

# 采用 LCL 滤波器的并网逆变器 双闭环入网电流控制技术

徐志英, 许爱国, 谢少军

(南京航空航天大学自动化学院, 江苏省 南京市 210016)

## Dual-loop Grid Current Control Technique for Grid-connected Inverter Using An LCL Filter

XU Zhi-ying, XU Ai-guo, XIE Shao-jun

(School of Automation, Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, Nanjing 210016, Jiangsu Province, China)

**ABSTRACT:** Grid connected inverter can attenuate high frequency harmonics effectively through an LCL filter which has potential benefits for the inverter to get higher harmonic performance with lower switching frequency and less inductance in contrast with L filter. However, LCL filter is a third order system without damping and easy to resonate. In order to eliminate resonance and improve system stability, dual-loop control strategy with grid current feedback and capacitor current feedback was proposed in this paper, where inner capacitor current regulation is adopted for active damping. System modeling and stability analysis were presented. The simulation and experiment results proved that the dual-loop current control strategy for grid-connected inverter with LCL filter is feasible, the resonance of grid current is avoided and high in-grid power factor is achieved.

**KEY WORDS:** LCL filter; grid-connected inverter; dual-loop current controller; capacitor current feedback

**摘要:** 并网逆变器采用 LCL 滤波对高次谐波衰减效果显著, 而且在低开关频率和电感较小的情况下较单电感滤波具有明显的优势。但是, LCL 为无阻尼 3 阶系统, 易发生谐振。研究采用并网电流和电容电流双闭环控制策略对并网电流进行控制, 采用电容电流闭环增加系统阻尼, 从而可抑制系统振荡, 增加系统稳定性。对电流双闭环方案进行系统建模和稳定性分析, 并进行仿真验证。最后, 采用电流双闭环控制策略进行并网实验, 实验结果表明, 该方案可有效地避免并网电流谐振和实现并网电流的高功率因数。

**关键词:** LCL 滤波器; 并网逆变器; 电流双闭环; 电容电流反馈

## 0 引言

近年来光伏发电、风力发电等新能源发电技术

发展迅猛。将新能源发电应用于并网发电系统, 可缓解现有电力系统在用电高峰时期承受的容量和安全压力, 是新能源发电的发展方向<sup>[1-2]</sup>。并网发电系统的核心是并网逆变器, 它实质上是一个电压源输入电流源输出的逆变器。入网电流的总谐波失真 (total harmonic distortion, THD) 和并网发电功率因数 (power factor, PF) 是衡量并网发电电能质量的 2 项重要指标。

为获得低 THD 的入网电流, 并网逆变器的输出滤波器一般包括 L 和 LCL 2 种类型<sup>[3-6]</sup>。单电感 L 滤波器结构简单, 但是, 由于其高频谐波衰减特性不够理想, 需要较大的电感量才能对谐波进行有效衰减, 或者需要采用较高的开关频率以提高谐波频率, 进而可采用合适的电感量。LCL 滤波器对高频分量呈高阻抗, 对高频谐波电流可起到很大的衰减作用<sup>[7]</sup>。也有文献采用了 LC 滤波的方式<sup>[8-9]</sup>, 但是, LC 滤波器通常用于并网/独立双模式逆变器中, 当逆变器工作在独立模式时, LC 滤波器有效衰减输出电压的高频成份, 可获得理想的输出电压波形, 但是, 当逆变器工作于并网模式时, 滤波电容只相当于本地负载, 不起滤波作用, 因此, 在并网模式下, LC 滤波器的滤波效果等同于单电感 L 滤波器。

并网逆变器输出侧采用串联 LCL 滤波器更有利于逆变器在较低开关频率下获得高质量的进网电流。但是, LCL 的引入提高了系统的阶数, 对系统的控制策略提出了更高要求。采用典型并网电流直接闭环控制的 LCL 滤波逆变器并网系统, 是不稳定的<sup>[10-11]</sup>。文献[12]提出在电容端串联阻尼电阻来抑

