DOI:10.14188/j.1671-8844.2023.0291　　文章编号:1671-8844(XXXX)XX-0001-10

不平衡电压下DFIG-GSC反馈线性化直接功率控制

王凯,董锋斌,王豪,史新涛

(陕西理工大学电气工程学院,陕西 汉中 723000)

摘要: 为了提升不平衡电网电压下双馈风力发电机(DFIG)网侧变换器(GSC)的性能,提出了一种反馈线性化与直接功率控制(DPC)相结合的复合控制策略。首先,在$\alpha\beta$坐标系下建立了GSC以功率为变量的仿射非线性模型,然后根据微分几何理论,对其进行精确线性化条件验证后,与滑模控制相结合设计了其反馈线性化控制律,得到功率内环的解耦表达式;电压外环采用积分滑模控制来提升直流侧电压的响应速度。针对因负序分量引起的不确定项以及激励变化项等不确定因素的影响,用超螺旋观测器对其进行观测并对其控制量进行修正。对不同的控制目标分别讨论了功率补偿方案。最后搭建仿真模型和传统DPC以及直接功率控制进行比较,验证了所提控制策略的合理性和有效性。

关键词: 不平衡电压;双馈风力发电机;网侧变换器;反馈线性化;滑模控制;观测器;直接功率控制

中图分类号: TM46　**文献标志码:** A

Direct power control based on feedback linearization for DFIG-GSC under unbalanced voltage

DONG Fengbin, WANG Kai, WANG Hao, SHI Xintao

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

Abstract: In order to improve the performance of DFIG grid-side converter (GSC) under unbalanced grid voltage, a compound control strategy combining feedback linearization and direct power control (DPC) was proposed. Firstly, the affine nonlinear model of GSC with power as variable is established in the coordinate system, and then the feedback linearization control law is designed according to the differential geometry theory, and the decoupling expression of the inner power loop is obtained. The voltage outer loop adopts integral sliding mode control to improve the response speed of DC side voltage. In view of the uncertainty caused by the negative sequence component and the influence of the excitation change, the superspiral observer is used to observe the uncertainty and modify the control quantity. The power compensation schemes for different control targets are discussed. Finally, the simulation model is built and compared with the traditional DPC and direct power control, and the rationality and effectiveness of the proposed control strategy are verified.

Key words: unbalanced voltage; doubly-fed wind turbine; grid-side converter; feedback linearization; sliding mode control; observer; direct power control

收稿日期: XXXX-XX-XX

作者简介: 王凯(1998-),男,硕士研究生,研究方向为电力电子与电力传动,Email:1109119435@qq.com。

通信作者: 董锋斌(1973-),男,副教授,硕士生导师,研究方向为电力电子与电力传动,Email:dongfb3000@126.com。

基金项目: 陕西省自然科学基础研究计划资助项目(2023-JC-YB-442)。

本文引用格式: 王凯,董锋斌,王豪,等.不平衡电压下DFIG-GSC反馈线性化直接功率控制[J].武汉大学学报(工学版),XXXX,XX(XX):1-10.

Citation: DONG Fengbin, WANG Kai, WANG Hao, et al. Direct power control based on feedback linearization for DFIG-GSC under unbalanced voltage[J]. Engineering Journal of Wuhan University, XXXX, XX(XX):1-10.

减少化石燃料使用的同时又能满足日益增长的电能需求是当前的重要挑战,风能因其清洁、可再生等特点被广泛利用[1-2]。其中,双馈风力电机(doubly fed induction generator,DFIG)具有可调速、效率高、功率灵活控制等优点而备受关注[3-6]。其定子侧直接与电网相连,转子侧通过一对背靠背变换器与电网连接。靠近电网的网侧变换器(grid side converter,GSC)是转子侧和电网能量交换的衔接口,主要用来维持直流母线电压稳定和控制功率因数。当DFIG在不平衡电压下运行时,负序电压分量会造成输出电流的不平衡,影响电能质量;直流母线电压也会出现二倍频振荡,进而影响转子侧对DFIG的控制,甚至会影响整个DFIG系统的安全,因此,研究不平衡电压下双馈风力电机网侧变换器(DFIG-GSC)的控制技术有重要意义。

对DFIG-GSC的控制通常采用电压外环,电流内环的双闭环矢量控制(vector control,VC)。这种控制结构简单,但是只能对直流量无静差控制[7],当电压不平衡时,电压负序交流量影响系统的稳定性。一些研究对传统的VC进行改进,但是会使系统结构复杂,有的也会带来延时和误差等问题[8]。近年来,直接功率控制(direct power control,DPC)因其鲁棒性强,响应速度快被广泛研究[9-11],但基于查表法的DPC会引起大功率纹波,基于空间矢量调制的DPC需与线性调节器结合,会对系统鲁棒性造成影响[12]。因此,有学者将同样鲁棒性好的滑模控制(sliding mode control,SMC)与直接功率控制结合使用。文献[13]将滑模控制与直接功率控制(SMC-DPC)结合用于DFIG系统,相较PI控制,其鲁棒性更佳,响应速度更快,但是有较为明显抖振。文献[14]将SMC-DPC用于不平衡电网下的DFIG系统,相较传统的DPC控制,其有功、无功脉动以及电磁转矩波动有所减少,但控制效果并不是很理想。文献[15]将终端滑模用于DFIG系统,在有功、无功变化时跟踪精度高,动态性能较好,但抖振仍比较明显。除此之外,直接功率控制中的耦合项以及系统中未建模部分都会对系统性能造成影响。

反馈线性化(Feedback Linearization,FL)是目前应用较为广泛的一种非线性控制方法。判断系统满足线性化的条件后,经过坐标变换,设计得到反馈线性化控制律,从而完成线性系统的转换,实现耦合项的解耦[16]。但是,FL对系统参数要求较高,需要和其他控制方法结合来实现更佳的控制效果。文献[17]将FL与最优控制结合用于双馈异步发电机,实验结果表明,相较传统矢量控制,FL有更好的动态性能,对电流、电压控制能力更好。但是,其最优控制中,权矩阵选取单位阵,无具体意义。文献[18]将FL与反步滑模控制相结合用于DC-DC模型中,与PID控制相比,其鲁棒性更佳。文献[19]针对DFIG-GSC系统提出电流内环反馈线性化解耦,电压外环滑模控制的复合控制策略,相较PI控制,简化了结构,提升了系统动态性能,但仅在理想情况下进行了研究。对比发现,FL与强鲁棒性的SMC结合使用,有较好的性能。然而,在双馈风力电机中少有人将SMC与FL结合用于直接功率控制中解耦来提升控制性能。

因此,在分析前述文章基础上,针对DFIG-GSC这一强耦合的非线性系统,建立了其在不平衡电压下基于$\alpha\beta$坐标系的反馈线性化直接功率数学模型,对功率模型中的耦合项进行了解耦。同时将滑模控制与反馈线性化结合来削弱滑模控制带来的抖振,并减小反馈线性化的参数依赖性。对于系统中未建模部分及负序电压导致的不确定项用超螺旋观测器估计并补偿,超螺旋算法保留了传统滑模算法鲁棒性强的特点之外还能有效减小系统的抖振[20-21],最后搭建仿真模型证明了所提方法的有效性。

