

罗氏线圈电子式互感器软件积分 中高次谐波问题研究

叶有名¹, 刘明忠²

(1. 国网四川省电力公司, 四川 成都 610041;

2. 国网四川省电力公司电力科学研究院, 四川 成都 610072)

摘要: 目前在智能变电站中,应用较多的是罗氏线圈电子式互感器。在对信号进行积分还原过程中,由于硬件积分存在精度以及器件寿命等问题,所以目前许多厂家依旧采用软件积分的方式来实现,由于软件积分是一种离散积分器,因此其积分特性必然会受到采样频率与高次谐波带宽之间的限制。通过某一变电站投运过程中的事故及虚拟仿真,针对目前软件积分存在的一些问题进行深入研究,得出软件积分中,高次谐波还原的带宽限制条件,以期解决目前由于软件积分还原所带来的一些问题。

关键词: 罗氏线圈; 软件积分; 高次谐波; 仿真测试; 离散积分; 带宽限制

Abstract: At present, Rogowski coil electronic current transformer is widely applied in smart substation. During the reduction of signal integration, there are some problems such as accuracy and device lifetime in hardware integration, so many manufacturers now still adopt software integration. Because the software integration is a kind of discrete integrator, its characteristics is inevitably restricted by sampling frequency and high order harmonic bandwidth. According to an accident happened in the process of being put into operation in a substation, the existing problems of software integration are analyzed by virtual simulation, and the bandwidth constraints for the reduction of high order harmonic in software integration are obtained, which is hoping to solve the problems caused by the reduction of software integration.

Key words: Rogowski coil; software integrator; high order harmonic; simulation test; discrete integral; bandwidth limit

中图分类号: TM732 文献标志码: A 文章编号: 1003-6954(2014)05-0046-03

0 引言

基于罗氏线圈原理的电子式电流互感器由于其优越的无饱和性,在目前的智能变电站保护、测量及计量数据获取中获得了广泛的应用。罗氏线圈通过测量感应电势获得一次电流变化率,然后再通过积分还原获得一次电流的值。目前流行的积分还原方法,有硬件还原法和软件还原法,硬件积分由于受模拟器件影响,在精度、可靠性、功耗等方面,存在较大问题。软件积分由于易于实现,稳定性、精度等方面的优势,在罗氏线圈电子式电流互感器的信号还原方面获得了广泛的应用。

然而软件积分还原过程中,由于使用离散采样值对一次值进行还原,因此采样频率决定了电流互感器传变频带,高次谐波的传变还原问题是决定了软件积分的还原能力和传输带宽。下面使用主流电子式互感器作为原型,来研究高次谐波的软件

积分还原问题。

1 罗氏线圈的基本原理分析

罗氏线圈是由非磁性材料为骨架构成的空心线圈,二次绕在非磁性骨架上(见图 1),采用 PCB 布线技术,保证了互感系数 M 的稳定和线圈的重复性。无铁磁材料使罗氏线圈线性度良好,不饱和也无磁滞现象。因此,空心线圈具有优良的稳态性能和暂态响应。

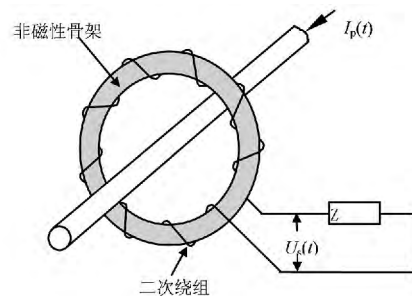


图 1 罗氏线圈工作原理

当罗氏线圈负荷为高阻抗 Z 时,空心线圈应用安培环路定理及法拉第电磁感应定律,线圈的输出电压是穿过线圈的一次电流 $I_p(t)$ 的函数。

令线圈感应电势为 $e(t)$,由于阻抗 Z 足够大,则 $U_s(t) \approx e(t)$ 近似公式为

$$e(t) \approx \mu_0 \cdot N \cdot A \cdot \frac{di_p(t)}{dt} \quad (1)$$

式中 μ_0 为真空导磁率; N 为匝数密度; A 为单匝面积。

罗氏线圈的等效电路如图 2 所示。

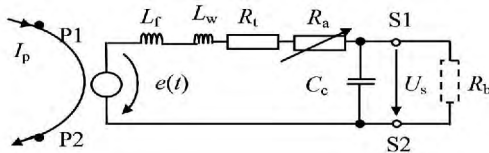


图 2 电压输出罗氏线圈电流互感器等效电路

$e(t)$ 为空心线圈的电势; L_f 为二次绕组的漏电感; L_w 为引线的电感; L 为 L_f 与 L_w 之和; R_t 为二次绕组和引线的总电阻; $U_s(t)$ 为需校正的输出电压; R_a 为校正电阻(任选); Z 为负荷阻抗,或 R_b 为功率因数为 1 的负荷阻抗; C_c 为电缆的等效电容; P_1 、 P_2 为一次端子, S_1 、 S_2 为二次端子。