制谐振，避免系统不稳定，但却造成了功率损耗，也使滤波器对高频分量衰减程度降低。文献[13-14]采用了间接电流控制方法，通过控制其他电流变量来实现对并网电流的间接控制，这类控制方法改善了闭环系统的稳定性，但是间接电流控制难以做到进网电流的单位功率因数。本文提出采用并网电流和电容电流双闭环控制策略，用电容电流内环来增加系统阻尼，以有效抑制谐振发生，用进网电流外环控制实现对并网电流的直接控制，可保证高的进网电流功率因数。

### 1 控制方案的提出

采用LCL滤波器的单相并网逆变器的主电路如图 1 所示，其中， $U_{dc}$ 为直流输入电压， $i_1$ 为逆变器输出电流， $i_c$ 为电容电流， $i_2$ 为入网电流， $u_g$ 为电网电压，逆变桥采用双极性正弦脉宽调制。当开关频率远高于输出滤波器的截止频率时，逆变桥可等效为比例环节 $k_{PWM}$ 。忽略滤波电感的电阻和电容的寄生电阻。

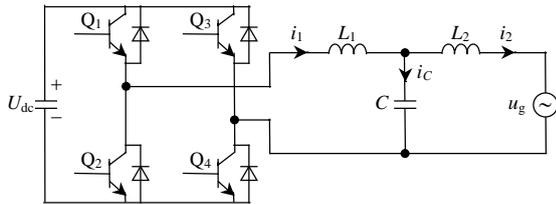


图 1 单相并网逆变器主电路图

Fig. 1 Power stage of single phase grid-connected inverter

为便于分析，首先设计了一台额定容量 $P_{rated} = 1 \text{ kVA}$ 的并网逆变器，其开关频率 $f_{sw} = 20 \text{ kHz}$ ，直流侧输入电压 $U_{dc} = 400 \text{ V}$ 。根据文献[15-19]设计了 LCL 滤波器参数，分别为 $L_1 = 3.3 \text{ mH}$ ， $C = 5 \text{ }\mu\text{F}$ ， $L_2 = 2 \text{ mH}$ 。

如果对 LCL 并网逆变器采用入网电流 $i_2$ 直接闭环控制，其闭环控制结构框图如图 2 所示，那么， $I_2(s)$ 与 PI 控制器输出 $A(s)$ 之间的传递函数为

$$\frac{I_2(s)}{A(s)} = \frac{k_{PWM}}{L_1 L_2 C s^3 + Ls} \quad (1)$$

式中 $L = L_1 + L_2$ 。

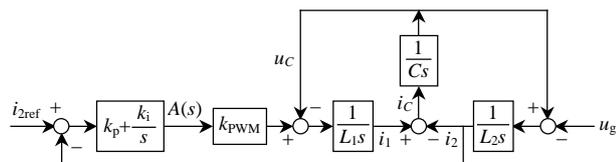


图 2  $i_2$ 直接闭环控制结构框图

Fig. 2 Block diagram of controller with  $i_2$  feedback only

文献[13]采用了逆变器输出电流 $i_1$ 反馈控制，其

$I_1(s)$ 与 PI 控制器输出 $A(s)$ 之间的传递函数为

$$\frac{I_1(s)}{A(s)} = \frac{k_{PWM}(L_2 C s^2 + 1)}{L_1 L_2 C s^3 + Ls} \quad (2)$$

文献[14]采用了逆变器输出电流 $i_1$ 和入网电流 $i_2$ 的加权平均值 $i_{12} = \frac{L_1}{L} i_1 + \frac{L_2}{L} i_2$ 作为反馈控制量，

