

自适应技术在电网功率测量中的应用

朱郴良, 支长义, 李沙, 唐道奎, 王瑞玲

(郑州大学电气工程学院, 河南 郑州 450001)

摘要: 针对电力系统中对功率量测量的特殊要求, 分析了功率误差产生的原因, 提出在同步采样的基础上采用自适应技术提高功率的测量精度, 同时利用软件自学习补偿算法, 自动补偿测量通道产生的幅值衰减对测量精度的影响, 实践证明该方法在实际计量应用中效果明显, 精度显著提高。

关键词: 数据采集; 自适应采样; DSP; 自学习; 功率误差

Application of the adaptive technique in the power measurement of the electrical network

ZHU Chen-liang, ZHI Chang-yi, LI Sha, TANG Dao-kui, WANG Rui-ling
(College of Electric Engineering, Zhengzhou University, Zhengzhou 450001, China)

Abstract: Because of the special request of power measurement in the electrical power system, on the basis of the synchronous sampling, the paper analyses the reason for power errors and proposes to improve the precision of measurement of the electric power and energy by the adaptive sampling. Moreover the software self-learning compensation algorithm is given to compensate automatically the measuring accuracy influence as a result of the amplitude attenuation produced by the channel in the paper. The effect in the practical measurement application is evident and the precision is largely enhanced.

Key words: data acquisition; adaptive sampling; digital signal processor (DSP); self-learning; power error

中图分类号: TM93; TP216 文献标识码: A 文章编号: 1674-3415(2009)13-0038-05

0 引言

近年来, 电能质量和电能计费问题越来越倍受关注。如何更好地测量电网功率成为一个热点问题。功率的测量必然涉及到计量精度这一技术指标, 目前国家有功电能计量标准是 $0.01^{[1]}$, 无功电能计量标准正由中国计量研究院作为研究项目正在研制, 谐波电能目前各国还没有标准, 各省计量研究院计量有功标准基本上是 0.02 , 各个企业生产的电能表标准基本上在 0.05 。因此及时发现和校验电能表计量是否准确对于用户与供电系统颇为重要, 具有较高精度、小体积、便携现场电能校验仪表的研制也迫在眉睫^[2-7]。但是目前生产便携式现场校验设备的厂家其有功标准大概都在 0.05 以下, 设备体积较大, 不利于现场操作, 这与电网功率测量技术相关, 传统交流功率测量中经常基于同步采样技术采样电网中的电流和电压, 即, 利用电流和电压的同点采样值相乘与累加获得交流电网中的交流电能。实际电网的功率测量中, 通常是把高电压和大电流转变成低电压与小电流, 电网中存在的各种非线性及高频率干扰却影响了测量功率的准确度, 比如电流互感

器, 当一次侧通入电流时, 由于激磁的影响以及铁心材料的非线性特征使得互感器二次侧电流与一次侧电流不成比例^[8]; A/D 转换前电流与电压经过各种元件在相位上将产生一定的滞后, 幅值上也会下降; 信号通过 A/D 通道也会产生随机干扰和高次谐波, 由于电网中的电压与电流随负载大小, 性质而有所不同, 通常测量电参量的做法是用单片机与 AD 转换器组合实现^[9], 因此实际得到的功率会不很理想, 所以必须采取有效办法消除干扰, 提高电网功率的测量精度, 故本文提出在同步采样的基础上利用自适应采样技术和软件自学习补偿算法来消除干扰、相移、非线性等不利因素, 结合 DSP 技术来提高功率的测量精度, 实际证明方法显著。

1 软件同步采样电路

同步采样电路以高效 DSP 处理器作为内核实现电流电压数据的采集与处理^[10-12], 同步采样采用软件实现, 它无需额外硬件电路和大量的迭代运算, 精度较高, 其实现方式为: 在被测信号周期 T 必须是采样间隔 T_s 整数倍的前提下, 先测出交流信号周期 T , 然后用该周期除以一周期内的采样点数 N 得

