

一种改进谐波检测算法的实现

靳希¹, 董立骏², 吴世敏¹, 龚蓓蓓³

(1. 上海电力学院电力工程系, 上海 200090; 2. 上海大学自动化系, 上海 200072;
3. 上海联欣科技发展有限公司, 上海 200070)

摘要: 为了有效解决有源电力滤波器谐波检测中传统数字低通滤波器具有延时大的缺点, 提出了一种可代替传统数字低通滤波器算法的移动窗积分算法。通过仿真比较分析, 并搭建实际硬件平台对移动窗积分算法进行实验验证。实验结果表明, 移动窗积分法具有延时短、易实现且积分窗的长度可根据要求进行修改等优点, 便于满足谐波检测的要求。因此, 该改进谐波检测算法是正确可行的。

关键词: 谐波检测; 数字低通滤波器; 移动窗积分法

Implementation of an improved method of harmonic current detection

JIN Xi¹, DONG Li-jun², WU Shi-min¹, GONG Bei-bei³

(1. Dept of Electrical Engineering, Shanghai University of Electric Power, Shanghai 200090, China;
2. Dept of Automation, Shanghai University, Shanghai 200072, China; 3. Shanghai Linkin Science & Technology Development Co.Ltd, Shanghai 200070, China)

Abstract: In order to effectively solve the problem of time lag of low-pass filter in the active power filter, this paper proposes to adopt slipped-window integrator to substitute the conventional low-pass filter in harmonic current detection. By means of simulation and setting up platform, the proposed harmonic detection method is verified. Results show that slipped-window integrator method has the advantage of short time lag, and the length of window can be modified according to the requirement of harmonic detection. The improved method of harmonic detection is correct and can be put into use.

This work is supported by National Natural Science Foundation of Shanghai (No. 05ZR14066).

Key words: harmonic detect; low-pass digital filter; slipped-window

中图分类号: TM774 文献标识码: A 文章编号: 1674-3415(2010)03-0039-04

0 引言

随着电力电子装置的广泛应用, 电网中的谐波问题日益严重。如何准确、实时地检测电网畸变电流的谐波分量是决定有源电力滤波器补偿性能的重要环节。目前电流检测的方法主要采用基于瞬时无功率理论的 i_p-i_q 算法。在这种方法中需要对有功、无功电流进行低通滤波以得到其相应的直流分量。然而, 传统数字低通滤波器具有延时较大, 容易产生振荡发散且参数修改困难等缺陷。因此, 本文在设计数字低通滤波器时, 重点考虑解决数字低通滤波器的延时问题, 并提高其工作的可靠性、稳定性。实验结果表明本文所提出的采用移动窗积分法代替传统数字低通滤波器是正确可行的。

基金项目: 上海市自然科学基金资助项目(05ZR14066);
上海市教委重点学科建设项目(J51301)

1 i_p-i_q 谐波检测方法

假设三相电网电压对称、无畸变, 各相电压瞬时值为 e_a, e_b, e_c , 各相电流瞬时值为 i_a, i_b, i_c , 将它们经三相-两相变换, 变换到两相正交的 $\alpha-\beta$ 坐标系上, 得到 α, β 两相瞬时电压 e_α, e_β 瞬时电流 i_α, i_β 。

根据文献[1]的定义可得:

$$\begin{bmatrix} i_p \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin \omega t & -\cos \omega t \\ -\cos \omega t & -\sin \omega t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin \omega t & -\cos \omega t \\ -\cos \omega t & -\sin \omega t \end{bmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = CC_{32} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

式(1)即为有源电力滤波器 i_p-i_q 谐波电流算法。其原理如图 1 所示。

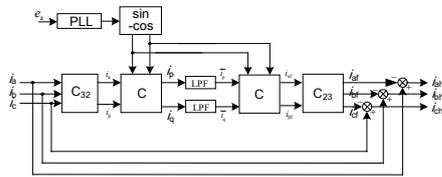
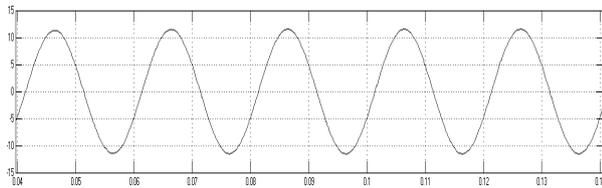


