

基于最小二乘法的间断角测量

徐习东, 吴俊

(浙江大学电机系, 浙江 杭州 310027)

摘要: 在间断角原理变压器差动保护中, 需要测量差动电流导数波形的间断角。在数字式保护中, 如用差分代替求导将导致噪声的百分比误差随着采样频率的提高而剧增, 该文对此进行了分析并提出了用分段样条函数最小二乘法来计算电流波形的导数值, 以便在提高采样率的同时降低噪声误差的影响。数字仿真及动模实验数据均表明, 采用该方法后, 极大地抑制了噪声对间断角计算的影响, 提高了间断角计算的准确度。

关键词: 变压器差动保护; 间断角; 最小二乘法; 分段函数

中图分类号: TM772 文献标识码: A 文章编号: 1003-4897(2004)07-0024-04

0 引言

在识别励磁涌流的方法中, 往往要分析差动电流导数的波形^[1-3], 在数字式保护中, 又往往采用差分来代替求导。另一方面, 在进行波形识别时, 需要较高的采样率, 以提高间断角的计算精度^[4], 如间断角原理变压器差动保护。

随着计算机硬件水平的发展, 硬件上可以完成较高的采样率及实时处理能力。然而采样率提高后, 用差分代替求导将会使 ADC(模数转换器)输出结果的有效位数减小, 同时使噪声放大一倍。因此, 高采样率下, 差分代替求导很难满足波形识别要求。

众所周知, 励磁涌流是由于变压器铁芯非线性励磁特性产生的, 在进行数字仿真时, 用多段折线来替代非线性励磁特性, 其误差很小。同样, 采用分段函数法来模拟励磁涌流波形可以获得更好的效果。本文将分段二次样条函数与最小二乘法结合在一起模拟励磁涌流波形, 并由此获得励磁涌流导数的波形, 可极大地消除噪声误差的影响, 提高间断角计算准确度。

1 差分代替求导误差分析

设 $x(n)$ 为采样序列, $n = 1, 2, \dots$, 第 k 点差分为:

$$y(k) = x(k) - x(k-1)$$

进行 Z 变换得到传递函数为:

$$H(Z) = \frac{Y(Z)}{X(Z)} = 1 - Z^{-1}$$

用 $Z = e^{j\omega T}$ (ω 为角频率, T 为采样间隔) 代入得到相应频率特性:

$$H(e^{j\omega T}) = 1 - \cos(\omega T) + j\sin(\omega T)$$

其幅频特性为:

$$|H(e^{j\omega T})| = 2 \left| \sin \frac{\omega T}{2} \right| \quad (1)$$

目前, 数字型变压器保护装置常采用 14 位 ADC。考虑装置总体白噪声为两位(至少应考虑两位), 即最大值为 3, 采样数据经过差分后, 白噪声最大可达到 6, 这一误差绝对值不随采样率的提高而提高。

对于一台保护装置, 应保证短路电流为 20 倍 I_N (额定电流) 时, 采样值不截顶, 由此, 在目前广泛采用的 14 位 ADC 下, I_N 幅值对应的采样值为 $8192/20 = 410$ 。一般情况下, 变压器差动保护差动门槛为 $40\% I_N$, 即要求差动电流为 $40\% I_N$ 时, 保护能准确计算波形的间断角。由式(1)可知, 当采样频率增大时, 差分后幅值随之迅速减小, 白噪声在差分电流幅值中所占比值会迅速增大。

当差动电流 I_{cd} 为纯基波电流, 且 $I_{cd} = 40\% I_N$ 时, 考虑白噪声误差为 6, 一阶差分前, 白噪声百分比误差约为 3.7% , 一阶差分后, 不同采样频率下, 可按式(1)可得其差分后的幅值 ($= 100$), 由此得到差分前后白噪声百分比误差如表 1 所示(白噪声百分比误差 = 白噪声 / 差分电流幅值)。

表 1 不同采样频率下白噪声误差百分比

Tab. 1 Percentage of white noise under various sampling rates

采样频率/(点·周波 ⁻¹)	白噪声所占比值/%
12	7.1
24	14.0
48	28.0
64	37.3
96	56.0

可见随着采样率的提高, 以差分来代替求导将

会使噪声迅速放大,在实际运行中可能会出现更恶劣的情况,造成差分后波形畸变,无法准确测量间断角,因此有必要设法降低噪声。最小二乘法能有效减小噪声影响,所以本文引入最小二乘法。

