# 应用于负序电流补偿的无锁相环并网逆变器 控制策略

# 周野,崔双喜,樊小朝,王维庆,吴彬兵

(新疆大学 电气工程学院,新疆 乌鲁木齐 830000)

摘要:电网电压不平衡时,负序电流会严重影响并网逆变器输出电能的品质,电网信息的检测速度是影响 负序电流补偿的主要因素之一。为此提出基于虚拟矢量的无锁相环控制策略。首先,分析了锁相环与无锁相 环控制策略之间的区别。其次,通过引入延迟消除算法消除电网不平衡下所产生的二次谐波分量。最后,在 固定频率旋转坐标系下通过双闭环控制对负序电流进行直接控制。实验结果表明,无锁相环控制策略不但抑 制负序电流,而且省略了以往锁相环对电网电压的跟踪过程,从而在响应时间上更胜一筹。

关键词:电网不平衡;无锁相环;负序电流;并网逆变器

中图分类号:TM464 文献标识码:A DOI:10.19457/j.1001-2095.dqcd23079

#### Grid-tied Inverter Control Strategy Without PLL for Compensating Negative Sequence Current

ZHOU Ye, CUI Shuangxi, FAN Xiaochao, WANG Weiqing, WU Binbing ( School of Electrical Engineering, Xinjiang University, Urumqi 830000, Xinjiang, China)

Abstract: When the grid voltage is unbalanced, the negative sequence current will seriously affect the quality of the output power of the grid-connected inverter. The detection speed of the grid information is one of the main factors of negative sequence current compensation. Therefore, a control strategy without phase-locked loop(PLL) based on virtual vector was proposed. Firstly, the difference between the control strategy with and without PLL was analyzed. Secondly, the reordering elimination algorithm was adopted to eliminate the second harmonic component generated under the imbalance of the power grid. Finally, the double-loop control was used to directly control the negative sequence current in a fixed frequency rotating frame. The experiment results show that the control strategy without PLL not only suppresses the negative sequence current, but also omits the previous PLL tracking process of the grid voltage, which is better in response time.

Key words: unbalanced voltage; without phase-locked loop(PLL); negative sequence current; grid-connected inverter

三相电压不平衡是一种常见的电力系统运行工况,会严重干扰并网逆变器的输出电能质量,只有确保并网逆变器的动态性能和稳定运行,才能满足日益苛刻的应用需求<sup>11</sup>。

在对电网不平衡下并网逆变器的研究中,已 有文献通过锁相环(phase-locked loop, PLL)在两 相旋转坐标系中采用 PI 控制<sup>[2]</sup>或直接功率控制<sup>[3]</sup> 来实现负序电流的补偿, PLL 对相位检测的速度 是影响负序电流补偿的主要因素之一。现有的 PLL方案中单同步坐标系软锁相环<sup>(4)</sup>由于结构简 单、可靠性好的优势在逆变器控制中得到了广泛 的应用。但当电网电压不平衡时,电压负序分量 会在旋转坐标系下产生2倍频分量,致使PLL无 法准确锁相<sup>[5]</sup>。为了解决这一问题,文献[6-7]在 两相静止坐标系下,通过二阶广义积分器对电网 电压进行移相来获取正序分量,以此避免了2倍 频分量的影响。文献[8]在*d*-q坐标系下提出的延 迟运算周期滤波器具有易于实现、抗噪声能力强

基金项目:新疆大学自然科学基金(BS160246);国家自然科学基金(51666017);国家自然科学基金(51667019);

国家自然科学基金(51667020);国家自然科学基金(51567022)

