

# 双BUCK光伏逆变器的定频滞环电流控制研究

李明, 易灵芝, 彭寒梅, 邹晓

(湘潭大学 信息工程学院, 湖南 湘潭 411105)

**摘要:** 针对桥式电路中存在的直通问题、续流二极管的性能差所带来的功率损耗问题, 提出一种双BUCK结构的逆变电路, 利用定频滞环电流控制的方法, 控制功率开关管的关断。通过MATLAB/SIMULINK对单相并网和三相并网仿真试验得到, 双BUCK逆变电路能够实现高开关频率和系统效率, 稳态和瞬态性能比传统的桥式逆变电路都有明显的改善, 从而使整个光伏逆变系统更具有应用潜力。

**关键词:** 定频滞环控制; 电流控制; 直通; 桥式电路; 双BUCK逆变器

中图分类号: TM712

文献标识码: A

文章编号: 1673-9833(2008)05-0032-04

## Study of Constant-Frequency Hysteresis Current Control in PV Dual Buck Inverter

Li Ming, Yi Lingzhi, Peng Hanmei, Zou Xiao

(College of Information Engineering, Xiangtan University, Xiangtan Hunan 411105, China)

**Abstract:** In the traditional system of photovoltaic inverter are generally used the bridge type circuit. Directed towards bridge circuit for the direct problems, the continued flow diode brought about by the poor performance of the power loss, this paper presents a new inverter circuits with BUCK by dual structure, and sets a frequency hysteresis current control methods to control the power switch on-off. Through MATLAB/SIMULINK of single-phase and three-phase grid-connected simulation and test it, double-BUCK inverter circuits can achieve high switching frequency and system efficiency, steady-state and transient performance of traditional bridge inverter circuits are obvious improved, so that the entire photovoltaic inverter system more potential applications.

**Key words:** constant-frequency hysteresis; current control; shoot-through; bridge type circuit; dual buck inverter

逆变器是独立光伏系统中的重要器件, 逆变器研究的主要问题及发展方向是提高开关频率和实现高效率<sup>[1]</sup>。本文提出的双BUCK光伏逆变器为解决这2个常常互为矛盾的问题提供了一种可靠的途径。

光伏并网逆变器一般使用传统的桥式电路拓扑结构(见图1)。由于传统的桥式逆变器存在直通问题, 在开关的转换期间必须设置延迟时间, 以防止上下2只功率管直通, 这就造成控制死区<sup>[2]</sup>。在死区时间里, 输出电压取决于负载电流的方向, 输出电压波形会因此发生畸变; 与功率管并联的体二极管性能差, 导致很大损耗, 并限制了开关频率的提高。

本文采用定频滞环电流控制的双BUCK逆变器, 能提供一种简单、稳定、高效的控制策略, 从而进一步提高逆变的效率, 带来优良的动态性能。

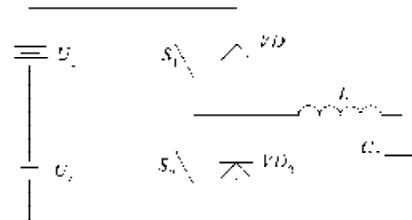


图1 传统半桥逆变电路

Fig. 1 Half bridge inverter circuit

收稿日期: 2008-07-25

作者简介: 李明(1984-), 男, 湖南邵东人, 湘潭大学硕士研究生, 主要研究方向为光伏并网系统控制研究;

易灵芝(1966-), 女, 湖南宁乡人, 湘潭大学教授, 主要从事计算机测控技术, 交流调速与电力电子装置方面的教学与科研工作。

### 1 双BUCK逆变器的拓扑结构

N.R.Zargari 提出了一种高可靠性的逆变电路——双BUCK半桥逆变电路。它由2个BUCK电路组成, 如图2所示。

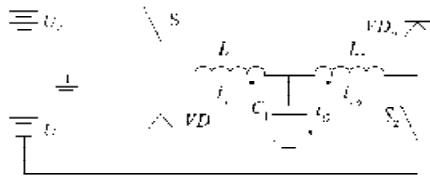


图2 双BUCK半桥逆变电路  
Fig.2 Dual BUCK inverter circuit

由于电感  $L_1, L_2$  的存在, 克服了传统桥式逆变桥的直通问题, 不需要设置死区时间; 另外, 功率开关管的体二极管不工作, 续流电流流与与开关管同一桥臂上的二极管。因此, 功率开关管和功率二极管的优化设计得到解耦<sup>[3,4]</sup>。VD<sub>1</sub>、VD<sub>2</sub>可用快恢复或肖特基二极管减小二极管反向恢复和功率管开通损耗。双BUCK拓扑结构仍然存在2个缺点: 功率管承受的电压应力是输出电压的2倍; 桥臂输出电压波形是双极性的, 谐波含量大。