2 分段最小二乘法提出与实现

常规的最小二乘法是将输入暂态信号与一预设的含有非周期分量和某些整次谐波分量的函数依据最小二乘法原则进行拟合,该方法的计算量大,且不易得到导数波形。

在涌流判别中,其他加窗数字滤波器的工作前提是各采样点数据是无误差的,它能与模拟低通滤波器配合使用,滤除模拟通道中的噪声误差,同时也滤除了涌流中的一些有效成分,对 ADC 自身引入的噪声有一定的抑制作用,即能滤除频率在某一带宽里的噪声,但对高于 $1/2$ 采样频率的噪声无滤除作用。此外,不同的励磁涌流波形中谐波含量不一致,如何适当选取数字滤波器也是一难题。从另一方面考虑,励磁涌流为一正弦电压通过一非线性励磁特性曲线映射而成。把非线性励磁特性分成多段直线对涌流波形影响很小。实际上,这也是大多数数字仿真程序的做法。对励磁涌流进行适当的分段处理,能更大限度地保留间断角特征。

对间断角进行分段拟合时,分段的间距应综合考虑采样频率、样条函数的次数。一般分段间距应小于 60° (间断角整定值),以最大限度地保留间断角特征。样条的选择也很重要,考虑到 TA 饱和时需要用二阶导数来判别反向电流^[4],同时为简化计算,采用二次样条较为合适。

分段二次样条最小二乘法实现方法如下:

对 $x(n)$ 采样序列中第 k 点 $x(k)$,在 $[k-m, k+m]$ 区域里(区域间距小于 60°),用

$$y(t) = at^2 + bt + c \quad (2)$$

来模拟该段电流波形, $m=1$,令 $M=2 \cdot m+1$, $t=1, 2, \dots, M$,可求出未知数的解如下:

$$\begin{bmatrix} X \\ \vdots \\ X \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A \\ \vdots \\ A \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B \\ \vdots \\ B \end{bmatrix}$$

式中 $[X] = [a, b, c]^T$,

$$A = \begin{bmatrix} 1^2 & 1^1 & 1^0 \\ 2^2 & 2^1 & 2^0 \\ \dots & \dots & \dots \\ M^2 & M^1 & M^0 \end{bmatrix}$$

$[A]^+$ 是 $[A]$ 的伪逆矩阵:

$$[A]^+ = \{[A]^T \cdot [A]\}^{-1} \cdot [A]^T,$$

$$B = [y(1), y(2), \dots, y(M)]^T,$$

由式(3)即可求出 a, b, c 。对(2)式求导可得:

$$y'(t) = 2at + b \quad (4)$$

$$y''(t) = 2a \quad (5)$$

由式(4)、(5)即可得到 $x(k)$ 的一、二阶导数,然后平移数据窗,即可求出下一点 $x(k+1)$ 的一、二阶导数。

3 算法的数字仿真结果

为验证该方法的有效性,本文进行了大量的仿真试验。用 ATP 程序进行仿真计算时,变压器铁芯特性用非线性磁滞电感模拟,得到励磁涌流波形(图 1 中 A 相电流原始波形)。为考察白噪声对差分、低通滤波及最小二乘法的影响,用 MATLAB 在 ATP 仿真结果数据中加上函数为 rand 的白噪声,考虑比较恶劣的情况,白噪声幅值约取涌流峰值的 6.7%,得到含噪声励磁涌流波形(图 1 中误差波形)。对图 1 中误差波形数据取样,采样频率为每周波 64 点,得到用于分析计算的仿真数据,显然该数据包含了模拟通道噪声与 ADC 产生的噪声,对该数据分别采用差分、低通滤波和分段最小二乘法三种方法计算导数值。

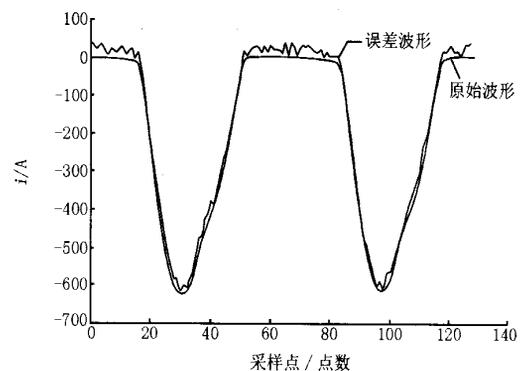


图 1 A 相电流原始波形与加上 6.7% 白噪声误差后电流波形 (I_a)

Fig. 1 Comparison of current waveforms without white noise and current waveform contains white noise (I_a)

低通滤波器的截止频率为六次谐波,主要考虑到涌流中,六次以上谐波含量很小,一般保护都不记及。在最小二乘法中数据窗长度取 $M=7$ 。为了便于比较,将各导数值用直线连接得到导数波形,三相导数波形分别如图 2、图 3、图 4 所示。

以下,取 A 相电流为例进行分析:

波形显示:差分算法会使高频放大,由此得到的导数波形产生畸变,难以测量间断角。经低通滤波

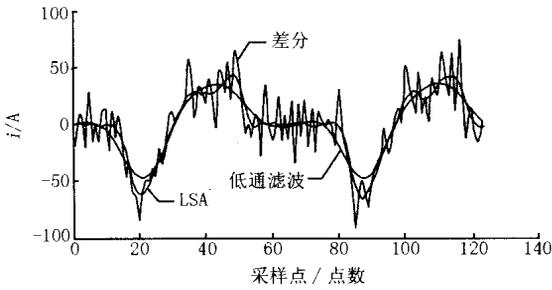


图2 A相电流波形经差分、低通滤波及最小二乘法处理后波形之比较

Fig.2 Comparison of differential wave filtered through LP and LSA (I_a)

后再逐点差分,其波形很平滑,但在间断角边缘波形过于平坦,波形失真,减小了间断角计算角度,不利于涌流制动。分段最小二乘法得到的导数波形,虽不及低通滤波平滑,但在间断角边缘波形陡度好,波形失真度小,有利于间断角的测量。对B相和C相作相同处理,其波形比较如图3、图4、图5、图6所示,从图中可以得出相同的结论。

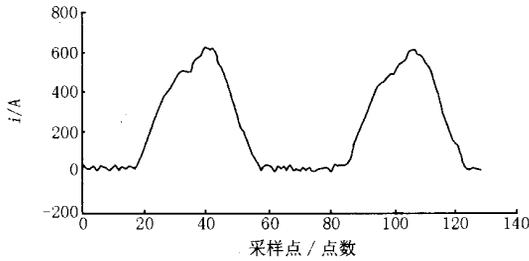


图3 B相电流波形

Fig.3 Current waveform of phase B

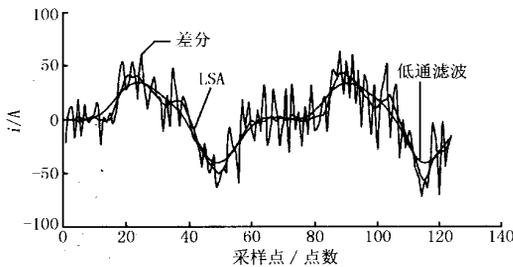


图4 B相电流波形经差分、低通滤波及最小二乘法处理后波形之比较

Fig.4 Comparison of differential wave and differential wave filtered through LP and LSA (I_b)

4 动模实验及其结果

采用该算法的、基于 ADSP - 21060 硬件平台的保护样机在华中科技大学动模实验室 500 kV 模型

上作了大量空投实验,图7为其中一次保护装置的电流录波图,图8为事后根据录波图经过差分 and 分段最小二乘法处理所得到的波形。

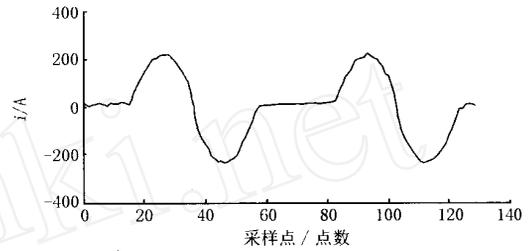


图5 C相电流波形

Fig.5 Current waveform of phase C

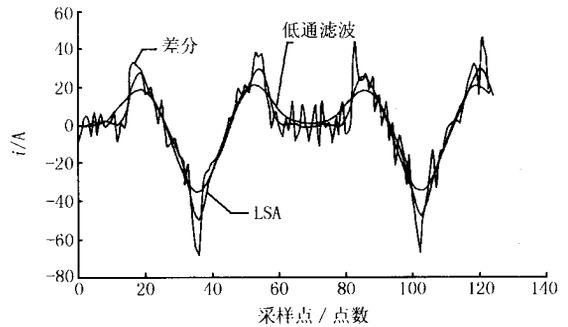


图6 C相电流波形经差分、低通滤波及最小二乘法处理后波形之比较

Fig.6 Comparison of differential wave and differential wave filtered through LP and LSA (I_c)