其 $I_{12}(s)$ 与 PI 控制器输出 $A(s)$ 之间的传递函数为

$$\frac{I_{12}(s)}{A(s)} = \frac{k_{PWM}}{Ls} \quad (3)$$

画出式(1)~(3)的幅频特性曲线，如图 3 所示，图中  $M$  表示幅值， $\varphi$  表示相角。

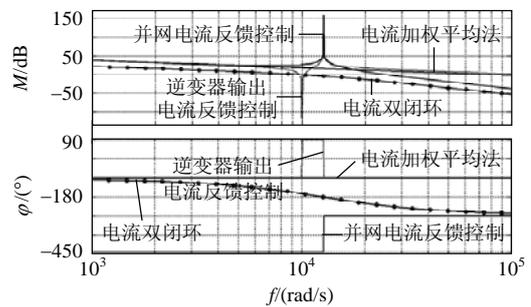


图 3 幅频和相频特性曲线

Fig. 3 Amplitude frequency and angular frequency characteristics

从幅频特性曲线可看出，以入网电流 $i_2$ 为反馈控制量和以逆变器输出电流 $i_1$ 为反馈控制量时，系统的开环传递函数都存在谐振尖峰，而以采用电流加权平均法得到的 $i_{12}$ 为反馈控制量时不存在谐振。但是，电流加权平均法是一种间接电流控制方法，其最终的控制目标是入网电流 $i_2$ 。考虑到 $I_{12}(s)$ 到输出量 $I_2(s)$ 的传递函数为

$$\frac{I_2(s)}{I_{12}(s)} = \frac{L}{L_1 L_2 C s^2 + L} \quad (4)$$

由式(4)可看出， $I_{12}(s)$ 到输出量 $I_2(s)$ 的传递函数在谐振频率处仍存在谐振尖峰，其最终输出量即入网电流也易发生谐振。

以上分析表明，LCL 滤波并网逆变器的现有控制方法都没有很好地解决控制量或入网电流的谐振问题。同时，采用非入网电流直接控制时，入网电流的相位角也不能直接控制，难以实现单位功率因数入网。

谐振尖峰的存在会引起电流波形畸变，甚至造成系统不稳定。若在图 2 的 $A(s)$ 之后增加电容电流 $i_c$ 反馈控制环节，可配置开环传递函数的极点<sup>[20]</sup>，增大系统阻尼，从而达到抑制谐振的目的。引入电容电流内环的系统闭环控制框图，如图 4 所示，可

得出 $I_2(s)$ 与 $A(s)$ 之间的传递函数为

$$\frac{I_2(s)}{A(s)} = \frac{kk_{\text{PWM}}}{L_1L_2Cs^3 + kk_{\text{PWM}}L_2Cs^2 + Ls} \quad (5)$$

其幅频特性曲线也在图3中给出了。由图3可见,加入电容电流反馈控制后,谐振尖峰得到了很好地抑制。因此,在 $A(s)$ 之后增加 $i_C$ 反馈控制环节即采用 $i_2$ 与 $i_C$ 反馈构成的双闭环控制策略可抑制谐振,增加系统稳定性。

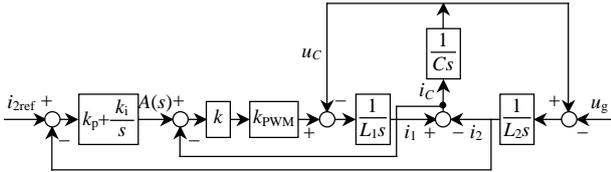


图4 加入电容电流反馈控制后的结构框图

Fig. 4 Block diagram of controller with  $i_C$  feedback control introduced

采用电容电流内环控制后,等效结构框图如图5所示,因此,入网电流的开环传递函数特征方程阻

尼系数 $\xi = \frac{kk_{\text{PWM}}}{2} \sqrt{\frac{L_2C}{LL_1}}$ 。可见, $k$ 越大,系统阻尼

比越大,谐振抑制效果越好。但是,阻尼过大,系统快速性差,调节时间长。工程上往往取 $0.5 < \xi < 1$ ,通常为了兼顾系统的阻尼效果和动态性能,一般取 $0.6 < \xi < 0.8$ 。考虑到实际系统参数 $L_1$ 、 $L_2$ 和 $C$ 与设计值可能存在一定程度的偏离,通常用折衷值 $\xi = 0.707^{[21]}$ 。

