

兆瓦级永磁直驱风力发电机组变流技术

徐 锋,王 辉,杨韬仪

(湖南大学 电气与信息工程学院,湖南 长沙 410082)

摘要:当前主流的风力发电系统采用“双馈电机+双 PWM 变流器”的变流技术,但存在效率低、控制复杂的问题。采用六相低速永磁同步发电机代替双馈发电机,变流器采用“不控整流+升压斩波+SPWM 逆变”变流技术。六相不可控的二极管整流器对低速永磁发电机发出的交流电进行 12 脉波整流,这种不可控的整流方式增加了系统可靠性,简化了控制系统;采用升压斩波电路进行升压,以降低系统对电机输出电压的限制,拓宽风机的工作范围,同时将 2 个升压斩波电路并联,以降低单个电抗器和 IGBT 器件通过的电流;逆变器采用 2 个三相桥式 PWM 逆变器并联方式,在最佳风能捕获(MPPT)算法和逆变器数学模型的基础上,采用直接电流控制对逆变器进行输出控制。用 PSIM 软件进行了建模和仿真,仿真结果证实设计的正确性。

关键词:风力发电;永磁直驱;不控整流;升压斩波;SPWM 逆变器;直接电流控制

中图分类号: TM 614

文献标识码: A

文章编号: 1006-6047(2007)07-0057-05

0 引言

可再生能源特别是风能得到了世界各国的高度重视,近 20 年,风力机组由定桨距失速型发展到了变速恒频型^[1],发电效率有了很大提高。当前主流的风力发电机组为双馈型变速恒频系统,该系统采用双馈或无刷双馈发电机,变流器为背靠背型双 PWM 变流器。由于双馈发电机要求的工作转速比较高,因此必须要将风轮的低转速通过多级齿轮箱变为高转速,这样笨重的齿轮箱必然增加了系统的质量和体积,而且也是系统故障的多发部件;双馈机型的双 PWM 变流器虽然可以只承受系统 1/3 的容量,但要根据双馈电机 4 种不同的工作状态采用不同的控制方法,控制系统比较复杂。目前,双馈机型

的容量一般在 600~2 000 kW。为了使风力发电系统更加完善,风电机组又有了新的趋势,即大型化和直驱化^[2-3]。

我国关于风力发电的研究大部分是针对兆瓦级以下的双馈机组,而关于兆瓦级以上直驱型的风力发电机组的研究还处在起步阶段。现提出一种基于“不控整流+升压斩波+PWM 逆变”的交直交变流器的永磁直驱变速恒频风力发电系统。该风力发电系统由风力机、低速永磁同步发电机、变流器、滤波电感、电网等构成。

在该系统中,风力机直接驱动低速永磁同步发电机,在风力机与发电机之间不需要变速齿轮箱,因而减少了维修、降低了噪声、提高了发电效率。采用低速永磁同步发电机可以减小体积和质量,提高系统稳定性。发电机发出的频率和幅值变化的交流电经过“整流—升压—逆变装置”接入电网,整流器采用普

收稿日期:2006-07-25;修回日期:2006-11-13

通三相桥拓扑结构,简单可靠;直流环节并联有大电容,可维持电压恒定,通过 Boost 升压斩波提升电压,降低了系统对发电机输出电压的限制,拓宽了风机的工作范围;逆变器采用三相桥式 PWM 结构,通过对 PWM 逆变器的控制,将高压直流电转化为可用的恒频电压,并达到俘获最大风能的目的。

1 最佳风能捕获原理及其算法

1.1 风力发电机的空气动力学特征

风机获得的机械能和机械转矩是随风速的变化而不断变化的,可用以下关系式^[4]表示:

$$P_m = \frac{1}{2} \rho A C_p v^3 \quad (1)$$

$$T_m = \frac{P_m}{\omega_w} = \frac{1}{2} \rho A C_p \frac{r}{\gamma} v^2 \quad (2)$$

