

光伏 LCL 型并网逆变器的积分滑模容错控制策略

游国栋¹, 李继生¹, 侯 勇¹, 李铁生², 李 丹¹, 荣宏伟¹

(1. 天津科技大学电子信息与自动化学院, 天津 300222; 2. 天津和谐云泽成套电气设备有限公司, 天津 301907)

摘 要: 针对光伏 LCL 滤波并网逆变系统中参数的不确定性故障和外界干扰故障, 对系统在不确定性和执行器故障情况下的数学模型进行重构, 提出一种基于高阶滑模观测器的连续积分滑模容错控制方法, 该算法设计一个高阶滑模状态观测器, 可对故障状态进行有效估计, 以抑制故障的不利影响。结合滑模控制原理构建一个连续积分滑模控制器, 设计系统控制分配律, 并推导出系统故障的稳定条件, 采用 Lyapunov 函数证明闭环系统的稳定性。通过仿真验证所提控制策略的有效性。

关键词: 光伏; 并网逆变器; 滑模控制; 容错控制; 控制分配律

中图分类号: TM464

文献标识码: A

0 引 言

光伏 LCL 型并网逆变器是一类典型的开关型非线性系统, 线性控制方法在该类系统中受到极大限制, 尤其在快速性、精确性方面更是不佳, 因而现代非线性控制方法在光伏并网逆变系统中的应用成为当前逆变器控制的研究热点之一^[1-4]。目前逆变器控制应用方案主要有双闭环控制、无差拍控制、重复控制等, 虽然都对逆变器的性能有所改进, 但也存在不同程度的问题。

故障容错控制可依据检测故障信息来构成不同的闭环控制系统, 并依此分为主动和被动 2 种容错控制^[5-10], 且 2 种容错控制方法的可行性取决于故障的可恢复性、补偿性。控制分配方法具有虚拟控制律与控制指令分配相互独立设计的优点, 是目前解决执行器和(或)传感器冗余控制问题较为有效的方法^[11-16]。滑模控制具有很强的鲁棒性, 可使系统具有良好的动态性能^[17-19]。胡庆雷等^[20]设计了一种新型终端滑模故障容错姿态控制方案, 以解决航天器冗余执行器存在故障与控制受限的姿态跟踪控制问题, 可有效抑制航天器遭受的外部干扰和执行器故障等。为解决模块化多电平变流器由于故障引起的功率损耗问题, 申 科等^[7]借用一

种电容电压的冗余排序法提出一种容错控制策略, 与普通载波层叠脉宽调制方法相比, 避免了其固有的功率不均衡问题。文献[11]从多操纵面飞机的快速平稳控制问题出发, 构建了一种基于控制分配的积分滑模主动容错方法。文献[12]研究一种基于动态自适应加权伪逆法的积分滑模主动容错方法, 实现了多操纵面飞行器损伤故障时的容错控制。研究表明控制分配性能和滑模控制策略的良好结合, 可使系统得到更强的鲁棒性, 有利于减小由于干扰及模型不确定性引起的系统误差。在光伏 LCL 型并网逆变系统的故障容错控制方面并无太多研究文献^[21-23]。

在实际运行中, 光伏 LCL 型并网逆变系统的工作状态通常存在着诸多的干扰, 其中主要干扰因素包括系统参数的不确定性故障和外界干扰故障, 因此对其故障干扰信息进行有效准确估计尤为重要。针对存在执行器故障的非线性系统, 刘春生等^[24]在研究 H2 容错控制器中, 采用神经网络估计了系统故障, 结合滑模控制给出了具有指定稳定度的 H2 控制律, 并在空间飞行器的控制系统中进行了仿真应用。在文献[25]中, 设计积分滑模容错控制器中, 采用了一个二阶状态观测器对故障状态进行估计。目前, 关于光伏 LCL 型并网逆变系统

收稿日期: 2016-02-18

基金项目: 国家自然科学基金(60771014); 天津市科技计划项目(课题)(17YFZCNC00230); 天津市应用基础与前沿技术研究计划(自然科学基金)重点项目(13JCZDJC29100); 天津市科技特派员项目(15JCTPJC64100)

通信作者: 游国栋(1973—), 男, 硕士、副教授, 主要从事新能源并网发电控制技术的研究。yougdong1973@sohu.com

的故障信息估计问题的研究报道^[26-34]并不多见。

基于上述分析,本文在建立光伏 LCL 型并网逆变系统在不确定性和执行器故障情况下的数学模型的基础上,提出一类基于高阶滑模观测器的连续积分滑模容错控制分配方法。首先,充分发挥控制分配所具有的虚拟控制律与控制指令分配相互独立设计的优点,设计控制分配律,建立光伏 LCL 型并网逆变系统在不确定性和执行器故障情况下的数学模型;其次,设计一类高阶滑模观测器,对光伏 LCL 型并网逆变系统故障信息进行有效估计,使逆变系统跟踪参考模型;然后利用连续积分滑模控制理论和控制分配律,设计一个连续的基于固定控制分配方案的积分滑模控制器,以直接处理执行器故障,确保在参数不确定和执行器故障下的闭环系统的稳定性。最后,仿真实例验证所提方法的有效性。

1 问题描述

1.1 光伏 LCL 型并网逆变器主电路拓扑

光伏 LCL 型并网逆变系统主电路拓扑如图 1 所示。逆变器包括直流输入电压 U_{in} 、6 个全控型器件功率开关管 $Q_1 \sim Q_6$ 、LCL 低通滤波器 3 部分。电网侧电感 L_g 、逆变器侧电感 L_s 和电容 C 侧的等效串联电阻分别为 R_g 、 R_s 和 R_c , i_g 、 i_s 和 i_c 分别为流过电感 L_g 、 L_s 和电容 C 的电流, U_g 为网侧的端电压。

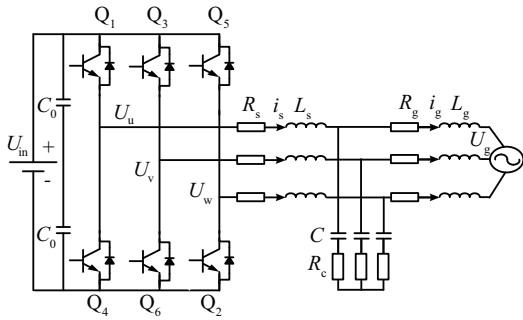


图1 光伏 LCL 型并网逆变器拓扑图

Fig. 1 Topology of photovoltaic grid-connected inverter with LCL filter

1.2 光伏 LCL 型并网逆变器传统控制

光伏 LCL 型并网逆变器传统的控制方式如图 2 所示,该控制系统主要由两相旋转坐标系下建立的电流环控制和状态变量反馈两部分组成。图 2 中 U_{in} 、 i_{in} 为直流输入的电压和电流, u_{in}^* 为直流输

入参考电压, i_d^* 、 i_q^* 、 i_d 、 i_q 分别为 d 和 q 轴的输入参考电流和状态反馈, $ssfb\alpha$ 、 $ssfb\beta$ 分别为 α 轴和 β 轴的状态反馈^[21]。

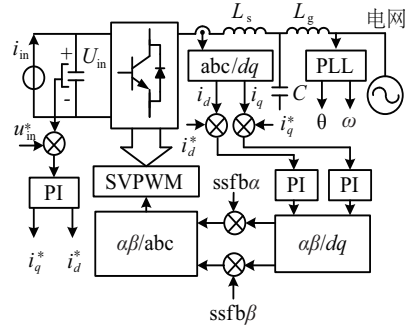


图2 光伏 LCL 型并网逆变器传统的控制策略

Fig. 2 Traditional control strategy of photovoltaic grid-connected inverter with LCL filter

