

DOI: 10.7667/PSPC161851

一种基于直流输出侧并联解耦的光伏微逆变器 优化设计研究

章勇高, 纵楠

(华东交通大学电气与电子工程学院, 江西 南昌 330013)

摘要: 研究一种用于光伏发电的功率解耦微逆变器。该微逆变器由基本的 buck-boost 电路与电流源型高频逆变电路并联而成, 解耦电容并联在两个电路之间。通过峰值电流控制法使解耦电容两端电压升高、纹波加大, 降低解耦电容容值, 避免使用短寿命的电解电容器, 从而达到延长逆变器使用寿命的目的。分析了电路的 5 个工作状态, 设计了相应的电路参数和峰值电流控制策略。用 PSIM 软件建立了电路仿真模型, 进行了仿真实验。仿真结果表明, 所提出的方法可以降低解耦电容的大小, 延长微逆变器的使用寿命。

关键词: 微逆变器; buck-boost; 功率解耦; PSIM 仿真

Research on the optimal design of a PV micro-inverter with parallel decoupling circuit on DC side

ZHANG Yonggao, ZONG Nan

(School of Electronic Engineering, East China Jiaotong University, Nanchang 330013, China)

Abstract: This paper researches a power decoupling micro-inverter for photovoltaic power generation. The micro-inverters is composed of the basic buck-boost circuit and the current source from the high-frequency inverter circuit in parallel. Decoupling capacitors are connected in series between the two circuits. It uses peak current control to make the voltage of decoupling capacitor double terminals boost and the ripple increase, decreases decoupling capacitance, and avoids low-lifetime electrolytic condenser so as to prolong inverter's service life. Five working states of the circuit are analyzed. The corresponding circuit parameters and peak current control strategy are designed. Circuit simulation model is built and tested by using PSIM software. Simulation results show that the proposed topology and its control strategy can reduce the decoupling capacitors' capacitance and prolong the service life of micro-inverter.

This work is supported by National Natural Science Foundation of China (No. 51467006) and Science and Technology Industrial Planning Project of Jiangxi Province (No. 20151BBE50118 and No. 20161BBH80032).

Key words: micro-inverter; buck-boost; power decoupling; PSIM simulation

0 引言

近年来, 新能源行业受到全世界的关注, 获得迅速发展, 微逆变器在新能源发电中起到关键作用^[1-2]。然而, 在微逆变器中, 光伏组件通过 MPPT(Maximum Power Point Tracking)控制输出恒定的功率, 而传输到电网的功率却含有两倍工频的功率脉动, 两者的瞬时值不一致^[1-2]。故通常在光伏组件输出端并联一个大的电解电容用于解决功率不平衡的问题。然而

电解电容的寿命比较短, 严重影响光伏逆变器的使用寿命。为了延长逆变器的使用寿命, 可以使用长寿命的薄膜电容代替电解电容, 国内外学者已提出一些新型无电解电容微逆变器拓扑结构和相应的控制方法^[3]。

文献[4]提出一种具有功率解耦功能的三端口光伏微型逆变器。该微型逆变器中的一个端口实现并网, 另一个端口用于实现最大功率点跟踪, 第三端口用于实现功率解耦。可以有效减小解耦所需的电容量, 而且解耦电容只需处理两倍工频的脉动功率。其具有元器件使用量少, 效率高等优点, 但是电路控制策略比较复杂。设计一个额定功率为

100 W, 输出交流电为 110 V/50 Hz 的微逆变样机, 需要 46 μF 的解耦电容。解耦电容的直流电压平均值稳定在 150 V, 电容纹波电压为 41 V。

文献[5]提出一种 Cuk 斩波电路串联反激逆变器的拓扑, 该电路可视为两级式电路拓扑, 光伏组件输出的功率先经过直流斩波电路, 再经过逆变器输出到电网。通过 DC/DC 升压电路环节, 可以提高解耦电容两端平均电压及电压纹波, 从而减小电容容值^[6]。该电路不仅可以实现功率解耦的目的, 而且控制方法比较简单, 同时解耦电路可以实现 MPPT 功能。其引入软开技术使高频开关实现了零电流开关, 能有效减少开关损耗提高整机效率, 文献给出的最大转换效率为 85%。

