

光伏 VSG 中新型滑模锁相环的逆变性能研究^{*}

安斌斌 马家庆 陈昌盛 何志琴 吴钦木

(贵州大学电气工程学院 贵阳 550025)

摘要: 为了研究光伏系统中不平衡电压下逆变器的性能,在虚拟同步发电机控制的基础上引入一种新的趋近律滑模控制锁相环。首先,在虚拟同步发电机中采用新型滑模锁相环调节解耦双同步参考坐标系分离出的电压正序分量;然后,利用解耦双同步参考坐标系和对称分量法分别对电压与电流的正负序分量进行分离;再对其单独控制并生成电压调制信号。仿真结果表明,在电网电压跌落和相位发生跳变时,新型滑模锁相环的锁相误差仅为 0.019 7 和 2.4015×10^{-10} ,远小于解耦双同步锁相环的 1.485 3 和 1.640 5。新型滑模锁相环的引入能够增强系统的稳定性和鲁棒性,改善光伏逆变器在电压不平衡条件下的运行性能,为光伏系统逆变器的设计和优化提供了一定的参考。

关键词: 不平衡电压;虚拟同步发电机;新型滑模锁相环;解耦双同步参考坐标系;对称分量法

中图分类号: TM464;TN78 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 470.4

Study on the inverter performance of a new sliding mode phase-locked loop in VSG of photovoltaic system

An Binbin Ma Jiaqing Chen Changsheng He Zhiqin Wu Qinmu

(Electrical Engineering College, Guizhou University, Guiyang 550025, China)

Abstract: In order to study the performance of inverters under unbalanced voltage in photovoltaic systems, a new reaching law sliding mode control phase-locked loop is introduced on the basis of virtual synchronous generator control. Firstly, the new sliding mode phase-locked loop is used in the virtual synchronous generator to regulate the positive sequence components of the voltage separated from the decoupled dual synchronous reference coordinate system; then, the positive and negative sequence components of the voltage and the current are separated using the decoupled dual synchronous reference coordinate system and the symmetric component method respectively; and then they are individually controlled and generated as voltage modulated signals. Simulation results show that the phase-locking error of the new sliding mode phase-locked loop are only 0.019 7 and 2.4015×10^{-10} , which are much smaller than 1.485 3 and 1.640 5 of the decoupled double synchronous phase-locked loop, when the grid voltage drops and the phase jumps occur. The introduction of a new sliding mode phase-locked loop can enhance the stability and robustness of the system and improve the operational performance of PV inverters under voltage imbalance conditions, which provides a certain reference for the design and optimization of PV system inverters.

Keywords: unbalance voltage; virtual synchronous generator; new liding mode phase-locked loop; decoupled double synchronous reference frame; symmetric component method

0 引言

光伏发电是太阳能利用的一种重要形式,由于其产生的能量具有无污染、无噪音、可靠、获取方便等特点,各国大规模开发太阳能等可再生能源^[1-2]。随着光伏发电在电力系统中的比重不断增大,电网的调压、调频能力逐渐下降,

电力系统的稳定性被渐渐削弱^[3]。为了增强电力系统的稳定性,可模拟同步发电机外特性的虚拟同步发电机^[4](virtual synchronous generator, VSG)控制技术已被提倡并广泛应用于光伏发电系统,其可根据功率参考命令生成参考电压的幅值和频率,为系统提供必要的惯量和阻尼支撑^[5],有助于电压频率的调节^[6-8]。

收稿日期:2024-09-16

^{*} 基金项目:国家自然科学基金(62163006,52267003)、贵州省科技厅支撑计划项目(QKHZ[2021]G442,QKHZ[2022]G264,QKHZ[2023]G096,QKHZ[2023]G179)资助

然而,当电网不平衡时,电压出现负序分量,这将会导致 VSG 光伏逆变器的输出电流产生畸变,必然会给电能质量带来不利影响,甚至损害电力电子逆变器^[9-11]。针对上述问题,也有不少学者对电网不平衡条件下 VSG 的控制策略进行了研究。文献[12]提出了一种改进的 VSG 控制策略,分别对正、负序电流进行控制,抑制功率的二倍频振荡,但文中并未提到关于如何分离电流的正、负序分量。文献[13]提出一种延时信号消除法(delay signal cancellation, DSC),该方法实现简单且适用于各种电压和电流的正、负序分量分离,但是该方法延时时间选择不当会导致分离效果不佳。文献[14]采用 100 Hz 的陷波器获得电压和电流的正、负序分量,陷波器对电压和电流的正、负序分量提取效果良好,但陷波器的引入可能会使设计频率附近的相位失真与其他频率信号的衰减,造成整个系统的性能下降。文献[15]介绍了解耦双同步参考坐标系锁相环(decoupled double synchronous reference frame phase-locked loop, DDSRF-PLL),该锁相环是检测不平衡电压基频正序分量较为合适的方案,但是其采用的是传统的 PI 控制,当存在外部干扰时,锁相环的锁相性能会受到很大影响。

本研究针对 DSC 和 100 Hz 陷波器对电压和电流正、负序分量提取效果不佳的问题,采用解耦双同步参考坐标系的方法提取电压的正、负序分量,用对称分量法(symmetrical component, SC)分离电流的正、负序分量。

针对 DDSRF-PLL 锁相性能不佳的问题,采用一种新的趋近律滑模控制^[16](new reaching law sliding mode control, NRLSMC)代替传统 PI 调节器调节电压正序分量。该方法在滑模面引入新的二倍幂快速趋近律,使系统能平滑、快速趋近目标值。该新型锁相环的输出频率可维持在 50 Hz 左右,不会发生较大的改变,以保证电网电压角频率 ω_g 的稳定,再利用 VSG 产生的电压参考信号,分别对电网电压和输出电流在 dq 轴的正、负序分量进行控制,得到正、负序电压调制信号。最后通过 MATLAB/Simulink 仿真验证了所采用方案的正确性和有效性。