1.3 状态方程及问题描述

假设图 1 中电网处于三相平衡状态,由基尔霍夫大电流电压定律,并采用 Clarke 变换以消除三相中的共模分量,可得到光伏 LCL 型并网逆变器连续的数学模型^[33]。

$$\begin{cases} L_s \frac{di_s(t)}{dt} = -R_s i_s(t) + U_o(t) - U_c(t) \\ L_g \frac{di_g(t)}{dt} = -R_g i_g(t) + U_c(t) - U_g(t) \\ \frac{dU_c(t)}{dt} = \frac{i_s(t)}{C} - \frac{i_g(t)}{C} + R_c \left(\frac{di_s(t)}{dt} - \frac{di_g(t)}{dt} \right) \end{cases} \quad (1)$$

式中, i_s —— 逆变器输出电流; i_g —— 网侧电流, U_o —— 逆变器输出电压,且 $U_o = U_u = U_v = U_w$, U_c 为电容 C 的端电压, U_g 为电网侧电压。

定义状态变量 $x(t) = [x_1, x_2, x_3] = [i_s, i_g, U_c]$, 从而得到系统的状态空间表达式和输出方程为:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases} \quad (2)$$

式中, $u(t)$ —— 系统输入; $y(t)$ —— 系统标量输出; A —— 系统矩阵; B —— 控制矩阵; C —— 观测矩阵,且:

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & 0 & -\frac{1}{L_s} \\ 0 & -\frac{R_g}{L_g} & \frac{1}{L_g} \\ \frac{1}{C} - \frac{R_c R_s}{L_s} - \frac{1}{C} + \frac{R_c R_g}{L_g} & -R_c \left(\frac{1}{L_s} + \frac{1}{L_g} \right) & 0 \end{bmatrix},$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_g} \\ \frac{R_c}{L_s} + \frac{R_c}{L_g} & 0 \end{bmatrix}, C = [1 \ 0 \ 0], u(t) = [U_o \ U_g]^T。$$

工程应用中光伏 LCL 型并网逆变器受多种因素的干扰,考虑系统参数的不确定性故障,即 L_g 、 L_s 、 C 、 R_g 、 R_s 和 R_c 的理论值与实际值之间的误差。将式(2)表达为另一种公式,即:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = (A + A_g)x(t) + (B + B_g)u(t) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases} \quad (3)$$

式中, A_g ——系统可能存在的输入不确定矩阵; B_g ——执行器故障矩阵,并 $(B + B_g) = B(I - K(t))$, 对角加权矩阵 $K(t) = \text{diag}\{k_1(t), k_2(t), k_3(t)\}$ 为执行器故障残余效能矩阵,且 $0 < k_i(t) < 1 (i = 1, 2, 3)$, 当 $k_i(t)$ 分别等于 1, 0 时,第 i 个执行器处于故障和无故障状态。

设定 $\bar{x}(t) = T_0 x(t)$, 式(3)所示的系统 3 可转换为式(4):

$$\begin{cases} \dot{\bar{x}}(t) = (\bar{A} + \bar{A}_g)\bar{x}(t) + \bar{B}(I - K(t))u(t) \\ y(t) = \bar{C}\bar{x}(t) \end{cases} \quad (4)$$

式中, T_0 ——非奇异矩阵,且满足 $\bar{A} = T_0 A T_0^{-1}$ 、 $\bar{A}_g = T_0 A_g T_0^{-1}$ 、 $\bar{B} = T_0 B = [\bar{B}_1 \ \bar{B}_2]^T$ 、 $\bar{C} = C T_0^{-1}$ 。同时,输入分布矩阵 $\bar{B}_1 \in R^{2 \times 2}$ 和 $\bar{B}_2 \in R^{1 \times 2}$ 满足不等式 $\|\bar{B}_1\| \ll \|\bar{B}_2\|$, 且假设系统的控制任务主要由 B_2 决定,则通过系统重构总能使得 $\bar{B}_2 \bar{B}_2^T = I_1$ 成立,即满足 $\|\bar{B}_2\| = 1$, 式(4)所示的系统 4 可转换为式(5):

$$\begin{cases} \dot{\bar{x}}(t) = (\bar{A} + \bar{A}_g)\bar{x}(t) + [\bar{B}_1] (I_2 - K(t))u(t) \\ y(t) = \bar{C}\bar{x}(t) \end{cases} \quad (5)$$

考虑系统输入量 U_o 和 U_g 的干扰故障,并设定固定控制分配律为 $u(t) = \bar{B}_2^T(v_0(t) + v_1(t))$, 其中 $v_1(t) \in R^{1 \times 1}$ 为系统(4)执行器无故障时($K(t) = 0$)的额定虚拟控制量, $v_1(t)$ 用来补偿执行器故障,则系统 5 (见式(5))可转换为:

$$\begin{cases} \dot{\bar{x}}(t) = (\bar{A} + \bar{A}_g)\bar{x}(t) + \bar{B}_{v_0} v_0(t) \\ y(t) = \bar{C}\bar{x}(t) \end{cases} \quad (6)$$

式中, $\bar{B}_{v_0} = [\bar{B}_1 \ \bar{B}_2^T]^T$; $\bar{A}_g \bar{x}(t) = g(t, \bar{x})$; 函数 $g(t, \bar{x})$ 满足 $\|g(t, \bar{x})\| \leq \gamma \|\bar{x}\|$, 且 $g(t, 0) = 0$, 即其局部 Lipchitz 于 x , 一致于 t , $\forall t \geq 0$ 。

2 状态估计

为保证对逆变器故障状态的有效估计做如下假设(假设 2 见 3.3 节):

假设 1: $(\bar{A} \ \bar{B}_{v_0})$ 是完全可控的; $(\bar{A} \ \bar{B} \ \bar{C})$ 为最小相位; $\text{rank}(\bar{B}) = 2$; 系统 5 (见式(5))的输出为一维向量 r_1 。

设定非奇异矩阵 T 为 $T = [U^T \ V^{*T}]^T$, 其中 U 定义为 $U = [\bar{c}_1^T, (\bar{c}_1 \bar{A})^T, (\bar{c}_1 \bar{A}^{T_1-1})^T]^T$, $V \in R^{3 \times 2}$ 为不易观察子空间 v^* 的基, 且满足 $\bar{C}V = 0$ 和 $\bar{A}V - \bar{B}K^* = VQ \bar{A} - \bar{B}K^*V = VQ$ ($K^* \in R^{2 \times 3}$, $K^* \in R^{2 \times 2}$, $Q \in R^{2 \times 2}$)。设定 $\tilde{x}(t) = T\bar{x}(t)$, 则系统(5) (见式(5))可以转换为以下形式:

$$\begin{cases} \dot{\tilde{x}}(t) = \tilde{A}\tilde{x}(t) + \tilde{A}_g\tilde{x}(t) + \begin{bmatrix} \tilde{B}_1 \\ \tilde{B}_2 \end{bmatrix} (u(t) - f(t)) \\ y(t) = \tilde{C}_1\tilde{x}_1(t) \end{cases} \quad (7)$$

式中, $\tilde{A} = \begin{bmatrix} \tilde{A}_{11} & 0 \\ \tilde{A}_{21} & \tilde{A}_{22} \end{bmatrix} = T(\bar{A} - \bar{B}K^*)T^{-1}$; $\tilde{A}_g\tilde{x}(t) = \tilde{g}(t, \tilde{x}) = T\bar{A}_gT^{-1}\tilde{x}$; $\begin{bmatrix} \tilde{B}_1 \\ \tilde{B}_2 \end{bmatrix} = T\bar{B}$; $\tilde{C}_1 = \bar{C}U^*$; $f(t) = K(t)u(t) - K^*\tilde{x}_2(t)$, 且 $\dot{\tilde{x}}_1(t) \in R^{1 \times 2}$, $\dot{\tilde{x}}_2(t) \in R^{2 \times 2}$ 分别为系统极易和不易观察到的状态。

