

一种数字化实时谐波电流的检测方法

荣大伟,陶 骏,刘正之

(中国科学院等离子物理研究所,合肥 230031)

摘要:提出了一种基于三相瞬时功率理论^[1]的谐波实时检测方法,采用傅立叶变换得到同步信号的锁相技术和平均值滤波技术,大大提高检测响应速度和检测精度。文中给出了检测原理、仿真结果和性能分析。

关键词:瞬时功率理论;平均值滤波器;傅立叶展开;数字锁相

中图分类号:TM333.1 **文献标识码:**B **文章编号:**1001-1390(2004)01-0035-04

A measurement for digital real-time detecting harmonic current

Rong Dawei, Tao Jun, Liu Zhengzhi

(Academy Sciences Institute Plasma Physics, Hefei 230031, China)

Abstract:In this paper, a new approach of harmonic current detecting based on the instantaneous power theory is proposed. Applying with the digital phase-locked based on the Fourier transformation and mean-value Filter, this method has a faster response and a higher precision. There are theoretical analysis and the simulation in the paper.

Key words:instantaneous power theory; integral filter; Fourier expandedness; digital phase lock

0 引言

谐波无功电流的检测近年来有了很大的发展,目前普遍使用的三相电路谐波和无功电流实时检测方法,采用了对系统动态特性影响较大的低通滤波器,使系统在负载电流突变的情况下,无法及时有效地检测出其谐波及无功电流分量。近年提出的自适应检测法^[2]是基于自适应干扰对消的原理,将电压作为参考信号,负载电流作为原始输入,从负载电流中消除与电压波形相同的有功量,经自适应滤波后,得到谐波成分。但是其计算量大。本文基于瞬时功率理论,采用 i_p, i_q 方式并将其变形,再采用平均值滤波,使计算量大大地降低,具有更好的实时性及更优良的动态响应特性。

在实际的系统中,由于各种原因电压会发生不同程度的畸变,为了得到纯正弦、余弦函数值,通常采用锁相技术。将三角函数值做成表格形式存储在计算机内存中,一般采用电压过零检测法对三角函数进行定位,每半个周期过零点都需要重新定义,否则累计误差就会导致错误的结果。这么频繁的的定位不仅影响

了算法的速度,还对电网的原始波形依赖较大,如谐波引起的过零点漂移,整流器负荷引起的换相缺口,都将导致检测结果的错误。本文提出了一种基于傅立叶变换的锁相环,该方法不需要频繁的定位,只要经过一个周期的计算,就能得到同步信号,然后顺序取存储值即可,具有响应快,精度高的特点。

1 检测方法

1.1 原理介绍

设有一三相对称系统,考虑到电压不发生畸变,瞬时电压分别为 e_a, e_b, e_c ,瞬时电流为 i_a, i_b, i_c 。根据瞬时功率理论,将它们变换到 α - β 两相正交坐标系上研究,由下面的变换得到 α, β 两相瞬时电压 e_α, e_β 和瞬时电流 i_α, i_β

$$\begin{aligned} e_a &= U_1 \sin \omega t, & e_b &= U_1 \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ e_c &= U_1 \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{aligned} \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = C_{32} \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = E_{m2} \begin{bmatrix} \sin \omega t \\ -\cos \omega t \end{bmatrix} \quad (2)$$

由瞬时功率定义和(1)式可以得到

$$\begin{bmatrix} i_p \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin\omega t & -\cos\omega t \\ -\cos\omega t & -\sin\omega t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$\begin{bmatrix} i_p \\ i_q \end{bmatrix} = C_{pa} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \end{bmatrix} = C_{pa} C_{23} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = C \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}$$

式中 $C_{pa} = \begin{bmatrix} \sin\omega t & -\cos\omega t \\ -\cos\omega t & -\sin\omega t \end{bmatrix}$ (4)

$C = C_{pa} C_{32}$

$$= \sqrt{\frac{2}{3}} \times \begin{bmatrix} \sin\omega t & \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ -\cos\omega t & -\cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & -\cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (5)$$

对(4)式进行滤波,并作逆变换得

$$\begin{bmatrix} i_f \\ i_{bf} \\ i_{cf} \end{bmatrix} = C^T \begin{bmatrix} i_p \\ i_q \end{bmatrix} \quad (6)$$

