

Principle and Design of a New Type of Portable Laser Rangefinder

DUAN Lin-lin, CUI Yi-ping*

(Advanced Photonics Center, Southeast University, Nanjing 210096, China)

Abstract: The purpose of this paper is to present a new type of twofold modulation frequency phase-shift laser rangefinder. The system, taking advantage of quartz crystal filter, uses special signal process algorithm based on under-sampling technique. The algorithm solves the matching problem between measure frequency, ADC and quartz crystal filter's nominal frequency flexibly. The paper also presents design of this system, which is compared with another design based on digital synchronous detection.

Key words: laser rangefinder; undersampling technique; DDS; quartz crystal filter

EEACC: 4360

新型便携式激光测距仪的原理及方案设计

段 淋 淋, 崔 一 平*

(东南大学先进光子学中心, 南京 210096)

摘 要: 提出了一种新型双频调制方式的相位式激光测距系统。该系统采用石英晶体滤波器对测距信号进行滤波, 使用一套独特的基于欠采样测距信号的信号处理算法, 灵活地解决了测尺频率、石英晶体滤波器中心频率、模数转换采样频率三者的匹配问题; 同时给出了系统的方案设计以及与基于数字同步检测系统方案的对比。

关键词: 激光测距仪; 欠采样; DDS; 石英晶体滤波器

中图分类号: TH741

文献标识码: A

文章编号: 1005-9490(2009)01-0195-05

激光测距仪, 作为非接触式的测量仪器, 已被广泛使用于遥感、精密测量、工程建设、安全监测以及智能控制等领域, 涉及多种学科技术。目前应用较广的激光测距仪, 主要为脉冲式和相位式。其中, 相位式激光测距仪以其精度高、功率小和便携的特点, 适用于民用范畴, 有较大的市场和应用前景。

1 相位法测距基本原理

相位法测距通过测定调制光波经过时间 t 后所产生的相位移 ϕ , 从而求得光波所走过的路程 $D^{[1]}$ 。如图 1 所示, A 点表示调制光波的发射点, B 点表示被测反射面, A' 表示光波经被测面反射后的接收点, A 与 A' 两点之间的距离就是光波所走过的路程, 它等于待测距离 D 的 2 倍, 图 1 中 ϕ 就代表了光

波在往返路程上的相位移。

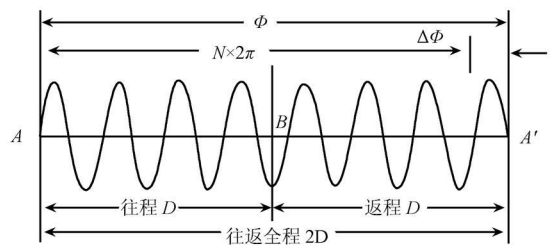


图 1 相位测距原理图

光波在传播过程中相位是不断变化的, 用 λ 表示光波波长, 则每传播一个波长, 相位就变化 2π 。所以距离 D 、光波往返相位移 ϕ 和光波波长 λ 之间的关系为:

$$D = \frac{\lambda}{2} \frac{\phi}{2\pi} \quad (1)$$

收稿日期: 2008-09-01

作者简介: 段淋淋(1980-), 男, 硕士研究生, 主要研究方向嵌入式系统研究与应用, batflefive@sohu.com;

崔一平(1957-), 男, 教授, 博士生导师, 教育部“长江学者奖励计划”特聘教授, 主要研究方向为信息光电子及全光通信器件的理论和应用研究工作, cyp@seu.edu.cn

定义 $\frac{\lambda}{2}$ 为测尺长度 L , $\frac{\phi}{2\pi}$ 相当于 D 内包括的测尺长 L 的数目。若令 $\Phi = 2\pi N + \Delta\Phi$ 式中 N 是正整数或 0, $\Delta\Phi$ 是 Φ 中不足 2π 的尾数, 则式(1) 可写为:

$$D = L \left[N + \frac{\Delta\Phi}{2\pi} \right] \quad (2)$$

但相位移的整周期数 N 并不能确定得出, 而只能测定其中不足 2π 的相位移尾数 $\Delta\Phi$ 。在式(2) 中, 若被测距离 D 小于测尺长度 L , 则可以确定出 D , 而当 D 大于 L 时, N 是不能确定的, 这样 D 也就不能确定, 引起多值解。为了解决这一问题, 可在测距仪内采用几个长度不同的测尺, 将它们配合使用, 用较长的测尺做粗测尺, 用较短的测尺做精测尺, 这样既可保证测量的单值性, 又可保证较高的测距精度。一个测尺 L 对应一个测尺频率 τ , 其关系为:

$$\tau = \frac{C}{2L} \quad (3)$$

相位式激光测距有分散的直接测尺频率方式和连续的间接测尺频率方式两种^[5]。为了保证必要的测距精度, 当系统只使用两个长度不同的测尺测量时, 精测尺的频率必须选的较高, 一般为十几个 MHz 到几十个 MHz, 而粗测尺一般为几百个 kHz, 由系统的测程和精度所决定。分散的直接测尺频率方式即是直接给出精测尺、粗测尺的频率用于测量, 但是, 这样系统频率调节的跨度大, 对系统电子器件的要求高, 稳定度差, 实现难度高。连续的间接测尺频率方式就不存在这些缺点。其原理是, 用 f_1 和 f_2 两个测尺频率分别调制光波去测量同一距离时, 两波的相位移为:

$$\Phi_1 = 2\pi f_1 t = 2\pi (N_1 + \Delta N_1)$$

$$\Phi_2 = 2\pi f_2 t = 2\pi (N_2 + \Delta N_2)$$

其相位之差为:

$$\Delta\Phi = \Phi_1 - \Phi_2 = 2\pi [(N_1 - N_2) + (\Delta N_1 - \Delta N_2)] = 2\pi (N + \Delta N) \quad (4)$$

式中:

$$N = N_1 - N_2$$

$$\Delta N = \Delta N_1 - \Delta N_2$$

若用差频 $(f_1 - f_2)$ 作为光波的调制频率测量这一距离时, 其相位移为:

$$\Delta\Phi = 2\pi (f_1 - f_2)t = 2\pi [(N_1 - N_2) + (\Delta N_1 - \Delta N_2)] = 2\pi (N + \Delta N) \quad (5)$$

由式(4)、式(5) 可见, 对同一距离作相位法测量时, 两个测尺频率分别测距的相位移之差, 等于以这两个测尺频率的频差来测距而得到的相位移。即若 $(f_1 - f_2)$ 的值等于粗测尺的频率, 其相位移便可

由两个同数量级别的频率 f_1 和 f_2 计算出, 克服了分散的直接测尺频率方式的缺陷。

2 相位信息检测技术

相位的检测技术, 直接影响到测距仪的实用性和应用范围, 也决定了整个系统的设计结构, 是系统设计方案中的重点。由于仅需获取单频信号相位信息, 所以不必遵循 Shannon 采样定理, 可以选择一个合适的较低的采样频率进行欠采样^[1]。频率为 f_A 的采样信号将频率为 f_0 的检测信号在频域上进行搬移, 这就使得高频信号包含的相位信息在低频甚至直流频率谱线上得以重现, 达到降频检测的效果, 如图 2^[2]。图中的 f_{AL} 为频率搬移后产生的谱线最低频率。

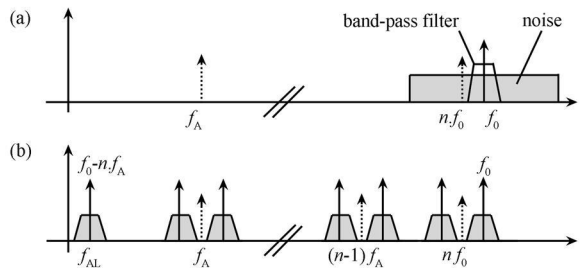


图 2 欠采样效果示意

进入 ADC (模数转换) 器件的接收信号可以表示为

$$P(t) = aA \sin(2\pi f_0 t + \theta + \Psi) + DC$$

其中: f_0 为激光幅度调制频率; a 为由大气传输和电路影响产生的衰减系数; DC 为直流偏置值, 用以保证检测电路有一个合适的工作范围, 为一定值; θ 为光电系统结构和电路传输造成的相移, 可认为是恒定值; Ψ 是由于光传输造成的相移, 包含着所需要的距离信息, 也就是所要求的相位差。 $P(t)$ 信号进入 ADC 器件, 由采样频率 f_A 采得的数字信号便为

$$Q(k) = aA \sin(2\pi f_0 k / f_A + \theta + \Psi) + [DC] \quad (k = 0, 1, 2, 3 \dots)$$

