

文章编号:0254-0096(2019)11-3103-07

# 一种单级非隔离型 Cuk 光伏逆变器研究

岳舟, 陈新

(湖南人文科技学院能源与机电工程学院, 娄底 417000)

**摘要:** 针对传统电压型逆变器的缺点, 结合组合式逆变器的构造方法, 提出一种可实现升降压逆变的单级非隔离型 Cuk 光伏逆变器。首先介绍单级非隔离型 Cuk 光伏逆变器的拓扑结构和工作原理, 阐述系统参数的设计, 然后分析非线性 PWM 调制方式和电压闭环控制策略, 最后通过仿真和样机试验证明该拓扑结构的正确性及控制方法的可行性。仿真和试验结果表明单级非隔离型 Cuk 光伏逆变器具有较宽的输入电压变化范围, 同时对输入电压和负载的扰动具有较强抑制作用, 因此具有较重要的研究意义。

**关键词:** Cuk 变换器; 单级非隔离型逆变器; 非线性 PWM; 电压闭环控制

**中图分类号:** TM615

**文献标识码:** A

## 0 引言

电能是现代生产和生活中的利用无处不在, 很多情况下均用到逆变器, 因此逆变器广泛应用于各行各业。诸如电力工业中柔性输电逆变器、通信和航空工业用到的静止变流器、光伏发电系统中的核心逆变器, 以及不间断电源(UPS)、医疗电源、感应加热、电弧电源等各类电源<sup>[1]</sup>。随着全球环境恶化与能源危机的加剧, 光伏发电技术受到广泛关注。但光伏发电系统受外界环境影响较大, 比如光照及温度变化时太阳能电池光伏板的输出电压会大范围的波动<sup>[2]</sup>。因此光伏发电系统中的逆变器必须能适应输入电压的宽变化范围, 并且能在宽功率变化范围内高效稳定运行<sup>[3]</sup>。

传统的逆变器只能实现升压或降压逆变, 在应用到光伏发电系统这种输入电压变化范围较宽的场合时就需要增加直流升压单元或隔离变压器。按照是否隔离, 逆变器分为隔离型和非隔离型。按照变压器的工作频率隔离型逆变器又分为工频和工频隔离型<sup>[4]</sup>。工频隔离型逆变器的结构简单、可靠性高, 由于变压器的升压与隔离作用使其既能匹配较宽的直流输入电压范围又能保证直流分量不会进入电网而造成污染。但变压器价格高、体积大、功率密度和系统效率低, 在运行时还存在严重

的噪声干扰。由于存在上述缺点, 工频隔离型逆变器正逐渐被高频隔离型逆变器所取代<sup>[5]</sup>。高频变压器在成本和体积上比工频变压器降低较多, 但高频隔离型逆变器要经过多级能量转换, 功率开关管数目较多, 系统效率和可靠性降低。隔离型逆变器利用变压器先将电能转换为磁能, 再将磁能转换为电能。在电磁转换过程中导致大量的能量损耗, 使系统效率降低, 故出现采用无变压器的非隔离型逆变器。由于电路中省去工频或高频变压器, 系统得到简化。同时系统体积和成本下降, 功率密度与系统效率得到提升。因此非隔离型逆变器受到越来越广泛的关注<sup>[6]</sup>。

文献[7]中的输出串联型组合式逆变器和文献[8]中提到的双 Cuk 逆变器, 都是采用 2 个相同的电路组合得到, 电路中的无源器件较多, 因此其功率密度和系统效率势必受到影响。此外输出串联型组合式逆变器采用相对复杂的滑模控制, 这就需要使用高性能数字控制器, 系统成本也会相应增加。双 Cuk 逆变器的控制方式简单, 但是使用的电解电容会减小系统寿命。因此, 本文从传统组合式逆变器出发, 结合 Cuk 变换器自身的特点, 提出单级非隔离型 Cuk 光伏逆变器。详细介绍该新型逆变器的拓扑结构, 对其电路参数进行设计, 然后阐述非线性 PWM 调制方式, 将非线性 PWM 电压

收稿日期: 2017-05-25

基金项目: 湖南省自然科学基金(2016JJ4043)