式中 i_f, i_{bf}, i_{cf} ——三相基波电流;

$C^T = (C)^{-1}$ ——即 C^T 为 C 的逆换。

1.2 平均值滤波器

本文提出一种通过对实时计算得到的 i_p, i_q 量加一动态滑动窗口(矩形窗长度为 ΔT_w),根据正弦波的周期性积分,变化窗口长度可以得到不同的稳态值。

本文是对 HT-7U 托卡马克系统中电源系统的谐波抑制和无功补偿监测系统的研究,该装置的电源系统主要由晶闸管相控变流器构成,运行时将产生巨大的谐波和无功,主要的特征谐波由 5、7、11、13 等次构成的,设某一交流系统三相对称,被检测的电流为

$$\begin{aligned} i_a &= \sqrt{2} I \sin(\omega t - \phi) + \sqrt{2} \sum_{n=2}^{\infty} I_n \sin(n\omega t - \phi_n) \\ i_b &= \sqrt{2} I \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \phi) \\ &\quad + \sqrt{2} \sum_{n=2}^{\infty} I_n \sin[n(\omega t - \frac{2\pi}{3}) - \phi_n] \\ i_c &= \sqrt{2} I \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3} - \phi) \\ &\quad + \sqrt{2} \sum_{n=2}^{\infty} I_n \sin[n(\omega t + \frac{2\pi}{3}) - \phi_n] \end{aligned} \quad (7)$$

$n=5, 7, 11, 13, \dots$

将上述表达式代入(4)式得到

$$\begin{aligned} i_p &= \left\{ \begin{aligned} &\sqrt{3} I \cos\phi - \frac{1}{\sqrt{3}} \left\{ \sum_{n=2}^{\infty} I_n \cos[(n+1)\omega t - \phi_n] \right. \\ &\quad + I_n \cos[(n+1)(\omega t - \frac{2\pi}{3}) - \phi_n] \\ &\quad \left. + I_n \cos[(n+1)(\omega t + \frac{2\pi}{3}) - \phi_n] \right\} \\ &\quad n=5, 11, 17, \dots \\ &\sqrt{3} I \cos\phi - \frac{1}{\sqrt{3}} \left\{ \sum_{n=2}^{\infty} I_n \cos[(n-1)\omega t - \phi_n] \right. \\ &\quad + I_n \cos[(n-1)(\omega t - \frac{2\pi}{3}) - \phi_n] \\ &\quad \left. + I_n \cos[(n-1)(\omega t + \frac{2\pi}{3}) - \phi_n] \right\} \\ &\quad n=7, 13, 19, \dots \end{aligned} \right. \\ i_q &= \left\{ \begin{aligned} &\sqrt{3} I \sin\phi - \frac{1}{\sqrt{3}} \left\{ \sum_{n=2}^{\infty} I_n \sin[(n+1)\omega t - \phi_n] \right. \\ &\quad + I_n \sin[(n+1)(\omega t - \frac{2\pi}{3}) - \phi_n] \\ &\quad \left. + I_n \sin[(n+1)(\omega t + \frac{2\pi}{3}) - \phi_n] \right\} \\ &\quad n=5, 11, 17, \dots \\ &\sqrt{3} I \sin\phi - \frac{1}{\sqrt{3}} \left\{ \sum_{n=2}^{\infty} I_n \sin[(n-1)\omega t - \phi_n] \right. \\ &\quad + I_n \sin[(n-1)(\omega t - \frac{2\pi}{3}) - \phi_n] \\ &\quad \left. + I_n \sin[(n-1)(\omega t + \frac{2\pi}{3}) - \phi_n] \right\} \\ &\quad n=7, 13, 19, \dots \end{aligned} \right. \quad (8) \end{aligned}$$

上述表达式是由两部分组成,第一项是直流量,第二项为脉动频率为 $6k$ 倍基波频率的暂态分量,在最大暂态分量的周期内积分。若一个工频周期内的采样点数为 L ,那么在 ΔT_w 中的采样点为 $N=50\Delta T_w L$,则

$$\frac{1}{\Delta T_w} \int_t^{t+\Delta T_w} i_p dt = \frac{1}{\Delta T_w} \sum_{k=0}^{N-1} i_{pk} \frac{\Delta T_w}{N} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} i_{pk} \quad (9)$$

$$i_{pk} = i_{pk-1} + \frac{x_i - x_{i-N}}{N} \quad (10)$$

i_{pk} 为计算的平均值, x 为输入数据。

可见对(8)式积分后,即为表达式中的直流部分,由(9)式可得到积分恰恰是窗口内信号的平均值,所以称为平均值滤波。

在实际应用中,用数据采集卡将现场的信号取到计算机中,存入在 PC 机中开辟的内存中,将数据实时取出,在窗口内始终保持着 N 个数据,当有新的数据输入时,把最老的数据除掉,然后求新输入数据的平

