

光伏Z源并网逆变器的非线性无源控制研究

程启明¹, 余德清¹, 程尹曼², 高 杰¹, 张 宇¹, 谭冯忍¹

(1. 上海电力学院自动化工程学院, 上海市电站自动化技术重点实验室, 上海 200090;

2. 同济大学电子与信息工程学院, 上海 201804)

摘 要: 将无源控制(passivity-based control, PBC)这种非线性控制方法首次引入到光伏Z源并网逆变器的控制上, 它无需线性化处理就能直接实现有效并网控制, 且系统的控制性能优良。首先, 根据光伏Z源并网逆变器的E-L (Euler-Lagrange)数学模型分析其无源性, 并计算得到并网侧 dq 轴电流解耦的无源控制律; 然后, 采用注入阻尼方法对控制器进行优化设计, 提高系统的动态性能, 并实现对给定电压及最大功率点快速跟踪; 最后, 在Matlab/Simulink软件仿真和硬件样机上实验验证PBC应用到光伏Z源并网逆变器控制上的可行性和有效性, 相比于传统电压矢量定向的双闭环控制策略, 该系统具有调节时间和上升时间都短、动态性能好、并网功率因数高等特点。

关键词: 光伏; Z源并网逆变器; 无源性控制; E-L模型; 非线性控制; 注入阻尼

中图分类号: TM464

文献标识码: A

0 引 言

在光伏(PV)发电系统中, 并网逆变器是重要组成部分, 逆变器的性能优劣直接影响到系统的性能表现^[1,2]。传统的PV并网逆变系统多采用电压源型逆变器拓扑结构, 这种并网系统一般都采用两级式交换电路的并网策略^[3], 其中: 前级通过Boost型升压式DC/DC斩波器实现最大功率点跟踪(maximum power point tracking, MPPT), 后级采用电压源型DC/AC逆变器并联到电网^[4,5]。但这种两级或多级式的并网结构增加了系统的复杂程度和成本, Z源逆变器(Z-source inverter, ZSI)^[6-10]的引入而取代两级式交换电路, 为光伏并网方式提供了一种新思路。Z源逆变器独特的升压特性使得光伏并网系统能在单级内同时实现最大功率点跟踪和并网逆变^[11,12]。随着并网逆变装置的大量使用, 它输出并网电流的谐波对电网的污染问题越来越严重^[13]。在光伏并网发电系统中, 因光伏阵列最大功率点随着环境因素的变化呈非线性^[14,15], 这就要求并网逆变系统必须具有良好的动静特性。当并网

逆变系统的结构确定后, 逆变系统的性能主要取决于其控制方法^[16]。由于光伏Z源并网逆变器的非线性特性, 反馈线性化、滑模变结构控制和无差拍控制等多种非线性控制方法被用到Z源逆变器的控制中^[17], 这些控制方法均可在不同程度上改进逆变器的性能, 但它们自身也都有缺陷存在^[18-20]。为实现电力变换器的非线性控制, 无源性控制(passivity-based control, PBC)方法已被用于PWM整流器的控制中, 并取得了较好的控制效果^[21-23]。

本文首次将无源性控制方法引入到光伏Z源并网逆变器控制上。文中先建立光伏Z源并网逆变器的E-L (Euler-Lagrange)模型, 再根据被控对象(即Z源逆变器)的严格无源性, 得到使并网电流解耦的无源控制规律, 并设计具有良好动静态性能的Z源并网逆变器无源控制器。仿真和实验结果表明, 无源控制方法在光伏Z源并网逆变器控制上能够实现良好的控制效果, 是一种有效的控制方法。

1 Z源并网逆变器的工作原理

图1为用于光伏发电系统的Z源并网逆变器

收稿日期: 2016-07-14

基金项目: 国家自然科学基金(61304134); 上海市重点科技攻关计划(14110500700); 上海市电站自动化技术重点实验室(13DZ2273800); “电气工程”上海市Ⅱ类高原学科

通信作者: 程启明(1965—), 男, 博士、教授、硕士生导师, 主要从事电力系统自动化、发电过程控制、先进控制及应用等方面的研究。
chengqiming@sina.com

拓扑结构^[1,2]。该结构不同于传统的 PWM 并网逆变器之处在于,它在直流电源与逆变桥之间插入一个由一对电容和电感组成的 X 形无源网络,又称为 Z 源网络,如图 1 中虚线部分所示。Z 源网络的引入将直流电源与逆变器主电路耦合起来,使得该逆变器能够工作在传统逆变器所禁止的直通状态,而且利用该直通状态能够为逆变器提供独特升压性能。

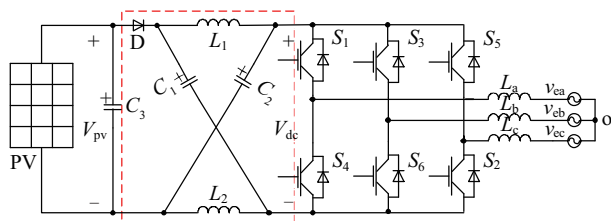
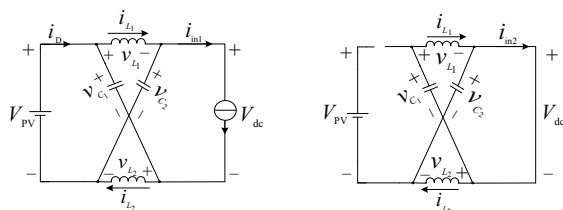


图1 Z源并网逆变器拓扑结构

Fig. 1 Topology of Z-source grid-connected inverter

传统的三相电压源型逆变器有 6 种有效状态和 2 种零状态,对于 Z 源逆变器而言,逆变器桥臂上、下直通的状态是其多于传统逆变器的第 9 种工作状态。

图 2 为 Z 源逆变器等效电路,图 2a、图 2b 分别为非直通状态、直通状态的等效电路。当 Z 源逆变器工作在 6 种有效状态时,功率二极管 D 导通,逆变器桥臂可用一个电流源等效替代;当其工作在 2 种零状态时,功率二极管 D 导通,逆变器桥臂可用一个零值电流源或开路来替代;而当 Z 源逆变器工作在直通状态时,功率二极管 D 截止,交流负载被短路,逆变器桥臂用短路导线替代。



a. 非直通状态的等效电路

b. 直通状态的等效电路

图2 Z源逆变器等效电路

Fig. 2 Equivalent circuit of Z-source inverter

为了分析方便,假设 Z 源网络的电感 L_1 、 L_2 值和电容 C_1 、 C_2 值分别相等,即 $L_1=L_2=L$, $C_1=C_2=C$ 。因此,阻抗网络对称,得到电感电压 v_{L_1} 、 v_{L_2} 和电容电压 v_{C_1} 、 v_{C_2} 有如下关系:

$$v_{L_1} = v_{L_2} = v_L, \quad v_{C_1} = v_{C_2} = v_C \quad (1)$$

设在一个开关周期 T_s 内,逆变器工作在非直通状态的时间为 T_1 ,逆变桥两端的电压为 V_{dc} ,则由图 2a 可知:

$$V_{pv} = v_C + v_L, \quad V_{pv} = 2v_L + V_{dc} \quad (2)$$

设在一个开关周期 T_s 内,逆变器工作在直通状态的时间为 T_0 ,由图 2b 可知:

$$v_C = v_L, \quad V_{dc} = 0 \quad (3)$$

根据电感伏秒平衡原理^[3,4],即:在一个开关周期 T_s 内,电感两端平均电压在稳态下为 0。联立式(1)~式(3)求解得到:

$$v_C = \frac{T_1}{T_1 - T_0} V_{pv} = \frac{1 - D_0}{1 - 2D_0} V_{pv} \quad (4)$$

$$\hat{v}_{dc} = \frac{T}{T_1 - T_0} V_{pv} = \frac{1}{1 - 2D_0} V_{pv} = B V_{pv} \quad (5)$$

$$B = \frac{T}{T_1 - T_0} = \frac{1}{1 - 2D_0} \geq 1 \quad (6)$$

式中, D_0 ——Z 源直通时的占空比; \hat{v}_{dc} ——直流链的峰值电压。

逆变器输出相电压峰值为 $\hat{v}_{ac} = \hat{v}_{dc} M/2$,求得:

$$\hat{v}_{ac} = MB V_{pv} / 2 \quad (7)$$

式中, M ——调制因子; B ——逆变器的升压因子。

因此,通过选取一个合适大小的 B 值就能很容易地调节逆变器输出电压的大小。

2 Z源并网逆变器的建模分析

Z 源并网逆变器包括 Z 源网络 and 三相逆变桥 2 个部分,下面先进行各自建模分析,再进行综合建模分析。

2.1 Z源网络的状态平均模型

由图 2 可见,非直通状态下 Z 源逆变器的母线电流 i_{in1} 与交流侧并网电流相关,而直通状态下 Z 源逆变器母线电流 i_{in2} 与交流侧并网电流无关,仅与 Z 源网络电感电流 i_L 相关。因此,下面首先对 Z 源网络的数学模型^[5]进行分析。

根据图 2 的等效电路可知,Z 源网络共有 4 个状态变量,分别是电容电压 v_{C_1} 和 v_{C_2} ,电感电流 i_{L_1} 和 i_{L_2} ,由于 Z 源网络电容的数值大小相等为 C ,电感值相等为 L ,因此,当逆变器工作在非直通状态时,得到 Z 源网络的状态方程为:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{L_1}}{dt} \\ \frac{dv_{C_1}}{dt} \\ \frac{di_{L_2}}{dt} \\ \frac{dv_{C_2}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L} \\ 0 & 0 & \frac{1}{C} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L_1} \\ v_{C_1} \\ i_{L_2} \\ v_{C_2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_{pv}}{L} \\ -\frac{i_{in1}}{C} \\ \frac{V_{pv}}{L} \\ -\frac{i_{in1}}{C} \end{bmatrix} \quad (8)$$

当逆变器工作在直通状态时, Z 源网络的状态方程为:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{L_1}}{dt} \\ \frac{dv_{C_1}}{dt} \\ \frac{di_{L_2}}{dt} \\ \frac{dv_{C_2}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ -\frac{1}{C} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L} \\ 0 & 0 & -\frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L_1} \\ v_{C_1} \\ i_{L_2} \\ v_{C_2} \end{bmatrix} \quad (9)$$

式(8)、式(9)的状态方程是时变方程,若要得到 Z 源逆变器系统在整个开关周期内的状态方程,则需将这 2 个方程进行分段平均化处理。

由于在非直通状态与直通状态下系统的状态变量和输入、输出变量均相同,因此,可对系统状态方程的系数矩阵进行加权平均,从而得到一个开关周期 T_s 内 Z 源网络的状态平均方程为^[6-8]:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{L_1}}{dt} \\ \frac{dv_{C_1}}{dt} \\ \frac{di_{L_2}}{dt} \\ \frac{dv_{C_2}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{D_0}{L} & 0 & -\frac{D_1}{L} \\ -\frac{D_0}{C} & 0 & \frac{D_1}{C} & 0 \\ 0 & -\frac{D_1}{L} & 0 & \frac{D_0}{L} \\ \frac{D_1}{C} & 0 & -\frac{D_0}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L_1} \\ v_{C_1} \\ i_{L_2} \\ v_{C_2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{D_1 V_{pv}}{L} \\ -\frac{D_1 i_{in1}}{C} \\ \frac{D_1 V_{pv}}{L} \\ -\frac{D_1 i_{in1}}{C} \end{bmatrix} \quad (10)$$

式中, D_1 ——非直通占空比, $D_1 = 1 - D_0$ 。

由于 Z 源网络的对称性可知: $v_{L_1} = v_{L_2} = v_L$, $v_{C_1} = v_{C_2} = v_C$, 因此式(10)可化简为:

$$\begin{cases} C \frac{dv_C}{dt} = (1 - 2D_0)i_L - (1 - D_0)i_{in1} \\ L \frac{di_L}{dt} = (2D_0 - 1)V_C + (1 - D_0)V_{pv} \end{cases} \quad (11)$$

2.2 三相逆变桥的状态平均模型

三相逆变桥拓扑结构如图 3 所示。由文献[8]可知,根据三相逆变器的输入输出关系和基尔霍夫

电压定律建立三相逆变器的微分方程为:

$$\begin{cases} L_f \frac{di_{L_a}}{dt} = V_{dc}(S_a - \frac{1}{3} \sum_{k=a,b,c} S_k) - i_{L_a} R_a - v_{ea} \\ L_f \frac{di_{L_b}}{dt} = V_{dc}(S_b - \frac{1}{3} \sum_{k=a,b,c} S_k) - i_{L_b} R_b - v_{eb} \\ L_f \frac{di_{L_c}}{dt} = V_{dc}(S_c - \frac{1}{3} \sum_{k=a,b,c} S_k) - i_{L_c} R_c - v_{ec} \end{cases} \quad (12)$$

式中, L_a 、 L_b 、 L_c ——a、b、c 相的滤波电感,为方便建模假设三相滤波电感相等,设他们的值均为 L_f ,即 $L_a = L_b = L_c = L_f$; v_{ea} 、 v_{eb} 、 v_{ec} ——a、b、c 相的并网电压; R_a 、 R_b 、 R_c ——a、b、c 相的滤波电感内阻, $R_a = R_b = R_c = R$; S_k ——开关函数,定义为:

$$S_k = \begin{cases} 1, & \text{上桥臂导通,下桥臂关断} \\ 0, & \text{下桥臂导通,上桥臂关断} \end{cases} \quad k = a, b, c \quad (13)$$

