

电子式互感器模 - 数转换方法的研究

聂一雄¹, 尹项根², 段惠明³, 程汉湘¹

(1. 广东工业大学自动化学院, 广东 广州 510090; 2. 华中科技大学电气与电子工程学院, 湖北 武汉 430074; 3. 江西省电力调度中心, 江西 南昌 330006)

摘要: 对电子式互感器信号转换中的两种模数转换方法的特性进行了比较研究。理论分析和计算仿真结果表明:电压频率转换器 VFC可以简化互感器的信号处理电路,便于实现各装置间采样信号的同步,特别适用于电力系统的保护和控制领域;直接模数转换式 ADC具有转换精度不受系统谐波分量变化及频率波动的影响的特点,但信号处理电路和数据同步的实现稍显复杂,是一种适合于测量和保护控制通用目的的电子式互感器信号处理方案。

关键词: 电子式互感器; 信号处理; 模数转换

中图分类号: TN79; TM451

文献标识码: A

文章编号: 1003-4897(2005)06-0046-05

0 引言

随着计算机保护装置的日益普遍应用,传统的对电力系统电流、电压变换器的输出功率的要求已经失去意义。以 GIS为代表的新一代紧凑型变电站的研究和运行对紧凑型电压和电流变换装置提出了需求;用低功率、紧凑型电压和电流量测装置代替常规 PT和 CT将高电压、大电流变换为数字装置所要求的电压和电流水平,是电力系统技术创新面临的重要任务。电子式互感器的研究和应用顺应了科技发展的要求。

电子式互感器在电力系统中应用涉及的一个重要问题是高压侧数据的转换和同步传送;另外, Rogowski线圈原理的电子式电流互感器和阻容分压式电压互感器的设计应用还涉及到传感信号的积分还原问题^[1],这些问题解决的好坏与电力系统保护和控制装置的准确性和可靠性密切相关。本文将介绍作者在这个方面的研究情况。

1 VFC和 ADC特性的理论分析

VFC是一种间接模数转换器,它是通过电压积分比较的方式将被测电压转换成与逻辑电路兼容的脉冲串或方波实现对电压的测量的,其输出频率与输入信号呈精确的线性关系,即:

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

式中: K 为压 - 频转换系数。

如果在给定的计数周期 t 内,测出输入脉冲串

或方波的个数 n ,就可以得到这一计数周期内平均频率,即输入信号的积分值。

$$n = f \cdot t = KV \cdot t \quad (2)$$

对于任意输入信号 $f(t)$,其谱函数 $F(\omega)$ 为:

$$F(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) e^{-j\omega t} dt \quad (3)$$

每次 VFC转换值是 $f(t)$ 信号在转换期间的瞬时采样(平均)值,对 VFC转换脉冲的计数等效于在计数时间段内对 $f(t)$ 的积分^[2],即:

$$N = \int_t^{t+T} f dt = f_1(t) \quad (4)$$

式中: T 为积分计数周期。从式(4)可见,VFC的采样值是被采样信号在采样时间内的积分值, T 越小,则近似积分越能反映被积分信号的当前瞬时值情况,即积分的近似程度越高。对 $f_1(t)$ 作傅里叶变换,则根据傅立叶变换的积分特性和时移特性有:

$$F_1(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} \left[\int_t^{t+T} f(\tau) d\tau \right] e^{-j\omega t} dt = (e^{j\omega T} - 1) \cdot \frac{1}{j\omega} F(\omega) \quad (5)$$

如果以 f_s 的采样频率对 $f_1(t)$ 进行采样,则采样后获得的信号 $f_s(t)$ 可看成是由原信号 $f_1(t)$ 与采样脉冲序列 $s(t)$ 相乘的结果,即:

$$f_s(t) = f_1(t) \cdot s(t) \quad (6)$$

由频域卷积定理,其傅里叶变换为:

$$F_s(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} f_1(t) s(t) e^{-j\omega t} dt = \frac{1}{2} F_1(\omega) \cdot S(\omega) \quad (7)$$

而 $s(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} (t - nT_s)$,其傅里叶变换为:

$$S(\omega) = \frac{2}{T_s} \sum_{n=-\infty}^{\infty} (\delta(\omega - n\omega_s)) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} (\delta(\omega - n\omega_s)) \quad (8)$$

