

# 基于声表面波技术的1 ps精度时间间隔 测量方法研究

杨喆钜<sup>1</sup>, 陈之纯<sup>2</sup>, 卜朝晖<sup>1,2\*</sup>, 江贤峰<sup>2</sup>, 郑其斌<sup>1</sup>, 唐高明<sup>3</sup>

<sup>1</sup>上海理工大学健康科学与工程学院, 上海

<sup>2</sup>中国科学院上海天文台时间频率技术研究室, 上海

<sup>3</sup>上海航天测控通信研究所, 上海

收稿日期: 2023年11月27日; 录用日期: 2023年12月10日; 发布日期: 2024年1月12日

## 摘要

高精度时间间隔测量技术对于国民经济与国防建设意义重大。本文研究了基于声表面波带通滤波器时间内插的时间间隔测量方法, 该方法利用代表事件的窄脉冲信号激励声表面波带通滤波器, 随后通过两次相关运算和三次样条插值计算两事件之间的时间间隔, 通过对该测量系统进行理论研究与分析, 建立了测量系统数学模型和相应的误差传播模型, 利用误差传播模型, 着重分析了4类主要噪声引起的测量误差, 并提出了减小测量误差的措施, 通过仿真获得时间间隔测量单次精度达到1 ps rms时的系统参数, 时间间隔测量精度为0.925 ps rms, 均值为100.46 ps, 结果成正态分布, 仿真结果与理论值之间具有很好一致性, 充分验证了该时间间隔测量系统的数学模型和误差传播模型的正确性。

## 关键词

时间间隔测量, 声表面波滤波器, 互相关, 误差传播模型, 1 ps

# Research on 1 ps Precision Time Interval Measurement Based on Surface Acoustic Wave Technology

Zheju Yang<sup>1</sup>, Zhichun Chen<sup>2</sup>, Zhaohui Bu<sup>1,2\*</sup>, Xianfeng Jiang<sup>2</sup>, Qibin Zheng<sup>1</sup>, Gaoming Tang<sup>3</sup>

<sup>1</sup>School of Health Science and Engineering, University of Shanghai for Science and Technology, Shanghai

<sup>2</sup>Time and Frequency Research Center, Shanghai Astronomical Observatory, Chinese Academy of Sciences, Shanghai

<sup>3</sup>Shanghai Spaceflight TT & C and Telecommunication Institute, Shanghai

\*通讯作者。

文章引用: 杨喆钜, 陈之纯, 卜朝晖, 江贤峰, 郑其斌, 唐高明. 基于声表面波技术的1 ps精度时间间隔测量方法研究[J]. 建模与仿真, 2024, 13(1): 276-289. DOI: 10.12677/mos.2024.131027

## Abstract

High precision time interval measurement technology is of great significance to the national economy and national defense construction. This paper studies the time interval measurement method based on the time interpolation of the surface acoustic wave bandpass filter. The method uses a narrow pulse signal representing the event to excite the surface acoustic wave bandpass filter, and then calculates the time interval between the two events through two correlation operations and three spline interpolation methods. The mathematical model of the measurement system and the corresponding error propagation model are established. By using the error propagation model, the measurement errors caused by 4 types of main noise are emphatically analyzed, and the measures to reduce the measurement errors are proposed. The system parameters when the single accuracy of the time interval measurement reaches 1 ps rms are obtained through simulation, and the time interval measurement accuracy is 0.925 ps rms. The mean value is 100.46 ps, and the results are normally distributed. The simulation results are in good agreement with the theoretical values, which fully verify the correctness of the mathematical model and error propagation model of the time interval measurement system.

## Keywords

Time Interval Measurement, Surface Acoustic Wave Filter, Cross-Correlation, Error Propagation Model, 1 ps

Copyright © 2024 by author(s) and Hans Publishers Inc.

This work is licensed under the Creative Commons Attribution International License (CC BY 4.0).

<http://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>



Open Access

## 1. 引言

高精时间间隔测量技术在国民经济与国防建设中有广泛的应用且意义重大,如北斗卫星导航定位、雷达及激光测距、空间飞行精密定轨、原子物理等方面,是许多前沿科学和国家重大工程中的关键技术瓶颈[1] [2] [3] [4]。因此,研究精度达到皮秒量级的时间间隔测量方法具有重要意义。

