

变速恒频双馈风力发电机组的非线性因素分析

张鲁华, 蔡旭, 郭家虎

(上海交通大学 风力发电研究中心, 上海市 闵行区 200240)

Analysis on Nonlinear Factors of Variable Speed Constant Frequency Doubly Fed Wind Turbine Generator System

ZHANG Lu-hua, CAI Xu, GUO Jia-hu

(Wind Power Research Center, Shanghai Jiaotong University, Minhang District, Shanghai 200240, China)

ABSTRACT: A doubly fed wind turbine generator system mainly consists of a doubly fed induction generator (DFIG) and back-to-back voltage source converters (VSCs). The DFIG is a nonlinear and strong-coupled system with multi-variables and due to the coupling of capacitors of DC bus the VSCs also contain nonlinear factors. The authors systematically research nonlinear factors of DFIG system according to their mathematical models and analyze the advantages and defects of traditional vector control strategy, meanwhile investigate the feasibility of the nonlinear decoupling control based control strategy for DFIG units. The effect of attenuating nonlinear components by coordinate transformation is pointed out.

KEY WORDS: doubly fed wind turbine generator; voltage source converter; nonlinear factors; coordinates transformation; nonlinear decoupling control

摘要: 双馈风力发电机组主要由双馈感应异步发电机和背靠背的电压型变换器组成, 其中双馈感应异步发电机是非线性、强耦合、多变量的系统, 背靠背的电压型变换器因直流母线电容的耦合也存在非线性因素。结合双馈电机及变换器的数学模型, 系统研究了双馈风力发电机组中的非线性因素, 分析了传统矢量控制的优点及不足, 探讨了基于非线性解耦控制的双馈风力发电机组控制策略的可行性, 指出了旋转坐标变换在弱化系统非线性时的作用。

关键词: 双馈风力发电机组; 电压型变换器; 非线性因素; 坐标变换; 非线性解耦控制

0 引言

目前, 风力发电技术在世界范围内已经取得了巨大的发展, 出现了多种形式的风力发电系统, 由

交流励磁的双馈电机构成的变速恒频风力发电系统成为最具竞争力的风力发电系统之一, 也是风力发电方面的研究热点^[1-2]。和转子绕组相连的励磁变频器仅需处理双馈电机的转差功率就可减小变频器的容量, 提高系统效率, 它突破了机电系统必须严格同步运行的传统观念, 使原动机转速不受发电机输出频率的限制, 而发电机输出电压和电流的频率、幅值和相位也不受转子速度和瞬时位置的影响, 这使机电系统之间的刚性连接转换为柔性连接, 从而解决了常规风力发电系统中存在的诸多问题。

双馈电机是一个强耦合、多变量的非线性系统。目前, 主要基于双馈电机的动态模型^[3-5], 参照普通异步机的控制方法来实现对双馈电机高性能的控制。与传动系统中异步电机控制的主要区别是, 双馈电机的控制是在电机的转子侧实现的。矢量控制起于 20 世纪 70 年代, 并从 80 年代开始在异步电机的传动控制方面得到了迅速的推广和应用。对双馈电机而言, 矢量控制同样极具吸引力。当前, 在双馈型风力发电机组控制策略中, 基于气隙磁场、定子磁场、电网电压定向的矢量控制策略得到了深入地研究^[6-9]。对于非线性系统, 近似的线性模型虽然易于分析系统特性, 但是难以刻画出系统的非线性本质。采用矢量控制这种线性控制理论来解决双馈发电机这样的非线性系统, 其动态性能难以获得预期效果^[10-11]。为了进一步优化双馈发电系统的性能, 有必要进一步研究双馈发电机的数学模型和先进的控制方法, 将合理的数学模型和励磁控制策略相结合, 充分考虑双馈发电机的非线性以及参数的时变特性, 改善系统性能。

本文将研究双馈风力发电系统中的非线性因

基金项目: 上海市科教兴市项目(05dz12001); 上海市科委重大专项(08DZ1200504); 上海市科委项目(08DZ2210502); 上海市经委重大专项(ZX08030)。

