

DOI: 10.12158/j.2096-3203.2023.02.024

基于扩张状态观测器的DFIG网侧变换器滑模控制

董锋斌, 刘昌建, 赵永玮, 皇金锋

(陕西理工大学电气工程学院, 陕西 汉中 723000)

摘要:针对双馈风力发电机网侧变换器因负载变化和滤波参数摄动导致控制效果不佳的问题,文中提出一种扩张状态观测器(extended state observer, ESO)与滑模控制相结合的网侧变换器双闭环控制策略,内环采用以功率为状态变量的基于ESO的滑模直接功率控制,外环采用以电压平方为状态变量的基于ESO的滑模控制。首先,应用ESO对系统状态变量与包含系统未建模动态、负载变化和滤波参数摄动等不确定项进行估计,无需系统的精确数学模型即可设计滑模控制方法,实现网侧变换器在复杂环境下的鲁棒控制。此外,引入功率差前馈环节,可减小负载变化时外环滑模控制非线性带来的冲击。最后,对负载变化和滤波参数摄动2个算例进行仿真。结果表明,与传统矢量控制和滑模控制相比,所提控制策略在复杂环境下具有更强的鲁棒性。

关键词:双馈风力发电机;网侧变换器;扩张状态观测器(ESO);滑模控制;直接功率控制;功率差前馈;双闭环

中图分类号:TM46

文献标志码:A

文章编号:2096-3203(2023)02-0206-09

0 引言

随着全球可再生能源的开发利用,风电技术也在飞速发展。双馈风力发电机(doubly-fed induction generator, DFIG)的定子侧直接与电网相连,而转子侧通过转子励磁变换器间接与电网相连,使得该结构可通过定、转子双通道实现能量的双向流动,且功率变换器容量小,故在现代风电系统中被广泛应用^[1-3]。其中网侧变换器(grid-side converter, GSC)的主要作用是在各种状态下维持直流侧母线电压稳定,并实现对交流侧功率因数和电流的有效控制。但双馈风电系统在实际运行时,GSC的负载会随风速改变而剧烈变化且运行过程中存在滤波参数摄动等问题^[4-6],给GSC系统的安全稳定运行带来了巨大挑战。因此,探索有效的控制策略以提高系统面对上述复杂环境时的控制性能,具有重要的意义。

针对DFIG-GSC,传统方法采用电压外环、电流内环的双闭环矢量比例积分(proportion integral, PI)控制^[7],具有实现简单且稳态性能良好的优点。但GSC负载变化时,在矢量PI控制下的直流母线电压会发生大幅波动且恢复时间较慢;并且GSC滤波参数的摄动使得网侧功率因数也很难被精确控制,即矢量控制(vector control, VC)的动态性能以及鲁棒性并不理想^[8-9]。

建立在两相静止坐标系下的直接功率控制

(direct power control, DPC)^[10-13],无需复杂的同步旋转坐标,具有控制结构简单、动态响应速度快、鲁棒性好等优点,因此被广泛应用。而滑模控制(sliding mode control, SMC)因具有实现简单、动态响应速度快且鲁棒性强等优点,也被广泛运用于各种非线性系统中^[14-15]。文献[16]针对三相并网逆变器提出基于滑模变结构的DPC,结合SMC与DPC的优点,直接对交流侧有功、无功功率进行控制,提高了系统的动态性能和鲁棒性。文献[17-18]增设电压外环的SMC,控制直流母线电压稳定并增强其抗扰动能力。但由于SMC的非线性特点^[19-20],在应对负载变化时,其外环为使母线电压快速到达稳定值,在负载变化的瞬间系统状态变量以极大的速度趋近于滑模面,使内环有功功率参考给定过冲,导致交流侧有功功率和电流均产生超调,严重时功率变换器会过载。且SMC存在的抖振问题以及GSC系统存在的耦合、未建模动态以及内外扰动等不确定项仍会影响系统的控制性能。

为更好地提升系统的鲁棒性,现有学者运用系统扰动观测的方法。基于内环电流、外环电压的结构,文献[21-22]对电压外环采用自抗扰控制技术来代替传统的PI控制,估计并反馈扰动量,有效降低了扰动对直流母线电压的影响;文献[23]中内、外环均采用自抗扰控制技术,对系统内部参数变化以及负载变化等扰动都具有抑制能力;文献[24]提出一种将自抗扰和负载功率前馈结合的双闭环控制,提高了脉冲宽度调制整流器的抗负载扰动能力和系统的动态性能。针对两电平三相的并网变流器,文献[25]提出一种基于扩张状态观测器(extended

收稿日期:2022-11-23;修回日期:2023-01-14

基金项目:陕西省自然科学基金基础研究计划资助项目(2023-JC-YB-442);陕西省技术创新引导专项计划资助项目(2022-QFY08-05)

state observer, ESO)的自适应控制,通过ESO观测电压外环的外部负载扰动,结合电压控制器使系统适用于各种负载不确定性,增强了系统的鲁棒性。但上述文献均采用电流内环结构,须获取电网电压的相位信息,并进行复杂的同步旋转坐标变换,因此控制结构比较复杂。

综上所述,针对DFIG-GSC因负载变化和滤波参数摄动导致控制效果不佳的问题,文中提出一种基于ESO的滑模双闭环控制策略,进一步提高GSC面对负载变化和滤波参数摄动时的运行性能。并通过理论分析及仿真验证了该控制策略的有效性和优势。

1 GSC 数学模型

为建立两相静止坐标系下的GSC数学模型,首先给出GSC主电路拓扑,如图1所示,令GSC为整流工作模式,即电压降的正方向与电流的正方向一致。图1中, u_{ga} 、 u_{gb} 、 u_{gc} 为三相电网相电压; i_{ga} 、 i_{gb} 、 i_{gc} 为交流侧相电流; R_{fa} 、 R_{fb} 、 R_{fc} 为各相等效电阻; L_{fa} 、 L_{fb} 、 L_{fc} 为交流侧各相滤波电抗器的电感; u_{fa} 、 u_{fb} 、 u_{fc} 为GSC交流侧相电压; V_{dc} 为直流母线电压; C 为直流母线电容; i_{dc} 为变换器输出直流电流; i_L 为直流侧负载电流。

