

基于 dsPIC33 和 MCP3909 的三相监控终端研究与设计

吴国平, 杨仁刚

(中国农业大学信息与电气工程学院, 北京 100083)

摘要: 为使三相监控终端测得的电压电流能实时同步采样并保证监控终端结构简单、运行可靠, 设计了新型三相监控终端, 在硬件上 CPU 采用高性能的 dsPIC33FG256GP710 和电表专用的电能质量计量芯片 MCP3909, 软件采用了具有工程实用性的准同步采样法。主站通过 GPRS 网络与各个监控终端通信, 对监控终端进行管理维护, 便于数据管理。实验结果表明, 该设计在电能质量测量方面准确可靠。

关键词: 监控终端; 准同步采样; MCP3909; 电能质量; GPRS

Research and design of three-phase terminal based on dsPIC33 and MCP3909

WU Guo-ping, YANG Ren-gang

(School of Information and Electrical Engineering, China Agricultural University, Beijing 100083, China)

Abstract: This paper proposes three-phase monitor hardware and software design just for measuring terminal voltage and current in real-time synchronous sampling, possessing simple structure and ensuring reliable operation. It gives the use of high-performance about dsPIC33FG256GP710 and the measurement chip MCP3909 on hardware. The software gives the quasi-synchronous sampling method in the power measurement. Master station communicates with each terminal through the GPRS network and monitors all terminals. It is inclined to manage the data. Experimental results show that the design aspects of power quality measurements are accurate and reliable.

Key words: monitoring terminal; quasi-synchronous sampling; MCP3909; power quality; GPRS

中图分类号: TM714

文献标识码: A

文章编号: 1674-3415(2010)08-0105-06

0 引言

随着电网的非线性设备的日益增多, 电网中的浪涌干扰、高压尖峰干扰、电压跌落、谐波等给电网和用户带来很大危害。如今, 高新技术产业迅速崛起, 对电能质量提出了更高的要求, 而目前的电力监控设备体积庞大、操作复杂、仪器笨重给现场监测带来不便。

本文开发了基于 Microchip 公司的 dsPIC33FG256GP710 高性能的 16 位单片机和电表专用的计量芯片 MCP3909 为核心的三相监控终端, 采用准同步采样软件设计, 在电力测量方面简单可靠。

1 硬件设计

1.1 硬件结构

三相监控终端包括三相电压、电流输入信号、

AD 采样电路、dsPIC33FG256GP710 主 CPU、ICD2 仿真调试接口、UART 接口、LCD 显示部分、RS232、RS485、开入、开出控制量以及电源部分组成。

CPU 主控芯片选用 Microchip 公司的 dsPIC33FG256GP710 高性能的 16 位单片机和电表专用的计量芯片 MCP3909 为核心的三相四线制多功能电表模块。终端设有 6 路开关量输入端子, 用于电容器控制输出显示、变压器过温报警、超温掉闸、电容器手动及自动转换指示、高低压开关状态指示等。终端还设有两路继电器输出用于控制电容器投切, 提供一个 RS485、RS232 串口, 用于数据传输还可以接电气测量仪表。终端提供有功电度、无功电度量指示, 便于现场操作人员校准和检测。

三相监控仪硬件结构如图 1 所示。A、B、C 三相电流经过 PT、CT 互感器后经信号处理电路后进 AD 转化模块 MCP3909, 经其信号采样及转换, 由 SPI 总线将电能质量数据送至主 CPU 即 dsPIC33FG256GP710。

基金项目: 国家“十一五”科技支撑项目(2006BAJ04B03)