均值。

从(8)式可以看到 i_p 、 i_q 的谐波频率为 $6k$ 倍基频 ($k=1, 2, \dots$), 根据三角函数的周期性, 在最小公共谐波周期内对信号进行积分, 在积分周期内该次谐波及频率更高的谐波为零, 结果得到直流量。例如在特征谐波中, i_p 、 i_q 的最低次谐波次数为 6, 因此选择滑动窗口长度为 $\Delta T_w=1/(50 \times 6)s$, 即可将所有谐波在窗口内的积分为零, 从而得到基波分量。

当变流器运行于非理想情况, 会产生非特征谐波, 例如交流侧电压不是平衡的纯正弦电压, 交流侧阻抗不完全相等, 触发脉冲不对称等情况。考虑到这些非理想因素, 变流器的网侧可能出现 3 次及其奇数倍的谐波和偶次谐波, 所以如我们考虑所有谐波都存在的话, 2^{nd} 和 4^{th} 次谐波引起 i_p 、 i_q 中的最低次谐波次数应为 3 次。

若被检测的三相系统不对称, 谐波电流中含有零序分量和负序分量。对零序分量有 $i_0=(i_a+i_b+i_c)/3$, 它将被从各电流中剔除。对于负序分量, 其中 2^{nd} 引起 i_p 、 i_q 的谐波为 1 倍基频。

综合上述情况, 考虑最不理想的状态, 即所有阶次的谐波都存在, 并有负序谐波, 这种情况下谐波窗口长度为 $\Delta T_w=1/(50 \times 6)s$ 。不过上述最恶劣的情况在实际工程中很少出现, 所以选择平均值滤波的相对常规滤波器对其响应速度还是具有很大的优势。

这种滤波器的响应速度是由谐波源的谐波情况决定的, 如果最低谐波的次数越高, 那么跟踪速度就越快, 反之亦然。

1.3 数字锁相

由于非线性负载和电力电子器件的大量使用将导致电网电压发生畸变, 由于在很多地方我们需要纯正弦、余弦信号。一般是通过锁相环(PLL)得到电网电压的同步信号, 传统锁相是基于电压过零的检测方法, 该方法对信号波动特别敏感, 尤其是电源系统的换相缺口。本文提出的数字锁相法的思想是根据傅立叶变换, 得到信号的基波分量。由于现场的模拟信号被转化为数字信号时, 采集系统的时钟不能与电网的保持一致, 且电网的频率本身也有轻微的波动。设电网电压和采集系统的角频率分别为 ω_0 和 ω 。

忽略电压的畸变, 则电压信号表示为

$$u(t) = U_m \sin(\omega_0 t + \varphi) \quad (11)$$

将该函数傅立叶展开成三角函数

$$u(t) = A^* \sin(\omega_0 t) + B^* \cos(\omega_0 t) \quad (12)$$

A^* 、 B^* 为展开系数, 其系数表达式为

$$A^* = \frac{2}{T} \int_{t-T}^t U_m \sin(\omega_0 t) dt \quad B^* = \frac{2}{T} \int_{t-T}^t U_m \cos(\omega_0 t) dt \quad (13)$$

考虑实际采集系统的频率 ω_0 , 则系数表达式为

$$A = \frac{2}{T} \int_{t-T}^t U_m \sin(\omega t) dt \quad B = \frac{2}{T} \int_{t-T}^t U_m \cos(\omega t) dt \quad (14)$$

