文章编号:1000-8152(2008)02-0311-05

基于线性模型跟随的风力发电功率解耦控制

林炯康¹, 郑家伟¹, 柳 明², 张 勇², 陈思哲², 郭红霞²

(1. 香港理工大学 电机工程系, 香港 红勘; 2. 华南理工大学 电力学院, 广东 广州 510640)

摘要:本文首先对包括风力机、无刷双馈发电机的风力发电系统进行建模,并通过同步坐标变换分解为两个解耦 子系统.在此基础上,采用双环控制使系统跟随参考模型的特性.由功率特性曲线可知,某一风速对应特定的最大 功率.针对无刷双馈发电机的复杂结构,在控制系统的内环采用自抗扰控制,可以很好的实现功率解耦控制;外环采 用线性模型跟随控制,使得发电机能够很好的跟随模型特性.仿真结果表明,双环控制器可以使系统的输出功率快 速的跟踪给定的功率,实现完全模型跟踪,证明了控制算法的有效性.

关键词:风力发电系统;无刷双馈电机;自抗扰控制;线性模型跟随控制 中图分类号:TM315 文献标识码:A

Power-decoupling control for wind energy conversion system based on linear model following control

LIN Jiong-kang¹, CHENG Ka-Wai-Eric¹, LIU Ming², ZHANG Yong², CHEN Si-zhe², GUO Hong-xia²

Department of Electric Engineering, The Hong Kong Polytechnic University, Hung Hom, Hong Kong, China;
 Electric Power College, South China University of Technology, Guangzhou Guangdong 510640, China)

Abstract: A wind energy conversion system(WECS) model is presented, including wind turbine and brushless doublyfed machine working as a generator. The WECS is decoupled into two subsystems by synchronous frame transformation. Furthermore, a double-loop controller is applied to make the system follow the characteristics of the reference model. It's well known that a particular wind speed corresponds to an maximum powerr output. By considering the complex structure of the BDFM(brushless doubly-fed machine), a disturbance rejection controller(ADRC) is used in the inner loop of the control system in order to achieve power-decoupling control. Besides, linear model following control(LMFC) is used in the outer loop to make the generator effectively track the characteristics of the model. Simulation results indicate that doubleloop controller enables the output power of the system to track the given power and achieves perfect model following, which verifies the validity of the control algorithm.

Key words: wind energy conversion system; brushless doubly-fed machine; auto-disturbance rejection controller; linear model following control

1 引言(Introduction)

新型的无刷双馈发电机能实现无级调速,非常有 利于实现变速恒频,在风力发电领域的应用前景巨 大.无刷双馈发电机在风力发电系统中应用的一个 重点和难点,就是实现对发电机有功功率和无功功 率的解耦控制.

在目前应用的控制器中, PID控制器是最普遍的, 但其存在难以克服的缺点^[1]:误差e的取法;误差 de 精确值难以获取;"加权和"策略不一定最好; 积分反馈有许多副作用.

采用新型基于扩张观测器的非线性PID控制-

抗扰控制器^[1,2](auto disturbance rejection control, ADRC),可以克服PID的缺陷,实现对风力发电系统有功功率和无功功率的解耦控制.同时,为优化功率特性曲线,在ADRC基础上,引入线性模型跟随控制器(linear model following control, LMFC)作为外环,以提高系统的动态性能.

2 基于同步坐标系下的无刷双馈发电机 解耦控制模型(Decoupling control model of BDFM based on synchronous frame)

图1给出了BDFM中转子坐标系与同步坐标系之

收稿日期: 2007-09-11; 收修改稿日期: 2007-12-13.

基金来源:国家自然科学基金重点资助项目(60534040);香港理工大学电力电子研究中心资助项目;香港理工大学电机工程系资助项目.

