

反推滑模控制在电磁耦合调速型风电机组中的应用研究^{*}

郭风堂¹, 包广清²

(1. 中车青岛四方机车车辆股份有限公司, 山东 青岛 266111;

2. 兰州理工大学 电气工程与信息工程学院, 甘肃 兰州 730050)

摘 要: 针对电磁耦合调速型风电机组的风能跟踪中存在的跟踪效果较差的问题, 提出了一种基于反推滑模控制的极大风能跟踪控制算法。依据风力机运行特性和电磁耦合器的工作原理建立了电磁耦合调速型风电机组的数学模型, 阐述了在该风电机组中最优转矩控制的具体应用方法, 并获得参考转矩。最后依据反推滑模控制原理设计分别应用于极大风能跟踪区恒转速区的转矩滑模反推控制器和转速滑模反推控制器, 验证了系统的稳定性。与转矩反推控制和传统最优转矩控制相比, 该方法能够快速准确地跟踪风速的变化, 以最佳叶尖速比运行, 更好地实现极大风能跟踪的目标。

关键词: 风力机; 电磁耦合器; 反推控制; 风能跟踪

中图分类号: TM 315 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2018)02-0118-10

Maximum Energy Tracking of Wind Turbine Based on Electromagnetic Coupler Using Backstepping Control^{*}

GUO Fengtang¹, BAO Guangqing²

(1. CRRC Qingdao Sifang Co., Ltd., Qingdao 266111, China;

2. College of Electrical Engineering and Information Engineering, Lanzhou University of Technology, Lanzhou 730050, China)

Abstract: In term of operating characteristics of the wind turbine based on electromagnetic coupler, torque backstepping slide-model variable structure control and speed backstepping control were respectively applied in maximum power tracking area and constant speed area. A simulation model of a wind turbine based on an electromagnetic coupler in maximum power point tracking was built. The proposed control method had a simple structure and avoids measuring real-time wind speed. The simulation results, which were accomplished in step wind and random wind condition, indicate that this power tracking control scheme had good dynamic and static performance and better robust performance. Compared with torque backstepping and classical OTC, the proposed method could quickly and accurately track the variation of wind and effectively accomplish the goal of maximum power tracking.

Key words: wind turbines; electromagnetic coupler; backstepping control; maximum power tracking

0 引 言

双馈异步和永磁同步风电机组作为风电市场中的主流机型各具优势, 但两者均需采用变频装

置与电网连接, 其输出电压波形畸变, 电能质量较差。与电力系统中大量使用的火力和水力同步发电机组相比, 上述两种风电机组的暂态过载能力、对电网电压的支撑能力和频率稳定性较差, 无功

^{*} 基金项目: 国家自然科学基金项目(51267011)

作者简介: 郭风堂(1990—), 男, 硕士研究生, 助理工程师, 研究方向为风力发电技术。

包广清(1972—), 女, 教授, 博士生导师, 研究方向为电机设计及风电系统控制研究。

输出能力不足^[1]。在此背景下,电网友好型的前端调速式风电机组受到国内外研究人员的关注。

前端调速型风电机组采用同步发电机并网原理。机组中位于发电机前端的调速装置将风力机经齿轮箱传递来的可变转速调整为稳定的同步转速,同步发电机直接与电网连接,其结构如图 1 所示。德国 Voith Turbo 公司推出了 WinDrive 液力变矩器调速的风电机组^[2],其由行星齿轮箱和液力变矩器组成,两者配合将齿轮箱传递的可变转速调节为同步转速。清华大学柴建云、陈基和等开发了基于电磁耦合器调速的同步风电机组^[3-4]。

电磁耦合器传动属于柔性传动方式,可以实现风电系统的无级变速,达到能量平稳传递的目的。电磁耦合器选用的变频器功率容量小,控制较简单。文献[5-6]通过对 2 MW 电磁耦合器调速风电机组 HAWC2 和 MATLAB 的联合仿真,验证了该机组具有优越的故障穿越能力,能在电网故障时提供 3 倍于额定值的无功电流支持。电磁耦合器将同步发电机和齿轮侧传动链解耦,电网故障时,同步发电机的转矩脉动不会传递到齿轮侧传动链。在考虑到电网特性、风机结构载荷和不同风速的情况下,验证了采用下垂控制和惯性控制能够有效增强该风电机组的频率支撑能力。文献[7]依据电磁耦合器的等效电路,分析了电磁耦合器的能量输入输出关系。文献[8]构建了电磁耦合调速风力发电系统单机无穷大电网模型,通过电磁耦合器附加转矩控制,取得了提高风力发电系统在故障下的暂态稳定水平的效果。

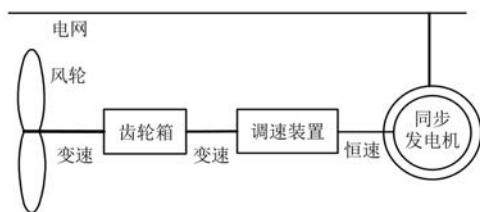


图 1 前端调速型同步风电机组的结构图

风电系统是一种多变量、强耦合的复杂非线性机电系统,加之风速具有随机性和不确定性,难以准确获得风电机组的数学模型。以上问题使得采用 PI 调节器难以获得期望的控制效果。

反推控制方法是在逐步递推的过程中引入中

间虚拟控制量,并根据 Lyapunov 判稳原理来设计整个系统的控制器^[10]。该方法具有调节参数少,控制简单、动静态性能良好及全局稳定的优点,适用于风电等复杂非线性系统中。文献[11-12]采用反推控制与自适应控制、鲁棒控制相结合的方法,解决永磁同步发电机存在的参数不确定及扰动问题。文献[13]将反推自适应控制方法应用到双馈风电机组的最大风能跟踪控制中,仿真和基于 FPGA 的样机试验平台的试验结果表明该方法能够有效地实现最大风能跟踪,且对于外部扰动和内部参数变化均具有很好地鲁棒性。文献[14]将滑模变结构和反推控制相结合设计变桨距控制器,能够迅速有效地使系统达到稳定,实现了风电机组的恒功率控制。文献[15]研究了双馈感应风力发电机基于反推算算法的直接功率控制策略及在不平衡电网条件下的改进方案,仿真试验证明其能改善电流谐波,减小有功、无功功率脉动。文献[16]将叶尖速比与积分反推控制相结合应用于双馈风电机组的风能跟踪中,提高了系统的鲁棒性,实现了最大风能跟踪的目的。在电机控制领域已有反推滑模控制的研究多集中于对其速度位置的跟踪控制^[17-19],对于转矩的跟踪控制研究较少。