1 VSG 控制基本原理

VSG 通过模拟二阶同步机的转子运动方程和电磁方程设计逆变器的控制系统,能够增加逆变器的惯量和阻尼。基于 VSG 控制的光伏逆变器的拓扑结构如图 1 所示。图 1 中,光伏阵列输出直流电压 U_{dc_PV} ; R_f 、 L_f 和 C_f 分别为滤波电感内阻、滤波电感和滤波电容; i_{abc} 为逆变器输出三相电流; u_{abc} 为逆变器输出三相电压; v_{gabc} 为三相电网电压; R 为线路电阻; L 为线路电感; P_{ref} 、 Q_{ref} 分别为有功、无功功率参考值; P 、 Q 分别为逆变器输出有功、无功功率实际值。NRLSMC-PLL 将锁相后的电网电压角频率 ω_g 以及有功、无功功率输入到 VSG 中,得到参考电压幅值及频率,经过电压、电流控制环后得到调制波信号,再经由空间矢量脉宽调制器产生脉冲信号控制逆变器开关管的通断。

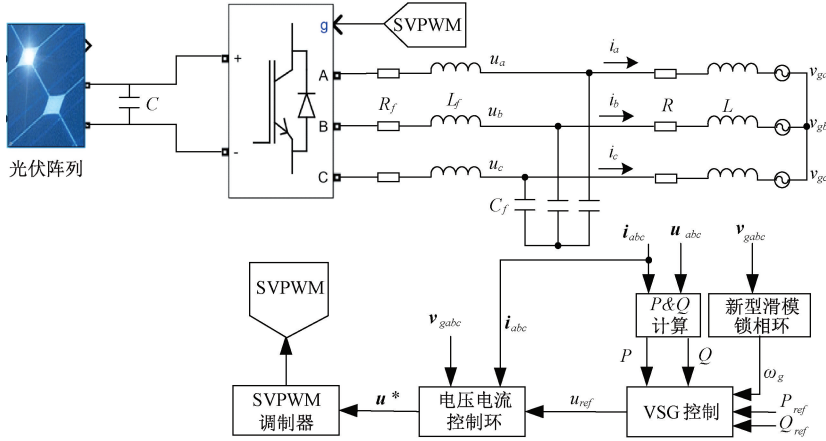


图 1 VSG 逆变器拓扑结构图

Fig. 1 Topology diagram of VSG inverter

VSG 的有功-频率环(P - f)模拟同步机的调速功能,无功-电压环(Q - U)模拟同步机的励磁功能。VSG 光伏逆变器输出参考电压角频率由有功-频率环产生,可表示为:

$$\begin{cases} P_m = P_{ref} + D_p(\omega_{ref} - \omega_g) \\ J \frac{d\omega}{dt} = \frac{P_m}{\omega} - \frac{P}{\omega} - (\omega - \omega_g) \end{cases} \quad (1)$$

式中: P_m 为机械功率, P_{ref} 为有功功率参考值, P 为有功功率实际值, D_p 为调频系数, ω_{ref} 为额定角频率, ω_g 为电

网角频率, J 为转动惯量, ω 为 VSG 输出参考电压的角频率。

VSG 输出参考电压幅值由无功-电压环产生,其数学模型为:

$$\begin{cases} u_{ref} = U_0 + k \int (Q_{ref} - Q + \Delta U) dt \\ \Delta U = D_q(U_{ref} - U) \end{cases} \quad (2)$$

式中: u_{ref} 为 VSG 输出参考电压幅值, U_0 为空载电动势, k

为积分系数, Q_{ref} 为无功功率参考值, Q 为无功功率实际值, D_q 为调压系数, U 为相电压实际值。

2 正、负序分量的获取

2.1 电压正负序分量的获取

在电压不平衡时, 相电压可表示为:

$$v_{gi} = \mathbf{V}_g^{+1} \cos\left(\omega t - k \frac{2\pi}{3} + \phi^{+1}\right) + \mathbf{V}_g^0 \cos(\omega t + \phi^0) + \mathbf{V}_g^{-1} \cos\left(-\omega t - k \frac{2\pi}{3} + \phi^{-1}\right) \quad (3)$$

式中: 上标 +1、-1、0 表示正序、负序和零序, $k=0, 1, 2$ 分别对应 $i=a, b, c$ 。

忽略零序分量, 对式(3)使用 Clark 变换可得:

$$\begin{bmatrix} v_{ga} \\ v_{gb} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ga} \\ v_{gb} \\ v_{gc} \end{bmatrix} \quad (4)$$

则电压矢量可表示为:

$$\begin{bmatrix} v_{ga} \\ v_{gb} \end{bmatrix} = \mathbf{V}_g^{+1} \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \phi^{+1}) \\ \sin(\omega t + \phi^{+1}) \end{bmatrix} + \mathbf{V}_g^{-1} \begin{bmatrix} \cos(-\omega t + \phi^{-1}) \\ \sin(-\omega t + \phi^{-1}) \end{bmatrix} \quad (5)$$