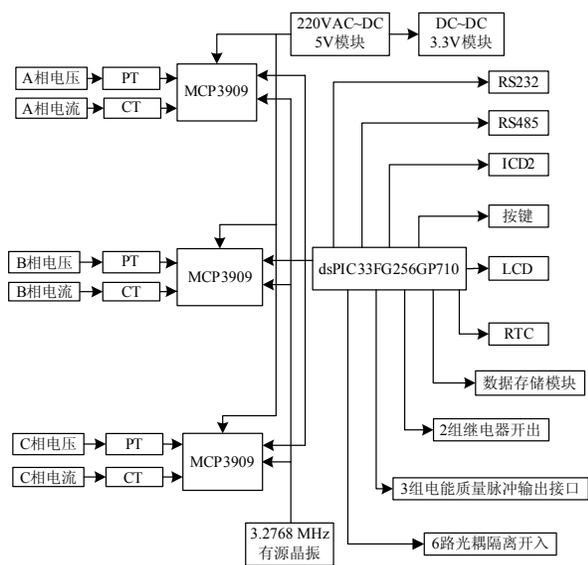


图1 三相监控仪硬件结构图

Fig.1 Three-phase structure of the hardware monitor

1.2 电源部分

AC/DC 变换原理图如图 2 所示，输入交流电压有效值为 85~265V。DC/DC 变换采用单端反激变换电路，工作在电流非连续模式。NCP1014 供电采用辅助线圈经整流、滤波后提供，这样可以降低待机功耗。在交流输入端先经过简单的滤波电容 C_1 达到滤除差模干扰的目的。桥式整流之后经过 C_2 、 C_3 和 L_1 组成的 π 型滤波，滤除高频谐波，减小纹波^[1]。

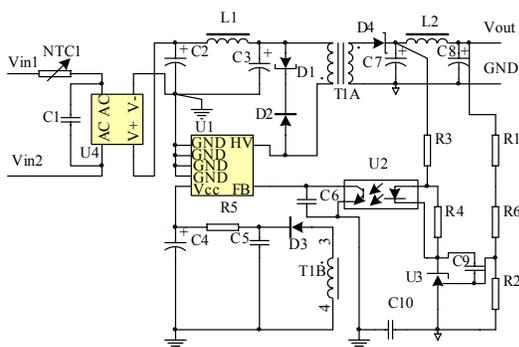


图2 AC/DC 变换原理图

Fig.2 AC/DC conversion schematic

图 3 显示的是电源模块载满条件下的输出纹波测量曲线。图中的三条曲线自上而下依次为高频变压器副边 7、5 端输出，电解电容 C_7 两端电压，5 V 输出电压。输出 5 V 曲线纹波在 MOSFET 的导通瞬间产生，如果在副边输出端将此波动消除即可达到

比较好的电压 5 V 输出效果。测量结果显示在 MOSFET 关闭瞬间产生的电压波动可以达到 250 mV，波动很大，而对应的 5 V 输出在经过 π 型滤波后曲线纹波幅值明显减小。电容 C_7 两端在 MOSFET 导通瞬间的波动大于 70 mV，而 5 V 输出端波形峰值仅为 23 mV，可以看出经过 π 型滤波的效果比

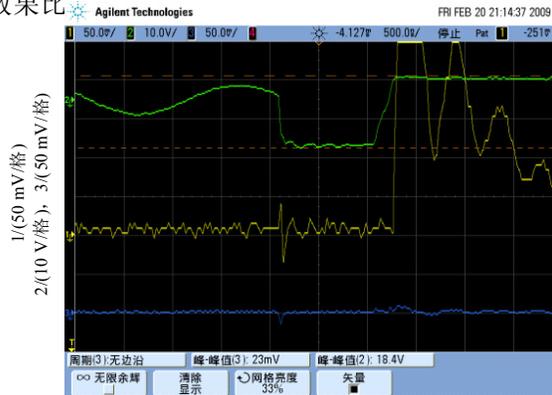


图3 电源输出纹波影响因素测量

Fig.3 Output ripple effects on the power factor measurement

1.3 CPU 监控电路

图 4 是 CPU 监控电路部分，采用 Maxim 公司的 MAX706，具有上电自动复位、手动复位、看门狗以及电压检测功能，在系统上电、掉电复位按键按下以及电源电压降低的情况下，复位比较器都能保证输出准确可靠的复位信号。当电压低于 1.25 V 时，门限检测输出端/PFO 输出低电平至 CPU 产生中断。

