

一种滤除衰减直流分量的电流估计新算法

张小鸣, 费雨胜

(常州大学信息科学与工程学院, 江苏 常州 213164)

摘要: 电力系统的故障电流中存在指数函数型衰减直流信号, 直接采用离散傅里叶变换(DFT)算法测量基波电流的误差较大。提出一种从故障电流信号中消除衰减直流分量的新算法, 基于纯正弦波信号在一个全波周期积分为零、而指数衰减信号在一个全波周期积分不为零的原理, 用一个全波周期加前一个采样周期的采样数据, 就能精确估计出指数函数型衰减直流信号的幅值和时间常数。每个采样数据减去衰减直流分量偏移量后, 用全波 DFT 算法就可精确估计故障电流。在 Matlab 仿真平台上, 进行综合仿真试验表明: 所提算法测量精度高, 易于用 DSP 实现, 可应用到基于 DSP 的数字继电保护装置中。

关键词: 衰减直流分量; 故障电流; DFT; 数字继电保护; 估计

A new current estimation algorithm to filter decaying DC component

ZHANG Xiao-ming, FEI Yu-sheng

(School of Information Science and Engineering, Changzhou University, Changzhou 213164, China)

Abstract: The decaying DC signals with exponential function occur in fault currents of power system, so direct use of discrete Fourier transform (DFT) algorithm for fundamental current measurement results in big errors. This paper presents a new algorithm to eliminate the decaying DC component from fault currents. This algorithm is based on the principle that a purely sinusoidal signal is integrated into zero over a full cycle of its fundamental frequency and an exponential decaying signal has nonzero integrating value. The sampled data of one full cycle plus one past sampled period are used to estimate exactly the magnitude and time constant of an exponential decaying signal. After each sample data is subtracted by the decaying DC component offset, fault currents can be estimated accurately by full DFT algorithm. A comprehensive simulation test is carried out on Matlab simulation platform, which shows that the proposed algorithm has high measurement accuracy, is easy to be implemented by DSP and can be applied to digital relay protections based on DSP.

Key words: decaying DC component; fault currents; DFT; digital relay protection; estimation

中图分类号: TM774 文献标识码: A 文章编号: 1674-3415(2010)20-0090-06

0 引言

数字继电保护装置通常采用全波傅氏算法测量电压、电流等电参量。当电流故障发生时, 电流信号中出现较大的指数函数型衰减直流分量和复杂的谐波分量, 造成电流测量误差显著增大, 超过5%~10%, 使其短路保护和过流保护功能的控制精度受到较大影响。为此, Cai Zhiyuan 等研究者提出了利用1个全波数据窗, 再延时1个采样周期, 构成2个全波数据窗, 联解计算衰减直流分量产生的实、虚部分量, 计算量大^[1]。高婧等研究者在消除衰减直流分量误差改进全波傅氏算法的基础上, 提出了消除衰减直流分量误差的递推傅氏算法^[2], 数据窗缩短为一个采样周期, 保护实时性有很大提高,

但是, 衰减直流分量误差的计算也采用递推方式, 计算公式复杂, 包含平方根运算和除法运算, 不利于定点数快速运算, 而且要求微处理器运算速度能满足在一个采样周期中计算出递推结果, 采样周期越短, 速度要求越高, 显然利用这种算法的数字继电保护装置性价比不高。J.K.Wu 等研究者提出用 DFT 估计非周期衰减直流分量的时间常数结合 1 至 8 阶数字微分滤出衰减直流分量的新算法^[3], 获得较高的基波幅值测量精度(基本小于1%), 但是该算法公式复杂, 计算量大, 不利于嵌入式系统实现。Sidhu 等研究者提出了基于 2 个正交数字 FIR 滤波器滤除衰减直流分量的改进全波 DFT 电相量算法^[4], 但是该算法需要花费较长时间计算衰减直流分量时间常数和幅值, 不适用于高采样率的现代继