式(12)为逆变桥在三相 abc 静止坐标系下的微分方程,为了简化模型,将其变换到两相 dq 同步旋转坐标系中,从而减少了状态变量的个数,简化了计算。

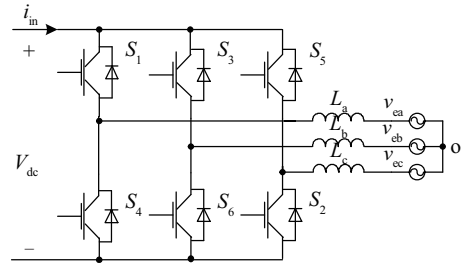


图3 三相逆变桥拓扑结构

Fig. 3 Topology of three phase inverter bridge

在两相 dq 同步旋转坐标系下逆变桥的状态方程为^[8]:

$$\begin{cases} L_f \frac{di_d}{dt} = V_{dc} S_d - v_{ed} - i_d R + \omega L i_q \\ L_f \frac{di_q}{dt} = V_{dc} S_q - v_{eq} - i_q R - \omega L i_d \end{cases} \quad (14)$$

式中, i_d 、 i_q 、 v_{ed} 、 v_{eq} 、 S_d 、 S_q 、 ω ——并网电流、交流侧电压、开关函数在 d、q 轴上的分量和两相旋转坐标系的角频率。

2.3 Z 源并网逆变器的状态平均模型

根据式(13)开关函数的定义,分析可知非直通状态下逆变器桥臂输入电流 i_{in1} 用开关函数表示为:

$$\begin{aligned}
i_{in1} &= i_{L_a} S_a \bar{S}_b \bar{S}_c + i_{L_b} \bar{S}_a S_b \bar{S}_c + i_{L_c} \bar{S}_a \bar{S}_b S_c + \\
&\quad (i_{L_a} + i_{L_b}) S_a S_b \bar{S}_c + (i_{L_a} + i_{L_c}) S_a \bar{S}_b S_c + \\
&\quad (i_{L_b} + i_{L_c}) \bar{S}_a S_b S_c + (i_{L_a} + i_{L_b} + i_{L_c}) S_a S_b S_c \\
&= i_{L_a} S_a + i_{L_b} S_b + i_{L_c} S_c = \frac{3}{2} (i_d S_d + i_q S_q)
\end{aligned} \quad (15)$$

根据式(4)、式(5)可知,逆变器直流侧母线电压 V_{dc} 与 Z 源网络电容电压 v_c 之间的关系为: $V_{dc} = v_c / (1 - D_0)$ 。与式(11)、式(14)结合可得到 Z 源并网逆变器的模型为^[9-12]:

$$\begin{cases} L_f \frac{di_d}{dt} = \frac{V_c}{1-D_0} S_d - v_{ed} - i_d R + \omega L_f i_q \\ L_f \frac{di_q}{dt} = \frac{V_c}{1-D_0} S_q - v_{eq} - i_q R - \omega L_f i_d \\ C \frac{dv_c}{dt} = (1-2D_0) i_L - \frac{3}{2} (1-D_0) (i_d S_d + i_q S_q) \\ L \frac{di_L}{dt} = (2D_0 - 1) V_c + (1-D_0) V_{pv} \end{cases} \quad (16)$$

将式(16)写成无源性控制要求的 E-L 方程形式为:

$$M\dot{x} + Jx + Rx = u \quad (17)$$

其中,

$$\begin{aligned}
M &= \begin{bmatrix} (1-D_0)L_f & 0 & 0 & 0 \\ 0 & (1-D_0)L_f & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{2C}{3(1-D_0)} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{2L}{3(1-D_0)} \end{bmatrix} \\
J &= \begin{bmatrix} 0 & -(1-D_0)\omega L_f & -S_d & 0 \\ (1-D_0)\omega L_f & 0 & -S_q & 0 \\ S_d & S_q & 0 & -\frac{2(1-2D_0)}{3(1-D_0)} \\ 0 & 0 & \frac{2(1-2D_0)}{3(1-D_0)} & 0 \end{bmatrix} \\
R &= \begin{bmatrix} (1-D_0)R & 0 & 0 & 0 \\ 0 & (1-D_0)R & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \\
x &= \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ v_c \\ i_L \end{bmatrix} \quad u = \begin{bmatrix} -v_{ed}(1-D_0) \\ -v_{eq}(1-D_0) \\ 0 \\ \frac{2}{3} V_{pv} \end{bmatrix}
\end{aligned}$$

式中, M ——由储能元件构成的正定对角阵; J ——系统内部互联结构的反对称矩阵, 即 $J = -J^T$; R ——系统耗散特性的对称矩阵; u ——控制输入。

3 Z 源并网逆变器的无源性控制器设计

3.1 Z 源并网逆变器的无源性

无源性控制(PBC)是一种考虑了对象结构特性,通过重新配置系统的能量和注入非线性阻尼,使系统在满足全局渐近稳定的条件下达到期望控制效果的控制方法,它充分利用系统的物理结构,无需补偿不影响稳定性的“无功功率”部分非线性项,简化了控制器设计。它可通过选择不同的能量函数和阻尼注入方法,设计多种高性能无源控制方法,对系统参数变化及外来扰动有较强鲁棒性,系统结构简单,易于实现,具有全局稳定性,无奇异点。

对于 m 输入 m 输出的系统^[13-15]:

$$S: \begin{cases} \dot{x} = f(x, u) \\ y = h(x) \end{cases} \quad x(0) = x_0 \in R^n \quad (18)$$

式中, $u \in R^m$ 、 $y \in R^m$ 、 $x \in R^n$ ——系统的输入、输出、状态; f ——关于 (x, u) 局部利普希茨连续。

若存在半正定且连续可微的存储函数 $H(x)$ 和正定函数 $Q(x)$, 对 $\forall t > 0$ 时,使耗散不等式满足:

$$H[x(t)] - H[x(0)] \leq \int_0^t u^T y d\tau - \int_0^t Q(x) d\tau \quad (19)$$

或

$$\dot{H} \leq u^T y - Q(x) \quad (20)$$

对系统的输入 u , 输出 y , 以及能量供给率 $u^T y$ 成立, 则系统是严格无源的。式(19)、式(20)称为严格无源不等式。

对于前述的公式(17)表示的 Z 源并网逆变器系统, 可设其存储函数为: $H = x^T M x / 2$, 则有:

$$\begin{aligned}
\dot{H} &= x^T M \dot{x} = x^T (u - Jx - Rx) \\
&= x^T u - x^T Rx = u^T x - x^T Rx
\end{aligned} \quad (21)$$

由于 J 为反对称矩阵, 因此式(21)中 $x^T Jx = 0$; 令 $y = x$, $Q(x) = x^T Rx$, 可知系统满足严格无源不等式, 是严格无源的。

3.2 Z 源并网逆变器的无源控制器设计

令误差变量 $x_{eg} = x - x^*$, 由式(17)可知:

$$M\dot{x}_{eg} + Jx_{eg} + Rx_{eg} = u - M\dot{x}^* - Jx^* - Rx^* \quad (22)$$

式中, x^* ——系统状态的期望平衡点, 可表示为:

$$x^* = [x_1^* \ x_2^* \ x_3^* \ x_4^*]^T = [i_{dref} \ i_{qref} \ v_{cref} \ i_{Lref}]^T \quad (23)$$

