

# 应用多倍频旋转坐标正交变换的 三相四线制电路谐波检测方法

刘桂英, 粟时平, 秦志清

(长沙理工大学 电气与信息工程学院, 湖南省 长沙市 410076)

## A New Harmonic Detection Method for Three-Phase Four-Wire System Based on Orthogonal Transformation of Multi-Frequency Rotating Coordinate

LIU Gui-ying, SU Shi-ping, QIN Zhi-qing

(School of Electrical and Information Engineering, Changsha University of Science and Technology, Changsha 410076, Hunan Province, China)

**ABSTRACT:** Harmonic detection is an important foundation for the analysis and control of power system harmonics. Based on orthogonal transformation of multi-frequency rotating coordinate, a harmonic detection approach for three-phase four-wire system is proposed; the basic principle of orthogonal transformation of multi-frequency rotating coordinate and corresponding implementation of harmonic detection are expounded in detail, and simulation results are given. By means of orthogonal transformation of multi-frequency rotating coordinate, the instantaneous voltages and currents in three-phase system are changed into instantaneous voltages and currents in three-dimensional multi-frequency rotating space; then utilizing decomposition of AC and DC components in orthogonal coordinates, instantaneous voltages and currents in three-dimensional multi-frequency rotating space are further processed to obtain spatial instantaneous voltages and currents with specific frequencies; finally, the results from the analysis and processing are changed back into instantaneous voltages and currents in three-phase system. Both theoretical analysis and simulation results show that the proposed approach can detect real-time instantaneous value of any order of harmonic component and fundamental component without principle error, and it possesses following such advantages as high detection accuracy, good real-time performance and convenient for implementation.

**KEY WORDS:** harmonic detection; orthogonal transformation; rotating coordinate; multi-frequency; three-phase four-wire system

**摘要:** 谐波检测是电力系统谐波分析和控制的重要基础。提出了一种基于多倍频旋转坐标正交变换的三相四线制电路谐波检测方法,详细阐述了多倍频旋转坐标正交变换的基本理论及其谐波检测的实现过程,并给出了仿真结果。该方法通过多倍频旋转坐标正交变换,将三相瞬时电压、瞬时电流变换为三维多倍频旋转空间瞬时电压、瞬时电流;然后利用交直流分解法对三维多倍频旋转空间瞬时电压、瞬时电流做进一步分析处理,得到特定频率的空间瞬时电压和瞬时电流;最后将分析处理结果变换为三相瞬时电压、瞬时电流。理论分析和仿真证明:该方法能够无原理误差实时检测任意次谐波分量和任意基波分量的瞬时值,且具有检测精度高、实时性好、实现简单的特点。

**关键词:** 谐波检测; 正交变换; 旋转坐标; 多倍频; 三相四线制

## 0 引言

随着各种电力电子装置设备的广泛使用,电力系统非线性负荷的大量增加,尤其是大容量交流设备和电气化铁路的发展,使电力系统产生了大量的高次谐波,造成电能质量严重劣化,对各种电气设备、继电保护装置、计算机、测量仪器以及通信系统产生不利影响,并危及电力系统安全和经济运行,目前谐波污染已经成为电力系统不可忽视的危害之一,须采取行之有效的解决措施。实际上,电力系统的谐波问题近来在世界范围内得到了十分广泛的关注,国际电工委员会、国际大电网会议、国际供电会议及美国电气和电子工程师学会等国际性学术组织,都相继成立了专门的电力系统谐波工作组,并已制定了限制电力系统谐波的相关标准<sup>[1]</sup>。而高速、精确、可靠、实时地检测出电力系统谐波,

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(50677058); 湖南省教育厅项目(08HNJYT043)。

Project Supported by National Natural Science Foundation of China (50677058).

成为分析和抑制电力系统谐波的重要基础<sup>[2]</sup>。我国对谐波检测的研究从未间断,检测方法从运用滤波方法发展到傅里叶变换、快速傅里叶变换、神经网络、小波变换、瞬时无功功率理论等算法,实现技术从模拟式发展到电子式、数字式、智能化等技术。

电力系统的谐波受非线性、非平稳性、随机性和复杂性等因素影响,进行准确的检测并非易事,目前还没有发现尽善尽美的谐波检测方法,已有的各种谐波检测方法均具有其优势和不足之处。1) 傅里叶变换检测法<sup>[3-5]</sup>。该方法能有效地检测出电力系统的基波和谐波的有效值,但算法复杂,实时性较差;2) 模拟式或数字式带通滤波法<sup>[6]</sup>。该方法能直接快速地检测出电力系统的基波和谐波的瞬时值,但是需要使用多种截止频率不同的带通滤波器,实现复杂,存在原理误差,检测精度低,模拟式带通滤波器还容易受环境影响;3) 神经网络法<sup>[7-10]</sup>。该方法使用训练好的神经网络可以迅速地检测出电力系统的基波和谐波的瞬时值,检测精度和实时性优于带通滤波法,但神经网络的训练是一个复杂而困难的工作,需要大量的有效训练样本以及高效的训练算法和合适网络结构,在工程应用中尚不理想,还需要继续研究完善;4) 小波变换法<sup>[11-12]</sup>。该方法和数字式带通滤波法一样能直接快速地检测出电力系统的基波和谐波的瞬时值,但检测平稳谐波的检测精度和实时性并不优于数字式带通滤波法,其优越性体现在检测快速变化的平稳谐波方面;5) 基于瞬时无功功率理论的实时检测方法<sup>[13-17]</sup>。该方法是近十几年发展起来的适用于三相三线制电力系统的谐波检测方法,它采用坐标变换实现三相线路谐波电流的检测,线路实现简单、实时性强,是目前最有效的谐波实时检测方法。但它仅能检测出电力系统总谐波,并且在电网电压有畸变时,检测精度受到较大的影响。为了解决三相四线制电力系统谐波实时检测的问题,近年在传统瞬时无功功率理论上发展出了广义瞬时无功功率理论<sup>[18]</sup>,但也只能检测电力系统总谐波,没有解决好电力系统特定谐波检测问题。