电保护应用。Vinayagam Balamourougan 等研究者在文献[4]的基础上, 提出设计两个不同截止频率的正交数字 FIR 低通滤波器组, 第 I 组低通滤波器截止频率设在基波以上, 第 II 组低通滤波器截止频率设在折叠频率以下。把衰减直流分量幅值固定为 1 pu, 时间常数变量 τ 从 0~10 ms 变化, 步距为 1 ms 作为两组滤波器的输入, 每组正交数字 FIR 滤波器的 2 个滤波输出的实部与虚部比值建表, 两组滤波器输出的虚部比值建表, 共建 3 张查找表。通过第 II 组低通滤波器的 2 个滤波输出的实部与虚部比值查表, 可获得直流分量时间常数 τ , 再利用 τ 查其他 2 张表, 可获得衰减直流分量生成的实部与虚部, 最后从基波相量实部与虚部减去衰减直流分量生成的实部与虚部就能获得高精度的基波相量测量[5]。这种算法用查表取代直接计算衰减直流分量时间常数和幅值的大计算量, 适合任何嵌入式硬件平台实现。可是, 建表有局限性, 不能概括衰减直流分量大范围时间常数的变化。Dong-Gyu Lee 等研究者针对基于一个基波周期采样数据两个部分和算法[6]对存在 2 个不同时间常数的衰减直流分量的电相量测量误差较大的问题, 提出把 DFT 输入序列分解为偶序列和奇序列, 利用偶序列和奇序列之间的递推关系, 来计算衰减直流分量产生相量, 最后从基波相量中扣除衰减直流分量的影响, 提高了输入信号中包含 2 个不同时间常数的衰减直流分量的 DFT 基波相量测量精度[7]。该算法计算衰减直流分量产生相量公式涉及到指数、三角函数等复杂函数运算, 不适用于任意嵌入式系统硬件平台实现。Yoon-Sung Cho 等研究者根据在一个全波周期内纯正弦波信号积分为零而指数函数型衰减直流信号积分不为零的原理, 提出了基于一个全波周期 N 点采样积分运算, 只需 $N+1$ 点采样值就能精确估计指数函数型衰减直流信号时间常数和幅值的新算法[8], 一旦估计出衰减直流信号的指数函数模型, 就可在每个采样值中减去衰减直流信号分量, 再运用传统全波 DFT 算法就能精确测量故障信号的基波分量。但是该算法要用精确的指数函数和对数函数估计衰减直流信号参数和滤除采样数据中衰减直流分量引起的偏移量, 用嵌入式系统运算时间长以致于影响继电保护的实时性。本文在文献[8]的基础上, 提出了进一步减少估计衰减直流分量参数计算量的改进新算法, 不仅估计精度高, 而且适合 DSP 数字信号处理系统实现。试验并分析了衰减直流分量时间常数变化对改进算法计算量的影响。比较了所提新算法与现有几种典型滤出衰减直流分量算法的测量精度。

1 指数函数型衰减直流分量估计算法

假设电力系统故障电流如下:

$$i(t) = I_E e^{-\frac{t}{\tau}} + \sum_{n=1}^M I_{mn} \sin(n\omega t + \varphi_n) = I_E e^{-\frac{t}{\tau}} + \sum_{n=1}^M [I_{mn} \cos(n\omega t) \sin \varphi_n + I_{mn} \sin(n\omega t) \cos \varphi_n] \quad (1)$$

其中: I_E 为衰减直流分量的初值; τ 为指数函数的衰减率时间常数; I_{mn} 为正弦信号第 n 次谐波的幅值; φ_n 为正弦信号第 n 次谐波的相位。

全波傅氏算法求解第 n 次谐波实部幅值 a_{mn} 和虚部幅值 b_{mn} 的计算公式为:

$$\begin{cases} a_{mn} = \frac{2}{T} \int_0^T i(t) \cos(n\omega t) dt \\ b_{mn} = \frac{2}{T} \int_0^T i(t) \sin(n\omega t) dt \end{cases} \quad (2)$$