本文针对电磁耦合调速型同步风电机组的风能跟踪问题,将反推滑模控制与最优转矩控制相结合研究额定风速下不同风况时,电磁耦合器的调速特性和风能捕获特性。该方法无需风速测量,且具有很好的动、静态性能,提高了风电系统的鲁棒性。

1 风力发电机组模型

依据轴系的转速特点,可将电磁耦合器调速型风电机组分为前后两个轴系。前轴系由风力机、变速齿轮箱和电磁耦合器内转子组成;后轴系由同步发电机和电磁耦合器外转子组成。其结构如图 2 所示。

前轴转速 ω_z 和后轴转速 ω_b 为

$$\begin{aligned} T_{m2} - T_e - B_f \omega_f &= J_f \frac{d\omega_f}{dt} \\ T_e - T_{SG} - B_b \omega_b &= J_b \frac{d\omega_b}{dt} \end{aligned} \quad (1)$$

式中: T_{m2} ——风力机经齿轮箱作用到前轴的转

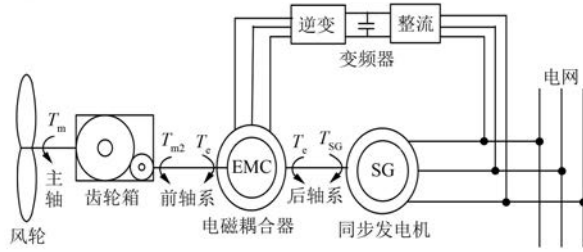


图2 电磁耦合器调速型风电机组结构示意图

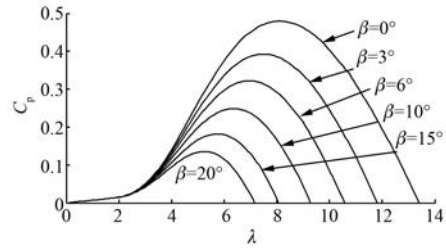


图3 风能利用系数 $C_p(\lambda, \beta)$ 的特性曲线

矩, $T_{m2} = T_m / N$;
 T_m ——风力机转矩;
 N ——齿轮箱变速比;
 t ——;
 T_e ——电磁耦合器的电磁转矩;
 T_{SG} ——同步发电机的电磁转矩;
 B_f, B_b ——机组前后轴的摩擦系数;
 J_f, J_b ——前后轴的转动惯量。

1.1 风力机的运行特性

根据风力机的贝茨理论^[20],在一定风速下,风力机捕获的风能功率函数可表示为

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

式中: P_m ——风力机实际获得的功率;

ρ ——空气密度;

R ——风轮叶片半径;

v ——;

C_p ——风能利用系数,其大小与 λ 和 β 有关;

λ ——叶尖速比;

β ——桨距角。

$$C_p(\lambda, \beta) = 0.5176 \left(\frac{116}{\lambda_i} - 0.4\beta - 5 \right) e^{\frac{-21}{\lambda_i}} + 0.0068\lambda \quad (3)$$

其中,

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

$$\lambda = \omega_m R / v \quad (5)$$

$C_p(\lambda, \beta)$ 的特性曲线如图3所示。 β 一定时,存在最佳 λ_{opt} ,使得 C_p 最大,捕获风能最多。

1.2 电磁耦合器模型

电磁耦合器由内、外两个转子组成,其结构如图4所示。鼠笼式内转子与齿轮箱相连,由变频

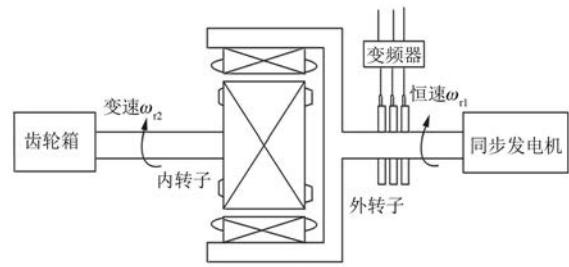


图4 电磁耦合器的结构示意图

器供电的外转子为通电电枢,与同步发电机相连。机组并网后,电磁耦合器的外转子转速与同步发电机转速保持一致,被电网频率锁定为一稳定值。通过变频器可以调节电磁耦合器内外转子的转速差,改变内转子转速,实现最佳叶尖速比运行^[21]。

电磁耦合器在 mt 坐标系下的状态方程为^[22]:

$$\begin{aligned} \frac{d\psi_r}{dt} &= -\frac{1}{T_r} \psi_r + \frac{L_m}{T_r} i_{sm} \\ \frac{di_{sm}}{dt} &= \frac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r} \psi_r - \frac{R_s L_r^2 + R_r L_m^2}{\sigma L_s L_r^2} i_{sm} + \omega_1 i_{st} + \frac{u_{sm}}{\sigma L_s} \\ \frac{di_{st}}{dt} &= -\frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \Delta\omega \psi_r - \frac{R_s L_r^2 + R_r L_m^2}{\sigma L_s L_r^2} i_{st} - \omega_1 i_{sm} + \frac{u_{st}}{\sigma L_s} \end{aligned} \quad (6)$$

转差角频率:

$$\omega_s = \omega_1 - \Delta\omega = \frac{L_m}{T_r} i_{st} \quad (7)$$

电磁转矩:

$$T_{emc} = \frac{n_p L_m}{L_r} i_{st} \psi_r \quad (8)$$

式中: T_r ——内转子电磁时间常数, $T_r = L_r / R_r$;

