

DOI: 10.7667/PSPC170689

# 基于复合电流调节的单相 LCL 并网逆变器控制方法

辛征<sup>1</sup>, 孙树敏<sup>2</sup>, 何晋伟<sup>3</sup>, 庄华伟<sup>1</sup>

(1. 山东建筑大学信电学院, 山东 济南 250101; 2. 国网山东省电力公司电力科学研究院, 山东 济南 250003;  
3. 天津大学电气与自动化工程学院, 天津 300072)

**摘要:** 为了抑制并网逆变器 LCL 滤波器的谐振, 减小双模式变流器因采用较大的输出滤波电容造成的基波电流跟踪误差和网侧电流畸变, 提出了一种新型的加权电流控制方法用于单相微电网变流器的控制。首先, 在虚拟坐标系下用比例积分谐振控制器提高加权电流的控制精度和动态响应。其次, 考虑到传统的加权平均电流的控制不直接控制电网电流以及电网电流和加权平均电流之间的误差, 提出了一种改进的电流前馈方法。该方法通过检测输出电流和网侧电流的低频误差构造出一个电流前馈项, 从而有效地抑制了网侧电流控制的误差。仿真和实验验证了该控制方法的有效性。

**关键词:** 加权平均电流; 并网逆变器; 单相微电网; 虚拟坐标系; 比例积分谐振控制器

## A composite current regulation based single-phase LCL grid-connected inverter control strategy

XIN Zheng<sup>1</sup>, SUN Shumin<sup>2</sup>, HE Jinwei<sup>3</sup>, ZHUANG Huawei<sup>1</sup>

(1. School of Information and Electrical Engineering, Shandong Jianzhu University, Jinan 250101, China;  
2. State Grid Shandong Electric Power Research Institute, Jinan 250003, China;  
3. School of Electrical Engineering and Automation, Tianjin University, Tianjin 300072, China)

**Abstract:** In order to suppress the resonance of the grid connected inverter LCL filter and to reduce the fundamental current tracking error together with the grid side current distortions of dual-mode converters caused by adopting the large output filter capacitor, a new weighted average current control strategy is proposed for single-phase microgrid converters. Firstly, a PIR controller is developed in a virtual two-axis synchronous rotating reference frame in order to improve the current control accuracy and dynamic response. Secondly, an improved current feed-forward control method is proposed considering that traditional method doesn't control the grid current and the error between grid current and weighted average current directly. By detecting the low frequency error of the output current and the grid side current, a current feed forward is constructed, which can effectively restrain the error of the network side current control. Simulation and experimental results are given to show the effectiveness of the proposed approach.

This work is supported by National High-tech R & D Program of China (863 Program) (No. 2014AA051901) and Doctoral Research Fund Project of Shandong Jianzhu University (No. XNBS1707).

**Key words:** weighted average current strategy; grid-connected inverter; single-phase micro-grid; virtual coordinate system; PIR controller

## 0 引言

LCL 滤波器已经在各种并网逆变器, 如分布式电源并网、变频器主动前端、PWM 整流器和有源电力滤波器中取得了广泛的应用<sup>[1-5]</sup>。传统意义上,

LCL 滤波器与单个电感滤波器相比有着较小的尺寸和较低的损耗, 这对提高逆变器的功率密度和效率十分有益<sup>[6]</sup>。

然而, 基于 LCL 滤波器的并网逆变器控制复杂, 同时存在着较严重的谐振现象<sup>[7]</sup>。谐振电流引起逆变器注入电网电流的高度畸变, 影响系统的电能质量。为了抑制谐振, 无源阻尼(passive damping)已经在多个产品化的并网逆变器中取得了应用。然

基金项目: 863 计划支持项目资助(2014AA051901); 山东建筑大学博士科研基金项目资助(XNBS1707)



控制算法的具体实现方法如下: 1) 一个二阶广义积分器被应用于锁相, 即锁相环的输入为检测到的 PCC 电压  $V_{PCC}$ , 输出为电网的相角和频率; 2) 利用加权电流控制方法计算复合电流; 3) 计算电流补偿项; 4) 高精度的电流跟踪控制; 5) PWM 调制。下面具体介绍。