间的关系^[3], 上标pe代表功率绕组同步坐标系, ce代表控制绕组同步坐标系, r代表转子坐标系; 下标p表示功率绕组, c表示控制绕组, r表示转子绕组. 这里,

$$\begin{bmatrix} u_{qp} \\ u_{dp} \\ u_{qc} \\ u_{dc} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_p + pL_{sp} & p_p\omega_r L_{sp} & 0 \\ -p_p\omega_r L_{sp} & r_p + pL_{sp} & 0 \\ 0 & 0 & r_c + pL_{sc} \\ 0 & 0 & -p_c\omega_r L_{sc} \\ pM_p & 0 & -pM_c \\ 0 & pM_p & 0 \end{bmatrix}$$

式中: r_p, L_{sp}, M_p 分别为功率绕组的电阻、自感和 功率绕组与转子的互感; r_c, L_{sc}, M_c 为控制绕组的 电阻、自感和控制绕组与转子的互感; r_r, L_r, ω_r 为 转子电阻、自感和电机的机械角速度; $u_{qp}, u_{dp}, u_{qc},$ $u_{dc}, i_{qp}, i_{dp}, i_{qc}, i_{dr}, i_{dr}$ 均表示电压电流的瞬态值; 下标p表示功率绕组; c表示控制绕组; s表示定子 侧; r表示转子侧; q, d表示d - q坐标系下q, d轴分 量; p为微分算子.



图 1 旋转坐标系 Fig. 1 Relations of rotational coordinates

转子坐标系与功率绕组同步坐标系关系为

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} i_{qr} \\ i_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_{pe} & \sin \theta_{pe} \\ -\sin \theta_{pe} & \cos \theta_{pe} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qr}^{pe} \\ i_{dr}^{pe} \end{bmatrix}, \\ \theta_{pe} = \omega_p t - 3 \int \omega_r dt. \end{cases}$$
(2)

由于功率绕组接电网,频率高,功率绕组的感 抗远远大于功率绕组的电阻.因此在分析中忽略 功率绕组的电阻,得

$$\begin{bmatrix} u_{qp} \\ u_{dp} \end{bmatrix} = p \begin{bmatrix} \Psi_{qp} \\ \Psi_{dp} \end{bmatrix} + 3\omega_r \begin{bmatrix} \Psi_{dp} \\ -\Psi_{qp} \end{bmatrix}.$$
 (3)

根据式(2), 可得

$$\begin{bmatrix} u_{qp}^{pe} \\ u_{qp}^{pe} \\ u_{dp}^{pe} \end{bmatrix} = p \begin{bmatrix} \Psi_{qp}^{pe} \\ \Psi_{pp}^{pe} \\ \Psi_{dp}^{pe} \end{bmatrix} + \omega_p \begin{bmatrix} \Psi_{dp}^{pe} \\ -\Psi_{qp}^{pe} \end{bmatrix}.$$
 (4)

采用磁场定向控制,取功率绕组同步坐标d轴 与功率绕组总磁通重合,有 取功率绕组极对数 $p_p = 3$,控制绕组极数 $p_c = 3$,省略转子坐标系的上标r.

转子速坐标系下BDFM电压源d - q轴模型^[4]:

$$u_{qp}^{pe} = \omega_p \Psi_{dp}^{pe}, \ u_{dp}^{pe} = 0, \ \Psi_{qp}^{pe} = 0,$$

$$\begin{bmatrix} \Psi_{qp}^{pe} \\ \Psi_{pe}^{pe} \\ \Psi_{dp}^{pe} \end{bmatrix} = L_{sp} \begin{bmatrix} i_{qp}^{pe} \\ i_{pp}^{pe} \\ i_{dp}^{pe} \end{bmatrix} + M_p \begin{bmatrix} i_{qr}^{pe} \\ i_{dr}^{pe} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{V}{\omega_p} \end{bmatrix}.$$
(6)

其中: V为电网电压, 恒定为380 V.

根据式(2),可得同步坐标系下功率绕组有功功 率和无功功率的表达式:

$$P_{p} = \frac{3}{2} (u_{qp}^{pe} i_{qp}^{pe} + u_{dp}^{pe} i_{dp}^{pe}) = -\frac{3}{2} \frac{M_{p}V}{L_{sp}} i_{qr}^{pe}, \quad (7)$$

$$Q_{p} = \frac{3}{2} (u_{qp}^{pe} i_{dp}^{pe} - u_{dp}^{pe} i_{qp}^{pe}) = -\frac{3}{2} \frac{V}{L_{sp}} \left[\sqrt{\frac{3}{2}} \frac{V}{\omega_{p}} - M_{p} i_{dr}^{pe} \right]. \quad (8)$$

由式(7)(8)可知,功率绕组有功功率和无功功率的 控制问题就是同步坐标系下转子电流的控制^[5].