这里提出新的设计方案, 设计出发点是利用石英晶体滤波器优良的带通滤波特性来保证测量的精度^[4]。由于石英晶体滤波器通带频率限定了测尺频率, SMD (表面贴装器件) 封装的石英晶体滤波器 D21415A Q, 有通频为 21.4 MHz 和 21.7 MHz 的型号, 因此测尺频率 f_0 应分别取值为 21.4 MHz 和 21.7 MHz, 由于在此种测尺频率条件下无法选取合适的 ADC 采样频率来进行数字同步检测^[1], 所以须重新设计检相算法。当采样速率 $f_A = 300$ kHz 时, 可得

$$f_0 = 21.4 \text{ MHz}$$

$$\begin{aligned}
 Q(k) &= aA \sin(2\pi \cdot 21400 \cdot k/300 + \theta + \Psi) + DC \\
 &= aA \sin(428\pi \cdot k/3 + \theta + \Psi) + DC \\
 &= aA \sin(k \cdot \frac{2\pi}{3} + \theta + \Psi) + DC \quad (k = 0, 1, \\
 &2, 3 \dots \dots)
 \end{aligned}$$

$$f_0 = 21.7 \text{ MHz};$$

$$\begin{aligned}
 Q(k) &= aA \sin(2\pi \cdot 21700 \cdot k/300 + \theta + \Psi) + \\
 DC &= aA \sin(434\pi \cdot k/3 + \theta + \Psi) + DC \\
 &= aA \sin(k \cdot \frac{2\pi}{3} + \theta + \Psi) + DC \\
 &(k = 0, 1, 2, 3 \dots \dots)
 \end{aligned}$$

可见, 以所选两个频率的差值(粗尺频率)作为 ADC 采样频率采样时, 所得结果形式完全相同, 这使得可以不管采样数据所对应的频率, 只用一套数据处理算法即可检出距离。另外, 值得注意的是, 这里用 300 KHz 降采样的结果和用 $3 f_0$ 采样结果相同, 降采样得到的数据也可直接作为 $3 f_0$ 下的采样数据直接使用。

将采样序列每隔两个数据取出, 0、3、6...、1、4、7...、2、5、8... 如此组成三组序列, 即将一组 300 KHz 采样序列分解为三组 100 KHz 采样序列的叠加, 此时(只考虑 $f_0 = 21.4 \text{ MHz}$, $f_0 = 21.7 \text{ MHz}$ 形式完全一样):

$$Q_0(k) = aA \sin(\theta + \Psi + 3n \cdot \frac{2\pi}{3}) + DC = aA \sin(\theta + \Psi) + DC \quad (6)$$

$$\begin{aligned}
 Q_1(k) &= aA \sin[\theta + \Psi + (3n + 1) \cdot \frac{2\pi}{3}] + DC = \\
 &aA \sin(\theta + \Psi + \frac{2\pi}{3}) + DC \quad (7)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 Q_2(k) &= aA \sin[\theta + \Psi + (3n + 2) \cdot \frac{2\pi}{3}] + DC = \\
 &aA \sin(\theta + \Psi - \frac{2\pi}{3}) + DC \\
 &(n = 0, 1, 2, 3 \dots \dots) \quad (8)
 \end{aligned}$$

由式(7)减去式(6)可得:

$$\begin{aligned}
 Q_3(k) &= Q_1(k) - Q_0(k) = 2aA \cos(\theta + \Psi + \frac{\pi}{3}) \cdot \\
 &\sin \frac{\pi}{3} = \sqrt{3}aA \cos(\theta + \Psi + \frac{\pi}{3}) \quad (9)
 \end{aligned}$$

由式(6)减去式(8)可得:

$$\begin{aligned}
 Q_4(k) &= Q_0(k) - Q_2(k) = 2aA \cos(\theta + \Psi - \frac{\pi}{3}) \sin \frac{\pi}{3} \\
 &= \sqrt{3}aA \cos(\theta + \Psi - \frac{\pi}{3}) \quad (10)
 \end{aligned}$$

由式(7)减去式(8)可得:

$$Q_5(k) = Q_1(k) - Q_2(k) = 2aA \cos(\theta + \Psi) \sin \frac{2\pi}{3} =$$

$$\sqrt{3}aA \cos(\theta + \Psi) \quad (11)$$

这样便祛除了信号的直流分量, 再由式(10)减去式(9)可得:

$$\begin{aligned}
 Q_6(k) &= Q_4(k) - Q_3(k) = 2\sqrt{3}aA \sin(\theta + \Psi) \sin \frac{\pi}{3} \\
 &= 3aA \sin(\theta + \Psi) \quad (12)
 \end{aligned}$$

根据式(11)、式(12)两式值的正负可以保证检相范围在 $[0, 2\pi]$ 区间。由式(11)、式(12)两式相除, 消去环境影响 aA , 祛除常数因子 $\sqrt{3}$ 后, 求反正切就能得到相位移。

3 测距系统方案以及算法优化

测距系统结构如图 3

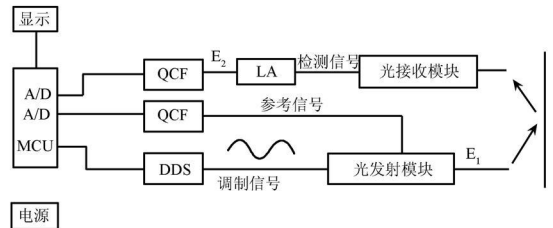


图 3

图 3 中, MCU 表示微控制器^[7], 片内集成两个单独的 ADC 模块, 可用同一个信号触发同步采样。DDS 表示直接数字频率合成器^[8], 可由 MCU 控制产生不同频率的正弦调制信号。QCF 表示石英晶体滤波模块, 有两个通频带, 带宽一般在 10 kHz 左右, 中心频率分别为用于测量的两个精尺频率, 用以保证检测信号频率纯净。图中的光发射模块中, 有一小功率半导体激光管, 其光监控电流可作为参考信号用于内光路检测。LA 表示对数放大器^[9], 测量距离及物体光反射特性的不同使得检测到的信号有较大的动态范围, 因此需使用对数放大器, 尽可能保证被采样信号匹配 ADC 的转换幅值范围。检测的流程为: MCU 控制 DDS 产生 21.7 MHz 正弦波信号, 用以调制激光管, 激光监测电流信号作为参考信号, 激光射出后, 经空气传播再检测, 得到检测信号, 将参考信号和检测信号分别送 MCU 的两个 ADC 采样检测比对后检出 21.7 MHz 测尺频率下的相位移, 同理再控制 DDS 产生 21.4 MHz 正弦波信号, 经过同样过程检出相位移, 用这两个相位移计算出粗尺频率相位移, 结合 21.7 MHz 精尺频率检测相位移得出距离。

将前述数据处理算法运用于检测信号电路算出 $\theta + \Psi$, 再运用于参考信号电路算出 $\Psi' + \gamma$, γ 表示由于检测信号电路与参考信号电路不同而产生的相位

偏差,为固定值, Ψ' 表示参考信号电路检测到的相位差。这样相减就可以得出 $\Psi - \Psi'$ 值。显然,两个测尺频率下,直接使用这个算法,MCU 需执行四次反余切计算,会加大 MCU 负担,减慢测距速度,因此要对算法做优化。

假定式(11)、(12)为检测信号电路派生的表达式,易得参考信号电路的对应表达式为

$$Q_7(k) = \sqrt{3}A\cos(\Psi' + \gamma) \tag{14}$$

$$Q_8(k) = 3A\sin(\Psi' + \gamma) \tag{15}$$

由于参考信号并未在空气中传播,因此表达式中没有 a 因子。

由式(12)除以式(11)得

$$Q_9(k) = \sqrt{3}\tan(\Psi + \theta) \tag{16}$$

由式(15)除以式(14)得

$$Q_{10}(k) = \sqrt{3}\tan(\Psi' + \gamma) \tag{17}$$

由(11)、(12)两式的正负可判断 $\Psi + \theta$ 所处的象限,由式(14)、(15)两式的正负可判断 $\Psi' + \gamma$ 所处的象限,那么即可判断 $\Psi - \Psi'$ 所处的象限,结合(16)、(17)两式,由两角差的正切公式,易得 $\Psi - \Psi'$ 值。这样,系统便减少了两次反正切运算。

实际运用算法时, k 取值应满足

$$k = 3 \cdot 2^b - 1 \quad (b = 0, 1, 2, 3 \dots \dots) \tag{18}$$

这样采样数值个数为 2 的整数次幂,在数值求平均时只要进行二进制移位运算,而不必使用除法运算,加快了算法的处理速度。具体的 b 值根据 MCU 的处理能力及精度要求来选取。