如果 ω_0 和 ω 之间的差别足够小, A 和 A^* 、 B 和 B^* 近似相等。

这样同步电压为

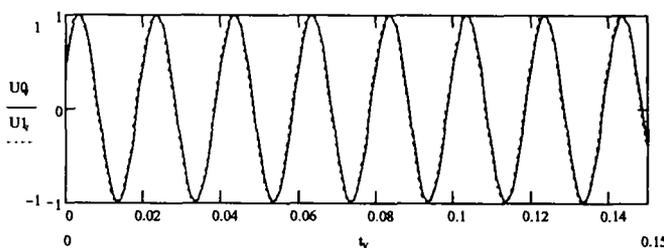
$$u_s(t) = A \sin(\omega t) + B \cos(\omega t) \quad (15)$$

在离散数据处理时有

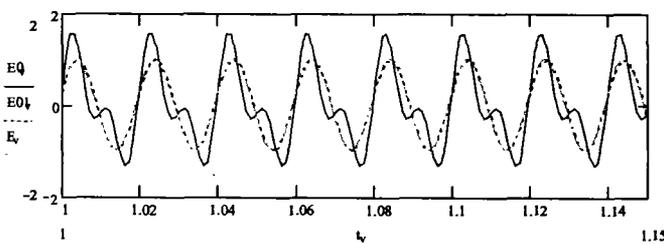
$$A(m) = \frac{2}{N} \sum_{n=-m}^m U_m \sin(2\pi n/N)$$

$$B(m) = \frac{2}{N} \sum_{n=-m}^m U_m \cos(2\pi n/N) \quad (16)$$

其中 $\sin(2\pi n/N)$ 、 $\cos(2\pi n/N)$ 为按采样频率得到一个周期序列值, 再将其预先存储在计算机内, 通过仿真来验证上述方法的正确性。设 $\omega_0=50\text{Hz}$, $\omega=51\text{Hz}$, 图 1 为仿真结果。



(a) 没有畸变时的仿真



(b) 有谐波时的仿真

图 1 傅立叶锁相方法的仿真

图 1(a)中 U_0 表示电网电压无畸变波形, U_1 为计算得到的同步信号;

图 1(b)中 E_0 为畸变波形, E_{01} 为电网电压实际基波, E_s 为计算得到的同步信号。

从仿真结果可以看出, 该方法能够在一个工频周期内计算出同步信号, 在采集系统时钟与电网频率不一致的情况下, 二者基本吻合。

1.4 检测算法与实现

图 2 为基于 i_p 、 i_q 检测算法原理图。将 C 中的正弦、余弦数组存储在 PC 机内, PLL 为锁相环, 产生

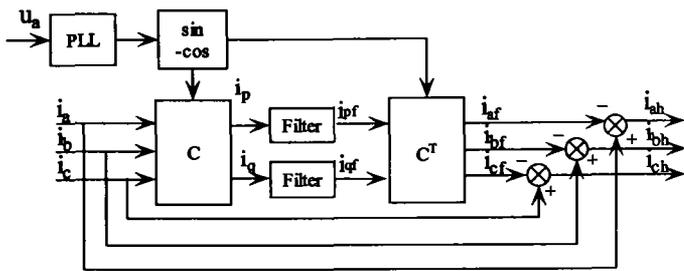


图 2 实时检测电流原理框图

A 相电网电压 e_a 同频同相的正弦余弦信号, 根据定义求得 i_p, i_q , 滤波后, 再根据式(6)得到三相基波电流 i_{af}, i_{bf}, i_{cf} , 进而计算出 i_{ah}, i_{bh}, i_{ch} 。

当要检测无功电流时断开计算的通道, 直接对其进行反变换即可。

2 仿真分析

为验证上述方法的有效性, 本文在 Matlab 软件环境下进行仿真, 假定每个工频周期采样点数为 128。

仿真结果如下: 设电流源在 0.04s 时发生变化突变。图 3 为检测结果, 我们可以看到在 0.04s 时发生突变后, 检测得到的电流在 $1/300=3.3ms$ 后就快速响应, 迅速跟踪上信号的变化, 基本未发生超调现象。

