

一种具有正输出电压的无桥 CUK PFC 变换器

皇甫宜耿¹, 王爱本², 赵犇², 马雨辉², 马瑞², 夏磊²

(1.西北工业大学深圳研究院, 广东 深圳 518057; 2.西北工业大学 自动化学院, 陕西 西安 710072)

摘要:传统的 CUK PFC 变换器输出电压为负,需要附加反相放大器电路,增大了变换器的体积和成本。提出了一种新型无桥 CUK PFC 变换器拓扑,该拓扑在无需附加反相放大器电路的情况下使变换器输出电压为正,具有控制简单、高效率、低成本的优点。通过拓扑优化减少了 1 个输入电容,并使 2 个二极管从高频的大电流转换为工频的小电流工作状态,可选取普通整流二极管代替快恢复二极管,从而降低了变换器的体积和成本。该变换器工作在不连续导通模式下,不需要电流控制环,从而简化了控制电路。另外,主开关在零电压开关(ZVS)条件下导通,输出二极管在零电流开关(ZCS)条件下关断,降低了开关损耗,提高了变换器的效率。在 PSIM 中搭建了仿真模型,并制作了额定功率 150 W 的试验样机,验证了所提变换器的有效性和优越性。实验结果表明,在额定输入条件下,功率因数(PF)为 0.9957,输入电流的总谐波失真(THD)为 3.78%。

关键词:无桥 CUK PFC 变换器;功率因数校正;不连续导通模式;零电流开关

中图分类号:TM46

文献标志码:A

文章编号:1000-2758(2021)03-0611-06

随着化石能源的枯竭和日益严重的环境污染问题,以集中式、化石能源发电方式为主的传统电网正在向以分布式发电、清洁能源为主的智能电网转变。微电网是从传统电网向智能电网的过渡,开发和延伸微电网能够充分促进分布式电源与可再生能源的大规模接入^[1]。微电网中有许多需要低压直流电源的应用场合,电能的传输、存储、离网^[2],例如蓄电池充电、电解水制氢等。因此,非常有必要开发具有低输出电压和高效率的 AC-DC 变换器。桥式整流引起严重的电流谐波失真,因此功率因数校正(power factor correction, PFC)技术得到了快速发展。

传统的单相有源功率因数校正(active power factor correction, APFC)变换器由前级桥式整流电路和后级 DC/DC 电路组成,常用的 DC/DC 电路包括 Buck、Boost、Buck-Boost、CUK、Sepic 和 Zeta 电路^[3]。Buck 变换器具有一段死区时间,输入电流为零,这会导致较大的总谐波失真(total harmonic distortion, THD)和较低的功率因数(power factor, PF)^[4-5]。Boost 变换器由于输入电流连续和较低的输入电

流 THD 等优点应用最为广泛,但其输出电压高于输入电压、不适合低压应用场合^[6]。Buck-Boost 变换器具有输入电流不连续、PF 低的缺点^[7]。Sepic 变换器的缺点是输出电流不连续,从而导致高输出电压纹波^[8]。CUK 变换器的输入电流连续,纹波小,输出电压范围宽,已广泛应用于低压电源场合^[9]。

传统的 CUK PFC 变换器的电流导通路径经过 3 个功率半导体器件,包括整流电路中的 2 个二极管和 DC/DC 电路中的 1 个开关管,增加了变换器的导通损耗,使其效率受到了极大限制^[10]。文献[11]提出了 3 种新型的单相无桥 CUK PFC 变换器,它们可以减少电流路径中 1 个半导体器件,从而降低了导通损耗,但无桥 CUK PFC 变换器的输出电压为负,因此需要 1 个附加的反相放大器电路,这会增加变换器的尺寸和成本。而且,文献[11]所提出的 3 种变换器都有 2 个开关管,这增加了控制的复杂性。

为了减小变换器的尺寸和成本,参考文献[12]提出了一种新型无桥 CUK PFC 变换器,该变换器将

所有开关管与二极管进行了翻转,不需要反相放大器电路,使输出电压为正。与文献[11]提出的无桥 CUK PFC 变换器相比,反相放大器电路被省去,从而减小了变换器的尺寸和成本。