在假设 1 成立条件下,系统 5 (见式(5))的状态观测器可表示为:

$$\begin{cases} \hat{\tilde{x}}_1(t) = z_1(t) + P_o^{-1}v(t) \\ \dot{z}_1(t) = \tilde{A}_{11}z_1(t) + \tilde{B}_1u(t) + L(y(t) - \tilde{C}_1z_1(t)) \\ \dot{v}(t) = W(t)(y(t) - \tilde{C}_1z_1(t), v(t)) \\ \hat{\tilde{x}}_2(t) = z_2(t) + \tilde{B}_2\tilde{B}_1^*\hat{\tilde{x}}_1(t) \\ \dot{z}_2(t) = \tilde{A}_{21}\hat{\tilde{x}}_1(t) + \tilde{A}_{22}\hat{\tilde{x}}_2(t) + \tilde{B}_2u(t) - \tilde{B}_2\tilde{B}_1^*(\tilde{A}_{11}\hat{\tilde{x}}_1(t) + \tilde{B}_1u(t)) \end{cases} \quad (8)$$

式中, $\hat{\tilde{x}}_1(t), z_1(t) \in R^{1 \times 2}$, $\hat{\tilde{x}}_2(t), z_2(t) \in R^{2 \times 2}$, 增益矩阵 $L \in R^{1 \times 1}$ 满足 $\tilde{A}_{11} - L\tilde{C}_1 = \tilde{A}_{L_1}$ 。由假设 1 可知 $\text{rank}(\tilde{B}_1) = 2$, 则 \tilde{B}_1^* 为 \tilde{B}_1 的伪逆。分布矩阵 $P_o = [\bar{c}_1^T, (\bar{c}_1 \tilde{A}_{L_1})^T, (\bar{c}_1 \tilde{A}_{L_1}^{T_1-1})^T]^T$, $W(t)$ 为一非线性函数。

定义状态估计误差为 $\tilde{e}(t) = \tilde{x}(t) - \hat{\tilde{x}}(t)$, 则系统 8 (见式(8))的动态误差估计为:

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{e}}(t) = & \tilde{A}_e\tilde{e}(t) + \begin{bmatrix} \tilde{A}_{11} - L\tilde{C}_1 \\ \tilde{B}_2\tilde{B}_1^*(\tilde{A}_{11} - L\tilde{C}_1) \end{bmatrix} P_o^{-1}v(t) - \\ & \begin{bmatrix} P_o^{-1} \\ \tilde{B}_2\tilde{B}_1^*P_o^{-1} \end{bmatrix} W(t) - \begin{bmatrix} \tilde{B}_1 \\ \tilde{B}_2 \end{bmatrix} f(t) + \tilde{A}_g\tilde{x}(t) \end{aligned} \quad (9)$$

其中, $\tilde{A}_e = \begin{bmatrix} \tilde{A}_{11} - L\tilde{C}_1 & 0 \\ \tilde{A}_{21} - \tilde{B}_2\tilde{B}_1^*L\tilde{C}_1 & \tilde{A}_{22} \end{bmatrix}$; $\tilde{A}_g\tilde{x}(t) = \tilde{g}(t, \tilde{x}) = \begin{bmatrix} \tilde{g}_1(t, \tilde{x}) \\ \tilde{g}_2(t, \tilde{x}) \end{bmatrix}$; 且 $\tilde{g}_1(t, \tilde{x}) \in \mathbf{R}^{1 \times 2}$; $\tilde{g}_2(t, \tilde{x}) \in \mathbf{R}^{2 \times 2}$ 。

设定 $\bar{e}(t) = T^{-1}\tilde{e}(t)$, 则状态估计误差可以转换为 $\dot{\bar{e}}(t) = \bar{A}_e\bar{e}(t) + T^{-1}\tilde{g}(t, \tilde{x})$, 且 $\bar{A}_e = T^{-1}\tilde{A}_eT$, $T^{-1}\tilde{g}(t, \tilde{x}) = \bar{A}_g\bar{x}$ 。

文献 [1] 证明, 在执行器故障满足 $\|K(t)u(t)\| \leq K^+$, $\|e_{y_k}^{(r_k)}\| \leq M_k$ (估算值), 及无故障 $\tilde{g}(t, \tilde{x}) = 0$ 情况下, 采用高阶滑模观测器 (8), 总能获得极易观察状态的精确状态估计 $\hat{x}_1(t)$ 和不易观察状态的渐近估计 $\hat{x}_2(t)$ [27]。因此, 采用上述高阶滑模观测器能够对逆变器系统故障信息 (包括极易和不易观察状态) 实现准确的估计。

3 控制器的设计

3.1 积分滑模面的设计

定义滑模面为 s , 则:

$$\begin{cases} s(t) = G(\hat{x}(t) - \hat{x}(0)) - G \int_0^t (\bar{A}\hat{x}(\tau) + \bar{B}_{v_0}v_0(\tau))d\tau \\ s(0) = 0 \end{cases} \quad (10)$$

式中, $G \in \mathbf{R}^{1 \times 3}$ 为投影矩阵, 满足 $\text{rank}(G\bar{B}_{v_0}) = 1$, 且 $G = \bar{B}_2\bar{B}^*$ 。

为简单起见, 用一个新的变量定义执行器故障, 即 $\xi(t) = K(t)u(t)$, 并分别投影到与 \bar{B}_2^T 相匹配和不相匹配的空间上, 即 $\xi(t) = \xi_1(t) + \xi_2(t)$, 则 $\xi_1(t) = \bar{B}_2^T\bar{B}_2^{T+}\xi(t)$ 和 $\xi_2(t) = \bar{B}_2^{T\perp}\bar{B}_2^{T\perp T}\xi(t)$ 分别属于 \bar{B}_2^T 相匹配和不相匹配的空间元素。同时, $\bar{B}_2^{T\perp} \in \mathbf{R}^{2 \times 1}$ 跨过了 \bar{B}_2 的零空间。则式 (5) 又可写为:

$$\dot{\hat{x}}(t) = (\bar{A} + \bar{A}_g)\bar{x}(t) + \bar{B}u(t) - \bar{B}(\xi_1(t) - \xi_2(t)) \quad (11)$$

对 $s(t)$ 求导:

$$\begin{aligned} \dot{s}(t) &= G\bar{A}\bar{e}(t) + G\bar{B}_{v_0}(v_1(t) + \bar{B}_2^{T+}\xi(t)) - \\ &\quad G\bar{B}\xi_2(t) - G\bar{e}(t) + G\bar{A}_g\bar{x}(t) \end{aligned} \quad (12)$$

当 $\dot{s}(t) = 0$ 时, 滑模结构的等价控制量:

$$v_{1_{eq}}(t) = \bar{B}_2^{T+}\xi - (G\bar{B}_{v_0})^{-1}G[\bar{A}\bar{e}(t) - \bar{B}\xi_2(t) - \dot{\bar{e}}(t) + \bar{A}_g\bar{x}(t)] \quad (13)$$

综上, 滑模动态方程可表示为:

$$\dot{\hat{x}}(t) = \bar{A}\bar{x}(t) + \bar{B}_{v_0}v_0(t) - \bar{B}_{B_2}\bar{A}_{A_g}\bar{e}(t) + \bar{A}_g\bar{x}(t) - \bar{B}\xi_2(t) \quad (14)$$

式中, $\bar{B}_{B_2} = \bar{B}\bar{B}_2^T\bar{B}_2\bar{B}_2^*$; $\bar{A}_{A_g} = \bar{A} - \bar{A}_e$

3.2 闭环稳定性

设定状态估计反馈控制量 $v_0(t) = -F\hat{x}(t)$ ($F \in \mathbf{R}^{1 \times 3}$ 为反馈增益), 估计动态误差 $\bar{e}(t) = \bar{x}(t) - \hat{x}(t)$, 则闭环系统的动态性能又可表示为:

$$\begin{bmatrix} \dot{\bar{x}}(t) \\ \dot{\bar{e}}(t) \end{bmatrix} = \bar{A}_{v_0} \begin{bmatrix} \bar{x}(t) \\ \bar{e}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \bar{A}_g \\ \bar{A}_e \end{bmatrix} \bar{x}(t) - \begin{bmatrix} \bar{B} \\ 0 \end{bmatrix} \xi_2(t) \quad (15)$$

式中, $\bar{A}_{v_0} = \begin{bmatrix} \bar{A} - \bar{B}_{v_0}F & -\bar{B}_{B_2}\bar{A}_{A_g} + \bar{B}_{v_0}F \\ 0 & \bar{A}_e \end{bmatrix}$, $\bar{\theta}(t) = \begin{bmatrix} \bar{x}(t) \\ \bar{e}(t) \end{bmatrix}$, 函数