式中 P_m 、 T_m 分别为风机所获机械能及机械转矩; ρ 为空气密度; A 为风轮扫风面积; C_p 为风能利用率系数; v 为上游风速; r 为风轮半径; ω_w 为风机转速; γ 为风力机叶尖速比, $\gamma = \omega_w r / v$ 。

在 ρ 、 A 、 v 不变的情况下,风机所获得的机械能 P_m 为 C_p 的函数,而 C_p 又是 γ 的函数。由此可见,对于变化的 v ,需要有变化的 ω_w 相对应,才能保证 γ 总是为最佳叶尖速比 γ_{opt} ,才能使得 C_p 为最大利用率系数 C_{pmax} , P_m 为最大机械能 $P_{m,max}$,而此时的 T_m 为最佳转矩 $T_{m,opt}$ ^[5]。

1.2 永磁同步发电机转速控制及风能 MPPT 算法

永磁同步电机的电磁转矩 T_e 可用式(3)^[6]表示:

$$T_e = \frac{3}{2} \times \frac{P_n}{2} [(L_d - L_q) i_d i_q - \lambda_m i_q] \quad (3)$$

式中 P_n 为极对数; L_d 、 L_q 为 d 、 q 轴等效电感; i_d 、 i_q 为 d 、 q 轴等效电流; λ_m 为转子励磁磁场链过定子绕组的磁链。

由于发电机侧一般加入无功补偿电容使得发电机在功率因数接近 1 的情况下工作,因此无功电流 i_d 一般等于零,于是永磁同步发电机的电磁转矩 T_e 就只与有功电流 i_q 有关^[7],如式(4)所示。

$$T_e = \frac{3}{2} \times \frac{P_n}{2} (-\lambda_m i_q) \quad (4)$$

于是可得到风能的最佳风能捕获(MPPT)算法:对于某一特定的风力发电机,根据风速 v 的大小,以及公式(1)确定风机所能获得的最大风能。根据能量守恒原理和变流电路的并网电压就能确定变流电路输出的有功电流 i_q 的大小,根据式(4)可知,此时对应的转矩 T_{opt} 即为最佳转矩。

2 永磁直驱变速恒频风力发电系统结构

这里对额定功率为 1.2 MW 的直驱并网型风力发电用变流电路进行设计。系统选用“不控整流+升压斩波+PWM 逆变”的电路,系统电路结构见图 1。

在图 1 中,发电机采用的是相位相差 30° 的六相永磁同步发电机,采用六相不可控整流桥对其进行 12 脉波整流,在输出端并上大电容进行稳压,减小直流脉动。考虑到电流波形畸变和发电机内感^[8-9]的存在,在发电机输出端并上无功补偿电容,提高发电机的功率因数和利用效率。在中间直流环节,考虑到所设计变流电路的功率、现有 IGBT 器件的功率水平和升压电抗器设计时的磁饱和问题,采用 2 个升压斩波电路并联的形式,以减小单个电抗器和 IGBT 器件通过的电流大小。在逆变环节,基于同样原因,采用 2 个 SPWM 逆变桥通过滤波电抗器并联的形式,以减少每个 IGBT 通过的电流大小,还能在一定控制方法配合下防止 2 个逆变器输出电流不相等从而防止出现环流^[10-11]。

2.1 发电机和整流部分电路分析

由文献[9]可知,六相 12 脉波不可控整流电路的输出电压为三相间线电压在 $5\pi/12 \sim 7\pi/12$ 和 $17\pi/12 \sim 21\pi/12$ 之间的波形的叠加。因此,整流后的输出电压为

$$U_{dc} = \int_{5\pi/12}^{7\pi/12} \sqrt{2} U_{AB} \sin t dt = [-\cos(7\pi/12) + \cos(5\pi/12)] \sqrt{2} U_{AB} = 1.3979 U_{AB} \quad (5)$$