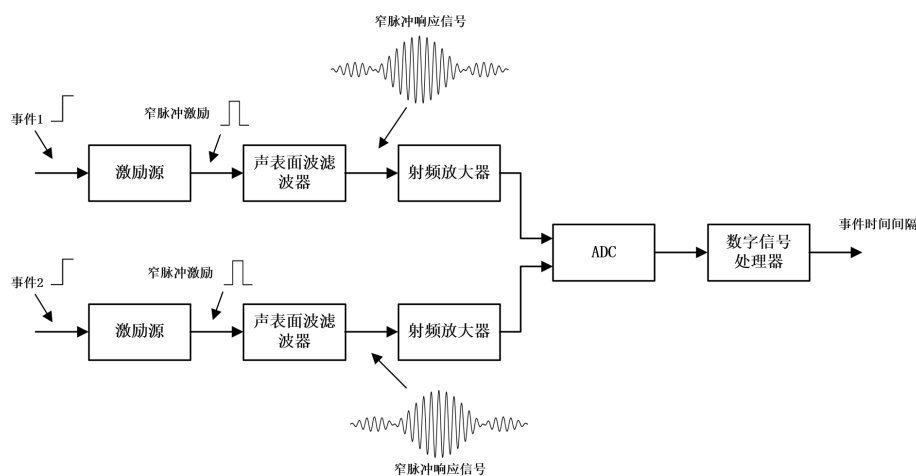
目前,常见的时间间隔测量方法有时间-幅度转换法、电子计数法、游标法、抽头延迟线法等[5] [6] [7] [8] [9],而使用最多的是抽头延迟线法,该方法可以获得的理论分辨率最高为10~20 ps,但实际单次测量精度只能达到100 ps rms左右[10]。2011年,芬兰Oulu大学的研究人员,使用时间-幅度转换法,利用最新的器件获得了接近1 ps rms的单次测量精度,但它对参考时钟源的稳定度要求极高,还处于实验室研究阶段[11]。2013年,捷克共和国科学院捷克Pánek等研究人员,使用声表面波滤波器作为时间插值器,获得了0.7 ps rms的单次时间间隔测量精度[12] [13] [14]。2018年,波兰时间频率测量中央实验室Albin Czubla等研究人员,获得了10 ps rms的测量精度[15]。2015年,中国科学院上海天文台的科研人员利用声表面波编码器件作为时间内插器,将时间内插法和编码信号自相关函数的高信噪比特性相结合,利用一种完全有别于传统的时域互相关对时延进行测量的算法,获得了1.2 ps rms的单次时间间隔测量精度[16]。2017年,长春理工大学严培辉等人,采用双环形振荡器作为时间内插器,将时间内插法和逐步逼近法相结合,再利用时域互相关算法获得了20 ps rms的时间间隔测量精度[17]。2022年,西安电子科技大学的研究人员利用声表面波滤波器作为事件内插器,获得了5.75 ps rms的单次测量精度[18]。

但目前国内基于声表面波滤波器内插的单次时间间隔测量精度还达不到国外的相应指标，为了突破卡脖子技术，国内自主研发单次测量精度达到 1 ps 量级时间间隔测量设备具有重大现实意义。

声表面波滤波器(Surface Acoustic Wave Filter, SAWF)在信号处理系统中被广泛应用，其具有良好的带通性能，且具有体积小、结构简单、可靠性高等优点，且声表面波器件是一种无源器件，它是在单晶材料上用半导体平面光刻工艺制作的，声表面波在单晶材料中的传播速度是不变化的[19]，因此，适合作为时间间隔插器[12] [20] [21]。本文对窄脉冲激励 SAWF 的过程进行理论分析，建立相应的数学模型和误差传播模型，并进行仿真实验与分析，确定为获得 1 ps rms 单次时间间隔测量精度，所需测量系统中各器件的优化参数值，给出减小测量误差，提高时间间隔测量精度的方法与措施。

## 2. 基于声表面波滤波器的时间间隔测量方法

基于 SAWF 的时间间隔测量方法如图 1 所示。



**Figure 1.** Schematic diagram of time interval measurement method based on surface acoustic wave filter  
**图 1.** 基于 SAWF 的时间间隔测量方法示意图

本文使事件通过激励源产生代表事件的窄脉冲，再用窄脉冲去激励 SAWF，其窄脉冲响应信号为一个带通信号。当两路具有一定时延的事件分别通过激励源后，其产生的两路窄脉冲即可代表两个事件，将这两路窄脉冲分别激励 SAWF 后，对窄脉冲响应信号进行采样。当采样结束后，并对两路采样信号进行互相关运算，即可得到两事件时间间隔估计值。

### 2.1. 基于三次样条插值的时域互相关算法

本文对事件之间的时间间隔测量采用了时域互相关和三次样条插值的方法。若提高采样频率对信号进行采样，数据处理工作量大，而通过三次样条插值既可以提高其时间间隔测量的分辨率也可以节省数据处理时间。具体将时域互相关分为两部分，粗相关和细相关，将两路信号做粗相关处理，并根据粗相关值移位其中一路信号使两路信号对齐，随后进行三次样条插值提高分辨率，最后通过细相关处理得到基于粗相关移位后的细相关值，将两者相加即可得两路信号的时间间隔。

