

DOI: 10.7667/PSPC160696

# 一种适用于多样化补偿的谐波检测方案

杜少通, 谭兴国, 冯高明

(河南理工大学电气工程与自动化学院, 河南 焦作 454000)

**摘要:** 基于  $i_p-i_q$  法谐波检测及其改进方法的原理和特点建立一种适用于多样化补偿的谐波检测方案, 其包括特定次谐波补偿模式和全补偿模式。全补偿模式检测结果在动态中含有较大的基波分量, 因而较慢的动态响应不利于装置控制, 但通过提高低通滤波器截止频率而提升其动态响应会降低稳态检测精度。针对该问题建立一种改进的全补偿模式。改进的全补偿模式由低次谐波的特定提取和基波正序分量提取复合而成, 使基波正序分量提取采用较高截止频率的低通滤波器也可以获得较好的低次谐波稳态检测精度, 分析低次谐波特定提取和基波正序分量提取两个环节对改进的全补偿模式动态特性的影响。仿真研究表明改进的全补偿模式具有快速的动态响应和更好的稳态检测精度。

**关键词:**  $i_p-i_q$  法; 改进的  $i_p-i_q$  法; 多样化补偿; 特定次谐波提取; 改进的检测方案

## A harmonic detection scheme applied to diversified compensation

DU Shaotong, TAN Xingguo, FENG Gaoming

(School of Electrical Engineering and Automation, Henan Polytechnic University, Jiaozuo 454000, China)

**Abstract:** A harmonic detection scheme suitable for diversified compensation is built based on the principles and features of the method of  $i_p-i_q$  and its improved method, which is composed of harmonics compensation mode and full harmonics compensation mode of specific orders. Slow dynamic response of the full harmonics compensation mode goes against device control because of fundamental wave in dynamics, but improving the dynamic response by increasing cut-off frequency of low-pass filter will reduce detection precision in steady state. To solve the problem, an improved full harmonics compensation mode using specific harmonics extraction for low-order harmonics and fundamental positive wave is presented. Using higher cut-off frequency of low-pass filter for fundamental positive wave extraction, the improved full harmonics compensation mode can get good precision in steady state. The influence of low-order harmonics extraction and fundamental positive wave extraction on the dynamic response of improved full compensation mode is analyzed. The results of simulation show that improved full compensation modes have good dynamic response and better precision in steady state.

This work is supported by National Natural Science Foundation of China (No. 51407184) and Doctoral Fund of Henan Polytechnic University (No. B2016-17).

**Key words:**  $i_p-i_q$  method; improved  $i_p-i_q$  method; diversified compensation; specific-order harmonics extraction; improved detection scheme

## 0 引言

非线性负载所产生的谐波对电力系统的污染早已受到业界关注, 在非线性负载谐波特性分析、谐波检测方法、谐波补偿、补偿的稳定性等方面不断

获得学者研究<sup>[1-6]</sup>。有源滤波技术是谐波补偿的一种有效手段, 谐波检测性能优劣影响有源滤波器的补偿性能<sup>[7]</sup>。

有源滤波器的谐波检测方法主要有频域和时域两类, 其中频域的代表算法有离散傅里叶分析、快速傅里叶分析、滑动傅里叶分析和卡尔曼滤波, 而时域的代表算法有基于广义积分器的谐波检测、同步旋转坐标谐波检测、基于瞬时无功理论以及神经网络技术的谐波检测方法<sup>[8-10]</sup>。文献[9-10]通过对

**基金项目:** 国家自然科学基金(51407184); 河南理工大学博士基金(B2016-17); 新能源电力系统国家重点实验室开放课题(LAPS15013)

频域和时域谐波检测方法的对比研究表明基于时域的谐波检测理论具有更好的实时性。文献[11]采用了频率自适应多谐振积分器实现各次频率信号的提取。文献[12]采用延时对消法实现谐波检测, 该方法通过延时对消算法串联实现各次谐波的提取, 具有较好的动态响应和检测精度。