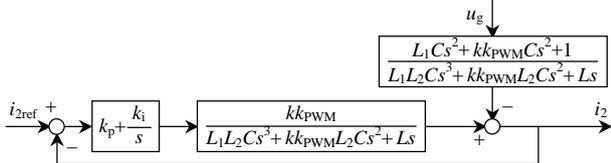


图5 电流双闭环控制的等效结构框图

Fig. 5 Equivalent block diagram of  $i_2$  and  $i_C$  dual-loop control system

## 2 闭环参数设计与系统性能分析

传统的单电感 $L$ 滤波的逆变器并网系统为1阶系统,闭环系统容易稳定。而LCL滤波器为3阶系统,系统的闭环参数通常对系统稳定性和动态性能的影响较大。

根据图5所示的闭环控制框图可知,系统为I型系统,可采用PI调节器实现反馈校正,校正后系统的开环传递函数为II型系统:

$$G(s) = \frac{kk_{\text{PWM}}k_p s + kk_{\text{PWM}}k_i}{L_1L_2Cs^4 + kk_{\text{PWM}}L_2Cs^3 + Ls^2} \quad (6)$$

为便于稳定性分析,根据开环传递函数式(6)

画出 $k_i=0$ 时闭环系统的特性根 $\lambda$ 随 $k_p$ 变化的轨迹,如图6所示,由此可见,该系统是一个条件稳定系统。

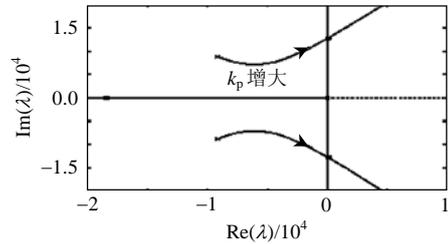


图6  $i_2$ 与 $i_C$ 双闭环控制系统根轨迹

Fig. 6 Root locus of dual-loop control system

由开环传递函数得到系统的闭环传递函数:

$$\frac{I_2(s)}{I_{2\text{ref}}(s)} = \frac{(kk_{\text{PWM}}k_p s + kk_{\text{PWM}}k_i)}{(L_1L_2Cs^4 + kk_{\text{PWM}}L_2Cs^3 + Ls^2 + kk_{\text{PWM}}k_p s + kk_{\text{PWM}}k_i)} \quad (7)$$

系统的特征方程为

$$D(s) = L_1L_2Cs^4 + kk_{\text{PWM}}L_2Cs^3 + Ls^2 + kk_{\text{PWM}}k_p s + kk_{\text{PWM}}k_i \quad (8)$$

根据劳斯稳定判据,求得系统稳定的条件:

$$\begin{cases} L - k_p L_1 > 0 \\ k_p(L - k_p L_1) - kk_{\text{PWM}}k_i L_2 C > 0 \end{cases} \quad (9)$$

另外,考虑到实际系统参数可能发生变化或与设计值存在偏差,设计的系统必须保证有一定的稳定裕度。一般要求相角裕度 $\gamma = 30^\circ \sim 70^\circ$ ,幅值裕度 $h = 6 \sim 8 \text{ dB}^{[22]}$ 。PI调节器的参数工程整定方法比较多,这里可采用“振荡指标法”<sup>[21]</sup>获得一组参数,然后对这组参数在式(9)范围内做一定程度微调优化,确保系统具有一定的稳态精度和稳定裕度,并尽可能兼顾系统的动态性能。通常,增大 $k_i$ 可获得比较高的入网交流电流跟踪精度,但会降低系统的相角裕度;而增大 $k_p$ 可获得比较宽的系统带宽,从而可获得较快的动态响应速度,但同时也会降低系统的幅值裕度。