将式 (1) 代入式 (2) 得:

$$\begin{cases} a_{mn} = I_{an} + I'_{an} \\ b_{mn} = I_{bn} + I'_{bn} \end{cases} \quad (3)$$

$$I_{an} = I_{mn} \sin \varphi_n, \quad I'_{an} = \frac{2}{T} \int_0^T I_E e^{-\frac{t}{\tau}} \cos(n\omega t) dt$$

$$I_{bn} = I_{mn} \cos \varphi_n, \quad I'_{bn} = \frac{2}{T} \int_0^T I_E e^{-\frac{t}{\tau}} \sin(n\omega t) dt$$

可见, 全波傅氏算法在 M 次正弦波叠加信号中, 提取衰减直流分量第 n 次谐波实部幅值 a_{mn} 和虚部幅值 b_{mn} 时, 若叠加信号中包含有衰减直流分量, 则 a_{mn} 和 b_{mn} 就包含有衰减直流分量产生的第 n 次谐波实虚部的幅值分量 I'_{an} 和 I'_{bn} , 导致全波傅氏算法测量基频和低频分量幅值产生较大误差, 而且 I_E 越大, 引起的测量误差越大。

假设在一个全波采样周期 $[0, T]$ 对式 (1) 所示电力系统故障电流积分, 则式 (1) 的第 2 项积分为 0, 只剩下衰减直流分量积分不为零, 积分项 H_m 为:

$$\int_{t-T}^t i(t) dt = \int_{t-T}^t I_E e^{-\frac{t}{\tau}} dt = -I_E \tau e^{-\frac{t}{\tau}} (1 - e^{-\frac{T}{\tau}}) = H_m \quad (4)$$

在下一个全波周期 $[1, T+T_s]$ 对式 (1) 积分 (T_s 为采样周期 $=T/N$), 积分项 H_n 为:

$$H_n = I_E \tau e^{-\frac{t+T_s}{\tau}} (1 - e^{-\frac{T}{\tau}}) = H_m e^{-\frac{T_s}{\tau}} \quad (5)$$

由式 (5) 可求得衰减直流分量时间常数的精确计算公式:

$$\tau = -\frac{T_s}{\ln(H_n / H_m)} \quad (6)$$

但是, \ln 函数计算量大, 不适宜任何嵌入式系统实现, 可以考虑用 $e^{\frac{T_s}{\tau}}$ 的泰勒展开式有限项近似代入式 (5), 求出 τ 的简化算式, 回避 \ln 函数计算。

$$e^{\frac{T_s}{\tau}} = 1 + (-T_s/\tau) + \frac{(-T_s/\tau)^2}{2!} + \frac{(-T_s/\tau)^3}{3!} + \frac{(-T_s/\tau)^4}{4!} + \frac{(-T_s/\tau)^5}{5!} + \dots \quad (7)$$

取式 (7) 的前两项近似 $e^{\frac{T_s}{\tau}}$ 代入式 (5), 得到 τ 的近似简化算式, 并用 τ 再求解 I_E :

$$\tau = -\frac{H_m T_s}{H_n - H_m} = -\frac{H_m T}{(H_n - H_m)N} \quad (8)$$

$$I_E = -\frac{H_m}{\tau e^{\frac{T}{\tau}}(1 - e^{\frac{T}{\tau}})} \Big|_{t=T} = -\frac{H_m}{\tau(e^{\frac{T}{\tau}} - 1)} \quad (9)$$

设全基波周期对 $i(t)$ 均匀采样 N 点, 每个采样信号用 $I(j)$ 表示, $j=0 \sim N-1$, 第 $N+1$ 点为 $I(N)$ 。用梯形公式求积分项 H_m 和 H_n 的近似解为:

$$H_m \approx \frac{T}{2N} \{I(0) + 2[I(1) + I(2) + \dots + I(N-2)] + I(N-1)\} = \frac{T}{N} \sum_{j=0}^{N-1} I(j) - \frac{T}{2N} [I(0) + I(N-1)]$$

$$H_n \approx \frac{T}{N} \sum_{j=1}^N I(j) - \frac{T}{2N} [I(1) + I(N)] \quad (10)$$

现在嵌入式系统都采用中高速采样 A/D 转换器, 全波采样点数 N 都在 32 点或 64 点以上, 输入电压小于 5 V, $I(0) + I(N-1)$ 和 $I(1) + I(N)$ 均小于 10 V, $\frac{T}{2N} [I(0) + I(N-1)]$ 和 $\frac{T}{2N} [I(1) + I(N)]$ 均 $\ll 1$, 可以把 H_m 和 H_n 的第 2 项忽略掉。以 $N=64$ 、 $T=0.02$ s 为例, 截断误差 ≤ 0.0015625 。因此, H_m 和 H_n 可以简化为:

$$\begin{cases} H_m = \frac{T}{N} \sum_{j=0}^{N-1} I(j) \\ H_n = \frac{T}{N} \sum_{j=0}^{N-1} I(j) \end{cases} \quad (11)$$

将式 (11) 代入式 (8), 得到 τ 的最简算式:

$$\tau = -\frac{\sum_{j=0}^{N-1} I(j)T}{[\sum_{j=0}^{N-1} I(j) - \sum_{j=1}^N I(j)]N} \quad (12)$$

由式 (12) 可见, 在 τ 的数值计算公式中, 由于

约去公因子 $\frac{T}{N}$, 梯形数值积分最后化简为全波 N 点的累加和, 由此得到 H_m 和 H_n 的最简算式:

$$\begin{cases} H_m = \sum_{j=0}^{N-1} I(j) \\ H_n = \sum_{j=1}^N I(j) \end{cases} \quad (13)$$

不难证明, 对于双极性 A/D 转换器, 在一个基波周期采样正弦信号 N 点, N 点采样值累加和为 0, 若不为 0, 肯定是衰减直流分量产生的, 因此, 全波 N 点采样值累加和是否为零以及小于某阈值可作为判断故障电流中是否存在衰减直流分量的依据。

I_E 的计算公式 (9) 涉及到 $e^{\frac{T}{\tau}}$ 的计算, 考虑到嵌入式系统没有专用 e 指数函数运算指令, 将 $e^{\frac{T}{\tau}}$ 用泰勒展开式替代, 由于 T 与 τ 都是毫秒级, $\frac{T}{\tau}$ 的比值不总是小于 1, 用 $e^{\frac{T}{\tau}}$ 泰勒展开式的前 2 项替代误差较大, 试探用前 6 项替代式 (9) 中的 $e^{\frac{T}{\tau}}$, 最终得到进一步减少 I_E 计算量的算式:

$$I_E = -\frac{H_m}{\tau [(-T/\tau) + \frac{(-T/\tau)^2}{2!} + \frac{(-T/\tau)^3}{3!} + \frac{(-T/\tau)^4}{4!} + \frac{(-T/\tau)^5}{5!}] } \quad (14)$$

综上所述, 衰减直流分量参数估计新算法实现步骤如下:

- 1) 利用 $N+1$ 个全波采样点, 由式 (13) 计算前后 2 个全波 N 采样值的累加和;
- 2) 判断累加和是否为零或小于某个阈值, 若是, 退出, 否则进入第 3) 步;
- 3) 由式 (12) 计算 τ 估计值;
- 4) 由式 (14) 计算 I_E 估计值。

2 滤除衰减直流分量的全波 DFT 算法

将全波 N 点的每个采样信号 $I(j)$ ($j=0 \sim N-1$) 减去采样时刻衰减直流分量估计值, 得滤除衰减直流分量的校正采样信号 $I'(j)$:

$$I'(j) = I(j) - I_E e^{-\frac{T_j}{\tau}} = I(j) - I_E e^{-\frac{T}{N\tau}j} \quad (15)$$

