

文章编号: 1005-0523(2010)06-0080-04

双馈风机网侧变流器直接功率控制研究

喻冲, 肖潇

(华东交通大学 电子与电气学院, 江西 南昌 330013)

摘要: 针对目前双馈感应风力发电机(DFIG)采用背靠背结构通过网侧变流器与电网相连, 提出了一种采用直接功率控制方案, 直接功率控制(DPC)仅需要测量交流侧的电压与电流, 计算出瞬时有功功率, 无功功率。与参考的有功功率, 无功功率进行比较来控制网侧变流器。该方法能对直流侧电压有良好的控制, 同时能保证网侧变流器接近单位功率因数运行。

关键词: 网侧变流器; 直接功率控制; 风力发电

中图分类号: TM464

文献标识码: A

近年来, 随着能源短缺越来越严重, 风力发电技术受到了比较大的重视, 其中变速恒频风力发电技术在兆瓦级风力发电机组的应用成为研究热点。在变速恒频风力发电机组中, 双馈感应式发电机占了很大的比重。而目前双馈感应风力发电系统通过背靠背 PWM 变流器与电网相连, 网侧变流器一般采用 PWM 变流器, 对于网侧变流器其控制目标是在保证输出直流电压恒定且具有良好的动态响应能力的同时, 确保交流侧输入电流正弦, 功率因数接近 1。本文对采用直接功率控制的双馈感应式发电机网侧变流器进行了仿真研究。

1 网侧变流器拓扑结构及其数学模型

网侧变流器拓扑结构如图 1 所示, U_a, U_b, U_c 分别表示为三相电网的相电压; I_a, I_b, I_c 分别为网侧变流器交流侧的相电流; $Q_m (m=1, 2, 3, 4, 5, 6)$ 表示为功率器件和二极管; L_a, L_b, L_c 为三相电网的滤波电感; C_f 表示为直流侧电容; U_{dc} 为直流电压; I_{dc} 表示为主电路的输出电流; I_d 表示为直流侧的负载电流。 $S_j (j=a, b, c)$ 定义为逻辑开关函数, $S_j=1$ 表示为上桥臂导通; 下桥臂关断, $S_j=0$ 表示上桥臂关断; 下桥臂导通^[2]。

将图 1 的三相变流器经过变换到 dq 同步坐标系中, 可得出变流器的数学模型为

$$\begin{cases} L_f \frac{dI_d}{dt} - \omega_s L_f I_q + R_f I_d = U_{sd} - S_d U_{dc} \\ L_f \frac{dI_q}{dt} + \omega_s L_f I_d + R_f I_q = U_{sq} - S_q U_{dc} \\ C_f \frac{dU_{dc}}{dt} = \frac{3}{2} (I_d S_d + I_q S_q) - I_d \end{cases} \quad (1)$$

式中 ω_s 为同步角速度, R_f 为滤波电阻。

根据瞬时功率理论, 瞬时有功功率 P 和无功功率 Q 在 dq 坐标系中可计算得

$$\begin{cases} P = U_{sd} I_d + U_{sq} I_q \\ Q = U_{sq} I_d - U_{sd} I_q \end{cases} \quad (2)$$

