

2.5 MW 风力发电机组网侧变流器控制策略 及参数设计研究

孙 璐, 张志学

(南车株洲电力机车研究所有限公司, 湖南 株洲 412001)

摘 要: 对 2.5 MW 风力发电机组网侧变流器控制策略进行了研究, 介绍了其 LCL 滤波器参数设计方法, 阐述了电网电压谐波检测等要点。仿真和试验结果证明了控制策略的可行性, 参数设计达到了预期的效果。

关键词: 网侧变流器; LCL 滤波器; 谐波检测

中图分类号: TM315; TM46

文献标识码: A

文章编号: 2095-3631(2013)04-0035-04

Study of Control Strategy and Parameter-design for Grid-side Converters of 2.5 MW Wind Power Generation System

SUN Lu, ZHANG Zhi-xue

(CSR Zhuzhou Institute Co., Ltd., Zhuzhou, Hunan 412001, China)

Abstract: It studied a control strategy for grid-side converters of 2.5 MW wind power generation system, presented a method for parameters design of LCL filter and introduced points of harmonic detection methods for grid voltage. Simulation and experimental results verify the feasibility of the control strategy and show that it can achieve the expected design results with the parameter-design.

Key words: grid-side converter; LCL filter; harmonic detection

0 引言

近年来, 风力发电等可再生能源事业的发展越来越受到社会各界的关注, 从对相关技术要点的深入研究到兆瓦级风力发电机组的投产应用, 风电的发展突飞猛进。网侧变流器需满足稳定直流侧电压和保证电网电能质量两项要求, 是风力发电机组的重要组成部分, 其作用尤为关键。本文针对 2.5 MW 风力发电机组中的网侧变流器进行了控制策略的研究与设计, 运用 Simulink 对控制系统进行仿真, 并通过试验进一步验证了相关算法的正确性。

1 网侧变流器电路拓扑及控制策略

本文研究的网侧变流器由 2 个完全相同的单元(图 1)

并联组成。图 1 中, e_s 为电网电压, 网侧电感 L_g 、变流器侧电感 L_i 和滤波电容 C_f 共同构成 LCL 滤波器, R_g 和 R_i 为电感等效阻抗, $u_k(k=a, b, c)$ 为变流器交流端电压, $V_1 \sim V_{12}$ 为 IGBT, C_d 为直流侧支撑电容, U_{dc} 为中间直流电压。

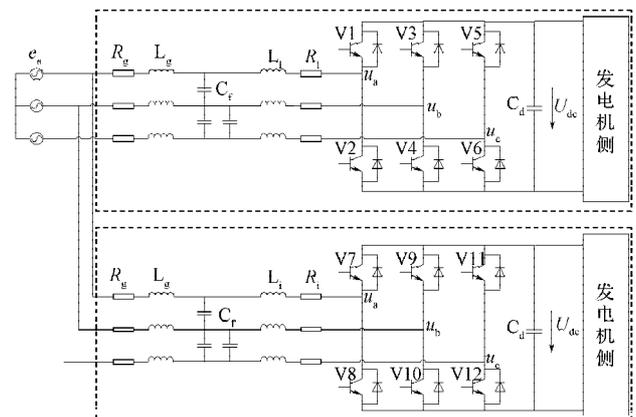


图 1 网侧变流器电路拓扑

Fig.1 Circuit topology of the grid-side converter

收稿日期: 2012-06-15

作者简介: 孙璐(1988-), 女, 研究方向为四象限变流器控制。

在风力发电过程中,根据电机的运行状态,网侧变流器可以整流或逆变模式运行。由于整流运行时的控制策略同逆变运行时的相同,区别只在于能量流动方向相反,因而以下设计分析均以逆变运行为例。

PWM信号的生成环节既可采用空间矢量脉宽调制(SVPWM),也可采用注入零序分量的正弦波脉宽调制(SPWM),但考虑到2.5 MW风力发电机组网侧变流器为并联结构,为方便在两单元间采用载波错相控制,本设计选用注入零序分量的SPWM。