作者简介:周野(1993—),男,硕士,Email:784508894@qq.com

等特点,但在一些要求较高的应用中,通过滤波 器设计显然在响应时间上是难以满足需求的。 文献[9]利用正、负序解耦网络来抑制负序分量的 影响,但该方法控制参数很难在线优化,动态响 应时间较长。为了更好地解决三相电网电压不对 称时的锁相误差,文献[10]提出了易于数字实现的 改进软锁相环算法。上述改进型PLL方案,都力 图通过设计更好的滤波器以及控制器参数,以期 在滤波性能以及响应时间方面获得更好的折中。 此外,也有学者探索不需要锁相环的相位检测方 案。文献[11]通过给定的虚拟角频率 $\omega^* = 100\pi$ 构建虚拟正交信号,通过相应的开环数学运算获 得瞬时电压正序分量以及对应电网相位,从而 省略了闭环锁相过程。

为了进一步提高并网逆变器对负序电流补 偿的能力,本文参考文献[11]无锁相环检测思想, 提出一种基于虚拟矢量的无锁相环控制策略,同 样给定虚拟角频率 $\omega^*$ 并进行积分来获取 abc/dq 变换所需的角度 $\theta^*$ ,利用该角度实现电压、电流 的坐标变换,并据此进行 d-q坐标系下的计算与 控制。

本文所提控制策略因避免了 PLL 跟踪电网 电压的过程及参数设计困难的问题,使得整个控 制系统的负序电流补偿性能得以提升,且在电网 电压相位突变时有更快的动态响应速度。

#### 基于矢量控制的有锁相环与无锁 1 相环控制策略对比

图1为并网逆变器的主电路拓扑结构,且不 存在零序分量[12]。





根据图1,并网逆变器的电压回路方程可表 示如下:

$$\boldsymbol{e}^{+} = \boldsymbol{u}^{+} + L \frac{\mathrm{d}\boldsymbol{i}^{+}}{\mathrm{d}t} + \boldsymbol{i}^{+} \boldsymbol{R}$$
(1)

$$e^{-} = u^{-} + L \frac{\mathrm{d}i^{-}}{\mathrm{d}t} + i^{-}R \qquad (2)$$

式中:上标"+"、"-"分别为正、负序分量;e,u,i分 别为三相静止坐标系下的电网电压、逆变器输出 电压、网侧电流矢量。

由内模控制原理<sup>[13]</sup>可知,PI调节器内只包含 一次积分环节,无法对积分环节为二次输入信 号实现无差控制,为了补偿交流负序电流,需通 过坐标变换对其进行降阶处理,坐标变换中相 位角的信息又是通过PLL的闭环锁相而得到。

### 1.1 常规锁相环的检测

根据对称分量法可知,电网电压可用下式 表示:

$$\boldsymbol{e} = \boldsymbol{e}^{+} + \boldsymbol{e}^{-} = \begin{bmatrix} U_a \sin(\omega t + \theta_a) \\ U_b \sin(\omega t + \theta_b) \\ U_c \sin(\omega t + \theta_c) \end{bmatrix}$$
(3)

式中: $U_a, U_b, U_a$ 分别为a, b, c相的电压幅值: $\theta_a$ ,  $\theta_{i}, \theta_{i}$ 分别为a, b, c相的初始相位。

根据式(3),三相不平衡电网电压正、负序分 量可以分别表示为

$$\boldsymbol{e}^{+} = \begin{bmatrix} U_{\mathrm{m}}^{+} \sin\left(\omega t + \varphi^{+}\right) \\ U_{\mathrm{m}}^{+} \sin\left(\omega t - 2\pi/3 + \varphi^{+}\right) \\ U_{\mathrm{m}}^{+} \sin\left(\omega t + 2\pi/3 + \varphi^{+}\right) \end{bmatrix}$$
(4)

$$e^{-} = \begin{vmatrix} U_{\rm m}^{-}\sin(\omega t + \varphi^{-}) \\ U_{\rm m}^{-}\sin(\omega t + 2\pi/3 + \varphi^{-}) \\ U_{\rm m}^{-}\sin(\omega t - 2\pi/3 + \varphi^{-}) \end{vmatrix}$$
(5)

