

基于神经网络的半直驱永磁同步风力发电 机组有功功率控制

张珍珍, 邹见效

(电子科技大学 自动化工程学院, 四川 成都 611731)

摘要: 针对半直驱风力发电机组, 提出了一种基于神经网络的有功功率控制方法, 分别对变桨控制器和转速控制器进行设计, 实现机组在额定功率控制模式和非额定功率的恒功率控制模式的有功功率控制。着重研究了转速控制算法, 采用线性反馈化方法对系统模型进行处理, 然后根据动态面控制算法设计转速控制器, 并利用 RBF 神经网络逼近特性避免由于对具有非线性特性风力发电机组线性化而导致的模型不确定性问题。最后基于 MATLAB/Simulink 平台, 将该功率控制方法应用于 2 MW 半直驱永磁同步风力发电机组, 验证了所提方法的有效性。

关键词: 半直驱永磁同步风力发电机组; 有功功率; 反馈线性化; 动态面控制; 神经网络; 风电; 功率控制

中图分类号: TM 761; TM 614

文献标识码: A

DOI: 10.3969/j.issn.1006-6047.2013.09.024

0 引言

随着越来越多的大规模风电场并入电网, 风电场有功功率输出的随机性与波动性给电力系统安全运行带来的影响也日益突出。因此, 通过中央控制单元协调各风力发电机组有功功率输出的风电场有功功率控制问题获得了广泛研究, 并且研究结果在实际风电场得到了卓有成效的应用^[1-3]。

风电场有功功率控制一般采用分层结构, 包含风电场中央控制单元和风力发电机组控制单元^[1]。风电场中央控制单元按照电网对风电场有功功率输出的要求, 通过相应的控制算法和分配算法对各个风力发电机组的功率参考值进行设定。风力发电机组控制单元通过调节桨距角和转速实现风力发电机组对功率参考值的跟踪。作为风电场中央控制单元的执行机构, 风力发电机组对其功率参考值的跟踪性能直接影响风电场有功功率输出对电网调度功率的跟踪性能, 因此, 各国学者对风力发电机组有功功率控制进行了一定的研究工作。

目前, 大量研究关注于风力发电机组额定功率控制技术: 保证风力发电机组在低风速时能最大捕获风能, 提高风能转换效率^[4-5], 在高风速时限制风能吸收, 保证风电机组的额定功率输出^[6-7]。考虑到风力发电机组是一个大型复杂非线性系统, 文献^[6]对风力发电机组模型在运行点进行线性化, 设计相应线性稳定控制系统, 并从非线性控制角度分

析风力发电机组动态特性, 设计非线性稳定控制系统。无论线性控制还是非线性控制, 都提高了风力发电机组低风速最大风能捕获和高风速功率限制的性能。然而, 风力发电机组作为风电场中央控制单元的执行机构, 需要按照功率设定值对其有功功率输出进行调节(非额定功率的恒功率控制): 文献^[8]针对含双馈异步风力发电机组, 将单台风力发电机组功率控制分为功率优化、功率限制、降功率调节模式, 提出了一种优化的风力发电机组功率控制策略, 利用 PI 控制算法, 通过仿真分析验证了该控制策略的有效性; 文献^[9]针对变速风力发电机组, 采用级联结构, 设计了基于静态状态反馈控制算法的有功功率控制器, 但是其对风力发电机组传动机构模型进行了简化。为了充分考虑传动机构柔性特性, 文献^[10]将传动机构等效为 2 个质量块, 建立柔性轴模型, 利用变结构滑模控制算法, 实现了变速风力发电机组的有功功率控制。变桨距变速风力发电机组作为风电场的主流机型, 其相关功率控制算法研究一般集中在额定功率控制模式下低风速最大风能捕获和高风速额定功率限制, 而对非额定功率的恒功率控制模式下功率参考值的跟踪却鲜有报道。然而, 在风电场有功功率控制中, 变桨距变速风力发电机组的有功功率输出受中央控制单元协调, 不仅需要工作在额定功率控制模式, 还需要工作在非额定功率的恒功率控制模式(在该模式中, 机组有功功率输出需按照风电场中央控制单元指定的功率设定值进行降功率调节)。因此, 变桨距变速风力发电机组有功功率控制方法设计还需进一步深入研究。此外, 模型不确定性会对变桨距变速风力发电机组有功功率控制造成一定影响, 由此, 提高机组有功功率控制鲁棒性势在必行。

收稿日期: 2012-09-13; 修回日期: 2013-07-09

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(61201010); 中央高校基本科研业务费专项资金资助项目(ZYGX2010J081)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China(61201010) and the Fundamental Research Funds for the Central Universities(ZYGX2010J081)

半直驱永磁同步风力发电机组在风力机与永磁同步电机之间增加小增速比的齿轮箱,相比直驱永磁同步风力发电机组的体积重量有了较大的减小,且低速齿轮使寿命和可靠性得到大幅度提高^[4],因此,半直驱风力发电机组既具有直驱永磁同步风力发电机组的良好性能,又具有双馈风力发电机组的低成本特点,在大型变桨距变速风力发电机组中具有广阔的发展和前景。

本文针对半直驱风力发电机组,提出了一种基于神经网络的有功功率控制方法,对变桨控制器和转速控制器进行分别设计,实现机组在额定功率控制模式和非额定功率的恒功率控制模式的有功功率控制。其中着重研究了转速控制算法,采用线性反馈化方法对系统模型进行处理,然后根据动态面控制算法设计转速控制器,并利用 RBF 神经网络的逼近特性避免由于风力发电机组非线性特性而导致的控制率计算复杂性问题。最后,针对 2 MW 半直驱永磁同步风力发电机组,对该功率控制方法的有效性和合理性进行了仿真验证。