用 $e^{-\frac{T}{N\tau}j}$ 泰勒展开式的前 6 项近似代替 $e^{-\frac{T}{N\tau}j}$, 得到进一步减少计算量的 $I'(j)$ 简化算式:

$$I'(j) = I(j) - I_E e^{-\frac{T}{N\tau}j} \approx I(j) - I_E \left[1 + \frac{(-Tj/N\tau)}{1!} + \frac{(Tj/N\tau)^2}{2!} + \frac{(Tj/N\tau)^3}{3!} + \frac{(Tj/N\tau)^4}{4!} + \frac{(Tj/N\tau)^5}{5!} \right] \quad (16)$$

对 $I'(j)$ 应用全波 DFT 的算法, 可精确估计故障电流的第 n 次谐波的幅值和相位, $n \leq N/2$ 。第 n 次谐波实部幅值 a_{mn} 、虚部幅值 b_{mn} 、谐波幅值及相角计算公式如式 (17)、(18) 所示。令 $n=1$ 代入式 (17)、式 (18) 就可计算出故障电流基波幅值。

$$\begin{cases} a_{mn} = \frac{2}{N} \sum_{j=0}^{N-1} I'(j) \cos\left(\frac{2\pi nj}{N}\right) \\ b_{mn} = \frac{2}{N} \sum_{j=0}^{N-1} I'(j) \sin\left(\frac{2\pi nj}{N}\right) \end{cases} \quad (17)$$

$$\begin{cases} I_{mn} = \sqrt{a_{mn}^2 + b_{mn}^2} \\ \varphi_n = \tan^{-1}\left(-\frac{a_{mn}}{b_{mn}}\right) \end{cases} \quad (18)$$

3 试验结果与性能分析

3.1 衰减直流分量参数估计仿真试验

设基波频率是 50 Hz, 基波电流幅值 $I_{m1}=1.0$ V, 故障电流信号只含衰减直流分量和基波分量:

$$i(t) = I_E e^{-\frac{t}{\tau}} + I_{m1} \sin(100\pi t + \varphi) \quad (19)$$

用 10 位 A/D 转换器对故障电流信号全基波采样 64, 分别取 $I_{m1} / I_E = 0.2, 0.4, 0.6, 0.8, 1.0$ pu; $\tau = 0.005, 0.025, 0.05, 0.1, 0.15, 0.2$ s; 当 $\varphi=0$ 时, 用所提新算法估计 τ 值, Matlab 仿真结果如表 1 所示。

根据表 1 分析可知, 在 τ 的变化范围内, 改进算法的最大估计误差为 3.2%, 出现在 τ 最小值 0.005。当 T/τ 比值大于 1 越大, τ 估计误差越大。试验表明, 若用带 ln 函数运算的精确计算公式 (6) 估计 τ , 最大估计误差为 1.67%。精确计算公式估计误差源主要来自于 A/D 量化误差和数值处理误差, 而改进算

法的误差源除此之外, 主要由 $e^{-\frac{T}{N\tau}j}$ 的泰勒展开式取前 6 项的截断误差引起, 因为当 $\tau < T$ 后, $T/\tau > 1$, 泰勒展开式的有限项越少, 截断误差越大, 反之亦然。可见本文所提出的 τ 估计改进算法不仅有较少的计算量, 而且具有较高的估计精度。

在表 1 的基础上, 用估计的 τ 代入式 (14) 估计 I_E , Matlab 仿真结果如表 2 所示。

从表 2 仿真计算结果可看出, 除 $\tau=0.005$ s 的 I_E 超过预期误差外, 用其他大于 $\tau=0.005$ s 的各点 τ 估计值去估计 I_E , 最大估计误差均未超过 0.5%。

在估计出 τ 和 I_E 的基础上, 用滤除衰减直流分量的全波 DFT 算法式 (16)、(17)、(18) 估计式 (19) 在 $\varphi=0$ 时的基波电流幅值 I_{m1} , Matlab 仿真结果如表 3 所示。

当 $\varphi=\pi/4$ 和 $\pi/2$ 时, 用所提新算法估计 I_{m1} , Matlab 仿真结果, I_{m1} 估计误差完全一样, 如表 4 所示。

