

## 一种单相电路谐波及无功电流实时检测方法

车蓉蓉, 徐 蓉

(国电南瑞科技股份有限公司, 江苏 南京 210061)

**摘要:**为减小谐波对电网的污染和补偿无功功率提高功率因数, 针对单相电流, 在基于瞬时无功功率理论的基础上, 详细研究了对基波有功电流、无功电流和谐波电流的提取方法, 并在此基础上提出了一种检测任意高次谐波的方法, 该方法控制简单、容易实现。仿真和实验研究都证实了该方法的有效性和可行性。

**关键词:**谐波检测; 无功电流; 单相电路

**中图分类号:** TM714

**文献标志码:** B

**文章编号:** 1009-0665(2013)04-0039-04

目前, 治理电网谐波和提高功率因数成为电力电子技术以及电力系统中的一个重要热门课题。有源滤波器(APF)是近年来发展起来的一种抑制电力谐波和补偿无功电流的新型电力电子装置<sup>[1]</sup>。目前的APF大多是针对三相电路<sup>[2,3]</sup>, 而事实上由单相电路中的非线性负载所引起的谐波危害也很严重, 对单相电路中的谐波进行抑制也越来越引起了人们的重视。与三相有源电力滤波器系统相似, 要抑制谐波污染和提高功率因数, 必须准确的检测出单相电路中的谐波和无功含量。现有单相电路的谐波检测方法都有不足, 基于FFT的采样数字计算方法, 由于需要一定的采样计算时间, 造成谐波检测速度慢<sup>[4]</sup>; 把基于瞬时无功功率理论的三相电路谐波检测方法推广到单相电路, 但是由于首先构造三相电路并要对畸变电流进行90°相移, 算法复杂, 实时性差<sup>[5]</sup>。基于神经元的自适应谐波电流检测方法, 虽然电路结构简单、动态响应速度快、检测精度高, 但它不是一种常规的方法, 实际应用还需做进一步深入研究。

## 1 检测原理

基于瞬时无功功率理论的谐波检测方法已经成熟地运用在三相电路中<sup>[3]</sup>, 其实质是把需检测的三相瞬时电流、电压, 经线性变换后相乘, 从而使得基波电流所对应的瞬时功率为一直流量, 以便于分离出去。假设电网电压无畸变, 令  $u(t) = U \cos \omega t$ 。则周期性非正弦电网电流用傅里叶级数展开为:

$$\begin{aligned} i_L(t) &= i_1 \cos(\omega t + \theta_1) + \sum_{n=2}^{\infty} i_n \cos(n\omega t + \theta_n) = \\ i_1 \cos \theta_1 \cos \omega t + i_1 \sin \theta_1 \sin \omega t + \sum_{n=2}^{\infty} i_n \cos(n\omega t + \theta_n) &= \\ I_p \cos \omega t + I_q \sin \omega t + \sum_{n=2}^{\infty} i_n \cos(n\omega t + \theta_n) &= \\ i_p(t) + i_q(t) + i_h(t) \end{aligned} \quad (1)$$

式(1)中:  $i_p(t)$  为瞬时基波有功电流,  $i_p(t) = I_p \cos \omega t = i_1 \cos \theta_1 \cos \omega t$ ;  $i_q(t)$  为瞬时基波无功电流;  $i_q(t) = I_q \sin \omega t = i_1 \sin \theta_1 \sin \omega t$ ;  $i_p(t) + i_q(t) = i_f(t)$ ,  $i_f(t)$  为基波电流大小;  $i_h(t)$  为瞬时谐波电流;  $\theta_1$  为基波电流  $i_1(t)$  的初相角;  $\theta_n$  为各次谐波电流的相位角。