选取状态变量 $x_1^{pe} = \int i_{qr}^{pe} dt, x_2^{pe} = i_{qr}^{pe}, x_3^{pe} = \int i_{dr}^{pe} dt, x_4^{pe} = i_{dr}^{pe}, \text{由BDFM数学模型(1)中转子方程, 控制绕组方程和坐标变换方程可得到状态方程如下:$

$$\begin{aligned} x_{1}^{pe} \\ x_{2}^{pe} \\ x_{3}^{pe} \\ x_{4}^{pe} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ a & b & -\omega_{r}c & -(\omega_{p} - 4\omega_{r}) \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ \omega_{r}c & (\omega_{p} - 4\omega_{r}) & a & b \end{bmatrix} \\ & \begin{bmatrix} x_{1}^{pe} \\ x_{2}^{pe} \\ x_{3}^{pe} \\ x_{4}^{pe} \end{bmatrix} + \frac{1}{k} \begin{bmatrix} 0 \\ -u_{qc}^{pe} \\ 0 \\ u_{dc}^{pe} \end{bmatrix} + \\ & F \begin{bmatrix} 0 \\ (\omega_{p} - 4\omega_{r})L_{sc} \\ 0 \\ r_{c} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ g_{1} \\ 0 \\ g_{2} \end{bmatrix} . \end{aligned}$$
(9)

$$a = \frac{r_c}{M_c k} r_r, \ b = \frac{r_c}{M_c k} (L_r - \frac{M_p^2}{L_{sp}}) + \frac{L_{sc}}{M_c k} r_r,$$

$$c = \frac{L_{sc}}{M_c k} r_r, \ k = M_c - \frac{L_{sc}}{M_c} (L_r - \frac{M_p^2}{L_{sp}}),$$

$$F = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{M_p V}{L_{sp} M_c k \omega_p},$$

$$\begin{bmatrix} g_1 \\ g_2 \end{bmatrix} = (\omega_p - 3\omega_r) \int \begin{bmatrix} -x_1^{pe} \sin \theta_{pe} + x_3^{pe} \cos \theta_{pe} \\ -x_1^{pe} \cos \theta_{pe} - x_3^{pe} \sin \theta_{pe} \end{bmatrix} dt$$

$$T_P^{-1} \begin{bmatrix} a & -\omega_r c \\ \omega_r c & a \end{bmatrix}.$$

上式即为功率绕组有功功率与无功功率解耦控制 的数学模型.

3 风电系统模型(Models of WECS)

某一风速下最大功率曲线的表达式[5]为

$$P_{mopt} = \frac{1}{2} C_{p \max} \rho \pi R^2 \nu^3 = K_t \omega_t^3.$$
(10)

式中: ρ 为空气密度(kg/m³); *R*为风轮的半径(m); ν 为风速(m/s); λ 为叶尖速比; ω_t 为风轮转速(rad/s); $K_t = 0.5C_{p\max}\rho\pi R^5/\lambda_{opt}^3$.

风力机输出功率与BDFM功率绕组有功功率 存在如下关系^[5]:

$$P_p = -\frac{\omega_n}{\omega_r} P_m. \tag{11}$$

式中: ω_r, ω_n 分别为发电机的转速和同步转速(rad/s); P_m, P_p 分别为风力机输出机械功率和BDFM的功率绕组输出有功功率(W).

由式(10)(11)可得

$$P_{popt} = -\frac{\omega_n K_t}{n} \omega_t^2. \tag{12}$$

其中 $n = \omega_r / \omega_t$ 为变速器的变比. 根据测得的风轮转速 ω_t ,可求出 P_{popt} . 功率绕组有功功率的给定值 $P^* = P_{popt}$,然后根据式(7)确定 i_{qr}^{pe} ,也即 x_2^{pe} .

BDFM中各绕组间无功功率的关系式为

$$Q = Q_p + Q_c. \tag{13}$$

这里假定变频器电网侧的功率因数为1,电网所需 无功功率的值即为BDFM功率绕组无功功率的设 定值,然后根据式(8)确定*i*^{pe}_d,也即*x*^{pe}₄.