本文针对瞬时无功功率理论在检测三相四线制电力系统谐波方面的不足,在瞬时无功功率理论上提出一种基于多倍频旋转坐标正交变换的谐波实时检测新方法。下面首先详细阐述多倍频旋转坐标正交变换的基本理论,然后阐述其检测谐波的实现策略,在此基础上再给出仿真结果。

## 1 多倍频旋转坐标正交变换

### 1.1 三相电路电压、电流的旋转向量表示

三相电路的瞬时电压  $u_a$ 、 $u_b$ 、 $u_c$  和瞬时电流  $i_a$ 、 $i_b$ 、 $i_c$  可以分别用平面上的旋转电压向量  $\mathbf{u}_{abc}$  和旋转电流向量  $\mathbf{i}_{abc}$  来表示。设旋转电压向量为  $\mathbf{u}_{abc}=[u_a \ u_b \ u_c]^T$ , 旋转电流向量为  $\mathbf{i}_{abc}=[i_a \ i_b \ i_c]^T$ , 并把旋转电压向量  $\mathbf{u}_{abc}$  和旋转电流向量  $\mathbf{i}_{abc}$  所在坐标系称为 abc 坐标系。

### 1.2 多倍频旋转坐标正交变换的基本原理

设变换矩阵为

$$\mathbf{T}_+(k) = \begin{bmatrix} \cos k\omega t & \cos(k\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(k\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin k\omega t & -\sin(k\omega t - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(k\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad k=1,2,\dots,\infty \quad (1)$$

显然  $\mathbf{T}_+(k)$  是正交矩阵。将 abc 坐标系通过  $\mathbf{T}_+(k)$  变换得到的多倍频旋转空间坐标系称为  $d_{k+}q_{k+}0$  坐标系,并把  $\mathbf{T}_+(k)$  称为正序多倍频旋转坐标正交变换矩阵。显然,  $\mathbf{T}_+(k)$  矩阵的逆矩阵等于其转置矩阵,即  $\mathbf{T}_+^{-1}(k) = \mathbf{T}_+^T(k)$ 。设  $\mathbf{u}_{abc}$ 、 $\mathbf{i}_{abc}$  通过  $\mathbf{T}_+(k)$  变换到  $d_{k+}q_{k+}0$  坐标系的向量分别为

$$\begin{cases} \mathbf{u}_{d_{k+}q_{k+}0} = [u_{d_{k+}} \ u_{q_{k+}} \ u_0]^T \\ \mathbf{i}_{d_{k+}q_{k+}0} = [i_{d_{k+}} \ i_{q_{k+}} \ i_0]^T \end{cases}$$

则有

$$\mathbf{u}_{d_{k+}q_{k+}0} = \mathbf{T}_+(k)\mathbf{u}_{abc} \quad (2)$$

$$\mathbf{i}_{d_{k+}q_{k+}0} = \mathbf{T}_+(k)\mathbf{i}_{abc} \quad (3)$$

$$\mathbf{u}_{abc} = \mathbf{T}_+^{-1}(k)\mathbf{u}_{d_{k+}q_{k+}0} \quad (4)$$

$$\mathbf{i}_{abc} = \mathbf{T}_+^{-1}(k)\mathbf{i}_{d_{k+}q_{k+}0} \quad (5)$$

设另一变换矩阵为

$$\mathbf{T}_-(k) = \begin{bmatrix} \cos k\omega t & \cos(k\omega t + \frac{2\pi}{3}) & \cos(k\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin k\omega t & -\sin(k\omega t + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(k\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad k=1,2,\dots,\infty \quad (6)$$

显然  $\mathbf{T}_-(k)$  也是正交矩阵。把 abc 坐标系通过  $\mathbf{T}_-(k)$  变换得到的多倍频旋转空间坐标系称为  $d_{k-}q_{k-}0$  坐标系,称  $\mathbf{T}_-(k)$  为负序多倍频旋转坐标正交变换。把  $\mathbf{T}_+(k)$  和  $\mathbf{T}_-(k)$  统称为多倍频旋转坐标正交变换。显然,  $\mathbf{T}_-(k)$  矩阵的逆矩阵等于其转置矩阵,即  $\mathbf{T}_-^{-1}(k) = \mathbf{T}_-^T(k)$ 。设  $\mathbf{u}_{abc}$ 、 $\mathbf{i}_{abc}$  通过  $\mathbf{T}_-(k)$  变换到

$d_k-q_k-0$  坐标系的向量分别为

$$\begin{cases} \mathbf{u}_{d_k-q_k-0} = [u_{d_k-} \ u_{q_k-} \ u_0]^T \\ \mathbf{i}_{d_k-q_k-0} = [i_{d_k-} \ i_{q_k-} \ i_0]^T \end{cases}$$

