

Z-源稀疏矩阵变换器励磁的双馈风力发电系统*

戴 斌¹, 宋卫章²

(1. 运城学院, 山西 运城 044000;

2. 西安理工大学 自动化与信息工程学院, 陕西 西安 710048)

摘 要: 针对矩阵变换器电压传输比低和其励磁的双馈风力发电系统 (DFIG) 易受非正常输入波动影响的不足, 提出了一种适用于 DFIG 励磁的 Z-源稀疏矩阵变换器系统。利用 Z-源的升压特性来提高电压传输比, 检测电容电压实现对直通因子的自动调节, 从而实现对网侧波动的自动抑制。建立了系统数学模型, 推导了 DFIG 系统定子磁场定向矢量控制策略表达式, 搭建试验样机对所提方案进行试验验证, 在亚同步、同步、超同步三种发电状态下的波形和并网试验结果验证了方案的可行和有效性。

关键词: Z-稀疏矩阵变换器; 双馈风力发电; 定子磁场定向

中图分类号: TM 301.2 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2017)07-0086-06

Research on Vector Control of Doubly-Fed Wind Power Generator Excited Using Z-Source Sparse Matrix Converter*

DAI Bin¹, SONG Weizhang²

(1. Yuncheng University, Yuncheng 044000, China;

2. School of Automation and Information Engineering, Xi'an University of Technology, Xi'an 710048, China)

Abstract: According to the low voltage transfer ratio of matrix converter (MC) and immune to the influence of abnormal input voltage for double feed inductor generator (DFIG) excited by MC, A Z-source sparse matrix converter suited for being used as excitation power supply for DFIG was presented. the voltage transfer ratio had been improved using the Z-source boost feature and the influence caused by abnormal input voltage had been avoided using closed loop control. The expression of the variable speed constant frequency wind power generation system of stator flux oriented vector control was deduced based on the analysis of the double-fed wind generators working principle and mathematical model. A experimental prototype had been built, the experimental results working under sub-synchronous, synchronization and super-synchronous verified the feasibility and effectiveness of the proposed strategy.

Key words: Z-source sparse matrix converter; doubly-fed inductor generator (DFIG); stator flux orientation vector control

0 引 言

矩阵变换器能量可双向流动, 输入输出均为正弦波, 直流侧无储能元件, 寿命长、功率密度高^[1-3], 作为励磁电源变换器近年来被广泛应用于双馈风力发电 (Doubly-Fed Induction Generator,

DFIG) 系统中^[4-6]。矩阵变换器依据拓扑结构的不同可分为传统矩阵变换器 (Conventional Matrix Converter, CMC) 和双级矩阵变换器 (Two Stage Matrix Converter, TSMC)。TSMC 因开关数目可进一步减少而变成稀疏矩阵变换器 (Sparse Matrix Converter, SMC), 直流环节有更多控制自由度, 在

* 基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (51307138)

作者简介: 戴 斌 (1975—), 男, 硕士研究生, 副教授, 研究方向为新能源发电技术。

DFIG 系统中更显优势^[7-9]。

但是,CMC 因不含电解电容带来系统寿命长的优势,同时也导致了其电压传输比低和易受输入输出波动影响的不足。电压传输比低虽可以通过调制策略来改善,但是以牺牲输入输出波形质量为代价^[10]。风力发电系统采用定子磁场定向矢量控制,虽能一定程度抑制风能波动对系统性能影响,但电网波动、不平衡等会直接导致 TSMC 或 SMC 直流侧电压波动,进而会影响系统性能^[11]。

针对上述不足,本文首次将 Z-源变换器拓展至 SMC 励磁的 DFIG 系统中,利用 Z-源的升压特性提高 SMC 电压传输比,通过检测电容电压对 Z-源变换器直通因子的自动调节来实现对网侧电压波动的自动抑制,构建该变换器励磁下的定子磁场定向矢量控制系统。