图7是系统的开环伯德图。当 $k_p=0.5$ , $k_i=1000$ 时, $\gamma=32^\circ$ , $h=7.91 \text{ dB}$ 。保持 $k_i$ 不变, $k_p$ 加大,从图7中可看出系统带宽变宽,动态响应更快,但是,系统稳定裕度减小,稳定性变差,在 $k_p=0.8$ , $k_i=1000$ 时, $\gamma=22.6^\circ$ , $h=4.73 \text{ dB}$ ;保持 $k_p$ 不变, $k_i$ 增大,从图7中可看出系统基波增益加大,稳态误差减小,但是,系统的稳定裕度略有减小,在 $k_p=0.5$ , $k_i=1500$ 时, $\gamma=21.8^\circ$ , $h=6.53 \text{ dB}$ 。可见, $k_p=0.5$ , $k_i=1000$ 是一组较好的参数。

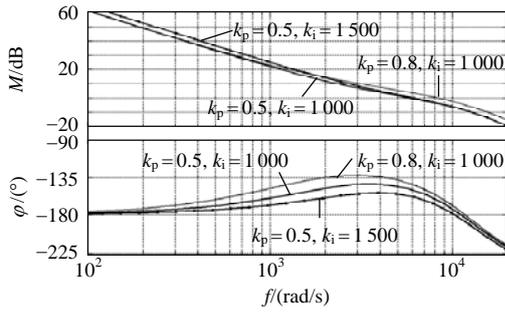


图 7  $i_2$ 与 $i_C$ 双闭环控制系统开环伯德图  
 Fig. 7 Bode diagram of open loop for  $i_2$  and  $i_C$  dual-loop control system

### 3 系统仿真分析

为验证理论分析的正确性和电流双闭环控制系统的稳定性及动态性能，在 Matlab 的 Simulink 仿真环境下进行了仿真。仿真系统参数同第 1 节。

在对电流加权平均法<sup>[14]</sup>进行仿真时发现，无论调节器参数如何选取，入网电流波形上都含有等幅振荡分量，而反馈控制量 $i_{12}$ 上不存在谐振。图 8、9 分别为 $k_p=0.5$  时电流加权平均法的入网电流和反馈控制量 $i_{12}$ 的稳态仿真波形。仿真结果与前面理论分析结果是一致的。

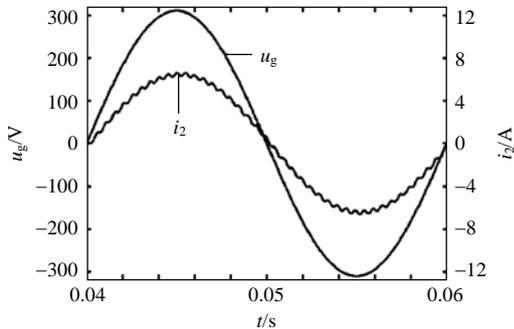


图 8 电流加权平均法入网电流仿真波形( $k_p=0.5$ )  
 Fig. 8 Simulation waveform of grid current with weighted-average-current method ( $k_p=0.5$ )

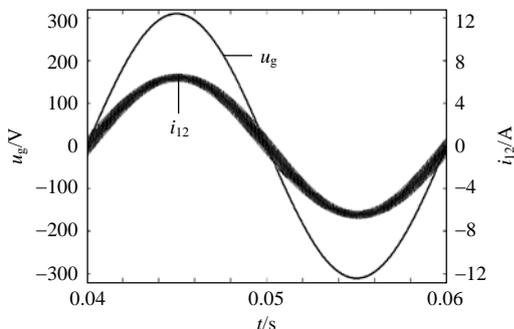


图 9 电流加权平均法被控量 $i_{12}$ 仿真波形  
 Fig. 9 Simulation waveform of feedback variable  $i_{12}$  with weighted-average-current method ( $k_p=0.5$ )