则有

$$\mathbf{u}_{d_k-q_k-0} = \mathbf{T}_-(k)\mathbf{u}_{abc} \quad (7)$$

$$\mathbf{i}_{d_k-q_k-0} = \mathbf{T}_-(k)\mathbf{i}_{abc} \quad (8)$$

$$\mathbf{u}_{abc} = \mathbf{T}_-^{-1}(k)\mathbf{u}_{d_k-q_k-0} \quad (9)$$

$$\mathbf{i}_{abc} = \mathbf{T}_-^{-1}(k)\mathbf{i}_{d_k-q_k-0} \quad (10)$$

## 2 多倍频旋转坐标正交变换检测谐波原理

### 2.1 基本原理

多倍频旋转坐标正交变换检测谐波的基本原理是：首先将坐标轴相位相差  $120^\circ$  的平面坐标系——abc 坐标系中的瞬时电压、瞬时电流，通过不同的多倍频旋转坐标进行正交变换，将其变换为坐标轴相互垂直的多倍频旋转空间坐标系  $d_k+q_k+0$  坐标系和  $d_k-q_k-0$  坐标系中的瞬时电压、瞬时电流。采用正交变换可以保持变换过程的功率不变。然后利用  $d_k+q_k+0$  和  $d_k-q_k-0$  坐标系中的瞬时电压、瞬时电流的特点，对其做进一步分析处理，最后将分析处理结果变换到 abc 坐标系。在  $d_k+q_k+0$  坐标系和  $d_k-q_k-0$  坐标系中，根据  $d_{k+}$ 、 $q_{k+}$  和  $d_{k-}$ 、 $q_{k-}$  轴的电压、电流与三相电压、电流之间的对应关系，以及三相对称正弦量的电压、电流的总瞬时值等于总的有效值，三相对称正弦量的有功功率、无功功率的总瞬时值等于总的平均值，以及电压、电流的总有效值和有功功率、无功

率的总平均值是直流的特点，从而可以通过对  $d_{k+}$ 、 $q_{k+}$  和  $d_{k-}$ 、 $q_{k-}$  轴上的电压、电流分量进行交直流分解，便可以得到各频率的三相对称正弦量。由于交直流分解可以采用求平均值的方法或低通滤波方法轻松得到，从而可以大大提高检测精度和实时性。下面以三相电流为例来分析其在多倍频旋转坐标系  $d_k+q_k+0$  坐标系和  $d_k-q_k-0$  坐标系中的基本特性。

设三相电流  $\mathbf{i}_{abc}$  为

$$\mathbf{i}_{abc} = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{2} \sum_{m=1}^{\infty} I_{1m} \sin(m\omega t + \varphi_{1m}) \\ \sqrt{2} \sum_{m=1}^{\infty} I_{1m} \sin(m\omega t - \frac{2}{3}\pi + \varphi_{1m}) \\ \sqrt{2} \sum_{m=1}^{\infty} I_{1m} \sin(m\omega t + \frac{2}{3}\pi + \varphi_{1m}) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \sqrt{2} \sum_{m=1}^{\infty} I_{2m} \sin(m\omega t + \varphi_{2m}) \\ \sqrt{2} \sum_{m=1}^{\infty} I_{2m} \sin(m\omega t + \frac{2}{3}\pi + \varphi_{2m}) \\ \sqrt{2} \sum_{m=1}^{\infty} I_{2m} \sin(m\omega t - \frac{2}{3}\pi + \varphi_{2m}) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \sqrt{2} \sum_{m=1}^{\infty} I_{0m} \sin(m\omega t + \varphi_{0m}) \\ \sqrt{2} \sum_{m=1}^{\infty} I_{0m} \sin(m\omega t + \varphi_{0m}) \\ \sqrt{2} \sum_{m=1}^{\infty} I_{0m} \sin(m\omega t + \varphi_{0m}) \end{bmatrix} \quad (11)$$

对  $\mathbf{i}_{d_k+q_k+0}$  进行正序旋转坐标正交变换矩阵可得

$$\mathbf{i}_{d_k+q_k+0} = \begin{bmatrix} i_{d_{k+}} \\ i_{q_{k+}} \\ i_0 \end{bmatrix} = \mathbf{T}_+(k) \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{3} \sum_{m=1}^{\infty} I_{1m} \sin[(m-k)\omega t + \varphi_{1m}] + \sqrt{3} \sum_{m=1}^{\infty} I_{2m} \sin[(m+k)\omega t + \varphi_{2m}] \\ -\sqrt{3} \sum_{m=1}^{\infty} I_{1m} \cos[(m-k)\omega t + \varphi_{1m}] + \sqrt{3} \sum_{m=1}^{\infty} I_{2m} \cos[(m+k)\omega t + \varphi_{2m}] \\ \sqrt{6} \sum_{m=1}^{\infty} I_{0m} \sin(m\omega t + \varphi_{0m}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{3}I_{1k} \sin \varphi_{1k} + \sqrt{3}I_{2k} \sin(2k\omega t + \varphi_{2k}) + \sqrt{3} \sum_{m \neq k}^{\infty} I_{1m} \sin[(m-k)\omega t + \varphi_{1m}] + \sqrt{3} \sum_{m \neq k}^{\infty} I_{2m} \sin[(m+k)\omega t + \varphi_{2m}] \\ -\sqrt{3}I_{1k} \cos \varphi_{1k} + \sqrt{3}I_{2k} \cos(2k\omega t + \varphi_{2k}) - \sqrt{3} \sum_{m \neq k}^{\infty} I_{1m} \cos[(m-k)\omega t + \varphi_{1m}] + \sqrt{3} \sum_{m \neq k}^{\infty} I_{2m} \cos[(m+k)\omega t + \varphi_{2m}] \\ \sqrt{6} \sum_{m=1}^{\infty} I_{0m} \sin(m\omega t + \varphi_{0m}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{i}_{d_{k+}} + \tilde{i}_{d_{k+}} \\ \bar{i}_{q_{k+}} + \tilde{i}_{q_{k+}} \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (12)$$