图 1 中复合电流  $I_{12}$  的表达式为

$$I_{12} = \beta \cdot I_1 + (1 - \beta) \cdot I_2 \quad (1)$$

其中权重系数取决于 LCL 滤波器的电感量, 即

$$\beta = \frac{L_1}{L_1 + L_2} \quad (2)$$

根据 LCL 滤波器的电路结构, 可以得到逆变器输出电流  $I_1$ 、并网电流  $I_2$  与逆变器输出电压  $V_{out}$ 、公共连接点电压  $V_{PCC}$  的关系为

$$\begin{cases} I_1 = G_{11}(s) \cdot V_{out} - G_{12}(s) \cdot V_{PCC} \\ I_2 = G_{21}(s) \cdot V_{out} - G_{22}(s) \cdot V_{PCC} \end{cases} \quad (3)$$

式中, 传递函数  $G_{11}(s)$ 、 $G_{12}(s)$ 、 $G_{21}(s)$  和  $G_{22}(s)$  的表达式如式(4)。

$$\begin{cases} G_{11}(s) = \frac{Z_2 + Z_C}{Z_1 Z_2 + Z_1 Z_C + Z_2 Z_C} \\ G_{12}(s) = \frac{-Z_C}{Z_1 Z_2 + Z_1 Z_C + Z_2 Z_C} \\ G_{21}(s) = \frac{Z_C}{Z_1 Z_2 + Z_1 Z_C + Z_2 Z_C} \\ G_{22}(s) = \frac{-(Z_1 + Z_C)}{Z_1 Z_2 + Z_1 Z_C + Z_2 Z_C} \end{cases} \quad (4)$$

式中:  $Z_1 = L_1 + R_1$ ;  $Z_2 = L_2 + R_2$ ;  $Z_C = 1/sC_f$ 。

假设 LCL 滤波器电感的寄生电阻  $R_1$ 、 $R_2$  很小, 可以忽略, 则联立方程(1)–(4), 消去逆变器输出电流  $I_1$  和并网电流  $I_2$ , 则得到复合电流  $I_{12}$  的表达式为

$$I_{12} = \frac{V_{out} - V_{PCC}}{(L_1 + L_2)s} \quad (5)$$

由式(5), 就可以根据一个简化的一阶系统模型来控制逆变器的并网电流和功率, 等效电路如图 2 所示。

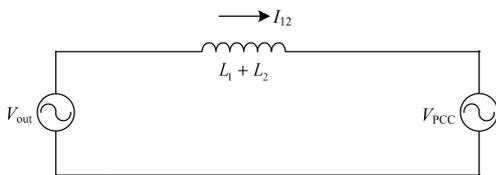


图 2 复合电流控制等效电路

Fig. 2 Equivalent circuit for the composite current control

## 1.2 电流控制误差分析

然而, 当采用复合电流控制时, 逆变器实际的并网电流  $I_2$  与复合电流  $I_{12}$  并不相同, 二者之差如式(6)所示。

$$I_{12} - I_2 = [\beta \cdot I_1 + (1 - \beta) \cdot I_2] - I_2 = \beta \cdot I_C \quad (6)$$

由式(6)可知, 两者的差值与权重系数  $\beta$  有关。

当输出侧电感  $L_1$  较大而电网侧电感  $L_2$  较小时, 比例系数接近为 1, 此时电网电流控制的误差较大。

除此以外, 网侧电流的控制误差还与电容器上流过的电流  $I_C$  有关。对于双模式变流器, 其输出滤波器有较大的电容电流, 这加剧了复合电流控制的误差。

## 2 改进控制方法

### 2.1 改进控制方法的原理

为了补偿上述提及的控制误差, 图 1 控制框图加入了补偿量  $I_{com}$ , 可以有效地补偿电流误差, 使电流跟踪更加精确。补偿电流具体表达式如式(7)。

