

基于多周期同步采样宽带移相法的新型电网无功测量方法

李 群¹, 熊杰锋^{1,2}, 杨志超², 解 兵¹

(1. 江苏省电力公司电力科学研究院, 江苏 南京 210000;

2. 南京工程学院 电力工程学院, 江苏 南京 211167)

摘要: 基于多周期同步采样宽带移相法, 提出了一种电网无功数字测量新方法。多周期同步采样用 100 MHz 高频脉冲对电网频率进行测量跟踪, 保证 10 个周期采样同步误差小于 0.03%; 设计的宽带移相滤波器组在带宽 45~4955 Hz 内实现 90° 相移, 相移误差 0.01°, 其暂态过渡时间最大为 67 ms。给出了实现该方法的具体硬件配置。仿真结果表明, 相对传统方法, 所提方法精度更高, 可在每 10 个周期内实现电网无功的高精度测量。

关键词: 电网; 无功; 测量; 多周期同步采样; 宽带移相滤波器; 测量误差

中图分类号: TM 71

文献标识码: A

DOI: 10.3969/j.issn.1006-6047.2014.06.017

0 引言

对于含有谐波的非正弦电路的无功功率还没有广泛认可、科学的定义^[1-6], 文献[7]介绍了一种常用的无功功率计量方法, 其数字测量一般是对采样数据进行移相, 使得电压和电流移相前后的相位差正好是 -90°, 然后采用和有功功率同样的方式进行数值积分, 计算得到无功功率^[1]。

实际电网的频率是动态的, 而且根据 IEC 电能质量测量标准以及即将发布的谐波国标要求, 需要增加 26~50 次谐波的记录分析功能(频带宽度至少为 3 kHz)。在不考虑互感器和 A/D 转化误差的情况下, 非正弦电路无功功率的高精度、实时数字测量需要保证: 采样尽可能同步; 移相器优异的宽带幅频和相频特性; 移相器暂态特性好, 以保证移相数据尽快从暂态进入稳态。

文献[8]设计了 1 对数字移相滤波器 F_1 和 F_2 以实现 -90° 相移, 经过这对滤波器后输出的电压和电流信号通过数值积分, 可获得无功功率测量结果。实际应用中该方法将面临 2 个问题: 滤波器带宽远不能满足实际电网高达 50 次谐波的测量要求; 同步采样如何实现。文献[9]在文献[8]基础上进行了改进, 提出了基于 2 对相同 Hilbert 移相滤波器的改进结构。该结构通过消除误差公式中关于移相误差的一次项形式, 削弱了滤波器移相特性对测量精度的影响, 降低了滤波器的阶次, 但在应用中存在与文献[8]同样的问题。文献[10]中根据雅可比椭圆函数和双线性变换设计的滤波器组较文献[8-9]中的滤波器频带更宽, 在 45~3000 Hz 频率范围内, 相移误差可达到 0.01°, 归一化处理后幅度误差可达 2×10^{-8} 。为减小非同步采样对无功计量的影响, 文献[11-12]对

移相后的数据采用准同步算法以达到理想同步采样的精度, 该算法需要对滤波数据进行准同步加权, 增加了计算量。

本文在综合考虑同步采样、滤波器带宽和幅频特性的基础上, 提出了一种电网无功高精度数字测量新方法——多周期同步采样宽带移相法。该方法采用现场可编程门阵列(FPGA)生成的 100 MHz 高频脉冲实现采样的硬件同步, 进而设计了一对宽带滤波器组用于 45~4995 Hz 频率范围内的高精度相移, 该方法可以实现 10 个周期内无功功率的动态刷新。

1 多周期同步采样宽带移相法

多周期同步采样宽带移相法主要包括多周期同步采样和宽带移相滤波器设计 2 个关键环节, 其结构框图如图 1 所示。

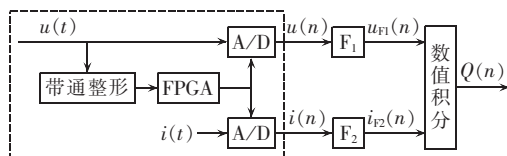


图 1 改进的无功功率测量方法

Fig.1 Improved measurement of reactive power

1.1 多周期同步采样

多周期同步采样是一种硬件同步采样技术, 可实现整数倍周期信号内的均匀采样, 其硬件原理如图 1 中虚线框部分所示。将被测非正弦信号通过带通滤波和过零比较器整形后送入 FPGA, 由 FPGA 生成同步采样控制信号实现 A/D 同步采样^[13], 其中带通滤波器可防止对 1 个周期内有多个过零点的波形的误检。