文献[7]结合 buck-boost 电路与 Flyback 变换器, 提出了一种新型功率解耦逆变拓扑, 该电路可视为两级式功率变换, 第一级太阳能输入直流功率变换, 第二级用于实现逆变功能。具有使用器件少、效率高等特点。在每个开关周期过程中, 光伏组件给电感充电, 充电结束之后, 电感通过续流二极管同时给解耦电容和变压器励磁电感充电, 与此同时一部分能量传递到副边。文中设计一个 180 W 的样机, 需要 220 μF 的解耦电容。对于减小解耦电容容值, 延长逆变器使用寿命这一目标, 显然没有实现。

本文结合文献[7]的拓扑优势使用峰值电流控制法, 当功率为 180 W 时可以把其中的解耦电容降低至 70 μF 左右。本文与文献[7]的不同之处在于, 前级 DC/DC 电路每个开关周期中, 使光伏组件输出的功率全部转移到解耦电容上。从而, 电容两端电压升高, 为减小解耦电容容值提供便利。具有结构简单、使用器件少、容易控制等优点^[8]。本文首先介绍了主电路拓扑, 详细分析了工作原理, 并给出关键设计, 最后通过仿真进行验证。

1 微逆变器拓扑结构

图 1 中电路由 buck-boost 变换器与反激逆变电路组成。是一种具有功率解耦功能的微逆变器拓扑结构, buck-boost 电路与光伏组件连接并且工作在 DCM 模式, 开关 S_1 用于实现光伏组件的最大功率追踪功能^[9]。反激逆变器把光伏组件输出的功率变换成 220 V/50 Hz 的交流电, 输送到电网^[5]。电路中包含两个高频开关 S_1 和 S_2 以及两个工频开关 S_3 和 S_4 、三个二极管 VD_1 、 VD_2 和 VD_3 、反激变压器 T、直流电容 C_1 、解耦电容 C_2 、滤波电容 C_f 、电感 L_1 和 L_f 。反激变压器使输入与输出实现了电气隔离。

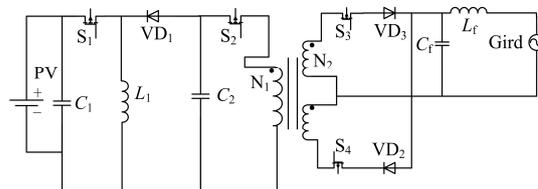


图 1 微逆变器电路拓扑

Fig. 1 The proposed micro-inverter topology

2 电路工作原理分析

图 2(a)中电网电压和并网电流由式(1)表示。

$$\begin{cases} u_g = U_g \sin(\omega t) \\ i_g = I_g \sin(\omega t) \end{cases} \quad (1)$$

式中: U_g 和 I_g 分别表示电网电压峰值和并网电流峰值; ω 为电网电压角频率。

光伏组件输出功率 P_o 和逆变器输出瞬时功率 P_{pv} 波形图如图 2(b)所示, 两者一个周期的平均值相等。其数学关系可由式(2)、式(3)表示。

$$P_o(t) = U_g I_g \sin^2(\omega t) = \frac{1}{2} U_g I_g [1 - \cos(2\omega t)] \quad (2)$$

