

Rogowski 线圈电流互感器的相差分析与校正

王晓芳^{1,2}, 周有庆², 李付亮³

(1. 邵阳学院电气工程系, 湖南 邵阳 422000; 2. 湖南大学电气与信息学院, 湖南 长沙 410082;
3. 湖南水利水电职业技术学院, 湖南 长沙 410131)

摘要: 对基于 Rogowski 线圈的电子式电流互感器 (ECT) 相位误差的产生机理和校正方法进行研究。介绍了全数字化设计的 Rogowski 线圈 ECT 的工作原理, 分析 ECT 产生相差的原因, 针对 Rogowski 线圈产生的相位超前, 设计了一种采用 ADE7759 芯片的数字积分器, 可基本还原线圈引起的超前相位; 对数据处理、传输系统所产生的相位差, 介绍了一种移相用软件算法, 该算法在合并单元数字信号处理器 (DSP) 中执行, 可对延时进行有效补偿。测试结果表明, 上述相差校正方法效果良好。

关键词: Rogowski 线圈; 数据采集; 合并单元; 相位误差; 移相补偿

Phase error analysis and correction of electronic current transformer based on Rogowski coils

WANG Xiao-fang^{1,2}, ZHOU You-qing², LI Fu-liang³

(1. Electrical Engineering College, Shaoyang University, Shaoyang 422000, China;

2. Electrical and Information Engineering College, Hunan University, Changsha 410082, China)

Abstract: This paper introduces the principle of the all-digital design electronic current transformer based on Rogowski coil. The cause of phase error in ECT is analyzed. A digital integral circuit with ADE7759 is designed for compensating the led phase. A phase-shifted software algorithm realized in the merging unit DSP is introduced for compensating the time-delay. The test results show its effectiveness.

Key words: Rogowski coil; data sampling; merging unit; phase error; phase shifter compensation

中图分类号: TM452 文献标识码: A 文章编号: 1674-3415(2009)05-0056-05

0 引言

目前, 电子式电流互感器 (ECT) 以其体积小、精度高、绝缘性能好、动态范围宽等优点得到了广泛重视和大力开发, 由于二次侧主要采用数字化的输出方式, 因此电子式互感器的输出信号与真实原边信号之间误差产生的原因及校正方法均与电磁型互感器有较大差别。电子式互感器的比值误差和相位误差是影响互感器测量精度的重要因素, 有限频段内的幅值误差, 在设计滤波器和确定变比系数等参数时可予以考虑, 而相位误差则需要用专门的电路和算法进行校正。本文通过对基于 Rogowski 线圈电子式电流互感器的设计, 研究电子式电流互感器相位误差的产生机理和校正方法。

1 电子式电流互感器的工作原理

基于 Rogowski 线圈的电子式电流互感器的主

体是一个将导线均匀密绕在环形等截面非磁性骨架上而形成的空心电感线圈, 待测的母线电流从线圈中心流过, 在线圈中产生感应电势。经信号调理及采样, 利用有源器件调制技术, 以光纤作为信号通道, 把一次侧转换的光信号送到地面进行信号处理, 还原得到被测信号。结合 IEC 标准, 电子式电流互感器按功能分为五个部分^[1]: 传感头、高压侧数据采集系统、光纤传输及接口、低压侧合并单元和电源供能装置, 其整体结构框图如图 1 所示。

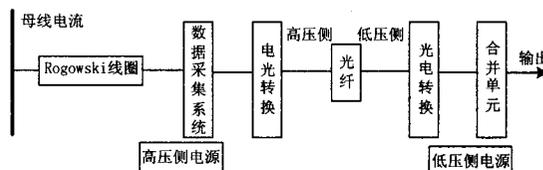


图1 电子式电流互感器结构框图
Fig.1 Structure figure of ECT

采用全数字化设计, 从传感头的输出信号开始, 所有的后续处理及信号传输均采用数字方法。高压

侧数据采集系统由信号采样及调整电路和逻辑控制电路两部分组成: 选用 ADE7759 芯片, 芯片内部的 ADC 先将被测的电压信号转换为对应的数字量, 再利用数字信号处理技术对其进行滤波、积分; 采用现场可编程门阵列 (FPGA) 控制 ADE7759 实现数据采样的全过程, 并完成数据排序和组帧编码。光纤传输系统由发射机、光纤线路和光接收机三部分组成, 从高压侧采样得到的数据信息, 经 HBFR-1414 转换为光信号, 通过光纤传输到低压侧合并单元中的接收器 HBFR-2414, 经整形放大后变为和 TTL 电平兼容的脉冲信号输出。低压侧的合并单元是连接高压侧数据采集系统和二次设备的桥梁, 将接收到的高压侧的数据信息按 IEC 标准规定的格式发送给二次保护和测控设备, 设计中将合并单元分为三个模块: 基于 FPGA 技术的数据还原模块、基于 DSP 技术的数据处理模块和基于 IEC61850 通讯标准的数据输出模块。合并单元在正确恢复出采样数据之后, 还需要利用 DSP 对数据信息进行相关的处理, 包括滤波, 计算均方根、相位差值, 计算相位补偿值, 是因为在经过感应、采样、调整、转换、编码、解码等一系列过程后, 输出的数字量和真实的电流值之间存在幅值和相位两个方面的误差, 所以在设计中要对幅值误差给予算法纠正, 对相位误差进行相位补偿^[2]。

2 电子式电流互感器的相差来源分析

(1) 由 Rogowski 线圈产生的相差

图 2 是电子式互感器利用 Rogowski 线圈测量电流的原理图。当有电流从线圈中心流过时, 线圈两端会产生感应电势:

$$e(t) = -M \frac{di(t)}{dt} \quad (1)$$

式中: M 为线圈与母线之间的互感, 当载流导体处于线圈中心位置不变时, M 是一常数, 其值由式 (2) 决定:

$$M = \frac{\mu N h}{2\pi} \ln \frac{R_a}{R_b} \quad (2)$$

式中: μ 为真空磁导率, N 为线圈匝数, h 为骨架高度, R_a 为骨架外径, R_b 为骨架内径。被测的电流 i 可表示为:

$$i(t) = i(0) - \frac{1}{M} \int e(t) dt \quad (3)$$

由式 (3) 知, 要得到被测的一次电流信号, 必须对 Rogowski 线圈二次输出的电压信号进行积分。

本文设计的 Rogowski 线圈, 导线采用直径为 0.2 mm 的漆包铜线; 骨架采用环氧树脂材料, 矩形; 其尺寸为外直径 110 mm, 内直径 90 mm, 高度 20 mm; 匝数为 1440 匝; 内阻为 82.4 Ω 。由于采用数字积分, 影响测量精度的因素主要来自线圈参数本身, 有以下三个方面: 外电磁场的干扰, 温度变化的影响和被测导体位置变动的影响。

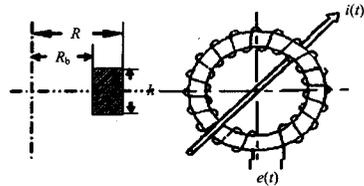


图2 Rogowski 线圈原理图

Fig.2 Schematic of Rogowski loop

由于 Rogowski 线圈没有铁心, 因此容易受到外界磁场在其中感应电压的影响。若受到平行于线圈方向的外磁场干扰, 如图 3 所示, 设 s 、 n 为线圈截面积和匝数密度, 当它们都不均匀时, 在 Rogowski 线圈中产生的感应电动势为:

$$e(t) = -\frac{d\phi}{dt} = -\frac{d}{dt} \int \mu_0 s n H' \cos \beta \cdot dl \quad (4)$$

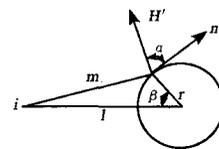


图3 平行于线圈方向的外磁场影响

Fig.3 Outside field influence of parallel direction

它将与被测电流产生的电压相叠加, 从而带来误差。若受到垂直于线圈方向的外磁场干扰, 由于在 Rogowski 线圈成螺旋型绕在线圈骨架上, 其本身形成了一个大的闭合回路, 因此外磁场将在这个回路中感应电动势, 当叠加在被测电流产生的电压上时, 也会带来误差。

对于由常规工艺和材料制作的在 Rogowski 线圈, 温度的变化会使其骨架和绕组线圈发生热胀冷缩效应, 从而改变小线圈的面积 s 和线圈上的匝数密度 n , 导致线圈内、外径 R_a 、 R_b 发生改变, 使互感系数 M 改变, 这样测量值就会发生变化。情况严重时会使线圈变形, M 改变更大, 测量误差就更大。

由于制造工艺的问题, 加上安装和震动等的影响, 一方面一次导体很难保证正好处在线圈中心,

当 s 、 n 不够均匀时，一次导体位置的变化就会对输出有影响；另一方面当一次导体与线圈平面不垂直而是与线圈轴线成 θ 角度时，则被测电流落到轴线上的分量为 $i \cos \theta$ ，由此分量产生的磁链就会带来一个误差。

另一方面，根据 Rogowski 线圈的电气特点，有如图4所示的等效电路^[3]。图中 r 为线圈绕组和引线的总电阻； L 为线圈电感； C_0 为线圈等效杂散电容； R_c 为采样电阻。

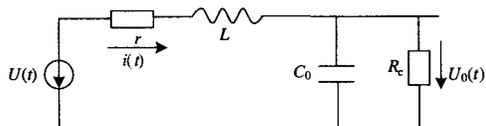


图4 Rogowski 线圈等效电路图

Fig.4 Equivalent circuit of Rogowski loop

在电力系统稳态情况下，

$$U = j\omega MI \quad (5)$$

忽略杂散电容 C_0 的影响，有

$$U_0 = U \frac{R_c}{r + R_c + j\omega L} \quad (6)$$

$$U_0 \left(1 + \frac{r}{R_c} + \frac{j\omega L}{R_c} \right) = U = j\omega MI \quad (7)$$

相量图如图5所示。

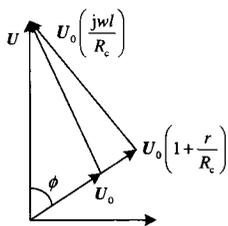


图5 Rogowski 线圈稳态相量图

Fig.5 Phase diagram of Rogowski loop

可以得到输入和输出的相位差为 ϕ ：

$$\text{tg} \phi = -\frac{\omega L}{r + R_c} \quad \phi = -\text{arctg} \frac{\omega L}{r + R_c} \quad (8)$$

对于确定的 Rogowski 线圈，其感应电势和一次电流成微分关系，但由于线圈自身参数的原因，使输出到采样的电压与线圈的感应电势会有一定相位差。此相位差会造成线圈的输出电压和一次电流不再是严格的微分关系，从而影响线圈的线性度。综

合以上分析可知，Rogowski 线圈本身须引入一定的相差。

(2) 由数字处理及传输过程产生的相差

从采样开始，数据信息进入数字化处理阶段。整个数据转换过程造成的总时延 (Δt) 由采样保持时间、A/D 转换时间、数据传输时间与 CPU 计算等时间组成，即采样信号要经过 Δt 才能成为有正确时标的二次输出信号。由 Δt 产生的相角差可分解为两个部分：一部分由采样前抗混叠模拟滤波器的滤波延迟、数字积分延迟、FIR 滤波器的相位延迟等组成，用 φ 表示，另一部分由采样保持、A/D 转换、数据传输、数据编码、数据解码等过程引起的时间延迟组成，用 t 表示。相角差可表示为 $\Delta\theta = \omega \cdot \Delta t$ 。

3 电子式电流互感器的相位误差定义

当数据转换过程的时钟确定、电路元件确定后，转换过程的总时延 Δt 就确定了。将由 Rogowski 线圈的感应相差和数字处理、传输过程中的相差 φ 考虑在一起，定义为额定相位差 φ_{or} ，将由采样保持、A/D 转换、数据传输、数据编码、数据解码等过程引起的时间延迟定义为额定延时时间 t_{dr} ，由此产生的相位差为 φ_{tdr} ，且 $\varphi_{tdr} = -2\pi f \cdot t_{dr}$ 。这样，一次信号和二次信号之间的总相位差为 $(\varphi_{or} + \varphi_{tdr})$ ，也就是指在一次接线端子上出现某一电流的时刻起到对应数字启动时刻的时间差。传统的电流互感器对相位误差的定义即一次电流 I_p 与二次电流 $K_{rd} I_s$ 之间的相位差，如图6所示。

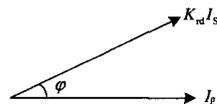


图6 相位差

Fig.6 Phase difference

显然，电子式互感器的相位差较大，把它当作相位误差是不合适的。因此，对电子式互感器相位误差的定义为^[4]：一个同步时钟脉冲到与数字传输值对应的一次电流的抽样值之间的时间差。这样，相位误差 (φ_e) 就等于相位差 (φ) 减去由额定相位差 (φ_{or}) 和额定延时时间 (t_{dr}) 引起的偏移量即

$$\varphi_e = \varphi - (\varphi_{or} + \varphi_{tdr}) = \varphi - \varphi_{or} + 2\pi f \cdot t_{dr} \quad (9)$$

若考虑到 φ_{or} 主要来源于Rogowski线圈对一次电流信号的微分和数值积分延迟, 相位超前和相位滞后相抵消, 取 $\varphi_{or} = 0^\circ$ 。则相位误差如图7所示。

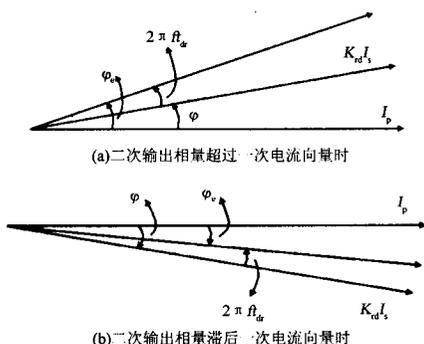


图7 电子式互感器的相位误差
Fig.7 Phase error of ECT

数字量输出的 I_s 一般会滞后 I_p , 即 $\varphi < 0$, 因 t_{dr} 工作在与 φ 相反的方向, 故 $\varphi_e < \varphi$ 。

4 相位校正方法

由以上分析可知, 一次侧信号微分后将引起相位超前, 而且在后续信号处理及数据传输过程中将不可避免地会引入新的相位变化, 因此完整的相位校正过程包括两个部分, 一是在高压侧对超前相位进行积分补偿, 二是在低压侧向二次设备输出信号前进行移相补偿。

(1) 积分补偿

与模拟积分器相比, 数字积分器具有性能稳定、相位特性优良、结构灵活、调节方便等特点, 因此设计中采用数字积分器。选用ADE7759芯片来实现信号采样及调整功能, 它有两个通道, 其中一个通道内置了数字积分器, 能够直接接口到Rogowski线圈电流传感器,ADE7759采用过采样和数字低通滤波两种技术来提高内置ADC的性能。图8所示为高压侧采用现场可编程逻辑阵列(FPGA)进行逻辑控制的原理框图。对于稳态交流信号, 利用原信号过零点时微分信号处于极点的关系, 可使用FPGA控制当微分信号处于极值时以零初始值开始积分。通过数字积分获取的信号相移约为 -90° , 基本可还原微分信号超前相角, 从而消除式(9)中 φ_{or} 的影响, 并且该方案在 $40 \sim 70$ Hz范围内幅频、相频响应较为理想, 相位随频率波动基本可忽略, 性能稳定。

(2) 移相算法补偿

移相补偿算法的选择主要基于两个方面, 一是对采样频率的要求, 二是所需要数据窗时间的长度。经过对这两方面的考虑, 可采用短数据窗移相算法。

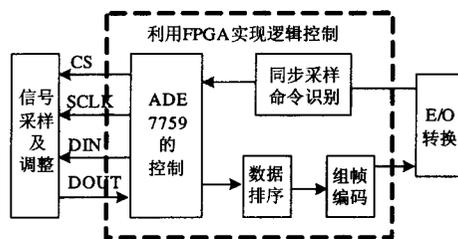


图8 逻辑控制结构框图

Fig.8 Structure diagram of logic control

分析 t 时刻电流可表示为:

$$i(t) = I_m \sin(\omega t + \theta) \quad (10)$$

则超前 σ 角度的电流可表示为:

$$i_\sigma(t) = I_m \sin(\omega t + \theta + \sigma) \quad (11)$$

以相量表示它们分别为 I 、 I_σ , 同时令:

$$i(t - T_s) = I_m \sin(\omega t + \theta - \omega T_s) \quad (12)$$

以相量表示时为 $I \angle -\omega T_s$, $I \angle -\frac{2\pi}{N}$, N 为每

工频周期采样点数, 可作出相量图如图9(a)所示:

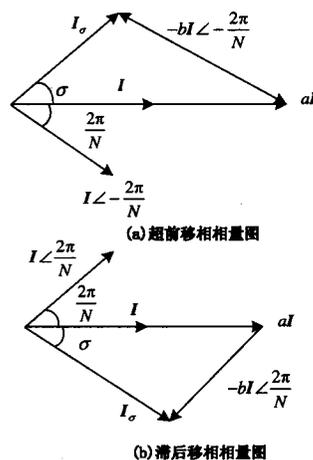


图9 移相量图

Fig.9 Phase shifter diagram

设 $I_\sigma = aI - bI \angle -\frac{2\pi}{N}$, 其中 a 、 b 为系数,

则在图9(a)中由 I_σ 、 aI 、 $bI \angle -\frac{2\pi}{N}$ 组成的三角形中, 由正弦定理可得到:

$$\frac{|I_\sigma|}{\sin \frac{2\pi}{N}} = \frac{b|I \angle -\frac{2\pi}{N}|}{\sin \sigma} = \frac{a|I|}{\sin(\pi - \sigma - \frac{2\pi}{N})} \quad (13)$$

因为 I_σ 由 I 旋转得到, 所以两者幅度相

等, 得到系数 a , b 为:

$$a = \frac{\sin\left(\sigma + \frac{2\pi}{N}\right)}{\sin\frac{2\pi}{N}}, \quad b = \frac{\sin\sigma}{\sin\frac{2\pi}{N}}$$

一次侧信号在高压侧积分还原后, 经过光电转换、光纤传输, 再经合并单元数据还原模块中解码的时间基本确定, 因此需要补偿的相角可预先估计, 在采样频率一定的情况下, 可离线计算出系数 a , b , $i_o(t)$ 又可以改写为:

$$i_o(t) = aI_m \sin(\omega t + \theta) - bI_m \sin(\omega t + \theta - \omega T_s) \quad (14)$$

于是转为采样值计算可得到算式:

$$i_o(n) = ai(n) - bi(n-1) \quad (15)$$

由式(15)可通过相邻两个 $i(t)$ 的采样值获得超前 $i(t)$ 相角 σ 的电流采样值, 实现超前运算。移相后的电流幅值保持不变, 时间窗长度只要一个采样周期的时间。类似的运算方法可得到滞后移相运算, 如图9(b)所示, 可得到滞后移相算式为:

$$i_o(n) = ai(n) + bi(n-1) \quad (16)$$

其中: a , b 表示意义与超前运算式中相同。此算法实现简单, 且较为灵活, 移相角度可根据需要任意调节。计算所用的 DSP, 主频达到 150 MHz, 包含了一个 32×32 位的乘法累加器, 效率非常高, 该算法在 1200 Hz 采样频率下对三个周波的数据进行移相, 仅需 120 ns, 延时极小, 可不计其本身引起的相位误差。

(3) 测试结果

表 1 准确度测试数据

Tab.1 Test data of Precision

电流百分比/(%)	比差/(%)	相差/分
2	0.01	0.8
5	0.03	3.0
100	-0.03	0.6
120	-0.04	0.5

根据上述方案研制的 ECT 样机在国家高电压计量站通过型式试验。表 1 给出了在实际 2 000 A 电流不同百分比情况下的准确度试验结果。试验结果显示比差和相差均在 IEC 标准规定的 0.2 级互感器的误差限制之内。

5 结论

电子式电流互感器的相位误差主要由传感头和数字处理及传输过程两部分组成, 本文采用的数字积分器和移相补偿算法能有效地实现误差校正, 且容易实现, 对解决电子式互感器的测量精度问题, 具有实用意义。

参考文献

- [1] 周有庆, 刘琨, 吴桂清, 等. 基于 Rogowski 线圈电子式电流互感器的研究 [J]. 电气应用, 2006, 25(6): 106-110.
ZHOU You-qing, LIU Kun, WU Gui-qing, et al. Research of Electronic Current Based on Rogowski Coils[J]. Electrotechnical Application, 2006, 25(6): 106-110.
- [2] 钱政, 梅志刚, 罗承沐. 电子式互感器中数据采集系统的实现与误差补偿 [J]. 高压电器, 2004, 40(1): 37-39.
QIAN Zheng, MEI Zhi-gang, LUO Cheng-mu. Realization and Error Compensation of Data Acquisition System for Electronic Transformers[J]. High Voltage Apparatus, 2004, 40(1): 37-39.
- [3] 钱政, 申焯, 罗承沐. 电子式光电组合电流/电压互感器中的相位补偿技术 [J]. 电力系统自动化, 2002, 26(24): 40-43.
QIAN Zheng, SHEN Zhu, LUO Cheng-mu. Application Research of Phase Compensation in Electronic Photoelectric Integrated Current/Voltage Transformer[J]. Automation of Electric Power Systems, 2002, 26(24): 40-43.
- [4] 于文斌, 张国庆, 郭志忠. 电子式电流互感器校验技术的研究 [J]. 高电压技术, 2004, 30(7): 20-22.
YU Wen-bin, ZHANG Guo-qing, GUO Zhi-zhong. The Research for Calibration Technology of Electronic Current Transformers[J]. High Voltage Engineering, 2004, 30(7): 40-43.

收稿日期: 2008-04-28; 修回日期: 2008-06-12

作者简介:

王晓芳 (1965-), 女, 副教授, 研究方向为电力系统微机保护及变电站自动化; E-mail: wxf6543@yahoo.com.cn

周有庆 (1944-), 男, 教授, 博士研究生导师, 研究方向为电力系统微机保护及变电站自动化;

李付亮 (1974-), 男, 硕士, 副教授, 主要从事电力系统继电保护和水电站综合自动化的教学与研究工作。