整个信号处理算法大部分是加减移位运算,保证了系统的测距速度。

4 测量精度分析

系统的测量精度,主要取决于 ADC 采样性能,时钟晶体的稳定性,以及信号的 SNR(信噪比),即石英晶体滤波器性能。事实上由 ADC 采样所得数据应表示为

$$Q(k) = aA \sin[2\pi f_0(k/f_A + T_s + T_{j_k}) + \theta + \Psi] + DC \quad (k = 0, 1, 2, 3 \dots \dots)$$

T_s 表示 ADC 转换启动时刻, T_{j_k} 表示 ADC 采样时刻随机抖动偏差。假设两路 ADC 采样启动时刻差为 $T_{s_1} - T_{s_2} = 0.1 \text{ ns}$, 由此引入相位误差 $\Delta\Phi_s = 21.7 \times 10^6 \cdot 10^{-10} = 0.00217 \text{ rad}$, 产生的测距误差为 $\Delta L_s = c \cdot \Delta\Phi_s / (2f_0 \cdot 2\pi) = 2.4 \text{ mm}$; 若某采样时刻偏差 $T_{j_k} = 5 \text{ ps}$, 由此引入相位误差 $\Delta\Phi_{j_k} = 21.7 \times 10^6 \cdot 5 \times 10^{-12} = 0.0001085 \text{ rad}$, 产生的测距误差为 $\Delta L_{j_k} = c \cdot \Delta\Phi_{j_k} / (2f_0 \cdot 2\pi) = 0.12 \text{ mm}$ 。此

类误差可通过多次采样平均来减小^[1]。

图 3 所示系统中,使用了 MCU 集成的 16 bitADC 进行数据采样,在实际使用过程中发现其采样性能达不到 16 bit,可以做到 14 bit 左右,这也是其它集成 ADC 共有的特点,所以选型时需考虑采样位数冗余。考虑其它元器件对检测信号带来的影响,这里将其精确采样位数定为 12 bit 来讨论。那么当 $f_0 = 21.7 \text{ MHz}$ 时,精测尺为

$$L_0 = c / (2f_0) = 6.90766 \text{ m}$$

检测信号峰 - 峰值对应 π 相位区间,最小检测相位为

$$\Phi_{L_{SB}} = \pi / (2^{12}) = 7.66990 \text{ E} - 4 \text{ rad}$$

系统检测精度为

$$L_{LSB} = L_0 \Phi_{L_{SB}} / (2\pi) = 0.84322 \text{ mm}$$

5 系统优劣

目前基于降采样的相位式测距系统是用数字同步检测方式,通过将测尺频率和 ADC 采样频率相匹配,使得只用(1, 0, -1)序列与采样信号同步相乘便可得到同相分量和正交分量,从而检出相位移^[1],如图 4^[3]。此类系统对 ADC 转换启动时刻 T_s 的要求很高,其采样使能信号要与测尺信号发生电路严格同步,要达到较好的精度需使用独立的 ADC 转换器。

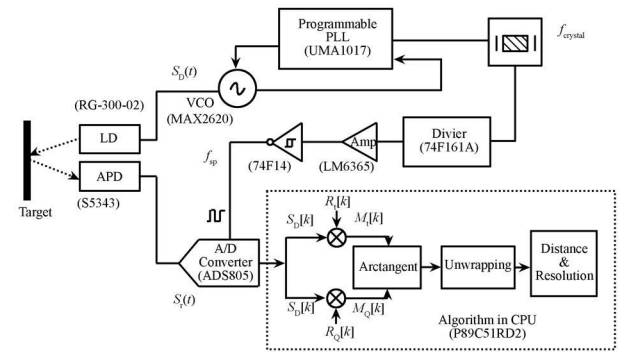


图 4 数字同步检测系统

图 3 系统由于需比对参考信号,因此多一路 ADC,但是已集成进 MCU;需同步使能两路 ADC,这只要使用 MCU 片内同一个 TIMER 触发采样就能保证;测距信号滤波使用石英晶体滤波器,简化了电路并提高了信号质量,确保了测量精度。

可见,图 4 系统结构算法简便,对 ADC 转换时序要求高,要达到较好的精度需使用独立的 ADC 转换器;图 3 系统算法适中,MCU 内置 ADC 转换模块,集成度好,成本低,易达到好的测距精度。目前本方案正在申请国家级发明专利,申请号为: 200810155230.X^[10]。