#### 2.1.1. 三次样条插值

本文使用三次样条插值提高时间测量分辨率。若采样点存在于区间  $[a, b]$  中，那么有：

$$S(x) = A_k + B_k x + C_k x^2 + D_k x^3, x \in [x_k, x_{k+1}], k = 0, 1, 2, \dots, n \quad (1)$$

上式中,  $S(x)$ 是采样点  $x_0, x_1, \dots, x_n$  上的三次样条函数。而若要将三次样条函数应用于插值, 需符合相应的插值条件和连续性条件, 设采样点  $x_k$  上函数值:

$$y_k = f(x_k), k = 0, 1, 2, \dots, n \quad (2)$$

那么其插值条件和连续性条件为:

$$S(x_k) = y_k, k = 0, 1, 2, \dots, n \quad (3)$$

$$S(x_k - 0) = S(x_k + 0) \quad (4)$$

$$S'(x_k - 0) = S'(x_k + 0) \quad (5)$$

$$S''(x_k - 0) = S''(x_k + 0) \quad (6)$$

为了保证三次样条插值函数的唯一性, 通常可在区间  $[a, b]$  的端点  $a = x_0$  和  $b = x_n$  上各加入一个边界条件:

$$S'(x_0) = f'_0, S'(x_n) = f'_n \quad (7)$$

$$S''(x_0) = f''_0, S''(x_n) = f''_n \quad (8)$$

当插值条件、连续性条件和边界条件均满足后, 三次样条函数就构造为了三次样条插值函数, 且保证了其唯一性。

### 2.1.2. 时域互相关

在数字信号处理中, 当需要研究两信号之间的时延, 常常采用互相关函数进行计算。设时域互相关的两路信号波形一致, 且具有一定的时延  $\theta$ , 即:

$$s_1(t) = s(t) \quad (9)$$

$$s_2(t) = s(t - \theta) \quad (10)$$

上式中,  $\theta$  为两路信号之间的时间间隔。

在实际情况下, 对两路信号进行采样, 设采样后信号为:

$$x_1(nT_s) = s_1(nT_s) + w_1(nT_s) \quad (11)$$

$$x_2(nT_s) = s_2(nT_s) + w_2(nT_s) \quad (12)$$

上式中,  $T_s$  为采样间隔,  $w_1(nT_s)$  和  $w_2(nT_s)$  为附加的噪声信号。随后对两路采样后的信号进行互相关运算, 即可得:

$$R_{12}(m) = \sum_{n=0}^{N-1} x_1(n) x_2(n-m) \quad (13)$$

将式(11)和式(12)代入式(13)中, 那么上式可以表达为:

$$R_{12}(m) = \sum_{n=0}^{N-1} [s_1(n)s_2(n) + s_1(n)w_2(n) + w_1(n)s_2(n) + w_1(n)w_2(n)] \quad (14)$$

由于噪声  $w_1(nT_s)$  和  $w_2(nT_s)$  相互独立, 且与信号  $s_1(nT_s)$  和  $s_2(nT_s)$  无关, 因此式(14)可近似表达为:

$$R_{12}(m) \approx \sum_{n=0}^{N-1} s_1(n)s_2(n) = \sum_{n=0}^{N-1} s(n)s(n-m) \quad (15)$$

式(15)中互相关函数  $R_{12}(m)$  可以描述两路信号之间的相关性(相似性), 对互相关函数取最大值, 即:

$$\hat{\theta} = \operatorname{argmax}_m R_{12}(m) \quad (16)$$

上式中,  $\hat{\vartheta}$  为相关函数  $R_{12}(m)$  最大值所对应的两事件之间的时间间隔估计值。

### 2.2. 基于最小二乘的频域互相关算法

在时间间隔测量中, 不仅有在时域下的互相关算法测量, 也有频域下的互相关算法测量, 这是完全有别于传统的时域互相关对时延的测量算法。

假设进行互相关的两路信号波形一致, 且具有一定的时延  $\vartheta$ , 即:

$$s_1(t) = s(t) \tag{17}$$

$$s_2(t) = s(t - \vartheta) \tag{18}$$

在实际情况中, 对两路信号进行采样, 设采样后信号为:

$$x_1(nT_s) = s_1(nT_s) + w_1(nT_s) \tag{19}$$

$$x_2(nT_s) = s_2(nT_s) + w_2(nT_s) \tag{20}$$

上式中,  $T_s$  为采样间隔,  $w_1(nT_s)$  和  $w_2(nT_s)$  为附加的噪声信号。随后对两路采样后的信号进行互相关运算, 并作傅里叶变换, 由相关定理可得:

$$R(k) = X_1(k)X_2^*(k) = S_1(k)S_2^*(k) + S_1(k)W_2^*(k) + W_1(k)S_2^*(k) + W_1(k)W_2^*(k) \tag{21}$$