### 2 定频滞环电流控制理论

滞环电流控制是一种很优越的非线性控制, 实现电路简单, 稳定性高, 具有内在的电流限制能力, 动态响应快等许多优点<sup>[5]</sup>, 其工作原理见图3。

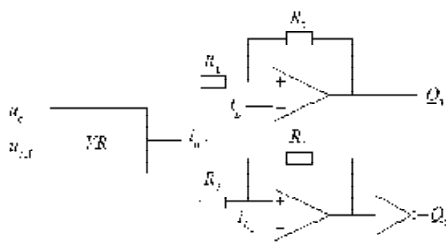


图3 滞环电流调试原理  
Fig.3 Current control principle of hysteresis

图3所示滞环电流控制系统中的每个开关周期只有1个功率开关管调制, 大大减少了开关损耗和导通损耗。但是, 滞环电流控制存在开关变化的缺点, 导致谐波频谱较宽, 不利于滤波器的优化设计。本文采用积分法定频滞环控制<sup>[6]</sup>, 以克服这一缺陷给系统带来的损耗。

文献[1]、[3]和[4]都提出: 在开关频率足够高的时候, 将1个开关周期内电流误差(即  $\Delta i = i - i^*$ )的变化率在上升段和下降段分别看作常值。为了提高精度, 本文提出分别用2个一次多项式来逼近, 如图4所示。

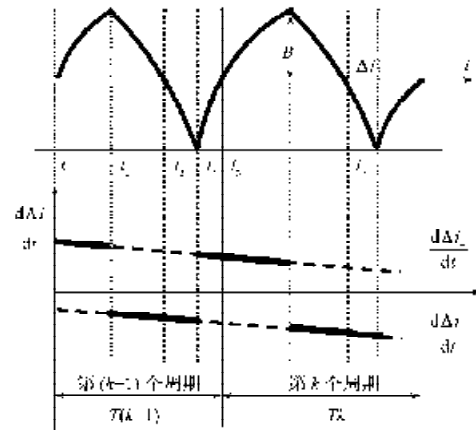


图4 电流误差变化率  
Fig.4 Slopes of current error

图4中, 在电流误差的上升段和下降段分别有:

$$\begin{cases} \frac{d\Delta i_+}{dt} = k_p \times t + b_p, & t_1 < t \leq t_3 \text{ 或 } t_2 < t \leq t_4; \\ \frac{d\Delta i_-}{dt} = k_n \times t + b_n, & t_2 < t \leq t_1 \text{ 或 } t_4 < t \leq t_3; \end{cases} \quad (1)$$

式中:  $\Delta i_+, \Delta i_-$  分别表示电流误差的上升段和下降段;  $k_p, b_p$  和  $k_n, b_n$  分别是电流误差在上升段和下降段电流误差变化率一次逼近曲线的系数。

如图4所示, 当开关频率足够高时, 相邻2个周期内电流误差变化率的变化情况可近似认为相同, 即  $k_p, k_n, b_p, b_n$  保持不变。设  $t_1 \sim t_5$  时刻对应的电流误差值分别为  $B_1, B_2, B_3, B_4$  和  $B_5$ , 对误差变化率曲线积

$$\begin{cases} B_3 - B_1 = \int_{t_1}^{t_3} \frac{d\Delta i_+}{dt} dt; \\ B_3 - B_2 = \int_{t_2}^{t_3} \frac{d\Delta i_-}{dt} dt; \\ B_4 - B_2 = \int_{t_2}^{t_4} \frac{d\Delta i_+}{dt} dt; \\ B_5 - B_4 = \int_{t_4}^{t_5} \frac{d\Delta i_-}{dt} dt; \end{cases} \quad (2)$$

