

# LCL 型进网滤波器的有源阻尼技术分析与比较

肖华锋<sup>1</sup>, 许津铭<sup>2</sup>, 谢少军<sup>2</sup>

(1. 东南大学 电气工程学院, 江苏 南京 210096;

2. 南京航空航天大学 自动化学院, 江苏 南京 210016)

**摘要:** 为厘清现有 LCL 滤波器的有源阻尼方法之间的关系和寻找新的有源阻尼结构, 研究了抑制 LCL 谐振的有源阻尼方法的综合方法, 构造基于反馈的有源阻尼统一分析模型, 对采用单状态变量单补偿器反馈的有源阻尼方法进行了系统分析。通过传递函数和根轨迹图甄别出有效有源阻尼方法, 详细分析了滤波电容电压反馈、滤波电容电流反馈和提出的网侧滤波电感电压反馈 3 种有源阻尼方法的特性。建立了 3 kW 实验样机对 3 种有源阻尼方法进行了性能对比研究, 结果验证了有源阻尼综合方法的有效性。

**关键词:** 滤波器; 谐振; 有源阻尼; 反馈; 传递函数; 模型

**中图分类号:** TM 464; TN 713

**文献标识码:** A

**DOI:** 10.3969/j.issn.1006-6047.2013.05.010

## 0 引言

电压源型并网逆变器是当前蓬勃发展的新能源进入电网的接口, 用于各种分布式并网发电系统<sup>[1]</sup> (如光伏发电系统、直驱型风力发电系统、燃料电池系统等)、交流微网中的逆变型接口<sup>[2]</sup>及直流微网中直流母线与电网的接口<sup>[3]</sup>等, 需求巨大。

为了减轻和限制它们对电网的污染, IEEE Std 929—2000、UL1741 等国际标准对并网逆变器的进网电流进行了严格的指标限制<sup>[4,5]</sup>, 包括总谐波含量和单次谐波含量。结合并网逆变器的实现技术来看, 达到开关频率谐波电流抑制指标最为困难, 涉及进网滤波器的选择。进网滤波器结构有 L、LC 和 LCL 3 种形式, 它们的滤波性能和控制特性已有相关文献论述<sup>[6]</sup>。从现阶段工业应用情况来看, 在小功率并

网逆变器中一般采用 L 型滤波器, 在中、大功率的 SPWM 并网逆变器中一般采用 LC 型滤波器或带阻尼电阻的 LCL 型滤波器<sup>[7]</sup>, 而在学术界备受关注的带有源阻尼 AD (Active Damping)<sup>[8-16]</sup>环节的 LCL 型滤波器在实际应用中较少见, 也即现阶段关于 LCL 型滤波器 AD 技术的研究离规模化应用仍有一段距离。相比 L 型滤波器, LCL 型滤波器为并网逆变器系统引入一对谐振极点, 其阻尼比为零且振荡频率较高, 威胁并网逆变器控制系统的稳定性<sup>[17]</sup>。AD 思想即为引入独立零点或共轭零点对消谐振极点或将共轭极点吸引至稳定区域内并留有一定安全裕度<sup>[14]</sup>。已有大量的文献对 AD 方法进行了研究, 其中 Dahono 通过研究阻尼电阻在 LCL 型并网逆变器系统传递函数中的作用, 利用信号流图变换将实际存在的电阻元件转移至控制器结构中, 提出了虚拟电阻的概念<sup>[8]</sup>, 介绍了 4 种与常用的阻尼电阻方式对应的虚拟电阻实现方式。增加系统阻尼的另一种方式是通过增加滤波器状态变量反馈来实现; 文献<sup>[9]</sup>提出采用串联超前-滞后模块的滤波电容电压反馈的 AD 方法; 文献<sup>[10]</sup>提出基于比例环节的滤波电

收稿日期: 2012-06-26; 修回日期: 2013-03-23

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (51077070); 教育部博士点基金资助项目 (20120092120054)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China (51077070) and the Doctoral Fund of Ministry of Education of China (20120092120054)