1 SMC 拓扑结构及调制策略

1.1 拓扑结构

Z-源 SMC 由输入滤波器、可控整流级、Z-源网络、逆变级和负载等几部分组成,如图 1 所示。

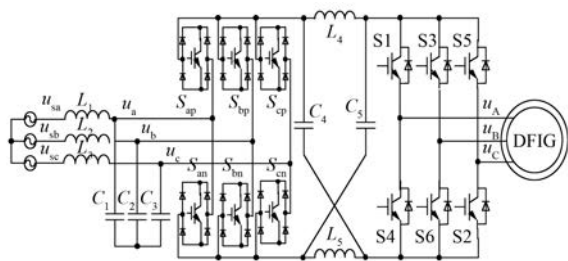


图 1 Z-源 SMC 拓扑结构图

1.2 调制策略

Z-源 SMC 逆变级仍采用空间矢量调制策略, 占空比表达式:

$$d_1 = \sqrt{3} \frac{|U_{ref}|}{U_{pn}} \cdot \sin(\pi/3 - \theta_{out}) \quad (1)$$

$$d_2 = \sqrt{3} \frac{|U_{ref}|}{U_{pn}} \cdot \sin(\theta_{out}) \quad (2)$$

$$d_0 = d_7 = 0.5(1 - d_1 - d_2) \quad (3)$$

式中: θ_{out} ——输出参考电压矢量 U_{ref} 相角。

Z-源逆变器有直通零电压状态和非直通零电压状态^[12-13]。为了配合 Z-源逆变器升压特性, 获得较高的升压比, 在不影响输出性能前提下需对上述调制策略改进, 保留传统空间矢量中有效

矢量不变, 将式(3)中零矢量改为直通零电压矢量, 此状态下逆变器上下桥臂直通, Z-源电感储能, 非直通零电压状态下, 矩阵整流级与 Z-源电感一起向逆变级供电, 从而使系统获得较高升压比, 调节直通零电压矢量时间就可有效控制输出升压能力, 为抑制扰动的闭环控制提供了可能。

Z-源 SMC 整流级采用电流型空间矢量调制策略。为了便于控制, 将输入相电压的每个周期分为 6 个区间。每个区间中绝对值最大相对应的开关处于恒导通状态, 另外两相对应的开关则处于调制状态, 零矢量的引入使直流侧获得恒定的平均直流电压。为配合 Z-源逆变级工作, 当 Z-源工作于直通零矢量时关断整流级开关, 阻断 Z-源电流回流, 从而便于 Z-源电容向电感充电, 使电感储能, 如图 2 所示。

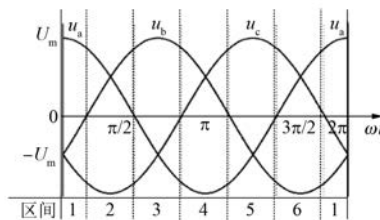


图 2 输入电压区间划分

整流级空间矢量由 6 个有效矢量和 3 个零矢量合成, 如图 3 所示。以第 1 区间为例, 参考电流矢量 I_{ref} 由 I_{ab} 和 I_{ac} 合成, 产生有效矢量 I_{ab} 和 I_{ac} , 直流侧正极 P 始终与 a 相连接, 直流侧负极 N 分别与 b、c 相连接。可以推导出整流级的有效矢量占空比 d_7 、 d_8 分别为

$$\begin{cases} d_7 = m_1 \sin(\pi/3 - \theta_{in}) \\ d_8 = m_1 \sin(\theta_{in}) \end{cases} \quad (4)$$

式中: m_1 ——整流级调制度;

