

双馈风力发电机非线性 模型预测控制

孔小兵¹ 刘向杰¹

摘要 在现代风力发电厂中,需对双馈式风力发电机 (Doubly fed induction generator, DFIG) 进行有效控制来确保高效率和 high 负荷跟踪能力. 风力发电厂包含很多不确定因素和非线性因素,传统的线性控制器往往难以奏效. 本文针对双馈式风力发电机的功率控制提出了一种非线性模型预测控制方法. 文中的目标函数考虑了现实约束下的经济因素和设定值跟踪能力,同时降低机组磨损和机械疲劳. 预测值可基于输入输出反馈线性化 (Input-output feedback linearization, IOFL) 策略来计算. 仿真实验结果验证了所构造的非线性模型预测控制器的有效性.

关键词 双馈发电机, 输入输出反馈线性化, 预测控制

引用格式 孔小兵, 刘向杰. 双馈风力发电机非线性模型预测控制. 自动化学报, 2013, 39(5): 636–643

DOI 10.3724/SP.J.1004.2013.00636

Nonlinear Model Predictive Control for DFIG-based Wind Power Generation

KONG Xiao-Bing¹ LIU Xiang-Jie¹

Abstract Reliable control of the doubly fed induction generator (DFIG) is necessary to ensure high efficiency and high load-following capability in the operation of modern wind power plant. It is often difficult for conventional linear controllers to achieve this goal as wind power plants are nonlinear and contain many uncertainties. This paper proposes a nonlinear model predictive controller for the power control of DFIG. It not only considers both the economic and tracking factors under realistic constraints, but also reduces wear and tear of the generating units. With the nonlinear DFIG, the prediction can be calculated based on the input-output feedback linearization (IOFL) scheme. Simulation results are presented to validate the proposed controller.

Key words Doubly fed induction generator (DFIG), input-output feedback linearization (IOFL), predictive control

Citation Kong Xiao-Bing, Liu Xiang-Jie. Nonlinear model predictive control for DFIG-based wind power generation. *Acta Automatica Sinica*, 2013, 39(5): 636–643

随着全世界范围新能源电力的快速发展,感应电机的建模与控制问题逐渐成为研究热点^[1-2]. 双馈发电机 (Doubly fed induction generator, DFIG) 广泛用于现代风力发电系统. 在双馈发电机组中,定子直接连接到电网,而转子通过双向变流器连接到电网,该变流器控制双馈电机定子向电网提供的有功和无功功率.

风力发电系统广泛采用矢量控制技术,将转子电流分解

收稿日期 2012-05-15 录用日期 2012-12-21

Manuscript received May 15, 2012; accepted December 21, 2012

国家自然科学基金 (60974051, 61273144), 北京市自然科学基金 (4122071) 资助

Supported by National Natural Science Foundation of China (60974051, 61273144) and Natural Science Foundation of Beijing (4122071)

本文客座编委 李少远

Recommended by Guest Editor LI Shao-Yuan

1. 华北电力大学新能源电力系统国家重点实验室 北京 102206

1. The State Key Laboratory of Alternate Electrical Power System with Renewable Energy Sources, North China Electric Power University, Beijing 102206

成有功和无功部分, 由转子电流控制器实现有功和无功功率的控制. 由于双馈发电机在大范围工况变化时显示强耦合和系统非线性, 因而传统的 PI 控制器难以实施有效控制. 近年来, 许多学者提出各种先进的控制策略用来提高双馈发电机的控制性能. 文献 [3] 针对并网双馈发电机提出了一种在静态参考坐标下的鲁棒控制器, 以保证电网侧存在不确定性和扰动时双馈电机的稳定性. 文献 [4] 提出一种模糊神经网络矢量控制方案, 通过控制转子侧电压源转换器来独立控制产生的有功和无功功率, 同时转子转速追踪最大风能点. 文献 [5] 提出了双馈电机预测电流控制策略. 该方法在固定采样周期下, 预测同步参考坐标下和定子磁链有关的转子电流, 在下一个采样周期结束时, 通过直接计算所需的转子电压来消除转子电流误差.

模型预测控制 (Model predictive control, MPC) 是一种基于模型的优化控制技术, 它易于建模、鲁棒性好, 是控制复杂电力系统的有效手段^[6-8]. 预测控制将控制问题转化为优化问题, 考虑对象未来行为特征, 直接处理耦合多变量系统, 并且直接考虑被控过程的输入、状态和输出的约束条件. 文献 [9] 提出了双馈电机直接功率控制的模型预测控制方法. 文献 [10] 针对双馈电机功率控制提出的预测方法, 考虑预测输出和参考值的误差, 通过优化目标函数得到最优控制量.

现有的针对 DFIG 模型预测控制的研究大部分采用简化线性模型, 且很少考虑风力发电系统的经济性能. 本文旨在充分利用预测控制的优势, 运用滚动时域和系统约束直接优化预测输出功率. 建立双馈电机的非线性模型, 将输入输出反馈线性化应用于非线性模型预测控制. 仿真实验结果表明, 双馈电机无论在转子转速恒定还是变化时, 该控制算法都能得到性能最优的功率控制, 有效减小输出电流脉动, 实现系统的经济目标及跟踪目标.

1 双馈风力发电机的非线性模型

由于双馈风力发电机电路存在磁路上的耦合, 在三相坐标下的数学模型是非线性、时变的高阶系统. 采用矢量控制技术可实现有功功率和无功功率的解耦控制. 图 1 显示了定子磁链定向 d - q 参考坐标下电压、电流和磁链的向量图. 按定子磁链定向规则, 将参考坐标的 d 轴固定在定子磁链方向上, 定子磁链在 d 轴上的分量 $\varphi_{sd} = |\dot{\varphi}_s|$, 在 q 轴上的分量 $\varphi_{sq} = 0$. 在忽略定子电阻压降的情况下由图 1 可知, 定子电压在 d 轴上的分量 $u_{sd} = 0$, 在 q 轴上的分量 $u_{sq} = |\dot{u}_N|$.

