

# 基于 LCL 滤波器的双向储能变流器研究

叶曙光<sup>1</sup>, 胡蕊<sup>2</sup>, 刘钊<sup>1</sup>, 王淑惠<sup>1</sup>, 邓海波<sup>1</sup>, 张倩<sup>1</sup>

(1. 江苏金思源电力科技有限公司, 江苏 南京 210018; 2. 上海电力实业有限公司, 上海 200433)

**摘要:** 为了在中/大型功率并网系统中引入更具优势的 LCL 滤波器, 必须采用特殊的控制策略对 LCL 滤波器引入的谐振峰加以抑制。从节省双向储能变流器系统成本的角度, 提出了一种基于滤波电容电流内环、并网电流外环的双环控制策略。从主电路的参数设计、控制器的参数设计、控制器的性能分析 3 个方面对策略进行了详细的阐述, 并给出了先内环后外环的参数设计方法。搭建了一台 50 kW 的双向储能变流器作为试验样机, 通过实验证明了所提控制策略不仅可以保证 LCL 滤波器稳定工作, 而且可以减小并网电流谐波。

**关键词:** 双向储能变流器; 滤波器; 双环控制; 并网逆变器; 电流控制

**中图分类号:** TM 46; TN 713

**文献标识码:** A

**DOI:** 10.3969/j.issn.1006-6047.2014.07.015

## 0 引言

双向储能变流器实现直流储能电池与交流电网之间的双向能量传递, 是将储能电池接入电力系统的关键设备。双向储能变流器可将夜间或平日富余的电能转移给储能元件存储起来, 并在电网电能不足时回馈给电网以平衡电网峰谷; 同时, 将双向储能变流器用于风能、太阳能、潮汐能等新能源发电系统中, 可以在很大程度上平滑新能源发电输出, 使大规模可再生能源系统安全可靠地并入电网<sup>[1]</sup>。

滤波器是双向储能变流器中的关键设备, 相对传统 L 型滤波器, 在获得相同滤波效果的情况下, LCL 滤波器的总电感量小得多, 有利于提高电流动态性能, 同时能降低成本, 减小装置的体积和重量。在中大功率应用场合, LCL 滤波器的优势更为明显。然而, LCL 滤波器在高频处存在谐振峰, 使系统开环相角特性出现 180° 的相位滞后, 极大地降低了闭环系统的幅值裕度, 严重时还可能使系统失去稳定性<sup>[2-11]</sup>。

本文研制了一台 50 kW 双向储能变流器, 用于给 50 kW/100 kW·h 锌溴液流电池充放电。为取得较好的滤波效果并减小体积和降低成本, 双向储能变流器采用 LCL 滤波器, 同时为保证系统的稳定性, 选取了基于电容电流反馈的双闭环控制方案。所采取的方案均在实验样机上得到验证, 实验结果证明了控制算法的有效性和稳定性。

## 1 锌溴液流电池介绍

锌溴液流电池系统以 50 kW·h 为一个标准单元 (额定功率 25 kW, 放电 2 h), 每个模组含有独立的高集成电池管理系统。电池系统恒功率放电, 若小于额定功率放电, 则放电时间大于 2 h, 与功率成比例, 放电时间长短由放电功率大小决定。

锌溴液流储能系统以 50 kW·h 为基础, 可进行扩展, 其中可扩展至 500 kW·h 和 1 MW·h 为一个子单元, 以 500 kW·h 或 1 MW·h 为基础, 可继续扩展至 40 MW·h 或更大的容量, 子单元内各个 50 kW·h 标准储能单元由直流总线统一控制运行, 一致性好, 可靠性高。

下面给出 50 kW/100 kW·h 锌溴液流电池充放电参数。

a. 额定功率: 50 kW。额定容量: 100 kW·h。

b. 额定电压: 直流侧 DC 400 V。

c. 充电电压: 直流母线电压 440 V, 范围 420~450 V。放电电压: 直流母线电压 410 V, 范围 350~410 V。双向储能变流器停止工作电压: 直流母线电压 350 V。

d. 直流稳流精度  $\leq \pm 0.5\%$ , 直流稳压精度  $\leq \pm 0.5\%$ , 直流电压纹波系数  $\leq 0.5\%$ 。