多周期同步采样原理如图 2 所示, 以 p 个工频周期信号作为参考闸门信号, 经电网信号上升沿同步

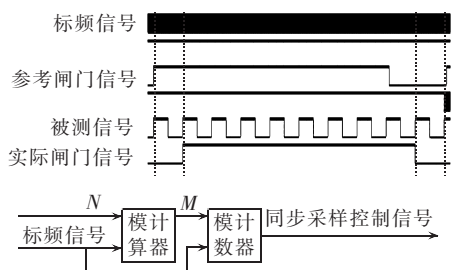


图 2 多周期同步采样

Fig.2 Multi-cycle synchronous sampling

之后生成实际闸门信号,将频率较高的标频信号(100 MHz)作为填充脉冲对实际闸门进行计数得到 N ,由式(1)得到采样模值 M ,进而输出下一个测量区间的同步采样控制信号。

$$M = \frac{N}{pS} \quad (1)$$

其中, S 为每周期采样点数。

设标频信号的频率和周期分别为 f_0 、 T_0 ,被测工频信号周期的实际值和测量值分别为 T_x 、 T'_x ,采样窗口长度为 p 个工频周期,则有:

$$T'_x = NT_0/p \quad (2)$$

被测信号周期的绝对误差为:

$$dT'_x = |T'_x - T_x| = (T_0/p)dN, \quad dN = \pm 1 \quad (3)$$

被测信号周期的相对误差为:

$$\frac{dT'_x}{T_x} \approx \frac{dT'_x}{T'_x} = \frac{1}{N} \quad (4)$$

由式(4)可知:被测工频信号周期的相对误差与脉冲计数值 N 有关;标频信号频率 f_0 越高, p 值越大,被测工频信号周期的绝对误差越小。

设相邻 2 个 10 周期采样区间基波频率不变,图 3 给出了基波频率为 49.5~50.5 Hz、步进 0.0001 Hz、 $p=8$ 、 $f_0=100$ MHz 时,采用多周期同步采样时 10 个周期的同步偏差。由图可见,10 个周期采样的同步误差小于 0.03%。

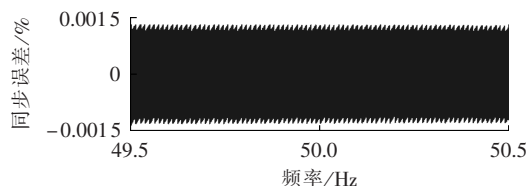


图 3 多周期同步采样同步误差

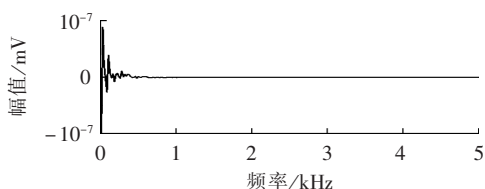
Fig.3 Synch error of multi-cycle synchronous sampling

1.2 宽带数字移相滤波器

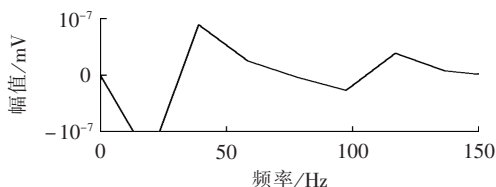
本文设计的宽带移相滤波器组如式(5)、(6)所示,其基本特征是:基于椭圆函数的等纹波半带滤波器^[14-15];带宽为 45~4945 Hz,可实现 90° 移相,相移误差为 0.01°;由 2 个稳定的 IIR 滤波器实现。宽带移相滤波器的幅频和相频特性分别如图 4、5 所示,由图可见该滤波器组具有优异的幅频和相频特性,满足设计要求。

$$H_{F1} = (e^{-j\omega} + 10.3765e^{-j3\omega} - 36.8584e^{-j5\omega} + 59.726e^{-j7\omega} - 45.4809e^{-j9\omega} + 13.2379e^{-j11\omega}) / (13.2379 - 45.4809e^{-j2\omega} + 59.726e^{-j4\omega} - 36.8585e^{-j6\omega} + 10.3765e^{-j8\omega} - e^{-j10\omega}) \quad (5)$$

$$H_{F2} = (-0.0113 + 0.2835e^{-j2\omega} - 1.5044e^{-j4\omega} + 3.169e^{-j6\omega} - 2.9357e^{-j8\omega} + e^{-j10\omega}) / (1 - 2.9357e^{-j2\omega} + 3.169e^{-j4\omega} - 1.5044e^{-j6\omega} + 0.2835e^{-j8\omega} - 0.0113e^{-j10\omega}) \quad (6)$$