故:

$$F_s(\omega) = \frac{1}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} F_1(\omega - n\omega_s) = \frac{1}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} [e^{j(\omega - n\omega_s)T} - 1] \frac{1}{j(\omega - n\omega_s)} F(\omega - n\omega_s) \quad (9)$$

从式(9)可看出,只要采样频率 ω_s 满足采样定理 $\omega_s > 2\omega_h$,在频谱图中 $F_s(\omega)$ 就是以 ω_s 为周期重复 $F_1(\omega)$,二者只在幅度上相差一个系数,也就是说,以 ω_s 的采样频率对 $f_1(t)$ 进行采样能真实反映原始信号的幅频特性。

由式(5)可看出,经过 VFC 转换后的信号的频谱函数与原始输入函数之间相差一个因子 $(e^{j\omega T} - 1) \cdot \frac{1}{j}$,其中 $\frac{1}{j}$ 项是对每一个频谱分量作衰减,使它们表现出低通特性,对于微分输入信号而言,相当于对信号进行的积分还原过程,而 $e^{j\omega T} - 1$ 项则是 VFC 与经过积分器后再 A/D 转换方法的最大区别,它影响到数据转换的频谱特性和相移特性。如对于满足 $T = 2n$ 条件的各频率分量,其输出信号衰减至零,即相当于一个带阻滤波器,将这些频率分量的信号完全滤除。因此,计数周期 T 的选取,对于输出信号的频谱影响极大。

利用直接模-数转换式 ADC 对微分型电子传感器的信号进行数据转换则必须另外增加一个积分环节。经过运算放大器积分输出后的直接 A/D 转换的信号的频谱分析可以计算如下。设输入信号为 $f(t)$,则其谱函数 $F(\omega)$ 为:

$$F(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) e^{-j\omega t} dt \quad (10)$$

模拟积分器的输出 $f_1(t)$ 可用方程表示为:

$$f_1(t) = \int_{-\infty}^t f(t) dt \quad (11)$$

对 $f_1(t)$ 作傅里叶变换,则根据傅里叶变换的积分特性有:

$$F_1(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^t f(\tau) d\tau e^{-j\omega t} dt = \frac{1}{j} F(\omega) \quad (12)$$

如果以 ω_s 的采样频率对 $f_1(t)$ 进行采样,则采样后获得的信号 $f_s(t)$ 可看成是由原信号 $f_1(t)$ 与采样脉冲序列 $s(t)$ 相乘的结果,即:

$$f_s(t) = f_1(t) \cdot s(t) \quad (13)$$

由频域卷积定理,其傅里叶变换为:

$$F_s(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f_1(t) s(t) e^{-j\omega t} dt = \frac{1}{2} F_1(\omega) * S(\omega) \quad (14)$$

由公式(8),同样有:

$$F_s(\omega) = \frac{1}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} F_1(\omega - n\omega_s) = \frac{1}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{j(\omega - n\omega_s)} F(\omega - n\omega_s) \quad (15)$$

同样地,只要采样频率 ω_s 满足采样定理 $\omega_s > 2\omega_h$,在频谱图中 $F_s(\omega)$ 就是以 ω_s 为周期重复 $F_1(\omega)$,二者只在幅度上相差一个系数,因此,分析 $F_s(\omega)$ 时只需要分析 $F_1(\omega)$ 即可。

由上述推导可见,用先积分再 A/D 转换的方法获得的数字信号串包含的频谱特性与原始信号完全一致,唯一区别在于增加了一个常数比例因子。VFC 转换与先积分再 A/D 转换方法的区别在于 VFC 转换增加了一个与转换信号频率有关的系数因子 $e^{j(\omega - n\omega_s)T} - 1$,它影响到数据转换的频谱特性和相移特性。

