故障电流中衰减直流分量的滤波算法研究

幸晋渝[1,2], 刘 念[1], 郝江涛[1], 陈 卓[1], 薄丽雅[1]

(1. 四川大学电气信息学院,四川 成都 610065; 2. 成都理工大学工程技术学院自动化系,四川 乐山 614007)

摘要: 在电力系统中,任何故障或扰动都会使得系统中出现衰减直流分量,它将影响继保装置的测量精度。该文通过引入一组滤波算子,实现了衰减直流分量参数的在线计算,并在此基础上说明了信号基波和谐波分量的计算方法。该算法的数据窗只需要一个基波周期,具有很好的快速性,理论上是一种精确算法。对传统DFT算法和本文算法的仿真结果表明了这种算法的有效性。

关键词: DFT; 衰减直流分量; 滤波算子; 谐波

中图分类号: TM744 **文献标识码**: A **文章编号**: 1003-4897(2005)13-0010-03

0 引言

在电力系统中,离散傅里叶变换(DFT)是微机继电保护算法中广泛采用的算法。全波傅氏算法具有很好的滤波性能,常被用来计算信号的基波及谐波分量。但是当电网发生故障或扰动时,将出现暂态过程,产生衰减直流分量。由于衰减直流分量是非周期信号,具有很宽的频谱,它将影响傅氏算法的精度[1]。

目前,处理这一问题有多种补偿算法。文献[2~4]提出的算法需要在全周傅氏算法的基础上增加采样点,降低了计算速度。本文通过引入一组正交滤波算子计算出衰减直流分量的参数(幅值 I_0 和时间常数 τ),求出各采样点处衰减直流分量的大小,基波和谐波分量通过两次DFT结果的差值求出。它不需要增加数据窗的长度,速度较快,精度高。仿真结果表明了这种算法的正确性和有效性。

1 衰减直流分量的参数计算

以故障时的电流信号为例,设故障电流信号表达式为:

$$i = I_0 e^{-t/\tau} + \sum_{k=1}^{l} I_k \sin(k\omega t + \phi_k) \tag{1}$$

式(1)中,I_0 为衰减直流分量的幅值;τ 为衰减直流分量时间常数;I_k 为 k 次谐波分量幅值;ω 为正弦信号基波角频率;ϕ_k 为 k 次谐波初相位。

对该电流信号每基波周期 T 采样 N 次,采样周期为 T_0 ($T_0 = T/N$),则第 n 次的采样值为:

$$i_n = I_0 e^{-nT_0/\tau} + \sum_{k=1}^{l} I_k \sin(nk\omega T_0 + \phi_k) \tag{2}$$

用各次谐波的和可表示为如下形式:

$$i_n = i_n^{(0)} + i_n^{(1)} + i_n^{(2)} + \cdots + i_n^{(l)} \tag{3}$$

式(3)中,$i_n^{(0)}$ 为衰减直流分量的第 n 个采样值,$i_n^{(1)} \sim i_n^{(l)}$ 分别表示 $1 \sim l$ 次谐波分量在第 n 次的采样值。引入一组滤波算子 $\beta_1 \sim \beta_m$ 对采样值作如下运算:

$$X = \sum_{n=1}^{m} \beta_n i_n = \sum_{n=1}^{m} \beta_n i_n^{(0)} + \sum_{n=1}^{m} \beta_n i_n^{(1)} + \cdots + \sum_{n=1}^{m} \beta_n i_n^{(l)} \tag{4}$$

选取适当的滤波算子 $\beta_1 \sim \beta_m$,使对任意的 k ($1 \le k \le l$),都有下式成立:

$$\sum_{n=1}^{m} \beta_n i_n^{(k)} = 0 \tag{5}$$

则式(4)的计算结果中就不含基波及高次谐波分量,只包含衰减直流分量。

下面分析滤波算子 $\beta_1 \sim \beta_m$ 的计算方法。

对 k 次谐波有:

$$i_n^{(k)} = I_k \sin(kn\omega T_0 + \phi_k) = I_k \cos\phi_k \sin(kn\omega T_0) + I_k \sin\phi_k \cos(kn\omega T_0) \tag{6}$$

将式(6)带入式(5),可得:

$$\left[\beta_1 \sin\left(\frac{2\pi}{N}\cdot k\cdot 1\right) + \beta_2 \sin\left(\frac{2\pi}{N}\cdot k\cdot 2\right) + \cdots + \beta_m \sin\left(\frac{2\pi}{N}\cdot k\cdot m\right)\right] I_k \cos\phi_k + \left[\beta_1 \cos\left(\frac{2\pi}{N}\cdot k\cdot 1\right) + \beta_2 \cos\left(\frac{2\pi}{N}\cdot k\cdot 2\right) + \cdots + \beta_m \cos\left(\frac{2\pi}{N}\cdot k\cdot m\right)\right] I_k \cdot \sin\phi_k = 0 \tag{7}$$

为使式(7)在任意 I_k、ϕ_k 值时都成立,必有下面的方程组成立:

$$\begin{cases} \beta_1 \sin(\frac{2\pi}{N} \cdot k \cdot 1) + \beta_2 \sin(\frac{2\pi}{N} \cdot k \cdot 2) + \cdots + \\ \quad \beta_m \sin(\frac{2\pi}{N} \cdot k \cdot m) = 0 \\ \beta_1 \cos(\frac{2\pi}{N} \cdot k \cdot 1) + \beta_2 \cos(\frac{2\pi}{N} \cdot k \cdot 2) + \cdots + \\ \quad \beta_m \cos(\frac{2\pi}{N} \cdot k \cdot m) = 0 \end{cases} \tag{8}$$

当 k 从 1 取到 l 时,要满足式(5),则有

$$\begin{bmatrix} \sin(\frac{2\pi}{N} \cdot 1 \cdot 1) & \sin(\frac{2\pi}{N} \cdot 1 \cdot 2) & \cdots & \sin(\frac{2\pi}{N} \cdot 1 \cdot m) \\ \cos(\frac{2\pi}{N} \cdot 1 \cdot 1) & \cos(\frac{2\pi}{N} \cdot 1 \cdot 2) & \cdots & \cos(\frac{2\pi}{N} \cdot 1 \cdot m) \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ \sin(\frac{2\pi}{N} \cdot l \cdot 1) & \sin(\frac{2\pi}{N} \cdot l \cdot 2) & \cdots & \sin(\frac{2\pi}{N} \cdot l \cdot m) \\ \cos(\frac{2\pi}{N} \cdot l \cdot 1) & \cos(\frac{2\pi}{N} \cdot l \cdot 2) & \cdots & \cos(\frac{2\pi}{N} \cdot l \cdot m) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \beta_1 \\ \beta_2 \\ \cdots \\ \beta_m \end{bmatrix} = 0 \tag{9}$$

式(9)中共有 $2l$ 个方程,m 个待求的滤波算子,由于等式右边全为 0,欲求唯一解,要满足条件 $m \geq 2l+1$(可取 $m = 2l+1$)。实时计算中,为提高算法快速性,可离线计算出滤波算子的各分量。当确定信号中最高次谐波分量的次数 l 后(高于 l 次的谐波可用前置抗混叠低通滤波器滤除),滤波算子个数随之确定。在知道每周期采样点数 N 的情况下,由式(9)即可预先算出滤波算子各分量大小。

将解出的滤波算子代入式(4)得:

$$X_1 = \sum_{n=1}^{m} \beta_n i_n = \sum_{n=1}^{m} \beta_n i_n^{(0)} = \sum_{n=1}^{m} \beta_n I_0 \mathrm{e}^{-nT_0/\tau} \tag{10}$$

上式中有两个未知量(I_0 和 τ),因此还需要一个方程才能求得确定解。将采样点后移一步,即以第 2～$m+1$ 个采样数据代入式(4),可得下面的方程:

$$X_2 = \sum_{n=1}^{m} \beta_n i_{n+1} = \sum_{n=1}^{m} \beta_n I_0 \mathrm{e}^{-(n+1)T_0/\tau} \tag{11}$$

以式(10)除以式(11)得:

$$\frac{X_1}{X_2} = \frac{\sum_{n=1}^{m} \beta_n \mathrm{e}^{-nT_0/\tau}}{\sum_{n=1}^{m} \beta_n \mathrm{e}^{-(n+1)T_0/\tau}} = \mathrm{e}^{T_0/\tau} \tag{12}$$

从式(12)可以看出,右端的值只与时间常数 τ 有关。为了提高衰减直流分量的计算速度,可预先离线计算得到 X_1/X_2 与 τ 的对应关系并以表格形式保存在存储器中,在计算出 X_1、X_2 及 X_1/X_2 后,通过查表可快速获得 τ 的大小,将 τ 代入式(10)可计算出衰减直流分量的幅值。

2　衰减直流分量的消除

求出 I_0 和 τ 之后,根据 $i_n^{(0)} = I_0 \mathrm{e}^{-nT_0/\tau}$ 可以得到各采样时刻的衰减直流分量的数值,对于基波和谐波分量的计算可采用下面的方法。

以基波为例分析,首先由采样值直接按下式算出信号基波分量:

$$dft_1 = \frac{2}{N} \sum_{n=1}^{m} i_n \times j \times \mathrm{e}^{-jn\omega T_0} \tag{13}$$

式(13)中,dft_1 为对应于采样值的全波傅氏变换结果中的基频部分,N 为一个基波周期中的采样点数。显然衰减直流分量也会出现在 dft_1 中,由于各采样时刻衰减直流分量的值已经求出,因此对求出的衰减直流分量序列也做一次全波傅氏变换,计算公式如下:

$$dft_1^{dc} = \frac{2}{N} \sum_{n=1}^{m} I_0 \mathrm{e}^{-nT_0/\tau} \times j \times \mathrm{e}^{-jn\omega T_0} \tag{14}$$

式(14)中,dft_1^{dc} 为衰减直流分量序列相应于基频的傅氏变换的值。以式(13)减去式(14)得:

$$dft_1' = dft_1 - dft_1^{dc} \tag{15}$$

其中:dft_1' 即是对应于输入信号中基波分量的傅氏变换的值,进一步可算出信号的幅值和相位。谐波分量的计算可按类似方法实现。

3　仿真计算

为验证该滤波算法的有效性,采用 MATLAB6.5 对该算法进行了仿真分析。设被测信号为:

$$i(t) = 20\mathrm{e}^{-t/0.03} + 20\sin\omega t + 3\sin(2\omega t + 40°) + 10\sin(3\omega t + 30°) + 5\sin(5\omega t + 65°)$$

为便于采用 FFT 算法,每周期采样点数 N 取为 32,采样频率 1 600 Hz,假定前置抗混叠滤波器已滤除 7 次以上谐波,则信号中最高谐波次数为 6,滤波算子个数应设为 13,它们的值可按方程组(9)计算,令 $\beta_1 = 10$,计算结果见表 1。

将表 1 中的数据代入式(10)、(11)、(12),联立求解,可得 $I_0 = 20$ A,$\tau = 30$ ms。信号中的各次谐波

幅值、相位计算结果见表 2、表 3。

表 1 滤波算子的取值

Tab. 1 Value of filter operator

β_1	β_2	β_3	β_4	β_5	β_6	β_7
10	- 8.76	374.7	- 1 029.2	2 022	- 2 982.7	3 387.1
β_8	β_8	β_{10}	β_{11}	β_{12}	β_{13}	
- 2 982.7	2 022	- 1 029.2	374.7	- 8.76	10	