由图 1, 两相同步旋转坐标系下的电压方程式为

$$\begin{cases} u_{sd} = R_1 i_{sd} + p\varphi_{sd} - \omega_1 \varphi_{sq} \\ u_{sq} = R_1 i_{sq} + p\varphi_{sq} + \omega_1 \varphi_{sd} \\ u_{rd} = R_2 i_{rd} + p\varphi_{rd} - \omega_g \varphi_{rq} \\ u_{rq} = R_2 i_{rq} + p\varphi_{rq} + \omega_g \varphi_{rd} \end{cases} \quad (1)$$

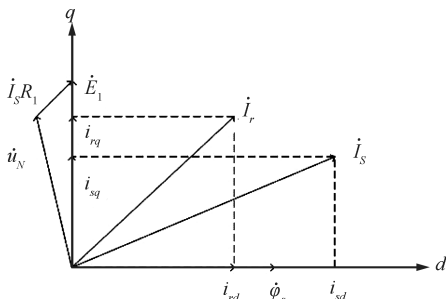


图 1 定子电压定向矢量图

Fig. 1 Phasor diagram of stator flux orientation

其中, φ_s , φ_r 分别是定子和转子磁链, u_s , u_r 分别是定子和转子电压, i_s , i_r 分别是定子和转子电流, R_1 , R_2 分别是定子和转子电阻, s , r 分别代表定子和转子, q , d 代表同步坐标 d - q 轴, ω_1 , ω_g 分别代表定子旋转磁场速度和转差角速度, p 是微分算子.

磁链方程式:

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_1 i_{sd} + L_m i_{rd} \\ \varphi_{sq} = L_1 i_{sq} + L_m i_{rq} \\ \varphi_{rd} = L_m i_{sd} + L_2 i_{rd} \\ \varphi_{rq} = L_m i_{sq} + L_2 i_{rq} \end{cases} \quad (2)$$

其中, L_m 是定转子之间互感, L_1 , L_2 分别是定、转子自感. 双馈电机的电磁转矩为

$$M_e = P_n L_m (i_{sq} i_{rd} - i_{sd} i_{rq}) \quad (3)$$

其中, M_e 是电磁转矩, P_n 是双馈电机极对数.

双馈电机的运动方程为

$$T_{ahs} - M_e = J \frac{d\omega_2}{dt} \quad (4)$$

$$\omega_g = \omega_1 - \omega_2 \quad (5)$$

其中, T_{ahs} 是风机提供的转矩, ω_2 是转子角速度.

按定子磁链定向规则, 有:

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_1 i_{sd} + L_m i_{rd} \\ \varphi_{sq} = 0 \end{cases} \quad (6)$$

由式 (1) 导出转子磁链为

$$\dot{\varphi}_{rd} = -R_2 i_{rd} + \varphi_{rq} \omega_g + u_{rd} \quad (7)$$

$$\dot{\varphi}_{rq} = -R_2 i_{rq} - \varphi_{rd} \omega_g + u_{rq}$$

基于式 (2), 导出转子电流为

$$\begin{cases} i_{rd} = -\frac{L_m}{L_2} i_{sd} + \frac{1}{L_2} \varphi_{rd} \\ i_{rq} = -\frac{L_m}{L_2} i_{sq} + \frac{1}{L_2} \varphi_{rq} \end{cases} \quad (8)$$

把式 (8) 代入式 (7) 可得到如下转子磁链在 d 轴和 q 轴的分量:

$$\begin{cases} \dot{\varphi}_{rd} = \frac{R_2 L}{L_2} i_{sd} - \frac{R_2}{L_2} \varphi_{rd} + \varphi_{rq} \omega_g + u_{rd} \\ \dot{\varphi}_{rq} = \frac{R_2 L}{L_2} i_{sq} - \frac{R_2}{L_2} \varphi_{rq} - \varphi_{rd} \omega_g + u_{rq} \end{cases} \quad (9)$$

把式 (2) 代入式 (1) 可得到定子、转子电压在 d 轴和 q 轴的分量:

$$\begin{cases} u_{sd} = R_1 i_{sd} + L_1 \dot{i}_{sd} + L_m \dot{i}_{rd} - \omega_1 \varphi_{sq} \\ u_{sq} = R_1 i_{sq} + L_1 \dot{i}_{sq} + L_m \dot{i}_{rq} + \omega_1 \varphi_{sd} \\ u_{rd} = R_2 i_{rd} + L_m \dot{i}_{sd} + L_2 \dot{i}_{rd} - \omega_g \varphi_{rq} \\ u_{rq} = R_2 i_{rq} + L_m \dot{i}_{sq} + L_2 \dot{i}_{rq} + \omega_g \varphi_{rd} \end{cases} \quad (10)$$

式 (10) 可以简写为

$$\begin{aligned} \dot{i}_{sd} = & \frac{L_2 R_1 + \frac{R_2 L_m^2}{L_2}}{L_m^2 - L_1 L_2} i_{sd} + \frac{\frac{L_m R_2}{L_2}}{L_1 L_2 - L_m^2} \varphi_{rd} + \\ & \frac{L_m}{L_m^2 - L_1 L_2} \varphi_{rq} \omega_g + \frac{L_m}{L_1 L_2 - L_m^2} u_{rd} + \frac{L_2}{L_m^2 - L_1 L_2} u_{sd} \end{aligned} \quad (11)$$

$$\begin{aligned} \dot{i}_{sq} = & \frac{R_2 L_m^2}{L_2} i_{sq} + \frac{L_m R_2}{L_1 L_2 - L_m^2} \varphi_{rq} \\ & - \frac{L_2}{L_m} \varphi_{rd} \omega_g + \frac{L_2}{L_1 L_2 - L_m^2} u_{rq} \end{aligned} \quad (12)$$

把式(2)代入式(3)得到电磁转矩如下:

$$M_e = \frac{P_N L_m}{L_2} i_{sq} \varphi_{rd} - \frac{P_N L_m L_1}{L_1 L_2 - L_m^2} i_{sd} \varphi_{rq} \quad (13)$$

综合式(5)和式(13)可得:

$$\begin{aligned} \dot{\omega}_g = & \frac{P_N L_m}{J L_2} i_{sq} \varphi_{rd} - \frac{P_N L_m L_1}{J(L_1 L_2 - L_m^2)} i_{sd} \varphi_{rq} + \\ & \omega_g - \frac{1}{J} T_{ahs} \end{aligned} \quad (14)$$