## 1.1 基波和谐波电流的检测:

要获得基波电流, 通过低通滤波器, 滤除高次谐波, 直接得到基波; 得到基波后, 再从总的电流中减去基波, 就得到了谐波电流。假设控制系统电路产生的正弦和余弦信号分别为  $\cos(\omega t + \theta)$  和  $\sin(\omega t + \theta)$ ,  $\theta$  为任意的正余弦信号与电网电压的相位差 ( $0 \leq \theta \leq 2\pi$ )。将式(1)两边同乘以  $2\cos(\omega t + \theta)$ , 则有:

$$\begin{aligned} 2i_L(t) \cos(\omega t + \theta) &= I_p [\cos(2\omega t + \theta) + \cos \theta] + \\ &I_q [\sin(2\omega t + \theta) - \sin \theta] + \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \sum_{n=2}^{\infty} I_n \{ \cos[(n+1)\omega t + \theta_n + \theta] + \cos[(n-1)\omega t + \theta_n - \theta] \} &= \\ I_p \cos \theta - I_q \sin \theta + I_p \cos(2\omega t + \theta) + I_q \sin(2\omega t + \theta) + \\ \sum_{n=2}^{\infty} i_n \{ \cos[(n+1)\omega t + \theta_n + \theta] + \cos[(n-1)\omega t + \theta_n - \theta] \} \end{aligned} \quad (2)$$

式(2)中含有直流分量和大于或等于2次谐波分量, 通过截止频率低于两倍电流基波频率的低通滤波器后, 则可得到直流分量:

$$I_p' = I_p \cos \theta - I_q \sin \theta \quad (3)$$

再将式(3)两边同时乘以  $\cos(\omega t + \theta)$ , 得:

$$\begin{aligned} i_p'(t) &= I_p' \cos(\omega t + \theta) = \\ I_p \cos \theta \cos(\omega t + \theta) - I_q \sin \theta \cos(\omega t + \theta) &= \\ \frac{I_p}{2} [\cos(2\omega t + \theta) + \cos \theta] - \frac{I_q}{2} [\sin(\omega t + 2\theta) - \sin \omega t] \end{aligned} \quad (4)$$

同理, 将式(1)两边同乘  $2\sin(\omega t + \theta)$ , 得:

$$\begin{aligned} 2i_L(t) \sin(\omega t + \theta) &= I_p [\sin(2\omega t + \theta) + \sin \theta] - \\ I_q [\cos(2\omega t + \theta) - \cos \theta] + \end{aligned}$$

$$\sum_{n=2}^{\infty} i_n \{ \sin[(n+1)\omega t + \theta_n + \theta] - \sin[(n-1)\omega t + \theta_n - \theta] \} =$$

$$I_p \sin \theta + I_q \cos \theta + I_p \sin (2\omega t + \theta) - I_q \cos (2\omega t + \theta) + \sum_{n=2}^{\infty} i_n [\sin [(n+1)\omega t + \theta_n + \theta] - \sin [(n-1)\omega t + \theta_n - \theta]] \quad (5)$$

同样,通过截止频率为2倍基波频率的低通滤波器后,得到直流分量  $I_q' = I_p \sin \theta - I_q \cos \theta$  再和  $\sin(\omega t + \theta)$  相乘,得:

$$i_q'(t) = I_p \sin \theta \sin(\omega t + \theta) - I_q \cos \theta \sin(\omega t + \theta) = -\frac{I_p}{2} [\cos(\omega t + 2\theta) - \cos \omega t] + \frac{I_q}{2} [\sin(\omega t + 2\theta) + \sin \omega t] \quad (6)$$

把式(4)和式(6)相加,得:

$$i_p'(t) + i_q'(t) = I_p \cos \theta + I_q \sin \theta = i_p(t) + i_q(t) = i_f(t) \quad (7)$$

式(7)即为瞬时基波电流大小,检测到基波电流后,从总的电流中减去基波电流就可以直接得到谐波电流,即:

$$i_h(t) = i_L(t) - i_f(t) = i_L(t) - [i_p(t) + i_q(t)] \quad (8)$$

从上面的分析可看出,如为了检测基波电流或谐波电流,则相位角  $\theta$  并不影响检测结果,可以是任意值。因此不必用锁相环产生与电网电压同频同相的正弦信号和余弦信号,只需系统的控制电路产生与电网电压同频率的正余弦信号即可,这样省去了锁相环,系统的控制更为简化。基波和谐波算法框图如图1所示。