θ_{in} ——电流参考矢量 I_{ref} 与右边相邻矢量 I_{ab} 的夹角。

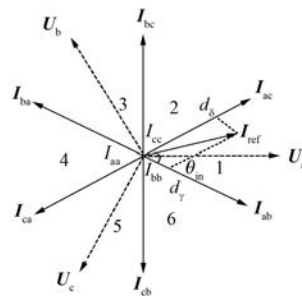


图 3 整流级空间矢量合成图

直流侧输出电压平均值为^[8]

$$\bar{U}_{pn} = d_{ab} \cdot u_{ab} + d_{ac} \cdot u_{ac} = \frac{3U_1}{2|\cos \theta_{in}|} \quad (5)$$

同理,可得一个 PWM 周期内整流级所有区间的开关状态,如表 1 所示。

表 1 整流级各区间开关状态与直流侧输出电压

输入区间	角度	导通开关	调制开关	直流侧电压
1	$-\pi/6 \sim \pi/6$	S_{ap}	S_{bn}, S_{cn}	u_{ab}, u_{ac}
2	$\pi/6 \sim \pi/2$	S_{cn}	S_{ap}, S_{bp}	u_{ac}, u_{bc}
3	$\pi/2 \sim 5\pi/6$	S_{bp}	S_{an}, S_{cn}	u_{ba}, u_{bc}
4	$5\pi/6 \sim 7\pi/6$	S_{an}	S_{bp}, S_{cp}	u_{ba}, u_{ca}
5	$7\pi/6 \sim 9\pi/6$	S_{cp}	S_{bn}, S_{an}	u_{cb}, u_{ca}
6	$9\pi/6 \sim 11\pi/6$	S_{bn}	S_{ap}, S_{cp}	u_{ab}, u_{cb}

1.3 电压传输比分析

Z-源逆变器有直通零电压和非直通零电压两个工作状态。其等效电路如图 4 所示。

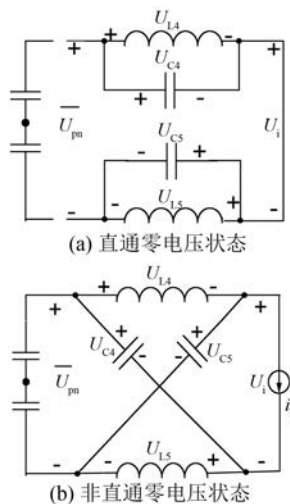


图 4 Z-源逆变级的等效电路

Z-源网络输入电压与逆变桥输入直流电压峰值之间的关系为^[12]

$$U_i = 2U_c - \bar{U}_{pn} = \frac{T}{T_1 - T_0} \bar{U}_{pn} = k_z \bar{U}_{pn} \quad (6)$$

$$T = T_0 + T_1$$

式中: T_0, T_1 ——直通和非直通零电压状态时间;

k_z ——升压比, $k_z = [T/(T_1 - T_0)] \geq 1$ 。

联合式(6), 逆变桥的调制因子可表示为

$$m_1 = \frac{U_o}{U_i/2} = \frac{U_o}{(k_z \bar{U}_{pn})/2} = \frac{4U_o \cos \theta_{in}}{3k_z U_i} \quad (7)$$

式中: $0 \leq m_1 \leq 1$;

U_o ——输出相电压基波幅值。

由式(7)可得 SMC 的电压传输比为

$$G_v = \frac{U_o}{U_i} = \frac{3m_1}{4\cos(\theta_i)} \cdot k_z \quad (8)$$

由于 $0.866 \leq \cos \theta_{in} \leq 1$, 则有 $0 \leq m = (\sqrt{3} \cdot m_1)/(2\cos \theta_{in}) \leq 1$, 电压传输比可简化为

$$G_1 = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot m \cdot k_z = (0 \sim \infty) \quad (9)$$

由式(9)可知,引入 Z-源后的 CMC 最大电压传输比由 0.866 改善为理论上的任意值,从而有效解决了 CMC 电压传输比低的问题。

2 DFIG 系统

交流励磁变速恒频 DFIG 系统是靠转子励磁变频器(此处用的是 SMC)改变转子频率,来保证定子频率恒定,原理框图如图 5 所示。

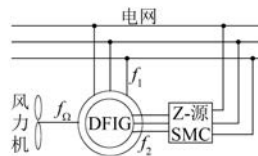


图 5 Z-源 SMC 励磁的 DFIG 系统

对于双馈电机:

$$f_1 = \frac{np}{60} \pm f_2 \quad (10)$$

式中: f_1 ——定子频率;

f_2 ——转子供电频率,

n ——双馈电机转速;

p ——电机极对数。

当转子转速 n 变化时,可调节转子的供电频率 f_2 ,保持 f_1 不变,即保证定子馈电频率 f_1 不变,与电网一致。

2.1 双馈电机数学模型

DFIG 的数学模型,在同步旋转坐标系下可表示如下。

定子电压方程:

$$\begin{cases} u_{Ms} = -r_s i_{Ms} + \omega_1 \psi_{Ts} - \frac{d}{dt} \psi_{Ms} \\ u_{Ts} = -r_s i_{Ts} + \omega_1 \psi_{Ms} - \frac{d}{dt} \psi_{Ts} \end{cases} \quad (11)$$

转子电压方程:

$$\begin{cases} u_{Mr} = r_r i_{Mr} - \omega_s \psi_{Tr} + \frac{d}{dt} \psi_{Mr} \\ u_{Tr} = r_r i_{Tr} + \omega_s \psi_{Mr} + \frac{d}{dt} \psi_{Tr} \end{cases} \quad (12)$$

定子磁链方程:

$$\begin{cases} \psi_{Ms} = l_s i_{Ms} - l_m i_{Mr} \\ \psi_{Ts} = l_s i_{Ts} - l_m i_{Tr} \end{cases} \quad (13)$$

转子磁链方程:

$$\begin{cases} \psi_{Mr} = -l_m i_{Ms} + l_r i_{Mr} \\ \psi_{Tr} = -l_m i_{Ts} + l_r i_{Tr} \end{cases} \quad (14)$$

电磁转矩方程:

$$T_e = \frac{3}{2} p l_m (i_{Ms} i_{Tr} - i_{Ts} i_{Mr}) \quad (15)$$

式中: ω_1 ——同步速;

ω_s ——转差频率, $\omega_s = \omega_1 - \omega_r$;

ω_r ——电机转速。

2.2 Z-源电容电压闭环及定子磁场定向矢量控制

为抑制网侧电压瞬时跌落、突升及不平衡等非正常工况对 DFIG 转子励磁的影响,需检测直流侧信息实现对逆变器的闭环自动调节,从而消除网侧非正常工况对电机转子励磁的影响。SMC 整流级输出为 PWM 波,给检测控制带来不便,然而 Z-源 SMC 电容电压为恒定直流电压,同时 Z-源电容电压 U_c 与逆变器输入电压 U_i 存在如下关系:

$$U_i = \frac{1}{1 - D_0} U_c \quad (16)$$

式中: D_0 ——直通因子, $D_0 = T_0/T$ 。

式(16)表明,调节直通占空比大小就可实现对逆变器输入电压调节。由于 Z-源电容容值较小, Z-源电容电压包含输入电压瞬时跌落、突升及不平衡等非正常工况信息,故可通过检测 Z-源逆变器电容电压实现对逆变器进行补偿控制,从而有效抑制非正常输入对 DFIG 转子励磁的影响。

依据式(10)和数学模型,双馈电机要实现变速恒频并网控制,可以采用定子磁场定向矢量控制^[14],如图6所示。

为便于分析,使同步速旋转坐标轴 M 轴与定子磁链相重合,因为 T 轴超前 M 轴 90° ,则:

$$\begin{cases} \psi_{Ms} = \psi_1 \\ \psi_{Ts} = 0 \end{cases} \quad (17)$$

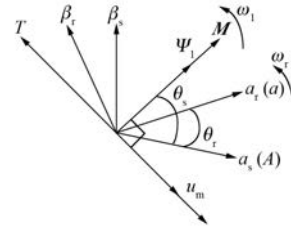


图6 定子磁场定向矢量图

工频条件下,发电机定子电阻远小于定子绕组电抗,故可忽略定子电阻压降。由于采用模不变型变换矩阵,因此在两轴坐标系中相电压矢量的模为3相,系统相电压幅值为 u_m ,故:

$$\begin{cases} u_{Ms} = 0 \\ u_{Ts} = -u_m \end{cases} \quad (18)$$

将式(17)代入式(13)中,得

$$\begin{cases} \psi_1 = l_s i_{Ms} - l_m i_{Mr} \\ 0 = l_s i_{Ts} - l_m i_{Tr} \end{cases} \quad (19)$$

将式(19)代入式(14)可得

$$\begin{cases} \psi_{Mr} = -l_m i_{Ms} + l_r i_{Mr} = b i_{Mr} - a \psi_1 \\ \psi_{Tr} = -l_m i_{Ts} + l_r i_{Tr} = b i_{Tr} \end{cases} \quad (20)$$

其中:

$$a = \frac{l_m}{l_s}, b = l_r \left(1 - \frac{l_m^2}{l_s l_r} \right)$$

联立式(20),则由式(12)可得

$$\begin{cases} u_{Mr} = \left(r_r + b \frac{d}{dt} \right) i_{Mr} - b \omega_s i_{Tr} = u'_{Mr} + \Delta u_{Mr} \\ u_{Tr} = \left(r_r + b \frac{d}{dt} \right) i_{Tr} - a \omega_s \psi_1 + b \omega_s i_{Mr} = u'_{Tr} + \Delta u_{Tr} \end{cases} \quad (21)$$

式(12)中的转子电压电流除了一阶微分关系之外,还存在交叉耦合部分。将转子电压分解为解耦项和补偿项, u'_{Mr} 、 u'_{Tr} 是转子侧电压电流的解耦项, Δu_{Mr} 、 Δu_{Tr} 可对转子电压电流交叉耦合进行补偿,利用交叉耦合的补偿项来对转子电流实现解耦,并且提高了电流控制环的动静态性能。通过分析可以构建双馈电机定子磁场定向双闭环矢量控制系统,即转子电流内环和转速外环的双闭环控制,如图7所示。

3 试验研究

为验证上述方案的正确性和有效性,制作了一台试验样机,样机输入电压 380 V/50 Hz,开关

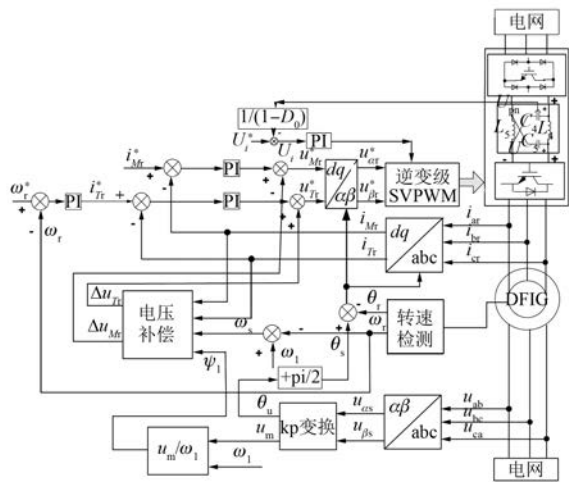


图7 Z-源 SMC 励磁双馈发电矢量控制系统

频率 5 kHz, SMC 输入滤波器 1.4 mH/2 μ F, 双馈电机额定功率 4 kW, 互感 159.2 mH, 额定转速 1 500 r/min, 定转子电阻 1.732 Ω /2.011 Ω , 定转子电感 166.7 mH/168.9 mH。控制器采用 DSP+ CPLD 架构。利用异步电机同轴连接对拖双馈电机来模拟风速; 将霍尔获得的电压电流信号经过调理传给 DSP, DSP 根据转子转速情况通过 Z-源 SMC 对双馈电机进行励磁, 实现变速恒频控制, 保证定子电压与电网电压同频、同相、同相序, 从而实现可靠并网。

图 8 为系统输入相电压相电流波形, 由波形知输入正弦电流, 输入功率因数较高, 由于滤波电容相电流稍超前相电压, 从而验证了 Z-源 SMC 的优良网侧性能。

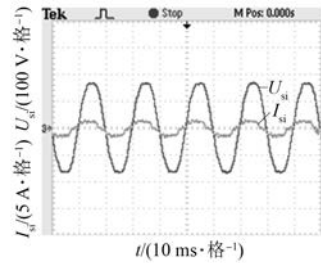


图8 输入相电压与相电流的波形

图 9 所示为 Z-源 SMC 励磁的双馈发电机工作于亚同步状态(1 300 r/min)时, 定子 A 相电压与转子 A、B 两相电流波形。由结果知, 亚同步状态时, 通过调节转子电流频率, 来保证定子输出电压频率、幅值、相位恒定。

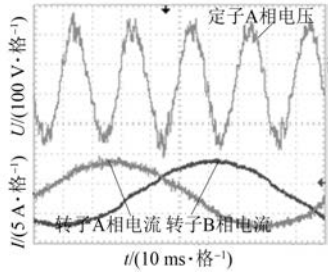
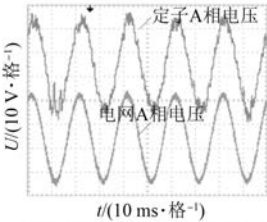
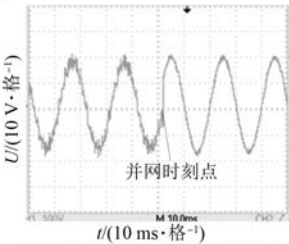


图9 亚同步工作状态下定子 A 相电压与转子电流波形

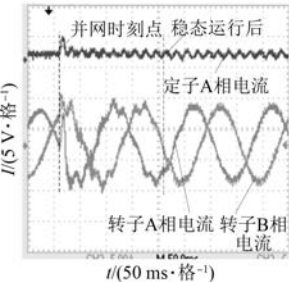
图 10(a)为亚同步状态下并网前定子 A 相和电网 A 相电压波形, 由波形知在 Z-源 SMC 励磁调节下, 定子 A 相和电网 A 电压实现了同频同幅同相, 达到并网要求。图 10(b)为并网前后定子电压波形。图 10(c)为并网前后亚同步状态下定子及转子电流波形。由结果可知, 并网瞬间定、转子电流没有大的冲击, 系统 0.18 s 后稳定运行, 过渡时间短, 实现了安全并网。并网后定子电压被电网电压钳位, 与电网电压完全一致。



(a) 并网前定子与电网 A 相电压波形



(b) 并网前定子 A 相电压波形



(c) 并网前定子及转子电流波形

图10 并网前后定子与转子波形

图 11 为同步工作状态(1 500 r/min)下定转子电压及电流波形。由结果可知, 同步工作状态

下转子输出电流频率为零,定子与电网电压同频同相,达到了安全并网条件。

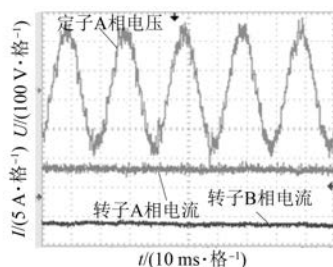


图 11 同步状态下定子 A 相电压与转子电流波形

图 12 为超同步工作状态(1 700 r/min)下定转子电压及电流波形。与亚同步状态相比,转子 A、B 两相电流相序发生了改变,从而表明系统工作于超同步状态,并且此时定子输出电压频率、幅值、相位仍保持恒定,满足并网条件,可安全并网。

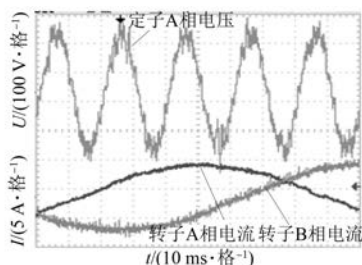


图 12 超同步状态下定子 A 相电压与转子电流试验波形

4 结 语

提出了一种适用于 DFIG 励磁的 Z-源 SMC。利用 Z-源升压特性提高 CMC 电压传输比,通过 Z-源电容电压闭环控制实现对逆变级直通因子自动调节,从而实现对网侧扰动的自动抑制。推导了适用于该系统的定子磁场定向矢量控制方程;搭建了试验样机对方案进行了试验验证,结果表明,亚同步、同步和超同步三种运行状态下系统均能达到并网要求,可实现安全并网,从而证明了所提方案的可行性和有效性,为 DFIG 励磁电源提供了一种新思路。

【参考文献】

[1] WHEELER W, RODRIGUEZ J, CLARE J C, et al. Matrix converters: a technology review[J]. IEEE Trans Ind Electron, 2002, 49(2): 276-288.
[2] AKTER M P, MEKHILEF S, TAN N M L, et al.

Stability and performance investigations of model predictive controlled active-front-end (AFE) rectifiers for energy storage systems[J]. J Power Electron, 2015, 15(1): 202-214.
[3] PEÑA R, CÁRDENAS R, REYES E, et al. Control of a doubly fed induction generator via an indirect matrix converter with changing DC voltage[J]. IEEE Transaction on Industrial Electronics, 58(10): 4664-4674.
[4] RODRIGUEZ J, RIVERA M, KOLAR J W, et al. A review of control & modulation methods for matrix converters[J]. IEEE Trans Ind Electron, 2012, 59(1): 58-70.
[5] ALTUN H, SÜNTER S. Modeling, simulation and control of wind turbine driven doubly-fed induction generator with matrix on the rotor side converter doubly-fed induction generator with matrix converter on the rotor side[J]. Electrical Engineering, 2013, 95(2): 157-170.
[6] WHEELER P W, RODRÍGUEZ J, CLARE J C, et al. Matrix converters: a technology review[J]. IEEE Transaction on Industrial Electronics, 2002, 49(2): 276-288.
[7] NGUYEN T D, LEE H H. Modulation strategies to reduce common-mode voltage for indirect matrix converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(1): 129-140.
[8] 邓文浪, 杨欣荣, 朱建林, 等. 18 开关双级矩阵变换器的空间矢量调制策略及其仿真研究[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(15): 84-90.
[9] UDDIN M, MEKHILEF S, RIVERA M, et al. Imposed weighting factor optimization method for torque ripple reduction of IM fed by indirect matrix converter with predictive control algorithm[J]. J Electr Eng Technol, 2015, 10(1): 227-242.
[10] 栗梅, 李丹云, 孙尧, 等. 双级矩阵变换器的过调制策略[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(3): 47-52.
[11] 卞松江. 变速恒频风力发电关键技术研究[D]. 杭州: 浙江大学, 2003.
[12] PENG F Z. Z-source inverter[J]. IEEE Transactions on Industrial Applications, 2003, 39(2): 504-510.
[13] 贺益康, 胡家兵. 风力机特性的直流电动机模拟及其在变速恒频风力发电中的应用[J]. 太阳能学报, 2009, 29(4): 1006-1013.
[14] 赵仁德, 贺益康, 黄科元, 等. 变速恒频风力发电机用交流励磁电源的研究[J]. 电工技术学报, 2004, 19(6): 1-6

收稿日期: 2016-11-21