综合式(9)、(11)、(14)可得:

$$\begin{cases} \dot{i}_{sd} = \frac{L_2 R_1 + \frac{R_2 L_m^2}{L_2}}{L_m^2 - L_1 L_2} i_{sd} + \frac{\frac{L_m R_2}{L_2}}{L_1 L_2 - L_m^2} \varphi_{rd} + \\ \frac{L_2}{L_m^2 - L_1 L_2} \varphi_{rq} \omega_g + \frac{L_2}{L_1 L_2 - L_m^2} u_{rd} \\ \dot{i}_{sq} = \frac{L_2}{L_m^2 - L_1 L_2} i_{sq} + \frac{L_2}{L_1 L_2 - L_m^2} \varphi_{rq} - \\ \frac{L_2}{L_m^2 - L_1 L_2} \varphi_{rd} \omega_g + \frac{L_2}{L_1 L_2 - L_m^2} u_{rq} \\ \dot{\varphi}_{rd} = \frac{R_2 L_m}{L_2} i_{sd} - \frac{R_2}{L_2} \varphi_{rd} + \varphi_{rq} \omega_g + u_{rd} \\ \dot{\varphi}_{rq} = \frac{R_2 L_m}{L_2} i_{sq} - \frac{R_2}{L_2} \varphi_{rq} - \varphi_{rd} \omega_g + u_{rq} \\ \dot{\omega}_g = \frac{P_N L_m}{J L_2} i_{sq} \varphi_{rd} - \frac{P_N L_m L_1}{J(L_1 L_2 - L_m^2)} i_{sd} \varphi_{rq} + \\ \omega_g - \frac{1}{J} T_{ahs} \end{cases} \quad (15)$$

写成状态空间方程为

$$\begin{cases} \dot{\bar{x}} = f(\bar{x}) + g u_r \\ y = \begin{bmatrix} h_1(\bar{x}) \\ h_2(\bar{x}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_N \bar{x}_2 \\ u_N \bar{x}_1 \end{bmatrix} \end{cases} \quad (16)$$

其中

$$\bar{x} = [i_{sd}, i_{sq}, \varphi_{rd}, \varphi_{rq}, \omega_g]^T$$

$$T_{ahs} = \frac{T_a}{P_N}$$

$$T_a = \frac{1}{2} \rho \pi R^3 C_q(\lambda, \beta) v^2$$

$$u_r = [u_{rd}, u_{rq}]^T$$

$$g = \begin{bmatrix} P & Q \end{bmatrix}^T$$

$$f(\bar{x}) = \begin{bmatrix} f_1(\bar{x}) & f_2(\bar{x}) & f_3(\bar{x}) & f_4(\bar{x}) & f_5(\bar{x}) \end{bmatrix}^T =$$

$$\begin{bmatrix} a_{11} \bar{x}_1 + a_{13} \bar{x}_3 + a_{14} \bar{x}_4 \bar{x}_5 \\ a_{12} \bar{x}_2 + a_{13} \bar{x}_4 - a_{14} \bar{x}_3 \bar{x}_5 \\ a_{31} \bar{x}_1 + a_{33} \bar{x}_3 + a_{34} \bar{x}_4 \bar{x}_5 \\ a_{31} \bar{x}_2 + a_{33} \bar{x}_4 - a_{34} \bar{x}_3 \bar{x}_5 \\ a_{51} \bar{x}_2 \bar{x}_3 - a_{52} \bar{x}_1 \bar{x}_4 + a_{55} \bar{x}_5 + \frac{T_{ahs}}{J} \end{bmatrix}$$

$$g = \begin{bmatrix} g_1 & g_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b_1 & 0 \\ 0 & b_1 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

2 基于输入输出反馈线性化的双馈电机预测控制策略

2.1 双馈电机模型的输入输出反馈线性化

双馈电机模型(16)为典型的仿射型非线性模型,需采用微分几何中的输入输出反馈线性化的方法进行线性化^[11].

相对阶定义:对于多输入多输出非线性系统 $\begin{cases} \dot{\bar{x}} = f(\bar{x}) + g(\bar{x}) u \\ y = h(\bar{x}) \end{cases}$, 当 $\bar{x}_0 \in D_0$ (D_0 是 \mathbf{R}^n 的一个开子集) 时, 若存在正整数 γ_i 使得 $L_{g_i} L_f^k h_i(\bar{x}_0) \equiv 0$ ($0 \leq k \leq \gamma_i - 2, i = 1, \dots, m$), 且

$$A(\bar{x}_0) = \begin{bmatrix} L_{g_1} L_f^{\gamma_1 - 1} h_1 & \cdots & L_{g_m} L_f^{\gamma_1 - 1} h_1 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ L_{g_1} L_f^{\gamma_m - 1} h_m & \cdots & L_{g_m} L_f^{\gamma_m - 1} h_m \end{bmatrix}$$

可逆, 则称系统在点 \bar{x}_0 具有相对阶 $(\gamma_1 \cdots \gamma_m)$.

计算双馈电机的相对阶 $\gamma = \gamma_1 + \gamma_2 = 2 \leq n$, 其中 n 是状态变量个数. 不能满足精确线性化条件, 但可实现输入输出线性化. 选取如下坐标变换:

$$\begin{aligned} x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \phi_1(\bar{x}) \\ \phi_2(\bar{x}) \end{bmatrix} = \\ \begin{bmatrix} h_1(\bar{x}) \\ h_2(\bar{x}) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} u_N \bar{x}_2 \\ u_N \bar{x}_1 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (17)$$

补充如下三个坐标变换:

$$\eta = \begin{bmatrix} \eta_1 \\ \eta_2 \\ \eta_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_3(\bar{x}) \\ \phi_4(\bar{x}) \\ \phi_5(\bar{x}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{x}_3 \\ \bar{x}_4 \\ \bar{x}_5 \end{bmatrix} \quad (18)$$

雅可比矩阵为

$$\begin{aligned} \frac{\partial \phi}{\partial \bar{x}^r} &= \begin{bmatrix} \frac{\partial \phi_1}{\partial \bar{x}_1} & \cdots & \frac{\partial \phi_1}{\partial \bar{x}_5} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial \phi_5}{\partial \bar{x}_1} & \cdots & \frac{\partial \phi_5}{\partial \bar{x}_5} \end{bmatrix} = \\ & \begin{bmatrix} 0 & u_N & 0 & 0 & 0 \\ u_N & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (19)$$

该矩阵对任意 \bar{x} 是非奇异的, 因此坐标变换 $\phi = [\phi_1 \ \phi_2 \ \phi_3 \ \phi_4 \ \phi_5]^T$ 是一个微分同胚变换.