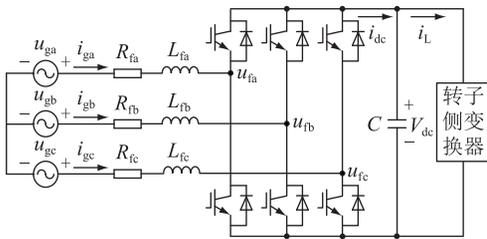


图1 GSC 主电路拓扑

Fig.1 Main circuit topology of GSC

假定各相滤波电抗器的电感以及各相等效电阻相等(即 $L_{fa}=L_{fb}=L_{fc}=L_f$, $R_{fa}=R_{fb}=R_{fc}=R_f$),图1拓扑根据基尔霍夫定律以及Clarke变换,可得在两相静止坐标系下的数学模型:

$$\begin{cases} u_{g\alpha} = R_f i_{g\alpha} + L_f \frac{di_{g\alpha}}{dt} + u_{f\alpha} \\ u_{g\beta} = R_f i_{g\beta} + L_f \frac{di_{g\beta}}{dt} + u_{f\beta} \end{cases} \quad (1)$$

$$C \frac{dV_{dc}}{dt} = i_{dc} - i_L \quad (2)$$

式中: $u_{g\alpha}$ 、 $u_{g\beta}$ 分别为电网电压的 α 、 β 轴分量; $i_{g\alpha}$ 、 $i_{g\beta}$ 分别为交流侧电流的 α 、 β 轴分量; $u_{f\alpha}$ 、 $u_{f\beta}$ 分别为GSC交流侧电压的 α 、 β 轴分量。

由式(2)可得GSC直流侧输出功率 P_{dc} :

$$P_{dc} = CV_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} + V_{dc} i_L \quad (3)$$

由瞬时功率理论,得到GSC交流侧有功功率和无功功率的表达式为:

$$\begin{cases} P_g = \frac{3}{2} (u_{g\alpha} i_{g\alpha} + u_{g\beta} i_{g\beta}) \\ Q_g = \frac{3}{2} (u_{g\beta} i_{g\alpha} - u_{g\alpha} i_{g\beta}) \end{cases} \quad (4)$$

式中: P_g 、 Q_g 分别为GSC瞬时交流侧有功、无功功率。 $P_g > 0$ 时,GSC处于整流工作模式; $P_g < 0$ 时,GSC处于逆变工作模式; $P_g = 0$ 时,GSC既不发出有功功率也不吸收有功功率。

根据式(1)、式(4)推导以功率为状态变量的状态空间模型为:

$$\begin{bmatrix} dP_g/dt \\ dQ_g/dt \end{bmatrix} = -\frac{3}{2L_f} \begin{bmatrix} u_{g\alpha} & u_{g\beta} \\ u_{g\beta} & -u_{g\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{f\alpha} \\ u_{f\beta} \end{bmatrix} - \frac{R_f}{L_f} \begin{bmatrix} P_g \\ Q_g \end{bmatrix} + \omega_s \begin{bmatrix} -Q_g \\ P_g \end{bmatrix} + \frac{3}{2L_f} \begin{bmatrix} u_{g\alpha}^2 + u_{g\beta}^2 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5)$$

式中: ω_s 为电网电压角频率。

2 控制系统设计

针对图1的GSC系统,结合ESO与SMC设计GSC控制策略,其核心由以下3个部分构成。第一,内环设计基于ESO的滑模直接功率控制(sliding mode direct power control based on extended state observer, ESOSMC-DPC);第二,外环设计基于ESO的滑模电压控制(sliding mode voltage control based on extended state observer, ESOSMC-UC);第三,根据功率守恒设计负载功率差前馈环节。

2.1 内环 ESOSMC-DPC

以式(5)的状态空间模型为基础,设计内环ESOSMC-DPC环节。首先设计功率内环ESO,简化式(5)模型为:

$$\frac{d\mathbf{W}_g}{dt} = \mathbf{A}\mathbf{U}_{f\alpha\beta} + b\mathbf{W}_g + \mathbf{F} \quad (6)$$

其中:

$$\begin{cases} \mathbf{W}_g = [P_g \quad Q_g]^T \\ \mathbf{U}_{f\alpha\beta} = [u_{f\alpha} \quad u_{f\beta}]^T \\ \mathbf{A} = -\frac{3}{2L_f} \begin{bmatrix} u_{g\alpha} & u_{g\beta} \\ u_{g\beta} & -u_{g\alpha} \end{bmatrix} \\ b = -R_f/L_f \\ \mathbf{F} = \omega_s \begin{bmatrix} -Q_g \\ P_g \end{bmatrix} + \frac{3}{2L_f} \begin{bmatrix} u_{g\alpha}^2 + u_{g\beta}^2 \\ 0 \end{bmatrix} \end{cases} \quad (7)$$

选取功率内环扩张状态变量为:

$$\begin{cases} \mathbf{X}_{g1} = \mathbf{W}_g \\ \mathbf{X}_{g2} = b\mathbf{W}_g + \mathbf{F} \end{cases} \quad (8)$$

式中： \mathbf{X}_{g1} 为 GSC 交流侧功率； \mathbf{X}_{g2} 为包含系统内部耦合项、未建模动态、未知扰动以及时间的多变量函数。

故式(6)可变为式(9)所示的功率状态方程，其中 \mathbf{Y}_g 为 GSC 交流侧输出功率。

$$\begin{cases} \frac{d\mathbf{X}_{g1}}{dt} = \mathbf{A}\mathbf{U}_{\alpha\beta} + \mathbf{X}_{g2} \\ \mathbf{Y}_g = \mathbf{X}_{g1} \end{cases} \quad (9)$$

设非线性函数 $f(e, \alpha, \delta)$ 为：

$$f(e, \alpha, \delta) = \begin{cases} |e|^{\alpha} \text{sgn}(e) & |e| > \delta \\ e/\delta^{1-\alpha} & |e| \leq \delta \end{cases} \quad (10)$$

式中： e 为误差变量； α 为幂参数； δ 为线性区间长度； $\text{sgn}(\cdot)$ 为单位模函数。

根据式(9)、式(10)构造功率内环 ESO 为：

$$\begin{cases} \mathbf{E}_{g1} = \mathbf{Z}_{g1} - \mathbf{Y}_g \\ \mathbf{E}_{g2} = \mathbf{Z}_{g2} - \mathbf{X}_{g2} \\ \dot{\mathbf{Z}}_{g1} = \mathbf{Z}_{g2} - \beta_1 \mathbf{E}_{g1} + \mathbf{A}\mathbf{U}_{\alpha\beta} \\ \dot{\mathbf{Z}}_{g2} = -\beta_2 f(\mathbf{E}_{g1}, \alpha_1, \delta_1) \end{cases} \quad (11)$$