1 风电场有功功率控制

如图 1 所示,在风电场中央控制单元中,电网调度机构输出信号 $P_{\text{ref}}^{\text{WF}}$ 、PCC(风电场出口升压变电站的高压侧节点)检测信号和风电场有功功率输出信号 P^{WF} 作为单元输入量,风力发电机组的功率参考信号 P_{ref}^i 作为单元输出量。风电场中央控制单元按照电网对风电场有功功率输出的要求和各个风力发电机组的实际发电能力,通过相应的控制算法和分配算法对各机组功率参考值 P_{ref}^i 进行设定。

因此,风力发电机组不仅需要工作在额定功率控制模式,还需要工作在非额定功率的恒功率控制模式。如图 2 所示,本文针对半直驱永磁同步风力发电机组,通过变桨控制器和转速控制器的设计,对机

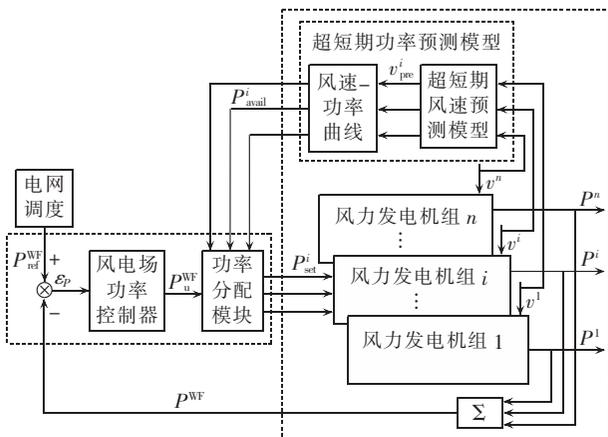


图 1 风电场有功功率控制

Fig.1 Active power control of wind farm

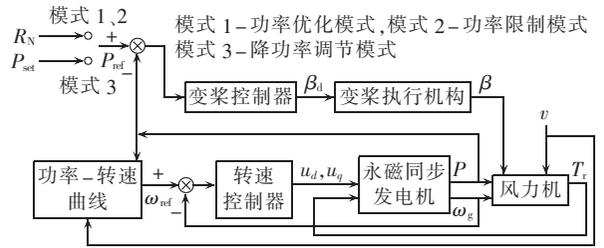


图 2 半直驱永磁同步风力发电机组有功功率控制

Fig.2 Active power control of half-direct permanent-magnet wind power generator

组桨距角和转速进行调节,实现各个工作模式下的功率控制^[8]。

a. 功率优化模式:风力发电机组运行在额定功率控制模式,风电场中央控制单元允许机组输出的有功功率都能被送到电网。此时,风速小于其额定值,机组控制单元需提高风能转换效率,保证最大风能捕获。

b. 功率限制模式:风力发电机组运行在额定功率控制模式,风电场中央控制单元允许机组输出的有功功率都能被送到电网。此时,风速大于其额定值,机组控制单元需限制风能吸收,保证风电机组的额定功率输出。

c. 降功率调节模式:风力发电机组运行在非额定功率的恒功率控制模式,风电场中央控制单元指定的功率设定值小于机组可提供的有功功率。机组控制单元需按照风电场下发功率设定值对其有功功率输出进行调节。

2 半直驱永磁同步风力发电机组模型

半直驱永磁同步风力发电机组由风力机、永磁同步发电机、传动机构、桨距角执行机构、控制系统及其他输变电装置和机械装置组成。其中,风力机将风能转化为机械能 P_r :

$$P_r = \frac{1}{2} \rho \pi R^2 v^3 C_p(\lambda, \beta) \quad (1)$$

机械力矩 T_r 为:

$$T_r = \frac{1}{2} \rho \pi R^2 v^3 C_p(\lambda, \beta) / \omega_r \quad (2)$$

其中, R 为风轮半径; v 为风速; $C_p(\lambda, \beta)$ 为风能利用系数^[11], β 为桨距角, λ 为叶尖速比; ω_r 为风轮转速。

$$C_p(\lambda, \beta) = 0.22(116/\lambda_1 - 0.4\beta - 5) \exp(-12.5/\lambda_1) \quad (3)$$

$$\lambda_1 = \frac{1}{\lambda + 0.08\beta} - \frac{0.035}{\beta^3 + 1} \quad (4)$$

$$\lambda = \frac{\omega_r R}{v} \quad (5)$$

永磁同步发电机将机械能转化为电能,采用 Park 变换,选择转子磁链方向为同步旋转坐标系的 d 轴,将定子电压在 dq 同步旋转坐标系下进行分解,则永磁同步发电机在 dq 坐标系下的数学模型^[12]为:

$$\begin{cases} \frac{di_q}{dt} = -\frac{R_s}{L}i_q - n_p\omega_g i_d - \frac{n_p\phi\omega_g}{L} + \frac{1}{L}u_q \\ \frac{di_d}{dt} = -\frac{R_s}{L}i_d + n_p\omega_g i_q + \frac{1}{L}u_d \\ T_e = \frac{3n_p\phi i_q}{2} \end{cases} \quad (6)$$

其中, i_d 和 i_q 分别为发电机的 d 轴和 q 轴电流; u_d 和 u_q 分别为定子电压的 d 轴和 q 轴分量; R_s 为定子电阻; L 为发电机的电感(假设均匀气隙); n_p 为发电机转子的极对数; ω_g 为发电机转子的转速; ϕ 为磁通量。