通信作者: 岳舟(1982—), 男, 硕士、副教授, 主要从事电力电子与电力传动方面的研究。yuezhou2000@163.com

闭环控制应用于该新型逆变电路中,并用仿真和试验进行验证。由于该电路中不含电解电容,因此增加了系统的可靠性。仿真和试验结果表明单级非隔离型 Cuk 光伏逆变器性能优异,因此该电路能够应用于光伏发电系统,具有较重要的研究价值。

## 1 拓扑结构

通过分析文献[8]中所提双 Cuk 逆变器的原理可知,其通过电容在半个逆变周期内充放电实现升降压,电压脉动大、充放电周期长,需用大电容进行滤波才能得到平稳的电容电压。由此分析,如将充放电周期限制在一个开关周期内,就会大大减小电容值。这里用双向开关管代替双 Cuk 逆变电路中的 2 个二极管,用作逆变器半周期选通开关,即得到本文所提单级非隔离型 Cuk 光伏逆变器。电路拓扑如图 1 所示。

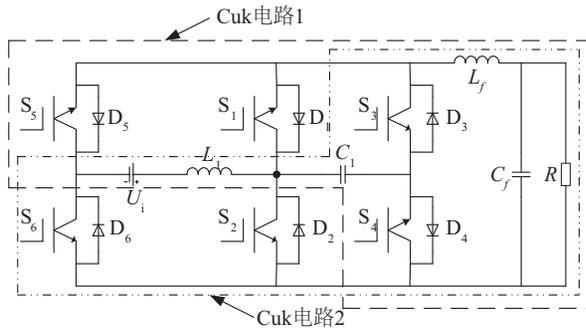
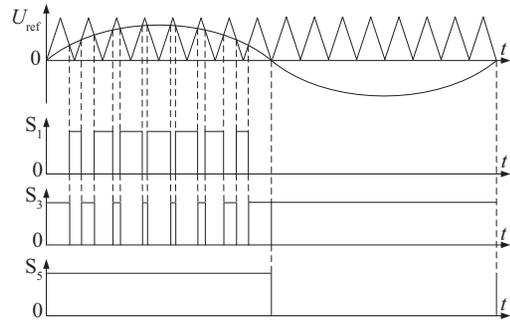
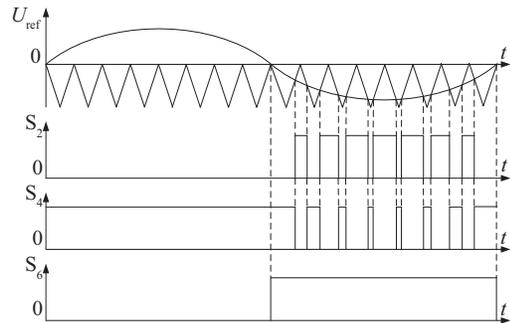


图 1 拓扑结构  
Fig. 1 Topology

由图 1 可见, Cuk 光伏逆变器由 2 个 Cuk 变换器组成,这 2 个 Cuk 变换器在输入侧共用输入电源、输入电感、中间电容,在输出侧共用滤波电感、滤波电容。由于该逆变器自身的组成特点,因此只能利用半周控制方式。在正半周期控制 Cuk 电路 1 工作,输出正半周电压;在负半周期控制 Cuk 电路 2 工作,输出负半周电压。开关  $S_5$ 、 $S_6$  分别负责选择正负半周的工作电路。开关驱动波形如图 2 所示。采用半周控制时,在输出电压正半周期如图 2a 所示, Cuk 电路 1 工作,开关  $S_1$  作高频调制,开关  $S_3$  与  $S_1$  互补导通,开关  $S_4$ 、 $S_5$  保持常通,输出正半周期正弦电压;在输出电压负半周期如图 2b 所示, Cuk 电路 2 工作,开关  $S_2$  作高频调制,开关  $S_4$  与  $S_2$  互补导通,开关管  $S_3$ 、 $S_6$  保持常通,输出负半周期正弦电压。



a. Cuk 电路 1 驱动波形



b. Cuk 电路 2 驱动波形

图 2 驱动波形

Fig. 2 Drive waveform

## 2 参数设计

### 2.1 电感设计

单级非隔离型 Cuk 光伏逆变器稳定工作时可等效为 Cuk 变换器,所以电路中电感电容的参数设计可参照 Cuk 变换器中电感电容参数的计算方法<sup>[9]</sup>。

