LCL并网逆变器少传感器新型滑模控制策略

马涛¹,肖志云²,张永宏¹,代泽荟¹,王志强¹

(1. 鄂尔多斯电业局,内蒙古 鄂尔多斯 017000;

2.内蒙古工业大学 电力学院,内蒙古 呼和浩特 010051)

摘要:为提高LCL并网三相逆变器采用滑模控制器时的可靠性,设计了一种 abc 自然坐标系下的少传感器 新型滑模控制策略。首先建立了 abc 自然坐标系下 a 相和 b 相的滑动曲面函数,然后直接由这二者推导出 c 相 的滑动曲面函数,从而无需检测 c 相的电容电压和并网电流,降低了所需传感器的数量。同时,电容参考电压 由比例谐振控制器生成,可实现并网电流稳态误差为零。利用额定功率为 10 kW 的并网三相逆变器开展了稳 态和动态实验,以及电网不平衡和扰动下的测试,实验结果验证了所设计的 abc 自然坐标系下的少传感器新型 滑模控制策略的有效性。

关键词:并网逆变器;阻尼;比例谐振控制;滑模控制 中图分类号:TM464 文献标识码:A DOI:10.19457/j.1001-2095.dqcd22622

A Novel Sliding Mode Control Strategy with Less Sensors for Grid-connected LCL-filtered Inverter

MA Tao¹, XIAO Zhiyun², ZHANG Yonghong¹, DAI Zehui¹, WANG Zhiqiang¹

(1. Ordos Electric Power Bureau, Ordos 017000, Nei Monggol, China; 2. College of Energy Power, Inner Mongolia University of Technology, Hohhot 010051, Nei Monggol, China)

Abstract: In order to improve the reliability of LCL-filtered grid-connected three-phase inverter when using a sliding mode controller, a novel sliding mode control strategy with less sensors in the *abc* natural frame was designed. Firstly, the sliding surface functions of phase a and phase b in the *abc* natural frame were established, and then the sliding surface function of phase c was derived directly from them, which eliminates the need to detect the capacitor voltage and grid current of phase c, and reduces the number for sensors. At the same time, the capacitor reference voltage was generated by the proportional resonant controller, which can achieve zero steady-state error of the grid-connected current. Steady state and dynamic experiments were carried out with a grid connected three-phase inverter with a rated power of 10 kW, as well as the tests under grid imbalance and disturbance. The experimental results verified the effectiveness of the novel sliding mode control strategy with reduced number of sensors in the *abc* natural frame.

Key words: grid-connected inverter; damping; proportional resonant control; sliding mode control

并网逆变器作为可再生能源和电网间的接口,需符合并网相关谐波标准,通常需要在逆变器输出设置L或LCL滤波器^{III}。其中LCL滤波器高频滤波效果更好^{I2I},但需设置虚拟电阻来实现阻尼^{I3I},实现复杂且成本高。LCL并网逆变器采用常规PI控制器时存在性能局限^{I4I}。文献[5]将电容电流反馈结合PI控制器来提高并网逆变器控制性能,但电容电流高频分量采样的实际工程难度较大。文献[6]将线性自抗扰控制应用于三相

LCL并网逆变器,获取了较强的抗扰能力和鲁棒性,但局限于仿真研究。

由于滑模控制器(sliding mode controller,SMC) 动态响应快,鲁棒性高,且易于实现,非常适合用 于并网逆变器^[7-11]。文献[7-8]针对通过L滤波器 并网的三相逆变器设计了简单易实现的SMC,但 未考虑LCL滤波器的阻尼。当涉及LCL滤波器 并网时,需以有效抑制谐振的方式设计滑动曲面 函数^[9],通常采用各种测量信号的线性组合形成

基金项目:国家自然科学基金(61661042);淮安市应用研究与科技攻关课题(HAS2014023)

