

# 电流互感器饱和与微机保护的拟合法电流测量探讨

覃文继

(上海交通大学电气工程系, 上海 200240)

**摘要:** 电流互感器饱和是继电保护尚未妥善解决的实际问题。分析了饱和特性和微机保护在测量电流方面的不足, 提出准确测量电流的非饱和基波时段拟合算法, 并讨论其实现方案。该方法采用微分电路和三采样值运算法, 以电流的二阶导数深度抑制非周期分量并提高对采样值的甄别。通过仿真分析拟合计算实例, 评价拟合的整体性能效果, 并指出了在软硬件方面的抗干扰、误拟合、采样周期、拟合度等关键性问题及处理方法。算法能比较快速准确地测量出一次系统的实际电流, 大大提高微机保护的抗饱和能力, 适用于中高压系统对基波电流的测量。

**关键词:** 电流互感器 (CT); 饱和; 算法; 导数; 拟合

## Saturation of current transformer and fitting calculation for the current of microprocessor-based protection

QIN Wen-ji

(Electrical Engineering Department, Shanghai Jiaotong University, Shanghai 200240, China)

**Abstract:** Saturation of current transformers is a not solved reality for power relays. In this paper, characteristics of CT saturation and microprocessor-based relays' limits are analyzed. An algorithm based on standard frequency sine wave's fitting calculation and its approaches are studied. The approach utilizes 2-level derivation of secondary current and a 3-sample fitting calculation for decaying DC component depress as well as the sample data identifying. Solutions for critical problems such as interference, sample rate, fitting factor and performance of the algorithm are evaluated through several simulation calculations. The algorithm is suitable for MV and HV power system. It can overcome CT saturation scenario, return the real primary current accurately so that improve the anti-saturation performance of digital relays.

**Key words:** current transformer (CT); saturation; algorithm; derivation; fitting calculation

中图分类号: TM77

文献标识码: A

文章编号: 1003-4897(2007)04-0001-05

## 0 引言

铁芯饱和是常规电流互感器在电力系统应用中难以完全避免的问题, 常用的微机保护算法不能准确测量这种情况下的短路电流, 使得继电保护的可靠动作面临很大困难, 有效算法的研究应用具有现实意义。

### 1 电流互感器 (CT) 的主要饱和特性

1) 饱和条件: 当运行条件超过额定参数 (电流限值系数 ALF、额定负载), 铁芯剩磁或一次电流暂态偏移过大, 导致励磁处于非线性段时, 引起饱和。

2) 饱和时间: 与暂态对应的是“初始饱和时间”, 它与 CT 参数、短路电流大小及偏移度、铁芯剩磁、二次负载相关, 严重时以小到 2 ms<sup>[1]</sup>。与

稳态对应的是“饱和时段”, 它与 CT 参数、一次电流、二次负载相关, 延续时间小于半个周期。

3) 二次电流畸变: CT 饱和时, 二次电流波发生畸变, 工频量减少, 谐波含量大。电流畸变情况随 CT 参数、暂态时间、一次电流、铁芯剩磁、负载情况而不同。

4) 非饱和时段: 饱和的每个工频周期, CT 励磁在线性和非线性段之间交替变化, 相应的二次电流存在交替的饱和、非饱和两个时段。短路暂态的非饱和时段电流是叠加了非周期分量的正弦曲线; 短路稳态的非饱和时段电流是一段标准的正弦波, 其虚拟全波幅值反映了实际的一次电流。

### 2 与微机保护相关的 CT 饱和特征

1) CT 阻性负载: 微机保护一般使用阻性的  $I-U$

二次变流器。这使得CT的起始饱和时间较短，并且在一次电流过零截断时，容易产生最大剩磁<sup>[1]</sup>。严重饱和时，二次电流达不到正弦峰值，并且过零点提前。