到采样间隔, 从而实现同步采样。图 1 为软件同步采样电路系统结构图, 以采集 A 相电压和电流为例。

输入电压 u_a 和输入电流 i_a 分别通过分压器和电流互感器实现分压和分流, 考虑到测量电流不能直接进行 A/D 转换, 在经过 RC 低通滤波后加入电压跟随器, 利用电压跟随器的高输入阻抗, 低输出阻抗的特性, 隔离输入与输出, 使测量电路从系统中吸收较少的能量, 放大后送入到自适应采样电路, 自适应采样电路由 FPGA 和软件配合实现, 变换好的测量电压将直接供给串行 A/D 转换器, 模拟量变成

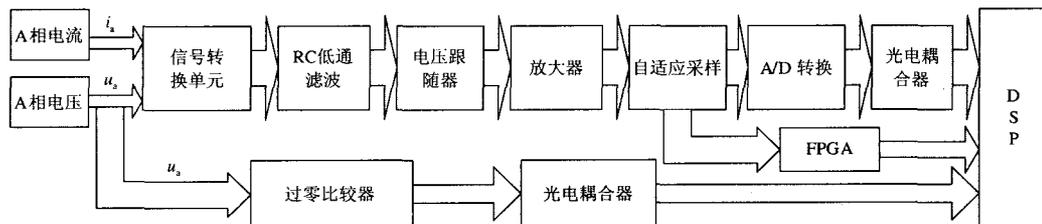


图 1 同步采样电路系统结构图

Fig.1 Structural diagram of the synchronous sampling circuit

2 功率电能测量中误差产生的机制

假设 A 相输入电压为 u_a , 输入电流为 i_a , 电流滞后电压 Φ 角度, 电网频率 f 固定, 放大器为理想放大器, 且不考虑噪声, 非线性因素和干扰, U 和 I 为有效值, 则有 $u_a = \sqrt{2}U \sin(\omega t)$, $i_a = \sqrt{2}I \sin(\omega t - \Phi)$, 对应的向量形式分别为:

$$\dot{U}_A = U \angle 0, \dot{I}_A = I \angle \Phi \quad (1)$$

经 RC 低通滤波后的电压为 \dot{U}_2 :

$$\dot{U}_2 = \frac{\dot{U}_1}{R + \frac{1}{j\omega C}} \cdot \frac{1}{j\omega CR + 1} = \frac{\dot{U}_1}{n} \times \frac{\dot{U}_A}{j\omega CR + 1} \quad (2)$$

放大后 A 相电压值为 U' :

$$U' = k \dot{U}_2 \quad (3)$$

则前向通道的传递函数 $G(j\omega)$ 为:

$$G(j\omega) = \frac{U'}{\dot{U}_A} = \frac{k \dot{U}_2}{\dot{U}_A} = \frac{k}{n\sqrt{1+(wCR)^2}} \angle \Phi_u = \alpha_u \angle \Phi_u \quad (4)$$

其中: $\Phi_u = -\arctan(wCR)$;

$$\alpha_u = \frac{k}{n\sqrt{1+(wCR)^2}}, k \text{ 为放大倍数。}$$

根据式 (1)、(2)、(3)、(4) 可得

数字量后经过光电耦合器送入 DSP 单元, 实现电压电流的数字化。每一路输入电流和输入电压都进行隔离。测量采样频率时, 将降压隔离、滤波后的电参量(以 A 相电压为例), 经过零比较器整形形成方波, 通过光电耦合送到 DSP 的输入接口中, 通过定时器对该方波进行定时计数, 读取定时间隔的计数值 ΔN , 从中计算出频率 f :

$$f = (N_2 - N_1)/T = \Delta N/T \quad (T \text{ 为交流信号周期})$$

$$u'_a = \sqrt{2}\alpha_u U \sin(\omega t + \Phi_u) \quad (5)$$

$$\text{同理: } i'_a = \sqrt{2}\alpha_1 I \sin(\omega t + \Phi + \Phi_1) \quad (6)$$

故同步采样电路转换后的电网功率设为 P' :

$$P' = \frac{1}{T} \int_0^T u'_a i'_a dt = \alpha_u \alpha_1 UI \cos(\Phi + \Phi_u - \Phi_1) \quad (7)$$

而电网实际功率设为 P :

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T u_a i_a dt = UI \cos \Phi \quad (8)$$

理论上, 只要选择相同的电阻电容及同型号的运算放大器并进行幅值补偿的情况下就可以真正实现 $\Phi_u = \Phi_1$, 但实际上使用相同的电阻电容和同型号的运算放大器, 也不能使得 $\Phi_u = \Phi_1$, 原因是由于采样过程通道中的非线性及高频干扰等因素的影响, 以及电阻、电容和运算放大器等半导体元器件随温度变化的特性; 导致实际的电压、电流、相位如下:

$$u'_a(n) = \sqrt{2}U \alpha_u \sin(\omega Tn + \Phi + \Phi_1) + f_u(nT, t)$$

$$i'_a(n) = \sqrt{2}I \alpha_1 \sin(\omega Tn + \Phi + \Phi_1) + f_i(nT, t)$$

$$\Phi_u = \Phi_1 + \Delta_\Phi \quad (9)$$

其中: $f_u(nT, t)$ 与 $f_i(nT, t)$ 分别为电压和电流通道的非线性及高频干扰的影响量, t 是通道的温度值, Δ_Φ 是相位误差。这样一来, 测量功率与实际电网功率存在误差, 用数学式表达即为 $P = P' + \Delta_p$, Δ_p 为功率误差值。以往一些系统通过增加硬件来补偿

两个通道的相位差,利用各种硬件和软件定量补偿,取得了一定的效果,但效果并不太理想^[2-7]。

3 自适应技术消除功率误差的工作原理

由于通道传递函数不一致和各通道的非线性及高频干扰的影响,变换后的电压电流存在较小的相位值和非线性分量,传输通道对信号幅度也会产生衰减,因此所求的功率会偏小。故对于相位与幅值采用不同的自适应方法来消除各种随机和干扰,消除功率误差,提高电网功率的准确度。

3.1 自适应滤波和 LMS 算法

放大后的电压与电流信号在电压和电流通道中夹杂着较大的非线性,随机信号和干扰,对功率精度有着很大影响。

3.1.1 移动平均滤波器消除高频噪声

对于高频噪声,软件上通过采用移动平均滤波器,即非递归的 FIR 滤波器来消除,滤波器的输出为:

$$s(n) = (1/N) \sum_{i=0}^{N-1} x(n-i) \quad (10)$$

其中: $x(n)$ 为输入的电压电流信号。

3.1.2 自适应 FIR 滤波器消除随机信号

滤波后的电信号由于含有一定的随机信号,考虑到易实现性和实时性,采用基于最小均方(LMS)算法的自适应滤波器,滤出这部分干扰^[10]。图2为一典型的自适应滤波器的方框图, b_i 为自适应权值系数 ($i=0, \dots, N-1$), 上级标准测量值 $y(n)$ 作为给定信号, $s(n)$ 为移动平均滤波后的信号。当 $s(n)$ 发生变化时, FIR 滤波器自动跟踪上次输入信号的变化,然后自动调整滤波器的参数使得误差信号 $e(n)$ 均方值达到最小,最终实现滤波,实现自适应过程^[13]。

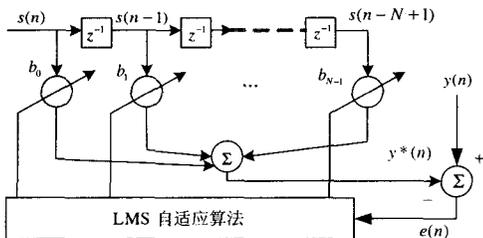


图2 利用最小均方算法(LMS)实现自适应FIR滤波器

Fig.2 The adaptive FIR filter with LMS algorithm

LMS 算法如下:

(1) 自适应权值系数的初始化: $b_k=0$,

($k=0, \dots, N-1$)