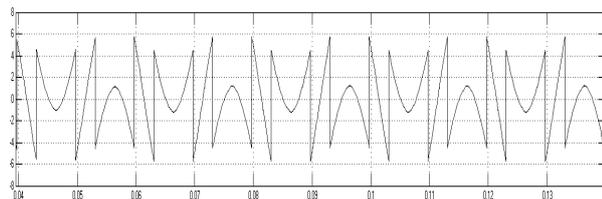
图1 i_p-i_q 运算方式原理图

Fig.1 Schematic diagram of i_p-i_q method

由式(1)可得三相电路瞬时有功电流和瞬时无功电流 i_p, i_q ，然后需经低通滤波器得到 \bar{i}_p, \bar{i}_q 的直流分量 \bar{i}_p, \bar{i}_q ，因为 \bar{i}_p, \bar{i}_q 是由 i_{af}, i_{bf}, i_{cf} 产生，因此由 \bar{i}_p, \bar{i}_q 可计算出三相电流的基波分量如图 2(a)所示。然后将三相电流减去其基波分量便可得三相电流的谐波分量如图 2(b)所示。



(a)负载电流基波分量



(b) 负载电流谐波分量

图 2 仿真波形

Fig.2 Simulation waveform

2 谐波检测数字低通滤波器设计

2.1 传统数字低通滤波器

数字IIR型低滤波器的类型、阶数和截止频率直接影响谐波电流检测法的检测精度和动态响应速度。与其他IIR型滤波器相比，Butterworth滤波器具有良好的线性相位、衰减斜率等特性。因此，通常选取截止频率小于50 Hz的Butterworth滤波器。大量仿真结果表明，二阶Butterworth IIR 型滤波器的幅值响应特性最好，在通带内衰减最快，在阻带内呈最平特性。采用二阶Butterworth IIR型滤波器可得到信号的直流分量，采用截止频率为20~40 Hz的二阶Butterworth滤波器可获得较好的检测效果。本文设计的二阶Butterworth滤波器其传递函数如下：

$$H(Z) = G \frac{b_0 + b_1 Z^{-1} + b_2 Z^{-2}}{1 + a_1 Z^{-1} + a_2 Z^{-2}} \quad (2)$$

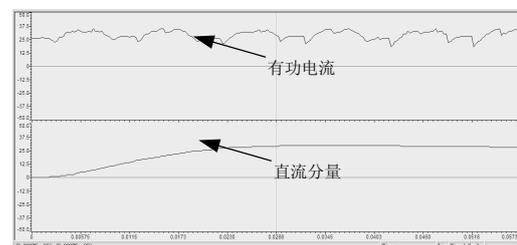
式中： G 为传递函数增益； b_0, b_1, b_2, a_1, a_2 为传递函数的系数。

给定参数为：采样频率为 4 k，截止频率分别为 20 Hz、30 Hz 通过 Matlab 数字滤波器设计工具。可得系数值如下： $f_c=20$ Hz 时， $G=0.000\ 24, b_0=1, b_2=2, b_3=1, a_1=-1.955\ 578, a_2=0.956\ 543, f_c=30$ Hz 时， $G=0.000\ 54, b_0=1, b_2=2, b_3=1, a_1=-1.933\ 380, a_2=0.935\ 528$ 。

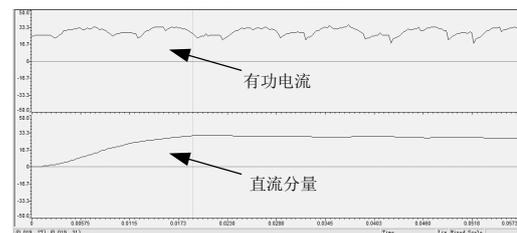
在谐波电流检测法中，采用Butterworth低通滤波器时主要存在如下问题：

(1) 实际的低通滤波器要实现纯直流滤波是不可能的，低次谐波会影响滤波器的输出波形，输出的纹波会降低检测方法的精度。

(2) 谐波频率越高，数字滤波器的延时越大。低通滤波器固有的延时将使暂态过程的检测结果中含有基波有功分量，影响检测方法的准确性，且1~2个电源周期的检测延时不能较好地满足有源电力滤波器谐波电流检测法对实时性的要求。如图3可知，随着截止频率的降低，数字低滤波器的延时明显增加。



(a) $f_c=20$ Hz时波形



(b) $f_c=30$ Hz时波形

图3 CCS中波形

Fig.3 Waveform in CCS

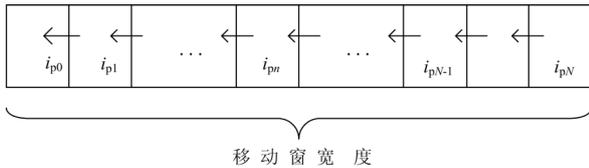
(3) IIR 型滤波器的缺点是其传递函数存在极点，可能引起振荡、发散等情况，从而影响检测的可靠性。