在三相对称系统中 $U_{sq}=0$ 及得到 $P = U_{sd} I_d$,

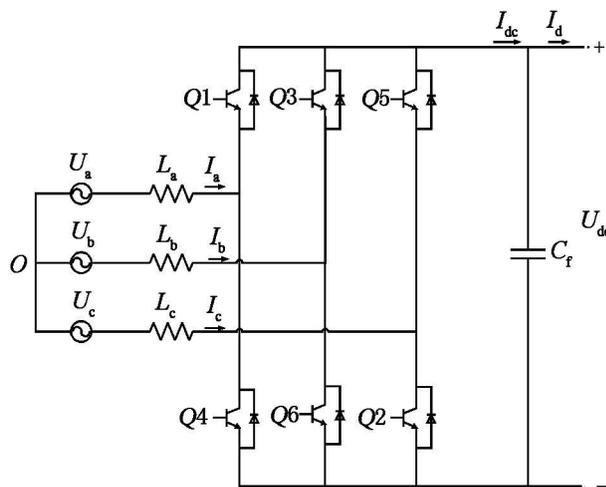


图 1 网侧变流器拓扑结构

收稿日期: 2010-10-18

作者简介: 喻冲(1987-), 男, 硕士研究生, 研究方向为电力电子与电力传动。

$Q = -U_{sd} I_q$ 带入式(1)可得到以 P, Q 为变量的数学模型

$$\begin{cases} L_f \frac{dP}{dt} = U_{sd} - w_s L_f Q - RP - S_d U_{dc} U_{sd} \\ L_f \frac{dQ}{dt} = -RQ + w_s L_f P + S_q U_{dc} U_{sd} \end{cases} \quad (3)$$

2 网侧变流器直接功率控制

2.1 直接功率控制原理

三相 PWM 整流器直接功率控制以瞬时功率的概念为核心, 在一定的电网情况下, 将检测到的三相电压和电流进行 $3 s/2 r$ 变换得到其在两相旋转坐标下的 $U_d; U_q; I_d; I_q$ 。由式(2)可得出其瞬时有功功率 P 和无功功率 Q , 将得到的瞬时有功功率 P 和无功功率 Q 分别与给定的 P_{ref} 和 Q_{ref} 进行比较, 把得到的差值信号送入 PI 调节器, 经过 PI 调节器处理后进行 $2 r/2 s$ 变换得到在静止坐标系下的信号经过 SVPWM 调制得到开关管的驱动信号。给定的有功功率 P_{ref} 由直流电压闭环得到, 给定的无功功率 Q_{ref} 由外部给出一般设为 0。

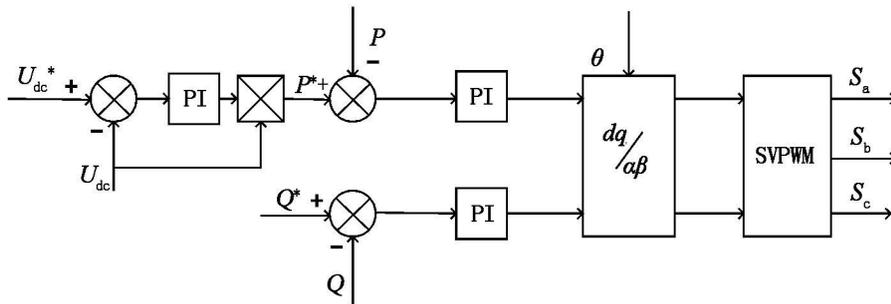


图 2 直接功率控制原理图

2.2 电压外环的设计

网侧变流器外环的设计主要是维持直流电压的稳定, 电压外环的控制框图如图 3 所示

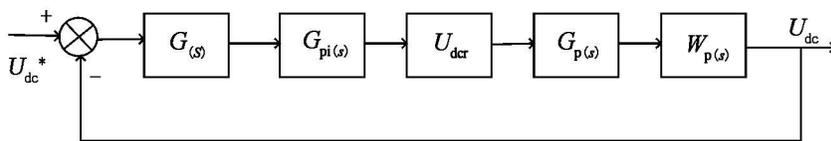


图 3 DPC 控制系统图

图 3 中 $G(s)$ 为低通滤波函数; $G_{pi}(s)$ 为 PI 调节器的传递函数; $G_p(s)$ 为功率内环等效时间函数; $W_p(s)$ 为功率内环控制函数。可得控制系统的开环传递函数为

$$G_k = U_{dcr} G(s) G_{pi}(s) G_p(s) W_p(s) \quad (4)$$

设 $G(s); G_{pi}(s); G_p(s); W_p(s)$ 分别为 $\frac{1}{T_c s + 1}; K_I + \frac{K_{II}}{s}; \frac{1}{T_p s + 1}; \frac{K_s}{R_L C s + 1}$, 代入式(4)可得

$$G_k = \frac{K_i K_s U_{dcr} (\tau_1 s + 1)}{\tau_1 s (T_c s + 1) (T_p s + 1) (R_L C s + 1)} \quad (5)$$

