

变速恒频双馈风力发电机组的逆系统控制研究*

张苏新, 张继勇*

(扬州大学 能源与动力工程学院, 江苏 扬州 225127)

摘要:为解决矢量控制方法在双馈风力发电机组中存在的对电机参数比较敏感和在扰动下控制不稳定等问题,将逆系统技术应用到双馈感应发电机(DFIG)的控制中。根据输入/输出状态方程得到了逆系统解析表达式,建立了双馈风力发电逆系统闭环控制。在计算机仿真软件 Matlab 上对该控制系统在电压跌落时和变速恒频时进行了仿真,仿真结果表明逆系统方法能够控制单位功率因数,保持母线电压稳定,实现有功和无功功率的解耦。

关键词:双馈感应发电机;矢量控制;逆系统;变速恒频

中图分类号:TM614

文献标志码:A

文章编号:1001-4551(2011)05-0624-04

Control study of inverse system for doubly-fed VSCF wind power generation

ZHANG Su-xin, ZHANG Ji-yong

(Energy & Power Engineering Institute, Yangzhou University, Yangzhou 225127, China)

Abstract: In order to solve the problem that the vector control methods in doubly-fed wind power generation depend on motor parameters and is unstable under disturbance, the technology of inverse system was applied in the control of doubly-fed induction generator(DFIG). According to the equation of the input and output state, the expression of inverse system was acquired, and the closed-loop control system of wind power generation was established. Through the software Matlab, the system when the phase voltage dropped and operating in variable speed constant frequency(VSCF) was simulated. The simulation results show that the control system can maintain unity power factor and control the DC link voltage steadily, achieve the decoupling of active and reactive power.

Key words: doubly-fed induction generator(DFIG); vector control; inverse system; variable speed constant frequency(VSCF)

0 引 言

风能是比较廉价和具有很好发展前景的可再生能源,现在许多国家都很重视对风能的开发研究,并且提出了许多改进风能等级所使用的发电机,例如恒速恒频感应发电机、变速永磁同步发电机、变速恒频双馈电机等等。相比其他风力发电机组,基于变速恒频 DFIG 能够更好地提高系统效率,而且实施功率因数改进也相对简单。对于 DFIG 的控制,目前多采用矢量控制方法,网侧和机侧采用了电网功率因数和有功功率、无功功率的解耦^[1-2]。由于 DFIG 是一个高阶、非线性、强耦合电压定向矢量控制^[3-4]和定子磁场定向控制,一旦参数变化,系统可能工作于不稳定区域,所以矢量控制仍存在问题:①对扰动及其参数变化较敏感;②对

直流母线电压的恒定和单位功率因数控制的稳定性并不是很好。

文献[5-6]针对矢量控制存在的一些问题,提出了一种逆系统方法,将逆系统方法应用到 DFIG 的控制中,为分析和设计风力发电网侧变换器控制提供了便利。在本研究中,笔者采用逆系统方法来控制双馈风力发电系统,并进行了计算机软件仿真。仿真结果表明该控制系统具有较好的稳定性和控制效果。

1 结合 PWM 变换器的双馈风力发电机组模型

对于风力发电双馈电机来说,当风速小于同步转速时运行于亚同步状态,反之运行于超同步速状态,系统包含转子侧变换器和网侧变换器。DFIG 发电系统

收稿日期:2010-11-26

基金项目:江苏省级重点实验室开放课题资助项目(K08017);扬州大学科技创新培育基金资助项目(2010CXJ028)