在时域谐波检测方法中, 基于瞬时无功理论的 $i_p-i_q$ 法是一种重要的谐波检测方法, 针对该方法中低通滤波器性能的改进、优化获得众多学者的研究。文献[13]对传统 $i_p-i_q$ 法谐波检测进行了改进, 改进后的谐波检测方法更适宜于特定次谐波提取, 并将均值滤波器与巴特沃斯低通滤波器串联以兼顾稳态检测精度和动态响应速度。文献[14]将文献[13]中的均值滤波器阶数降低, 以提升其动态特性, 其主要考虑谐波在5次以上的情况。文献[15]进一步讨论了均值滤波器与巴特沃斯低通滤波器的有机结合及优化设计。文献[16]采用一种变步长自适应滤波器以提升低通滤波器的动态响应。文献[17]则针对高阶巴特沃斯低通滤波器在数字信号处理器中实现困难的问题, 采用了一种指数平均值数字低通滤波器且通过级联技术实现高阶的指数平均值数字低通滤波器。文献[18]建立了一种复合谐波检测方法来改善 $i_p-i_q$ 法谐波检测的动态性能, 但采用 $i_p-i_q$ 法谐波检测进行复合对单次谐波的提取需要进行各序分量的提取, 增加了计算复杂度和累积误差。

当有源滤波器需要提供灵活的补偿方式以满足用户多样性补偿需求时<sup>[19]</sup>, 谐波检测需要依据用户需要提供负载电流中的全部或部分谐波。本文对 $i_p-i_q$ 法谐波检测及其改进方法进行分析, 基于两种方法的特点建立适用于多样化补偿的谐波检测方案。该谐波检测方案包括全补偿模式和特定次谐波补偿模式, 针对全补偿模式进行改进, 并对其进行理论和仿真分析。改进的全补偿模式在一定的动态响应下使稳态检测精度获得提升。

## 1 $i_p-i_q$ 法谐波检测及其改进方法

### 1.1 $i_p-i_q$ 法谐波检测

$i_p-i_q$ 法谐波检测如图1所示<sup>[18]</sup>, 图1中 $e_A$ 为电网电压,  $\omega_1$ 为电网电压基波角频率,  $i_A, i_B, i_C$ 分别为待检测的三相电流,  $i_{A+1}, i_{B+1}, i_{C+1}$ 分别为 $i_p-i_q$ 法提取的三相基波正序电流,  $i_{AH}, i_{BH}, i_{CH}$ 分别为 $i_p-i_q$ 法提取的三相谐波电流,  $i_\alpha, i_\beta$ 分别为待检测电流在两相静止坐标系下的对应分量,  $i_p, i_q$ 分别为瞬时有功电流和无功电流,  $\bar{i}_p, \bar{i}_q$ 分别为有功电流 $i_p$ 和无功电流 $i_q$ 中

相对应的直流分量,  $i_{\alpha 1}, i_{\beta 1}$ 分别为 $\bar{i}_p, \bar{i}_q$ 在两相静止坐标系下的对应分量。

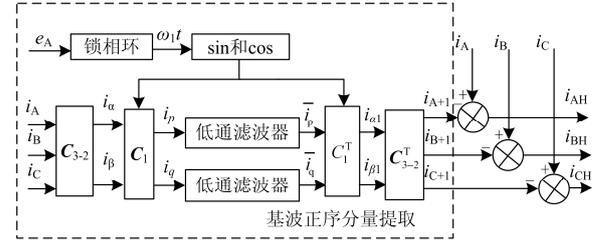


图1  $i_p-i_q$ 法谐波检测框图

Fig. 1 Block diagram of  $i_p-i_q$  harmonic detection

图1所示检测方法提供的谐波电流包含 $i_A, i_B, i_C$ 中基波正序分量之外的所有分量。如果将图1中 $i_q$ 通道断开, 则 $i_{AH}, i_{BH}, i_{CH}$ 中将包含 $i_A, i_B, i_C$ 中的所有无功及谐波分量。该检测方式只能满足有源滤波器对谐波及无功进行全补偿的场合。

图1中

$$\begin{bmatrix} i_p & i_q \end{bmatrix}^T = C_1 C_{3-2} \begin{bmatrix} i_A & i_B & i_C \end{bmatrix}^T \quad (1)$$

式中

$$C_{3-2} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$$

$$C_1 = \begin{bmatrix} \sin(\omega_1 t) & -\cos(\omega_1 t) \\ -\cos(\omega_1 t) & -\sin(\omega_1 t) \end{bmatrix}$$

其中, T表示转置矩阵。同时, 图1中

$$\begin{bmatrix} i_{A1} & i_{B1} & i_{C1} \end{bmatrix}^T = C_{3-2}^T C_1^T \begin{bmatrix} \bar{i}_p & \bar{i}_q \end{bmatrix}^T \quad (2)$$