$$I_{com} = K_C \cdot G_{LPF}(s) \cdot (I_1 - I_2) \quad (7)$$

式中:  $K_C$  为比例系数;  $G_{LPF}(s)$  为低通滤波器的传递函数, 具体表达式如式(8)。

$$G_{LPF}(s) = \frac{\omega_{cut}}{s + \omega_{cut}} \quad (8)$$

式中,  $\omega_{cut}$  表示截止角频率。考虑到不希望把电容器中的高次纹波带入到闭环电流控制系统中, 本文中截止频率可以选择 500 Hz, 即  $f_{cut} = 500$  Hz。为了对特定频率电流实现专门补偿, 也可以由一系列带通滤波器构成:

$$G_{LPF}(s) = \frac{2\omega_{cut1}s}{s^2 + 2\omega_{cut1}s + (h\omega_0)^2} \quad (9)$$

式中,  $\omega_{cut1}$  表示带通频率。

电流跟踪控制环节采用比例积分加谐振控制器, 即 PIR 控制器。传递函数如式(10)。

$$G_{cur}(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + \sum_{h=2,4,6,8} \frac{2k_{ih}\omega_d s}{s^2 + 2\omega_d s + (h\omega_0)^2} \quad (10)$$

式中:  $K_p$  为比例系数;  $K_i$  为积分系数;  $h$  为谐波次数;  $\omega_0$  为基波角频率;  $\omega_d$  为谐振控制器带宽;  $k_{ih}$  为  $h$  次谐波下的比例增益。

### 2.2 稳定性分析

本文提出的算法的稳定性可以用根轨迹的方法进行分析。

根据上文的控制策略, 逆变器及其控制系统可以等效为受控电流源。忽略 PWM 模块的延迟, 逆变器输出电压为

$$V_{out} = G_{cur}(s) \cdot (I_{ref} + I_{com} - I_{12}) \quad (11)$$

令  $L = L_1 + L_2$ ，根据式(1)、式(3)、式(5)、式(7)和式(11)，可以推导出逆变器的闭环特性如式(12)

所示，等效诺顿电路如图 3 所示。

$$I_2 = G_T(s) \cdot I_{ref} - Y_{eq}(s) \cdot V_{PCC} \quad (12)$$

其中， $G_T(s)$  和  $Y_{eq}(s)$  具体表达式见式(13)、式(14)。

$$G_T(s) = \frac{G_{cur}(s)}{sL(1-\beta) + G_{cur}(s) \cdot [K_C \cdot G_{LPF}(s) + 1 - \beta] - [G_{cur}(s) \cdot K_C \cdot G_{LPF}(s) - G_{cur}(s) \cdot \beta - sL\beta]} \frac{G_{11}}{G_{12}} \quad (13)$$

$$Y_{eq}(s) = \frac{1 - [G_{cur}(s) \cdot K_C \cdot G_{LPF}(s) - G_{cur}(s) \cdot \beta - sL\beta] \frac{(G_{11}G_{22} - G_{21}G_{12})}{G_{21}}}{sL(1-\beta) + G_{cur}(s) \cdot [K_C \cdot G_{LPF}(s) + 1 - \beta] - [G_{cur}(s) \cdot K_C \cdot G_{LPF}(s) - G_{cur}(s) \cdot \beta - sL\beta]} \frac{G_{11}}{G_{12}} \quad (14)$$

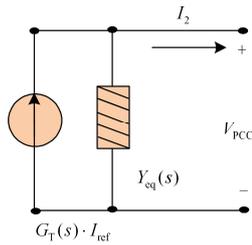


图 3 单相并网逆变器系统等效闭环诺顿电路

Fig. 3 Closed-loop Norton equivalent circuit of single phase grid-connected inverter system

图 3 描述了单相并网逆变器系统闭环等效诺顿电路， $G_T(s)$  代表了受控电流源的系数， $Y_{eq}(s)$  代表了并联导纳。

对于数字控制系统，将式(12)离散化可以更加精确地描述系统闭环特性，如式(15)所示。

$$I_2 = G_T(s) \cdot I_{ref} - Y_{eq}(s) \cdot V_{PCC} \Big|_{s=\frac{2(z-1)}{T_s(z+1)}} = \quad (15)$$

$$G_T(z) \cdot I_{ref}(k) - Y_{eq}(z) \cdot V_{PCC}(k)$$

式(13)中并联导纳的频率响应代表了系统对电网畸变的抗扰能力，其在指定谐波频率上的特性如图 4 所示。可见采用式(9)的补偿方法可以有效地降低并联导纳在基波、三次、五次、七次和九次频率上的幅值，从而增加系统的抗扰能力，改善电流控制性能。