## Analysis and identification of LCC resonant converter operating modes

ZHANG Zhiguo<sup>1</sup>, XIE Yunxiang<sup>1</sup>, YUAN Zhaomei<sup>2</sup>

(1. South China University of Technology, Guangzhou 510641, China;

2. Fujian Longking Co., Ltd., Longyan 364000, China)

**Abstract:** In order to analyze and identify the operating modes of LCC series-parallel resonant converter, the theorem and steps of graph theory analysis are introduced and all the operating paths of LCC resonant converter are thus obtained, the valid paths are then derived based on the characteristics of its circuit topology and operating law, and two practical operating modes are finally achieved according to the valid paths. For each mode, the operating condition is derived and its criterion is given. It is demonstrated during the study that, the graph theory analysis can be simply used in the analysis of resonant converter with multiple resonant modes.

**Key words:** electric converters; resonance; operating mode; graphic theory; connection matrix

容电流反馈的 AD 方法;文献[11]提出采用反馈部分进网电流和电容电流的方法将三阶  $LCL$  降至一阶以消除谐振;文献[12]采用导纳补偿器加准谐振比例控制器,通过控制变换器侧电流同样实现将控制系统简化为一阶系统;文献[13]则采用变换器侧电感电压的积分反馈来实现控制系统的阻尼。前述介绍实现系统谐振阻尼的方法中,一般需要传感器来获取需要的状态信息;文献[14-15]研究了无传感器的 AD 算法,以降低系统成本和提高可靠性。

综观上述实现高阶滤波器 AD 的文献<sup>[6-16,18-20]</sup>,尚未见到 AD 方法的系统化研究工作,目前的研究基本上零散地提出一些有效的策略,处于方法的摸索和寻找阶段,各方法之间较为孤立。文献[21]介绍了一种 AD 方法的分析方法,并将文献[9]和[10]的 AD 方法进行了统一,提供了一种很好的研究思路。但遗憾的是,该文献仅将眼光局限在滤波电容的状态变量上,从而限制了论文研究的广度,也就无法提出新的 AD 控制结构。研究统一分析和归纳  $LCL$  型进网滤波器 AD 方法的分析模型和综合方法,是梳理现有各种 AD 方法及其之间关系和发掘新型 AD 方法的重要工具,对推动 AD 技术的发展有重要的理论意义。

本文首先介绍一种  $LCL$  型进网滤波器 AD 控制统一分析结构,基于单状态变量反馈和单补偿器列举 AD 控制结构,通过根轨迹图甄别出有效的 AD 方法,通过对比已公开的 AD 方法,进而归纳和提出新型的 AD 方法,并进行了对比分析和实验验证。在验证本文提出的 AD 综合方法有效性的基础上,通过反馈方式的扩展实现了对 AD 方法的归纳。

## 1 AD 统一结构

在  $LCL$  型滤波器中存在 6 个状态变量,如图 1(a)所示,即  $u_1, i_1, u_c, i_c, u_2$  和  $i_2$ , 本文用  $x$  来统一表示。图 1(b)为本文提出的基于反馈的统一描述 AD 的控制结构图<sup>[21]</sup>,采用变量反馈加补偿环节的方式。

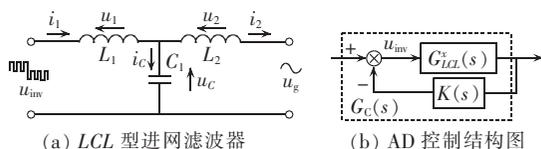


图 1  $LCL$  滤波器及其 AD 控制结构图

Fig.1  $LCL$  filter and AD control structure

其中,  $G_{LCL}^x(s)$  代表变量  $x$  对逆变桥输出  $u_{inv}$  的传递函数;  $K(s)$  代表反馈通路上的补偿器,可以为比例( $k_1$ )、微分( $k_1s$ )和积分( $k_1/s$ )控制器,及其组合控制器。