$\bar{\varepsilon}_1(t, \bar{x}) = \begin{bmatrix} \bar{A}_g \\ \bar{A}_e \end{bmatrix} \bar{x}(t)$ 满足 $\|\bar{\varepsilon}_1(t, \bar{x})\| \leq \bar{\Gamma}\|\bar{x}\|$, $\bar{\varepsilon}_1(t, 0) = 0$, 且 $\bar{\Gamma}$

为一足够小的正常数, 其局部 Lipschitz 于 \bar{x} , $\forall t \geq 0$ 均匀于 t 。同时, \bar{B}_2^T 中不相匹配的执行器故障 $\bar{\varepsilon}_2(t, \bar{x}) = \begin{bmatrix} \bar{B} \\ 0 \end{bmatrix} \xi_2(t)$ 为一非零函数。综合以上分析, 给出闭环系统以下定理。

定理 1: 系统 11 (见式 (11)) 采用故障状态观测器 (8) (见式 (8)) 和反馈控制量 $v_0(t) = -F\hat{x}(t)$, 假设 1 成立, $(\bar{x}, \bar{e}) = (0, 0)$ 为额定系统 ($\bar{\varepsilon}_1(t, \bar{x}) = \bar{\varepsilon}_2(t, \bar{x}) = 0$) 的一个指数平衡点, 并取 Lyapunov 函数为 $V(\bar{\theta})$ 。同时, 假设 \bar{B}_2^T 不匹配执行器故障 $\bar{\varepsilon}_2(t, \bar{x})$ 满足 $\|\bar{\varepsilon}_2(t, \bar{x})\| \leq \zeta < \frac{\phi}{c_3} \sqrt{\frac{c_1}{c_2}}, \forall t \geq 0, \forall \bar{x} \in \mathbf{R}^3$, 且 c_1, c_2, c_3 , $0 < \phi < 1, 0 < \iota < 1$, 则对所有初始状态量 $(\bar{x}(t_0), \bar{e}(t_0))$ 在有限时间内系统 11 的解 $\bar{\theta}(t)$ 满足:

$$\begin{cases} \|\bar{\theta}(t)\| \leq \beta e^{-\gamma(t-t_0)} \|\bar{\theta}(t_0)\|, \forall t_0 \leq t < t_0 + T \\ \|\bar{\theta}(t)\| \leq b, \forall t \geq t_0 + T \end{cases} \quad (16)$$

式中, $\beta = \sqrt{\frac{c_1}{c_2}}, \gamma = \frac{(1-\iota)\phi}{2c_2}, b = \frac{c_3\zeta}{\phi} \sqrt{\frac{c_2}{c_1}}$ 。

证明: 闭环系统动态性能可表示为:

$$\dot{\bar{\theta}}(t) = \bar{A}_{v_0}\bar{\theta}(t) + \bar{\varepsilon}_1(t, \bar{x}) - \bar{\varepsilon}_2(t, \bar{x}) \quad (17)$$

由于矩阵 $\bar{A} - \bar{B}_{v_0}F$ 和 \bar{A}_e 稳定, 则矩阵 \bar{A}_{v_0} 符合 Hurwitz [16, 26]。因此, 额定系统 ($\bar{\varepsilon}_1(t, \bar{x}) = \bar{\varepsilon}_2(t, \bar{x}) = 0$) 有一个指数稳定的平衡点, 即 $(\bar{x}, \bar{e}) = (0, 0)$, 使 $Q = Q^T > 0$ 和 $P\bar{A}_{v_0} + \bar{A}_{v_0}^T P = -Q$ 成立, 且 $P = P^T > 0$ 为唯一解。

取 Lyapunov 函数 $V(\bar{\theta}) = \bar{\theta}^T P \bar{\theta}$, 则:

$$\begin{cases} \lambda_{\min}(P)\|\bar{\theta}\|^2 \leq V(\bar{\theta}) \leq \lambda_{\max}(P)\|\bar{\theta}\|^2 \\ \frac{\partial V}{\partial \bar{\theta}} \bar{A}_{v_0} \bar{\theta} = -\bar{\theta}^T Q \bar{\theta} \leq -\lambda_{\min}(Q)\|\bar{\theta}\|^2 \\ \left\| \frac{\partial V}{\partial \bar{\theta}} \right\| = \|2\bar{\theta}^T P\| \leq 2\|P\|\|\bar{\theta}\| = 2\lambda_{\max}(P)\|\bar{\theta}\| \end{cases} \quad (18)$$

对 $V(\bar{\theta})$ 求导, 并令 $\bar{r} \leq \frac{(1-\phi)\lambda_{\min}(Q)}{2\lambda_{\max}(P)} (0 < \phi < 1)$,

则有:

$$\begin{cases} \dot{V}(\bar{\theta}) \leq -(\lambda_{\min}(Q) - 2\lambda_{\max}(P)\bar{r})\|\bar{\theta}\|^2 + 2\lambda_{\max}(P)\xi\|\bar{\theta}\| \\ \dot{V}(\bar{\theta}) \leq -\phi\|\bar{\theta}\|^2 + 2\lambda_{\max}(P)\xi\|\bar{\theta}\| \leq -(1-\iota)\phi\|\bar{\theta}\|^2, \\ \forall \|\bar{\theta}\| \geq \frac{2\lambda_{\max}(P)\xi}{\phi\iota}, 0 < \iota < 1 \\ \dot{V}(\bar{\theta}) \leq -\frac{(1-\iota)\phi}{\lambda_{\min}(P)}V(\bar{\theta}) = \tau V(\bar{\theta}) \\ V(\bar{\theta}(t_0)) \leq \lambda_{\max}(P)\|\bar{\theta}(t_0)\|^2 \end{cases} \quad (19)$$

设 定 $v(t) = v(t_0)e^{-\tau(t-t_0)}$, $\dot{v}(t) = -\tau v(t)$,
 $v(t_0) = \lambda_{\max}(P)\|\bar{\theta}(t_0)\|^2$, 利用比较原理^[15]有:

$$\begin{aligned} \|\bar{\theta}(t)\| &\leq \frac{1}{\sqrt{\lambda_{\min}(P)}}V^{\frac{1}{2}}(\bar{\theta}) \leq \sqrt{\frac{\lambda_{\max}(P)}{\lambda_{\min}(P)}}e^{-\frac{\tau(t-t_0)}{2}}\|\bar{\theta}(t_0)\|, \\ t_0 &\leq t < t_0 + T \end{aligned} \quad (20)$$

设 定 $\|\bar{\theta}(t)\| \leq \alpha_1^{-1}(\alpha_2(\mu))$ ($\forall t \geq t_0 + T$, 且
 $\mu = \frac{2\lambda_{\max}(P)\xi}{\phi\iota}$, $\alpha_1, \alpha_2 \in \kappa$), 并 满 足 $\alpha_1(\|\bar{\theta}\|) \leq V(\bar{\theta}) \leq \alpha_2(\|\bar{\theta}\|)$ 。

结合式(18)中可以得到 $\alpha_1(r) = \lambda_{\min}(P)r^2$ 和 $\alpha_2(r) = \lambda_{\max}(P)r^2$ 。因此, 边界可以表示为 $b = \alpha_1^{-1}(\alpha_2(\mu))\frac{2\lambda_{\max}(P)\xi}{\phi\iota}\sqrt{\frac{\lambda_{\max}(P)}{\lambda_{\min}(P)}}$ 。由于 α_1 属于经典 κ_∞

函数, 所以不论 μ 多大, 式(20)支持任何初始状态 $\bar{\theta}(t_0)$, 满足 $c_1 = \lambda_{\min}(P)$, $c_2 = \lambda_{\max}(P)$ 和 $c_3 = 2\lambda_{\max}(P)$ 等条件。因此, 可以得到结论: 任意小的扰动(不确定性和执行器故障)均不会导致大的稳态偏差。 L 和 F 分别为观测器和控制器的增益, 且分别满足 $\tilde{A}_{11} - L\tilde{C}_1$ 和 $\bar{A} - \bar{B}_v F$, 并符合 Hurwitz 特性^[16,26]。