误差能量函数定义为:

$$H_g = \mathbf{x}_{eg}^T \mathbf{M} \mathbf{x}_{eg} / 2 \quad (24)$$

对于基于 E-L 模型的无源控制器,为了使 \mathbf{x}_{eg} 快速趋于零,可通过注入阻尼来使系统耗散速度加快,从而加速系统的收敛进度。注入的阻尼耗散项为:

$$\mathbf{R}_d \mathbf{x}_{eg} = (\mathbf{R} + \mathbf{R}_a) \mathbf{x}_{eg} \quad (25)$$

式中, \mathbf{R}_a —— 对角线矩阵, $\mathbf{R}_a = \lambda [\mathbf{R}_{a1} \ \mathbf{R}_{a2} \ \mathbf{R}_{a3} \ \mathbf{R}_{a4}]$ 。

式(22)可改写为式(26):

$$\begin{cases} S_d = \frac{(1-D_0)v_{ed} - (1-D_0)\omega L_f i_{qref} + [(1-D_0)R + R_{a1}]i_{dref} - R_{a1}i_d}{v_{Cref}} \\ S_q = \frac{(1-D_0)v_{eq} + (1-D_0)\omega L_f i_{dref} + [(1-D_0)R + R_{a2}]i_{qref} - R_{a2}i_q}{v_{Cref}} \\ v_C = v_{Cref} - \frac{2(1-2D_0)i_{Lref} + 3(1-D_0)(S_d i_{dref} + S_q i_{qref})}{3(1-D_0)R_{a3}} \\ i_L = i_{Lref} + \frac{2(1-2D_0)v_{Cref} - 2(1-D_0)V_{pv}}{3(1-D_0)R_{a4}} \end{cases} \quad (29)$$

$$\begin{cases} L_f v_{Cref} \frac{di_d}{dt} = v_{ed}(v_C - v_{Cref}) + \omega L_f (v_{Cref} i_q - v_C i_{qref}) + \\ \quad R(v_C i_{dref} - v_{Cref} i_d) + \frac{R_{a1} v_C}{1-D_0} (i_{dref} - i_d) \\ L_f v_{Cref} \frac{di_q}{dt} = v_{eq}(v_C - v_{Cref}) + \omega L_f (v_C i_{dref} - v_{Cref} i_d) + \\ \quad R(v_C i_{qref} - v_{Cref} i_q) + \frac{R_{a2} v_C}{1-D_0} (i_{qref} - i_q) \end{cases} \quad (30)$$

由式(30)可知,由注入阻尼法和控制规律(27)得到的系统存在很强的耦合,为了解决耦合问题^[16,17],将式(26)变形为:

$$\mathbf{M} \dot{\mathbf{x}}_{eg} + \mathbf{R}_d \mathbf{x}_{eg} = \mathbf{u} - (\mathbf{M} \dot{\mathbf{x}}^* + \mathbf{J} \mathbf{x}^* + \mathbf{R} \mathbf{x}^* - \mathbf{R}_a \mathbf{x}_{eg}) \quad (31)$$

选取新的控制规律:

$$\mathbf{u} = \mathbf{M} \dot{\mathbf{x}}^* + \mathbf{J} \mathbf{x}^* + \mathbf{R} \mathbf{x}^* - \mathbf{R}_a \mathbf{x}_{eg} \quad (32)$$

可使 $\mathbf{M} \dot{\mathbf{x}}_{eg} + \mathbf{R}_d \mathbf{x}_{eg} = 0$, 误差能量函数为:

$$\dot{H}_g = \mathbf{x}_{eg}^T \mathbf{M} \dot{\mathbf{x}}_{eg} = -\mathbf{x}_{eg}^T \mathbf{R}_d \dot{\mathbf{x}}_{eg} < 0 \quad (33)$$

结合式(17)、式(23)求解式(32)得到开关函数为:

$$\begin{cases} S_d = \frac{(1-D_0)v_{ed} - (1-D_0)\omega L_f i_q + [(1-D_0)R + R_{a1}]i_{dref} - R_{a1}i_d}{v_C} \\ S_q = \frac{(1-D_0)v_{eq} + (1-D_0)\omega L_f i_d + [(1-D_0)R + R_{a2}]i_{qref} - R_{a2}i_q}{v_C} \\ i_L = \frac{3(1-D_0)[S_d i_d - S_q i_q + R_{a3}(v_{Cref} - v_C)]}{2(1-2D_0)} \\ v_C = \frac{3(1-D_0)\left[\frac{2}{3}V_{pv} - R_{a4}(i_{Lref} - i_L)\right]}{2(1-2D_0)} \end{cases} \quad (34)$$

$$\mathbf{M} \dot{\mathbf{x}}_{eg} + \mathbf{J} \mathbf{x}_{eg} + \mathbf{R}_d \mathbf{x}_{eg} = \mathbf{u} - (\mathbf{M} \dot{\mathbf{x}}^* + \mathbf{J} \mathbf{x}^* + \mathbf{R} \mathbf{x}^* - \mathbf{R}_a \mathbf{x}_{eg}) \quad (26)$$

选取控制规律为:

$$\mathbf{u} = \mathbf{M} \dot{\mathbf{x}}^* + \mathbf{J} \mathbf{x}^* + \mathbf{R} \mathbf{x}^* - \mathbf{R}_a \mathbf{x}_{eg} \quad (27)$$

则 $\mathbf{M} \dot{\mathbf{x}}_{eg} + \mathbf{J} \mathbf{x}_{eg} + \mathbf{R}_d \mathbf{x}_{eg} = 0$, 可使误差能量函数:

$$\dot{H}_g = \mathbf{x}_{eg}^T \mathbf{M} \dot{\mathbf{x}}_{eg} = -\mathbf{x}_{eg}^T (\mathbf{R}_d + \mathbf{J}) \dot{\mathbf{x}}_{eg} < 0 \quad (28)$$

结合式(17)、式(23)求解式(27),可得到开关函数为式(29),将式(29)代入式(16)得到式(30)。

将式(34)代入 Z 源并网逆变器状态平均模型式(16)得:

$$\begin{cases} i_{dref} = i_d + \frac{(1-D_0)L_f}{(1-D_0)R + R_{a1}} \frac{di_d}{dt} \\ i_{qref} = i_q + \frac{(1-D_0)L_f}{(1-D_0)R + R_{a2}} \frac{di_q}{dt} \\ v_{Cref} = v_C + \frac{2C}{3(1-D_0)R_{a3}} \frac{dv_C}{dt} \\ i_{Lref} = i_L + \frac{2L}{3(1-D_0)R_{a4}} \frac{di_L}{dt} \end{cases} \quad (35)$$

由式(35)可知,式(34)是为了使电流能够解耦的 Z 源并网逆变器无源控制规律。适当选取注入阻尼系数 R_{a1} 、 R_{a2} 、 R_{a3} 和 R_{a4} , 则 i_d 、 i_q 、 v_C 和 i_L 能够快速稳定于其参考值 i_{dref} 、 i_{qref} 、 v_{Cref} 和 i_{Lref} 。

