

变速恒频无刷双馈风电机组的励磁电源研究

王琦^{1,2}, 陈小虎³, 袁越², 纪延超⁴

(1. 南京师范大学电气与自动化学院, 江苏 南京 210042; 2. 河海大学能源与电气学院, 江苏 南京 210098;
3. 金陵科技学院机电工程系, 江苏 南京 211169; 4. 哈尔滨工业大学电气工程系, 黑龙江 哈尔滨 150001)

摘要: 基于同步坐标下的无刷双馈电机的数学模型, 研究变速恒频无刷双馈风电机组的矩阵变换器式交流励磁电源, 提出了矩阵变换器的SPWM调制策略, 并验证了矩阵变换器可以满足无刷双馈风电机组的运行条件。将矩阵变换器与电压型双PWM控制交-直-交变频器从响应速度和谐波含量方面, 进行了详细的分析比较。在相同情况下, 采用矩阵变换器励磁时, 响应速度优于电压型双PWM交-直-交变频器。对矩阵变换器交流励磁变速恒频无刷双馈风电机组进行仿真分析, 发电机组输出电流的谐波含量少。

关键词: 风力发电; 变速恒频; 无刷双馈电机; 矩阵变换器; 谐波

Study on excitation source of variable-speed constant-frequency brushless double-fed wind power generators

WANG Qi^{1,2}, CHEN Xiao-hu³, YUAN Yue², JI Yan-chao⁴

(1. School of Electrical & Automation, Nanjing Normal University, Nanjing 210042, China;
2. College of Energy and Electrical Engineering, Hohai University, Nanjing 210098, China;
3. Department of Electromechanical Engineering, Jinling Institute of Technology, Nanjing 211169, China;
4. Department of Electrical Engineering, Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, China)

Abstract: According to the mathematical model of the VSCF brushless doubly-fed generator in synchronous coordinates, the paper studies matrix converter AC excited power of variable speed constant frequency brushless double-fed wind generators, puts forward SPWM controlling strategies of matrix converters, and verifies the operational conditions of matrix converters that can meet the demands of brushless double-fed wind generator; then makes a thorough comparison between matrix converters and voltage dual PWM AC-DC-AC converters from the aspects of response speed and harmonic content. Under the same circumstances, when matrix converter is adopted to be the excitation, the response speed is faster than that of dual PWM AC-DC-AC converter. In addition, through the simulation analysis of matrix converter AC excited variable speed constant frequency brushless double-fed wind generators, the study finds that the harmonic content of the output current is small.

Key words: wind power generation; variable-speed constant-frequency; brushless double-fed machine; matrix converter; harmonic

中图分类号: TM761 文献标识码: A 文章编号: 1674-3415(2010)23-0026-06

0 引言

风力发电机组并网发电时, 要求输出频率和电网频率一致。采用变速恒频(Variable Speed Constant Frequency, VSCF)方式可以提高风能的获取和转换效率, 是很适合风力发电的运行方式。

变速恒频无刷双馈风电机组中, 无刷双馈发电

机控制绕组励磁电压的控制是由变频器来实施的。它承担着产生发电机控制绕组励磁电压相量, 传输系统与发电机控制绕组部分有功功率、调解无功功率等重要任务。因此, 应该根据变速恒频无刷双馈风电机组的控制目标设计变频器的控制部分^[1-2]。

当前的无刷双馈电机的交流励磁电源多采用电压型双PWM控制的交-直-交变频器, 由于这种变频器内部有个大直流电容存在, 对于风力发电机组的维护提出了更高的要求, 而矩阵变换器(Matrix

基金项目: 江苏省普通高校自然科学基金研究计划资助项目 (09KJB470004)

Converter, MC)作为一种新型的“绿色”功率变换器,与传统的电压型双PWM控制的交-直-交变频器相比,不存在直流电容、结构简单、功率因数高、输出波形质量好。

对于矩阵变换器的研究,多见于对拓扑电路调制方法的研究^[3-4],也有资料对矩阵变换器式双馈风电机组的控制方面进行研究^[5-6],但针对无刷双馈风电机组的励磁电源研究的文献还不多见。本文研究矩阵变换式变速恒频无刷双馈风电机组的交流励磁电源,并将其与电压型双PWM控制交-直-交变频器从响应速度和谐波含量方面进行比较。