3.3 连续积分滑模控制器

设定控制量 $v_1(t)$ 为:

$$\begin{cases} v_1(t) = -\kappa_1\phi_1(s) + v(t) \\ \dot{v}(t) = -\kappa_2\phi_2(s) \end{cases} \quad (21)$$

式中, κ_1, κ_2 —— 正的系统参数, 当 $\mu \geq 0$ 有 $\phi_1(s) = [s]^{\frac{1}{2}} + \mu[s]^{\frac{3}{2}}, \phi_2(s) = \frac{1}{2}\text{sign}(s) + 2\mu s + \frac{3}{2}\mu^2[s]^2$ 。在文献[34]中 $[s]^{\frac{3}{2}}, [s]^2$ 等量相对于初始条件提供了一

致收敛性, 即收敛时间由一个恒定的独立算法初始条件限定。

定理 2: 系统(11)应用固定控制分配律 $u(t) = \bar{B}_2^T(v_0(t) + v_1(t))$ 。若系统参数 κ_1, κ_2 在集合中给定, 则: $\kappa = \left\{ \kappa_1, \kappa_2 \in R^{2 \times 2} \left| 0 < \kappa_1 \leq 2\sqrt{d^+}, \kappa_2 > \frac{\kappa_1^2}{4} + \frac{4d^{+2}}{\kappa_1^2} \right. \right\} \times \cup \left\{ \kappa_1, \kappa_2 \in R^{2 \times 2} \left| \kappa_1 > 2\sqrt{d^+}, \kappa_2 > 2d^+ \right. \right\}$, 且 d^+ 为上边界。

当 $\dot{\xi}_1(t) = \bar{B}_2^T \bar{B}_2^{T+}(K(t)\dot{u}(t) + \dot{K}(t)u(t))$, $d^+ = \|G(\bar{A} - \bar{A}_e)\bar{A}_e + G(\bar{A} - \bar{A}_e)\bar{\gamma}\| \frac{\|\eta(t)\|}{P_\eta} + \|G(\bar{A} - \bar{A}_e)\bar{\gamma}\| \|\hat{x}(t)\| + \|\bar{B}_2\|\xi_1^+$ 时, 有 $\|\bar{B}_2^T \bar{B}_2^{T+}\| = (\|K(t)\dot{u}(t)\| + \|\dot{K}(t)u(t)\|) \leq \xi_1^+$ 成立, 并 $\eta(t)$ 满足 $\dot{\eta}(t) = -m_0\eta(t) + m_1\|\hat{x}(t)\|$, 且 m_0, m_1, P_η 为正标量。继而, 控制分配律 $u(t) = \bar{B}_2^T(v_0(t) + v_1(t))$ 保证了系统轨迹在滑模动力表面。

证明: 等式(12)可写成以下形式:

$$\begin{aligned} \dot{s}(t) &= G\bar{A}\bar{x}(t) + G\bar{B}\bar{B}_2^T(v_0(t) + v_1(t)) - G\bar{B}\xi_1(t) - \\ &G\bar{B}\xi_2(t) - G\bar{A}_e\bar{e}(t) - G\bar{A}\hat{x}(t) - G\bar{B}\bar{B}_2^T v_0(t) \end{aligned} \quad (22)$$

因 $G\bar{B}_{v_0} = I_1, G\bar{B} = \bar{B}_2$, $G\bar{B}\xi_2(t) = 0, \bar{e}(t) = \bar{x}(t) - \hat{x}(t)$, 式(22)可转换为:

$$\dot{s}(t) = G(\bar{A} - \bar{A}_e)\bar{e}(t) + v_1(t) - \bar{B}_2\xi_1(t) \quad (23)$$

设定 $d(t) = G(\bar{A} - \bar{A}_e)\bar{e}(t) - \bar{B}_2\xi_1(t)$, 则有:

$$\begin{cases} \dot{s}(t) = -\kappa_1\phi_1(s) + v(t) + d(t) \\ \dot{v}(t) = -\kappa_2\phi_2(s) \end{cases} \quad (24)$$

设 $J(t) = v(t) + d(t)$, 并求导 $\dot{J}(t) = \dot{v}(t) + \dot{d}(t)$, 则式(24)转换为:

$$\begin{cases} \dot{s}(t) = -\kappa_1\phi_1(s) + J(t) \\ \dot{J}(t) = -\kappa_2\phi_2(s) + \dot{d}(t) \end{cases} \quad (25)$$

式中, $\dot{d}(t) = G(\bar{A} - \bar{A}_e)\dot{\bar{e}}(t) - \bar{B}_2\dot{\xi}_1(t)$, 结合式(10)又有:

$$\begin{cases} \dot{d}(t) = G(\bar{A} - \bar{A}_e)\bar{A}_e\bar{e}(t) + G(\bar{A} - \bar{A}_e)\bar{A}_g\bar{e}(t) + \\ G(\bar{A} - \bar{A}_e)\bar{A}_g\hat{x}(t) - \bar{B}_2\dot{\xi}_1(t) \\ \dot{\bar{e}}(t) = (\bar{A}_e + \bar{A}_g)\bar{e}(t) + \bar{A}_g\hat{x}(t) \end{cases} \quad (26)$$

设 P_η 为 Lyapunov 方程 $P_\eta\bar{A}_e + \bar{A}_e^T P_\eta = -I_3$ 的解, 定义二次 Lyapunov 函数 $V_\eta(\bar{e}) = \bar{e}^T P_\eta \bar{e}$ 沿着式(26)的轨迹, 则 $V_\eta(\bar{e})$ 满足:

$$\dot{V}_\eta(\bar{e}) \leq -\|\bar{e}\|^2 + 2\lambda_{\max}(P_\eta)\bar{\gamma}\|\bar{e}\|^2 + 2\lambda_{\max}(P_\eta)\bar{\gamma}\|\bar{e}\|\|\hat{x}\| \quad (27)$$

假设 $\bar{\gamma} \leq \frac{1-\phi_\eta}{2\lambda_{\max}(P_\eta)} (0 < \phi_\eta < 1)$, 则式(27)满足:

$$\begin{cases} \dot{V}_\eta(\bar{e}) \leq -\frac{\phi_\eta}{\lambda_{\max}(P_\eta)} V_\eta + \frac{1-\phi_\eta}{\sqrt{\lambda_{\max}(P_\eta)}} \|\hat{x}\| V_\eta^{\frac{1}{2}} \\ \dot{\bar{V}}_\eta(\bar{e}) \leq -\frac{\phi_\eta}{2\lambda_{\max}(P_\eta)} \bar{V}_\eta + \frac{1-\phi_\eta}{2\sqrt{\lambda_{\max}(P_\eta)}} \|\hat{x}\|, \bar{V}_\eta = V_\eta^{\frac{1}{2}} \\ m_0 = \frac{\phi_\eta}{2\lambda_{\max}(P_\eta)} \\ m_1 = \frac{1-\phi_\eta}{2\sqrt{\lambda_{\max}(P_\eta)}} \end{cases} \quad (28)$$

考虑 $\dot{\eta}(t)$, 采用比较原理^[15], 有 $\eta(t) \geq \sqrt{\lambda_{\max}(P_\eta)} \|\bar{e}\| = P_\eta \|\bar{e}\|, \forall t \geq 0$ 。继而有:

$$\begin{aligned} \|\dot{d}(t)\| &\leq \|G(\bar{A} - \bar{A}_c)\bar{A}_c + G(\bar{A} - \bar{A}_c)\bar{\gamma}\| \frac{\|\eta(t)\|}{P_\eta} + \\ &\quad \|G(\bar{A} - \bar{A}_c)\bar{\gamma}\| \|\hat{x}(t)\| + \|\bar{B}_2\| \xi_1^* = d^* \end{aligned} \quad (29)$$

如果系统参数 κ_1, κ_2 由集合 κ 给定, 则式(25)的动态性一致收敛到 0^[34], 继而保证了滑动模型成立, 则连续积分滑模控制分配律可采取以下形式:

$$\begin{cases} u(t) = \bar{B}_2^T(-F\hat{x}(t) - \kappa_1\phi_1(s) + v(t)) \\ \dot{v}(t) = -\kappa_2\phi_2(s) \end{cases} \quad (30)$$

给定匹配故障量 $\xi_1(t)$ 一个估计, 在滑动模型 $s(t)=0, J(t)=v(t)+d(t)=0$ 继而从式(25)可得到 $v(t) = -d(t) \approx \bar{B}_2\xi_1(t) \rightarrow \xi_1(t) = \bar{B}_2^+v(t)$ 。

选择初始条件为 $\sqrt{\bar{e}^T(0)P_\eta\bar{e}(0)} < \eta(0)$, 则通过上述控制律可保证系统轨迹始终在滑模面表面。继而, 做出如下假设:

假设 2: 初始条件 $\bar{x}(0)$ 属于一已知集合 $x_0 = \{\bar{x} \in R^{3 \times 3} \mid \|\bar{x} - c_0\| \leq r_0, c_0 \in R^{3 \times 3}, r_0 > 0\}$ 。

由于参数 $\hat{x}(0)$ 和 $\eta(0)$ 均满足假设 2, 则约束条件 $\sqrt{\bar{e}^T(0)P_\eta\bar{e}(0)} < \eta(0)$ 成立。

注 2: 如果假设 2 满足, 控制分配律(30)(见式(30))将保证轨迹收敛于 0。但是, 由于假设 $s(0)=0$ 满足, 且故障 $\bar{B}_2\xi_1(t)$ 存在, 则不可能保证系统从 $t=0$ 开始, 系统就达到稳定状态。同时, 又因为 $\bar{B}_2\xi_1(t)$ 和 $s(0)$ 可能不同时为 0。且假设故障也不是在系统 0 时刻, 即在 $t=0$ 时刻系统即开始作用。因此, 如果故障发生在时间 $t>0$ 足够大的时间里, 则暂态过程将不存在。

4 仿真及实验分析

为了验证本文给出的控制策略的合理性, 根据图 1、图 2, 利用 PSIM 构建仿真实验平台对系统进

行仿真实验, 线性化模型设定为:

$$\begin{aligned} A &= \begin{bmatrix} -0.4623 & 0 & -0.5248 \\ 0 & -0.0149 & 1.7171 \\ 1.1071 & 1 & 0 \end{bmatrix}, \\ B &= \begin{bmatrix} 0.6228 & 0 \\ 0 & -0.1756 \\ 0.0352 & 0 \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

高阶滑模观测器参数设计为: 子空间 v^* 的基

$$V = [0 \ 0 \ 1]^T, K^* = [33.11 \ -14.61]^T, \bar{K}^* = \begin{bmatrix} 0 & 33.11 & 0 \\ 0 & -14.61 & 0 \end{bmatrix},$$

$$\text{矩阵 } U = \begin{bmatrix} 1.494 & 0 \\ 0 & 1.494 \end{bmatrix}, \text{分布矩阵 } P_0 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -0.251 & -14.54 \end{bmatrix},$$

$$\text{增益矩阵 } L = \begin{bmatrix} 7.502 & 0.048 \\ 0.251 & 14.535 \end{bmatrix}, \text{向量维数 } (r_i) = (1) \text{ 和}$$

$k=1, 2$ 。当 $T_u=0.8$ 且 $\alpha=0.06$ 时, 有 $\beta_{11}=1.1M_1, \beta_{21}=1.5M_2, \beta_{31}=1.1M_3, \beta_{22}=1.1M_2$, $\kappa_{11}=\kappa_{21}=\kappa_{31}=1, \kappa_{22}=1$, 且 $M_1=M_2=M_3=2$ 。控制增益 $F = [-2.71, 48.8862, -0.3149, -14.1013, 11.4091]$ 。连续积分滑模控制器参数 $\kappa_1=1, \kappa_2=3, \mu=1$ 。

系统仿真参数设置如下: 输入直流电压 $U_{in}=350$ V, 输出网侧交流工频电压 u_g 峰值为 220 V, 系统载波频率、计算频率分别设定为 15 和 30 kHz, LCL 滤波器参数设定为 L_g, L_c 分别为 0.57、1.49 mH, R_g, R_s 和 R_c 分别为 0.06、0.20、0.14 Ω , C 为 4.7 μ F。

4.1 仿真实验

图 3 为逆变器在额定参数下运行时的并网电压和电流的仿真波形。由图可知, 系统稳定运行中逆变器系统并网电压、电流基本未发生畸变, 波形为光滑的正弦波, 网侧电压 THD 为 0.021%, 波形畸变很小, 并网电压、电流几乎无谐波存在。说明逆变器在稳定运行中, 通过本文提出的控制策略可以达到预期控制效果。

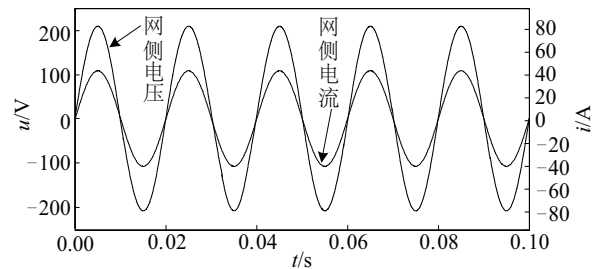


图3 稳定运行网侧电压和电流仿真波形

Fig. 3 Simulation waveforms of voltage and current in steady operation

图4为逆变系统在稳定运行中发生故障时的并网电流和电压的波形。由图4可看出,当逆变器系统稳定运行至0.02 s时,系统发生了第1次故障(R_s 突然增加至 $1.00\ \Omega$,且在1个周期后(0.02 s)故障消失);随后在0.1 s时,系统又发生了第2次故障(U_o 突然出现了扰动增加至380 V,且在1个周期后(0.02 s)故障消失)。图4a显示系统出现第1次故障时并网电流在1个周期内出现了小幅振荡,变化的最大幅度为4 A,第2次故障时并网电流同样也在1个周期内出现了小幅振荡,变化的幅度在0~5 A之间。不过2次故障后系统并网电流均在故障后的1个周期后(0.02 s)恢复到原始稳定运行状态。图4b中的并网电压波形显示系统出现两次故障时并网电压在1个周期内也出现了小幅波动,波动范围为0~10 V,最大波动幅度出现在第2次故障后(为10 V),且和图4a中的系统并网电流一样,两次故障后系统并网电压均在故障后的1个周期后(0.02 s)也恢复到原始稳定运行状态。由图4可得到结论:系统发生2次故障后,系统的并网电压、电流基本没有发生变化,在极短时间内就过渡到相应的稳定状态,过渡过程中基本无畸变,说明基于故障观测器的连续积分滑模容错控制策略能够较好地

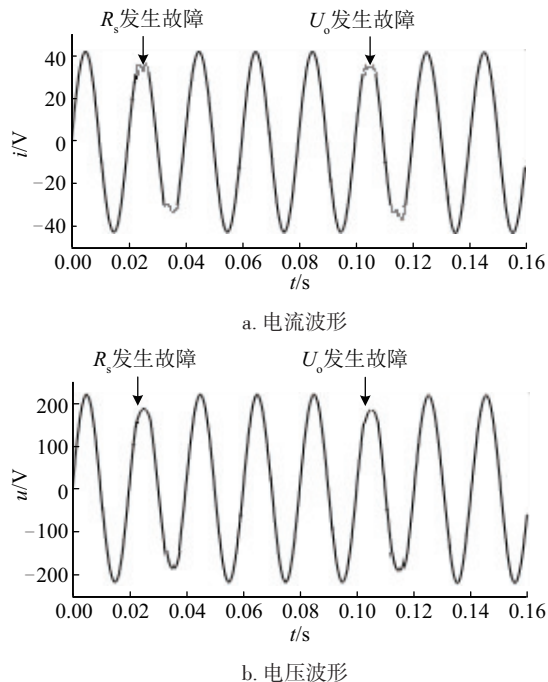


图4 两次故障逆变系统的网侧电流电压仿真波形

Fig. 4 Simulation waveforms of voltage and current in two faults operation

地实现系统故障下的稳定控制,显现出良好的跟踪性能和容错能力。

4.2 实验验证

在仿真参数下,进一步对本文提出的控制策略进行了实验研究。图5为额定参数下逆变器系统网侧电压和电流的稳定运行波形。由图5可知,系统在启动0.1 s时即到达平稳状态,到达平稳状态后电压、电流频率为50 Hz,波形无畸变,电压幅值基本稳定在约220 V。