式中: $\varphi^{\dagger}$ , $\varphi^{-}$ 分别为电网电压的初相位的正、负序 分量; $\omega$ 为电网电压实际角频率; $U_{+}^{+}, U_{-}^{-}$ 分别为电 网电压正、负序分量的幅值。

如图2所示,PLL需要通过闭环结构去追踪 电网电压相位。



以正序电压分量为例,PLL将锁定的相角  $\theta^{+} = \omega t + \varphi^{+}$ 代入坐标变换矩阵 $C_{abc/dg}^{+}(\theta^{+})$ :  $(0^{+}) =$ 

$$\frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta^{+} & \cos(\theta^{+} - 2\pi/3) & \cos(\theta^{+} + 2\pi/3) \\ \sin\theta^{+} & \sin(\theta^{+} - 2\pi/3) & \sin(\theta^{+} + 2\pi/3) \end{bmatrix}$$
(6)  

$$\text{此时,} 电网电压表达式为$$

$$\boldsymbol{e}_{dq}^{*} = \boldsymbol{C}_{abc/dq_{\mu}}^{*}(\boldsymbol{\theta}^{*}) \cdot \boldsymbol{e}^{*} = \boldsymbol{U}_{\mathrm{m}}^{*} \begin{bmatrix} 1\\ 0 \end{bmatrix}$$
(7)

根据文献[14],PLL作为闭环二阶系统,其响 应时间表达式为

$$t_r = \frac{\pi - \arctan\left(\sqrt{1 - \xi^2}/\xi\right)}{\omega_n \sqrt{1 - \xi^2}} \tag{8}$$

式中: ω<sub>n</sub>, *ξ*分别为无阻尼自然振荡频率和阻 尼比。

由式(8)可知PLL在跟踪电网电压过程中产 生的t,会影响电网信息的检测时间并影响后续控 制系统的性能提升,尤其在电网不平衡下,需要 使用改进型的PLL方案,由文献[7]可知,在电网 电压不平衡下,PLL方案的动态响应时间大约在 25 ms 左右。为了缩短系统承受负序电流的时 间,需要进一步提高控制系统的响应性能。

另一方面,在电机控制当中,为了使异步电 机物理模型等效于直流电动机,通常采用磁场定 向矢量控制<sup>[15]</sup>。可以看出不同定向方式导致相应 物理量在不同坐标系下的计量值不同。电网电 压在不平衡下会发生突变,因此基于电网电压定 向的坐标系并不适合作为参考。对于坐标系的 选取,一般选择固定不变的量作为参考。例如, 铯原子半衰期作为时间的基准。

## 1.2 基于虚拟矢量的无锁相环控制

如图3所示,本文采用虚拟矢量定向,通过构 建固定不变的旋转坐标系,保证电网电压与旋转 坐标系相对静止。以正序分量为例,直接设置固 定频率*f*=50 Hz为基准,通过积分得到固定相位 角*θ*=2π*ft=ωt*,并以*θ*构建两相旋转坐标系。

图 3 为同步 *d*-*q*坐标系和固定频率旋转 *d*-*q*坐标系间的关系示意图。



图 3 同步 d-q坐标系和固定频率旋转 d-q坐标系间的关系 Fig.3 Relationships between the synchronous d-q frame and the fixed d-q frame

将固定相位 $\theta$ 代入变换矩阵 $C^*_{abcldq}(\theta)^{[16]}$ ,变换 矩阵如下:

$$C^{+}_{abc/dq}(\theta) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \sin\theta & \sin(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix}$$
(9)  
48

由图3可见, $e_{d_{a}}^{+}$ , $e_{q_{a}}^{+}$ 和 $e_{d}^{+}$ , $e_{q}^{+}$ 之间存在下列 关系:

$$\begin{bmatrix} e_d^+ \\ e_q^+ \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\varphi^+ & -\sin\varphi^+ \\ \sin\varphi^+ & \cos\varphi^+ \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_{d_{ja}}^+ \\ e_{q_{ja}}^+ \end{bmatrix} = C_{dq_{ja}/dq} \begin{bmatrix} e_{d_{ja}}^+ \\ e_{q_{ja}}^+ \end{bmatrix}$$
(10)