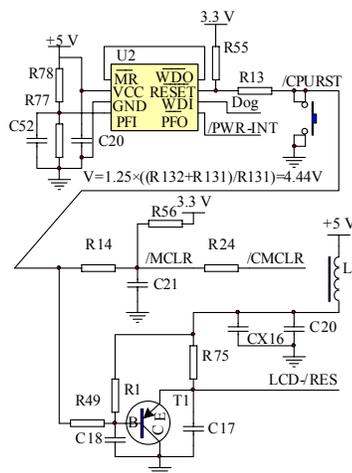


图4 CPU 监控电路

Fig.4 Monitoring circuit for the CPU

看门狗 WDI 端接 CPU，当此信号维持高电平或低电平超过 1.6 s 时，定时器溢出使得/WDO 端输出低电平，进而使得/WR 低于 0.6 V，/RESET 端输

出复位信号。当 WDI 输入端的任何一个电平改变都能使得定时器清零, 保证看门狗不会溢出复位。

液晶复位端接 5 V 电源, 在看门狗复位端 /RESET 输出低电平时通过三极管 8550 将液晶复位端 /RES 拉低使液晶复位。

1.4 温度补偿

图 5 为数字温度传感器电路。测量仪表中, 温度的检测是必不可少的。电路采用 AD 公司生产的 AD7416 数字温度传感器, 内部包括一个带隙温度传感器和 10 为 AD 转换器, 分辨率为 0.25°, 测量范围为 -55° ~ 125°, 精度为 ±2°。温度传感器用于测量周围环境温度, 对晶振进行温度补偿。

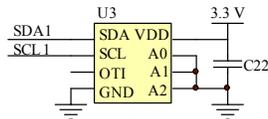


图 5 数字温度传感器电路

Fig.5 Digital temperature sensor circuit

1.5 监控终端开入开出

图 6 为 6 路开关量输入。外部电容器控制输出显示、变压器过温报警、超温掉闸、电容器手动及自动转换指示、高低压开关状态指示等通过 DI1~DI6 经过光耦隔离, 通过 PIN0~PIN5 输入到 CPU, 进行后续相应的计算和操作。

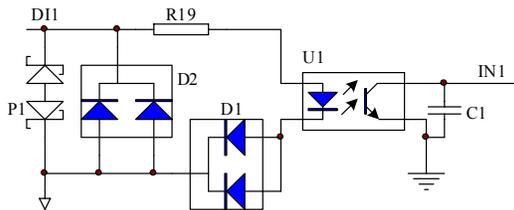


图 6 监控终端外部开入

Fig.6 Opened to the outside for the terminal

两路 CPU 输出 O0、O1 经过三极管 8050, 控制继电器输出, 用于电容投切或其他开关量输出, 如图 7 所示。

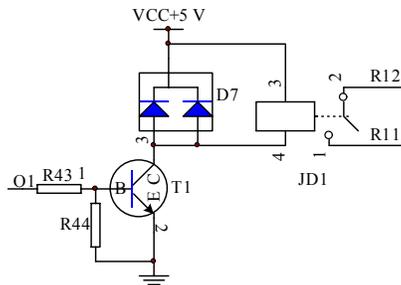


图 7 监控终端继电器开出

Fig.7 Relay out for the terminal

1.6 监控终端 AD 采样

AD 采样电路如图 8 所示, MCP3909 的时钟由 3.2768 MHz 有源晶振提供, 其采样输出结果为的频率为 12.8 K, 由于三相 MCP3909 的时钟线和复位线连接在一起, 可以保证三相采样严格同步。MCP3909 每采样一次完成后, SDO 管脚输出一个脉冲, 表示本次 ADC 转换结束。