图 10~13 为电流双闭环控制仿真波形。图 10

为 $k_p=0.5, k_i=1000$  的稳态仿真波形，从图 10 中可看出， $i_2$ 波形光滑且与 $u_g$ 相位基本一致。保持其他参数不变，增大 $k_p$ ，结果当 $k_p=1.5$  时，系统就处于临界稳定，如图 11 所示。图 12、13 分别为逆变器工作由满载突变到半载及由半载突变到满载

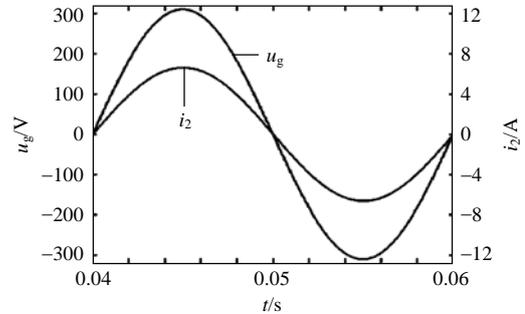


图 10 电流双闭环控制仿真波形( $k_p=0.5, k_i=1000$ )  
 Fig. 10 Simulation waveform with dual loop control strategy ( $k_p=0.5, k_i=1000$ )

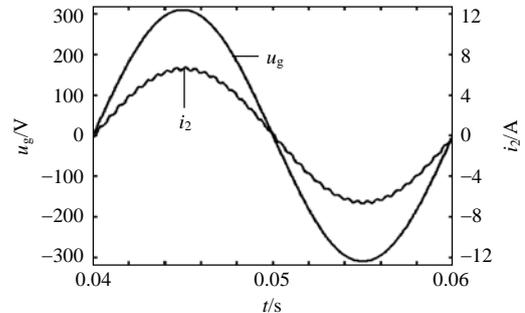


图 11 电流双闭环控制仿真波形( $k_p=1.5, k_i=1000$ )  
 Fig. 11 Simulation waveform with dual loop control strategy ( $k_p=1.5, k_i=1000$ )

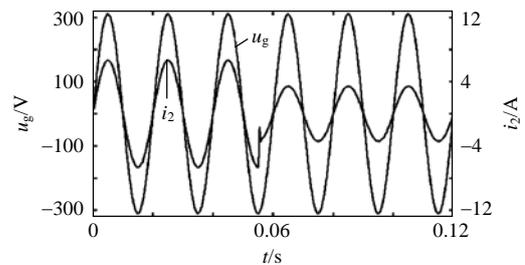


图 12 逆变器工作从满载到半载的动态仿真波形  
 Fig. 12 Simulation waveform with dynamic response from full load to half load

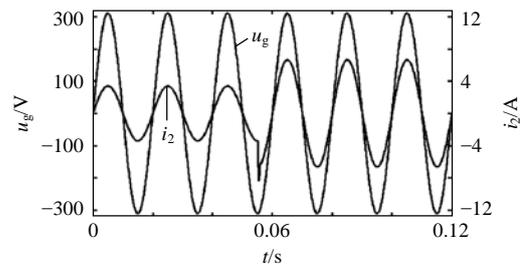


图 13 逆变器工作从半载到满载的动态仿真波形  
 Fig. 13 Simulation waveform with dynamic response from half load to full load

的动态仿真波形。从波形上可看出,系统在并网电流突变的情况下仍能稳定运行,且具有较快的动态性能。

#### 4 实验结果

研制了一台 1 kVA 实验样机,控制电路采用数字信号处理器芯片 TMS320LF2407,对并网电流和电容电流双闭环控制策略进行了实验研究。图 14 为电网电压(实际电网电压存在一定的畸变)与并网电流  $I_2=4\text{ A}$  的稳态波形,此时,电流的 THD 为 3.7%, PF 为 0.995。图 15 为电网电压与并网电流  $I_2=2\text{ A}$  的稳态波形,此时,电流的 THD 为 6.4%, PF 为 0.981。图 16、17 分别为并网电流从 2 A 突变到 4 A 和从 4 A 突变到 2 A 的动态实验波形。从实验结果可看出,通过 LCL 滤波器的高频衰减作用,开关频率处的谐波分量被大大衰减,而且,采用并网电流和电容电流双闭环控制策略不仅可有效抑制 LCL 的低频振荡,同时,具有优良的动态性能。