2 VFC 和 ADC 在电子式互感器中的应用分析

从 VFC 和模拟积分器后 ADC 两种采样方法的数学分析可以看出,VFC 转换过程中,有些频率分量将会因取样计数周期(即每次从 VF 转换中读取脉冲个数的时间间隔)的不同而有不同的幅值衰减和相角的偏移变化,在恒定取样计数周期时间的前提下,信号频率的变化也会引起输出信号的幅值衰减和相角的变化。对于任意电压 v 的情况,在 $t_{k-n} \sim t_k$ ($t_k - t_{k-1} = T_s$) 期间的计数即为:

$$N = \int_{t_{k-n}}^{t_k} f dt = \int_{t_{k-n}}^{t_k} K v dt = \sum_{i=k-n+1}^k K \int_{t_{i-1}}^{t_i} v dt = \sum_{i=k-n+1}^k K \int_{t_i - T_s}^{t_i} v dt = \sum_{i=k-n+1}^k n_i \quad (16)$$

VFC 的采样值是被采样信号在积分时间内的平均值。对于微分信号的处理,因为引入了一个积分环节,设计时无须再加外部的积分器,减少了非线性环节。此外由于 VFC 的输出频率连续跟踪输入信号,直接响应输入信号的变化,因此可取消采样保持器。

VFC 有两种数据转换实现方式。

1) 定时间取数方式:按数据位数要求的时间,每隔一段时间 T 读取该时间段的脉冲个数(数据读

取后计数器清零),作为这段时间的 AD 转换数值^[3]。这是 VFC 的通常使用方式,其缺点在于数据获取量较小。

2) 循环累加计数方式:如公式 (16)所示,将取样间隔缩短为 T_s ($nT_s = T$),每隔 T_s 时间段读 VFC 转换数据一次,读取数据时,计数器的读数不清零,通过算术运算获得固定时间段 T 的 VF 转换计数脉冲,相当于在 T_s 时间间隔对输入信号进行了一次采样,于是提高了数据采样速率。以 AD652 为例,其转换频率为 2 MHz,若按 12 位的采样分辨率获取 AD 采样信号,取 $n = 10$,则每次采样间隔时间为 0.204 8 ms,采样频率可达到约 5 000 Hz。同时,这种采样方法还有另一个优点,那就是采样精度与采样频率的矛盾得到解决:增大脉冲统计周期值 T 值可以提高数据的采样精度,通过增大 k 值(即缩短取样间隔 T_s)又可以提高数据的采样频率。

VFC 构成的数据采集系统除了具有可以省去采样保持器、低通滤波器、提高分辨率等特点外,还具有与 CPU 的接口简单、抗干扰能力强、多个 CPU 可共用一套 VFC 转换系统等优点。

对于 Rogowski 线圈,假设一次侧电流为 $i(t)$,其频谱函数为 $I(\omega)$,则 Rogowski 线圈的输出电压为 $f(t) = M \frac{di(t)}{dt}$,其频谱函数为 $F(\omega) = jMI(\omega)$ 。设积分计数周期为 T ,采样频率为 f_s ,则由式 (15) 知其经过积分器后再 A/D 转换的信号频谱函数为 $F_s(\omega) = \frac{1}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} F_1(\omega - n f_s)$ 。而 VFC 变换的输出为:

$$F_1(\omega) = (e^{j\omega T} - 1) \frac{1}{j} F(\omega) = (e^{j\omega T} - 1) \cdot \frac{1}{j} j M I(\omega) = (e^{j\omega T} - 1) M I(\omega) \quad (17)$$

故其传递函数为:

$$H(\omega) = \frac{F_1(\omega)}{I(\omega)} = (e^{j\omega T} - 1) M = 2M \sin \frac{\omega T}{2} e^{j\frac{\omega T}{2}} \quad (18)$$

则有:

$$|H(\omega)| = M |\cos \frac{\omega T}{2} + j \sin \frac{\omega T}{2} - 1| = M \sqrt{(\cos \frac{\omega T}{2} - 1)^2 + \sin^2 \frac{\omega T}{2}} = 2M \left| \sin \frac{\omega T}{2} \right| \quad (19)$$

$$\angle H(\omega) = \arctan \left(\frac{\cos \frac{\omega T}{2} - 1}{\sin \frac{\omega T}{2}} \right) =$$

$$\arctan \frac{1 - 2 \sin^2 \frac{\omega T}{2} - 1}{2 \sin \frac{\omega T}{2} \cos \frac{\omega T}{2}} = \arctan \left(- \tan \frac{\omega T}{2} \right) = - \frac{\omega T}{2} + k \quad (20)$$