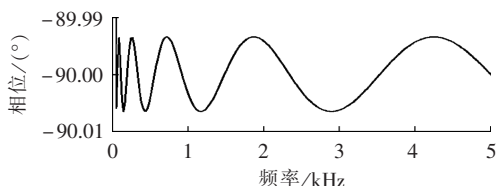
(a) 0~5 kHz 幅频特性



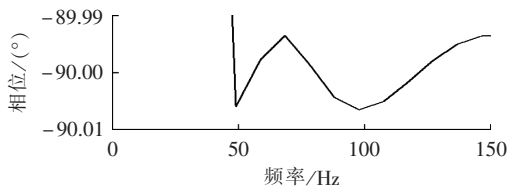
(b) 0~150 Hz 幅频特性

图 4 滤波器组幅频特性

Fig.4 Amplitude-frequency characteristic of filter group



(a) 0~5 kHz 相频特性



(b) 0~150 Hz 相频特性

图 5 滤波器组相频特性

Fig.5 Phase-frequency characteristic of filter group

1.3 硬件配置和算法步骤

图 6 给出本文方法具体实现时的一种硬件配置方案和算法步骤。

硬件配置主要包括以下几个部分。

a. 电压互感器(TV)和电流互感器(TA):用于实现电气隔离和信号变换,具体选择时需要考虑互感器的带宽、线性度和精度。

b. 8 路同步采样芯片 AD7606:16 位 A/D 采样,在同步采样控制下,用于实现电压和电流同步采样。

c. 带通滤波器和过零比较器:非正弦信号通过由通用运放 LM258 实现的二阶带通滤波电路提取

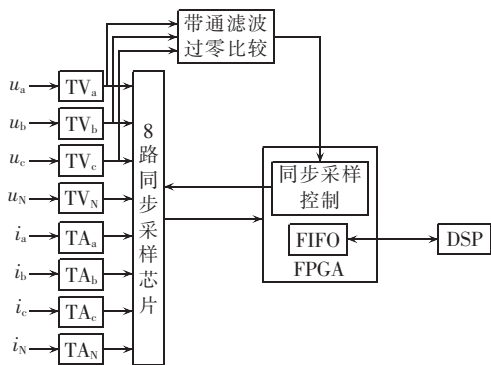


图 6 改进无功测量方法硬件配置
Fig.6 Hardware configuration of improved reactive power measurement

出基波分量,将该分量经 LM293 实现的过零比较电路生成被测信号送入 FPGA。

d. FPGA(EP2C8Q208C8):实现同步采样控制和 16 位先入先出队列(FIFO),通过 FIFO 可实现 FPGA 与 DSP 的数据交互。

e. DSP:在浮点 DSP TMS320F28335 中将 FIFO 存放的电压采样信号和电流采样信号送滤波器 F_1 和 F_2 ,并根据滤波器 F_1 和 F_2 的 N 点输出,采用有功算法计算得到无功。

2 仿真分析

为验证所提算法的实时性和高精度,本文用 MATLAB 分别对 50 次谐波信号、50 次谐波间谐波信号进行无功计算精度和算法暂态特性仿真。

2.1 复杂谐波无功精度

仿真中选取的基波至 7 次谐波的电压、电流有效值,以及对应电压、电流间的相位差如表 1 所示,选取的 8~50 次谐波电压有效值均为 0.05 V,谐波电流有效值均为 0.07 A,对应电压、电流之间的相位差均为 30°。电压信号和电流信号时域波形分别如图 7、8 所示。

由电压和电流参数按照文献[7]方法直接计算理论无功功率为 1.115 6 var。图 9 给出基波频率为 49.95~50.05 Hz、步进 0.001 Hz、10 周期同步偏差 0.03%、每周期采样点数为 200 时,采用本文方法和原有方法计算的无功功率的相对误差图。由于文献