由图 1(b)可以得出 AD 控制结构的传递函数为:

$$G_c(s) = \frac{G_{LCL}^x(s)}{1 + K(s)G_{LCL}^x(s)} \quad (1)$$

## 2 基于单状态变量单补偿环节的 AD 方法列举

基于图 1(b),考虑单状态变量反馈和单补偿器即可得出 18 种 AD 控制结构,它们的传递函数列于表 1,通过绘制它们的根轨迹图(限于篇幅不列出,可参阅文献[21-22])就可以清晰地看出,滤波电容电流  $i_c$  的比例反馈、滤波电容电压  $u_c$  的微分反馈和网侧电感电压  $u_2$  的微分反馈可以实现任意的阻尼比;变换器侧电感电流  $i_1$  的比例反馈和变换器侧电感电压  $u_1$  的积分反馈可以实现一定的阻尼比;其他一些状态变量的反馈无法实现系统的有效阻尼,处于无阻尼振荡或发散状态。

在表 1 中的 5 种可行的阻尼控制结构中,文献[9]介绍的 AD 策略属于滤波电容电压的微分反馈;文献[10]介绍的 AD 策略属于滤波电容电流的比例反馈;文献[12]介绍的 AD 策略属于变换器侧电感电流的比例反馈;文献[13]介绍的 AD 策略属于变换器侧电感电压的积分反馈。很显然,采用网侧电感电压微分反馈的 AD 控制结构目前还未有文献涉及到,因此,本节提出一种新的 AD 策略,理论上可以实现任意阻尼比,能达到和文献[9-10]一样的阻尼效果。

表 1 在不同反馈变量和补偿环节下的 AD 控制结构传递函数

Tab.1 Transfer function of AD control structure for different feedback variables and compensations

$x$	$G_{LCL}^x(s)$	$G_c(s)$		
		$K(s)=k_1$	$K(s)=k_1s$	$K(s)=k_1/s$
$i_1$	$\frac{1}{L_1s} \frac{s^2 + \omega_f^2}{s^2 + \omega_{ns}^2}$	$\frac{1}{L_1} \frac{s^2 + \omega_f^2}{s^3 + s^2k_1/L_1 + s\omega_{ns}^2 + k_1\omega_f^2/L_1}$	$\frac{1}{s(L_1 + k_1)} \frac{s^2 + \omega_f^2}{s^2 + (L_1\omega_{ns}^2 + k_1\omega_f^2)/(L_1 + k_1)}$	$\frac{s}{L_1} \frac{s^2 + \omega_f^2}{s^4 + s^2(\omega_{ns}^2 + k_1/L_1) + k_1\omega_f^2/L_1}$
$u_1$	$\frac{s^2 + \omega_f^2}{s^2 + \omega_{ns}^2}$	$\frac{1}{1 + k_1} \frac{s^2 + \omega_f^2}{s^2 + (\omega_{ns}^2 + k_1\omega_f^2)/(1 + k_1)}$	$\frac{1}{k_1} \frac{s^2 + \omega_f^2}{s^3 + s^2/k_1 + s\omega_{ns}^2 + \omega_{ns}^2/k_1}$	$\frac{s}{s^3 + s^2k_1 + s\omega_{ns}^2 + k_1\omega_f^2}$
$i_c$	$\frac{1}{L_1} \frac{s}{s^2 + \omega_{ns}^2}$	$\frac{1}{L_1} \frac{s}{s^2 + sk_1/L_1 + \omega_{ns}^2}$	$\frac{1}{L_1 + k_1} \frac{s}{s^2 + L_1\omega_{ns}^2/(L_1 + k_1)}$	$\frac{1}{L_1} \frac{s}{s^2 + (\omega_{ns}^2 + k_1/L_1)}$
$u_c$	$\frac{1}{L_1C_1} \frac{1}{s^2 + \omega_{ns}^2}$	$\frac{1}{L_1C_1} \frac{1}{s^2 + [\omega_{ns}^2 + k_1/(L_1C_1)]}$	$\frac{1}{L_1C_1} \frac{1}{s^2 + sk_1/(L_1C_1) + \omega_{ns}^2}$	$\frac{1}{L_1C_1} \frac{s}{s^3 + s\omega_{ns}^2 + k_1/(L_1C_1)}$
$i_2$	$\frac{1}{L_1L_2C_1s} \frac{1}{s^2 + \omega_{ns}^2}$	$\frac{1}{L_1L_2C_1} \frac{1}{s^3 + s\omega_{ns}^2 + k_1/(L_1L_2C_1)}$	$\frac{1}{sL_1L_2C_1} \frac{1}{s^2 + (\omega_{ns}^2 + k_1)}$	$\frac{s}{L_1L_2C_1} \frac{1}{s^4 + s^2\omega_{ns}^2 + k_1/(L_1L_2C_1)}$
$u_2$	$\frac{1}{L_1C_1} \frac{1}{s^2 + \omega_{ns}^2}$	$\frac{1}{L_1C_1} \frac{1}{s^2 + [\omega_{ns}^2 + k_1/(L_1C_1)]}$	$\frac{1}{L_1C_1} \frac{1}{s^2 + sk_1/(L_1C_1) + \omega_{ns}^2}$	$\frac{1}{L_1C_1} \frac{s}{s^3 + s\omega_{ns}^2 + k_1/(L_1C_1)}$