其幅频特性和相频特性曲线的计算结果分别如图 1 和图 2 所示。

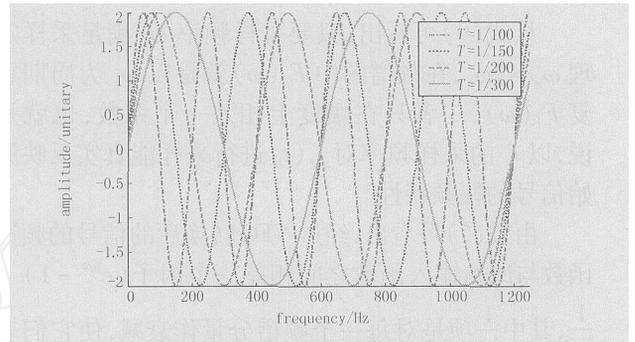


图 1 $H(\omega)$ 的幅频曲线

Fig 1 Amplitude-frequency curves of $H(\omega)$

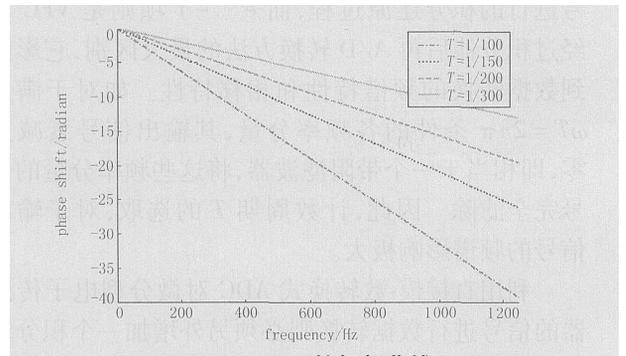


图 2 $H(\omega)$ 的相频曲线

Fig 2 Phase-frequency curves of $H(\omega)$

由图中可见,VFC 具有对某些频率信号的“滤波”特点,如图 1 中 $T = 1/100$ s 的幅频曲线对于偶次谐波具有完全滤除的能力。这个特点对于电力系统的保护和控制装置的应用有特别意义;但 VFC 的相频特性不好,因此,实际应用时应采取一定的补偿措施或尽量避免采用 VFC 变换信号作为相差保护的输入。

电力系统的实际运行过程中,其频率是可能发生变化的,因此,对于频率变化可能对输出结果的影响必须加以研究考虑。图 3 给出了在 $T = 1/100$ s 条件下, $f = 0.5$ Hz, 1 Hz, 1.5 Hz, 2 Hz, 2.5 Hz 时,被测电流信号的 1 ~ 25 次谐波的幅值变化相对误差的计算结果。由图中可以看出,对于“滤波”保留的频率分量的信号,低次谐波分量因频率波动引起的

幅值误差较小,但随着谐波次数的增加,其误差也随之增大;而欲滤除频率分量信号则在频率波动过程中出现较大的影响。

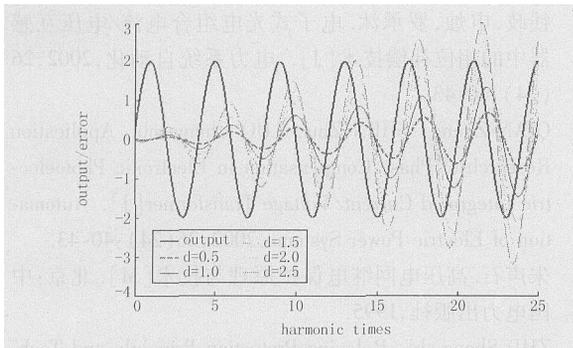


图 3 $T=0.01$ s 频率波动引起的绝对误差

Fig 3 Absolute error curves caused by frequency change at $T=0.01$ s

对于频率波动引起的误差,采用变积分周期的办法可以较好的解决。具体的设计思路是:通过对 VFC 输出信号进行频率分析(或者通过频率测量装置)获得电网工作频率,设在标准工频条件下的积分周期为 T ,若频率波动变化率为 a ,则相应调整积分周期 $T_1 = (1 - a) T$,可以实现对频率波动造成的输出幅值误差的消除。由于电网的工作频率变化一般不会很激烈,因此,这种方法是切实可行的。图 4 给出了在 $T=1/100$ s,变积分周期 T_1 满足一定补偿精度情况下,频率波动对各次谐波引起的幅值误差曲线。从图中可以看出,在频率测量及积分周期变化满足一定精度的条件下,通过变积分周期的方法实现对因频率波动造成的 VFC 的转换误差的校正完全是可行的,如使频率补偿精度达到 0.02 Hz,在 $T=0.01$ s 时 1~25 次奇次谐波因频率波动引入的最大附加转换误差可控制在 1% 以内。