2) 二次电流波形：由于CT二次负载为阻性，二次电流由非饱和时段转变到饱和时段时，迅速衰减到零，具有明显的电流间断特征<sup>[1]</sup>。

3) 电流整形变换和算法滤波<sup>[2]</sup>：微机保护数采通道一般包括变流器(CVT)、模拟低通滤波(ALF)、A/D转换、数字滤波。ALF使得CT饱和时的电流尖峰削减并产生相位延迟。CVT和A/D的动态工作范围一般为 $20I_n$ ，超出此范围的波形被削减。

### 3 微机保护的现有测量对策及不足

虽然采用优化CT选型、就地安装保护或应用新型CT(如光电型)<sup>[1]</sup>等措施，可减弱CT饱和甚至完全消除，但由于现实的多种原因，当前电网运行中的CT饱和问题仍不可完全避免。微机保护的电流测量算法，大部分以离散傅立叶变换(DFT)为基础，提取CT二次电流整体波的基频或特定的谐波分量，过程稳定，抗干扰性强。缺点是无法应对CT饱和，辅以其他算法、动作判据或改善硬件电路的小措施，实际效果也很有限。

1) 测量的准确性：以傅立叶算法对饱和波形进行测量，提取的基波量比实际的一次电流小得多。饱和越严重，误差越大。采用峰值<sup>[3]</sup>或真有效值RMS的方法<sup>[4]</sup>，能提高测量值，但结果仍不准确。原因是畸变的电流全波缺损了很多基波含量，而且往往达不到正弦峰值。由于CT饱和和引起过零点提前，测定过零的相位判据也是不当的。采用储能电容或无源低通滤波器对畸变波形进行平滑处理再测量<sup>[3]</sup>，还是难以还原真实电流。

2) 测量的快速性：常用的全波傅立叶算法需要一个工频周期的采样数据，在计算交流分量之前还需进行差分滤波或余弦滤波等运算来抑制非周期分量<sup>[5, 6]</sup>。采用改进的傅立叶算法<sup>[7~10]</sup>或者全新的算法理论<sup>[11]</sup>提高对非周期分量的抑制能力，也是以增加数据或运算为前提的。因此，傅立叶算法的运算量相当大，限制了计算的快速性。

3) 测量结果的稳定性：即便一次系统短路状况稳定，暂态过程的CT饱和程度也是变化的，这导致计算结果也在变化，无法准确反映短路电流水平。

### 4 利用二次电流非饱和时段进行拟合测量

简要原理：利用二阶导数(差分)对非周期分量进行深度抑制，还原非饱和时段的基频正弦波形。再利用基波采样值的固有规律确定非饱和时段上可信的采样值，以3个采样点直接进行拟合运算，求出实际的一次电流参数。

1) 电流入口电路。在电压形成电路充分开通CT饱和时的畸变二次电流暂态波形，使得非饱和时段的正弦波形不变形。CVT应采用高频变压器，ALF的频率上限应提高。由于拟合运算前采取了后述的采样值频率判据措施，不存在频率混叠问题，理论上也可取消ALF。此外，20倍以上的电流在全偏移情况下，将使部分波顶被削除。由于计算所需的采样值很少，影响不大。

2) 非周期分量的处理。拟合算法的暂态精度受非周期分量的影响很大，利用二阶导数可对其进行深度抑制。

若不考虑一次电流的暂态高低频分量，根据求解暂态微分方程得到的CT二次电流表达式<sup>[1]</sup>，若仅考虑强制性非周期分量，可近似为<sup>[5]</sup>：

$$i_s(t) = I_{sm} \cos \theta \cdot e^{-\frac{t}{T_p}} + \sum_{k=1}^n I_{km} \sin(k\omega \cdot t + \theta_k) \quad (1)$$

其中： $\cos \theta$ 为短路电流的偏移度， $k$ 为谐波次数， $T_p$ 为一次系统时间常数。求导得：

$$\dot{i}_s(t) = \omega \left( -\frac{1}{\omega \cdot T_p} I_{sm} \cos \theta \cdot e^{-\frac{t}{T_p}} + k \sum_{k=1}^n I_{km} \cos(k\omega \cdot t + \theta_k) \right) \quad (2)$$

$$\ddot{i}_s(t) = \omega^2 \left( \frac{1}{\omega^2 \cdot T_p^2} I_{sm} \cos \theta \cdot e^{-\frac{t}{T_p}} - k^2 \sum_{k=1}^n I_{km} \sin(k\omega \cdot t + \theta_k) \right)$$