6 结论

本文以提高激光测距仪的测量精度为出发点, 采用石英晶体滤波器对测距信号进行滤波, 设计的检相算法新颖实用, 和数字同步检测方式相比, 在测尺频率、石英晶体滤波器和 ADC 采样频率匹配上更加灵活简便, 易于实现。系统同样采用欠采样技术, 降低了系统的实现难度, 集成度高, 以低成本实现了激光测距功能, 有很好的实用价值。

参考文献:

- [1] Stephane Poujouly, Bernard Journet, Dominique Placko, Digital Laser Range Finder: Phase-Shift Estimation by Undersampling Technique [J] . Digital Object Identifier 10. 1109/IECON. 1999. 819401. 1999, 29 Nov-3 Dec. 3: 1312-1317.
- [2] Stéphane Poujouly and Bernard Journet, A Two Foldmodulation Frequency Laser Range Finder [J] . J Opt A: Pure Appl.

Opt. 2002, 4, S356-S363.

- [3] Mang Ou-Yang, Huang Chen-Yi, Chen Junewen. High-Dynamic-Range Laser Range Finders Based on a Novel Multimodulated Frequency Method [J] . Optical Engineering, December 2006, 45(12): 123603.
- [4] 殷甲青, 孙胜利. 相位式激光测距仪的改进设计 [J] . 激光与红外, 2006, 4, 36(4).
- [5] 中国矿业学院矿山测量教研室. 激光测距仪 [M] . 煤炭工业出版社, 1980 年 02 月第 1 版.
- [6] 张竞, 王向军. 相位式激光测宽仪的设计和实现 [J] . 电子测量技术, 30(9), 2007, 9.
- [7] C8051F060/1/2/3/4/5/6/7 Mixed Signal ISP Flash MCU Family [S] . Silicon Laboratories.
- [8] AD9913, Low Power 250 MSPS 10-Bit DAC 1.8 V CMOS Direct Digital Synthesizer [S] . Analog Devices.
- [9] AD8319, 1 MHz to 10 GHz, 45 dB Log Detector/Controller [S] . Analog Devices.
- [10] 段淋淋, 崔一平. 一种相信式激光测距仪及其检相方法 (P) 中国专利, 申请号 200810155230. x, 东南大学先进光子学中心.

(上接第 194 页)

4 结论

该方法在 EMD 时间尺度滤波特性基础上引入相关度作为阈值函数, 不仅继承了 EMD 时间尺度滤波的优势, 充分保留信号局部特征, 而且克服了 EMD 时间尺度滤波不适用于噪声和信号在 IMF 成分混叠情况下的限制。通过对平稳含噪和非平稳含噪信号进行的仿真结果证明了该方法的可行性和有效性。通过对轧机在轧钢时的实测信号进行分析验证了该方法的可靠性。随着 EMD 算法各方面问题的进一步完善, 该滤波去噪方法将具有广阔的应用前景。

参考文献:

- [1] 孟宗, 戴桂平. 基于 EMD 时频分析方法的性能研究 [J] . 传感技术学报, 2006, 19(4): 1029-1032.

- [2] Huang N E, et al. The Empirical Mode Decomposition and the Hilbert Spectrum for Nonlinear and Non-Stationary Time Series Analysis [M] . Proc. R Soc. Lond. A, 1998 (454): 903-995.
- [3] 戴桂平, 刘彬. 基于小波去噪和 EMD 的信号瞬时参数提取 [J] . 计量学报, 2007, 28(2): 158-161.
- [4] Huang NE, Wu M-L, Qu W, Long SR, Shen SSP. Applications of Hilbert-Huang Transform Non-Stationary Financial Time Series Analysis [J] . Applied Stochastic Models in Business and Industry, 2003, 361(19): 245-268.
- [5] 李世雄, 陈东方. 信号瞬时参数计算方法评价 [J] . 信号处理, 2003, 11: 114-117.
- [6] Huang N E, et al. The Empirical Mode Decomposition and the Hilbert Spectrum for Nonlinear and Non-Stationary Time Series Analysis [M] . Proc. R Soc. Lond. A (1998).
- [7] 于伟凯, 刘彬. 轧机扭转非平稳瞬态冲击信号的处理方法 [J] . 仪器仪表学报, 2005, 26(8): 504-505.
- [8] 肖仕武, 刘万顺, 黄少锋. 基于相关度的发电机采样值差动保护 [J] . 电力系统自动化, 2006, 27(17): 59-63.