作者简介:马涛(1978—),男,硕士,高级工程师,Email:mamtaoo20@126.com

滑动曲面函数,但代价为SMC复杂度增加和传感 器增多。若由比例谐振(proportional resonant, PR)控制器产生电容电压参考,则无需积分运算 就可确保并网电流稳态跟踪误差为零^[10]。尽管阻 尼性好,但每相仍需2个传感器。为减少传感器 数量而不影响主动阻尼能力,文献[11]中采用卡 尔曼滤波器来估算逆变器电流,从而消除了电流 检测,但卡尔曼滤波器的性能对LCL滤波器的参 数很敏感,故鲁棒性一般。

综上,本文设计了一种LCL并网三相逆变器 在 abc 自然坐标系下的少传感器 SMC。引入电容 电压测量具有主动阻尼效果,减少了闭环系统多 余环节,较之虚拟电阻引入电容电流测量,对LCL 参数扰动的鲁棒性更高。同时由 a 相、b 相的滑动 曲面函数直接推导了 c 相的滑动曲面函数,省去 了 c 相传感器。最后,实验结果验证了新型 SMC 的性能更优。

1 LCL并网三相逆变器建模

图1为LCL并网三相逆变器电路图。



图1 LCL并网三相逆变器

1

Fig.1 Grid-connected three-phase inverter with LCL-filter 以矢量形式描述的系统方程为

$$L_1 \frac{\mathrm{d}\boldsymbol{i}_1}{\mathrm{d}t} + r_1 \boldsymbol{i}_1 = \boldsymbol{u}_1 - \boldsymbol{u}_c \qquad (1)$$

$$L_2 \frac{\mathrm{d}\boldsymbol{i}_2}{\mathrm{d}t} + r_2 \boldsymbol{i}_2 = \boldsymbol{u}_{\mathrm{c}} - \boldsymbol{u}_{\mathrm{g}}$$
(2)

$$C \frac{\mathrm{d}\boldsymbol{u}_{\mathrm{c}}}{\mathrm{d}t} = \boldsymbol{i}_{1} - \boldsymbol{i}_{2}$$

$$\boldsymbol{i}_{1} = [\boldsymbol{i}_{1a} \ \boldsymbol{i}_{1b} \ \boldsymbol{i}_{1c}]^{\mathrm{T}} \quad \boldsymbol{i}_{2} = [\boldsymbol{i}_{2a} \ \boldsymbol{i}_{2b} \ \boldsymbol{i}_{2c}]^{\mathrm{T}}$$
(3)

其中

 $\boldsymbol{u}_{c} = [u_{ca} \ u_{cb} \ u_{cc}]^{\mathrm{T}} \quad \boldsymbol{u}_{g} = [u_{ga} \ u_{gb} \ u_{gc}]^{\mathrm{T}}$

式中: i_1 , i_2 分别为逆变器输出电流矢量和并网电 流矢量; u_c , u_g 分别为滤波电容电压矢量和电网电 压矢量; L_1 , r_1 , L_2 , r_2 为滤波电感及其寄生电阻;C为滤波电容; u_i 为逆变器输出电压矢量。 u_i 定义如下:

$$\boldsymbol{u}_{i} = \begin{bmatrix} u_{an} \\ u_{bn} \\ u_{cn} \end{bmatrix} = \frac{U_{dc}}{6} \boldsymbol{K} \boldsymbol{u} = \frac{U_{dc}}{6} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{a} \\ u_{b} \\ u_{c} \end{bmatrix} (4)$$

其中
$$\boldsymbol{u} = [u_a \ u_b \ u_c]^T$$

式中: U_{dc} 为直流电压; \boldsymbol{K} 为系数矩阵; u_{an}, u_{bn}, u_{cn} 为

逆变器三相输出电压;u为控制输入矢量。 设下标"p=a,b,c",则有;

$$u = \begin{cases} 1 & T_p \in \mathbb{H} \end{cases}$$

$$u_p = \begin{cases} 1 & 1_p \neq j \\ -1 & T_p \text{ bf} \\ \mathcal{H} \end{cases}$$
(5)