σ ——电动机漏磁系数, $\sigma = 1 - L_m^2 / L_s L_r$;

L_m ——互感;

L_r, L_s ——内外转子每相绕组的电感;

R_r, R_s ——内外转子电阻;
 ψ_r ——内转子磁链;
 i_{sm}, i_{st} —— m, t 轴外转子电流;
 u_{sm}, u_{st} —— m, t 轴外转子电压;
 n_p ——极对数;
 $\Delta\omega$ ——内外转子转速差;
 ω_1 ——同步角速度。

2 最优转矩的控制策略

2.1 风力机运行工况

根据风力机的输出功率和转速的特点,可将其运行工况分为最大风能跟踪区、恒转速区和恒功率区 3 种,如图 5 所示。

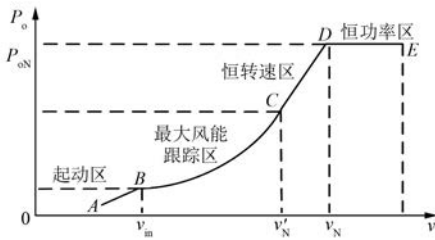


图 5 不同区域内风力机输出功率与风速的关系

在最大风能跟踪区,风速低于额定风速,风力机转速低于额定转速。在此区域 $\beta=0^\circ$, C_p 只与 λ 相关。风速改变时,调节风力机转速,使 λ 能够稳定在最优值 λ_{opt} 附近,保持风能利用系数为 C_{pmax} 。在此区域风力机的输出转矩表达式为

$$T_m = \frac{0.5\rho\pi R^5 C_p}{\lambda^3} \omega_m^2 = k_m \omega_m^2 \quad (9)$$

式中: ω_m ——风力机转速。

忽略齿轮箱及传动轴的机械损耗,由式(1)、式(9)可知作用在风力机前轴的转矩为

$$T_{m2} = k_{m2} \omega_f^2 \quad (10)$$

其中,

$$k_{m2} = \frac{k_m}{N^3} = \frac{0.5\rho\pi R^5 C_p}{N^3 \lambda^3} \quad (11)$$

在恒转速区,风速低于额定风速,风力机和电磁耦合器均处于额定运行状态,电磁耦合器内外转子的转速差保持为额定值。

在恒功率区,风速超过额定风速,变桨系统启动,通过改变桨距角 β 的大小,使风力机的输出功率稳定在额定功率。

2.2 最优转矩控制

不同风速下,风力机的最优机械特性曲线如图 6 中虚线所示。风速低于额定风速时,可以通过给定最优转矩的方法实现风力机的最大风能捕获。

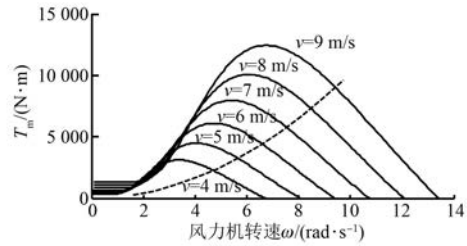


图 6 风力机最优机械特性曲线

具体的控制方案为:忽略齿轮箱及传动轴所造成的机械损耗,由已知的风力机转速 ω_m ,依据式(10)计算得到期望的转矩参考值 T_{opt}^* 。将此值作为电磁耦合器外转子变频器的转矩给定值 $T_e^* = T_{opt}^*$,调节内、外转子转速差,改变前轴转速以实现最大风能追踪的目的。

3 系统控制设计

3.1 反推滑模控制器的设计

反推控制作为一种有效的非线性控制设计方法,其逐步递推的设计过程可以保证整个系统的稳定^[23]。

在最大风能跟踪区,电磁耦合器调速风电机组需要不断调节前轴转速以跟踪风速变化,使风力机始终保持最佳叶尖速比运行。此区域采用的转矩跟踪反推滑模控制不需要进行风速测量。

为实现转矩跟踪和磁链控制,将转矩误差 e_T 和磁链误差 e_ψ 分别定义为

$$\begin{cases} e_T = T_e^* - T_e \\ e_\psi = \psi_r^* - \psi_r \end{cases} \quad (12)$$

对其进行求导可得

$$\begin{aligned} \frac{de_T}{dt} &= \frac{dT_e^*}{dt} - \frac{dT_e}{dt} = \frac{2k_m\omega_f}{J_f} (T_{m2} - T_e) + \\ &\frac{n_p L_m}{L_r} \left[\left(\frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \Delta\omega \psi_r + \frac{R_s I_r^2 + R_r L_m^2}{\sigma L_s L_r^2} i_{st} + \right. \right. \\ &\left. \left. \omega_1 i_{sm} - \frac{u_{st}}{\sigma L_s} \right) \psi_r + \frac{1}{T_r} (\psi_r - L_m i_{sm}) i_{st} \right] \quad (13) \end{aligned}$$

选取滑模平面为

$$s_1 = \mu_1 e_T, \mu_1 > 0, \quad (14)$$

选择变结构趋近律为

$$\dot{s}_1 = -a_1 s_1 - \rho_1 \text{sat}(s_1) \quad (15)$$

$$a_1, \rho_1 > 0$$

式中: $\text{sat}(s_1)$ ——饱和函数。

对(14)两边求导,可得:

$$\dot{s}_1 = \mu_1 \frac{de_T}{dt} = \mu_1 \left[\frac{dT_e^*}{dt} - \frac{dT_e}{dt} \right] \quad (16)$$

式(16)中包含了实际控制的 t 轴电压 u_{st} 则:

$$u_{st} = \frac{L_r \sigma L_s}{n_p L_m \psi_r} \cdot \left\{ \frac{2k_m \omega_f}{J_f} (T_{m2} - T_e) + \frac{1}{\mu_1} [a_1 s_1 + \rho_1 \text{sat}(s_1)] \right\} + \left[\left(\frac{L_m}{L_r} \Delta \omega \psi_r + \frac{R_s L_r^2 + R_r L_m^2}{L_r^2} i_{st} + \omega_1 i_{sm} \sigma L_s \right) + \frac{\sigma L_s}{T_r \psi_r} (\psi_r - L_m i_{sm}) i_{st} \right] \quad (17)$$