表 1 仿真参数
Tab.1 Simulation parameters

谐波次数 k	U_k/V	I_k/A	$\varphi_k/(\text{°})$
基波	1.00	1.00	60
2	0.20	0.30	-60
3	0.50	0.50	45
4	0.10	0.50	-30
5	0.30	0.30	60
6	0.10	0.20	-15
7	0.05	0.07	30

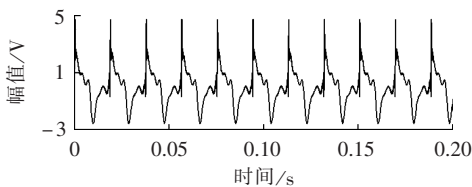


图 7 电压时域波形
Fig.7 Time-domain waveform of voltage

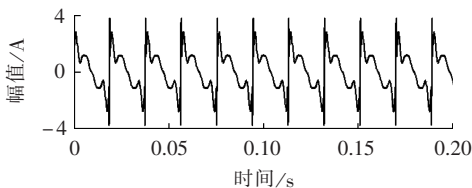
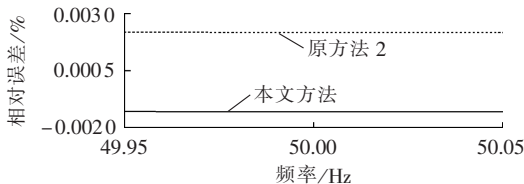


图 8 电流时域波形
Fig.8 Time-domain waveform of current



(a) 原方法 1 与本文方法对比



(b) 原方法 2 与本文方法对比

图 9 无功相对误差

Fig.9 Relative error of reactive power

[8-9]所设计滤波器带宽为 40~960 Hz,不能满足 50 次谐波带宽的要求,为便于比较,选用文献[10]中滤波器并分别按文献[8]、[9]中的结构(分别以原方法 1、原方法 2 表示)进行无功计算,其无功相对误差约为 -0.5125%和 0.0021%,分别如图 9(a)、(b)中的虚线所示。由图 9 可见,改进方法的误差在 -0.002% 以下,明显小于原方法 1,相对于原方法 2,其精度更高,且计算量小一半。

2.2 复杂谐波和间谐波无功精度

为了进一步验证本文算法的性能,在 2.1 节谐波参数的基础上增加了间谐波成分,其参数如表 2 所示。根据电压和电流参数,按文献[7]方法直接计算理论无功功率为 1.126 var。在与前文相同的仿真条件下,采用本文方法、原方法 1 和原方法 2 所得的无功功率相对误差如图 10 所示。由图可见,采用本文方法无功功率相对误差的最大值为 0.0276%,采用原方法 1、原方法 2 的无功功率相对误差的最大值分别为 -0.6409%和 -0.0599%。可见,本文方法的误差明显小于原方法 1,相对于原方法 2,本文方法精度更高,且计算量小一半。

表 2 间谐波参数
Tab.2 Parameters of inter-harmonic

频率/Hz	U_k/V	I_k/A	$\varphi_k/(^{\circ})$
220	0.05	0.06	60
280	0.05	0.06	60
330	0.05	0.06	60
490	0.05	0.06	60

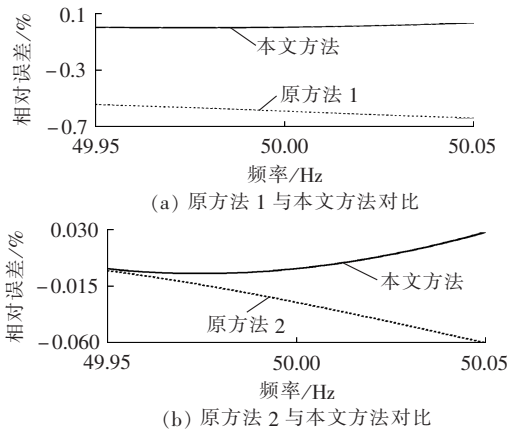


图 10 无功相对误差
Fig.10 Relative error of reactive power

2.3 滤波器暂态特性

滤波器的最大极点决定其暂态过渡时间,工程应用中用式(7)可得到最大暂态过渡时间 T 。

$$T = \frac{-4.5}{f_s \log z_{\max}} \tag{7}$$

其中, $z_{\max}$ 为最大极点值; f_s 为采样频率。以本文滤波器为例,在 $f_s=10\text{ kHz}$ 时,滤波器 F_1 的 $T=66.9\text{ ms}$,滤波器 F_2 的 $T=20.7\text{ ms}$ 。