$$P_{pv} = \frac{1}{2} U_g I_g \quad (3)$$

解耦电容两端电压 U_{c2} 如图 2(c)所示, 其最大值和最小值分别为 U_{c_max} 、 U_{c_min} 。图 2(d)为变压器励磁电感电流。 S_1 控制光伏组件最大功率追踪, 稳态时 S_1 占空比不变, 如图 2(e)所示。 S_2 占空比随着输出功率的变化而变化, 当交流侧输出瞬时功率小于光伏组件输入功率时, S_2 开通时间低于其平均占空比, 来自光伏组件的多余电能储存于解耦电容 C_2 中。当交流侧输出瞬时功率大于光伏组件输入功率时, S_2 开通时间高于其平均占空比, 解耦电容 C_2 将储存的部分电能逐渐输送到电网, 以补充光伏组件不足的电能, 图 2(f)是 S_2 的开关时序图。 S_3 和 S_4 的开关时序由电网电压极性决定, 当电网电压为正时 S_4 开通, 反之 S_3 开通。由于反激变压器工作在 DCM 状态, 在实际工作过程中流过 S_3 、 S_4 的电流也是断续的。图 2(g)、图 2(h)为 S_3 、 S_4 的实际开通时序图。一个开关周期中电感电流和驱动信号波形如图 3。

基于电路稳定工作时开关管的运行状态和电路中电流的流向, 本文把电路的工作过程分为 5 个状态。

状态 1 [t_0-t_1]: S_1 和 S_2 同时导通, S_3 和 S_4 关断。如图 4(a)所示, 光伏组件给电感充电, 电感 L_1 的电流从零线性上升; 同时解耦电容 C_2 向变压器励磁电感充电, 励磁电感电流从零线性上升。 t_1 时刻 S_2 关断,

励磁电感电流达到最大值 i_{p-L2} 。其值可由式(4)表示。

$$i_{p-L2} = \frac{U_c}{L_2} D_1 T_s \quad (4)$$

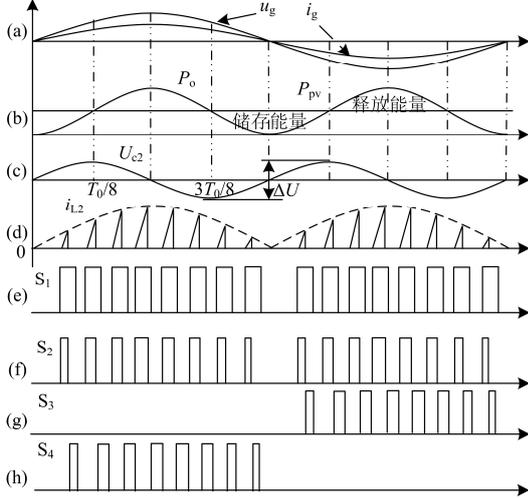


图2 逆变器主要工作波形

Fig. 2 Key waveforms of the proposed inverter

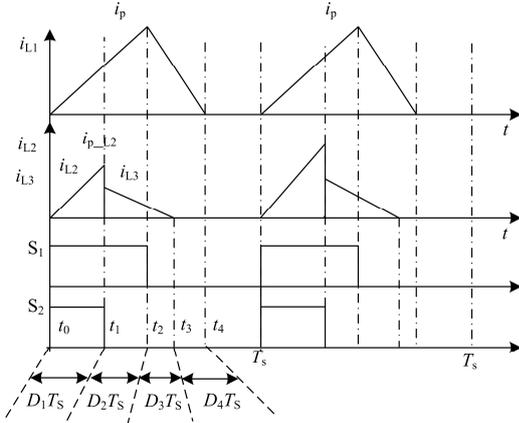


图3 一个开关周期中电感电流和驱动信号波形

Fig. 3 Inductor current and the drive signal waveform

during one switching cycle

状态 2 [t_1-t_2]: S_1 和 S_3 导通, S_2 和 S_4 关断。如图 4(b)所示, 光伏组件继续给电感充电, 电感 L_1 的电流继续线性上升, 直到 t_2 时刻, S_1 关断, 电感电流 i_{L1} 达到最大值 i_{p-L1} ; 式(5)表明光伏组件输出电流只与 S_1 导通时间有关, 因此可以通过控制 S_1 的导通时间实现最大功率追踪。