电压矢量在双同步旋转参考坐标系上可表示为:

$$\begin{bmatrix} v_{gd}^{+1} \\ v_{gq}^{+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \sin(\omega t) \\ -\sin(\omega t) & \cos(\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ga} \\ v_{gb} \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$\begin{bmatrix} v_{gd}^{+1} \\ v_{gq}^{+1} \end{bmatrix} = \mathbf{V}_g^{+1} \begin{bmatrix} \cos(\phi^{+1}) \\ \sin(\phi^{+1}) \end{bmatrix} + \mathbf{V}_g^{-1} \sin(\phi^{-1}) \begin{bmatrix} \sin(2\omega t) \\ \cos(2\omega t) \end{bmatrix} +$$

$$\mathbf{V}_g^{-1} \cos(\phi^{-1}) \begin{bmatrix} \cos(2\omega t) \\ -\sin(2\omega t) \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$\begin{bmatrix} v_{gd}^{-1} \\ v_{gq}^{-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & -\sin(\omega t) \\ \sin(\omega t) & \cos(\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ga} \\ v_{gb} \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$\begin{bmatrix} v_{gd}^{-1} \\ v_{gq}^{-1} \end{bmatrix} = \mathbf{V}_g^{-1} \begin{bmatrix} \cos(\phi^{-1}) \\ \sin(\phi^{-1}) \end{bmatrix} + \mathbf{V}_g^{+1} \cos(\phi^{+1}) \begin{bmatrix} \cos(2\omega t) \\ \sin(2\omega t) \end{bmatrix} +$$

$$\mathbf{V}_g^{+1} \sin(\phi^{+1}) \begin{bmatrix} -\sin(2\omega t) \\ \cos(2\omega t) \end{bmatrix} \quad (9)$$

在式(7)和(9)中, 正负序分量都含有二倍频振荡, 为了消除倍频振荡, 定义如下信号:

$$\begin{cases} u_1 = \cos(2\omega t) \\ u_2 = \sin(2\omega t) \end{cases} \quad (10)$$

低通滤波器:

$$LPF(s) = H(s) = \frac{\omega_f}{s + \omega_f} \quad (11)$$

式中: ω_f 为截止频率。

电压正负序分量可用式(12)~(15)表示:

$$\mathbf{v}_{gd}^{+1} = [\mathbf{v}_{gd}^{+1}(s) - U_1(s) \mathbf{v}_{gd}^{-1} - U_2(s) \mathbf{v}_{gd}^{-1}(s)] \quad (12)$$

$$\mathbf{v}_{gq}^{+1} = [\mathbf{v}_{gq}^{+1}(s) - U_1(s) \mathbf{v}_{gq}^{-1} + U_2(s) \mathbf{v}_{gq}^{-1}(s)] \quad (13)$$

$$\mathbf{v}_{gd}^{-1} = [\mathbf{v}_{gd}^{-1}(s) - U_1(s) \mathbf{v}_{gd}^{+1} + U_2(s) \mathbf{v}_{gq}^{+1}(s)] \quad (14)$$

$$\mathbf{v}_{gq}^{-1} = [\mathbf{v}_{gq}^{-1}(s) - U_1(s) \mathbf{v}_{gq}^{+1} - U_2(s) \mathbf{v}_{gd}^{+1}(s)] \quad (15)$$

2.2 电流正负序分量的获取

利用对称分量法, 正序分量是按照相序(A-B-C)旋转的对称分量, 负序分量是反向旋转的分量。观测矩阵的选取依据是基于对称分量理论和信号处理方法, 同时结合实际系统的状态和频率特性, 以实现为正序、负序分量的有效分离。对于动态过程, 选择实时更新的观测矩阵。

因此, 要从三相信号中分离正序和负序分量, 通常使用以下观测矩阵:

正序分量 $\begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \end{bmatrix}$, 负序分量 $\begin{bmatrix} 1 & a^2 & a \end{bmatrix}$ 。

根据正、负序对应的观测矩阵, 三相电流 $\mathbf{i}_{abc}$ 的正序、负序分量可表示为:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{i}_a^+ \\ \mathbf{i}_b^+ \\ \mathbf{i}_c^+ \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ a^2 & 1 & a \\ a & a^2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (16)$$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{i}_a^- \\ \mathbf{i}_b^- \\ \mathbf{i}_c^- \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a^2 & a \\ a & 1 & a^2 \\ a^2 & a & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (17)$$

式中: a 为 $-\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}$, 代表相位的 120° 旋转。

对三相电流进行 Clark 变换, 则电流矢量可表示为:

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_\beta \end{bmatrix} = [\mathbf{T}_{a\beta}] \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (18)$$

两相静止坐标系的电流矢量 $\mathbf{i}_{a\beta}^+, \mathbf{i}_{a\beta}^-$ 可表示为:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{i}_a^+ \\ \mathbf{i}_\beta^+ \end{bmatrix} = [\mathbf{T}_{a\beta}] \mathbf{i}_{abc}^+ = \begin{bmatrix} 1 & -q \\ q & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (19)$$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{i}_a^- \\ \mathbf{i}_\beta^- \end{bmatrix} = [\mathbf{T}_{a\beta}] \mathbf{i}_{abc}^- = \begin{bmatrix} 1 & q \\ -q & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (20)$$

式中: q 为在时域内对原信号进行滞后 90° 的相位偏移。

3 VSG 逆变器控制策略

由于负序电流会破坏三相系统的对称性, 增加谐波含量, 影响系统的功率因数, 增加系统的不稳定性, 导致输出电流质量下降。因此, 对负序电流的控制是非常有必要的。本研究的目标是抑制负序电流的影响, 获得三相平衡输出电流, 在双 dq 坐标系下, 将负序电流 $\mathbf{i}_{d_ref}^-$ 和 $\mathbf{i}_{q_ref}^-$ 设置为 0。根据图 1 的主电路结构, 忽略滤波电容的影响, 可得到 VSG 输出参考电压, 正序电压、电流分量之间的关系:

$$u_{d_ref} = \mathbf{v}_{gd}^{+1} + L \frac{d\mathbf{i}_{d_ref}^{+1}}{dt} + R\mathbf{i}_{d_ref}^{+1} - \omega_g L \mathbf{i}_{q_ref}^{+1} \quad (21)$$

$$u_{q_ref} = \mathbf{v}_{gq}^{+1} + L \frac{d\mathbf{i}_{q_ref}^{+1}}{dt} + R\mathbf{i}_{q_ref}^{+1} + \omega_g L \mathbf{i}_{d_ref}^{+1} \quad (22)$$