作者简介:张苏新(1987-),男,江苏苏州人,主要从事电力电子与电力传动方面的研究。E-mail: zsx185819007@126.com

通信联系人:张继勇,男,副教授,硕士生导师。E-mail: jyzhang@yzu.edu.cn

基本结构和功率流向如图1所示。

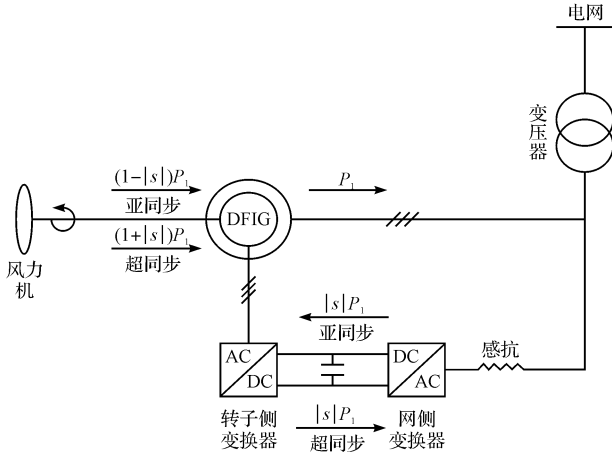


图1 DFIG风力发电基本结构图

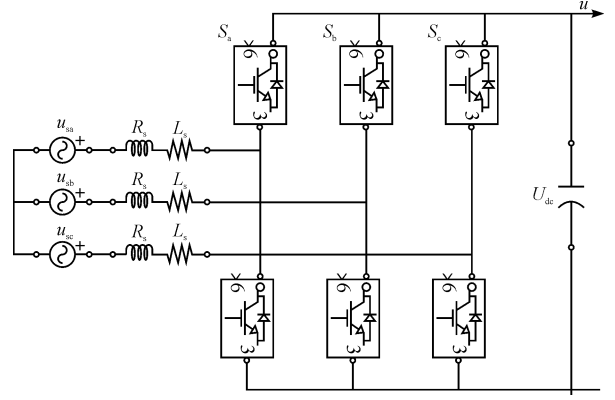


图3 网侧变流器电路结构

u_{sa}, u_{sb}, u_{sc} —三相对称电源电压; s_a, s_b, s_c —PWM 变换器开关管的开关信号; U_{dc} —直流母线电压; R_s, L_s —滤波电抗器的电阻和电感。

2 逆系统原理

逆系统控制方法是通过构造可实现的 α 阶逆系统将原系统补偿成为具有线性传递关系的且已解耦的伪线性复合系统, 然后对已线性化的系统或线性化解耦的各子系统设计闭环控制器, 形成复合控制器(复合控制系统)的控制方法, 其结构如图2所示^[7-10]。

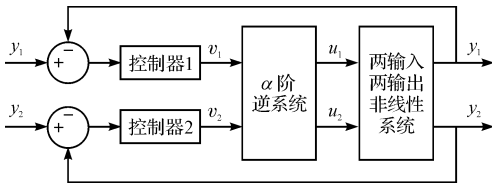


图2 由 α 阶逆系统与闭环控制器构成的复合控制器

3 基于逆系统的 DFIG 网侧变换器控制结构

3.1 风力发电网侧变换器数学模型

为了实现三相 PWM 变换器的高性能控制, 首先需要建立并分析它的数学模型, 通过坐标变换将 abc 坐标转化为 dq 坐标系下的数学模型。三相 PWM 变换器电路的拓扑结构图如图3所示^[7-10]。

三相电压型 PWM 变换器在 abc 坐标系下的数学模型为:

$$\begin{aligned} L_s \frac{di_a}{dt} &= u_{sa} - R_s i_a - \left(s_a - \frac{s_a + s_b + s_c}{3} \right) U_{dc} \\ L_s \frac{di_b}{dt} &= u_{sb} - R_s i_b - \left(s_b - \frac{s_a + s_b + s_c}{3} \right) U_{dc} \\ L_s \frac{di_c}{dt} &= u_{sc} - R_s i_c - \left(s_c - \frac{s_a + s_b + s_c}{3} \right) U_{dc} \\ C \frac{du_{dc}}{dt} &= (s_a i_a + s_b i_b + s_c i_c) - i_L \end{aligned} \quad (1)$$

根据坐标变换原理实现 abc 到 dq 坐标下变换, 可得在 dq 坐标系下的数学模型为:

$$L_s \frac{di_d}{dt} = \omega i_q - R_s i_d + u_{sd} - s_d U_{dc} \quad (2)$$

$$L_s \frac{di_q}{dt} = -\omega i_d - R_s i_q + u_{sq} - s_q U_{dc} \quad (3)$$

$$C \frac{dU_{dc}}{dt} = (s_d i_d + s_q i_q) - i_L \quad (4)$$

式中: $u_{sd} = \sqrt{6}U_m/2$; $u_{sq} = 0$; s_d, s_q — dq 旋转坐标系下的等效开关函数。

根据功率公式得输入的复功率为:

$$\begin{aligned} S &= u_s \cdot i^* = (u_{sd} + j u_{sq}) \cdot (i_d - j i_q) = \\ &u_{sd} \cdot i_d - j i_q u_{sd} = P + Q \end{aligned} \quad (5)$$