1 不平衡电压下的数学模型分析

网侧变换器的结构图如图1所示。在图中,e_a、e_b、e_c分别为交流侧电网A、B、C三相电压;u_{ga}、u_{gb}、u_{gc}为交流侧相电压;i_a、i_b、i_c分别为交流侧A、B、C三相电流;L为交流侧电感;R为交流侧电阻;C为直流母线电容;U_{dc}为直流母线电压;i_{load}为直流侧电流。

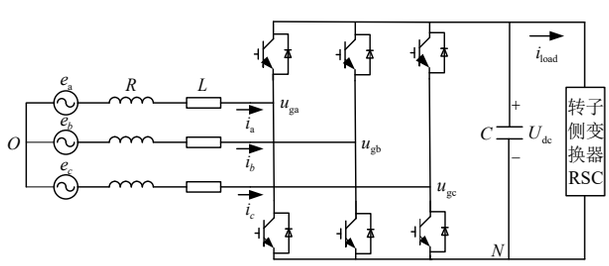


图1 网侧变换器主电路图

Fig. 1 Main circuit diagram of grid side converter

根据GSC主电路图,再结合Clark变换可得两相静止$\alpha\beta$坐标系下的数学模型为:

$$\begin{cases} u_\alpha = e_\alpha - Ri_\alpha - L\dfrac{\mathrm{d}i_\alpha}{\mathrm{d}t} \\ u_\beta = e_\beta - Ri_\beta - L\dfrac{\mathrm{d}i_\beta}{\mathrm{d}t} \\ C\dfrac{\mathrm{d}U_{\mathrm{dc}}}{\mathrm{d}t} = \dfrac{3}{2}(S_\alpha i_\alpha + S_\beta i_\beta) - i_{\mathrm{load}} \end{cases} \tag{1}$$

式中，S_α、S_β为开关函数。

$\alpha\beta$坐标系下，交流侧瞬时有功、无功以及直流侧功率的计算式为：

$$\begin{cases} P = \dfrac{3}{2}(e_\alpha i_\alpha + e_\beta i_\beta) \\ Q = \dfrac{3}{2}(e_\beta i_\alpha - e_\alpha i_\beta) \\ P_{\mathrm{dc}} = (C\dfrac{\mathrm{d}U_{\mathrm{dc}}}{\mathrm{d}t} + i_{\mathrm{load}})U_{\mathrm{dc}} \end{cases} \tag{2}$$

在不平衡电压下，电网电压等于正序、负序分量之和：

$$E_{\alpha\beta} = E_{\alpha\beta}^{+} + E_{\alpha\beta}^{-} = (e_\alpha^{+} + e_\alpha^{-}) + \mathrm{j}(e_\beta^{+} + e_\beta^{-}) \tag{3}$$

式中，e_α、e_β表示为：

$$\begin{cases} e_\alpha^{+} = |E^{+}|\cos(\omega t + \varphi_u^{+}) \\ e_\beta^{+} = |E^{+}|\sin(\omega t + \varphi_u^{+}) \\ e_\alpha^{-} = |E^{-}|\cos(\omega t + \varphi_u^{-}) \\ e_\beta^{-} = -|E^{-}|\sin(\omega t + \varphi_u^{-}) \end{cases} \tag{4}$$

其中，$|E|$为相电压幅值，ω为电网电压角频率，φ_u为电网电压初始相位角，上标“＋”和“-”分别代表正、负序分量。

将式(2)求导后与式(4)联立可得不平衡电压下功率数学表达式为：

$$\begin{cases} \dfrac{\mathrm{d}P}{\mathrm{d}t} = -\dfrac{R}{L}P - \omega Q + \dfrac{3}{2L}d_1 + F_1 \\ \dfrac{\mathrm{d}Q}{\mathrm{d}t} = -\dfrac{R}{L}Q + \omega P + \dfrac{3}{2L}d_2 + F_2 \end{cases} \tag{5}$$

式中：

$$\begin{cases} d_1 = -e_\alpha u_\alpha - e_\beta u_\beta + {e_\alpha}^2 + {e_\beta}^2 \\ d_2 = -e_\beta u_\alpha + e_\alpha u_\beta \end{cases},$$

$$\begin{cases} F_1 = 3\omega(e_\beta^{-} i_\alpha - e_\alpha^{-} i_\beta) \\ F_2 = 3\omega(e_\alpha^{-} i_\alpha + e_\beta^{-} i_\beta) \end{cases}$$

选取状态变量$x = [x_1 \quad x_2]^{\mathrm{T}} = [P \quad Q]^{\mathrm{T}}$，输入变量$u = [u_1 \quad u_2]^{\mathrm{T}} = [d_1 \quad d_2]^{\mathrm{T}}$，输出变量$y = [y_1 \quad y_2]^{\mathrm{T}} = [h_1(x) \quad h_2(x)]^{\mathrm{T}} = [P - P_{\mathrm{ref}} \quad Q - Q_{\mathrm{ref}}]^{\mathrm{T}}$，令$F = [F_1 \quad F_2]^{\mathrm{T}}$，则有功、无功功率计算式可表示为二输入二输出的仿射非线性模型：

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x)u \\ y = h(x) \end{cases} \tag{6}$$

式中，$f(x) = \begin{bmatrix} -\dfrac{R}{L} & -\omega \\ \omega & -\dfrac{R}{L} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix} + F$，$g(x) = \begin{bmatrix} \dfrac{3}{2L} & 0 \\ 0 & \dfrac{3}{2L} \end{bmatrix}$。

由式(5)可知，功率模型中存在耦合项，且在不平衡条件下，F_1、F_2为负序分量产生的干扰项，这些因素都会影响系统的性能。因此，用精确线性化对其解耦，并用超螺旋观测器对不确定项进行估计，减小负序分量对系统稳定性的影响。

2 内环控制律设计

2.1 精确线性化条件验证

对于系统(6)，如果：

1）矩阵$D = [g_1 \quad g_2 \quad ad_f g_1 \quad ad_f g_2]$的秩等于2；

2）$D_1 = \{g_1\}$，$D_2 = \{g_1, g_2\}$，$D_3 = \{g_1, g_2, \mathrm{ad}_f g_1\}$，$D_4 = \{g_1, g_2, \mathrm{ad}_f g_1, \mathrm{ad}_f g_2\}$在$x = x_0$处都对合，则该系统可以精确线性化[22]。

根据式(6)，可以计算出李括号：

$$\begin{cases} ad_f g_1 = \dfrac{\partial g_1}{\partial x}f - \dfrac{\partial f}{\partial x}g_1 = \begin{bmatrix} \dfrac{3R}{2L^2} & -\dfrac{3\omega}{2L} \end{bmatrix}^{\mathrm{T}} \\ ad_f g_2 = \dfrac{\partial g_2}{\partial x}f - \dfrac{\partial f}{\partial x}g_2 = \begin{bmatrix} \dfrac{3\omega}{2L} & -\dfrac{3R}{2L^2} \end{bmatrix}^{\mathrm{T}} \end{cases}$$

因此，可得矩阵：

$$D = [g_1 \quad g_2 \quad ad_f g_1 \quad ad_f g_2] = \begin{bmatrix} \dfrac{3}{2L} & 0 & \dfrac{3R}{2L^2} & \dfrac{3\omega}{2L} \\ 0 & \dfrac{3}{2L} & -\dfrac{3\omega}{2L} & \dfrac{3R}{2L^2} \end{bmatrix} \tag{7}$$

该矩阵秩为2，满足精确线性化条件一；同时由式(7)可得，g_1，g_2，$\mathrm{ad}_f g_1$，$\mathrm{ad}_f g_2$中不包含与状态变量相关项，可以看作恒向量场，因此集合$D_1 \sim D_4$是对合的，满足精确线性化条件二，系统可以实现状态反馈线性化。

接下来根据式(6)可求得李导数从而判断相对阶。

对于$y_1 = h_1(x)$，

$$\begin{cases} L_f h_1(x)=\dfrac{\partial h_1(x)}{\partial x_1}f_1-\dfrac{\partial h_1(x)}{\partial x_2}f_2=-\dfrac{R}{L}P-\omega Q \\ L_{g_1}h_1(x)=\dfrac{\partial h_1(x)}{\partial x_1}g_{11}+\dfrac{\partial h_1(x)}{\partial x_2}g_{12}=\dfrac{3}{2L}\neq 0 \\ L_{g_2}h_1(x)=\dfrac{\partial h_1(x)}{\partial x_1}g_{21}+\dfrac{\partial h_1(x)}{\partial x_2}g_{22}=0 \end{cases} \tag{8}$$

同理,对于$y_2=h_2(x)$,

$$\begin{cases} L_f h_2(x)=\dfrac{\partial h_2(x)}{\partial x_1}f_1-\dfrac{\partial h_2(x)}{\partial x_2}f_2=\omega P-\dfrac{L}{R}Q \\ L_{g_1}h_2(x)=\dfrac{\partial h_2(x)}{\partial x_1}g_{11}+\dfrac{\partial h_2(x)}{\partial x_2}g_{12}=0 \\ L_{g_2}h_2(x)=\dfrac{\partial h_2(x)}{\partial x_1}g_{21}+\dfrac{\partial h_2(x)}{\partial x_2}g_{22}=\dfrac{3}{2L}\neq 0 \end{cases} \tag{9}$$

因此,可得关系度判断矩阵:

$$B(x)=\begin{bmatrix} L_{g1}h_1(x) & L_{g1}h_2(x) \\ L_{g2}h_1(x) & L_{g2}h_2(x) \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} \dfrac{3}{2L} & 0 \\ 0 & \dfrac{3}{2L} \end{bmatrix} \tag{10}$$

由式(8)、(9)可知,输出y_1、y_2对应的子相对阶$\lambda_1=1$,$\lambda_2=1$;同时,式(10)为非奇异矩阵。所以系统相对阶$\lambda=\lambda_1+\lambda_2=2$,与系统阶数相等,满足精确线性化解耦的条件。

2.2 反馈线性化控制律的设计

进行坐标变换[23],选取:

$$Z=\phi(x)=\begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} h_1(x) \\ h_2(x) \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} P-P_{\mathrm{ref}} \\ Q-Q_{\mathrm{ref}} \end{bmatrix}$$

引入ν为新的控制量,令$\nu=\dot{Z}$,由式(6)可得,ν和原控制量的关系为:

$$\nu=\begin{bmatrix} \nu_1 \\ \nu_2 \end{bmatrix}=A(x)+g(x)\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix}+F \tag{11}$$

式中:

$$A(x)=\begin{bmatrix} L_f h_1(x) \\ L_f h_2(x) \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} -\dfrac{R}{L}P-\omega Q \\ \omega P-\dfrac{R}{L}Q \end{bmatrix}$$

由式(11)可知,反馈线性化控制律为:

$$u=g(x)^{-1}\left[\nu-A(x)-F\right] \tag{12}$$

新控制量设计为:

$$\begin{cases} \nu_1=-k_{11}y_1-k_{12}\mathrm{sat}(y_1) \\ \nu_2=-k_{21}y_2-k_{22}\mathrm{sat}(y_2) \end{cases} \tag{13}$$

式中$y_1=P-P_{\mathrm{ref}}$、$y_2=Q-Q_{\mathrm{ref}}$。

最终,由式(12)、(13)可得解耦控制器的表达式为:

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} \dfrac{2L}{3} & 0 \\ 0 & \dfrac{2L}{3} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} -k_{11}y_1-k_{12}\mathrm{sat}(y_1)+\dfrac{R}{L}P+\omega Q-F_1 \\ -k_{21}y_2-k_{22}\mathrm{sat}(y_2)-\omega P+\dfrac{R}{L}Q-F_2 \end{bmatrix} \tag{14}$$

3 电压外环控制律设计

设电压外环给定量为U_{dcref},电压误差函数$e_{\mathrm{u}}(\mathrm{t})=U_{\mathrm{dcref}}-U_{\mathrm{dc}}$,选取积分滑模面函数:

$$S=e_{\mathrm{u}}(\mathrm{t})+K_{\mathrm{u}}\int e_{\mathrm{u}}(\mathrm{t})\mathrm{d}t \tag{15}$$

式中,K_{u}为积分滑模面系数。

用指数趋近律设计滑模控制器控制电压外环:

$$\dot{S}=-K_3S-K_4\mathrm{sat}(S) \tag{16}$$

式中,K_3、K_4为控制参数。为了在保证趋近速度的同时降低滑模面附近的抖动,选取较大的K_3和较小的K_4,同理对于内环,应选取较大的k_{11}和k_{21},较小的k_{12}和k_{22},此外,为了协调内外环,外环参数应小于内环参数[24]。

式(15)求导与式(16)联立,然后代入式(2)中功率表达式可得电压外环的控制方程为:

$$P_{\mathrm{ref}}=P_{\mathrm{dc}}=(C(K_{\mathrm{u}}e_{\mathrm{u}}-K_3S+K_4\mathrm{sat}(S)+i_{\mathrm{load}})U_{\mathrm{dc}} \tag{17}$$

选取Lyapunov函数:

$$V=\frac{1}{2}S^{\mathrm{T}}S$$

对上式求导并将式(16)代入得:

$$\dot{V}=S^{\mathrm{T}}\dot{S}=-S^{\mathrm{T}}(K_3S+K_4\mathrm{sat}(S)) \tag{18}$$

上式中,当K_3、$K_4>0$时,$\dot{V}\leqslant 0$,由Lyapunov第二法可知,系统稳定。

4 超螺旋观测器的设计及稳定性分析

4.1 超螺旋观测器的设计

由上述分析可知,系统中有不确定部分F,且数学模型中也有激励变量项,这就使系统的实际输出与期望值难免会有偏差。因此,应用状态观测器对不确定性进行观测,并对其偏差进行补偿来使控制结果更加精确。

设计式(5)为:

$$\frac{\mathrm{d}W}{\mathrm{d}t}=\xi+bu \tag{19}$$

式中:$W=\begin{bmatrix} P & Q \end{bmatrix}^{\mathrm{T}}$;$\xi=\begin{bmatrix} \xi_1 & \xi_2 \end{bmatrix}^{\mathrm{T}}$;$\xi_1=-\dfrac{R}{L}P-$

$\omega Q+F_1$；$\xi_2=\omega P-\dfrac{R}{L}Q+F_2$；$b=\dfrac{3}{2L}$。

选取状态变量：

$$\begin{cases}\dot{X}_1=\dot{W}=X_2+bu\\ X_2=\xi\\ Y=X_1\end{cases}\tag{20}$$

则设计超螺旋观测器为：

$$\begin{cases}\dot{Z}_1=\beta_1\left|Y-Z_1\right|^{\frac{1}{2}}\operatorname{sgn}(Y-Z_1)+Z_2+bu\\ \dot{Z}_2=\beta_2\operatorname{sgn}(Y-Z_1)\end{cases}\tag{21}$$

式中，$Z_1=[Z_{1p}\quad Z_{1q}]$，$Z_2=[Z_{2p}\quad Z_{2q}]$；Z_1是对X_1的观测，Z_{1p}、Z_{1q}分别为Z_1的有功、无功分量；Z_2是对X_2的观测，即对未建模等干扰项ξ的观测；β_1、β_2为观测器参数。

最终，新的控制律为：

$$\begin{cases}u_1'=b(\xi_1-Z_{2p})+u_1\\ u_2'=b(\xi_2-Z_{2q})+u_2\end{cases}\tag{22}$$

由式(5)和式(22)可得被控对象u_α、u_β的表达式为：

$$\begin{cases}u_\alpha=e_\alpha-\dfrac{e_\alpha u_1'+e_\beta u_2'}{e_\alpha^{\,2}+e_\beta^{\,2}}\\ u_\beta=e_\beta-\dfrac{e_\beta u_1'+e_\alpha u_2'}{e_\alpha^{\,2}+e_\beta^{\,2}}\end{cases}\tag{23}$$

4.2　稳定性分析

令$\tilde{X}_i=X_i-Z_i(i=1,2)$，则误差动态方程为：

$$\begin{cases}\dot{\tilde{X}}_1=\tilde{X}_2-\beta_1\left|\tilde{X}_1\right|^{1/2}\operatorname{sgn}(\tilde{X}_1)\\ \dot{\tilde{X}}_2=\dot{\xi}-\beta_2\operatorname{sgn}(\tilde{X}_2)\end{cases}\tag{24}$$

ξ为动态部分，一般认为有界，表示为：$\left|\xi\right|\leqslant\delta$。为了便于分析，引入状态变量$\eta=\begin{bmatrix}\eta_1 & \eta_2\end{bmatrix}^{\mathrm{T}}$，其中，$\eta_1=\left|\tilde{X}_1\right|^{1/2}\operatorname{sgn}(\tilde{X}_2)$，$\eta_2=\tilde{X}_2$。

对其求导得：

$$\dot{\eta}=\begin{bmatrix}\dot{\eta}_1\\ \dot{\eta}_2\end{bmatrix}=\frac{1}{2\left|\tilde{X}_1\right|^{1/2}}\begin{bmatrix}-\beta_1 & 1\\ -2\beta_2 & 0\end{bmatrix}\eta+\begin{bmatrix}0\\ 1\end{bmatrix}\dot{\xi}$$

令$A=\dfrac{1}{2}\begin{bmatrix}-\beta_1 & 1\\ -2\beta_2 & 0\end{bmatrix}$，$B=\begin{bmatrix}0\\ 1\end{bmatrix}$

设计Lyapunov函数为：$V=\eta^{\mathrm{T}}P_0\eta$，其中：

$P_0=\dfrac{1}{2}\begin{bmatrix}4\beta_2+{\beta_1}^2 & -\beta_1\\ -\beta_1 & 1\end{bmatrix}$为正定矩阵。

对V求导得：

$$\begin{aligned}\dot{V}&=\dot{\eta}^{\mathrm{T}}P_0\eta+\eta^{\mathrm{T}}P\dot{\eta}\\ &=\left|\tilde{X}_1\right|^{-\frac{1}{2}}\eta^T(A^TP+PA)\eta+\xi(B^TP\eta+\eta^TPB)\\ &\leqslant\left|\tilde{X}_1\right|^{-\frac{1}{2}}\eta^T(A^TP+PA)\eta+\delta(B^TP\eta+\eta^TPB)\\ &=\left|\tilde{X}_1\right|^{-\frac{1}{2}}\eta^TQ_1\eta+2\delta B^TP\eta\end{aligned}\tag{25}$$

式中$2\delta B^TP\eta$的上界可写为：

$$\begin{aligned}2\delta B^TP\eta&=\left|\tilde{X}_1\right|^{-\frac{1}{2}}\delta\left[\left|\tilde{X}_1\right|^{\frac{1}{2}}(-\beta_1\eta_1+2\eta_2)\right]\\ &=\left|\tilde{X}_1\right|^{-\frac{1}{2}}\delta\left[\left|\eta_1\right|(-\beta_1\eta_1+2\eta_2)\right]\\ &\leqslant\left|\tilde{X}_1\right|^{-\frac{1}{2}}\delta(\beta_1\left|\eta_1\right|^2+2\left|\eta_1\right|\left|\eta_2\right|)\\ &\leqslant\left|\tilde{X}_1\right|^{-\frac{1}{2}}\delta(\beta_1\left|\eta_1\right|^2+\left|\eta_1\right|^2+\left|\eta_2\right|^2)\\ &=-\left|\tilde{X}_1\right|^{-\frac{1}{2}}\eta^TQ_2\eta\end{aligned}\tag{26}$$

其中，$Q_2=\begin{bmatrix}\delta(\beta_1+1) & 0\\ 0 & L\end{bmatrix}$

根据式(25)、(26)可得：

$$\dot{V}\leqslant-\left|\tilde{X}_1\right|^{-\frac{1}{2}}\eta^TQ\eta\tag{27}$$

式中，$Q=Q_1+Q_2$，Q为对称正定的条件为：

$$\begin{cases}\beta_1>2\delta\\ \beta_2>\delta\dfrac{\beta_1^2}{\beta_1-2\delta}+\delta\dfrac{\beta_1+1}{\beta_1}\end{cases}\tag{28}$$

β_1、β_2满足上式时，$V>0$，$\dot{V}<0$，由Lyapunov第二法可知，系统大范围渐近稳定。

对于式(28)，当δ为有界正实数时，若δ不定，β_1和β_2也不确定；当δ一定时，式(28)的解β_1、β_2也有无穷多个，若β_1、β_2取值过大，则系统会振荡，若取值过小，系统跟踪性较差，所以可参考文献[5]取满足不等式(28)的较理想值。

5　参考功率的计算

在不平衡电网电压条件下，交流侧电流分解为：

$$I_{\alpha\beta}=I_{\alpha\beta}^{+}+I_{\alpha\beta}^{-}=i_\alpha^{+}+i_\alpha^{-}+\mathrm{j}(i_\beta^{+}+i_\beta^{-})\tag{29}$$

其中，i_α、i_β可表示为：

$$\begin{cases}i_\alpha^{+}=\left|I^{+}\right|\cos(\omega t+\varphi_i^{+})\\ i_\beta^{+}=\left|I^{+}\right|\sin(\omega t+\varphi_i^{+})\\ i_\alpha^{-}=\left|I^{-}\right|\cos(\omega t+\varphi_i^{-})\\ i_\beta^{-}=-\left|I^{-}\right|\sin(\omega t+\varphi_i^{-})\end{cases}\tag{30}$$

式中，$\left|I\right|$为并网电流幅值，φ_i为电流初始相位角，上

标“+”和“-”分别代表正、负序分量。

将式(30)和式(4)代入式(2)瞬时有功、无功计算式得:

$$\begin{cases} P = P_0 + P_1 + P_2 \\ Q = Q_0 + Q_1 + Q_2 \end{cases} \tag{31}$$

式中,P_0、Q_0为平均功率分量,P_1、P_2和Q_1、Q_2为二倍频功率分量。

其中

$$\begin{bmatrix} P_0 \\ P_1 \\ P_2 \\ Q_0 \\ Q_1 \\ Q_2 \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} e_\alpha^+ & e_\alpha^- & e_\beta^+ & e_\beta^- \\ 0 & e_\alpha^+ & 0 & e_\beta^+ \\ e_\alpha^- & 0 & e_\beta^- & 0 \\ e_\beta^+ & e_\beta^- & -e_\alpha^+ & -e_\alpha^- \\ 0 & e_\beta^+ & 0 & -e_\alpha^+ \\ e_\beta^- & 0 & -e_\alpha^- & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha^+ \\ i_\alpha^- \\ i_\beta^+ \\ i_\beta^- \end{bmatrix}$$

不平衡电网电压条件下负序电压分量会带来有功、无功功率的振荡,要消除二倍频功率的影响,需满足式(32),显然,等式无法同时满足。

$$\begin{cases} |E^+||I^-| = |E^-||I^+| \\ \cos(2\omega t + \varphi_u^+ + \varphi_i^-) = \cos(2\omega t + \varphi_u^- + \varphi_i^+) \\ \sin(2\omega t + \varphi_u^+ + \varphi_i^-) = \sin(2\omega t + \varphi_u^- + \varphi_i^+) \end{cases} \tag{32}$$

根据文献[24]设定不同的控制目标,并设计对应的功率补偿策略满足系统要求。给定的补偿量如式(33)所示。

$$\begin{cases} P_{\text{com}} = m_1 P_2 \\ Q_{\text{com}} = m_2 Q_2 \end{cases} \tag{33}$$

式中,m_1、m_2表示有功、无功补偿量与二倍频分量的关系,不同的控制目标,m_1、m_2取值不同。

1)目标1:去除有功功率的振荡,使有功功率恒定。

$$\begin{cases} m_1 = 0 \\ m_2 = 2 \end{cases} \tag{34}$$

2)目标2:去除无功功率的振荡,使无功功率恒定。

$$\begin{cases} m_1 = 2 \\ m_2 = 0 \end{cases} \tag{35}$$

3)目标3:消除负序电流影响,得到平衡、对称的并网电流。

$$\begin{cases} m_1 = 1 \\ m_2 = 1 \end{cases} \tag{36}$$

综上分析,系统的控制框图如图2所示。

6 仿真分析

为了验证所提控制方法的有效性,在MATLAB-Simulink平台中搭建了不平衡电压条件下反馈线性化直接功率控制的GSC模型并选取GSC的额定容量为360kVA。在0.2s时,A相电压发生故障,跌落20%,0.4s时故障清除,电压恢复正常,并将文中所提控制方法与VC和DPC进行对比。DFIG-GSC仿真参数如下:电网相电压为690V,电网电压频率为50Hz,交流侧滤波电感和电阻分别为0.5mH和0.01Ω,直流侧电容为12000μF,直流电压给定值为1200V。控制参数如下:1)VC参数。$k_{\text{pu}}=1$,$k_{\text{iu}}=80$,$k_{\text{pi}}=1$,$k_{\text{ii}}=2$。2)DPC参数。电压外环:$k_{\text{u1}}=100$,$k_{\text{u2}}=10$;功率内环:$k_{\text{p1}}=800$,$k_{\text{p2}}=80$。3)FL-DPC参数。积分滑模面系数$k_{\text{u}}=50$;内环解耦控制器参数$k_{11}=k_{21}=8\times10^5$,$k_{12}=k_{22}=5\times10^4$;电压外环参数$k_3=140$,$k_4=10$;观测器参数$\beta_1=5\times10^8$,$\beta_2=5\times10^3$。图3为电网电压波形。

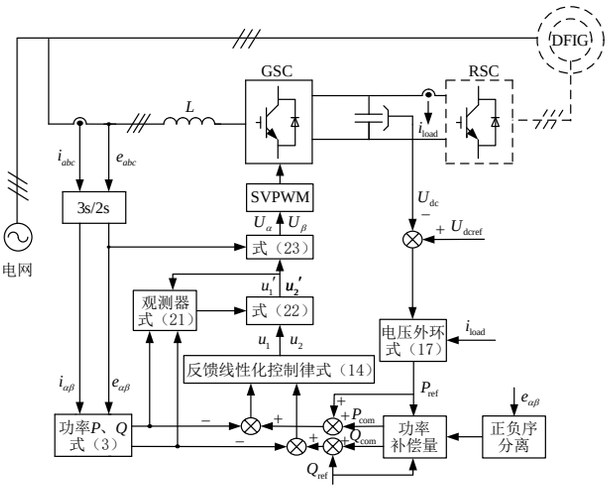


图2 DFIG-GSC控制框图

Fig. 2 Control block diagram of DFIG-GSC

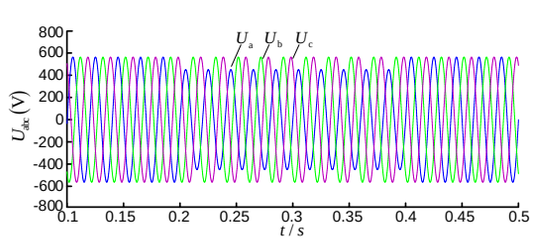
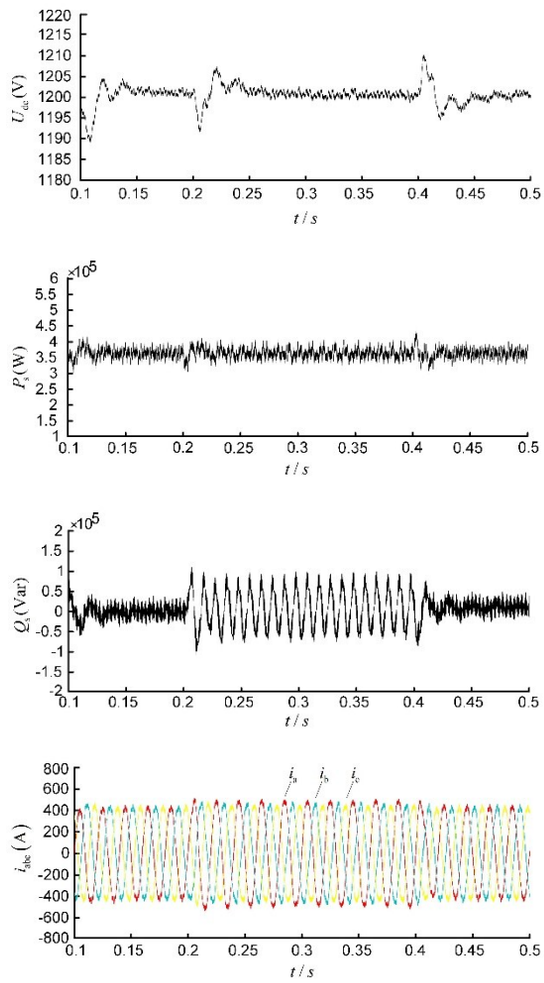


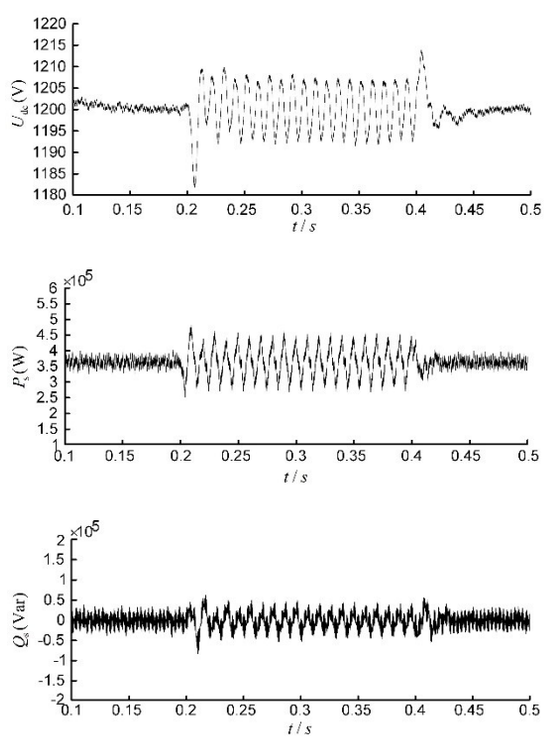
图3 电网电压波形图

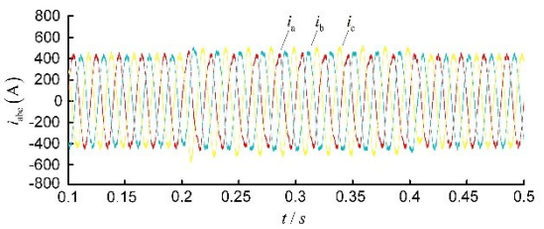
Fig. 3 Grid voltage waveforms diagram

图4为不平衡电压下针对不同控制目标的VC仿真波形图。

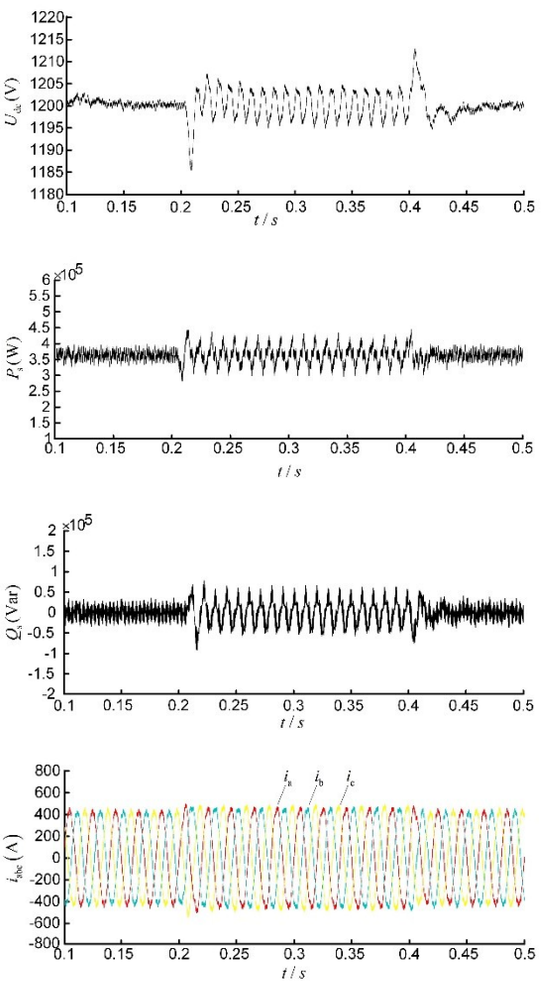


（a）目标1仿真波形图





（b）目标2仿真波形图



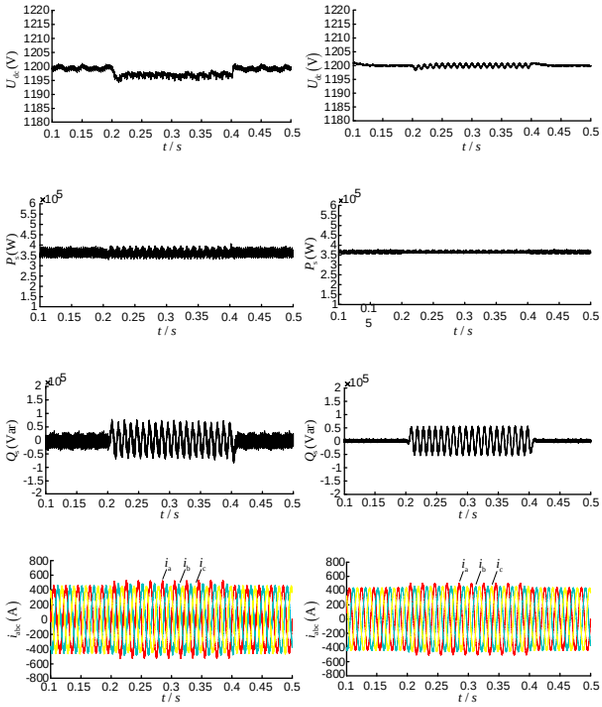
（c）目标3仿真波形图

图4　VC策略的仿真波形图

Fig. 4　Simulation waveform of VC strategy

由图四可以看出，VC在一定程度上均能满足三个控制目标，且系统的直流电压也能达到稳定值，但除控制目标以外的其他波形均有比较严重的二倍频波动，控制效果不佳。而采用DPC和文中提出的FL-DPC策略，不同控制目标下的仿真波形如图5～7所示。