(2) 求出自适应滤波器的输出:

$$y^*(n) = \sum_{k=0}^{N-1} b_k(n)s(k-n+1) = b^T(n)s(n) \quad (11)$$

(3) 计算误差估计 $e(n)$: $e(n) = y(n) - y^*(n)$ 当有 $|e(n)|$ 均方值 $\leq \epsilon$ (ϵ 由软件设定), 算法结束, 认为随机信号已基本消除, 取此时的 $y^*(n)$ 作为后续的电信号, 否则执行第四步。

(4) 更新权值系数: 根据最速下降法, “下一时刻”权值系数 $b(k+1)$ 应等于“现时刻”权值系数 $b(k)$ 加上一个负均方误差梯度 $-\nabla(n)$ 的比例项 μ (自适应收敛系数), 有

$$\begin{aligned} b_{k+1} &= b_k - \mu \nabla(n) \nabla(n) = \\ & b_k - \mu \nabla(n) \partial e^2(n) / \partial b = \\ & b_k - 2\mu \nabla(n) e(n) s(n) \end{aligned} \quad (12)$$

(5) 返回第二步

具体操作时利用 DSP 处理器的 LMS 指令以及 ST||MPY 指令, 计算当前自适应滤波输出的同时并更新滤波器的每个系数^[10], 实现程序如下:

ST A, *AR4+ ; 存储更新后的滤波器系数

||MPY *AR5+0%, A ; $A = e(n) \times (n-N-1)$

LMS *AR4, *AR5; B=累加滤波后的输出, 同时更新滤波器的系数

实际上噪声与随机信号无法真正消除, 利用算法滤波后消除了电压和电流中的非线性、高频干扰和各种漂移对功率精度的影响, 即, 消除了式(9)中 $f_u(nT, t)$ 与 $f_i(nT, t)$ 这两项干扰量, 这样使得电压和电流可近似成为:

$$\begin{aligned} u'_a(n) &= \sqrt{2} \alpha_u U \sin(\omega nT + \Phi_u), \\ i'_a(n) &= \sqrt{2} \alpha_i I \sin(\omega nT + \Phi_i + \Phi) \end{aligned} \quad (13)$$

3.2 幅度的自适应补偿

由于传输通道的影响, 变化后的电压和电流信号幅度将会产生衰减, 所求功率精度大大降低。虽然通过低通滤波, 自适应滤波已排除了大部分不利因素, 但还是无法满足电网功率测量的精度要求, 因此提出根据不同的环境和时间通过自学习补偿算法实现自适应补偿, 消除掉通道对幅度值产生的测量影响。

自学习补偿算法的原理是: 先通过与较高级别的计量标准仪器进行比较, 获得被检电能表的数据信息, 然后通过内部设定的一个校准程序对被检电能表的准确度进行调整, 经过计算得到的一系列的修正参数作为一个修正表存在一个内部的闪速存储器中, 而且这个修正表可以随时被数字信号处理器所读取, 经过自学习后, 式(14)中系数 α_u 与 α_i 被归一化为 1, 电网的电压和电流可以近似表示为:

$$u'_a(n) = \sqrt{2}U \sin(\omega nT + \Phi_u)$$

$$i'_a(n) = \sqrt{2}I \sin(\omega nT + \Phi_i) \quad (14)$$

3.3 相位自适应采样克服相位失真

采样电压和电流信号时一般都采用同步整周期采样, 即, 先测量出交流信号的周期 T , 再用 T 除以一个周期内的采样点数, 其中 T 是采样间隔 T_s 整数倍。如图 3 所示 (以 A 相为例), 假设 t_0 时刻是电压电流信号的同步采样时刻, 利用 t_0 时刻虚线与电压和电流曲线相交点的对应幅值相乘再累加, 便可求得测量功率 P , 实际上信号在传输通道过程中会产生相位失真使得所求功率精度不高。为此提出在同步整周期采样的基础上, 在采样时刻附近选取一个参考相作为基准, 根据每个通道每相的延迟, 局部调整采样时间, 如图 3 所示, 把 t_0 作为采样的参考相, 在 t_1 时刻采样电压信号 U_i , 而在 t_2 时刻采样电流信号 I_i , 使得 $\Phi_u = \Phi_i + \omega n(t_2 - t_1)$ 成立, 即 $\Delta\Phi = \omega n\Delta t$ 。只要通过调整电压电流采样的时刻 t_1 与 t_2 时刻, 便可以求出实际功率, 这样一周期内逐点相乘累加的功率和实际被测功率理论上就完全相等了。

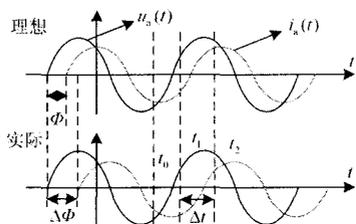


图 3 电压电流自适应采样示意图

Fig.3 Sketch map of the adaptive sampling of current and voltage

系数可以通过一个标准的功率表自适应调整, 求出标准功率与实测功率在各种情况下的差值, 从而得出各种情况下的 $\Phi_u - \Phi_i$ 的相位差值, 再将该相位差值转换成高频脉冲数, 当脉冲数计数到设定值, 才进行采样, 即在同步采样的基础上实时调整电压和电流的采样时刻。图 4 示出了自适应采样时序图, 调整电压电流采样的时刻分别为 t_1 与 t_2 时刻, 从而, 求出实际功率。

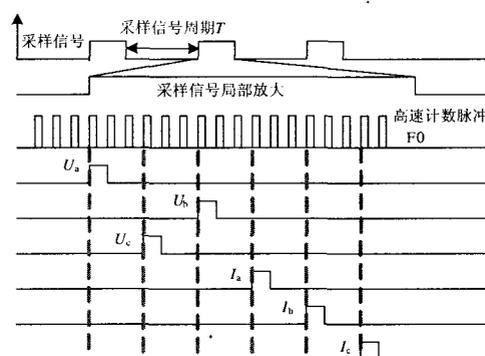


图 4 自适应信号采样时序图

Fig.4 Sequential chart of the adaptive sampling

通过上述的 LMS 滤波, 相位自适应, 幅度的自学习等措施, 大大降低了功率误差值, 此时的功率可以表达为:

$$P = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} u'_a(n) i'_a(n) = UI \cos \Phi \quad (15)$$

从而大大改善了电网功率的测量准确度。

4 应用实例

目前国内现场校验仪由于使用了较多的硬件抗干扰与补偿措施, 因而体积较大, 不便于携带, 可操作性较差, 更重要的是电能计量精度误差很难达

表 1 实际测试的电能误差

Tab.1 Energy errors of practical test

档 位		电能误差								
U/V	I/A	1.0			0.5L (感性负载)			0.5C (容性负载)		
		A	B	C	A	B	C	A	B	C
60	5*100%	0.009	0.009	0.009	0.011	0.012	0.011	0.008	0.008	0.008
60	5*20%	0.011	0.009	0.011	0.016	0.013	0.011	0.011	0.009	0.011
120	5*100%	0.013	0.012	0.011	0.013	0.012	0.013	0.012	0.011	0.012
120	5*20%	0.013	0.013	0.017	0.013	0.013	0.017	0.013	0.010	0.013

表 2 幅度自适应补偿前后的测试数据对比

Tab.2 Pre- and post data comparison of amplitude adaptive compensation

参 数	措 施	TPZ303 标准仪表	幅度自适应补偿前		幅度自适应补偿后	
			测量值	误差/(%)	测量值	误差/(%)
电压/V		379.64	379.28	0.094	379.40	0.063
电流/A		1.006 4	0.999 8	0.65	1.000 0	0.63
电功率/W		382.07	379.20	0.72	379.40	0.69

表 3 幅度与相位自适应补偿前后的测试数据对比

Tab.3 Pre- and post data comparison of amplitude and phase adaptive compensation

参 数	措 施	TPZ303 标准仪表	幅度与相位自适应补偿前		幅度与相位自适应补偿后	
			测量值	误差/(%)	测量值	误差/(%)
电压/V		57.745	57.710	0.061	57.735	0.001 7
电流/A		5.030 9	5.028 6	0.045	5.030 2	0.013
功率因数		0.999 8	0.999 4	0.04	0.999 7	0.01
电功率/W		290.45	290.27	0.058	290.33	0.04