上式中,  $X_1(k)$  和  $X_2(k)$  为加噪信号  $x_1(nT_s)$  和  $x_2(nT_s)$  的频谱,  $W_1(k)$  和  $W_2(k)$  为附加噪声  $w_1(nT_s)$  和  $w_2(nT_s)$  的频谱。因为两路噪声信号相互独立且与信号无关, 因此式(19)又可近似表达为:

$$R(k) \approx S_1(k)S_2^*(k) = |S_1(k)|^2 W_N^{-k\vartheta} = |S_1(k)|^2 \exp\left(j\frac{2\pi}{N}k\vartheta\right) \tag{22}$$

式中  $S_1(k)$  和  $S_2(k)$  为原信号  $s_1(nT_s)$  和  $s_2(nT_s)$  的频谱, 频域互相关函数的相角又可表示为:

$$\varphi(k) \approx \frac{2\pi}{N}k\vartheta \tag{23}$$

由上式可知, 频域互相关函数的相角  $\varphi(k)$  与数字频率  $k$  成线性关系, 对互相关函数的相角进行最小二乘拟合, 根据其拟合出的直线斜率便可求得时延  $\vartheta$  的估计值。

### 3. 时间间隔测量系统的数学模型

SAWF 具有通带平坦, 良好的带外抑制的特性, 通过代表事件的窄脉冲去激励 SAWF。设输入的窄脉冲激励信号脉宽为  $\tau$ , 幅值为  $E$ , 即:

$$f(t) = E \left[ u\left(t + \frac{\tau}{2}\right) - u\left(t - \frac{\tau}{2}\right) \right] \tag{24}$$

对上式中的窄脉冲激励信号进行傅里叶变换, 其频谱为:

$$F(f) = E\tau \text{Sa}(\pi f \tau) \tag{25}$$

若将窄脉冲激励信号通过 SAWF, 设 SAWF 中心频率为  $f_0$ , 带宽为  $f_B$ , 则 SAWF 的频率响应函数为:

$$H(jf) = \begin{cases} A \cdot e^{-j2\pi f t_0}, & \|f - f_0\| < \frac{f_B}{2} \\ 0, & \|f - f_0\| > \frac{f_B}{2} \end{cases} \tag{26}$$

上式中  $t_0$  为 SAWF 的群延迟,  $A \leq 1$  为由 SAWF 的插入损耗确定的实常数, 为了研究方便起见, 在这里

令  $A = 1$ ，即 SAWF 的插入损耗为 0 dB。

窄脉冲激励通过 SAWF 后的响应信号频谱可近似表达为：

$$F_{SAWF}(f) \approx \begin{cases} E\tau Sa(\pi f_0 \tau) \cdot e^{-j2\pi f_0 t} & |f| - f_0 < \frac{f_B}{2} \\ 0 & |f| - f_0 > \frac{f_B}{2} \end{cases} \quad (27)$$

对上式作傅里叶反变换，此时窄脉冲激励通过 SAWF 后的响应信号时域表达式为：

$$f_{SAWF}(t) = \frac{2f_B E \sin \sin(\pi f_0 \tau)}{\pi f_0} \cdot Sa[\pi f_B(t - t_0)] \cdot \cos \cos[2\pi f_0(t - t_0)] \quad (28)$$

由式(28)可知，为使信号  $f_{SAWF}(t)$  获得最大信噪比，则需：

$$\pi f_0 \tau = \frac{\pi}{2} \cdot k, k = 1, 3, 5, \dots, 2n - 1 \quad (29)$$

则有：

$$\tau = \frac{1}{2f_0} \cdot k, k = 1, 3, 5, \dots, 2n - 1 \quad (30)$$

因此，当窄脉冲激励信号的脉宽  $\tau$  与 SAWF 中心频率  $f_0$  满足式(30)中的关系时，信号  $f_{SAWF}(t)$  可获得最大信噪比。

#### 4. 误差传播模型

在实际的工程应用中，往往会由于元器件、仪器设备、环境因素等影响，导致最后获得的测量结果与真实值产生一定的误差，令测量误差为：

$$\Delta = \hat{g} - g \quad (31)$$

上式中， $\hat{g}$  为两事件之间的时间间隔估计值， $g$  为两事件之间的时间间隔真实值。

通过计算和分析误差传播模型，可以确定减小测量误差，提高时间间隔测量精度的方法与措施，利用时域互相关计算两事件之间的时间间隔，可得到测量误差的传播模型如下[21]：

$$\Delta = T_s \frac{\sum_n w(nT_s) [\dot{s}_1(nT_s) + \dot{s}_2(nT_s)]}{E_s} \quad (32)$$

上式中  $T_s$  为采样间隔， $E_s$  是脉冲响应信号一阶导数的能量， $\dot{s}_1(nT_s)$  和  $\dot{s}_2(nT_s)$  为脉冲响应信号一阶导数的采样值， $w(nT_s)$  为噪声的采样值。