因为功率外环等效小惯性环节可以忽略不计。则式(5)可简化为

$$G_k = \frac{K_i K_s U_{dcr} (\tau_1 s + 1)}{\tau_1 s (T_c s + 1) (R_L C s + 1)} \quad (6)$$

则对应的系统闭环传递函数为

$$G_b(s) = \frac{K_I K_S U_{\text{der}} \tau_1 s + K_I K_S U_{\text{der}}}{T_c R_L C \tau_1 s^3 + (T_c \tau_1 + R_L C \tau_1) s^2 + (\tau_1 + K_I K_S U_{\text{der}} \tau_1) s + K_I K_S U_{\text{der}}} \quad (7)$$

式中： τ_1 为时间常数； K_I 和 K_{II} 为函数 $G_{pi}(s)$ 的系数， K_I 为函数 $G_p(s)$ 的系数， K_S 为函数 $w_p(s)$ 的系数。

电压外环的主要控制作用是稳定直流电压，所以为了着重考虑电压外环的抗扰性能，因此对于式(7)的三阶系统我们设定时间参数 $T_c \gg \omega_c$ (截止角频率)，则式(7)可进一步简化为典型II型系统标准传递函数。

$$G_k = \frac{K \left(\frac{\tau_s + 1}{T_s + 1} \right)}{s^2} \quad (8)$$

式中： $K = \frac{K_I K_S U_{\text{der}}}{\tau_1 s T_c}$ ； $\tau = \tau_1$ ； $T = R_L C$ 。

式(8)的开环波德图如图4所示。

对于图4所示的系统，当闭环谐振峰值为 M_r 时，各变量的关系如下所示

$$K = \omega_1 \omega_c = \frac{h+1}{2h^2 T^2} ; \omega_c = \frac{K}{\omega_1} = \frac{h+1}{2hT} ; M_r = \frac{h+1}{h-1} ; \frac{\omega_2}{\omega_c} = \frac{2h}{h+1} ; \frac{\omega_c}{\omega_1} = \frac{h+1}{2} \quad (9)$$

式(9)中 h 为中频区宽度，取值一般为3~10，一般取5。

则可得到

$$\tau = \tau_1 = \frac{1}{\omega_1} = \frac{h}{\omega_2} = hT = 5R_L C ; K = \frac{h+1}{2h^2 T^2} = \frac{6}{50R_L^2 C^2} ;$$

$$\begin{cases} K_I = K_{pi} = \frac{K \tau_1 T_c}{R_L} = \frac{0.6 T_c}{R_L^2 C} \\ K_{II} = \frac{K_I}{\tau_1} \end{cases}$$

在进行仿真中，根据上述的公式可以确定PI控制器的基本参数，然后在进行适当的调整便可以找到一组优化的参数，可以减少在仿真中的盲目性^[5]。

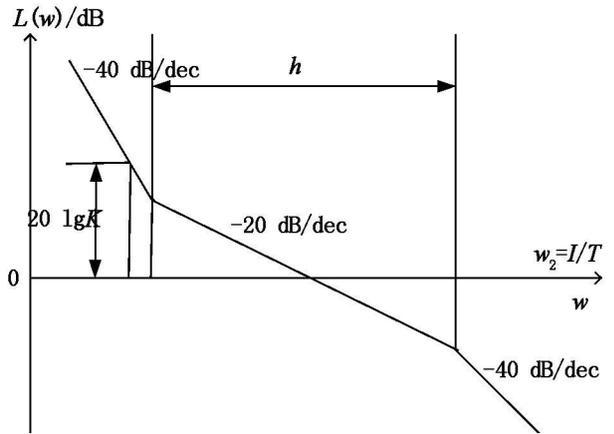


图4 电压环开环波德图

3 网侧变流器 DPC 系统仿真与结果分析

利用 MATLAB/Simulink 7.0 建立了 DPC 系统的模型，系统参数：交流侧电压 70 V，直流侧电容 2 μF，输出直流侧额定电压 105 V，交流侧负载为 50 Ω，直流电压 PI 控制器参数为 $K_p = 3$ ； $K_i = 0.005$ 。系统的仿真