假设半直驱永磁同步风力发电机组的低速轴模型为刚性系统,其传动轴模型^[13]为:

$$\frac{d\omega_g}{dt} = \frac{1}{J} \left(\frac{T_r}{N} - B\omega_g - T_e \right) \quad (7)$$

$$N = \frac{\omega_g}{\omega_r} \quad (8)$$

其中, J 为发电机等效转动惯量; B 为发电机的转动粘滞系数; N 为齿轮箱的变速比。

桨距角执行机构使桨叶发生变化,可采用电动或液动执行机构。一般情况下用一阶延迟常数模拟其动态特性:

$$\tau_\beta \dot{\beta} = \beta_d - \beta \quad (9)$$

$$0 \leq \beta \leq 90^\circ \quad (10)$$

其中, β_d 为桨距角期望值, τ_β 为桨距调节器的时间常数。

3 半直驱永磁同步风力发电机组有功功率控制方法

如图 1 所示,风电场中央控制单元与风力发电机组控制单元组成了一个串级控制系统。因此研究有效的功率控制方法,实现风力发电机组对其功率期望值的跟踪,保证系统控制性能的稳定性和设计系统在建模不确定情况下的鲁棒控制显得尤为必要。

根据图 2,半直驱永磁同步风力发电机组的控制目标如下。

a. 功率优化模式: 桨距角保持在最优角度(一般为 0°); 通过设计转速控制器中 u_d 和 u_q 控制率, 调节半直驱永磁同步风力发电机组转速至 ω_{opt} , 保证最优叶尖速比 λ_{opt} , 实现低风速下风能最大捕获。

b. 功率限制模式: 变桨控制器通过调节桨距角, 实现期望功率 P_{ref} 的跟踪, 此时, 期望功率为半直驱永磁同步风力发电机组的额定功率 P_N 。在转速控制器作用下, 转速被维持在其额定值 ω_N 。

c. 降功率调节模式: 变桨控制器通过调节桨距角, 实现期望功率 P_{ref} 的跟踪, 此时, 期望功率为风电场中央控制单元的设定功率 P_{set} 。通过设计转速控制器中 u_d 和 u_q 控制率, 转速被调节至其设定值 ω_{ref} , 该设定值 ω_{set} 通过机组“功率-转速曲线”根据功率期望值而设定。

3.1 变桨控制

变桨控制器通过调节桨距角改变风力发电机组有功功率输出 P 。本文采用 PID 控制算法实现变桨控制器设计:

$$\beta_d = k_p e_p + k_i \int_0^t e_p dt + k_d \frac{de_p}{dt} \quad (11)$$

$$e_p = P_{ref} - P \quad (12)$$

$$P_{ref} = \begin{cases} P_N & \text{功率优化模式} \\ P_N & \text{功率限制模式} \\ P_{set} & \text{降功率调节模式} \end{cases} \quad (13)$$

其中, k_p 、 k_i 、 k_d 为控制器参数, e_p 为功率跟踪误差。

3.2 转速控制

本节采用动态面控制方法来设计一个非线性转速控制器, 并利用 RBF 神经网络的逼近特性避免由于风力发电机组非线性特性而导致的控制率计算复杂性问题。通过设计转速控制器中 u_d 和 u_q 控制率, 实现不同工作模式下期望转速 ω_{ref} 的跟踪。

永磁同步风力发电机组的模型式(2)、(6)和(7)可表示为:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}) + g_1(\mathbf{x})u_q + g_2(\mathbf{x})u_d \quad (14)$$

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \omega \\ i_q \\ i_d \end{bmatrix}, \quad g_1(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} 0 \\ 1/L \\ 0 \end{bmatrix}, \quad g_2(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1/L \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{f}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} \frac{T_r}{JN} - \frac{B\omega_g}{J} - \frac{3n_p\phi i_q}{2J} \\ -\frac{R_s}{L}i_q - n_p\omega_g i_d - \frac{n_p\phi\omega_g}{L} \\ -\frac{R_s}{L}i_d + n_p\omega_g i_q \end{bmatrix}$$

考虑系统式(14)是一个非线性系统, 引入如下坐标变换^[14]:

$$\begin{cases} z_1 = h_1(\mathbf{x}) = x_1 \\ z_2 = L_f h_1(\mathbf{x}) \\ z_3 = h_2(\mathbf{x}) = x_3 \end{cases} \quad (15)$$

其中, $L_f h_1(\mathbf{x})$ 为函数 $h_1(\mathbf{x})$ 对函数 $f(\mathbf{x})$ 的李导数。

则式(14)可转化为:

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 \\ \dot{z}_2 = L_f^2 h_1(\mathbf{x}) + v_1 \\ \dot{z}_3 = L_f h_2(\mathbf{x}) + v_2 \end{cases} \quad (16)$$

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{g1} L_f h_1(\mathbf{x}) & 0 \\ 0 & L_{g2} h_2(\mathbf{x}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_q \\ u_d \end{bmatrix} \quad (17)$$

$$\begin{cases} L_f^2 h_1(\mathbf{x}) = \left(\frac{\partial T_r / \partial x_1}{JN} - \frac{B}{J} \right) \left(\frac{T_r}{JN} - \frac{Bx_1}{J} - \frac{3n_p\phi x_2}{2J} \right) - \frac{3n_p\phi}{2J} \left(-\frac{R_s}{L}x_2 - n_p x_1 x_3 - \frac{n_p\phi x_1}{L} \right) \\ L_f h_2(\mathbf{x}) = -\frac{R_s}{L}x_3 + n_p x_1 x_2 \\ L_{g1} L_f h_1(\mathbf{x}) = -\frac{3n_p\phi}{2JL} \\ L_{g2} h_2(\mathbf{x}) = \frac{1}{L} \end{cases} \quad (18)$$