式中： $\bar{i}_{d_{k+}}$ 、 $\tilde{i}_{d_{k+}}$  分别为 d 轴的正序直流和交流分量； $\bar{i}_{q_{k+}}$ 、 $\tilde{i}_{q_{k+}}$  分别为 q 轴的正序直流和交流分量； $i_0$  为 0 轴分量。

其中

$$\begin{bmatrix} \bar{i}_{d_{k+}} \\ \bar{i}_{q_{k+}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{3}I_{1k} \sin \varphi_{1k} \\ -\sqrt{3}I_{1k} \cos \varphi_{1k} \end{bmatrix} \quad (13)$$

$$\begin{bmatrix} \tilde{i}_{d_{k+}} \\ \tilde{i}_{q_{k+}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{3}I_{1k} \sin \varphi_{1k} + \sqrt{3}I_{2k} \sin(2k\omega t + \varphi_{2k}) + \sqrt{3} \sum_{m \neq k}^{\infty} I_{1m} \sin[(m-k)\omega t + \varphi_{1m}] + \sqrt{3} \sum_{m \neq k}^{\infty} I_{2m} \sin[(m+k)\omega t + \varphi_{2m}] \\ -\sqrt{3}I_{1k} \cos \varphi_{1k} + \sqrt{3}I_{2k} \cos(2k\omega t + \varphi_{2k}) - \sqrt{3} \sum_{m \neq k}^{\infty} I_{1m} \cos[(m-k)\omega t + \varphi_{1m}] + \sqrt{3} \sum_{m \neq k}^{\infty} I_{2m} \cos[(m+k)\omega t + \varphi_{2m}] \end{bmatrix} \quad (14)$$

对  $i_{abc}$  进行负序旋转坐标正交变换矩阵可得

$$\begin{aligned} i_{d_{k-q_{k-0}}} = \begin{bmatrix} i_{d_{k-}} \\ i_{q_{k-}} \\ i_0 \end{bmatrix} = T_-(k) \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \sqrt{3} \sum_{m=1}^{\infty} I_{1m} \sin[(m+k)\omega t + \varphi_{1m}] + \sqrt{3} \sum_{m=1}^{\infty} I_{2m} \sin[(m-k)\omega t + \varphi_{2m}] \\ \sqrt{3} \sum_{m=1}^{\infty} I_{1m} \cos[(m+k)\omega t + \varphi_{1m}] - \sqrt{3} \sum_{m=1}^{\infty} I_{2m} \cos[(m-k)\omega t + \varphi_{2m}] \\ \sqrt{6} \sum_{m=1}^{\infty} I_{0m} \sin(m\omega t + \varphi_{0m}) \end{bmatrix} = \\ \begin{bmatrix} \sqrt{3}I_{2k} \sin \varphi_{2k} + \sqrt{3}I_{1k} \sin(2k\omega t + \varphi_{1k}) + \sqrt{3} \sum_{m \neq k}^{\infty} I_{1m} \sin[(m+k)\omega t + \varphi_{1m}] + \sqrt{3} \sum_{m \neq k}^{\infty} I_{2m} \sin[(m-k)\omega t + \varphi_{2m}] \\ -\sqrt{3}I_{2k} \cos \varphi_{2k} + \sqrt{3}I_{1k} \cos(2k\omega t + \varphi_{1k}) + \sqrt{3} \sum_{m \neq k}^{\infty} I_{1m} \cos[(m+k)\omega t + \varphi_{1m}] - \sqrt{3} \sum_{m \neq k}^{\infty} I_{2m} \cos[(m-k)\omega t + \varphi_{2m}] \\ \sqrt{6} \sum_{m=1}^{\infty} I_{0m} \sin(m\omega t + \varphi_{0m}) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \tilde{i}_{d_{k-}} + \tilde{i}_{d_{k-}} \\ \tilde{i}_{q_{k-}} + \tilde{i}_{q_{k-}} \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (15) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{d_{k-}} \\ \tilde{i}_{q_{k-}} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \sqrt{3}I_{2k} \sin \varphi_{2k} + \sqrt{3}I_{1k} \sin(2k\omega t + \varphi_{1k}) + \sqrt{3} \sum_{m \neq k}^{\infty} I_{1m} \sin[(m+k)\omega t + \varphi_{1m}] + \sqrt{3} \sum_{m \neq k}^{\infty} I_{2m} \sin[(m-k)\omega t + \varphi_{2m}] \\ -\sqrt{3}I_{2k} \cos \varphi_{2k} + \sqrt{3}I_{1k} \cos(2k\omega t + \varphi_{1k}) + \sqrt{3} \sum_{m \neq k}^{\infty} I_{1m} \cos[(m+k)\omega t + \varphi_{1m}] - \sqrt{3} \sum_{m \neq k}^{\infty} I_{2m} \cos[(m-k)\omega t + \varphi_{2m}] \end{bmatrix} \quad (16) \\ \begin{bmatrix} \tilde{i}_{d_{k-}} \\ \tilde{i}_{q_{k-}} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \sqrt{3}I_{2k} \sin \varphi_{2k} \\ -\sqrt{3}I_{2k} \cos \varphi_{2k} \end{bmatrix} \quad (17) \end{aligned}$$

式中： $\tilde{i}_{d_{k-}}$ 、 $\tilde{i}_{d_{k-}}$  分别为 d 轴的负序直流和交流分量； $\tilde{i}_{q_{k-}}$ 、 $\tilde{i}_{q_{k-}}$  分别为 q 轴的负序直流和交流分量。