本文提出了一种新型的无桥 CUK PFC 变换器。与文献[12]中的无桥 CUK PFC 变换器相比,开关管 S_1 上方的 2 个二极管 D_3, D_4 被移至输入电感的后面,当开关管 S_1 在输入电压的正半周期导通时,切断了输入电感 L_1 和串联二极管 D_3 的电流路径,从而减少了变换器的导通损耗。由于二极管位置的移动,每工频半周期内的 2 个工作电容可以减小到 1 个,并且二极管 D_3, D_4 从高频的大电流工作状态到工频的小电流工作状态,可以使用价格较为便宜的普通整流二极管代替价格相对较高的快恢复二极管,从而减小了变换器的尺寸和成本。

1 新型正输出无桥 CUK PFC 变换器工作原理分析及设计

1.1 新型无桥 CUK PFC 变换器工作原理分析

本文提出的新型的无桥 CUK PFC 变换器如图 1 所示,在分析提所出的变换器之前,假设所有器件都是理想的,并且变换器工作在不连续导通模式 (discontinuous conduction mode, DCM) 下。在交流输入电压的 1 个周期内,正负半周期的工作原理相同,因此仅在正半周期对工作原理进行分析,可以将其分为 3 种工作模式。定义 D_1 为开关 S_1 导通时的占空比,即 $t_0 \sim t_1$, D_2 是 S_1 关断但二极管 D_0 导通的占空比,即 $t_1 \sim t_2$ 。

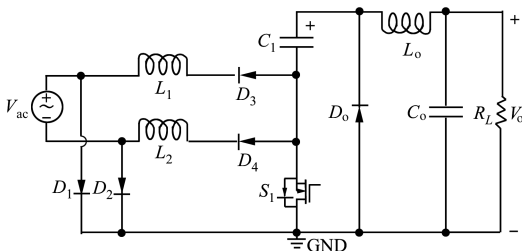


图 1 新型正输出无桥 CUK PFC 变换器

模式 1 [$t_0 \sim t_1$]: 主要理论波形及模式 1 等效电路如图 2 和图 3a) 所示,在此模式下,开关管 S_1 导通。二极管 D_1 正向偏置,电源给电感 L_2 充电,输出电感 L_0 两端的电压为 $V_{C1} - V_o$ 。假设输入电容 C_1 足够大,其电压在 1 个开关周期 T_s 内被认为是恒定

的。根据模式 3 中的电压关系,可以得到 $V_{L_0} = V_{ac}(t)$, 因此 L_0 充电斜率为 $V_{ac}(t)/L_0$ 。电感 L_2 和 L_0 的电压电流关系为

$$\frac{di_{L_2}}{dt} = \frac{V_{ac}(t)}{L_2} \tag{1}$$

$$\frac{di_{L_0}}{dt} = \frac{V_{ac}(t)}{L_0} \tag{2}$$

流经开关管 S_1 的峰值电流可以表示为

$$I_{S1, pk} = \frac{V_m}{L_e} D_1 T_s \tag{3}$$

式中: V_m 为输入电压 $V_{ac}(t)$ 的幅值; D_1 为开关 S_1 导通时的占空比; L_e 为 $L_1(L_2)$ 与 L_0 的并联等效电感。

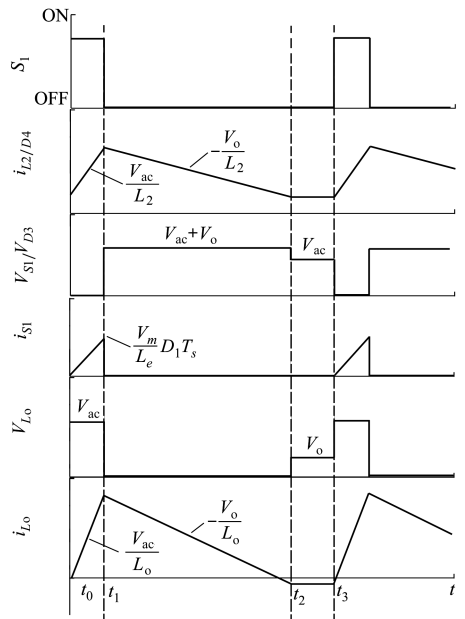


图 2 一个开关周期内主要理论波形

模式 2 [$t_1 \sim t_2$]: 在模式 2 中,开关 S_1 断开,续流二极管 D_0 导通。电感 L_2 两端的电压为 $V_{C1} - V_{ac}(t)$, 在模式 1 中,有电压关系: $V_{C1} = V_{L_0} + V_o$, 且 $V_{L_0} = V_{ac}(t)$, 所以得到 $V_{L_2} = V_o$, 因此电感 L_2 开始以 V_o/L_2 的斜率放电。 L_0 两端的电压等于 V_o , 以 V_o/L_0 斜率放电。放电完成后,二极管 D_0 在零电流开关 (zero current switching, ZCS) 条件下关断。电感 L_2 和 L_0 的电压电流关系为