3.3 无源控制器参数的影响分析

由于线路参数的变化会改变系统的能量函数,进而影响系统的稳定性能等指标。

由无源控制律式(32)可看出,系统系数矩阵 \mathbf{M} 、 \mathbf{J} 、 \mathbf{R} 等都是根据系统模型得到的,因此控制器的性能依赖于逆变系统的数学模型。精确建立系统的数学模型可提高控制器的控制性能,但系统在实际运行时线路的参数会发生变化,尤其是系统的内阻较易受环境的影响而变化。线路参数的变化会改变系统的能量函数,进而影响系统的稳定性能等指标。

假设线路的内阻由环境变化引起的内阻变化

为 ΔR , 那么式(29)将变为:

$$\begin{aligned} M\dot{x}_{eg} + (R_d + \Delta R)x_{eg} = \\ u - (M\dot{x}^* + Jx + (R + \Delta R)x^* - R_a x_{eg}) \end{aligned} \quad (36)$$

选择新的控制规律为:

$$u = M\dot{x}^* + Jx + (R + \Delta R)x^* - R_a x_{eg} \quad (37)$$

可使得: $M\dot{x}_{eg} + (R_d + \Delta R)x_{eg} = 0$, 但 ΔR 很难直接测得。若在计算时以 R 代替 $R + \Delta R$, 则可得:

$$M\dot{x}_{eg} + R_d x_{eg} = -\Delta R x^* \quad (38)$$

将式(38)代入误差能量函数 $H_g = x_{eg}^T M x_{eg} / 2$, 则可得:

$$\dot{H}_g = -x_{eg}^T R_d x_{eg} - x_{eg}^T \Delta R x^* \quad (39)$$

由于严格无源不等式 $\dot{H}_g < 0$ 成立的条件依赖于 ΔR , 因此线路内阻的精确估计且尽量大地选取 R_a , 可最大程度地提高无源控制器的控制性能, 并降低系统参数对控制性能的影响。

综上所述, 能够得到基于无源性理论的Z源并网逆变器无源控制原理框图, 如图4所示。图中, PWM变换模块的作用是将 S_d, S_q 从两相 dq 旋转坐标系下变换到三相 abc 静止坐标系下的 S_a, S_b, S_c 。后, 采用了双极性SPWM调制方法。调制过程中可以通过改变调制比 M 的大小, 来避免直通占空比对载波出现饱和和非线性的问题。

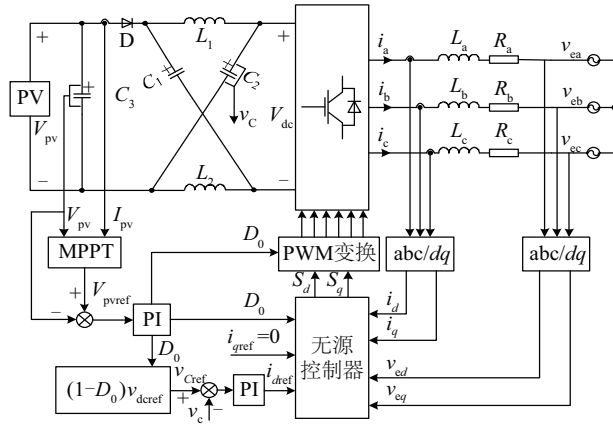


图4 基于无源性理论的Z源并网逆变器无源控制系统框图

Fig. 4 Block diagram of PBC system of Z-source grid-connected inverter based on passivity-based theory

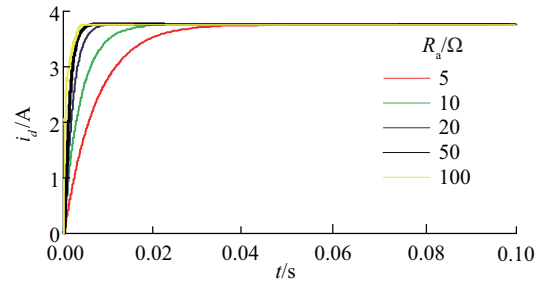
4 光伏Z源并网逆变器无源性控制的软件仿真分析

设三相平衡的电网相电压/频率为AC 220 V/50 Hz; 光伏阵列输出的直流电压/电流的额定值为150 V/5.2 A,

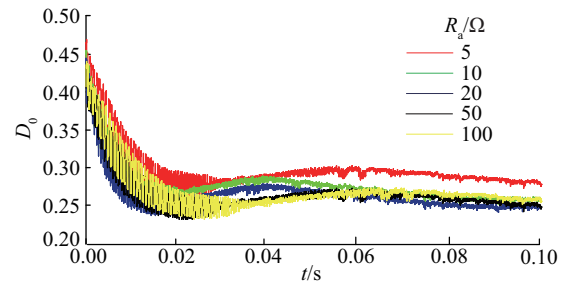
光照强度为1000 lx, 温度为25℃; Z源逆变器容感Z网络的电感、电容分别为5 mH、2000 mF。开关频率为10 kHz, 采样周期为0.0001 s, $L_f=10$ mH。光伏最大功率点追踪PI调节器的比例系数、积分系数为 $K_p=0.008, K_i=0.038$; i_{dref} 计算PI调节器的比例系数、积分系数为 $K_p=1, K_i=5$ 。PWM变换采用SPWM调制, 调制比 M 随直通占空比 D_0 改变。根据图4搭建光伏Z源并网逆变器的Matlab/Simulink仿真模型^[18-20], 下面进行仿真分析。

4.1 注入阻尼项的选择及其影响

当期望的直流母线电压 $v_{dref}=250$ V, 期望的 q 轴电流 $i_{qref}=0$ A 时, 选择注入阻尼项 $R_{a1}=R_{a2}=R_{a3}=R_{a4}$ 分别为100、50、20、10、5 Ω时, 逆变器输出 d 轴的电流和直通占空比波形如图5所示。图中, d 轴曲线从左到右, 注入阻尼项 R_{a1}, R_{a2} 依次分别是100、50、20、10、5 Ω。



a. 不同注入阻尼下 d 轴电流波形



b. 不同注入阻尼下直通占空比 D_0 波形

图5 在不同注入阻尼下 d 轴的电流波形

Fig. 5 Current waveform of d -axis under different injecting damping

由图5可见, 当 $R_{a1}=R_{a2}=R_{a3}=R_{a4} > 20$ Ω时, 系统动态响应较接近, 本文选取 $R_{a1}=R_{a2}=R_{a3}=R_{a4}=50$ Ω对系统进行仿真。在该参数下的系统的PV阵列输出功率、Z源逆变器电容电压如图6、图7所示。

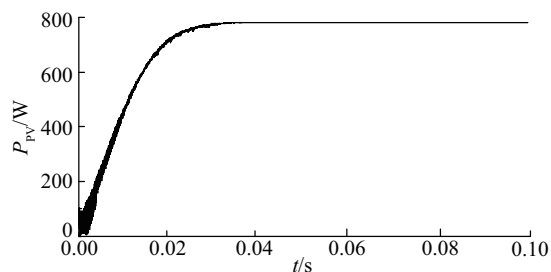
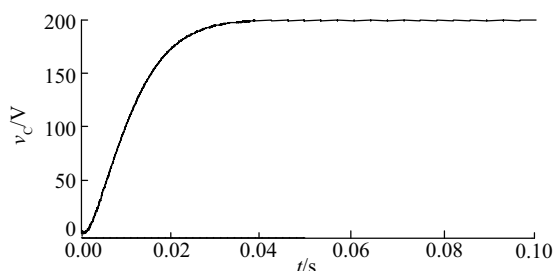
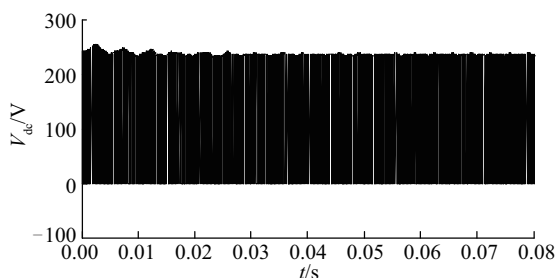