对图1中基波正序分量提取环节进行修改可以实现对基波负序分量和特定次谐波进行单独提取。在进行基波负序分量提取时需将变换矩阵 $C_{3-2}$ 改写为

$$C'_{3-2} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (3)$$

在对特定次谐波进行单独提取时需分别对正序分量和负序分量进行提取。

### 1.2 改进的 $i_p-i_q$ 法谐波检测

改进的 $i_p-i_q$ 法建立在单相电流谐波检测的基础上<sup>[13]</sup>, 其检测任一次谐波的框图如图2所示。图2中 $h$ 为需要检测的谐波次数,  $i$ 为待检测电流,  $e$ 为电网电压。图2中

$$\begin{bmatrix} i_{ph} & i_{qh} \end{bmatrix}^T = C_{1-2} i \quad (4)$$

式中

$$C_{1-2} = [\cos(h\omega_1 t) \quad \sin(h\omega_1 t)]^T$$

同时, 图2中

$$i_h = C_{2-1} [\bar{i}_{ph} \quad \bar{i}_{qh}]^T \quad (5)$$

式中

$$C_{2-1} = [2\cos(h\omega_1 t) \quad -2\sin(h\omega_1 t)]$$

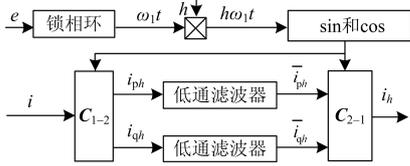


图2 改进的 $i_p-i_q$ 谐波检测框图

Fig. 2 Block diagram of improved  $i_p-i_q$  harmonic detection

图2所示改进的 $i_p-i_q$ 法基于单相电流谐波检测, 应用于三相三线系统时所检测的谐波包含负序和正序分量。改进的 $i_p-i_q$ 法应用于三相三线制谐波检测时, 由于三相电流之和为零, 因此只需检测任意的两相谐波电流, 改进的 $i_p-i_q$ 法省去了坐标变换, 同时避免了 $i_p-i_q$ 法对各序谐波分量分别提取时所产生的累积误差。

## 2 适用于多样化补偿的谐波检测方案

本文所考虑的用户多样化补偿需求可分为以下两种。(1) 对所有无功和谐波进行全补偿, 该补偿方式要求补偿装置具有足够大容量; (2) 对有限的某几次谐波和部分无功进行补偿, 该补偿方式在多个补偿设备并联或协调运行中尤为重要。基于上述用户多样化补偿需求所建立的谐波检测方案如图3所示。图3中-1和+1分别表示基波负序和正序分量, 图3中将基波分量的正负序分量分别提取以满足补偿装置对基波无功的多样化补偿需求。图3中基波正负序分量的提取采用 $i_p-i_q$ 法谐波检测,  $h_1$ 到 $h_n$ 次分量的提取采用改进的 $i_p-i_q$ 法谐波检测。结合不同的补偿需求对图3所述检测方案进行说明。

对有限的某几次谐波或含负序基波进行补偿, 称为特定次谐波补偿模式。首先, 谐波检测方案依据用户的补偿需求将 $h_1$ 到 $h_n$ 赋值, 例如需要补偿-1, 5, 7, 11, 13次谐波, 则 $h_1=5, h_2=7, h_3=11, h_4=13$ , 其他值赋零。然后, 对 $h_1$ 到 $h_n$ 不为零的检测通道和-1次检测通道执行检测并将结果相加作为检测结果。该方式下考虑各次谐波检测误差的累积效应, 各检测环节应具有较高的检测精度。

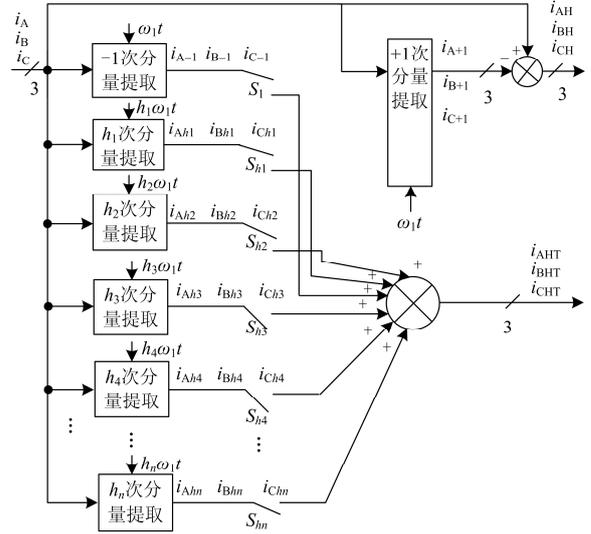


图3 适用于多样化补偿的谐波检测方案框图

Fig. 3 Block diagram of harmonic detection scheme applied to diversified compensation forms

