

文章编号: 1005-8451 (2010) 03-0020-04

## 风力发电励磁系统研究

陆野<sup>1</sup>, 韩竺秦<sup>2</sup>, 王晶<sup>2</sup>

(1. 中铁十四局 隧道处, 南京 210000; 2. 兰州交通大学 机电技术研究所, 兰州 730070)

**摘要:** 采用具有优良输入、输出特性的双脉宽调制(PWM)控制的交-直-交变频器作为交流励磁发电机的励磁电源。仿真实验表明: 基于动态同步坐标轴系的双通道解耦励磁控制策略能够实现交流励磁发电机有功、无功和转速的独立调节。双PWM变换器具有功率双向流动, 输入和输出谐波电流小, 动态性能优良, 功率因数可调等优点, 是交流励磁发电机的理想励磁电源。

**关键词:** 风力发电; 励磁电源; 脉宽调制; 变速恒频

**中图分类号:** TM61      **文献标识码:** A

### Study on Wind Power Excitation System

LU Ye<sup>1</sup>, HAN Zhu-qin<sup>2</sup>, WANG Jing<sup>2</sup>

(1. Tunnel Department, China Railway 14 Group Corporation, Nanjing 210000, China;

2. Mechatronic and Electronic Technology Institute, Lanzhou Jiaotong University, Lanzhou 730070, China)

**Abstract:** This article applied dual pulse width modulation (PWM) with the excellent input and the output feature to control AC-DC-AC inverters as the excitation power supply for AC excited generator. Through the simulation experiment, it was proved that dual-channel excitation controlling strategy based on dynamic synchronous shaft decoupling could implement the independent regulation of the AC excited generator active power, reactive power and rotating speed. The dual PWM converter had many advantages such as bidirectional power flow, low harmonics input and output currents, excellent dynamic response and adjustable power factor, it was the ideal excitation power of AC excited generator.

**Key words:** wind power; excitation power supply; pulse width modulation; variable speed constant frequency

利用可再生能源风能, 对于缓解能源匮乏具有非同寻常的意义。和常规风力发电系统相比, 变速恒频交流励磁双馈风力发电系统配置的变频器在转子回路, 仅处理双向流动的转差功率, 具有变频器体积小、重量轻、成本低的特点, 实现了机电系统的柔性连接。目前, 通常采用双脉宽调制

(PWM) 控制的交-直-交电压型变频器作为交流励磁发电机的变频励磁电源, 该变频器由电网侧变换器和转子侧变换器所构成, 因此也常称为“背靠背”变换器或双PWM变换器。

### 1 双 PWM 变换器的工作原理

图1为双PWM变换器励磁的交流励磁发电机系统总体结构图, 双PWM变换器由电网侧变换器

收稿日期: 2009-06-29

作者简介: 陆野, 助理工程师; 韩竺秦, 在读硕士研究生。

目前, 本文提出的混合加密算法的仿真系统还不够完善, 对它的研究、分析、测试和应用尚处于初级阶段, 有待进一步提高。

#### 参考文献:

- [1] 董尼. 基于AES与ECC的混合密码[D]. 合肥: 合肥工业大学, 2006, 4.
  - [2] 涂志强. VPN技术研究及在油田的应用[D]. 北京: 中国地质大学, 2006, 4.
  - [3] 尹献涛. IPSec协议分析研究[D]. 长沙: 湖南师范大学,
- 2004, 4.
- [4] 冯娟娟. 加速ECC算法的相关算法研究[D]. 北京: 信息工程大学, 2006, 4.
  - [5] 杨成威. 基于AES和ECC的混合密码系统研究[J/OL]. 河南科学, 2006, 24 (2).
  - [6] 侯整风, 李岚. 椭圆曲线密码系统(ECC)整体算法设计及优化研究[J/OL]. 电子学报, 2004 (11): 145-147.
  - [7] 潘茜. 基于IPSec VPN的安全策略研究[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2007, 1.

和转子侧变换器构成。两个 PWM 变换器的电路拓扑结构完全相同，在转子不同的能量流动方向状态下，交替实现整流和逆变的功能。交流励磁发电机运行于次同步状态时，转子绕组吸收转差功率，电网侧变换器工作于 PWM 整流状态，转子侧变换器工作于 PWM 逆变状态；发电机运行于超同步状态时，部分转差功率将由转子绕组经励磁变频器回馈电网，此时转子侧变换器工作于 PWM 整流状态，电网侧变换器则工作于 PWM 逆变状态。