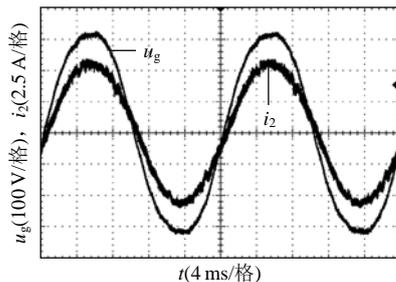


图 14 并网电流为 4 A 的实验波形  
Fig. 14 Experimental waveform ( $I_2=4\text{ A}$ )

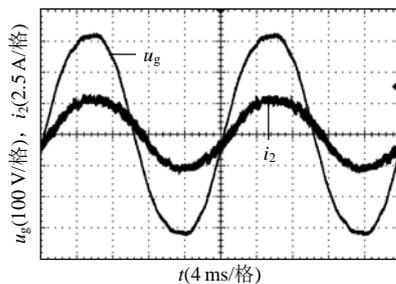


图 15 并网电流为 2 A 的实验波形  
Fig. 15 Experimental waveform ( $I_2=2\text{ A}$ )

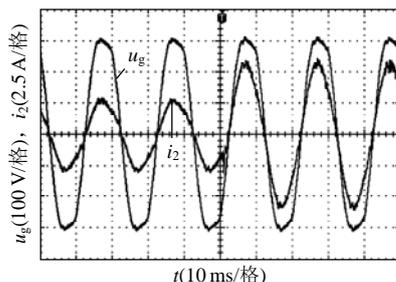


图 16 并网电流从 2~4 A 的电流突变波形  
Fig. 16 Grid current dynamic response (2~4 A)

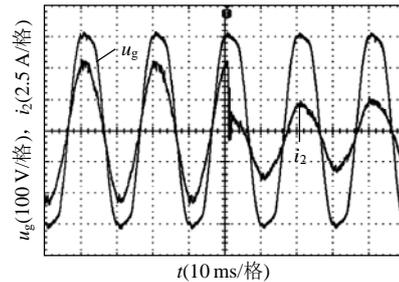


图 17 并网电流从 4~2 A 的电流突变波形  
Fig. 17 Grid current dynamic response (4~2 A)

#### 5 结论

采用并网电流直接闭环控制的 LCL 滤波逆变器并网系统存在谐振尖峰,易造成系统不稳定。本文提出了在并网电流反馈控制环内加入电容电流反馈控制,即采用并网电流和电容电流双闭环控制策略。1 kVA 并网逆变器的仿真和实验结果表明:该控制策略有效抑制了谐振尖峰,增强了系统稳定性,系统具有优良的动静态性能,该方案简便易行。

#### 参考文献

- [1] Bull S R. Renewable energy today and tomorrow[J]. Proceedings of the IEEE, 2001, 89(8): 1216-1226.
- [2] 由世俊, 杨洪兴, 娄承芝, 等. 建筑物用光伏集成系统在中国应用的前景[J]. 太阳能学报, 2000, 21(4): 434-438.  
You Shijun, Yang Hongxing, Lou Chengzhi, et al. The prospect of BIPV in China[J]. Acta Energetica Solaris Sinica, 2000, 21(4): 434-438 (in Chinese).
- [3] 王飞, 余世杰, 苏建徽, 等. 光伏并网发电系统的研究及实现[J]. 太阳能学报, 2005, 26(5): 605-608.  
Wang Fei, Yu Shijie, Su Jianhui, et al. Study and realization of photovoltaic grid-connected power system[J]. Acta Energetica Solaris Sinica, 2005, 26(5): 605-608 (in Chinese).
- [4] 赵清林, 郭小强, 郭伟扬. 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 (in Chinese).
- [5] Serpa L A, Ponnaluri S. A modified direct power control strategy allowing the connection of three-phase inverters to the grid through LCL filters[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2007, 43(5): 1388-1400.
- [6] Bueno E J, Espinosa F, Rodriguez F J, et al. Current control of voltage source converters connected to the grid through an LCL-filter[C]. IEEE PESC, Aachen, Germany, 2004.
- [7] Lindgren M, Svensson J. Control of a voltage-source converter connected to the grid through an LCL-filter: application to active filtering[C]. IEEE PESC, Fukuoka, Japan, 1998.
- [8] Tirumala R, Mohan N, Henze C. Seamless transfer of grid-connected PWM inverters between utility-interactive and stand-alone modes[C]. IEEE APEC, Dallas, USA, 2002.
- [9] 梁超辉, 刘邦银, 段善旭. 基于滤波电容电流补偿的并网逆变器