式中： \mathbf{E}_{g1} 、 \mathbf{E}_{g2} 分别为对扩张状态变量 \mathbf{X}_{g1} 、 \mathbf{X}_{g2} 的观测误差； $\mathbf{Z}_{g1} = [Z_{g1-p} \ Z_{g1-q}]^T$ ，为对 GSC 交流侧输出功率 \mathbf{Y}_g 的估计， Z_{g1-p} 、 Z_{g1-q} 分别为 \mathbf{Z}_{g1} 的有功、无功分量； $\mathbf{Z}_{g2} = [Z_{g2-p} \ Z_{g2-q}]^T$ ，为对扩张状态变量 \mathbf{X}_{g2} 的估计， Z_{g2-p} 、 Z_{g2-q} 分别为 \mathbf{Z}_{g2} 的有功、无功分量； β_1 、 β_2 、 α_1 、 δ_1 为功率内环 ESO 参数。

然后基于上述 ESO 的估计值设计内环 SMC。设内环功率期望值 $\mathbf{W}_g^* = [P_g^* \ Q_g^*]^T$ ， P_g^* 、 Q_g^* 分别为内环有功、无功功率期望值，定义内环滑模面函数为 \mathbf{S}_g ：

$$\mathbf{S}_g = \mathbf{W}_g^* - \mathbf{Z}_{g1} = \begin{bmatrix} S_{g-p} \\ S_{g-q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_g^* - Z_{g1-p} \\ Q_g^* - Z_{g1-q} \end{bmatrix} \quad (12)$$

式中： S_{g-p} 、 S_{g-q} 分别为 \mathbf{S}_g 的有功、无功分量。

当系统稳定运行时有：

$$\mathbf{S}_g = \frac{d\mathbf{S}_g}{dt} = 0 \quad (13)$$

联立式(11)一式(13)并化简整理为矩阵形式，可得内环控制输出参考电压 $\mathbf{U}_{\alpha\beta}^*$ 为：

$$\mathbf{U}_{\alpha\beta}^* = -\mathbf{A}^{-1} \left(\frac{d\mathbf{S}_g}{dt} + \mathbf{G} \right) \quad (14)$$

其中：

$$\begin{cases} \mathbf{U}_{\alpha\beta}^* = [u_{\alpha}^* \ u_{\beta}^*]^T \\ \mathbf{G} = \begin{bmatrix} Z_{g2-p} - \beta_1(Z_{g1-p} - P_g^*) \\ Z_{g2-q} - \beta_1(Z_{g1-q} - Q_g^*) \end{bmatrix} \end{cases} \quad (15)$$

式中： u_{α}^* 、 u_{β}^* 分别为内环控制输出参考电压 $\mathbf{U}_{\alpha\beta}^*$ 的 α 、 β 轴分量。

下面采用常用指数趋近律设计内环 SMC 方法，可得：

$$\frac{d\mathbf{S}_g}{dt} = -k_{g1}\mathbf{S}_g - k_{g2}\text{sat}(\mathbf{S}_g) \quad (16)$$

式中： k_{g1} 、 k_{g2} 为功率内环控制系数； $\text{sat}(\cdot)$ 为饱和函数。

将式(16)代入式(14)，得内环 ESOSMC-DPC 方程如下：

$$\mathbf{U}_{\alpha\beta}^* = -\mathbf{A}^{-1}(-k_{g1}\mathbf{S}_g - k_{g2}\text{sat}(\mathbf{S}_g) + \mathbf{G}) \quad (17)$$

2.2 外环 ESOSMC-UC

以式(3)的数学模型为基础，设计外环 ESOSMC-UC 环节。对于稳定运行的 GSC 系统，若忽略变换器桥臂等损耗，则其交流侧有功功率与直流侧输出功率应相等，有：

$$P_g = P_{dc} \quad (18)$$

联立式(3)、式(18)可得直流母线电压 V_{dc} 与内环有功功率给定值 P_{g-ref} 的关系为：

$$P_{g-ref} = P_{dc} = CV_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} + V_{dc}i_L \quad (19)$$

为设计电压外环 ESO，将式(19)转化为以电压平方为状态变量的状态空间模型：

$$\frac{dV_{dc}^2}{dt} = \frac{2}{C}P_{g-ref} - \frac{2}{C}V_{dc}i_L \quad (20)$$

令 $a = 2/C$ ，并选取电压外环扩张状态变量为：

$$\begin{cases} x_1 = V_{dc}^2 \\ x_2 = -aV_{dc}i_L \end{cases} \quad (21)$$

式中： x_1 为电压反馈状态变量； x_2 为包含系统内部动态、未建模动态、未知扰动以及时间的多变量函数。

将式(20)写成标准状态方程形式：

$$\begin{cases} \frac{dx_1}{dt} = aP_{g-ref} + x_2 \\ y = x_1 \end{cases} \quad (22)$$

构造电压外环 ESO 如下：

$$\begin{cases} e_1 = z_1 - y \\ e_2 = z_2 - x_2 \\ \dot{z}_1 = z_2 - \beta_3 e_1 + aP_{g-ref} \\ \dot{z}_2 = -\beta_4 f(e_1, \alpha_2, \delta_2) \end{cases} \quad (23)$$

式中： y 为电压反馈状态变量的输出量； e_1 、 e_2 分别为对扩张状态变量 x_1 、 x_2 的观测误差； z_1 为对 y 的估计； z_2 为对扩张状态变量 x_2 的估计； β_3 、 β_4 、 α_2 、 δ_2 为电压外环 ESO 参数。

同 2.1 节中设计内环 SMC 设计外环滑模电压

控制。设外环电压期望值为 V_{dc}^* , 则定义外环滑模面函数 s_{dc} 为:

$$s_{dc} = (V_{dc}^*)^2 - z_1 \quad (24)$$

当系统稳定运行时有:

$$s_{dc} = \frac{ds_{dc}}{dt} = 0 \quad (25)$$

对于电压外环也采用指数趋近律设计:

$$\frac{ds_{dc}}{dt} = -k_{u1}s_{dc} - k_{u2}\text{sat}(s_{dc}) \quad (26)$$

式中: k_{u1} 、 k_{u2} 为电压外环控制系数。

故联立式(23)一式(26)可得外环 ESOSMC-UC 方程如下:

$$P_{g\text{-ref}} = \frac{1}{a}(-z_2 + \beta_3 e_1 + k_{u1}s_{dc} + k_{u2}\text{sat}(s_{dc})) \quad (27)$$

2.3 功率差前馈环节

当 GSC 系统稳定运行时有 $P_g = P_{dc}$, 但当直流侧功率突变(即负载突变)时, 根据双馈风电系统能量的流动, 首先体现在直流母线电容充放电, 导致母线电压突变上。从式(27)可以看出, 交流侧有功功率给定值 $P_{g\text{-ref}}$ 由直流母线电压偏差经过外环控制器调节所得。由此得出 P_g 的变化总是滞后于 P_{dc} 的变化, 从而导致母线电压产生较大的波动。2.2 节中通过设计外环 SMC 来提高控制器速度, 大大缩短了上述功率滞后时间, 从而有效减小直流母线电压波动。但由于 SMC 的非线性特点, 会导致交流侧有功功率和电流均产生超调, 严重时功率变换器将会过载。

针对上述问题, 文中采用功率差前馈控制, 计算出在直流侧负载功率变化瞬间的直流侧与交流侧的功率差 ΔP :

$$\Delta P = k_{\Delta}(V_{dc}i_{L} - Z_{g1-p}) \quad (28)$$

式中: k_{Δ} 为功率差前馈系数。

然后将 ΔP 前馈至内环有功功率给定值 $P_{g\text{-ref}}$, 得到内环功率期望值 P_g^* , 即:

$$P_g^* = P_{g\text{-ref}} + \Delta P \quad (29)$$

功率差前馈既能维持 GSC 输入和输出之间的功率平衡, 还能减小直流侧负载功率变化时外环 SMC 非线性带来的冲击。

综合上述控制设计, 可得基于 ESO 的滑模双闭环控制框图, 如图 2 所示。其中, U_{gabc} 、 I_{gabc} 分别为三相电网相电压、交流侧电流; $U_{g\alpha\beta}$ 、 $I_{g\alpha\beta}$ 分别为两相静止坐标系 $\alpha\beta$ 轴下的电网电压、交流侧电流; S_{abc} 为 GSC 各桥臂开关器件的开关信号; SVPWM 为空间矢量脉宽调制技术。

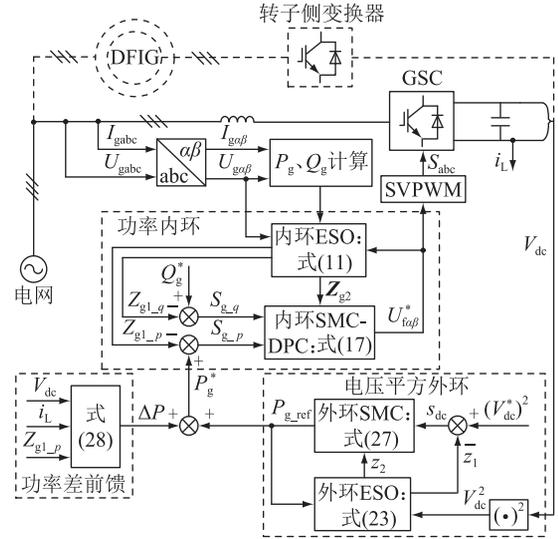


图2 基于 ESO 的滑模双闭环控制框图

Fig.2 Block diagram of sliding mode double closed loop control based on ESO

3 系统稳定性分析

3.1 ESO 的稳定性分析

首先对内环 ESO 进行稳定性分析, 令 $\boldsymbol{\vartheta}_g = f(\mathbf{E}_{g1}, \alpha_1, \delta_1)\mathbf{E}_{g1}^{-1}$, 则函数 $f(\mathbf{E}_{g1}, \alpha_1, \delta_1)$ 又可以表示为:

$$f(\mathbf{E}_{g1}, \alpha_1, \delta_1) = f(\mathbf{E}_{g1}, \alpha_1, \delta_1)\mathbf{E}_{g1}^{-1}\mathbf{E}_{g1} = \boldsymbol{\vartheta}_g\mathbf{E}_{g1} \quad (30)$$

根据式(11)对外环扩张状态变量的观测误差进行求导并化简, 可得:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{E}}_{g1} = -\beta_1\mathbf{E}_{g1} + \mathbf{E}_{g2} \\ \dot{\mathbf{E}}_{g2} = -\beta_2\mathbf{E}_{g2}\boldsymbol{\vartheta}_g \end{cases} \quad (31)$$

对式(31)进行拉式变换可得:

$$\begin{cases} s\mathbf{E}_{g1}(s) = -\beta_1\mathbf{E}_{g1}(s) + \mathbf{E}_{g2}(s) \\ s\mathbf{E}_{g2}(s) = -\beta_2\mathbf{E}_{g2}(s)\boldsymbol{\vartheta}_g \end{cases} \quad (32)$$

式中: s 为微分算子。

由式(32)推导出内环 ESO 系统误差模型的特征多项式如下, 其中 $(\boldsymbol{\vartheta}_g)_{ij}$ 为 $\boldsymbol{\vartheta}_g$ 第 i 行第 j 列的元素。

$$s^2 + \beta_1s + \beta_2(\boldsymbol{\vartheta}_g)_{ij} = 0 \quad (33)$$

根据劳斯判据可知, 使该内环 ESO 稳定须满足稳定条件:

$$\begin{cases} \beta_1 > 0 \\ \beta_2(\boldsymbol{\vartheta}_g)_{ij} > 0 \end{cases} \quad (34)$$

同理, 对于外环 ESO, 令 $\boldsymbol{\vartheta}_{dc} = f(e_1, \alpha_2, \delta_2)/e_1$, 根据式(23)可得外环 ESO 稳定条件:

$$\begin{cases} \beta_3 > 0 \\ \beta_4\boldsymbol{\vartheta}_{dc} > 0 \end{cases} \quad (35)$$

通过调节内外环 ESO 参数使式(34)和式(35)成立,进而使内、外环 ESO 系统保持稳定。

3.2 SMC 的稳定性分析

为证明所设计的内环 SMC 的稳定性,选取 Lyapunov 能量函数 V_g 为:

$$V_g = \frac{1}{2} S_g^T S_g \quad (36)$$

对式(36)求导得:

$$\frac{dV_g}{dt} = \frac{1}{2} \left(S_g \frac{dS_g^T}{dt} + S_g^T \frac{dS_g}{dt} \right) = S_g^T \frac{dS_g}{dt} \quad (37)$$

将式(16)代入式(37)得:

$$\frac{dV_g}{dt} = - S_g^T (k_{g1} S_g + k_{g2} \text{sat}(S_g)) \quad (38)$$

当 k_{g1} 、 k_{g2} 均为正常数时,显然可得 $dV_g/dt \leq 0$ 。根据 Lyapunov 稳定性判据可知,基于指数趋近律的内环 SMC 是稳定的。