2.2 移动窗数据积分法实现数字滤波

在实时控制中，存在延时问题是传统数字低通滤波器最大的不足，尤其当要求滤波器截止频率很

低的时候, 这样不但延时大大增加, 而且很容易产生振荡, 从而影响检测的实时性和可靠性。实际上, 根据实际采样的数据格式, 采用移动窗积分法可弥补上述不足。假设各路采样信号在每个周期中的采样点数为 N , 当一个周期结束后, 下一个周期的起始点将上一个周期的第一点覆盖, 即每次采样只覆盖缓冲区中一个数据, 其余 $N-1$ 个数据没有变化。即数据缓冲区中始终保留最“新”的 N 个数据。移动窗的数据结构如图4所示, 具体算法见式(3)。

$$y(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(k-n) = \frac{1}{N} [x(k-N+1) + \dots + x(k)] \quad (3)$$

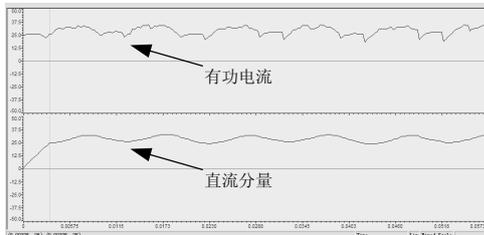


移动窗宽度

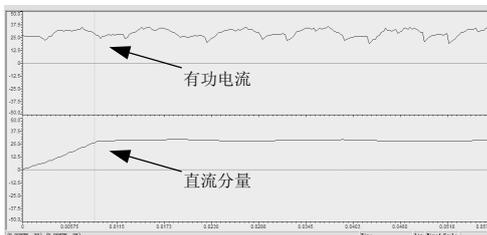
图4 移动窗数据结构

Fig.4 Structure of slipped-window

由图5(a)可知, 当数据窗长度为15时, 响应速度非常快, 但此时的滤波效果并不理想, 经滤波后的直流分量中仍含有交流分量。而当数据窗长度增加至40时, 如图5(b)所示, 交流分量已基本被滤除, 而且响应时间只略有增加, 与当截至频率为20 Hz时的滤波结果对照。显然, 两者的滤波结果相当, 即均可能满足谐波检测的要求, 但是当采用移动窗积分法的响应时间仅为截至频率为20 Hz的二阶Butterworth滤波器的1/3。



(a) 窗口长度为15时的波形



(b) 窗口长度为40时的波形

图5 移动窗数据积分法

Fig.5 Method of slipped-window

因此, 移动窗积分法的优点为: 采样点越多, 计算精度越高; 计及高次谐波的影响时, 采样点数增多, 计算量并没有增加; 在保证计算精度的前提下, 为适应多周期采样、消除同步采样误差, 可调整移动窗的宽度; 以平均功率为理论基础, 计算延

时不超过1个工频周期。

3 实验验证

图6为实际硬件结构, 其中非线性负载为三相二极管整流电路带纯电阻负载, 电网电压通过三相调压器降压约85 V, 相电流约1.4 A。图7为非线性负载a相电流波形和FFT频谱分析结果, 上曲线是电流波形, 下曲线是其FFT频谱, 由图可知5次谐波与基波的幅度差为-13.125分贝, 经计算得出5次谐波的幅值为基波的22.07%左右。经示波器测量得到7、11、13次谐波与基波的幅度差分别为-18.75、-21.25、-24.375分贝, 计算得7、11、13次谐波的幅值分别为基波的11.5%、8.66%、6.04%左右。

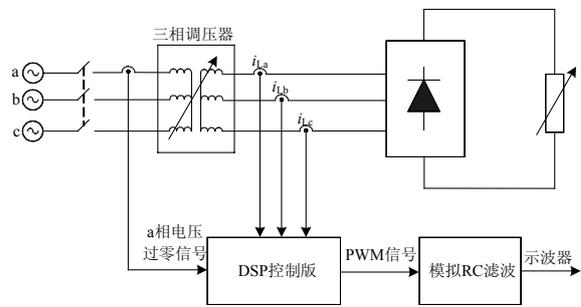


图6 谐波检测硬件结构图

Fig.6 Diagram of the hardware of harmonic detection

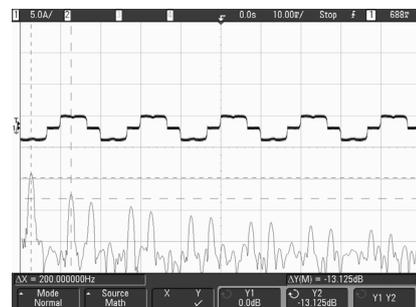


图7 a相电流波形及FFT频谱

Fig.7 Current of phase-a and FFT spectrum

图8为CCS内存数据图形显示工具得到的a相谐波指令信号。然后在用该指令信号去和三角载波进行调制, 得到的PWM波形和RC滤波后的波形如图9(a)所示。图9(b)为a相指令信号波形及其FFT频谱分析结果, 从FFT频谱中可看出, 指令信号中已不再有负载电流的基波分量, 仅含有5、7、11、13等次谐波分量。同时, 从图9(c)中可以看出a、b两相谐波指令信号在相位上互差120°(c相谐波指令信号波形未在图中显示, 经检测, 其实际波形与b相也互差120°)。因此, 由DSP计算得到的谐波指令信号是正确的。