式中:T"为逆变器三相开关状态。

假设电网电压为 $u_{gp}=U_{g}\cos(\omega t+\theta)$,其中 U_{g} 为电网 电压峰值,则并网电流 i_{2p} 可定义为

$$i_{2p}^* = I_2^* \cos(\omega t + \theta) \tag{6}$$

式中: I_2^* 为 i_{2p}^* 的幅值; θ 为 i_{2p}^* 的相位,a相、b相和c相分别对应取值为0, $-2\pi/3$ 和 $-4\pi/3$ 。

2 新型滑模控制器设计

定义状态变量如下:

$$\boldsymbol{x}_{1} = \boldsymbol{u}_{c} - \boldsymbol{u}_{c}^{*} \tag{7}$$

$$\boldsymbol{x}_2 = \boldsymbol{\dot{u}}_c - \boldsymbol{\dot{u}}_c^* \tag{8}$$

$$x_3 = i_2 - i_2^*$$
 (9)

其中

 $x_1 = [x_{1a} x_{1b}]^T x_2 = [x_{2a} x_{2b}]^T x_3 = [x_{3a} x_{3b}]^T$ 选取两相电压量或电流量进行控制可减少一相 的传感器布置,本文选取了*a*相、*b*相施加控制。 显然,式(7)~式(9)的状态变量涉及参考矢量 u_e^* 和 i_2^* ,其中 i_2^* 是自定义参考量,但 u_e^* 必须生成,这 交由 PR 控制器实现。针对*a*相、*b*相设计滑动曲 面函数如下:

$$\boldsymbol{S} = \alpha \boldsymbol{x}_1 + \boldsymbol{x}_2 + \boldsymbol{\beta} \boldsymbol{x}_3 \tag{10}$$

其中

式中:α,β为正常数。

c相的滑动曲面函数可直接由- (S_a+S_b) 获得。在 SMC作用下,状态变量将沿滑动曲面S=0朝原点 x=0滑动需满足的条件为

 $S = [S_a S_b]^T$

$$S\frac{\mathrm{d}S}{\mathrm{d}t} < 0 \tag{11}$$

对式(10)求导可得:

$$\frac{\mathrm{d}S}{\mathrm{d}t} = \alpha \frac{\mathrm{d}x_1}{\mathrm{d}t} + \frac{\mathrm{d}x_2}{\mathrm{d}t} + \beta \frac{\mathrm{d}x_3}{\mathrm{d}t} \qquad (12)$$

根据式(7)和式(8),x₁的导数可写为

$$\frac{\mathrm{d}\boldsymbol{x}_1}{\mathrm{d}t} = \boldsymbol{x}_2 \tag{13}$$

推导得x₂的导数为

$$\frac{\mathrm{d}\boldsymbol{x}_2}{\mathrm{d}t} = \boldsymbol{\omega}_1^2 \boldsymbol{u}_1 - \boldsymbol{\omega}_r^2 \boldsymbol{x}_1 - \frac{r_1}{L_1} \boldsymbol{x}_2 + (r_2 \boldsymbol{\omega}_2^2 - r_1 \boldsymbol{\omega}_1^2) \boldsymbol{x}_3 + \boldsymbol{D}$$
(14)

其中

$$D = -\frac{d^2 u_c^*}{dt^2} - \frac{r_1}{L_1} \frac{du_c^*}{dt} + \omega_r^2 u_c^* + (r_2 \omega_2^2 - r_1 \omega_1^2) i_2^* + \omega_2^2 u_g$$
$$= \begin{bmatrix} D_a \\ D_b \end{bmatrix}$$
$$\omega_1 = 1/\sqrt{L_1 C}$$
$$\omega_2 = 1/\sqrt{L_2 C}$$
$$\omega_r = \sqrt{(L_1 + L_2)/L_1 L_2 C}$$

推导得x,的导数为

$$\frac{\mathrm{d}\boldsymbol{x}_3}{\mathrm{d}t} = \frac{1}{L_2}\boldsymbol{x}_1 - \frac{r_2}{L_2}\boldsymbol{x}_3 \tag{15}$$