表 1 衰减时间常数 τ 仿真结果 (标称值 $I_{m1}=1.0$ V, $\varphi=0$)

I_{m1}/I_E (I_E 标称值)	τ/s					
	0.005	0.025	0.05	0.1	0.15	0.2
0.2 (5.0 V)	0.005 157 2	0.025 168	0.050 189	0.100 38	0.149 80	0.200 87
0.4 (2.5 V)	0.005 148 8	0.025 123	0.050 050	0.099 83	0.149 80	0.198 83
0.6 (1.66 V)	0.005 146 9	0.025 155	0.050 140	0.099 45	0.148 03	0.196 03
0.8 (1.25 V)	0.005 160 8	0.025 070	0.049 750	0.098 79	0.149 82	0.194 83
1.0 (1.0 V)	0.005 157 2	0.025 318	0.049 730	0.100 36	0.147 49	0.194 86

表 2 衰减直流分量幅值 I_E 仿真结果 (标称值 $I_{m1}=1.0$ V, $\varphi=0$)

I_{m1}/I_E (I_E 标称值)	τ/s					
	0.005	0.025	0.05	0.1	0.15	0.2
0.2 (5.0 V)	1.237 83	5.016 13	5.011 42	5.005 63	5.005 83	5.002 69
0.4 (2.5 V)	0.615 85	2.509 59	2.507 46	2.503 74	2.502 84	2.502 75
0.6 (1.66 V)	0.408 30	1.665 52	1.664 18	1.663 46	1.663 05	1.662 96
0.8 (1.25 V)	0.310 39	1.255 15	1.255 04	1.253 49	1.251 60	1.252 45
1.0 (1.0 V)	0.002 47	1.004 20	1.003 72	1.000 93	1.002 11	1.002 11

表 3 基波电流幅值 I_{m1} 仿真结果 (标称值 $I_{m1}=1.0\text{ V}$, $\varphi=0$)

Tab.3 Fundamental component magnitude I_{m1} simulation results(nominal value $I_{m1}=1.0\text{ V}$)

I_{m1}/I_E (I_E 标称值)	τ/s					
	0.005	0.025	0.05	0.1	0.15	0.2
0.2 (5.0 V)	1.715 27	1.000 33	1.000 72	1.000 53	1.000 02	1.000 70
0.4 (2.5 V)	1.268 06	0.999 77	0.999 64	0.999 97	0.999 47	0.999 22
0.6 (1.66 V)	1.149 96	1.000 36	0.999 66	0.998 54	0.999 01	0.998 89
0.8 (1.25 V)	1.100 55	0.999 85	0.998 55	0.998 62	0.999 68	0.998 54
1.0 (1.0 V)	1.074 28	0.999 79	0.998 86	1.000 46	0.999 67	0.999 59

表 4 基波电流幅值 I_{m1} 仿真结果 (标称值 $I_{m1}=1.0\text{ V}$, $\varphi=\pi/4$ 和 $\pi/2$)

Tab.4 Fundamental component magnitude I_{m1} simulation results(nominal value $I_{m1}=1.0\text{ V}$)

I_{m1}/I_E (I_E 标称值)	τ/s					
	0.005	0.025	0.05	0.1	0.15	0.2
0.2 (5.0 V)	0.953 48	0.993 84	0.998 56	0.998 63	0.999 39	0.999 06
0.4 (2.5 V)	0.859 86	0.997 54	1.000 54	0.999 42	0.999 48	1.000 77
0.6 (1.66 V)	0.886 36	0.997 14	0.999 64	1.000 75	1.000 35	1.000 48
0.8 (1.25 V)	0.906 67	0.999 02	1.000 11	1.000 27	1.001 50	1.001 10
1.0 (1.0 V)	0.921 56	0.998 62	0.999 89	1.000 00	1.001 15	1.000 688