式中: u_{d_ref} 为 VSG 输出参考电压的 d 轴分量; u_{q_ref} 为

VSG 输出参考电压的 q 轴分量。

由式(21)、(22)得正序电流参考值为:

$$\mathbf{i}_{d_ref}^+ = \frac{RK_d + \omega_g LK_q}{(\omega_g L)^2 + R^2} \quad (23)$$

$$\mathbf{i}_{q_ref}^+ = \frac{RK_q + \omega_g LK_d}{(\omega_g L)^2 + R^2} \quad (24)$$

式中: $K_d = (u_{d_ref} - \overline{v_{gd}^{+1}})$, $K_q = (u_{q_ref} - \overline{v_{gq}^{+1}})$ 。

结合式(23)、(24),虚拟阻抗控制图如图 2 所示。正负序电流 PI 解耦控制框图如图 3 所示。在图 3 中,对各电流的差值分别进行 PI 控制之后与电网电压分量生成参考电压信号。

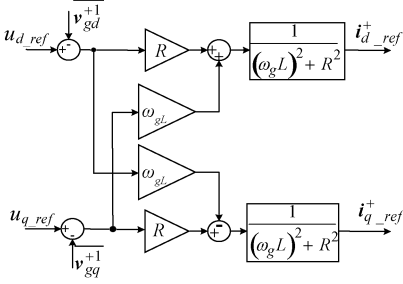


图 2 虚拟阻抗控制框图

Fig. 2 Block diagram of virtual impedance control

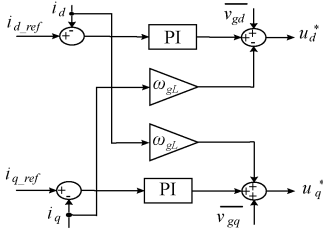


图 3 PI 解耦控制框图

Fig. 3 PI decoupling control block diagram

4 NRLSMC 锁相环

电压的相位角可用于逆变器输出变量的同步和将状态变量转换为同步旋转参考坐标系下的值,因此,不平衡电压下锁相环的设计尤为重要。

当控制系统受到外界扰动的影响或光伏逆变器内部参数发生变化时,传统的 PI 控制方法并不能满足实际的要求^[17]。因此,为了增强逆变器的稳定性和鲁棒性,利用滑模控制对扰动不敏感、响应速度快的优点,将滑模控制应用于锁相环中,提高逆变器中锁相环的锁相性能。滑模控制是变结构控制系统的一种控制策略,这种控制策略与常规控制的根本区别在于控制的不连续性,即一种使系统结构随时间变化的开关特性。

滑模控制系统由两部分组成,如图 4 所示:AB 段是位于滑模面外的正常运动,BC 段在滑模面附近并沿着滑模面 $s(x, t) = 0$ 运动。

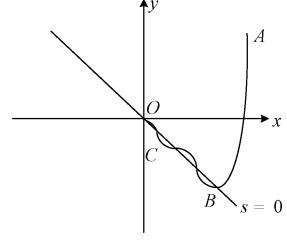


图 4 滑模控制系统的两个运动阶段

Fig. 4 Two phases of motion in a sliding mold control system

首先,假设滑模控制系统的状态变量为:

$$\begin{cases} x_1 = \overline{v_{gq}^{+1}} \\ x_2 = \dot{x}_1 \end{cases} \quad (25)$$

然后,定义 $u = \dot{x}_2 = \dot{\omega}_0$, 则式(25)可变为:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} u \quad (26)$$

再定义滑模面函数为:

$$s = cx_1 + x_2 \quad (27)$$

式中: c 为待设计参数。

对式(27)求导,可得:

$$\dot{s} = c\dot{x}_1 + \dot{x}_2 = cx_2 + \dot{x}_2 = cx_2 + u \quad (28)$$

在对传统二倍幂趋近律分析的基础上,本研究采用了新的二倍幂快速趋近律:

$$\dot{s} = k_1(k_2 |x_1|^{a_1} - |x_1|^{a_2})s^{m/n} \quad (29)$$

式中: k_1, k_2, m, n, a_1, a_2 均为设计参数。

可得控制器的表达式为:

$$u = k_1(k_2 |x_1|^{a_1} - |x_1|^{a_2})s^{m/n} - cx_2 \quad (30)$$

从而可得 NRLSMC 输出角频率 ω_0 为:

$$\omega_0 = \int_0^t [k_1(k_2 |x_1|^{a_1} - |x_1|^{a_2})s^{m/n} - cx_2] d\tau \quad (31)$$