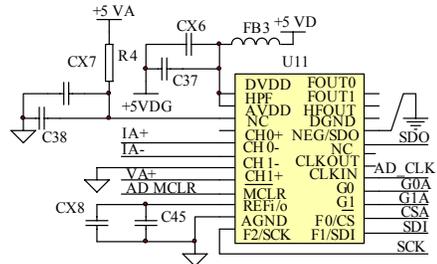


图 8 监控终端 AD 采样电路

Fig.8 AD sampling circuit

MCP3909 可以作为两通道的 16 位 ADC, 每个 MCP3909 完成一相的电流和电压实时同步采样。三个 MCP3909 时钟信号由 3.2768 MHz 有源晶振提供, 同时其复位信号由 dsPIC33FG256GP710 控制, 从而实现三相同步采样。MCP3909 通过 SPI 接口和 dsPIC33FG256GP710 连接, dsPIC33FG256GP710 是 SPI 主控制器, MCP3909 电流通道的增益可分别由 dsPIC33FG256GP710 的 I/O 独立控制, 可以根据不同电流输入幅度调整合适增益。

1.7 电能脉冲输出接口

终端还提供了电能脉冲输出接口, 共有三组输出, 对应 CPU 的 I/O 管脚的 RD1~RD3, 分别输出合相有功、合相无功电能, 另外一组脉冲输出待定义, 输出采样光电耦合器件隔离, 当 I/O 管脚输出高电平时, 光耦输出导通, 如图 9 所示。

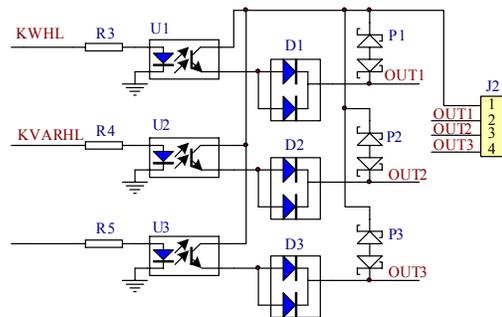


图 9 监控终端电能脉冲输出接口

Fig.9 Power pulse output interface for the terminal

1.8 GPRS 远程通信模块

每个监控终端都安装一 GPRS 模块, 监控终端可

将配变电能质量数据、终端故障、日志文件通过 GPRS 模块发送至 GPRS 网络, 进而通过 INTERNET 网与主站监控中心建立联系, 此上传机制便于主站监控中心对远程终端进行管理、维护^[2]。除此之外, 主站工作人员还可以便捷地对监控终端进行软件更新和升级, 免去了监控终端安装在偏远或环境恶劣条件下维护人员对软件升级的更新操作。远程终端模块如图 10 所示。

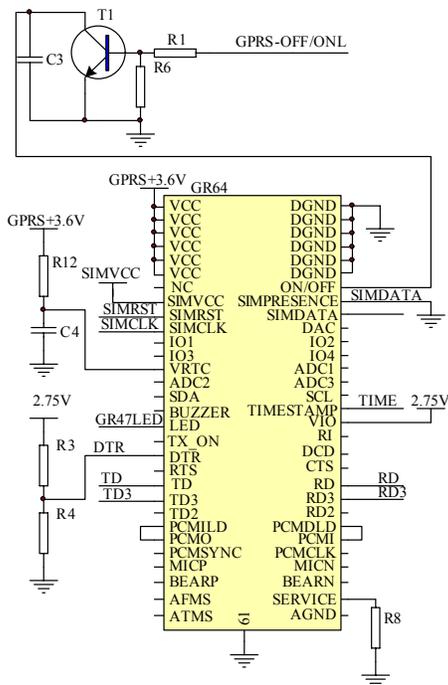


图 10 GPRS 远程通信模块

Fig.10 GPRS remote communication module

2 软件设计

2.1 准同步采样算法

相对于准同步采样而言, 同步采样方法要求采样间隔和电网频率同步, 所以需要加外部的硬件锁相环电路以跟踪电网频率, 并且自动更新 MCP3909 的时钟以更改采样频率。由于锁相环输出频率存在滞后于电网频率的情况, 这样系统就会存在同步误差, 所以严格的同步采样是难以实现的。当电网存在非正弦情况下会影响过零检测, 严重情况下会使得锁相环失效, 进而系统无法正常工作^[3]。相比较而言, 准同步采样就有工程实用性上的优势, 该方法使用采用等间隔采样, 不需要与电网频率同步。准同步采样不能够保证采样周期与被测信号周期严格同步, 为减少非同步带来的测量误差, 使基波和高次谐波都能够获得较高的准确度, 可在数据处理时通过增加迭代次数来提高测量准确度, 进而有