其中, $L_{g_1}L_f h_1(\mathbf{x})$ 为函数 $L_f h_1(\mathbf{x})$ 对函数 $g_1(\mathbf{x})$ 的李导数; $L_{g_2}h_2(\mathbf{x})$ 为函数 $h_2(\mathbf{x})$ 对函数 $g_2(\mathbf{x})$ 的李导数。

由式(18)可得, $L_f^2 h_1$ 是关于 (x_1, x_2, x_3, v) 的函数, $L_f h_2$ 是关于 (x_1, x_2, x_3) 的函数, 因此作如下假设。

假设1 采用RBF神经网络实现 $L_f^2 h_1$ 和 $L_f h_2$ 的逼近^[15], 逼近值分别为 $\hat{L}_f^2 h_1$ 和 $\hat{L}_f h_2$, 则:

$$\begin{cases} L_f^2 h_1 = \mathbf{W}_1^T \boldsymbol{\varphi}_1 + \varepsilon_1 \\ L_f h_2 = \mathbf{W}_2^T \boldsymbol{\varphi}_2 + \varepsilon_2 \end{cases} \quad (19)$$

其中, \mathbf{W}_i 为理想权值, $\boldsymbol{\varphi}_i$ 为高斯基函数, 且 $i=1, 2$ 。

$$\begin{cases} |\varepsilon_1| \leq \varepsilon_{1m} \\ |\varepsilon_2| \leq \varepsilon_{2m} \end{cases} \quad (20)$$

其中, ε_{1m} 为RBF神经网络对 $L_f^2 h_1$ 逼近误差 ε_1 的界;

ε_{2m} 为RBF神经网络对 $L_f h_2$ 逼近误差 ε_2 的界。

$$\begin{cases} \|\mathbf{W}_1\| \leq W_{m1} \\ \|\mathbf{W}_2\| \leq W_{m2} \end{cases} \quad (21)$$

其中, W_{m1} 为逼近 $L_f^2 h_1$ 的RBF神经网络权值矩阵 \mathbf{W}_1 的界; W_{m2} 为逼近 $L_f h_2$ 的RBF神经网络权值矩阵 \mathbf{W}_2 的界。

$$\begin{cases} \hat{L}_f^2 h_1 = \hat{\mathbf{W}}_1^T \boldsymbol{\varphi}_1 \\ \hat{L}_f h_2 = \hat{\mathbf{W}}_2^T \boldsymbol{\varphi}_2 \end{cases} \quad (22)$$

其中, $\hat{\mathbf{W}}_i^T$ 为用于未知量估计的神经网络权值, 且 $i=1, 2$ 。

由式(16)可以看出, 转速控制器存在2个控制变量 v_1 和 v_2 。下面采用动态面控制算法^[16]设计转速控制器, 其步骤主要分为3步。

步骤1 定义:

$$S_1 = z_1 - z_{1d} \quad (23)$$

其中, z_{1d} 为 z_1 的期望值, 即转速期望值。

则由式(16), 得:

$$\dot{S}_1 = \dot{z}_1 - \dot{z}_{1d} = z_2 - \dot{z}_{1d} \quad (24)$$

将 z_{2sur} 视为虚拟输入, 取:

$$z_{2sur} = -k_1 S_1 + \dot{z}_{1d} \quad (25)$$

其中, $k_1 > 0$ 。

时间常数为 τ 的一阶低通滤波器:

$$\tau \dot{z}_{2d} + z_{2d} = z_{2sur} \quad (26)$$

其中, $z_{2d}(0) = z_{2sur}(0)$ 。

定义:

$$e = z_{2d} - z_{2sur} \quad (27)$$

则:

$$\dot{e} = \dot{z}_{2d} - \dot{z}_{2sur} = \frac{z_{2sur} - z_{2d}}{\tau} - \dot{z}_{2sur} = -\frac{e}{\tau} - \dot{z}_{2sur} \quad (28)$$

步骤2 定义:

$$S_2 = z_2 - z_{2d} \quad (29)$$

由式(16), 得:

$$\dot{S}_2 = \dot{z}_2 - \dot{z}_{2d} = L_f^2 h_1 + v_1 - \dot{z}_{2d} \quad (30)$$

取控制信号 v_1 为:

$$v_1 = \dot{z}_{2d} - L_f^2 \hat{h}_1 - k_2 S_2 \quad (31)$$

其中, $k_2 > 0$ 。

步骤3 定义:

$$S_3 = z_3 - z_{3d} \quad (32)$$

由式(16), 得:

$$\dot{S}_3 = \dot{z}_3 - \dot{z}_{3d} = L_f h_2 + v_2 - \dot{z}_{3d} \quad (33)$$

取控制信号 v_2 为:

$$v_2 = \dot{z}_{3d} - L_f \hat{h}_2 - k_3 S_3 \quad (34)$$

其中, $k_3 > 0$ 。

假设2 期望转速 ω_{ref} 是关于 t 的光滑函数, 且集合

$$\boldsymbol{\Omega}_1 = \{(\omega_{ref} + \dot{\omega}_{ref} + \ddot{\omega}_{ref}) \leq B_1\} \in \mathbf{R}^3 \quad (35)$$

其中, B_1 为任意正数。

定理1 考虑系统式(2)、(6)、(7), 在满足假设公式(19)、(35)时, 设计转速控制率 u_d 和 u_q (由式(7)、(31)、(34)推导), 神经网络自适应率为式(45), 则对于所有初始条件满足 $V_s(0) \leq p$, 且设计参数满足式(49), 闭环系统一致终结有界, 转速跟踪误差可收敛到远点的一个小邻域内。