注:表中  $\omega_{ns} = (L_1 + L_2)/(L_1L_2C_1)$ ,  $\omega_f = 1/(L_2C_1)$ ,  $k_1$  为阻尼反馈系数。

### 3 AD 方法的特性分析

单相光伏并网逆变器的进网电流控制框图如图 2 所示,为了便于分析,将 PWM 逆变单元近似为一增益环节  $K$ 。图 2 中,  $I_{2ref}$  为进网电流参考,  $G_2(s)$  为进网电流控制器传递函数,通过控制逆变器输出电流可以使逆变器以设定的功率因数向电网输入电能。单相并网逆变器的电流控制目前常采用 PI 控制、滞环控制等技术。PI 控制具有算法简单和可靠性高等特点,因此被广泛应用,但常规的 PI 控制对正弦参考电流无法实现无静差跟踪;滞环电流控制具有实现简单和动态响应快等特点,但开关频率、损耗及控制精度受滞环宽度的影响。比例谐振(PR)控制由比例调节器和谐振调节器组成,在基波频率处增益无穷大,从而可以实现正弦基波电流的零稳态误差跟踪<sup>[23]</sup>,本节在预先选用 PR 控制器的前提下对几种 AD 方法进行比较。PR 控制器传递函数如下:

$$G_2(s) = k_p + 2k_r s / (s^2 + \omega_g^2) \quad (2)$$

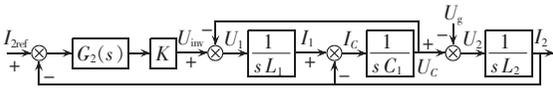


图 2 并网逆变器进网电流控制框图

Fig.2 Block diagram of to-grid current control for grid-connected inverter

#### 3.1 采用网侧滤波电感电压 $u_2$ 反馈

$u_2$  反馈方法下逆变器进网电流控制框图如图 3 (a)所示,可以推导出并网逆变器进网电流的传递函数为:

$$I_2(u_2) = \frac{KG_2(s)}{s^3 L_1 L_2 C_1 + s^2 k_1 K L_2 + s(L_1 + L_2) + KG_2(s)} I_{2ref} - \frac{s^2 L_1 C_1 + 1}{s^3 L_1 L_2 C_1 + s^2 k_1 K L_2 + s(L_1 + L_2) + KG_2(s)} U_g \quad (3)$$