在上述坐标变换下, 系统状态方程转换为

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = L_f h_1(\bar{x}) + L_{g_2} h_1(\bar{x}) u_{rq} \\ \dot{x}_2 = L_f h_2(\bar{x}) + L_{g_1} h_2(\bar{x}) u_{rd} \\ \dot{\eta}_1 = L_f \phi_3(\bar{x}) + L_{g_1} \phi_3(\bar{x}) u_{rd} \\ \dot{\eta}_2 = L_f \phi_4(\bar{x}) + L_{g_2} \phi_4(\bar{x}) u_{rq} \\ \dot{\eta}_3 = L_f \phi_5(\bar{x}) \end{cases} \quad (20)$$

输出方程:

$$\begin{cases} h_1 = x_1 \\ h_2 = x_2 \end{cases} \quad (21)$$

假定: $b(\bar{x}) = \begin{bmatrix} L_f h_1(\bar{x}) \\ L_f h_2(\bar{x}) \end{bmatrix}$ $A(\bar{x}) = \begin{bmatrix} L_{g_1} h_1(\bar{x}) & L_{g_2} h_1(\bar{x}) \\ L_{g_1} h_2(\bar{x}) & L_{g_2} h_2(\bar{x}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & b_1 u_N \\ b_1 u_N & 0 \end{bmatrix}$, 由于 $\det(A(\bar{x})) \neq 0$, 故 $A^{-1}(\bar{x})$ 对一切 \bar{x} 存在, 令:

$$b(\bar{x}) + A(\bar{x}) u_r(\bar{x}) = v = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix}$$

可以求得状态反馈律: $u_r = A^{-1}(\bar{x}) [-b(\bar{x}) + v]$. 系统 (16) 可变换为

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = v_1 \\ \dot{x}_2 = v_2 \\ \dot{\eta} = \bar{q}(x, \eta) + \bar{p}(x, \eta) v \end{cases} \quad (22)$$

输出方程为: $\begin{cases} h_1 = x_1 \\ h_2 = x_2 \end{cases}$ 采用上述的坐标变换和状态反馈, 可以实现输入输出的线性化.

状态 η 为系统的内部状态, 需要考察其稳定性. 由零动态定义, 令 $x_1 = x_2 = 0$, 可以求出将输出强制为零的输入为

$$\begin{cases} u_{rd}(0, \eta) = -\frac{1}{b_1} (a_{13}\eta_1 + a_{14}\eta_2\eta_3) \\ u_{rq}(0, \eta) = -\frac{1}{b_1} (a_{13}\eta_2 - a_{14}\eta_1\eta_3) \end{cases}$$

将上式代入 (20) 中的后三个方程, 并令 $x_1 = x_2 = 0$, 得到子系统的零动态特性方程为

$$\dot{\eta} = 0, \quad \eta(0) = \begin{bmatrix} \varphi_{rd}(0), & \varphi_{rq}(0) & \omega_g(0) \end{bmatrix}^T$$

可见, 系统的零动态特性是稳定的.

在新的状态变量和新的输入 $v = A(\bar{x}) u(\bar{x}) + b(\bar{x})$ 下, 双馈电机模型可以写成一个如下的线性模型:

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bv \\ y = Cx \end{cases} \quad (23)$$

在原非线性系统约束 $\Delta u_l \leq \Delta u_r \leq \Delta u_u$ 下, 新的线性系统约束于 $\Delta v_l \leq \Delta v \leq \Delta v_u$. 约束处理方法见文献 [12].

2.2 基于状态空间模型的双馈电机模型预测控制策略

针对线性状态空间方程 (23), 可使用标准的预测控制策略^[13]. 将系统 (23) 离散化:

$$x(k+1) = A_d x(k) + B_d v(k) \quad (24)$$

$$y(k) = C_d x(k) \quad (25)$$

其中, $A_d = e^{AT}$, $B_d = \int_0^T e^{At} dt \cdot B$, $C_d = C$. 式 (24) 两侧差分:

$$\begin{aligned} x(k+1) - x(k) &= A_d(x(k) - x(k-1)) + \\ &B_d(v(k) - v(k-1)) \end{aligned} \quad (26)$$

定义状态增量: $\Delta x(k+1) = x(k+1) - x(k)$, $\Delta x(k) = x(k) - x(k-1)$ 和控制量增量: $\Delta v(k) = v(k) - v(k-1)$.

选取一组新的状态变量: $x_u(k) = [\Delta x(k)^T y(k)]^T$.

注意到:

$$\begin{aligned} y(k+1) - y(k) &= C_d(x(k+1) - x(k)) = \\ &C_d \Delta x(k+1) = C_d A_d \Delta x(k) + C_d B_d \Delta v(k) \end{aligned} \quad (27)$$

综合式 (26) 和 (27) 可得新的状态空间模型如下:

$$\begin{aligned} \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta x(k+1) \\ y(k+1) \end{bmatrix}}_{x_u(k+1)} &= \underbrace{\begin{bmatrix} A_d & 0_{p \times n} \\ C_d A_d & I_{p \times p} \end{bmatrix}}_{A_u} \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta x(k) \\ y(k) \end{bmatrix}}_{x_u(k)} + \\ &\underbrace{\begin{bmatrix} B_d \\ C_d B_d \end{bmatrix}}_{B_u} \Delta v(k) \\ y(k) &= \underbrace{\begin{bmatrix} 0_{p \times n} & I_{p \times p} \end{bmatrix}}_{C_u} \begin{bmatrix} \Delta x(k) \\ y(k) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (28)$$

其中, $I_{p \times p}$ 是 $p \times p$ 的单位矩阵, p 是系统输出个数, $0_{p \times n}$ 是 $p \times n$ 的零矩阵. 系统 (A_u, B_u, C_u) 是增广模型. 基于状态空间模型, 未来的状态变量可以计算如下:

$$x_u(k+1|k) = A_u x_u(k) + B_u \Delta v(k) \quad (29)$$

$$\begin{aligned} x_u(k+2|k) &= A_u x_u(k+1|k) + B_u \Delta v(k+1) = \\ &A_u^2 x(k) + A_u B_u \Delta v(k) + B_u \Delta v(k+1) \end{aligned}$$

⋮

$$\begin{aligned} x_u(k+N_p|k) &= A_u^{N_p} x_u(k) + A_u^{N_p-1} B_u \Delta v(k) + \\ &A_u^{N_p-2} B_u \Delta v(k+1) + \dots + \\ &A_u^{N_p-N_c} B_u \Delta v(k+N_c-1) \end{aligned} \quad (30)$$

从上面的状态变量预测值可以推导出输出变量预测值:

$$y(k+1|k) = C_u A_u x_u(k) + C_u B_u \Delta v(k) \quad (31)$$

$$\begin{aligned} y(k+2|k) &= C_u A_u^2 x_u(k) + C_u A_u B_u \Delta v(k) + \\ &C_u B_u \Delta v(k+1) \end{aligned}$$