素,指出其中的非线性环节,分析传统的矢量控制的优点及局限性,探讨基于非线性解耦控制的双馈风力发电机组的控制策略。

1 双馈发电机的非线性因素

1.1 双馈风力发电机组的拓扑结构

变速恒频双馈风力发电机组系统结构如图1所示,该系统由风力机、齿轮箱、双馈感应发电机(doubly-fed induction generator, DFIG)、双脉宽调制(pulse width modulation, PWM)变换器组成。采用转子交流励磁的双馈型异步发电机,双馈型异步发电机的定子并到电网上,转子通过双PWM交流励磁变换器、进线电抗器与电网相连。风力机吸收的风能,通过发电机的定子和转子侧输送到电网,当发电机超同步速运行($s < 0$)时,能量从电网流向转子侧;当发电机亚同步速运行($s > 0$)时,能量从转子侧反馈回电网。其中网侧变换器用来保证直流母线电压稳定,并提供一定的无功功率,转子侧变换器进行有功功率、无功功率解耦控制。

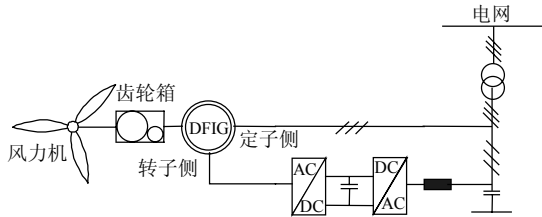


图1 双馈风力发电机的结构

Fig. 1 Structure of doubly fed wind generators

1.2 三相静止坐标系下的分析

研究双馈发电机的数学模型时,常作如下假设:忽略空间谐波,设三相绕组对称,在空间互差 120° 电角度,磁动势沿气隙周围按正弦规律分布;忽略磁路饱和,认为各绕组的自感和互感均恒定;忽略铁心损耗;不考虑频率变化和温度变化对绕组电阻的影响;并将转子侧的参数折算到定子侧,设定子和转子绕组匝数相等^[12]。

在静止坐标系下,双馈电机的电压方程为

$$\mathbf{u}_s = \mathbf{R}_s \mathbf{i}_s + d\boldsymbol{\varphi}_s/dt \quad (1)$$

$$\mathbf{u}_r = \mathbf{R}_r \mathbf{i}_r + d\boldsymbol{\varphi}_r/dt \quad (2)$$

磁链方程为

$$\begin{bmatrix} \boldsymbol{\varphi}_s \\ \boldsymbol{\varphi}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ss} & L_{sr} \\ L_{rs} & L_{rr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_s \\ \mathbf{i}_r \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$\mathbf{L}_{ss} = \begin{bmatrix} L_{ms} + L_{ls} & -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & L_{ms} + L_{ls} & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 & L_{ms} + L_{ls} \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$\mathbf{L}_{rr} = \begin{bmatrix} L_{mr} + L_{lr} & -L_{mr}/2 & -L_{mr}/2 \\ -L_{mr}/2 & L_{mr} + L_{lr} & -L_{mr}/2 \\ -L_{mr}/2 & -L_{mr}/2 & L_{mr} + L_{lr} \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$\mathbf{L}_{sr} = \mathbf{L}_{rs}^T = L_{ms} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos(\theta_r - 120^\circ) & \cos(\theta_r + 120^\circ) \\ \cos(\theta_r + 120^\circ) & \cos \theta_r & \cos(\theta_r - 120^\circ) \\ \cos(\theta_r - 120^\circ) & \cos(\theta_r + 120^\circ) & \cos \theta_r \end{bmatrix} \quad (6)$$

式中:下标s表示转子侧的物理量;下标r表示定子侧的物理量; L_{ms} 是与定子一相绕组交链的最大互感磁通所对应的定子互感; L_{mr} 是与转子一相绕组交链的最大互感磁通所对应的转子互感;由于折算后定、转子绕组匝数相等,且各绕组间互感磁通都通过气隙,磁阻相同,可认为 $L_{ms}=L_{mr}$; L_{ls} 、 L_{lr} 分别为定、转子漏感; θ_r 为转子位置角。式(6)表明,定、转子间的互感与转子位置角 θ_r 呈非线性的三角函数关系,是非线性因素^[13]。这是双馈感应电机非线性的根源,是由电机的磁路所交链的电机槽及气隙的机械结构决定的。

