

罗氏线圈电子式电流互感器积分特性研究

刘志恒¹,段雄英¹,廖敏夫¹,邹积岩¹,张文娜²

(1. 大连理工大学 电气工程学院,辽宁 大连 116024;2. 国网运城供电公司,山西 运城 044000)

摘要: 为降低电子式电流互感器(ECT)的暂态误差、提高稳态电流的测量准确度,提出了一种应用于罗氏线圈 ECT 信号采集系统的压频变换器模数混合积分器(VFC-ADI)方法。对罗氏线圈输出信号进行压频数值转换,由脉冲计数器完成数值计数,微处理器对计数值处理后得出被测电流的积分波形。选取 VFC 芯片 AD7742 进行仿真分析,仿真结果显示 VFC-ADI 方法能准确地反映一次侧暂态电流波形。对罗氏线圈 ECT 暂态故障电流及稳态电流进行试验测试,结果表明 VFC-ADI 方法能准确反映暂态故障电流特征;对于稳态电流测试,比差的变化范围为 $-0.15\% \sim 0.15\%$,角差的变化范围为 $-1' \sim 1.5'$,其输出值完全满足 0.2 s 级基本准确度测试要求。VFC-ADI 方法在模数转换过程中实现了积分功能,数据处理结果表明其更接近于理想积分器。

关键词: 罗氏线圈; 电子式电流互感器; VFC; 脉冲计数器; 模数混合积分器; 误差

中图分类号: TM 46

文献标识码: A

DOI: 10.16081/j.issn.1006-6047.2017.03.030

0 引言

应用于电力系统的电子式电流互感器 ECT(Electronic Current Transformer),无论是测量通道还是保护通道,都面临着如何解决暂态误差的问题^[1-2]。积分器是影响有源 ECT 暂态特性的重要环节^[3-8]。虽然可以通过调整元器件参数提高积分时间常数,改善 ECT 的暂态特性^[9],但由于采用的电子元器件不可能做到严格意义上的理想积分器,当采集系统运行时间较长时,被测电流与 ECT 输出信号之间会出现较大的暂态误差^[10-11]。所以,优化采集系统的暂态特性对 ECT 的工程应用具有十分重要的实际意义。

作为数据采集系统中不可或缺的重要元器件,逐次逼近式的模数转换器 ADC(Analog-Digital Converter)以其精度高、速度快及成本低的优点被广泛应用^[12],但它有抗干扰能力差的缺点。ECT 的采集系统位于高压侧,传导和辐射干扰信号复杂,ADC 芯片所采集的模拟信号容易受干扰而出现尖峰毛刺,当其转换为数字量时,会导致数字信号发生突变,采样值与一次信号产生偏差,引起保护装置误动作^[13]。压频变换器 VFC(Voltage-to-Frequency Converter)可完成模数之间的转换,接口电路简单,且具有较强的抗干扰能力,缺点是难以同时实现较高的分辨率和采样率,因此不适合应用于快速处理过程^[14-15]。

为加快罗氏线圈 ECT 在数字化变电站中的应

用,本文在深入研究 VFC 信号处理技术的基础上,提出了一种 VFC 模数混合积分器 VFC-ADI(VFC-based Analog-to-Digital Integrator)与脉冲计数器相结合的模数转换处理方法,实现了积分功能,避免了传感头到合并单元的采样同步设置,减少了数字化变电站的通信同步级数。相比于数字积分器,该方法可减少逻辑运算程序,节省内存容量,提高数据处理速度。VFC 具有较强的抗电磁干扰能力,对于优化 ECT 的暂态特性及提高抗干扰能力有重要的意义。

1 基于 VFC 和脉冲计数器的模数转换原理分析

VFC 输出脉冲频率 f 与 VFC 输入电压 u 之间的关系为:

$$f = Ku \quad (1)$$

其中, K 为压频变换系数(单位为 Hz/V)。

在一定的采样时间间隔内,脉冲计数器对脉冲频率 f 进行计数,所得计数值 N 为:

$$N = f \Delta t = Ku \Delta t \quad (2)$$

其中, Δt 为模数变换的采样时间。

由式(2)可见,在一定意义上,脉冲计数值 N 即可代表输入电压 u 的数字值。 Δt 的倒数 f_{AD} 为模数变换的采样率:

$$f_{\text{AD}} = 1/\Delta t \quad (3)$$

当 VFC 芯片在额定电压下工作时,其最大脉冲频率为 f_m ,模数变换的分辨率为 R_{AD} ,则 Δt 可利用式(4)进行计算:

$$\Delta t = 2^{R_{\text{AD}}} / f_m \quad (4)$$

如式(4)所示,分辨率 R_{AD} 与 Δt 成正比, Δt 取值越大,分辨率会越高;但是提高 Δt 值,会降低采样率 f_{AD} 。为同时获得较高的模数转换分辨率和采样率,

收稿日期:2016-03-23;修回日期:2017-01-19

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51277020,51337001,51477024);中央高校基本科研业务费专项基金资助项目(DUT-14ZD201,DUT15ZD234)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China(5127020,51337001,51477024) and the Fundamental Research Fund for the Central Universities (DUT14ZD201, DUT15ZD234)

本文提出一种适用于 VFC 的分段累积和时段平移的数据处理方法。

分段累积的示意图见图 1。设 VFC 的输入电压 u 为时变量 $u(t)$, Δt 为无穷小 dt , 对式(2)进行微分可得:

$$dN = Ku(t)dt \quad (5)$$

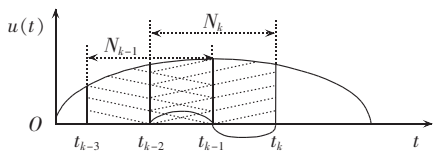


图 1 分段积分示意图

Fig.1 Schematic diagram of segmented integral

在 ΔT_{AD} 内, 对式(5)进行积分即可求得模数变换后的输出值。根据分段积分方法, 设采样周期为 $T_s = t_k - t_{k-1}$, 则 $\Delta T_{AD} = mT_s = t_k - t_{k-m}$ 。

对 ΔT_{AD} 时段进行计数, 在 t_k 时刻的模数变换输出值为:

$$N_k = \int_{t_{k-m}}^{t_k} dN = \int_{t_{k-m}}^{t_k} Ku(t)dt = \sum_{i=k-m+1}^k K \int_{t_{i-1}}^{t_i} u(t)dt = \sum_{i=k-m+1}^k \Delta N_i \quad (6)$$

$$\Delta N_i = \int_{t_{i-1}}^{t_i} Ku(t)dt = K \int_{t_{i-1}}^{t_i} u(t)dt \quad (7)$$

可得到递推算算法:

$$N_k = N_{k-1} - \Delta N_{k-m} + \Delta N_k \quad (8)$$

根据式(6)可知, N_k 为采样时间 ΔT_{AD} 内的累计计数值, 通过增加脉冲计数周期(m 值), 即可提高模数变换分辨率; 式(8)表明 t_k 时刻的取值取决于 VFC 芯片本身的采样周期 T_s (为最小间隔时)。结合式(6)、(8)可见, 本文所提的数据处理方法在提高模数变换分辨率的同时还可以保持较高的模数变换采样率。

根据上述频谱分析, 对分段累积和时段平移的思路进一步深化, 首先对 VFC 输出脉冲进行持续计数(从固定的计数起点到当前时刻); 然后, 对当前时刻的计数值进行数值处理, 即可实现用于罗氏线圈 ECT 的数据采集单元的 VFC-ADI 方法。

2 应用于 ECT 的 VFC-ADI 方法实现

2.1 VFC-ADI 原理分析

应用于 ECT 的 VFC-ADI 方法的结构框图如图 2 所示。VFC-ADI 方法通过 VFC 信号处理电路、脉冲计数器及微处理器对罗氏线圈的输出电压进行信号处理, 从而实现对一次侧母线电流的测量; 信号处理电路包括低通滤波电路和放大电路; 信号的积分过程由 VFC 芯片和脉冲计数器完成。设 $i_1(t)$ 为被测一次电流, $u_r(t)$ 为罗氏线圈的输出电压信号, 两者之间的关系为:

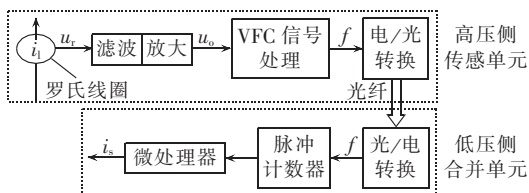


图 2 基于罗氏线圈和 VFC 方法的数据采集框图

Fig.2 Block diagram of data acquisition based on Rogowski coil and VFC

$$u_r(t) = \frac{di_1(t)}{dt} \quad (9)$$

罗氏线圈的输出电压 $u_r(t)$ 经过滤波电路和放大电路后输出为 $u_o(t)$, $u_o(t)$ 再作为输入信号进入 VFC 信号处理电路。设各采样时刻等间隔分布, 对 $u_o(t)$ 信号的积分过程如图 3 所示。

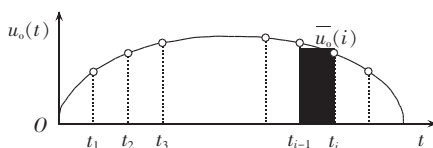


图 3 VFC-ADI 原理示意图

Fig.3 Schematic diagram of VFC-ADI

根据图 3, t_{i-1} 到 t_i 时刻, $u_o(t)$ 的平均电压为 $\bar{u}_o(i)$, 其计算表达式为:

$$\bar{u}_o(i) = \int_{t_{i-1}}^{t_i} u_o(t)dt / \Delta t \quad (10)$$

$$\Delta t = t_i - t_{i-1}$$

当 Δt 很小时, 平均电压 $\bar{u}_o(i)$ 可看作 t_i 时刻的瞬时电压值, 该值被 VFC 转换为脉冲串, 其频率为:

$$f(i) = K\bar{u}_o(i) \quad (11)$$

在 Δt 时间内, 脉冲计数器记录的脉冲个数为:

$$p(i) = f(i)\Delta t \quad (12)$$

从时间起始点 t_1 到 t_i , 脉冲计数器持续计数, 设 $N(i)$ 为 t_i 时刻脉冲计数器的计数值, 于是有:

$$N(i) = \text{int} \left[\sum_{j=2}^i p(j) \right] \quad (13)$$

将式(10)、(11)、(12)分别层层代入式(13), 可以得到:

$$N(i) = \text{int} \left[K \int_{t_1}^{t_i} u_o(t)dt \right] \quad (14)$$

由于脉冲计数器输出结果为整数, 对积分结果会造成一定的误差, 但 VFC 芯片的压频转换系数一般设置得很高, 例如芯片 AD7742 是工作在双极性模式下, 在时钟输入频率为 6.144 MHz 时, 压频转换系数 K 为 0.49 MHz/V, 则 $1/K$ 约为 2.04×10^{-6} V/Hz。即当积分结果的小数部分小于该值时, 会因为取整省去小数数值。由此可见, 可以忽略由于取整所造成的单次采样值误差。当以脉冲下降沿计数时, 如果在 t_i 时刻没有出现脉冲下降沿, 则 t_i 时刻的脉冲计数值 $N(i)$ 不会记录这个未接收完的脉冲, 当该下降沿出

现在 t_i 到 t_{i+1} 时间内时,则被计入脉冲计数值 $N(i+1)$ 。因此,由于取整而产生的误差不会随着时间的推移而累积。

当微处理器读取到计数值 $N(i)$ 后,按照比例关系即可得出输出电流的采样值 $i_s(i)$,其表达式为:

$$i_s(i) = FN(i) \quad (15)$$

其中, F 为变换系数(单位为 A/个)。由式(14)可见,对进入 VFC 信号处理电路的电压信号 $u_o(t)$,从时间起点即进行连续积分,并在每个采样时刻输出一个采样值,本质上充当了一个积分器的功能。通过以上分析,将 VFC 和脉冲计数器与罗氏线圈输出相结合,对积分结果进行适当调整,即可得到所需的一次侧的电流波形。

2.2 VFC-ADI 方法的仿真分析

为满足 ECT 的基本准确度要求,考虑 VFC 芯片的输出脉冲频率宽度及输入电压范围。选用 Analog Devices 公司生产的芯片 AD7742 应用于 ECT 的采集单元,并进行仿真测试。

对芯片 AD7742 的工作状态进行双极性设置,输入电压信号和输出脉冲频率之间的关系如图 4 所示。其中, f_{clkin} 为时钟工作频率; f_{omax} 、 f_{omin} 分别为最大、最小输出频率; U_{ref} 为 VFC 芯片要对照的参考电压; $GAIN$ 为芯片 AD7742 的增益值。

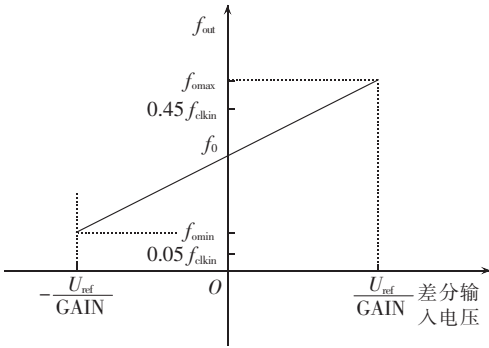


图 4 AD7742 双极性差动输入传输特性
Fig.4 Transmissional characteristic of AD7742 bipolar differential input

仿真过程参数设置:时钟工作频率为 $f_{\text{clkin}}=60144$ MHz;基准电压 $U_{\text{ref}}=2.5$ V;增益 $GAIN=1$ 。此时,输出脉冲频率 f_{out} 与输入电压 u_o 的关系为:

$$f_{\text{out}} = 0.08f_{\text{clkin}}u_o + 0.25f_{\text{clkin}} \quad (16)$$

其中, $0.25f_{\text{clkin}}$ 为曲线与纵轴的交点,标记为 f_0 ,由芯片内偏置电压产生。

为验证 VFC-ADI 方法的暂态特性,以故障电流作为被测电流进行仿真测试,程序中首先生成被测电流 $i_1(t)$:

$$i_1(t) = \cos(\omega t) - e^{-t/\tau} \quad (17)$$

其中, $\omega = 2\pi f$, $f = 50$ Hz。 τ 根据 IEC60044-8《电子式电流互感器》中规定的一次电流时间常数的额定值取为 0.12 s。对式(17)进行微分得到 $u_r(t)$:

$$u_r(t) = -\omega \sin(\omega t) + \frac{e^{-t/\tau}}{\tau} \quad (18)$$

u_r 经过滤波电路和放大电路后,输出为 $-2.5 \sim 2.5$ V 的电压信号 u_o ,将其作为输入信号进入芯片 AD7742,最终根据以上原理分析,输出测量结果 i_s 。在仿真过程中,为防止脉冲计数器溢出,每隔 20 ms 进行一次清零。为方便脉冲计数,设置变换系数 $F=1$ A/个,得二次侧输出电流采样值即为脉冲计数值。

仿真波形如图 5 所示,图 5(a)为一次侧暂态故障电流波形,图 5(d)为由脉冲个数代替二次侧输出电流采样值波形。对比图 5(a)和(d)波形可知,VFC-ADI 方法具有很好的暂态特性,结合罗氏线圈的输出,能准确测量一次侧电流波形特征。

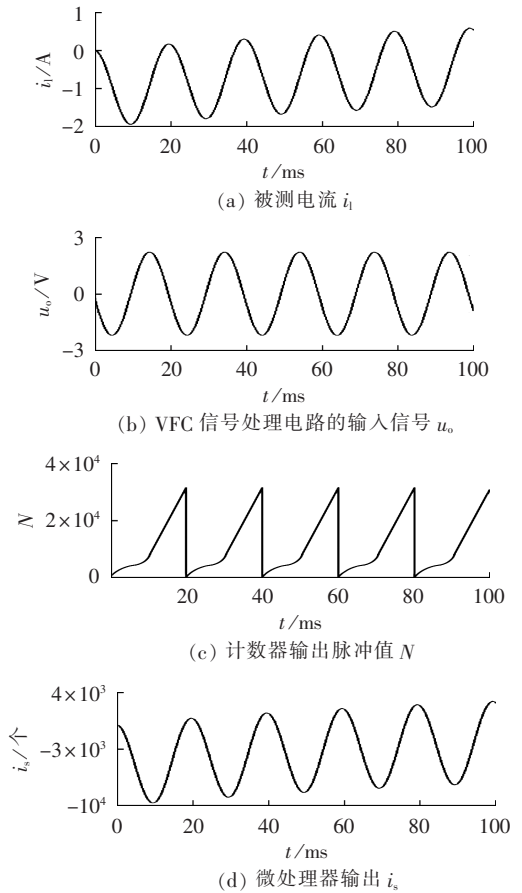


图 5 暂态故障电流仿真波形

Fig.5 Simulative waveforms of transient fault current

2.3 脉冲计数器数据处理

在基于罗氏线圈的 VFC-ADI 方法的仿真过程中,对脉冲计数器和微处理器进行合理设置,是实现一次侧信号的真实反映的关键。

首先要消除 f_0 对输出结果的影响,因为当 i_1 是恒定直流时,罗氏线圈输出电压为 0, VFC 芯片的输出脉冲频率即为 f_0 ,但计数器的计数值却为非零,并且会不断增加,此时如果仍按照式(15)进行计算,必然会使测量输出波形 i_s 与一次侧信号 i_1 完全不对应。

若要获取正确的 i_s , 就要从计数值 N 中减去计数时段 (t_1, t_i) 内, 由于 f_0 所产生的脉冲数。所以 i_s 可由式 (19) 获取。

$$i_s(i) = F[N(i) - f_0(t_i - t_1)] \quad (19)$$

其次, 在电力系统的实际应用中, 脉冲计数器的计数值也在不断增加, 为防止计数器溢出, 就要对计数器进行清零。芯片 AD7742 的输出脉冲最高频率是 $0.45f_{\text{clk}} = 2.7648 \text{ MHz}$, 由以上计算公式可得, 在基波周期 20 ms 的最高计数值为 $56k$ (小于 $216, k$ 为常量), 则可选取 16 位计数器, 并在每个基波周期结束时对计数器进行清零, 以确保脉冲计数器能正常计数。为保证清零前后的输出波形与一次侧电流波形一致, 设在 t_i 时刻清零时输出采样值为 $i_s(i)$, 将其作为下一个计数周期的积分初始值 i_{s0} 。则在新的采样周期内, 微处理器的输出采样值为:

$$i_s(j) = F[N(j) - f_0(t_j - t_i)] + i_{s0} \quad (20)$$

其中, $j = i+1, i+2, \dots, j$ 的取值到本次计数周期结束, 即是下一个清零周期开始。

在电力系统应用中, 一次侧输电线在 ECT 未启动之前就已有电流经过, 选择恰当的电流过零点开始计数, 对得到正确的输出结果至关重要。ECT 应用于电力系统, 一次侧输电线路的状态为无电流或者为工频电流, 则在工频周期 T 内, 对电流 i_1 进行积分后输出为 0, 对应的输出波形 i_s 也应为 0。如果按照式 (20) 进行数据计算, 则会使输出波形出现纵向偏移。该纵向偏移值即为基波周期内的平均电压值 $i_{sv} = S/T$ (S 为基波周期采样非零值)。此时要将输出波形 i_s 修正为 $i_s - i_{sv}$ 。则选取 $t = 20 \text{ ms}$ 为下一个积分周期的起始点, 取修正后的 $i_s - i_{sv}$ 为该周期的积分初始值。

当 ECT 由于长期工作而产生波形漂移现象时, 可通过在稳态工频周期重新确定积分初值使输出值控制在基本准确度测试要求的 0.2 s 级以内。

3 基于 VFC-ADI 方法的模数转换性能分析

根据以上对 VFC-ADI 方法的原理分析可知, 该方法之所以能够实现高采样率, 是因为微处理器每读取一次计数值就提供一次测量结果, 以上仿真的采样率为每周期 320 点, 采样率达到 16 kHz 。脉冲计数器持续计数保证了该方法同时具有较高的分辨率。例如设 $i_1(t) = -\cos(\omega t)$, 有 $u_0(t) = 2.5 \sin(\omega t)$, 对其进行积分, $T/2$ 时脉冲计数器计数值有最大值 N_{max} :

$$\begin{aligned} N_{\text{max}} &= \int_0^{T/2} 0.08 f_{\text{clk}} u_0 dt = \\ &0.08 \times 6.144 \times \int_0^{T/2} 2.5 \sin(\omega t) dt = \\ &0.08 \times 6.144 \times 10^6 \times 2.5 \times 2 / \omega = 7822 \end{aligned} \quad (21)$$

由式 (21) 可见, 用于测量一次侧电流的传感单

元的数字量表示范围为 $0 \sim 7822$, 其分辨率介于 14 位与 15 位之间。

4 试验测试

为验证以上仿真分析的结果, 采用自主研制的 220 kV ECT 对一次侧稳态电流进行数据采集, 额定电流为 1200 A 。分别对电力系统暂态故障电流及稳态电流进行测试, 结果如图 6 所示。

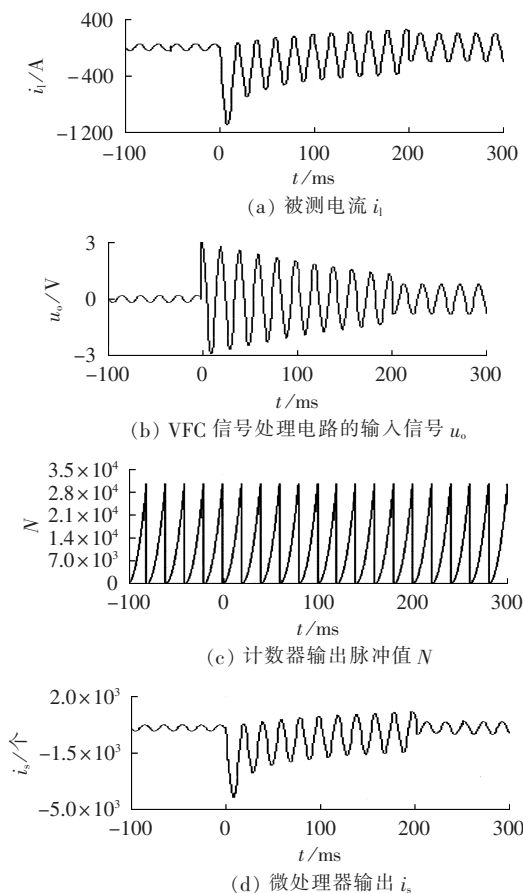


图 6 暂态故障电流测试波形

Fig.6 Experimental waveforms of transient fault current

对一次侧输入暂态故障电流如图 6(a) 所示, 其幅值在上电瞬间出现信号放大, 并出现偏移量, 在 200 ms 处归位。

由图 6(d) 可见, 采集单元处理后的二次侧输出电流值能准确地反映被测电流, 其传感头输出可有效反映一次侧被测电流的故障特征。

自主开发的 220 kV ECT 一次侧传感单元由 PCB 罗氏线圈采集一次信号, 线圈布线均匀, 绝缘性能优良。对信号进行数据处理后由采集单元下载到合并单元, 稳态输入电流为 1200 A 。测量结果见图 7。

图 7(a)、(d) 也反映了被测稳态电流的测试结果, 其角差和比差范围可通过 ECT 基本准确度试验进行测试。

采用深圳星龙公司的 XL808 型数字互感器校验仪对其进行比差和角差测试,测试结果如图 8 所示,图中 U_e 为额定电压。

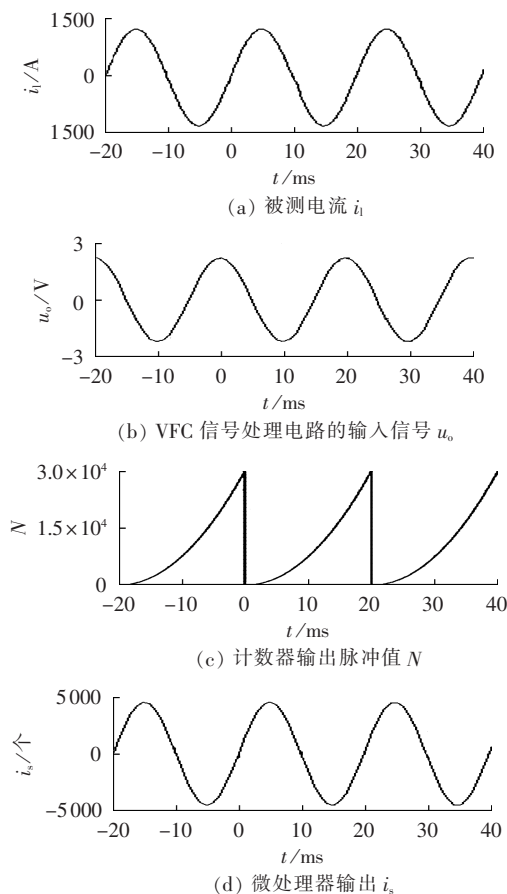


图 7 稳态电流测试波形

Fig.7 Experimental waveforms of steady-state current

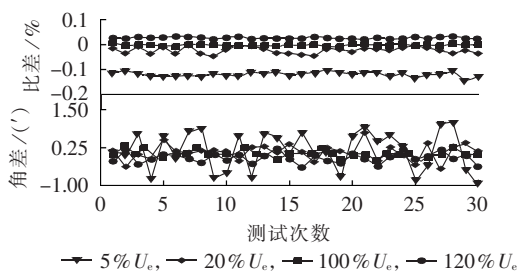


图 8 ECT 基本准确度测试结果

Fig.8 Results of ECT basic accuracy test

根据测试结果中的 ECT 的比差和角差分布,当一次侧处于稳态输入时,即额定电流输入时,比差的变化范围为 $-0.15\% \sim 0.15\%$,且变化均匀;角差的变化范围为 $-1' \sim 1.5'$,误差变化范围比较集中,完全符合 IEC60044 标准对保护用 ECT 5P30 准确级的要求。

5 结论

a. 应用于罗氏线圈 ECT 的 VFC-ADI 方法,具有良好的暂态传输特性,能够准确反映一次侧暂态故障电流特征;同时本文方法具备精确的稳态特性,可使

输出值控制在基本准确度测试要求的 0.2 s 级以内。

b. 通过与脉冲计数器相结合的数据处理技术,本文方法更接近于模数转换过程中的理想积分器功能。相比于模拟积分器,本文方法可避免在采集单元设置积分电路,减少了元器件构成,降低了功率消耗,提高了有源 ECT 的供电可靠性;相比于数字积分器,本文方法可减少逻辑运算程序,节省内存容量,提高数据处理速度。

c. 本文方法取消了合并单元到高压传感单元的采样同步信号,减少了分布式变电站之间的采样同步信号级数,有利于提高设备间的通信实时性。

参考文献:

- [1] 李伟,尹项根,陈德树,等. 基于 Rogowski 线圈的电子式电流互感器暂态特性研究[J]. 电力自动化设备,2008,28(10):34-37.
LI Wei,YIN Xianggen,CHEN Deshu,et al. Study on transient characteristics of electronic current transformer based on the Rogowski coil[J]. Electric Power Automation Equipment,2008,28(10):34-37.
- [2] SO E,ARSENEAU R,BENNETT D,et al. A current-comparator-based system for calibrating high voltage current transformers under actual operating conditions[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement,2011,60(7):2449-2454.
- [3] 徐雁,吴勇飞,肖霞. 采用 FPGA & DSP 实现电子式互感器合并单元[J]. 高电压技术,2008,32(4):275-279.
XU Yan,WU Yongfei,XIAO Xia. Realization of the merging unit in electronic instrument transformer by using FPGA & DSP[J]. High Voltage Engineering,2008,32(4):275-279.
- [4] 谭洪恩,胡浩亮,雷民,等. 电子式互感器现场校准技术实验分析[J]. 高电压技术,2010,36(12):2990-2995.
TAN Hongen,HU Haoliang,LEI Min,et al. Experimental analysis of on-site calibration of electronic instrument transformer[J]. High Voltage Engineering,2010,36(12):2990-2995.
- [5] BAJRAMOVIC Z,TURKOVIC I,MUJEZINOVIC A,et al. Measures to reduce electromagnetic interferences on substation secondary circuits[C]//IEEE Proceedings on ELMAR. [S.l.]:IEEE,2012: 129-132.
- [6] 唐毅,李振华,江波,等. 基于 IEC61850-9 的电子式互感器现场校验系统[J]. 高电压技术,2014,40(8):2353-2359.
TANG Yi,LI Zhenhua,JIANG Bo,et al. On-site calibration system for electronic transformers based on IEC61850-9[J]. High Voltage Engineering,2014,40(8):2353-2359.
- [7] 李芙英,陈翔,葛荣尚. 基于 Rogowski 线圈和压频变换的电流测量方法[J]. 清华大学学报(自然科学版),2000,40(3):28-31.
LI Fuying,CHEN Xiang,GE Rongshang. Current measurement method based on Rogowski coil and voltage frequency conversion [J]. Journal of Tsinghua University (Science & Technology Edition),2000,40(3):28-31.
- [8] 黄智宇,段雄英,邹圆,等. 基于 VLAN 技术的电子式互感器数字接口[J]. 电工技术学报,2008,23(3):36-40.
HUANG Zhiyu,DUAN Xiongying,ZOU Yuan,et al. Digital interface of electronic transducers based on the VLAN technology [J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2008,23(3): 36-40.