由式(5)可知网侧变换器的有功功率和无功功率分别由 i_d 和 i_q 控制:

$$P = u_{sd} \cdot i_d, Q = -u_{sd} \cdot i_q \quad (6)$$

3.2 逆系统求取

根据逆系统结构及其数学公式推导可选取输入变量为:

$$[u_1 \quad u_2]^T = [s_d \quad s_q]^T$$

选取输出变量为:

$$[y_1 \quad y_2]^T = [i_d \quad i_q]^T$$

选取系统状态变量为:

$$[x_1 \quad x_2 \quad x_3]^T = [i_d \quad i_q \quad U_{dc}]^T$$

将上面选取的输入及状态变量代入式(2,3,4), 变为如下形式:

$$\dot{x}_1 = \omega x_2 + \frac{u_{sd}}{L_s} - \frac{R_s x_1}{L_s} - u_1 \frac{x_3}{L_s} \quad (7)$$

$$\dot{x}_2 = -\omega x_1 + \frac{u_{sq}}{L_s} - \frac{R_s x_2}{L_s} - u_2 \frac{x_3}{L_s} \quad (8)$$

$$\dot{x}_3 = \frac{1}{C}(u_1x_1 - u_2x_2) - \frac{i_L}{C} \quad (9)$$

由式(7,8),并令 $\dot{x}_1 = \dot{y}_1 = v_1, \dot{x}_2 = \dot{y}_2 = v_2$,得到:

$$u_1 = \frac{\omega L_s x_2}{x_3} - \frac{R_s x_1}{x_3} + \frac{u_{sd}}{x_3} - \frac{v_1 L_s}{x_3} \quad (10)$$

$$u_2 = -\frac{\omega L_s x_1}{x_3} - \frac{R_s x_2}{x_3} + \frac{u_{sq}}{x_3} - \frac{v_2 L_s}{x_3} \quad (11)$$

系统在稳定时,可以令 $i_q = 0, U_{dc} = U_{dc}^*$,则 $\dot{i}_q = 0, \dot{i}_d = 0, \dot{U}_{dc} = 0$ 。将稳定时变量的值代入式(2,3,4),并化简为:

$$S_d U_{dc} = u_{sd} - \frac{R_s P}{u_{sd}} \quad (12)$$

$$S_q U_{dc} = -\omega L_s i_d \quad (13)$$

$$i_d = \frac{U_{dc}^* u_{sd} i_L}{(u_{sd}^2 - R_s P)} \quad (14)$$

式(14)中,当 R_s 相对较小时可忽略,则可得 i_d 的稳态值:

$$\bar{i}_d = \frac{U_{dc}^* i_L}{u_{sd}} \quad (15)$$

至此,系统的控制目标可转化为:使系统有功功率的电流 i_d 跟踪参考值,无功功率的电流 i_q 为 0。

3.3 逆系统闭环控制结构

为了消除系统滤波电阻 R_s 的影响和直流电压稳态误差,将 i_d^* 修改为:

$$i_d^* = k_p(U_{dc}^* - U_{dc}) + k_i \int (U_{dc}^* - U_{dc}) + \frac{U_{dc}^* i_L}{u_{sd}} \quad (16)$$

闭环控制器可以通过传递函数来求取,设传递函数为:

$$\begin{bmatrix} \frac{a_{11}}{s+a_{11}} & 0 \\ 0 & \frac{a_{22}}{s+a_{22}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_1(s) & 0 \\ 0 & g_2(s) \end{bmatrix} \quad (17)$$

为了实现其传递函数,变换控制系统的表达式为:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -a_{11} & 0 \\ 0 & -a_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} a_{11} & 0 \\ 0 & a_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{bmatrix} \quad (18)$$