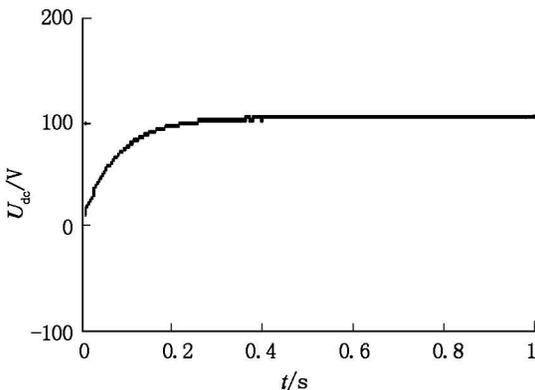


图5 直流电压波形

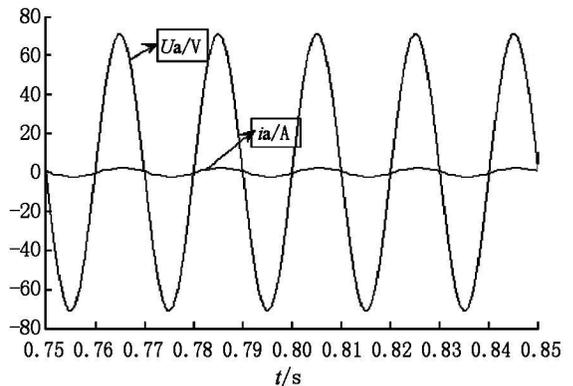


图6 相电压 U_a 和相电流 i_a 波形

结果如图5,图6所示

由图5,图6可知此时直流侧电压稳定在给定的电压值105 V;交流侧电压和电流为正弦波且同相位运行。

4 结语

本文根据网侧变流器的数学模型和直接功率控制数学模型,建立了采用直接功率控制的网侧变流器的MATLAB模型,从仿真结果可知这些技术指标满足网侧变流器的运行要求,证实了网侧变流器采用直接功率控制的可能性。

参考文献:

- [1] 罗伟伟. 直接功率控制策略在双馈风力发电机组实验系统中的仿真研究[J]. 大电机技术, 2008, 20(5): 23-26.
- [2] 王久和, 李华德, 李正熙. 电压型PWM整流器直接功率控制研究[J]. 辽宁工程技术大学学报, 2004, 23(5): 628.
- [3] 张俊峰, 毛承雄, 陆际明. 双馈感应式发电机的直接功率控制策略[J]. 电力系统自动化, 2006, 26(4): 31-35.
- [4] 徐小品, 黄进, 杨家强. 瞬时功率控制在三相PWM整流器中的应用[J]. 电力电子技术, 2004, 38(2): 30-44.
- [5] 陈伟, 邹旭东, 唐建, 等. 三相电压型PWM整流器直接功率控制调制机制[J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(3): 35-41.
- [6] 罗勇, 金新民, 董亦斌. 风力发电并网变流器直接功率控制研究[J]. 电气传动, 2008, 38(11): 46-48.
- [7] DAI S A. A DSP Controlled Multi-level Inverter Providing dc-link Voltage Balancing, Ride-through Enhancement and common-mode Voltage Elimination[D]. Oregon State University, USA, 2004: 13-14.
- [8] KIM J H, SUL S K. PWM Method of a Three-level Neutral-point-clamped Converter Under Neutral Point Imbalance Condition[C]// IEEE APEC 2007, California USA, 2007, 1: 089-1094.
- [9] 王久和, 李华德. 一种新的电压型PWM整流器直接功率控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(16): 47-52.

A Study on the Direct Power Control in Grid-side Converter of Double-fed Wind Power Generating

Yu Chong, Xiao Xiao

(School of Electrical and Electronic Engineering, East China Jiaotong University, Nanchang 330013, China)

Abstract: Aiming at the present Double-fed Wind Power Generating (DFIG) using back-to-back structure to connect grid through the grid-side converter, a plan adopting direct power control (DPC) is proposed. Direct power control (DPC) only needs to measure the ac voltage and current; calculate the instantaneous active power and reactive power. The active power and reactive power are compared to control net side converter, which can have good control for dc voltage, and can ensure operation of the grid-side converter unit power factor.

Key words: grid-side converter; DPC; wind power generation

(责任编辑 王建华)