对无功和谐波进行全补偿或对基波负序和谐波进行全补偿, 称为全补偿模式。图3中的+1次分量提取如图1所示, 采用图1所示 $i_p-i_q$ 法谐波检测方案所获取的谐波即为所有谐波和基波负序分量, 若要包含所有无功分量只需断开 $i_q$ 通道。受计算量的约束, 图3所示方案中特定次谐波检测的通道数量有限, 因此在进行全补偿时采用提取基波正序分量, 然后将待检测电流与基波正序分量做差来获取无功和谐波分量。

## 3 改进的全补偿模式

图3方案中全补偿模式下+1次分量提取中低通滤波器对谐波检测性能具有重要影响。一方面, 低通滤波器截止频率不同时, 谐波分量中均不含基波正序分量, 理论上是由于低通滤波器对直流分量的增益为1<sup>[14]</sup>; 另一方面, 随着低通滤波器截止频率的提高, 低通滤波器对 $i_p-i_q$ 中低频分量的衰减能力变弱, 造成检测精度下降, 而低通滤波器截止频率降低又会降低检测的动态响应。全补偿模式下谐波指令在动态中含有基波, 较大基波分量的存在可能会造成指令电流超过装置额定电流而启动电流指令的幅值<sup>[19]</sup>, 且基波分量的存在会对装置直流侧电压产生扰动, 因此谐波指令动态响应慢将不利于装置的控制。基于此对图3所示谐波检测方案的全补偿模式进行改进, 改进后的谐波检测方案如图4所示。

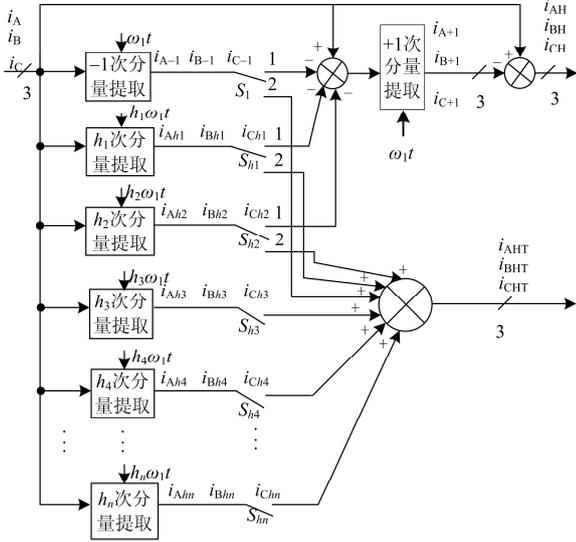


图4 全补偿模式改进后的谐波检测方案框图

Fig. 4 Block diagram of harmonic detection scheme with improved full compensation mode

改进的全补偿模式谐波检测方案在图3所示检测方案下增加了若干加法器和减法器。全补偿模式下将开关 $S_1$ 、 $S_{h1}$ 和 $S_{h2}$ 置于1位置, 其它检测通道不执行。将特定次谐波检测和 $i_p$ - $i_q$ 法复合, 由特定次谐波检测提取低次谐波分量, 待检测电流减去低次谐波分量后再采用 $i_p$ - $i_q$ 法的+1次分量提取。在稳态下+1次分量提取的待检测电流中将不含低次的谐波分量, 因此+1次分量提取的低通滤波器可以选用截止频率较高的低通滤波器, 下文将分析改进的全补偿模式谐波检测的动态响应。

改进的全补偿模式下谐波检测中进行特定次谐波分量提取的低次谐波在本文分析中指不高于7次的谐波分量, 当有基波负序时包含基波负序分量。图4中仅以基波负序和两个特定次谐波分量提取通道为例, 通道数目可以根据实际情况增加, 本文分析将采用的待检测电流中含有的低次谐波为5, 7次, 因此复合谐波检测下 $h_1=5$ ,  $h_2=7$ 。实际应用中低次谐波可依据需要补偿的负载谐波的特点进行选取。

为了分析谐波检测的动态响应, 在旋转坐标系下将 $i_p$ 、 $i_q$ 设为阶跃信号, 以基波频率进行反变换获取三相静止坐标系下的三相电流, 并将该电流作为待检测电流, 通过谐波检测得到的基波电流再变换到旋转坐标系下, 通过比较检测前后旋转坐标系下 $i_p$ 、 $i_q$ 的阶跃响应特点来分析谐波检测的动态响应, 需要注意的是该方式只用来对比谐波检测方法分离基波分量的动态特性并不比较稳态检测精度。

以 $i_p$ 为例, 分析中+1次分量提取选用截止频率

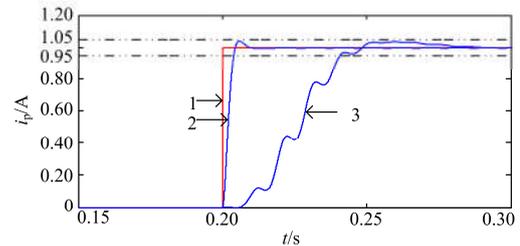
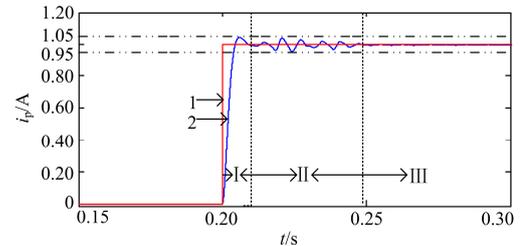
为120 Hz的二阶巴特沃斯低通滤波器, 其传递函数 $G_1(s)$ 为

$$G_1(s) = \frac{1}{\left(\frac{1}{2\pi f_c}\right)^2 s^2 + \frac{\sqrt{2}}{2\pi f_c} s + 1} \quad (6)$$

式中,  $f_c$ 为低通滤波器截止频率。采用图3所示全补偿模式进行+1次分量提取时谐波检测的阶跃响应如图5(a)中曲线2所示。图5(a)中曲线1为给定阶跃信号。采用改进的 $i_p$ - $i_q$ 法谐波检测提取基波分量, 低通滤波器采用均值滤波器<sup>[13]</sup>和截止频率为30 Hz的二阶巴特沃斯低通滤波器串联, 其阶跃响应如图5(a)中曲线3所示。均值滤波器取采样频率为6.4 kHz, 一个工频周期取128点, 其差分方程为

$$y(k) = y(k-1) + \frac{1}{128} [x(k) - x(k-128)] \quad (7)$$

式中:  $y(k)$ 为滤波器输出;  $x(k)$ 为输入。

(a)  $i_p$ - $i_q$ 法及其改进方法的阶跃响应

(b) 改进的全补偿模式的阶跃响应

图5 不同谐波检测的阶跃响应

Fig. 5 Step response of harmonic detection schemes

采用图4所示改进的全补偿模式, 将+1次分量提取与5, 7次谐波提取复合, 其中+1次分量提取选用截止频率为120 Hz的二阶巴特沃斯低通滤波器, 5、7次谐波提取采用均值滤波器<sup>[13]</sup>和截止频率为30 Hz的二阶巴特沃斯低通滤波器串联。改进后的全补偿模式下谐波检测的阶跃响应如图5(b)中曲线2所示, 图5(b)中曲线1为给定阶跃信号。

由图5(a)、图5(b)可知, 图4所示改进的全补偿模式下谐波检测的阶跃响应相较于图3所示全补偿模式下单一采用+1次分量提取时的阶跃响应具有一段时间的波动, 但二者具有几乎相同的上升时间。

因此改进的全补偿模式提高+1次分量提取环节低通滤波器的截止频率同样可改善该模式下谐波检测的动态响应。

依据图5(b)改进的全补偿模式下谐波检测阶跃响应特点将其响应分为3个阶段：待检测电流 $i_A, i_B, i_C$ 经+1次分量提取进入稳态为第I阶段，从待检测电流+1次分量提取进入稳态到 $i_A, i_B, i_C$ 经5、7次谐波提取和+1次分量提取进入稳态为第II阶段，以后为第III阶段。

依据改进的全补偿模式下谐波检测的3个阶段，+1次分量提取时低通滤波器性能主要影响第I阶段的持续时间、第II阶段的谐波检测精度和第III阶段的高次谐波检测精度；而特定次谐波提取时低通滤波器性能主要影响第II阶段的持续时间和第III阶段低次谐波的检测精度。+1次分量提取时低通滤波器的截止频率较高使得第I阶段的响应变快，但同时第II阶段的精度下降，第III阶段的高次谐波检测精度下降；特定次谐波分量提取时低通滤波器的截止频率较低，稳态时可以获得较好的低次谐波检测精度，但第II阶段的持续时间增长。因此，对各谐波检测环节低通滤波器的选取应依据其对整体检测特性的影响进行折中选取。

