

doi:10.3969/j.issn.1673-9833.2012.06.009

有源电力滤波器指令电流提取算法的研究

刘国营, 谭 兮, 冯鹏辉, 孙延军

(湖南工业大学 电气与信息工程学院, 湖南 株洲 412007)

摘 要: 从传统 i_p-i_q 方法的基本原理出发, 推导出瞬时电压矢量定向和基波正序电压矢量定向的 2 种新型指令电流提取算法。2 种算法充分利用了三相电源电压的全部信息, 解决了以往锁相环难以精确锁相的难题, 从而可快速精确地分离出畸变电压产生的谐波电流。新型指令电流提取算法对于有源电力滤波器实现动态谐波治理与无功补偿提供了新的途径, 在工程中有良好的应用价值与开发前景。

关键词: 有源电力滤波器; 瞬时无功功率理论; 瞬时电压矢量定向; 基波正序电压矢量定向

中图分类号: TN713

文献标志码: A

文章编号: 1673-9833(2012)06-0034-05

Research on Extraction Algorithm for Command Current of Active Power Filter

Liu Guoying, Tan Xi, Feng Penghui, Sun Yanjun

(School of Electrical and Information Engineering, Hunan University of Technology, Zhuzhou Hunan 412007, China)

Abstract: From the basic principle of traditional i_p-i_q method, deduced new extracting algorithm of instruction current for instantaneous voltage vector orientation and the fundamental positive sequence voltage vector orientation. The two methods make full use of three-phase voltage of all information and solve the problem that the PLL could not lock the phase precisely, thus quickly and accurately isolate harmonic current that distortion voltage generated. New extraction algorithm provides a new way for active power filter to realize dynamic harmonic suppression and reactive power compensation and has good application value and development prospect.

Keywords: active power filter; instantaneous reactive power theory; instantaneous voltage vector orientation; fundamental positive sequence voltage vector orientation

0 引言

电网中的电力电子装置, 如变频器、整流器及其具有各种开关方式的逆变器等, 具有较强的非线性和不平衡性的负载特性, 从而导致供电系统中电压和电流波形发生畸变和谐波含量增加。有源电力滤波器是一种动态的抑制谐波补偿无功的电力电子装置, 该装置向供电系统中注入与负荷电流中高次谐波分量波形相同, 但相位相反的补偿电流, 从而

可达到改善电能质量、净化电网的目的^[1]。

本文从传统 i_p-i_q 谐波电流检测方法的基本原理出发, 推导出瞬时电压矢量定向和基波正序电压矢量定向的新型指令电流提取算法, 最后通过仿真实验论证 2 种指令提取算法的正确性。

1 瞬时电压矢量指令电流提取算法

三相电路的瞬时功率理论是 1983 年由日本学者

收稿日期: 2012-09-17

作者简介: 刘国营 (1984-), 男, 山东济宁人, 湖南工业大学硕士生, 主要研究方向为电网电能质量综合治理,

E-mail: lgyxyz@126.com

赤木泰文(H. Akagi)首先提出,亦称p-q理论。p-q理论经过改进又出现了 i_p - i_q 谐波电流提取算法^[2-3],该算法的核心思想是,定义的瞬时无功功率的波动部分为谐波电流和系统电压相互作用的结果。在理想供电系统中,设三相电路各相电压和电流的瞬时值分别为 e_a, e_b, e_c 和 i_a, i_b, i_c 。把电压和电流变换到正交的 α - β 坐标系内,得到两相瞬时电压 e_α, e_β 和两相瞬时电流 i_α, i_β ,如图1所示。