根据式(13)还可以分析系统稳定性，结果如图 5 和图 6 所示。

图 5 描述了当权重系数  $\beta$  从 0.8 变化到 0.2 时，系统根轨迹的变化趋势。系统中有 3 个极点 P1、P2 和 P3，形成了 3 条根轨迹。P1 位于单位圆中，而 P2、P3 位于单位圆的边界，这表示系统对于 P2、P3 的变化更为敏感。当加权系数低于 0.15 时，P2、P3 移动到了单位圆外，此时系统不稳定。

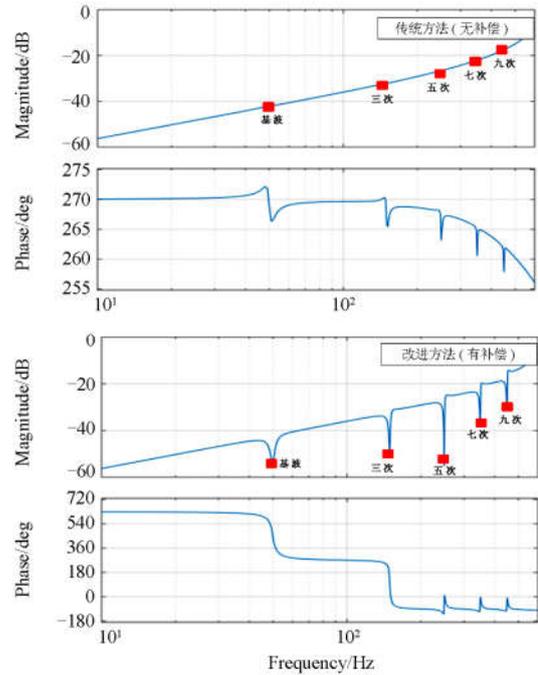


图 4 并联导纳的频率响应

Fig. 4 Frequency response of shunt admittance

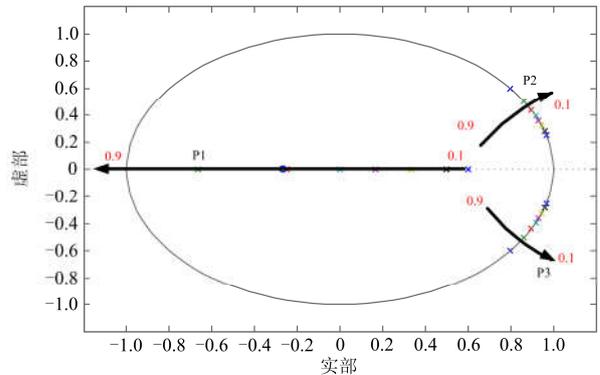


图 5 当权重系数  $\beta$  从 0.8 变化到 0.2 时系统的根轨迹

Fig. 5 Root locus when the ratio  $\beta$  varies from 0.8 to 0.2

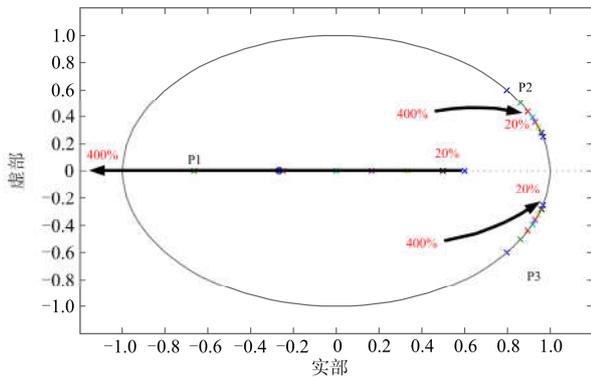


图 6 两个电感值( $L_1$  和  $L_2$ )相对于标称值的变化范围是从 200%变化到 20%时, 系统的根轨迹

Fig. 6 Root locus when the physical inductances  $L_1$  and  $L_2$  change from 200% to 20% of the nominal value