将式(1)代入式(2)中可解得:

$$\begin{cases} k_p = \frac{(B_{21} \times t_{34} - B_{24} \times t_{21})}{(t_{21} \times t_{34} - t_{24} \times t_{21})}; \\ b_p = \frac{(B_{21} \times t_{24} - B_{24} \times t_{21})}{(t_{21} \times t_{34} - t_{24} \times t_{21})}; \\ k_n = \frac{(B_{32} \times t_{43} - B_{43} \times t_{32})}{(t_{232} \times t_{43} - t_{243} \times t_{32})}; \\ b_n = \frac{(B_{32} \times t_{345} - B_{43} \times t_{32})}{(t_{32} \times t_{245} - t_{25} \times t_{232})} \end{cases} \quad (3)$$

式中:  $t_{2j} = \frac{t_j^2 - t_j^2}{2}, t_j = t_i - t_{i-1}, B_j = B_i - B_{j-1}, i=(2, 3, 4, 5), j=i-1$ , 其中,  $t_1 \sim t_5$  以及  $B_1 \sim B_5$  可通过对前一周期采样得到。

设第  $k$  个周期的前半周期的上升段时间为  $(t_6-t_5)$ , 中点时刻为  $t_p$ , 下降段时间为  $(t_7-t_6)$ , 中点时刻为  $t_n$ , 误差上限为  $B$ ,  $t_7$  时刻对应电流误差值为 0, 则由式 (3) 有:

$$\begin{cases} B-B_5 = k_p \times t_p + b_p, \\ t_5-t_3 \\ \frac{0-B}{t_7-t_6} = k_n \times t_n + b_n, \end{cases} \quad (4)$$

若给定开关周期为  $T_0$ , 则令:  $\frac{T_0}{2} = (t_7-t_6)$ , (5)

由式 (3)、(4)、(5) 有:

$$B = \frac{T_0 \times (k_p \times t_p + b_p) \times (k_n \times t_n + b_n) + B_5 \times (k_n \times t_n + b_n)}{(k_n \times t_n + b_n) - (k_p \times t_p + b_p)}, \quad (6)$$

式中  $t_p$ 、 $t_n$  可由式 (7) 确定:

$$\begin{cases} t_p = \frac{T_0}{2} \times \frac{(t_5-t_4)}{(t_5-t_3)}; \\ t_n = \frac{T_0}{2} \times \frac{(t_4-t_3)}{(t_5-t_3)} \end{cases} \quad (7)$$

在第  $k$  个周期的后半段, 依照同样的原理可确定第  $k$  个周期的误差下限; 依次类推, 在每一电流误差周期到来之前, 通过对前一周期的电流误差信号进行采样, 确定变量  $t_1 \sim t_5$  以及  $B_1 \sim B_5$ , 便可计算出下一周期的上下限, 从而保证下一误差周期的长度符合给定值, 使得开关频率保持恒定。

### 3 双 BUCK 并网逆变器定频滞环控制

图 5 和图 6 所示的单相和三相系统都实行双环控制, 外环由锁相环和最大功率跟踪环组成, 为内环提供参考电流; 内环由定频算法和滞环电流控制模块组成, 用于电流的实时跟踪, 实现单位功率因数并网。