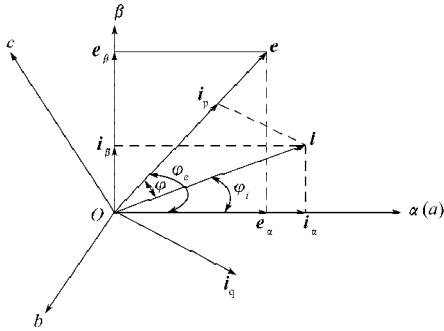


图1 α - β 正交坐标系中的电压和电流矢量

Fig. 1 The voltage and current vector in the α - β orthogonal coordinate system

根据文献^[4]并由图1可知

$$\begin{cases} \mathbf{i}_p = \mathbf{i} \cos \varphi = \mathbf{i} \cos(\varphi_e - \varphi_i) = \\ \quad \mathbf{i} \cos \varphi_e \cos \varphi_i + \mathbf{i} \sin \varphi_e \sin \varphi_i = \\ \quad \mathbf{i}_\alpha \cos \varphi_e + \mathbf{i}_\beta \sin \varphi_e, \\ \mathbf{i}_q = \mathbf{i} \sin \varphi = \mathbf{i} \sin(\varphi_e - \varphi_i) = \\ \quad \mathbf{i} \sin \varphi_e \cos \varphi_i - \mathbf{i} \cos \varphi_e \sin \varphi_i = \\ \quad \mathbf{i}_\alpha \sin \varphi_e - \mathbf{i}_\beta \cos \varphi_e. \end{cases} \quad (1)$$

转化为矩阵形式,得

$$\begin{bmatrix} \mathbf{i}_p \\ \mathbf{i}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \varphi_e & \sin \varphi_e \\ \sin \varphi_e & -\cos \varphi_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_\alpha \\ \mathbf{i}_\beta \end{bmatrix} = \mathbf{C}_{\alpha\beta}^{\text{pq}} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_\alpha \\ \mathbf{i}_\beta \end{bmatrix}, \quad (2)$$

式(1)~(2)中 $\sin \varphi_e$ 和 $\cos \varphi_e$ 为瞬时电压矢量的正、余弦值。

对式(2)中的 \mathbf{i}_p 和 \mathbf{i}_q 通过低通滤波器(low pass filter, LPF)处理得到期望的直流分量 $\bar{\mathbf{i}}_p$ 和 $\bar{\mathbf{i}}_q$,在该分量进行以下变换得到基波正序电流分量为

$$\begin{bmatrix} \mathbf{i}_{\alpha f} \\ \mathbf{i}_{\beta f} \end{bmatrix} = \mathbf{C}_{\text{pq}}^{\alpha\beta} \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{i}}_p \\ \bar{\mathbf{i}}_q \end{bmatrix} = (\mathbf{C}_{\alpha\beta}^{\text{pq}})^{-1} \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{i}}_p \\ \bar{\mathbf{i}}_q \end{bmatrix}. \quad (3)$$

通过三相变两相可得到三相电流的基波正序电流分量为

$$\begin{bmatrix} \mathbf{i}_{\alpha f} \\ \mathbf{i}_{\beta f} \\ \mathbf{i}_{\gamma f} \end{bmatrix} = \mathbf{C}_{3,2}^{\text{T}} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{\alpha f} \\ \mathbf{i}_{\beta f} \end{bmatrix}. \quad (4)$$

将三相电流和基波正序电流分量作差,可得期望的指令电流为

$$\begin{bmatrix} \mathbf{i}_{\alpha f}^* \\ \mathbf{i}_{\beta f}^* \\ \mathbf{i}_{\gamma f}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{i}_\alpha \\ \mathbf{i}_\beta \\ \mathbf{i}_\gamma \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{\alpha f} \\ \mathbf{i}_{\beta f} \\ \mathbf{i}_{\gamma f} \end{bmatrix}. \quad (5)$$

2 基波正序电压指令电流提取算法

由文献^[5]可知,在三相电源电压存在畸变的情况下,虽然对谐波电流的提取存在一定的误差,但对基波正序电流的求取不存在误差。通过推导可知,在该方法中指令电流包括基波无功电流和谐波电流两部分,推导如下:

在三相三线制供电系统中,设三相电流分别为 i_a, i_b, i_c ,三相电压分别为 e_a, e_b, e_c ,由对称分量法知

$$\begin{cases} i_a = \sqrt{2} \sum_{k=1}^{\infty} \left[I_k^+ \sin(k\omega t + \varphi_{ik}^+) + \right. \\ \quad \left. \sqrt{2} \sum_{k=1}^{\infty} \left[I_k^- \sin(k\omega t + \varphi_{ik}^-) \right], \right. \\ i_b = \sqrt{2} \sum_{k=1}^{\infty} \left[I_k^+ \sin\left(k\omega t + \varphi_{ik}^+ - \frac{2\pi}{3}\right) + \right. \\ \quad \left. \sqrt{2} \sum_{k=1}^{\infty} \left[I_k^- \sin\left(k\omega t + \varphi_{ik}^- + \frac{2\pi}{3}\right) \right], \right. \\ i_c = \sqrt{2} \sum_{k=1}^{\infty} \left[I_k^+ \sin\left(k\omega t + \varphi_{ik}^+ + \frac{2\pi}{3}\right) + \right. \\ \quad \left. \sqrt{2} \sum_{k=1}^{\infty} \left[I_k^- \sin\left(k\omega t + \varphi_{ik}^- - \frac{2\pi}{3}\right) \right]; \end{cases} \quad (6)$$

$$\begin{cases} e_a = \sqrt{2} \sum_{k=1}^{\infty} \left[U_k^+ \sin(k\omega t + \varphi_{uk}^+) + \right. \\ \quad \left. \sqrt{2} \sum_{k=1}^{\infty} \left[U_k^- \sin(k\omega t + \varphi_{uk}^-) \right], \right. \\ e_b = \sqrt{2} \sum_{k=1}^{\infty} \left[U_k^+ \sin\left(k\omega t + \varphi_{uk}^+ - \frac{2\pi}{3}\right) + \right. \\ \quad \left. \sqrt{2} \sum_{k=1}^{\infty} \left[U_k^- \sin\left(k\omega t + \varphi_{uk}^- + \frac{2\pi}{3}\right) \right], \right. \\ e_c = \sqrt{2} \sum_{k=1}^{\infty} \left[U_k^+ \sin\left(k\omega t + \varphi_{uk}^+ + \frac{2\pi}{3}\right) + \right. \\ \quad \left. \sqrt{2} \sum_{k=1}^{\infty} \left[U_k^- \sin\left(k\omega t + \varphi_{uk}^- - \frac{2\pi}{3}\right) \right]. \end{cases} \quad (7)$$

式(6)~(7)中: ω 为电网电压基波角频率;

I, U 分别为电流和电压有效值,再带上正号和负号分别表示正序分量和负序分量;

k 表示谐波次数;

φ_{ik} 和 φ_{uk} 分别为电流和电压的相位角。

按照传统 i_p - i_q 指令电流算法,可得基波正序有功分量 \mathbf{i}_p 和无功分量 \mathbf{i}_q 为

$$\begin{bmatrix} \mathbf{i}_p \\ \mathbf{i}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum_{k=1}^{\infty} \sqrt{3}I_k^+ \cos[(k-1)\omega t + \varphi_{ik}^+] \\ -\sum_{k=1}^{\infty} \sqrt{3}I_k^+ \sin[(k-1)\omega t + \varphi_{ik}^+] \\ \sum_{k=1}^{\infty} \sqrt{3}I_k^- \cos[(k+1)\omega t + \varphi_{ik}^-] \\ \sum_{k=1}^{\infty} \sqrt{3}I_k^- \sin[(k+1)\omega t + \varphi_{ik}^-] \end{bmatrix} \quad (8)$$

式(8)中的 $\mathbf{i}_p, \mathbf{i}_q$ 通过低通滤波环节后, 可得直流量 $\bar{\mathbf{i}}_p$ 和 $\bar{\mathbf{i}}_q$ 为

$$\begin{bmatrix} \bar{\mathbf{i}}_p \\ \bar{\mathbf{i}}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{3}I_1^+ \cos \varphi_{i1}^+ \\ -\sqrt{3}I_1^+ \sin \varphi_{i1}^+ \end{bmatrix} \quad (9)$$

按同样的原理对电压进行变换可得直流电压分量和为

$$\begin{bmatrix} \bar{\mathbf{e}}_p \\ \bar{\mathbf{e}}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{3}U_1^+ \cos \varphi_{u1}^+ \\ -\sqrt{3}U_1^+ \sin \varphi_{u1}^+ \end{bmatrix} \quad (10)$$