证明如下。

设计Lyapunov函数为:

$$V_s = \frac{1}{2}(S_1^2 + S_2^2 + S_3^2 + e^2) + \frac{1}{2r_1} \hat{\mathbf{W}}_1^T \hat{\mathbf{W}}_1 + \frac{1}{2r_2} \hat{\mathbf{W}}_2^T \hat{\mathbf{W}}_2 \quad (36)$$

则其一阶导数为:

$$\dot{V}_s = S_1 \dot{S}_1 + S_2 \dot{S}_2 + \frac{1}{r_1} \hat{\mathbf{W}}_1^T \dot{\hat{\mathbf{W}}}_1 + S_3 \dot{S}_3 + \frac{1}{r_2} \hat{\mathbf{W}}_2^T \dot{\hat{\mathbf{W}}}_2 + e \dot{e} =$$

$$S_1(z_2 - \dot{z}_{1d}) + S_2(L_f^2 h_1 + v_1 - \dot{z}_{2d}) + \frac{1}{r_1} \hat{\mathbf{W}}_1^T \dot{\hat{\mathbf{W}}}_1 +$$

$$S_3(L_f h_2 + v_2 - \dot{z}_{3d}) + \frac{1}{r_2} \hat{\mathbf{W}}_2^T \dot{\hat{\mathbf{W}}}_2 + e \dot{e} =$$

$$S_1(e - k_1 S_1 + S_2) + S_2(L_f^2 h_1 - L_f^2 \hat{h}_1 - k_2 S_2) + \frac{1}{r_1} \hat{\mathbf{W}}_1^T \dot{\hat{\mathbf{W}}}_1 +$$

$$S_3(L_f h_2 - L_f \hat{h}_2 - k_3 S_3) + \frac{1}{r_2} \hat{\mathbf{W}}_2^T \dot{\hat{\mathbf{W}}}_2 + e \dot{e} =$$

$$S_1(e - k_1 S_1 + S_2) - k_2 S_2^2 + (\hat{\mathbf{W}}_1^T \boldsymbol{\varphi}_1 + \varepsilon_1) S_2 - \frac{1}{r_1} \hat{\mathbf{W}}_1^T \dot{\hat{\mathbf{W}}}_1 -$$

$$k_3 S_3^2 + (\hat{\mathbf{W}}_2^T \boldsymbol{\varphi}_2 + \varepsilon_2) S_3 - \frac{1}{r_2} \hat{\mathbf{W}}_2^T \dot{\hat{\mathbf{W}}}_2 + e \dot{e} \quad (37)$$

由式(28), 得:

$$\dot{e} = -\frac{e}{\tau} - [-k_1(S_2 + e - k_1 S_1) + \ddot{z}_{1d}] \quad (38)$$

则:

$$\dot{e} + \frac{e}{\tau} = k_1(S_2 + e - k_1 S_1) - \ddot{z}_{1d} \leq B(S_1, S_2, e, \ddot{z}_{1d}) \quad (39)$$

故:

$$e\dot{e} \leq -\frac{e^2}{\tau} + B(S_1, S_2, e, \ddot{z}_{1d}) |e| \quad (40)$$

则式(37)转换为:

$$\begin{aligned} \dot{V}_s \leq & S_1(e - k_1 S_1 + S_2) - \\ & k_2 S_2^2 + (\hat{W}_1^T \varphi_1 + \varepsilon_1) S_2 - \frac{1}{r_1} \hat{W}_1^T \dot{\hat{W}}_1 - \\ & k_3 S_3^2 + (\hat{W}_2^T \varphi_2 + \varepsilon_2) S_3 - \frac{1}{r_2} \hat{W}_2^T \dot{\hat{W}}_2 - \\ & \frac{e^2}{\tau} + B(S_1, S_2, e, \ddot{z}_{1d}) |e| \end{aligned} \quad (41)$$

根据 Young 不等式:

$$|ab| \leq \frac{a^2}{2} + \frac{b^2}{2} \quad (42)$$

或

$$|ab| \leq \frac{a^2}{2\sigma} + \frac{\sigma b^2}{2} \quad (43)$$

可得:

$$\begin{aligned} \dot{V}_s \leq & -k_1 S_1^2 + S_1^2 + \frac{S_2^2}{2} + \frac{e^2}{2} - \\ & k_2 S_2^2 + \hat{W}_1^T \varphi_1 S_2 + \frac{\varepsilon_1^2}{4} + S_2^2 - \frac{1}{r_1} \hat{W}_1^T \dot{\hat{W}}_1 - \\ & k_3 S_3^2 + \hat{W}_2^T \varphi_2 S_3 + \frac{\varepsilon_2^2}{4} + S_3^2 - \frac{1}{r_2} \hat{W}_2^T \dot{\hat{W}}_2 - \\ & \frac{e^2}{\tau} + e^2 + \frac{B^2}{4} \end{aligned} \quad (44)$$

神经网络权值的自适应律设计为:

$$\begin{cases} \dot{\hat{W}}_1 = r_1(\varphi_1 S_2 - \eta_1 \hat{W}_1) \\ \dot{\hat{W}}_2 = r_2(\varphi_2 S_3 - \eta_2 \hat{W}_2) \end{cases} \quad (45)$$

将其代入式(44),得:

$$\begin{aligned} \dot{V}_s \leq & -k_1 S_1^2 + S_1^2 + \frac{S_2^2}{2} + \frac{e^2}{2} - k_2 S_2^2 + \frac{\varepsilon_1^2}{4} + S_3^2 + \eta_1 \hat{W}_1^T \dot{\hat{W}}_1 - \\ & k_3 S_3^2 + \frac{\varepsilon_2^2}{4} + S_3^2 + \eta_2 \hat{W}_2^T \dot{\hat{W}}_2 - \frac{e^2}{\tau} + e^2 + \frac{B^2}{4} \end{aligned} \quad (46)$$