从式(31)可以看出,由于控制器包含积分项,既可以削弱抖振现象,又可消除系统的稳态误差,改善系统的控制性能。根据上述分析,NRLSMC 结构如图 5 所示。

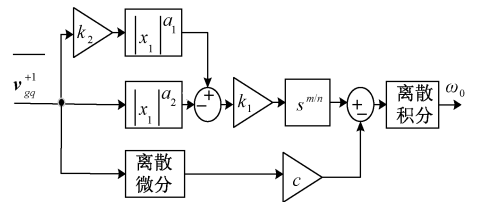


图 5 NRLSMC 结构框图

Fig. 5 Block diagram of NRLSMC structure

NRLSMC-PLL 结构如图 6 所示。在图 6 中,使用 NRLSMC 调节 DDSRF 分离出的 q 轴电压正序分量得到 ω_0 , ω_0 与 $2\pi f$ 相加获得电压角频率 ω_g ,在对电压角频率积分获得相位角 θ_g 。

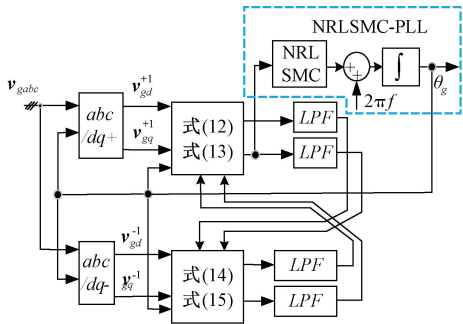


图 6 NRLSMC-PLL 原理框图

Fig. 6 Block diagram of NRLSMC-PLL

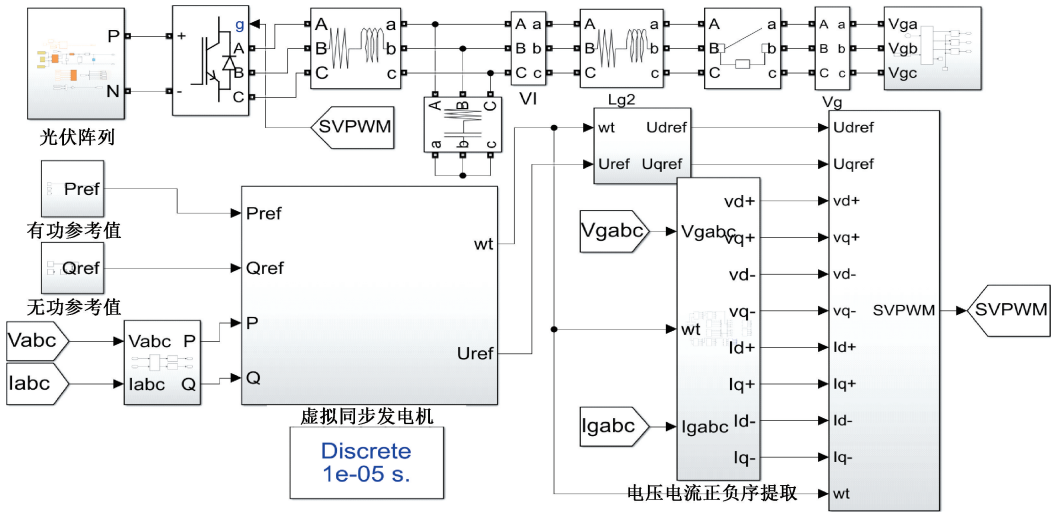


图 7 逆变器仿真图

Fig. 7 Inverter simulation diagram

表 1 VSG 逆变器仿真参数

Table 1 VSG inverter simulation parameters

参数	值	参数	值
U_{dc_PV}/V	898	$L_f, L/mH$	3
$C_f/\mu F$	50	$R_f, R/\Omega$	0.1
P_{ref}/kW	20	D_p	0.13
Q_{ref}/Var	0	D_q	0.02
$J/(kg \cdot m^2)$	0.5	k	0.05

如图 8 所示。

本研究采用了 NRLSMC-PLL,其输出频率如图 9 所示。从图 9 可以看出,在电压跌落和电压恢复时,DDSRF-PLL 的输出频率会发生大幅度的振荡,而 NRLSMC-PLL 的输出频率始终维持在 50 Hz,在 0.5 s 附近和 1.0 s 附近,其输出频率相较于 DDSRF-PLL 分别减少了 18.26 Hz 和 14.57 Hz。

NRLSMC-PLL 与 DDSRF-PLL 的在电压跌落时的锁相效果如图 10 所示。从图中可以看出,DDSRF-PLL 在电压跌落时与期望的输出相位角 θ 发生了偏离,而

5 仿真结果及分析

本研究在 MATLAB/Simulink 环境下对电压不平衡时 VSG 光伏逆变器性能进行了仿真,逆变器仿真如图 7 所示,时间步长设为 1×10^{-5} s,仿真时长设为 1.4 s,将电压不平衡条件设置为电网电压跌落和电网电压相位超前。逆变器仿真参数如表 1 所示。

5.1 电网电压跌落

为了验证 VSG 逆变器的性能,本研究在 0.5 s 时刻让 A 相电网电压跌落至 $0.2U_m$,B 相电压跌落至 $0.5U_m$,C 相保持不变,在 1.0 s 时刻 A 相、B 相电压恢复,其电压变化

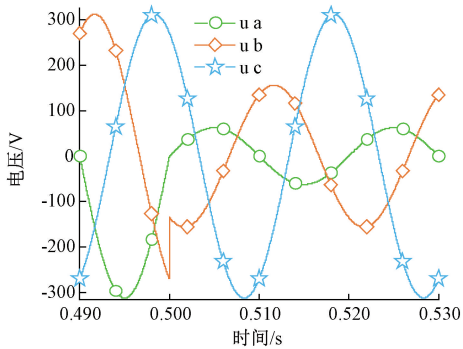


图 8 三相电网电压跌落图

Fig. 8 Three-phase grid voltage drop diagram

NRLSMC-PLL 能够时刻跟随期望的相位角 θ ,相较于 DDSRF-PLL,NRLSMC-PLL 的锁相效果较好,提高了 VSG 逆变器的锁相性能。为了更好地验证 NRLSMC-PLL 的锁相性能,定义锁相误差 Δ^2 如下:

$$\Delta^2 = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (\theta_i - \theta_s)^2 \quad (32)$$

式中: θ_i 为第 i 时刻的相位值, θ_s 为标准相位, n 为数据个数。

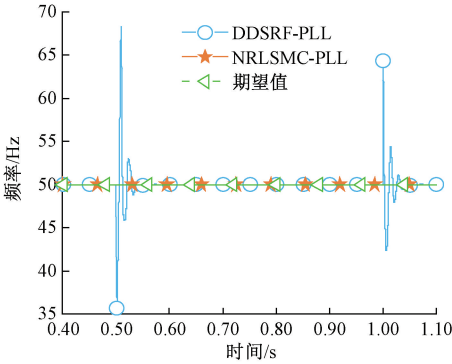


图 9 锁相环输出频率比较

Fig. 9 Comparison of phase locked loop output frequency

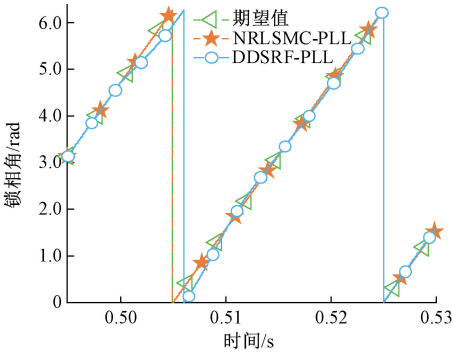


图 10 锁相环锁相性能比较

Fig. 10 Comparison of phase-locked loop phase-locking performance

Δ^2 值越小,说明锁相环相位跟踪越精确。两种锁相环的锁相误差如表 2 所示,NRLSMC-PLL 的 Δ^2 值小于 DDSRF-PLL,其 Δ^2 值比 DDSRF-PLL 减少了 1.465 6。因此,NRLSMC-PLL 的锁相性能优于 DDSRF-PLL。

表 2 锁相误差对比

Table 2 Phase-locking performance index		
电压跌落	NRLSMC-PLL	DDSRF-PLL
	0.019 7	1.485 3

三相电流输出结果如图 11 所示,从图中可以看出,在 0.76 s 之前,三相电流的幅值相差较大,而在 0.76 s 之后,输出三相电流基本保持平衡。为了更好地验证逆变器输出三相电流平衡性能,定义三相电流不平衡度如下:

$$\delta = \frac{\max(|I_a|, |I_b|, |I_c|) - \min(|I_a|, |I_b|, |I_c|)}{I_{avg}} \quad (33)$$

式中: $\max(|I_a|, |I_b|, |I_c|)$ 为三相电流最大值, $\min(|I_a|, |I_b|, |I_c|)$ 为三相电流最小值, I_{avg} 为三相电流平均值。

不同方案在 0.9~1.0 s 时段的不平衡度如表 3 所示,从表中可以看出,本研究所采用方案的输出电流不平衡度

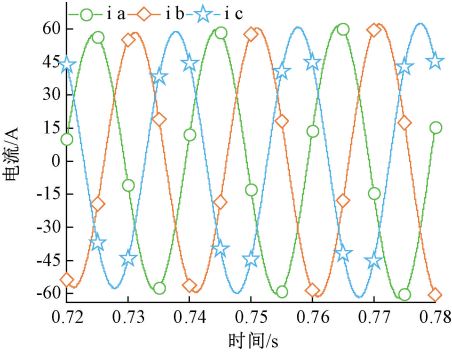


图 11 逆变器输出三相电流

Fig. 11 Inverter output three-phase current

比 DSC 和 100 Hz 陷波器方案分别减少了 0.618 3% 和 11.394 1%。

表 3 逆变器输出电流不平衡度

Table 3 Output current imbalance of inverter %

时间/s	DDSRF-SC (NRLSMC-PLL)	DSC (DDSRF-PLL)	100 Hz 陷波器 (DDSRF-PLL)
0.9~1.0	0.457 1	0.618 3	11.851 2

同时,本研究计算了 3 种方案不同时刻的电流总谐波畸变(total harmonic distortion, THD),如表 4 所示,在 0.5 s 和 1.0 s 电压发生变化时,本研究所采用方案对谐波的抑制效果要优于 DSC 和 100 Hz 陷波器方案。在 0.5~0.52 s,本研究所采用方案的电流 THD 相较于 DSC 和 100 Hz 陷波滤波器分别减少了 6.05% 和 7.49%,在 1.0~1.02 s 则分别减少了 5.28% 和 5.70%。

表 4 电流总谐波畸变

Table 4 Total harmonic distortion of current %

时间/s	DDSRF-SC (NRLSMC-PLL)	DSC (DDSRF-PLL)	100 Hz 陷波器 (DDSRF-PLL)
0.5 附近	8.94	14.99	16.43
1.0 附近	9.35	14.63	15.05

5.2 电网电压相位跳变

为进一步验证 VSG 逆变器的输出性能,本研究在 0.5 s 让三相电网电压相位超前 20°,在 1.0 s 相位恢复,电网电压相位变化如图 12 所示。

在电压相位跳变时,不同锁相环输出频率如图 13 所示。从图中可以看出,在 0.5 s 和 1.0 s 附近,NRLSMC-PLL 的输出频率相较于 DDSRF-PLL 分别减少了 33.87 Hz,并保持着预期频率输出。

NRLSMC-PLL 与 DDSRF-PLL 的在电压相位跳变时的锁相效果如图 14。从图中可看出,DDSRF-PLL 在相位跳变时与预期的输出相位角 θ 发生了偏离,而 NRLSMC-

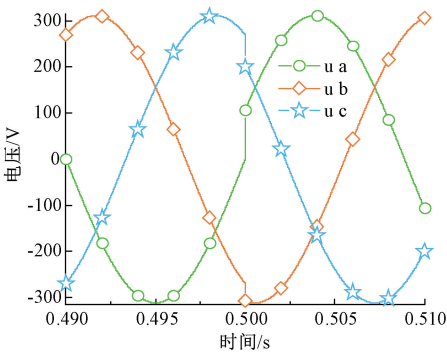


图 12 三相电压相位跳变图

Fig. 12 Three-phase voltage phase jump diagram

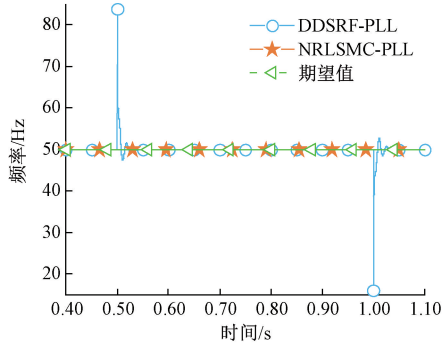


图 13 锁相环输出频率比较

Fig. 13 Comparison of phase locked loop output frequency

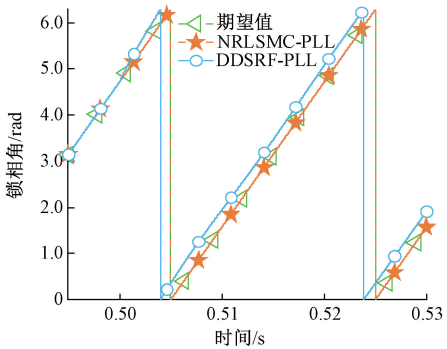


图 14 锁相环锁相性能比较

Fig. 14 Comparison of phase-locked loop phase-locking performance

表 5 锁相误差对比

Table 5 Phase-locking performance index

电压相位改变	NRLSMC-PLL	DDSRF-PLL
	2.4015×10^{-10}	1.6405

在三相电压相位发生跳变情况下,逆变器输出电流如图 15 所示。从图中可以看出,在 0.72 s 之前,三相电流幅

值输出不稳定,相差较大,而在 0.72 s 之后三相电流便可以输出平衡。

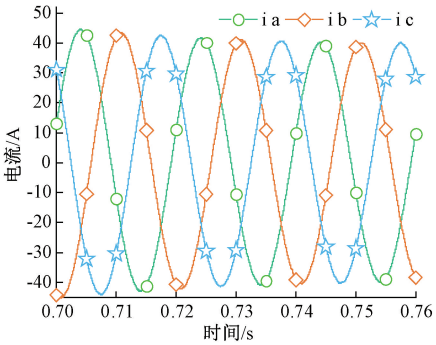


图 15 逆变器输出三相电流

Fig. 15 Inverter output three-phase current

表 6 列出了采用不同方案时三相电流的不平衡度,经过计算,本研究所采用方案的输出电流不平衡度相较于 DSC 和 100 Hz 陷波器分别减少了 0.007 1% 和 0.021 6%。

表 6 逆变器输出电流不平衡度

Table 6 Output current imbalance of inverter

时间/s	DDSRF-SC (NRLSMC-PLL)	DSC (DDSRF-PLL)	100 Hz 陷波器 (DDSRF-PLL)
0.9~1.0	0.2693%	0.2764%	0.2909%

表 7 列出了电压发生相位变化时,采用不同方案时的电流 THD。在 0.5~0.52 s,本研究所采用方案的 THD 相较于 DSC 和 100 Hz 陷波器方案分别减少了 14.59% 和 21.05%,在 1.0~1.02 s 则分别减少了 5.28% 和 5.46%。

表 7 电流总谐波畸变

Table 7 Total harmonic distortion of current

时间/s	DDSRF-SC (NRLSMC-PLL)	DSC (DDSRF-PLL)	100 Hz 陷波器 (DDSRF-PLL)
0.5 附近	23.73%	38.32%	44.78%
1.0 附近	10.49%	15.77%	15.95%

6 结 论

本研究对光伏系统中电压不平衡情况下 VSG 逆变器的性能表现进行了研究。通过采用 NRLSMC-PLL,改善了 VSG 光伏逆变器在电压不平衡条件下的运行性能;同时,使用了 DDSRF 和 SC 分别对电压、电流的正、负序分量进行分离,有效提高了电压、电流正、负序分量的提取精度,便于更精确地控制逆变器的三相输出电流。NRLSMC-PLL 具有稳定性好、鲁棒性强等优点,但是滑模控制器的性能依赖于滑模面函数和趋近律的参数选择,如何让参数能够自适应地调整,还有待解决。