为比较起见, 应用 Butterworth 低通滤波, 截止频率为 20Hz, 仿真结果如图 4。

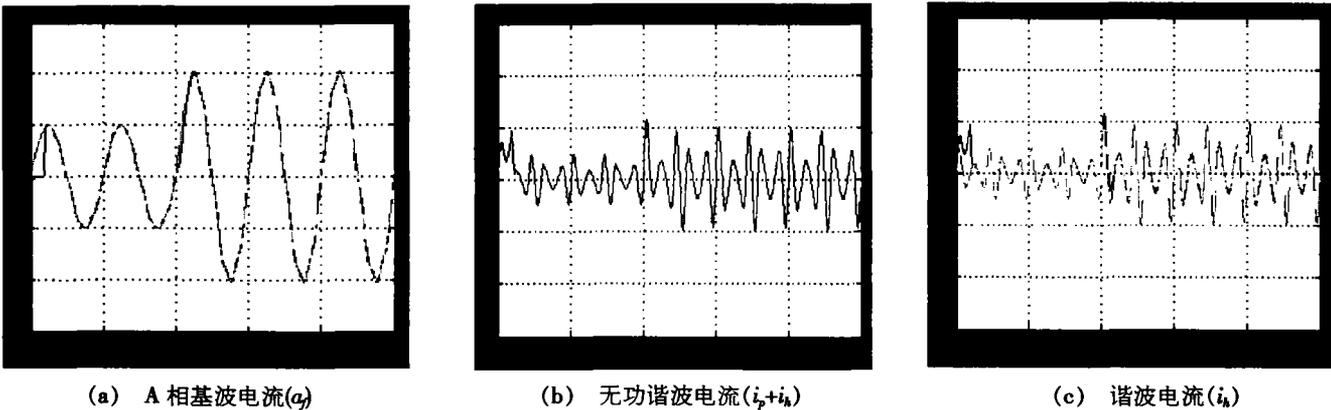


图 3 电流检测的仿真结果

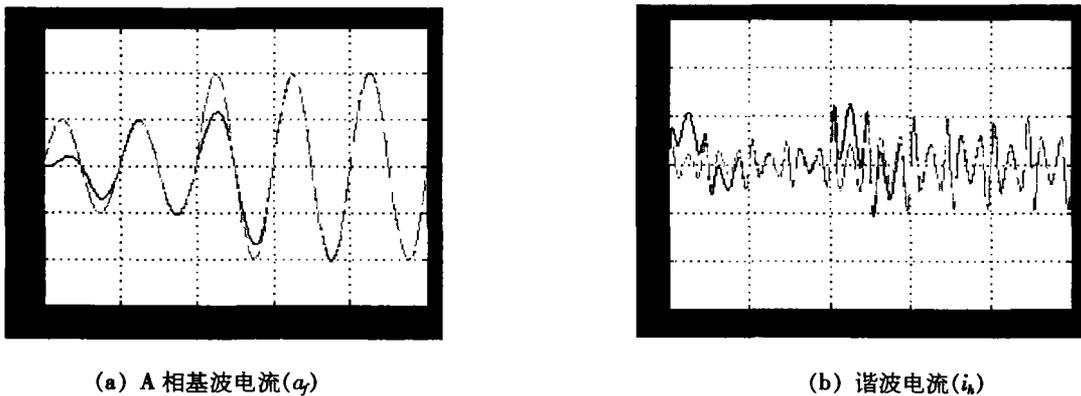


图 4 低通 Butterworth 检测电流的仿真

从图 4 中明显可以看到: 此检测方法的动态响应需要一个工频周期左右, 且发生较明显的超调现象。

3 结论

基于瞬时功率理论瞬时电流检测法, 改变滤波方式, 能够快速有效地检测出基波、谐波及谐波无功电流, 对于负载不平衡导致的零序、负序电流均有很好的检测效果。采用的数字锁相技术, 使检测的精度可以不受电网电压波动或者畸变的影响, 具有很好的实用性。

- [1] 王兆安, 杨君, 刘进军. 谐波抑制和无功功率补偿[M]. 机械工业出版社, 1998.
- [2] 王群, 吴宁, 王兆安. 神经元自适应谐波电流检测系统的仿真研究[J]. 西安交通大学学报, 1999.
- [3] 陶骏. HT-7U 高功率电源系统无功功率补偿与谐波抑制的研究[M]. 中科院等离子体物理研究所, 2001.
- [4] FUNG I.TSENG. A Novel Window for Harmonic Analysis[J]. IEEE Trans. VOL. ASSP-29, NO. 2, APRIL 1981.

第一作者简介:

荣大伟(1979-), 女, 硕士研究生, 从事自动控制研究。

收稿日期: 2003-10-04

(郭松林 编发)

参 考 文 献: