

DOI: 10.13382/j.jemi.2017.06.021

# APF 二次脉动的指令电流放大效应及其影响\*

黄海宏 高 瑞 江念涛 王海欣

(合肥工业大学 电气与自动化工程学院 合肥 230000)

**摘 要:**在有源电力滤波器(APF)的运用场合中,直流侧电压脉动问题非常普遍,而这种脉动问题主要以二次脉动为主。在对三相三线制非对称负载 APF 的研究中发现,直流侧的二次脉动会在一定程度上影响电压环,产生不必要的附加负序指令电流形成指令电流放大效应,使得 APF 发出的补偿电流中基波负序电流分量要大于实际非对称负载中的基波负序电流分量,进而造成网侧电流的不对称。而加入陷波器对直流侧二次脉动进行滤除后,可以有效的降低这种指令电流放大效应,使得网侧电流对称。通过仿真以及实验验证了观点的正确性。

**关键词:**二次脉动;非对称负载 APF;基波负序电流;陷波器;网侧电流

**中图分类号:** TM721.1; TN713 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 470.4054

## Reference current amplification effect of secondary pulsation and its influence for APF

Huang Haihong Gao Rui Jiang Niantao Wang Haixin

(School of electrical and Automation Engineering, Hefei University of Technology, Hefei 230000, China)

**Abstract:** In application of active power filters (APF), DC side voltage fluctuation is very common and the secondary pulsation is particularly prominent in this kind of fluctuation. In the study of three-phase three-wire APF with asymmetric load, it is found that voltage loop is affected by secondary pulsation in some degree and it will generate unnecessary additional negative sequence reference current and reference current amplification effect. As a result, the fundamental negative sequence current in compensation current produced by APF is greater than fundamental negative sequence current produced by asymmetrical load, which causes the asymmetry of the network side current. After secondary pulsant suppressed by notch filter, the reference current amplification effect can be reduced effectively and the network side current will be symmetrical. The simulation and the experiments have proved the correctness of views proposed by this paper.

**Keywords:** secondary pulsation; APF with asymmetric load; fundamental negative sequence current; notch filter; network side current

## 1 引 言

随着有源电力滤波器(APF)在不对称负载中应用越来越广泛,对其补偿效果的要求也越来越高,对于直流侧脉动问题需要更加关注<sup>[1-2]</sup>,文献[3-4]指出在 APF 正常工作时,不可避免的会出现直流侧电压脉动问题,对于实际运用中的三相三线制对称负载 APF 而言,其直流侧二

次脉动并不会对网侧电流的对称造成太大的影响。但对于非对称负载 APF,文献[3]指出电路中会出现负序电流,此时直流侧二次脉动则会产生较大影响,因此需要采用合适的方法加以抑制。

对于三相三线制不对称负载 APF 而言<sup>[5-6]</sup>,其负载电流包含基波正序分量,基波负序分量以及各次谐波分量,而各次谐波又可以分为正序和负序分量,其中基波正序电流不会影响网侧电流的波形质量,可以不予考虑,则

APF 主要补偿基波负序分量以及各次谐波。

理想情况下谐波检测算法无误差且实际补偿量与负载电流中基波负序以及各次谐波量大小相等,方向相反。若补偿过程中补偿的基波负序电流分量幅值大于实际不对称谐波负载引入的基波负序电流分量幅值,则会造成补偿电流与负载电流无法抵消,并有多余的负序分量进入到网侧,进而使网侧三相电流不平衡。

## 2 直流侧二次脉动对网侧电流的影响分析

### 2.1 直流侧二次脉动的产生

图1所示为APF的谐波补偿回路<sup>[7,9]</sup>。设A相电压  $e_a = U_1 \sin(\omega_1 t + \theta)$ ,  $\omega_1$  为电网电压角频率,  $\theta$  为初相角, 当  $S_k = 1$  表示三相桥上桥臂导通。  $i_k$  为经过电感的电流, 而  $i_{k1}$  与  $i_{k2}$  分别表示各桥臂上下管流过的电流 ( $k = a, b, c$ ),  $i$  为电容上的电流。设节点NO电压为  $U_{NO}$ , 则有如下KVL方程:

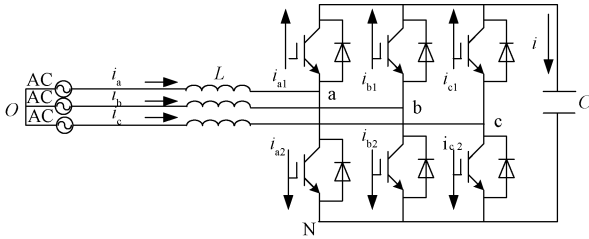


图1 APF 主回路

Fig.1 The main circuit of APF

$$U_{NO} + e_k = L \frac{di_k}{dt} + U_{dc} S_k \quad k = a, b, c \quad (1)$$

由分析可知,一个开关周期中电容C上的电压变化量  $\Delta U_{dc}$  为:

$$\Delta U_{dc} = i \Delta t / C = \frac{1}{C} (i_a T d_a + i_b T d_b + i_c T d_c) \quad (2)$$

APF 在对谐波进行补偿时,由分析可得,在补偿基波负序电流以及3次谐波正序分量时会引入二次脉动<sup>[9]</sup>。

在负载不平衡下补偿基波负序电流时,此时有离散化后的电流:

$$\begin{cases} i_a = I_1 \sin(\omega_1 T + \theta_1) \\ i_b = I_1 \sin(\omega_1 T + \theta_1 + \frac{2}{3}\pi) \\ i_c = I_1 \sin(\omega_1 T + \theta_1 + \frac{2}{3}\pi) \end{cases} \quad (3)$$

其中  $d_k$  可以近似用以下公式代替<sup>[8]</sup>:

$$d_k = \frac{e_k}{U_{dc}} + \frac{1}{2} \quad (4)$$

式中:  $e_k$  用离散化后的电压形式代入量,  $U_{dc}$  为直流侧电压。

将式(3)、(4)代入式(2)可得由补偿基波负序电流引起的二次脉动  $\Delta U_{dc1}$  为:

$$\begin{aligned} \Delta U_{dc1} = \frac{I_1 T}{C} & \left[ \sin(\omega_1 T + \theta_1) \left( \frac{e_a}{U_{dc}} + \frac{1}{2} \right) + \sin(\omega_1 T + \theta_1 + \frac{2}{3}\pi) \cdot \left( \frac{e_b}{U_{dc}} + \frac{1}{2} \right) + \sin(\omega_1 T + \theta_1 - \frac{2}{3}\pi) \left( \frac{e_c}{U_{dc}} + \frac{1}{2} \right) \right] \\ & = -\frac{3I_1 U_1 T}{2CU_{dc}} \cos(2\omega_1 T + \theta_1 + \theta) + \frac{I_1 T}{2CU_{dc}} \left[ \cos(\theta_1 - \theta) + \cos(\theta_1 - \theta + \frac{4}{3}\pi) + \cos(\theta_1 - \theta - \frac{4}{3}\pi) \right] \end{aligned} \quad (5)$$

对式(5)积分并化为连续形式后去除线性量(实际调节会使线性量为0)可得脉动量:

$$U_{dc1} = \frac{-3U_1 I_1}{4CU_{dc} \omega_1} \sin(2\omega_1 t + \theta_1 + \theta) \quad (6)$$

负载不平衡下补偿3次谐波正序分量时,有离散化后电流:

$$\begin{cases} i_a = I_3 \sin(3\omega_1 T + \theta_3) \\ i_b = I_3 \sin(3\omega_1 T + \theta_3 - \frac{2}{3}\pi) \\ i_c = I_3 \sin(3\omega_1 T + \theta_3 - \frac{2}{3}\pi) \end{cases} \quad (7)$$

与上述推导过程类似将式(4)、(7)代入到式(2)中,化简积分连续化并去除其它分量后得到补偿3次谐波正序分量时引起的二次脉动  $\Delta U_{dc2}$  为:

$$U_{dc2} = \frac{3U_1 I_3}{4CU_{dc} \omega_1} \sin(2\omega_1 t + \theta_3 - \theta) \quad (8)$$

则补偿上述分量时产生的二次脉动量  $U_{dcA}$  为:

$$U_{dcA} = U_{dc1} + U_{dc2} = A_1 \sin(2\omega_1 t + \psi_1) + A_2 \sin(2\omega_1 t + \psi_2) \quad (9)$$

式中:  $A_1 = \frac{-3U_1 I_1}{4CU_{dc} \omega_1}$ ,  $\psi_1 = \theta_1 + \theta$ ;  $A_2 = \frac{-3U_1 I_3}{4CU_{dc} \omega_1}$ ,  $\psi_2 = \theta_3 + \theta$ 。

### 2.2 直流侧二次脉动对网侧电流的影响

电压内环结构如图2所示,由图2可以看出,若无二次脉动,电压环输出  $I^*$  是一个直流量A,有二次脉动后电压环的输出  $I_1^*$  为直流量和补偿基波负序电流以及补偿3次谐波正序电流产生的二次脉动的叠加:

$$I_1^* = A + A'_1 \sin(2\omega_1 t + \psi'_1) + A'_2 \sin(2\omega_2 t + \psi'_2) \quad (10)$$

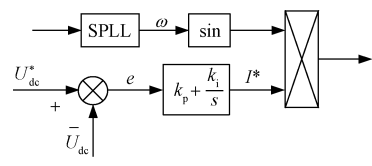


图2 电压内环结构

Fig.2 Structure of voltage loop

与三相相位信息相乘后得到电流环指令电流,将式 (10) 中两个交流量与三相相位信息相乘得到以下公式:

$$\begin{cases} I_1^* \times \sin\omega_1 t = A\sin\omega_1 t - \frac{1}{2}[A'_1 \cos(3\omega_1 t + \psi'_1) + A'_2 \cos(3\omega_1 t + \psi'_2)] + \\ \quad \frac{1}{2}[A'_1 \cos(\omega_1 t + \psi'_1) + A'_2 \cos(\omega_1 t + \psi'_2)] \\ I_1^* \times \sin(\omega_1 t - \frac{2\pi}{3}) = A\sin(\omega_1 t - \frac{2\pi}{3}) - \frac{1}{2}[A'_1 \cos(3\omega_1 t + \psi'_1 - \frac{2\pi}{3}) + A'_2 \cos(3\omega_1 t + \psi'_2 - \frac{2\pi}{3})] + \\ \quad \frac{1}{2}[A'_1 \cos(\omega_1 t + \psi'_1 + \frac{2\pi}{3}) + A'_2 \cos(\omega_1 t + \psi'_2 + \frac{2\pi}{3})] \\ I_1^* \times \sin(\omega_1 t + \frac{2\pi}{3}) = A\sin(\omega_1 t + \frac{2\pi}{3}) - \frac{1}{2}[A'_1 \cos(3\omega_1 t + \psi'_1 + \frac{2\pi}{3}) + A'_2 \cos(3\omega_1 t + \psi'_2 + \frac{2\pi}{3})] + \\ \quad \frac{1}{2}[A'_1 \cos(\omega_1 t + \psi'_1 - \frac{2\pi}{3}) + A'_2 \cos(\omega_1 t + \psi'_2 - \frac{2\pi}{3})] \end{cases} \quad (11)$$

式(11)可以看出得出的实际电流环指令电流中包含 3 部分:

$$\begin{cases} A\sin\omega_1 t \\ A\sin(\omega_1 t - \frac{2\pi}{3}) \\ A\sin(\omega_1 t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (12)$$

$$\begin{cases} \frac{1}{2}[A'_1 \cos(3\omega_1 t + \psi'_1) + A'_2 \cos(3\omega_1 t + \psi'_2)] \\ \frac{1}{2}[A'_1 \cos(3\omega_1 t + \psi'_1 - \frac{2\pi}{3}) + A'_2 \cos(3\omega_1 t + \psi'_2 - \frac{2\pi}{3})] \\ \frac{1}{2}[A'_1 \cos(3\omega_1 t + \psi'_1 + \frac{2\pi}{3}) + A'_2 \cos(3\omega_1 t + \psi'_2 + \frac{2\pi}{3})] \end{cases} \quad (13)$$

$$\begin{cases} \frac{1}{2}[A'_1 \cos(\omega_1 t + \psi'_1) + A'_2 \cos(\omega_1 t + \psi'_2)] \\ \frac{1}{2}[A'_1 \cos(\omega_1 t + \psi'_1 + \frac{2\pi}{3}) + A'_2 \cos(\omega_1 t + \psi'_2 - \frac{2\pi}{3})] \\ \frac{1}{2}[A'_1 \cos(\omega_1 t + \psi'_1 - \frac{2\pi}{3}) + A'_2 \cos(\omega_1 t + \psi'_2 + \frac{2\pi}{3})] \end{cases} \quad (14)$$

其中,式(12)为指令电流基波正序成分,是需要补偿的成分;式(13)为指令电流三次谐波正序成分,是直流侧二次脉动引起的,但是正序成分不会造成网侧电流不对称;式(14)为指令电流基波负序成分,这部分的存在使指令电流被放大,造成实际补偿的负序电流成分大于实际的负载电流负序成分,进而有多余的负序电流注入网侧,造成网侧电流不对称。故在非对称负载情况下,需要减小 APF 的直流侧二次脉动的影响。

### 3 实验

#### 3.1 仿真实验

为验证观点的正确性,首先进行基于 MATLAB 的 Simlink 模块<sup>[10]</sup>的仿真实验验证。在搭建的三相三线制

不对称负载 APF 模型<sup>[11-12]</sup>中,若不对二次脉动进行抑制,运用谐波检测算法可在电压环的输出指令电流中提取出较大的负序指令电流,如图 3 所示。在加入二次陷波器<sup>[13-14]</sup>对二次脉动滤除后,再一次提取其负序电流后,负序成分大大减小,如图 4 所示。这说明二次脉动会给电压环的输出电流指令附加一个负序电流指令,形成指令电流放大效应。

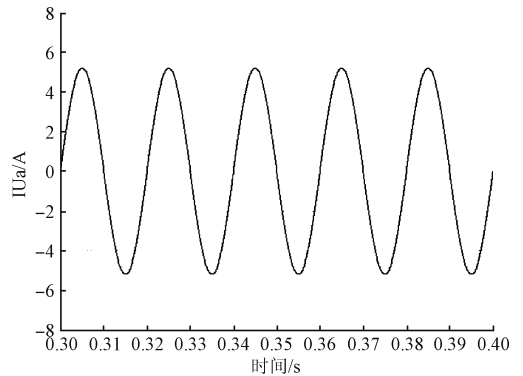


图 3 不抑制直流侧二次脉动时电压环输出中的负序成分  
Fig. 3 Negative sequence component in the voltage loop output without suppressing the secondary pulsation at the DC side

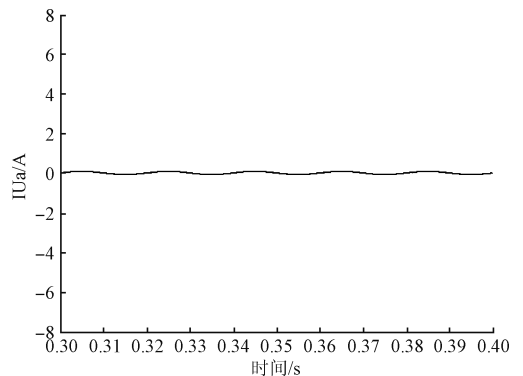


图 4 加入陷波器抑制二次脉动后电压环输出中的负序成分  
Fig. 4 Negative sequence component in the voltage loop output after the secondary pulsation suppression by adding notch filter

在不对二次脉动进行抑制时,分别提取补偿电流中的基波负序电流与不对称负载中的基波负序电流。如图5所示,提取的补偿电流基波负序电流大于实际负载基波负序电流。加入二次陷波器对二次脉动滤除后提取补偿电流中的基波负序电流与负载中的基波负序电流分量。如图6所示,此时补偿电流基波负序分量与实际负载基波负序分量大小相等,方向相反,可以较好地补偿。

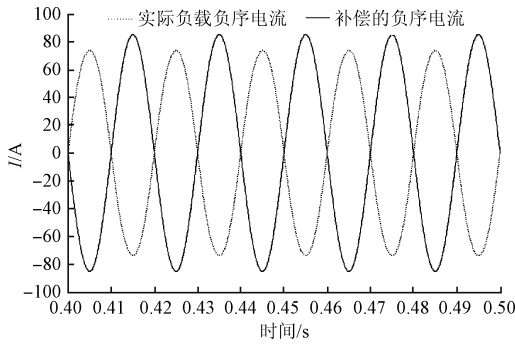


图5 不抑制二次脉动时补偿电流中的负序电流与负载中的负序电流

Fig.5 Negative sequence current in both compensation current and load current without restraining secondary pulsation

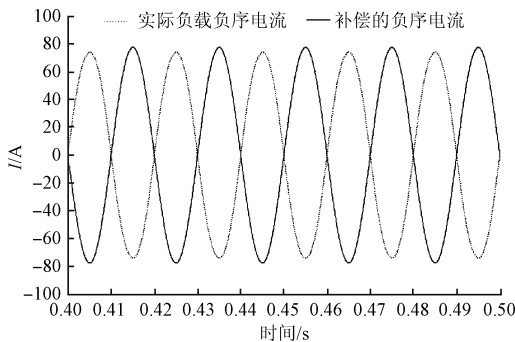


图6 加入陷波器后补偿电流和负载中的负序电流

Fig.6 Negative sequence current in both compensation current and load current after adding notch filter

实际二次脉动对网侧电流的影响效果如图7所示;滤除二次脉动后,网侧电流如图8所示。

### 3.2 样机实验

为了验证观点的正确性,在一台三相三线制 APF 样机上进行实验,直流侧电容为 2.5 mF,控制芯片为 TI 公司的 DSP 芯片 TMS320F2812<sup>[15]</sup>,谐波源负载选用三相整流桥阻感负载并在 AB 相之间接电阻构成不对称负载。

在不用陷波器滤除直流侧二次脉动的情况下用电能质量分析仪可以得到图9所示的实验结果,加了二次陷波器后分析仪得到的实验结果如图10所示。图9(a)与图10(a)显示了网侧电流波形,图9(b)与图10(b)为分

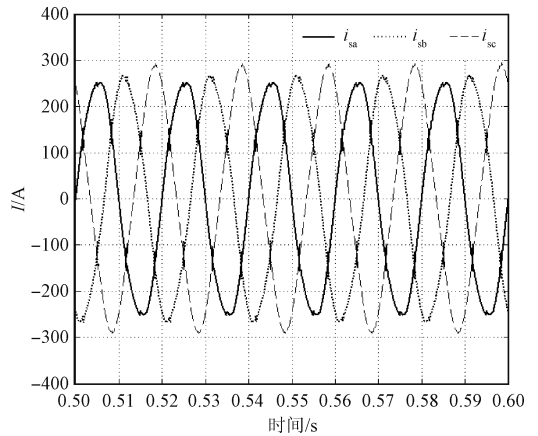


图7 不对称网侧电流

Fig.7 Asymmetrical network side current

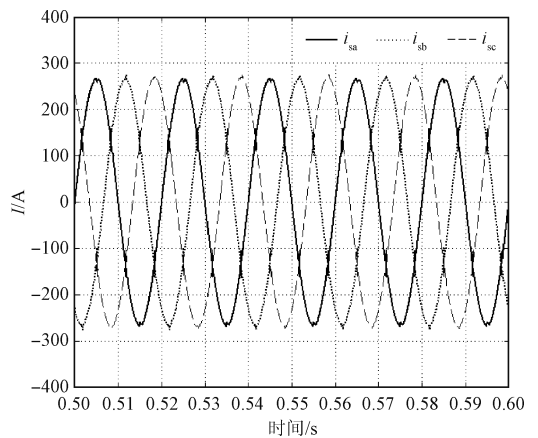
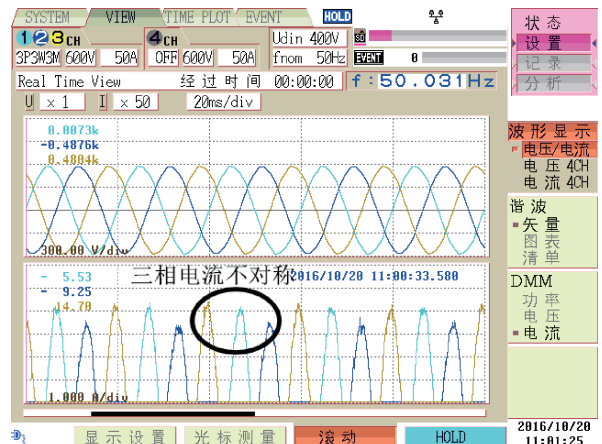


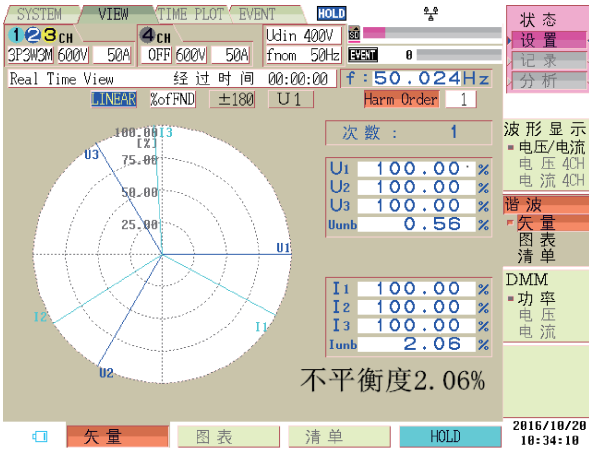
图8 加入陷波器后的网侧电流

Fig.8 Network side current after adding notch filter

析仪得到的网侧电流不平衡度。由图9(a)与图10(a)对比可以发现不加陷波器时网侧电流波形电流幅值不同,呈现出不对称特性,而加了陷波器之后这种不对称被



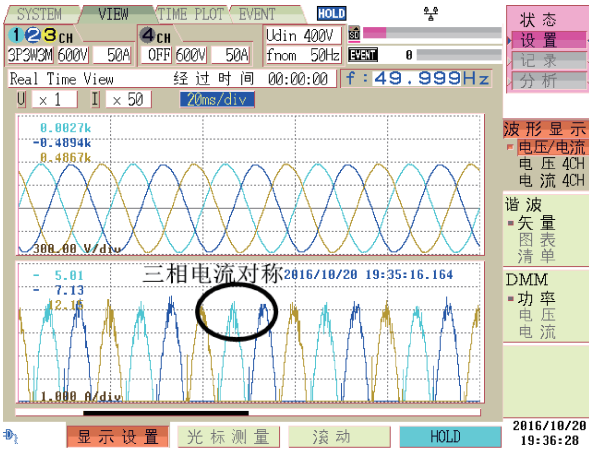
(a) 网侧电流波形  
(a) Network side current waveform