效地减小同步误差对测量准确度的影响, 实现精确测量频率和谐波。准同步窗函数^[4]

$$U(t) = \frac{U_{a0}}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} (u_{ak} \cos(kwt) + u_{bk} \sin(kwt)), \text{ 确定采样}$$

点数、迭代次数数值求积方法后, 准同步函数的系数可以确定, 进而建立一个准同步函数数组。利用准同步窗函数对原始数据进行加权处理, 等效为对数据进行一次同步化处理^[5]。对原始函数数据与准同步函数数组进行一次乘法操作, 处理后的新周期信号与原始信号周期相同, 频率成分相同, 新信号同步误差变小^[6]。

2.2 准同步采样谐波计算

对采样数据 f_i 按照复化梯形求积公式递推得:

$$a_k = \frac{2}{N^n} \sum_{i=0}^{n \times N} \eta_i \cdot f_i \cdot \cos(k \cdot \frac{2\pi}{N} \cdot i)$$

$$b_k = \frac{2}{N^n} \sum_{i=0}^{n \times N} \eta_i \cdot f_i \cdot \sin(k \cdot \frac{2\pi}{N} \cdot i)$$

由周期信号的三角傅里叶级数或指数傅里叶级数形式, 任意周期为 T 的周期信号的基波电压分量及各次谐波电压分量可表示为^[7]:

$$U_k(t) = u_{ck} \cdot \sin(kwt + \varphi_{uk})$$

其中:

$$u_{ck} = \sqrt{u_{ak}^2 + u_{bk}^2}, \quad \varphi_{uk} = \arctan \frac{u_{ak}}{u_{bk}}$$

$$\text{则总电压有效值为 } U_{\text{total}} = \sqrt{\sum_{k=0}^{\infty} u_k^2}$$

总电流有效值为^[8]

$$I_{\text{total}} = \sqrt{\sum_{k=0}^{\infty} (1/2(i_{ak}^2 + i_{bk}^2))}$$

2.3 准同步采样功率计算

由功率测量定义, 总有功、无功功率为^[9]:

$$P_{\text{total}} = \sum_{k=0}^{\infty} 1/2 \cdot (u_{ak} \cdot i_{ak} + u_{bk} \cdot i_{bk})$$

$$Q_{\text{total}} = \sum_{k=0}^{\infty} 1/2 \cdot (u_{ak} \cdot i_{bk} - u_{bk} \cdot i_{ak})$$

总有功电能是通过每次采样电压、电流相乘, 相交差补偿是在每次完成功率测量后进行的。

$$W = \int_0^T p(t)dt = \sum_{i=0}^N u(k) \cdot i(k) \cdot \Delta t$$

无功电能可通过测量平均功率后, 计算两次测量之间的时间间隔内累积的无功电能积累

$$V = \int_0^T Q(t) dt$$

2.4 准同步采样频率计算

频率测量使用相位差法, 在预先知道被测周期信号频率大致范围下, 设定被测频率的假定值, 由被测频率假定值获取的采样数据中, 根据假定频率测量第一周期的相位信号和后续周期的第 N 个周期相位信号, 利用两个周期之间的相位差值计算出实际值与假定频率值间的差值, 进而算出实际的频率值^[10]。

设假定频率 f_0 与实际频率 f 关系为 $f_0 = f + \Delta f$, $\Delta f \ll f$, 得^[11]:

$$u_a = \frac{2}{T} \int_0^T u_{c1} \cdot \sin(2\pi f_0 t + \varphi_{u1}) \cdot \cos(2\pi f t) dt$$

$$u_b = \frac{2}{T} \int_0^T u_{c1} \cdot \sin(2\pi f_0 t + \varphi_{u1}) \cdot \sin(2\pi f t) dt$$