其中

$$C_{dq_{nl}/dq} = \begin{bmatrix} \cos\varphi^{+} & -\sin\varphi^{+} \\ \sin\varphi^{+} & \cos\varphi^{+} \end{bmatrix}$$
(11)

联立式(6)、式(9)、式(11),可得:  

$$C^{+}_{abc/dq,a}(\theta^{+}) = C_{dq,a/dq}C^{+}_{abc/dq}(\theta)$$
 (12)

式中:下标"pll"为锁相环变量。

由式(12)可知,该固定频率旋转坐标系与同 步旋转坐标系之间属于线性变换,因此在控制系 统设计中两者之间并无差别。且在固定频率旋 转坐标系下的电网电压检测不需要在通过响应 时间*t*,,因此控制系统的响应性能得以提升。

结合式(4)、式(9),在固定频率下旋转 d-q坐 标系的虚拟矢量可表示为

$$\boldsymbol{e}_{dq}^{+} = \boldsymbol{C}_{abc/dq}^{+}(\boldsymbol{\theta}) \cdot \boldsymbol{e}^{+} = \boldsymbol{U}_{m}^{+} \begin{bmatrix} \cos\varphi^{+} \\ \sin\varphi^{+} \end{bmatrix}$$
(13)

#### 1.3 电网信号的正负序分离

把不平衡电压 e代入变换矩阵  $C^{+}_{abc/dq}(\theta)$ 得到:  $e^{+}_{dq} = C^{+}_{abc/dq}(\theta) \cdot e$ 

$$= U_{\rm m}^{*} \begin{bmatrix} \cos\varphi^{*} \\ \sin\varphi^{*} \end{bmatrix} + U_{\rm m}^{-} \begin{bmatrix} \cos\left[(2\omega)t + \varphi^{-}\right] \\ -\sin\left[(2\omega)t + \varphi^{-}\right] \end{bmatrix} \quad (14)$$

由式(14)可知,由于正负分量的相序不同, 在负序分量中会引入因旋转方向与正序分量不 同而产生的2倍频分量。为了消除2倍频分量, 本文采用延迟消除(delayed signal cancellation, DSC)算法<sup>[17]</sup>来分离*d*-q旋转坐标系下的正序分量 及负序分量。

n次谐波的消除方法如下式所示:

$$U_{d}(t) = \frac{1}{2} \left[ \widehat{U_{d}}(t) + \widehat{U_{d}}(t - \frac{T}{2n}) \right]$$
(15)

式中:n为谐波次数; $\widehat{U}_{d}(t)$ 为d轴电压原始矢量;

 $\widehat{U_d}(t-\frac{T}{2n})$ 为延迟矢量;T为周期。

为了得到负序分量的直流量,其坐标变换矩阵 $C_{abcldq}^{-}(\theta)$ 如下所示:

$$C_{abc/dq}^{-}(\theta) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \sin\theta & \sin(\theta + 2\pi/3) & \sin(\theta - 2\pi/3) \end{bmatrix} (16)$$

在顺时针旋转固定频率d-q坐标系下的电压 $e_{dq}^{-}$ 为

$$e_{dq}^{-} = C_{abcldq}^{-}(\theta) \cdot e$$
$$= U_{m}^{+} \begin{bmatrix} \cos\left[\left(2\omega\right)t + \varphi^{+}\right] \\ \sin\left[\left(2\omega\right)t + \varphi^{+}\right] \end{bmatrix} + U_{m}^{-} \begin{bmatrix} \cos\varphi^{-} \\ -\sin\varphi^{-} \end{bmatrix} \quad (17)$$