#### 4 仿真分析

本文第2节所建立的谐波检测方案中，单一 $i_p-i_q$ 法谐波检测和改进的 $i_p-i_q$ 法谐波检测其可行性已有文献进行验证，本文主要针对第3节改进的全补偿模式进行仿真分析，仿真基于Matlab/Simulink软件。仿真采用的三相待检测信号为

$$\begin{cases} i_A = \sum_{h=1,5,7,11,13,17} I_h \sin(h\omega_1 t) \\ i_B = \sum_{h=1,5,7,11,13,17} I_h \sin\left[h\left(\omega_1 t - \frac{2\pi}{3}\right)\right] \\ i_C = \sum_{h=1,5,7,11,13,17} I_h \sin\left[h\left(\omega_1 t + \frac{2\pi}{3}\right)\right] \end{cases} \quad (8)$$

式中， $I_h$ 为 $h$ 次谐波幅值。

采用全补偿模式和改进的全补偿模式仿真，其A相波形如图6所示。两种补偿模式时+1次分量提取采用截止频率为120 Hz的二阶巴特沃斯低通滤波器，改进的全补偿模式特定次谐波提取滤波器参数同第3节参数。图6中 $i_A$ 在0.2 s时各次电流的幅值为 $I_1=40$  A,  $I_5=8$  A,  $I_7=6$  A,  $I_{11}=4$  A,  $I_{13}=4$  A,  $I_{17}=3.2$  A；在0.3 s时 $i_A$ 各次电流的幅值减小一半。图6中 $i_{A+1}$ 为采用全补偿模式时提取的基波正序分量， $i_{A+1}$ 为采用

改进的全补偿模式时提取的基波正序分量。图6中 $\Delta i_{A+1}$ 为 $i_A$ 中基波分量与谐波检测提取的基波分量之差，其中 $\Delta i_{A1}$ ,  $\Delta i_{A2}$ 分别为全补偿模式下和改进的全补偿模式下的电流差值。由图6可知，全补偿模式改进前后具有较类似的动态响应，但改进后的全补偿模式稳态时检测的基波正序分量误差更小。图7为改进前后两种全补偿模式所提取的基波分量的频谱分析，分析表明改进的全补偿模式所提取基波分量畸变率更低，与图6所示一致，改进的全补偿模式具有更好的检测精度。

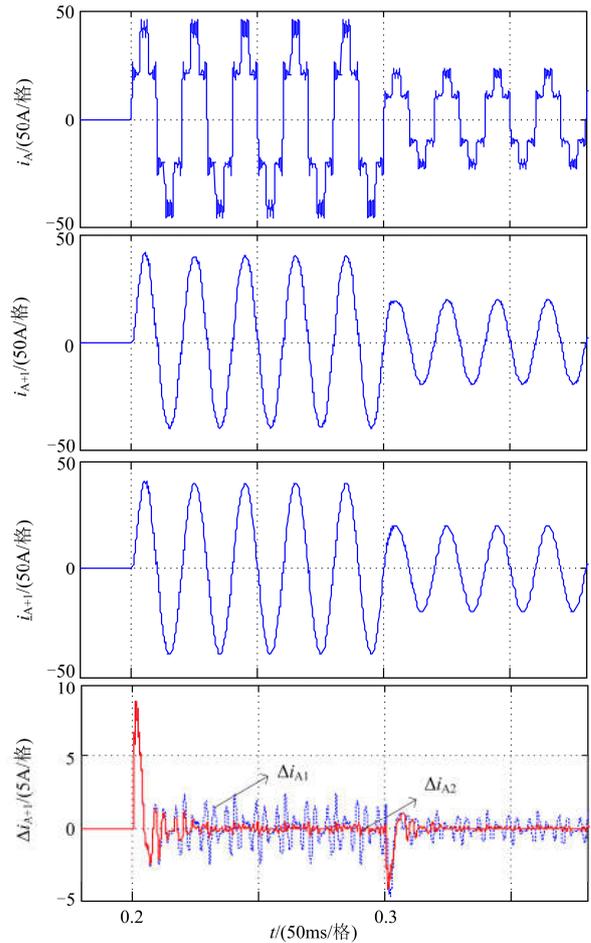
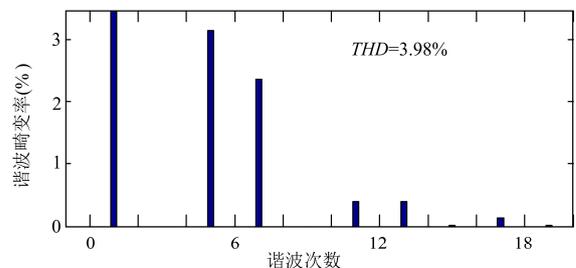
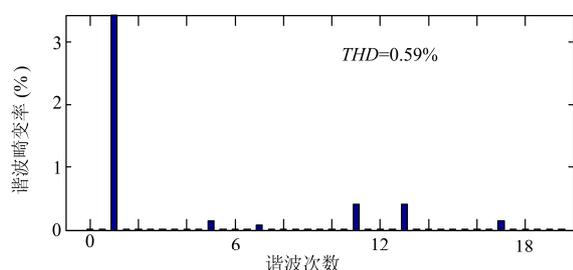