$$i_{p-L1} = \frac{U_{PV}}{L_1} (D_1 + D_2) T_s \quad (5)$$

在此期间, 变压器原边的能量向副边传递, 副边电流通过 S_3, VD_3 流入电网, 并网电流 i_g 为负。

储存在变压器的能量与励磁电感 L_2 及其电流 i_{L2} 相关, 假定变压器是理想的, 那么每个周期内变压器中的能量无损地注入电网^[9]。由能量守恒定律可得

$$\frac{1}{2} L_2 i_{L2}^2 = U_g I_g \sin^2(\omega t) T_s \quad (6)$$

结合式(3)可以计算励磁电感工作电流为

$$i_{L2} = 2 \sqrt{\frac{P_{pv} T_s}{L_2}} |\sin(\omega t)| \quad (7)$$

状态 3 [t_1-t_2]: S_1 和 S_4 导通, S_2 和 S_3 关断。如图 4(c)所示, 其工作过程类似于状态 2, 区别在于此时并网电流 i_g 为正。副边电感电流 i_{L3} 在 t_3 时刻降为零, 忽略滤波电感的感应电压, 其下降时间可用式(8)表示。

$$(D_2 + D_3) T_s = L_3 \frac{i_p}{N |u_g|} \quad (8)$$

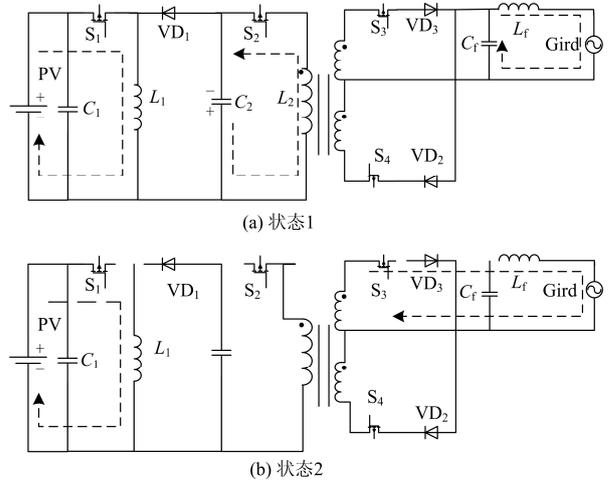
式中, N 为变压器匝比 ($N=N_2/N_1$)。

状态 4 [t_2-t_4]: S_1, S_2 和 S_4 关断, S_3 导通。如图 4(d)所示, S_1 关断后电感 L_1 电流通过续流二极管 VD_1 给电容 C_2 充电, 电容 C_2 两端电压 U_{c2} 逐渐升高, 当电流下降到零时续流结束。同时由于 S_3 开通, 输出电流 i_g 为负。而且在电感电流 i_{p-L1} 通过二极管 VD_1 续流期间 S_2 处于关断状态, 从而每个开关周期光伏组件输出的能量全部转移到解耦电容上。因此 S_1 开通时间要小于 S_2 开通时间。根据伏秒平衡原理可得