建立 p-q 坐标系, $\bar{\mathbf{e}}_p$ 和 $\bar{\mathbf{e}}_q$ 分别为直流电压矢量 $\bar{\mathbf{e}}_{pq}$ 的有功分量和无功分量, $\bar{\mathbf{i}}_p$ 和 $\bar{\mathbf{i}}_q$ 分别为直流电流矢量 $\bar{\mathbf{i}}_{pq}$ 的有功分量和无功分量, $\bar{\mathbf{i}}_{pq}^+$ 为电流矢量 $\bar{\mathbf{i}}_{pq}$ 在电压矢量 $\bar{\mathbf{e}}_{pq}$ 上的投影矢量。各个电流矢量和电压矢量的相位关系如图 2 所示。

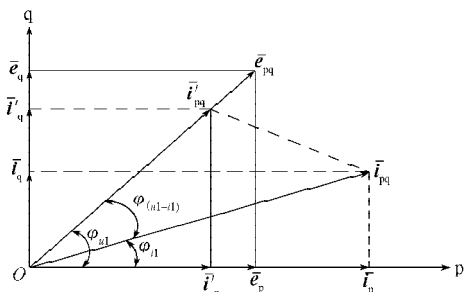


图 2 p-q 坐标系

Fig. 2 The p-q coordinate system

根据图中的矢量关系可得:

$$\begin{bmatrix} \bar{\mathbf{i}}_p^+ \\ \bar{\mathbf{i}}_q^+ \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{3}I_1^+ \cos(\varphi_{u1}^+ - \varphi_{i1}^+) \cos \varphi_{u1}^+ \\ -\sqrt{3}I_1^+ \cos(\varphi_{u1}^+ - \varphi_{i1}^+) \sin \varphi_{u1}^+ \end{bmatrix} \quad (11)$$

$$\begin{bmatrix} \bar{\mathbf{i}}_p^- \\ \bar{\mathbf{i}}_q^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{i}}_p \cos^2 \varphi_{u1}^+ - \bar{\mathbf{i}}_q \sin \varphi_{u1}^+ \cos \varphi_{u1}^+ \\ -\bar{\mathbf{i}}_p \cos \varphi_{u1}^+ \sin \varphi_{u1}^+ + \bar{\mathbf{i}}_q \sin^2 \varphi_{u1}^+ \end{bmatrix} \quad (12)$$

式(11)~(12)中的可用

$$\varphi_{u1}^+ = \arctan(-\bar{\mathbf{e}}_q / \bar{\mathbf{e}}_p)$$

求出。

把式(12)进行反变换可得三相电流的基波正序有功分量 $\mathbf{i}_{of}^+, \mathbf{i}_{bf}^+$ 和 \mathbf{i}_{cf}^+ 为

$$\begin{bmatrix} \mathbf{i}_{of}^+ \\ \mathbf{i}_{bf}^+ \\ \mathbf{i}_{cf}^+ \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{2}I_1^+ \sin(\omega t + \varphi_{u1}^+) \cos(\varphi_{u1}^+ - \varphi_{i1}^+) \\ \sqrt{2}I_1^+ \sin\left(\omega t + \varphi_{u1}^+ - \frac{2\Delta}{3}\right) \cos(\varphi_{u1}^+ - \varphi_{i1}^+) \\ \sqrt{2}I_1^+ \sin\left(\omega t + \varphi_{u1}^+ + \frac{2\Delta}{3}\right) \cos(\varphi_{u1}^+ - \varphi_{i1}^+) \end{bmatrix} \quad (13)$$