$$\frac{di_{L_2}}{dt} = -\frac{V_o}{L_2} \tag{4}$$

$$\frac{di_{L_0}}{dt} = -\frac{V_o}{L_0} \tag{5}$$

模式 3 [$t_2 \sim t_3$]: 在此模式下,仅二极管 D_1

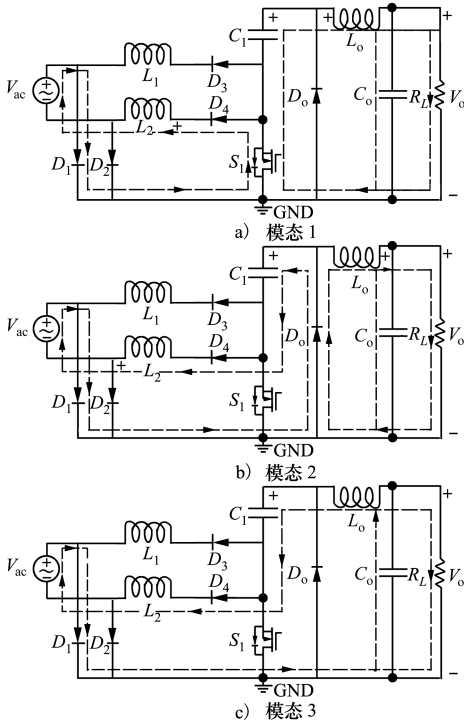


图3 模式1~3的等效电路

和 D_4 保持导通给电源和负载提供一个电流路径,此时,电感 L_2 和 L_o 可以等效成电流源,电压为零。其电压关系为

$$V_{C1} = V_{ac}(t) + V_o \quad (6)$$

电源给电容 C_1 充电,电容 C_o 给负载供电。该模式一直持续到下一个开关周期 T_s 开始。模式3持续的时间,即 S_1 和 D_o 都关断的时间为

$$t_{off} = T_s - t_{on} - t_{don} \quad (7)$$

式中: t_{on} 是开关 S_1 导通的时间,即 $t_0 \sim t_1$; t_{don} 是输出二极管 D_o 导通的时间,即 $t_1 \sim t_2$ 。

根据(2)式和(5)式,电感 L_o 在 t_{on} 的充电电量等于在 t_{don} 的放电电量。占空比 D_1 和 D_2 的关系为

$$D_2 = \frac{D_1}{M} \sin\omega \quad (8)$$

式中: M 是电压转换比 ($M = V_o/V_m$); ω 是输入电压角频率。

1.2 新型无桥 CUK PFC 变换器的设计

1) 输入电感设计

如图2所示,输入电感 L_2 以 $V_{ac}(t)/L_2$ 的斜率充电,输入电流纹波 ΔI_{L2} 为 $V_{ac}(t)/L_2$ 与 $D_1 * T_s$ 的乘积,可以得到输入电感 L_2 的值(L_1 一样)

$$L_2 = \frac{V_{ac}(t)D_1T_s}{\Delta I_{L2}} \quad (9)$$

2) 电压转换比 M

根据文献[12]提出的 CUK PFC 变换器的大信号模型,可以得到平均输入电流,在输入和输出端根据功率守恒,可以求得输入等效电阻,进而可以推出电压转换比 M 为^[13]

$$M = \frac{V_o}{V_m} = \sqrt{\frac{R_L}{2R_{in}}} \quad (10)$$

3) CCM 和 DCM 的界限^[13]