- 控制[J]. 电力电子技术, 2008, 42(8): 13-15.
- Liang Chaohui, Liu Bangyin, Duan Shanxu. Control of grid-connected inverter based on filter capacitor current compensation [J]. Power Electronics, 2008, 42(8): 13-15(in Chinese).
- [10] Zué A O, Chandra A. Simulation and stability analysis of a 100 kW grid connected LCL photovoltaic inverter for industry[C]. IEEE Power Engineering Society General Meeting, Montreal, Canada, 2006.
- [11] 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.
- [12] 张承慧, 叶颖, 陈阿莲, 等. 基于输出电流控制的光伏并网逆变器[J]. 电工技术学报, 2007, 22(8): 41-45.
- Zhang Chenghui, Ye Ying, Chen Alian, et al. Research on grid-connected photovoltaic inverter based on output current control [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2007, 22(8): 41-45(in Chinese).
- [13] 张强, 张崇巍, 张兴, 等. 风力发电用大功率并网逆变器研究[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(16): 55-59.
- Zhang Qiang, Zhang Chongwei, Zhang Xing, et al. Study on grid-connected inverter used in high-power wind generation system [J]. Proceedings of the CSEE, 2007, 27(16): 55-59(in Chinese).
- [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(in Chinese).
- [15] Karshenas H R, Saghafi H. Basic criteria in designing LCL filters for grid connected converters[C]. IEEE ISIE, Montreal, Canada, 2006.
- [16] 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): 1281-1291.
- [17] Wang T C Y, Ye Zhihong, Yuan Xiaoming. Output filter design for a grid-interconnected three-phase inverter[C]. IEEE PESC, Tokyo, Japan, 2003.
- [18] Karshenas H R, Saghafi H. Performance investigation of LCL filters in grid connected converters[C]. IEEE Transmission & Distribution Conference and Exposition, Dallas, USA, 2006.
- [19] Lee K J, Park N J, Kim R Y, et al. Design of an LCL filter employing a symmetric geometry and its control in grid-connected inverter applications[C]. IEEE PESC, Rhodes, Greece, 2008.
- [20] 许爱国, 谢少军. 电容电流瞬时值反馈控制逆变器的数字控制技术[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(1): 49-53.
- Xu Aiguo, Xie Shaojun. Study on digital control technique for inverters with instantaneous capacitor-current feedback[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(1): 49-53(in Chinese).
- [21] 陈伯时. 电力拖动自动控制系统: 运动控制系统[M]. 北京: 机械工业出版社, 2003: 56-76.
- [22] 孟宪蕃. 控制工程基础[M]. 北京: 航空工业出版社, 1993: 143.



徐志英

收稿日期: 2008-12-04。

作者简介:

徐志英(1984—), 女, 硕士研究生, 研究方向为功率电子变换技术, 3289337@163.com;

许爱国(1980—), 男, 博士研究生, 研究方向为功率电子变换技术;

谢少军(1968—), 男, 教授, 博士生导师, 研究方向为功率电子变换技术。

(责任编辑 谷子)