每次求导的直接结果是放大了各分量，高频分量放大更多，同时基波相角前移 $90^\circ$ 。恢复基波幅值，可得到非周期分量的一阶导数抑制系数为 $K_{a1}=1/\omega T_p$ ，二阶导数抑制系数为 $K_{a2}=1/\omega^2 T_p^2$ ， $T_p$ 越大，抑制效果越好。二阶导数的基波相角与实际电流正好反相。式(1)中还应包括以CT二次时间常数 $T_s$ 衰减的非周期自由分量<sup>[1]</sup>， $T_s$ 一般大于50ms<sup>[1]</sup>，该分量同样受到深度抑制。

不同情况的 $T_p$ 值及其对应的一、二阶导数抑制系数如表1，二阶抑制后非周期分量的幅值在原来的1%以下。这为故障拟合计算结果的准确度提供了保障。图1是使用CT Saturation Calculator IEC version 软件， $T_p=48$ ms，计算步长0.1ms时二次电流求导的仿真情况。可见电流二阶导数的非周期分量大大削减。二阶导数在非饱和时段与饱和时段

结合处的正负尖峰对体现了高次谐波的放大效果, 导数非饱和时段的过零点滞后于二次电流非饱和时段的过零点, 体现了真实的电流相位。

表 1 电力系统时间常数与短路电流一、二阶微分的非周期分量抑制系数

Tab.1 Relations between time constant and depress factors of current derivation

系统/kV	110~220		330~500				
机组/MW					100~125	200~210	300~600
$T_p/ms$	40	60	80	100	140	180	260
$K_{d1}$	0.079 6	0.053 1	0.039 8	0.031 8	0.022 7	0.017 7	0.012 2
$K_{d2}$	0.006 3	0.002 8	0.001 6	0.001 0	0.000 5	0.000 3	0.000 1

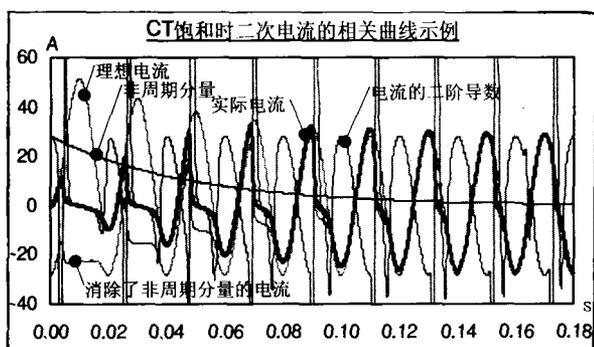


图 1 对 CT 电流进行二次求导的效果图

Fig.1 Effect of 2nd derivation for CT current

求导可以通过单片机的差分法来实现, 设采样周期为  $T_s$ , 取非周期和基波分量进行分析, 可得到一阶差分、导数的非周期分量抑制系数分别为:

$$K_{s1} = \left(1 - e^{-\frac{T_s}{T_p}}\right) / 2 \sin\left(\frac{\omega T_s}{2}\right) \quad (3)$$

$$K_{d1} = K_{s1} \cdot e^{-\frac{T_s}{2T_p}} \quad (4)$$

二阶差分、导数的非周期分量抑制系数为:

$$K_{s2} = K_{s1}^2 \cdot e^{-\frac{T_s}{2T_p}} \quad (5)$$

$$K_{d2} = K_{s1}^2 \cdot e^{-\frac{T_s}{T_p}} = K_{s2} \cdot e^{-\frac{T_s}{2T_p}} \quad (6)$$