为了确保所提 CUK PFC 变换器工作在 DCM 模式下,可以获得 K_e 的最小值和最大值,如下所示

$$K_{emin} = \frac{1}{2(M+1)^2} \quad (11)$$

$$K_{emax} = \frac{1}{2M^2} \quad (12)$$

这里 K_e 为

$$K_e = \frac{2L_e}{R_L T_s} \quad (13)$$

因此,当满足不等式 $K_e < K_{emin}$ 时,所提新型无桥 CUK PFC 变换器始终工作在 DCM 模式下。

4) 输入与输出电容的确定

要求输入电压频率 f_L 远小于开关频率 f_s ,谐振频率 f_r 根据(15)式确定。可以确定输入电容 C_1 的值。变换器输出纹波频率是输入电源频率的2倍。当半个周期内的输出电流全部由输出电容 C_o 提供时,可以得到 C_o 。

$$f_L < f_r < f_s \quad (14)$$

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_1(L_1 + L_o)}} \quad (15)$$

$$C_o = \frac{P_o}{4f_L V_o \Delta V_o} \quad (16)$$

5) 开关管与二极管上的电压电流应力分析

基于图3,可以得到以下开关管和二极管的电压和电流应力表达式。

$$V_{D1, D2max} = V_{acmax} \quad (17)$$

$$V_{D3, D4, D_0max} = V_{acmax} + V_o \quad (18)$$

$$V_{S1max} = V_{acmax} + V_o \quad (19)$$

$$I_{Dmax} = I_{S1max} = I_{acmax} + \Delta I_L \quad (20)$$

式中: $V_{D1, D2max}$ 是二极管 D_1 和 D_2 上的最大电压应力; $V_{D3, D4, D_0max}$ 是二极管 D_3 和 D_4 和 D_o 上的最大电压应力; V_{S1max} 和 I_{S1max} 分别是开关 S_1 上的最大电压和电流应力; I_{Dmax} 是所提 CUK PFC 变换器二极管上的最大电流应力; ΔI_L 是电感 L_1 或 L_2 上的电流纹波。

2 仿真结果分析

基于以上对所提新型的 CUK PFC 变换器的分析和设计,搭建了 PSIM 电路仿真模型,进行验证。具体仿真参数如表 1 所示。

表 1 仿真参数

参数	数值
输入电压 V_{ac}/V	220
输出电压 V_o/V	48
额定功率 P_o/W	150
开关频率 f_s/kHz	100
输入电感 $L_1, L_2/mH$	5
输入输出电容 $C_1, C_o/\mu F$	1, 3 300
输出电感 $L_o/\mu H$	22

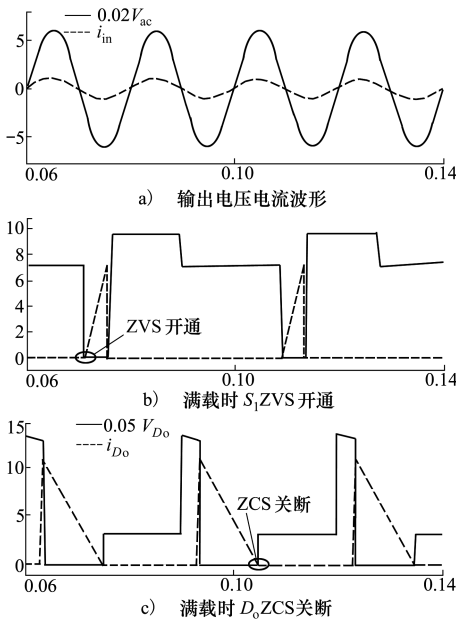


图 4 仿真波形

图 4a) 为输入电压电流波形,可以看出,输入电压电流同相位,保持了较好的正弦性;图 4b) 是开关 S_1 满载时的电压和电流波形,开关 S_1 在 ZVS 条件下导通;图 4c) 是输出二极管 D_o 的电压和电流波形,可以看出 D_o 在 ZCS 条件下关断。控制所提 CUK PFC 变换器工作在 DCM 模式下可以降低变换器的开关损耗。

3 实验结果分析

型号和参数。实验平台如图 5 所示,包括主电路、驱动电路、控制器、电压差分探头、高频电流探头和功率分析仪等。控制功能通过 dSPACE 实现,由于变换器工作在 DCM 模式下,省去了电流控制环,只需要 1 个电压外环,采集输出电压信号,反馈到 dSPACE 中,与给定参考电压比较,得到误差信号,通过 PI 调节后得到输出占空比,从而保证变换器输出电压的稳定性。

表 2 器件型号参数

器件	型号参数
S_1	IPW60R037CSFD
D_1, D_2, D_3, D_4	MUR3060PT
D_o	MUR8060PT
$L_1, L_2/mH$	5
C_1	CBB22 105J
$L_o/\mu H$	22
$C_o/\mu F$	3 300