磁链误差导数:

$$\frac{de_\psi}{dt} = \frac{d\psi_r^*}{dt} - \frac{d\psi_r}{dt} = \frac{1}{T_r} (\psi_r - L_m i_{sm}) \quad (18)$$

为使转速误差和磁链误差趋于零,构造 Lyapunov 函数为

$$V_1 = \frac{1}{2} e_\psi^2 \quad (19)$$

对 V_1 进行求导可得

$$\frac{dV_1}{dt} = e_\psi \left[\frac{1}{T_r} (\psi_r - L_m i_{sm}) + k_\psi e_\psi \right] - k_\psi e_\psi^2 \quad (20)$$

为实现转矩跟踪以及磁链控制,可以选择如下参考电流:

$$i_{sm}^* = \frac{1}{L_m} (\psi_r + T_r k_\psi e_\psi) \quad (21)$$

对式(21)中的 i_{sm}^* 进行求导可得

$$\frac{di_{sm}^*}{dt} = \frac{k_\psi T_r - 1}{L_m T_r} (\psi_r - L_m i_{sm}) \quad (22)$$

为实现电流跟踪,选择电流跟踪误差为虚拟误差:

$$e_{sm} = i_{sm}^* - i_{sm} \quad (23)$$

电流误差的导数为

$$\frac{de_{sm}}{dt} = \frac{di_{sm}^*}{dt} - \frac{di_{sm}}{dt} = \frac{di_{sm}^*}{dt} - \left(\frac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r} \psi_r - \frac{R_s L_r^2 + R_r L_m^2}{\sigma L_s L_r^2} i_{sm} + \omega_1 i_{st} + \frac{u_{sm}}{\sigma L_s} \right) \quad (24)$$

选取滑模平面为

$$s_2 = \mu_2 e_{sm}, \mu_2 > 0 \quad (25)$$

选择变结构趋近律为

$$\dot{s}_2 = -a_2 s_2 - \rho_2 \text{sat}(s_2) \quad (26)$$

$$a_2, \rho_2 > 0$$

式中: $\text{sat}(s_2)$ ——饱和函数。

对式(14)两边求导,可得

$$\dot{s}_2 = \mu_2 \frac{de_{sm}}{dt} = \mu_2 \left[\frac{di_{sm}^*}{dt} - \frac{di_{sm}}{dt} \right] \quad (27)$$

则实际控制的 m 轴电压

$$u_{sm} = -\frac{L_m}{L_r T_r} \psi_r + \frac{R_s L_r^2 + R_r L_m^2}{L_r^2} i_{sm} - \sigma L_s \omega_1 i_{st} + \sigma L_s \left\{ \frac{1}{\mu_2} [a_2 s_2 + \rho_2 \text{sat}(s_2)] \right\} + \sigma L_s \frac{di_{sm}^*}{dt} \quad (28)$$

3.2 系统稳定性证明

对于电磁耦合器,控制式(17)、式(28)可以使得系统滑模平面稳定,同时达到转矩和转子磁链的渐进跟踪。

证明:选取全局 Lyapunov 函数为

$$V_1 = \frac{1}{2} e_\psi^2 \quad (29)$$

对其求导,代入控制律可得

$$\dot{V}_1 = -k_\psi e_\psi^2 \leq 0 \quad (30)$$

由式(15)和式(26)可得

$$\dot{s}_i = -a_i s_i - \rho_i \text{sat}(s_i), i = 1, 2 \quad (31)$$

在式(31)两边同乘 s_i , 则可得

$$s_i \dot{s}_i = -a_i s_i^2 - \rho_i s_i \text{sat}(s_i) = -a_i s_i^2 - \rho_i |s_i| < 0 \quad (32)$$

因此滑模平面满足到达条件,滑模平面是稳定的。

由滑模平面稳定可以得出

$$\begin{cases} \lim_{t \rightarrow \infty} s_1 = 0 \\ \lim_{t \rightarrow \infty} s_2 = 0 \end{cases} \quad (33)$$

从而可以推出

$$\begin{cases} \lim_{t \rightarrow \infty} e_T = 0 \\ \lim_{t \rightarrow \infty} e_{sm} = 0 \end{cases} \quad (34)$$

进而可知转矩、转子磁链能够渐进跟踪参考值。

3.3 弱磁控制方法

在最大风能跟踪区电磁耦合器内、外转子的

转速差 $\Delta\omega$ 大于其额定值 $\Delta\omega_n$, 因此需采用弱磁控制实现转速调节。本文采用传统的弱磁控制方法, 即当转速差 $\Delta\omega$ 大于额定值 $\Delta\omega_n$ 时, 转子磁链与转速差成反比:

$$\psi_r^* = \frac{\Delta\omega_n}{\Delta\omega} \psi_{rbase}^* \quad (35)$$

式中: ψ_r^* ——实际转子磁链参考值;

ψ_{rbase}^* ——转速差不超过额定值时转子磁链参考值。

电磁耦合器转矩、磁链跟踪反推滑模控制结构如图 7 所示。

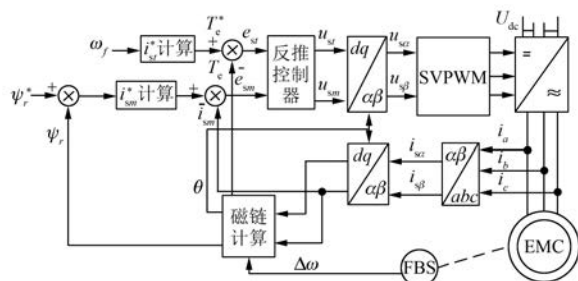


图 7 电磁耦合器转矩磁链反推滑模控制结构

在恒转速区, 前后轴转速均需保持恒定。该区域采用转速跟踪的反推控制方法, 其推导设计过程不在赘述。电磁耦合器转速、磁链跟踪反推控制结构如图 8 所示。

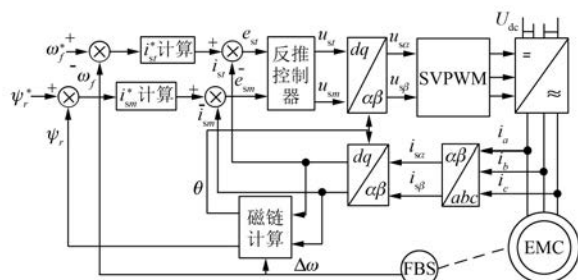


图 8 电磁耦合器转速、磁链反推控制结构

4 系统仿真分析

采用 MATLAB/Simulink 仿真软件对电磁耦合器调速型风电机组在不同风况下的风能跟踪控制进行了研究。仿真所用的风力机参数如下: 额定功率 100 kW、风速范围为 3~25 m/s、额定风速为 11 m/s、风轮半径为 10 m、额定转速 60 r/min、齿轮箱变比 $N=22$ 。电磁耦合器的参数如下: 额

定功率 $P_n=15$ kW, 额定线电压 $U_n=400$ V, 额定频率 $f_n=18$ Hz, 外转子漏感 $L_{s1}=1.04$ mH 和电阻 $r_1=0.045$ Ω, 内转子漏感 $L_{s2}=1.623$ mH 和电阻 $r_2=0.058$ Ω, 互感 $L_m=50.1$ mH, 极对数 $n_p=6$, $\lambda_{opt}=8.1$, $C_{pmax}=0.48$ 。同步发电机参数为: 额定功率为 110 kW, 额定电压 380 V, 同步转速为 1 500 r/min, 额定功率因数 0.85。反推控制参数为: $k_\omega=300$, $k_\psi=2$, $k_{st}=5\ 000$, $k_{sm}=500$; $k_\psi=6$, $\mu_1=\mu_2=5\ 000$, $a_1=400$, $a_2=60$, $\rho_1=\rho_2=2\ 000$ 。

4.1 输出功率、转矩和转速的变化

如图 9 所示, 在 $t=3\sim 18$ s 时, 风速从 4 m/s 逐渐上升至额定风速 11 m/s。在此过程, 风力机由最大风能跟踪区进入到恒转速区运行。

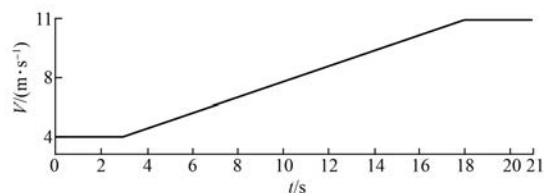


图 9 风速变化曲线

由图 10 可以看出, 在 $t=3\sim 12$ s ($v=4\sim 8$ m/s) 时, 风力机运行在最大风能跟踪区。在该区域, 随着风速的增加, 风力机的输出功率、转矩和前轴转速 (内转子转速) 也随之增加, 而风能利用系数 $C_p=0.48$ 保持不变, 说明转矩反推滑模控制能够实现最大风能跟踪的目标。 $t=12\sim 18$ s ($v=8\sim 11$ m/s) 时, 风力机运行在恒转速区。在

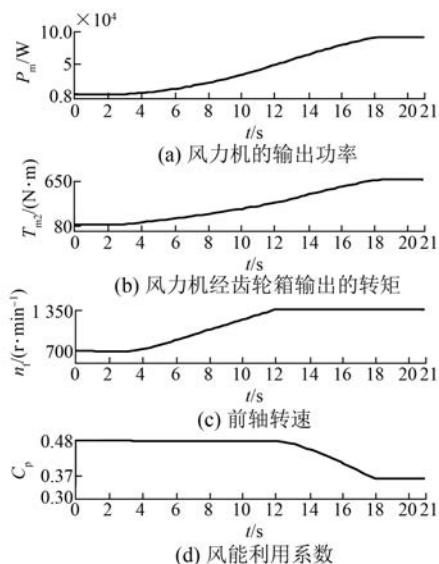


图 10 不同风速下的系统输出量

恒转速区,风能利用系数逐渐减小,而风力机的输出功率和输出转矩持续增大,前轴转速保持1 350 r/min额定值不变,说明转速反推控制能够实现跟踪参考转速的目的。

4.2 运行工况改变时的仿真分析

如图 11 所示, $t=0\sim7\text{ s}$ 时,风速为 7 m/s ,风力机处于最大风能跟踪区, $t=7\text{ s}$ 时风速阶跃上升至 9 m/s ,风力机进入恒转速运行区。 $t=14\text{ s}$ 时,风速阶跃下降至 7 m/s ,风力机再次进入最大风能跟踪区。

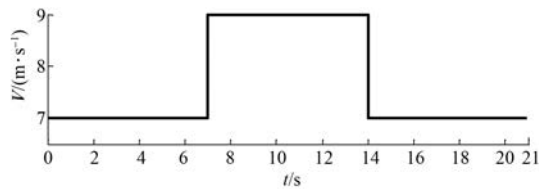


图 11 阶跃风速 (7-9-7 m/s)

阶跃风速下风电机组的仿真波形如图 12~图 14 所示。在最大风能跟踪区,风速稳定时,风力机的输出功率和转矩保持稳定,前轴转速保持稳定,风力机工作在最佳叶尖速比的运行状态,实现了最大风能跟踪。风速阶跃变大时,风力机输出功率和转矩随之快速变化,风能利用系数 C_p 曲线发生波动后能够较快地恢复到稳定值;前轴转速快速平稳地跟踪风速的变化,进入恒转速区后稳定在额定值1 350 r/min。在恒转速区,风速稳定时,风力机的输出功率和转矩保持稳定,前轴转速保持额定值不变。风速阶跃变小时,风力机

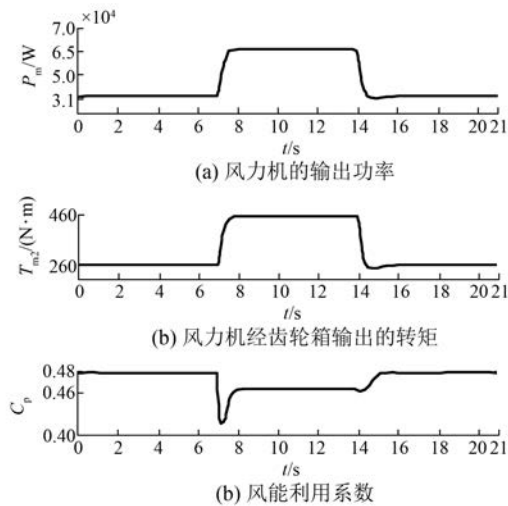


图 12 阶跃风速下的风力机的输出功率和转矩

输出功率、转矩和前轴转速跟踪风速变化快速平稳地达到稳定值。 C_p 值在出现很小范围的波动后快速地恢复至稳定值 0.48,风力机运行在最大风能捕获的工作状态。在两次不同的阶跃变化过程中,后轴转速始终稳定在1 500 r/min,保证了同步发电机输出电压、电流频率的稳定性。对比图 13(a) 和图 14(b) 可知,同步发电机输出的有功功率大于风力机的输出功率,说明同步发电机输出的有功功率分别来自于风力机的机械功率和电磁耦合器的电功率。电磁耦合器不仅能够调节转速差,传递转矩,还能够补偿同步发电机和风力机之间的功率差值。

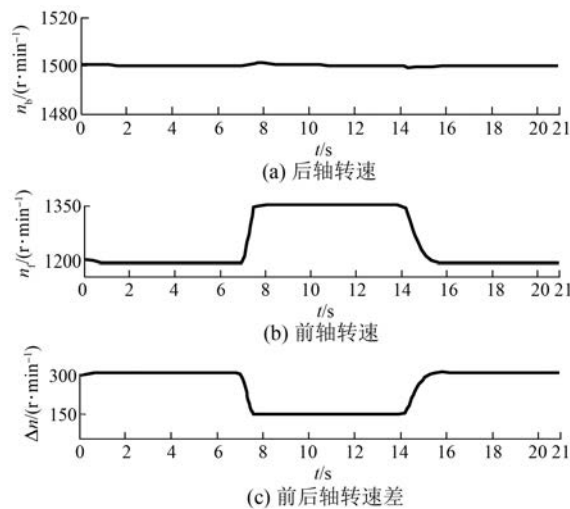


图 13 阶跃风速下的轴系转速

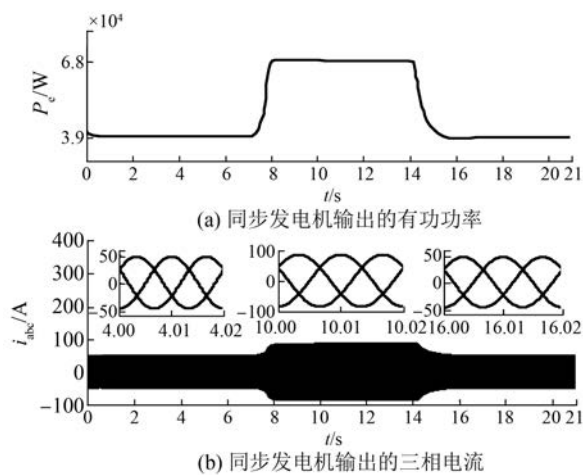


图 14 阶跃风速下同步发电机输出的有功功率和电流

4.3 随机风速下的仿真分析

随机风速采用丹麦 Aalborg 大学研发的风速

仿真模型^[24],其波形如图 15 所示。从图 15 中可以看出, $t=0\sim 4\text{ s}$ 和 $t=14\sim 21\text{ s}$ 时,风速 $v\leq 8\text{ m/s}$,风力机运行在最大风能跟踪区; $t=4\sim 14\text{ s}$ 时,风速 $v\geq 8\text{ m/s}$,此时风力机运行在恒转速区。

随机风速下仿真波形如图 12~图 14 所示。在最大风能跟踪区,风力机的输出功率、转矩及前轴转速均能够快速跟踪风速的变化,风能利用系数 C_p 稳定在 0.48 附近,实现了最大风能跟踪的目标。在恒转速区,风能利用系数 C_p 低于 0.48,前轴转速稳定在额定值 1 350 r/min。在整个过程中,当运行工况发生改变时,前轴转速在较短时间内平稳变化,后轴转速能够稳定在 1 500 r/min 不变,确保了同步发电机输出电压、电流频率的稳定性。

4.4 阶跃风速下的仿真对比分析

阶跃风速波形如图 15 所示, $t=0\sim 7\text{ s}$ 和 $t=14\sim 21\text{ s}$ 时,风速为 5 m/s。 $t=7\sim 14\text{ s}$ 时,风速为 7 m/s。依据最佳叶尖速比可计算出风速为 5 m/s 和 7 m/s 时所对应的前轴转速分别为 850 r/min 和 1 191 r/min。

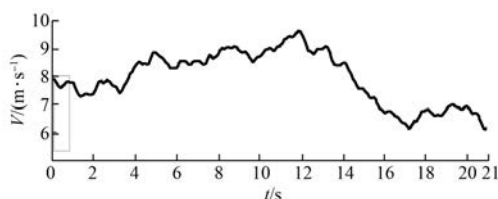


图 15 随机风速

图 16~图 18 给出了阶跃风速下前轴转速、输

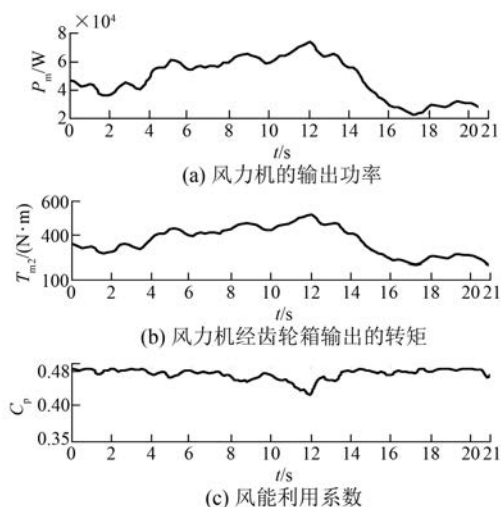


图 16 随机风速下的输出功率、转矩和风能利用系数

出功率和风能利用系数在转矩反推滑模控制、转矩反推控制和传统最优转矩 PI 控制 3 种控制方式下的变化曲线。由图 16~图 18 可见,风速稳定时,3 种控制方式都能够实现保持前轴转速稳定,捕获最大风能的目标。与转矩反推控制、PI 控制相比,反推滑模控制具有更好的控制效果,能够使得转速稳定在最佳叶尖速比所对应的转速,其风能利用系数更高,能够捕获更多的风能;风速发生阶跃变化时,3 种控制方式均能够有效地调节前轴转速,跟踪风速变化。反推滑模控制具有更好的动态性能,能够快速跟踪风速的变化,减小风能利用系数波动,捕获更多的风能。

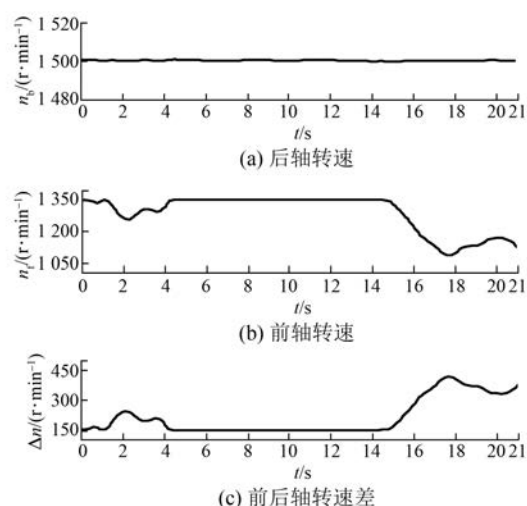


图 17 随机风速下的轴系转速

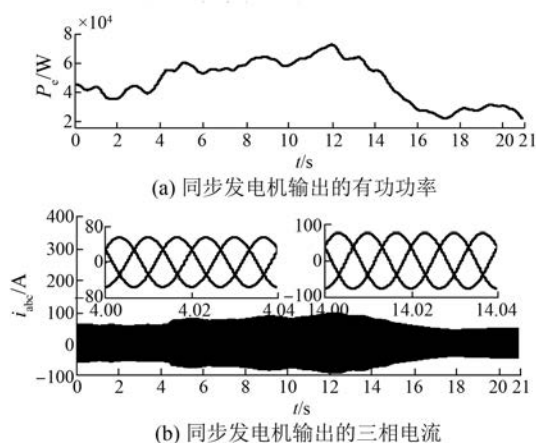


图 18 随机风速下同步发电机输出的有功功率和电流

5 结 语

作为一种新型的前端调速风电机组,目前关

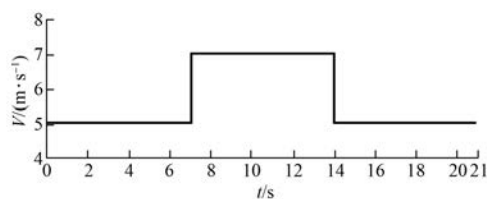


图 19 阶跃风速(5-7-5m/s)

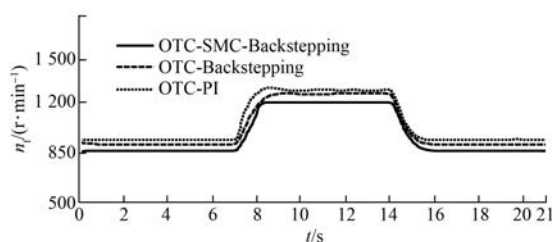


图 20 不同控制方法下的前轴转速

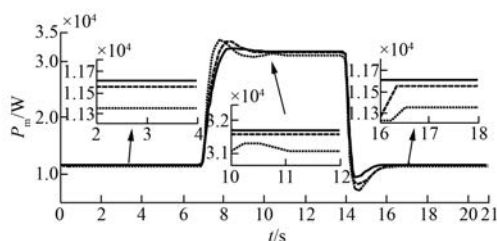


图 21 不同控制方法下的输出功率

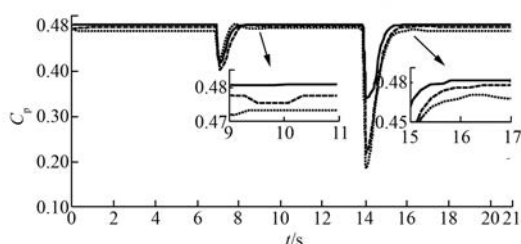


图 22 不同控制方法下的风能利用系数

于电磁耦合器调速型风电机组风能跟踪控制的研究相对较少。研究该类型风电机组的风能跟踪特性可以更好地利用风能资源,提高产业效益,推进其实用化和产业化。本文以电磁耦合器风电机组的最大风能跟踪为目标,基于风力机运行特性和电磁耦合器工作原理,采用最优转矩与反推滑模控制相结合控制方法,建立了电磁耦合器调速的风电机组的仿真模型。该方法将反推控制和滑模变结构控制相结合,具有结构简单,稳定性好,鲁

棒性强的特点。随机风速和阶跃风速下对比仿真结果表明该控制方法的动态性能良好,能够很好地实现跟踪风速变化的目标,平滑稳定地实现不同工况之间的切换,保持稳定的风能利用系数,进而捕获更多风能。

【参考文献】

- [1] 王毅,朱晓荣,赵书强.风力发电系统的建模与仿真[M].北京:中国水利水电出版社,2014.
- [2] MÜLLER H, BASTECK A, TILSCHER M, et al. Grid compatibility of variable speed wind turbines with directly coupled synchronous generator and hydro-dynamically controlled gearbox[C] // In Proceedings of the Sixth International Workshop on Large-Scale Integration of Wind Power and Transmission Networks for Offshore Wind Farms, Delft, The Netherlands, 2006: 307-315.
- [3] 陈基和,周强明,柴建云,等.基于电磁耦合器调速的新变速恒频风力发电机组[J].清华大学学报(自然科学版),2011(3): 361-366.
- [4] 由蓁,柴建云,孙旭东,等.电磁耦合调速风力发电机组模拟实验研究[J].中国电机工程学报,2013, 33(3): 92-98.
- [5] YOU R, BARAHONA B, CHAI J, et al. A novel wind turbine concept based on an electromagnetic coupler and the study of its fault ride-through capability[J]. Energies, 2013, 6(11): 6120-6136.
- [6] YOU R, BARAHONA B, CHAI J, et al. Frequency support capability of variable speed wind turbine based on electromagnetic coupler[J]. Renewable Energy, 2015(74): 681-688.
- [7] 陈秋明.电磁耦合器的等效电路[J].微特电机, 2014, 42(9): 4-6.
- [8] 陈基和,林宇龙,柴建云,等.电磁耦合调速风力发电机组的运行特性[J].清华大学学报(自然科学版), 2015, 55(11): 1253-1257.
- [9] 吴政球,干磊,曾议,等.风力发电最大风能追踪综述[J].电力系统及其自动化学报, 2009, 21(4): 88-93.
- [10] 王坚浩,胡剑波.不确定非线性系统的自适应反推高阶终端滑模控制[J].控制与决策, 2012, 27(3): 413-418.
- [11] ZU H, ZHANG G B, FEI S M. Enhanced model reference adaptive backstepping control of permanent magnet synchronous generator equipped wind energy

- conversion system with stator parameters varying [C] // Control and Decision Conference (CCDC) 2011 Chinese IEEE, 2011: 133-138.
- [12] SEKER M, ZERGEROGLU E, TATLICIOGLU E. Robust backstepping control of variable speed wind turbines with permanent magnet synchronous generators [C] // Control Applications (CCA), 2012 IEEE International Conference on, IEEE, 2012: 1068-1073.
- [13] BOSSOUFI B, KARIM M, LAGRIOUI A, et al. Observer backstepping control of DFIG-generators for wind turbines variable - speed: FPGA - based implementation [J]. Renewable Energy, 2015 (81): 903-917.
- [14] 廖茜, 邱晓燕, 江润洲, 等. 风电机组变桨距的反推滑模控制 [J]. 电气传动, 2015, 45(2): 45-49.
- [15] 孙丹, 熊平化, 方扬, 等. 基于反推算法的双馈感应风力发电机直接功率控制 [J]. 电力系统自动化, 2015, 39(11): 110-116.
- [16] REDDAKI M, BERDAI A, GOUNMRA A, et al. Integral backstepping control based maximum power point tracking strategy for wind turbine systems driven DFIG [C] // 2nd International Conference on Electrical and Information Technologies (ICEIT), 2016, IEEE International Conference on, IEEE, 2016: 84-88.
- [17] 王家军, 王建中, 马国进. 感应电动机系统的变结构反推控制研究 [J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(6): 35-38.
- [18] ZAAFOURI A, REGAYA C B, AZZA H B, et al. DSP-based adaptive backstepping using the tracking errors for high-performance sensorless speed control of induction motor drive [J]. Isa Transactions, 2016 (60): 333-347.
- [19] 胡剑波, 李飞, 魏高乐, 等. 不确定系统反推滑模变结构理论及其应用 [J]. 系统工程与电子技术, 2014, 36(3): 519-526.
- [20] 付兰芳, 孙鹤旭, 王华君, 等. 基于永磁双转子电机调速的新型风力发电系统设计 [J]. 电力系统自动化, 2014, 38(15): 25-29.
- [21] 包广清, 郭风堂. 基于电磁耦合器调速的同步发电机控制研究 [J]. 微特电机, 2017, 45(5): 75-79.
- [22] 陈伯时. 电力拖动自动控制系统—运动控制系统 (第3版) [M]. 北京: 机械工业出版社, 2006.
- [23] 王家军, 赵光宙, 齐冬莲. 反推式控制在永磁同步电动机速度跟踪控制中的应用 [J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(8): 95-98.
- [24] IOV F, HANSEN A D, SORENSEN P, et al. Wind Turbine Blockset in MATLAB/Simulink [D]. Denmark: Aalborg University, 2004.

收稿日期: 2017-05-17

(上接第74页)

线分布和磁场分布。通过研究磁场分布可知, 垂直充磁的永磁体长度及两端部轭铁的厚度对吸附单元的吸附力影响较大, 并分析了端部轭铁的厚度、垂直充磁永磁体的长度及气隙长度对吸附单元吸附性能的影响, 为设计爬壁机器人的永磁吸附单元提供了依据。

【参考文献】

- [1] 桂仲成. 爬壁机器人能源工业应用与发展 [J]. 机器人技术与应用, 2015(1): 25-32.
- [2] 倪健康. 爬壁机器人设计及其吸附装置优化 [D]. 大连: 大连海事大学, 2013.
- [3] 王军波, 陈强, 孙振国. 爬壁机器人变磁力吸附单元的优化设计 [J]. 清华大学学报 (自然科学版), 2003, 43(2): 214-217, 226.
- [4] 陈勇, 王昌明, 包建东. Halbach 型永磁吸附机构的有限元分析及优化 [J]. 高技术通讯, 2013, 23(5): 484-490.
- [5] 潘柏松, 张晋, 魏凯, 等. 基于 Halbach 阵列爬壁机器人永磁轮吸附单元的设计与优化 [J]. 浙江工业大学学报, 2015, 43(4): 393-397.
- [6] 金建铭. 电磁场有限元方法 [M]. 西安: 西安电子科技大学出版社, 1998.
- [7] 赵剑坤, 叶家玮. 基于有限元分析的永磁吸附单元设计优化 [J]. 机械设计与制造, 2009(3): 47-49.

收稿日期: 2017-04-26