

doi: 10.3969/j.issn.1000-8349.2015.02.08

基于声表面波技术的高精度时间间隔 测量方法系统误差研究

陈文星^{1,2}, 卜朝晖³, 周明翔^{1,2}, 穆磊¹

(1. 中国科学院 上海天文台, 上海 200030; 2. 中国科学院大学, 北京 100049; 3. 上海理工大学 医疗器械与食品学院, 上海 200093)

摘要: 提出了一种新的高精度时间间隔测量方法, 单次测量可以达到亚皮秒 ($rms < 1$ ps) 量级测量精度。简单介绍了这种基于声表面波技术的高精度时间间隔测量方法原理与系统组成, 阐述了影响系统测量精度的主要因素, 分为系统误差和随机误差。针对系统误差进行详细分析, 给出其对测量精度的影响范围。通过理论分析, 得到决定系统误差大小的重要参数, 从而合理设计参数来降低系统误差对测量精度的影响。

关键词: 时间间隔; 时间内插; 声表面波; 系统误差

中图分类号: P127.1⁺¹ **文献标识码:** A

1 引言

在时间间隔测量中, 高精度和高分辨率测量值可以通过时间内插法来实现。本文介绍了一种新的时间内插法, 利用声表面波器件作为时间内插器, 通过将时间间隔拉伸从而获得多个测量值, 在信号处理中采用互相关运算获得测量结果^[1]。由于互相关运算的平均作用, 测量误差将会大大降低, 从而保证时间间隔测量结果的高精度和高分辨率。

影响时间间隔测量系统精度的主要因素由系统误差和随机误差两部分组成。系统误差是指由于测量方法本身不可避免的原因对测量结果造成干扰, 从而降低系统测量精度; 而随机误差是指测量系统中必要的组件产生的噪声和环境噪声对测量结果造成的干扰^[2]。

2 系统工作原理

时间测量技术, 特别是高精度时间间隔的测量技术在多个领域的应用方面具有十分重要

收稿日期: 2014-10-23; 修回日期: 2015-01-23

通讯作者: 陈文星, cwxx@shao.ac.cn

的意义。本文采用声表面波器件脉冲响应信号作为时间内插信号,从而进行高精度时间间隔测量。声表面波器件具有极好的一致性和重复性,极高的温度稳定性,可靠性高^[3];其在单晶材料中的传播速度固定不变,不会引入不确定的延时误差,因此适合作为时间内插器用作时间间隔测量^[4,5]。并且,由于时间内插信号具有拉伸作用,系统的测量精度将提高到 1 ps 以下量级。

在基于声表面波技术高精度时间间隔测量系统中,采用两个窄脉冲信号分别代表两个事件,各自去激励一个声表面波器件,得到两个脉冲响应信号,同时对其进行采样。待脉冲响应结束后,通过对采样信号进行重构并作互相关运算,便可得到两个事件之间的时间间隔^[6]。

根据 Nyquist 采样定理,响应信号频谱与采样频率必须满足以下关系式:

$$B = \left(-(M+1)\frac{f_s}{2}, -M\frac{f_s}{2} \right) \cup \left(M\frac{f_s}{2}, (M+1)\frac{f_s}{2} \right), \quad (1)$$

其中, B 为频率范围, f_s 为采样频率, $M \in \{0, 1, 2, \dots\}$ 。

因此,响应信号中心频率 $f_0 \approx f_s(2M+1)/4$, 带宽 $W \leq f_s/2$ 。

测量系统示意图如图 1 所示。

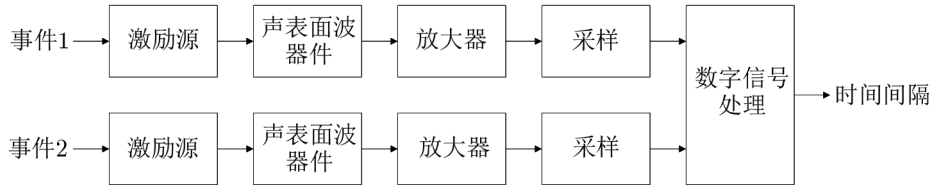


图 1 测量系统结构示意图

3 系统误差

由于频域有限,真实的脉冲激励响应信号不可能是理想的,而且频谱混叠会造成误差,因此不可能完全重构出响应信号。如果不考虑非线性因素的影响^[7],那么频谱混叠造成的误差就是这种时间内插方法系统误差的主要来源。