测量系统的噪声主要可分为四种：激励的噪声、放大器的噪声、ADC 的量化噪声以及采样时钟的 jitter，如图 2 所示。

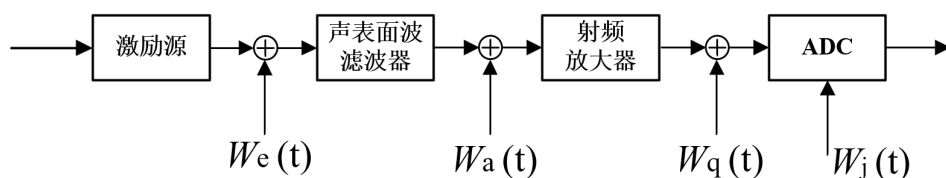


Figure 2. Four types of noise of measurement system  
图 2. 测量系统的四种噪声

#### 4.1. 窄脉冲激励的噪声产生的测量误差

根据式(32)，窄脉冲激励的噪声引起的测量误差的方差为[21]:

$$\text{Var}[\Delta] = \frac{N_0}{4\pi^2 f_0^2 f_B \varepsilon_e} \quad (33)$$

上式中， $\varepsilon_e$ 为窄脉冲激励的能量谱密度， $N_0$ 为激励噪声的功率谱密度， $f_0$ 为SAWF中心频率， $f_B$ 为SAWF带宽，由式(25)可知 $\varepsilon_e$ 的表达式为:

$$\varepsilon_e = E^2 \tau^2 S a^2 (\pi f \tau) \quad (34)$$

为了获得最大输出信噪比，结合式(30)可知，此时 $\varepsilon_e$ 表达式应为:

$$\varepsilon_e = \frac{E^2 S a^2 \left(\frac{\pi}{2}\right)}{4 f_0^2} \quad (35)$$

将式(35)代入式(33)可得:

$$\text{Var}[\Delta] = \frac{N_0}{\pi^2 f_B E^2 S a^2 \left(\frac{\pi}{2}\right)} \quad (36)$$

由帕塞瓦尔定理可知:

$$N_0 = \frac{\sigma_e^2}{2 f_B} \quad (37)$$

将式(37)代入式(36)，可得

$$\text{Var}[\Delta] = \frac{\sigma_e^2}{2\pi^2 f_B^2 E^2 S a^2 \left(\frac{\pi}{2}\right)} \quad (38)$$

窄脉冲激励与噪声  $W_e(t)$  的信噪比为:

$$\text{SNR}_e = \frac{E^2}{\sigma_e^2} \quad (39)$$

将式(39)代入式(38)，则有:

$$\text{Var}[\Delta] = \frac{1}{2\pi^2 f_B^2 \text{SNR}_e S a^2 \left(\frac{\pi}{2}\right)} \quad (40)$$

因此，测量精度为:

$$\text{Std}[\Delta] = \frac{1}{2\sqrt{2} f_B \cdot \sqrt{\text{SNR}_e}} \quad (41)$$

#### 4.2. 射频放大器噪声产生的测量误差

根据式(32)，射频放大器噪声引起的测量误差的方差为[21]:

$$\text{Var}[\Delta] = \frac{\sigma_w^2}{4\pi^2 f_s f_0^2 f_B \varepsilon_e} \quad (42)$$

上式中,  $\sigma_w^2$  为射频放大器噪声的方差,  $f_s$  为采样频率,  $\varepsilon_e$  为窄脉冲激励的能量谱密度。式(34)代入式(39)中的  $\varepsilon_e$  可得:

$$\text{Var}[\Delta] = \frac{\sigma_w^2}{\pi^2 f_s f_B E^2 S a^2 \left(\frac{\pi}{2}\right)} \quad (43)$$

窄脉冲激励与噪声  $W_a(t)$  的信噪比为:

$$\text{SNR}_a = \frac{E^2}{\sigma_w^2} \quad (44)$$

则有:

$$\text{Var}[\Delta] = \frac{1}{\pi^2 f_s f_B \text{SNR}_a S a^2 \left(\frac{\pi}{2}\right)} \quad (45)$$

因此, 测量精度为:

$$\text{Std}[\Delta] = \frac{1}{2\sqrt{f_s} \cdot \sqrt{f_B} \cdot \sqrt{\text{SNR}_a}} \quad (46)$$

### 4.3. 时钟和采样的抖动产生的测量误差

将采样值在  $nT_s$  附近进行线性化, 再根据式(32)可得时钟和采样的抖动引起的测量误差方差为[21]:

$$\text{Var}[\Delta] = \frac{2\sigma_j^2 f_B}{f_s} \quad (47)$$

上式中,  $\sigma_j^2$  为时钟和采样抖动的方差。

因此, 测量精度为:

$$\text{Std}[\Delta] = \frac{\sqrt{2}\sigma_j \cdot \sqrt{f_B}}{\sqrt{f_s}} \quad (48)$$