则:

$$u_a = \frac{2u_{c1}}{T} \cdot \frac{(f + \Delta f) \cdot \sin \varphi_{u1} \cdot \sin \frac{\pi \cdot \Delta f}{f}}{\pi \cdot (2f + \Delta f) \cdot \Delta f}$$

$$u_b = \frac{2u_{c1}}{T} \cdot \frac{(f + \Delta f) \cdot \cos \varphi_{u1} \cdot \sin \frac{\pi \cdot \Delta f}{f}}{\pi \cdot (2f + \Delta f) \cdot \Delta f}$$

由于 $\Delta f \ll f$, 由上式可知: $\frac{u_a}{u_b} \approx \frac{\sin \varphi_{u1}}{\cos \varphi_{u1}}$

$$\therefore \varphi_{u1} = \begin{cases} \frac{\pi}{2} (u_b = 0, u_a > 0) \\ \frac{3\pi}{2} (u_b = 0, u_a < 0) \\ \arctan \frac{u_a}{u_b} (u_b > 0, u_a > 0) \\ \arctan \frac{u_a}{u_b} + \pi (u_b > 0, u_a < 0) \\ \arctan \frac{u_a}{u_b} + 2\pi (u_b < 0, u_a > 0) \end{cases}$$

设第一周期所测得的信号初相角为 φ , 在间隔第 N 个周期所测得的信号初相角为 φ_N , 则被测量频率与假定频率之间的频率偏差为^[12]

$$\Delta f \approx \begin{cases} \frac{(\varphi_N - \varphi_1) \cdot f}{2\pi \cdot N} (|\varphi_N - \varphi_1| < \pi) \\ \frac{(\varphi_N - \varphi_1 + 2\pi) \cdot f}{2\pi \cdot N} (\varphi_N - \varphi_1 < -\pi) \\ \frac{(\varphi_N - \varphi_1 - 2\pi) \cdot f}{2\pi \cdot N} (\varphi_N - \varphi_1 > \pi) \end{cases}$$

主函数中通信协议处理由函数 PROCESS_UART () 完成, 参数计算由 PARA_CALCULATION () 函数完成。软件流程图如图 11 所示。

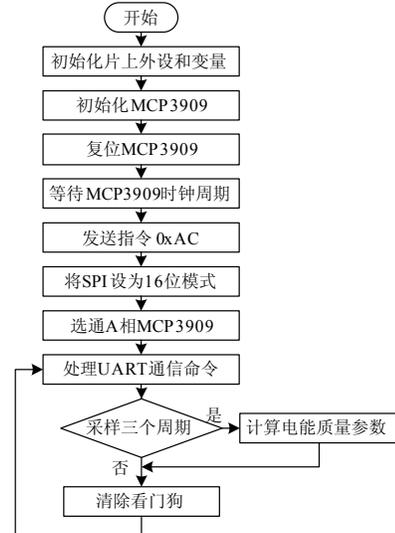


图 11 软件流程图

Fig.11 Flow chart software

图 12 显示的是三相测控终端在输入一相电压三相电路情况下的测试结果, 结果表明, 准同步采样法简单有效。



图 12 软件流程图

Fig.12 Flow chart software

参考文献:

[1] 吴国平, 杨仁刚, 杜海江. 一种基于 NCP1014 的反激式开关电源设计研究[J]. 电力电子技术, 2009.
WU Guo-ping, YANG Ren-gang, DU Hai-jiang. Study on the NCP1014-based Flyback Switching Power Supply Design[J]. Power Electronics, 2009.