图 11 和图 12 分别给出了输入单频电压在 0.5 s 频率由 50 Hz 变为 50.2 Hz 时,滤波器 F_1 和 F_2 的暂态响应曲线。由图可见,2 个滤波器在 67 ms 内均可进入稳态。

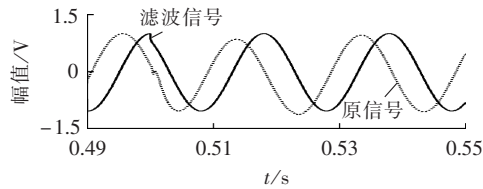


图 11 滤波器 F_1 暂态响应
Fig.11 Transient response of filter F_1

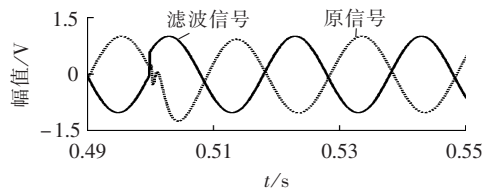


图 12 滤波器 F_2 暂态响应
Fig.12 Transient response of filter F_2

如果将 2.1 节谐波电压、谐波电流信号在 0.5 s 时刻输入测量系统,采用改进方法与原方法计算得

到的无功波形如图 13 所示。由图可见改进方法与原方法的暂态特性相当。

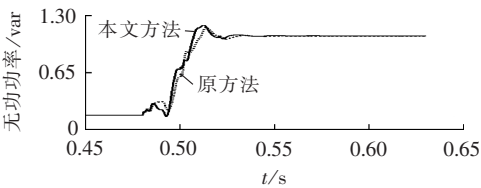


图 13 无功测量暂态特性
Fig.13 Transient characteristics of reactive power measurement

3 结语

本文提出了一种电网无功数字测量法——多周期同步采样宽带移相法,该方法的主要优点如下。

- a. 采用基于 FPGA 的多周期同步采样技术,可实现每 10 周期同步采样误差小于 0.03%,而且随着 FPGA 主频的不断提升,采样同步偏差将越来越小。
- b. 设计的数字宽带滤波器组,具有与传统滤波器组相当的暂态特性(67 ms),且带宽更宽,频谱特性更好。

由于该方法充分考虑了采样同步策略和优化滤波器性能,其无功测量精度明显高于传统 1 对滤波器结构的无功算法,运算量仅为传统 2 对滤波器结构的无功算法的一半。本文同时给出该方法具体实现的一种硬件配置方案,该方案将用于某种高精度电能质量分析仪的设计中。

参考文献:

[1] CHEN M T, CHU H Y, HUANG C L. Power-component definitions and measurements for a harmonic-polluted power circuit [J]. IEE Proceedings-Generation, Transmission and Distribution, 1991, 138(4): 299-306.

[2] YOON W K, DEVANEY M J. Reactive power measurement using the wavelet transform [J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2000, 49(2): 246-252.

[3] EMANUEL A E. Powers in nonsinusoidal situation—a review of definitions and physical meaning [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 1990, 5(3): 1377-1389.

[4] MAKRAM E B, HAINES R B, GIRGIS A A. Effects of harmonic distortion in reactive power measurement [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1992, 28(4): 782-787.

[5] SHARON D. Power factor definitions and power transfer quality in nonsinusoidal situation [J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 1996, 45(3): 728-733.

[6] 孙鸣, 王治国, 秦建民. 无线型无功信号采集器的设计与开发 [J]. 电力系统自动化, 2004, 28(20): 84-87.

SUN Ming, WANG Zhiguo, QIN Jianmin. Design and development of a wireless reactive power signal acquiring device [J]. Automation of Electric Power Systems, 2004, 28(20): 84-87.

[7] 邱海峰, 周浩. 电力系统无功测量方法综述 [J]. 电测与仪表, 2007, 44(1): 5-9.