$$U_{c2} (D_3 + D_4) = U_{PV} (D_1 + D_2) \quad (9)$$

因为解耦电容两端电压 U_{c2} 远高于 U_{PV} , 所以电感 L_1 放电时间远小于充电时间。

状态 5: 4 个开关管全部关断, 滤波电容 C_f 和滤波电感 L_f 向电网提供电流。反激变换器工作在电流断续模式。



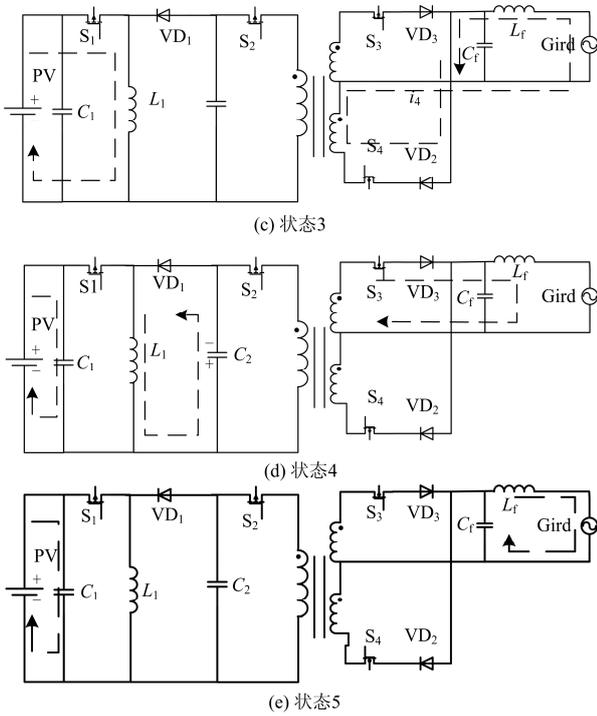


图4 逆变器一个开关周期中的5个工作状态

Fig. 4 Five operating stages during one switching cycle of the proposed inverter

3 电路控制策略优化和设计

3.1 控制策略

电路的控制系统框图如图5所示, 由MPPT算法控制开关管 S_1 的开通和关断。开关管 S_2 采用峰值电流控制策略, 用电流传感器对流过电感 L_2 的电流 i_{L2} 进行检测, 得到的采样电流与励磁电感参考电流 i_{L2_ref} 比较, 当采样电流大于参考电流时, S_2 关断, 反之则开通^[10]。这样便可以控制 i_{L2} 准确跟踪正弦参考值, 从而保证输出电流为标准的正弦波^[11-12]。假设电路无功率损耗, 原边励磁电感参考电流 i_{L2_ref} 可以由式(10)计算。

$$i_{L2_ref} = \sqrt{2}N \frac{P_{pv}}{U_g} |\sin(\omega t)| \quad (10)$$

为了控制解耦电容电压在设计范围以内, 增加了 U_{c2} 电压控制环节。采集到的电压信号 U_c 与给定参考量 U_{c_ref} 比较, 得到误差信号送入PI调节器, PI输出一个辅助调节量 i^* 与励磁电感参考电流有效值叠加用以调整瞬时参考电流 i_{L2_ref} 。当误差信号增大时, 瞬时参考电流 i_{L2_ref} 减小, S_2 的开通时间减小, 从而使解耦电容两端电压 U_c 增大。当误差信号减小时, 瞬时参考电流 i_{L2_ref} 增大, S_2 的开通时间变长, 从而使解耦电容两端电压 U_c 减小^[13-14]。

锁相环控制并网电流与电网电压同相、同频。

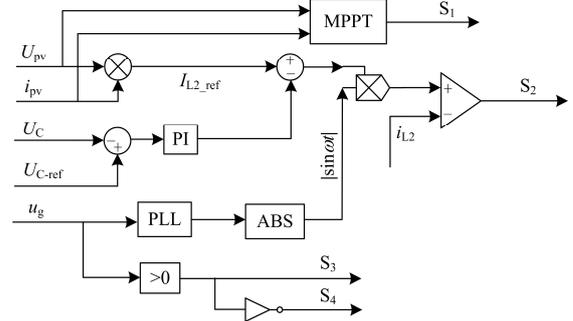


图5 控制系统框图

Fig. 5 System control diagram

3.2 解耦电容 C_2 的设计

电网半个周期内, 解耦电容释放或储存的能量为

$$E = \int_{\frac{3T_0}{8}}^{\frac{5T_0}{8}} (P_{pv} - P_o) dt = \frac{U_g I_g}{2\omega} = \frac{P_{pv}}{\omega} \quad (11)$$

式中, T_0 为电网周期。解耦电容储存或释放能量会引起电容两端电压发生变化, 式(11)中能量也可由式(12)表示。

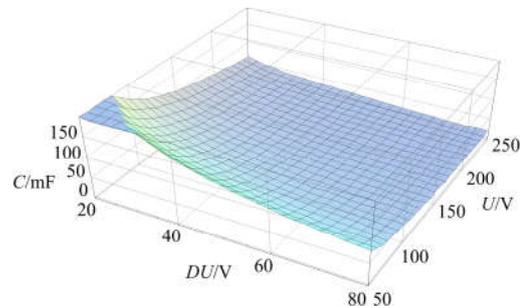
$$E = \frac{1}{2} C_2 (U_{c_max}^2 - U_{c_min}^2) \quad (12)$$

联立以上两式可得解耦电容大小和电容电压的瞬时值的表达式。

$$\begin{cases} C = \frac{P_{pv}}{\omega U_{c_ave} \Delta U_c} \\ U_c(t) = \sqrt{\frac{P_{pv}}{\omega C} \sin(2\omega t) + U_{c_ave}^2} \end{cases} \quad (13)$$

其中: U_{c_max} 、 U_{c_min} 分别表示解耦电容两端电压的最大值和最小值; U_{c_ave} 为电容两端平均电压; ΔU_c 为电容上的纹波电压。

根据式(13), 在功率一定的情况下, 解耦电容的大小与电容两端平均电压和纹波电压成反比, 图6展示了功率为100W时三者之间的关系。因此, 增大 U_{c_ave} 和 ΔU_c 的值就可以使电容容量降低^[15]。但是,

图6 解耦电容的选择($P_{pv}=100$ W)Fig. 6 Decoupling capacitor selection when $P_{pv}=100$ W

随着 U_{c_ave} 和 ΔU_c 的增大, 器件的电压应力也会相应增大, 这不仅增加了设计的难度, 而且电路成本也会提高很多。所以设计电路时应该在减小电容和降低开关器件的应力之间权衡考虑。

3.3 电感 L_1 和 L_2 的设计

由电路工作过程分析 S_1 占空比应大于 S_2 占空比, 有

$$\frac{L_1 i_p}{U_{pv}} > \frac{L_2 i_{p,L2}}{U_{c_min}} \quad (14)$$

电感 L_1 一个开关周期储存的能量满足式(15)。

$$\frac{1}{2} L_1 i_p^2 \leq P_{pv} T_s \quad (15)$$

联立式(9)、式(14)、式(15)可求得电感 L_1 的工作范围为

$$2L_2 \left(\frac{U_{pv}}{U_{c_min}} \right)^2 < L_1 < \frac{U_{pv}^2 T_s}{2P_{pv}} \quad (16)$$

另外, 要使反激变压器电感工作在 DCM, 应满足以下条件^[16]

$$(D_1 + D_2 + D_3) T_s < T_s \quad (17)$$

$$\frac{L_2 i_{p,L2}}{U_{c_min}} + \frac{L_3 i_{p,L3}}{U_{grid}} < T_s \quad (18)$$

其中: $i_{p,L2}$ 为原边最大励磁电流; $i_{p,L3}$ 为原边最大励磁电流折合到变压器二次侧的值。

$$\begin{cases} i_{p,L2} = 2\sqrt{\frac{P_{pv} T_s}{L_2}} \\ i_{p,L3} = \frac{2}{N} \sqrt{\frac{P_{pv} T_s}{L_2}} \end{cases} \quad (19)$$

代入式(18)得

$$L_2 < \frac{T_s}{4P_{pv} \left(\frac{1}{U_{c_min}} + \frac{1}{\sqrt{NU_{grid}}} \right)^2} \quad (20)$$

励磁电感的大小必需满足上式, 方能保证反激变压器工作在 DCM 模式。

4 仿真分析

本文利用 PSIM 软件对以上电路拓扑和控制策略进行了仿真验证。电路关键参数如表 1 所示。

表 1 电路关键参数

Table 1 Key circuit's parameters of simulation

电路参数	数值	电路参数	数值
输入电压	30 V	解耦电容 C_2	40 μ F
电网额定电压	220 V	电感 L_1	0.15 mH
额定功率	100 W	电感 L_2	1 mH
开关频率	20 kHz	变压器匝比 $N_1:N_2:N_3$	1:2:2

图 7 为稳态时主要仿真波形, 由图可知解耦电容两端电压按两倍频工频波动。当光伏组件输出功率为 100 W 时, 解耦电容两端电压最大值和最小值分别约为 205 V 和 165 V, 平均电压约为 185 V, 纹波电压为 20 V。逆变器输出电流峰值约为 0.59 A。光伏电池输出 100 W 的恒定功率, 逆变器输出侧为交变的功率。如图 8 所示, 反激变压器原边励磁电流包络线为正弦半波, 输入到滤波电容 C_f 的电流包络线是正弦波。

图 9 为反激变压器原边励磁电流和 S_1 、 S_2 开关时序图。在环境温度和光照等条件不变的情况下,

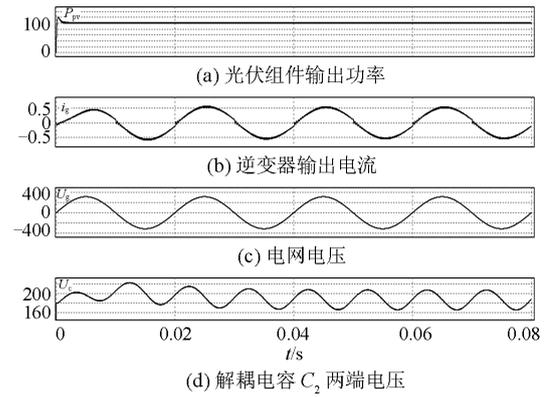


图 7 关键波形图

Fig. 7 Key waveforms in simulation

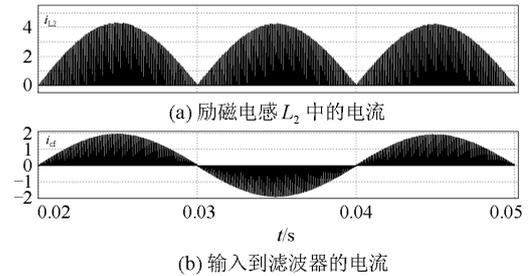


图 8 流过原边和副边中心抽头的电流

Fig. 8 Current through primary and secondary center-tapped

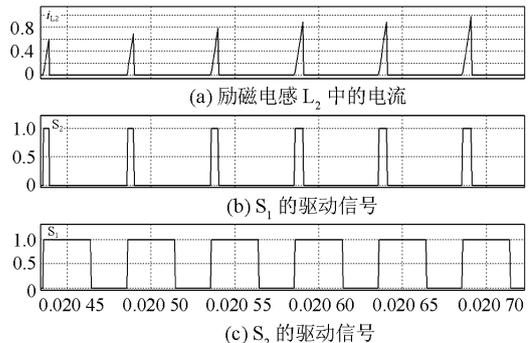


图 9 开关信号以及电感电流波形

Fig. 9 Switching signal and the inductor current waveform

S_1 占空比保持恒定。 S_2 占空比根据电网电压相位按正弦规律变化, 电感电流峰值 i_{p-L2} 随着占空比的变化而变化。

5 结论

本文结合现有微逆变器电路拓扑, 通过开关之间的逻辑配合控制, 使解耦电容两端电压升高, 能显著降低解耦电容的容值, 从而可以采用薄膜电容替代电解电容, 提高了逆变器的使用寿命。并且高压电容给逆变器供电, 使得反激变换器工作电流降低, 损耗相对降低。峰值电流控制策略有效地简化了电路硬件设计, 使逆变电路易于控制和实现。

