

LCL 滤波的风电网侧变流器有源阻尼策略

张宪平, 周 飞, 赵 波, 荆 平

(中国电力科学研究院, 北京 100192)

摘要: 为提高基于 LCL 滤波器拓扑的风电变流器系统稳定性, 对变流器的谐振阻尼策略进行了研究。通过对 LCL 滤波的变流器电流闭环特性分析, 提出了一种新型的有源阻尼策略。利用电容电流和比例环节对电网电流闭环极点进行配置, 以增大电网电流闭环控制系统的阻尼, 抑制谐振发生。为降低采样环节对系统稳定性的影响, 提出了利用相位超前滤波器对延迟进行补偿的措施。通过搭建基于 LCL 滤波器的风力发电系统网侧变流器仿真模型和实验系统, 对理论进行了验证。仿真和实验结果证明所提出的控制方案是正确可行的。

关键词: 风力发电; 网侧变流器; LCL 滤波器; 无源阻尼; 有源阻尼

中图分类号: TM 614; TM 461

文献标识码: A

文章编号: 1006-6047(2010)06-0011-05

0 引言

为减少风力发电机组网侧变流器^[1-5]开关器件的高开关频率对电网造成的谐波污染, 在变流器的电网侧采用 LCL 滤波器是一种有效降低电网电流高次谐波含量和电感值^[6-8]的方法。但是, LCL 滤波器可能会受到谐波电流激发而发生谐振, 破坏系统的稳定性, 因此需要对 LCL 滤波器的阻尼策略进行研究^[9-18]。

本文选择电网侧电流作为反馈量进行闭环控制, 提出了一种新型的有源阻尼策略。利用电容电流、电网电流及变流器控制电压之间的关系, 电容电流被引入电流闭环, 用于对闭环极点进行配置。为得到较好的滤波器谐振抑制效果, 比例参数被用于调节电容电流的大小。仿真和实验结果表明, 文中提出的控制策略是正确、可行的。

1 LCL 滤波的网侧变流器数学模型

图 1 为基于 LCL 滤波器的风电系统网侧变流器拓扑结构。与传统的纯电感滤波的网侧变流器相比, 这种拓扑结构在电感中间加入了电容, 形成 LCL 滤波器。由图 1 可知, LCL 滤波器由 3 部分组成: 网

侧电感 L_g 、变流器侧电感 L_{con} 和滤波电容 C_f , 其中 L_{con} 主要作用是升压和能量的变换, L_g 、 C_f 用于滤除高次谐波。在图 1 中, R_g 、 R_{con} 分别为电感 L_g 、 L_{con} 上的杂散等效电阻。

在风力发电系统中, 网侧变流器根据系统的不同要求工作在整流或逆变状态。由于网侧变流器在整流和逆变运行时的控制策略是相同的, 仅是能量的流动方向发生了变化, 因此文中以网侧变流器工作于整流状态为例进行研究。设三相电网电压平衡, 由基于 LCL 滤波器的三相网侧变流器拓扑结构, 可得到变流器交流侧的电流、电压方程组^[19]:

$$u_{con}^k(t) = -R_{con} i_{con}^k(t) - L_{con} \frac{di_{con}^k(t)}{dt} + u_c^k(t) \quad (1)$$

$$u_c^k(t) = -R_g i_g^k(t) - L_g \frac{di_g^k(t)}{dt} + e^k(t) \quad (2)$$

$$i_c^k(t) = C_f \frac{du_c^k(t)}{dt} = i_g^k(t) - i_{con}^k(t) \quad (3)$$

其中, $k=a, b, c$; $u_{con}^k(t)$ 、 $i_{con}^k(t)$ 为 k 相变流器侧电压、电流; $u_c^k(t)$ 、 $i_c^k(t)$ 为 k 相滤波电容电压、电流; $e^k(t)$ 、 $i_g^k(t)$ 为 k 相电网电压、电网侧电流。