1 变速恒频无刷双馈风电机组的数学模型

本文所研究的变速恒频无刷双馈风电机组如图1所示,图中的双向变频器就是下面将要研究比较的矩阵变换器和电压型双PWM控制的交-直-交变频器。

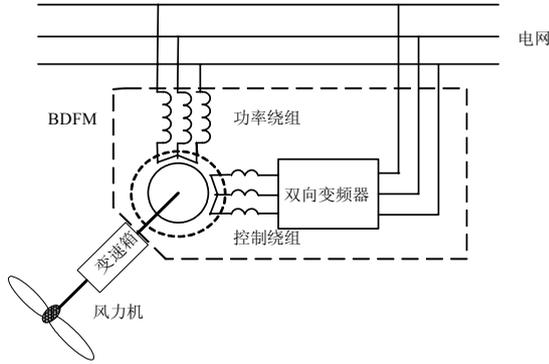


图1 无刷双馈风力发电系统运行图

Fig.1 Structure of brushless doubly-fed machine

满足如下情况: BDFM 处于稳态,且有 $\omega_s = \omega_p - P_p \omega_r = \omega_c + P_c \omega_r$,忽略电机磁链暂态变化,将定子功率绕组的电流正方向假定为相反方向,可以得到基于同步坐标系下^[7-8],功率绕组(发电机惯例),控制绕组(电动机惯例),写出的数学模型为:

$$\begin{bmatrix} u_{dp}^{pe} \\ u_{qp}^{pe} \end{bmatrix} = -R_p \begin{bmatrix} i_{dp}^{pe} \\ i_{qp}^{pe} \end{bmatrix} + L_p \omega_p \begin{bmatrix} i_{qp}^{pe} \\ -i_{dp}^{pe} \end{bmatrix} + M_p \omega_p \begin{bmatrix} -i_{qr}^{pe} \\ i_{dr}^{pe} \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} \psi_{dp}^{pe} \\ \psi_{qp}^{pe} \end{bmatrix} = L_p \begin{bmatrix} i_{dp}^{pe} \\ i_{qp}^{pe} \end{bmatrix} - M_p \begin{bmatrix} i_{dr}^{pe} \\ i_{qr}^{pe} \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$\begin{bmatrix} u_{dc}^{ce} \\ u_{qc}^{ce} \end{bmatrix} = R_c \begin{bmatrix} i_{dc}^{ce} \\ i_{qc}^{ce} \end{bmatrix} + L_c \omega_c \begin{bmatrix} i_{qc}^{ce} \\ -i_{dc}^{ce} \end{bmatrix} + M_c \omega_c \begin{bmatrix} i_{qr}^{pe} \\ i_{dr}^{pe} \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$\begin{bmatrix} \psi_{dc}^{ce} \\ \psi_{qc}^{ce} \end{bmatrix} = L_c \begin{bmatrix} i_{dc}^{ce} \\ i_{qc}^{ce} \end{bmatrix} + M_c \begin{bmatrix} -i_{dr}^{pe} \\ i_{qr}^{pe} \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$0 = R_r \begin{bmatrix} i_{dr}^{pe} \\ i_{qr}^{pe} \end{bmatrix} + M_p \omega_s \begin{bmatrix} i_{qp}^{pe} \\ -i_{dp}^{pe} \end{bmatrix} - M_c \omega_s \begin{bmatrix} i_{qc}^{ce} \\ i_{dc}^{ce} \end{bmatrix} + L_r \omega_s \begin{bmatrix} -i_{qr}^{pe} \\ i_{dr}^{pe} \end{bmatrix} \quad (5)$$

式中: $\omega_s = \omega_p - P_p \omega_r = \omega_c + P_c \omega_r$,

$$T_e = \frac{3}{2} \left[-P_p M_p (i_{qp}^{pe} i_{dr}^{pe} - i_{dp}^{pe} i_{qr}^{pe}) - P_c M_c (i_{qc}^{ce} i_{dr}^{pe} + i_{dc}^{ce} i_{qr}^{pe}) \right] \circ$$

电机的运动方程为:

$$\frac{d}{dt} \omega_r = (T_e - T_m - K_d \omega_r) / J \quad (6)$$

式中: J 、 K_d 为转子机械惯量、转动阻尼系数; T_e 、 T_m 分别为电磁转矩和机械转矩。

公式(1)~(6)构成了无刷双馈发电机的数学模型。当然这个模型由于忽略了电机磁链暂态变化,适用于并网风电机组动态特性的仿真研究。在某些情况也有不太正确的情况,比如,电机本体的电磁特性研究,就不太适合用本模型^[9]。