#### 3.2 采用滤波电容电压 $u_c$ 反馈

$u_c$  反馈方法下逆变器进网电流控制框图如图 3 (b)所示,可以推导出并网逆变器进网电流的传递函数为:

$$I_2(u_c) = \frac{KG_2(s)}{s^3 L_1 L_2 C_1 + s^2 k_1 K L_2 + s(L_1 + L_2) + KG_2(s)} I_{2ref} - \frac{s^2 L_1 C_1 + s k_1 K + 1}{s^3 L_1 L_2 C_1 + s^2 k_1 K L_2 + s(L_1 + L_2) + KG_2(s)} U_g \quad (4)$$

#### 3.3 采用滤波电容电流 $i_c$ 反馈

$i_c$  反馈方法下逆变器进网电流控制框图如图 3 (c)所示,可以推导出并网逆变器进网电流的传递函数为:

$$I_2(i_c) = \frac{KG_2(s)}{s^3 L_1 L_2 C_1 + s^2 k_1 K L_2 C_1 + s(L_1 + L_2) + KG_2(s)} I_{2ref} - \frac{s^2 L_1 C_1 + s k_1 K C_1 + 1}{s^3 L_1 L_2 C_1 + s^2 k_1 K L_2 C_1 + s(L_1 + L_2) + KG_2(s)} U_g \quad (5)$$

为了全面比较上述 3 种阻尼方法,选择统一的

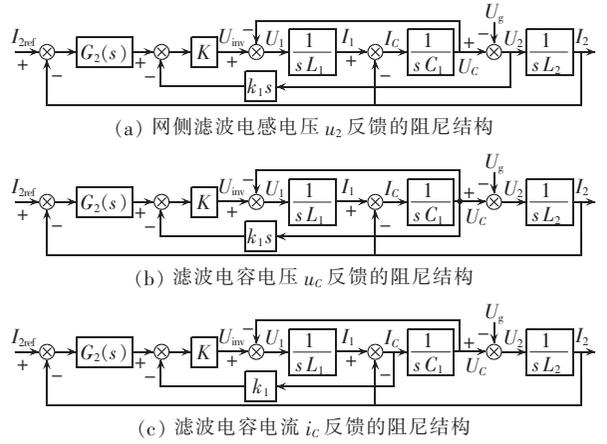


图 3 3 种 AD 方法下的系统结构

Fig.3 System structure for three AD technologies

滤波器参数组  $L_1 = 1.0 \text{ mH}$ 、 $C_1 = 10.0 \text{ }\mu\text{F}$ 、 $L_2 = 1.0 \text{ mH}$  和  $f_{sw} = 10 \text{ kHz}$ ,假设  $K = 1$ ,实现系统阻尼比  $\zeta = 0.707$  的条件下计算出阻尼反馈系数分别为  $1.36 \times 10^{-4}$ 、 $1.36 \times 10^{-4}$  和  $10.60$ ,并初选  $k_p = 4$ 、 $k_r = 100$ 。

图 4 为进网电流开环传递函数 Bode 图,可以看出,3 种阻尼结构下可以达到同样的进网电流控制性能,与理论分析一致。在进网电流的闭环传递函数中,还含有电网电压的扰动影响,其影响可以用“导纳函数  $I_2/U_g$ ”来衡量,图 5 为 3 种阻尼结构下的电网电压抑制导纳函数的 Bode 图。可以看出,它们在基频段的抑制能力一致,但是,由于电网电压含有丰富的谐波电压,特别是中、低频的谐波污染比较严重,为了抑制这些谐波电压对进网电流的影响,许多文献提出了加入多个 PR 控制器来抑制电网电压谐波的影响<sup>[24]</sup>。但限于进网电流控制环的带宽,PR 控制器的加入数量受限,否则会导致系统不稳定<sup>[25]</sup>。从图 5 可以明显地看出,网侧电感电压  $u_2$  反馈的阻尼结构在中低频段有较大的网压谐波抑制能力,可以提高进网电流的质量,这是另外 2 种阻尼结构所不拥有的优良特性。