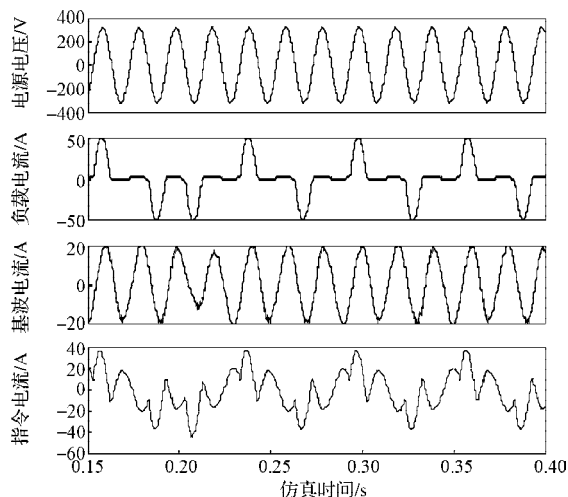
由式(13)可知, 指令电流等于三相负载电流与基波正序有功电流的差值。该算法主要是对畸变电压进行滤波处理, 分离出基波正序电压, 在很大的程度上消除了电网电压畸变对指令电流提取精度的影响, 同时又能补偿非平衡状态下产生的负序分量。

3 2 种算法的实验仿真与分析

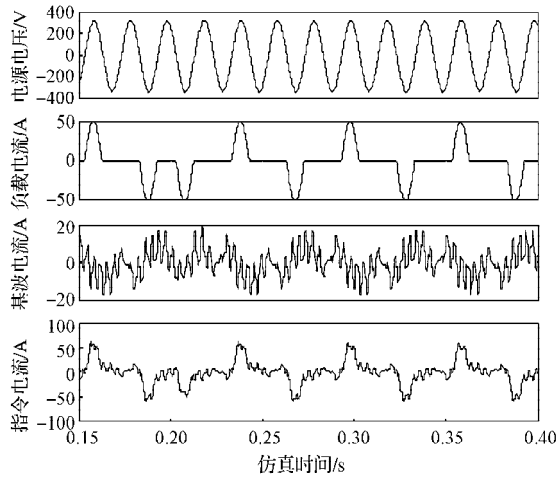
器件与仿真参数: 电源电压为理想供电情况, 三相电源电压每一相的有效值为 220 V, 滤波电感 $L_1=1$ mH, 阻感性负载 $R=10 \Omega, L_2=10$ mH。谐波源是触发延迟角为 30° 的三相全桥整流电路; LPF 为 II R 型 Butter Worth 低通滤波器, 其截止频率为 25 Hz。

在不同工作状态下的仿真波形见图 3~6, 其中图 a 为瞬时电压矢量定向算法下的波形, 图 b 为基波正序电压矢量定向算法下的波形。

1) 改变三相电源电压的相序, a 相电源电压不变, 互换 b 相和 c 相的情形下, b 相的波形见图 3。由仿真结果可知, 基于瞬时电压矢量定向的指令电流提取算法, 具有电压相序自动识别功能和较好的自适应能力, 在电源电压相序改变后经过约 $t=0.25$ s, 可快速准确地检测出基波电流。通过基波正序电压定向算法获得的基波正序有功电流与实际情况差别较大, 通过该算法获得的指令电流不准确, 有源电力滤波器不能较好地实现无功补偿的功能。