参考文献

- [1] CHAMARTHI P K, AL-DURRA A, EL-FOULY T, et al. A novel three-phase transformerless cascaded multilevel inverter topology for grid connected solar PV applications[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2021, 57(3): 2285-2297.
- [2] 李进, 陈超波, 高嵩, 等. 交错反激式单相光伏并网微逆变器的设计[J]. 国外电子测量技术, 2019, 38(4): 79-84.
LI J, CHEN CH B, GAO S, et al. Design of staggered flyback single_phase photovoltaic grid-connected micro-inverters [J]. Foreign Electronic Measurement Technology, 2019, 38(4): 79-84.
- [3] LIU Y H, WANG Y, WANG M H, et al. Coordinated VSG control of photovoltaic/battery system for maximum power output and grid supporting [J]. IEEE Journal on Emerging and Selected Topics in Circuits and Systems, 2022, 12(1): 301-309.
- [4] 侯龙, 王玉爽, 杨沛豪. 采用新型 MPC 提高储能 PCS 虚拟同步机控制稳定性研究[J]. 国外电子测量技术, 2022, 41(7): 82-88.
HOU L, WANG Y SH, YANG P H. Research on using new MPC to improve control stability of energy storage PCS virtual synchronous machine[J]. Foreign Electronic Measurement Technology, 2022, 41(7): 82-88.
- [5] 邱彬, 胡善华, 苏小平, 等. 基于 SOC 特性边界条件下 VSG 在光伏发电中最优控制策略研究[J]. 电子测量与仪器学报, 2019, 33(9): 33-40.
QIU B, HU SH H, SU X P, et al. Research on optimal control strategy of VSG in photovoltaic generation based on SOC characteristic boundary condition[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2019, 33(9): 33-40.
- [6] KOIWA K, INOO K, ZANMA T, et al. Virtual voltage control of VSG for overcurrent suppression under symmetrical and asymmetrical voltage dips[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(11): 11177-11186.
- [7] ALIPOOR J, MIURA Y, ISE T. Stability assessment and optimization methods for microgrid with multiple VSG units[J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2018, 9(2): 1462-1471.
- [8] 任光照, 马家庆, 吴钦木, 等. 新能源逆变系统中 VSG 控制时随机激励的谐波抑制研究[J]. 电子测量技术, 2023, 46(12): 48-53.
RENG ZH, MA J Q, WU Q M, et al. Research on harmonic suppression with random excitation for VSG control in new energy inverter system[J]. Electronic Measurement Technology, 2023, 46(12): 48-53.
- [9] KABIRI R, HOLMES D G, MCGRATH B P. Control of active and reactive power ripple to mitigate unbalanced grid voltages[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2016, 52(2): 1660-1668.
- [10] 张赞宁, 孙想亮, 付文龙, 等. 参数协调模糊自适应 VSG 控制策略[J]. 电子测量技术, 2022, 45(21): 1-7.
ZHANG Y N, SUN X L, FU W L, et al. Parameter coordination fuzzy adaptive VSG control strategy[J]. Electronic Measurement Technology, 2022, 45(21): 1-7.
- [11] 潘子迅, 杨晓峰, 赵锐, 等. 不平衡电网下虚拟同步机的多模式协调策略[J]. 电工技术学报, 2023, 38(16): 4274-4285.
PAN Z X, YANG X F, ZHAO R, et al. Multi-mode coordination control of virtual synchronous generator under unbalanced power grid [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38 (16): 4274-4285.
- [12] 万晓凤, 胡海林, 聂晓艺, 等. 电网电压不平衡时的改进虚拟同步机控制策略[J]. 电网技术, 2017, 41(11): 3573-3581.
WAN X F, HU H L, NIE X Y, et al. An improved control strategy for virtual synchronous generator under unbalanced grid voltage [J]. Power System Technology, 2017, 41(11): 3573-3581.
- [13] 周虎, 崔慧明, 刘利军, 等. 基于级联延迟信号消除法的软件锁相技术[J]. 工业仪表与自动化装置, 2018(5): 28-32.
ZHOU H, CUI H M, LIU L J, et al. Software PLL technology based on cascade delay signal elimination[J]. Industrial Instrumentation & Automation, 2018(5): 28-32.
- [14] 郭小强, 张学, 卢志刚, 等. 不平衡电网电压下光伏并网逆变器功率/电流质量协调控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2014, 4(3): 346-353.
GUO X Q, ZHANG X, LU ZH G, et al. Coordinate control of power and current quality for grid-connected

PV inverters under unbalanced grid voltage [J].
Proceedings of the CSEE, 2014, 34(3): 346-353.

[15] 祁永胜, 李凯, 高畅毓, 等. 三相电压不平衡下
DDSRF-PLL 与 DSOGI-PLL 的锁相误差检测与补偿
方法[J]. 电工技术学报, 2024, 39(2): 567-579.

QI Y SH, LI K, GAO CH Y, et al. Phase estimation
error detection and compensation method of DDSRF-
PLL and DSOGI-PLL under three-phase voltage
unbalance[J]. Transactions of China Electrotechnical
Society, 2024, 39(2): 567-579.

[16] TAN SH D, MA J Q. Study on influence of switching
frequency on sliding mode control performance of
permanent magnet synchronous motor[J]. IET Power
Electronics, 2022, 15(16): 1858-1867.

[17] 袁雷, 胡冰新, 魏克银, 等. 现代永磁同步电机控制
原理及 MATLAB 仿真[M]. 北京:北京航空航天大学
出版社, 2016.

YUAN L, HU B X, WEI K Y, et al. Modern

permanent magnet synchronous motor control
principles and MATLAB simulation [M]. Beijing:
Beihang University Press, 2016.

作者简介

安斌斌, 硕士研究生, 主要研究方向为新能源逆变并网
研究。

E-mail:2430518294@qq.com

马家庆(通信作者), 副教授, 硕士生导师, 主要研究方向
为交流电机矢量控制及新能源并网。

E-mail:jqma@gzu.edu.cn

陈昌盛, 实验师, 主要研究方向为嵌入式控制系统及嵌
入式 AI。

E-mail:495761009@qq.com

何志琴, 教授, 主要研究方向为电力电子运动控制技术。

E-mail:641443416@qq.com

吴钦木, 教授, 主要研究方向为电机控制, 深度学习, 故
障诊断。

E-mail:505953130@qq.com