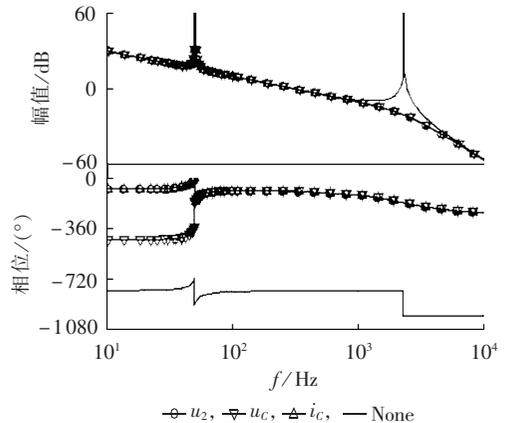


图 4 进网电流开环传递函数 Bode 图

Fig.4 Bode diagram of to-grid current open-loop transfer function

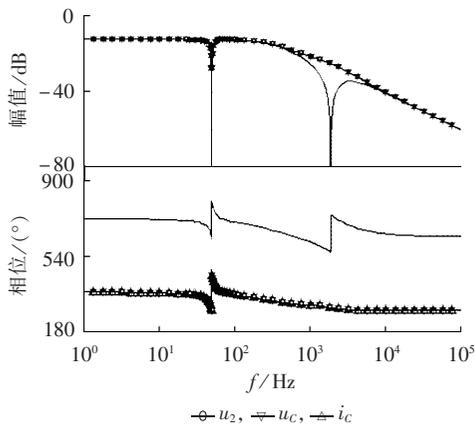


图 5 电网电压抑制导纳

Fig.5 Admittance of grid voltage suppression

#### 4 实验研究与讨论

为了进一步验证上述分析的正确性和提出的采用网侧电感电压微分反馈的 AD 方法的有效性,搭建了一台 3 kW 单相全桥并网逆变器,直流侧电压 350 V,电网电压 220 V/50 Hz, $LCL$  型滤波器参数为: $L_1=1.066$  mH、 $L_2=1.022$  mH、 $C_1=10$   $\mu$ F、 $f_{sw}=10$  kHz。在采用网侧电感电压、滤波电容电压及其电流反馈的 AD 方案下,并网逆变器进网电流和电网电压波形分别如图 6(a)、(b)和(c)所示,实验中保持进网电流外环参数不变。

从图 6 中可以看出,3 种 AD 方法均实现了有效的谐振阻尼,但从阻尼性能来看,滤波电容电流比例反馈要优一些,主要是因为比例反馈实现简单,而微分反馈的数字实现要复杂得多,仅能实现部分频

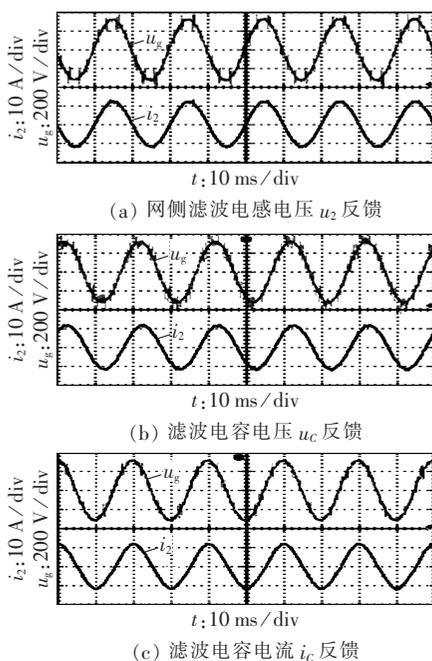


图 6 3 种 AD 方法的实验结果

Fig.6 Experimental results for three AD technologies

带内的近似微分。对比图 6(a)和(b)中进网电流波形可以看出,网侧电感电压微分反馈可以有效降低电网电压低频谐波对进网电流的影响。

#### 5 结论

本文从 AD 方法构造的角度研究了 AD 方法的综合方法,提出了基于反馈的 AD 方法统一分析模型,基于此模型可以推导出包括已公开的 AD 方法和新型的 AD 方法。