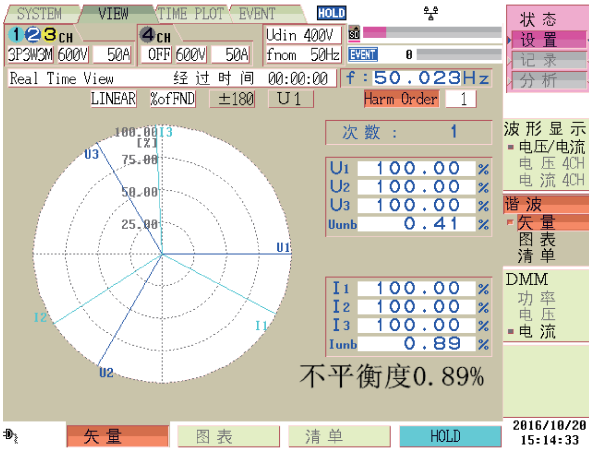
(b) 网侧电流不平衡度  
(b) Current unbalance degree

图 9 不滤除二次脉动的实验结果

Fig. 9 Experimental results without filtering out the secondary pulsation



(a) 网侧电流波形  
(a) Network side current waveform



(b) 网侧电流不平衡度  
(b) Current unbalance degree

图 10 加陷波器滤除二次脉动的实验结果

Fig. 10 Experimental results without secondary pulsation

消除,再由图 9(b) 和图 10(b) 定量分析,在没有加入二次陷波器电流不平衡度为 2.06%,加入二次陷波器后电流不平衡度为 0.89%。

由实验可知,二次脉动会使网侧电流不对称,而这种不对称正是由于二次脉动产生的指令电流放大效应造成的,使得补偿的负序电流增大,影响补偿效果。

### 4 结论

由上述分析以及实验的验证可以看出,在不对称负载使得回路中存在负序电流时,不抑制直流侧二次电压脉动则其会在经过电压环后产生额外的负序指令电流,形成指令电流放大效应,造成补偿的负序基波电流大于实际不对称负载中的基波负序电流,造成网侧电流包含多余负序电流进而使得网侧电流不平衡。

本文通过仿真和实验都可以很好的证明观点的正确性,通过分析这一影响,可以在实际场合中根据这一分析有针对性的选择更好的抑制二次脉动的方法,使得输出波形的质量更好。

### 参考文献

[ 1 ] 胡应宏, 王建曩. 不平衡负载的平衡分量法分解及补偿方法 [ J ]. 中国电机工程学报, 2012, 32 ( 34 ): 98-99.

HU Y H, WANG J Z. Balance component decomposition and compensation method for unbalanced load [ J ]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(34): 98-99.

[ 2 ] 曾正, 赵荣, 祥杨欢. 多功能并网逆变器及其在微电网电能质量定制中的应用 [ J ]. 电网技术, 2012, 36(5): 58-67.

ZENG ZH, ZHAO R, XIANG Y H. A multi-functional grid-connected inverter and its application to customized power quality of microgrid [ J ]. Power System Technology, 2012, 36(5): 58-67.

[ 3 ] 王兆安. 谐波抑制和无功功率补偿 [ M ]. 3 版. 北京:机械工业出版社, 2016.

WANG ZH A. Harmonic Suppression and Reactive Power Compensation [ M ]. 3rd ed. Beijing: Machinery Industry Press, 2016.

[ 4 ] 谢斌, 戴珂. 并联型有源电力滤波器直流侧电压优化控制 [ J ]. 中国电机工程学报, 2011, 31(9): 23-25.