与此同时, LCL 滤波器工作时的实际电感可能与标称值不匹配, 这个误差也是影响控制系统稳定性的一个原因。控制系统的参数按照电感的标称值取值, 即输出侧电感  $L_1$  取值 3 mH, 电网侧电感  $L_2$  取值 1.5 mH。而实际系统中两个电感值相对于标称值的变化范围是从 200%变化到 20%。当百分比为 100%时, 说明电感的实际值与标称值相同。百分比与 100%的差的绝对值越大, 表明实际值与标称值的不匹配度越大。在上述条件下系统的根轨迹如图 6 所示。此时极点 P2、P3 沿着单位圆的边界移动, 没有超出单位圆。而极点 P1 在不匹配度小于 25%时, 系统非常接近于单位圆, 说明此时系统的阻尼特性不好, 并且谐振频率较高。由上面的分析可以看出, 在采用该控制方法时, 要保证电感参数的实际值与标称值不要偏离太远, 系统控制参数要接近真实值, 这样才能达到满意的控制效果。

### 3 仿真验证

使用 Matlab 的 Simulink 搭建仿真模型, 系统结构如图 1 所示, 电路参数和控制参数如表 1 所示。在仿真中, LCL 滤波器的电容值取值较大 ( $C_f = 65 \mu\text{F}$ ), 其目的是为了验证本文提出的控制方法的有效性。

首先, 采用不加入电流补偿环节的复合电流控制时, 系统的波形如图 7 所示。参考电流的峰值设为 5 A。图 7 中第二、三个通道表示的是逆变器的并网电流  $I_2$  和输出电流  $I_1$ 。参考电流与实际并网电流之差由第四个通道表示, 可以看出, 在不加入补偿环节时, 网侧电流控制误差很大, 已经接近 4.5 A。这是低功率逆变器不能允许的情况。图 7 中 0.3 s 时, 将补偿电流  $I_{\text{com}}$  加入到控制回路中, 发现电流误差明显减

小, 最终的误差只有 0.65 A, 说明补偿环节的有效性。

表 1 仿真和实验系统参数

Table 1 Parameters of simulation and experimental system

参数	数值
电源电压有效值	220 V
电源频率	50 Hz
直流侧电容值	2 000 $\mu\text{F}$
LCL 滤波器参数	$L_1=3 \text{ mH}, R_1=8 \text{ m}\Omega, C_f=65 \mu\text{F},$ $L_2=1.5 \text{ mH}, R_2=6 \text{ m}\Omega$
直流侧电压	390 V
控制系统采样/开关频率	15 kHz
加权系数 $\beta$	$\beta=2/3$
比例积分谐振控制器参数	$K_p=7.5, K_i=300, k_{ih}=200, \omega_d=12,$ $k_{i2}=60, k_{i4}=50, k_{i6}=30, k_{i8}=25$

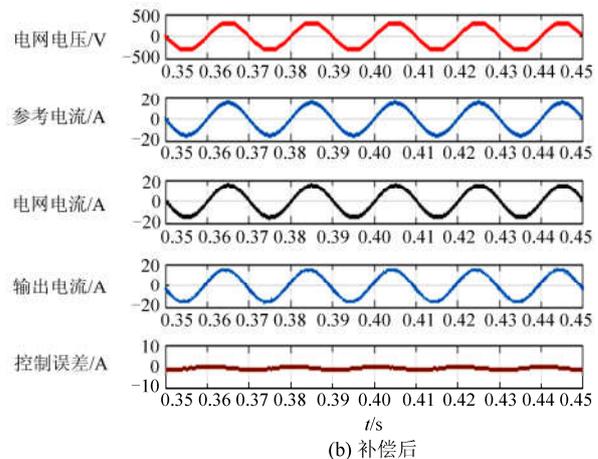
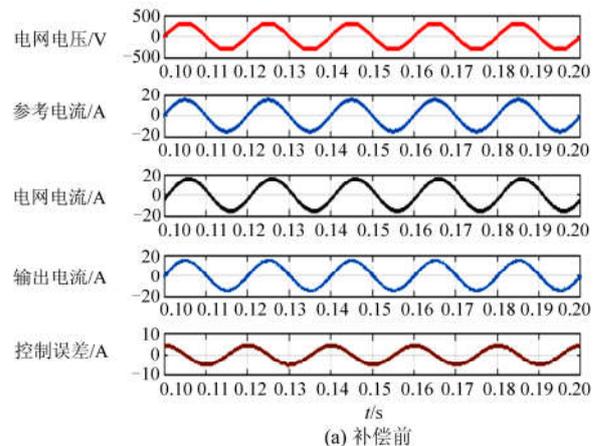