电阻 R_a 是任选的,供校正调节用。也可采用在铭牌上标出校正系数。电阻 R_a 或校正系数是用于补偿线圈骨架尺寸和匝数的制造偏差。它们也使传感器与电子装置能有互换性。

以下公式依据图 2 等效电路为

$$\underline{E} = j\omega \cdot M \cdot \underline{I}_p$$

$$\underline{U}_s = \frac{R_b}{R_t + R_a + R_b + j\omega L} \cdot \underline{E}$$

$$\underline{U}_s = \frac{R_b}{R_t + R_a + R_b + j\omega L} \cdot j\omega \cdot M \cdot \underline{I}_p$$

$R_b \rightarrow \infty$ 时

$$\underline{U}_s = \underline{E} = j\omega \cdot M \cdot \underline{I}_p \quad \underline{I}_p = -j \frac{\underline{E}}{\omega \cdot M}$$

2 电子式互感器软件积分

2.1 电子式互感器硬件积分

罗氏线圈原理因为其天生的微分特性所以其输出不再是一个正比于一次电流的信号,所以其一般都是配合着积分器的应用来实现电子式互感器的信号输出。由于实际的运算放大器普遍存在输入偏置电压,所以理想积分器的输出会很快饱和至电源电压值。为了解决这一问题,所以一般会采用有损积

分器(见图 3)来实现硬件积分。

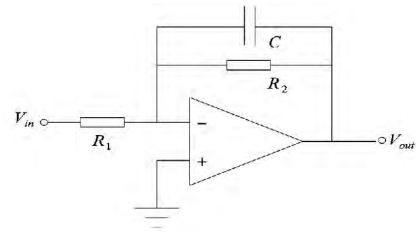


图 3 有损积分器

2.2 电子式互感器软件积分

为了提高精度和降低采集模块的功耗,可以考虑在合并单元采用软件积分的方式对罗氏线圈的输出信号进行还原。最简单的实现方式是基于硬件积分的原型,通过离散化导出软件积分的系统函数^[6,7]。连续 s 域到离散 z 域的映射关系有两种,分别是冲激响应不变法和双线性变化法。采用冲激响应不变法时相角误差随着谐波次数的增加而增加,高频情况下波形失真严重,导致积分算法不收敛。为了保持模拟积分器的原有特性,考虑采用双线性变化法。

首先用 $\frac{2(1-z^{-1})}{T(1+z^{-1})}$ 代替 s 代入式

$$H(s) = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{1+sR_2C} \quad (2)$$

T 为抽样周期,得到 z 域系统函数为

$$H(z) = \frac{R_2 T}{R_1} \cdot \frac{z^{-1} + 1}{(T - R_2 C) z^{-1} + T + 2R_2 C} \quad (3)$$

进而推算得幅频特性、相频特性如下。

假设 $a = T - R_2 C$, $b = T + 2R_2 C$,幅频特性公式为

$$|H(e^{j\omega})| = \frac{R_2 T}{R_1} \cdot \frac{\sqrt{(1 + \cos\omega)^2 + \sin^2\omega}}{\sqrt{(b + a\cos\omega)^2 + (a\sin\omega)^2}} \quad (4)$$

相频特性公式为

$$\Phi(e^{j\omega}) = \arctan(\sin\omega / (1 + \cos\omega)) - \arctan(a\sin\omega / (b + a\sin\omega)) \quad (5)$$

式中 $\omega = 2\pi fs/f$ 为归一化频率, f_s 为采样频率。

假设 $T = 100\mu s$,代入电阻、电容的实际值,得到相频特性图如图 4。

3 罗氏线圈原理电子式互感器高频信号由于微积分过程导致异常分析

3.1 高次谐波微积分后异常分析

某 220 kV 智能变电站采用的独立式罗氏线圈

原理的电子式互感器采用合并单元软件积分。

在对短线路充电的过程中,由于电容电流的影响产生高次谐波电流,根据事后 RTDS 的仿真试验大概产生的谐波次数在 5 000 Hz 到 10 000 Hz 之间,也就是对于工频来说谐波大约是 100 次谐波到 200 次谐波,也就意味着在罗氏线圈微分后高次谐波被放大了 100 到 200 倍之间,直接的影响就是合并单元在积分后由于高次谐波的失真使得高次谐波变成了偏向于时间轴一侧的衰减直流波形,造成母差保护的误动。