数字差分法对采样频率要求不高。以 12 点采样为例, 在  $T_p=100 \text{ ms}$  时,  $K_{d2}$  与上述二阶数学导数  $K_{d2}$  的差值, 仅占后者的 2.3%, 在  $T_p=10 \text{ ms}$  时, 也只是 2.6%。但数字求导比较费时。本文推荐采用硬件求导, 图 2 是一个单级微分电路仿真特性图。在 20 次谐波以下频段, 相移均为  $90^\circ$ , 保障基波时段不变形, 信号延迟只有近  $7 \mu\text{s}$ , 可以忽略。

3) 计算基波电流。以二阶导数波形 (与原始

波形反相) 作为拟合对象。对角频率为  $\omega_0$  的正弦波, 采样周期为  $T_s$  的相邻采样值  $i_1, i_2, i_3$  满足下式 [12]:

$$\cos(\omega_0 \cdot T_s) = \frac{i_1 + i_3}{2i_2} \quad (7)$$

式 (7) 是采样值的一个频率判据,  $T_s$  越小, 对误拟合的控制越不利。电流二阶导数对式 (1) 高频量的放大作用提高了判据的甄别作用, 可充分使得饱和时段的波形不满足判据。因此, 式 (7) 可以作为确定 CT 饱和及拟合条件的双重判据。  $\omega_0$  可取故障前的实测工频值, 以提高判据的准确度, 故障时系统频率变化相对缓慢, 对判据影响不大。电流幅值  $I_m$  可按照下式计算 [12]:

$$I_m^2 = \frac{i_2^2 - i_1 \cdot i_3}{\sin^2(\omega_0 \cdot T_s)} \quad (8)$$

对于需要测量相角、阻抗的微机保护, 为了算法统一, 也可采用上述 3) 采样值拟合法。二次电压可不考虑非周期分量, 无须求导处理; 电压二次回路干扰大但不易饱和, 通过滤波和抗干扰处理, 使电压电流具有对应的可拟合时段。由判据 (7) 和电压、电流 3 采样值的  $R, X$  表达式, 可计算阻抗和相角 [12]。计算时, 将电流二阶导数采样值以相反符号代入即可。

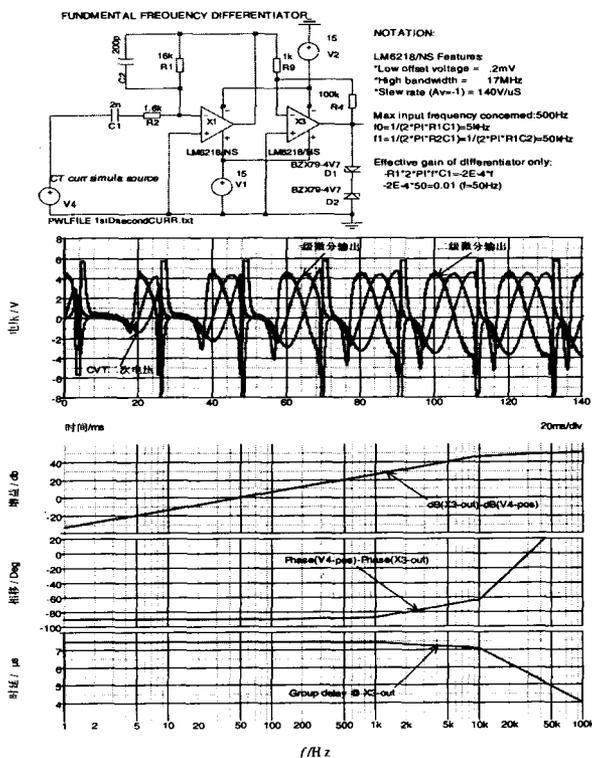
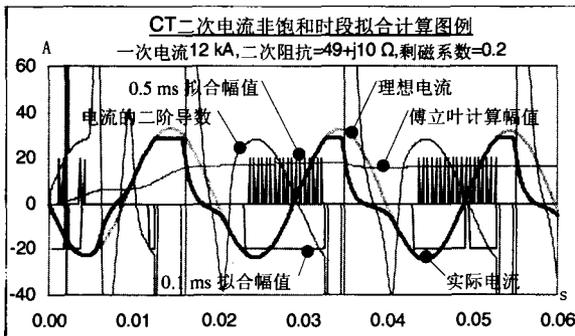