同理可知,通过式(15)可以消除正序分量所 引起的二倍频分量。

2 电网不平衡下逆变器的功率特性

结合式(1)、式(9),并网逆变器在固定频率 d-q坐标系下的动态方程为<sup>[13]</sup>

$$\begin{cases} \boldsymbol{u}_{dq}^{+} = \boldsymbol{e}_{dq}^{+} + \boldsymbol{i}_{dq}^{+}R + L\frac{\mathrm{d}\boldsymbol{i}_{dq}^{+}}{\mathrm{d}t} + \mathrm{j}\omega L\boldsymbol{i}_{dq}^{+} \\ \mathbf{u}_{dq}^{-} = \boldsymbol{e}_{dq}^{-} + \boldsymbol{i}_{dq}^{-}R + L\frac{\mathrm{d}\boldsymbol{i}_{dq}^{-}}{\mathrm{d}t} - \mathrm{j}\omega L\boldsymbol{i}_{dq}^{-} \end{cases}$$
(18)

(19)

 $(\omega t \mathbf{i}_{da})$ 

此时,网侧瞬时功率表达式为[18]

$$S = P_e + jQ_e$$
  
=  $(e^{j\omega t}u_{dq}^+ + e^{-j\omega t}u_{dq}^-)(e^{j\omega t}i_{dq}^+ + e^{-j\omega t}u_{dq}^-)$   
其中

$$\begin{cases} P_e = \operatorname{Re}(S) = P_0 + P_s \sin(2\omega t) + P_e \cos(2\omega t) \\ Q_e = \operatorname{Im}(S) = Q_0 + Q_s \sin(2\omega t) + Q_e \cos(2\omega t) \end{cases}$$
(20)

式中:P<sub>e</sub>,Q<sub>e</sub>分别为并网逆变器的有功、无功功 率;P<sub>0</sub>,Q<sub>0</sub>分别为瞬时有功、无功的平均分量;P<sub>s</sub>, Q<sub>s</sub>分别为有功、无功在正弦分布功率下功率流动 峰值;P<sub>e</sub>,Q<sub>e</sub>分别为有功、无功在余弦分布下功率 流动峰值;上标"\*"为相应量的给定值。

且.

式中:下标"d","q"分别为电网信息在固定频率 旋转坐标系下的 d,q 轴分量。

为了确定电流控制环中正序电流的指令值, 选取式(21)中的直流有功、无功分量方程作为约 束方程,即

$$\begin{cases} P_{0} = \frac{3}{2} \left( e_{d}^{+} i_{d}^{+} + e_{q}^{+} i_{q}^{+} + e_{d}^{-} i_{d}^{-} + e_{q}^{-} i_{q}^{-} \right) = P_{0}^{*} \\ Q_{0} = \frac{3}{2} \left( e_{q}^{+} i_{d}^{+} - e_{d}^{+} i_{q}^{+} + e_{q}^{-} i_{d}^{-} - e_{d}^{-} i_{q}^{-} \right) = Q_{0}^{*} \end{cases}$$

$$(22)$$

$$\Rightarrow 3 = 1$$

$$\Rightarrow 3 = 1$$

$$\Rightarrow 4$$

$$\Rightarrow 3 = 1$$

$$\Rightarrow 4$$

$$\Rightarrow 4$$

$$\Rightarrow 3 = 1$$

$$\begin{cases} \dot{i}_{d}^{-*} = 0\\ \dot{i}_{a}^{-*} = 0 \end{cases}$$
(23)

联立式(22)、式(23)可得:

$$\begin{bmatrix} i_d^{**} \\ i_q^{**} \end{bmatrix} = \frac{2}{3\left[ \left( e_d^{+} \right)^2 + \left( e_q^{+} \right)^2 \right]} \begin{bmatrix} e_d^{+} & e_\theta^{+} \\ e_q^{+} & -e_d^{+} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_0^{*} \\ Q_0^{*} \end{bmatrix} \quad (24)$$