a) 瞬时电压矢量定向

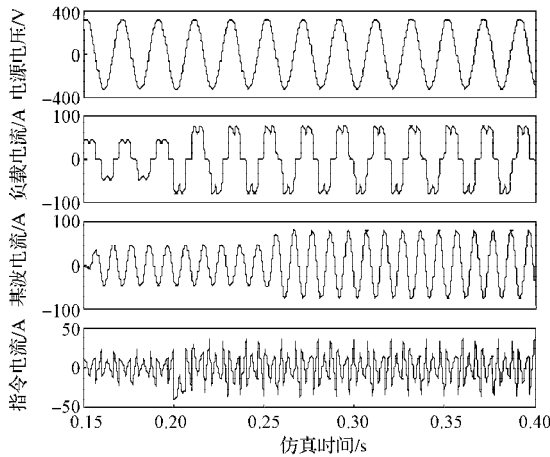


b) 基波正序电压矢量定向

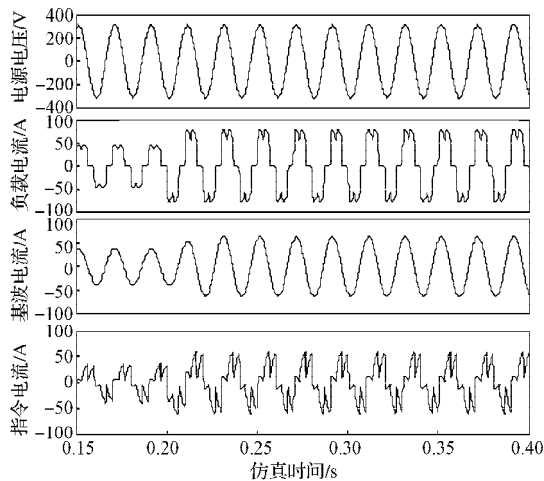
图3 三相电源电压逆序仿真波形

Fig. 3 The simulation waveforms for three-phase voltage inverted sequence

2) 在理想电源电压下, 当检测系统工作到 $t=0.2$ s 时, 在负载两端并联 $R=15 \Omega$ 电阻的情形下, b 相的波形见图 4。



a) 瞬时电压矢量定向



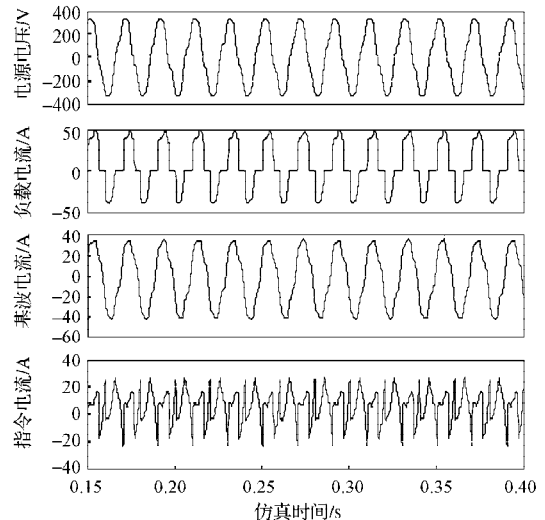
b) 基波正序电压矢量定向

图4 负载突变仿真波形

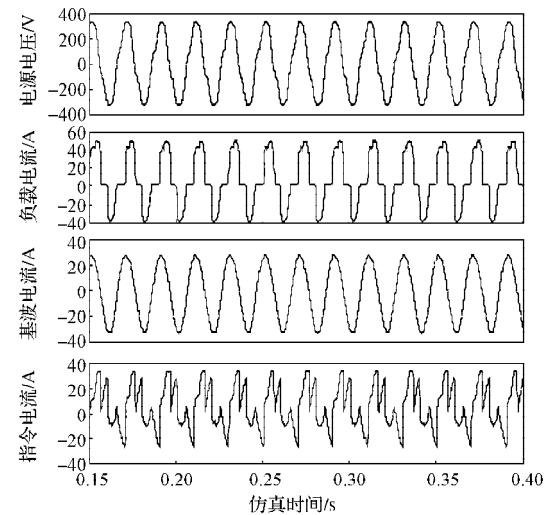
Fig. 4 The simulation waveforms for mutation load

由仿真结果可知, 2 种算法在负载发生突变时, 在较短时间内均能够获得期望的指令电流, 这表明 II R 型 Butter Worth 低滤波器的动态性能满足实时性的要求。

3) 在非理想电源电压(电源电压有畸变)时, 即在基波正序电压中加入三次与五次谐波电压信息, 其中三次谐波电压为逆序电压, 幅值为基波电压幅值的 10.0%; 五次谐波电压为正序电压, 幅值为基波电压幅值的 5.5% 的情形下, b 相的波形见图 5。



a) 瞬时电压矢量定向



b) 基波正序电压矢量定向

图5 电源电压畸变情况下的仿真波形

Fig. 5 The simulation waveforms for voltage distortion

由仿真结果可知, 在电源电压畸变的条件下, 瞬时电压矢量定向算法检测得到的基波电流波形和畸变电压波形很相似, 该算法应用到有源电力滤波器中, 得到的电源电流波形和畸变电压波形一致, 不但符合电力系统并联补偿原则, 并且理论上功率因数可以达到 1。基波正序电压矢量定向算法得到