具体波形图 5 所示。

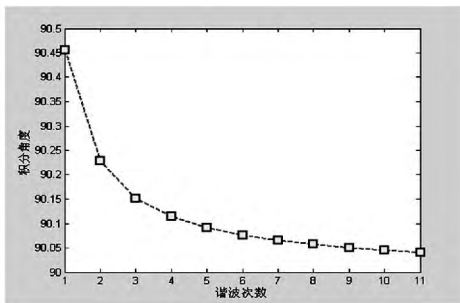


图 4 软件积分相频特性波形

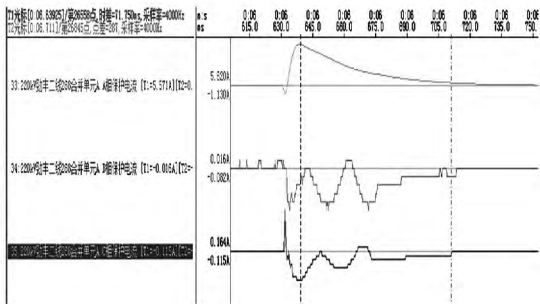


图 5 短线路充电放大波形

3.2 软件积分中的高次谐波影响分析

为了研究电学电子式互感器罗氏线圈高次谐波的软件积分影响,搭建以下测试平台,被测试合并单元为 200 点采样系统。

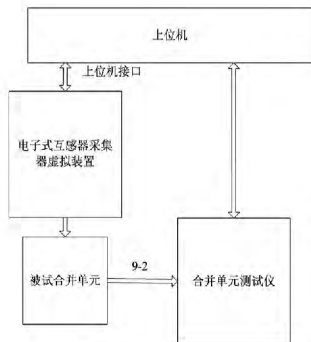


图 6 软件积分仿真模拟测试系统

上位机负责模拟电子式互感器的高次谐波的理

想微分,以及接受合并单元测试仪的分析数据。

电子式互感器采集器模拟装置负责按照电子式互感器实际采集器的报文发送数据。被测试合并单元采用与实际运行相同的合并单元。

合并单元测试仪负责接收被测试合并单元的 9-2 数据,并打包给上位机。

测试都采用基波叠加等量高次谐波的方式,为了防止由于采样溢出所导致积分畸变,所以测试含量均为 10% 的额定电流。

测试结果如图 7~13 所示。

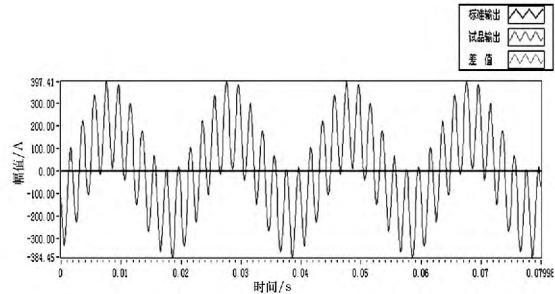


图 7 10% 的基波 45 度角叠加 10% 的 10 次谐波含量

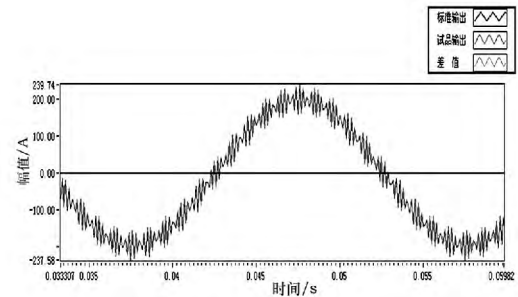


图 8 10% 的基波 30 度角叠加 10% 的 90 次谐波含量

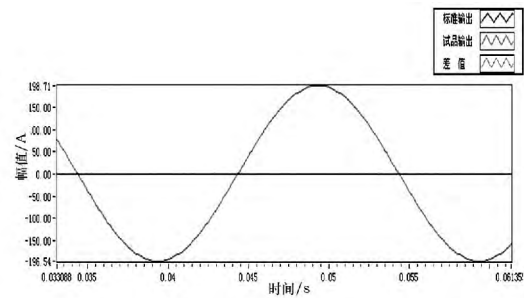


图 9 10% 的基波 30 度角叠加 10% 的 100 次谐波含量

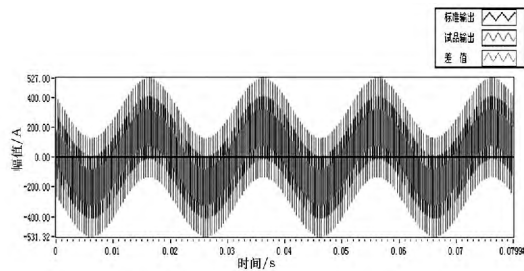


图 10 10% 的基波 45 度角叠加 10% 的 150 次谐波含量
(下转第 54 页)

[6] LEE R. L. , BESHIR M. J. Planning Aspects of 525 kV Phase Shifters and Static var Compensators for the Mead - Phoenix and Mead - Adelanto Transmission Projects in the Southwestern U. S. [C]. ICPST'94 , Beijing ,China , 1994: 970 - 978.