根据 KCL 定理可得到变流器直流侧的电压、电流方程为

$$C_{dc} \frac{du_{dc}}{dt} = \sum_{k=a, b, c} i_{con}^k s^k - \frac{u_{dc}}{R_L} \quad (4)$$

其中, C_{dc} 为直流侧滤波电容; u_{dc} 为直流侧电压; R_L 为直流侧负载电阻; s^k 为 k 相桥臂的开关函数, 当上管导通、下管关断时 $s^k=1$, 而下管导通、上管关断时 $s^k=0$ 。

网侧变流器的控制目的是得到正弦度较高的电网侧电流和稳定的直流电压。与传统的纯电感滤波的变流器相比, 区别主要在于 LCL 滤波的网侧变流器交流侧拓扑结构不同, 因此本文重点研究交流电流的控制。

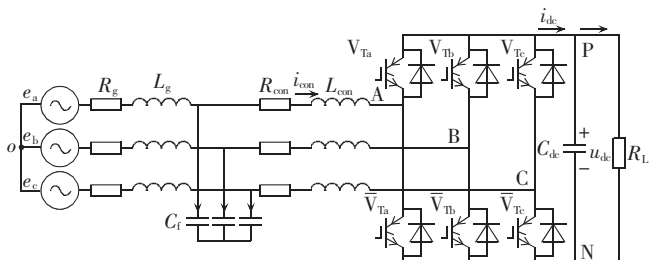


图 1 基于 LCL 滤波器的三相网侧变流器拓扑结构

Fig.1 Topology of three-phase grid-side converter with LCL filter

2 LCL 滤波的网侧变流器电流控制策略

2.1 系统稳定性分析

LCL 滤波器电感上的杂散电阻值相对感抗较小,为了简化分析,可将其忽略。由式(1)~(3)得到复频域下的基于 LCL 滤波器的网侧变流器电网侧电流 $I_g(s)$ 和变流器侧电压 $U_{con}(s)$ 、电网电压 $U(s)$ 的函数关系式为

$$I_g(s) = -\frac{1}{s^3 L_g L_{con} C_f + s(L_g + L_{con})} U_{con}(s) + \frac{s^2 L_{con} C_f + 1}{s^3 L_g L_{con} C_f + s(L_g + L_{con})} U(s) \quad (5)$$

由式(5)可知,在滤波器参数确定的情况下,网侧电流由电网电压和变流器侧电压 2 个变量决定,因此,网侧变流器可看作是输入为电网电压和变流器侧电压、输出为电网电流的多输入单输出控制系统。如果把电网电压当作系统的干扰量,则可得到电网电流同变流器侧电压之间的传递函数为

$$G(s) = \frac{I_g(s)}{-U_{con}(s)} = \frac{1}{s^3 L_g L_{con} C_f + s(L_g + L_{con})} \quad (6)$$

根据赫尔维茨稳定判据^[20]可知,式(6)描述的系统是不稳定的,直接采取电网电流闭环控制,在负载发生变化时,电网电流环将会发生振荡,因此需要采取合理的措施来确保系统的稳定。

2.2 有源阻尼控制

为了提高网侧电流闭环控制时系统的稳定性,在此提出一种新型的有源阻尼策略。对式(6)中 $G(s)$ 传递函数进行观察,根据赫尔维茨稳定判据可知,传递函数分母中 s^2 项的缺少是使系统不稳定的原因。为了提高系统的稳定性需要在传递函数 $G(s)$ 的分母中引入 s^2 项。不妨设在系统中引入的电流补偿项传递函数为

$$D(s) = s^2 H \quad (7)$$

则原 $G(s)$ 将改写为

$$G_1(s) = -\frac{1}{s^3 L_g L_{con} C_f + s^2 H + s(L_g + L_{con})} \quad (8)$$

在式(8)中通过对参数 H 进行选择即可使 LCL 滤波器获得有源阻尼,达到提高系统稳定性的目的。尽管在理论上式(8)可以增大 LCL 滤波器的阻尼,但是实现较为困难,这是因为在网侧电流的补偿项中存在二次微分环节,将会给系统带来干扰。通过进一步分析可知,LCL 滤波器的网侧电流和电容电流有如下关系:

$$P_c(s) = \frac{I_c(s)}{I_g(s)} = -s^2 L_g C_f \quad (9)$$

因此,可考虑利用电容电流来代替网侧电流的二次微分环节。为了对 LCL 滤波器的阻尼进行调制,在这里同时引入电容电流的比例调节参数 K_d , $K_d i_c$ 同变流器调制电压 u_{con} 相减。利用电容电流进行控制对象极点配置的控制框图如图 2 所示,其中控制对象的传递函数可写为

$$G_d(s) = -\frac{1}{s^3 L_g L_{con} C_f + s^2 K_d L_g C_f + s(L_g + L_{con})} \quad (10)$$

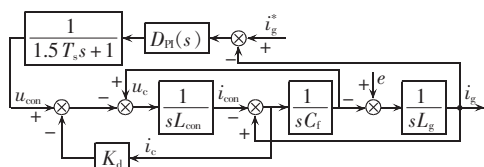


图2 电容电流比例反馈补偿控制框图

Fig.2 Block diagram of current control with capacitor current proportional feedback compensation

为了选择 K_d 的值,将式(10)写成下面的形式:

$$G_d(s) = -\frac{1}{s} \frac{1/(L_g L_{con} C_f)}{s^2 + s(K_d/L_{con}) + (L_g + L_{con})/(L_g L_{con} C_f)} \quad (11)$$

式(11)的右侧由积分和二次阻尼振荡环节组成,利用二阶系统的特性,可在选择阻尼比为 0.5 的情况下得到调节系数 K_d 为

$$K_d = L_{con} \sqrt{(L_g + L_{con})/(L_g L_{con} C_f)} \quad (12)$$

将 LCL 滤波器参数代入式(11)中,并分别选择 K_d 为 0、10,则可在图 3 中得到 $G_d(s)$ 的频率特性曲线。图 3 表明,在利用电容电流对控制对象极点配置后,LCL 滤波器在谐振频率处的幅值得到了有效抑制。

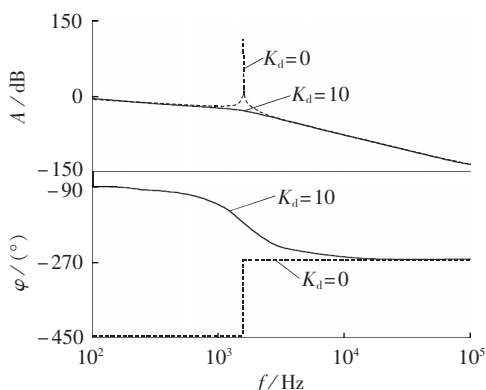


图3 $G_d(s)$ 在 K_d 取不同值时的频率响应曲线

Fig.3 Response curves of $G_d(s)$ to Frequency for different K_d

通过上面的分析可知,利用电容电流改变控制对象极点分布的有源阻尼策略,能够避免系统的高频不稳定性。但是在实际的控制系统中,电容电流不可避免地存在采样延迟,这将会降低有源阻尼策略的有效性。在这里设采样延迟为 1 个 PWM 周期 T_s ,下面在 Z 域对电流闭环进行分析。图 4 给出了有源阻尼策略下的网侧电流环控制结构框图,其中 ZOH 为零阶保持器, z^{-1} 为采样延迟环节。利用图 4 可得到

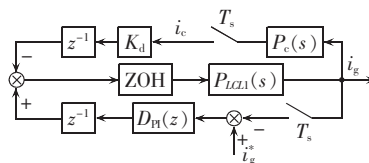


图4 有源阻尼网侧电流环控制框图

Fig.4 Block diagram of grid-side current control with active damping

网侧电流闭环的离散系统传递函数为

$$G_c(z) = \frac{D_{PI}(z)P_{LCL1}(z)}{z + D_{PI}(z)P_{LCL1}(z) + E(z)K_d} \tag{13}$$