QIU Haifeng, ZHOU Hao. Summary on reactive power measure-

- ment in power system[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2007, 44(1): 5-9.
- [8] 俎云霄, 庞浩, 李东霞, 等. 一种基于 Hilbert 数字滤波的无功功率测量方法[J]. 电力系统自动化, 2003, 27(16): 50-52, 70.
- ZU Yunxiao, PANG Hao, LI Dongxia, et al. A method of reactive power measurement based on Hilbert digital filter[J]. Automation of Electric Power Systems, 2003, 27(16): 50-52, 70.
- [9] 庞浩, 王赞基, 陈建业, 等. 基于 2 对 Hilbert 移相滤波器的无功功率测量方法[J]. 电力系统自动化, 2006, 30(18): 45-48.
- PANG Hao, WANG Zanjie, CHEN Jianye, et al. Method of reactive power measurement based on two pairs of Hilbert digital filters[J]. Automation of Electric Power Systems, 2006, 30(18): 45-48.
- [10] 王学伟, 高朝, 张旭明. 高准确度、宽频带 90° 数字相移网络的设计[J]. 电测与仪表, 2004, 41(11): 36-38.
- WANG Xuewei, GAO Chao, ZHANG Xuming. The design of high precision 90° digital phase-shift network in wide frequency scope[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2004, 41(11): 36-38.
- [11] 林国营. 基于准同步算法和 IIR-Hilbert 变换器的无功测量[J]. 电测与仪表, 2009, 46(2): 32-34.
- LIN Guoying. Reactive power measurement based on quasi-synchrony algorithm and IIR Hilbert transformer[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2009, 46(2): 32-34.
- [12] 王柏林, 刘华. 用准同步离散 Hilbert 变换测量无功功率[J]. 电测与仪表, 2003, 40(12): 13-15.
- WANG Bolin, LIU Hua. Reactive power measurement with quasi-synchronous Hilbert arithmetic[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2003, 40(12): 13-15.
- [13] 张志文, 王承林, 王伟, 等. 新型多周期同步和倍频锁相的频率跟踪技术[J]. 电力系统及其自动化学报, 2009, 21(5): 119-123.
- ZHANG Zhiwen, WANG Chenglin, WANG Wei, et al. New frequency track technology based on multi-cycle synchronization and frequency multiplication phase-lock[J]. Proceedings of the CSU-EPSA, 2009, 21(5): 119-123.
- [14] ANSARI R. IIR discrete-time Hilbert transformers[J]. IEEE Transactions on Acoustics, Speech, Signal Processing, 1987, 35(8): 1116-1119.
- [15] ANSARI R. Elliptic filter design for a class of generalized halfband filters[J]. IEEE Transactions on Acoustics, Speech, Signal Processing, 1985, 33(4): 1146-1150.

作者简介:



李 群

李 群(1967-), 男, 江苏靖江人, 研究员级高级工程师, 博士, 研究方向为功率理论、新能源并网与电能质量测量分析;

熊杰锋(1976-), 男, 湖北武汉人, 高级工程师, 博士, 研究方向为功率理论、电能质量测量理论与电能质量测量仪设计(E-mail: jiefengxiong@163.com);

杨志超(1960-), 男, 江苏常州人, 副教授, 研究方向为电网运行仿真及可视化技术、电力设备在线监测与状态评价。

Reactive power measuring based on multi-cycle synchronous sampling and wide-band phase-shifting

LI Qun¹, XIONG Jiefeng^{1,2}, YANG Zhichao², XIE Bing¹

(1. Jiangsu Electric Power Research Institute, Nanjing 210000, China;

2. School of Electric Power Engineering, Nanjing Institute of Technology, Nanjing 211167, China)

Abstract: A digital measuring method of grid reactive power is proposed based on multi-cycle synchronous sampling and wide-band phase-shifting. The 100 MHz pulse is adopted in the multi-cycle synchronous sampling to measure and trace the frequency of power grid, which guarantees the synch error less than 0.03% for 10 cycles. The designed wide-band phase-shift filter group realizes 90° phase shift of wide band from 45 to 4 955 Hz, with the phase shift error of 0.01° and the maximum transient transition time of 67 ms. The hardware configuration is given. The simulative results show that, compared with the traditional method, the proposed method realizes the reactive power measuring per 10 cycles with higher precision.

Key words: electric power systems; reactive power; measurements; multi-cycle synchronous sampling; wide-band phase-shift filter; measurement errors