

# 基于 TMS320C6713 DSP 的 IEC 电压闪变仪\*

冯 亮, 张有兵\*, 翁国庆, 陈 铨

(浙江工业大学 信息工程学院, 浙江 杭州 310032)

**摘要:**为实现电压闪变的精确测量,按照国际电工委员会(IEC)推荐的电压闪变仪功能和设计规范,在 TMS320C6713 数字信号处理器(DSP)平台上设计了采样率为 400 Hz 的 IEC 电压闪变仪,并按照 IEC 给出的电压闪变仪的校验标准,采用多个矩形波动信号进行了闪变值的校验,分析了电网谐波和白噪声对 IEC 电压闪变仪计算结果的影响,最后,针对白噪声干扰问题,提出了小波阈值去噪的方法,对输入信号进行去噪,校验结果表明基于 TMS320C6713 DSP 的 IEC 电压闪变仪测量结果较为准确。研究结果表明电网白噪声对闪变仪的精度干扰较大,电网谐波几乎无影响;经小波阈值去噪后,电压闪变仪的测量精度得到了显著提高。

**关键词:**IEC 电压闪变仪;TMS320C6713;数字信号处理器;瞬时闪变视感度;短时间闪变值

中图分类号: TM712;TM933.2

文献标志码:A

文章编号:1001-4551(2011)09-1144-05

## IEC flickermeter based on TMS320C6713 DSP

FENG Liang, ZHANG You-bing, WENG Guo-qing, CHEN Quan

(College of Information Engineering, Zhejiang University of Technology, Hangzhou 310032, China)

**Abstract:** In order to measure voltage flicker accurately, the IEC flickermeter with 400 Hz sampling rate was designed on TMS320C6713 digital signal processor (DSP), according to function and design specification of flickermeter recommended by IEC. And according to calibration standard of IEC flickermeter given by IEC, several calibration results of rectangular fluctuation signal were given. The effect of harmonic and white noise on accuracy of IEC flickermeter was also analyzed. To reduce the white noise's influence, wavelet threshold denoising was applied. The calibration results show that IEC flickermeter based on TMS320C6713 DSP is accurate. the analysis results show that white noise will influence the accuracy of the flickermeter rather than harmonic. the calculation results show that the accuracy of the flickermeter is improved significantly.

**Key words:** IEC flickermeter; TMS320C6713; digital signal processor (DSP); instantaneous flicker sensation level; short-term flicker severity

## 0 引 言

电压闪变是由于电网电压的波动所引起的灯光闪烁对人眼视觉产生刺激的反应,它会造成包括人视觉不适和疲劳、电机转速不均匀、电子仪器工作不正常等严重危害<sup>[1-2]</sup>,因此对电压闪变的检测是十分必要的。由于决定电压闪变的因素复杂,而各国照明供电的额定电压又不尽相同,经过国际电热协会(UIE)和国际电工委员会(IEC)多年的协调,至今电压闪变的国际

电工标准已在力求统一<sup>[3]</sup>,国际电工委员会(IEC)也对电压闪变的测量给出了明确的测量模型。

目前,IEC 电压闪变仪模型的数字实现大多基于 Matlab 或者 LabVIEW 等虚拟平台<sup>[4-5]</sup>,文献[2]、[6]等虽然分别在 FPGA 和 DSP 硬件平台实现了 IEC 电压闪变仪,但均未考虑实际环境下电网噪声对测量精度的影响。本研究拟充分考虑电网谐波与白噪声的影响,采用高性能浮点 DSP TMS320C6713,结合小波阈值去噪理论,以实现高精度、抗干扰的 IEC 电压闪变

收稿日期:2011-03-01

基金项目:浙江省自然科学基金重点资助项目(Z1110893)