在  $0 \sim dT$  时间段内,流过输入电感电流的变化量为:

$$\Delta_1 I_{L_1} = \frac{1}{L_1} \int_0^{dT} U_i dt = \frac{U_i}{L_1} dT \quad (1)$$

Cuk 变换器的电压增益为:

$$M = \frac{U_o}{U_i} = \frac{d}{1-d} \quad (2)$$

假设输入电压为 200 V,输出电压 311 V,工作频率 20 kHz,负载 100  $\Omega$ 。令电感  $L$  的电流纹波系数为:

$$\delta = \frac{\Delta I_L}{2I_L} \quad (3)$$

假定电路中器件都是理想的,变换器输入与输出功率相等,则有:

$$U_i \cdot I_i = U_o \cdot I_o \quad (4)$$

式中,  $I_i$  ——输入电流, 本文即为电感电流  $I_{L1}$  ;  
 $I_o$  ——输出电流, 即为  $I_{L2}$  ; 又有:

$$I_o = \frac{U_o}{R} \quad (5)$$

综合式(1)~式(3)和式(5)得:

$$\delta = \frac{\Delta I_L}{2I_{L1}} = \frac{U_i \cdot dT}{2L} \cdot \frac{1-d}{dI_o} = \frac{(1-d)^2 R}{2Lf_s d} \quad (6)$$

式中,  $f_s$  ——开关频率。

将式(6)变形得:

$$L = \frac{(1-d)^2 R}{2\delta f_s d} \quad (7)$$

明显在输出电压峰值处的电感电流波动最大, 所以取输出电压峰值处的占空比计算输入电感和滤波电感的值。此时占空比  $d$  为 0.6, 取  $\delta_1 = 0.4$ ,  $\delta_2 = 0.2$ , 得  $L_1 = 1.5 \text{ mH}$ ,  $L_2 = 3 \text{ mH}$ 。

## 2.2 中间电容设计

令电容电压纹波系数为:

$$\gamma = \frac{\Delta U_c}{U_c} \quad (8)$$

又有开关  $S_1$  闭合期间, 电容电压变化量为:

$$\Delta U_c = \frac{I_o dT}{C_1} \quad (9)$$

将式(9)代入式(8)得:

$$C = \frac{d}{\gamma_1 f_s R} \quad (10)$$

同理在输出电压峰值处的中间电容电压波动最大, 因此仍然取占空比  $d$  为 0.6 计算中间电容的取值。而对于电容电压纹波系数, 在式(9)中, 占空比  $d$  变化范围有限, 最大值可取 1。由仿真可知中间电容电压为 2 倍工频的脉动电压, 所以逆变状态下对中间电容  $C_1$  的纹波系数要求很低, 不需要较小的纹波系数, 就能得到平稳的直流电压。此时的电容  $C_1$  仅需满足在一个开关周期内的能量传递即可, 所以电容值很小即可实现。在负载功率较大变化范围内, 中间电容  $C_1$  都保持在很小的数值, 故用非电解电容都能实现。在  $\gamma = 0.2$  时, 不同负载下  $C_1$  的取值如表 1 所示。

表 1 不同负载下  $C_1$  的值

Table 1 Value of  $C_1$  under different load

功率/W	100	200	500	1000	2000	5000
容值/ $\mu\text{F}$	0.5	0.8	2	4	8	20
负载电阻/ $\Omega$	484	242	97	48	24	10

由式(9)和表 1 可看出在负载功率较大变化范围内, 中间电容  $C_1$  均保持很小的数值, 完全能用非电解电容实现。

## 2.3 滤波电容

因为逆变器的输出电压是正弦电压, 所以滤波电容的计算应按照 LC 滤波器进行设计以滤除开关频率及其频带的高次谐波<sup>[10]</sup>。LC 滤波器如图 3 所示。