图 2 微机保护电流通道微分电路及仿真效果

Fig.2 Derivation circuits for current channel and its simulations

### 5 抗干扰和谐波问题

虽然交流二次电流回路的引入干扰远比电压回路少，但 CT 二次电流畸变波形、数采通道、微分电路很容易引入或产生干扰。非饱和时段上叠加的干扰波形会导致拟合失败，电子电路之间的高频干扰也容易引起数据、程序的错误。因此，CT 二次电缆、CVT、微分电路、采样保持、AD 转换等电路的选材、布置、接口、屏蔽隔离措施，都至关重要。由于硬件电路的干扰不可完全避免，所以软件算法也需要做应对处理。当 CT 严重饱和时，可拟合时段可能很小，为了在干扰情况下有效利用无干扰段，采样频率应取得大些，以取得更多采样值，保障拟合成功。但是饱和时段上的低频干扰，也可能导致误拟合，故采样频率也不能太大。通过二阶导数对波形结合处的放大作用，也使误拟合得到一定控制。



时间常数: 121.0 ms		电流偏移度: 0.20		二次电流幅值: 20.000 A				
拟合度	采样周期 /ms	周期	数据	计算结果及百分误差				
				最大值 /A	最小值 /A	平均值 /A	平均误差 %	最大误差 %
0.0001	0.5	1	3	20.002	19.999	20.001	0.005	0.010
		2	17	20.004	20.001	20.002	0.009	0.018
		3	17	20.072	19.997	20.006	0.032	0.361
0.0005	0.5	1	3	20.002	19.999	20.001	0.005	0.010
		2	18	20.161	20.001	20.011	0.054	0.806
		3	19	20.072	19.993	20.005	0.027	0.361
0.001	0.5	1	4	20.002	19.497	19.875	0.626	2.517
		2	18	20.161	20.001	20.011	0.054	0.806
		3	19	20.072	19.993	20.005	0.027	0.361
0.000001	0.1	1	33	20.004	19.987	20.001	0.007	0.063
		2	90	20.016	20.000	20.002	0.010	0.079
		3	69	20.015	19.996	20.002	0.009	0.076
0.000001	0.1	1	37	20.046	19.876	19.998	0.008	0.621
		2	95	20.102	20.000	20.003	0.017	0.511
		3	93	20.104	19.985	20.003	0.017	0.519
0.000005	0.1	1	41	20.358	19.153	19.982	0.091	4.234
		2	97	20.558	20.000	20.012	0.058	2.789
		3	98	20.583	19.985	20.012	0.059	2.915

图 3 有利情况下 CT 非饱和时段的拟合计算实例

Fig.3 Fitting calculations for non-sat. seg. under good scenario

如果系统运行中含有谐波，则 CT 二次电流的整体波形都发生畸变，可能引起拟合失败。一般而言，

110 kV 及以上电网的谐波问题得到相当严格的控制，拟合计算方法可以适用。此外，在电力系统故障或扰动初瞬的电流中，除了基频分量和衰减的直流分量，还含有频谱丰富的整次和非整次的低频、高频分量<sup>[13]</sup>，只不过它们衰减较快。这些分量会使得一次故障电流的波形发生畸变，影响拟合计算。此后的故障电流只有直流和基频分量，适合拟合计算。

### 6 仿真计算实例分析

利用前述软件，只考虑非周期和基波分量，就计算误差分为有利（图 3）和不利（图 4）两种情况进行拟合计算。CT 参数为：ALF=20，变比 600/1 A，额定负载 50 VA。