由于:

$$\begin{cases} \eta_1 \hat{W}_1^T \dot{\hat{W}}_1 = \eta_1 \hat{W}_1^T (W_1 - \hat{W}_1) \leq \frac{\eta_1}{2} \|\hat{W}_1\|^2 + \\ \frac{\eta_1}{2} \|W_1\|^2 - \eta_1 \|\hat{W}_1\|^2 \leq \frac{\eta_1}{2} \|W_1\|^2 - \frac{\eta_1}{2} \|\hat{W}_1\|^2 \\ \eta_2 \hat{W}_2^T \dot{\hat{W}}_2 = \eta_2 \hat{W}_2^T (W_2 - \hat{W}_2) \leq \frac{\eta_2}{2} \|\hat{W}_2\|^2 + \\ \frac{\eta_2}{2} \|W_2\|^2 - \eta_2 \|\hat{W}_2\|^2 \leq \frac{\eta_2}{2} \|W_2\|^2 - \frac{\eta_2}{2} \|\hat{W}_2\|^2 \end{cases} \quad (47)$$

故:

$$\begin{aligned} \dot{V}_s \leq & -k_1 S_1^2 + S_1^2 + \frac{S_2^2}{2} + \frac{e^2}{2} - k_2 S_2^2 + \frac{\varepsilon_1^2}{4} + S_3^2 + \\ & \frac{\eta_1}{2} \|W_1\|^2 - \frac{\eta_1}{2} \|\hat{W}_1\|^2 - k_3 S_3^2 + \frac{\varepsilon_2^2}{4} + S_3^2 + \end{aligned}$$

$$\frac{\eta_2}{2} \|W_2\|^2 - \frac{\eta_2}{2} \|\hat{W}_2\|^2 - \frac{e^2}{\tau} + e^2 + \frac{B^2}{4} \quad (48)$$

设计常数满足:

$$\begin{cases} k_1 = 1 + k \\ k_2 = \frac{1}{2} + 1 + k \\ k_3 = 1 + k \\ \frac{1}{\tau} = \frac{1}{2} + 1 + k \\ k = \min \left\{ \frac{r_1 \eta_1}{2}, \frac{r_2 \eta_2}{2} \right\} \end{cases} \quad (49)$$

则:

$$\begin{aligned} \dot{V}_s \leq & -2k V_s + \frac{\eta_1}{2} \|W_1\|^2 + \frac{\eta_2}{2} \|W_2\|^2 + \\ & \frac{B^2}{4} + \frac{\varepsilon_{1m}^2}{4} + \frac{\varepsilon_{2m}^2}{4} \end{aligned} \quad (50)$$

定义集合:

$$\Omega_2 = \{(S_1 + S_2 + e) \leq B_2\} \in \mathbf{R}^3 \quad (51)$$

其中, B_2 为任意正数。

则在紧集 $\Omega_1 \times \Omega_2 \in \mathbf{R}^6$ 中:

$$|B| \leq B_m \quad (52)$$

其中, B_m 为函数 $B(S_1, S_2, e, \ddot{z}_{1d})$ 在有界闭集 $\Omega_1 \times \Omega_2$ 的界。

又由式(20)、(21)、(52),得:

$$\dot{V}_s \leq -2k V_s + m \quad (53)$$

其中, $m = \frac{\eta_1}{2} W_{m1}^2 + \frac{\eta_2}{2} W_{m2}^2 + \frac{B_m^2}{4} + \frac{\varepsilon_{1m}^2}{4} + \frac{\varepsilon_{2m}^2}{4}$ 。

则:

$$0 \leq V_s \leq m / (2k) + [V_s(0) - m / (2k)] e^{-2kt} \quad (54)$$

4 仿真及分析

将该功率控制算法应用于 2 MW 半直驱风力发电机组,分别针对低风速和高风速 2 种风速状况进行仿真分析,其中,机组的参数如下:叶片数为 3,风轮半径 $R=41$ m,空气密度 $\rho=1.25$ kg/m³,额定功率 $P_N=2$ MW,额定转速 $\omega_N=209.6864$ rad/s,最大风能利用系数 $C_{pmax}=0.4585$,等效转动惯量 $J=800$ kg·m²,齿轮箱变速比 $N=77$,定子电阻 $R_s=0.1$ Ω ,磁通量 $\phi=10.68$ V·s/rad,电感 $L=0.005$ H,极对数 $n_p=2$ 。

图 3 是平均风速为 10.6060 m/s 的仿真结果。如图 3(a)所示,半直驱风力发电机组运行在低风速下(平均风速为 10.6060 m/s)。当 $t < 500$ s 时,风电场中央控制单元允许机组输出的有功功率都能被送到电网,此时,机组处于功率优化模式,如图 3(b)所示,机组的转速跟随风速的变化而变化,风能利用系数(如图 3(c)所示)保持在其最大值 0.4585 附近,从而保证了最大风能捕获。当 $t=500$ s 时,风电场中央控制单元对该机组下发降功率调节指令,机组控制单元需按照风电场下发功率设定值(0.5 MW)对其有功功