在滑动模式下,由于S=0和S=0,故有:

$$\frac{\mathrm{d}^2 \boldsymbol{x}_1}{\mathrm{d}t^2} + \alpha \frac{\mathrm{d}\boldsymbol{x}_1}{\mathrm{d}t} + \frac{\beta}{L_2} \boldsymbol{x}_1 = \frac{r_2}{L_2} \boldsymbol{x}_3 \qquad (16)$$

考虑到在稳态下x3=0,故式(16)可简化为二阶齐 次微分方程,这意味着 x₁将根据α和β所确定的 速率指数衰减至零,从而u。将强迫跟踪上u^{*},x,也 衰减至零。

由式(2)和式(3),可将u。和i,表示为

$$L_2 \frac{\mathrm{d}\boldsymbol{i}_2}{\mathrm{d}t} + r_2 \boldsymbol{i}_2 = \boldsymbol{u}_{\mathrm{c}} - \boldsymbol{u}_{\mathrm{g}}$$
(17)

$$C\frac{\mathrm{d}\boldsymbol{u}_{\mathrm{c}}}{\mathrm{d}t} = \boldsymbol{i}_1 - \boldsymbol{i}_2 \qquad (18)$$

定义控制输入u如下:

$$\boldsymbol{u} = -\operatorname{sign}(\boldsymbol{S}) \tag{19}$$

情况 1:当 S<0⇒u=1 且 dt>0 的条件为

$$\left(\frac{\beta}{L_2} - \omega_r^2\right) x_1 + \left(\alpha - \frac{r_1}{L_1}\right) x_2 + \left(r_2 \omega_2^2 - r_1 \omega_1^2 - \frac{\beta r_2}{L_2}\right) x_3 + \omega_1^2 u_1 + D > 0$$
(20)

情况 II:当 S<0⇒u=-1 且.
$$\frac{dS}{dt}$$
<0 的条件为
 $\left(\frac{\beta}{L_2} - \omega_r^2\right) \mathbf{x}_1 + \left(\alpha - \frac{r_1}{L_1}\right) \mathbf{x}_2 + \left(r_2\omega_2^2 - r_1\omega_1^2 - \frac{\beta r_2}{L_2}\right) \mathbf{x}_3 + \omega_1^2 \mathbf{u}_i + \mathbf{D} < 0$ (21)

式(20)和式(21)构成了滑模边界。为了避 免高开关频率,可使用滞环代替符号函数如下:

$$\boldsymbol{u} = \begin{cases} 1 & S < h \\ -1 & S > -h \end{cases}$$
(22)

式中:h为滞环边界。

图2描述了的开关控制逻辑和a相滑动曲面 函数的演变。图中所示,当S_到达滞环下边界-h

时,T_a导通, T_a断开, 此时S_a改变方向, 朝滞环上边 界移动;当 S_a 到达滞环上边界h时, T_a 断开, \bar{T}_a 导 通,此时S。改变方向,朝滞环下边界移动。





 $x_{1a} \approx x_{2a} \approx 0, 则 S_a$ 的导数可写为

$$\frac{\mathrm{d}S_a}{\mathrm{d}t} \approx \frac{\omega_1^2 U_{\mathrm{dc}}}{6} \left(2u_a - u_b - u_c\right) + D_a \qquad (23)$$

其中

)

$$D_a = K_{1a}\sin(\omega t) + K_{2a}\cos(\omega t) = K_{da}\sin(\omega t + \phi)$$

$$K_{1a} = \omega I_2^* \left(\omega_r^2 L_2 - \omega^2 L_2 + \frac{r_1 r_2}{L_1} \right) + \frac{\omega r_1}{L_1} U_g$$

$$K_{2a} = I_2^* \left(\omega^2 r_2 + \frac{\omega^2 r_1 L_2}{L_1} - \omega_1^2 r_1 - \omega_1^2 r_2 \right) + U_g \left(\omega^2 - \omega_1^2 \right)$$

$$K_{da} = \sqrt{K_{1a}^2 + K_{2a}^2}$$

$$\phi = \tan^{-1} \left(K_{2a} / K_{1a} \right)$$

由于LCL滤波器设计时通常满足 $\omega_1 > \omega$,同时有 r_1 和r2近似为0,从而K2a<0,且由于K1a>0,故关系式 K2«<<K1»成立,移相角近似为Φ≈-90°。进一步,考 虑电网电压存在谐波扰动的情况,即