将式(3)代入式(1)(2)得

$$\mathbf{u}_s = \mathbf{R}_s \mathbf{i}_s + L_{ss} \frac{d\mathbf{i}_s}{dt} + L_{sr} \frac{d\mathbf{i}_r}{dt} + \mathbf{i}_r \frac{dL_{sr}}{d\theta_r} \omega_r \quad (7)$$

$$\mathbf{u}_r = \mathbf{R}_r \mathbf{i}_r + L_{rr} \frac{d\mathbf{i}_r}{dt} + L_{rs} \frac{d\mathbf{i}_s}{dt} + \mathbf{i}_s \frac{dL_{rs}}{d\theta_r} \omega_r \quad (8)$$

式中 ω_r 为转子角速度。DFIG的转矩方程为

$$T_e = \frac{1}{2} n_p (\mathbf{i}_r^T \frac{dL_{rs}}{d\theta_r} \mathbf{i}_s + \mathbf{i}_s^T \frac{dL_{sr}}{d\theta_r} \mathbf{i}_r) \quad (9)$$

运动方程为

$$T_e - T_L = \frac{J}{n_p} \frac{d\omega_r}{dt} \quad (10)$$

$$\omega_r = d\theta_r/dt \quad (11)$$

式(9)(10)中: T_e 为电磁转矩; T_L 为负载转矩; n_p 为电机极对数; J 为机组转动惯量,且忽略了传动机构中的粘性摩擦和扭转弹性。

式(1)~(3)(7)~(11)构成了静止坐标系下双馈电机的数学模型。对于并网型双馈风力发电机组,在电网正常的情况下,定子端电压 \mathbf{u}_s 基本保持恒定不变,所以对定子侧输出功率的控制就相当于对定子电流的控制。同时,双馈电机定子输出端的功率控制是通过控制电机转子侧的励磁电流来实现的。而转子励磁电流是通过调节转子侧变换器的输出电压(电机转子端的输入电压)来控制的。所以在双馈电机系统中,定子电压 \mathbf{u}_s 、转子电压 \mathbf{u}_r 是输入量,定子电流 \mathbf{i}_s 是输出量,同时定子电流 \mathbf{i}_s 、转子电流 \mathbf{i}_r 和转子

位置角 θ_r 或转子角速度 ω_r 构成状态变量。设 ϕ_{1s} 、 ϕ_{1r} 分别为定子、转子旋转电势, ϕ_2 为电磁转矩, 则

$$\phi_{1s} = L_{sr} \frac{di_r}{dt} + \omega_r i_r \frac{dL_{sr}}{d\theta_r} \quad (12)$$

$$\phi_{1r} = L_{rs} \frac{di_s}{dt} + \omega_r i_s \frac{dL_{rs}}{d\theta_r} \quad (13)$$

$$\phi_2 = i_r^T \left(\frac{dL_{rs}}{d\theta_r} \right) i_s + i_s^T \left(\frac{dL_{sr}}{d\theta_r} \right) i_r \quad (14)$$

式(12)~(14)中 ϕ_{1s} 、 ϕ_{1r} 和 ϕ_2 不仅包含非线性的参数 L_{sr} 、 L_{rs} , 而且还包含状态变量 i_s 、 i_r 、 θ_r 、 ω_r 的乘积项, 这些状态变量的乘积是系统中的结构性非线性因素^[13]。同时, 多变量之间的耦合关系也体现在 ϕ_{1s} 、 ϕ_{1r} 和 ϕ_2 中, 特别是 ϕ_{1s} 和 ϕ_{1r} 对系统内部的影响最大。

1.3 同步旋转坐标系下的分析

由 1.2 节可以看出, 定转子之间的互感是双馈电机系统非线性的重要根源。两相旋转坐标系下 DFIG 的模型如图 2 所示, 图中两相坐标轴互相垂直, 两相绕组之间没有磁耦合。