风电系统转子运动方程为

$$J\dot{\omega_t} = T_r - nT_e - K_d\omega_t. \tag{14}$$

式中: *T_r*,*T_e*分别为风力机和发电机转矩, *J*为系统转动惯量, *K_d* 为转动阻尼系数.

4 ADRC设计(Design of ADRC)

自抗扰控制器由非线性跟踪-微分器(TD),扩 张状态观测器(ESO)和非线性状态误差反馈控制 律(NLSEF)组成.利用状态误差反馈的非线性组合 和模型与外扰的补偿z_{2,n+1}构成系统的控制量:

$$u(t) = (u_0(t) - z_{2,n+1})/b.$$
(15)

由式(7)可知,对有功功率的控制就是对x₂^{pe}的 控制,x₂^e的动态过程由下式描述:

$$x_2^{pe} = f_1(x_1^{pe}, x_2^{pe}, x_3^{pe}, x_4^{pe}) - u_{qc}^{pe}/k.$$
(16)

$$f_1(x_1^{pe}, x_2^{pe}, x_3^{pe}, x_4^{pe}) = \\ ax_1^{pe} + bx_2^{pe} - \omega_r cx_3^{pe} - (\omega_p - 4\omega_r)x_4^{pe} + \\ F(\omega_p - 4\omega_r)L_{sc} + g_1.$$

 x_2^{pe} 的参考值由式 (7) 得到, 把非线性耦合项 $f_1(x_1^{pe}, x_2^{pe}, x_3^{pe}, x_4^{pe})$ 看作系统的扰动项, 根据自抗 扰控制器的原理及控制框图2设计有功功率的自 抗扰控制.



 $\begin{cases} \dot{z_{11}} = -k_0 \text{fal}(\varepsilon, \alpha_0, \delta_0), \\ \varepsilon = z_{11} - (x_2^{pe})^{\text{ref}}. \end{cases}$

(17)

构造扩张状态观测器ESO:

$$\begin{cases} \dot{z}_{21} = z_{22} - k_{21} \text{fal}(\varepsilon_1, \alpha_1, \delta_1) - \frac{u_{qc}^{pc}}{k}, \\ \dot{z}_{22} = -k_{22} \text{fal}(\varepsilon_1, \alpha_1, \delta_1), \\ \varepsilon_1 = z_{21} - x_2^{pe}. \end{cases}$$
(18)

构造非线性反馈控制律NLSEF:

$$\begin{cases} u_{0} = k_{2} \text{fal}(\varepsilon_{2}, \alpha_{2}, \delta_{2}) + k_{3} \text{fal}(\varepsilon_{3}, \alpha_{3}, \delta_{3}), \\ u_{qc}^{pe} = -k(u_{0} - z_{22}), \\ \varepsilon_{2} = z_{11} - z_{21}, \varepsilon_{3} = z_{11}^{i} - z_{21}^{j}. \end{cases}$$
(19)

其中 $\alpha_0, \alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \delta_0, \delta_1, \delta_2, \delta_3, k_0, k_{21}, k_{22}, k_2, k_3$ 为待定参数, 需通过调整确定.

5 LMFC设计(Design of LMFC)

根据式(9), 同步坐标系下BDFM的控制可简化 为两个1阶子系统的解耦控制:

$$\Sigma 1: x_2^{pe} = bx_2^{pe} - u_{qc}^{pe}/k + \varpi_1(t), \qquad (20)$$

$$\Sigma 2: x_4^{pe} = bx_4^{pe} + u_{dc}^{pe}/k + \varpi_2(t).$$
 (21)

其中干扰项:

$$\varpi_1(t) = ax_1^{pe} - \omega_r cx_3^{pe} - (\omega_p - 4\omega_r)x_4^{pe} + (\omega_p - 4\omega_r)FL_{sc} + g_1,$$
$$\varpi_2(t) = \omega_r cx_1^{pe} + (\omega_p - 4\omega_r)x_2^{pe} + ax_3^{pe} + Fr_c + g_2.$$

现在设计子系统 Σ 1的LMFC-ADRC控制器.设定1阶参考模型的状态方程

$$x_m = -\omega_m x_m + \omega_m u_r. \tag{22}$$

带ADRC子系统 Σ 1的状态方程可以写成

$$\dot{x_p} = -a_1 x_p + b_1 u.$$
 (23)

式中: u_r 为转子电流q轴分量的指令值; x_m 为期望的转子电流q轴分量的输出值, 也即是u; x_p 为实际电机的转子电流q轴分量的输出值; $-\omega_m < 0$ 为期望的极点.

控制律

$$u = K_u u_m + K_m X_m + K_p X_p.$$

其中Ku,Km,Kp 为相应维的增益矩阵.

由子系统 Σ 1的表达式,可知必定存在伪逆阵 $b_1^+=1/b_1$ 满足PMF条件.即,存在增益矩阵 K_u,K_m , K_p 使子系统能够完全跟随参考模型.由于 $-\omega_m <$ 0满足Hurwitz阵,可令 $K_m = 0$.根据PMF条件,得 $K_u = \omega_m/b_1, K_p = (-\omega_m + a_1)/b_1$.

由于子系统 Σ2 和子系统 Σ1 的相似性, 其 LMFC-ADRC控制器的结构和参数是相同的, 这 里不再赘述. 基于LMFC-ADRC控制器的风力发 电系统框图如图3所示.



图 3 基于LMFC-ADRC控制器的风力发电系统 Fig. 3 Diagram of wind generation system based on LMFC-ADRC controller

6 仿真结果(Simulation results)

设定风速在10 s到20 s为8 m/s,在20 s到40 s由 8 m/s阶跃到9 m/s,再在40 s到80 s由9 m/s阶跃到 8 m/s;无功功率在10 s到60 s给定-10 kvar,在60 s 到70 s阶跃到-7 kvar,在70 s到80 s变回-10 kvar,如 图4所示.从图5可以看到,功率系数维持在最高 值0.441 附近,实现了风能最大捕获.图6是两种控 制器下发电机转子转速的比较,可以看出LMFC控制器能够平滑转速的变化.对比ADRC控制器的 仿真结果,转速能够更快的稳定下来,而且变化的 很平滑,表明加入LMFC能够改善控制器的性能. 图7是发电机发出的有功功率和无功功率,能够跟 踪给定值的变化.从图7看到,风速的变化与无功 功率的调整互不影响,实现了风力发电系统功率 第2期

的解耦控制. 图8是经图2,3变换后控制绕组a相电压, 控制BDFM运行. 图9是转子电流的误差, 表明控制器能够很好的跟踪指令值的变化.











7 结论(Conclusion)

本文从同步坐标变换出发,基于BDFM转子速 *d*-q轴模型推导出解耦系统方程,为BDFM的解 耦控制奠定了理论基础.仿真结果表明,LMFC-ADRC算法能够实现功率解耦控制,优化系统的特 性曲线和提高电能品质,值得进行深入的研究和 进一步的控制器实现.

参考文献(References):

- [1] 韩京清. 从PID控制技术到"自抗扰控制"技术[J]. 控制工程, 2002, 9(3): 13-18.
 - (HAN Jingqing. From PID control technique to auto disturbances rejection control technique[J]. *Control Engineering of China*, 2002, 9(3): 13 18.)
- [2] 韩京清. 自抗扰控制器及其应用[J]. 控制与决策, 1998, 13(1): 19-23.

(HAN Jingqing. Auto disturbances rejection controller and its applications[J]. *Control and Decision*, 1998, 13 (1): 19 – 23.)

- [3] ZHOU D, SPEE R. Synchronous frame model and decoupled development for doubly-fed machines[C]//Proceedings of 1994 IEEE Industry Electronics Spec Conference. New York: IEEE Press, 1994: 1229 – 1236.
- [4] LI R, WALLACE A K, SPEE R, et al. Two-axis model development of cage-rotor brushless doubly-fed machines[J]. *IEEE Transactions* on Energy Conversion, 1991, 6(3): 453 – 460.
- [5] 张先勇. 无刷双馈风力发电机组的建模与控制研究[D]. 广州: 华 南理工大学, 2007.

(ZHANG Xianyong. *Modeling and control research on BDFG*[D]. Guangzhou: South China University of Technology, 2007.)