2 矩阵变换器交流励磁无刷双馈风电机组

广义地讲,矩阵变换器可以将频率为 f_1 的 n 相系统变换为频率为 f_2 的 m 相系统。除了必要的为消除开关纹波的高频滤波器以外,无中间储能环节,从而实现输入到输出的能量直接传递。

矩阵变换器的调制策略可用开关函数矩阵来描述,开关函数矩阵的确定有直接变换法和间接变换法两种。直接变换法是通过输入电压连续斩波来合成输出电压,包括坐标变换式、谐波注入式、输入电压瞬时值控制式。本文采用间接控制法又称交-直-交等效法,它将矩阵变换器等效成为虚拟整流部分和虚拟逆变部分,其电路如图2所示,图中左半部分为虚拟整流器(IRE),右半部分为虚拟逆变器(IIN)。显然,各双向开关必须满足一定的约束条件,以保证输入侧不能短路,而输出侧因带感性负载又不能开路。对应于IRE部分要求同一输入母线 p 或 n 上的开关必有且只有一个导通,而IIN部分同一输出线A、B、C上必有且只有一个开关导通。

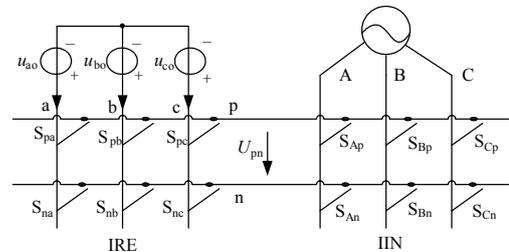


图2 矩阵变换器等效交-直-交电路

Fig.2 AC-DC-AC equivalent circuit of MC

2.1 虚拟整流过程

由矩阵变换器的交-直-交等效电路,在虚拟整流器变换过程中,根据三相桥式全控整流电路的整流电压平均值计算公式: $U_d = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U \cdot \cos \alpha$ 可知,

如果取整流控制角 $\alpha = 0$, 则可获得最大整流输出电压, 在输入电源电压的一个周期内, U_d 共有六种状态, 即 U_{ab} 、 U_{ac} 、 U_{bc} 、 U_{ba} 、 U_{ca} 、 U_{cb} 。利用矩阵变换器电压变换过程中的这一特点, 可以把矩阵变换器看成分别由 U_{ab} 、 U_{ac} 、 U_{bc} 、 U_{ba} 、 U_{ca} 、 U_{cb} 依次供电的传统六开关逆变器。其中在 $U_d = U_{ab}$ 时等效的六开关 g_1 、 g_2 、 g_3 、 g_4 、 g_5 和 g_6 所对应的矩阵变换器开关分别为 S_{11} 、 S_{23} 、 S_{12} 、 S_{21} 、 S_{13} 和 S_{22} , 其他开关对应关系如表1所示。

基于以上对虚拟逆变器的分析, 矩阵变换器的变换过程可以看成是由六组不同的六开关逆变器轮流运行的过程。

表1 矩阵变换器等效逆变器开关对应表

Tab. 1 Switches correspondence table of equivalent inverter of MC

G/U_d	U_{ab}	U_{ac}	U_{bc}	U_{ba}	U_{ca}	U_{cb}
G_1	S_{11}	S_{11}	S_{21}	S_{21}	S_{31}	S_{31}
G_2	S_{23}	S_{33}	S_{33}	S_{13}	S_{13}	S_{23}
G_3	S_{12}	S_{12}	S_{22}	S_{22}	S_{32}	S_{32}
G_4	S_{21}	S_{31}	S_{31}	S_{11}	S_{11}	S_{21}
G_5	S_{13}	S_{13}	S_{23}	S_{23}	S_{33}	S_{33}
G_6	S_{22}	S_{32}	S_{32}	S_{12}	S_{12}	S_{22}

2.2 虚拟逆变过程

采用三角波比较方式的电流跟踪型PWM逆变电路, 这里把指令电流 i_a^* 、 i_b^* 、 i_c^* 和逆变电流实际输出电流 i_a 、 i_b 、 i_c 进行比较, 求出偏差电流, 然后通过放大器A放大后, 再去与三角波进行比较, 产生PWM波, 加到逆变电路上。