#### 参考文献:

- [1] BLAABJERG F,TE ODORESCU R,LISERRE M. Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics,2006,53(5): 1398-1409.
- [2] KROPOSKI B,LASSETER R,ISE T,et al. Making microgrids work[J]. IEEE Power Energy Magazine,2008,6(3):40-53.
- [3] KAKIGANO H,MIURA Y,ISE T. Low-voltage bipolar-type DC microgrid for super high quality distribution[J]. IEEE Trans on Power Electronics,2010,25(12):3066-3075.
- [4] IEEE Standards Coordinating Committee 21. IEEE Std929-2000 IEEE recommended practice for utility interface of PhotoVoltaic (PV) systems[S]. New York,USA:IEEE,2000.
- [5] Underwriters Laboratories Inc. UL 1741 Inverters,converters,and controllers for use in independent power systems[S]. Northbrook, USA:UL,2001.
- [6] LISERRE M,BLAABJERG F,HANSEN S. Design and control of an  $LCL$  filter-based three-phase active rectifier[J]. IEEE Trans on Industry Applications,2005,41(5):1281-1291.
- [7] 王要强,吴凤江,孙力. 并网逆变器用  $LCL$  滤波器新型有源阻尼控制[J]. 电力自动化设备,2011,31(5):75-79.  
WANG Yaoqiang,WU Fengjiang,SUN Li. Active damping control strategy for  $LCL$  filter used in grid-connected inverter[J]. Electric Power Automation Equipment,2011,31(5):75-79.
- [8] DAHONO P. A control method to damp oscillation in the input  $LC$  filter [C]//IEEE PESC02. Cairns, Australia:IEEE,2002: 1630-1635.
- [9] VLADIMIR B,VIKRAM K. A novel control to actively damp resonance in input  $LC$  filter of a three-phase voltage source converter[J]. IEEE Trans on Industry Application,1997,33(2): 542-550.
- [10] ERIKA T,DONALD G H. Grid current regulation of a three-phase voltage source inverter with an  $LCL$  input filter[J]. IEEE Trans on Power Electronics,2003,18(3):888-895.
- [11] 沈国桥,徐德鸿.  $LCL$  滤波并网逆变器的分裂电容法电流控制 [J]. 中国电机工程学报,2008,28(18):36-41.  
SHEN Guoqiao,XU Dehong. Current control for grid-connected inverters by splitting the capacitor of  $LCL$  filter[J]. Proceedings of the CSEE,2008,28(18):36-41.
- [12] PARK S Y,CHEN C L,LAI J S. Admittance compensation in current loop control for a grid-tie  $LCL$  fuel cell inverter[J]. IEEE Trans on Power Electronics,2008,23(4):1716-1723.
- [13] 黄宇淇,姜新建,邱阿瑞.  $LCL$  滤波的电压型有源整流器新型主动阻尼控制[J]. 电工技术学报,2008,23(9):86-91.