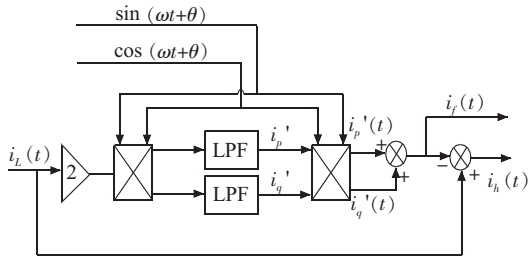


图1 基波和谐波检测框图

## 1.2 基波有功和无功电流的检测

由基波有功分量表达式  $i_p(t) = i_p \cos \omega t = i_1 \cos \theta_1 \cos \omega t$  可知,如果能够先得到  $i_p$ ,然后再和  $\cos \omega t$  相乘,即可得到基波有功分量。从谐波电流的提取分析中可以看出,式(2)中的直流分量  $I_p' = I_p \cos \theta - I_q \sin \theta$  中,如果  $\theta = 0$ ,则可以得出  $I_p' = I_p$ ,从而可方便得出基波有功分量。这里  $\theta = 0$ ,就要求系统控制电路中所产生的正弦余弦信号必须与电网电压同频同相,即要求增加锁相环,通过锁相环产生与电网电压同频同相的正余弦信号。

$\theta = 0$ ,即在检测基波有功分量中,式(1)两边同时乘  $2\cos \omega t$ ,得出的结果通过截止频率低于两倍基波频率的低通滤波器后,可直接得到直流分量  $I_p$ ,再和  $\cos \omega t$  相乘,则可得到基波有功分量:

$$i_p(t) = I_p \cos \omega t = i_1 \cos \theta_1 \cos \omega t \quad (9)$$

同理,在检测瞬时基波无功电流分量,只需在式(1)两边同乘  $2\sin \omega t$  即可,其余的过程雷同。即可得到

基波无功电流:

$$i_q(t) = I_q \sin \omega t = i_1 \sin \theta_1 \sin \omega t \quad (10)$$

基波有功和无功电流检测框图如图2所示。

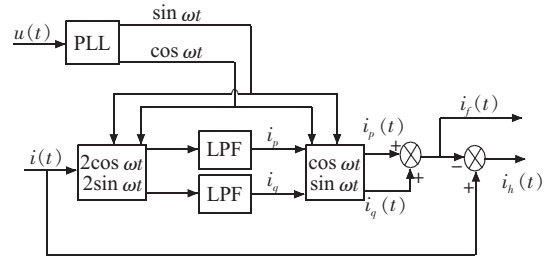


图2 基波有功和无功电流检测框图

从图2可以看出,如果系统需要同时对谐波和无功电流进行检测,则只需要对基波有功分量进行分离,剩下的则为基波无功部分与谐波电流之和  $i_L(t) - i_p(t) = i_q(t) + i_h(t)$ ,可作为系统补偿参考电流的指令信号,这样不必分别测量无功分量  $i_q(t)$ ,计算更加简便;如果系统只需要检测谐波,则同时对基波有功电流和无功电流进行分离,得出谐波含量:

$$i_h(t) = i_L(t) - i_f(t) = i_L(t) - [i_p(t) + i_q(t)] \quad (11)$$

由本文1.1节可知,检测谐波可省去锁相环,但在实际运用中,都常加锁相环进行统一的计算,这样当电网电压即使发生畸变时,该算法也能准确地检测出电网电流中的瞬时无功电流及瞬时谐波电流。