假设响应信号为:

$$s_1(t) = s(t - \tau), \quad (2)$$

$$s_2(t) = s(t - \tau - \Theta). \quad (3)$$

对响应信号以采样时间 $t = nT_s$ 进行采样,其中, $T_s = 1/f_s$ 为采样周期, Θ 为两个事件之间的时间间隔, τ 为声表面波器件固定延时。

响应信号是有限实信号,所以其频谱满足:

$$S(f) = S^*(-f). \quad (4)$$

响应信号的大部分能量主要集中在式 (1) 的频率范围内。

根据采样定理, 响应信号可以由采样值进行重构^[8]:

$$\hat{s}_1(t) = \sum_n s_1(nT_s) \text{sinc}(f_s t - n) \quad , \quad (5)$$

$$\hat{s}_2(t) = \sum_n s_2(nT_s) \text{sinc}(f_s t - n) \quad . \quad (6)$$

其中, $\text{sinc}(x) = \sin(\pi x)/(\pi x)$ 。

响应信号能量无法完全在式 (1) 频率范围内, 因此由于频谱混叠的原因, 重构信号 $\hat{s}_1(t)$ 和 $\hat{s}_2(t)$ 不能完全恢复出真实信号 $s_1(t)$ 和 $s_2(t)$ 。

时间间隔 Θ 可以通过对 $\hat{s}_1(t)$ 和 $\hat{s}_2(t)$ 两个信号进行互相关运算得到:

$$\hat{R}(\vartheta) = \int_{-\infty}^{\infty} \hat{s}_1(t) \hat{s}_2(t + \vartheta) dt \quad , \quad (7)$$

$$\hat{\Theta} = \arg \max \hat{R}(\vartheta) \quad . \quad (8)$$

系统误差可以表示为 Δ :

$$\Delta = \hat{\Theta} - \Theta \quad . \quad (9)$$

由极值原理可知:

$$\left. \frac{\partial \hat{R}(\vartheta)}{\partial \vartheta} \right|_{\vartheta=\hat{\Theta}} = 0 \quad , \quad (10)$$

对其进行级数展开并简化得到:

$$\left. \frac{\partial \hat{R}(\vartheta)}{\partial \vartheta} \right|_{\vartheta=\Theta} + (\hat{\Theta} - \Theta) \left. \frac{\partial^2 \hat{R}(\vartheta)}{\partial \vartheta^2} \right|_{\vartheta=\Theta} = 0 \quad . \quad (11)$$

由式 (11) 可知, 系统误差也可以表示为:

$$\Delta = - \left. \frac{\frac{\partial \hat{R}(\vartheta)}{\partial \vartheta}}{\frac{\partial^2 \hat{R}(\vartheta)}{\partial \vartheta^2}} \right|_{\vartheta=\Theta} \quad . \quad (12)$$

重构信号的频谱表示为:

$$\hat{S}_1(f) = \begin{cases} \sum_{m=-\infty}^{\infty} S(f + mf_s) e^{-j2\pi(f+mf_s)\tau} \quad , & f \in B \\ 0 \quad , & f \notin B \end{cases} \quad , \quad (13)$$

$$\hat{S}_2(f) = \begin{cases} \sum_{m=-\infty}^{\infty} S(f + mf_s) e^{-j2\pi(f+mf_s)(\tau+\Theta)} \quad , & f \in B \\ 0 \quad , & f \notin B \end{cases} \quad . \quad (14)$$

由式 (13), (14) 可以得到:

$$\begin{aligned} \left. \frac{\partial \hat{R}(\vartheta)}{\partial \vartheta} \right|_{\vartheta=\Theta} &= 2\pi \int_{-\infty}^{\infty} jf \hat{S}_1^*(f) \hat{S}_2(f) e^{j2\pi f \Theta} df = \\ &2\pi \int_B jf \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} S^*(f + mf_s) S(f + nf_s) e^{j2\pi(m-n)f_s \tau} e^{-j2\pi n f_s \Theta} df \quad , \quad (15) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \left. \frac{\partial^2 \hat{R}(\vartheta)}{\partial \vartheta^2} \right|_{\vartheta=\Theta} &= -4\pi^2 \int_{-\infty}^{\infty} f^2 \hat{S}_1^*(f) \hat{S}_2(f) e^{j2\pi f \Theta} df = \\ &-4\pi^2 \int_B f^2 \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} S^*(f + mf_s) S(f + nf_s) e^{j2\pi(m-n)f_s \tau} e^{-j2\pi n f_s \Theta} df \quad . \quad (16) \end{aligned}$$