低频电流工况下, C_f 相当于开路,所以LCL滤波器可建模为 L_T 滤波器($L_T=L_g+L_l$)。基于 abc 三相静止坐标系的一般数学模型具有物理意义清晰、直观等特点,但其交流侧均为时变交流量,不利于控制系统的设计。为此,可通过坐标变换将三相静止坐标系转换成以电网基波角频率同步旋转的 dq 坐标系。将 d 轴定向于电网电压矢量,且 q 轴超前 d 轴 90° ,则网压 d 轴分量 $e_d=e_s$ (e_s 为网压), q 轴分量 $e_q=0$ 。由此,网侧变流器的 dq 模型为:

$$\left. \begin{aligned} L_T \frac{di_d}{dt} &= -Ri_d + \omega L_T i_q + e_d - u_d \\ L_T \frac{di_q}{dt} &= -Ri_q - \omega L_T i_d + e_q - u_q \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

式中: i_d ——网侧电流 d 轴分量,即有功电流; i_q ——网侧电流 q 轴分量,即无功电流; u_d ——变流器交流端电压 d 轴分量; u_q ——变流器交流端电压 q 轴分量; R ——电阻, $R=R_g+R_l$,通常很小,可忽略。

由式(1)可知, i_d 与 i_q 间存在着耦合,其中一项的改变将会带来另一项的变化,为此可采用前馈解耦控制^[1](图2),其控制方程如式(2)和式(3)所示。

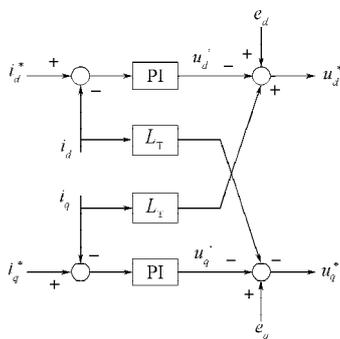


图2 电流解耦控制结构

Fig.2 Current-decoupling control structure

$$\left. \begin{aligned} u_d^* &= \omega L_T i_q + e_d - u_d' \\ u_q^* &= -\omega L_T i_d + e_q - u_q' \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

$$\left. \begin{aligned} u_d' &= K_P(i_d^* - i_d) + K_I \int (i_d^* - i_d) dt \\ u_q' &= K_P(i_q^* - i_q) + K_I \int (i_q^* - i_q) dt \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

式中: u_d^* —— d 轴电压给定值; u_q^* —— q 轴电压给定值; u_d' ——PI调节器输出的 d 轴电压; u_q' ——PI调节器输出的 q 轴电压; i_d^* —— d 轴电流给定值; i_q^* —— q 轴电流给定值; K_P ——比例系数; K_I ——积分系数。

据此,采用双闭环控制结构,电压外环主要控制中间直流电压;电流内环则根据电压环输出的电流指令对交流侧输入电流进行控制,并实现功率因数可控运行。

网侧变流器控制框图如图3所示。中间直流电压给定值 U_{dc}^* 与直流电压 U_{dc} 相比较,经PI调节器调节,输出 d 轴电流给定值 i_d^* (因需要单位功率因数输出,所以 q 轴电流给定值 i_q^* 为0); i_d^* 、 i_q^* 与实际电流的 d 、 q 轴分量进行比较,误差经PI调节器后输出 u_d' 和 u_q' ;再与各自的解耦补偿项和电网电压扰动前馈补偿项运算,得到网侧变流器参考电压给定值 u_d^* 和 u_q^* ;在引入滤波电容电流的 d 、 q 轴分量后,经 dq 反变换得三相调制波,通过SPWM调制后给出各开关器件的驱动信号。为采用“虚拟电阻”法^[2]抑制LCL滤波器谐振,引入参数 i_{cd} 和 i_{cq} (滤波电容电流的 d 、 q 轴分量)及 K (比例系数)。

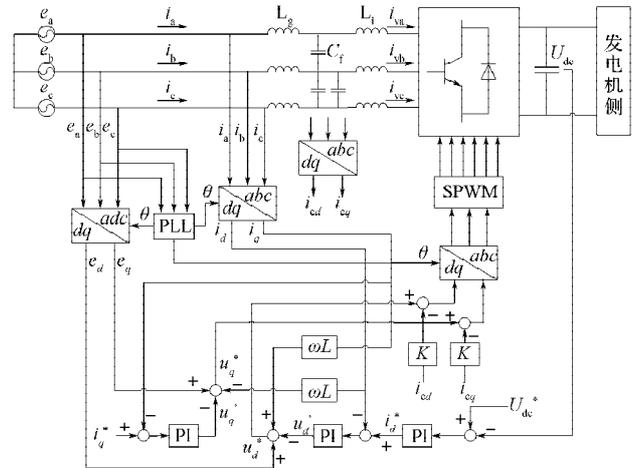


图3 网侧变流器控制框图

Fig.3 Control block diagram of the grid-side converter

2 LCL 滤波器参数设计方法

为降低入网电流的高次谐波含量,网侧变流器需通过单电感滤波器或LCL滤波器与电网连接。单电感滤波器结构简单,但高频谐波衰减特性不理想,需较大的电感量或采用较高的开关频率以获得低的总谐波畸变率(THD)。相较之下,LCL滤波器效果更好,且可降低总电感值,更适用于大功率的风力发电系统,在较低开关频率下可获得高质量的入网电流。

参照三相电压型PWM变流器的交流侧电感设计准则:

$$L_{T1} \leq \frac{E_m \sin \varphi + \sqrt{E_m^2 \sin^2 \varphi + M^2 U_{dc}^2 - E_m^2}}{\omega I_m} \quad (4)$$

式中: E_m ——电网相电压幅值; I_m ——交流侧基波相电流幅值; φ ——功率因数角; ω ——基波角频率; M ——PWM相电压最大利用率。

当网侧变流器处于单位功率因数逆变状态时, $\varphi = -180^\circ$, 代入式(4), 整理得:

$$L_{T1} \leq \frac{\sqrt{M^2 U_{dc}^2 - E_m^2}}{\omega I_m} \quad (5)$$

又因网侧变流器在低电压穿越时需对电网进行无功补偿, 所以另需考虑纯容性状态($\varphi = -90^\circ$), 则:

$$L_{T2} \leq \frac{M U_{dc} - E_m}{\omega I_m} \quad (6)$$

显然, $L_{T2} < L_{T1}$ 。

LCL滤波器电感参数的设计既应考虑最恶劣的情况, 又要尽可能选取较小值, 所以需将网侧变流器参数代入式(6)中, 以求取电感值上限。

电感的设计还需满足电流瞬态跟踪指标, 一方面要快速跟踪电流, 另一方面又要抑制谐波电流, 即:

$$\frac{(2U_{dc} - 3E_m)E_m}{4U_{dc} f_{sw} \Delta i_{max}} \leq L_T \quad (7)$$

式中: f_{sw} ——开关频率; Δi_{max} ——最大允许谐波电流脉动量, 一般取交流侧电流幅值的15%~20%。

综上, 可求得两电感之和 L_T 的取值范围, 再通过反复的仿真分析以确定两电感量的大小分配。滤波电容的设计^[3]参照式(8):

$$C_f = \frac{S_N \times \sqrt{1 - \cos^2 \varphi}}{3\omega E_s^2} \quad (8)$$

式中: S_N ——输出功率; E_s ——相电压有效值。

取 $\sqrt{1 - \cos^2 \varphi} = 0.05$, 计算 C_f 值。

LCL滤波器设计约束条件为“ $10f_0 < f_{res} < f_{sw}/2$ ”, 其中谐振频率的计算式如下:

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_g + L_l}{L_g L_l C_f}} \quad (9)$$

将设计值代入式(9)中, 进一步考虑是否满足此约束条件。

LCL滤波器自身的特性会使其在某些频率点发生谐振, 严重影响变流器的安全, 一般采用在电容支路上串联阻尼电阻的方法来解决此问题, 但实际应用经验表明该阻尼电阻会增加系统的损耗。为此, 本系统采用“虚

拟电阻”法, 将滤波电容电流加入到控制算法中(图3)。若直接采集滤波电容电流, 则需在系统中加入电流传感器, 这样会带来一系列不便, 因此采取由网侧电流传感器采样值与模块电流传感器采样值相减方法间接得到该电流。

3 电网电压谐波检测

电网电压中主要含5、7、11及13等低次谐波。为了达到更好的控制效果, 需对谐波进行实时检测。可采用基于 dq 变换的方法, 如需检测 n 次谐波, 则令 dq 坐标系以 n 倍基波角频率旋转, 方向与基波电压旋转方向相同。 abc 坐标系下的 n 次谐波变换到 dq 坐标系下将会是相对 dq 轴静止的矢量, 即直流量。此后经低通滤波器滤得 n 次谐波的 d 、 q 轴分量, 再经反 dq 变换得 n 次谐波电压。

虽然基于 dq 坐标变换的方法思路清晰、可实施性高, 但低通滤波器的使用会造成延时, 有碍于控制的实时性。可考虑直接使用陷波器的方法来检测谐波, 式(10)示出陷波器的传递函数。如, 将陷波角频率设计为5倍基波角频率, 则当畸变电压通过陷波器时, 5次谐波电压将被检测出。

$$F(s) = \frac{s^2 + \omega_0^2}{s^2 + \omega_0 s / Q + \omega_0^2} \quad (10)$$

式中: ω_0 ——陷波角频率; Q ——品质因数。

4 仿真及试验

结合2.5 MW风力发电永磁同步电传动系统的研制, 对网侧变流器控制策略及滤波器参数进行了仿真及试验验证, 并采用直接使用陷波器的方法对电网电压谐波检测算法进行仿真。

4.1 控制策略和LCL滤波器参数

采用电压电流双闭环控制策略后, 电网电压及网侧电流的仿真波形如图4所示。可以看出, 变流器以单位功率因数逆变运行, 与设计目标相符。

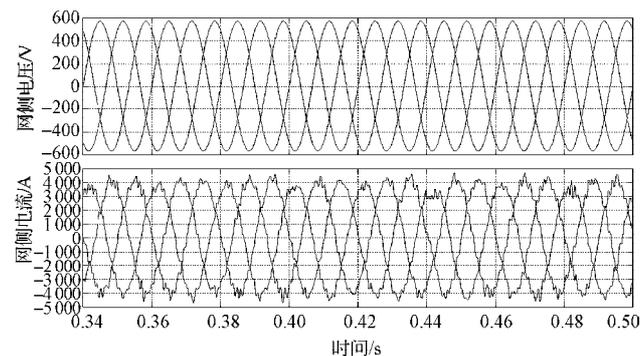


图4 网侧电压及电流

Fig.4 Waveforms of grid-side voltage and current

图5示出网侧电流FFT分析结果。可以看出,入网电流的THD为2.31%,满足国标GB/T 14549-1993《电能质量公用电网谐波》中谐波电流THD值小于5%的要求。仿真结果表明,该控制策略可行,LCL滤波器设计合理。

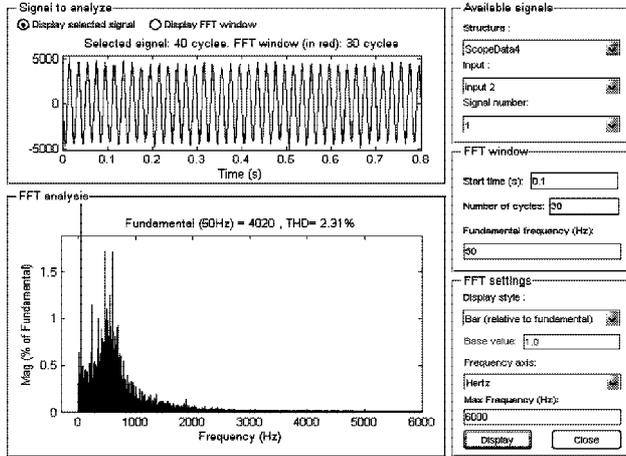


图5 网侧电流FFT分析

Fig.5 FFT analysis for grid-side current

利用风电试验台,对该网侧变流器控制策略进行验证。变流器由完全相同的主从柜组成,两柜间载波错相180°,各承担一半的功率,其发电模式下满功率运行时中间直流电压及网侧电流波形如图6和图7所示。