到 0.05%，而本系统中提出的自适应采样、软件自适应滤波及软件幅度补偿与自学习算法，利用高性能 DSP 作为内核的技术，已成功应用在电能表现场校验仪中，具有现场测量电压、电流、频率、相位、有功功率、无功功率、功率因数等功能，精度误差能达到 0.05%，重量仅为 1.6 kg，体积仅为当前国内外同类设备的四分之一。表 1 为校验仪实际测试结果，表 2 与表 3 为通过比较法获得的数据。校验仪现已投入批量生产并通过河南省科技厅的技术产品鉴定，受到了用户的好评。

5 结论

本文首先分析了功率误差产生的主要原因，在利用 DSP 采集并处理电压电流数据基础上，提出利用自适应采样、软件自学习补偿算法和滤波技术实现功率的测量，而利用该技术开发出来的电能表现场检验仪证明了该技术的有效性和可行性。

参考文献

[1] 瞿清昌, 黄涛, 唐虹, 等. 工频三相电能国家计量副基准和谐波计量标准的研究[J]. 电测与仪表, 2002, 39(8): 8-10.
 QU Qing-chang, HUANG Tao, TANG Hong, et al. Research on National Secondary Standard and Harmonic Standard of Industrial Frequency Three-phase Electric Energy Metrology[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2002, 39(8): 8-10.

[2] 陈新亮. 电能计量系统 PT 二次回路压降产生及解决办

法[J]. 电测与仪表, 1998, 35(6): 33-35.
 CHEN Xin-liang. Production and Solution of PT Second Circuit Voltage Drop of Electric Energy System[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 1998, 35(6): 33-35.

[3] 高相铭. TV 二次回路压降自适应补偿方法设计[J]. 电工技术, 2006, 25(6):80-81.
 GAO Xiang-ming. Adaptive Compensation Method Design of TV Second Circuit Voltage Drop[J]. Electrical Engineering, 2006, 25(6):80-81.

[4] 沈翔松, 周东明, 周泰民. 数字式 PT 二次压降自动计量补偿器[P]. 中国物理: CN03250175.7, 2005-08-24.
 SHEN Xiang-song, ZHOU Dong-ming, ZHOU Tai-min. A Digital PT Second Voltage Drop Compensator Measuring Automatically[J]. China, Physics, 2005-08-24.

[5] 刘山. 电压互感器二次回路压降自适应补偿装置 [P]. 中国物理: CN2265583, 1997-10-22.
 LIU Shan. PT Second Circuit Voltage Drop Adaptive Compensation Device[P]. China, Physics: CN2265583, 1997-10-22.

[6] 沈安文, 刘琳霞. 基于 uC/OS-II 的电能校验仪的研究[J]. 电测与仪表, 2005, 42(6): 13-15.
 SHEN An-wen, LIU Lin-xia. An Energy Calibration Instrument Based on uC/OS-II [J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2005, 42(6): 13-15.

[7] 欧钟, 禹成七. 智能化电能表校验仪[P]. 中国物理: CN93201769.X, 1993-11-24.

(下转第 87 页 continued on page 87)

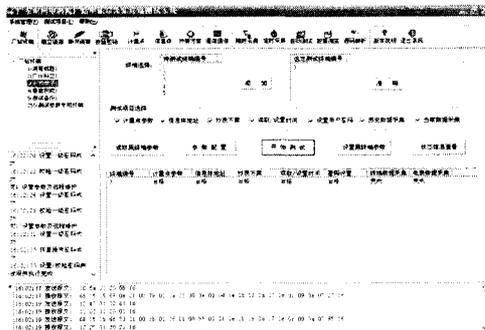


图4 测试系统主站软件主界面

Fig.4 Main interface of testing system software

终端设备厂家进行严格的测试, 并根据测试过程中反馈的问题及时完善补充规约内容。在项目建设中的到货验收和现场验收环节中, 终端产品必须通过本测试系统的测试, 为全省项目建设顺利推进提供了有力的技术保障。

目前全省项目建设进展顺利, 至 2008 年 6 月底, 全省已安装厂站采集终端 1 233 台, 主站系统建设也正在有序地进行, 2008 年底, 大部分地市供电局计量遥测系统将进行试运行阶段。