式(18)表明系统的输出可以通过传递函数 $g(s)$ 追踪系统的输入。如果输入取参考值,那么期望的电流输出就能取得。系统控制结构图如图 4 所示。

4 系统控制结构

最后将逆系统非线性控制结构应用到 DFIG 中,

得到整个系统的结构,如图 5 所示。

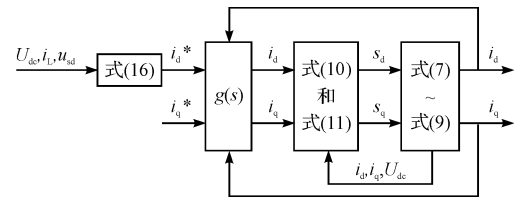


图 4 系统控制框图

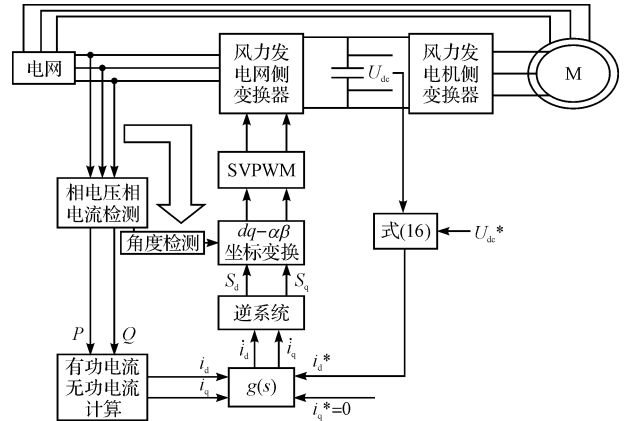


图 5 基于逆系统控制方法的系统结构图

由于电网侧三相电压源是对称的,图中只需要用两个电压传感器和两个电流传感器,将测量得到的数值进行计算,得到有功和无功功率。左边变换的角度可以通过角度检测器检测。SVPWM 模块为电压空间矢量调制模块,控制变流器 6 个桥的导通或关断。由于 SVPWM 直流电压利用率高,器件开关次数相对较少,易于实现数字控制等优点,被广泛应用于电机调速中。同时该模块使变流桥开关频率恒定,便于交流侧滤波电感的设计。

5 仿真结果

为了验证伪线性逆系统控制方案的正确性,本研究使用 Matlab/Simulink 软件对控制系统进行了仿真。仿真参数为:双馈电机额定功率为 2.5 kW,定子电阻为 0.435 Ω,转子漏感为 2 mH,转子电阻为 0.816 Ω,转子漏感为 69.31 mH,转动惯量为 0.089 kg/m²;网侧交流电压有效值为 75 V,直流母线电压为 140 V,进线电阻 $R_s = 0.05 \Omega$,进线电感 $L_s = 6 \text{ mH}$,直流母线电容 $C = 2\ 200 \mu\text{F}$,同步风速为 6.75 m/s。

当 DFIG 稳定运行时,定子侧向电网输出的有功功率一定,此时风速为 6.3 m/s,根据最大功率捕捉和功率平衡原理,当风力机输入功率发生变化时,变换器功率也发生变化,如果风速减小至 5.85 m/s,则变换器向风机提供的有功功率 $|S|P_1$ 增大到原来的两倍。

A 相电压在 0.25 s 跌落 10% 时,A 相相电压及相电

流和母线电压的仿真图如图6所示,并且相电压在0.3 s恢复。由图可以看出,相电压在0.25 s跌落时,相电流增加,且电压电流依然能保持同相位。此时母线电压有所波动,但一段时间后直流母线电压仍能稳定。仿真结果表明该控制方法具有较好的动态稳定性。