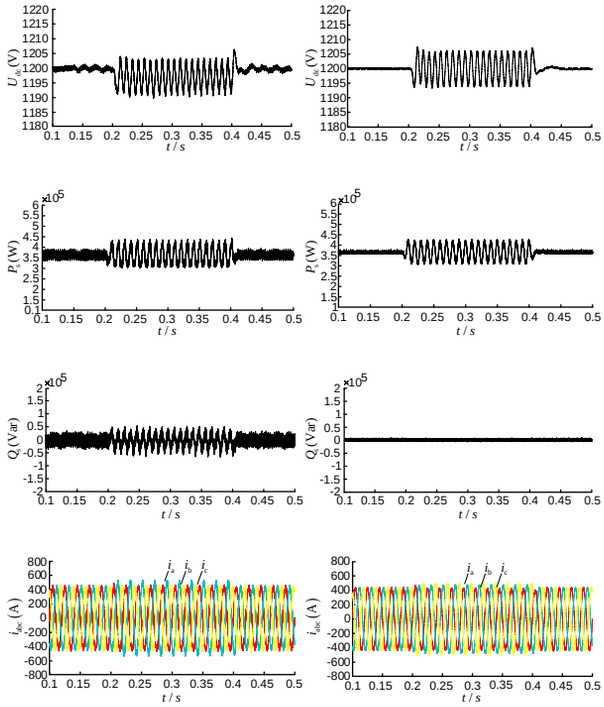
图5(a)和图5(b)分别是对于控制目标1的直接功率和反馈线性化直接功率的仿真波形图。从图中可以看出，在平衡和不平衡状态，两种控制方法都能对DFIG-GSC有效控制。在0.2s之前的平衡



(a)传统 DPC 仿真波形(b)FL-DPC 仿真波形

图 5 不平衡电压下目标 1 仿真波形图

Fig. 5 Simulation waveform of target 1 under unbalanced voltage



(a)DPC 仿真波形(b)FL-DPC 仿真波形

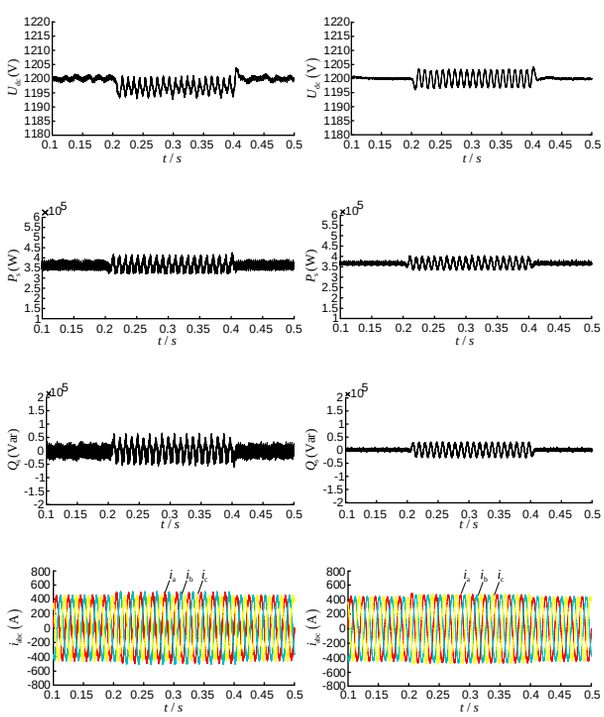
图 6 不平衡电压下目标 2 仿真波形图

Fig. 6 Simulation waveform of target 1 under unbalanced voltage

状态,文中使用的控制方法比传统的DPC方法波形更加平稳,光滑,有效减小了抖振。0.2s发生A相故障时,传统DPC有功功率有轻微波动,采用FL-DPC能更好的消除有功功率二倍频振荡,且文中所提控制方法直流母线电压和无功功率波动和抖振明显减小,电流正弦度也比传统DPC更佳。

图6(a)和图6(b)分别是对于控制目标2的直接功率和反馈线性化直接功率的仿真波形图。在平衡状态,FL-DPC比传统的DPC方法波形更加平稳,抖振更小。0.2s~0.4s系统处于不平衡状态时,传统DPC无功功率范围为$-5.8\sim5.2\times10^4$W,有较明显波动,而FL-DPC无功功率范围为$-0.5\sim0.6\times10^4$W,波动明显减小。此外,FL-DPC直流电压和有功功率波动均小于传统DPC。

图7(a)和图7(b)分别是对于控制目标3的直接功率和反馈线性化直接功率的仿真波形图。在平衡状态,FL-DPC比传统的DPC方法波形更加平稳,抖振更小。0.2s时A相电压跌落20%后,文中提出的FL-DPC得到对称、平衡的电网电流,而传统的DPC三相电流幅值有偏差,且FL-DPC电流总谐波畸变率(THD)为1.11%,优于传统DPC的4.43%;此外,采用FL-DPC的直流电压和有功、无



(a)DPC 仿真波形(b)FL-DPC 仿真波形

图 7 不平衡电压下目标 3 仿真波形图

Fig. 7 Simulation waveform of target 1 under unbalanced voltage

功功率相较于传统的DPC在不平衡电压下波动更小。

对比图4～7，可以看出，采用DPC和文中提出的FL-DPC策略，其控制效果均优于VC。再从图5～7仿真结果上看，文中提出的FL-DPC策略比DPC控制效果更好。

7 结论

针对两相静止坐标系下的DFIG-GSC以功率为变量的数学模型中存在强耦合的问题，应用精确反馈线性化进行解耦，得到系统的线性化模型。对于不确定等干扰项，采用超螺旋观测器进行观测并对其控制量进行修正，以此来提高不平衡状态下的运行性能。仿真结果表明，文中所提方法能够实现不平衡电网电压下的控制目标，且相较于传统的VC和DPC，该方法削弱了二倍频波动和抖振，电流谐波畸变率减小。因此，文中所提控制方法改善了不平衡电压条件下DFIG-GSC的性能。

参考文献：

[1] 张海燕，王杰．不平衡电网电压下双馈风力发电机高阶滑模控制方法[J]．电机与控制学报，2019，23(04)：37-48.
ZHANG Haiyan，WANG Jie. High-order sliding mode control method for doubly-fed wind power generator under unbalanced grid voltage [J]. Electric Machines and Control，2019，23(04)：37-48.

[2] Cheng P，Nian H，Wu C，et al. Direct stator current vector control strategy of DFIG without phase-locked loop during network unbalance[J]. IEEE Transactions on Power Electronics，2016，32(1)：284-297.

[3] 王涛，诸自强，年珩．非理想电网下双馈风力发电系统运行技术综述[J]．电工技术学报，2020，35(03)：455-471.
Wang Tao，Zhu Ziqiang，Nian Heng．Review of operation technology of doubly-fed induction generator-based wind power system under nonideal grid conditions[J]. Transactions of China Electrotechnical Society，2020，35(03)：455-471.

[4] 吕艳玲，卢健强，鲍杰．双馈风力发电机网侧变换器仿真[J]．哈尔滨理工大学学报，2017，22(01)：27-34＋40.
LÜ Yanling，LU Jianqiang，BAO Jie. The simulation of DFIG grid side converter[J]. Journal of Harbin University of Science and Technology，2017，22(01)：27-34＋40.