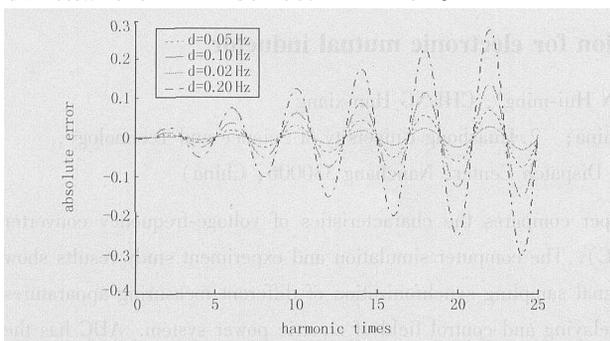


图 4 $T=0.01$ s,不同补偿精度情况下的误差曲线

Fig 4 Absolute error curves in different frequency compensation accuracies at $T=0.01$ s

综合上面的分析可以得出结论:用 VFC 转换方

法实现交流信号的采样,会遗失一些频率分量,对于保护而言,由于对传感精度的要求不是特别高,对于谐波干扰不是很严重的场合,或者是谐波成分比较稳定的场合,可以使用这种输出信号作为保护的参数输入使用,另外,该输出信号也可用于特殊目的的保护,如某次谐波分量的保护;但对于测量而言,若高次倍频分量的含量不是很大,可能能够满足测量要求,但毕竟不是很可靠。

经过模拟积分器后直接 ADC 采样的方法则不存在这些问题,但信号处理电路和数据同步的实现比 VFC 方式的复杂,以作者已经实现的采用 MAX195 转换方案为例简单叙述如下。

MAX195 转换芯片是 MAXM 公司的一种 16 位串行输出 A/D 转换器。这种 A/D 转换器的主要特点在于其具有转换速度快、精度高、功耗低以及 10 微安关闭模式等。转换器内置校准电路修改线性度和补偿误差,可以保证在不需外部调整的情况下实现全温度范围内的高性能运行;另外,外围控制电路引脚可以满足各种转换方式和控制的需要。

利用 MAX195 进行 A/D 转换的高压侧信号处理原理性方框图如图 5 所示。

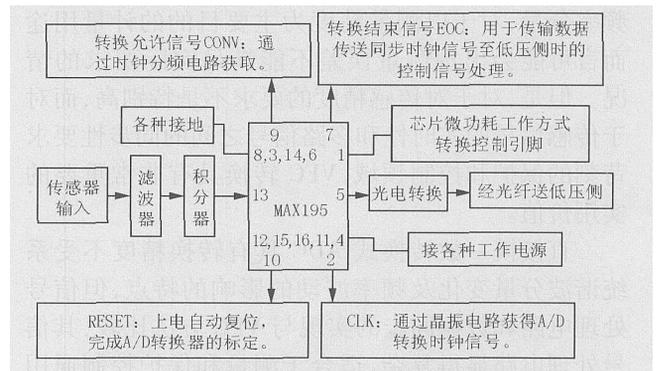


图 5 高压侧信号处理电路原理性方框图

Fig 5 Block diagram of signal processing circuit at high voltage side

为保证高压侧的 A/D 转换信号能够准确地被低压侧接收电路识别, A/D 转换不能连续不间断的进行,必须在每个转换信号之间有一定的空闲位区分各个转换信号。实际处理是每 32 个时钟周期转换一次,并在每个转换信号的起始处通过对 A/D 转换芯片 MAX195 的控制脚的合理应用,增加若干个识别位实现信号辨识。