图6 不同谐波检测的仿真波形

Fig. 6 Simulation waves of harmonic detection schemes



(a) 全补偿模式下提取基波正序分量的频谱分析



(b) 改进的全补偿模式下提取基波正序分量的频谱分析

图 7 不同谐波检测提取基波正序分量的频谱分析

Fig. 7 Spectrum analysis of fundamental positive signals obtained by using different harmonic detection schemes

仿真分析表明: 当+1次分量提取选取相同的低通滤波器时, 改进的全补偿模式与全补偿模式具有类似的动态响应, 改进的全补偿模式可以获得更好的检测精度。

## 5 结论

本文基于  $i_p-i_q$  法谐波检测及其改进方法的基本原理和特点建立了一种适用于多样化补偿的谐波检测方案, 并针对该方案的全补偿模式进行改进。理论分析和仿真研究表明: 当+1次分量提取选取同样的低通滤波器时, 改进的全补偿模式相较改进前在一定的动态响应下可以提升其低次谐波的检测精度, 因此改进后的全补偿模式可以在较高的低次谐波检测精度下通过提高+1次分量提取环节的低通滤波器截止频率来改善该模式的动态响应。

## 参考文献

- [1] 刘敏, 周晓霞, 陈慧春, 等. 采用三相不可控整流充电机的电动汽车充电站谐波放大效应分析与计算[J]. 电力系统保护与控制, 2016, 44(4): 36-43.  
LIU Min, ZHOU Xiaoxia, CHEN Huichun, et al. Analysis and calculation on harmonic amplification effect of electric vehicle charging station using three-phase uncontrolled rectification charger[J]. Power System Protection and Control, 2016, 44(4): 36-43.
- [2] 周念成, 楼晓轩, 王强钢, 等. 电网电压不平衡下三相光伏发电系统的谐波电流抑制[J]. 电工技术学报, 2015, 30(16): 246-254.  
ZHOU Niancheng, LOU Xiaoxuan, WANG Qianggang, et al. Harmonic currents suppression for three-phase photovoltaic power generation system under unbalanced grid voltage conditions[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(16): 246-254.
- [3] 黄银龙, 乐健, 毛涛, 等. 一种新型的高压直流输电系统直流侧谐波电压测量方法[J]. 电工技术学报, 2015, 30(22): 144-152.  
HUANG Yinlong, LE Jian, MAO Tao, et al. A novel measurement method of the harmonic voltage on the DC-side of HVDC transmission system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(22): 144-152.
- [4] 吕广强, 刘娱, 段海军. APF中一种改进的变步长LMS自适应谐波检测算法[J]. 电力系统保护与控制, 2016, 44(7): 96-101.  
LÜ Guangqiang, LIU Yu, DUAN Haijun. An improved variable step-size LMS adaptive harmonic detection algorithm for active power filters[J]. Power System Protection and Control, 2016, 44(7): 96-101.
- [5] 赵辉, 吕新亚, 王红君. 基于复合控制策略的混合有源滤波器谐波治理研究[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(21): 60-66.  
ZHAO Hui, LÜ Xinya, WANG Hongjun. Study on control strategy based on compound control for hybrid active power filter harmonic governance[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(21): 60-66.
- [6] 李鹏, 蒋晓明, 黄俊华, 等. 并联型APF补偿容性非线性负载不稳定机理研究[J]. 电力系统保护与控制, 2016, 44(14): 55-60.  
LI Peng, JIANG Xiaoming, HUANG Junhua, et al. Instability mechanism study of shunt active filter in compensation of capacitive nonlinearity load[J]. Power System Protection and Control, 2016, 44(14): 55-60.
- [7] SRIANTHUMRONG S, FUJITA H, AKAGI H. Stability analysis of a series active filter integrated with a double-series diode rectifier[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2002, 17(1): 117-124.
- [8] CHANG G W, CHEN C I, TENG Y F. Radial-basis-function-based neural network for harmonic detection[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(6): 2171-2179.
- [9] RECHKA S, NGANDUI E, XU J H, et al. Analysis of harmonic detection algorithms and their application to active power filters for harmonics compensation and resonance damping[J]. Canadian Journal of Electrical and Computer Engineering, 2003, 28(1): 41-51.
- [10] ASIMINOAEI L, BLAABJERG F, HANSEN S. Detection is key-harmonic detection methods for active power filter applications[J]. IEEE Industry Applications

- Magazine, 2007, 13(4): 22-33.
- [11] RODRI X, GUEZ P, LUNA A, et al. Multiresonant frequency-locked loop for grid synchronization of power converters under distorted grid conditions[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(1): 127-138.
- [12] WANG Yifei, LI Yunwei. Three-phase cascaded delayed signal cancellation PLL for fast selective harmonic detection[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(4): 1452-1463.
- [13] 周柯, 罗安, 夏向阳, 等. 一种改进的 $i_p-i_q$ 谐波检测方法及其数字低通滤波器的优化设计[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(34): 96-101.  
ZHOU Ke, LUO An, XIA Xiangyang, et al. An improved  $i_p-i_q$  harmonic current detecting method and digital low-pass filter's optimized design[J]. Proceedings of the CSEE, 2007, 27(34): 96-101.
- [14] 王少杰, 罗安, 孙贤大. 谐波及无功电流检测低通滤波器的优化设计方法[J]. 中南大学学报(自然科学版), 2010, 41(3): 1022-1027.  
WANG Shaojie, LUO An, SUN Xianda. An optimal design of low-pass filter in detection harmonic and reactive currents[J]. Journal of Central South University (Science and Technology), 2010, 41(3): 1022-1027.
- [15] 白杨, 杨家强, 曾争. 谐波检测算法中高性能数字低通滤波器的设计[J]. 浙江大学学报(工学版), 2013, 47(1): 169-173.  
BAI Yang, YANG Jiaqiang, ZENG Zheng. Design method of high performance digital low-pass filter in harmonic detection algorithm[J]. Journal of Zhejiang University (Engineering Science), 2013, 47(1): 169-173.
- [16] 何英杰, 刘进军, 王兆安, 等. 一种基于瞬时无功功率理论的数字谐波检测[J]. 电工技术学报, 2010, 25(8): 185-192.  
HE Yingjie, LIU Jinjun, WANG Zhaoan, et al. A digital method for detecting harmonic currents based on instantaneous reactive power theory[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2010, 25(8): 185-192.
- [17] 邝乃兴, 钱照明, 童立青, 等. 一种高性能的谐波检测数字低通滤波器[J]. 电力系统自动化, 2006, 30(20): 64-67.  
KUANG Naixing, QIAN Zhaoming, TONG Liqing, et al. A high performance digital low pass filter for harmonic detection[J]. Automation of Electric Power Systems, 2006, 30(20): 64-67.
- [18] 杜少通. 谐波抑制与无功补偿关键技术研究[D]. 徐州: 中国矿业大学, 2015.  
DU Shaotong. Study on the key technology for harmonic suppression and reactive power compensation[D]. Xuzhou: China University of Mining and Technology, 2015.
- [19] 曹武, 刘康礼, 赵剑锋. 有源滤波输出限幅的需求分析和实现策略[J]. 电工技术学报, 2015, 30(14): 405-411.  
CAO Wu, LIU Kangli, ZHAO Jianfeng. The analysis of the conditions in which APF need output-limitation and its implementation scheme[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(14): 405-411.

收稿日期: 2016-05-14; 修回日期: 2016-07-20

作者简介:

杜少通(1985-), 男, 通信作者, 博士, 讲师, 研究方向为电能质量控制。E-mail: gdj4321@163.com

(编辑 周金梅)