## 2.2 三相四线制电路三相电流序分量的特定次谐波检测原理

1) 正序电流的特定次谐波及基波有功电流、基波无功电流检测。

由式(12)可见，正序旋转坐标正交变换  $T_+(k)$  有将特定次对称正序谐波分量变换成直流分量，而其它分量仍为交流分量的特点。根据该特点，可以设计出三相非对称电路正序电流的特定次谐波检测原理电路如图 1 所示。在该电路中，当  $k=1$  时，检测出  $\tilde{i}_{d_{k+}}$  可以检测出三相非对称电路正序电流的基波正序有功电流；检测出  $\tilde{i}_{q_{k+}}$  可以检测出三相非

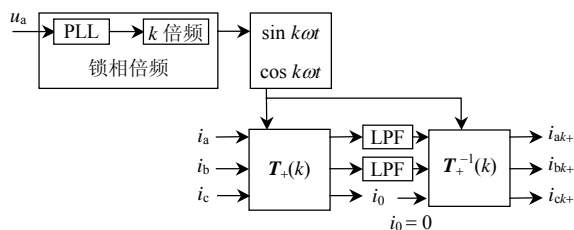


图 1 正序电流的特定次谐波检测原理

Fig. 1 Principle frame chart to detect given frequency harmonic of positive sequence current

对称电路正序电流的基波正序无功电流；检测出  $\tilde{i}_{d_{k+}}$ 、 $\tilde{i}_{q_{k+}}$  之和，可以检测出三相非对称电路正序电流的基波电流。

2) 负序电流的特定次谐波检测。

由式(15)可见，负序旋转坐标正交变换  $T_-(k)$  有将特定次对称负序谐波分量变换成直流分量而其它分量仍为交流分量的特点。根据该特点，可以设计出三相非对称电路负序电流的特定次谐波检测原理电路如图 2 所示。

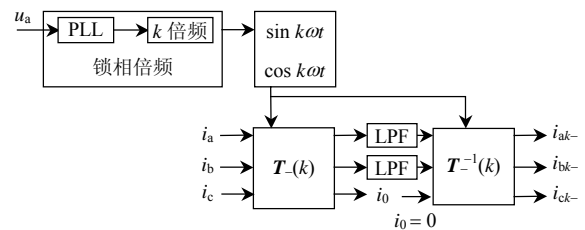


图 2 负序电流的特定次谐波检测原理

Fig. 2 Principle frame chart to detect given frequency harmonic of negative sequence current

3) 三相非对称电路零序电流的特定次谐波检测。

对于非对称非线性三相四线制电路，多倍频旋转空间坐标系  $d_{k+}q_{k+}0$  坐标系和  $d_{k-}q_{k-}0$  坐标系中 0 轴的瞬时电压和瞬时电流还可能包含高次谐波。为了也能利用平均值方法或低通滤波方法分解交直

流的方法获得其中的特定次谐波, 还需要对  $i_0$  做进一步变换, 变换方法如下。

设  $i_0$  可分解为  $k$  次谐波瞬时有功电流、 $k$  次谐波瞬时无功电流与其它次谐波瞬时电流之和, 即

$$i_0 = i_{0k} + i_{0h} = i_{0pk} + i_{0qk} + i_{0h} = I_{0pk} \cos k\omega t + I_{0qk} \sin k\omega t + \sum_{n=1, n \neq k}^{\infty} I_{0n} \cos(n\omega t + \theta_n) \quad (18)$$

式中:  $i_{0pk}$ 、 $i_{0qk}$  分别为  $k$  次谐波电流的瞬时有功电流和瞬时无功电流;  $i_{0h}$  为不含  $k$  次谐波瞬时电流的总谐波瞬时电流。

由式(18)可得

$$i_0 \cos k\omega t = \frac{I_{0p}}{2} + \frac{I_{0p}}{2} \cos 2k\omega t + \frac{I_{0q}}{2} \sin 2\omega t + \sum_{n=1, n \neq k}^{\infty} \frac{I_{0n}}{2} \{ \cos[(n+1)k\omega t + \theta_n] + \cos[(n-1)k\omega t + \theta_n] \} \quad (19)$$

$$i_0 \sin k\omega t = \frac{I_{0q}}{2} + \frac{I_{0p}}{2} \sin 2k\omega t - \frac{I_{0q}}{2} \cos 2k\omega t + \sum_{n=1, n \neq k}^{\infty} \frac{I_{0n}}{2} \{ \cos[(n-1)k\omega t + \theta_n] - \cos[(n+1)k\omega t + \theta_n] \} \quad (20)$$

由式(19)(20), 可以设计出三相非对称电路零序

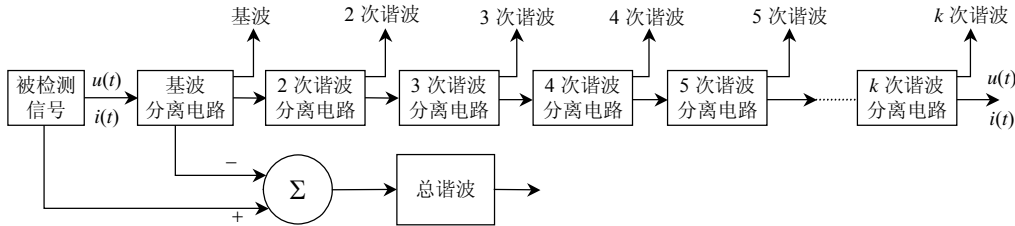


图 4 任意谐波和基波电流检测的流程  
Fig. 4 Flow chart to detect random harmonic current and fundamental current