因为响应信号的能量绝大部分集中在式 (1) 频率范围内, 因此可以将式 (16) 简化为:

$$\left. \frac{\partial^2 \hat{R}(\vartheta)}{\partial \vartheta^2} \right|_{\vartheta=\Theta} = -4\pi^2 \int_B f^2 |S(f)|^2 df \quad , \quad (17)$$

再结合以下两式:

$$\Delta = \frac{\sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{-j2\pi n f_s \Theta} \sum_{m=-\infty}^{\infty} e^{j2\pi(m-n)f_s \tau} I(m, n)}{2\pi \int_B f^2 |S(f)|^2 df} \quad , \quad (18)$$

$$I(m, n) = \int_B jf S^*(f + mf_s) S(f + nf_s) df \quad . \quad (19)$$

可算出系统误差的均方根值为:

$$\langle |\Delta|^2 \rangle = \frac{1}{(kT_s)^2} \int_{KT_s} \int_{KT_s} |\Delta(\Theta, \tau)|^2 d\Theta d\tau \quad . \quad (20)$$

由于 $\frac{1}{kT_s} \int_{KT_s} e^{j2\pi f_s n x} dx = \delta(n)$, $\delta(n) = \begin{cases} 0, n \neq 0 \\ 1, n = 0 \end{cases}$, 因此式 (20) 可以改写为:

$$\langle |\Delta|^2 \rangle = \frac{\sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{p=-\infty}^{\infty} \sum_{q=-\infty}^{\infty} \delta(q-n) \delta(m-n-p-q) I(m, n) I^*(p, q)}{4\pi^2 \left[\int_B f^2 |S(f)|^2 df \right]^2} \quad , \quad (21)$$

$$\langle |\Delta|^2 \rangle = \frac{\sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} |I(m, n)|^2}{4\pi^2 \left[\int_B f^2 |S(f)|^2 df \right]^2} \quad . \quad (22)$$

又因为 $\sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} |I(m, n)|^2 = |I(0, 0)|^2 + \sum_{m=1}^{\infty} [|I(0, m)|^2 + |I(0, -m)|^2 + |I(m, 0)|^2 + |I(-m, 0)|^2]$

所以, $\sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} |I(m, n)|^2 = 4 \sum_{m=1}^{\infty} |I(0, m)|^2$ 。

系统误差的均方根值也可写为:

$$\langle |\Delta|^2 \rangle = \frac{\sum_{m=1}^{\infty} \left| \int_B f S^*(f) S(f + m f_s) df \right|^2}{\pi^2 \left[\int_B f^2 |S(f)|^2 df \right]^2} \quad (23)$$

由 Cauchy-Schwarz 不等式可以得到系统误差的均方根值最大值, 其满足:

$$\langle |\Delta|^2 \rangle \leq \frac{\sum_{m=1}^{\infty} \int_B |S(f + m f_s)|^2 df}{\pi^2 \int_B f^2 |S(f)|^2 df} = \frac{\int_{f \notin B} |S(f)|^2 df}{2\pi^2 \int_B f^2 |S(f)|^2 df} \quad (24)$$

进一步简化可得:

$$\langle |\Delta|^2 \rangle \leq \frac{\int_{f \notin B} |S(f)|^2 df}{2\pi^2 f_0^2 \int_B |S(f)|^2 df} = \frac{1}{2\pi^2 f_0^2} \frac{E_a}{E} \quad (25)$$

其中, E 为响应信号的总能量, E_a 为响应信号在式 (1) 频率范围外的能量。

通过以上分析可知, 基于声表面波技术高精度时间间隔测量方法系统误差极值由式 (25) 决定, 因此可以采用提高声表面波器件的中心频率和带外抑制度的手段来减小其系统误差对测量精度的影响。

4 仿真验证

根据理论分析, 基于声表面波技术高精度时间间隔测量方法, 系统误差主要影响因素是中心频率和带外抑制度。为了验证理论分析结果, 采用 Matlab 对此测量方法进行仿真。

假设响应信号表达式为:

$$|H(f)|^2 = \begin{cases} 1, & f \in B \\ a \ll 1, & f \notin B \end{cases}, \quad (26)$$

a 为响应信号的带外抑制度。

仿真过程可以分为以下两步:

(1) 首先在 Matlab 中产生两路中心频率为 100 MHz, 带宽为 40 MHz 的带通信号, 其带外抑制度为 40 dB。

(2) 对产生的带通信号采样值添加加性噪声, 由其重构响应信号并对两路信号进行互相关运算。仿真次数选为 1000, 求得仿真结果的均方根误差, 即得到仿真测量精度。

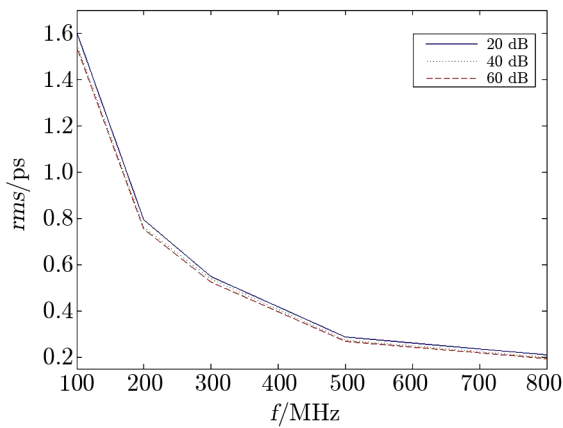


图 2 系统误差仿真结果

的系统误差与声表面波器件中心频率和带外抑制度有关，因此，可以优化这两项参数来提高测量系统的测量精度。

将响应信号的中心频率依次改变为 200 MHz、300 MHz、500 MHz、800 MHz，带外抑制度分别为 20 dB、40 dB、60 dB。重复以上步骤对这些参数进行仿真，得到仿真结果由图 2 表示。

图 2 中蓝色曲线代表带外抑制度为 20 dB 的响应信号，绿色曲线代表带外抑制度为 40 dB 的响应信号，红色曲线代表带外抑制度为 60 dB 的响应信号。纵坐标表示均方根误差仿真结果，单位为 ps；横坐标表示声表面波器件中心频率，单位为 MHz。

仿真过程表明，仿真结果与理论分析具有一致的变化趋势，可以说明此种测量方法的

5 实验结果

针对上述测量方法，搭建一个实验原型系统，对此测量方法进行验证并完成精度指标评估。实验原型系统如图 3 所示。

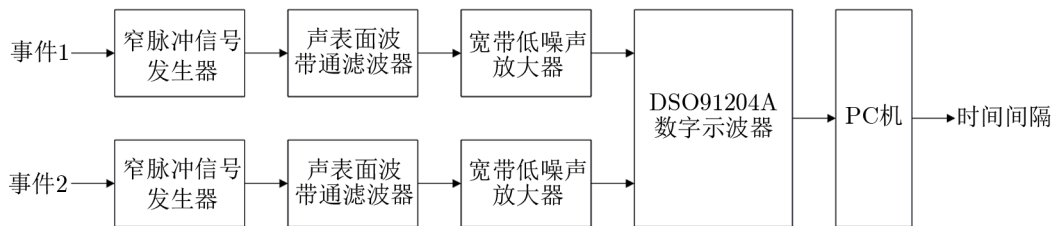


图 3 实验原型系统结构图

其中，激励源采用 PECL 电路产生需要的窄脉冲，因为 PECL 电路主要应用在高速数字信号传输和处理中，其引入的抖动可以小于 1 ps，因此其非常适用于高精度时间间隔测量领域。如前所述，声表面波器件选择的是声表面波带通滤波器，各参数取值如下：中心频率为 140 MHz，带宽为 40 MHz，滤波器 A 的带外抑制度为 60 dB 和中心频率为 355 MHz，带宽为 20 MHz，滤波器 B 的带外抑制度为 62 dB。放大器选用宽带低噪声放大器，噪声系数为 0.5 dB。由于其低噪声和大带宽，不会对测量结果引入较大的随机噪声和长期漂移。模数转换器采用的是 Agilent 公司 DSO91204A 数字示波器，可同时对四通道模拟信号进行采样，最高采样率可以达到 40 GS·s⁻¹，精度为 12 bit，无论是采样精度和采样率均可以达到测量系