图 7 采用本文提出的控制策略时系统的仿真波形

Fig. 7 Simulation results when using the proposed control strategy

本文提出的控制策略在电网电压存在明显低次谐波畸变时, 也能有效地实现控制目标。如图 8 所示, 系统供电电压中存在着明显的 5 次和 7 次畸变,

其 THD 为 9.0%。在仿真开始时, 电流控制中谐振控制器用于控制加权平均电流, 前馈补偿项未加入到闭环控制中。从仿真波形可以看出, 由于电网侧谐波电压的扰动, 逆变器的并网电流也发生了畸变, 并网电流 THD 为 8.12%。在 0.52 s 时, 电流前馈补偿投入, 并网电流明显得到改善, 电流 THD 降为 3.78%。仿真结果说明, 本文提出的控制方法不受电网电压畸变的影响, 能够精确有效地输出参考电流。仿真系统参数见表 1。

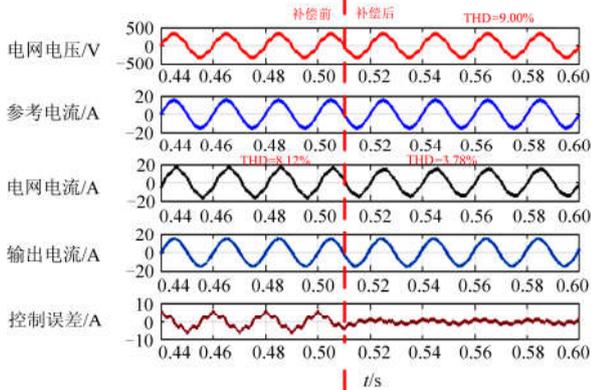


图 8 当电网电压有 9%畸变时系统的仿真波形

Fig. 8 Simulation results under 9% grid voltage distortion

在实验平台上验证了所提出方法的正确性。首先, 一个单相逆变器接入电网, 图 9 中从上到下所示分别为电网接入电压(350 V/div), 逆变器接入点电压(350 V/div), 逆变器输出电流(10 A/div)和逆变器网侧电流(10 A/div)。这里电网电流的参考值设定为 24 A (峰峰值)。