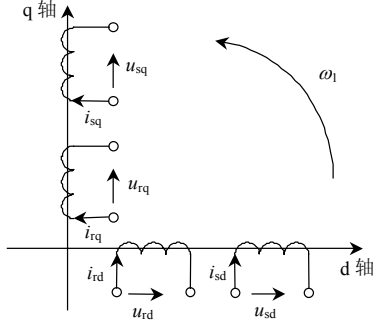


图 2 两相旋转坐标系下 DFIG 的模型

Fig. 2 Model of the DFIG in the d-q rotating coordinates

在两相同步旋转坐标系下, 双馈电机的电压和磁链方程分别为

$$\begin{cases} u_{sd} = R_s i_{sd} + d\phi_{sd}/dt - \omega_1 \phi_{sq} \\ u_{sq} = R_s i_{sq} + d\phi_{sq}/dt + \omega_1 \phi_{sd} \end{cases} \quad (15)$$

$$\begin{cases} u_{rd} = R_r i_{rd} + d\phi_{rd}/dt - \omega_s \phi_{rq} \\ u_{rq} = R_r i_{rq} + d\phi_{rq}/dt + \omega_s \phi_{rd} \end{cases} \quad (16)$$

$$\begin{cases} \phi_{sd} = L_s i_{sd} + L_m i_{rd} \\ \phi_{sq} = L_s i_{sq} + L_m i_{rq} \end{cases} \quad (17)$$

$$\begin{cases} \phi_{rd} = L_m i_{sd} + L_r i_{rd} \\ \phi_{rq} = L_m i_{sq} + L_r i_{rq} \end{cases} \quad (18)$$

式中: 下标 d 和 q 分别表示 d 轴和 q 轴物理量; ω_1 为电网角频率; 转差角频率 $\omega_s = \omega_1 - \omega_r$; L_m 为 dq 坐标系下定子与转子同轴等效绕组间的互感, 等量坐标变换时, $L_m = 1.5L_{ms}$; L_s 为 dq 坐标系下定子等效两相绕组的自感, 等量坐标变换时, $L_m = 1.5L_{ms} + L_{ls}$; L_r 为 dq 坐标系下转子等效两相绕组的自感, 等量坐标变换时, $L_m = 1.5L_{ms} + L_{lr}$ 。

转矩方程为

$$T_e = n_p L_m (i_{sq} i_{rd} - i_{sd} i_{rq}) \quad (19)$$

运动方程和坐标变换无关, 所以式(10)(11)(15)~(18)组成同步旋转坐标系下的双馈电机模型。

将式(17)(18)代入式(15)(16)得

$$\begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \\ u_{rd} \\ u_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s p & 0 & L_m p & 0 \\ 0 & L_s p & 0 & L_m p \\ L_m p & 0 & L_r p & 0 \\ 0 & L_m p & 0 & L_r p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_1 L_s & 0 & -\omega_1 L_m \\ \omega_1 L_s & 0 & \omega_1 L_m & 0 \\ 0 & -\omega_s L_m & 0 & -\omega_s L_r \\ \omega_s L_m & 0 & \omega_s L_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (20)$$

式中 p 为微分算子。

两相旋转坐标系下 DFIG 的结构如图 3 所示。

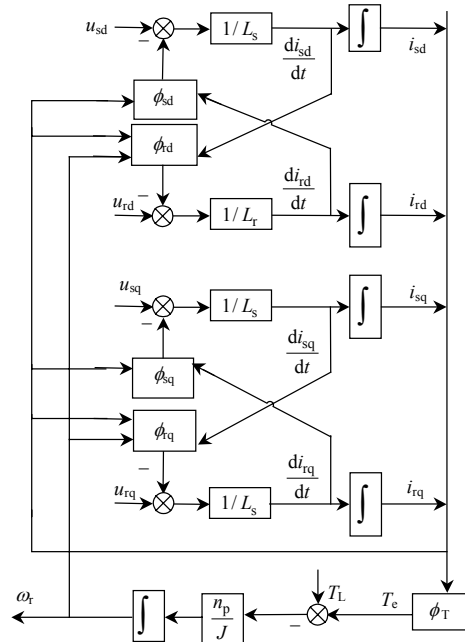


图 3 两相旋转坐标系下 DFIG 的结构

Fig. 3 Block diagram of the DFIG in the d-q coordinates

图 3 中:

$$\phi_{sd} = R_s i_{sd} + L_m \frac{di_{rd}}{dt} - \omega_1 L_s i_{sq} - \omega_1 L_m i_{rq} \quad (21)$$