### 3 仿真结果

为验证上述方法的可行性, 本文进行了仿真。仿真条件为: 电源采用三相对称电压源, 相电压有效值 380 V, 非线性负载以典型的三相整流桥、电阻、电感和电容组成三相不对称非线性负载。三相不对称负载为: A 相接 40Ω 电阻与 1mH 电感串联, B 相接 5Ω 纯电阻, C 相接 5Ω 电阻与  $4 \times 10^{-4}$  F 电容串联, 负载末端为三相桥式二极管整流电路, 为阻感性负载供电, 负载电阻  $R=40\Omega$ , 负载电感  $L=1 \text{ mH}$ 。三相非对称负载电流的波形如图 5 所示。使用多倍频旋转坐标正交变换方法检测到的基波电流和 5 次谐波电流、7 次谐波电流、总谐波电流分别如图 6~9 所示。基于多倍频旋转坐标变换方法不仅可以检测出任意高次谐波和总谐波, 还且能够检测任意基波分量, 如基波正序、负序、零序分量以及基波正序无功电流、有功电流等。

电流的特定次谐波检测原理电路, 如图 3 所示。

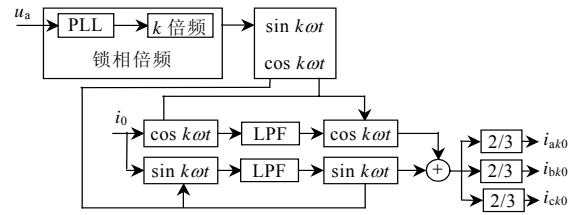


图 3 零序电流的特定次谐波检测原理  
Fig. 3 Principle frame chart to detect given frequency harmonic of zero sequence current

### 2.3 三相四线制电路三相电流的特定谐波获取

将分别检测出的指定任意次数谐波电流的正、负序分量、零序分量相加即得到要检测的特定次谐波。

$$\begin{bmatrix} i_{ak} \\ i_{bk} \\ i_{ck} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{ak+} \\ i_{bk+} \\ i_{ck+} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{ak-} \\ i_{bk-} \\ i_{ck-} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{ak0} \\ i_{bk0} \\ i_{ck0} \end{bmatrix} \quad (21)$$