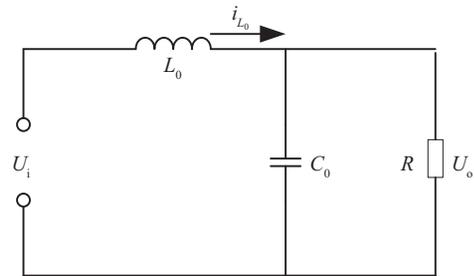


图3 LC滤波器结构图

Fig. 3 LC filter structure diagram

图 3 中忽略电感电阻和线路阻抗得 LC 滤波器的传递函数为:

$$G(s) = \frac{U_o(s)}{U_i(s)} = \frac{1/LC}{s^2 + s/RC + 1/LC} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (11)$$

式中,  $\omega_n$  ——LC 滤波器的自振荡角频率,  $\omega_n = 1/\sqrt{L_0 C_0}$ ,  $\omega_n = 1/\tau$ ,  $\tau = \sqrt{L_0 C_0}$ ;  $\xi$  ——阻尼比,  $\xi = \frac{2}{2R} \sqrt{\frac{L_0}{C_0}}$ 。

LC 滤波器的截止频率为  $f_l = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_0 C_0}}$ , 为了

既能抑制开关频率及其附近频带的谐波, 又不影响基波, 截止频率应远小于开关频率并远大于基波频率, 本文中开关频率  $f_s = 20 \text{ kHz}$ , 取 LC 滤波器的转折频率为开关频率的 1/10, 即  $f_l = \frac{1}{10} f_s$ , 代入截止频率的计算式得  $C_0$  为  $2 \mu\text{F}$ 。

## 3 调制策略

Cuk 变换器在传统的单极性 SPWM 调制方式下, 当  $0 \leq \omega t \leq \pi$  时有:

$$d(t) = m \sin \omega t \quad (12)$$

将式(12)代入式(2)得:

$$U_o = \frac{m \sin \omega t}{1 - m \sin \omega t} U_i \quad (13)$$

对式(13)进行幂级数分解得:

$$U_o = U_i [m \sin \omega t + (m \sin \omega t)^2 + \dots + (m \sin \omega t)^n] \quad (14)$$

从式(14)可看出由于 Cuk 电路输入输出的非线性关系使得输出电压中存在各次谐波,基于以上分析提出一种非线性调制函数<sup>[11]</sup>:

$$d(t) = m_1 \sin \omega t + m_2 \beta(t) \quad (15)$$

式中,  $m_1 \sin \omega t$  ——传统的单极性 SPWM 调制函数;  $m_2 \beta(t)$  ——加入的调制函数。

将式(15)代入式(2)中得:

$$U_o = \frac{m_1 \sin \omega t + m_2 \beta(t)}{1 - [m_1 \sin \omega t + m_2 \beta(t)]} U_i \quad (16)$$

对式(16)进行幂级数分解:

$$U_o = U_i [m_1 \sin \omega t + m_2 \beta(t) + (m_1 \sin \omega t + m_2 \beta(t))^2 + \dots + (m_1 \sin \omega t + m_2 \beta(t))^n] \quad (17)$$

式(17)除第 1 项外,其余各项视作谐波项。令,除第一项以外的其余各项之和等于零,即谐波被消除,假设  $\beta(t) = \sin \omega t$ ,代入式(17)得:

$$m_2 = \frac{-m_1^2 \sin \omega t}{1 + m_1 \sin \omega t} \quad (18)$$

则式(15)化简为:

$$d(t) = \frac{m_1 \sin \omega t}{1 + m_1 \sin \omega t} \quad (19)$$

同时式(13)变成:

$$U_o = U_i \cdot m_1 \sin \omega t \quad (20)$$

这里值得注意的是  $0 \leq d(t) < 1$ ,则  $m_1$  的取值范围是  $m_1 \geq 0$ 。图 4 是半周控制下非线性 PWM 调制方式原理图。

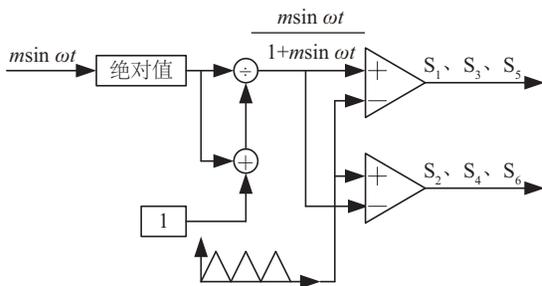


图 4 半周控制非线性 PWM 调制原理图

Fig. 4 Half a cycle control nonlinear PWM modulation diagram

当逆变器带无源负载工作时,本文采用电压单闭环控制方式,其原理图如图 5 所示。输出电压的

采样信号与给定的正弦波信号作比较产生的误差信号经过 PI 调节器生成原始正弦调制波,此正弦调制波经过非线性函数变化后生成实际调制波,实际调制波再与三角载波比较生成 PWM 驱动信号。对于半周控制方式,输出电压的正负半周期分别按照上述控制原理工作即可输出稳定的正弦电压<sup>[12]</sup>。因此该直流偏置量的取值要保证在一个合理范围,既要保证实际调制信号为正值,又不能超出电路的电压或电流限制。

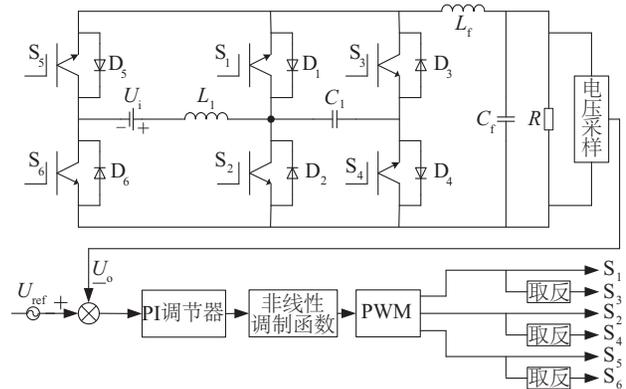


图 5 电压闭环 PI 控制原理图

Fig. 5 Voltage closed-loop PI control diagram

### 4 仿真研究

通过前面的分析,在电阻负载情况下,本文采用 PI 调节器对单级非隔离型 Cuk 光伏逆变器进行了单电压闭环仿真。由参数设计得到仿真参数如下:中间电容  $C_1 = 8 \mu F$ ,滤波电容  $C_f = 2 \mu F$ ,电感  $L_1 = 1.5 mH$ ,  $L_f = 3 mH$ ,开关频率为 20 kHz,输入电压  $U_i = 200 V$ ,负载电阻  $R = 50 \Omega$ ,PI 调节器参数  $K_p = 100$ ,  $K_i = 0.005$ <sup>[13]</sup>。

图 6 是给定变化时的输入与输出电压波形,给定电压在 0.04 s 时由 150 V 变为 300 V。由仿真波形可见,输出电压可较快地跟上给定,并说明该逆变器能够实现升降压。

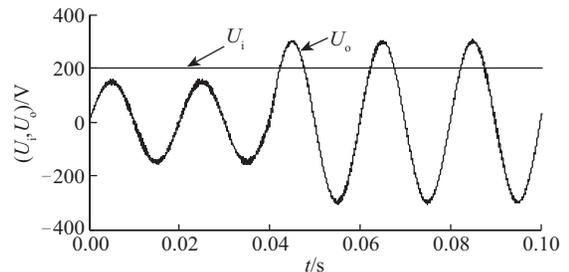


图 6 给定变化时的输入和输出电压波形

Fig. 6 Input and output voltage waveform of given change

图 7 为输入电压变化时输入和输出电压波形。由仿真波形可看出,输入电压在 0.04 s 时由 400 V 降到 200 V,输出电压能迅速稳定。实际应用中电压大多是缓慢变化的,例如太阳能电池,其电压会随着太阳光照减弱缓慢下降,此时输入侧电压变化对输出侧的影响可忽略不计。因此该逆变器不但能用作普通逆变器,而且能用于光伏发电,可在较宽的输入电压变化范围内维持稳定输出。

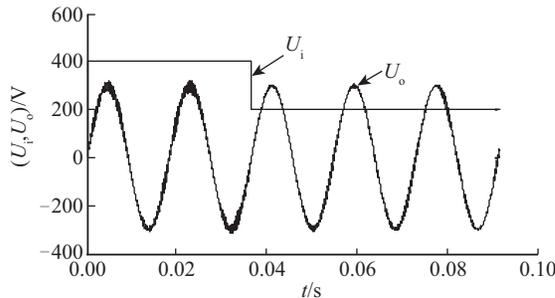
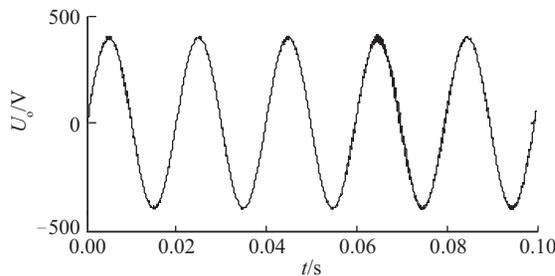
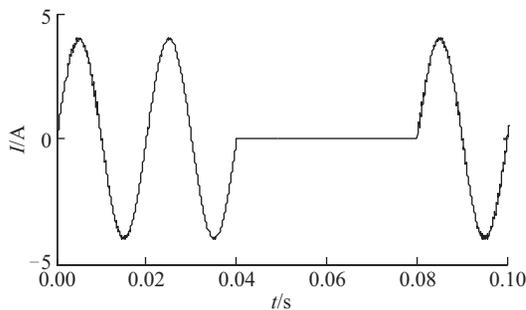


图7 输入电压变化时的输入和输出电压波形  
Fig. 7 Input and output voltage waveform of input voltage change

图 8 是负载变化时输出电压和电流的波形,负载在 0.04 s 时由满载切换到空载,在 0.08 s 时又切换到满载。从仿真波形可看出,该逆变器可空载运行且输出电压质量良好。



a. 输出电压



b. 电流

图 8 负载变化时的输出电压和电流波形

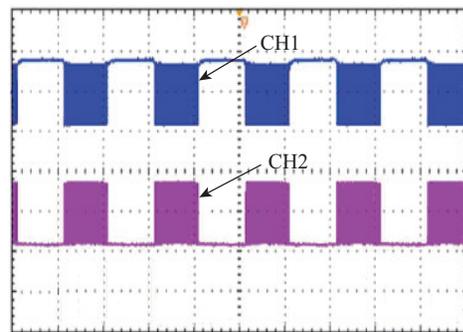
Fig. 8 Output voltage and current waveform of load change

上述的仿真结果表明,该系统能无静差的跟踪给定信号,同时对输入和输出扰动有较强的调节能力,动态响应快。

### 5 样机试验

为验证单级非隔离型 Cuk 光伏逆变器拓扑结构的正确性及控制策略的可行性,本文以 TI 公司的 TMS320F2812 为控制核心、MOSFET 为功率开关制作了试验装置。

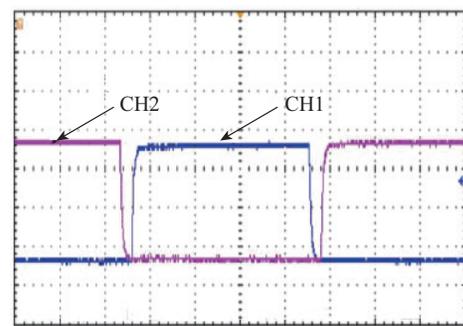
开关  $S_1$  和  $S_2$  的驱动信号波形如图 9 所示,图 10 是放大后的开关  $S_1$  和  $S_2$  驱动波形,从图中可看出开关  $S_1$  和  $S_2$  相互切换时设置了  $1 \mu s$  的死区时间。



CH1开关 $S_1$ 驱动波形 (20 V/div) 时间 $t$  (10 ms/div)  
CH2开关 $S_2$ 驱动波形 (20 V/div) 时间 $t$  (10 ms/div)

图 9  $S_1$ 和 $S_2$ 的驱动信号波形

Fig. 9  $S_1$  and  $S_2$  driving signal waveform



CH1开关 $S_1$ 驱动波形 (20 V/div) 时间 $t$  (10 ms/div)  
CH2开关 $S_2$ 驱动波形 (20 V/div) 时间 $t$  (10 ms/div)

图 10 放大的  $S_1$ 和 $S_2$ 驱动信号波形

Fig. 10 Amplification of  $S_1$  and  $S_2$  driving signal waveform

图 11 是输出电压和电流的试验波形,从试验波形可看出输出电压和电流波形质量良好。图 12 是空载启动时的输出电压和电流波形,从试验波形可见该逆变器能够非常迅速的从空载状态切换到满载状态,整个过程输出电压波形良好。输入电压

发生变化时的试验波形如图 13 所示。

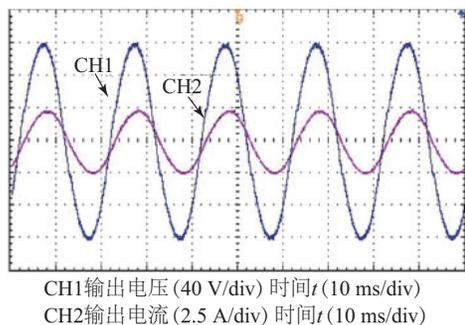


图 11 输出电压和电流实验波形

Fig. 11 Experimental waveform of single phase output voltage and current

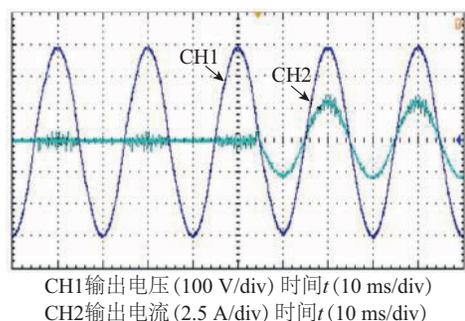


图 12 空载启动输出电压和电流波形

Fig. 12 Output voltage and current waveform in no-load start

图 13 是输入电压下降时的输入和输出电压波形。样机试验中由于电源不是理想电源,因此降压时有延迟,电压下降时延迟大约为 40 ms,输出电压与仿真一致,半个周期内输出电压能够跟踪上给定。

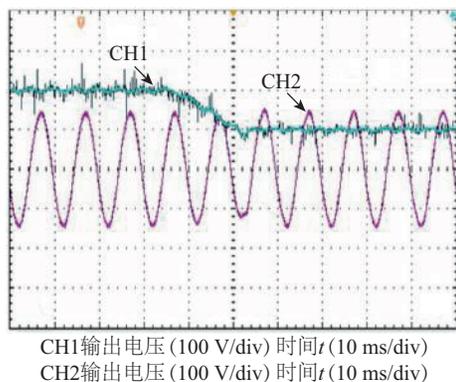


图 13 输入变化时的试验波形

Fig. 13 Input mutation test waveforms

通过样机试验可知,该单级非隔离型 Cuk 光伏逆变器在独立运行条件下能够实现升降压逆变,其暂

态和稳态性能良好,因此具有广泛的应用范围。

## 6 结 论

为适用光伏发电系统对逆变器宽输入电压范围的要求,本文提出一种单级非隔离型 Cuk 光伏逆变器。该逆变器通过增加 2 个选择开关,将电路中无源器件的数量减少一倍。同时该逆变器还保留 Cuk 电路的升降压特性,可实现升降压逆变,因此该逆变器可应用于光伏发电系统。本文采用非线性 PWM 控制方式,在该控制方式下逆变器用小容量的非电解电容代替传统逆变器中大容量电解电容,在减小逆变器体积的同时增加系统寿命和可靠性。仿真和试验结果表明,单级非隔离型 Cuk 光伏逆变器具有较宽的输入电压变化范围,同时对输入电压和负载扰动有较强的抑制作用,具有较重要的应用价值。

### [参考文献]

- [1] 陈道炼. DC-AC 逆变技术及其应用[M]. 北京: 机械工业出版社, 2003: 11.
- [1] Chen Daolian. DC-AC inverter technology and its application[M]. Beijing: Mechanical Industry Press, 2003: 11.
- [2] Ferrera M B, Litrón S P, Aranda E D, et al. A converter for bipolar DC link based on SEPIC-Cuk combination[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(12): 6483—6487.
- [3] Pan Ching-Tsai, Cheng Ming-Chieh, Lai Ching-Ming. A novel integrated DC/AC converter with high voltage gain capability for distributed energy resource systems [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(5): 2385—2395.
- [4] 曹太强, 许建平, 祁 强, 等. 单相光伏并网逆变器控制技术[J]. 电力自动化设备, 2012, 32(10): 18—23.
- [4] Cao Taiqiang, Xu Jianping, Qi Qiang, et al. Control of grid-connected single-phase photovoltaic inverter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2012, 32(10): 18—23.
- [5] 王立乔, 祝百年, 孙孝峰. 一种单级隔离型 Sepic 逆变器[J]. 电工技术学报, 2016, 31(18): 75—82.
- [5] Wang Liqiao, Zhu Bainian, Sun Xiaofeng. A single-stage isolated Sepic inverter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(18): 75—82.

- [6] 蔡晓东, 龚春英, 严仰光. 基于双向 DC/DC 变换器的单级逆变器拓扑研究[J]. 电力电子技术, 2007, 41(1): 87—89.
- [6] Cai Xiaodong, Gong Chunying, Yan Yangguang. Research on single-stage inverter topology based on bi-directional DC/DC converter[J]. Power Electronics, 2007, 41(1): 87—89.
- [7] 岳舟. 基于滑模控制的 Cuk 光伏逆变器研究[J]. 高技术通讯, 2014, 24(8): 852—857.
- [7] Yue Zhou. Research on a Cuk photovoltaic inverter based on sliding mode control [J]. Chinese High Technology Letters, 2014, 24(8): 852—857.
- [8] 王立乔, 王欣, 仇雷. 一种新型单级非隔离双 Cuk 逆变器[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(6): 846—853.
- [8] Wang Liqiao, Wang Xin, Qiu Lei. A novel single-stage non-isolated dual Cuk inverter [J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(6): 846—853.
- [9] 杨晓光, 姜龙斌, 冯俊博, 等. 一种新型高效无变压器型单相光伏逆变器[J]. 电工技术学报, 2015, 30(8): 97—103.
- [9] Yang Xiaoguang, Jiang Longbin, Feng Junbo, et al. A new high efficiency transformerless single-phase photovoltaic inverter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(8): 97—103.
- [10] Tonello A, Modotto D, Krupa K, et al. Review and comparison of step-up transformerless topologies for photovoltaic AC-module application[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(6): 2649—2663.
- [11] Li R T H, Chung H S H, Chan T K M. An active modulation technique for single-phase grid-connected CSI[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, 22(4): 1373—1382.
- [12] 岳舟. 基于 Zeta 电路的光伏逆变器双闭环控制研究[J]. 太阳能学报, 2014, 35(10): 1994—1998.
- [12] Yue Zhou. Double-loop control of PV inverter based on Zeta circuit[J]. Acta Energiæ Solaris Sinica, 2014, 35(10): 1994—1998.
- [13] 王立乔, 马刚, 赵斯, 等. 一种新型升降压型多电平逆变器[J]. 太阳能学报, 2016, 37(1): 47—55.
- [13] Wang Liqiao, Ma Gang, Zhao Si, et al. A novel Buck-Boost multilevel inverter[J]. Acta Energiæ Solaris Sinica, 2016, 37(1): 47—55.

## RESEARCH ON A SINGLE-STAGE NON-ISOLATED Cuk PHOTOVOLTAIC INVERTER

Yue Zhou, Chen Xin

(College of Energy, Mechanical and Electrical Engineering, Hunan University of Humanities, Science and Technology, Loudi 417000, China)

**Abstract:** With the rapid development of the new energy industries, high-performance grid-connected inverter is attracted more and more attention. However, the traditional step-down voltage-source-inverter (VSI) is not suitable for photovoltaic system with a wide range of DC input voltage. Firstly, aiming at the shortcomings of the traditional VSI, this paper combined with combined inverter structure method, presents a novel single-stage non-isolated Cuk photovoltaic inverter, whose output voltage could higher or lower than the input voltage. Firstly, the article introduces single-stage non-isolated Cuk photovoltaic inverter topology structure and working principle. At the same time, it expounds the design of the system parameters. Then it analysis the nonlinear PWM modulation mode and voltage closed loop control strategy. Finally, it adopts simulation and prototype test proving the correctness of topology and control method is feasible. Simulation and experimental results show that the single-stage non-isolated Cuk photovoltaic inverter has wide input voltage range, and the input voltage and load disturbance with strong inhibition. Therefore, it has important research significance.

**Keywords:** Cuk converter; single-stage non-isolated inverter; nonlinear PWM; voltage closed loop control