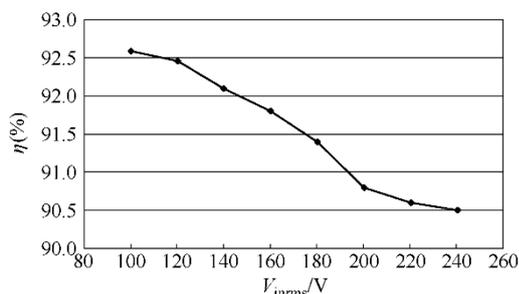
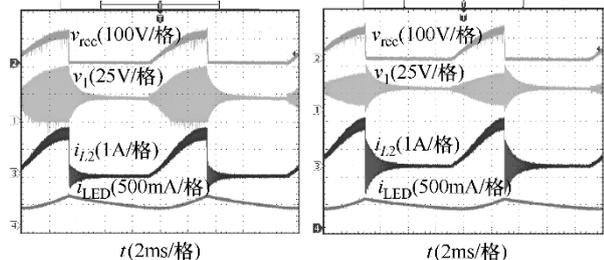


图 12 额定功率下变换器效率与输入电压关系

Fig.12 Efficiency versus line input voltage at rated power

图 13 给出了采用滞后沿调光器时，输入 100Vrms 下的整流桥后  $v_{rec}$ ， $v_1$ ， $i_{L2}$  和  $i_{LED}$  波形，图中显示了相同电流纹波条件下的采用 2 组参数的结果：图 13a 采用  $C_1$  为 220nF， $L_2$  为 457μH，图 13b 采用  $C_1$  为 470nF， $L_2$  为 204μH。 $C_1$  和  $L_2$  均遵从图 5 曲线。从图 13b 上可以看到，输入电压通过调光器斩断成  $v_{rec}$  时， $L_2$  电流上有明显大的纹波，因此损耗也较大，此时调制对应的两组参数效率分别为 90.56%和 89.69%，所以采用图 13a 的参数具有明显的优势，也与二极管损耗分析结果一致。图 14 为输入电压和输入电流在调光时的波形，显然，该变换器可以很方便地与白炽灯调光器匹配工作。



(a)  $C_1=220nF$ ,  $L_2=457\mu H$  (b)  $C_1=470nF$ ,  $L_2=204\mu H$

图 13 调光时 100Vrms 输入电压下的各点实验波形

Fig.13 Converter waveforms  $v_1$ ,  $i_{L2}$  and  $i_{LED}$  dimmed by  $v_{rec}$  using trailing edge control

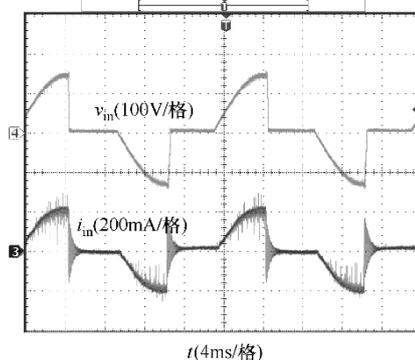


图 14 调光时变换器输入电压与输入电流

Fig.14 Typical converter input waveforms of  $v_{in}$  and  $i_{in}$  using trailing edge control

## 5 结论

本文提出了一种高效非隔离型的 LED 镇流器，利用谐振实现高电压转换比，消除了输出电容上的高频纹波，延长了电容及镇流器的寿命；由于采用简单的恒定占空比控制实现功率因数校正，用白炽灯调光器进行调光控制，因此，该镇流器驱动的 LED 灯可取代白炽灯，成为节能方便的新一代照明工具。

## 参考文献

- [1] Craford M G. LEDs challenge the incandescents[J]. IEEE Circuit Device Mag., 1992, 8(1): 24-29.
- [2] Steigerwald D A, Bhat J C, Collins D, et al. Illumination with solid state lighting technology[J]. IEEE J. Selected Topics in Quantum Electronics, 2002, 8(2): 310-320.
- [3] Edmond J, Abare A, Bergman M, et al. High efficiency GaN-based LEDs and lasers on SiC[J]. J. Crystal Growth, 2004, 27(2): 242-250.
- [4] Narukawa Y, Narita J, Sakamoto T, et al. Ultra-high efficiency white light-emitting diodes[J]. Japan J. Applied Physics, 2006, 45: L1084-L1086.
- [5] Schubert E F. Light-emitting diodes: research, manufacturing and applications[M]. 2ed. : Cambridge University Press, 2006.
- [6] Krames M R, Shchekin O B, Mueller Mach R, et al. Status and future of high-power light-emitting diodes for solid-state lighting[J]. J. Display Technology, 2007, 3(2): 160-175.
- [7] Beebe A. Controlling consumers' expectations of LED lighting: why dimming is so important[OL].

2009. <http://www.ledsmagazine.com/features/6/4/5>.
- [8] Nerone L R. Design of a 2.5MHz, soft-switching class-D converter for electrodeless lighting[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 1997, 12(3): 507-516.
- [9] Jang T E, Kim H J, Kim H. Dimming control characteristics of electrodeless fluorescent lamps[J]. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 2009, 56(1): 93-100.
- [10] Yan W, Hui S Y. An analysis into the dimming control and characteristic of discharge lamps[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2005, 20(6): 1432-1440.
- [11] Cree Inc. Cree Xlamp XR-E LED data sheet[OL]. 2009. <http://www.cree.com/products/pdf/Xlamp7090XR-E.pdf>.
- [12] Wei H, Batarseh I, Zhu G, et al. A single-switch AC-DC converter with power factor correction[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2000, 15(3): 421-430.
- [13] Zhou K, Zhang J G, Meneghesso G. Quasi-active power factor correction circuit for HB LED driver[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2008, 23(3): 1410-1415.
- [14] Fu D, Lee F C, Xu M. A novel driving scheme for synchronous rectifiers in LLC resonant converters[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2009, 24(5): 1321-1329.
- [16] Qu X, Wong S C, Tse C K. Noncascading structure for electronic ballast design for multiple LED Lamps with independent brightness control[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2010, 25(2): 331-340.
- [16] Maddula S K, Balda J C. Lifetime of electrolytic capacitors in regenerative induction motor drives[C]. IEEE Power Electronics Specialists Conf., 2005: 153-159.
- [17] Cornell Dubilier Electronics Inc. Application guide, aluminum electrolytic capacitors[OL]. <http://www.cornell-dubilier.com>
- [18] Parler Jr S G. Deriving life multipliers for electrolytic capacitors[J]. IEEE Power Electronics Society Newsletter, 2004, 16(1): 11-12.
- [19] Sun J, Xu M, Ren Y, et al. Light-load efficiency improvement for Buck voltage regulators[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2009, 24(3): 742-751.

---

作者简介 曲小慧 女, 1981 年生, 讲师, 主要从事 LED 照明系统、功率因数校正技术及谐振变换器的研究。 Siu Chung Wong 男, 1961 年生, 副教授, 研究方向包括功率变换器建模及非线性现象分析、LED 照明系统等。