⋮

$$\begin{aligned} y(k+N_p|k) &= C_u A_u^{N_p} x_u(k) + \\ &C_u A_u^{N_p-1} B_u \Delta v(k) + \\ &C_u A_u^{N_p-2} B_u \Delta v(k+1) + \dots + \\ &C_u A_u^{N_p-N_c} B_u \Delta v(k+N_c-1) \end{aligned} \quad (32)$$

由此可以看出所有的输出预测值都基于当前时刻的状态变量和未来的控制变量 $\Delta v(k+i)$, 其中 $j = 0, 1, \dots, N_c - 1$. 定义向量:

$$Y = \begin{bmatrix} y(k+1|k) & \dots & y(k+N_p|k) \end{bmatrix}^T$$

在多输入多输出系统中, Y 是 $N_p \times p$ 维的. 式 (31) 到 (32) 可以写成向量形式:

$$Y = F x_u(k) + \Phi \Delta V \quad (33)$$

其中, $\mathbf{F} = \begin{bmatrix} C_u A_u & C_u A_u^2 & \dots & C_u A_u^{N_p} \end{bmatrix}^T$,

$$\Phi = \begin{bmatrix} C_u B_u & 0 & \dots & 0 \\ C_u A_u B_u & C_u B_u & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ C_u A_u^{N_p-1} B_u & C_u A_u^{N_p-2} B_u & \dots & C_u A_u^{N_p-N_c} B_u \end{bmatrix},$$

$$\Delta \mathbf{V} = \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{v}(k) & \dots & \Delta \mathbf{v}(k + N_c - 1|k) \end{bmatrix}^T.$$

在每个采样时刻 k , 要求二次目标函数最小:

$$\begin{aligned} J &= J_1 - \eta J_2 = (R_s - Y)^T \\ &(R_s - Y) + \Delta V^T \bar{R} \Delta V - \eta (P - P_{ref}) \end{aligned} \quad (34)$$

约束于:

$$\Delta u_l \leq \Delta u_r \leq \Delta u_u$$

其中, η 是功率价格因数, 下标 l, u 代表变量的最小、最大值. 该目标函数可分为两个部分: 第一部分 (J_1) 是系统调节指标; 第二部分 (J_2) 是经济指标, 即: 期望得到更高的有功功率输出.

3 仿真实验研究

仿真实验针对 11 kW 的 Y 系列双馈电机, 由交流电机模拟风力机 (风轮), 为双馈电机提供转矩和转子转速. 系统参数为: $R_1 = 2 \Omega$; $R_2 = 2 \Omega$; $L_M = 0.1 \text{ H}$; $L_1 = 0.06 \text{ H}$; $L_2 = 0.06 \text{ H}$; $J = 26 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$; $P_N = 2$; $u_N = 220 \text{ V}$; 模型预测控制中, 设定预测时域 $N_p = 10$, 通过改变控制时域研究其对预测控制效果的影响. N_u 越小, 闭环响应越慢. $N_u = 3$ 时系统的控制性能较为优越. 约束量选取 $-2 \times 10^2 \leq \Delta u_r \leq 2 \times 10^2$. 控制系统如图 2 所示. 按照风力发电机的功率输出设定 Q_{ref} , 给定包含系统跟踪指标和经济指标的目标函数, 针对反馈线性化后的新系统采用模型预测控制. 有功功率决定于转子侧励磁电流 q 轴分量大小, 无功功率决定于转子侧励磁电流 d 轴分量大小. 通过磁链观测器, 可以把线性系统的输入转化为双馈电机励磁电压 d, q 轴分量, 经过旋转坐标变换后, 转换为静止坐标系下 a, b, c 分量, 再通过脉冲宽度调制 (Pulse width modulation, PWM) 输出.

首先, 研究双馈风力发电系统功率响应. 在转子转速恒定为 1200 r/min 时, 双馈电机预测控制的动态阶跃响应如图 3~8 所示. 图 3 中, 有功功率的参考值在 0.3 s 由 5 kW 跳变到 7 kW, 同时功率因数 (Power factor, PF) 由 +0.85 变到 -0.85. 在 0.6 s 有功功率的参考值由 7 kW 跳变到 10 kW, 同时功率因数保持不变. 因为 $Q = P\sqrt{1 - PF^2}/PF$, 无功功率的参考值在 0.3 s 由 3.0987 kVAR 跳变到 -4.3382 kVAR, 在 0.6 s 跳变到 -6.1974 kVAR. 如图 3 所示, 转子有功和无功功率动态响应时间只有 10~15 毫秒且超调很小, 说明基于输入输出反馈线性化的预测控制策略有很好的跟踪性能. 系统控制量转子电压如图 4 所示, 满足约束条件. 与参考功率相对应, 转子 d 轴电流参考值在 0.3 s 由 +29.5628 A 跳变到 -24.5172 A, 在 0.6 s 跳变到 -38.1172 A. 转子 q 轴电流参考值在 0.3 s 由 -36.32 A 跳变到 -50.88 A, 在 0.6 s 跳变到 -72.8 A. 如图 5 所示, 转子电流响应具有很好的跟踪性能, 超调很小. 图 6 为定子电流的阶跃响应. 三相静态坐标下定子、转子电流如图 7 和图 8 所示.

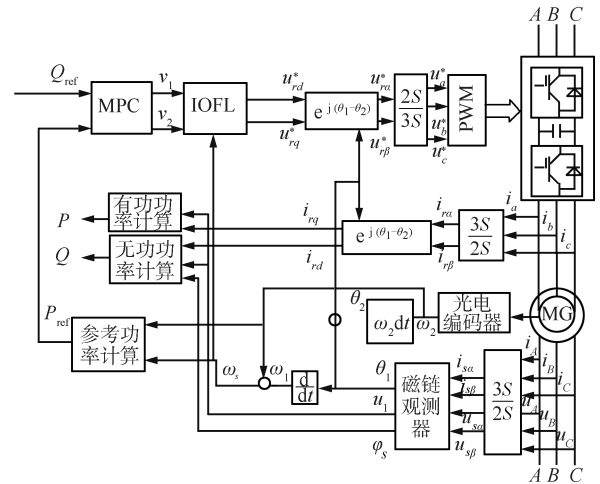


图 2 DFIG 控制系统结构图

Fig. 2 Schematic diagram of the the DFIG control system

采用 PI 控制器, 系统响应如图 9~12 所示, 可以看出虽然功率响应仍然较快, 但是会产生很大的电流脉动. 这会直接导致转矩脉动的增加, 使机组承受额外的机械载荷而降低机组的使用寿命.