### 4.4. 量化噪声产生的测量误差

根据式(32), 量化噪声引起的测量误差的方差为[21]:

$$\text{Var}[\Delta] = \frac{f_B}{3\pi^2 2^{2q} f_s f_0^2} \quad (49)$$

上式中,  $q$  为采样的量化位数。

因此, 测量精度为:

$$\text{Std}[\Delta] = \frac{\sqrt{f_B}}{\sqrt{3\pi \cdot 2^q} \cdot \sqrt{f_s} \cdot f_0} \quad (50)$$

## 5. 仿真与分析

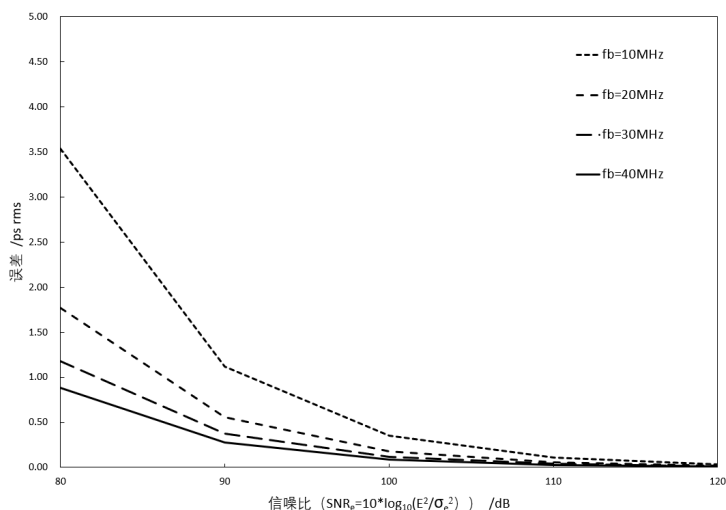
本文利用窄脉冲激励 SAWF 过程的数学模型和相应的误差传播模型, 对窄脉冲激励的噪声、射频放大器噪声以及时钟和采样的抖动, 这 3 类主要噪声引起的时间间隔测量误差进行仿真实验与分析, 确定为获得 1 ps rms 单次时间间隔测量精度, 所需测量系统中各器件的优化参数值, 给出减小测量误差, 提



高时间间隔测量精度的方法与措施。

### 5.1. 窄脉冲激励的噪声产生的测量误差

由于  $SNR_e$  通常很大(>100 dB), 因此, 窄脉冲激励的噪声引起的测量误差通常会很小, 分别用 4 种不同的带宽  $f_b$ : 10 MHz、20 MHz、30 MHz、40 MHz 代入式(41)进行仿真, 结果如图 3 所示:

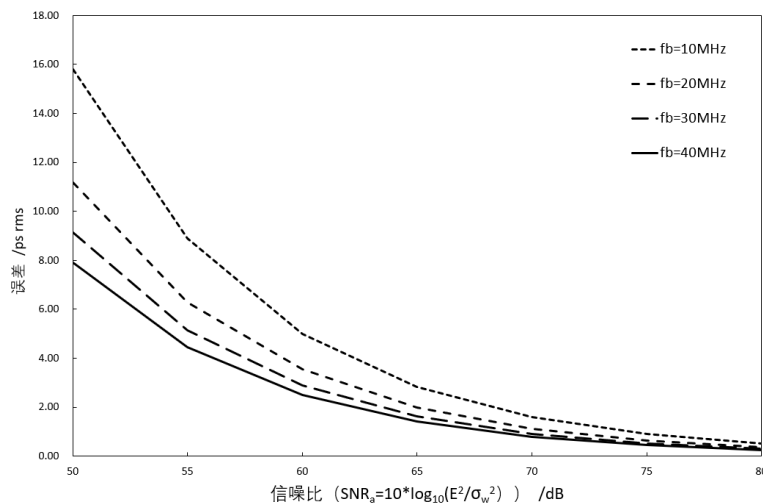


**Figure 3.** The measurement error is caused by the noise generated by the narrow pulse excitation  
**图 3.** 窄脉冲激励的噪声产生的测量误差