作者简介:冯 亮(1986-),男,浙江湖州人,主要从事电力系统电能质量方面的研究. E-mail: TCFL2006@126.com

通信联系人:张有兵,男,博士,副教授,硕士生导师. E-mail: youbingzhang@zjut.edu.cn

仪。

### 1 IEC 电压闪变仪测量原理

IEC 依据 1982 年国际电热协会(UIE)的推荐,给出了检测电压闪变的设计规范,IEC 电压闪变仪简化框图如图 1 所示<sup>[7-8]</sup>。

本研究假设输入信号为:

$$U(t) = V_0 \cdot (1 + \varepsilon \cdot \sin\beta t) \cdot \sin(\omega_0 t), \varepsilon \ll 1 \quad (1)$$

式中:  $\omega_0$  —工频载波电压的角频率,  $V_0$  —工频载波电压的幅值,  $\beta$  —调幅波角频率,  $\varepsilon$  —调幅波幅值相对于载波幅值的相对大小。

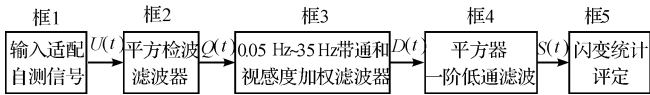


图1 IEC 推荐的闪变仪框图

$S(t)$  —瞬时闪变视感度,用于统计分析短时间闪变值和长时间闪变值;  $Q(t)$  —平方检波后的输出结果;  $D(t)$  —0.03 Hz ~ 35 Hz 带通和视感度加权滤波器的输出结果

平方检波滤波器实现对输入信号的平方处理如图 2 所示,其结果为:

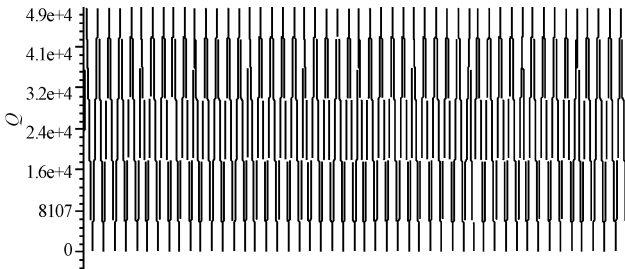


图2 平方检波后的波形

$$U^2(t) = V_0^2 \cdot (1 + \varepsilon \cdot \sin\beta t)^2 \cdot \sin^2\omega t = \{V_0^2/2 + (\varepsilon^2/4) \cdot V_0^2\} + \{V_0^2 \cdot \varepsilon \cdot \sin\beta t\} + \{\varepsilon^2/4 \cdot V_0^2 \cdot \sin(2\beta t + \pi/2)\} + \{V_0^2/2 \cdot (1 + 2 \cdot \varepsilon \cdot \sin\beta t + \varepsilon^2 \cdot \sin^2\beta t)\} \cdot \sin(2\omega t + \pi/2) \quad (2)$$

式中:第1项一直流分量;第2项一波动分量;第3项一较小分量( $\varepsilon \ll 1$ ),可忽略不计;第4项一高频分量。

经过 0.05 Hz ~ 35 Hz 的带通滤波器,上式的分量中仅剩波动分量  $V_0^2 \cdot \varepsilon \cdot \sin\beta t$ 。由于  $V_0$  为常数,该波动分量与电压调幅波  $V_0 \cdot \varepsilon \cdot \sin\beta t$  成正比,它反映了电压幅值的波动波形,如图 3 所示。

$$P_{st} = \sqrt{0.0314 \cdot P_{0.1} + 0.0525 \cdot P_1 + 0.0657 \cdot P_3 + 0.28 \cdot P_{10} + 0.08 \cdot P_{50}} \quad (4)$$

式中:  $P_{0.1}, P_1, P_3, P_{10}, P_{50}$  —测量时间内瞬时闪变视感度  $S(t)$  超过 0.1%, 1%, 3%, 10%, 50% 时间的觉

图 1 中,框 4 主要处理功能为模拟人脑对视觉的反映和记忆效应,闪变信号的平方,模拟眼-脑觉察过程。一阶低通滤波实现对闪变信号的平滑平均,模拟人脑的记忆效应。闪变信号经框 4 处理后即可得到瞬时闪变视感度  $S(t)$  曲线,其值在 1 上下波动,如图 4 所示。

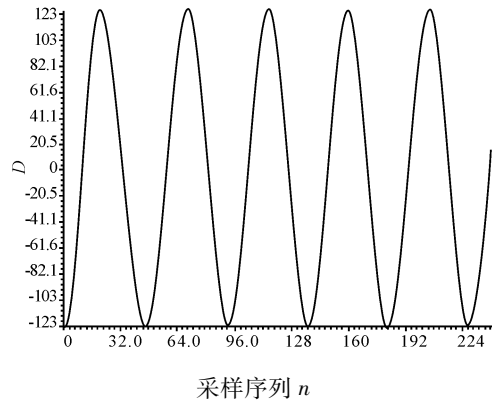


图3 经 0.05 Hz ~ 35 Hz 带通滤波器和视感度加权滤波器后得到的波形

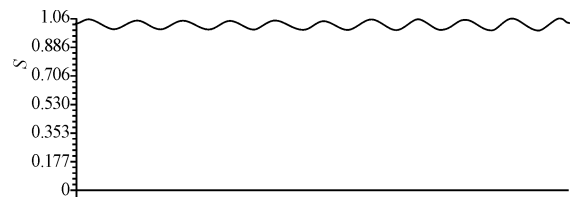


图4 经平滑滤波器输出后的  $S(t)$  波形

假如输入信号为:

$$U(n) = 220 \cdot (1 + 0.0025 \cdot \sin(2\pi \cdot \frac{8.8}{f_s} \cdot n)) \cdot \sin(2\pi \cdot \frac{50}{f_s} \cdot n) \quad (3)$$

$n = 0, 1, \dots, N - 1$

那么经过图 1 中框 2 ~ 4 后,分别得到的波形如图 4 所示。

IEC 标准推荐对一段时间内得到的  $S(t)$  进行分级处理(可先对一段时间内得到的连续瞬时闪变视感度曲线  $S(t)$  按一定采样率采样即可得到离散的瞬时闪变视感度  $S$  数列),并计算各级瞬时闪变视感度持续时间占总检测长度的百分比,获得概率直方图;然后,本研究采用 IEC 推荐的累积概率思想得到累积概率曲线(CPF 曲线);本研究利用 CPF 曲线的单调性质,得到 5 个规定值以求取短时间闪变值  $P_{st}$  :

察单位值,即为该段时间内瞬时闪变视感度  $S$  序列中 99.9%, 99%, 97%, 90%, 50% 概率大值。A % 概率大值

的含义指在观察周期内  $A\%$  时间内不超过的值。

因此,求取公式(4)中的 5 个规定值,只需将待测瞬时闪变视感度  $S$  数列从大到小重新排列,然后找出对应的概率大值代入式(4)即可。

本研究利用所得到的  $P_{st}$  可进一步求得长时间闪变值  $P_{lt}$ 。

## 2 IEC 电压闪变仪的 DSP 实现

### 2.1 基于 TMS320C6713 DSP 的硬件设计

笔者选用 TMS320C6713 作为数字信号处理单元; ADS8364 作为 A/D 采样转换器,完成模数转换功能; X3CS400 FPGA 完成对 ADS8364 复杂的时序控制。所实现的 IEC 电压闪变仪硬件结构如图 5 所示。

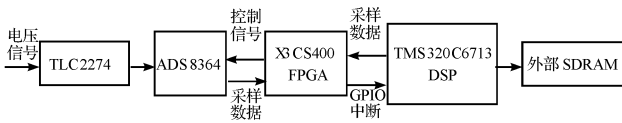


图 5 IEC 电压闪变仪硬件结构设计

TMS320C6713 DSP 是美国德州仪器 (TI) 公司推出的快速浮点处理器<sup>[9]</sup>。由于计算一个  $P_{st}$  需分析计算至少 10 min 的瞬时闪变视感度值,会占用 960 KB 的存储空间(A/D 采样率取为 400 Hz/s),此时可充分利用 DSP 扩展的外部 SDRAM,将在每个采样周期得到的瞬时闪变视感度值存入外部 SDRAM,待分析计算时间到,再对所有的瞬时闪变视感度值进行统计分析。

笔者选用 ADS8364 作为 A/D 转换器。ADS8364 是 5 V 供电、可 6 通道同步采样的 16 bit 高速模数转换器<sup>[10]</sup>。因此先将外部输入电压调制成 0 V ~ 5 V 的单极性波形,再经运放 (TLC2274) 隔离滤波,最后输入 ADS8364 供其采样。

本研究选用 X3CS400 FPGA 完成对 ADS8364 复杂的时序控制。通过 ADS8364 的 3 根地址线 (A2, A1, A0) 可选择单一通道、周期循环以及 FIFO3 种读取 AD 采样数据模式,笔者选用循环模式,因此, FPGA 初始化 ADS8364 时需对“A2A1A0”赋值“110”。FPGA 在时钟上升沿到来时置低 3 根通道控制线 (HOLDA、HOLDB、HOLDC) 以开启 6 通道采样 (如果不需要六通道同步采样,可将多余通道的输入端接地,以减少对其他通道采样转换的影响),在随后一个时钟上升沿将这 3 根通道控制线置高<sup>[11]</sup>。待一个采样周期到, FPGA 通过循环模式读取 ADS8364 的 6 通道采样转换数据,此时 FPGA 连续 6 次从 ADS8364 数据端口读取数据。完成读取 AD6 通道的采样数据后, FPGA 向 TMS320C6713 DSP 的 GPIO5 管脚发送中断信号。

TMS320C6713 DSP 主程序流程如图 6 所示。DSP 响应 FPGA 发出的中断信号后,读取暂存在 FPGA 端的 AD 采样转换数据。中断会要求 CPU 暂停当前的工作,转而去处理中断, CPU 处理完中断以后,再回到主程序被中断的代码处继续执行程序。因此,当主程序还没完成对前一时间段内瞬时闪变视感度  $S$  数列的计算,并不会对新进来的数列进行计算分析。

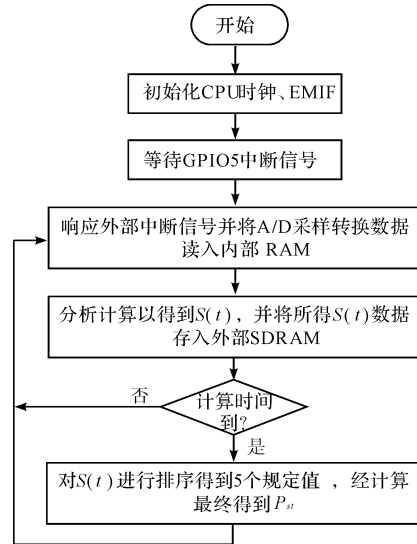


图 6 DSP 主程序流程

### 2.2 程序实现

本研究对 IEC 电压闪变仪的算法实现如图 7 所示。

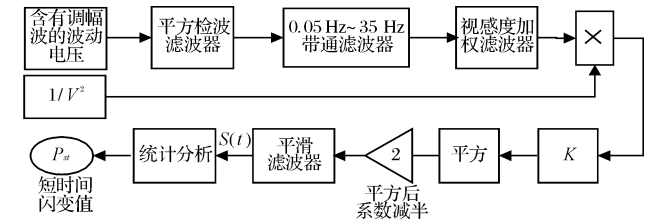


图 7 IEC 闪变仪算法实现

注:  $V$ —载波幅值;  $K = 1/0.0025$

文献[3]介绍了在采样率为 400 Hz 的条件下, IEC 电压闪变仪各个滤波环节对应的数字滤波器的传递函数。对于 IIR 滤波器(无限长单位脉冲响应滤波器)而言,其实现形式有直接型、并联型、级联型。直接型 IIR 滤波器多用于 1 阶、2 阶的情况,对于高阶(大于 2 阶)情况,通常分解成低阶的情况,然后分别予以实现;级联型 IIR 滤波器在实现的过程中容易导致结果无法收敛;并联型 IIR 滤波器各环节之间误差互不影响,运算速度快,精度高,较适合于实时处理信号。因此,选用并联型 IIR 滤波器实现高阶滤波器。文献[12]介绍了使用 Matlab 外部扩展函数 dir2par 函

数将 IIR 直接型结构转换到并联型结构。

系数  $K$  的值取为  $1/0.0025$ , 这是为了使不同调幅波输入时  $S(t)$  有同一相对输出, 标定的原则即为输入频率为  $8.8 \text{ Hz}$ , 电压波动值为  $0.25\%$  的正弦波,  $S(t)$  输出值为  $1$ 。

算法实现中包含乘以增益系数  $2$  的环节, 这是为了补偿平方后系数减半的效应。假设经过增益  $K$  后得到  $U(t) = \sin\beta t$ , 那么经过平方后  $U^2(t) = (1 - \cos 2\beta)/2$ 。很明显, 经过平方后所含有的直流分量和交流分量为原正弦波幅值平方的一半, 经过平方并乘上增益系数  $2$  后, 得到的余弦波形将以原正弦幅值平方为轴线、二倍原频率波动。

### 3 误差分析

IEC 同时给出了 IEC 电压闪变仪的校验标准, 校验标准针对调幅波为矩形波而设计, 分  $120 \text{ V}/60 \text{ Hz}$  和  $230 \text{ V}/50 \text{ Hz}$  两种情况, 要求最终计算出的短时闪变值  $P_{st}$  在  $1 \pm 0.05$  范围内。笔者采用后者作为校验标准, 校验结果如表 1 所示。

表 1 按照 IEC 电压闪变仪校验标准的计算结果

电压变化 频度/min	电压波动 幅值/(%)	额定 $P_{st}$ 值	计算值
7	1.46	1.0	1.006 7
39	0.906	1.0	1.008 6
110	0.725	1.0	1.008 3
1 620	0.402	1.0	1.008 6
4 000	2.400	1.0	1.005 2

由表 1 中的计算结果可知, 本研究实现的 IEC 电压闪变监测仪在理想输入信号的情况下计算结果较为准确, 误差在 IEC 规定的范围内。但是, 在对模拟滤波器进行数字化实现和将直接型数字滤波器转换成并联型滤波器过程, 会给所得滤波器的系数带入误差。同时, 通过 IEC 电压闪变仪计算电压闪变值存在着系统误差, 这些都是导致最终计算结果出现误差的原因。

实际的电压闪变检测中, 输入信号往往含有高次谐波<sup>[13]</sup>, 设含有谐波分量的闪变信号为:

$$U(t) = 230 \cdot (1 + 0.0146 \cdot \text{squ}(2\pi \cdot 0.0583 \cdot t)) \sin(2\pi \cdot 50 \cdot t) + 0.05 \cdot \sin(3 \cdot 2\pi \cdot 50 \cdot t) + 0.03 \cdot \sin(5 \cdot 2\pi \cdot 50 \cdot t) \quad (5)$$

式中:  $\text{squ}(\omega t)$  一角频率为  $\omega$  的矩形调幅波。

式(5)所用的矩形调幅波为频度为  $7 \text{ r/min}$ , 电压波动幅值为  $1.46\%$ 。本研究对该信号利用 IEC 电压闪变仪计算短时间闪变值, 得到  $P_{st} = 1.023$ , 可见电网谐波对 IEC 电压闪变仪计算结果的影响非常小, 这

是由于平方检波滤波器和随后的  $0 \text{ Hz} \sim 35 \text{ Hz}$  带通滤波器消除了高次谐波的影响。

同时, 电能质量信号往往含有大量白噪声, 这将在很大程度上影响电能质量检测的效果<sup>[14]</sup>。那么噪声对 IEC 电压闪变仪计算电压闪变值的影响会有多大呢? 笔者在 IEC 给出的电压变化频度为  $7$  的理想闪变信号源模型上叠加上白噪声, 即输入信号为:

$$U(t) = V_0 \cdot (1 + 0.0146 \cdot \text{squ}(2\pi \cdot 0.0583 \cdot t)) \cdot \sin(\omega_0 \cdot t) + w(t) \quad (6)$$