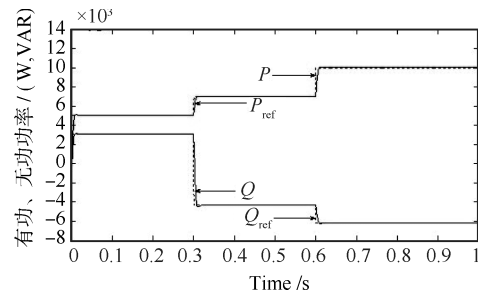


图 3 功率阶跃响应

Fig. 3 Step response of active power and reactive power

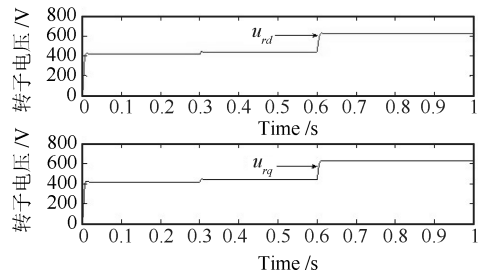


图 4 转子电压

Fig. 4 Rotor voltages

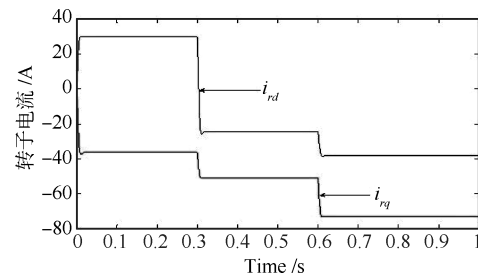


图 5 转子电流的阶跃响应

Fig. 5 Step response of rotor currents

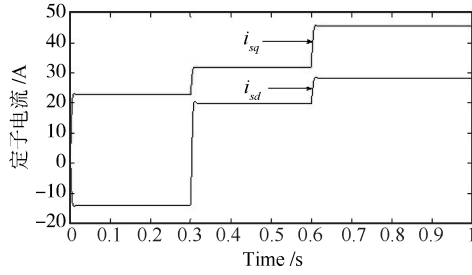


图 6 定子电流的阶跃响应

Fig. 6 Step response of stator currents

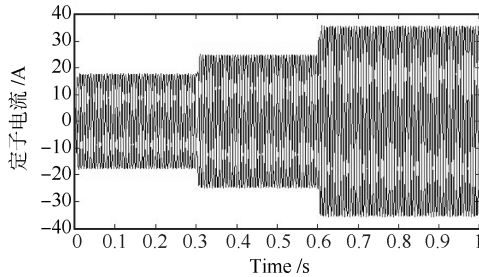


图 7 定子电流

Fig. 7 Stator currents

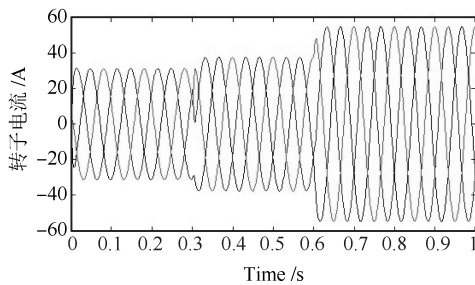


图 8 转子电流

Fig. 8 Rotor currents

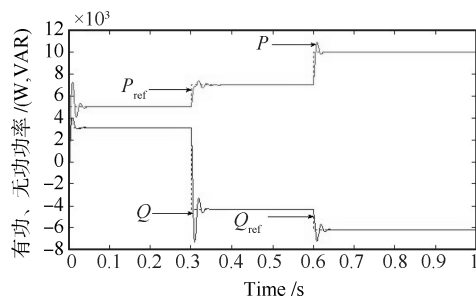


图 9 功率阶跃响应

Fig. 9 Step response of active power and reactive power

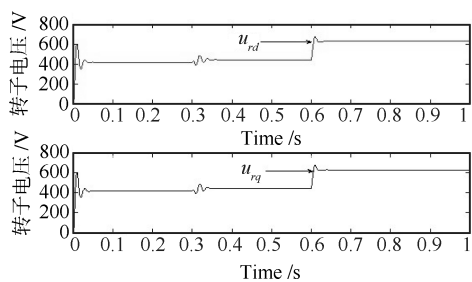


图 10 转子电压

Fig. 10 Rotor voltages

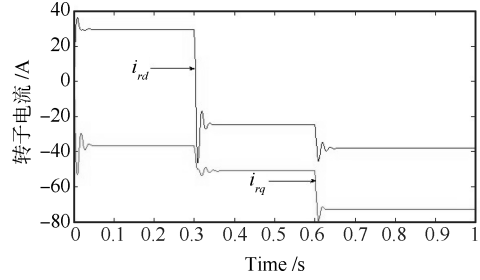


图 11 转子电流的阶跃响应

Fig. 11 Step response of rotor currents

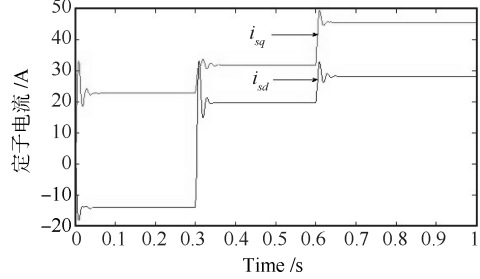


图 12 定子电流的阶跃响应

Fig. 12 Step response of stator currents

实际风场中风速是频繁变化的, 变桨距控制系统使有功和无功功率响应缓慢, 而且桨距角频繁变化对发电系统设备造成巨大磨损. 因此, 现代风力发电厂对双馈电机的控制采用变转差率的方法来保证在变风速下双馈电机的输出频率与电网频率一致. 仿真中, 在 0.3~0.7s 间, 转子转速从 1 200 均匀增加到 1 800 r/min. 有功功率的参考值在 0.3s 由 5 kW 跳变到 7 kW (如图 13), 同时功率因数 (PF) 由 +0.85 变到 -0.85. 在 0.6s 有功功率的参考值由 7 kW 跳变到 10 kW, 同时功率因数保持不变. 如图 13 所示, 在转子转速变化时, 功率响应速度很快且超调很小. 从图 14 可以看出, 系统满足输入约束. 转子和定子 dq 轴电流及三项静态坐标下电流如图 15~18 所示.