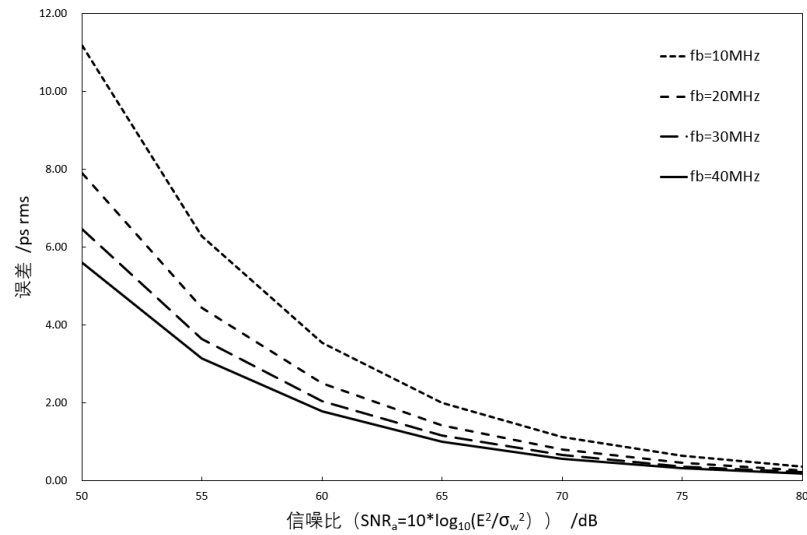
在实际测量中,  $SNR_e$  通常很大(>100 dB), 从图 3 中可知, 当  $SNR_e > 100$  dB 时, 由窄脉冲激励的噪声引起的测量误差将会非常小, 因此, 由窄脉冲激励的噪声引起的测量误差几乎可以被忽略。

### 5.2. 射频放大器噪声产生的测量误差

对于射频放大器噪声引起的测量误差, 在 3 种不同采样频率( $f_s = 1$  GHz、2 GHz、4 GHz)下分别用 4 种不同的带宽( $f_b = 10$  MHz、20 MHz、30 MHz、40 MHz)代入式(46)进行仿真, 结果如图 4、图 5、图 6 所示:

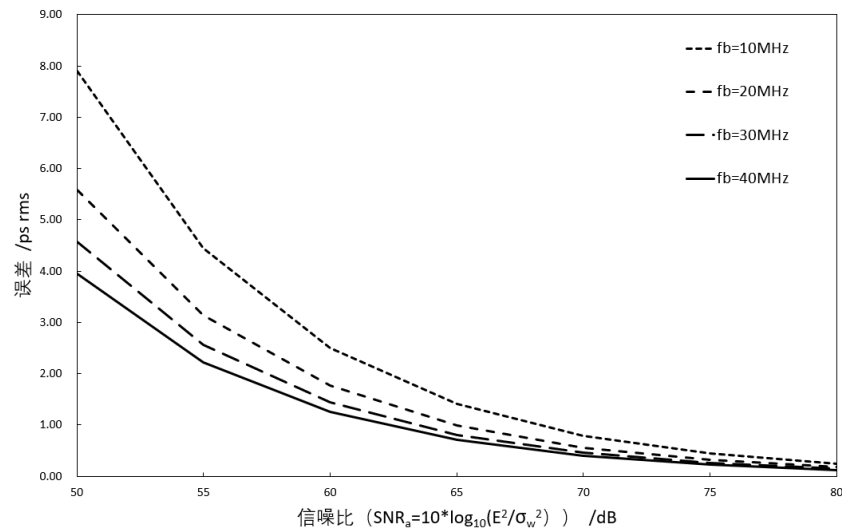


**Figure 4.** Measurement error caused by RF amplifier noise ( $f_s = 1$  GHz)  
**图 4.** 射频放大器噪声产生的测量误差( $f_s = 1$  GHz)



**Figure 5.** Measurement error caused by RF amplifier noise ( $f_s = 2$  GHz)

**图 5.** 射频放大器噪声产生的测量误差( $f_s = 2$  GHz)



**Figure 6.** Measurement error caused by RF amplifier noise ( $f_s = 4$  GHz)

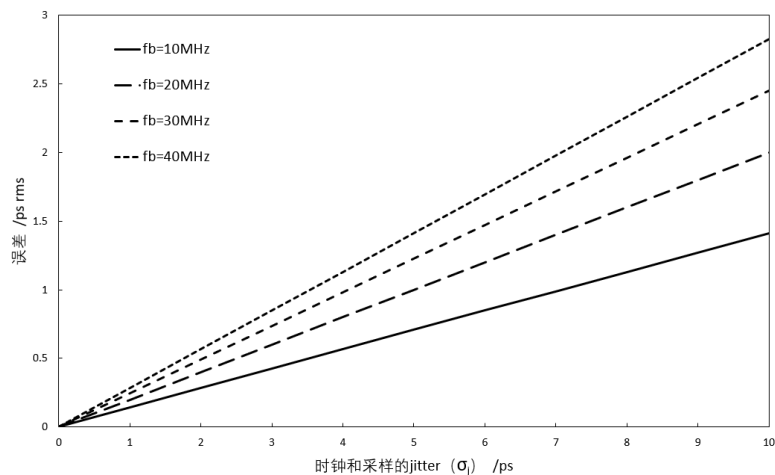
**图 6.** 射频放大器噪声产生的测量误差( $f_s = 4$  GHz)