式中:  $w(t)$  一所加的白噪声。

经运算发现, 随着信噪比的减小, 短时电压闪变值的计算误差也会随之增大, 如表 2 所示。

表 2 噪声对 IEC 电压闪变仪计算结果的影响

信噪比 /dB	不含噪声的 理想结果	加噪后的 计算结果	误差 /(%)
52	1.0	1.037 5	3.7
48	1.0	1.079 4	7.9
44	1.0	1.181	18.1
40	1.0	1.403 6	40.4

由表 2 可见, 电网白噪声是影响电压闪变仪精度的主要因素, 必须对输入信号进行预先去噪。

### 4 小波阈值去噪

基于小波变换的阈值去噪是滤除采样信号中白噪声的有效方法。对于要检测的信号  $f$ , 设其被高斯白噪声污染的观测序列为:

$$d_i = f(t_i) + \sigma z_i \quad (7)$$

式中:  $i = 0, 1, \dots, N-1$  ( $N$  为信号的采样点数);  $t_i = i/N$ ;  $z_i$  一标准高斯白噪声  $Z(0, 1)$  的元素;  $\sigma$  一白噪声的均方差, 代表噪声强度。

噪声经小波变换后, 其能量分布于整个小波域中; 有用信号经小波变换后, 其能量被压缩到相对少数而数值较大的小波系数上, 因此信号的小波系数要大于噪声的小波系数<sup>[15]</sup>。根据这个原理, Donoho 等人最先提出了小波软阈值和硬阈值去噪方法。根据 Donoho 的理论, 衍生出了各种阈值去噪方法。考虑到 DSP 的性能和存储器资源的限制, 对采样数据进行去噪算法不易过于复杂。因此笔者采用简单高效的软阈值去噪方法。

软阈值处理后的小波系数为:

$$\hat{w}_{j,k} = \begin{cases} \text{sgn}(w_{j,k})(|w_{j,k}| - \lambda) & |w_{j,k}| \geq \lambda \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (8)$$

式中:  $w_{j,k}$  一尺度  $j$  下的小波系数;  $\lambda$  一阈值, 取  $\lambda = \sigma \sqrt{2 \ln N}$ 。

由于输入信号的噪声均方差  $\sigma$  是未知的,需对  $\sigma$  进行估计:

$$\hat{\sigma} = \frac{1}{0.6745} \sum_{k=0}^{q-1} |w_{1,k}| \quad (9)$$

式中:  $w_{1,k}$  —第 1 尺度小波系数,  $q$  —该尺度小波系数的个数。

笔者采用 db4 基本小波函数对采样序列进行 4 尺度小波分解,DSP 去噪子程序流程如图 8 所示。

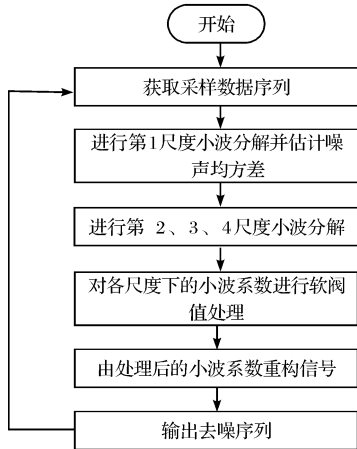


图 8 小波去噪程序流程图

本研究对于式(6)的闪变信号模型进行小波阈值去噪处理后,再进行短时电压闪变值的计算,计算结果如表 3 所示。由计算结果可知,经小波阈值去噪处理后,短时电压闪变值的计算精度得到了明显的提高。