通过 *P*<sub>0</sub><sup>\*</sup>, *Q*<sub>0</sub><sup>\*</sup>求出被控电流的指令值。采用 PI 调节器构成双闭环控制回路, 对电网不平衡导致 的负序电流分量提供足够的控制增益, 从而实现 对直流分量的无差调节。

# 3 基于无锁相环的负序电流补偿控制策略

图 4 为虚拟矢量无锁相环控制框图,该控 制策略以固定相位角θ作为 park 变换的角度, DSC 分离固定频率旋转 *d*-q坐标系下的正负序 分量,通过双闭环控制器单独对负序电流进行 补偿。



Fig.4 Diagram of control system

在控制策略中,虽然网侧负序电流被抑制为 零,但电网电压不平衡会依然存在,根据功率特 性分析,网侧功率会发生波动,该功率波动会传 递到直流母线电压侧。

为了得到有功功率给定值 $P_0^*$ ,使用DSC对波动的直流电压进行滤波:

$$\overline{u_{dc}} = \frac{1}{2} \left[ u_{dc}(t) + u_{dc}(t - \frac{T}{4}) \right]$$
(25)

式中: *u*<sub>dc</sub>为滤波后的直流量。

有功功率给定值可以表示为

$$P_0^* = (K_{\rm P} + \frac{K_{\rm I}}{s})(u_{\rm dc}^* - \overline{u_{\rm dc}})$$
(26)

式中:K<sub>P</sub>,K<sub>I</sub>分别为电压环中比例、积分系数。

当电网单位功率因数运行时,Q<sub>0</sub><sup>\*</sup>=0,通过电 压外环确定P<sub>0</sub><sup>\*</sup>的给定值。根据并网逆变器的动 态方程,采用前馈解耦算法<sup>[19]</sup>来确定并网逆变器 电压指令值:

$$\begin{cases} u_{d}^{**} = e_{d}^{*} + (K_{\rm P} + \frac{K_{\rm I}}{s})(i_{d}^{**} - i_{d}^{*}) - \omega L i_{q}^{*} \\ u_{q}^{**} = e_{q}^{*} + (K_{\rm P} + \frac{K_{\rm I}}{s})(i_{q}^{**} - i_{q}^{*}) - \omega L i_{d}^{*} \end{cases}$$

$$\begin{cases} u_{d}^{-*} = e_{d}^{-} + (K_{\rm P} + \frac{K_{\rm I}}{s})(i_{d}^{-*} - i_{d}^{-}) - \omega L i_{q}^{-} \\ u_{q}^{-*} = e_{q}^{-} + (K_{\rm P} + \frac{K_{\rm I}}{s})(i_{q}^{-*} - i_{q}^{-}) - \omega L i_{d}^{-} \end{cases}$$

$$(28)$$

由式(27)、式(28)可知,并网逆变器电压指令值 与以往 PLL不同,需同时考虑*d*,q轴上的分量。

此外,为了对比锁相环和无锁相环控制性能的优良度,引入绝对积分误差(integral absolute error, IAE),其公式为

# 4 实验验证

在实验样机平台上验证无锁相环策略的正 确性,系统结构如图4所示。

实验主要参数如下所示:直流侧电压 700 V, 交流电网电压 380 V,采样频率 10 kHz,额定功率 1 kW,电压外环比例系数 1,电压外环积分系数 150,电流内环比例系数 0.8,电流内环积分系数 120,直流侧电容 3.5 mF,滤波电感 2.4 mH,滤波 电感阻值 0.1 Ω。

以双闭环补偿负序电流策略为基准,分别在 双二阶广义积分器软锁相环和无锁相环策略下 进行实验。

图5为负序电流补偿的对比结果,其中最上 方曲线代表的是电网电压由三相平衡状态突变 为电网不平衡状态的触发过程。由图5可以看出 与有锁相环控制策略相比,无锁相环控制策略能 更快地补偿负序电流,大约在5ms左右跟踪上了 逆变器指令电流。