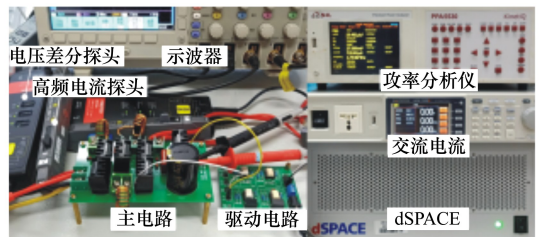


图 5 CUK PFC 变换器实验平台

实验结果与仿真结果吻合,开关 S_1 在 ZVS 条件下开通, D_o 在 ZCS 条件下关断,分别如图 6a)、6b) 所示。从而减少了变换器的开关损耗,提高了变换器的效率。

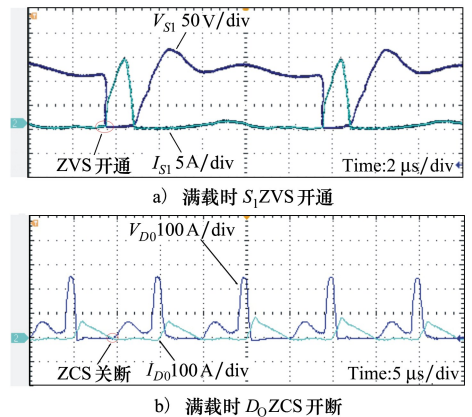


图 6 满载时开关 S_1 ZVS 导通与二极管 D_o ZCS 关断

图 7a) 至 7c) 是变换器分别带载 100%、50% 和 30% 的输入电压和电流波形。满载时输入电流 THD

表 2 给出了所提 CUK PFC 变换器所用器件的

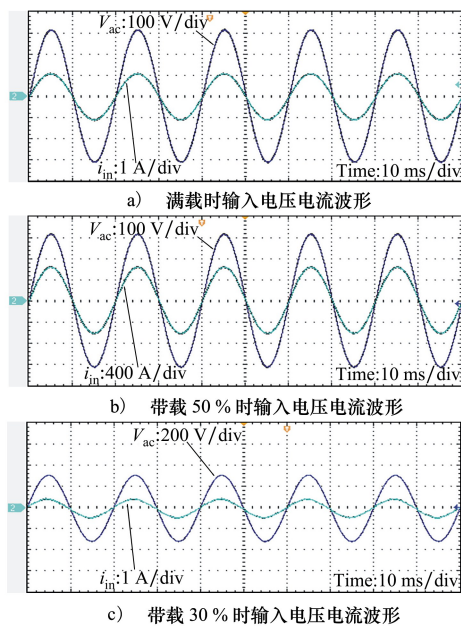


图7 不同负载下输入电压电流波形

为 3.78%、PF 为 0.995 7。随着负载的减小,输入电流幅值变小,正弦性变差,带载 30% 时正弦性最差,满载时正弦性最好。图 8 是所提变换器在不同输出功率下的效率折线图,最差效率为输出 30 W 时的 86.05%,最高的效率为输出 150 W 时的 94.86%。

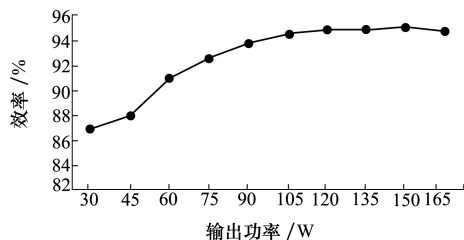


图8 所提变换器的在不同输出功率下效率图

4 结 论

提出了一种新型无桥 CUK PFC 变换器拓扑,无需附加反向放大器电路即可使变换器输出电压为正,通过优化拓扑,减少了 1 个输入电容。该变换器工作在 DCM 下,不需要电流控制环,从而简化了控制电路。此外,所提出的变换器前级 4 个二极管都工作在工频小电流工作状态,可以选择普通整流二极管代替快恢复二极管,进一步减小了变换器的体积和成本。对所提无桥 CUK PFC 变换器的工作原理进行了理论分析,仿真和实验验证。实验结果表明,开关 S_1 在 ZVS 条件下导通,输出二极管 D_o 在 ZCS 条件下关断,从而降低了开关损耗,提高了变换器的效率。变换器满载时 PF 为 0.995 7,输入电流 THD 为 3.78%,最佳效率为 94.86%。

参考文献:

- [1] MUDE K N. Battery charging method for electric vehicles: from wired to on-road wireless charging[J]. Chinese Journal of Electrical Engineering, 2018, 4(4): 1-15
- [2] ZHOU J, XU Y, SUN H, et al. Distributed power management for networked AC-DC microgrids with unbalanced microgrids[J]. IEEE Trans on Industrial Informatics, 2020, 16(3): 1655-1667
- [3] LIU Y, SUN Y, SU M. A control method for bridgeless CUK/sepic PFC rectifier to achieve power decoupling[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2017, 64(9): 7272-7276
- [4] ZHANG J, ZHAO C, ZHAO S, et al. A Family of single-phase hybrid step-down PFC converters[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2017, 32(7): 5271-5281
- [5] 皇甫宜耿,卓生荣,王小飞,等. 一种基于 STD 的 Buck 变换器滑模控制[J]. 西北工业大学学报,2016,34(4):663-668
HUANGFU Yigeng, ZHUO Shengrong, WANG Xiaofei, et al. A STF based sliding control design for DC-DC buck converter [J]. Journal of Northwestern Polytechnical University, 2016, 34(4): 663-668 (in Chinese)
- [6] BAEK J, KIM J, LEE J, et al. A new standby structure integrated with boost PFC converter for server power supply[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2019, 34(6): 5283-5293
- [7] 赵犇,马瑞卿. 适用于低电压输出的单级式无桥 buck-boost PFC 变换器[J]. 西北工业大学学报,2015,33(5): 757-762
ZHAO Ben, MA Ruqing. Single stage bridgeless buck-boost PFC converter for low voltage output [J]. Journal of Northwestern Polytechnical University, 2015,33(5): 757-762 (in Chinese)
- [8] GANGAVARAPU S, RATHORE A K, FULWANI D M. Three-phase single-stage-isolated CUK-based PFC converter[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2019, 34(2): 1798-1808

- [9] KUSHWAHA R, SINGH B. A power quality improved EV charger with bridgeless CUK converter[J]. IEEE Trans on Industry Applications, 2019, 55(5): 5190-5203
- [10] SINGH B, KUSHWAHA R. EV battery charger with non-inverting output voltage-based bridgeless PFC CUK converter[J]. IET Power Electronics, 2019, 12(13): 3359-3368
- [11] FARDOUN A A, ISMAIL E H, SABZALI A J, et al. New efficient bridgeless CUK rectifiers for pfc applications[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2012, 27(7): 3292-3301
- [12] YANG H, CHIANG H, CHEN C. Implementation of bridgeless CUK power factor corrector with positive output voltage[J]. IEEE Trans on Industry Applications, 2015, 51(4): 3325-3333

A bridgeless CUK PFC converter with positive output voltage

HUANGFU Yigeng¹, WANG Aiben², ZHAO Ben², MA Yuhui², MA Rui², XIA Lei²

(1. Research & Development Institute of Northwestern Polytechnical University in Shenzhen, Shenzhen 518057;)
(2. School of Automation, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072, China)

Abstract: The output voltage of the traditional CUK PFC converter is negative, and an additional inverting amplifier circuit is needed, which increases the volume and cost of the converter. A new type of bridgeless CUK PFC converter topology is proposed in this paper, which makes the converter have a positive output voltage without the need of an additional inverting amplifier circuit, and has the advantages of simple control, high efficiency, and low cost. Through topology optimization, one input capacitor is reduced, and the two diodes are converted from the high-current working state of high frequency to low-current working state of power frequency, ordinary rectifier diodes can be selected instead of fast recovery diodes, thereby reducing the volume and cost of the converter. The converter works in DCM, so no current control loop is required, which simplifies the control circuit. In addition, the main switch is turned on under ZVS condition, and the output diode is turned off under ZCS condition, which reduces the switching loss and improves the efficiency of the converter. A simulation model was built in PSIM, and a prototype with a rated power of 150 W was fabricated to verify the effectiveness and superiority of the proposed converter. Experimental results show that the PF of the proposed converter is 0.995 7, and the input current THD is 3.78% under rated input conditions.

Keywords: bridgeless CUK PFC converter; power factor correction; discontinuous conduction mode; zero current switching

引用格式:皇甫宜耿, 王爱本, 赵犇, 等. 一种具有正输出电压的无桥 CUK PFC 变换器[J]. 西北工业大学学报, 2021, 39(3): 611-616

HUANGFU Yigeng, WANG Aiben, ZHAO Ben, et al. A bridgeless CUK PFC converter with positive output voltage[J]. Journal of Northwestern Polytechnical University, 2021, 39(3): 611-616 (in Chinese)