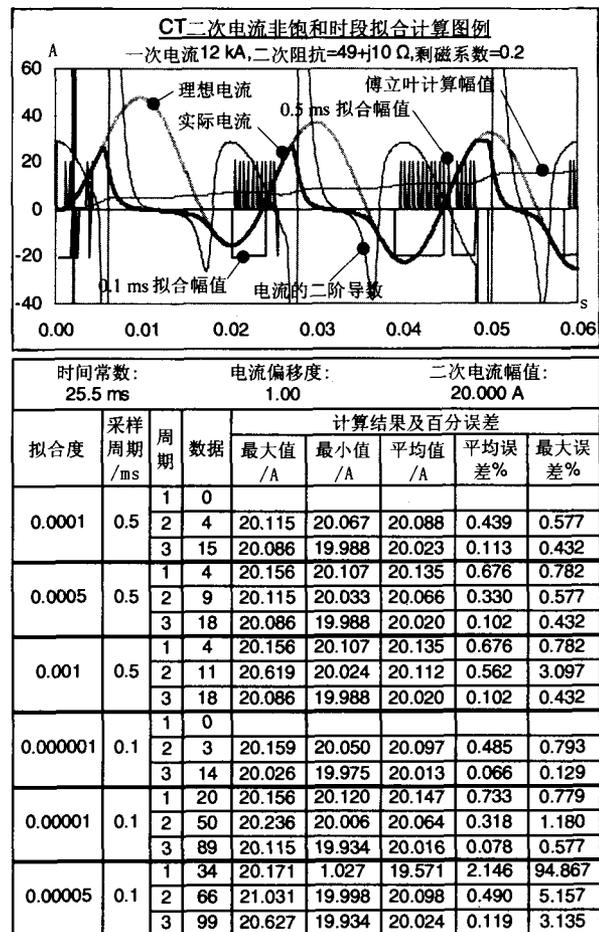


图 4 不利情况下 CT 非饱和时段的拟合计算实例

Fig.4 Fitting calculations for non-sat. seg. under bad scenario

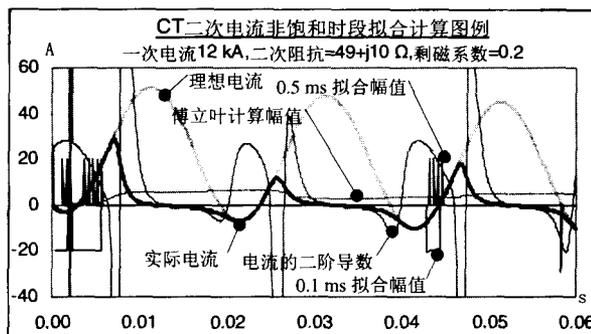
取三个参数为固定值：一次电流 12 000 A，二次总阻抗 49+j10 Ω，以饱和电压的百分数表示的 CT “剩磁”为 0.2。调节的试验参数为：“时间常数” $T_D$ 、“电流偏移度”、“采样周期”，以及定义

为式(7)两侧差值的“拟合度”。“数据”是指拟合计算结果的数据量。

1) 拟合的有效性。取决于采样周期、CT饱和程度、拟合度和波形干扰,表示多长的曲线段和多少个采样值满足拟合条件。可见采样周期越大、饱和越严重、拟合度越小、干扰越严重,则拟合数据越少。拟合度在一定范围内对拟合数据量影响不大,但取值太小则容易引起拟合失败,这对采样周期大的拟合尤其不利。高频量的放大作用,使得可拟合的有效时段比CT的非饱和时段要短,饱和与非饱和的过渡区被排除在外。

2) 拟合误差:主要取决于时间常数、电流偏移度及拟合度。时间常数越小、偏移度越大,则求导后的非周期分量残余越大,可见拟合结果的误差越大。拟合度在一定范围内对误差影响不大,但取值太大则很容易引起误拟合。如图4,一个误拟合产生了94.867%的最大误差。图中波形对应于两种采样的拟合度分别为 $10^{-3}$ 和 $10^{-5}$ ,可见平均误差均在1%左右。而采用傅立叶算法,其结果在数据一致性和误差方面远不及拟合结果。

3) 误拟合控制:模拟更多的计算实例表明,即便拟合参数仔细选取,仍可能在某个单一数据点偶尔发生误拟合,导致结果超差。除了前述的相关措施,还可以采取比较连续三个拟合结果予以剔除的方法进行控制。