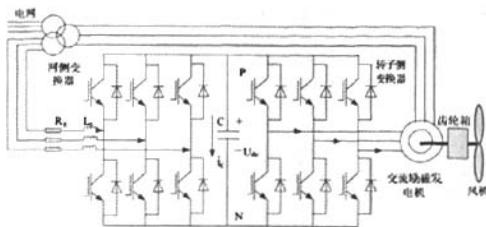


图1 双 PWM 变换器励磁的交流励磁发电系统总体结构图

### 1.1 电网侧变换器

设三相电路完全对称，网侧变换器输入电抗器中的电感处于非饱和状态，忽略电源内阻，并认为开关元件是理想的，忽略死区时间效应及开关管管压降的影响，开关频率远大于电网频率，可忽略高次谐波的影响。电网电源电压  $E_g$ 、输入电抗器的阻抗  $R_g + j\omega L_g$ ，网侧变换器输入端电压  $U_g$  及流过电抗器的电流  $I_g$  共同决定网侧变换器的工作状态。

图2为网侧变换器交流侧的等效电路图。由于电路对称，下面以单相稳态运行情况为例进行分析。输入电流的正方向规定如图2。

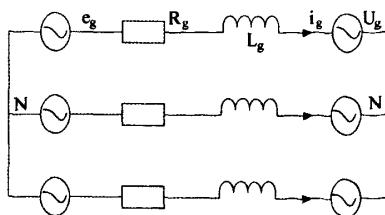


图2 网侧变流器交流侧等效电路

从等效电路可得：

$$E_g - I_g(R_g + j\omega L_g) = U_g \quad (1)$$

由式(1)可得网侧变换器单相稳态运行向量

图，如图3。图3(a)表示网侧变换器工作于整流状态，能量从电网流入变频器；图3(b)表示网侧变换器工作于逆变状态，能量从变频器回馈给电网。

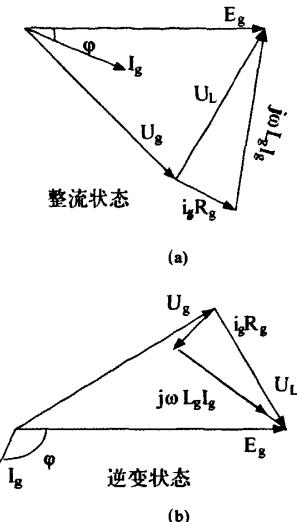


图3 网侧变换器向量图

由向量图可知，调节网侧变换器输入电压  $U_g$  的幅值和相位可以控制输入电流  $I_g$  的大小以及与电网电压的相位角，从而可使该变换器运行于不同的工作状态。当网侧变换器以单位功率因数运行时，输入电网电流全为有功分量，恰当控制输入电流的有功分量即可实现直流链电压的稳定控制。网侧变换器从电网吸收的无功功率为零，电网电流的基波保持正弦并与电网电压保持同相位或反相位，能量由电网输入至网侧变换器或由变换器回馈给电网，满足交流励磁发电机在转速变化时转子励磁功率双向流动的要求。网侧变换器也可工作于非单位功率因数运行状态，此时电网电流的基波与电网电压具有一定的相位关系。因此，网侧变换器具备一定的无功调节能力，可与交流励磁发电机配合控制整个系统的无功输出。由此可见，双 PWM 变换器具有灵活的运行方式，功率双向流动，输入、出谐波电流小，功率因数可调，是交流励磁发电机的理想励磁电源。

### 1.2 电网侧变换器的数学模型

为获得有效的网侧变换器控制算法，关键要建立准确的网侧变换器数学模型。网侧变换器的高频数学模型基于变换器开关函数的定义，充分

反映了网侧变换器的开关细节和高频工作机理，该模型引入开关函数的概念。假设  $S_i$  ( $i=a, b, c$ ) 为第  $i$  相的开关函数，则可以将  $S_i$  表示成：

$$S_i = \begin{cases} 1 & \text{--- } S_{ip} \text{ 导通} \\ 0 & \text{--- } S_{in} \text{ 导通} \end{cases} \quad (2)$$

用开关状态描述的网侧变换器主电路的简化模型如图 4。

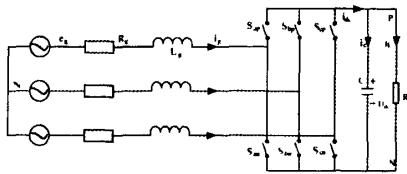


图 4 网侧变换器主电路简化电路图

可以获得三相静止坐标系下网侧变换器的数学模型：

$$\left\{ \begin{array}{l} L_g \frac{di_{ga}}{dt} = -R_g i_{ga} - \left( S_a - \frac{S_a + S_b + S_c}{3} \right) U_{dc} + e_{ga} \\ L_g \frac{di_{gb}}{dt} = -R_g i_{gb} - \left( S_b - \frac{S_a + S_b + S_c}{3} \right) U_{dc} + e_{gb} \\ L_g \frac{di_{gc}}{dt} = -R_g i_{gc} - \left( S_c - \frac{S_a + S_b + S_c}{3} \right) U_{dc} + e_{gc} \\ C \frac{du_{dc}}{dt} = S_a i_{ga} + S_b i_{gb} + S_c i_{gc} - i_L \end{array} \right. \quad (3)$$