- [9] 陈学伟,高厚磊,向珉江,等. 基于电子式互感器微分输出的改进型 R-L 模型距离保护算法[J]. 电工技术学报,2014,29(6):283-289.
CHEN Xuewei,GAO Houlei,XIANG Minjiang,et al. Improved R-L model distance protection algorithm based on differential output of electronic transducers[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2014,29(6):283-289.
- [10] 李仲青,周泽昕,黄毅,等. 数字化变电站继电保护适应性研究[J]. 电网技术,2011,35(5):210-215.
LI Zhongqing,ZHOU Zexin,HUANG Yi,et al. Research on applicability of relay protection in digital substations[J]. Power System Technology,2011,35(5):210-215.
- [11] 李振华,李红斌,张秋雁,等. 一种高压电子式电流互感器在线校验系统[J]. 电工技术学报,2014,29(7):229-236.
LI Zhenhua,LI Hongbin,ZHANG Qiuyan,et al. An online calibration system for high voltage electronic current transformers[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2014,29(7):229-236.
- [12] 朱大鹏,张贵新,许超然,等. 一种通用电子式互感器数字接口的研究与实现[J]. 高电压技术,2007,33(1):119-122.
ZHU Dapeng,ZHANG Guixin,XU Chaoran,et al. Study on digital interface of ETA/ETV and its implementation[J]. High Voltage Engineering,2007,33(1):119-122.
- [13] 李伟,尹项根,张哲,等. 用于电子式电流互感器的压频变换积分

分新方法[J]. 电力系统自动化,2008,32(8):88-92.

LI Wei,YIN Xianggen,ZHANG Zhe,et al. New method for the integral of the voltage frequency conversion of electronic transformers[J]. Automation of Electric Power Systems,2008,32(8):88-92.

[14] IEC. Instrument transformers:part 8 current transformers;IEC 60044-8[S]. [S.I.]:IEC,2002.

[15] 胡浩亮,吴伟将,雷民,等. 计量用合并单元及电子式互感器计量接口规范化探讨[J]. 电网技术,2014,38(5):1414-1419.

HU Haoliang,WU Weijiang,LEI Min,et al. Discussion on standardization of merging unit for metering and electronic transformer metering interface[J]. Power System Technology,2014,38(5):1414-1419.

作者简介:



刘志恒

刘志恒(1984—),男,河北保定人,博士研究生,主要从事智能化高压电器、智能化检测技术方面的研究工作(E-mail:liuzhiheng17@126.com);

段雄英(1974—),女,湖北黄石人,教授,博士,通信作者,主要从事智能化高压电器、智能检测技术、数字化变电站技术方面的研究(E-mail:dxy@dlut.edu.cn)。

Research on integral characteristic of ECT with Rogowski coil

LIU Zhiheng¹,DUAN Xiongying¹,LIAO Minfu¹,ZOU Jiyan¹,ZHANG Wenna²

(1. School of Electrical Engineering,Dalian University of Technology,Dalian 116024,China;

2. State Grid Yuncheng Power Supply Company,Yuncheng 044000,China)

Abstract: A method based on VFC-ADI(VFC-based Analog-to-Digital Integrator) is proposed for the signal acquisition system based on ECT(Electronic Current Transformer) with Rogowski coil to reduce the transient error of ECT and enhance its steady-state current measuring accuracy. The output voltage of Rogowski coil is converted into pulse string,the pulse quantity is then recorded by the pulse counter,and the pulse quantity is finally processed by microprocessor to obtain the integral waveform of measured current. VFC AD7742 is selected for the simulative analysis and the simulative results show that the proposed method accurately reflects the primary current waveform. The transient and steady-state currents of ECT with Rogowski coil are tested and results show that,the proposed method accurately reflects the transient characteristics of fault current;the ratio difference from -0.15% to 0.15% and the angle difference from -1° to 1.5° meet the basic accuracy requirements of class 0.2 s. The proposed method realizes the integral function during the AD conversion and the data processing results show VFC-ADI closer to an ideal integrator.

Key words: Rogowski coil; ECT; VFC; pulse counter; mixed analog-digital integrator; errors