同理可证,当 k_{u1} 、 k_{u2} 均为正常数时,基于指数趋近律的外环 SMC 也是稳定的。

4 仿真验证及分析

采用仿真平台 Matlab/Simulink 搭建额定容量为 360 kV·A 的 DFIG-GSC 的仿真模型,在负载变化及滤波参数扰动 2 个算例下,将文中所提 ESOSMC 与 VC 和 SMC 进行仿真对比,并对系统故障穿越能力进行验证。GSC 的主要仿真参数见表 1。

表 1 GSC 的主要参数

Table 1 Main parameters of GSC

参数	数值
滤波电感 L_f /mH	1
直流母线电容 C /μF	12 000
直流母线电压 V_{dc} /V	1 200
三相电网相电压 U_{gabc} /V	690
电网电压频率 f /Hz	50
开关频率 f_k /kHz	5

下面分别给出 ESOSMC、VC 和 SMC 3 种控制的具体控制参数。(1) ESOSMC 参数。功率内环: $k_{g1} = 3\ 000$, $k_{g2} = 300$, $k_{\Delta} = 4$, $\beta_1 = 1\ 600$, $\beta_2 = 1.2 \times 10^6$, $\alpha_1 = 0.8$, $\delta_1 = 0.01$; 电压平方外环: $k_{u1} = 300$, $k_{u2} = 30$, $\beta_3 = 4\ 000$, $\beta_4 = 6 \times 10^9$, $\alpha_2 = 0.6$, $\delta_2 = 0.01$ 。(2) VC 参数。电流内环: 比例控制参数 $k_{pi} = 1$, 积分控制参数 $k_{ii} = 1$; 电压外环: 比例控制参数 $k_{pu} = 0.5$, 积分控制参数 $k_{iu} = 50$ 。(3) SMC 参数。功率内环: $k_{g1} = 3\ 000$, $k_{g2} = 300$; 电压平方外环: $k_{u1} = 300$, $k_{u2} = 30$ 。

4.1 负载变化

在负载变化的情况下进行仿真,开始时设定

GSC 工作为半载状态且单位功率因数运行(即有功、无功功率期望值 $P_g^* = 180\ \text{kW}$ 、 $Q_g^* = 0\ \text{kvar}$),在 0.3 s 时切换至满载状态(即 $P_g^* = 360\ \text{kW}$)。图 3、图 4、图 5 分别为在 3 种控制下直流母线电压、交流侧功率以及交流侧电流的仿真对比。

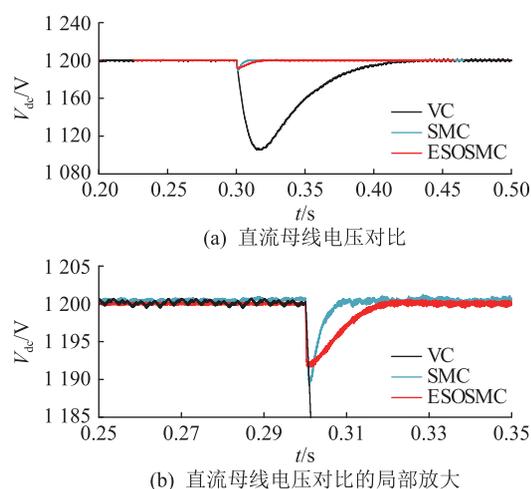


图 3 负载变化下直流母线电压仿真对比
Fig.3 Simulation comparison of DC bus voltage under load change

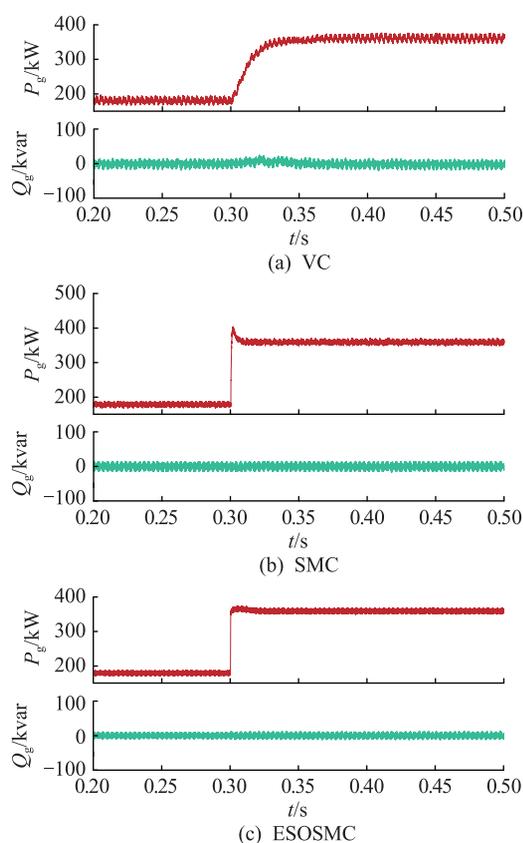


图 4 负载变化下交流侧功率仿真对比
Fig.4 Simulation comparison of AC side power under load change

由图 3 可知,面对负载的突增,3 种控制下的直流母线电压均能到达稳定值,具有良好的稳态性

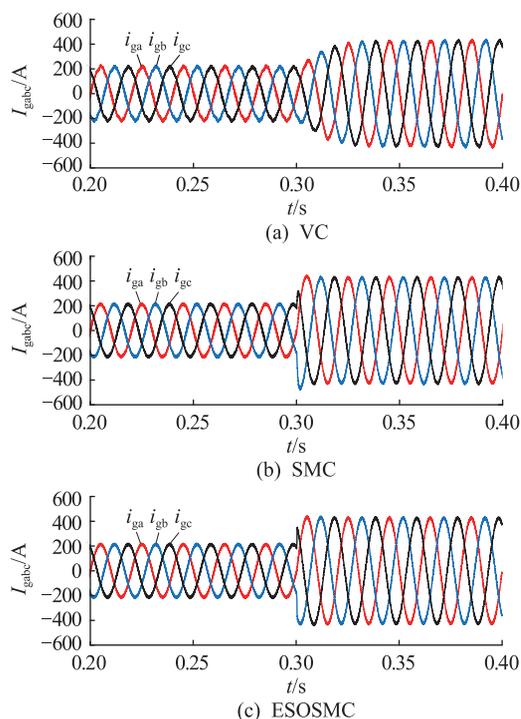


图5 负载变化下交流侧电流仿真对比
Fig.5 Simulation comparison of AC side current under load change

能,但动态性能却有很大差异。对于 VC,系统要经过 140 ms 才能到达稳定值,过渡过程中电压骤降了 95 V;对于 SMC 和文中所提控制,过渡时间分别为 10 ms 和 20 ms,电压仅骤降了 11 V 和 8 V,2 种控制都大大提升了系统的动态性能且电压波动较小。而由图 3(b)可知,文中所提控制的电压波形更为平滑稳定,具有更高的稳态精度。

由图 4 可知,在系统由半载切换至满载的过程中,VC 下有功功率经过 75 ms 达到满载,而无功功率受到耦合影响稍偏离给定值 0,即此过程中系统未能按单位功率因数运行;而在 SMC 和文中所提控制下有功功率仅经过 10 ms 达到满载,且系统能保持按单位功率因数运行。相比于 SMC,文中所提控制还明显抑制了切换时的有功功率超调,防止功率过载,且功率波形更平滑,半载和满载运行时无功功率抖振分别降低了 33% 和 20%。

由图 5 可知,相比于 VC,SMC 和文中所提控制均能快速调节电流达到稳定,且文中所提控制能抑制切换时的电流超调。通过仿真得到满载状态时 VC 和 SMC 下的电流总谐波失真分别为 2.64% 和 1.90%,而在文中所提控制下仅为 1.61%,故进一步降低了电流总谐波失真。

4.2 滤波参数摄动

在滤波参数摄动的情况下进行仿真,将系统保持满载状态且按单位功率因数运行至 0.60 s,开始

模拟 GSC 运行中的参数摄动,将滤波电感减小至 0.5 mH,0.65 s 时恢复额定值运行,0.75 s 时将滤波电感增大至 1.5 mH,0.80 s 时又恢复额定值运行。图 6、图 7 分别为 3 种控制下交流侧功率和直流母线电压的仿真对比。

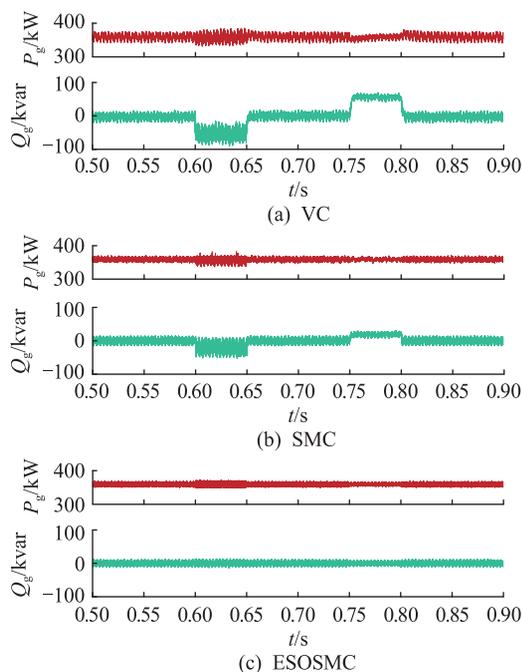


图6 参数摄动下交流侧功率仿真对比
Fig.6 Simulation comparison of AC side power under parameter perturbation

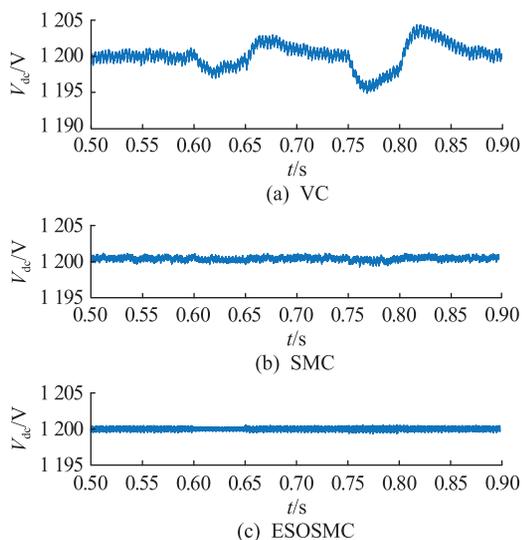


图7 参数摄动下直流母线电压仿真对比
Fig.7 Simulation comparison of DC bus voltage under parameter perturbation

由图 6 可知,当滤波电感减小时,在 VC 和 SMC 下的无功功率大幅偏离控制给定值,至 -54 kvar 和 -20 kvar,无功功率抖振均增大为自身稳定时的 2 倍,有功功率抖振也在增大;而在文中所提控制下,系统的无功功率并未发生偏移,仍保持按单位功率

因数运行,且有功、无功功率抖振均比前 2 种控制小,扰动发生时其抖振也未明显增大。当滤波电感增大时,在 VC 和 SMC 下的无功功率依旧偏离控制给定值,至 60 kvar 和 20 kvar;而此时在文中所提控制下的系统仍能保持按单位功率因数运行。由图 7 可知,在参数摄动情况下,相比于 VC 和 SMC,在文中所提控制下的直流母线电压能完全不受滤波电感参数摄动的影响,且电压波形平滑、稳态精度高。

4.3 故障穿越能力验证

在文中所提控制下,对系统电网对称跌落下的故障穿越能力进行仿真验证^[26]。仿真过程中设定系统工作在满载状态,在 0.3 s 时电网电压 U_{gabc} 对称跌落 20% 并持续 0.1 s。图 8 为在文中所提控制下电网对称跌落时的仿真结果。

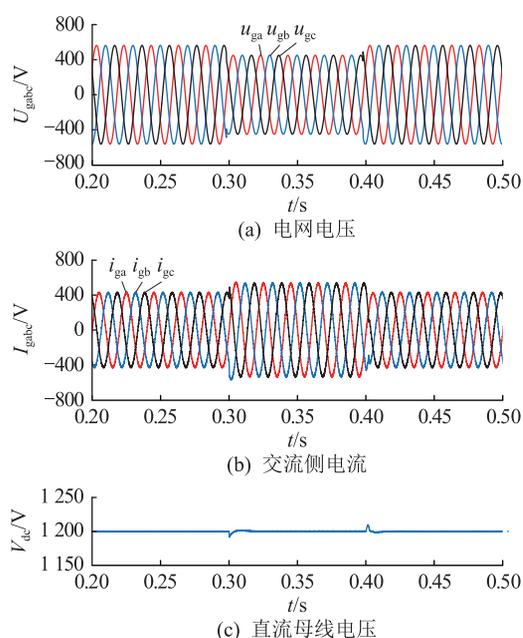


图 8 电网对称跌落时的仿真

Fig.8 Simulation during symmetrical fall of the power grid

由图 8 可知,当发生电网电压故障时,交流侧电流经过最大幅值为 1.32 倍额定电流的波动,直流母线电压也仅产生最大 10 V 的轻微波动,而后快速进入稳态;当电网电压恢复时,系统快速恢复至满载工作状态。在网侧电网电压故障下,若电流继电器动作值选为 1.5 倍的额定电流值,则在文中所提控制下故障电流具有故障电流限值功能,使系统具备故障穿越能力。

5 结语

文中考虑 DFIG-GSC 负载变化和滤波参数摄动对系统的影响,并结合 ESO 与 SMC,提出一种内环 ESOSMC-DPC、外环 ESOSMC-UC 的双闭环控制策

略。通过仿真实验与 VC 和 SMC 进行对比研究,结果表明,首先,在面对负载变化时文中所提控制大大降低了直流母线电压波动、交流侧有功功率和电流的超调以及交流侧电流的总谐波失真,提高了系统抗扰动能力和动静态性能,并有效防止变换器过载;其次,在面对滤波参数摄动时,文中所提控制具有更强的鲁棒性,始终保持系统按单位功率因数运行;最后,在面对电网对称跌落时,文中所提控制使系统具备了良好的故障穿越能力。故文中所提控制全面提高了 DFIG-GSC 的运行性能。

参考文献:

[1] 年珩,周骥,吴超,等. 双馈风电机组并网运行下谐波电流建模与特性分析[J]. 中国电机工程学报,2019,39(17):5037-5048,5285.
 NIAN Heng,ZHOU Qi,WU Chao,et al. The modeling and characteristic analysis of harmonic current of DFIG based wind turbine in grid-connected mode [J]. Proceedings of the CSEE, 2019,39(17):5037-5048,5285.
 [2] 孙焜,姚伟,文劲宇. 双馈风电场经柔直并网系统次同步振荡机理及特性分析[J]. 中国电机工程学报,2018,38(22):6520-6533.
 SUN Kun,YAO Wei,WEN Jinyu. Mechanism and characteristics analysis of subsynchronous oscillation caused by DFIG-based wind farm integrated into grid through VSC-HVDC system [J]. Proceedings of the CSEE,2018,38(22):6520-6533.
 [3] 王若谷,张若微,王明杰,等. 提升双馈风力发电系统低电压穿越能力的跟踪控制方法[J]. 电力工程技术,2021,40(2):185-191.
 WANG Ruogu,ZHANG Ruowei,WANG Mingjie,et al. A tracking control method for doubly-fed induction generator to enhance the low voltage ride through capability[J]. Electric Power Engineering Technology,2021,40(2):185-191.
 [4] 严锋,周小勇,曹鑫楠. 双馈风力发电系统网侧变流器多电流环控制[J]. 电力电子技术,2022,56(12):59-63.
 YAN Feng,ZHOU Xiaoyong,CAO Xinnan. Multi Current loop control of grid side converter in doubly fed wind power generation system[J]. Power Electronics,2022,56(12):59-63.
 [5] 竺兴妹,刘琳琳. DFIG 三相四开关网侧变流器预测功率控制策略[J]. 电网与清洁能源,2022,38(3):24-31,41.
 ZHU Xingmei,LIU Linlin. Predictive power control strategy for three-phase four-switch grid-side converter of the DFIG [J]. Power System and Clean Energy,2022,38(3):24-31,41.
 [6] 刘浩然,马磊,彭林,等. 单相 PWM 整流器 H_∞ 回路成形鲁棒直接电流控制[J]. 电网技术,2021,45(4):1429-1437.
 LIU Haoran,MA Lei,PENG Lin,et al. H_∞ Loop shaping robust direct current control for single-phase PWM rectifier[J]. Power System Technology,2021,45(4):1429-1437.
 [7] 刘伟,居鑫,王日中,等. 基于滑模变结构的双馈风力发电网侧 PWM 变换器控制研究[J]. 重庆理工大学学报(自然科学),2018,32(3):227-235.