 $u_{ga} = U_{g}\cos(\omega t) + \sum_{n=3.5...}^{\infty} U_{g}(n)\sin(n\omega t) \quad (24)$ 其中,U_a(n)为谐波次数为n的电网电压谐波峰 值,扰动项包含以下的附加谐波分量:

$$D_{an} = D_a + \frac{n\omega r_1}{L_1} \sum_{n=3,5,\cdots}^{\infty} U_g(n) \sin(n\omega t) + (n^2 \omega^2 - \omega_1^2) \sum_{n=3,5,\cdots}^{\infty} U_g(n) \cos(n\omega t) \quad (25)$$

只要电容电压参考由PR控制器生成,则无 论是否有谐波扰动,所定义的滑动曲面函数对扰 动都不敏感,这是SMC固有的优点。在滑动过程 中,不连续控制 u 可以用连续的等效控制 u en代 替,而u_{eq}需满足-1<u_{eq}<1。将式(19)和式(23)代 入式(11)可得:

$$S_a \frac{\omega_1^2 U_{dc}}{6} \left[-2 \operatorname{sign}(S_a) + \operatorname{sign}(S_b) + \operatorname{sign}(S_c) + D_a\right] < 0$$
(26)

59

假设*S*_b>0且*S*_c<0,有:

$$\begin{cases} -1 < u_{eqa} < 1\\ u_{eqa} = -3K_{da}\cos(\omega t)/\omega_1^2 U_{dc} \end{cases}$$
(27)

将系统参数代入计算可发现式(27)在*S*_b>0 且*S*_c<0的开关时间间隔内始终成立。类似可推 导*b*相等效控制律。

图3为新型少传感器SMC框图。





3 电容电压参考生成

可使用 PR 控制器来生成 u_e^* ,从而实现并网 电流零稳态误差跟踪参考。PR 控制器的输入设 置为并网电流误差 $i_2^* - i_2$,则输出为 u_e^* ,对应 i_2 被强 制跟踪 i_2^* 。PR 控制器的传递函数 $G_{PR}(s)$ 为

$$G_{\rm PR}(s) = K_{\rm p} + \frac{2K_{\rm r}\omega_{\rm e}s}{s^2 + 2\omega_{\rm e}s + \omega^2}$$
(28)

式中:K_p,K_r分别为比例和谐振增益;ω_c为截止 频率。

文献[12]中指出,在同步旋转 dq坐标系中设 计的 PI 控制器和 abc 自然坐标系中的 PR 控制器 存在等效关系,故可根据 PI 控制器参数选取规律 进行 PR 控制器参数设计。阻尼为 0.707,使超调 控制在 4% 的 PI 控制器参数选取规律为

$$\begin{cases} K_{\rm pp} = f_{\rm sw} (L_1 + L_2)/3 \\ K_{\rm i} = (L_1 + L_2)/(r_1 + r_2) \end{cases}$$
(29)

式中:*K*_{pp},*K*_i分别为PI控制器的比例增益和积分 增益。

基于 PI 和 PR 控制器的等效规律可直接由式 (29) 推导出 K_a和 K_r的选取规律为

$$\begin{cases} K_{\rm p} = f_{\rm sw} (L_1 + L_2)/3 \\ K_{\rm r} = K_{\rm p} (r_1 + r_2)/(L_1 + L_2) \end{cases}$$
(30)