图6 光伏阵列的输出功率

Fig. 6 Output power of PV array



a. Z源逆变器的电容电压



b. 直流母线电压

图7 Z源逆变器的电容电压和直流母线电压

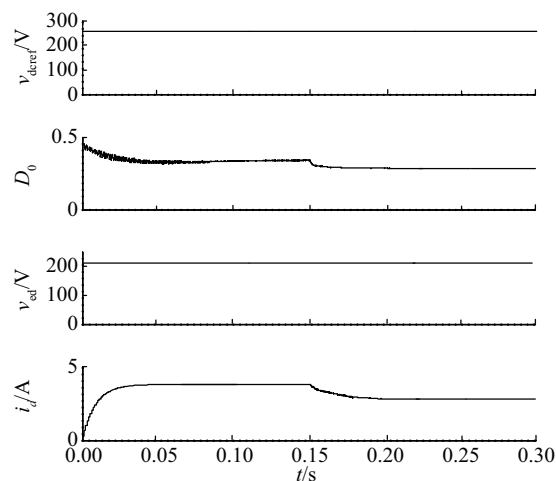
Fig. 7 Capacitor voltage of Z-source inverter and

DC bus voltage

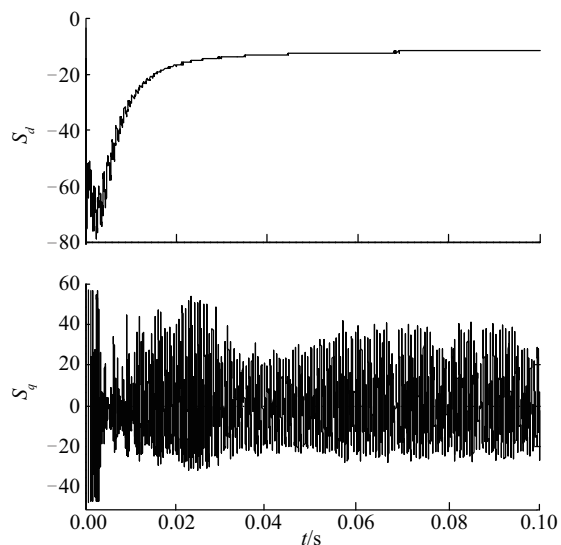
由图6、图7可知,在0.1 s的仿真时间内,光伏Z源并网系统能够快速实现光伏阵列最大功率点跟踪(MPPT)和电容电压对其参考值的跟随,系统动态性能良好。

4.2 无源控制器的相关波形

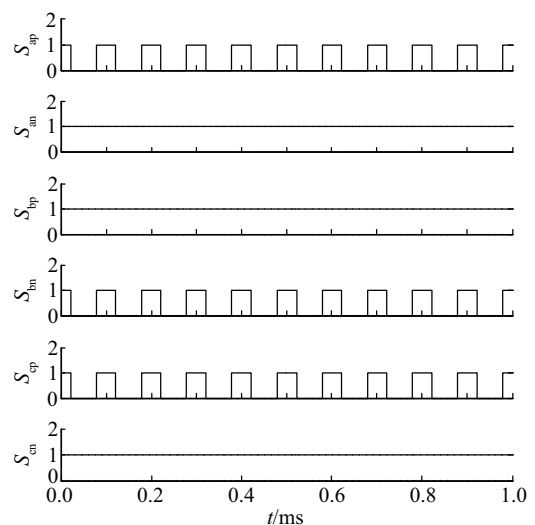
图8为无源控制器的输入输出波形和PWM控制信号。其中:由图8a的4张子图可见,直流母线参考电压为250 V、追踪光伏最大功率点的直通占空比 D_0 最终稳定在0.3、输入电压在 d 轴分量为220 V、逆变器输出电流 d 轴分量约4 A;图8b为无源控制器输出量 S_d 和 S_q ,二者经过从两相旋转坐标系到三相静止坐标系的变换后取反,再插入直通占空比即可得到;图8c为Z源逆变器的6路PWM



a. 无源控制器输入波形



b. 无源控制器输出波形



c. 6路PWM控制信号

图8 无源控制器相关波形

Fig. 8 Waveforms of passive controller

控制波形,图中变量定义见式(13)。以a相为例,在图中时间段内,下桥臂 $S_{an}=1$,因此当上桥臂 $S_{ap}=0$ 时,a相非直通;当 $S_{ap}=1$ 时,a相直通。b相和c相同理。

4.3 本文的无源控制与传统的双闭环控制比较

为了说明本文提出的无源控制优势,本文将它

与传统电压矢量定向的双闭环控制进行仿真比较。

图9和图10分别为采用传统电压矢量定向的双闭环控制和无源控制的系统响应曲线。在双闭环控制策略中设置仿真时间为2 s,光照强度在0.8 s时由1000 lx降为400 lx;在无源控制策略中设置仿真时间为0.3 s,在0.15 s时光照强度由1000 lx降为400 lx,其余仿真参数相同^[21,22]。