由表 4 可见, 当 φ 从 0 变化到 $\pi/2$ 时, 所提新算法估计基波电流幅值的误差变化不大, 保持很高的估计精度。试验表明: 所提新算法在基波分量的 $\varphi \neq 0$ 下估计 I_E 和 τ 的误差远大于 $\varphi=0$ 时的估计误差, 不能作为 I_E 和 τ 的精确估计值, 但对精确估计基波分量幅值的影响很小。

3.2 改进算法与现有算法比较

取式 (19) 为故障电流仿真信号, 设 $I_{m1}=1.0\text{ V}$, $I_{m1}/I_E=0.2\text{ pu}$, $\tau=0.025\text{ s}$, $\varphi=0$, 用 10 位 A/D 转换器全波采样 64 点, 使用文献[9]和文献[10]提供的滤除衰减直流分量算法估计基波电流, Matlab 仿真波形如图 1 所示, 前者最大估计误差为 3.3%, 后者最大误差为 76.55%。本文所提新算法的仿真波形如图 2 所示, 除 $\tau=0.005\text{ s}$ 的 I_{m1} 估计误差超过预期外, 对于 $\tau \geq 0.025\text{ s}$ 的其他各点, 最大估计误差为 0.033%。若 $\varphi=\pi/4$ 时, 最大为 0.616%。

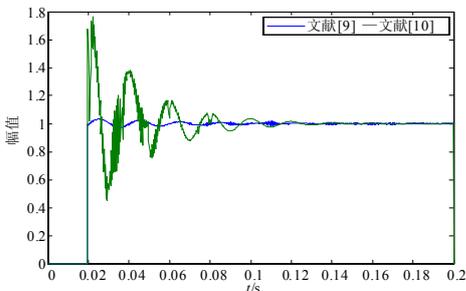


图 1 现有算法基波幅值

Fig.1 Fundamental magnitude at the present algorithm

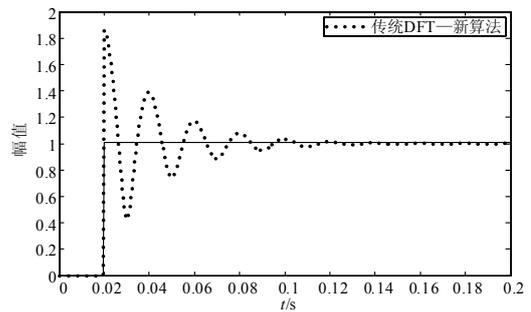


图 2 新算法基波幅值

Fig.2 Fundamental magnitude at the new algorithm

4 结论

所提滤除衰减直流分量的电流估计新算法是一种适合嵌入式系统实现的快速算法, 回避了指数、对数等复杂函数的运算, 与现有滤除衰减直流分量的电流估计算法相比, 具有计算量小、测量精度高等显著特点。Matalab 仿真试验表明: 所提新算法在采样电流基波相位从 $\varphi=0\sim\pi/2$ 范围变化、时间常数从 $\tau=0.005\sim 0.2\text{ s}$ 范围变化、幅值标么值从 $I_{m1}/I_E=0.2\sim 1.0\text{ pu}$ 范围变化时, 电流基波测量误差最大从 0.033%~0.616%范围变化。

提出一种衰减直流分量是否存在的快速判据算法, 使所提电流估计新算法与传统 DFT 电流估计算法之间的选择性大大提高, 提高了继电保护算法的实时性, 具有很好的工程应用价值。

