

DOI: 10.7667/PSPC180051

一种基于交流侧功率解耦的无电解电容光伏逆变器研究

舒展¹, 程思萌¹, 杨越¹, 陶翔¹, 章勇高²

(1. 国网江西省电力有限公司电力科学研究院, 江西 南昌 330096;

2. 华东交通大学电气与自动化工程学院, 江西 南昌 330013)

摘要: 提出一种交流侧并联功率解耦电路的无电解电容光伏逆变器。该光伏逆变器主电路采用电压型 H 桥, 功率解耦电路采用一种七开关双向变换器结构, 并联在逆变器交流输出侧。H 桥变换器采用电流滞环控制以实现交流并网, 功率解耦电路采用基于脉冲能量的控制方式, 即根据每个开关周期需要解耦的能量大小计算功率开关的占空比。功率解耦电路采用峰值电流控制, 从而加大解耦电容上电压纹波, 降低解耦电容器容值, 以实现无电解电容的目的。分析了并联功率解耦电路的四个工作模式, 讨论了解耦电感和电容的参数设计。建立了提出的无电解电容光伏逆变器的 Matlab 仿真模型以验证其有效性。仿真结果表明, 提出的功率解耦电路解耦电容的容值降低到几十 μF , 可实现无电解电容器的光伏逆变器, 从而延长光伏逆变器的使用寿命。

关键词: 功率解耦; 光伏逆变器; 峰值电流; 脉冲能量控制

Research on photovoltaic inverter with non-electrolytic capacitor based on AC side power decoupling

SHU Zhan¹, CHENG Simeng¹, YANG Yue¹, TAO Xiang¹, ZHANG Yonggao²

(1. Jiangxi Electric Power Company Electric Power Research Institute, Nanchang 330096, China;

2. School of Electrical and Automation Engineering East China Jiaotong University, Nanchang 330013, China)

Abstract: A non-electrolytic capacitor PV inverter based on power decoupling circuit in parallel with AC side is presented. The main circuit of proposed inverter adopts the traditional voltage source H-bridge circuit and power decoupling circuit uses a novel double-direction converter with seven switchers, it is connected with AC side of PV inverter. The current hysteresis controller is used in H-bridge converter to realize grid integration and a new control strategy named as pulse energy modulation is adopted in power decoupling circuit. According to the decoupling energy needed by power decoupling circuit, the duty of power device is calculated. Power decoupling circuit adopts the control strategy named peak current controller, which can decrease the capacitance values of decoupling capacitor and make the non-electrolytic capacitor PV inverter come true by increasing the voltage ripple on the decoupling capacitor. The four different operating models of power decoupling circuit are analyzed and the parameters of decoupling inductor and decoupling capacitor are designed. The proposed non-electrolytic capacitor PV inverter and its control strategy are simulated by Matlab/Simulink. The experimental results show that the power decoupling circuit of proposed micro-inverter is effective and can reduce the value of the decoupling capacitor to several tens μF . In this way, it can realize the non-electrolytic capacitor PV inverter, thereby increasing its lifetime.

This work is supported by National Natural Science Foundation of China (No. 51467006 and No. 51467005).

Key words: power coupling circuit; PV inverter; peak current; pulse energy modulation

0 引言

在分布式发电系统中, 光伏逆变器的输入电压

和电流通常是直流的, 其输入功率恒定, 而输出电压和电流为交流的, 其传输到电网的功率中含有两倍频的功率脉动, 因此, 光伏逆变器输入输出功率的瞬时值不一致^[1-4]。在传统光伏逆变器中均使用大的电解电容器对不平衡的逆变器瞬时输入输出功率实现功率解耦^[5-7]。而电解电容器使用寿命小于 1 万小时, 成为限制光伏逆变器使用寿命和稳定性的关

基金项目: 国家自然科学基金项目资助 (51467006, 51467005); 江西省科技厅专项资助 (20161BBH80032); 江西省教育厅项目资助 (GJJ160489)

键。近年来,众多学者提出在光伏逆变器中加入功率解耦电路来处理瞬时功率不平衡的问题,用小容值长寿命的薄膜电容来替代电解电容,从而提高逆变器的使用寿命。

文献[8]提出了一种直流侧的功率解耦电路,其功率解耦电路由一个开关管、两个二极管和一个电容组成^[3]。整个电路使用器件较少,在100 W系统的仿真中使用电容量约40 μF ,解耦电容平均电压120 V,纹波电压峰峰值为70 V,单位功率需要电容值0.4 $\mu\text{F}/\text{W}$ 。文献[9]提出一种带有源功率耦合电路的三端口反激式单级光伏微逆变器。通过增加一组副边绕组和一个四象限运行的桥式变流器构成功率解耦电路。设计了一个200 W逆变器,直流输入电压100 V,交流输出为220 V/50 Hz,系统总电容量约81 μF ,单位功率需要电容值0.405 $\mu\text{F}/\text{W}$,其中40 μF 的解耦电容上平均电压为140 V,纹波电压峰峰值为100 V。该电路控制过程稍显复杂,且电容容值仍然较大^[4]。文献[10]提出了一种基于交流侧功率解耦的逆变器,该逆变器在单相全桥逆变电路中增加了一个桥臂,构成三桥臂的并网逆变器。通过控制中间桥臂电流来控制解耦电路开关,从而消除逆变器的瞬时输入输出功率不平衡^[5]。该拓扑电路能有效减小解耦电容容值,当直流输入电压为400 V、交流输出电压为220 V/50 H、逆变器功率为1.5 kW时,需50 μF 的解耦电容,单位功率电容值0.03 $\mu\text{F}/\text{W}$ 。但该逆变器的直流母线电压的纹波峰值达到30 V,对MPPT控制大大不利,且该拓扑控制策略较为复杂。文献[11]针对光伏并网微型逆变器含有两倍的工频功率脉动问题,提出在光伏电池侧并联一种交错反激式微型逆变器的功率解耦电路,该电路所用元件较少,开关管所受电压电流应力也相对较小,但单位功率电容值仍然较大,仍需采用电解电容器。文献[12]提出一种用于单相光伏逆变器的功率解耦电路,采用两个解耦电容的电压叠加以提供直流母线电压,一个双向Buck/Boost变换器连接在两个解耦电容之间,使得能量可以在两个解耦电容之间双向传递。该功率解耦电路位于逆变器的输入端,独立于逆变器的拓扑和工作模式,适合于功率等级较大的场合,控制简单。

本文将传统的直流侧功率解耦电路思想移植到交流输出侧,提出一种基于交流侧并联功率解耦电路的无电解电容器光伏逆变器。该新型光伏逆变器在传统全桥逆变器结构的输出侧并联一缓冲两倍频功率的功率解耦电路。研究和设计功率解耦拓扑电路和PEM控制方法以及传统全桥逆变器的控制方法,分析功率解耦电路的工作模式,讨论电路参

数的设计。建立无电解电容器的光伏逆变器仿真模型,开展仿真研究以验证其有效性。

1 无电解电容器光伏逆变器拓扑电路

本文所提出的交流侧并联功率解耦的无电解电容器光伏逆变器拓扑结构如图1所示,其中逆变部分采用传统的全桥拓扑结构,通过滤波电感 L_f 和电容 C_f 与电网AC连接,并联在逆变器输出侧的功率解耦拓扑电路由电感 L_X ,耦合电容 C_X 和七个开关管 S_1 、 S_2 、 S_3 、 S_4 、 S_5 、 S_6 和 S_7 组成。

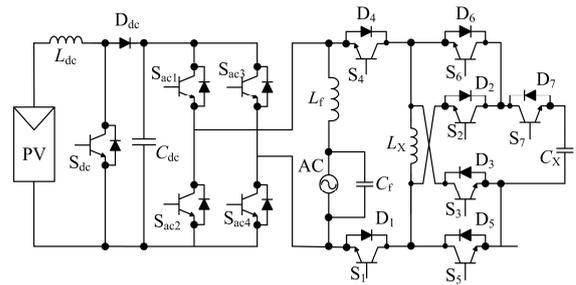


图1 交流侧并联功率解耦的光伏逆变器拓扑

Fig. 1 Proposed PV inverter topology based on power coupling circuit in parallel with AC side

光伏逆变器输入电压为光伏阵列通过升压后的直流电压,输出电压为交流方波。通过控制开关管 S_1 和 S_4 ,实现逆变器输出侧与解耦电路电感 L_X 的能量交换,控制开关管 S_2 、 S_3 、 S_5 、 S_6 和 S_7 实现解耦电容 C_X 和电感 L_X 的能量交换,从而实现直流侧的两倍频功率脉动转移到解耦电容 C_X 上,可大大减小电容逆变器直流侧电容 C_{dc} 的容值,使得 C_X 和 C_{dc} 都可以采用小容值长寿命的薄膜电容。

2 功率解耦电路的工作模式分析

忽略功率损耗,光伏逆变器直流侧输入功率与光伏组件输出功率 P_{PV} 相等。根据 P_{PV} 与逆变器瞬时输出功率 P_{ac} 的关系可知:当 $P_{PV} > P_{ac}$ 时,功率解耦电路吸收能量,解耦电容充电;当 $P_{PV} < P_{ac}$ 时,功率解耦电路应释放能量,该部分能量由解耦电容释放。同时由于逆变器输出电压为正负交替的交流方波电压,故可根据其电压正负不同将功率解耦电路分为四个工作模式。

2.1 工作模式 I

解耦电路工作在模式 I 时,其处于能量吸收状态,逆变器输出侧电压 $u_{out} > 0$,可分为两个工作阶段。

阶段 1 $[t_0-t_1]$:如图2(a)所示,开关管 S_1 导通, S_2-S_7 关断,解耦电路电感电流从0线性上升到 $i_{LX,peak1}$,其表达式为

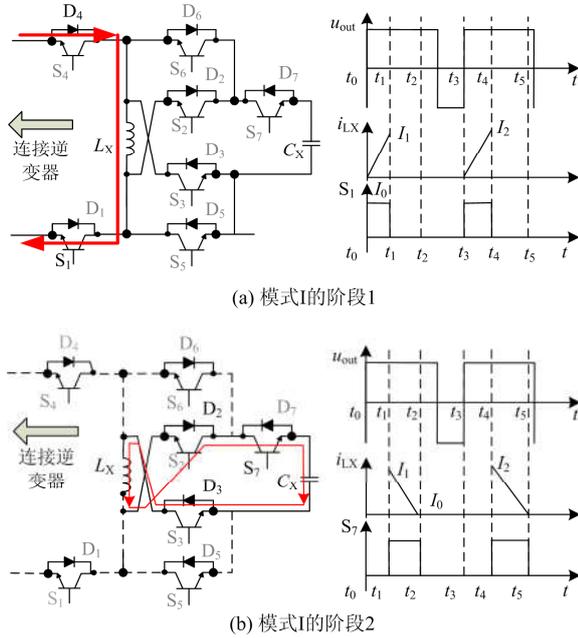


图2 模式 I 的工作阶段分析

Fig. 2 Two operation stages of mode I

$$i_{Lx,peak11} = \frac{u_{out} D_{11} T_s}{L_x} \quad (1)$$

式中: T_s 表示解耦电路采用的开关信号周期; D_{11} 表示工作模式 I 阶段 1 的开关过程占空比。

电感在这一阶段从逆变器输出侧获得的能量为

$$W_{Lx,11} = \frac{1}{2} L_x i_{Lx,peak11}^2 \quad (2)$$

阶段 2 [t_1-t_2]: 如图 2(b)所示, 开关管 S_1 关断, 开关管 S_7 导通, S_2-S_6 保持关断, 解耦电路电感电流从 $i_{Lx,peak11}$ 降到 0, 这一阶段为电感和解耦电容串联的二阶系统^[6], 且解耦电容是有初始电压值的。

按照二阶电路动态响应分析, 可得到该阶段内解耦电容电压 $u_{Cx}(t)$ 和电感电流 $i_{Lx}(t)$ 表达式为

$$u_{Cx}(t) = u_{Cx0} \cos\left(\frac{t}{\sqrt{L_x C_x}}\right) + \frac{\sqrt{L_x} i_{Lx,peak11}}{\sqrt{C_x}} \sin\left(\frac{t}{\sqrt{L_x C_x}}\right) \quad (3)$$

而电感电流与解耦电容电压满足式(4)。

$$i_{Lx}(t) = C_x \frac{du_{Cx}(t)}{dt} \quad (4)$$

因此, 解耦电路电感电流可表示为

$$i_{Lx}(t) = \frac{-\sqrt{C_x}}{\sqrt{L_x}} u_{Cx0} \sin\left(\frac{t}{\sqrt{L_x C_x}}\right) + i_{Lx,peak11} \cos\left(\frac{t}{\sqrt{L_x C_x}}\right) \quad (5)$$

由电感电流表达式可得到电感电流从峰值下降到零所需要的时间 $D_{12} T_s$ 为

$$D_{12} T_s = \sqrt{L_x C_x} \left| \tan^{-1} \left(\frac{i_{Lx,peak11} \sqrt{L_x C_x}}{u_{Cx0} C_x} \right) \right| \quad (6)$$

通过对阶段 1 和阶段 2 的分析, 得到各阶段相应的工作时间, 为后续元件参数选择提供依据。

2.2 工作模式 II

工作模式 II 时, 解耦电路处于能量释放状态, 逆变器输出侧电压 $u_{out} > 0$, 可分为两个工作阶段, 如图 3 所示。

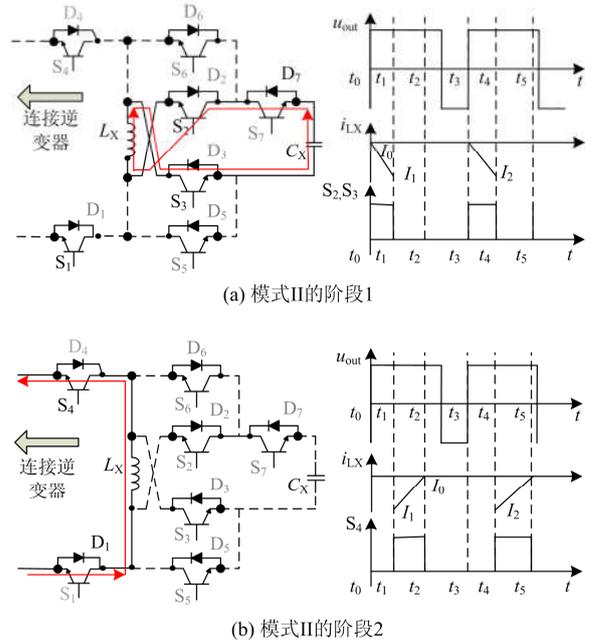


图3 模式 II 的工作阶段分析

Fig. 3 Two operation stages of mode II

阶段 1 [t_0-t_1]: 如图 3(a)所示, 开关管 S_2 和 S_3 导通, S_1 和 S_4-S_7 均关断, 解耦电路电容 C_x 给电感 L_x 放电, 电感电流从 0 反向增加到峰值 $i_{Lx,peak21}$, 其分析过程与模式 I 的阶段 2 相似, 同样为电感和电容串联的二阶系统^[6], 只是电感初始状态电流为 0。

此阶段电感从解耦电容获得的能量可表示为

$$W_{Lx21} = \frac{1}{2} L_x i_{Lx,peak21}^2 \quad (7)$$

按照二阶电路动态响应分析, 可得到该阶段内解耦电容电压 $u_{Cx}(t)$ 和电感电流 $i_{Lx}(t)$ 表达式为

$$u_{Cx}(t) = u_{Cx0} \cos\left(\frac{t}{\sqrt{L_x C_x}}\right) \quad (8)$$

$$i_{Lx}(t) = \frac{-\sqrt{C_x}}{\sqrt{L_x}} u_{Cx0} \sin\left(\frac{t}{\sqrt{L_x C_x}}\right) \quad (9)$$

式中, u_{Cx0} 为电容上的初始电压。由电感电流表达式可得到电感电流从 0 到峰值 $i_{Lx,peak21}$ 所需要的时间

间 $D_{21}T_s$ 为

$$D_{21}T_s = \sqrt{L_X C_X} \left| \sin^{-1} \left(\frac{i_{L_X, \text{peak}21} \sqrt{L_X C_X}}{u_{C_X0} C_X} \right) \right| \quad (10)$$

阶段 2 $[t_1-t_2]$: 如图 3(b)所示, 开关管 S_1-S_3 和 S_5-S_7 关断, 开关管 S_4 导通, 解耦电路电感电流从 $i_{L_X, \text{peak}21}$ 线性减小到 0, 这一阶段为电感向逆变器输出侧释放能量, 其分析过程与模式 I 的阶段 1 相似, 满足式(1)。

$$i_{L_X, \text{peak}21} = \frac{u_{\text{out}} D_{22} T_s}{L_X} \quad (11)$$

2.3 工作模式 III

模式 III 时, 解耦电路处于能量吸收状态, 逆变器输出侧电压 $u_{\text{out}} < 0$, 可分为两个工作阶段。

阶段 1 $[t_0-t_1]$: 如图 4(a)所示, 开关管 S_1-S_3 和 S_5-S_7 关断, 开关管 S_4 导通, 电感电流上升, 从逆变器输出侧获得能量。

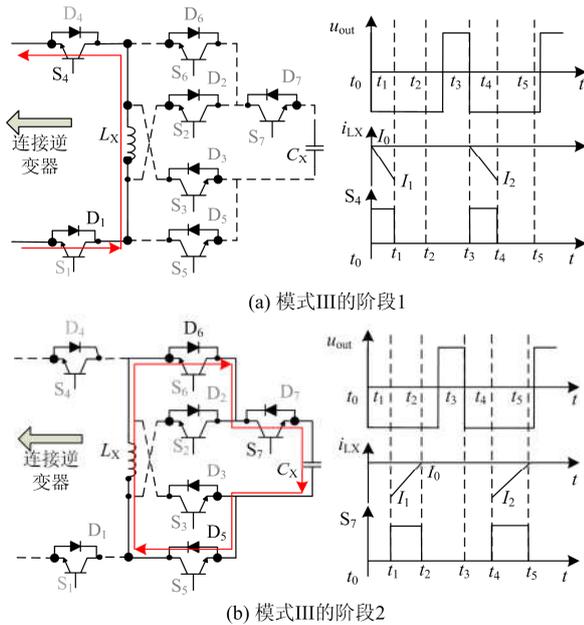


图 4 模式 III 工作阶段分析

Fig. 4 Two operation stages of mode III

阶段 2 $[t_1-t_2]$: 如图 4(b)所示, 开关管 S_1-S_6 关断, 开关管 S_7 导通, 电感电流下降, 电感储存的能量向解耦电容转移。以上两个阶段的分析过程同模式 I, 故不再赘述。

2.4 工作模式 IV

模式 IV 时, 解耦电路处于吸收状态, 逆变器输出侧电压 $u_{\text{out}} < 0$, 可分为两个工作阶段。

阶段 1 $[t_0-t_1]$: 如图 5(a)所示, 开关管 S_5 和 S_6 导通, S_1-S_4 和 S_7 均关断, 电感电流上升, 解耦电容将能量释放到电感中。

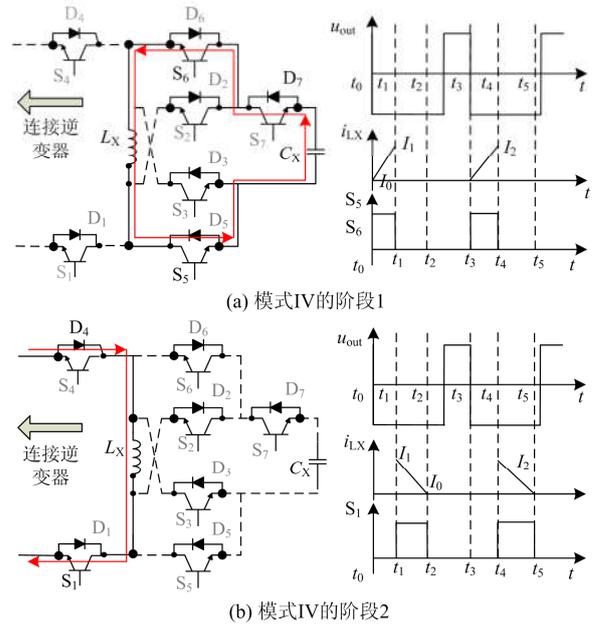


图 5 模式 IV 工作阶段分析

Fig. 5 Two operation stages of mode IV

阶段 2 $[t_1-t_2]$: 如图 5(b)所示, 开关管 S_1 导通, S_2-S_7 均关断, 电感电流下降, 电感中储存的能量释放到逆变器输出侧。模式 IV 的分析过程与模式 II 相同, 在此不再说明。

3 无电解电容光伏逆变器控制策略

由文中前述可知, 提出的无电解电容光伏逆变器主要由并网逆变器和功率解耦电路两部分构成, 由于采用的为并联结构, 处理的功率也是确定分开的, 因此其控制策略可以单独设计。

3.1 并网逆变器控制策略

并网逆变器采用电压源型拓扑结构, 输入电压和电流为直流, 输出电压为交流方波, 根据系统输出功率就很容易得到逆变器输出电流的给定值。为实现逆变器和功率解耦电路的控制解耦, 并网逆变器采用滞环控制策略^[13-17], 如图 6 所示。图中, u_g 为电网电压, 通过锁相环 PLL 获取并网电流的相位, 与参考电流幅值相乘构成参考并网电流 $i_{L_f, \text{ref}}$, 与实际并网电流 i_{L_f} 比较通过电流滞环控制器生成 H 桥逆变器四个开关管的开关信号 $S_{\text{ac}1}-S_{\text{ac}4}$ 。

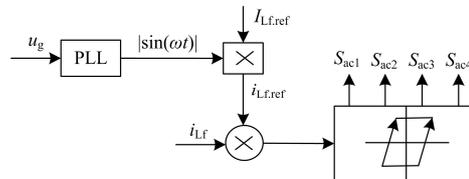


图 6 并网逆变器控制原理

Fig. 6 Inverter hysteresis control schematic

3.2 功率解耦电路控制策略

由光伏发电系统的功率解耦原理^[2,18-19]可知,解耦电路需缓冲的解耦功率为

$$p_d(t) = P_{pv} \cos(2\omega t) \quad (12)$$

假定功率解耦电路开关频率为 f_s , 开关周期为 T_s , 为便于理解, T_s 为电网周期 T_{ac} 的整数倍。则在一个开关周期内功率解耦电路缓冲的能量为

$$W_0 = \int_{(N-1)T_s}^{NT_s} P_{pv} \cos(2\omega t) dt = \frac{P_{pv}}{2\omega} [\sin(2\omega t)]_{(N-1)T_s}^{NT_s} \quad (13)$$

式中, N 的取值在 1 到 T_{ac}/T_s 之间。

以功率解耦电路中电感电流作为对象, 在电感电流断续型(DCM)工作方式下^[20-21], 研究其在充电过程中的能量缓冲过程。忽略传输损耗时, 每个开关周期内电感电流峰值可表示为

$$i_{Lx,peak} = \sqrt{\frac{P_{pv}[\sin(2\omega t)]_{(N-1)T_s}^{NT_s}}{\omega L_x}} \quad (14)$$

式(14)表明了一个开关周期内电感电流峰值与电感值之间的关系, 同时也是功率解耦电路峰值电流控制^[22-23]的基本方程式。以模式 I 为例说明峰值电流控制的基本过程, 其流程如图所示 7 所示。

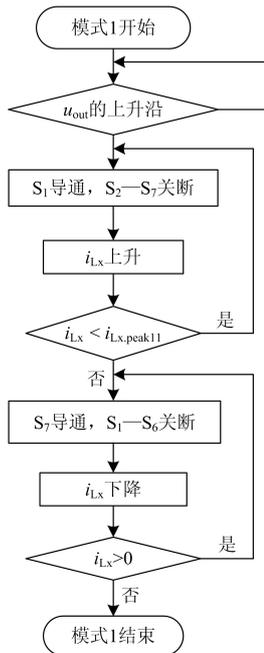


图 7 峰值电流控制的基本过程

Fig. 7 Peak current control diagram

检测逆变器输出电压 u_{out} 。当检测到从 0 到 1 的上升沿后, 导通开关管 S_1 , 解耦电感电流上升; 当上升到该周期内峰值 $i_{Lx,peak11}$ 时, 开关管 S_1 关断, 同时 S_7 导通, 电感电流随后下降, 完成能量转移; 当电感电流下降到 0 时, 完成模式 I 的过程。其他

三个工作模式与模式 I 是相似的, 在此不再赘述。

4 功率解耦电路的参数设计

功率解耦电路主要由开关器件、解耦电容和解耦电感构成, 开关器件的选择根据设计的功率大小而定, 此处重点讨论解耦电容和电感的设计。

4.1 解耦电容的选择

解耦电容在完整的一个吸收模式或释放模式内所缓冲的能量可表示为

$$W_{CX} = 2 \int_0^{T_s/8} P_{pv} \cos(2\omega t) dt = \frac{1}{2} C_x (U_{CX,MAX}^2 - U_{CX,MIN}^2) \quad (15)$$

定义解耦电容平均电压 $U_{CX,AVG}$ 和电压纹波 ΔU_{CX} , 则有

$$U_{CX,AVG} = U_{CX,MAX} - \Delta U_{CX} = U_{CX,MIN} + \Delta U_{CX} \quad (16)$$

将式(16)代入式(15), 可得解耦电容的容值与解耦功率之间的关系为

$$C_x = \frac{P_{pv}}{\omega \cdot U_{CX,AVG} \Delta U_{CX}} \quad (17)$$

式(17)表明, 增大解耦电容平均电压和电压纹波可减小解耦电容值。然而, 考虑到开关器件电压应力, 解耦电容取值不能过小。因此, 要使电路正常工作, 电容取值应满足式(18)。

$$U_{CX,min} = U_{CX,AVG} - \Delta U_{CX} > |u_{out}| \quad (18)$$

4.2 解耦电感的选择

由于逆变电路采取滞环控制策略, 故逆变器输出电压 u_{out} 的频率是不固定的, 在确定滞环控制相关参数后, 电压 u_{out} 的频率 f_{out} 的范围即确定了。假定最小频率对应周期为 $T_{o,max}$, 最大频率对应周期为 $T_{o,min}$ 。则在输出电压 u_{out} 的最小频率处对应着功率解耦电路释放模式时电感 L_x 电流的最大值处, 在最大频率处对应着吸收模式时电感 L_x 电流的最大值处。

解耦电路电感工作在 DCM 断续模式, 在模式 I 和模式 III 中, 式(1)和式(6)表示出了两个工作阶段的工作时间, 工作阶段 1 的时间 $D_{11}T_s$ 应小于输出电压 u_{out} 的最小周期 $T_{o,min}$ 的一半, 工作阶段 2 的时间 $D_{12}T_s$ 和工作阶段 1 的时间 $D_{11}T_s$ 叠加应小于输出电压 u_{out} 的最小周期 $T_{o,min}$ 。因此, 两个工作阶段的时间要求表达式为

$$(L_x i_{Lx,peak11}) / u_{out} < T_{o,min} / 2 \quad (19)$$

$$\frac{L_x i_{Lx,peak11}}{u_{out}} + \sqrt{L_x C_x} \left| \tan^{-1} \left(\frac{i_{Lx,peak11} \sqrt{L_x C_x}}{u_{CX0} C_x} \right) \right| < T_{o,min} \quad (20)$$

在模式 II 和模式 IV 中, 式(10)和式(11)表示出了两个工作阶段的时间表达 $D_{21}T_s$ 和 $D_{22}T_s$, 电路正常

工作的条件是解耦电路开关周期应满足式(21)。

$$DT_s > T_{o,max} + \sqrt{L_x C_x} \left| \sin^{-1} \left(\frac{i_{Lx,peak21} \sqrt{L_x C_x}}{u_{CX0} C_x} \right) \right| + \frac{L_x i_{Lx,peak21}}{u_{out}} \quad (21)$$

式中, D 为解耦电路开关信号的占空比($0 < D < 1$), 这是一个固定值。这样即可使得在一个解耦电路开关周期 T_s 内, 一个工作模式的两个工作阶段都能完成。

考虑式(14), 若电感较小, 则电感峰值电流将较大, 若电感较大, 则两个工作阶段时间将较大, 可能不满足式(19)一式(21), 据此来选择合适的解耦电路电感 L_x 的大小。同时, 应该避免解耦电感和电容在解耦电路开关管开关频率处产生谐振。

5 仿真验证

为了验证以上分析的正确性以及控制的设计, 建立了基于 Matlab/Simulink 的交流侧并联功率解耦光伏逆变器仿真模型。逆变器及功率解耦电路主要仿真参数如表 1 所示。

表 1 逆变器及功率解耦电路主要仿真参数

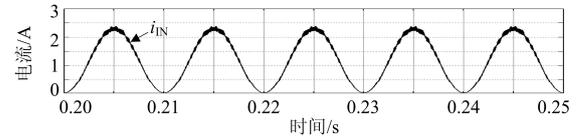
Table 1 Main simulation parameters of inverter and power coupling circuit

电路参数	数值	电路参数	数值
直流输入电压/V	400	解耦电容 $C_x/\mu\text{F}$	20
电网额定电压/V	220	直流侧电容 $C_{dc}/\mu\text{F}$	20
额定功率/W	500	并网滤波电容 $C_f/\mu\text{F}$	1
解耦电路开关频率/kHz	20	解耦电路电感 $L_x/\mu\text{H}$	70
滞环宽度	± 0.1	并网滤波电感 L_f/mH	12

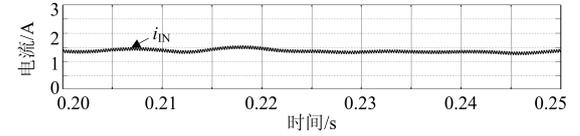
从表 1 可以看出, 对于额定功率为 500 W 的交流侧并联功率解耦光伏逆变器, 其解耦电容为 20 μF , 逆变器直流侧电容为 20 μF , 单位功率电容值 0.405 $\mu\text{F}/\text{W}$, 可以采用长寿命的非电解电容器, 从而提高整个光伏逆变器的安全可靠性和使用寿命。

图 8 为功率解耦电路投入运行前后并网逆变器的直流侧输入电流波形。功率解耦电路未投入运行时, 输入电流具有 100 Hz 纹波, 峰值约 2.5 A, 如图 8(a)所示。这将极大地影响最大功率跟踪性能, 降低系统效率。当功率解耦电路投入运行后, 逆变器直流输入电流基本保持在约 1.5 A 左右, 脉动较小, 如图 8(b)所示。因此, 提出的交流侧并联功率解耦的光伏逆变器能很好地抑制直流输入侧电流的 100 Hz 倍频纹波, 将使 MPPT 效率不受影响。

功率解耦电路投入运行时的电网电压和并网电流以及解耦电路中解耦电容电压和解耦电感电流的波形如图 9 所示。图 9(a)、图 9 (b)表明逆变器的并网功率因数接近 1, 并网电流跟踪电网电压。图 9(c)



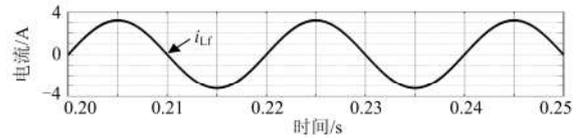
(a) 功率解耦电路未投入运行



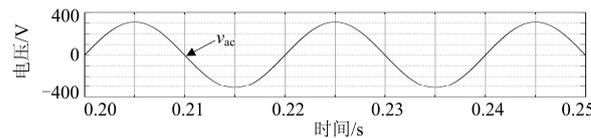
(b) 功率解耦电路投入运行

图 8 功率解耦电路投入运行前后光伏逆变器直流侧输入电流

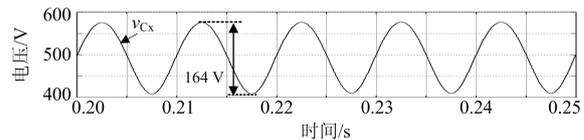
Fig. 8 DC current in DC-link of PV inverter before and after the power coupling circuit is operating



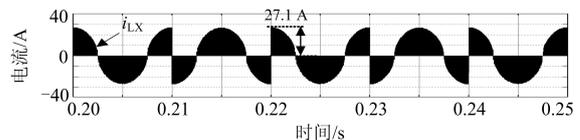
(a) 滤波电感的电流波形



(b) 输出并网电压波形



(c) 解耦电容电压波形



(d) 解耦电路电感电流波形

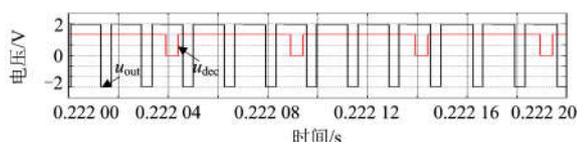
图 9 功率解耦电路投入运行时的电网电压和并网电流以及解耦电路中解耦电容电压和解耦电感电流

Fig. 9 Grid voltage and current and decoupling capacitor voltage and decoupling inductance current when power coupling circuit is operating

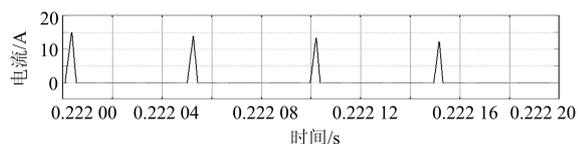
表明, 解耦电容电压含有两倍频脉动分量, 其最大值 $U_{CX,MAX}$ 和最小值 $U_{CX,MIN}$ 分别为 582 V 和 418 V, 电压波动量 ΔU_{CX} 为 164 V, 平均电压 $U_{CX,AVG} = 500$ V。在一个电网周期内, 解耦电容释放的能量与吸收的能量一致, 均为 1.64 J。然而, 根据计算, 解耦电容在一个电网周期内应该缓冲的能量大小为 1.59 J。0.05 J 的能量差异是由解耦电路中的各种损

耗引起的, 因此可以认为解耦电容基本完成了功率解耦的功能。图 9(d)为解耦电感电流的波形, 可以看出, 解耦电感电流在一个电网周期内分为明显的四个工作模式, 最大值约 27.1 A, 符合公式计算值。

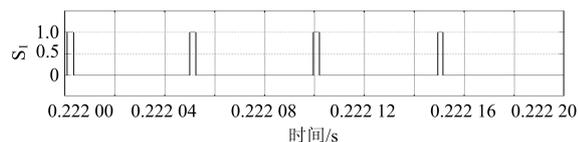
图 10 为模式 I 解耦电路电感电流与开关时序图。图 10(a)中, 为了便于将逆变器输出电压 u_{out} 和功率解耦电路工作周期信号 u_{dec} 一同显示, 将实际为 400 V 的 u_{out} 缩小为原值的 1/200, 即 2 V。



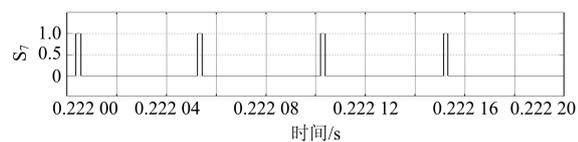
(a) 逆变器输出电压方波和解耦电路工作信号



(b) 解耦电路电感电流波形



(c) S1 开关驱动信号



(d) S7 开关驱动信号

图 10 模式 I 解耦电路电感电流与开关时序图

Fig. 10 Current of decoupling inductance and switching sequence of power device in mode I

在图 10(b)—10(d)中, 当检测到 u_{out} 的上升沿时, 开关 S_1 导通, 直到电感电流上升到式(14)的给定峰值时, S_1 关断, 同时 S_7 导通, 电感电流下降到 0 后, 关断 S_7 。同时, 应注意到在 u_{dec} 的一个周期内, 不管 u_{out} 被检测到多少个上升沿, 相应开关管在一个解耦电路工作周期只导通一次。与文中第 4 部分的分析结果完全一致。对于模式 II、模式 III 及模式 IV, 由于其具体工作波形与模式 I 类似, 在此不赘述。

6 结论

本文提出的一种基于交流侧并联功率解耦的光伏逆变器, 采用电力电子功率解耦电路替代电解电容器实现功率解耦功能。分析了功率解耦电路的工

作模式以及电路参数的设计原则, 设计了独立的并网逆变器控制和解耦电路控制系统, 并建立仿真模型开展实验研究, 得出以下结论:

1) 对于 500 W 的光伏逆变器, 仅需要 20 μF 的解耦电容即可实现功率解耦, 单位功率需要的电容值为 0.405 $\mu\text{F}/\text{W}$ 。

2) 由于解耦电容电压的变化范围为 418~582 V, 所以可用两个 20 $\mu\text{F}/400$ V 的 CBB 电容实现, 避免使用大容量的电解电容器, 可提高逆变器的使用寿命和安全可靠性。

3) 逆变器的直流输入电压和电流基本为直流, 提高了系统的 MPPT 跟踪性能, 其两倍频功率脉动转移到功率解耦电路的解耦电容上。

4) 本文采用的逆变器滞环控制与功率解耦电路的峰值电流控制相对技术成熟和简单, 易于实现。

参考文献

- [1] SUN Y, LIU Y, SU M, et al. Review of active power decoupling topologies in single-phase systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(7): 4778-4794.
- [2] 章勇高, 纵楠. 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[J]. 电力系统保护与控制, 2017, 45(5): 26-31.
ZHANG Yonggao, ZONG Nan. Research on the optimal design of a PV micro-inverter with parallel decoupling circuit on DC side[J]. Power System Protection and Control, 2017, 45(5): 26-31.
- [3] HU H, HARB S, KUTKUT N, et al. A review of power decoupling techniques for micro-inverters with three different decoupling capacitor locations in PV systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(6): 2711-2726.
- [4] 阚加荣, 吴云亚, 谢少军, 等. 电流型降压桥式伪直流环节微逆变器[J]. 电网技术, 2017, 41(1): 99-105.
KAN Jiarong, WU Yunya, XIE Shaojun, et al. Pseudo DC link micro-inverter based on current-fed buck-type full-bridge topology[J]. Power System Technology, 2017, 41(1): 99-105.
- [5] ZHANG Yonggao, XIONG Jian, WANG Zengqiang, et al. Review of power decoupling methods for microinverters without using electrolytic capacitors[C] // IECON2017, October 31-November 2, 2017, Beijing, China: 1493-1498.
- [6] 田鹏, 宣文华, 牛益国. 基于陷波控制的 LCL 型光伏并网逆变器谐波谐振抑制研究[J]. 电力系统保护与控制, 2016, 44(14): 82-88.
TIAN Peng, XUAN Wenhua, NIU Yiguo. Suppression of harmonic resonance for photovoltaic grid-connected inverter with LCL filter based on notch filter control[J]. Power System Protection and Control, 2016, 44(14): 82-88.
- [7] 朱晓荣, 刘世鹏, 张海宁, 等. 不平衡电网电压下光伏并网逆变器滑模直接电压/功率控制策略[J]. 电力系统

- 保护与控制, 2016, 44(23): 133-140.
- ZHU Xiaorong, LIU Shipeng, ZHANG Haining, et al. Sliding mode control based direct voltage/power control strategy for PV grid connected inverter under unbalanced grid voltage[J]. Power System Protection and Control, 2016, 44(23): 133-140.
- [8] HU H, HARB S, FANG X, et al. A three-port flyback for PV microinverter applications with power pulsation decoupling capability[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(9): 3953-3964.
- [9] 沈阳武, 葛云霞, 崔挺, 等. 基于阻抗比判据的永磁直驱风力发电系统并网稳定分析方法[J]. 电力系统保护与控制, 2017, 45(18): 45-53.
- SHEN Yangwu, GE Yunxia, CUI Ting, et al. A stability analysis method for the grid-connected permanent magnet synchronous generator based on impedance ratio criterions[J]. Power System Protection and Control, 2017, 45(18): 45-53.
- [10] CHEN Z, LING C, YE F, et al. A single-phase grid connected inverter with a power pulsation decoupling circuit on the AC output[C] // IEEE Industrial Electronics and Applications, July 18-20, 2012, Singapore: 1141-1145.
- [11] 胡林静, 于士航. 反激式微型逆变器新型功率解耦电路控制策略的研究[J]. 电子技术应用, 2017, 43(4): 161-164.
- HU Linjing, YU Shihang. Research on the control strategy of a new power decoupling circuit for the flyback micro inverter[J]. Application of Electronic Technique, 2017, 43(4): 161-164.
- [12] 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.
- [13] 孔祥平, 袁宇波, 阮思焯, 等. 面向故障暂态建模的光伏并网逆变器控制器参数辨识[J]. 电力系统保护与控制, 2017, 45(11): 65-72.
- KONG Xiangping, YUAN Yubo, RUAN Siye, et al. Controller parameter identification of the grid connected PV inverter for fault transient modeling[J]. Power System Protection and Control, 2017, 45(11): 65-72.
- [14] 陈军, 王玲珍, 李德奎, 等. RLC 串联二阶电路的数学模型分析与电路设计研究[J]. 自动化与仪器仪表, 2013(3): 12-13.
- CHEN Jun, WANG Lingzhen, LI Dekui, et al. Mathematical model analysis and circuit design research of RLC series second order circuit[J]. Automation and Instrumentation, 2013(3): 12-13.
- [15] ZHANG Yonggao, GAO Yanli, QU Yi, et al. Pulse energy modulation in a three-switch buck-boost inverter for distributed generation systems[J]. International Journal of Grid and Distributed Computing, 2016, 9(10): 1-16.
- [16] 王晓, 张立伟, 李艳, 等. 一种带功率解耦的 Flyback 微型逆变器研究[J]. 电工电能新技术, 2015(2): 44-49.
- WANG Xiao, ZHANG Liwei, LI Yan, et al. Flyback-type inverter with power decoupling[J]. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy, 2015(2): 44-49.
- [17] VITORINO M A, ALVES L F S, DA SILVA Í R F M P, et al. High-frequency pulsating DC-link three-phase inverter without electrolytic capacitor[C] // IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, March 26-30, 2017, Tampa, FL, USA: 3456-3461.
- [18] ABE K, HAGA H, OHISHI K, et al. Current ripple suppression control based on prediction of resonance cancellation voltage for electrolytic-capacitor-less inverter[J]. IEEJ Journal of Industry Applications, 2017, 6(1): 1-11.
- [19] 阚加荣, 吴云亚, 谢少军, 等. 宽功率范围内采用电流临界连续状态+恒频控制的光伏微逆变器[J]. 电网技术, 2017, 41(12): 3926-3933.
- KAN Jiarong, WU Yunya, XIE Shaojun, et al. PV micro-inverter with constant frequency and current BCM control strategy within wide power range[J]. Power System Technology, 2017, 41(12): 3926-3933.
- [20] IRFAN M, AHMED A, PARK J H, et al. Current-sensorless power-decoupling phase-shift dual-half-bridge converter for DC-AC power conversion systems without electrolytic capacitor[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(5): 3610-3622.
- [21] LI D, ZHANG Z, XU B, et al. A method of power decoupling for long life micro-inverter[C] // IEEE Conference on IEEE Industrial Electronics Society, November 7-10, 2011, Melbourne, VIC, Australia: 802-807.
- [22] 解光军, 徐慧芳. 峰值电流模式控制非理想 Buck 变换器系统建模[J]. 中国电机工程报, 2012, 32(24): 52-58, 10.
- JIE Guangjun, XU Huifang. Modeling of current programmed mode non-ideal buck converter systems[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(24): 52-58, 10.
- [23] 杨苹, 石安辉, 胡郴龙. 控制关断时间的峰值电流模式准 PWM 控制方法[J]. 电力系统及其自动化学报, 2010, 22(3): 73-77.
- YANG Ping, SHI Anhui, HU Chenlong. Off-time modulated peak current mode quasi-PWM control[J]. Proceedings of the CSU-EPSA, 2010, 22(3): 73-77.

收稿日期: 2018-01-10; 修回日期: 2018-04-27

作者简介:

舒展(1977—), 男, 硕士, 高级工程师, 研究方向为新能源运行及控制; E-mail: shuzhan2003@126.com

章勇高(1975—), 男, 通信作者, 博士, 副教授, 研究方向为分布式发电系统。E-mail: ygzhang@ecjtu.jx.cn

(编辑 葛艳娜)