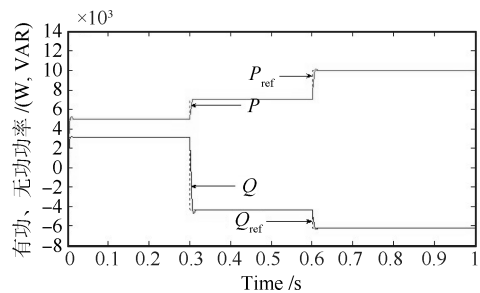


图 13 功率阶跃响应

Fig. 13 Step response of active power and reactive power

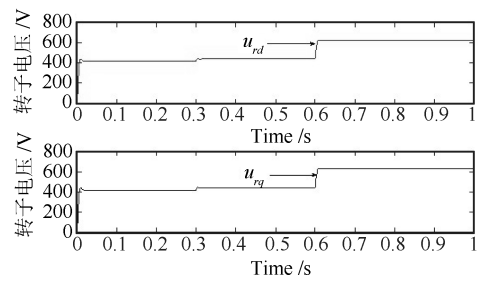


图 14 转子电压

Fig. 14 Rotor voltages

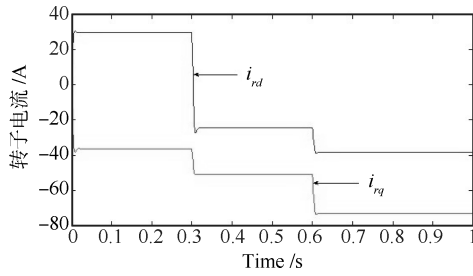


图 15 转子电流的阶跃响应

Fig. 15 Step response of rotor currents

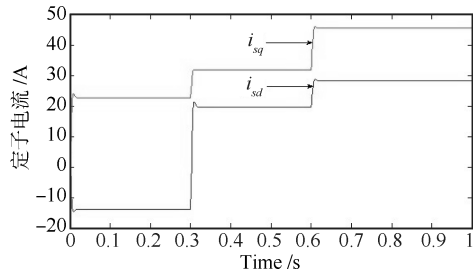


图 16 定子电流的阶跃响应

Fig. 16 Step response of stator currents

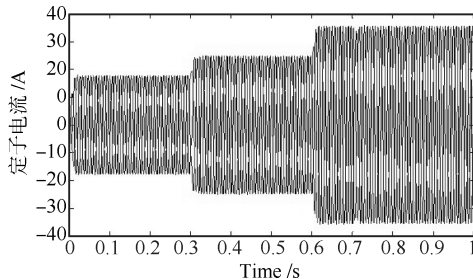


图 17 定子电流

Fig. 17 Stator currents

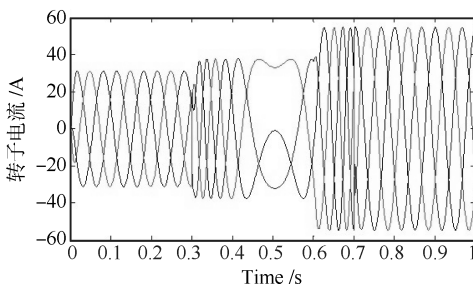


图 18 转子电流

Fig. 18 Rotor currents

当电机转子转速由 1200r/min 匀速变化上升到 1800r/min 时,转子的转差率 s 由 +0.2 变化到 -0.2. 在此过程中,可以通过改变励磁电流的频率来保持输出电流频率恒定为 50 Hz,实现了变速下的恒频调节. 图 18 中,在 0.5s 附近,因双馈电机从亚同步运行状态变为超同步运行状态,转子中的电流相序发生了改变.

在实际的 DFIG 控制中,环境因素对诸多参数都有影响,比如转子和定子中的电阻和电感会随环境温度的变化而变化. 为了测试参数的变化对系统性能的影响,将 d 轴的磁链 φ_{sd} 增加 20%. 参数变化后进行同样的有功和无功功率阶跃响应测试如图 19 所示. 从仿真结果图 19~24 可以看出,定

子磁链有较大误差时,系统响应仍然令人满意,显示了预测控制策略具有较强的鲁棒性.

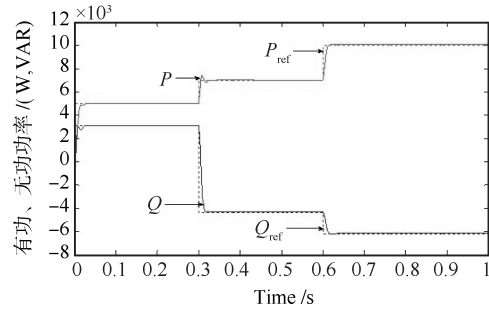


图 19 功率阶跃响应

Fig. 19 Step response of active power and reactive power

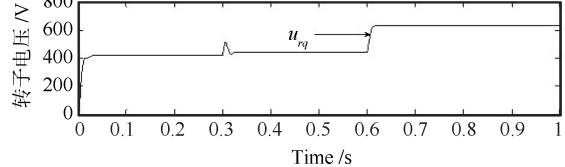
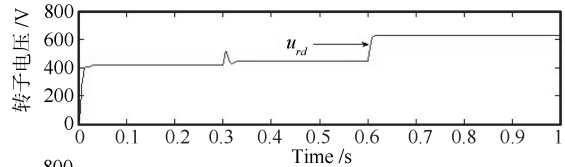


图 20 转子电压

Fig. 20 Rotor voltages

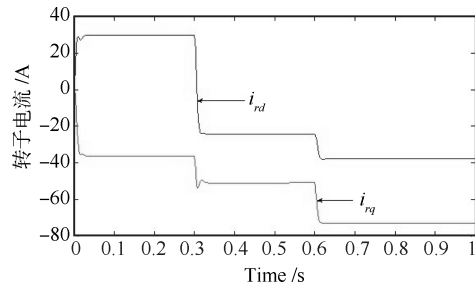


图 21 转子电流的阶跃响应

Fig. 21 Step response of rotor currents

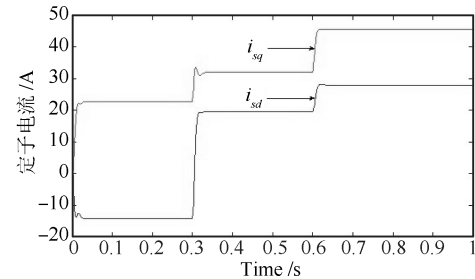


图 22 定子电流的阶跃响应

Fig. 22 Step response of stator currents

为了更清楚地进行比较,表 1 列出了三种情况下由式 (34) 定义的目标函数值. 可以看出,转子转速变化和双馈电机参数变化都会降低控制系统性能,但模型预测控制能够克服系统的干扰,有效减小输出电流脉动,实现变速恒频控制下的经济目标及跟踪目标.