4 结论

为了加强电能计量管理工作, 实现电能计量管理信息化和自动化, 目前, 全国各省电力公司均在大力推进该电能计量遥测系统项目的建设。在整个系统项目建设中, 电能量采集终端产品的质量是倍

受关注的焦点问题之一, 不仅影响项目建设的顺利推进, 还影响整个系统的稳定运行。因此, 在终端产品招标选型和到货验收等环节, 必须加强对终端产品的测试。本文研制的测试系统, 不仅实现对通信规约的分析和测试, 对制定和完善通信规约起着重要的作用, 同时, 根据广东省计量遥测系统建设技术规范, 实现了对终端产品的功能测试, 不仅对保证终端产品质量提供有力的测试手段, 同时也方便现场安装调试, 解决通信规约理解上存在的分歧, 为全省项目建设的顺利推进发挥重要作用。

参考文献

- [1] International Standard IEC 870-5-102; 1996, Telecontrol Equipment and Systems-Part5 : Transmission Protocols-Section 102:Companion Standard for the Transmission of Integrated Totals in Electric Power Systems[S].
- [2] 中华人民共和国电力行业标准 DL/T 719-2000 远动设备及系统第五部分: 传输规约第 102 篇: 电力系统电能量传输配套标准[S].
DL/T 719-2000, Telecontrol Equipment and Systems Part 5 :Transmission Protocol Section 102: Companion Standard for the Transmission of Integrated Totals in Electric Power Systems[S].

收稿日期: 2008-12-07; 修回日期: 2009-01-11

作者简介:

伍少成 (1972-), 男, 博士, 研究方向为电能计量和电力系统自动化。E-mail:wsc-csyt@tom.com

(上接第 42 页 continued from page 42)

- OU Zhong, YU Cheng-qi. An Intelligent Energy Calibration Instrument[P].China, Physics, CN93201769.X, 1993-11-24.
- [8] 孙达志, 龙伟. 电流互感器误差的一种数字补偿方法[J]. 数据采集与处理, 2001, 16(2): 242-243.
SUN Da-zhi, LONG Wei. A Digital Compensation Method for Current Transformer Error [J]. Data Acquisition & Processing, 2001, 16(2): 242-243.
 - [9] Payne J R, Menz B A. High Speed PC-based data acquisition systems [J]. IEEE T-AES, 1995, 3(10): 2140-2145.
 - [10] 支长义, 程志平, 陈书立, 等. DSP 原理及开发应[M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2006.342-345.
ZHI Chang-yi, CHENG Zhi-ping, CHENG Shu-li, et al. The Principle of DSP and DSP's Research & Application[M].Beijing : Beijing Astronautic and Aeronautic University Press. 2006.342-345.
 - [11] 肖逾男, 宋元胜. 基于 DSP 的自适应数据采集卡前向通道的实现[J]. 继电器, 2004, 32(1): 57-59.
XIAO Yu-nan, SONG Yuan-sheng. Using DSP to Realize Signal Input Channel of Data Sampling Card[J]. Relay, 2004, 32(1): 57-59.
 - [12] 山昆. 基于 DSP 的多通道同步数据采集系统的研制[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2005.
SHAN Kun. Research and Development of Multi-channel Synchronous Data Acquisition System Based on DSP [D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics Press, 2005
 - [13] 张会生, 闰学斌, 秦勇等. LMS 算法自适应滤波器的 DSP 实现[J]. 信息安全与通信保密, 2006, 3(10): 72-73.
ZHANG Hui-sheng, YAN Xue-bin, QIN Yong, et al. DSP Realization of LMS Adaptive Filter[J].China Information Security, 2006, 3 (10): 72-73.

收稿日期: 2008-08-16

作者简介:

朱柳良 (1982-), 男, 硕士研究生, 从事数字信号与图像处理方面的研究; E-mail:Z1982cl@yahoo.com.cn

支长义 (1964-), 男, 硕士, 副教授, 从事电测仪表与控制方面的研究与开发。