### 2.4 任意谐波和基波电流分量的检测

图 4 给出基波、各次谐波和总谐波的检测流程框图, 在基波、各次谐波的检测环节中可以进一步检测出有功电流、无功电流、负序电流、零序电流。

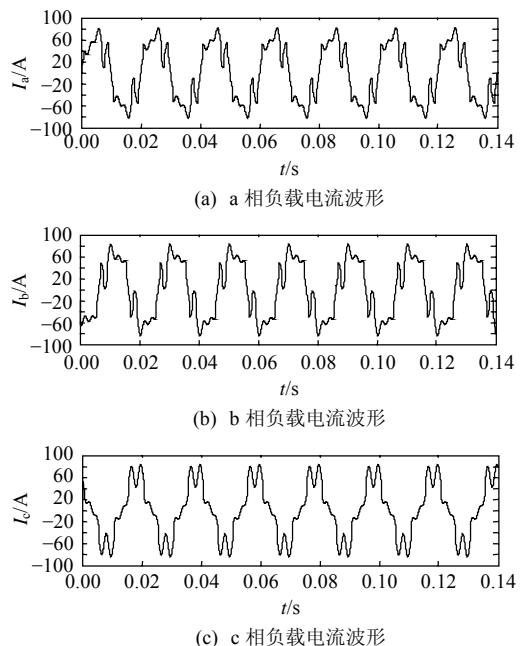


图 5 三相负载的电流波形  
Fig. 5 Current wave of a three-phase load

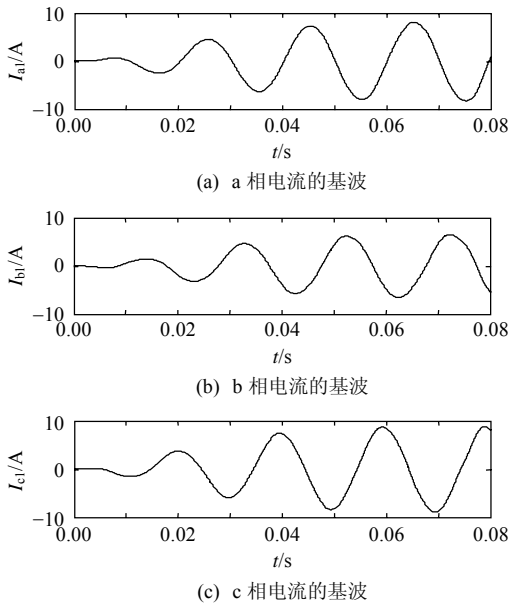


图6 三相电流的基波波形  
Fig. 6 Fundamental wave of three-phase current

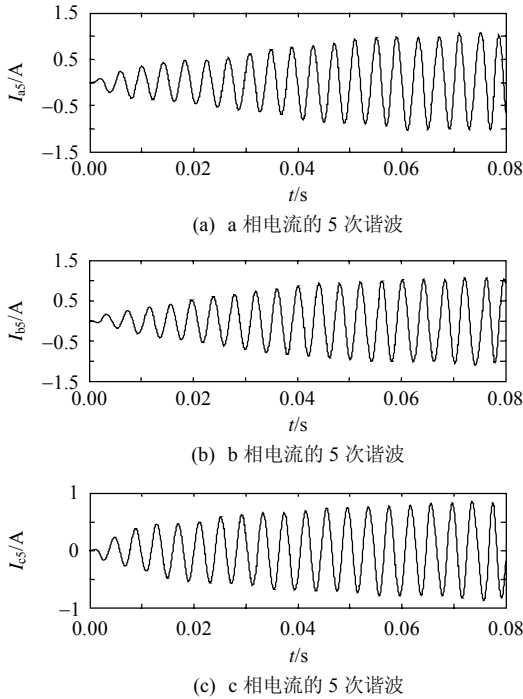


图7 三相电流的5次谐波波形  
Fig. 7 Fifth harmonic wave of three-phase current

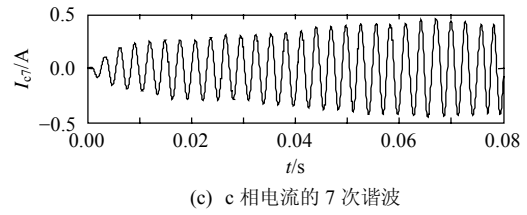
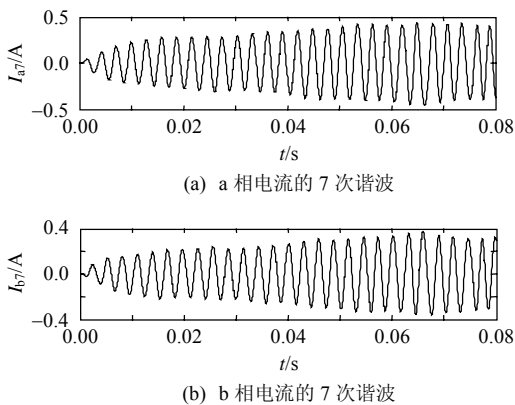


图8 三相电流的7次谐波波形  
Fig. 8 Seventh harmonic wave of three-phase current

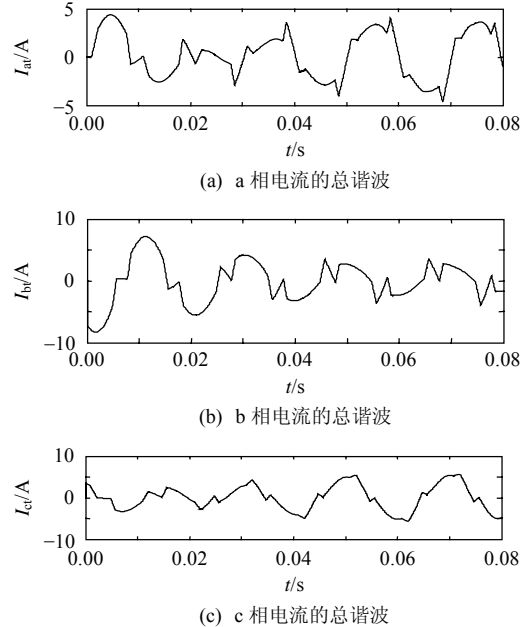


图9 三相电流的总谐波波形  
Fig. 9 Total harmonic wave of three-phase current

#### 4 结论

本文提出的基于多倍频旋转坐标正交变换的谐波检测方法，理论上可以实现无原理误差实时检测基波和各次谐波的有功电流、无功电流的瞬时值，可以根据需要检测出任意次谐波和总谐波的瞬时值，还可以检测出基波和各次谐波的负序和零序电流，并且原理简单。仿真结果验证了该方法能够实时检测特定次谐波，效果好、实现方便、适用性强、检测精度和可靠性高。在观察仿真结果图6~9后发现，在检测开始的数个工频周期内，检测误差比较大，即存在2个工频周期的过渡过程。这是因为低通数字滤波器在开始阶段没有历史数据而默认为零造成的。但在实际工程应用中，可以通过采信2个工频周期后的检测结果来解决，因为2个工频周期后已经具有很高的检测精度和可靠性。所以该方法很好地解决了三相四线制电路谐波检测的方法问题。