由式 (3) 可知，网侧变换器每一相输入电流均由三相开关函数共同控制，因而网侧变换器是一个强耦合的高阶非线性系统。为简化数学模型，可以采用一定的数学手段变换式 (3)。假设 d-q 坐标系以同步速度旋转且 q 轴超前于 d 轴，利用三相静止坐标系到 d-q 同步旋转坐标系的变换矩阵对式 (3) 进行变换，可以得到 d-q 同步旋转坐标系下的网侧变换器数学模型：

$$\left\{ \begin{array}{l} L_g \frac{di_{gd}}{dt} = -R_g i_{gd} - \omega L_g i_{gq} - u_{gd} + e_{gd} \\ L_g \frac{di_{gq}}{dt} = -R_g i_{gq} - \omega L_g i_{gd} - u_{gq} + e_{gq} \\ C \frac{du_{dc}}{dt} = S_d i_{gd} + S_q i_{gq} - i_L \end{array} \right. \quad (4)$$

式 (4) 中， $e_{gd}$ 、 $e_{gq}$  分别为电网电压的 d、q 轴分量；

$i_{gd}$ 、 $i_{gq}$  分别为电网电流的 d、q 轴分量； $u_{gd}$ 、 $u_{gq}$  分别为网侧变换器输入控制电压的 d、

q 轴分量；

$S_d$ 、 $S_q$  分别为开关函数的 d、q 轴分量；

$\omega$  为 d-q 同步旋转坐标系的旋转角频率，即电网的电角频率。

### 1.3 电网侧变换器矢量控制

式 (4) 为 d-q 同步坐标系下网侧变换器的数学模型。如果将电网电压综合矢量定向在 d 轴上，则电网电压在 q 轴上投影为 0，可进一步简化其数学模型。将检测到的电网三相电压经过 3/2 坐标变换后可计算出电网电压矢量的位置，即得到 d 轴的位置  $\theta_e$ ，此位置角即为坐标变换所需的同步角。d-q 坐标系下网侧变换器输入的有功功率和无功功率分别为：

$$\left\{ \begin{array}{l} P_g = e_{gd} i_{gd} + e_{gq} i_{gq} = e_{gd} i_{gd} \\ Q_g = e_{gd} i_{gq} - e_{gq} i_{gd} = e_{gd} i_{gq} \end{array} \right. \quad (5)$$

式 (5) 中， $P_g > 0$  表示变换器工作于整流状态，从电网吸收有功功率； $P_g < 0$  表示变换器工作于逆变状态，这时有功功率从变换器返回电网。 $Q_g > 0$  表示变换器从电网吸收滞后无功电流； $Q_g < 0$  表示变换器从电网吸收超前无功电流。d 轴表示有功参考轴，而 q 轴表示无功参考轴，调节输入电流在 d、q 轴的分量，就可以独立地控制变换器输入的有功功率和无功功率（功率因数）。由图 1 的结构可知，当网侧变换器的输入功率大于转子侧变换器的输出功率时，多余的功率会使直流侧电容电压升高；反之，电容电压会降低。因此，网侧变换器输入的有功功率应能平衡转子侧变换器输出的励磁功率，以保持直流链电压稳定。由于变换器的 d 轴电流和它吸收的有功功率成正比，因此可控制直流侧电容电压，直流电压调节器的输出  $i_{gd}$  可作为电网电流的 d 轴分量给定，它反映了变换器输入有功电流的大小。

网侧变换器可采用双闭环控制，外环为直流电压控制环，主要作用是稳定直流侧电压。内环为电流环，主要作用是跟踪电压外环输出的有功电流指令以及设定的无功电流指令以实现快速的电流控制。网侧变换器在 d-q 坐标系下的数学模型也可表示为，

$$\left\{ \begin{array}{l} u_{gd} = -R_g i_{gd} - L_g \frac{di_{gd}}{dt} + \omega L_g i_{gq} + e_{gd} \\ u_{gq} = -R_g i_{gq} - L_g \frac{di_{gq}}{dt} - \omega L_g i_{gd} \end{array} \right. \quad (6)$$