$E(z)$ 为 $G(s)P_c(s)$ 利用零阶保持器得到的离散形式。

由式(13)可得到在图 5 中用“+”表示的电流闭环极点分布情况。从图 5 中可看出,在电容电流存在 1 个周期的采样延迟后,高频极点的阻尼比下降,系统稳定性较低。若对采样延迟利用超前环节 z 进行补偿,则可得到在图 5 中用“x”表示的闭环极点分布情况。很明显,对延迟进行补偿后,系统的稳定性提高了。

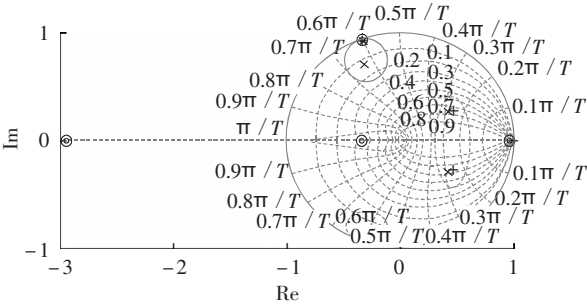


图 5 延迟对有源阻尼策略下闭环极点分布影响
Fig.5 Influence of time delay on distribution of closed loop pole under active damping strategy

在数字控制中 z 为纯超前环节,难以实现。为了便于在控制系统中实现对电容电流采样延迟进行补偿,可利用式(14)所示的滤波器函数替代纯超前环节。如果在 $n(n=1,2,3,\dots)$ 时刻相位补偿环节的输出为 $u_{damp}(n)$,输入为 $i_c(n)$,则式(14)的微分方程可用式(15)表示。

$$C_d(z) = \frac{1 + K_d}{1 + K_d z^{-1}} \tag{14}$$

$$u_{damp}(n) = i_c(n) + K_d[i_c(n) - u_{damp}(n-1)] \tag{15}$$

在图 6 中给出了 K_d 取不同值时 $C_d(z)$ 的波特图,同时,在图 6 中给出了滤波器对采样延迟相位的影响。从图中可看出, K_d 的值越大相位补偿效果越好。但考虑到电容电流对电流环低频谐波的影响, K_d 的取值越小越好。

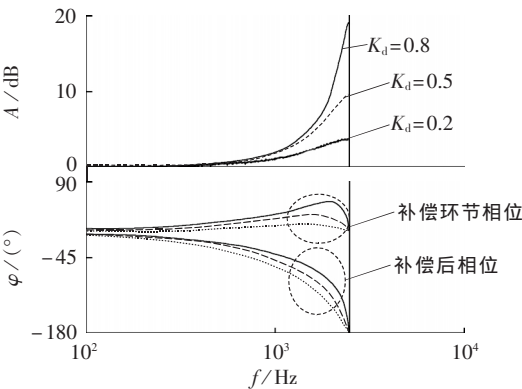


图 6 在 K_d 值不同时补偿环节幅值相位及补偿效果

Fig.6 Response curves of compensation amplitude and phase to frequency for different K_d and compensation effect

在利用式(14)作为补偿环节后,电流闭环控制框图如图 7 所示。由图可得到电流闭环的传递函数为

$$G_{cd}(z) = \frac{D_{PI}(z)P_{LCL1}(z)}{z + D_{PI}(z)P_{LCL1}(z) + E(z)\frac{1 + K_d}{1 + K_d z^{-1}}} \tag{16}$$

在式(16)中代入滤波器参数,并令 $K_d=0.5$ 可得到如图 8 所示的闭环零极点分布图。从图中可看出,采用延迟补偿后,谐振极点的阻尼比有了提高,系统稳定性增强。由于补偿环节对高频有幅值放大作用,应尽量降低 K_d 的取值。

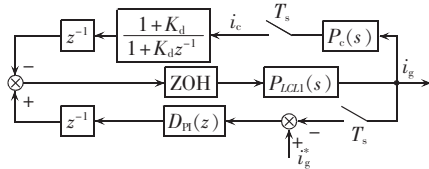


图 7 补偿后有源阻尼网侧电流环控制框图
Fig.7 Block diagram of grid-side current control with active damping and compensation