参考文献

- [1] CAI Zhi-yuan, YU Li, MA Shao-hua. An intelligent breaker with synchronous closing function based on DSP[C]. //The 30th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronic Society. Busan(Korea): 2004: 1536-1539.
- [2] 高婧, 郑建勇. 一种快速滤除衰减直流分量的新型递推傅氏算法[J]. 电力系统及其自动化学报, 2003, 15(1): 54-57.
GAO Jing, ZHENG Jian-yong. A new type of recursive Fourier algorithm of fast filtering out decaying DC component[J]. Proceedings of the CSU-EPSA, 2003, 15(1): 54-57.
- [3] Wu J K, He B T, Yu Y, et al. A novel method for removal of DC component in non-sinusoidal signals of power systems[C]. //Power Systems Conference and Exposition, IEEE. 2004: 1190-1197.
- [4] Sidhu T S, Zhang X, Albasi F, et al. Discrete-fourier-transform-based technique for removal of decaying DC offset from phasor estimates[J]. IEE Proceedings on Generation, Transmission and Distribution, 2003, 150(6): 745-752.
- [5] Balamourougan Vinayagam, Sidhu Tarlochan S. A new filtering technique to eliminate decaying DC and harmonics for power system phasor estimation[C]. //2006 IEEE Power India Conference. 2006: 575-579.
- [6] Guo Yong, KeZunovic M, Chen De-shu. Simplified algorithms for removal of the effect of exponentially decaying dcoffset on the fourier algorithm[J]. IEEE Trans Power Del, 2003, 18(3): 711-717.
- [7] Lee Dong-Gyu, Kang Sang-Hee, Nam Soon-Ryul. New modified fourier algorithm to eliminate the effect of the DC offset on phasor estimation using DFT[C]. //IEEE/PES Transmission & Distribution Conference & Exposition, part 2. 2008: 983-988.
- [8] Cho Yoon-Sung, Lee Chul-kyun, Jang Gilsoo, et al. An innovative decaying DC component estimation algorithm for digital relaying[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2009, 24(1): 73-78.
- [9] 齐先军, 丁明, 温阳东. 一种完全滤除衰减直流分量的短数据窗改进全波傅氏算法[J]. 继电器, 2005, 33(17): 14-16.
QI Xian-jun, DING Ming, WEN Yang-dong. An improved short data window full-wave fourier algorithm for completely filtering decaying DC component[J]. Relay, 2005, 33(17): 14-16.
- [10] Lee Dong-Gyu, Kang Sang-Hee, Zoran Soon-Ryul Nam. New modified fourier algorithm to eliminate the effect of the DC offset on phasor estimation using DFT[C]. //2008 IEEE/PES Transmission & Distribution Conference & Exposition, part 2. 2008: 983-988.

收稿日期: 2009-11-04; 修回日期: 2009-12-23

作者简介:

张小鸣(1958-), 男, 博士, 教授, 从事数字继电保护系统研究; E-mail: xm0298@163.com

费雨胜(1982-), 男, 硕士研究生, 从事继电保护研究。

(上接第 89 页 continued from page 89)

- CHEN Ye, ZHAO Guo-bo, LIU Jun-yong, et al. An ant colony optimization and particle swarm optimization hybrid algorithm for unit commitment based on operate coding[J]. Power System Technology, 2008, 32(6): 52-56.
- [12] 黎静华, 韦化. 基于内点法的机组组合模型[J]. 电网技术, 2007, 31(24): 28-34.
LI Jing-hua, WEI Hua. A unit commitment model based on interior point method[J]. Power System Technology, 2007, 31(24): 28-34.
- [13] 黎静华, 韦化. 求解机组组合问题的领域搜索法[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(13): 33-40.
LI Jing-hua, WEI Hua. Unit commitment via local search point method[J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(13): 33-40.
- [14] 张秋亮, 程晓蓉, 等. 人工鱼群算法在配电网重构中的应用研究[J]. 华东电力, 2008, 36(5): 30-33.
ZHANG Qiu-liang, CHENG Xiao-rong, et al. Application of artificial fish swarm algorithm to power distribution system reconfiguration[J]. East China Electric Power, 2008, 36(5): 30-33.
- [15] Hadi Saadat. 电力系统分析[M]. 二版. 北京: 中国电力出版社, 2008: 161-197.

收稿日期: 2009-11-06; 修回日期: 2009-12-15

作者简介:

王剑(1985-), 男, 硕士研究生, 研究方向为电力系统优化运行与控制、优化算法在电力系统中的应用; E-mail: sword_king@126.com

刘天琪(1962-), 女, 博士, 教授, 博士生导师, 研究方向为电力系统分析计算与稳定控制、高压直流输电、调度自动化。