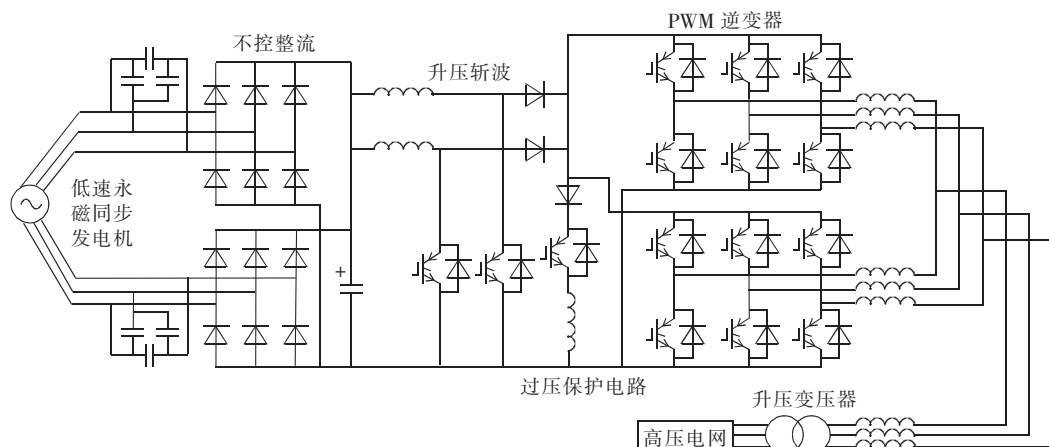


图 1 1.2 MW 并网直驱型风力发电系统电路结构

Fig.1 1.2 MW direct-driven in-grid wind power system

2.2 升压斩波电路及其恒压输出控制

在中间直流环节,考虑到所设计变流电路的额定功率、现有 IGBT 器件的功率水平和每个电抗器的磁饱和设计问题,采用 2 个升压斩波电路并联形式,以减小每个 IGBT 通过的电流大小。由文献[9]可知,升压斩波电路的理论升压比 $\beta = 1/(1-\alpha)$, α 为 IGBT 的导通率。由此,只要控制 IGBT 的导通率 α 就可以控制斩波器的输出电压。本系统中,2 个升压斩波器的控制系统都采用如图 2 所示的双闭环的结构(图中 u_1, u_2 分别为给定和实际直流母线电压, i_L 为升压电抗器上电流, u_Δ 为三角载波信号, u_k 为开关信号)。

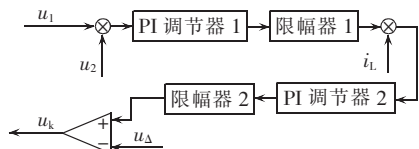


图 2 升压斩波器控制系统框图

Fig.2 Control system of Boost chopper

控制系统外环是升压斩波输出电压环,内环是电抗器上通过的电流环。升压斩波器输出电压和给定电压比较,比较后送入 PI 调节器 1 调节,经限幅器 1 限幅后,作为流经升压电抗器的电流指令值,此电流值和升压电抗器上实际电流值比较,经 PI 调节器 2 和限幅器 2 限幅后与三角调制波比较得到开关信号。

2.3 电流控制并网型电压源逆变器

电流控制并网型电压源逆变器是对逆变器输出的三相电流大小进行控制的一类电压源逆变器,其工作原理是控制与逆变器连接的滤波电感上的电流大小,使其跟踪指令电流的变化,而电网电压又是恒定的,从而使逆变器经滤波后的输出功率能够随着指令电流的变化而成正比的变化^[12]。

2.3.1 三相并网型电压源逆变器的数学模型

并网型电压源逆变器在静止三相 abc 坐标系中的状态方程为

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \frac{1}{L} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} - \frac{1}{L} \begin{bmatrix} u_{ga} \\ u_{gb} \\ u_{gc} \end{bmatrix} \quad (6)$$

式中 $[i_a \ i_b \ i_c]^T$ 是逆变器输出电流矢量; $[u_a \ u_b \ u_c]^T$ 是逆变器输出相电压矢量; $[u_{ga} \ u_{gb} \ u_{gc}]^T$ 是电网相电压矢量; L 是每相滤波电感的大小。

为便于分析电流控制并网型电压源逆变器的控

制方法,将三相静止坐标系 abc 的式(6)转换为基于两相旋转 dq 坐标系的式(7):

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \omega \\ -\omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} u_{gd} \\ u_{gq} \end{bmatrix} \quad (7)$$

式中 下标 d, q 分别表示 d, q 轴上的变量; ω 表示电网的基波角频率大小。

2.3.2 有功和无功功率的控制输出

在 dq 坐标系中,三相并网型电压源逆变器输出的有功和无功功率可表示为

$$P = \frac{3}{2} (u_{gd} i_d + u_{gq} i_q), \quad Q = \frac{3}{2} (u_{gd} i_q - u_{gq} i_d) \quad (8)$$

如果电网的三相电压是标准正弦波,则式(8)中电网电压的 d, q 轴分量为

$$u_{gd} = 0, \quad u_{gq} = -U_m \quad (9)$$

式中 U_m 表示的是电网相电压峰值。

在实际情况下,电网电压都会存在高次谐波等非正弦因素,因此, u_{gd} 和 u_{gq} 并不会保持不变,而是包含幅值和频率随谐波电压变化的交流分量。但在稳态下, u_{gd} 的平均值还是为 0。因此,在稳态下,式(8)可简化为

$$P = \frac{3}{2} u_{gq} i_q, \quad Q = \frac{3}{2} u_{gq} i_d \quad (10)$$

由式(10)可得,在稳态下,有功功率 P 与有功电流 i_q 成正比,无功功率 Q 与无功电流 i_d 成正比。由此得到了电流控制的三相并网型电压源逆变器输出的有功和无功功率的控制方法。

2.3.3 并网型电压源逆变器的直接电流控制

由式(10)可知,只要分别控制逆变器输给电网电流的有功分量 i_q 和无功分量 i_d 的大小,就能控制对应的有功功率和无功功率。这里通过引入交流电流反馈,使其跟踪指定电流值,这种控制方法被称为直接电流控制^[13]。直接电流控制中有许多不同的电流跟踪控制方法,比如电流滞环比较法^[14]等。现采用的是 SPWM 调制方式,控制系统如图 3 所示。

图 3 中,最外层是功率环。系统采用 MPPT 算法,实时检测发电机转速或发电机输出电压,根据风机的特性曲线,确定在此转速下发电机参考输出功率 P_{max} ,根据逆变器输出功率与发电机发出功率大致相等原则,算出逆变器应该输出的交流电流的有功成分 i_q^* 的大小。

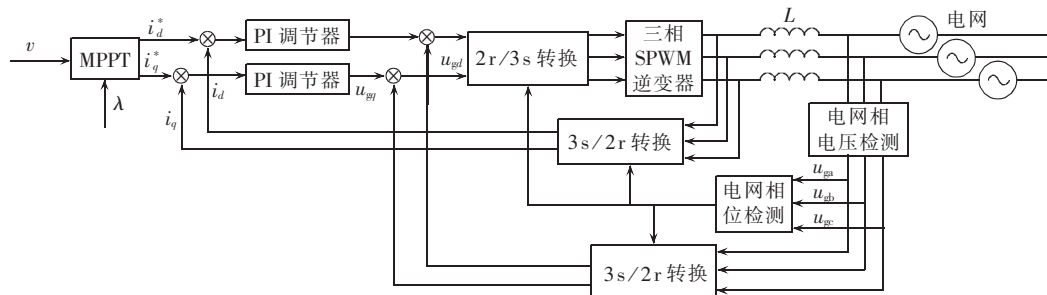


图 3 直接电流控制系统框图

Fig.3 Current direct control system

第 2 层是电流环,起反馈的就是交流输出电流经 abc 坐标到 dq 坐标系的变换值。图中, I_q 、 I_d 分别代表逆变器输出的入网电流的有功和无功分量的实际值, u_{gd} 、 u_{gq} 分别代表电网相电压在 d 轴和 q 轴上的实际值, v 为风速, λ 为功率因数。电流环的工作过程是:根据功率环得到的逆变器输出有功电流的指令值 i_q^* ,在给定功率因数角 φ 的情况下,再计算出无功电流指令值 i_d^* 。