XIE B, DAI K. Optimization control of DC link voltage for shunt active power filter [ J ]. Proceedings of the CSEE, 2011, 31(9): 23-25.

[ 5 ] 漆文龙. 单相变换器直流侧二次纹波问题研究 [ D ]. 济南:山东大学, 2014.

QI W L. Research on power decouplin problem of single-phase converter [ D ]. Ji'nan: Shandong University, 2014.

- [ 6 ] MAHNI T, BENCHOUIA M T, SRAIRI K. Three-phase four-wire shunt active filter with unbalanced loads [J]. Energy Procedia, 2014, 50:528-535.
- [ 7 ] 张兴, 张崇巍. PWM 整流器及其控制[M]. 北京: 机械工业出版社, 2012.  
ZHANG X, ZHANG CH W. PWM Rectifier and its Control [M]. Beijing: Machinery Industry Press, 2012.
- [ 8 ] 程稳. LCL 滤波并联型三相有源电力滤波器研究[D]. 合肥: 合肥工业大学, 2015.  
CHENG W. The study of three-phase shunt APF with LCL filter [D]. Hefei: Hefei University of Technology, 2015.
- [ 9 ] XAVIER L S, CUPERTINO A F, RESENDE J T D, et al. Adaptive current control strategy for harmonic compensation in single-phase solar inverters[J]. Electric Power Systems Research, 2017, 142(2017): 84-95.
- [ 10 ] ZENG Z, YUAN Q. Modeling, modulation, and control of the three-phase four-switch PWM rectifier under balanced voltage [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(7): 4892-4906.
- [ 11 ] 邱爱中, 张海泉, 崔晓, 等. 一种双 PWM 变换器新改进型直接功率控制策略[J]. 国外电子测量技术, 2016, 35(4): 59-63.  
QIU AI ZH, ZHANG H Q, CUI X, et al. Research on improved direct power control for dual PWM converter [J]. Foreign Electronic Measurement Technology, 2016, 35(4): 59-63.
- [ 12 ] 党克, 郑玉浩, 严干贵. 电网电压不平衡下光伏并网逆变器的同步技术[J]. 仪器仪表学报, 2015, 36(1): 87-94.  
DANG K, ZHENG Y H, YAN G G. Synchronization technique of grid-connected PV inverter under unbalanced grid voltage [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2015, 36(1): 87-94.
- [ 13 ] 鞠洪兵. 基于陷波器的有源电力滤波器的研究与设计[D]. 济南: 山东大学, 2010.  
JU H B. Study on active power filter based on digital frequency trap [D]. Ji'nan: Shandong University, 2010.
- [ 14 ] 黄海宏, 韦伟, 沈治萍. 并联型有源电力滤波器电压环优化设计[J]. 电子测量与仪器学报, 2015, 29(10): 1529-1534.  
HUANG H H, WEI W, SHEN Y P. Optimization design of voltage loop for shunt active power filter [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2015, 29(10): 1529-1534.
- [ 15 ] 郭爱英. 基于 TMS320F2812 的谐波检测系统的设计[J]. 电子测量技术, 2016, 39(5): 110-114.  
GUO AI Y. Design on the power harmonic detection system based on TMS320F2812 DSP [J]. Electronic Measurement Technology, 2016, 39(5): 110-114.

### 作者简介



**黄海宏**, 1973 年出生, 现为合肥工业大学教授, 主要研究方向为电力电子技术和自动控制。

E-mail: hhaihong741@126.com

**Huang Haihong** was born in 1973. Now he is professor in Hefei University of Technology. His research interests include power electronics and automation.



**高瑞**, 1994 年出生, 合肥工业大学电气与自动化工程学院硕士研究生, 主要研究方向为电力变换技术。

E-mail: 15256533851@126.com

**Gao Rui** was born in 1994. Now he is M. Sc. candidate in School of Electrical and Automation Engineering, Hefei University of Technology. His main research interest is power conversion technology.