图6为网侧电压在*d-q*坐标系下的方均根值 和IAE对比结果,可以看出在有锁相环或无锁相 环控制策略下,三相电网电压的幅值都能够被准 确检测,但在无锁相环控制策略下电网电压幅值 更快达到稳态值,且无锁相环的IAE结果仅是锁 相环的50%。

为了更好地看出负序电流补偿过程,图 7a、图7b分别给出了网侧电流在*d-q*坐标系下 方均根值和IAE结果。由图7可知,在无锁相



(a)网侧电压 触发过程曲线 锁相环控制 近端100 以前和环控制 近端和环控制 (b)IAE结果 图6 电网电压动态响应时间对比 Fig.6 Result of negative sequence components of grid

t/ms(2 ms/格)

voltage in frequency invariant

环控制策略下,网侧电流更快达到稳态值,且无 锁相环控制策略IAE结果仅是锁相环控制策略 的45%。图8为网侧电流环中负序电流在*d-q*坐 标系下方均根值结果,在无锁相环控制策略下, 负序电流被更快抑制为零,大约18 ms左右。



图7 有无锁相环的网侧电流动态响应对比

Fig.7 Result of negative sequence components of grid voltage in frequency variation





# 5 结论

本文提出了快速补偿负序电流的虚拟矢量 无锁相环并网逆变器控制策略,通过理论分析与 仿真对比得到以下结论:

1)无锁相环控制策略无需以往锁相环控制 策略的动态检测时间,避免了复杂难以实现的改 进PLL方法,简化了系统控制结构。

2)在电网电压相位突变时相比于锁相环控 制策略,基于虚拟矢量的无锁相控制策略具有更 快的动态响应,具有一定的工程实用价值。

3)无锁相策略实施于固定频率的旋转坐标 系中,不依赖电网信息检测,提高了负序电流补 偿的响应时间。

#### 参考文献

[1] 彭江伟,朱德文,杨红岸,等.三相电压不平衡时二阶广 义积分器锁相环设计方法[J].电气传动,2017,47(9): 35-39.

Peng Jiangwei, Zhu Dewen, Yang Hongan, *et al.* Design of phase locked loop based on second order generalized integrator for unbalanced three-phase voltage [J]. Electrical Drive, 2017, 47 (9): 35–39.

- [2] 孟建辉,石新春,付超,等.基于PR控制的光伏并网电流 优化控制[J].电力自动化设备,2014,34(2):42-47.
  Meng Jianhui, Shi Xinchun, Fu Chao, *et al.* PV grid connected current optimal control based on PR control [J]. Power Automation Equipment, 2014, 34 (2): 42-47.
- [3] Song Hong-seok, Nam Kwanghee. Dual current control scheme for PWM converter under unbalanced input voltage conditions[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1999, 46(5): 953-959.
- [4] Wang F, Duarte J L, Hendrix M A M. Pliant active and reactive power control for grid interactive converters under unbalanced voltage dips stationary frame[J]. IEEE transactions on power electronics, 2011,26(5): 1151–1160.
- [5] Li Zixin, Li Yaohua, Wang Ping. Control of three-phase boosttype PWM rectifier in stationary frame under unbalanced input voltage[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25 (10): 2521–2530.
- [6] Chen Wei, Geng Xiujie, Liu Tao. Stationary frame deadbeat power control of three phase PWM rectifiers under unbalanced grid voltages[J]. Electric Power Systems Research, 2014, 108: 223–233.
- [7] 涂娟,汤宁平.基于改进型DSOGI-PLL的电网电压同步信号检测[J].中国电机工程学报,2016,36(9):2350-2356.
  Tu Juan, Tang Ningping. Synchronizing signal detection for grid voltage based on modified DSOGI-PLL[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(9):2350-2356.
- [8] Du Liwei, Li Mingxian, Tang Zhen, et al. A fast positive sequence components extraction method with noise immunity in unbalanced grids[J]. Electronics Newsweekly, 2020, 35 (7): 6682-6685.
- [9] 彭秋波,盘宏斌,刘勇.LCL 型三相并网逆变器双闭环解耦 控制器设计[J].电工技术学报,2014,29(4):103-110.
  Peng Qiubo, Pan Hongbin, Liu Yong. Design of dual loop decoupling controller in LCL three phase grid connected inverter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2014,29 (4):103-110.
- [10] 袁志昌,宋强,刘文华.改善动态相位跟踪和不平衡电压检测性能的改进软锁相环算法[J].电网技术,2010,34(1): 31-35.