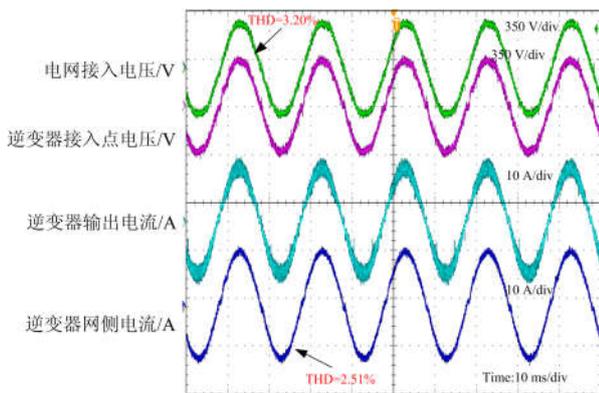


图 9 微电网逆变器接入电网后的实验波形

Fig. 9 Experimental results when the microgrid converter is connected to grid

由图 9 可以看出, 在实验平台上用所提出的控制方法较好地实现了控制目标, 网侧电流的实际峰值为 24.8 A (误差为 0.8 A)。同时, 尽管接入点电

压由于较大的电网背景噪音的影响存在着 3.2%的畸变, 网侧电流仍然非常光滑, 其 THD 仅仅为 2.51%。

为了进一步验证所提出方法的正确性, 单相逆变器接入了一个高度畸变的电网, 其 THD 为 11.50%。当所提出的方法投入运行后可以从图 10 中发现其电网电流仍然保持光滑, 网侧电流 THD 仅仅为 4.76%。尽管在 LCL 滤波器大电容上存在着较为明显的三次谐波, 但其流入了逆变器侧, 并没有对并网点电流质量造成污染。

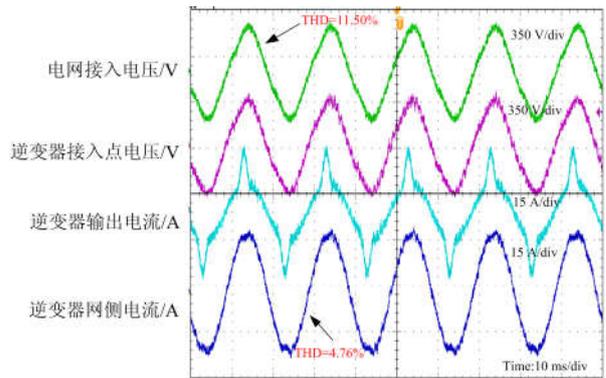


图 10 微电网逆变器接入电压畸变电网后的实验波形

Fig. 10 Experimental results when the converter is connected to distorted grid

### 4 结论

传统复合电流控制不直接控制网侧电流, 容易在电网电压畸变的情况下引发网侧电流谐波, 并且在微电网变流器输出滤波器电容量较大的情况下基波电流控制存在着显著的基波误差。针对微电网变流器的特点和传统加权平均电流控制的特性, 提出了一种新型的单相微电网逆变器复合电流控制方法:

- (1) 将虚拟坐标系下的比例积分谐振控制器应用于平均电流的控制以提高电流控制的带宽。
- (2) 通过增加一个改进参考电流前馈项, 有效地提高了系统网侧电流控制的精度, 抑制系统谐振。

仿真和实验结果均验证了此种新型控制方法在单相微电网变流器应用中能够显著提高电流控制能力, 有效地抑制系统谐振。

### 参考文献

[1] 刘文军, 周龙, 陈剑, 等. LCL 并网逆变器的电流双闭环控制[J]. 电力系统保护与控制, 2016, 44(17): 52-57. LIU Wenjun, ZHOU Long, CHEN Jian, et al. Control method for grid-connected inverter with LCL filter by employing dual current closed-loops[J]. Power System Protection and Control, 2016, 44(17): 52-57.

[2] PAN Donghua, RUAN Xinbo, BAO Chenlei, et al.