时间常数: 121.0 ms		电流偏移度: 0.90		二次电流幅值: 20.000 A				
拟合度	采样周期 /ms	周期	数据	计算结果及百分误差				
				最大值 /A	最小值 /A	平均值 /A	平均误差 %	最大误差 %
0.001	0.5	1	7	20.007	20.005	20.006	0.031	0.037
		2	0					
		3	4	20.412	20.020	20.138	0.690	2.062
0.00001	0.1	1	49	20.015	20.004	20.007	0.033	0.075
		2	0					
		3	17	29.374	20.017	20.597	2.983	46.871

图5 最不利情况下CT非饱和时段的拟合计算实例

Fig.5 Fitting calculations for non-sat. seg. under worst scenario

4) 就拟合的整体效果而言,最不利的就是时间常数和偏移度都大的情况,如图5。此时CT饱和很严重,故障第二、三周期的饱和程度比第一周期更大。若第一周期内高低频分量丰富,干扰又严重,而采样周期偏大,则很可能在第三周期才能拟合成功。

综合以上情况表明,在电力系统的客观状况确定后,采样周期和拟合度的选择非常关键。在考虑经济性及误拟和控制以后,采样周期应尽可能取得小一些;对拟合度则应该考虑最不利情况和计算误差谨慎选取。实用的拟合计算应能保障在系统故障或扰动初瞬后第一、二周期的30 ms内,得出稳定准确的结果。适当选取这两个参数,拟合过程可得到稳定控制,计算结果反映了CT一次侧的实际电流水平。

## 7 结论

CT二次电流基波波形段的拟合算法,在CT正常运行或暂态、稳态饱和时,都能准确测量出一次侧的实际电流水平。该方法可大大提高微机保护的抗CT饱和能力,进而保障电网中电流、阻抗型保护的整体配合性能。与傅立叶算法比较,使用的数据量小,节省了CPU的运算量、存储量,处理速度较快。该方法受CT二次回路负载、CVT再饱和或电流削波的影响也很小。考虑到一次系统谐波和保护装置的速动性,拟合算法适用于中高压系统对基波电流的测量。需要指出的是,采样周期和拟合度的确定,以及对抗干扰、误拟合、拟合失败问题的处理,对硬件电路和一个可靠稳定算法的设计都至关重要。所提出的方法可供科研参考,有待实践检验。

## 参考文献

- [1] 袁季修,盛乐和,吴聚业.保护用电流互感器应用指南[M].北京:中国电力出版社,2004.  
YUAN Ji-xiu, SHENG Yue-he, WU Ju-ye. User Guide to Current Transformer for Protection[M]. Beijing: China Electric Power Press, 2004.
- [2] GE Coporation: CT Saturation in Industrial Application[Z].
- [3] SEL Corporation: Technology Improves Relay Response Under High-fault Current Condition[Z].
- [4] 陈建玉,孟宪民,张振旗,等.电流互感器饱和对继电保护影响的分析及对策[J].电力系统自动化,2000,24(6): 54-56.

(下转第74页 continued on page 74)

- and Load Forecast [J]. Power System Technology, 1999, 23(5): 15-18.
- [3] Bates J M, Granger C W J. The Combination of Forecasts[J]. Operations Research Quarterly, 1969, 20(4): 451-468.
- [4] 王应明, 傅国伟. 基于不同误差准则和范数的组合预测方法研究[J]. 控制与决策, 1994, 9(1): 20-28.  
WANG Ying-ming, FU Guo-wei. Study on the Methods of Combining Forecasts Based on Different Kinds of Error Criteria and Norms[J]. Control and Decision, 1994, 9(1): 20-28.
- [5] 王明涛. 预测方法有效性指标一般形式初探[J]. 预测, 1998, 17(2): 39-40.  
WANG Ming-tao. Research on the Validity Index of the Forecast Method [J]. Forecast, 1998, 17(2): 39-40.
- [6] 陈华友. 基于预测有效度的组合预测模型研究[J]. 预测, 2001, 20(3): 72-73.  
CHEN Hua-you. Research on the Combined Method of Forecast Based on the Forecasting Effectiveness[J]. Forecast, 2001, 20(3): 72-73.
- [7] 谢开贵, 周家启. 变权组合预测模型研究[J]. 系统工程理论与实践, 2000, 16(7): 36-40.  
XIE Kai-gui, ZHOU Jia-qi. Research of the Weight Changeable Combination Forecast Model[J]. System Engineering Theory and Practice, 2000, 16(7): 36-40.
- [8] 顾洁. 电力系统中长期负荷的可变权综合预测模型[J]. 电力系统及自动化学报, 2003, 15(6): 56-60.  
GU Jie. Study on the Varied Weight Synthesis Model of Mid-Long Term Load Forecasting in Power System[J]. Proceedings of the EPSA, 2003, 15(6): 56-60.
- [9] 邢文训, 谢金星. 现代优化计算方法[M]. 北京: 清华大学出版社, 1999.  
XING Wen-xun, XIE Jin-xing. The Modern Optimize Compute Method[M]. Beijing: Tsinghua University Press, 1999.