表 1 目标函数值对比
Table 1 The mean values of the objective functions

式 (34) 定义的预测控制 目标函数	PID 控制转子 转速恒定	MPC 控制转子 转速恒定	MPC 控制转子 转速变化	MPC 控制转子转速变化 双馈电机参数变化
J_1	3 564.5	1 652.5	1 801.4	1 840.1
J_2	561.16	546.16	461.76	431.71

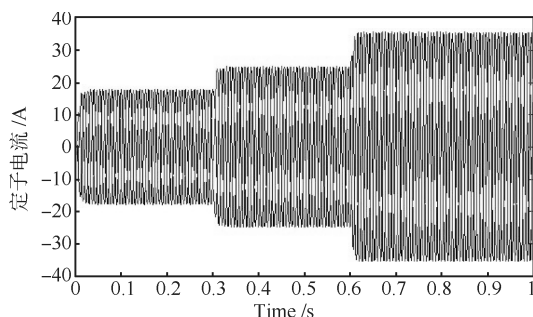


图 23 定子电流
Fig. 23 Stator currents

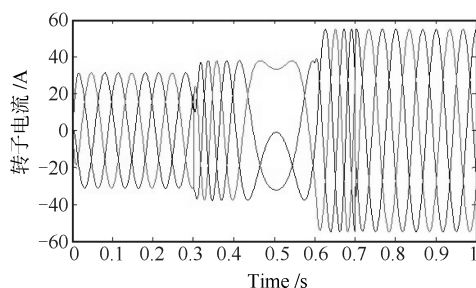


图 24 转子电流
Fig. 24 Rotor currents

4 结论

本文建立了输出为定子的有功和无功功率的双馈风力发电机非线性模型, 在此基础上构造了模型预测控制策略。双馈风力发电机通过输入输出反馈线性化得到线性模型, 通过此线性模型可得到输出预测值。预测控制直接预测出在同步坐标下双馈电机的转子有功 (q 轴) 电流和无功 (d 轴) 电流。控制律通过考虑跟踪性能和经济指标的目标函数优化获得。控制转子电压通过滚动时域模型计算, 同时也满足状态约束。控制系统有效提高了控制性能, 减小了输出电磁转矩脉动, 为现代风力发电系统提供了先进控制策略。

References

- Shi Hong-Yu, Feng Yong. High-order terminal sliding mode flux observer for induction motors. *Acta Automatica Sinica*, 2012, **38**(2): 288–294
(史宏宇, 冯勇. 感应电机高阶终端滑模磁链观测器的研究. *自动化学报*, 2012, **38**(2): 288–294)
- Liu Zhao-Hua, Zhang Jing, Li Xiao-Hua, Zhang Ying-Jie. Immune co-evolution particle swarm optimization for permanent magnet synchronous motor parameter identification. *Acta Automatica Sinica*, 2012, **38**(10): 1698–1708
(刘朝华, 章兢, 李小花, 张英杰. 免疫协同微粒群进化算法的永磁同步电机多参数辨识模型方法. *自动化学报*, 2012, **38**(10): 1698–1708)
- da Costa J P, Pinheiro H, Degner T, Arnold G. Robust controller for DFIGs of grid-connected wind turbines. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2011, **58**(9): 4023–4038

- Jabr H M, Lu D Y, Kar N C. Design and implementation of neuro-fuzzy vector control for wind-driven doubly-fed induction generator. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, 2011, **2**(4): 404–413
- Xu L, Zhi D W, Williams B W. Predictive current control of doubly fed induction generators. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2009, **56**(10): 4143–4153
- Liu X J, Guan P, Chan C W. Nonlinear multivariable power plant coordinate control by constrained predictive scheme. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2010, **18**(5): 1116–1125
- Liu X J, Chan C W. Neuro-fuzzy generalized predictive control of boiler steam temperature. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2006, **21**(4): 900–908
- Liu Xiang-Jie, Liu Ji-Zhen. Constrained power plant coordinated predictive control using neurofuzzy model. *Acta Automatica Sinica*, 2006, **32**(5): 786–790
(刘向杰, 刘吉臻. 基于模糊神经模型的电厂协调预测控制. *自动化学报*, 2006, **32**(5): 785–790)
- Abad G, Rodriguez M A, Poza J. Three-level npc converter-based predictive direct power control of the doubly fed induction machine at low constant switching frequency. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2008, **55**(12): 4417–4429
- Sgurezi Filho A J, de Oliveira Filho M E, Ruppert Filho E. A predictive power control for wind energy. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, 2011, **2**(1): 97–105
- Hu Yue-Ming. *The Theory and Applications of Nonlinear Control Systems*. Beijing: National Defence Industry Press, 2005. 87–91
(胡跃明. 非线性控制系统理论与应用. 北京: 国防工业出版社, 2005. 87–91)
- Kong Xiao-Bing, Liu Xiang-Jie. Continuoustime nonlinear model predictive control with input/output linearization. *Control Theory and Applications*, 2012, **29**(2): 217–224
(孔小兵, 刘向杰. 基于输入输出线性化的连续系统非线性模型预测控制. *控制理论与应用*, 2012, **29**(2): 217–224)
- Wang L P. *Model Predictive Control System Design and Implementation Using MATLAB*. New York: Springer, 2009. 22–26

孔小兵 华北电力大学控制与计算机工程学院博士研究生. 主要研究方向为模型预测控制理论及其在能源电力系统控制中的应用。

E-mail: kongxiaobing1@ncepu.edu.cn

(KONG Xiao-Bing Ph. D. candidate at the School of Control and Computer Engineering, North China Electric Power University. Her research interest covers model predictive control and its application in power industry.)

刘向杰 华北电力大学控制与计算机工程学院教授. 主要研究方向为先进控制策略在电力过程控制中的应用研究. 本文通信作者。

E-mail: liuxj@ncepu.edu.cn

(LIU Xiang-Jie Professor at the School of Control and Computer Engineering, North China Electric Power University. His main research interest is the application of advanced control strategy in power process control. Corresponding author of this paper.)