- Optimized controller design of LCL-type grid-connected inverter to achieve high robustness against grid-impedance variation[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(3): 1537-1547.
- [3] 田鹏, 宣文华, 牛益国. 基于陷波控制的 LCL 型光伏并网逆变器谐波谐振抑制研究[J]. 电力系统保护与控制, 2016, 44(14): 82-88.  
TIAN Peng, XUAN Wenhua, NIU Yiguo. Suppression of harmonic resonance for photovoltaic grid-connected inverter with LCL filter based on notch filter control[J]. Power System Protection and Control, 2016, 44(14): 82-88.
- [4] 金亮亮, 周荔丹, 姚钢, 等. 适用于并网逆变器的新型 LCL 滤波器[J]. 电力系统保护与控制, 2016, 44(11): 1-8.  
JIN Liangliang, ZHOU Lidan, YAO Gang, et al. A novel LCL filter adopted in grid-connected inverter[J]. Power System Protection and Control, 2016, 44(11): 1-8.
- [5] 雷亚雄, 李建文, 李永刚. 基于准 PR 调节器电流双闭环 LCL 三相并网逆变器控制[J]. 电力系统保护与控制, 2014, 42(12): 44-50.  
LEI Yaxiong, LI Jianwen, LI Yonggang. Control strategy of three-phase LCL grid-connected inverter based on quasi-PR adjuster[J]. Power System Protection and Control, 2014, 42(12): 44-50.
- [6] 刘斌, 王蒙蒙, 黄凯伦, 等. 引入网侧电感电流修正量的 LCL 逆变控制器及其状态估计[J]. 电网技术, 2016, 40(2): 556-562.  
LIU Bin, WANG Mengmeng, HUANG Kailun, et al. LCL Inverter controller with grid-side inductor current correction and its state estimation[J]. Power System Technology, 2016, 40(2): 556-562.
- [7] 李泽斌, 罗安, 田园, 等. LCL 型光伏并网逆变器电流内环控制方法[J]. 电网技术, 2014, 38(10): 2772-2778.  
LI Zebin, LUO An, TIAN Yuan, et al. Inner current loop control method for photovoltaic grid-connected inverter with LCL filter[J]. Power System Technology, 2014, 38(10): 2772-2778.
- [8] 王海松, 王晗, 张建文, 等. LCL 型并网逆变器的分裂电容无源阻尼控制[J]. 电网技术, 2014, 38(4): 895-902.  
WANG Haisong, WANG Han, ZHANG Jianwen, et al. Split-capacitor passive damping control for LCL grid-connected inverter[J]. Power System Technology, 2014, 38(4): 895-902.
- [9] 段耀强, 荆平, 陈国富, 等. 统一电能质量调节器串联侧滤波器设计与有源阻尼控制策略[J]. 电网技术, 2015, 39(5): 1405-1411.  
DUAN Yaoqiang, JING Ping, CHEN Guofu, et al. Design of series-side filter for unified power quality conditioner and active damping control strategy[J]. Power System Technology, 2015, 39(5): 1405-1411.
- [10] TIMBUS A, LISERRE M, TEODORESCU R, et al. Evaluation of current controllers for distributed power generation systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(3): 654-664.
- [11] TWINING E, HOLMES D G. Grid connected regulation of a three-phase voltage source inverter with an LCL input filter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2003, 18(3): 888-895.
- [12] HE Ning, XU Dehong, ZHU Ye, et al. Weighted average current control in a three-phase grid inverter with an LCL filter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(6): 2785-2797.
- [13] HE Jinwei, LI Yunwei. An accurate deadbeat control method for grid-tied converter using weighted average current sensing[C] // Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE): September 20-24, 2015, Montreal, Canada: 4194-4201.
- [14] 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.
- [15] 周娟, 张勇, 耿乙文, 等. 四桥臂有源滤波器在静止坐标系下的改进 PR 控制[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(6): 111-120.  
ZHOU Juan, ZHANG Yong, GENG Yiwen, et al. An improved proportional resonant control strategy in the static coordinate for four-leg active power filters[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(6): 111-120.
- [16] 杨秋霞, 梁雄国, 郭小强, 等. 准谐振控制器在有源电力滤波器中的应用[J]. 电工技术学报, 2009, 24(7): 171-176.  
YANG Qiuxia, LIANG Xiongguo, GUO Xiaoqiang, et al. Application of quasi resonant controller for active power filter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2009, 24(7): 171-176.
- [17] 陈炜, 陈成, 宋战锋, 等. 双馈风力发电系统双 PWM 变换器比例谐振控制[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(15): 1-7.  
CHEN Wei, CHEN Cheng, SONG Zhanfeng, et al. Proportional-resonant control for dual PWM converter in doubly fed wind generation system[J]. Proceedings of the CSEE, 2009, 29(15): 1-7.

收稿日期: 2017-05-09; 修回日期: 2017-07-12

作者简介:

辛 征(1979—), 男, 通信作者, 博士, 主要研究方向为电气自动化及新能源发电并网研究; E-mail: xinzheng9309@163.com

孙树敏(1968—), 男, 高级工程师, 主要研究方向为新能源发电并网及电力电子技术;

何晋伟(1983—), 男, 教授, 主要从事微电网、柔性输配电技术研究。

(编辑 魏小丽)