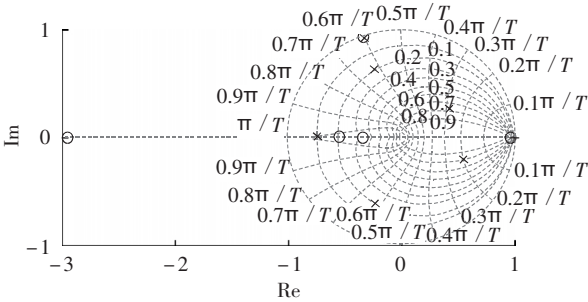


图 8 网侧电流有源阻尼控制闭环
传递函数零极点分布图

Fig.8 Pole and zero distribution of transfer function of grid-side current closed loop control with active damping

从上述分析中可知,在网侧电流反馈控制结构下,利用电容电流来补偿控制对象极点的分布可提高闭环的高频谐振极点阻尼比,增强系统的稳定性。为了降低采样延迟对有源阻尼策略性能的影响,可利用式(14)中的补偿环节对采样延迟进行补偿。

3 仿真和实验

为了验证上述理论分析的正确性,文中以表 1 给出的 LCL 滤波器参数^[21-22]和系统参数为例,进行了仿真和实验研究(表 1 中, u_L 指电网线电压)。首先利用 Matlab/Simulink 搭建了基于 LCL 滤波器的网侧变流器仿真模型,对变流器采取电压、电流双闭环控制,外环利用传统的 PI 调节器稳定直流电压,电流环采用电网电压定向的矢量控制,在同样的调节器参数下分别采取无阻尼和有源阻尼方案,则可在图 9 中得到三相电网侧电流仿真波形。图 9 表明在加入有源阻尼算法前,电流谐波畸变较为严重;而加入有源阻尼算法后,电流波形质量明显变好。在图 10 和图 11 中分别给出了变流器的实验波形及电流的谐波频谱分析(图中, I_n 指电流谐波相对基波的比值, n 为谐波

表 1 仿真及实验参数
Tab.1 Parameters of simulation
and experiment

u_L/V	U_k/V	LCL 滤波器		
		L_g/mH	L_{con}/mH	$C_f/\mu F$
190	300	1.25	1.0	20

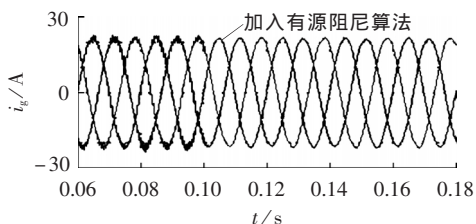
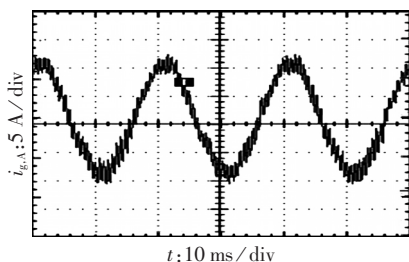
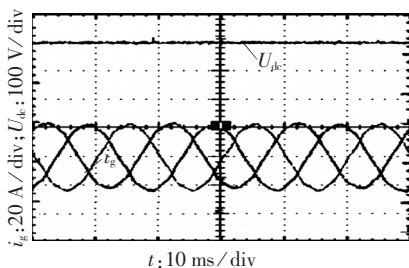