[5] 董锋斌，刘昌建，赵永玮，等．基于扩张状态观测器的DFIG网侧变换器滑模控制[J]．电力工程技术，2023，42(02)：206-214.
DONG Fengbin，LIU Changjian，ZHAO Yongwei，et al. Sliding mode control for DFIG grid-side converter based on extended state observer[J]. Electric Power Engineering Technology，2023，42(02)：206-214.

[6] 张树基，罗映红，王云，等．不平衡电网电压下风力发电机网侧变流器控制研究[J]．电测与仪表，2019，56(09)：81-85.
Zhang Shuji，Luo Yinghong，Wang Yun，et al. Research on grid-side converter control of wind turbines with unbalanced grid voltage[J]. Electrical Measurement & Instrumentation，2019，56(09)：81-85.

[7] 谢震，牛立凡，张兴，杨淑英．不平衡电网电压下双馈发电机多目标模型预测控制[J]．中国电机工程学报，2019，39(13)：3917-3930.
XIE Zhen，NIU Lifan，ZHANG Xing，et al. Muti-objective model predictive control of double-fed induction generator under unbalanced grid voltage[J]. Proceedings of the CSEE，2019，39(13)：3917-3930.

[8] 胡胜，林新春，康勇，等．一种双馈风力发电机在电网电压不平衡条件下的改进控制策略[J]．电工技术学报，2011，26(7)：21-29.
HU Sheng，LIN Xinchun，KANG Yong，et al. An improved control strategy of doubly-fed induction generator under grid voltage unbalance [J]. Transactions of China Electrotechnical Society，2011，26(7)：21-29.

[9] Han Y，Ma R. Adaptive-gain second-order sliding mode direct power control for wind-turbine-driven DFIG under balanced and unbalanced grid voltage[J]. Energies，2019，12(20)：3886.

[10] 蒋涛，张永昌，徐东林，等．双馈电机直接功率控制方法比较及实验研究[J]．电源学报，2021，19(6)：146-153.
JIANG Tao，ZHANG Yongchang，XU Donglin，et al. Comparison among direct power control methods for doubly-fed induction generator and the corresponding experimental study，2021，19(6)：146-153.

[11] 王一翔，孙士涛，程鹏，等．不平衡电压条件下双馈感应发电机混合直接功率控制策略[J]．电力自动化设备，2022，42(06)：199-205. DOI：10.16081/j. epae.202204004.
WANG Yixiang，SUN Shitao，CHENG Peng，et al. Hybrid direct power control strategy of doubly-fed induction generator under unbalanced voltage conditions[J]. Electric Power Automation Equipment，2022，42(06)：199-205.DOI：10.16081/j.epae.202204004.

[12] Xiong L，Li P，Wang J. High-order sliding mode control of DFIG under unbalanced grid voltage conditions[J]. International Journal of Electrical Power & Energy Systems，2020，117：105608.

[13] 李生民,何欢欢,张玉坤,等.基于滑模变结构的双馈风力发电机直接功率控制策略研究[J].电网技术,2013,37(07):2006-2010.
LI Shengmin, HE Huanhuan, ZHANG Yukun, et al. A Sliding mode variable structure-based direct power control strategy for doubly fed induction generator[J]. Power System Technology, 2013, 37(07): 2006-2010.

[14] 文小飞,万俊,席世友,等.不平衡电网条件下DFIG滑模变结构直接功率控制[J].电机与控制应用,2015,42(04):21-26.
WEN Xiaofei, WAN Jun, XI Shiyou, et al. Sliding mode variable structure direct power control of DFIG under unbalanced power[J]. Electric Machines & Control Application, 2015, 42(04): 21-26.

[15] 管萍,董玲玲,杨秀媛.双馈风力发电机终端滑模变结构的直接功率控制[J].电力电子技术,2017,51(09):92-95.
GUAN Ping, DONG Lingling, YANG Xiuyuan. Direct power control for doubly fed induction generator based on integral terminal sliding mode variable.[J]. Power Electronics, 2017, 51(09): 92-95.

[16] 李鹏瀚,王杰,吴飞.双馈风电机组次同步控制相互作用的反馈线性化滑模变结构抑制[J].电工技术学报,2019,34(17):3631-3671.
Li Penghan, Wang Jie, Wu Fei. Sub-synchronous control interaction mitigation for DFIGs by sliding mode control strategy based on feedback linearization[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(17): 3631-3671.

[17] 常秀丽.状态反馈线性化控制下DFIG低电压穿越研究[D].秦皇岛:燕山大学,2014.
CHANG Xiuli. LOW-voltage-ride-through of DFIG wind turbines based on the state feedback linearization [D].Qinghuangdao: Yanshan University, 2014.

[18] 张民,韦正怡,周明珠,等. DC-DC变换器的反馈线性化反步滑模控制[J].辽宁工程技术大学学报(自然科学版),2022,41(02):152-160.
ZHANG Min, WEI Zhengyi, ZHOU Mingzhu, et. al. Feedback linearization backstepping sliding mode control of DC-DC Converter[J]. Journal of Liaoning Technical University(Natural Science), 2022, 41(02): 152-160.

[19] 侯传羽,李岚,赵楠,等.DFIG网侧变换器反馈线性化与滑模控制[J].南方电网技术,2021,15(03):47-54.
HOU Chuanyu, LI Lan, ZHAO Nan, et.al.Feedback linearization and sliding mode control of DFIG grid-side converter[J]. Southern Power System Technology, 2021, 15(03): 47-54.

[20] Chen A J, Sun M J, Wang Z H, et al. Attitude trajectory tracking of quadrotor UAV using super-twisting observer-based adaptive controller[J]. Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part G: Journal of Aerospace Engineering, 2021, 235(10): 1146-1157.

[21] 陈南振,于新红,许立斌,等.基于自适应超螺旋滑模观测器的Buck变换器无模型预测控制[J/OL].电力系统及其自动化学报:1-8[2023-06-15]. DOI:10.19635/j.cnki.csu-epsa.001239.
CHEN Nanzhen, YU Xinhong, XU Libin, et al. Model free predictive control of Buck converter based on adaptive super spiral sliding mode observer [J/OL]. Proceedings of the CSU-EPSA: 1-8[2023-06-15]. DOI:10.19635/j.cnki.csu-epsa.001239.

[22] 董锋斌,钟彦儒.三相电压型逆变器的精确线性化控制[J].电工技术学报,2013,28(10):143-149.
Dong Fengbin, Zhong Yanru. Exact linearization control of three-phase voltage source inverter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(10): 143-149.

[23] 王姝洁.基于反馈线性化解耦滑模控制的永磁同步电机调速系统研究[D].徐州:中国矿业大学,2016.
WANG Shujie. Research on speed regulating system of permanent magnet synchronous motor based on feedback linearization decoupling sliding mode control[D]. Xuzhou: China University of Mining and Technology, 2016.

[24] 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.