#### 参考文献

[1] 卿柏元, 周毅波, 李刚. 电力系统谐波检测技术的现状与发展趋

- 势[J]. 广西电力, 2009, 32(3): 14-17.
- Qing Boyuan, Zhou Yibo, Li Gang. Present situation and development trends of electric power system harmonic measurement technology [J]. Guangxi Electric Power, 2009, 32(3): 14-17(in Chinese).
- [2] 荣飞, 罗安, 涂春鸣. 谐波电流检测新方法及在有源电力滤波器中的应用[J]. 湖南大学学报: 自然科学版, 2008, 35(10): 36-40.
- Rong Fei, Luo An, Tu Chunming. A new harmonic current detection algorithm and its application in active power filter[J]. Journal of Hunan University: Natural Science Edition, 2008, 35(10): 36-40(in Chinese).
- [3] 龚仁喜, 刘丰, 张海南. 电力谐波检测 FFT 数字逻辑的设计与实现[J]. 电力系统及其自动化学报, 2009, 21(2): 57-60.
- Gong Renxi, Liu Feng, Zhang Hainan. Design and implementation of FFT digital logic utilized in power harmonic detection[J]. Proceedings of the CSU-EPSA, 2009, 21(2): 57-60(in Chinese).
- [4] 李绍铭, 纪萍, 彭玉龙. 基于加窗插值 FFT 和动态频率的谐波检测算法[J]. 自动化与仪器仪表, 2009(3): 93-95.
- Li Shaoming, Ji Ping, Peng Yulong. Harmonic detection method based on FFT of the windows and interpolation and dynamic frequency[J]. Automation & Instrumentation, 2009(3): 93-95(in Chinese).
- [5] 肖先勇, 王楠, 刘亚梅. 基于多项式逼近的单峰谱线插值算法在间谐波分析中的应用[J]. 电网技术, 2008, 32(18): 57-61.
- Xiao Xianyong, Wang Nan, Liu Yamei. Application of polynomial approximation based single peak spectral lines interpolation algorithm in interharmonic analysis[J]. Power System Technology, 2008, 32(18): 57-61(in Chinese).
- [6] 戴丽萍. 基于带通滤波器的实时谐波检测[J]. 武汉化工学院学报, 2004, 26(2): 59-62.
- Dai Liping. Harmonic real-time detection based on band-pass filter[J]. Journal of Wuhan Institute of Chemical Technology, 2004, 26(2): 59-62(in Chinese).
- [7] 周雪松, 周永兵, 马幼捷. 基于自适应滤波器的电网谐波检测[J]. 电网技术, 2008, 32(16): 91-96.
- Zhou Xuesong, Zhou Yongbing, Ma Youjie. A power harmonic detection method based on adaptive filter[J]. Power System Technology, 2008, 32(16): 91-96(in Chinese).
- [8] 李庆华. 基于人工神经网络的电网谐波检测系统设计[J]. 江苏电机工程, 2009(4): 41-43.
- Li Qinghua. Harmonics detection system design based on artificial neural network[J]. Jiangsu Electrical Engineering, 2009(4): 41-43(in Chinese).
- [9] 汤胜清, 程小华. 一种基于多层前向神经网络的谐波检测方法[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(18): 90-94.
- Tang Shengqing, Cheng Xiaohua. A harmonic measuring approach based on multilayered feed forward neural network[J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(18): 90-94(in Chinese).
- [10] 曾令全, 曾德俊, 吴杰, 等. 用于有源滤波器谐波检测的一种新的自适应算法[J]. 电网技术, 2008, 32(13): 42-46.
- Zeng Lingquan, Zeng Dejun, Wu Jie, et al. A novel adaptive algorithm applied in harmonic detection of active power filter[J]. Power System Technology, 2008, 32(13): 42-46(in Chinese).
- [11] 刘桂英, 粟时平. 利用小波傅里叶变换的谐波与间谐波检测[J]. 高压技术, 2007, 33(6): 184-188.
- Liu Guiying, Su Shiping. Measurement of harmonic and interharmonic using transform of wavelet and Fourier[J]. High Voltage Engineering, 2007, 33(6): 184-188(in Chinese).
- [12] 李宏民, 何怡刚, 胡沁春, 等. 基于对数域模拟 CMOS 连续小波变换电路的谐波检测方法[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(31): 57-63.
- Li Hongmin, He Yigang, Hu Qinchun, et al. A novel method for harmonic detection based on cmos log-domain continuous wavelet transform circuit[J]. Proceedings of the CSEE, 2007, 27(31): 57-63(in Chinese).
- [13] 张晓曦, 王雪丹, 孙少杰, 等. 基于瞬时无功功率理论的谐波检测算法研究[J]. 自动化与仪表, 2008, 23(7): 4-7.
- Zhang Xiaoxi, Wang Xuedan, Sun Shaojie, et al. Research for harmonics detecting based on the theory of instantaneous reactive power[J]. Automation and Instrumentation, 2008, 23(7): 4-7(in Chinese).
- [14] 何英杰, 邹云屏, 黄柱, 等. 基于瞬时无功功率理论的改进谐波检测算法[J]. 电网技术, 2007, 31(6): 79-83.
- He Yingjie, Zou Yunping, Huang Zhu, et al. An improved algorithm for harmonic current detection based on instantaneous reactive power theory[J]. Power System Technology, 2007, 31(6): 79-83(in Chinese).
- [15] 邱燕雷, 顾炜. 基于瞬时无功功率理论 p-q-r 谐波检测法初探[J]. 重庆工学院学报, 2006, 20(8): 95-97.
- Qiu Yanlei, Gu Wei. A preliminary study on detecting method for p-q-r harmonic waves based on instantaneous reactive power theory[J]. Journal of Chongqing Institute of Technology, 2006, 20(8): 95-97(in Chinese).
- [16] 张旭俊, 唐建洪, 李欣. 对三相瞬时无功功率理论本质及其缺陷的分析[J]. 电测与仪表, 2008, 45(12): 12-14.
- Zhang Xujun, Tang Jianhong, Li Xin. Analysis of the essence of three-phase instantaneous reactive power theory and its lacuna[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2008, 45(12): 12-14(in Chinese).
- [17] 张庆超, 刘劲磊. 一种改进的任意整数次谐波电压检测方[J]. 电网技术, 2007, 31(18): 48-52.
- Zhang Qingchao, Liu Jinlei. An improved method to detect random integer order harmonic voltage[J]. Power System Technology, 2007, 31(18): 48-52(in Chinese).
- [18] 王笛, 粟时平. 广义瞬时无功功率理论在广义有源电力滤波器参考电流检测中应用研究[J]. 长沙电力学院学报: 自然科学版, 2006, 21(1): 5-9.
- Wang Di, Su Shiping. Study on the application of generalized instantaneous reactive power theory in the referential current detection of generalized active power filter[J]. Journal of Changsha University of Electric Power: Natural Science Edition, 2006, 21(1): 5-9(in Chinese).



刘桂英

收稿日期: 2010-04-14。

作者简介:

刘桂英(1964—), 女, 硕士, 副教授, 从事电能质量监控、谐波抑制、无功补偿等方面的研究,  
E-mail: liuguiy9809@126.com;

粟时平(1963—), 男, 教授, 博士, 从事电力系统运行与控制、电能质量监控、谐波抑制、无功补偿、分布式发电、电力系统通信与电能计量等方面的研究。

(责任编辑 王晔)