图 9 加入有源阻尼算法前、后网侧电流变化情况

Fig.9 Grid-side currents without or with active damping



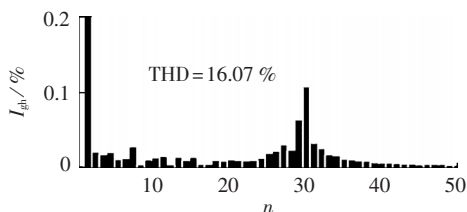
(a) 无阻尼情况下网侧 A 相电流



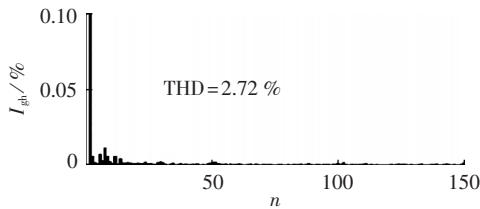
(b) 有源阻尼情况下网侧三相电流及直流电压

图 10 实验电流及直流电压波形

Fig.10 Waveform of current and DC voltage



(a) 无阻尼时电流谐波频谱



(b) 有源阻尼时电流谐波频谱

图 11 电流谐波分析

Fig.11 Analysis of current harmonics

次数)。通过对实验波形分析可知,在无阻尼情况下网侧 A 相电流波形发生了谐振,电流谐波畸变率达到 16.07%;在原有的控制策略中加入文中提出的有源阻尼算法后,电流无谐振发生,谐波畸变率降为

2.72%。仿真和实验结果表明,文中提出的有源阻尼策略可有效提高 LCL 滤波的网侧变流器系统稳定性。

4 结论

通过对基于 LCL 滤波器的风电网侧变流器系统阻尼策略分析、仿真及实验验证,可得出如下结论:本文提出的利用电容电流改变电流闭环极点分布来抑制滤波器谐振的有源阻尼策略是正确、可行的。该策略不会产生额外的阻尼电阻功率损耗,可减小滤波器的体积,并且算法实现简单。因此,本文提出的 LCL 滤波器的网侧变流器有源阻尼策略具有较高的实用价值。

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,2005:15-16.
- [2] 伍小杰,罗悦华,乔树通. 三相电压型 PWM 整流器控制技术综述[J]. 电工技术学报,2005,20(12):7-11.
WU Xiaojie, LUO Yuehua, QIAO Shutong. A control technical summary of three-phase voltage-source PWM rectifiers[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2005, 20(12): 7-11.
- [3] LISERRE M, TEODORESCU R, BLAABJERG F. Stability of photovoltaic and wind turbine grid-connected inverters for a large set of grid impedance values[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2006, 21(1): 263-272.
- [4] 刘其辉. 变速恒频风力发电系统运行与控制研究[D]. 杭州:浙江大学电气工程学院,2005.
LIU Qihui. The investigation of operation and control for a variable-speed constant-frequency wind power generation system [D]. Hangzhou, China: Zhejiang University, 2005.
- [5] TEODORESCU R, BLAABJERG F. Flexible control of small wind turbines with grid failure detection operating in stand-alone and grid-connected mode[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2004, 19(5): 1323-1332.
- [6] LISERRE M, BLAABJERG F, HANSEN S. Design and control of an LCL-filter-based three-phase active rectifier[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2005, 41(5): 1281-1290.
- [7] LINDGREN M, SVENSSON J. Connecting fast switching voltage-source converters to the grid-harmonic distortion and its reduction[C]//IEEE Strock Power Tech Conference. Stockholm, Sweden: IEEE, 1995: 191-195.
- [8] HILL W A, KAPOOR S C. Effect of two-level PWM sources on plant power system harmonics [C]//Proceedings of IAS 1998 Conference. St Louis, USA: IEEE, 1998: 1300-1306.
- [9] ROUTIMO M, TUUSA H. LCL type supply filter for active power filter-comparison of an active and a passive method for resonance damping[C]//IEEE 38th Annual Power Electronics Specialists Conference. Orlando, FL, USA: IEEE, 2007: 2939-2945.
- [10] WANG T C Y, YE Zhihong, GAUTAM S, et al. Output filter design for a grid-interconnected three-phase inverter[C]//IEEE 34th Annual Power Electronics Specialist Conference. Acapulco, Mexico: IEEE, 2003: 779-784.
- [11] 张强. 风力发电并网变流器工程问题研究[D]. 合肥:合肥工业大学电气工程学院,2006.
ZHANG Qiang. Study on the engineering problems of grid-connected converters for wind power generation [D]. Hefei: Hefei University of Technology, 2006.
- [12] BLASKO V, KAURA V. A novel control to actively damp resonance in input LC filter of a three-phase voltage source converter[J]. IEEE Transactions on Industry Application, 1997,