[2] 王江波, 杨仁刚. 基于 GPRS 的配变监控终端远程更

- 新和管理维护的研究[A]. 首届电测仪表学术发展方向主题研讨会论文集[C]. 青岛: 2009.
- WANG Jiang-bo, YANG Ren-gang. GPRS-based Distribution Transformer Monitoring Terminal Embedded Real-time Monitoring and Remote Update[A]. in: The First Symposium of the Development Direction of the Academic Instrument[C]. Qingdao: 2009.
- [3] 曹晖, 袁世英, 易珺, 等. 准同步采样法在配电综合测控仪中的应用[J]. 继电器, 2005,33(17): 45-48.
- CAO Hui, YUAN Shi-ying, YI Jun, et al. Quasi-simultaneous Sampling Method in the Distribution of the Application of Integrated Monitor[J]. Relay, 2005,33(17): 45-48.
- [4] 毛晓波, 赵文丽, 黄俊杰. 交流采样技术及其 DSP 实现方法[J]. 测控自动化, 2005, 21(2):54-55.
- MAO Xiao-bo, ZHAO Wen-li, HUANG Jun-jie. AC Sampling Technology and Result of Realizing Using DSP[J]. Measurement & Control, 2005, 21(2): 54-55.
- [5] 李加升, 柴世杰, 戴瑜兴. 基于插值理论的准同步算法在谐波检测中的应用研究[J]. 电测与仪表, 2008, 45(510): 1-4.
- LI Jia-sheng, CHAI Shi-jie, DAI Yu-xing. The Study of Quasi-simultaneous Algorithm Based on Interpolation in the Application of Harmonic Detection[J]. Electrical Measurement & Instrument, 2008, 45(510): 1-4.
- [6] 王立恒, 任勇峰, 李圣昆, 等. 基于FPGA 的多路采集测试系统设计[J]. 电测与仪表, 2009,46(518): 20-24.
- WANG Li-heng, REN Yong-feng, LI Sheng-kun, et al. The Design of Multiple Channel Measurement System Based on FPGA[J]. Electrical Measurement & Instrument, 2009, 46(518): 20-24.
- [7] 张海林, 李琳. 基于ECC 的电力负荷管理及用电监控系统设计[J]. 电测与仪表, 2009, 46(519): 53-57.
- ZHANG Hai-lin, LI Lin. Design of Power Load Management and Power Monitor System Based on ECC[J]. Electrical Measurement & Instrument, 2009, 46(519): 53-57.
- [8] 陈君, 赵伟, 初仁欣. 测算电网频率和谐波的新方法[J]. 清华大学学报, 2000, 40(1): 25-27.
- CHEN Jun, ZHAO Wei, CHU Ren-xin. Power Measurement and Harmonic Frequencies of the New Method[J]. Tsinghua University Science & Technology, 2000, 40(1): 25-27.
- [9] 李勇, 赵建. 基于参数自适应的准同步采样谐波分析方法[J]. 测控技术, 2004, 21(18): 18-19.
- LI Yong, ZHAO Jian. Quasi Synchronous Sampling Method of Harmonic Analysis Based on Adaptation of Parameter[J]. Measurement and Control Techniques, 2004, 21(18): 18-19.
- [10] 杜广宇, 陈小桥, 万中田. 锁相倍频和准同步采样法在谐波测量中的应用[J]. 武汉大学学报, 2001, 34(5):39-44.
- DU Guang-yu, CHEN Xiao-qiao, WAN Zhong-tian. Application of Phase Lock Multiple Frequency Synchronous Sampling and Quasi-synchronous Sampling to Measurement of Harmonics[J]. Engineering Journal of Wuhan University, 2001, 34(5): 39-44.
- [11] 王石记, 司锡才. 准同步采样及其在常用电工参数数字化测量中的应用[J]. 应用科技, 2003, 20(12): 10-12.
- WANG Shi-ji, SI Xi-cai. Quasi-synchronous Sampling and Its Application in the Digital Measurement of Common Electrical Parameter[J]. Applied Science and Technology, 2003, 30(12): 10-12.
- [12] 盛占石, 冯玉琴. 基于瞬时无功理论的单相无功快速检测法[J]. 电测与仪表, 2009, 46(518): 1-4.
- SHENG Zhan-shi, FENG Yu-qin. Single-phase Reactive Rapid Detection Method Based on the Instantaneous Reactive Theory[J]. Electrical Measurement & Instrument, 2009, 46(518): 1-4.

收稿日期: 2009-06-04; 修回日期: 2009-07-23

作者简介:

吴国平(1979-), 男, 硕士研究生, 研究方向为电力系统自动化、电能质量等; E-mail: w-g-p888@163.com

杨仁刚(1953-), 男, 教授, 研究方向为电力系统自动化、电能质量与节电技术等。