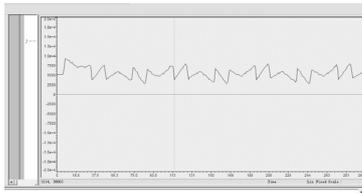
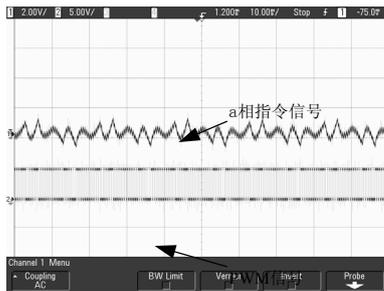
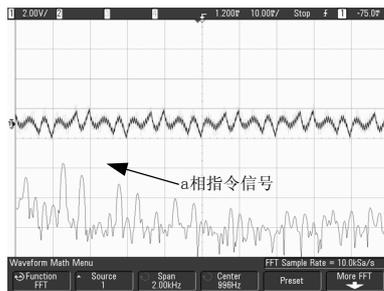


图8 a相谐波指令信号

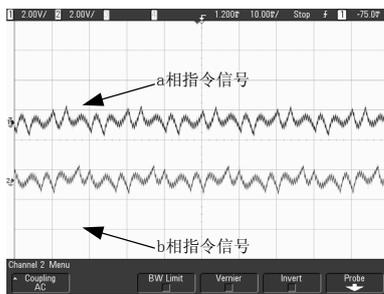
Fig.8 Harmonic reference signal of phase-a



(a) a相谐波指令信号及PWM信号



(b) a相谐波指令信号及FFT频谱



(c) a相、b相谐波指令信号

图9 实验波形

Fig.9 Experimental waveform

4 结论

与传统数字低通滤波器相比, 移动窗积分法的计算量较少, 当采样点较多时, 仍可保持较高的采样精度和采样速度。当负载突变时, 移动窗积分法可在小于1个工频周期的时间内快速跟踪负载电流的变化, 改善了传统的谐波电流检测法的暂态性能。同时消除了传统数字低通滤波器由于极点而引起振荡、发散等情况。通过实验验证, 结果表明本文所提出的移动窗数据积分法谐波电流实时检测方法具有计算量小、检测精度高、实时性好等优点。

参考文献

[1] 王兆安, 杨君. 谐波抑制和无功功率补偿[M]. 北京: 机械工业出版社, 1998. 209-218.
WANG Zhao-an, YANG Jun. Harmonics Suppression and Reactive Power Compensation[M]. Beijing: China Machine Press, 1998. 209-218.

[2] Akagi H, Kanazawa Y. Instantaneous Reactive Power Compensators Comprising Switching Devices without Energy Storage Components[J]. IEEE Trans Ind Appl, 1984, 20(3): 625-630.

[3] Peng F Z, Akagi H. Compensation Characteristics of the Combined System of Shunt Passive and Series Active Filters[J]. IEEE Trans Ind A, 1993, 29(1): 144-151.

[4] Pan Ching-Tsai, Chang Ting-Yu. An Improved Hysteresis Current Controller for Reducing Switching Frequency[J]. IEEE Trans on Power Elect, 1994, 9(1): 97-105.

收稿日期: 2009-03-04; 修回日期: 2009-03-23

作者简介:

靳希(1947-), 男, 教授, 主要从事电力系统稳定与控制, 数字信号处理; E-mail:jinxiche@126.com

董立骏(1983-), 男, 硕士研究生, 主要从事电力电子技术方面的研究。

Hangzhou: Zhejiang University Press, 1993.

收稿日期: 2009-03-03; 修回日期: 2009-05-31

作者简介:

卓芳(1985-), 女, 硕士研究生, 主要研究方向为电力系统及其自动化; E-mail: tableno1@126.com

高仕斌(1963-), 男, 教授, 博士生导师, 主要从事牵引供电系统继电保护和故障测距方面的科研和教学工作。

(上接第23页 continued from page 23)

ZHOU Shuo, GUO Li-jie, WU Bo-sheng. Relation Between Condition Number and Iteration Degrees in Jacobi Iteration Pretreatment[J]. Journal of Northeast China Institute of Electric Power Engineering, 2003, 23(6): 57-60.

[8] 韩祯祥. 电力系统分析[M]. 杭州: 浙江大学出版社, 1993

HAN Zhen-xiang. Power System Analysis[M].