的是基波正序有功电流,可以实现电源电流的“正弦化”。

4) 电源电压畸变条件下的指令电流有效值比较见图6。由仿真结果可知,采用基波正序电压定向获取的指令电流有效值最大,其次是传统 i_p-i_q 算法,采用瞬时电压矢量定向算法有效值最小。通过指令电流有效值的比较,可以准确地确定有源电力滤波器补偿容量^[6-7],能更好发挥谐波治理功能。

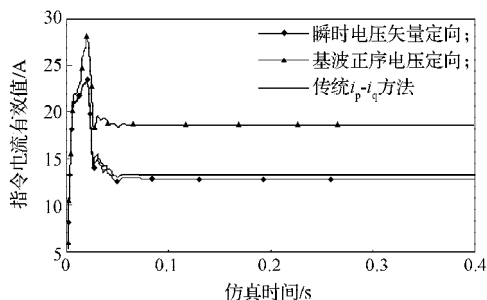


图6 指令电流有效值仿真波形

Fig. 6 The simulation waveforms for instruction current RMS

4 结语

本文2种算法源于传统 i_p-i_q 方法,通过改变电源电压的相序,理想供电方式下的负载突变和电压有畸变时,3种不同工作方式的动态仿真分析,验证了2种指令电流提取算法的有效性和先进性,为有源电力滤波器快速获取精确的指令电流提供了参考,能使有源电力滤波器更好地实现动态谐波治理与无功补偿的功能。通过3种指令电流有效值的比较,为有源电力滤波器补偿容量的确定提供了工程依据。

参考文献:

[1] 姜齐荣,赵东元,陈建业.有源电力滤波器——结构·原理·控制[M].北京:科学出版社,2005:40-45.
Jiang Qirong, Zhao Dongyuan, Chen Jianye. Active Power Filter: Structure, Principle and Control[M]. Beijing: Science

Press, 2005: 40-45.

[2] 王兆安,杨君,刘进军,等.谐波抑制与无功功率补偿[M].北京:机械工业出版社,2005:220-256.

Wang Zhaoan, Yang Jun, Liu Jinjun, et al. Harmonic Suppression and Reactive Power Compensation[M]. Beijing: China Machine Press, 2005: 220-256.

[3] Hirofumi Akagi, Edson Hirokazu Watanabe, Mauricio Aredes. 瞬时功率理论及其在电力调节中的应用[M].徐政,译.北京:机械工业出版社,2009:34-92.

Hirofumi Akagi, Edson Hirokazu Watanabe, Mauricio Aredes. Instantaneous Power Theory and Its Applications in Power Regulation[M]. Xu Zheng, Translated. Beijing: China Machine Press, 2009: 34-92.

[4] 尹春杰.配电网无功补偿与谐波治理关键技术及其应用研究[D].济南:山东大学,2011.

Yin Chunjie. Research on Key Technologies and Application of Reactive Compensation and Harmonic Suppression for Distribution Network[D]. Jinan: Shandong University, 2011.

[5] 唐蕾,陈维荣.有源电力滤波器三种电流检测方法的深入探讨及仿真[J].继电器,2006,34(5):43-48.

Tang Lei, Chen Weirong. Thorough Discussion of Three Current Detection Methods in Active Power Filters[J]. Relay, 2006, 34(5): 43-48.

[6] 李永安,李圣清.混合有源电力滤波器中无源滤波器多目标优化设计[J].湖南工业大学学报,2012,26(1):45-49.

Li Yongan, Li Shengqing. Multi-Objective Optimal Design for Passive Part of Hybrid Active Power Filter[J]. Journal of Hunan University of Technology, 2012, 26(1): 45-49.

[7] 罗晓东,李圣清.基于变约束预测理论的微电网UPQC控制方法[J].湖南工业大学学报,2012,26(2):64-68.

Luo Xiaodong, Li Shengqing. The Microgrid UPQC Control Method Based on Variable Constraint Predictive Theory[J]. Journal of Hunan University of Technology, 2012, 26(2): 64-68.

(责任编辑:邓光辉)