积分器是传感器信号处理环节的关键部分,其积分精度直接关系到传感器输出的准确度。用模拟积分器加高速 A/D 的方法的关键在于模拟积分器

时间常数的选择,该时间常数直接关系到 A/D 转换的精度及可信度^[4],另外,模拟积分器本身的性能如温度漂移、时间漂移等也是必须解决的问题。

动态模拟实验室的实验结果表明:用模拟积分器加直接 A/D 转换方式实现的电子式电流传感器可以在 10~800 A 电流测量范围内满足相对误差为 0.2% 的测量精度;VFC 转换方式则可以依据取样时间的变化很容易的实现不同次数谐波的幅值的取样。

3 结论

电压-频率转换器 VFC 构成的数据采集系统因为原理性存在一个积分环节,对于微分信号的处理,设计时无须再加外部的积分器,减少了非线性环节;由于 VFC 的输出频率连续跟踪输入信号,直接响应输入信号的变化,因此可取消采样保持器,极大地简化了互感器的信号处理电路,便于实现各装置间采样信号的同步;另外,与 CPU 的接口简单、抗干扰能力强、多个 CPU 可共用一套 VFC 转换系统等特性使这种转换方式具有非常独特的优点。其唯一缺点在于在交流信号的采样实现过程中会遗失一些频率分量,对于以测量精度为主要目的的计量用途而言可能会出现测量误差不能满足实际要求的情况。但是,对于对传感精度的要求不是特别高,而对于传感信号的实时性和多路信号之间的同步性要求苛刻的保护和控制领域,VFC 转换具有非常重要的实用价值。

直接模-数转换式 ADC 具有转换精度不受系统谐波分量变化及频率波动的影响的特点,但信号处理电路和数据同步的实现与 VFC 方法比较,其信号处理电路显得复杂,适合于测量和保护控制通用

目的的电子式互感器信号处理。

参考文献:

- [1] 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.
- [2] 朱声石. 高压电网继电保护原理与技术[M]. 北京:中国电力出版社,1995.
ZHU Sheng-shi. Relaying Protection Principle and Technology of HV Power Network[M]. Beijing: China Electric Power Press, 1995.
- [3] ZHANG Gang, LI Shao-hui, ZHANG Zhi-peng, et al. A Novel Electro-optic Hybrid Current Measurement Instrument for High-voltage Power Lines[J]. IEEE Trans on Instrumentation and Measurement, 2001, 50(1): 59-62.
- [4] 聂一雄,尹项根,张哲. 关于模拟积分器应用的若干问题的探讨[J]. 电子测量技术,2000,(3):3-6.
NIE Yi-xiong, YIN Xiang-gen, ZHANG Zhe. Some Discussions about Analogous Integrator Application[J]. Electronic Measurement Technology, 2000, (3): 3-6.

收稿日期: 2004-07-02

作者简介:

聂一雄(1964-),男,博士,研究方向为传感器、智能检测及仪表;E-mail: nieyx529@263.net

尹项根(1954-),男,教授,博士生导师,研究方向为电力系统及其自动化;

段惠明(1962-),男,硕士,研究方向为电力电子及电机传动。

Study of analog-to-digital transformation for electronic mutual inductor

NIE Yi-xiong¹, YIN Xiang-gen², DUAN Hui-ming³, CHENG Han-xiang¹

(1. Guangdong University of Technology, Guangzhou 510090, China; 2. Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074, China; 3. Jiangxi Electric Power Dispatch Center, Nanchang 330006, China)

Abstract: By theoretical analysis and data computations, this paper compares the characteristics of voltage-frequency converter (VFC) and successive-approximation analog-to-digital converter (ADC). The computer simulation and experiment study results show that VFC can simplify the signal processing circuit and realize the signal sampling synchronization of different measuring apparatuses easily. This converting mode is especially suitable for the protective relaying and control field of electric power system. ADC has the characteristic of the transforming accuracy not influenced by the fluctuation of frequency and the variety of harmonics of the power system. This kind of transformation design can be used for universal purpose of measurement and protective relays. Its demerit is the signal processing circuit and the realization of data synchronization are more complicated than VFC's.

This project is supported by the 33th China Postdoctoral Science Foundation.

Key words: electronic mutual inductor; signal processing; analog-to-digital transformation