4 实验验证

为验证*abc*自然坐标系下的少传感器SMC,利 用额定功率为10kW的逆变器样机搭建了实验系 统,主要参数为:直流电压 U_{de} =600V,逆变器侧滤 波电感 L_1 =1.74 mH, L_1 寄生电阻 r_1 =0.2 Ω,网侧滤波 电感 L_2 =0.6867 mH, L_2 寄生电阻 r_2 =0.076 Ω,滤波 电容*C*=10 μF,电网电压有效值 U_g =230V。SMC 算法的硬件载体为TI浮点DSP(TMS320F28335), 电压电流测量由LEM传感器(LV 25-P和LA 55-P) 完成,并经调理电路处理后进行 AD转换,采样 频率设置为125 kHz。SMC 控制参数选择为: α = 14 000, β =130 000, h=0.02 V/µs, ω_c =1 rad/s, K_p = 8.09和 K_r =920.1。

图4为并网电流参考幅值 I_2^* 从10A阶跃变 化至20A时的动态响应。其中,图4a中动态响 应结果对应SMC参数 α 设置为14000, β 设置为 0;图4b中 β 设置为130000。对比两种控制参数 设置可看出, β 可以决定电流的动态响应速度, 当 β =130000时,系统获得了更快的动态响应速 度。图4表明不使用PR控制器生成 u_c^* 时,滑动 曲面函数中的 βx_3 项至关重要,其决定了SMC动 态性能。





图 5a 为使用 PR 控制器生成 u^{*}_c时, I^{*}₂从 10 A 阶跃变化至 20 A 时的动态响应, 新型 SMC 参数设 置为 α=14 000 和β=0。为了对比, 图 5b 和图 5c 给 出了同样测试条件下采用传统 dq 坐标系下的 SMC 作用下的并网电流和电网电压波形, 其中传 统 SMC参数设置为 β =0和 β =130 000两种情况。 从图 5b可看出, β =0时传统 SMC的动态响应非常 慢,而设置 β =130 000后,传统 SMC的动态响应增 速,但性能仍稍逊于新型 SMC。系统进入稳态 后,新型 SMC 的并网电流总谐波失真(total harmonic distortion, THD)仅为 1.3%,小于传统 SMC 方案下的 1.8%,故稳态性能也更优。同时,新型 SMC 较之传统 SMC 方案,无需复杂的坐标变换, 也规避了对c相电压电流的采样,减少了传感器 配置,有利于提高系统可靠性。对比图 4 和图 5a 可看出,新型 SMC 具有所期望的控制性能,如快 速动态响应和与电网电压同相的正弦并网电流 的同时,还对参数 L_2 变化具有鲁棒性,且无需在 滑动曲面函数中使用 βx_3 项。



图 5 并网电流参考阶跃时的动态响应(由 PR 控制器生成 **u**_e^{*}) Fig.5 Dynamic response at reference step of grid-connected current (**u**_e^{*} generate by PR controller)

图 6 和图 7 分别为 a 相电网电压从 230 V 突降至 196 V时、电网三相电压不平衡和谐波 扰动下新型 SMC 和传统 SMC 方案的控制性能 对比实验波形图。测试结果表明,电网电压扰 动下,两种控制策略均可实现较好的并网电流 控制。



图 8 为两种 SMC 控制策略下,滞环调节器边 界参数 h 变化对并网电流 THD 的影响。图中所



图8 并网电流THD随滞环调节器边界参数h变化曲线

Fig.8 Curves of the grid current THD varies with the boundary parameter h of the hysteresis regulator

示,THD随h增加而增大,但新型SMC作用下的 并网电流THD始终较小。

最后,表1汇总了两种SMC控制策略的对比 结果。表中所示,在动态响应速度、并网电流稳 态误差和所需传感器数量和实现难度等方面,所 设计的新型SMC方案均优于传统SMC方案。

表1 两种SMC控制策略性能对比

Tab.1 Performance comparison of two SMC control strategies

对比项目	新型SMC	传统SMC
电流传感器个数	2	3
电压传感器个数	2	3
稳态并网电流 THD/%	1.3	1.8
稳态并网电流参考跟踪误差	零误差	零误差
abc/dq坐标系变换计算或反变换计算	不需要	需要
SMC参数 β =0的动态响应速度	较快	较慢
控制器复杂度	较低	较高