[7] CARLINI E. M. , MANDUZIO G. , BONMANN D. Power Flow Control on the Italian Network by Means of Phase - shifting Transformers [C]. CIGRE Session 2006 ,C2 - 206 Paris: CIGRE 2006: 1 - 12.

[8] VERBOOMEN J. , VAN H. D. , SCHAVEMAKER P. H. , et al. Phase Shifting Transformers: Principles and Applications [C]. 2005 International Conference on Future Power Systems , Amsterdam , 2005: 1 - 6.

[9] BELIVANIS M. , BELL K. R. W. Use of Phase - shifting Transformers on the Transmission Network in Great Britain [C]. 45th International Universities Power Engineering Conference (UPEC) , Cardiff , Wales , 2010: 1 - 5.

[10] IEEE Std C57.135 - 2011 , IEEE Guide for the Applica-

tion , Specification , and Testing of Phase - shifting Transformers [S].

[11] 吴增泊 , 郭翠钰. 大容量移相变压器的设计 [J]. 电气制造 , 2013(11) : 26 - 29.

[12] 李文平 , 陈志伟. 出口美国大容量移相变压器的研制 [J]. 电力设备 , 2007 , 8(8) : 21 - 23.

[13] 郝帅 , 高沁翔 , 伏松平 , 等. 合理利用线路的移相变压器选址问题研究 [J]. 微计算机信息 , 2009 , 25(3 - 2) : 305 - 306 , 182.

[14] 曲祖义 , 廖华兴 , 于继来 , 等. 消除线路过载现象的移相变压器选址问题研究 [J]. 电网技术 , 2002 , 26(12) : 30 - 32 , 44.

[15] PSASP 6. 282 基础数据库用户手册 [R]. 中国电力科学研究院.

作者简介:

陈刚(1985), 博士, 工程师, 主要从事电力系统稳定分析与控制的研究。

(收稿日期: 2014 - 06 - 09)

(上接第 48 页)

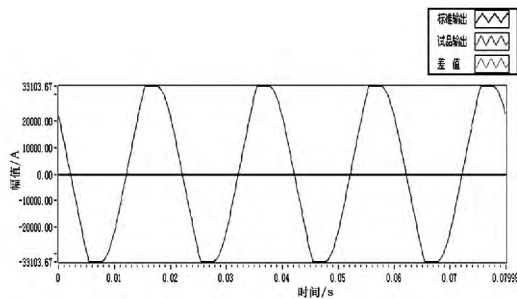


图 11 10% 的基波 45 度角叠加 10% 的 199 次谐波含量

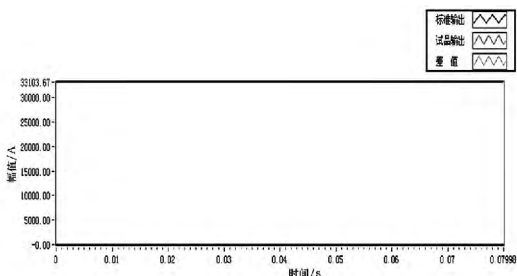


图 12 10% 的基波 0 度角叠加 10% 的 200 次谐波含量

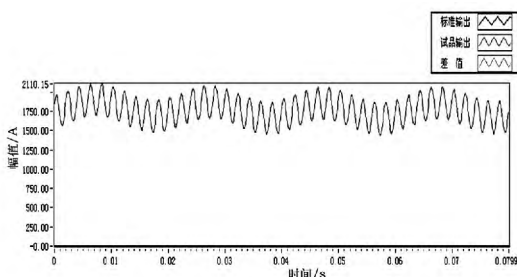


图 13 10% 的基波 60 度角叠加 10% 的 210 次谐波含量

根据测试结果, 在 200 点采样情况下的软件积分, 当频率在 150 次谐波以下时, 对基波基本不产生太大影响, 当频率接近 200 次谐波时开始对基波产生比较大的影响, 199 次谐波由于频率混叠的影响完全变成了基波并且放大的基波, 200 次谐波时, 完全偏向于时间轴一侧并溢出。200 次谐波以上也会偏向时间轴一侧, 但可以与软件积分的衰减回路达到一种稳定状态。

4 结 论

可采用带宽限制与采样速率相配合的办法, 如为保证 13 次谐波的不失真, 带宽至少应放置在 2 kHz, 400 次谐波以上基本已经不可能进入采样了, 所以按照前述仿真参数, 如将采样速率提高至每周波 400 点以上, 再采用软件积分, 应可以很好解决高次谐波的频率混叠所导致的积分后采样失真现象。为防止软件积分所导致的失真现象, 截止频率应与采样速率之间进行配合来实现。如采样速率为 200 点的采样系统, 其带宽截止频率最好不应超过 1 kHz。

(收稿日期: 2014 - 07 - 25)