- LIU Wei, JU Xin, WANG Rizhong, et al. Research on control of grid side PWM converter of doubly fed wind generator based on sliding mode variable structure[J]. Journal of Chongqing University of Technology (Natural Science), 2018, 32(3): 227-235.
- [8] 许观达, 肖飞, 连传强, 等. 三相永磁同步电机单电流传感器矢量控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2022, 50(23): 104-111.
- XU Guanda, XIAO Fei, LIAN Chuanqiang, et al. A vector control strategy using a single current sensor for a three-phase permanentmagnet synchronous motor[J]. Power System Protection and Control, 2022, 50(23): 104-111.
- [9] 高日辉, 陈燕, 马春燕, 等. 基于滑模控制的三相 PWM 整流器结构与性能仿真[J]. 太原理工大学学报, 2018, 49(2): 258-263.
- GAO Rihui, CHEN Yan, MA Chunyan, et al. Physical design and performance simulation of three-phase PWM rectifier based on sliding-mode control[J]. Journal of Taiyuan University of Technology, 2018, 49(2): 258-263.
- [10] 杨国, 陈洁, 朱亮亮, 等. 混合无功补偿系统模型预测直接功率控制策略[J]. 电力电容器与无功补偿, 2022, 43(1): 30-36.
- YANG Guo, CHEN Jie, ZHU Liangliang, et al. Control strategy of direct power prediction for hybrid reactive power compensation system[J]. Power Capacitor & Reactive Power Compensation, 2022, 43(1): 30-36.
- [11] 刘鑫蕊, 高超, 王智良. 基于非线性扰动观测器的光伏并网逆变器直流侧母线电压控制[J]. 电网技术, 2020, 44(3): 897-906.
- LIU Xinrui, GAO Chao, WANG Zhiliang. DC-bus voltage control for PV grid-connected inverter based on nonlinear disturbance observer[J]. Power System Technology, 2020, 44(3): 897-906.
- [12] SONG Z F, TIAN Y J, YAN Z, et al. Direct power control for three-phase two-level voltage-source rectifiers based on extended-state observation[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(7): 4593-4603.
- [13] 刘昌建, 董锋斌, 赵永玮. 基于扩张状态观测器的DFIG滑模直接功率控制[J]. 电力系统及其自动化学报, 2022, 34(7): 41-49.
- LIU Changjian, DONG Fengbin, ZHAO Yongwei. Sliding mode direct power control of DFIG based on extended state observer[J]. Proceedings of the CSU-EPSA, 2022, 34(7): 41-49.
- [14] 李奇, 李朔, 尹良震, 等. 基于扩张状态观测器的PEMFC发电系统串级滑模控制方法[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(4): 1470-1481.
- LI Qi, LI Shuo, YIN Liangzhen, et al. Cascade sliding mode control strategy for PEMFC power generation system based on extended state observer[J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(4): 1470-1481.
- [15] 张百寿, 杜亚江, 李宗刚, 等. 基于扰动观测器的机械臂神经网络滑模控制[J]. 控制工程, 2021, 28(8): 1540-1546.
- ZHANG Baishou, DU Yajiang, LI Zonggang, et al. Neural network sliding mode control for manipulator based on disturbance observer[J]. Control Engineering of China, 2021, 28(8): 1540-1546.
- [16] 尚磊, 孙丹, 胡家兵, 等. 三相电压型并网逆变器滑模变结构直接功率控制[J]. 电力系统自动化, 2010, 34(14): 79-83.
- SHANG Lei, SUN Dan, HU Jiabing, et al. Sliding mode variable structure based direct power control of three-phase grid-connected voltage source inverters[J]. Automation of Electric Power Systems, 2010, 34(14): 79-83.
- [17] 张迪, 魏艳君, 马利轩, 等. 不平衡电网电压下基于滑模变结构控制的双馈风电系统网侧变流器控制策略[J]. 电工技术学报, 2015, 30(10): 266-275.
- ZHANG Di, WEI Yanjun, MA Lixuan, et al. Sliding-mode control for grid-side converters of DFIG-based wind-power generation system under unbalanced grid voltage conditions[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(10): 266-275.
- [18] 马辉, 谢运祥. 基于滑模变结构的Vienna整流器新型双闭环控制策略研究[J]. 电工技术学报, 2015, 30(12): 143-151.
- MA Hui, XIE Yunxiang. A novel dual closed-loop control strategy based on sliding-mode variable structure of Vienna-type rectifier[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(12): 143-151.
- [19] 杨旭红, 陈阳, 贾巍, 等. 基于RBF神经网络的电压外环滑模控制的Vienna整流器[J]. 电力系统保护与控制, 2022, 50(18): 103-115.
- YANG Xuhong, CHEN Yang, JIA Wei, et al. Vienna rectifier with voltage outer loop sliding mode control based on an RBF neural network[J]. Power System Protection and Control, 2022, 50(18): 103-115.
- [20] 张迪. 电网故障情况下双馈风力发电系统直接功率控制策略研究[D]. 秦皇岛: 燕山大学, 2015.
- ZHANG Di. Research on direct power control strategy of DFIG wind energy conversion system under grid faults[D]. Qinhuangdao: Yanshan University, 2015.
- [21] 郭源博, 周鑫, 张晓华, 等. 三相电压型脉宽调制整流器的自抗扰控制[J]. 电力系统自动化, 2011, 35(16): 87-93.
- GUO Yuanbo, ZHOU Xin, ZHANG Xiaohua, et al. Auto-disturbance rejection control for three-phase voltage-type PWM rectifier[J]. Automation of Electric Power Systems, 2011, 35(16): 87-93.
- [22] 王萍, 闫瑞涛. 一种单相PWM整流器动态性能优化控制策略[J]. 太阳能学报, 2020, 41(8): 102-107.
- WANG Ping, YAN Ruitao. An optimal control strategy of dynamic performance for single-phase PWM rectifier[J]. Acta Energetica Solaris Sinica, 2020, 41(8): 102-107.
- [23] 魏选. 三电平PWM整流器线性自抗扰控制策略研究[D]. 西安: 西安理工大学, 2018.
- WEI Xuan. Study on linear active disturbance rejection control

strategy for three level PWM rectifier[D]. Xi'an:Xi'an University of Technology,2018.

[24] 朱进权,葛琼璇,王晓新,等. 基于自抗扰和负载功率前馈的高速磁悬浮系统 PWM 整流器控制策略[J]. 电工技术学报,2021,36(2):320-329.

ZHU Jinquan, GE Qiongxuan, WANG Xiaoxin, et al. Control strategy for PWM rectifier of high-speed maglev based on active disturbance rejection control and load power feed-forward[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021,36(2):320-329.

[25] MONDAL P, TRIPATHY P, ADDA R, et al. Development of an adaptive control strategy for the three-phase grid side converter with wide range of parametric and load uncertainties[J]. IET Power Electronics, 2020,13(12):2399-2412.

[26] 张若微,秦博宇,李恒毅,等. 基于干扰抑制的双馈风机低

电压穿越控制策略[J]. 电力系统自动化,2020,44(20):112-120.

ZHANG Ruowei, QIN Boyu, LI Hengyi, et al. Low voltage ride-through control strategy for DFIG-based wind turbine based on disturbance attenuation[J]. Automation of Electric Power Systems, 2020,44(20):112-120.

作者简介:



董锋斌

董锋斌(1973),男,博士,副教授,研究方向为电力电子与电力传动(E-mail:dongfb3000@126.com);

刘昌建(1998),男,硕士在读,研究方向为电力电子与电力传动;

赵永玮(1996),男,硕士在读,研究方向为电力电子与电力传动。

Sliding mode control for DFIG grid-side converter based on extended state observer

DONG Fengbin, LIU Changjian, ZHAO Yongwei, HUANG Jinfeng

(School of Electrical Engineering, Shaanxi University of Technology, Hanzhong 723000, China)

Abstract: Aiming at the problem of poor control effect of grid-side converter of doubly-fed induction generator due to load change and filter parameter perturbation, a double closed-loop control strategy of grid-side converter based on extended state observer (ESO) and sliding mode control is proposed. The inner loop adopts ESO-based sliding mode direct power control with power as the state variable, and the outer loop adopts ESO-based sliding mode control with voltage square as the state variable. Using ESO to estimate the system state variables and lumped uncertainties including unmodeled dynamics, load variation and filter parameter perturbation of the system, the sliding mode control method can be designed without the accurate mathematical model of the system to realize the robust control of grid-side converter in a complex environment. In addition, the power difference feedforward link is introduced to reduce the impact of the nonlinearity of the outer loop sliding mode control when the load changes. Finally, two examples of load change and filter parameter perturbation are simulated, and the results show that the proposed control strategy has stronger robustness in the complex environment than traditional vector control and sliding mode control.

Keywords: doubly-fed induction generator; grid-side converter; extended state observer (ESO); sliding mode control; direct power control; power difference feedforward; double closed loop

(编辑 陆海霞)