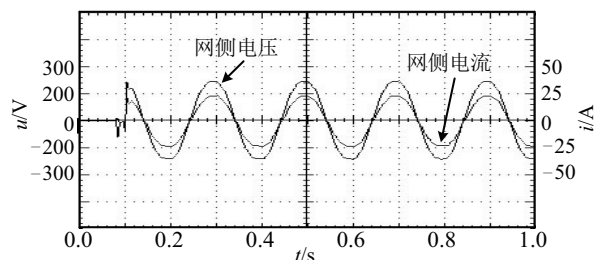


图5 额定参数下网侧电压和电流实验波形

Fig. 5 Experiment waveforms of voltage and current under rated parameters

图6为系统参数 R_s 发生故障时的逆变器系统网侧电压和电流的运行波形。由图6可见,当稳定运行0.2 s时, R_s 突然增加至 $1.00\ \Omega$,系统并网电压、电流发生了极小的变化,在极短时间内就过渡到相应的稳定状态,过渡过程中基本无畸变;系统又稳定运行0.2 s时, R_s 突然减小至原始设定数值 $0.20\ \Omega$,系统并网电压、电流同样基本无多大变化,在很短的时间内即回到稳定状态。表明逆变器在受参数不确定性故障的影响下,系统并网电压、电流稳定,曲线变化平滑,畸变小,基本未受到故障的影响。说明采用本文所提控制策略能以非常接近理想值的精度对给定值实行跟踪,且能很好保证系统稳定运行的安全性。

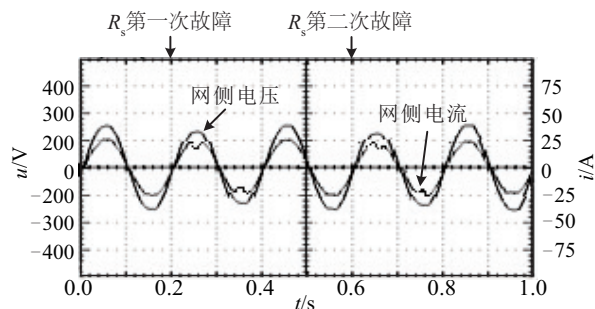


图6 R_s 变化时网侧电压和电流实验波形

Fig. 6 Experiment waveforms of voltage and current under R_s variation

逆变器输入电压 U_o 由 350 V 跳变为 380 V, 然后由 380 V 跳变为 350 V, 逆变系统网侧电压、电流波形如图 7 所示。由图 7 可知, 逆变器网侧电压、电流基本不受输入电压故障的影响, 网侧电压 THD 约 1.21%, 稳态误差小。同时, 逆变系统网侧电压、电流均实现了极短时间内对稳定状态的跟踪, 过渡过程中基本无畸变, 说明本文提出的控制方法对逆变器输入电压具有很强的抗扰动能力。

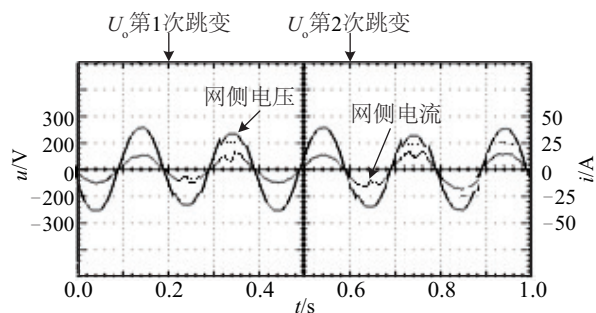


图7 U_o 变化时网侧电压和电流实验波形

Fig. 7 Experiment waveforms of voltage and current under U_o variation

5 结 论

考虑光伏发电系统 LCL 型并网逆变系统在具有输入不确定性和执行器故障的影响情况下, 提出一种基于高阶滑模故障观测器的连续积分滑模容错控制策略。通过故障重构建立在不确定性和执行器故障情况下含固定控制分配律的系统控制模型。通过构建统一的高阶滑模状态观测器, 对光伏 LCL 型并网逆变系统中存在的故障信息进行有效估计。将连续滑模控制理论和控制分配律相结合, 设计一个基于固定控制分配方案的连续滑模控制器, 并推导出系统故障的稳定条件, 采用 Lyapunov 函数证明了闭环系统的稳定性。

【参考文献】

[1] 许津铭, 谢少军, 张斌锋. 分布式发电系统中 LCL 滤波并网逆变器电流控制研究综述[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(16): 4153—4166.

[1] Xu Jinming, Xie Shaojun, Zhang Binfeng. Overview of current control techniques for grid-connected inverters with LCL filters in distributed power generation systems [J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(16): 4153—4166.

[2] Wu Weimin, Sun Yunjie, Lin Zhe, et al. A new LCL-filter with in-series parallel resonant circuit for single-phase grid-tied inverter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(9): 4640—4644.

[3] 张 兴, 邵章平, 王付胜, 等. 三相三电平模块化光伏并网系统的零序环流抑制[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(9): 17—24.

[3] Zhang Xing, Shao Zhangping, Wang Fusheng, et al. Zero-sequence circulating current reduction for three-phase three-level modular photovoltaic grid-connected systems [J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(9): 17—24.

[4] 嵇保健, 洪 峰, 赵剑锋. 一种不隔离三电平双 Buck 光伏并网逆变器[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(12): 7—13.

[4] Ji Baojian, Hong Feng, Zhao Jianfeng. A non-isolated three-level dual buck photovoltaic grid-connected Inverter [J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(12): 7—13.

[5] 王国胜, 武云丽, 段广仁. 基于特征结构配置的二阶线性系统鲁棒容错控制设计[J]. 控制与决策, 2013, 28(3): 357—362.

[5] Wang Guosheng, Wu Yuli, Duan Guangren. Robust fault-tolerant control design of second-order linear systems via eigen structure assignment [J]. Control and Decision, 2013, 28(3): 357—362.

[6] Hamayuna M T, Edwardsb C, Alwia H. A fault tolerant control allocation scheme with output integral sliding modes[J]. Automatica, 2013, 49(6): 1830—1837.

[7] 申 科, 王建赟, 班明飞, 等. 基于零序电压注入的模块化多电平变流器故障容错控制[J]. 电力系统自动化, 2014, 38(5): 96—102.

[7] Shen Ke, Wang Jianze, Ban Mingfei, et al. Fault-tolerant control for modular multilevel converter based on zero-sequence voltage injection [J]. Automation of Electric Power Systems, 2014, 38(5): 96—102.

[8] 陈 威, 吴益飞, 杜仁慧, 等. 双电机同步驱动伺服系统故障诊断与容错控制[J]. 控制理论与应用, 2014, 31(1): 27—34.

[8] Chen Wei, Wu Yifei, Du Renhui, et al. Fault diagnosis and fault tolerant control for the servo system driven by two motors synchronously [J]. Control Theory & Applications, 2014, 31(1): 27—34.

[9] 吴 迪, 伍小杰, 苏良成, 等. 基于开绕组电机的双三电平逆变器容错控制方法[J]. 电力自动化设备, 2014, 34(4): 65—71.