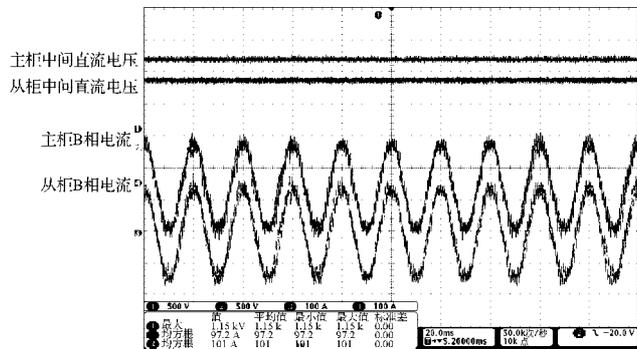


图6 主从柜中间直流电压及B相电流

Fig.6 DC link voltages and phase B currents of the master/slave cabinet

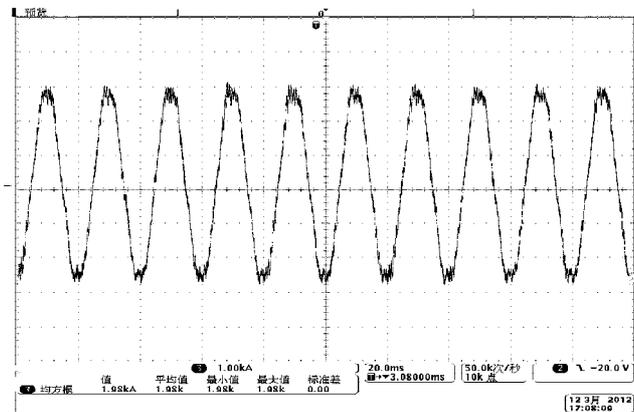


图7 主从柜B相电流之和

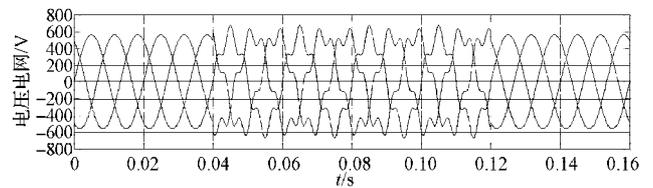
Fig.7 Sum of phase B currents of the master and slave cabinet
由图6可知,单柜功率达1.25 MW时,中间直流电

压为1 150 V,平直稳定,网侧电流有效值约为1 000 A,表明该控制策略确实可行。

图7示出主从两柜B相电流之和的波形,测得其THD=3.4%,达到了国标GB/T 14549-1993要求,进一步证明此控制策略具有良好的实际应用效果。

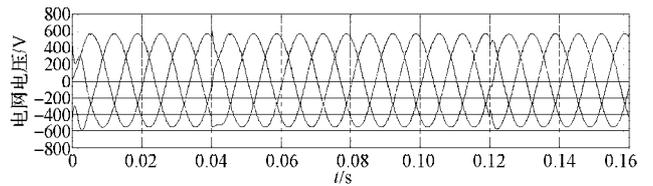
4.2 电网电压谐波

采用直接使用陷波器的方法对电网电压谐波检测算法进行仿真,设定陷波角频率为5倍基波角频率。图8示出通过陷波器前、后电网电压的波形。结果表明,采用陷波器的检测方法易实现,可准确检测出谐波电压。



(a) 电网电压波形 (在0.04~0.12 s间加入5次谐波)

(a) Waveforms of grid voltage (inputting 5th harmonic voltage from 0.04 s to 0.12 s)



(b) 通过陷波器后的电网电压波形

(b) Waveforms of grid voltage by using the notch filter

图8 使用陷波器的谐波检测

Fig.8 Harmonic detection by using the notch filter

5 结语

本文结合2.5 MW风力发电永磁同步电传动系统的研制,设计了一种针对网侧变流器的电压/电流双闭环控制策略。仿真及试验结果表明,其控制策略达到了系统设计要求,LCL滤波器滤波效果良好,电网电压谐波检测算法切实可行。该双闭环控制策略能实现网侧变流器的基本功能,但尚不具备与低电压穿越、无功补偿等功能相应的更完备的控制算法,后续可展开更深的研究。

参考文献:

- [1] 张崇巍,张兴. PWM整流器及其控制[M].北京:机械工业出版社,2003.
- [2] 伍小杰,孙蔚,戴鹏,等.一种虚拟电阻并联电容有源阻尼法[J].电工技术学报,2010(10):122-128.
- [3] 郭希铮,游小杰,张立伟,等.三相电压型PWM整流器LCL滤波器设计方法[J].电力电子,2010(3):33-38.
- [4] 马慧,刘静芳.基于瞬时无功功率理论的三相电路谐波、无功和不平衡电流检测[J].四川电力技术,2004(4):4-7.