5 结论

本文设计了一种 LCL 并网三相逆变器的少 传感器 SMC策略。新型 SMC基于 a 相和 b 相的滑 动曲面函数实现,c 相的滑模控制律直接由 a 相和 b 相的滑动曲面函数导出,减少了 c 相相关传感 器,可靠性更高。对比实验结果表明,在并网电 流参考阶跃、电网电压不平衡和谐波扰动下,新 型 SMC 具有比传统 dq 坐标系下的 SMC 更快的动 态响应,且稳态并网电流 THD 更小,故新型 SMC 的性能更优,且易于实现。

参考文献

 [1] 刘芳,张喆,马铭遥,等.弱电网条件下基于稳定域和谐波 交互的并网逆变器 LCL参数设计[J].中国电机工程学报, 2019,39(14):4231-4242.

Liu Fang, Zhang Zhe, Ma Mingyao, *et al.* LCL filter design method based on stability region and harmonic interaction for grid-connected inverters in weak grid[J]. Proceedings of the CSEE,2019,39(14):4231-4242.

- [2] 吕志鹏,吴鸣,宋振浩,等.高阶无源滤波器对比分析[J].电 力自动化设备,2019,39(6):54-60.
 Lü Zhipeng, Wu Ming, Song Zhenhao, *et al.* Comparative analysis of high-order passive filters[J]. Electric Power Automation Equipment, 2019, 39(6):54-60.
- [3] 胥芳,王坚锋,潘国兵,等.LCL型有源滤波器混合状态反馈 虚拟阻尼控制策略[J].电工技术学报,2019,34(23):5014-5022.

Xu Fang, Wang Jianfeng, Pan Guobing, *et al.* LCL active power filter based on hybird states feedback virtual damping control strategy[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(23):5014–5022.

- [4] Blaabjerg F, Teodorescu R, Liserre M, et al. Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2006, 53 (5):1398–1409.
- [5] 鲍陈磊,阮新波,王学华,等.基于PI调节器和电容电流反馈 有源阻尼的LCL型并网逆变器闭环参数设计[J].中国电机 工程学报,2012,32(25):133-142.

Bao Chenlei, Ruan Xinbo, Wang Xuehua, *et al.* Design of gridconnected inverters with LCL filter based on PI regulator and capacitor current feedback active damping[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(25):133–142.

[6] 凌毓畅,曾江.LCL型并网逆变器的线性自抗扰控制[J].电 气传动,2018,48(9):34-41.

Ling Yuchang, Zeng Jiang. Linear active disturbance rejection control for grid-connected inverter with LCL filter[J]. Electric Drive, 2018, 48(9): 34–41.

- [7] Hu J, Shang L, He Y, et al. Direct active and reactive power regulation of grid-connected DC/AC converters using sliding mode control approach[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(1):210–222.
- [8] Sebaaly F, Vahedi H, Kanaan H Y, et al. Design and implementation of space vector modulation-based sliding mode control for grid-connected 3L-NPC inverter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(12):7854–7863.
- [9] 揭飞,陈国定,钟引帆,等.带LCL滤波的单相逆变器滑模控 制[J].太阳能学报,2017,38(4):1032-1038.
 Jie Fei, Chen Guoding, Zhong Yinfan, *et al.* Sliding mode control method of single-phase inverter with LCL filter[J]. Acta Energiae Solaris Sinica,2017,38(4):1032-1038.
- [10] Komurcugil H, Altin N, Ozdemir S, et al. Sliding-mode and proportional-resonant based control strategy for three-phase gridconnected LCL-filtered VSI[C]//42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON). IEEE, 2016: 2396–2401.
- [11] Guzman R, De Vicuna L G, Castilla M, et al. Variable structure control for three-phase LCL-filtered inverters using a reduced converter model[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018,65(1):5-15.
- [12] Holmes D G, Lipo T A, McGrath B P, et al. Optimized design of stationary frame three phase AC current regulators[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(11):2417–2426.

收稿日期:2020-11-02 修改稿日期:2020-12-16