## 1.3 各次高次谐波的检测

采用相同的思想,把电流中某一高次谐波提取出来,在式(1)两边同时乘以  $2\cos n\omega t$ ,得:

$$2i_L(t) \cos(n\omega t) = I_p [\cos(n+1)\omega t + \cos(n-1)\omega t] + I_q [\sin(n+1)\omega t - \sin(n-1)\omega t] + \sum_{n=2}^{\infty} i_n [\cos(2n\omega t + \theta_n) + \cos \theta_n] \quad (12)$$

式(12)中,只有最后一项(第  $n$  项)含量为直流分量,其他项都含有  $n$  次谐波分量,则通过截止频率低于  $n-1$  倍基频的低通滤波器后,即可得到直流分量  $i_{pn}(t) = i_n \cos \theta_n$ ,再和  $\cos n\omega t$  相乘,则可得到第  $n$  次谐波电流的有功分量:

$$i_{pn}(t) = i_{pn} \cos n\omega t = i_n \cos \theta_n \cos n\omega t \quad (13)$$

同理,为得到瞬时第  $n$  次谐波无功电流分量,可在式(1)两边同乘  $2\sin n\omega t$ ,得:

$$2i_L(t) \sin(n\omega t) = I_p [\sin(n+1)\omega t - \sin(n-1)\omega t] - I_q [\cos(n+1)\omega t + \cos(n-1)\omega t] + \sum_{n=2}^{\infty} i_n [\sin(2n\omega t + \theta_n) - \sin \theta_n] \quad (14)$$

然后通过低通滤波器后,可直接得到直流分量  $i_{qn}(t) = -i_n \sin \theta_n$ ,再和  $\sin n\omega t$  相乘,可得到第  $n$  次无功

分量  $i_{qn}(t) = -I_{qn} \sin n\omega t = -i_n \sin \theta_n \sin n\omega t$ 。

而由式(1)可知,第  $n$  次谐波电流为:

$$i_{hn}(t) = i_n \cos(n\omega t + \theta_n) = i_n \cos n\omega t \cos \theta_n - i_n \sin n\omega t \sin \theta_n = I_{pn} \cos n\omega t + I_{qn} \sin n\omega t = i_{pn}(t) + i_{qn}(t) \quad (15)$$

由式(15)可以知道,把所检测出的第  $n$  次谐波的有功分量和无功分量相加,正好等于所要求的第  $n$  次谐波含量,通过这种方法,可以任意地求出第  $n$  次谐波分量。第  $n$  次谐波算法框图如图3所示。

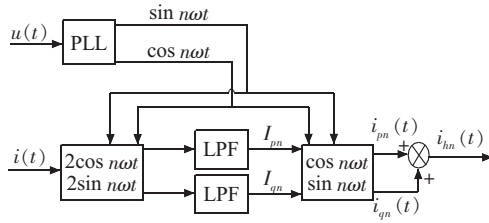


图3 任意高次谐波电流的检测

## 2 仿真及实验研究

在以上的理论分析基础上,本文利用 Matlab 软件,以方波信号为对象对谐波和基波电流的提取进行了仿真分析,提取出基波有功和谐波电流,最后通过实验对方波信号分离出基波和谐波电流。方波信号的幅值为 2 A,周期为 0.02 s,滤波截止频率采用 20 Hz,输入的方波电流和提取出的基波电流如图4所示。谐波电流的频谱图如图5所示。