- HUANG Yuqi,JIANG Xinjian,QIU Arui. A novel active damping control scheme for a three-phase active rectifier with *LCL*-filter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2008, 23(9):86-91.
- [14] MALINOWSKI M,BERNET S. A simple voltage sensorless active damping scheme for three-phase PWM converters with an *LCL* filter[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics,2008,55(4):1876-1880.
- [15] 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 Trans on Power Electronics, 2004, 19(1):76-86.
- [16] 徐志英,许爱国,谢少军. 采用 *LCL* 滤波器的并网逆变器双环网电流控制技术[J]. 中国电机工程学报,2009,29(27):36-41.  
XU Zhiying,XU Aiguo,XIE Shaojun. Dual-loop grid current control technique for grid-connected inverter using an *LCL* filter[J]. Proceedings of the CSEE,2009,29(27):36-41.
- [17] DANNEHL J,FUCHS F W,THOGERSEN P B. PI state space current control of grid-connected PWM converters with *LCL* filters [J]. IEEE Trans on Power Electronics,2010,25(9):2320-2330.
- [18] 雷一,赵争鸣,鲁思兆. *LCL* 滤波的光伏并网逆变器有源阻尼与无源阻尼混合控制[J]. 电力自动化设备,2012,32(11):23-27.  
LEI Yi,ZHAO Zhengming,LU Sizhao. Hybrid control of active and passive damping for grid-connected PV inverter with *LCL* filter[J]. Electric Power Automation Equipment,2012,32(11):23-27.
- [19] 黄宇淇,姜新建,邱阿瑞. *LCL* 滤波的三相整流器主动阻尼控制方法[J]. 电力自动化设备,2009,29(2):26-28.  
HUANG Yuqi,JIANG Xinjian,QIU Arui. Active damping control of three-phase rectifier with *LCL*-filter[J]. Electric Power Automation Equipment,2009,29(2):26-28.
- [20] 张宪平,周飞,赵波,等. *LCL* 滤波的风电网侧变流器有源阻尼策略[J]. 电力自动化设备,2010,30(6):11-15.  
ZHANG Xianping,ZHOU Fei,ZHAO Bo,et al. Active damping strategy for grid-side converter with *LCL* filter in wind power system[J]. Electric Power Automation Equipment,2010,30(6):11-15.
- [21] DANNEHL J,FUCHS F W,HANSEN S. Investigation of active damping approaches for PI-based current control of grid-connected PWM converters with *LCL* filters [C]//IEEE ECCE09. San José,California,USA:IEEE,2009:2998-3005.
- [22] 肖华锋. 光伏发电高效利用的关键技术研究[D]. 南京:南京航空航天大学,2010.  
XIAO Huafeng. Research on the key technologies for high-efficiency utilization of photovoltaic generators[D]. Nanjing:Nanjing University of Aeronautics and Astronautics,2010.
- [23] 赵清林,郭小强,邬伟扬. 单相逆变器并网控制技术[J]. 中国电机工程学报,2007,27(16):60-64.  
ZHAO Qinglin,GUO Xiaoqiang,WU Weiyang. Research on control strategy for single-phase grid-connected inverter [J]. Proceedings of the CSEE,2007,27(16):60-64.
- [24] TEODORESCU R,BLAABJERG F,BORUP U. A new control structure for grid-connected *LCL* PV inverters with zero steady-state error and selective harmonic compensation [C]//IEEE APEC04. Anaheim,California,USA:IEEE,2004:580-586.
- [25] MIGUEL C,JAUME M,JOSE M,et al. Control design guidelines for single-phase grid-connected photovoltaic inverters with damped resonant harmonic compensators [J]. IEEE Trans on Industrial Electronics,2009,56(11):4492-4501.

#### 作者简介:

肖华锋(1981-),男,湖北当阳人,讲师,博士,从事软开关变换技术、新能源利用技术研究(E-mail:xiaohf@seu.edu.cn);

谢少军(1968-),男,湖北天门人,教授,博士研究生导师,从事功率电子变换及航空电源等领域研究。

## Analysis and comparison of active damping technologies for *LCL* filter

XIAO Huafeng<sup>1</sup>,XU Jinming<sup>2</sup>,XIE Shaojun<sup>2</sup>

(1. School of Electrical Engineering,Southeast University,Nanjing 210096,China;

2. Nanjing University of Aeronautics and Astronautics,Nanjing 210016,China)

**Abstract:** The synthetic AD(Active Damping) method of grid-connected inverter with *LCL*-filter is studied to clarify the relationship between its existing AD methods and discover new AD structures. The unified feedback-based analytical model is established,the AD structures based on single state-variable and single compensator are systematically analyzed,and the effective ones are identified according to the transfer function and root locus chart. The characteristics of three AD technologies are analyzed in detail:filter capacitor voltage feedback,filter capacitor current feedback and the proposed grid-side inductor voltage feedback. With a 3 kW prototype,the comparison of performance among three AD technologies proves the effectiveness of the synthetic AD method.

**Key words:** electric filters; resonance; active damping; feedback; transfer functions; models