因为锌溴液流电池系统内部自带了 DC-DC 变流器, 因此简化了双向储能变流器的功能, 双向储能变流器主要根据系统的指令实现对储能电池的恒功率充放电控制。

## 2 双向储能变流器及其参数设计

### 2.1 基于 LCL 滤波器的并网逆变器数学模型

采用 LCL 滤波器的双向储能变流器的拓扑结构图如图 1 所示。双向储能变流器采用单级式变换拓扑;  $V_{T1} \sim V_{T6}$  为三相逆变桥的 6 个 IGBT 开关管;  $R_1$ 、 $R_2$  分别为滤波电感  $L_1$ 、 $L_2$  的内阻;  $L_1$ 、 $L_2$  和  $C_2$  构成 LCL 并网滤波器;  $C_1$  为直流母线电容;  $L_3$  为直流滤波电感, 主要用于滤除直流电流中的开关纹波。

选择电感  $L_1$  电流  $i_{1a}$ 、 $i_{1b}$ 、 $i_{1c}$ , 电容  $C_2$  电压  $u_{Ca}$ 、 $u_{Cb}$ 、 $u_{Cc}$ , 并网电流  $i_{2a}$ 、 $i_{2b}$ 、 $i_{2c}$ , 电网电压  $u_{sa}$ 、 $u_{sb}$ 、 $u_{sc}$  以及逆变桥输出电压  $u_a$ 、 $u_b$ 、 $u_c$  为状态变量, 将各状态变量变换到两相同步旋转 dq 坐标系下的状态方程如式 (1) 所示。

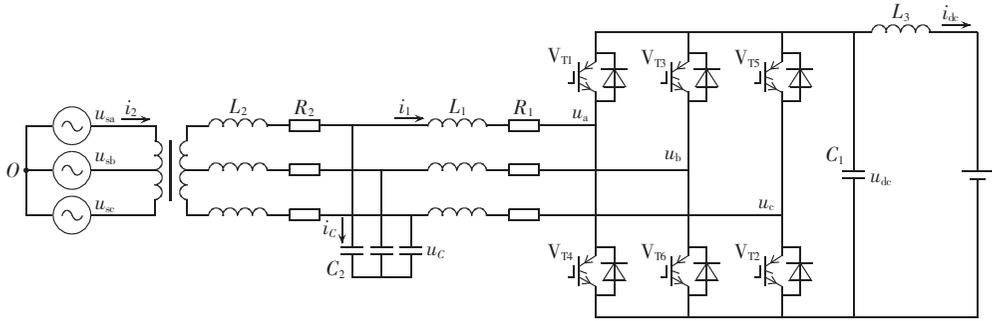


图 1 基于 LCL 滤波器的双向储能变流器主电路图

Fig.1 Main circuit of bi-directional power conversion system based on LCL filter

$$\begin{cases}
 \frac{di_{1d}}{dt} = -\frac{R_1}{L_1}i_{1d} + \omega i_{1q} - \frac{1}{L_1}u_{Cd} + \frac{1}{L_1}u_d \\
 \frac{di_{1q}}{dt} = -\frac{R_1}{L_1}i_{1q} - \omega i_{1d} - \frac{1}{L_1}u_{Cq} + \frac{1}{L_1}u_q \\
 \frac{di_{2d}}{dt} = -\frac{R_2}{L_2}i_{2d} + \omega i_{2q} + \frac{1}{L_2}u_{Cd} - \frac{1}{L_2}u_{sd} \\
 \frac{di_{2q}}{dt} = -\frac{R_2}{L_2}i_{2q} - \omega i_{2d} + \frac{1}{L_2}u_{Cq} - \frac{1}{L_2}u_{sq} \\
 \frac{du_{Cd}}{dt} = \frac{1}{C_2}i_{1d} - \frac{1}{C_2}i_{2d} + \omega u_{Cq} \\
 \frac{du_{Cq}}{dt} = \frac{1}{C_2}i_{2d} - \frac{1}{C_2}i_{2q} - \omega u_{Cd}
 \end{cases} \quad (1)$$

其中,  $i_{1d}$ 、 $i_{1q}$ 、 $i_{2d}$ 、 $i_{2q}$ 、 $u_{Cd}$ 、 $u_{Cq}$ 、 $u_{sd}$ 、 $u_{sq}$ 、 $u_d$ 、 $u_q$  分别为各变量在  $dq$  坐标系下的分量,电网电压和电流均折算到逆变侧,并将变压器漏感折算到  $L_2$  中。

因此建立 LCL 滤波器在  $dq$  坐标系下的数学模型如图 2 所示<sup>[12]</sup>。

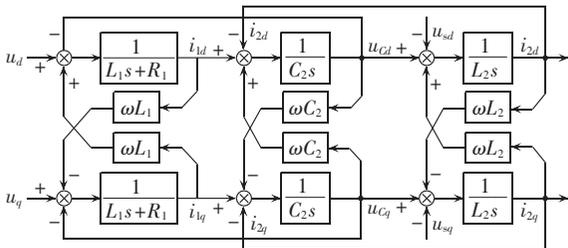


图 2 LCL 滤波器在 dq 坐标系下的数学模型

Fig.2 Mathematical model of LCL filter in dq coordinates

### 2.2 LCL 滤波器参数设计

LCL 参数设计方法较多<sup>[13-18]</sup>,本文采用如下步骤:

a. 滤波电容吸收的无功功率不能大于系统额定有功功率的 5%;

b. LCL 滤波器总的电感所产生的阻抗压降小于正常额定工作情况下电网电压的 10%;

c. 为了不使 LCL 滤波器的谐振峰出现在低频或高频段,所以设计 LCL 滤波器的谐振频率时,应该大于电网频率的 10 倍,小于开关频率的 1/2。

按照上述方法,经过综合考虑,设计 LCL 滤波器参数如下: $L_1=0.8$  mH, $L_2=0.2$  mH( $L_2$  中包含了变

压器的漏感), $C_2=80$   $\mu$ F,开关频率  $f=6$  kHz。

建立并网电流与逆变器输出电压的函数关系式,对比 LCL 滤波器和 L 型滤波器的滤波效果,利用 MATLAB 绘出其 Bode 图,如图 3 所示。

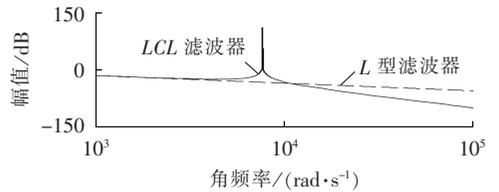


图 3 相同电感值下 L 型与 LCL 滤波器的 Bode 图

Fig.3 Bode diagrams of L-type and LCL filter with same inductance

从图 3 中可以看出在高频时,LCL 滤波器是以 60 dB/(°) 进行衰减,而 L 型滤波器是以 20 dB/(°) 进行衰减。因此,LCL 滤波器可以对高次电流谐波有更好的衰减效果。在低频时,两者频率响应的斜率都是 -20 dB/(°)。这就意味着在低频时 LCL 滤波器可以被当作电感为  $L_1+L_2$  的一个等效电抗器。由于 2 种结构的滤波器在高频时对谐波衰减不同,因此在同样的滤波效果的情况下,LCL 滤波器总的电抗器值  $L_1+L_2$  要比纯电感滤波器中的电抗器值小,滤波器的损耗也小些。考虑到一般对于整个系统设备,磁性材料的电感无论是重量、体积,还是成本所占的比重都比较大,因此尽可能地减小磁性材料所占的比重。另一方面电容的体积小、重量轻而且成本不高,所以基于成本、体积和重量方面考虑,通过适当增加电容值,可以减小系统设备的成本和体积<sup>[19-21]</sup>。

### 3 双向储能变流器控制策略

#### 3.1 基于电容电流反馈的电流双环控制

传统以逆变侧电流为控制对象的单电流环控制无法增加系统的阻尼,对系统的稳定性改善效果不明显,而且并网电流输出容易受到电网电压的影响<sup>[22-23]</sup>,因此本文采用基于电容电流反馈的网侧电流双环控制策略,其系统控制框图如图 4 所示。

#### 3.2 电容电流内环参数设计分析

图 5 是以并网电流作为电流外环控制变量、电

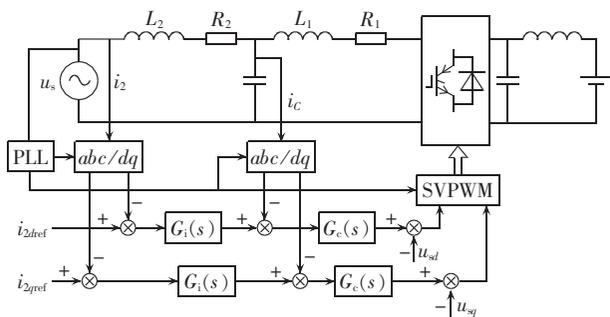


图 4 系统总体控制框图

Fig.4 Block diagram of overall system control

电容电流作为电流内环的双环控制系统框图。

可以推导出系统的开环传递函数为：

$$G_{dl}(s) = \frac{i_{2k}}{e_2} = \frac{A_0 s + A_1}{B_0 s^4 + B_1 s^3 + B_2 s^2 + B_3 s} \quad (2)$$

闭环传递函数为：

$$G_{cl}(s) = \frac{i_{2k}}{i_{2k}^*} = \frac{A_0 s + A_1}{B_0 s^4 + B_1 s^3 + B_2 s^2 + (B_3 + A_0)s + A_1} \quad (3)$$

其中,  $A_0 = K_p K_c K_{PWM}$ ;  $A_1 = K_i K_c K_{PWM}$ ;  $B_0 = L_1 L_2 C_2$ ;  $B_1 = R_1 L_2 C_2 + R_2 L_1 C_2 + L_2 C_2 K_c K_{PWM}$ ;  $B_2 = L_1 + L_2 + R_1 R_2 C_2 + R_2 C_2 K_c K_{PWM}$ ;  $B_3 = R_1 + R_2$ 。

分析内环比例参数  $K_c$  对系统性能的影响。采用电容电流作为内环时,内环的比例环节可抑制  $LCL$  滤波器的谐振峰,且内环比例参数  $K_c$  越大对谐振峰的抑制作用越强。为了更好地分析  $K_c$  对系统的影响,取外环  $K_p=1, K_i=500$ ,分别取  $K_c$  为 0.1、2、10 时的系统开环波特图如图 6 所示。当  $K_c=10$  时,谐振峰的抑制效果最好,低频增益更大,闭环系统的稳态误差也越小,但  $K_c$  太大会使高频谐波抑制效果变弱。

与此同时,采用电容电流作为内环时,可以从系统闭环下的极点分布图来分析内环比例参数  $K_c$  的取值对整个系统稳定性的影响。当并网电流外环  $K_p=1, K_i=100$ ,分别取  $K_c$  为 0.1、2、10,系统极点分布图如图 7 所示。由图可以看出相比  $K_c=2$ ,当  $K_c=10$  时,闭环极点更加靠近单位圆,这样会危及系统的稳定性。所以  $K_c$  的取值范围很小,合适的值在  $K_c=2$  附近。

从上述分析可知, $K_c$  的取值太小则对  $LCL$  滤波器的谐振峰抑制作用很小, $K_c$  的取值太大又会危及闭环系统的稳定性<sup>[24]</sup>,因此  $K_c$  需取折中值。综合考虑选择  $K_p=0.8, K_i=500, K_c=0.48$ ,经分析理论和实际存在差异主要是由于电感参数、线路分布参数、死区及数字化过程等原因造成理论建模和实际存在偏差。

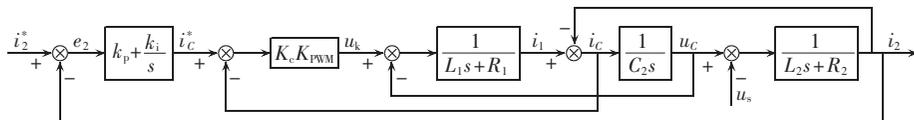


图 5 并网电流外环、电容电流内环时的系统框图

Fig.5 Block diagram of outer grid-connecting current control loop and inner capacitor current control loop

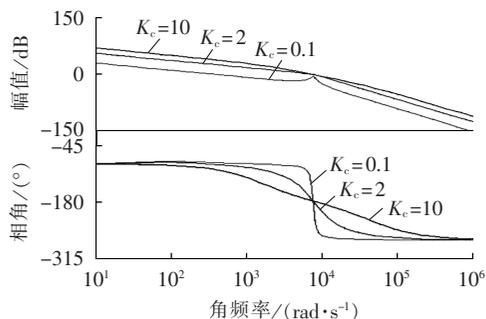
图 6  $K_c$  不同取值时系统开环波特图

Fig.6 Open-loop Bode diagram of system for different  $K_c$  values

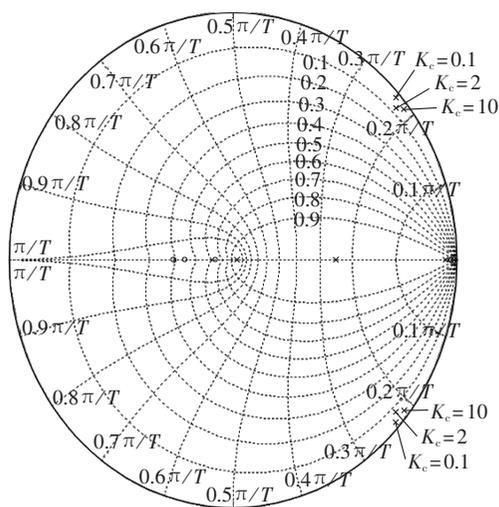
图 7  $K_c$  不同取值时系统闭环下的极点分布图

Fig.7 Close-loop pole distribution of system for different  $K_c$  values

## 4 实验验证

### 4.1 实验平台

搭建双向储能变流器实验样机,实验控制系统是基于 TI 公司的数字信号处理器 TMS320F28335 和 Altera 公司的 EPM7256AETI144-7,其中 DSP 主要完成信号采样、算法处理以及 PWM 信号生成,CPLD 主要完成逻辑控制和保护等。锌溴液流电池主要用于电力系统的功率调节,因此其控制策略较为简单,通过接收上位机指令以指定功率进行充放电。

实验平台参数为: $L_1=0.8$  mH, $L_2=0.2$  mH( $L_2$  中包含了变压器的漏感), $C_2=80$   $\mu$ F,开关频率  $f=6$  kHz。

### 4.2 实验结果

通过实验对所采取的控制算法进行验证,图 8 为从放电到充电电流切换波形;图 9 为从充电到放电电

流切换波形;图 10 为并网电流 a 相电流波形,通过分析其 THD 为 2.415%;图 11 为从放电到充电切换时直流滤波电感上的电流;图 12 为从充电到放电切换时直流滤波电感上的电流。从实验结果可以看出,采用基于电容电流反馈的双闭环控制策略,不仅可以保证 *LCL* 滤波器稳定工作,而且可以有效减小并网电流谐波,本样机充放电切换时间约为 2.8 s,该切换时间在双向储能变换器不同的应用场合可以调整。

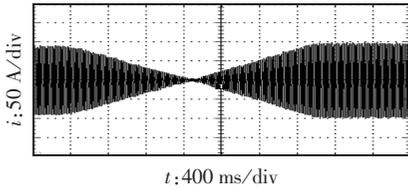


图 8 放电到充电电流切换波形  
Fig.8 Current waveform changing from discharging to charging

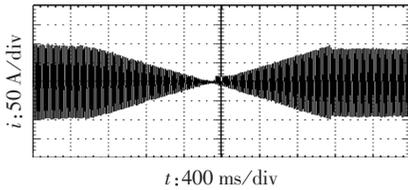
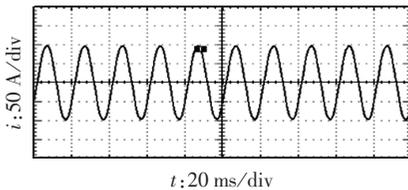
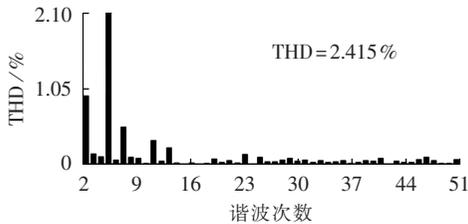


图 9 充电到放电电流切换波形  
Fig.9 Current waveform changing from charging to discharging



(a) 并网电流波形



(b) 并网电流 THD 分析

图 10 并网电流波形及 THD 分析  
Fig.10 Grid-connecting current waveform and its THD analysis

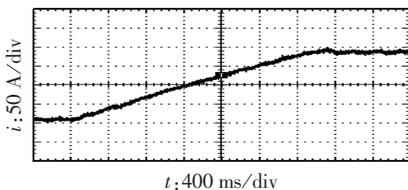


图 11 放电到充电切换时滤波电感上的电流波形  
Fig.11 Current waveform of filtering inductor changing from discharging to charging

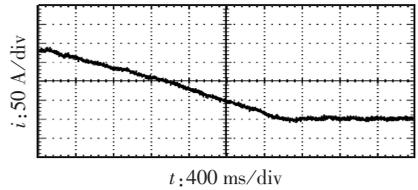


图 12 充电到放电切换时滤波电感上的电流波形  
Fig.12 Current waveform of filtering inductor changing from charging to discharging

## 5 结论

基于 *LCL* 滤波器的双向储能变流器在抑制谐波方面有着显著的效果,而且可以降低变流器的成本和减小变流器体积,但是由于增加了电容支路,使得变流器的数学模型由一阶变成三阶,并且 *LCL* 滤波器的谐振原因更增加了控制的复杂性。通过增加电容电流反馈可以有效地消除谐振对控制的影响,实现对并网电流的直接控制,易于工程实现,具有一定的实用价值。

## 参考文献:

- [1] LI Xiao,ZHANG Wenping,DU Chengrui,et al. Investigation to power conversion topology for fuel cell power generation system [C]//IEEE International Power Electronics Conference (IPEC). Sapporo,Japan:IEEE,2010:2637-2643.
- [2] HALIMI B,DAHONO P A. A current control method for phase-controlled rectifier that has an *LCL* filter[C]//IEEE Proceedings of 4th International Conference. [S.l.]:IEEE,2001:20-25.
- [3] BHAT A K S. A fixed frequency *LCL*-type series resonant converter[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems,1995,31(1):25-137.
- [4] ABEYASEKERA T,JOHNSON C M,ATKINSON D J,et al. Suppression of line voltage related distortion in current controlled grid connected inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2005,20(6):1393-1401.
- [5] LISERRE M,DELL'AQUILA A,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.
- [6] SHEN G,XU D,XI D,et al. An improved control strategy for grid-connected voltage source inverters with an *LCL* filter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2008,23(4):1899-1906.
- [7] TWINING E,HOLMES D G. Grid current regulation of a three-phase voltage source inverter with an *LCL* input filter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2003,18(3):888-895.
- [8] DICK C P,RICHTER S,ROSEKEIT M,et al. Active damping of *LCL* resonance with minimum sensor effort by means of a digital infinite impulse response filter[C]//IEEE 2007 European Conference on Power Electronics and Applications. Aalborg,Denmark:IEEE,2007:1-8.
- [9] MALINOWSKI M,BERNET S. A simple voltage sensorless active damping scheme for three-phase PWM converters with an *LCL* filter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2008,55(4):1876-1880.

- [10] GULLVIK W, NORUM L, NILSEN R. Active damping of resonance oscillations in *LCL*-filters based on virtual flux and virtual resistor[C]//IEEE European Conference on Power Electronics and Applications. Aalborg, Denmark; IEEE, 2007: 1-10.
- [11] WESSELS C, DANNEHL J, FUCHS F W. Active damping of *LCL*-filter resonance based on virtual resistor for PWM rectifiers-stability analysis with different filter parameters[C]//IEEE Power Electronics Specialists Conference. Rhodes, Greece; IEEE, 2008: 3532-3538.
- [12] 孙蔚, 伍小杰, 戴鹏, 等. 基于 *LCL* 滤波器的电压源型 PWM 整流器控制策略综述[J]. 电工技术学报, 2008, 23(1): 90-96.  
SUN Wei, WU Xiaojie, DAI Peng, et al. An overview of current control strategy for three-phase voltage-source rectifier with *LCL*-filter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2008, 23(1): 90-96.
- [13] ABEYASEKERA T, JOHNSON C M, ATKINSON D J, et al. Suppression of line voltage related distortion in current controlled grid connected inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2005, 33(2): 1393-1401.
- [14] LINDGREN M, SVENSSON J. Control of a voltage-source converter connected to the grid through an *LCL*-filter-application to active filtering[J]//IEEE 29th Annual Power Electronics Specialist Conference. Fukuoka, Japan; IEEE, 1998: 229-235.
- [15] BLASKO V, KAURA V. A novel control to actively damp resonance in input *LC* filter of a three-phase voltage source converter[C]//IEEE APEC'96 Conference Proceedings. [S.l.]: IEEE, 1996: 545-551.
- [16] SERPA L A, KOLAR J W, PONNALURI S, et al. A modified direct power control strategy allowing the connection of three-phase inverter to the grid through *LCL* filters[C]//IEEE 14th IAS Annual Meeting Conference Record. [S.l.]: IEEE, 2005: 565-571.
- [17] VALDIVIA V, PLEITE J, GONZALEZ C, et al. New approach to integrate an *LCL* filter and a transformer for grid connected converters following a simple design procedure[C]//IEEE 33rd Annual Conference of the Industrial Electronics Society. Taipei, China; IEEE, 2007: 1299-1303.
- [18] LIU Fei, DUAN Shanxu, XU Pengwei, et al. Design and control of three-phase PV grid connected converter with *LCL* filter[C]//IEEE 33rd Annual Conference of the Industrial Electronics Society. Taipei, China; IEEE, 2007: 1656-1661.
- [19] 王晶, 李瑞环, 束洪春. 基于智能多代理的能量协调控制在直流微网中的应用[J]. 电力自动化设备, 2013, 33(7): 132-138.  
WANG Jing, LI Ruihuan, SHU Hongchun. Energy coordination control based on intelligent MAS for DC microgrid[J]. Electric Power Automation Equipment, 2013, 33(7): 132-138.
- [20] 王盼, 刘飞, 查晓明. 基于有源阻尼的并联有源滤波器输出 *LCL* 滤波器设计[J]. 电力自动化设备, 2013, 33(4): 161-166.  
WANG Pan, LIU Fei, ZHA Xiaoming. Design of output *LCL* filter based on shunt APF with active damping[J]. Electric Power Automation Equipment, 2013, 33(4): 161-166.
- [21] 颜志敏, 王承民, 郑健, 等. 配电网中蓄电池储能系统的价值评估模型[J]. 电力自动化设备, 2013, 33(2): 57-61.  
YAN Zhimin, WANG Chengmin, ZHENG Jian, et al. Value assessment model of battery energy storage system in distribution network[J]. Electric Power Automation Equipment, 2013, 33(2): 57-61.
- [22] POH C L, HOLMES D G. Analysis of multiloop control strategies for *LC/CL/LCL*-filtered voltage-source and current-source inverters[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2005, 41(2): 644-654.
- [23] TWINING E, HOLMES D G. Grid current regulation of a three-phase voltage source inverter with an *LCL* input filter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2003, 18(5): 888-895.
- [24] 胡寿松. 自动控制原理[M]. 4版. 北京: 科学出版社, 2001: 192-201.

#### 作者简介:



叶曙光

叶曙光(1967-), 男, 江苏泰兴人, 高级工程师, 硕士, 主要研究方向为电力系统自动化(**E-mail**: yeshuguang2000@163.com);

胡蕊(1969-), 女, 上海人, 工程师, 主要研究方向为新能源应用(**E-mail**: hr.2002@163.com);

刘钊(1983-), 男, 湖北武汉人, 博士, 主要研究方向为电力电子在电力系统中的应用(**E-mail**: 16038020@qq.com);

王淑惠(1982-), 女, 湖北武汉人, 硕士, 主要研究方向为新能源应用(**E-mail**: alliaceous@gmail.com);

邓海波(1986-), 女, 江苏南京人, 硕士, 主要研究方向为电力电子应用(**E-mail**: denghb22yx@163.com);

张倩(1984-), 女, 江苏南京人, 硕士研究生, 主要研究方向为电力系统(**E-mail**: jsy86892088@163.com)。

## Bi-directional power conversion system based on *LCL* filter

YE Shuguang<sup>1</sup>, HU Rui<sup>2</sup>, LIU Zhao<sup>1</sup>, WANG Shuhui<sup>1</sup>, DENG Haibo<sup>1</sup>, ZHANG Qian<sup>1</sup>

(1. King Source, Nanjing 210018, China; 2. Shanghai Electric Power Industrial Co., Ltd., Shanghai 200433, China)

**Abstract:** When the more prevailing *LCL* filter is adopted in mid/high-power grid-connection system, special control strategy should be applied to suppress the resonant peak caused by it. A low-cost dual-loop strategy of the inner filter capacitor current control loop and the outer grid-connecting current control loop is proposed for bi-directional power conversion system, which is thoroughly discussed in three aspects: main circuit parameter design, controller parameter design and controller performance analysis. A parameter design method of inner-first-outer-last is given and a prototype of 50 kW bi-directional power conversion system is built. Experimental results verify that, the proposed control strategy ensures the stable operation of *LCL* filter and reduces the harmonic of grid-connecting current.

**Key words:** bi-directional power conversion system; electric filters; double-loop control; grid-connected inverter; electric current control