- 33(2):542-550.
- [13] LISERRE M, DELL'AQUILA A, BLAABJERG F. Stability improvements of an LCL-filter based three-phase active rectifier [C]//IEEE 33th Power Electronics Specialists Conference, 2002. Cairns, Australia:IEEE, 2002:1195-1201.
- [14] MALINOWSKI M, SZCZYGLIEL W, KAZMIERKOWSKI M P, et al. Sensorless operation of active damping method for three-phase PWM converters [C]//IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2005. Dubrovnik, Croatia:IEEE, 2005:775-780.
- [15] DAHONO P A. A control method for DC-DC converter that has an LCL output filter based on new virtual capacitor and resistor concepts [C]//2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference. Aachen, Germany:IEEE, 2004:36-42.
- [16] DAHONO P A. A control method to damp oscillation in the input LC filter [C]//Power Electronics Specialists Conference, IEEE 33rd Annual. Cairns, Australia:IEEE, 2002:1630-1635.
- [17] NORUM G W, NILSEN L. Active damping of resonance oscillations in LCL-filters based on virtual flux and virtual resistor [C]//IEEE European Conference on Power Electronics and Applications, 2007. Alborg, Denmark:IEEE, 2007:1-10.
- [18] LISERRE M, AQUILA A D, BLAABJERG F. Genetic algorithm-based design of the active damping for an LCL-filter three-phase active rectifier [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2004, 19(1):76-86.
- [19] 张宪平, 林资旭. LCL滤波的PWM整流器新型控制策略[J]. 电工技术学报, 2007, 22(2):74-77.
ZHANG Xianping, LIN Zixu. A novel control strategy for PWM rectifier with LCL filter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2007, 22(2):74-77.
- [20] 文锋, 贾光辉. 自动控制理论 [M]. 北京:中国电力出版社, 2003:75-76.
- [21] 张宪平, 李亚西. 三相电压型整流器的LCL型滤波器分析与设计 [J]. 电气应用, 2007, 26(1):65-68.
ZHANG Xianping, LI Yaxi. Analysis and design of LCL type filter for three-phase voltage source rectifier [J]. Electrotechnical Application, 2007, 26(1):65-68.
- [22] LISERRE M, BLAABJERG F, DELL'AQUILA A. Step-by-step design procedure for a grid-connected three-phase PWM voltage source converter [J]. International Journal of Electronics, 2004, 91(8):445-460.

(责任编辑:康鲁豫)

作者简介:

张宪平(1981-),男,山东聊城人,工程师,博士,研究方向为风力发电及电力电子技术应用(E-mail:xpzhang@epri.sgcc.com.cn);

周飞(1981-),男,湖北孝感人,工程师,硕士,研究方向为电力系统仿真;

赵波(1977-),男,山东青岛人,工程师,硕士,研究方向为电力电子技术应用;

荆平(1965-),男,山西运城人,高级工程师,硕士,研究方向为电力电子技术应用。

Active damping strategy for grid-side converter with *LCL* filter in wind power system

ZHANG Xianping, ZHOU Fei, ZHAO Bo, JING Ping

(China Electric Power Research Institute, Beijing 100192, China)

Abstract: The damping strategy of resonance oscillations is investigated to improve the system stability of the grid-side converter with *LCL* filter in wind power system. Based on the characteristic analysis of its current loop, an active damping control strategy is proposed. The proportion parameter is used to control the pole of capacitor current for increasing the damping of grid current closed loop control system to suppress the resonance oscillations. The phase-leading filter is used to compensate the time delay for decreasing the influence of sampling on system stability. The simulation model the experimental system of wind power system based on *LCL* filter are built to verify the correctness of theoretic analysis and the feasibility of control strategy.

Key words: wind power; grid-side converter; *LCL* filter; reactive damping; active damping