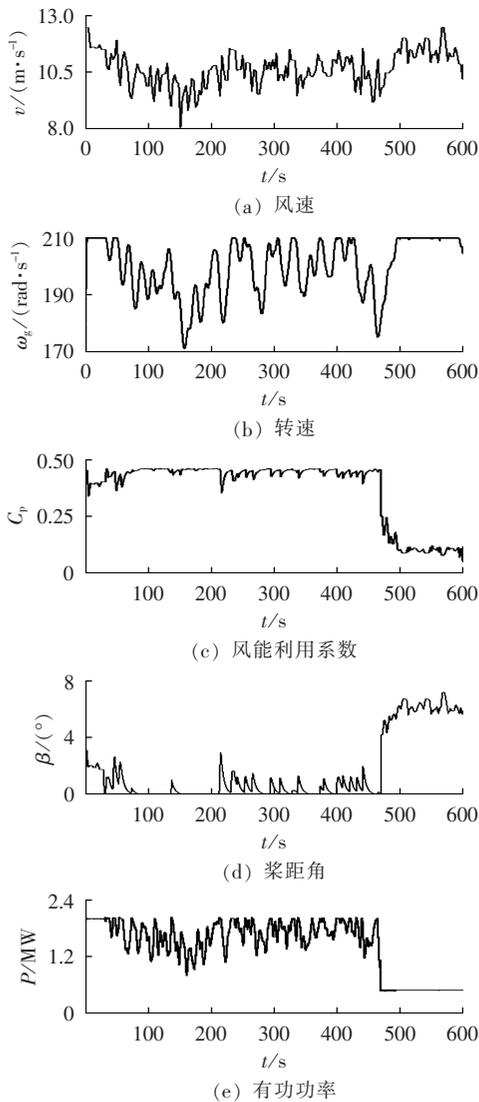


图 3 平均风速为 10.6060 m/s 的仿真结果
Fig.3 Simulative results when average wind speed is 10.6060 m/s

率输出进行调节,变桨控制器通过调节桨距角(如图 3(d)所示),使得有功功率输出(如图 3(e)所示)达到 0.5 MW,而转速(如图 3(b)所示)在转速控制器作用下维持在其额定值。

图 4 是平均风速为 17.6361 m/s 的仿真结果。如图 4(a)所示,半直驱风力发电机组运行在高风速下(平均风速为 17.6361 m/s)。当 $t < 500$ s 时,风电场中央控制单元允许机组输出的有功功率都能被送到电网,此时,机组处于功率限制模式,如图 4(d)所示,机组桨距角在变桨控制器的作用下进行相应的调节,保证机组有功功率输出(如图 4(e)所示)稳定在其额定值 2 MW,其转速(如图 4(b)所示)也维持在其额定值。当 $t = 500$ s 时,风电场中央控制单元对该机组下发降功率调节指令,机组控制单元需按照风电场下发功率设定值(1.2 MW)对其有功功率输出进行调节,变桨控制器通过调节桨距角(如图 4(d)所示),

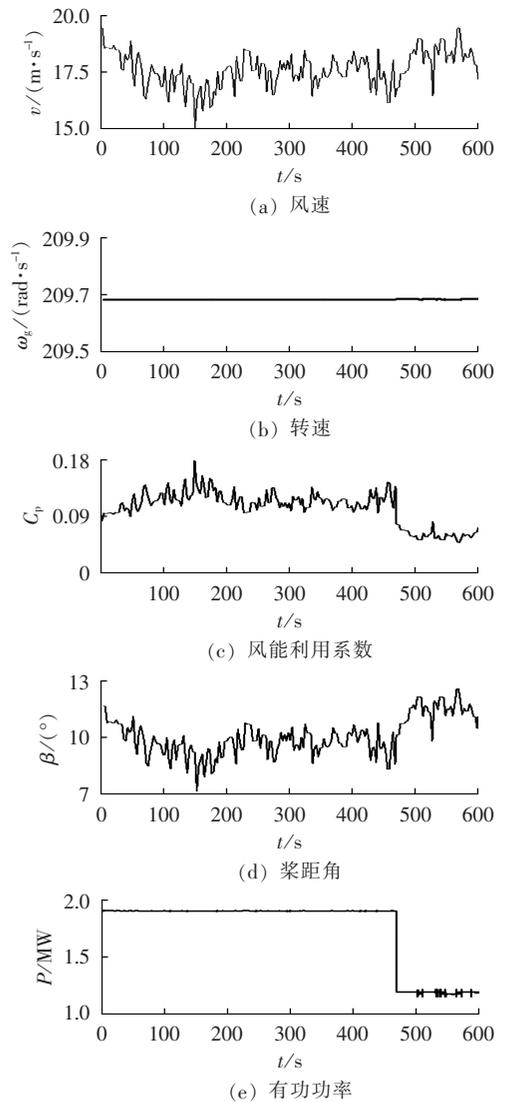


图 4 平均风速为 17.6361 m/s 的仿真结果
Fig.4 Simulative results when average wind speed is 17.6361 m/s

使得有功功率输出(如图 4(e)所示)达到 1.2 MW,而转速(如图 4(b)所示)在转速控制器作用下维持在其额定值。

算例结果表明,在不同风速下给定不同的期望发电功率值,通过本文提出的有功功率控制方法,半直驱永磁同步风力发电机组有功功率输出都能够迅速、准确地跟踪设定值。

5 结论

本文针对半直驱风力发电机组,提出了一种新型功率控制方法,采用动态面控制算法设计转速控制器,并利用 RBF 神经网络逼近特性避免由于对具有非线性特性风力发电机组线性化而导致的模型不确定性问题。仿真分析表明该功率控制方法实现了半直驱风力发电机组 2 种模式下的有功功率控制,保证机组能够稳定跟踪风电场中央控制单元指定的

期望功率值。

参考文献:

- [1] HANSEN A D, SØRENSEN P, IOV F, et al. Centralised power control of wind farm with doubly fed induction generators [J]. *Renewable Energy*, 2006, 31(7): 936-951.
- [2] 邹见效, 李丹, 郑刚, 等. 基于机组状态分类的风电场有功功率控制策略[J]. *电力系统自动化*, 2011, 35(24): 28-32.
ZOU Jianxiao, LI Dan, ZHENG Gang, et al. An active power control scheme for wind farms based on state classification algorithm [J]. *Automation of Electric Power Systems*, 2011, 35(24): 28-32.
- [3] ZOU J X, YAO J P, ZOU Q Z, et al. A multi-objective optimization approach to active power control of wind farms[C]//American Control Conference (ACC). Fairmont Queen Elizabeth, Montréal: [s.n.], 2012: 4381-4386.
- [4] ZHANG Z Z, ZOU J X, ZHENG G, et al. Observer-based backstepping control of the half-direct permanent magnet wind power generation system[J]. *Journal of Systems and Control Engineering*, 2012, 226(4): 441-450.
- [5] 赵亮, 韩华玲, 陈宁, 等. 基于模糊滑模控制的风电机组最大风能追踪策略[J]. *电力自动化设备*, 2012, 32(12): 74-79.
ZHAO Liang, HAN Hualing, CHEN Ning, et al. Maximum wind energy tracking based on fuzzy sliding mode control for wind power generation system[J]. *Electric Power Automation Equipment*, 2012, 32(12): 74-79.
- [6] MUHANDO E B, SENJYU T, YONA A, et al. Disturbance rejection by dual pitch control and self-tuning regulator for wind turbine generator parametric uncertainty compensation[J]. *IET Transactions on Control Theory & Applications*, 2007, 1(5): 1431-1440.
- [7] 王斌, 吴焱, 丁宏, 等. 变速变桨距风电机组的高风速变桨距控制[J]. *电力自动化设备*, 2010, 30(8): 81-83.
WANG Bin, WU Yan, DING Hong, et al. Variable-pitch control of wind turbine at high wind speed[J]. *Electric Power Automation Equipment*, 2010, 30(8): 81-83.
- [8] FEMANDEZA L M, GARCIA C A, JURADO F. Comparative study on the performance of control systems for Doubly Fed Induction Generator (DFIG) wind turbines operating with power regulation [J]. *Energy*, 2008, 33(2): 1438-1452.
- [9] BOUKHEZZAR B, SIGUERDIDJANE H. Nonlinear control of variable speed wind turbines for power regulation[C]//Proceedings of 2005 IEEE Conference on Control Applications. Toronto, Canada: IEEE, 2005: 114-119.
- [10] BELTRAN B, AHMED-ALI T, BENBOUZID M. Sliding mode power control of variable-speed wind energy conversion systems [J]. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2008, 23(2): 551-558.
- [11] SLOOTWEG J G, POLINDER H, KLING W L. Dynamic modeling of a wind turbine with doubly fed induction generator[C]//IEEE Power Engineering Power Society Summer Meeting 2001. Vancouver, Canada: IEEE, 2001: 644-649.
- [12] MITTAL R, SANDU K S, JAIN D K. Isolated operation of variable speed driven PMSG for wind energy conversion system [J]. *International Journal of Engineering and Technology*, 2009, 1(3): 269-273.
- [13] BOUKHEZZAR B, LUPUA L, SIGUERDIDJANE H, et al. Multi-variable control strategy for variable speed variable pitch wind turbines [J]. *Renewable Energy*, 2007, 32(8): 1273-1287.
- [14] 李娟, 闫乃欣, 郎绪婷, 等. 提高系统稳定性的调谐型 TCIPC 非线性控制器设计[J]. *电力自动化设备*, 2013, 33(5): 60-64.
LI Juan, YAN Naixin, LANG Xuting, et al. Nonlinear controller of TCIPC for improving power system stability[J]. *Electric Power Automation Equipment*, 2013, 33(5): 60-64.
- [15] WANG D, HUANG J. Neural network-based adaptive dynamic surface control for a class of uncertain nonlinear systems in strict-feedback form[J]. *IEEE Transactions on Neural Networks*, 2005, 16(1): 195-202.
- [16] WEI D Q, LUO X S, WANG B H, et al. Robust adaptive dynamic surface control of chaos in permanent magnet synchronous motor[J]. *Physics Letters A*, 2007, 363(1-2): 71-77.

作者简介:

张珍珍(1985-), 女, 湖北襄阳人, 博士研究生, 主要研究方向为新能源智能控制(E-mail: zhangzhenzhen.isit@gmail.com);
邹见效(1978-), 男, 江西丰城人, 副教授, 主要研究方向为智能信息处理与控制、新能源综合与控制、故障诊断。

Active power control based on neural network for half-direct permanent-magnet wind power generator

ZHANG Zhenzhen, ZOU Jianxiao

(Institute of Automation, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 611731, China)

Abstract: A method of active power control based on neural network is proposed for half-direct permanent-magnet wind generator. The pitch controller and the speed controller are separately designed to realize the active power control in both the rated power mode and the non-rated constant power mode. The rotational speed control algorithm is emphasized. The feedback linearization is applied to system model processing and the dynamic surface control algorithm is used in rotational speed controller design, where RBF neural network is employed to approximate the unknown nonlinear functions and avoid the uncertainty of model. Based on MATLAB/Simulink platform, the proposed control method is applied to a 2 MW half-direct permanent-magnet wind generator, which verifies its effectiveness.

Key words: half-direct permanent-magnet wind generator; active power; feedback linearization; dynamic surface control; neural networks; wind power; power control