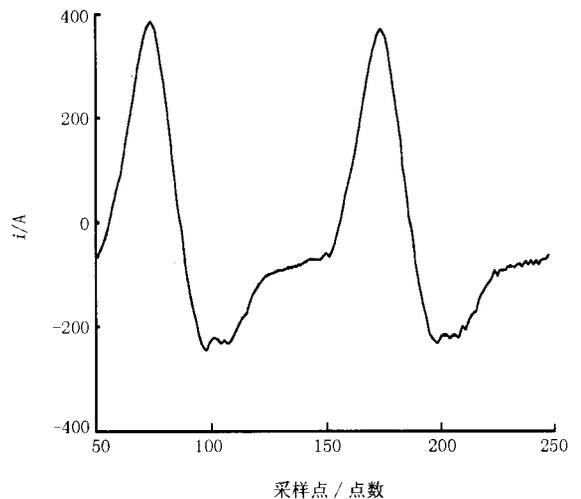


图7 动模实验电流波形

Fig.7 Current waveform of dynamic simulation

显然,动模实验录波数据中噪声含量比数字仿真中引入的噪声含量要小,但考虑到实际运行中,可能出现的噪声含量会更大,因而在数字仿真中考虑

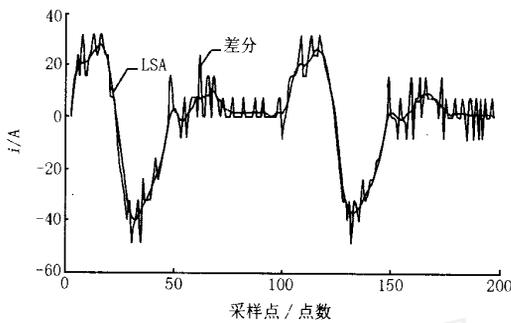


图8 动模实验波形经差分
最小二乘法处理后波形之比较

Fig. 8 Comparison of dynamic simulation's differential wave and differential wave filtered through LSA

6.7%的误差是有意义的。从这一组录波数据波形中同样可以得出,采用差分处理,间断角波形中噪声误差放大,波形畸变,间断角难以测量。经最小二乘法处理后,导数波形很平滑而且陡度好,能大大提高间断角测量准确度。

5 结语

采用分段二次样条函数最小二乘法来模拟励磁涌流波形,继而获得励磁涌流导数的波形,可极大降低噪声误差对间断角测量的影响,提高间断角测量的准确度。该方法计算量小,简单可靠,且不受系统频率变化的影响。数字仿真及动模实验数据均表明了该方法的有效性。该方法也可用于其它需要用电流导数波形作判据的变压器差动保护中。

参考文献:

[1] 孙志杰,陈云仑(SUN Zhi-jie, CHEN Yun-lun). 波形对

称原理的变压器差动保护(Transformer Differential Protection Based on the Characteristic Analysis of the First and Second Half Cycle of the Magnetizing Inrush Current) [J]. 电力系统自动化(Automation of Electric Power Systems), 1996, 20(4): 42-46.

[2] 焦邵华,刘万顺,刘建飞,等(JIAO Shao-hua, LIU Wan-shun, LIU Jian-fei, et al). 用小波理论区分变压器的励磁涌流和短路电流的新原理(A New Principle of Discrimination between Inrush Current and Fault Current of the Transformer Based on Wavelet) [J]. 中国电机工程学报(Proceedings of the CSEE), 1999, 19(7): 1-5.

[3] 王祖光(WANG Zu-guang). 间断角原理的变压器差动保护(Transformer Differential Protection Based on the Dead Angle) [J]. 电力系统自动化(Automation of Electric Power Systems), 1979, 3(1).

[4] 唐跃中,刘勇,等(TANG Yue-zhong, LIU Yong, et al). 几种变压器励磁涌流判别方法的特点及其内在联系的分析(Analysis of Some Typical Methods for Checking Magnetizing Surge in Transformer) [J]. 电力系统自动化(Automation of Electric Power Systems), 1995, 19(9): 53-59.

[5] 徐习东,何奔腾(XU Xi-dong, HE Ben-teng). 变压器差动保护中CT饱和后间断角的测量(The Measurement of Dead Angle during CT Saturation in Transformer Differential Protection) [J]. 电力系统自动化(Automation of Electric Power Systems), 1998, 22(5): 22-25.

收稿日期: 2003-07-11; 修回日期: 2003-11-17

作者简介:

徐习东(1966-),男,副教授,从事电力系统继电保护研究和微机原理的教学工作;

吴俊(1980-),男,硕士研究生,从事电力系统继电保护研究工作。

Measurement of dead angle based on the least squares algorithm

XU Xi-dong, WU Jun

(Zhejiang University, Hangzhou 310027, China)

Abstract: Dead angle of differential currents is to be measured when realizing the transformer differential protection based on the dead angle principle. In digital relay, the percentage of noise will increase rapidly with the increase of sampling rate when derivation calculus is substituted by sampled difference term. To solve this problem, a new method using fragment function integrated with the least square algorithm is proposed in this paper. Digital simulation using the data generated by ATP and dynamic simulation indicate, after adopting the new method, the influence of white noise is greatly reduced and the accuracy of the dead angle calculation is nicely improved.

Key words: transformer differential protection; dead angle; LSA; fragment function