通过对矩阵变换器虚拟逆变和虚拟整流过程的分析, 其SPWM控制策略的实现过程可概括如下: 首先检测输入电压源 U_{ab} 、 U_{ac} 、 U_{bc} 、 U_{ba} 、 U_{ca} 、 U_{cb} 此时所处的状态, 由它判断其中的哪一个作为等效逆变器的输入源, 同时选择与之对应开关组成的等效逆变器(IIN) 作为此时MC的调制对象, 然后生成对应的SPWM控制指令来控制IIN六个开关的通断。根据指令电流 i_a^* 、 i_b^* 、 i_c^* 和逆变电流实际输出电流 i_a 、 i_b 、 i_c 进行比较, 求出偏差电流, 然后通过放大器A放大后, 再去与三角波进行比较, 产生PWM波信号来分别控制等效逆变器的六个开关的通断, 对矩阵变换器剩下的其他三个开关

不进行控制, 使之处于断开状态。

本文通过把传统的交-直-交变换器的SPWM控制策略应用到矩阵变换器的控制中, 提出了一种简单的控制策略, 即矩阵变换器的SPWM控制策略。它具有主电路回路结构简单, 控制方案简单、控制开关传递函数无须复杂的数学推导与计算, 输出电压频率、相位、幅值大范围可调等优点。

以矩阵变换器器作为励磁装置, 采用文中所阐述的控制策略, 对交流励磁无刷双馈风电机组的稳态运行进行了软件仿真。系统仿真采用 Matlab 的 Simulink 仿真软件, 主要仿真参数选取算法为 ode45, 选取可变步长, 最大步长为 0.001 s, 现以一台样机为例(样机定子绕组采用 6/2 变极单绕组, 3Y/3Y接法), 对其进行仿真, 发电机参数如下: 功率绕组: $p_p=3$ 、 $L_p=71.38$ mH、 $M_p=69.31$ mH、 $R_p=0.435$ Ω ; 控制绕组: $p_c=1$ 、 $L_c=65.33$ mH、 $M_c=60.21$ mH、 $R_c=0.435$ Ω ; 转子: $L_r=142.8$ mH、 $R_r=1.63$ Ω ; 转动惯量、转动阻尼系数: $J=0.03$ $\text{kg} \cdot \text{m}^2$ 、 $K_d=0$ 。风力机参数如下: $C_p=0.38$; 风力机额定功率: 5 kW; 起动风速: 4 m/s; 额定风速: 9 m/s; 风轮直径: 7 m; 风轮额定转速: 223 r/min; 传动部分的时间常数: 0.1 s。

仿真算例: BDFM在400 r/min空载运行1 s后并网, 此时风速给定为8 m/s, 2 s时风速变为10 m/s, 4 s时仿真结束, 期间保持无功功率不变。无刷双馈发电机转速如图3所示。矩阵变换器输出相电流和相电压曲线如图4所示。

从图3和图4中可以看出, 当风速改变时, 矩阵变换器调节输出电流的相序, 使无刷双馈发电机可以工作在亚同步速(600 r/min)和超同步速(900 r/min)工作方式。矩阵变换器作为无刷双馈变速恒频风力发电机的励磁变频器, 将功率绕组与电网相连, 可以满足无刷双馈风电机组运行方式。

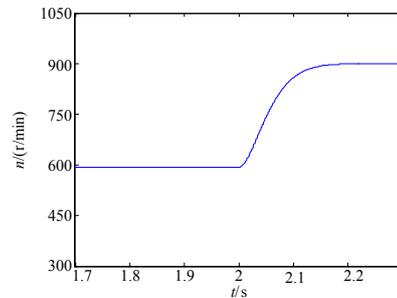
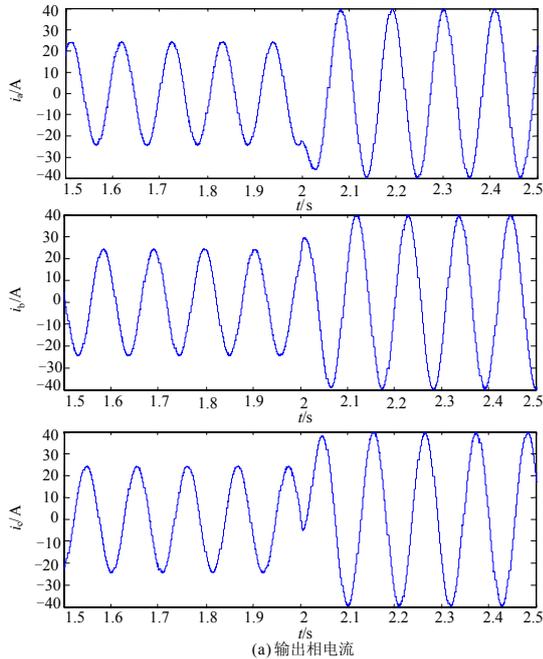
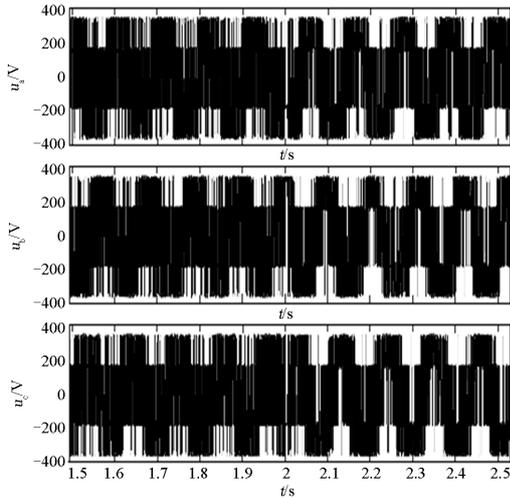


图3 无刷双馈发电机的转速曲线

Fig.3 Rotor speed curve of brushless double-fed generator



(a) 输出相电流



(b) 输出相电压

图4 矩阵变换器输出曲线

Fig.4 Output curve of matrix converter

3 交流励磁电源的分析比较

变速恒频无刷双馈风力发电机的控制是通过控制绕组交流励磁用变换器的控制实现的,从电力电子技术角度看,有不少可实现频率变换的变换电路可用,但必须满足变速恒频无刷双馈风力发电的特殊要求,故其选型至关重要。

3.1 响应速度分析比较

考虑电压型双PWM控制的交-直-交变频器和矩阵变换器分别作为本文研究的变速恒频无刷双馈风电机组交流励磁电源,分别将两种系统在开始启

动和稳态运行时的响应速度进行对比研究。

电压型双 PWM 控制的交-直-交变频器如图 5 所示,其整流输出端所并联的电容在初始建立负载电压和稳态中负载发生突变时稳压起着重要作用。在图 5 中,当给定电压与实际电压相减经过 PI 调节产生给定电流,给定电流通过负载电容和电抗得到反馈电压,可以得到系统闭环传递函数图如图 6 所示。

由系统闭环传递函数图,可得:

$$\begin{cases} i_{\text{ref}} = (U_{\text{dc}} - U_0)(p + \frac{i}{s}) \\ U_0 = i_{\text{ref}} (\frac{1}{sc + z}) \end{cases} \quad (7)$$

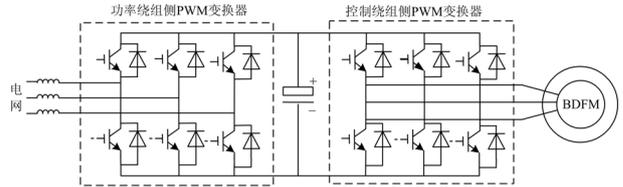


图 5 电压型双 PWM 变换器拓扑

Fig.5 Topology of double PWM converter with voltage type

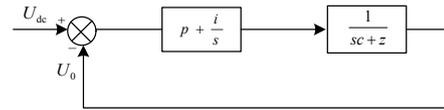


图 6 系统的传递函数图

Fig.6 System transfer function

其中: U_{dc} 为给定电压; U_0 为负载实际电压; p , i 为 PI 调节器的参数; c 为负载电容; z 为负载阻抗。

由式 (7), 可得系统的闭环传递函数为:

$$U_0 = \frac{p}{s^2 + \frac{z}{c}s + \frac{i}{c}} U_{\text{dc}} \quad (8)$$

由闭环系统零极点对时间响应性能的影响,可以归纳为以下几点:

(1) 系统闭环极点为 $\frac{-z \pm \sqrt{z^2 - 4i}}{2c}$, 可见都位于 S 左半平面, 所以系统一定是稳定的。

(2) 系统的 $\xi = \frac{z}{2\sqrt{ci}}$, $\omega_n = \sqrt{\frac{i}{c}}$, 所以超调量

主要取决于闭环主导极的衰减率 $\frac{\xi}{\sqrt{1-\xi^2}}$, 容易看出与 ξ 成正比, 所以若负载电容值越大, 则超调量

越小，则系统在负载突变下越稳定。

系统调节时间主要取决于闭环复数极点的实部绝对值 $\sigma_1 = \xi\omega_n = \frac{z}{2c}$ ，若实数极点越接近坐标

原点，也就是负载电容值 c 越大，滤波器的时间常数越大，系统的反应时间越大，若负载电容值 c 越小，滤波器的时间常数越小，系统的反应时间越小。可见，电容值取得比较大时系统稳定性好而动态性能差，电容值取得比较小时系统动态性能好而稳定性差，所以电容的大小选择应对不同要求的系统进行不同的讨论与选择。

这里分析电解电容的值从 $c=0.001$ F 调节到 $c=0.005$ F 时，电压型双 PWM 交-直-交变换器励磁装置动作时间和电容容量的对应关系如表 2 所示，表中给出了电压型双 PWM 变换器交流励磁的风电机输出有功功率动态响应时间随滤波电容变化关系，上升时间是指实际功率第一次达到给定功率的时间，稳定时间是指有功功率经过功率 PI 环调节最终稳定在给定功率的时间。

表 2 电压型双 PWM 变换器交流励磁的风电机组动态响应表

Tab.2 Wind power generation dynamic response of AC excitation with voltage type double PWM converter

场景	滤波电容/F	上升时间/s	稳定时间/s
1	0.001	0.01	0.04
2	0.002	0.011	0.038
3	0.003	0.012	0.041
4	0.004	0.014	0.048
5	0.005	0.016 5	0.052

从表 2 中可以看出，随着滤波电容的增大，系统的动态响应时间增大。

当矩阵变换器与电压型双 PWM 变换器交流励磁的风电机组仿真采用相同的条件，采用相同功率外环、电流内环的控制策略，且参数完全一致，仿真得到矩阵变换器变速恒频无刷双馈风电机组的有功功率跟踪波形如图 7(a)、(b)所示。

从表 1 和图 7 中可以看出，矩阵变换器作为风电机组的交流励磁装置时，有功功率上升时间为 0.008 s；稳定时间为 0.02 s，两者均优于电压型双 PWM 交-直-交变换器。这是由于矩阵变换器不存在储能元件和建压时间，负载端直接与电源相连。

3.2 谐波特性分析比较

一般来讲，谐波分为谐波电压和谐波电流，两者对用电设备和电网本身都会造成很大的危害，世界很多国家都发布了限制电网谐波的标准。

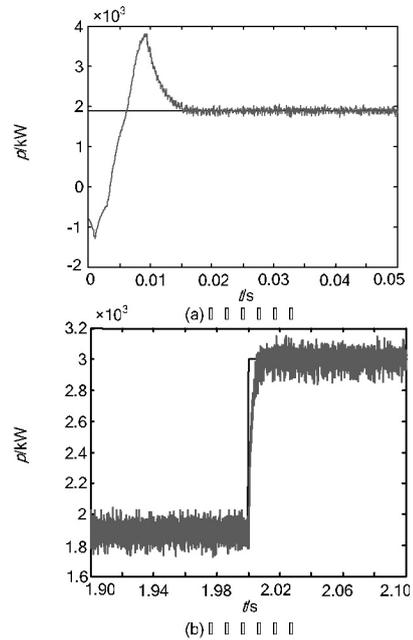


图 7 响应曲线 Fig.7 Response curve

目前，电压型双 PWM 交-直-交变换器作为交流励磁电源已广泛应用，与电压型双 PWM 交一直一交变换器相比较，矩阵式变换器输出的电压的谐波含量少，这是因为交一直一交两电平电压型 PWM 变换器的输出电压只有两个电平，输出电压的变化大，而矩阵式变换器的输出电压是由三个电平的电压组合而成。因此，矩阵式变换器输出电压谐波更符合电网谐波标准。