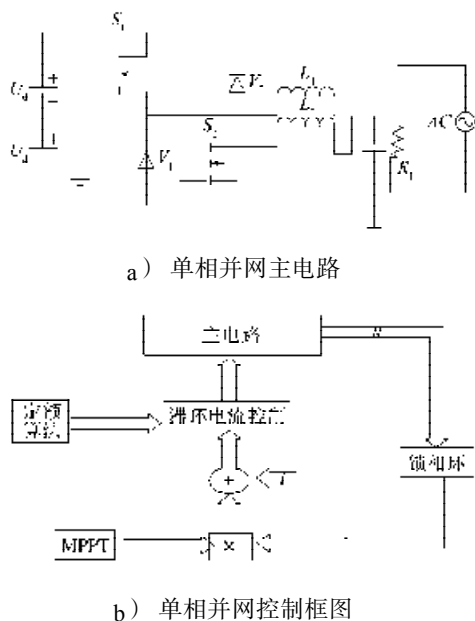


图 5 单相光伏并网系统

Fig. 5 The system of single phase PV grid-connected

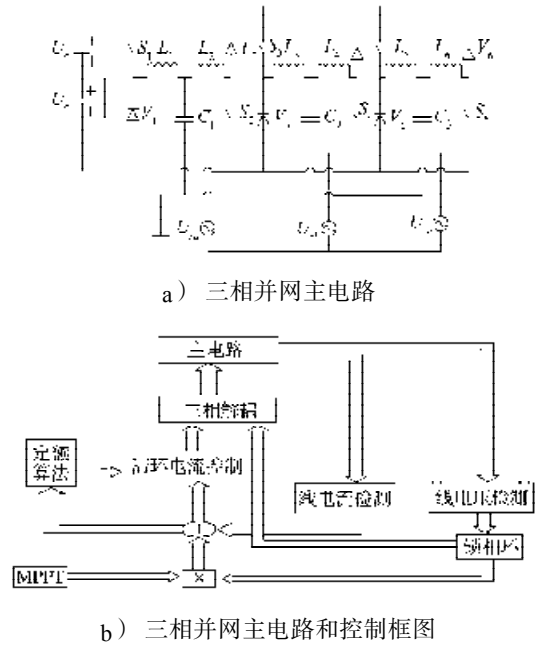


图 6 三相光伏并网系统

Fig. 6 The system of three phase PV grid-connected

### 4 仿真分析和试验结果

对采用定频滞环控制的双 BUCK 并网逆变器进行仿真, 电路的参数为: 直流侧电压  $U=150$  V, 电网电压  $U_s=250$  V, 电路电感为  $L=240 \mu$  H, 电路电容为  $C=10 \mu$  F, 仿真步长  $\Delta t=10^{-7}$  s, 开关频率  $f=4000$  Hz。

图 7 是基于积分定频算法的单相双 BUCK 光伏并网逆变器输出电流波形与谐波分布, 图 8 是基于积分定频算法的传统桥式光伏逆变器输出电流波形与谐波分布。

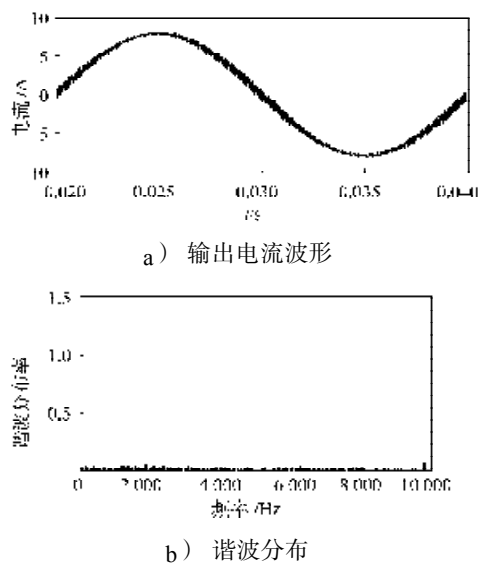


图 7 双 BUCK 并网逆变器电流输出波形及谐波分布  
Fig. 7 Output current waveform and harmonic analysis of dual BUCK grid-connected inverter

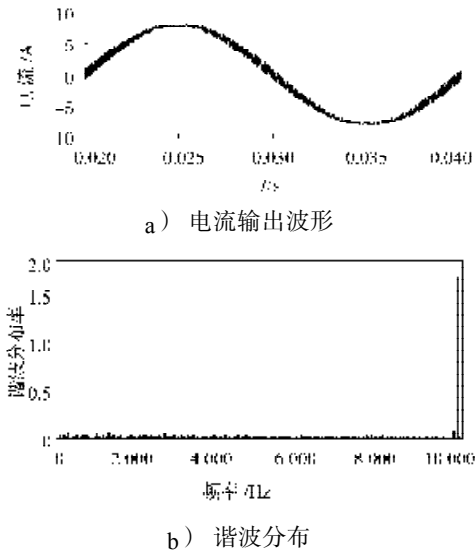


图8 传统桥式并网逆变器电流输出波形及谐波分布  
Fig. 8 Output current waveform and harmonic analysis of traditional bridge grid-connected inverter

从图7、8中可看出, 定频算法用于单相双BUCK并网逆变器中能使输出电流更好地跟踪参考电流且谐波含量更小。

图9、10分别是用基于积分定频算法的三相光伏并网逆变器输出的线电流波形和三相双BUCK光伏并网逆变器输出线电流波形。

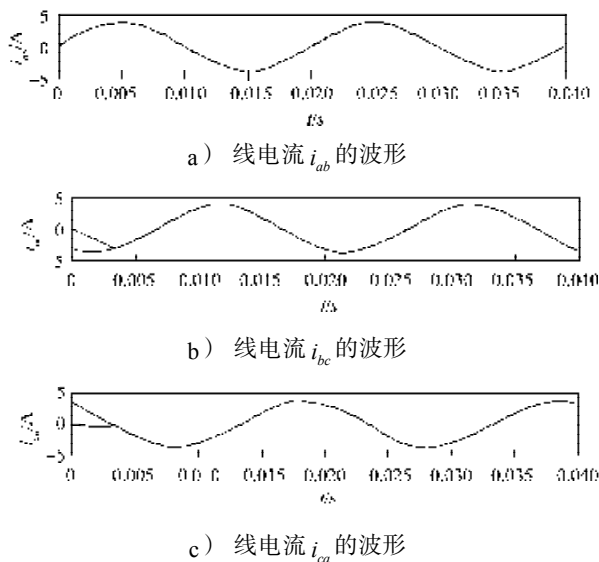
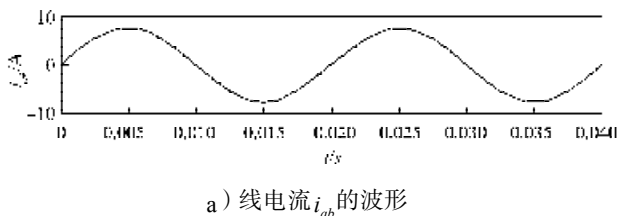


图9 三相光伏并网逆变器输出的线电流波形  
Fig. 9 Output line current waveform of three-phase grid-connected inverter



a) 线电流  $i_{ab}$  的波形

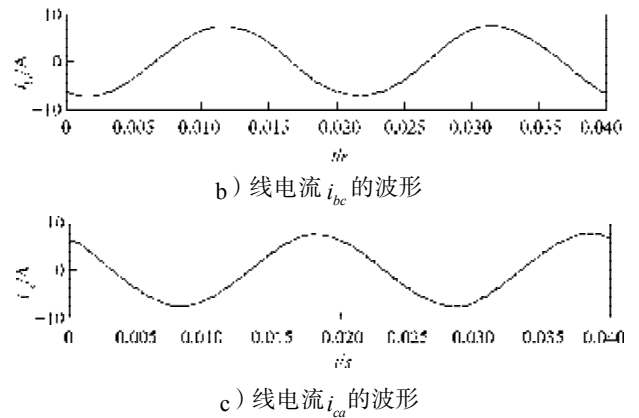


图10 三相双BUCK光伏并网逆变器输出线电流波形  
Fig. 10 Output line current waveforms of three-phase PV grid-connected inverter

由图9、10可以看出, 积分定频算法应用于三相并网逆变器中能较好地跟踪参考线电流。

图11、12分别是基于积分定频算法三相双BUCK光伏逆变器输出电流的谐波分布和三相光伏传统桥式逆变器输出电流的谐波分布。

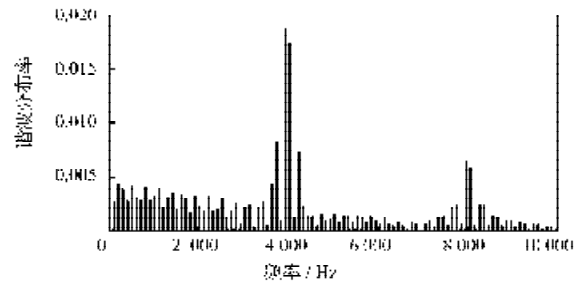


图11 三相双BUCK光伏逆变器输出电流的谐波分布  
Fig. 11 Harmonic analysis of output line current of three-phase dual BUCK PV inverter

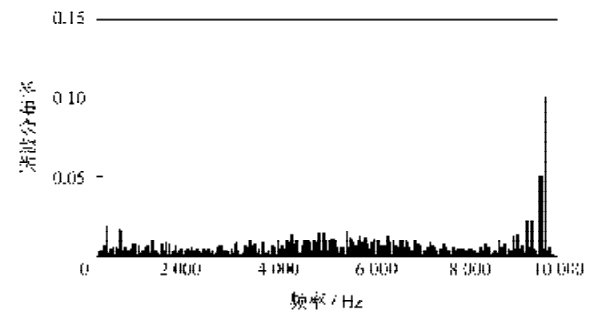


图12 三相光伏传统桥式逆变器输出电流的谐波分布  
Fig. 12 Harmonic analysis of output line current of three-phase traditional bridge inverter

图11、12可以很清晰的看到2种基于积分定频算法的三相光伏逆变器谐波都主要分布在开关频率附近, 这证明本文提出的定频算法用于传统桥式和双BUCK三相光伏逆变器中都是有效的, 且用在双BUCK逆变器中谐波更小, 更有效。

(下转第39页)