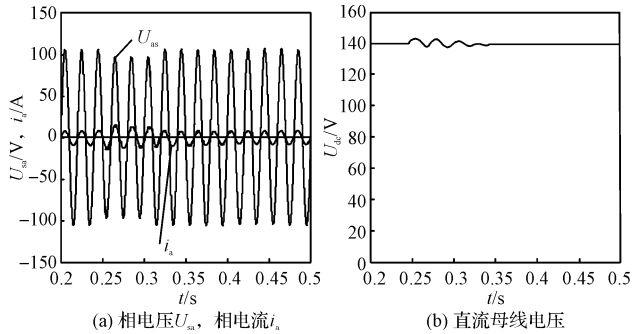


图6 A相电压在0.25 s跌落10%时逆系统仿真模型

相电压、相电流的仿真图如图7(a)所示,电压与电流同相位,实现了交流侧单位功率因数,在0.2 s时有功功率增加一倍,相电流近似为原来的两倍。

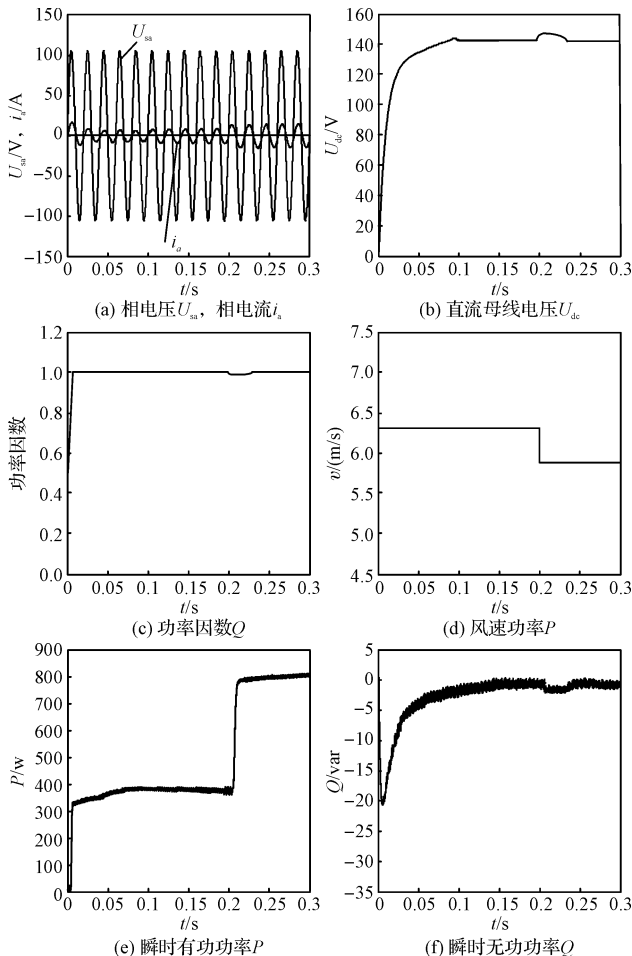


图7 转子输入电能有功功率增加,逆系统仿真波形

DFIG 稳定状态时,直流母线电压稳定如图7(b)所示。0.2 s后风速减小,导致有功功率增加,母线电压有所波动。但过段时间后电压又保持恒定,实现了

直流母线电压的稳定。

功率因数和风速随时间变化图形如图7(c)、(d)所示,从图中可以看出,当DFIG稳定运行时功率因数为1,实现了单位功率因数。当在0.2 s时风速减小,功率因数有所波动,但过段时间又保持为1,保证了单位功率因数的动态稳定性。

有功功率和无功功率的仿真图如图7(e)、(f)所示,从图可以看出,0.2 s前,有功功率稳定在400 W,0.2 s后功率基本稳定在800 W,这验证了风速变化时导致 $|S|P_1$ 增加到原来的2倍,即有功功率增加到原来的2倍,无功功率在有功功率变化时依然等于0,实现了有功和无功功率的解耦,由仿真结果可以看出该控制方法具有较好的动态稳定性。

6 结束语

本研究提出了逆系统的非线性化控制策略,应用于变速恒频风力发电网侧的三相电压源PWM变换器中,在建立数学模型的基础上,通过逆系统理论及控制模型,构造了伪线性控制系统,通过 dq 电流的解耦控制,实现了有功无功功率的解耦,并且利用闭环控制器控制提高了系统的稳定性,通过Matlab/Simulink仿真平台对所提出的控制方法进行了验证,仿真结果表明本研究所提出的伪线性逆系统控制策略应用于变速恒频风力发电系统,具有较好的动态性和稳定性。

参考文献(References):

- [1] 刘其辉,贺益康,赵仁德. 变速恒频风力发电系统最大风能追踪控制[J]. 电力系统自动化,2003,23(27):62-67.
- [2] 赵栋利,郭金东,许洪华. 变速恒频双馈风力发电机有功、无功解耦控制研究与实现[J]. 太阳能学报,2006,27(2):174-179.
- [3] 林渭勋. 现代电力电子技术[M]. 北京:机械工业出版社,2007.
- [4] 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.
- [5] 戴先中,刘国海,张兴华. 交流传动神经网络逆控制[M]. 北京:机械工业出版社,2007.
- [6] 李泰,王奔. 基于逆系统方法的三相PWM整流器直接功率控制[J]. 电气传动,2008,38(10):33-38.
- [7] FENG Jie, JIN Huang. Novel modulation method for direct power control of three phase PWM rectifier[J]. **Power Electronics**,2006,40(4):9-11.
- [8] ACKERMANN T, SODER L. An overview of wind energy-status 2002[J]. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**,2002,6(1-2):67-127.
- [9] RIOUAL P, POLIQUEN H, LOUIS J P. Non-linear control of PWM rectifier by state feedback linearization and exact PWM control [C]//Conference Record IEEE PESC'94, 1994:1095-1102.
- [10] LEE T S. Nonlinear state feedback control design for three-phase PWM boost rectifiers using extended linearization[C]//IEEE Proceeding Power,2003:546-555. [编辑:柴福莉]