$$\phi_{sq} = R_s i_{sq} + L_m \frac{di_{rq}}{dt} + \omega_1 L_s i_{sd} + \omega_1 L_m i_{rd} \quad (22)$$

$$\phi_{rd} = R_r i_{rd} + L_m \frac{di_{sd}}{dt} - \omega_s L_r i_{rq} - \omega_s L_m i_{sq} \quad (23)$$

$$\phi_{rq} = R_r i_{rq} + L_m \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_s L_s i_{rd} + \omega_s L_m i_{sd} \quad (24)$$

$$\phi_T = i_{sq} i_{rd} - i_{sd} i_{rq} \quad (25)$$

由图 3 及式(21)~(25)可知, 在两相旋转坐标系

下,双馈电机仍然存在着耦合,特别是同轴绕组之间的耦合较密切。但是,与三相坐标系下的电机模型相比,其非线性因素明显减少。首先不存在由非线性的电感矩阵引起的非线性,其次非线性只存在于转子电压和电磁转矩这两个环节中。转子电压的非线性是由状态变量 ω_r (或 ω_s)与电流分量的乘积造成的,是结构性非线性。电磁转矩的非线性同样属于结构性非线性,也是电流分量的乘积造成的。

2 网侧变换器的非线性因素

变换器的非线性特性是由其实现原理与电路结构决定的,其中死区时间、功率器件的非理想特性以及寄生电容等都是引起变换器非线性的因素。但是当变换器的死区时间比开关周期足够小时,这些因素引起的非线性是可以忽略的。

在双馈风力发电系统中,网侧变换器主要用来稳定直流母线电压以及在特定情况下(如电网故障时)提供无功功率。而对直流母线电压的控制实质上就是对直流母线两端有功功率的控制。当从网侧吸收(发出)的有功功率等于从转子发出(吸收)的有功功率时,直流母线电压维持恒定。

在同步旋转坐标系下,网侧变换器的数学模型为

$$\begin{cases} u_{gd} = Ri_{gd} + Ldi_{gd}/dt - \omega_l Li_{gq} + u_{cd} \\ u_{gq} = Ri_{gq} + Ldi_{gq}/dt + \omega_l Li_{gd} + u_{cq} \\ Cu_{dc} du_{dc}/dt = P_g - P_r \end{cases} \quad (26)$$

式中: R 和 L 分别是进线电抗器的等效电阻和电感; u_{cd} 和 u_{cq} 分别是变换器交流端的电压分量; i_{gd} 和 i_{gq} 分别是变换器的交流电流分量; u_{gd} 和 u_{gq} 分别是电网电压分量;网侧变换器的有功功率 $P_g = u_{gd}i_{gd} + u_{gq}i_{gq}$;转子侧变换器的有功功率 $P_r = u_{dc}i_{rdc}$,其中 i_{rdc} 是流过转子侧直流母线上的电流。

对于网侧变换器,其控制是通过调节功率器件的占空比来改变交流侧的电压,从而控制交流侧的电流,来达到控制功率的目的。因此在网侧变换器的控制策略中,输入量是 u_{cd} 、 u_{cq} ,状态变量是 i_{gd} 、 i_{gq} 和直流电压 u_{dc} ,输出量是网侧无功功率 Q_g 和直流电压 u_{dc} 。

3 矢量控制与非线性解耦控制的性能分析

3.1 矢量控制的优缺点

当前双馈风力发电机的矢量控制方法以定子磁场定向和定子电压定向的矢量控制为主。在电网正常且定子绕组电阻可以忽略的情况下,磁场定向

和电压定向的区别在于采用这2种方法定向的坐标系在空间上相差 90° 。

对于双馈电机,当采用定子磁场定向的矢量控制时,有

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = |\varphi_s| = \varphi_s = U_s/\omega_l \\ \varphi_{sq} = 0 \end{cases} \quad (27)$$

$$\begin{cases} u_{sd} = 0 \\ u_{sq} = U_s \end{cases} \quad (28)$$

$$\begin{cases} i_{sd} = \varphi_s/L_s - L_m i_{rd}/L_s \\ i_{sq} = -L_m i_{rq}/L_s \end{cases} \quad (29)$$

$$\begin{cases} u_{rd} = R_r i_{rd} + \sigma L_r di_{rd}/dt - \omega_s \sigma i_{rq} \\ u_{rq} = R_r i_{rq} + \sigma di_{rq}/dt + \omega_s \sigma L_r i_{rd} \end{cases} \quad (30)$$