表 2 幅值计算结果

Tab. 2 Results of magnitude calculation A

	基波	二次谐波	三次谐波	五次谐波
实际值	20	3	10	5
传统 DFT	23.062	4.469	11.04	5.542
本文算法	20.000	3.000	10.000	5.000

表 3 相位计算结果

Tab. 3 Results of phase calculation (°)

	基波	二次谐波	三次谐波	五次谐波
实际值	0	40	30	65
传统 DFT	1.566	31.204	28.937	61.059
本文算法	0.000	40.000	30.000	65.000

可以看出,该算法准确度相当高。衰减直流分量参数计算只需 14个采样点的数据,需时不到半个基波周期,全部计算过程也只需一个周期数据,具有很好的快速性。

4 结论

本文引入滤波算子实现对衰减直流分量参数的快速计算,通过两次 DFT变换精确算出信号中的各频率成分,该算法对系统时间常数不敏感,理论上是一种精确算法,适用于各种故障情况。数据窗只需要一个基波周期,算法快速性较好。由于算法要求对信号同步采样,可采用硬件频率跟踪的方法解决。利用高性能数字信号处理器实现本算法,有较好的实用价值。

参考文献:

[1] Benmouyal G. Removal of DC-offset in Current Waveforms Using Digital Mimic Filter [J]. IEEE Trans on Power Delivery, 1995, 10: 621-630.

[2] 熊岗, 陈陈. 一种能滤除衰减直流分量的交流采样新算法 [J]. 电力系统自动化, 1997, 21(2): 24-26.
XIONG Gang, CHEN Chen. A Novel Alternating Current Sampling Algorithm for Filtering Decaying Direct Current Component[J]. Automation of Electric Power Systems, 1997, 21(2): 24-26.

[3] 黄恺, 孙苓生. 继电保护傅氏算法中滤除直流分量的一种简便算法 [J]. 电力系统自动化, 2003, 27(4): 50-52.
HUANG Kai, SUN Ling-sheng. A Compact Algorithm for Filtering Decaying DC Component in Relay Protection Fourier Algorithm [J]. Automation of Electric Power Systems, 2003, 27(4): 50-52.

[4] 侯有韬, 张举. 一种滤除衰减直流分量的快速算法 [J]. 继电器, 2004, 32(6): 6-8.
HOU You-tao, ZHANG Ju. A Fast Algorithm for Decaying DC Component Filtration[J]. Relay, 2004, 32(6): 6-8.

收稿日期: 2004-10-14; **修回日期**: 2004-11-05

作者简介:

幸晋渝 (1971 -),男,讲师,硕士研究生,研究方向为电气设备运行监测和故障诊断新技术; E-mail: xjy615@126.com

刘 念 (1956 -),男,博士,教授,从事电气设备运行监测和故障诊断新技术研究。

Research of decaying DC removal algorithms in fault current

XING Jin-yu[1,2], LIU Nian[1], HAO Jiang-tao[1], CHEN Zhuo[1], BO Li-ya[1]

(1. Dept of Electrical Engineering, Sichuan University, Chengdu 610065, China;

2. Engineering & Technical College, Chengdu University of Technology, Leshan 614007, China)

Abstract: Decaying DC offsets are generated following any faults or disturbances in an electric power system, and the measure accuracy of digital relay devices is affected. In this paper, a group of filter operator is introduced to estimate the parameter of decaying DC component online. A technique to calculate the fundamental frequency and harmonics component in the signal is proposed based on evaluation of the decaying DC offsets. The data windows just need one fundamental cycle, so this technique has high speed. In theory, the proposed technique is an accurate algorithm. Simulation results adopted traditional DFT and the proposed technique show the effectiveness of the proposed technique.

Key words: DFT; decaying DC offsets; filter operator; harmonics