- [9] Wu Di, Wu Xiaojie, Shu Liangcheng, et al. Fault-tolerant control of dual three-level inverter for open-end winding induction motor[J]. Electric Power Automation Equipment, 2014, 34(4): 65—71.
- [10] 王 政, 陈 健, 程 明. 多通道并联逆变器馈电永磁同步电机系统谐波性能改进及容错控制[J]. 电工技术学报, 2015, 30(2): 50—57.
- [10] Wang Zheng, Chen Jian, Cheng Ming. Harmonics performance improvement and fault tolerant control for multiple-channel paralleled inverter fed PMSM drives[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(2): 50—57.
- [11] 王发威, 董新民, 窦和锋, 等. 含控制分配的积分滑模主动容错控制方法[J]. 北京理工大学学报, 2014, 34(8): 801—805.
- [11] Wang Fawei, Dong Xinmin, Dou Hefeng, et al. Fault tolerant control using integral sliding model with control allocation[J]. Transactions of Beijing Institute of Technology, 2014, 34(8): 801—805.
- [12] 王发威, 董新民, 王小平, 等. 基于WPI的多操纵面飞机积分滑模容错控制[J]. 北京航空航天大学学报, 2014, 40(14): 1378—1385.
- [12] Wang Fawei, Dong Xinmin, Wang Xiaoping, et al. Fault tolerant control of multi-effectors aircraft using integral sliding model with WPI[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2014, 40(14): 1378—1385.
- [13] 段文杰, 王大轶, 刘成瑞. 卫星控制系统离散积分滑模容错控制[J]. 控制理论与应用, 2015, 32(2): 133—141.
- [13] Duan Wenjie, Wang Dayi, Liu Chengrui. Discrete-time integral sliding-mode fault-tolerant controller for satellite control system[J]. Control Theory & Applications, 2015, 32(2): 133—141.
- [14] 付明玉, 宁继鹏, 魏玉石, 等. 鲁棒自适应滑模虚拟执行器设计[J]. 控制理论与应用, 2013, 30(4): 520—525.
- [14] Fu Mingyu, Ning Jipeng, Wei Yushi, et al. Design of virtual actuator with robust adaptive sliding mode[J]. Control Theory & Applications, 2013, 30(4): 520—525.
- [15] Khalil H. Nonlinear systems[M]. New Jersey: Prentice Hall, 2002.
- [16] Angulo M T, Moreno J A, Fridman L. Robust exact uniformly convergent arbitrary order differentiator[J]. Automatica, 2013, 49(8): 2489—2495.
- [17] Castafios F, Fridman L. Analysis and design of integral sliding manifolds for systems with unmatched perturbations[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2006, 51(5): 853—858.
- [18] Alwi H, Edwards C. Fault tolerant control using sliding modes with online control allocation[J]. Automatica, 2008, 44(7): 1859—1866.
- [19] 吴忠强, 谢建平. 带扰动观测器的网侧逆变器高阶终端滑模控制[J]. 电机与控制学报, 2014, 18(2): 96—101.
- [19] Wu Zhongqiang, Xie Jianping. High-order terminal sliding mode control of grid-connected inverter with disturbance observer[J]. Electric Machines and Control, 2014, 18(2): 96—101.
- [20] 胡庆雷, 姜博严, 石 忠. 基于新型终端滑模的航天器执行器故障容错姿态控制[J]. 航空学报, 2014, 35(1): 249—258.
- [20] Hu Qinglei, Jiang Boyan, Shi Zhong. Novel terminal sliding mode based fault tolerant attitude control for spacecraft under actuator faults[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2014, 35(1): 249—258.
- [21] 李 宾, 姚文熙, 杭丽君, 等. 基于状态观测器的LCL滤波器型并网逆变器状态反馈最优设计[J]. 电工技术学报, 2014, 29(6): 80—91.
- [21] Li Bin, Yao Wenxi, Hang Lijun, et al. Optimized design of state variable feedback of grid-connected inverter with LCL-filter based on state observer[J]. Transaction of China Electrotechnical Society, 2014, 29(6): 80—91.
- [22] 郑 伟, 熊小伏. 基于Wiener模型的光伏并网逆变器模型辨识方法[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(36): 18—28.
- [22] Zhang Wei, Xiong Xiaofu. A model identification method for photovoltaic grid-connected inverters based on the wiener model[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(36): 18—28.
- [23] 李威辰, 陈桂鹏, 崔文峰, 等. 模块化光伏并网逆变器的线性功率控制[J]. 电工技术学报, 2014, 29(10): 157—165.
- [23] Li Weichen, Chen Guipeng, Cui Wenfeng, et al. Linear power control for modular photovoltaic grid-connected inverter system[J]. Transaction of China Electrotechnical Society, 2014, 29(10): 157—165.
- [24] 刘春生, 姜 斌. 一类非线性系统的 H_2 容错控制器的设计及其在空间飞行器的应用[J]. 自动化学报, 2013, 39(2): 188—196.

- [24] Liu Chunsheng, Jiang Bin. H_2 fault tolerant controller design for a class of nonlinear systems with a spacecraft control application[J]. *Acta Automatica Sinica*, 2013, 39(2): 188—196.
- [25] Fridman L, Levant A, Davila J. Observation of linear systems with unknown inputs via high-order sliding-modes[J]. *International Journal of System Science*, 2007, 38(10): 773—791.
- [26] Ríos H, Kamal S, Fridman L M, et al. Fault tolerant control allocation via continuous integral sliding-modes: A HOSM-observer approach[J]. *Automatica*, 2015, 51(1): 318—325.
- [27] Levant A. High-order sliding modes: differentiation and output-feedback control[J]. *International Journal of Control*, 2003, 76(9-10): 924—941.
- [28] Li Rui, Xu Dianguo. Parallel operation of full power converters in permanent magnet direct drive wind power generation system[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2013, 60(4): 1619—1629.
- [29] Konstantinou G, Pou J, Ceballos S, et al. Active redundant submodule configuration in modular multilevel converters[J]. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 2013, 28(4): 2333—2340.
- [30] Hu Pengfei, Jiang Daozhou, Zhou Yuebin, et al. Energy-balancing control strategy for modular multilevel converters under submodule fault conditions [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2014, 29(9): 5021—5029.
- [31] Didier G, Gildas B, Jean-François D. A decentralized optimal LQ state observer based on an augmented Lagrangian approach[J]. *Automatica*, 2014, 50: 1451—1458.
- [32] 王震, 鲁宗相, 段晓波, 等. 分布式光伏发电系统的可靠性模型及指标体系[J]. *电力系统自动化*, 2011, 35(15): 18—24.
- [32] Wang Zhen, Lu Zongxiang, Duan Xiaobo, et al. Reliability model and indices of distributed photovoltaic power system[J]. *Automation of Electric Power System*, 2011, 35(15): 18—24.
- [33] Wu E, Lehn P W. Digital current control of a voltage source converter with active damping of LCL resonance [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2006, 21(5): 1364—1373.
- [34] Cruz-Zavala E, Moreno J A, Fridman L M. Uniform robust exact differentiator[J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2011, 56(11): 2727—2733.

INTEGRAL SLIDING MODE FAULT TOLERANT CONTROL STRATEGY FOR PV LCL GIRD-CONNECTED INVERTER

You Guodong¹, Li Jisheng¹, Hou Yong¹, Li Tiesheng², Li Dan¹, Rong Hongwei¹

(1. College of Electronic Information and Automation, Tianjin University of Science and Technology, Tianjin 300222, China;

2. Tianjin Harmony Yunze Complete Sets of Electrical Equipment Co., Ltd., Tianjin 301907, China)

Abstract: Aiming at the influence of the parameters uncertainties and external disturbances faults for PV gird-connected inverter with LCL filter, the mathematical models under uncertainty and actuator faults condition were restructured. The continuous integral sliding mode fault tolerant control method based on a high-order sliding-mode observer was proposed. The high-order sliding-mode observer that effectively estimated fault state and restrained the disadvantageous influence of fault was designed. The continuous integral sliding-mode controller was constructed combining sliding-mode control principle, the control allocation scheme of the system was designed, the stability condition for the system fault was derived, and the stability of the closed loop system was certified by Lyapunov function. The effectiveness of the proposed approach was verified through simulation.

Keywords: photovoltaic; gird-connected inverter; sliding mode control; fault tolerant control; control allocation scheme