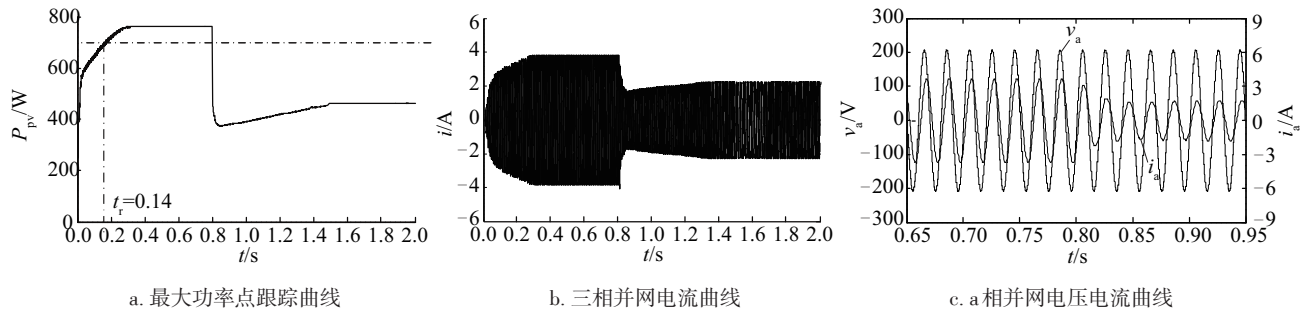


图9 双闭环控制策略下系统响应曲线

Fig. 9 System response curves of double-loop control strategy

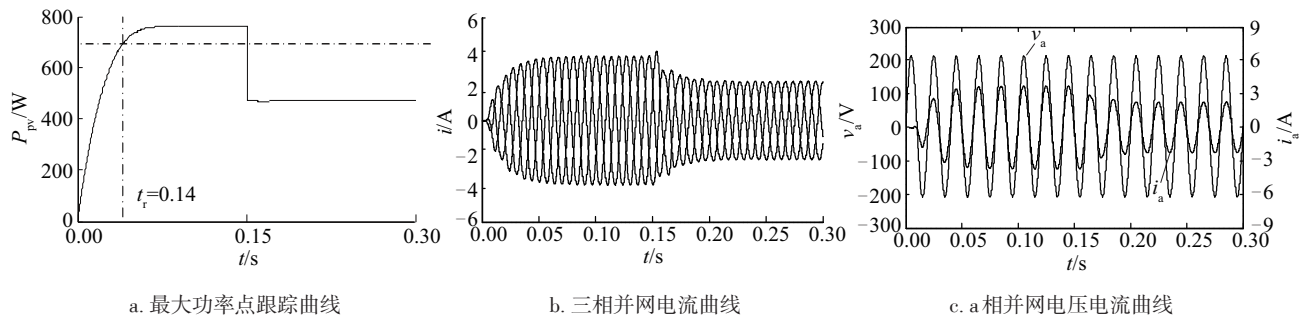


图10 无源控制策略下系统响应曲线

Fig. 10 System response curves of passive control strategy

通过图9a与图10a对比可见,基于PBC无源控制的光伏Z源并网逆变系统能快速实现光伏阵列的最大功率点跟踪(MPPT),且曲线上升时间为0.04 s远小于传统的双闭环控制的0.14 s,系统动态性能较好;比较图9b与图10b可看出,当光照强度发生变化时,传统的双闭环控制并网电流在0.7 s后稳定,而无源控制的光伏Z源并网逆变系统的并网电流只需0.05 s即可稳定,因此,无源控制对外部参数变化能快速响应;比较图9c与图10c可见,在传统的双闭环控制下,并网功率因数为0.9,而在无源控制下,并网电压、电流相位相同,实现了单位功率因数并网,且并网电流曲线相对平滑、纹波较小。

5 Z源并网逆变器无源性控制的实验研究

除了上面的软件仿真验证外,本文还搭建实际的硬件样机实验平台,并在此平台上进行光伏Z源并网逆变器的无源控制系统实验验证。

本实验平台由三相主电源(其相电压为AC 220 V)、隔离变压器(变压器变压比为1:1,副边相电压为AC220 V)、示波器(型号为RIGOL DS2072)、DSP(型号为TMS320F28335)控制的Z源逆变器等组成,如图11所示。图中,直流电源输入电压150 V,Z源网络电感和电容分别为5 mH和2000 mF。

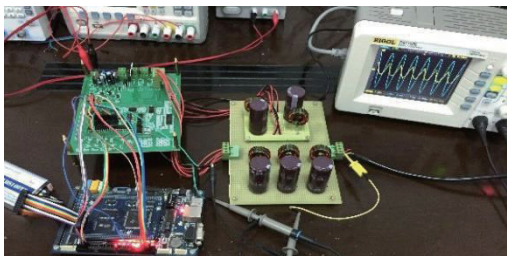


图 11 实验平台照片

Fig. 11 Photo of experimental platform

5.1 静态实验

由于在实验室环境中很难做到对太阳电池温度和光照强度的精确控制,本实验采用 150 V 直流电源代替太阳电池。图 12 为在 150 V 直流电压输入下采用无源性控制时 a 相并网电压、电流的稳态波形。由图可见,本文在选取 $50\ \Omega$ 注入阻尼的情况下,系统无源控制效果较为理想,能有效实现并网,且具有较高的功率因数。

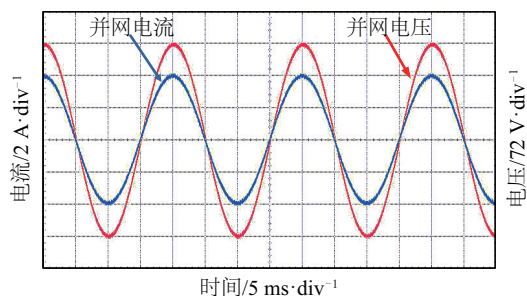


图 12 150 V 直流输入下 a 相并网电压电流

Fig. 12 Grid-connected voltage and current of a-phase under 150 V DC input voltage

5.2 动态实验

图 13 为直流输入电压由 150 V 突变到 75 V 时采用无源性控制时 a 相并网电压、电流的动态波形。

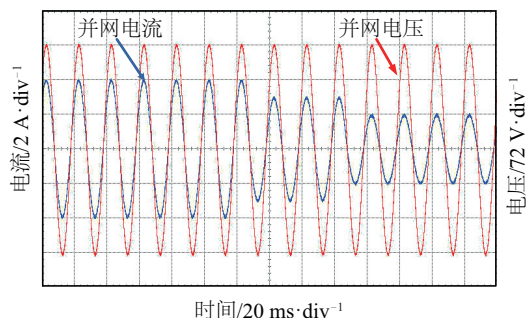


图 13 直流输入电压突变下 a 相并网电压电流

Fig. 13 Grid-connected voltage and current of a-phase under change of DC input voltage

形。由图可见,在输入直流电压突变后,经 4 个工频周期(0.08 s)并网电流重新达到稳态,动态响应速度较好,且电压、电流相位基本相同、功率因数较高。

硬件样机上实验结果也验证了本文提出的光伏 Z 源并网逆变器无源控制系统的正确性。

6 结 论

1) 本文设计用于光伏 Z 源并网逆变器的无源控制系统具有可调参数少、结构简单、控制性能好等优点,通过注入阻尼方法还能有效提高系统的控制性能。

2) 无源控制策略能显著提高光伏 Z 源并网系统的动态响应速度,使系统对外部参数变化快速响应,具有良好的动态性能。

3) 无源控制策略除能使光伏 Z 源并网系统实现并网外,同时还使系统具有较高的功率因数,是一种良好有效的非线性控制策略。

[参考文献]

- [1] Rajakaruna S. Steady-state analysis and designing impedance network of Z-Source inverters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(7): 2483—2491.
- [2] 汤雨, 谢少军, 张超华. 改进型 Z 源逆变器[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(30): 28—34.
- [2] Tang Yu, Xie Shaojun, Zhang Chao-hua. Improved Z-source inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2009, 29(30): 28—34.
- [3] 肖旭. 阻抗源并网逆变器的拓扑改进及其单周控制策略研究[D]. 重庆: 重庆大学, 2012.
- [3] Xiao Xu. Study on the topology improvement and one-cycle control strategy of Z-source grid-connected inverter[D]. Chongqing: Chongqing University, 2012.
- [4] 杨水涛, 丁新平, 张帆, 等. Z 源逆变器在光伏发电系统中的应用[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(17): 112—118.
- [4] Yang Shuitao, Ding Xinping, Zhang Fan, et al. Study on Z-source inverter for photovoltaic generation system[J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(17): 112—118.
- [5] 丁新平, 卢燕, 钱照明, 等. Z 源逆变器光伏并网系统光伏电池 MPPT 和逆变器并网的单级控制[J]. 电工技术学报, 2010, 25(4): 122—128.