Yuan Zhichang, Song Qiang, Liu Wenhua. A modified soft phase lock loop algorithm improving the performance in dynamic phase tracking and detection of unbalanced voltage[J]. Power System Technology 2010, 34(1) :31-35.

[11] 熊连松,修连成.不平衡工况下电网电压序分量快速提取 方法[J].电力系统自动化,2019,43(11):144-152. Xiong Liansong, Xiu Liancheng. Fast extraction method of grid voltage sequence components in unbalanced conditions[J]. Automation of Electric Power Systems, 2019, 43(11): 144– 152.

- [12] 姜卫东,吴志清.电网不对称时抑制负序电流并网逆变器的 控制策略[J].电工技术学报,2015,30(16):77-84.
  Jiang Weidong, Wu Zhiqing. Control strategy of suppressing negative sequence current of grid-connected inverter base on asymmetric grid[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015,30(16):77-84.
- [13] 张兴,季建强,张崇巍,等.基于内模控制的三相电压型
   PWM 整流器不平衡控制策略研究[J].中国电机工程学报,2005(13):51-56.

Zhang Xing, Ji Jianqiang, Zhang Chongwei, *et al.* Study of internal model control base three-phase PWM rectifier under unbalanced input voltage condition[J]. Proceedings of the CSEE, 2005(13):51–56.

- [14] Hu Jiabing, He Yikang. Modeling and control of grid connected voltage-sourced converters under generalized unbalanced operation conditions[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2008, 23(3): 903-1003.
- [15] 年珩,於妮飒,曾嵘.不平衡电压下并网逆变器的预测电流 控制技术[J].电网技术,2013,37(5):1123-1129.
  Nian Heng, Yu Nisa, Zeng Rong. Predictive current control for grid-connected inverters under unbalanced grid voltage[J]. Power System Technology, 2013, 37(5): 1123-1129.
- [16] 王要强,吴凤江,孙力.带LCL输出滤波器的并网逆变

器控制策略研究[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31 (12): 34-40.

Wang Yaoqiang, Wu Fengjiang, Sun Li. Control strategy for grid connected inverter with an LCL output filter[J]. Proceedings of the CSEE, 2011, 31(12): 34–40.

[17] 熊连松,卓放,刘小康.增强型滑动平均滤波算法及其在畸变电网相位同步控制中的应用[J].电工技术学报,2015,30
 (21):13-23.

Xiong Liansong, Zhuo Fang, Liu Xiaokang. Enhanced moving average filter and its applications in phase locking control of distorted power systems[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(21): 13–23.

- [18] 赤木泰文,埃德森,毛立赛.瞬时功率理论及其在电力调节 中的应用[M].北京:机械工业出版社,2003.
  Takebun Akagi, Edson, Morisai. Instantaneous power theory and its application in power regulation[M]Beijing: China Machine Press, 2003.
- [19] 郭小强, 邬伟扬, 漆汉宏. 电网电压畸变不平衡情况下三相 光伏并网逆变器控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33
   (3): 22-29.

Guo Xiaoqiang, Wu Weiyang, Qi Hanhong. Control strategies of three-phase PV grid-connected inverter under distorted and unbalanced voltage conditions[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(3): 22–29.

> 收稿日期:2021-02-17 修改稿日期:2021-03-19