收稿日期: 2006-07-31; 修回日期: 2006-12-26

作者简介:

陈存(1981-), 男, 硕士研究生, 研究方向为电力系统自动化和电力系统规划; E-mail: cclion0827@163.com

郭伟(1970-), 男, 副教授, 硕士生导师, 研究方向为EMS;

范建中(1973-), 男, 工程师, 从事电力管理工作。

(上接第5页 continued from page 5)

- CHEN Jian-yu, MENG Xian-min, ZHANG Zhen-qi, et al. Influence of the Current Transformer Saturation on Relay Unit and Its Countermeasures in Medium Voltage Power Systems[J]. Automation of Electric Power Systems, 2000, 24(6): 54-56.
- [5] 许正亚. 输电线路新型距离保护[M]. 北京: 中国水利水电出版社, 2002.  
XU Zheng-ya. New Type Distance Protection of Power Line[M]. Beijing: China Water Power Press, 2002.
- [6] SEL Corporation: Filtering for Protective Relays[Z].
- [7] 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): 50-53.  
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): 50-53.
- [8] 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 Novel Recursive Fourier Algorithm for Filtering Decaying DC Component [J]. Power System and Its Automation Transaction, 2003, 15(1): 54-57.
- [9] 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): 6-9.  
HOU You-tao, ZHANG Ju. A Fast Algorithm for Decaying DC Component Filtration[J]. Relay, 2004, 32(6): 6-9.
- [10] 哈恒旭, 王学明, 张保会, 等. 不受衰减直流分量影响的阻抗继电器新算法[J]. 继电器, 2004, 32(9): 16-19.  
HA Heng-xu, WANG Xue-ming, ZHANG Bao-hui, et al. An Improved Fourier Algorithm of Mho Relay Without Influence of DC Decay Component[J]. Relay, 2004, 32(9): 16-19.
- [11] 袁宇波, 陆于平, 刘中平. 基于相量法的短数据窗快速滤波算法[J]. 电力系统自动化, 2004, 28(3): 58-63.  
YUAN Yu-bo, LU Yu-ping, LIU Zhong-ping. A Fast Filter Algorithm of Short Data Window Based on Phasor Analysis[J]. Automation of Electric Power Systems, 2004, 28(3): 58-63.
- [12] 陈德树. 计算机继电保护原理与技术[M]. 北京: 水利电力出版社, 1995.  
CHEN De-shu. The Theory and Technology of Microcomputer-based Protection[M]. Beijing: Hydraulic and Electric Power Press, 1995.
- [13] 王梅义, 蒙定中, 等. 高压电网继电保护运行技术[M]. 北京: 电力工业出版社, 1981.  
WANG Mei-yi, MENG Ding-zhong, et al. Operation Technology of Protective Relaying in High Voltage Network[M]. Beijing: China Electric Power Press, 1981.

收稿日期: 2006-08-25; 修回日期: 2006-11-26

作者简介:

覃文继(1969-), 男, 工程师, 从事电网生产技术管理和继电保护应用工作。E-mail: QWJ.LEPB@163.com