- [5] Ding Xinping, Lu Yan, Qian Zhaoming, et al. Single-stage control of MPPT and grid connected on Z-source inverter PV system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2010, 25(4): 122—128.
- [6] Peng Fang Zheng, Shen Miaosen, Qian Zhaoming. Maximum boost control of the Z-source inverter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2005, 20(4): 833—838.
- [7] Park J H, Kim H G, Nho E C, et al. Power conditioning system for a grid-connected PV power generation using a quasi-Z-source inverter[J]. IEEE Journal of Power Electronics, 2010, 10(1): 79—84.
- [8] Loh Poh Chiang, Gao Feng, Blaabjerg Frede. Embedded EZ-source inverters[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2010, 46(1): 256—267.
- [9] Zhu Miao, Yu Kun, Luo Fang Lin. Switched inductor Z-source inverter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(8): 2150—2158.
- [10] 陈宗祥, 蒋 赢, 潘俊民, 等. 基于滑模控制的Z源逆变器在单相光伏系统中的应用[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(21): 33—39.
- [10] Chen Zongxiang, Jiang Ying, Pan Junmin, et al. A Z-source inverter for a single-phase PV system based on sliding-mode control[J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(21): 33—39.
- [11] Yang Shuitao, Peng Fangzheng, Lei Qin, et al. Current-fed quasi-Z-source inverter with voltage Buck-Boost and regeneration capability[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2011, 47(2): 882—892.
- [12] 侯世英, 黄 哲, 肖 旭, 等. 改进型Z源并网逆变器[J]. 电机与控制学报, 2012, 16(12): 47—53.
- [12] Hou Shiying, Huang Zhe, Xiao Xu, et al. The improved Z-source grid-connected inverter[J]. Electric Machines and Control, 2012, 16(12): 47—53.
- [13] Bo Yang. Design and analysis of a grid-connected photovoltaic power system[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(4): 992—1000.
- [14] 王久和, 黄立培, 杨秀媛. 三相电压型 PWM 整流器的无源性功率控制[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(21): 20—25.
- [14] Wang Jiuhe, Huang Lippei, Yang Xiuyuan. Power control of three-phase boost-type PWM rectifier based on passivity[J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(21): 20—25.
- [15] 唐 骐, 王久和, 胡经纬. 三态 Boost 型 DC/DC 变换器的无源控制方法[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(Sup 1): 171—175.
- [15] Tang Qi, Wang Jiuhe, Hu Jingwei. Passivity-based control method of the tri-state Boost DC/DC converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(Sup 1): 171—175.
- [16] 王久和, 杨秀媛. 电网不平衡时电压型 PWM 整流器控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(18): 14—20.
- [16] Wang Jiuhe, Yang Xiuyuan. Control strategy of voltage source PWM rectifiers under unbalanced voltage conditions[J]. Proceedings of the CSEE, 2011, 31(18): 14—20.
- [17] 王久和, 慕小斌. 基于无源性的光伏并网逆变器电流控制[J]. 电工技术学报, 2012, 27(11): 176—182.
- [17] Wang Jiuhe, Mu Xiaobin. Current control strategy of photovoltaic grid-connected inverter based on passivity[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27(11): 176—182.
- [18] 王久和, 黄立培, 张金龙. 一种新的电压型 PWM 整流器无源控制器设计[J]. 电力自动化设备, 2008, 28(10): 38—45.
- [18] Wang Jiuhe, Huang Lippei, Zhang Jinlong. A new voltage type PWM rectifier passive controller design[J]. Electric Power Automation Equipment, 2008, 28(10): 38—45.
- [19] 陆 翔, 谢运祥, 桂存兵. 基于无源性与滑模变结构控制相结合的 VIENNA 整流器控制策略[J]. 电力自动化设备, 2014, 34(10): 110—115.
- [19] Lu Xiang, Xie Yunxiang, Gui Cunbing. Passivity and sliding mode control based on a combination of VIENNA rectifiers[J]. Electric Power Automation Equipment, 2014, 34(10): 110—115.
- [20] 孟永庆, 李 宜, 刘 杰. 柔性直流输电系统含有积分稳定环节的无源控制系统设计[J]. 电力系统自动化, 2014, 38(23): 77—84.
- [20] Meng Yongqing, Li Huan, Liu Jie. HVDC flexible system of passive control system comprises integral part of the stable[J]. Automation of Electric Power Systems, 2014, 38(23): 77—84.
- [21] Tang Yu, Li Linlin. Control of series Z-source inverter applied in grid-tied PV system[A]. 2013 IEEE 8th Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA) [C], Melbourne, Australia, 2013, 1227—1232.
- [22] Yang Bo, Wu Qihui, Jiang Liu. Adaptive passivity-based control of a TCSC for the power system damping

improvement of a PMSG based offshore wind farm [A].
International Conference on Renewable Energy
Research and Applications [C], Madrid, Spain, 2013,
717—721.

for speed regulation of permanent magnet synchronous
motor [A]. IEEE 9th Conference on Industrial
Electronics and Applications [C], Hangzhou, China,
2014, 645—649.

[23] Liu Zhitao, Du Jiani. Adaptive passivity-based control

RESEARCH ON NONLINEAR PASSIVITY-BASED CONTROL FOR PHOTOVOLTAIC Z-SOURCE GRID-CONNECTED INVERTER

Cheng Qiming¹, Yu Deqing¹, Cheng Yinman², Gao Jie¹, Zhang Yu¹, Tan Fengren¹

(1. College of Automation Engineering, Shanghai University of Electric Power,

Shanghai Key Laboratory of Power Station Automation Technology, Shanghai 200090, China;

2. College of Electronics and Information Engineering, Tongji University, Shanghai 201804, China)

Abstract: The nonlinear passivity-based control (PBC) method is firstly introduced into the control strategy of photovoltaic Z-source grid-connected inverter, it can directly realize effectively grid-connected control without linearization processing, and the system has excellent control performance. Firstly, the passivity is analyzed according to the Euler-Lagrange (E-L) mathematical model of the PV Z-source grid-connected inverter, and the passive control law of the dq-axis current decoupling on the grid-connected side is calculated. Then the controller is optimally designed by injection damping method, the dynamic performance of system is improved, and the fast tracking of the given voltage and the maximum power point is realized. Finally, the feasibility and effectiveness of PBC application to the control of PV Z source grid-connected inverter are verified through experiment on Matlab/Simulink software simulation and hardware prototype, compared to the double-closed loop control strategy of traditional voltage vector orientation, the proposed system has shorter adjusting time and the rising time, better dynamic performance, and higher grid connected power factor.

Keywords: photovoltaic (PV); Z-source grid-connected inverter; passivity-based control (PBC); Euler-Lagrange model; nonlinear control; injecting damping