系统的最内层是一个前馈电压环,它将电网电压在 d 、 q 轴上的分量分别加入到电流环的 PI 调节器的输出值上。经过比较和 dq 坐标系到 abc 坐标系的转换后,最终形成调制波。

直接电流控制方法虽然引入了电流反馈信号,实现起来较复杂,但是其电流响应快,运算中未使用任何电路参数,系统鲁棒性能好,特别是所设计的直接电流控制方法,采用了测量 d 、 q 轴上电压大小的方法,对电网电压波动和故障响应速度快^[15],因此输出波形会更好。

3 系统仿真

根据上文的分析,将所设计的 1.2 MW 永磁直驱变速恒频风力发电机组在 PSIM 仿真软件中建模。设定永磁发电机额定输出线电压 u_o 为 750 V,频率 10 Hz,直流母线稳定电压 u_{dc} 为 12 500 V,系统额定功率 P_N 为 1.2 MW,整流输出和升压斩波直流部分的仿真波形如图 4 所示。

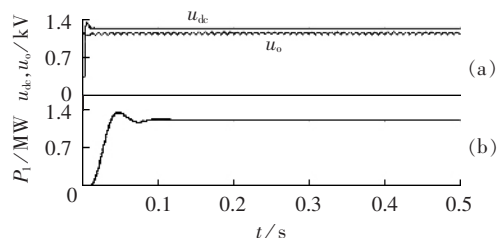


图 4 整流输出电压波形、直流母线电压波形和系统功率波形

Fig.4 Waveforms of rectifier output voltage, DC bus voltage and system power

图 4(a)为 12 脉波整流输出电压波形 u_{dc} 和经升压斩波后的直流母线电压波形 u_o 对比图,图 4(b)为系统功率 P_1 波形图。由仿真波形可以看出,当发电机输出额定电压为 750 V 时,经过升压斩波器的直流母线电压稳定在 12 500 V,斩波器响应迅速,波形稳定,此时系统达到额定功率 1.2 MW。

设定电网电压为 630 V,频率 50 Hz,图 5 为对并网逆变器部分的仿真波形。

图 5(a)为并网逆变器输出三相电流波形 i_{outa} 、 i_{outb} 、 i_{outc} ,其峰值在 1 100 A 左右,图 5(b)为并网逆变器输出 a 相电压波形 u_a ,其峰值为 650 V 左右,此电压经过并网滤波电感后并入 630 V 电网,图 5(c)为并网逆变器的功率因数 λ 的波形。由图可看出,当逆变器在额定功率下工作时,输出电流与电压波形质

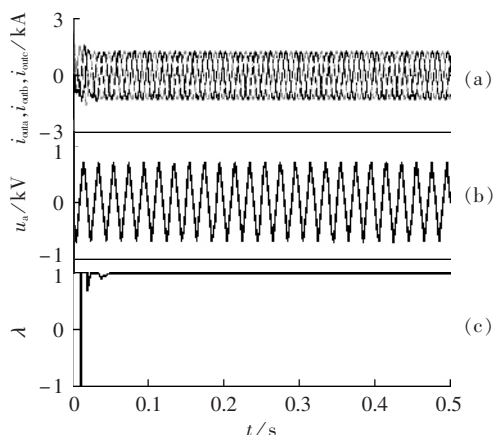


图 5 逆变器输出三相电流、电压和功率因数波形

Fig.5 Waveforms of three-phase converter output current, voltage and power factor