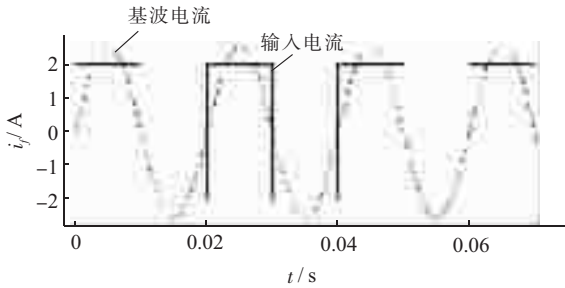


图4 输入的方波和提取出的基波电流

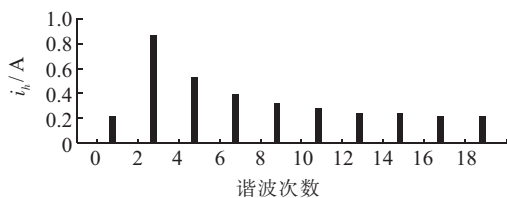


图5 谐波电流的频谱

从图4、图5中可以看出3次谐波含量最大;检测到的谐波电流如图6所示。谐波电流的检测中,对有无锁相环都进行了仿真,均有相同的结果。检测到的3次谐波电流如图7所示,从波形上可以看出其频率是基波的3倍。

在实验中,采用数字芯片 TMS320F240PQA 为工具,使用了锁相环技术,把输入信号经过滞环比较器后

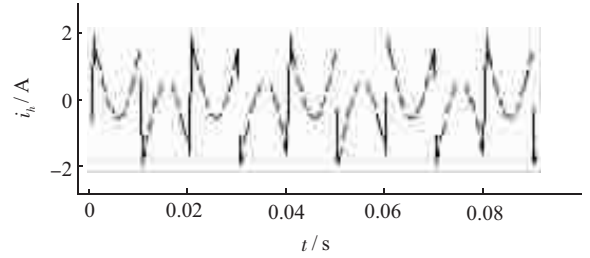


图6 检测到的谐波电流

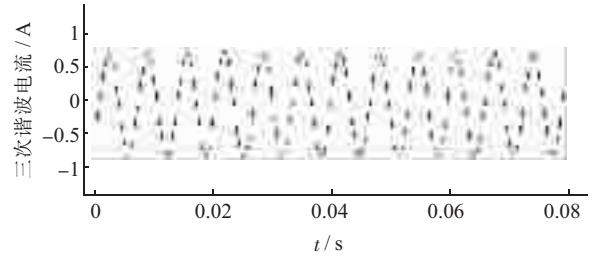


图7 3次谐波电流

得到的高低电平信号送入 Cap1 口,以此来捕获输入信号的上升沿,每当进入 Cap 中断后,立即清零正余弦表的指针,这样得到与电网电压同频同相的正余弦信号。数字滤波器设计中选用二阶的 Butterworth 滤波器,截止频率为 20 Hz。实验波形中,图8为输入的方波信号和检测到的基波电流大小,图9为检测到的谐波电流大小,图10为检测到的3次谐波电流大小,从波形上可以看出,实验和仿真的波形及数值都保持一致,证明了该方法的可行性。

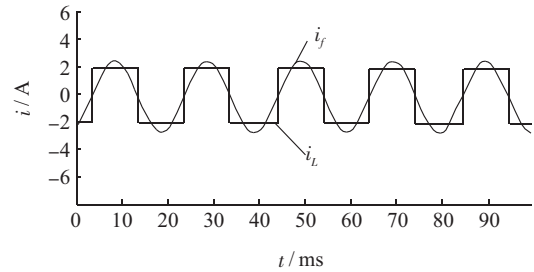


图8 输入的方波信号和检测到的基波电流

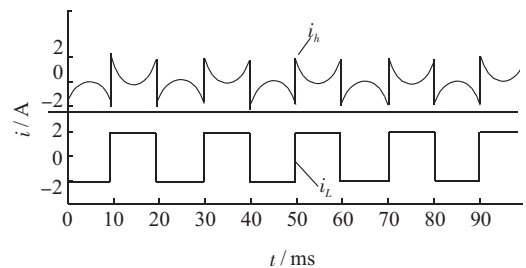


图9 检测到的谐波电流和输入电流

## 3 结束语

本文针对目前单相电路中谐波及无功电流提取方法的一些不足,提出了一种简单可行的检测方法。该方法算法简单,更容易硬件实现。不仅能够检测出瞬时基波有功和无功电流,还能够检测出总的谐波电流或任

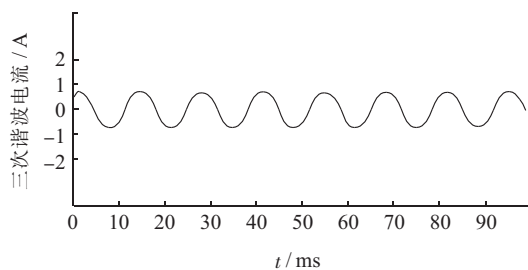


图 10 3 次谐波电流

意一次高次谐波电流。在只检测基波电流和谐波电流时,可以省去锁相环,简化了系统结构和算法,在检测瞬时无功电流时,则要加上锁相环,得到与电网电压同频同相的正余弦信号。这样即使电网电压发生畸变也能准确的检测出谐波和无功电流。最后通过仿真和实验都证明了方法的正确性。该方法在有源滤波器设计、谐波抑制与并网的统一控制和采用无功补偿的方法进行孤岛检测中都很有实用性。

## 参考文献:

- [1] HIROFURRI A. New Trends in Active Filters for Power Conditioning [J]. IEEE Trans. on Ind. Appl, 1996, 32(6):1312-1322.
- [2] 陆秀令,周腊吾. 基于瞬时无功功率的谐波电压检测法[J]. 高电压技术, 2006, 32(1): 88-92.
- [3] 葛玉敏,李宝英,刑硕云. 基于瞬时无功功率理论的单相电路谐波电流检测方法的研究[J]. 电网技术, 2006, 30(1): 225-229.
- [4] 王兆安,李 民,卓 放. 三相电路瞬时无功功率理论的研究[J]. 电工技术报, 1992, 07(3): 55-59.
- [5] 任永峰,李含善,贺 纲,等. 两种单相电路瞬时谐波及无功电流实时检测方法分析[J]. 电力系统及其自动化学报, 2003, 15(1): 95-98.

## 作者简介:

车蓉蓉(1983),女,江苏盐城人,助理工程师,从事励磁调节器科研与开发工作;

徐 蓉(1985),女,江苏高邮人,工程师,从事励磁调节器科研与开发工作。

## A Real-time Detection Method of Harmonic and Reactive Currents for Single-phase Circuit

CHE Rong-rong, XU Rong

(NARI Technology Development Co. Ltd., Nanjing 210016, China)

**Abstract:** To reduce the harmonic pollution in the grid and compensate reactive power to improve power factor, considering the single-phase circuit, the method of detecting the fundamental active, reactive current and harmonic current is carefully researched based on the instantaneous reactive power theory. A method of detecting any high frequency harmonics is put forward. Control of this method is simple and easy to realize. Simulations and experimental studies illustrate the effectiveness and feasibility of this method.

**Key words:** harmonic detection; reactive current; single-phase circuit

(上接第 40 页)

- [9] 高怀平. 多功能电能表的无功计量[J]. 江苏电机工程, 2013, 32(1): 68-70.

陶 军(1956),男,江苏南京人,工程师,从事电测计量检测和管理

工作;  
吕新伟(1975),男,湖南长沙人,工程师,从事电能表的研究和开发

作者简介:

## A Design of Three-phase Smart Meter Based on SoC

TAO Jun<sup>1</sup>, LYU Xin-wei<sup>2</sup>

(1. Jiangsu Electric Power Company, Nanjing 210036, China;

2. Hunan Wasion Group, Changsha 410205, China)

**Abstract:** A three-phase smart meter based on SoC is designed in this paper, using MK30N512VMD100 as the main chip. The main chip build-in ADC is used to sample the voltage and current, realizing electricity metering and calculating through program. On this basis, the function of smart meter is achieved. Using main MCU chip to design three-phase smart meter, the hardware and software design is introduced and a set of design scheme is provided. This scheme can not only improve the stability and reliability of the meter, but also reduce material cost and production cost of its manufacture.

**Key words:** three-phase smart meter; SoC; MK30N512VMD100