统要求, 并且保证不会引入较大的噪声。由数字示波器采集的数字信号序列在 PC 上进行互相关计算, 得到时间间隔测量结果。

通过对两个采样序列进行互相关运算, 可以得到两个事件信号之间的时间间隔。使用滤波器 A 和滤波器 B 所得到的测量结果分别如表 1 和表 2 所示, 计算时间间隔测量值的均方根误差, 即测量系统的测量精度分别为 1.6 ps 和 0.8 ps。由此表明, 实验结果与理论分析和仿真结论一致, 通过提高带通滤波器的中心频率和增大带外抑制制度等参数, 可以提高实验原型系统的测量精度。另外, 比较两者数据也可以看出, 实验原型系统的测量精度除了受系统误差影响外还受到随机误差的影响。

表 1 滤波器 A 测量结果

序号	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13
时间间隔 测量值/ps	307	306	309	307	309	309	309	309	308	309	308	305	304
序号	14	15	16	17	18	19	20	测量值均值		测量精度 <i>rms</i>			
时间间隔 测量值/ps	308	304	307	306	306	306	306	307.1		1.6827			

表 2 滤波器 B 测量结果

序号	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13
时间间隔 测量值/ps	311	311	310	311	312	310	311	310	312	310	313	310	310
序号	14	15	16	17	18	19	20	测量值均值		测量精度 <i>rms</i>			
时间间隔 测量值/ps	310	310	311	311	310	310	311	310.7		0.8645			

测试结果显示, 此种测量方法切实可行, 并且相对于传统测量方法具有很大的优势, 不仅软硬件系统容易实现, 而且单次测量精度可以小于 1 ps, 相对于传统方法大幅度地提高。

6 结束语

基于声表面波技术高精度时间间隔测量方法, 通过将时间间隔拉伸从而获得多个测量值, 采用互相关算法可以得到亚皮秒量级的测量精度。此种方法不但可以达到极高的测量精度, 而且便于实现, 非常适用于对时间间隔测量精度要求高的测试场合。

影响时间间隔测量精度的主要因素为测量过程中存在的系统误差和随机误差。本文从理论层面阐述了由于系统误差对测量精度的影响, 并且通过仿真和实验验证理论分析的正确性。如果不考虑非线性因素, 那么频谱混叠就是造成系统误差的主要原因, 通过分析可知, 提高声表面波器件的中心频率和带外抑制制度都可以降低由于系统误差产生的测量误差。

参考文献:

- [1] Procházka I, Pánek P. Proceedings of the 16th International Workshop on Laser Ranging, Poznan: ILRS, 2008: 423
- [2] Pánek P, Procházka I. Rev. Sci. Instrum., 2007, 78(9) : 4701
- [3] 武以立. 声表面波原理及其在电子技术中的应用. 北京: 国防工业出版社, 1983: 3
- [4] 日本电子材料工业会. 声表面波器件及其应用. 北京: 科学出版社, 1984: 92
- [5] Hirano H. 1st Meeting on Ferroelectric Materials and Applications. Kyoto: Gordon and Breach Science Press, 1977: 81
- [6] 卜朝晖, 黄佩诚, 等. 天文学进展, 2012, 30: 527
- [7] Procházka I, Pánek P. Rev. Sci. Instrum., 2009, 80: 6102
- [8] Jerri A J. Proceedings of the IEEE, 1977, 65: 1565

Research on Deterministic Error in Time Interval Measurement Based on SAW Filter Excitation

CHEN Wen-xing^{1,2}, BU Zhao-hui³, ZHOU Ming-xiang^{1,2}, MU Lei¹

(1. Shanghai Astronomical Observatory, Chinese Academy of Sciences, Shanghai 200030, China; 2. University of the Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China; 3. University of Shanghai for Science and Technology, School of Medical Instrument and Food Engineering, Shanghai 200093, China)

Abstract: The paper deals with a novel high-precision time interval measurement method, in which a single measurement can reach subpicosecond ($rms < 1$ ps) precision. It introduces the principle and the realization of the high precision time interval measurement method based on SAW filter excitation. The method is based on the fact that two SAW filters excited by two short pulses can generate well-defined finite signals with highly suppressed spectra outside a narrow frequency band. If the responses to two excitations are sampled at clock ticks, they can be precisely reconstructed from a finite number of samples and then compared so as to determine the time interval between the two excitations. The main reasons for the measurement uncertainty of this method are the deterministic error and the random error. The deterministic error propagation model for the measurement method is deduced in detail. The time-interpolation error caused by deterministic effects has been analyzed in the paper. It has been shown that the mean square of the interpolation error is limited by the upper bound which is proportional to the relative energy of aliasing distortion and inversely proportional to the square of the filter center frequency.

Key words: time interval; time interpolation signal; surface acoustic wave filter; deterministic error