量高,并网过程快,对电网冲击小,并且并网过程结束后,逆变器工作在功率因数几乎接近 1 的状态。

但风力发电系统并非总是工作在额定功率下,其功率随着风速的变化而变化,为了更符合实际情况,仿真了系统在由 0.6 MW 向 1.2 MW 跳变的过程,仿真波形如图 6 所示。

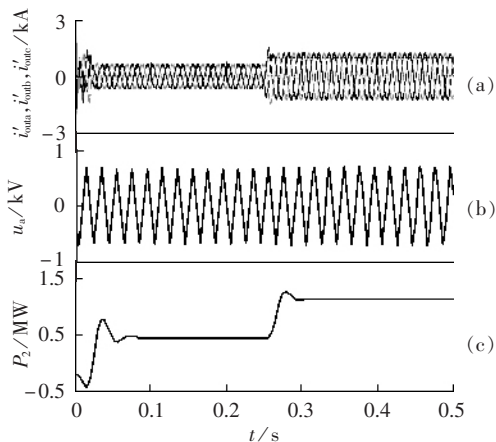


图 6 功率由 0.6 MW 向 1.2 MW 跳变时电流、电压、输出功率波形

Fig.6 Waveforms of current, voltage and output power when power changes swiftly from 0.6 to 1.2 WM

图 6(a)为系统功率由 0.6 MW 向 1.2 MW 跳变时并网逆变器输出三相电流 i'_{outa} 、 i'_{outb} 、 i'_{outc} 波形,图 6(b) u 为输出 a 相电压波形 u_a ,图 6(c)为并网逆变器输出功率 P_2 的波形。由波形图可以看出,在发电机输出功率由 0.6 MW 向 1.2 MW 跳变时,并网逆变器输入电网的电流响应迅速,且波动较小,过度平滑,而整个过渡过程输出电压波形稳定。

4 结语

所提出的大功率永磁直驱变速恒频风力发电机组的系统结构和 PSIM 的仿真平台为以后直驱式风力发电系统的研究奠定了一定的基础。但这里并

未对功率连续变化的动态过程进行分析,也未将风速变化和电机转矩控制纳入研究内容,这些都是直驱式风力发电系统需解决的技术难题,也是今后需要继续深入研究的方向。

参考文献:

- [1] 陈雷,邢作霞,潘建,等. 大型风力发电机组技术发展趋势[J]. 可再生能源,2003(1):27-30.
CHEN Lei,XING Zuo-xia,PAN Jian,et al. An overview of large grid-connected wind generation status[J]. Renewable Energy, 2003(1):27-30.
- [2] 马洪飞,徐殿国,苗立杰. 几种变速恒频风力发电系统控制方案的对比分析[J]. 电工技术杂志,2000(10):1-4.
MA Hong-fei,XU Dian-guo,MIAO Li-jie. Scheme comparison & analysis of four types VSCF wind power generation system [J]. Electrotechnical Journal,2000(10):1-4.
- [3] 耿华,杨耕,崔扬,等. 并网型风力发电系统的现状与发展[J]. 东方电气评论,2006,20(2):1-7.
GENG Hua,YANG Geng,CUI Yang,et al. Present condition and developing tendency of shunt-connected wind power generation system[J]. Dongfang Electric Review,2006,20(2):1-7.
- [4] 叶杭冶. 风力发电机组的控制技术[M]. 北京:机械工业出版社,2003.
- [5] 史林军,潘文霞,白先红. 双馈型变速恒频风力发电机矢量控制模型的研究[J]. 电力自动化设备,2003,23(5):15-17.
SHI Lin-jun,PAN Wen-xia,BAI Xian-hong. Study on vector control model of variable-speed constant-frequency double-fed wind generation [J]. Electric Power Automation Equipment, 2003,23(5):15-17.
- [6] ESMAILI R,XU L,NICHOLS D K. A new control method of permanent magnet generator for maximum power tracking in wind turbine application [C]//IEEE Power Engineering Society General Meeting. San Francisco,USA:IEEE,2005:1162-1167.
- [7] 余岳,欧阳红林,高平,等. 三相SVPWM整流器在风能最大功率点追踪中应用[J]. 电力自动化设备,2006,26(5):19-22.
SHE Yue,OUYANG Hong-lin,GAO Ping,et al. Three-phase SVPWM rectifier and its application in maximum wind power point tracking [J]. Electric Power Automation Equipment,2006,26(5):19-22.
- [8] 陈坚. 电力电子学:电力电子变换和控制技术[M]. 北京:高等教育出版社,2002.
- [9] 王兆安,黄俊. 电力电子技术[M]. 北京:机械工业出版社,2000.
- [10] 周松林. 逆变器并联运行的仿真研究[D]. 合肥:合肥工业大学,2005.
ZHOU Song-lin. Simulation research on inverters working in parallel[D]. Hefei:Hefei University of Technology,2005.
- [11] 黄蕾. 并联逆变器控制技术的研究[D]. 南京:南京航空航天大学,2004.
HUANG Lei. Research on control technology of parallel inverters [D]. Nanjing:Nanjing University of Aeronautics and Astronautics,2004.
- [12] 戴朝波,林海雪. 电压源型逆变器三角载波电流控制新方法[J]. 中国电机工程学报,2002,22(2):99-102.
DAI Chao-bo,LIN Hai-xue. A novel triangular carrier current control for voltage source inverters[J]. Proceedings of the CSEE, 2002,22(2):99-102.
- [13] 郑颖楠,傅诚. 电压型可逆变流器的控制策略现状与发展[J]. 电气传动,2001(6):3-6.
ZHENG Ying-nan,FU Cheng. The present situation and development of control strategy in three-phase rectifier converters[J]. Electric Drive,2001(6):3-6.
- [14] 张加胜,郝荣泰. 滞环控制变流器的开关频率研究[J]. 电工电能新技术,1998(1):54-57.
ZHANG Jia-sheng,HAO Rong-tai. Switching frequency of hysteresis band control converters[J]. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy,1998(1):54-57.
- [15] ZENG Q,CHANG L. A new method three-phase voltage detection and protection based on reference frame transformation [C]//2004 35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Aachen,Germany:IEEE,2004:2489-2493.

(责任编辑:康鲁豫)

作者简介:

徐 锋(1983-),男,湖北仙桃人,硕士研究生,主要研究方向为控制理论与控制工程(E-mail:fxu@jadechip.com);

王 辉(1960-),男,湖南沅江人,教授,博士,主要研究方向为非线性控制、智能控制、自适应控制以及电力电子技术(E-mail:hwang1960@163.com)。

Research on power conversion technique in MW-level direct-driven wind turbine

XU Feng,WANG Hui,YANG Tao-yi

(Collage of Electrical and Information Engineering,Hunan University,Changsha 410082,China)

Abstract: “Double-fed generator + double-PWM converter” is widely used in wind power generation system currently,which has low efficiency and complex control technology. It is suggested to replace the double-fed generator by the six-phase low-speed permanent-magnet generator,and to use “uncontrollable rectifier + Boost chopper + SPWM converter” in converter system. Six-phase uncontrollable rectifier commutes AC produced by generator in 12 pulses,which enhances the system reliability and simplifies the control;two paralleled Boost chopper circuits are used to boost voltage and extend the work region of generator,as well as to reduce the current through the reactor and IGBT. Based on MPPT(Maximum Power Point Tracking) arithmetic and converter model,the output of two parallel 3-phase-bridge PWM inverters is controlled directly by direct current. The model of whole converter system is built with PSIM and simulative results verify its correctness.

Key words: wind power generation; permanent-magnet direct-driven; uncontrollable rectifier; Boost chopper; SPWM inverter; direct-current control