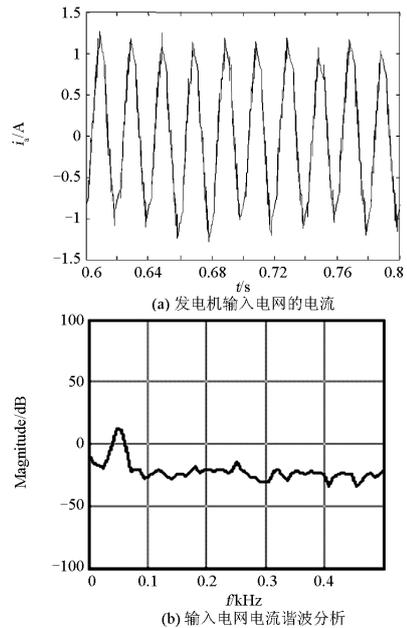


图 8 矩阵变换器励磁的交流励磁发电机曲线 Fig.8 The curve of the generator excited by MC

电流中谐波含量的高低直接影响到电能质量的好坏。励磁装置为矩阵变换器的交流励磁变速恒频发电机系统, 其稳态运行时输入到电网的电流仿真波形如图 8(a), 图 8 (b)给出了输入到电网的电流的频谱分析结果。

从图 8 中可以看出, 交流励磁发电机采用矩阵变换器励磁时输入到电网电流谐波小, 可以满足电力工业的实际需求。

4 结语

本文分别采用矩阵变换器和电压型双 PWM 交-直-交变换器作为无刷双馈发电机的交流励磁电源, 通过对变速恒频交流励磁无刷双馈风电机组进行仿真分析, 表明: 在相同情况下, 采用矩阵变换器励磁时, 响应速度优于电压型双 PWM 交-直-交变换器。对矩阵变换器交流励磁变速恒频无刷双馈风电机组进行仿真分析, 发电机组输出电流的谐波含量少。随着矩阵变换器的研制不断成熟, 矩阵变换器比较适合作为交流励磁变速恒频发电机的励磁装置。

参考文献

- [1] 林成武, 王凤翔, 姚兴佳. 变速恒频双馈风力发电机励磁控制技术[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(11): 122-125.
LIN Cheng-wu, WANG Feng-xiang, YAO Xing-jia. Study on excitation control of VSCF doubly fed wind power generator[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(11): 122-125.
- [2] 向大为, 杨顺昌, 冉立. 电网对称故障时双馈感应发电机不脱网运行的励磁控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(3):164-170.
XIANG Da-wei, YANG Shun-chang, RAN Li. Ride-through control strategy of a doubly fed induction generator for symmetrical grid fault[J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(3): 164-170.
- [3] Huber L, Borojevic D. Space vector modulated three-phase to three-phase matrix converter with input power factor correction[J]. IEEE Trans on Industry Applications, 1995, 31(6): 1234-1246.
- [4] 文辉清, 吕征宇. 基于空间矢量调制的三相矩阵式变换器[J]. 电力电子技术, 2005, 39(1): 4-6.
WEN Hui-qing, Lü Zheng-yu. Analysis of the space vector modulated three-Phase matrix converter[J]. Power Electronics, 2005, 39(1): 4-6.
- [5] 黄科元, 贺益康, 卞松江. 矩阵式变换器交流励磁的变速恒频风力发电系统研究[J]. 中国电机工程学报, 2002, 22(11): 100-105.
HUANG Ke-yuan, HE Yi-kang, BIAN Song-jiang. Doubly fed wind power generation system excited by matrix converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2002, 22(11): 100-105.
- [6] 谢艳辉, 任永德, 谢宝昌. 基于矩阵变换器的双馈电机调速系统的硬件设计[J]. 中小型电机, 2002, 29 (5).
XIE Yan-hui, REN Yong-de, XIE Bao-chang. Hardware design of speed control system for double-fed machine based on matrix convertor[J]. Small & Medium Electric Machine, 2002, 29 (5).
- [7] Zhou D SH, Spee R, Alexander G C. Experimental evaluation of a rotor flux oriented control algorithm for brushless doubly-fed machines[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 1997, 12(1): 72-78.
- [8] Roberts P C, Flack T J, Maciejowski J M, et al. Two stabilizing control strategies for the brushless doubly-fed machine(BDFM)[J]. Power Electronics, Machines and Drives, 2002, 487: 341-346.
- [9] WANG Qi, CHENH Xiao-hu, FEI Wan-min, et al. Study of brushless doubly-fed control for VSCF wind power generation system connected to grid[C]. //DRPT. 2008: 2453-2458.

收稿日期: 2010-08-16; 修回日期: 2010-09-06

作者简介:

王琦(1975-), 女, 博士, 讲师, 主要研究方向为电力电子技术在电力系统中的应用, 新能源发电。E-mail: wangqi@njnu.edu.cn