式中: U_s 为电网电压幅值;电机的漏磁系数 $\sigma = 1 - L_m^2/(L_s L_r)$ 。

由式(28)(30)可以看出,磁场定向后双馈电机的模型更加简单,也消除了定、转子绕组之间的耦合。需要指出的是,采用定向后的矢量控制并没有使d轴、q轴上的转子电压分了解耦,且在转子绕组上仍然存在着由状态变量 ω_r (或 ω_s)与转子电流分量的乘积造成的结构性非线性因素。

双馈风力发电机组的矢量控制采用双环的控制结构,内环为电流环,外环为功率环。内外环均利用线性系统的校正方法,即用比例积分(proportional integral, PI)调节器来配置系统的零极点,以达到一定的静态和动态性能。矢量控制的方法建立在线性化的电机模型上,并假设如下:系统采样周期 T 足够高,电机的转子角频率 ω_r 在一个采样周期内保持恒定。基于上述假设和模型,可以将 ω_r 由一个状态变量转换为系统的一个参数,双馈风力发电机由非线性系统转换为时变的线性系统^[14]。

在矢量控制方式下,系统的性能易受电机参数的影响,鲁棒性不强。另外,电机的有功功率(转矩)和无功功率(磁链)只能实现静态下的渐进解耦,动态情况下的解耦性能不佳^[15]。这是采用线性化控制方法解决非线性问题的必然结果。

3.2 非线性解耦控制的优缺点

非线性系统中的结构性非线性和参数非线性问题,可以通过非线性控制策略来解决。对于系统中的结构性非线性带来的影响,只能通过设计反馈线性化、积分反步法、无源性控制等非线性控制器来消除,从而提高系统的动态性能和解耦性能。系统辨识和自适应控制则可以解决参数非线性带来的问题^[13]。非线性控制策略的计算较复杂,运算量较大,

但随着计算机技术和集成电路制造技术的发展, 这些因素将不会成为制约非线性控制应用的障碍。

由第 1 节的分析可知, 经过旋转变换后的双馈风力发电系统非线性的主要根源是结构性非线性, 且非线性控制在交流传动系统中已经获得了深入研究^[16-19], 因此非线性控制在双馈风力发电系统中的应用前景广阔。