由式(6)可知, d、q轴电流除受控制电压 $u_{gd}$ 和 $u_{gq}$ 的影响外, 还受耦合电压 $\omega L_g i_{gq} - \omega L_g i_{gd}$ 以及电网电压 $e_{gd}$ 的影响。耦合电压的存在以及电网电压的扰动都不利于d、q轴电流的解耦控制。因此, 除了对d、q轴电流进行闭环PI调节控制外, d、q轴控制电压中还应加上交叉耦合电压补偿项和电网电压补偿项, 这样不但可实现d、q轴电流的独立控制, 而且还可提高系统的动态控制性能。最终的d、q轴控制电压分量为:

$$\begin{cases} u_{gd} = -[K_p(\tau_i s + 1)/\tau_i s](i_{gd}^* - i_{gd}) + \omega L_g i_{gq} + e_{gd} \\ u_{gq} = -[K_p(\tau_i s + 1)/\tau_i s](i_{gq}^* - i_{gq}) - \omega L_g i_{gd} \end{cases} \quad (7)$$

式(7)中:  $K_p$ 、 $\tau_i$ 分别为PI调节器的比例系数和积分时间常数。

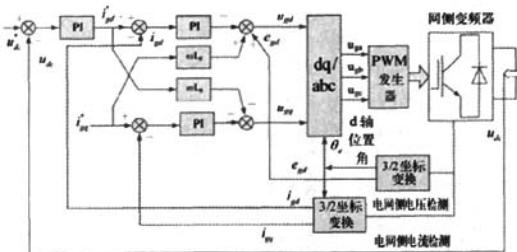


图5 网侧变换器电压、电流双闭环系统框图

图5为基于电网电压定向的网侧变换器电压、电流双闭环矢量控制系统的框图。直流环节给定电压 $u_{dc}^*$ 和反馈电压 $u_{dc}$ 比较后的误差经PI调节器调节输出 $i_{gd}^*$ , 按系统无功要求可设定 $i_{gq}^*$ 。将采样得到的电网三相电流经坐标变换后可得到d、q轴实际电流 $i_{gd}$ 和 $i_{gq}$ 。 $i_{gd}^*$ 、 $i_{gq}^*$ 分别与 $i_{gd}$ 、 $i_{gq}$ 比较后进入PI调节器, 其输出分别与交叉电压解耦补偿项以及电网电压扰动前馈补偿项 $e_{gd}$ 相运算后得到变换器的d、q轴控制电压 $u_{gd}$ 和 $u_{gq}$ ,  $u_{gd}$ 和 $u_{gq}$ 经坐标变换后得到静止坐标系下的三相控制电压 $u_{ga}$ 、 $u_{gb}$ 和经PWM发生器产生相应驱动信号后控制电网侧变换器。

## 2 仿真验证

为了验证以上理论分析, 本文在MATLAB / SIMULINK下进行了仿真研究。系统的仿真参数为: 最大风能利用系数 $C_{pmax}=0.46$ ; 齿轮传动比 $N=7.8$  N, 额定功率 $P_n=2.2$  kW, 额定电压 $U_n=220$  V, 额定频率 $f=50$  Hz, 电机极对数

$P=2$ , 定子绕组电阻 $R_s=0.432$  Ω, 转子绕组电阻 $R_r=0.81$  Ω, 定子绕组漏感 $L_s=2$  mH, 转子绕组漏感 $L_t=5.3$  mH, 互感 $L_m=62.3$  mH, 转动惯量 $J=0.089$  kg · m<sup>2</sup>。

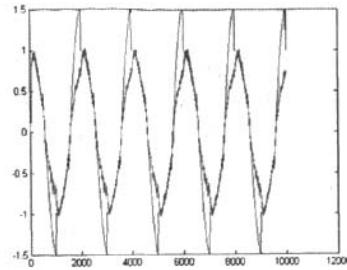


图6 输入电压与电流波形

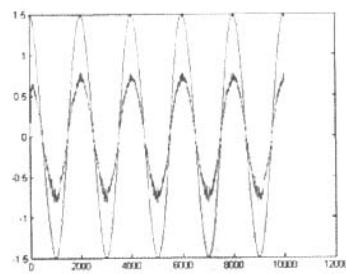


图7 网侧输出电压与电流波形

图6和图7为输入电流与电压和网侧变换器交流侧的电压与电流仿真波形。从图6中可以发现, 网侧变换器交流侧的功率因数非常高(其绝对值接近于1), 进线电流波形接近于正弦, 其谐波含量较之传统的交交变频器小的很。同时, 图7中的输出电流波形的谐波也非常小, 这些都说明采用交直交双PWM变换器作为双馈感应发电机的转子励磁电源, 其性能是传统相控交交变频器的励磁电源所无法比拟的。

## 3 结束语

风力发电机单机容量的增大, 在追踪最大风能的运行中, 必须实现变速恒频发电, 交流励磁双馈发电机是较好的选择。双馈发电机交流励磁电源\双PWM方式的变频器由于有优良的输入、输出特性和能量双向流动的能力, 已成为具有实用价值的电源方案。