表 3 小波阈值去噪后的电压闪变值计算结果

信噪比 /dB	去噪前 计算结果	去噪后 计算结果	减小误差 /(%)
52	1.037 5	1.023 5	1.4
48	1.079 4	1.028 7	5.1
44	1.181	1.030 6	15.0
40	1.403 6	1.053 6	35.0

### 5 结束语

本研究在 TMS320C6713 DSP 平台上实现了 IEC 电压闪变仪,计算结果精度符合 IEC 的规定。同时对测量误差进行分析,分析发现电网谐波对 IEC 电压闪变仪精度影响很小,而电网白噪声对其精度影响较大,因此笔者利用小波分析良好的局部化性质和高分辨率分析的优点,采用小波软阈值方法对采样信号进行去噪预处理<sup>[16-18]</sup>,经去噪环节后的电压闪变值计算精度得到了有效的提高,因此该电压闪变仪具有较好的应用价值。

### 参考文献 (References):

[1] 贾秀芳,赵成勇,胥国毅,等. IEC 闪变仪误差分析及改进

设计[J]. 电工技术学报,2006,21(11):21-126.

[2] FREGOSI D, WHITE L W, GREEN E, et al. Digital Flickermeter Design and Implementation based on IEC Standard [C]//Energy Conversion Congress and Exposition, USA: IEEE, 2010:4521-4526.

[3] 程浩忠,艾芊,张志刚,等. 电能质量[M]. 北京:清华大学出版社,2006.

[4] 张子林,李群湛,刘航,等. 基于 Matlab/Simulink 和 LabVIEW 的闪变测量研究[J]. 大功率变流技术,2010,51(5):51-54.

[5] 滕召胜,罗志坤,高云鹏,等. 虚拟化电压闪变测量仪设计[J]. 计量学报,2010,31(3):265-268.

[6] 肖俊波. 基于 DSP 的电压闪变仪研究[D]. 南京:南京理工大学自动化系,2009.

[7] Institute of Electrical and Electronic Engineers, Inc.. IEC 61000-4-15 Flickermeter-functional and Design Specifications[S]. New York: Institute of Electrical and Electronic Engineers, Inc., 1997.

[8] 国家标准化工作委员会. GB 12326-2000 电能质量-电压波动和闪变标准[S]. 北京:中国标准出版社,2000.

[9] Texas Instruments. TMS320C6713B Floating-point Digital Signal Processor[EB/OL]. [2006-06-30]. <http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/tms320c6713b.pdf>.

[10] Texas Instruments. ADS8364 Datasheet[EB/OL]. [2006-08-22]. <http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/ads8364.pdf>.

[11] 夏晓玲,史坡,沈昱明,等. 基于 DSP 的交流采样设计[J]. 仪器仪表学报,2006,27(6):2392-2393.

[12] 丛玉良,王宏志. 数字信号处理原理及其 MATLAB 实现[M]. 2 版. 北京:电子工业出版社,2009.

[13] 刘建雄,张有兵,翁国庆. 基于 Prony 算法的电压闪变检测方法研究[J]. 机电工程,2008,25(6):54-56.

[14] 李天云,陈昌雷,程汪刘,等. 交叉验证方法在电能质量信号白噪声抑制中的应用[J]. 电力系统自动化,2007,31(16):75-78.

[15] 程正兴,杨守志,冯晓霞,等. 小波分析的理论、算法、进展和应用[M]. 北京:国防工业出版社,2007.

[16] 柯慧,顾洁. 电能质量信号的小波阈值去噪[J]. 电力系统及其自动化学报,2010,22(2):103-107.

[17] YANG H T, LIAO C C. A de-noising scheme for enhancing wavelet-based power quality monitoring system[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2001, 16(3): 353-360.

[18] ZHANG You-bing, CHEN Quan, LIU Jian-xiong. A Novel Method based on Wavelet Threshold De-noising Technology and Prony Analysis for Flicker Measurement[C]//43rd International Universities Engineering Power Conference UPEC2008. Padova: Department of Electrical Engineering University of Padova, 2008: 1-4. [编辑:李辉]