参考文献

- [1] 李朵, 蒋晨, 陈敏, 等. 光伏并网微型逆变器中功率解耦技术概述[J]. 电源学报, 2012(2): 57-61.
LI Duo, JIANG Chen, CHEN Min, et al. Review of power decoupling techniques for photovoltaic micro-inverters[J]. Journal of Power Supply, 2012(2): 57-61.
- [2] 姬伟超, 殷时蓉, 刘朝涛. 基于 Buck-Boost 拓扑的新量子遗传算法在 MPPT 技术中的应用[J]. 电力系统保护与控制, 2016, 44(1): 92-96.
JI Weichao, YIN Shirong, LIU Chaotao. Maximum power point tracking based on Buck-Boost topology with new quantum genetic algorithm[J]. Power System Protection and Control, 2016, 44(1): 92-96.
- [3] LI Q, WOLFS P. A review of the single phase photovoltaic module integrated converter topologies with three different DC link configurations[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23(3): 1320-1333.
- [4] 胡海兵, 黄宵驳, 王万宝, 等. 具有功率解耦功能的三端口反激式单级光伏微型逆变器[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(12): 47-54.
HU Haibing, HUANG Xiaobo, WANG Wanbao, et al. A PV micro-inverter based on three-port flyback with power decoupling function[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(12): 47-54.
- [5] TAN G H, WANG J Z, JI Y C. Soft-switching flyback inverter with enhanced power decoupling for photovoltaic applications[J]. IET Electric Power Applications, 2007, 1(2): 264-274.
- [6] CHEN Y M, LIAO C Y. Three-port flyback-type single-phase micro-inverter with active power decoupling circuit[C] // Energy Conversion Congress and Exposition. IEEE, 2011: 501-506.
- [7] CHAO Z, HE X, ZHAO D. Design and control of a novel module integrated converter with power pulsation decoupling for photovoltaic system[C] // International Conference on Electrical Machines and Systems. 2008: 2637-2639.
- [8] 杨晓光, 姜龙斌, 冯俊博, 等. 一种用于光伏逆变器的新型功率解耦电路[J]. 电工技术学报, 2015, 30(16): 42-48.
YANG Xiaoguang, JIANG Longbin, FENG Junbo, et al. A new power decoupling circuit for photovoltaic inverter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(16): 42-48.
- [9] 倪福银, 李正明, 潘天红. 光伏微逆变器中 Boost 变换器的混沌现象分析与控制研究[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(17): 149-154.
NI Fuyin, LI Zhengming, PAN Tianhong. Analyzation and control research of chaotic phenomena for Boost converter in photovoltaic micro-inverter[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(17): 149-154.
- [10] GONZÁLEZ L G, VANEGAS P, SEMPÉRTEGUI R, et al. Peak control current in boundary conduction mode and discontinuous conduction mode for inverter with flyback topology[C] // Power Electronics and Power Quality Applications. IEEE, 2015.
- [11] CHEN Z, LI M, WU Q, et al. A single-stage grid-connected flyback inverter with power decoupling function[C] // Applied Power Electronics Conference and Exposition. IEEE, 2015.
- [12] HU H, HARB S, KUTKUT N H, et al. A single-stage micro-inverter without using eletrolytic capacitors[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(6): 2677-2687.
- [13] 易映萍, 罗海, 胡四全. 小功率光伏并网逆变器控制策略的研究[J]. 电力系统保护与控制, 2016, 44(4): 64-68.
YI Yingping, LUO Hai, HU Siqian. Study on control scheme based on low-power photovoltaic grid-connected inverter[J]. Power System Protection and Control, 2016, 44(4): 64-68.
- [14] GUO W, MU L. Control principles of micro-source inverters used in microgrid[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2016, 1(1): 1-7.
- [15] ZENGIN S, DEVECI F, BOZTEPE M. Decoupling capacitor selection in DCM flyback PV microinverters considering harmonic distortion[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(2): 816-825.
- [16] SHIMIZU T, WADA K, NAKAMURA N. Flyback-type single-phase utility interactive inverter with power pulsation decoupling on the DC input for an AC photovoltaic module system[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2006, 21(5): 1264-1272.

收稿日期: 2016-11-07; 修回日期: 2016-12-15

作者简介:

章勇高(1975-), 男, 博士, 副教授, 研究方向为分布式发电系统, 光伏微逆变器, 电力电子技术在电力系统中的应用; E-mail: ygzhang@ecjtu.jx.cn

纵楠(1990-), 男, 通信作者, 硕士研究生, 研究方向为光伏微逆变器, 分布式发电系统. E-mail: 94746152@qq.com

(编辑 葛艳娜)