4 结论

1) 双馈电机是一个多变量、强耦合的非线性系统, 定、转子绕组的互感是非线性的根源, 属于参数非线性因素。

2) 转子角频率和电流分量的乘积构成系统中的结构性非线性因素。

3) 旋转坐标变换消除了参数非线性, 减弱了系统的耦合程度, 但并没有消除结构性非线性因素。

4) 非线性解耦控制方法可以解决由双馈电机结构性非线性带来的影响, 从而获得更好的动态解耦性能。

参考文献

- [1] Pena R, Clare J C, Asher G M. Doubly fed induction generator using back-to-back PWM converters and its application to variable-speed wind-energy generation[J]. IEE Proceedings of Electric Power Applications, 1996, 143(3): 231-241.
- [2] 徐大平, 肖运启, 秦涛, 等. 变桨距型双馈风电机组并网控制及建模仿真[J]. 电网技术, 2008, 32(6): 100-105.
Xu Daping, Xiao Yunqi, Qin Tao, et al. Cutting-in control of variable-pitch doubly-fed wind power generation system and its modeling and simulation[J]. Power System Technology, 2008, 32(6): 100-105(in Chinese).
- [3] 冯双磊, 赵海翔, 任普春, 等. 基于 PSCAD/EMTDC 的双馈式变速恒频风电机组动态模型仿真[J]. 电网技术, 2007, 31(17): 30-35.
Feng Shuanglei, Zhao Haixiang, Ren Puchun, et al. PSCAD/EMTDC based simulation study on dynamic model of doubly-fed variable speed wind turbine[J]. Power System Technology, 2007, 31(17): 30-35(in Chinese).
- [4] 李晶, 王伟胜, 宋家骅. 双馈感应发电机的线性化动态模型及运行特性分析[J]. 电网技术, 2004, 28(13): 13-17.
Li Jing, Wang Weisheng, Song Jiahua. Linearized dynamic model of doubly-fed induction generator and analysis of its operating performance [J]. Power System Technology, 2004, 28(13): 13-17 (in Chinese).
- [5] 李晶, 李建林, 许洪华. 基于配电网无功优化的变速恒频双馈风电机组控制策略[J]. 电网技术, 2006, 30(15): 59-64.
Li Jing, Li Jianlin, Xu Honghua. A control strategy of doubly-fed variable speed wind turbines based on reactive power optimization of distribution systems[J]. Power System Technology, 2006, 30(15): 59-64(in Chinese).
- [6] Mitsutoshi Y, Osamu M. Active and reactive power control for doubly-fed wound rotor induction generator[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 1991, 6(4): 624-629.
- [7] Wang S, Ding Y. Stability analysis of field oriented doubly-fed induction machine drive based on computer simulation[J]. Electric Power Components and systems, 1993, 21(1): 11-24.
- [8] Pena R, Cardenas R, Clare J. Control strategy of doubly fed induction generators for a wind diesel energy system[C]. IECON, Sevilla, Spain, 2002.
- [9] Arantxa T, Gerardo T, Xabier O J, Jose R S. Modeling and control of a wind turbine driven doubly fed induction generator[J]. IEEE Trans on Energy Conversion, 2003, 18(2): 194-204.
- [10] Mullane A, Lightbody G, Yacamini R. Comparison of a cascade and feedback linearization scheme for DC link voltage control in a grid connected wind turbine[C]. Proceedings of the UPEC 36th Universities Power Engineering Conference, Swansea, United Kingdom, 2001.
- [11] Kim D I, Ha I J, Ko M S. Control of induction motor via feedback linearization with input-output decoupling[J]. 1990, International Journal of Control, 51(4): 863-886.
- [12] 陈伯时. 电力拖动自动控制系统—运动控制系统[M]. 3 版. 北京: 机械工业出版社, 2003.
- [13] Nguyen P Q. Vector control of three-phase AC machines[M]. Berlin: Springer Berlin Heidelberg, 2008.
- [14] Lan P N, Quang N P, Buechner P. A non-linear control algorithm for improving performance of wind generator using doubly-fed induction generator[C]. Proceedings of the European Wind Energy Conference, Athens, Greece, 2006.
- [15] Mohanty K B. Input-output linearizing and decoupling control of an induction motor drive[J]. Journal of The Institution of Engineers, 2007(88): 45-51.
- [16] Chiasson J. Dynamic feedback linearization of the induction motor [J]. IEEE Trans on Automatic Control, 1993, 38(10): 1588-1594.
- [17] Phuoc N D. Combining exact linearization and model reference techniques for design of adaptive global asymptotic stabilizer and application to adaptive control of induction motor[C]. European Conference on Power Electronics and Applications, Dresden, Germany, 2005.
- [18] 王坚, 年晓红, 桂卫华, 等. 新型异步电机无速度传感器控制方法[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(3): 96-101.
Wang Jian, Nian Xiaohong, Gui Weihua, et al. A new speed sensorless control method of asynchronous motor[J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(3): 96-101(in Chinese).
- [19] Rasmussen H. Full adaptive backstepping design of a speed sensorless field oriented controller for an induction motor[C]. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, Chicago, the United States, 2001.



张鲁华

收稿日期: 2009-07-20.

作者简介:

张鲁华(1981—), 男, 博士研究生, 研究方向为风力发电故障穿越技术等, E-mail: zhangluhua@hotmail.com;

蔡旭(1964—), 男, 博士, 教授, 博士生导师, 研究方向为可再生能源功率变换与并网技术、大功率电力电子与电力系统、大功率电力电子与电能质量控制等, E-mail: caixu_cumt@263.net;

郭家虎(1974—), 男, 博士后, 副教授, 硕士生导师, 研究方向为风力发电及柔性直流输电等, E-mail: hn_gjh@163.com.

(责任编辑 杜宁)