从图 4、图 5、图 6 中可知，若要减小射频放大器噪声引起的测量误差，需要：

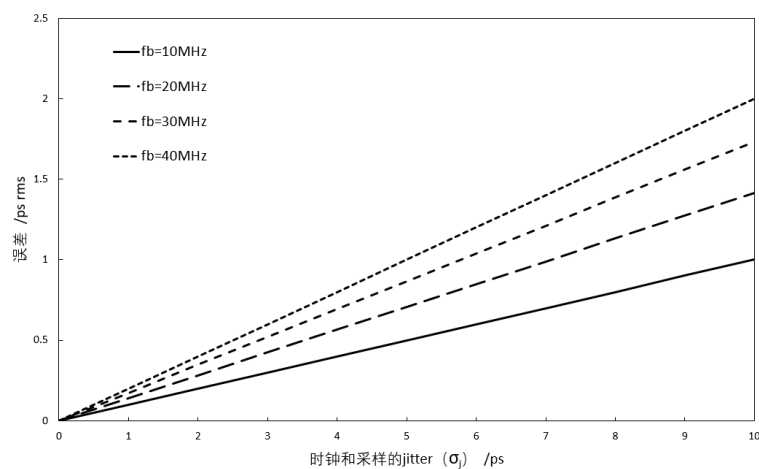
- (1) 增大采样频率  $f_s$ ；
- (2) 选择  $f_B$  更宽的 SAWF 器件；
- (3) 选择插入损耗更小的 SAWF 器件；
- (4) 增大激励源输出窄脉冲激励信号的幅值  $E$ 。

### 5.3. 时钟和采样的抖动产生的测量误差

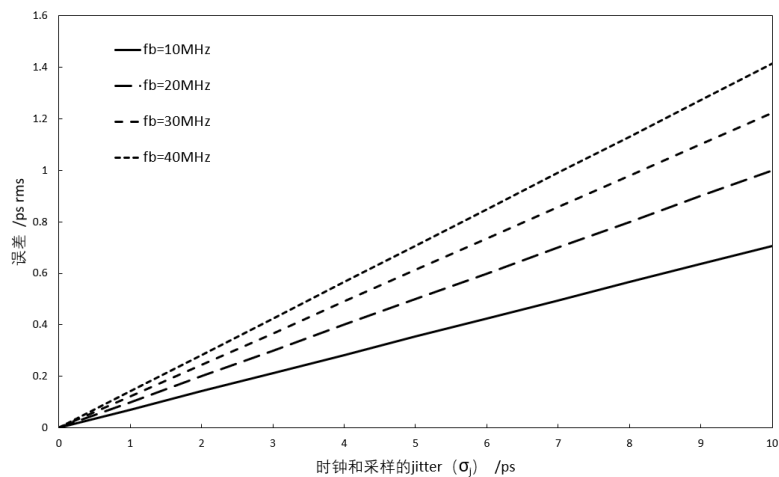
对于时钟和采样的抖动(jitter)引起的测量误差，在 3 种不同采样频率( $f_s = 1$  GHz、2 GHz、4 GHz)下分别用 4 种不同的带宽( $f_B = 10$  MHz、20 MHz、30 MHz、40 MHz)代入式(48)进行仿真，结果如图 7、图 8、图 9 所示：



**Figure 7.** Measurement errors due to clock and sampling jitter ( $f_s = 1$  GHz)  
**图 7.** 时钟和采样的抖动产生的测量误差( $f_s = 1$  GHz)



**Figure 8.** Measurement errors due to clock and sampling jitter ( $f_s = 2$  GHz)  
**图 8.** 时钟和采样的抖动产生的测量误差( $f_s = 2$  GHz)



**Figure 9.** Measurement errors due to clock and sampling jitter ( $f_s = 4$  GHz)  
**图 9.** 时钟和采样的抖动产生的测量误差( $f_s = 4$  GHz)

从图 7、图 8、图 9 中可知，若要减小时钟和采样的抖动引起的测量误差，需要：

- (1) 增大采样频率  $f_s$ ；
- (2) 选用  $f_B$  较窄的 SAWF 器件；
- (3) 尽量使用抖动  $\sigma_j$  更小的时钟源作为采样时钟。

另外，当  $\sigma_j < 2$  ps rms 时，由时钟和采样的抖动(jitter)引起的测量误差将会非常小，因此，由时钟和采样的抖动(jitter)引起的测量误差几乎可以被忽略。

#### 5.4. 采样的量化噪声产生的测量误差

对于量化噪声引起的测量误差，在 SAWF 的带宽  $f_B = 20$  MHz 和 SAWF 的中心频率  $f_0 = 100$  MHz 下分别用 3 种不同采样频率( $f_s = 1$  GHz、2 GHz、4 GHz)代入式(50)进行仿真，结果如图 10 所示：

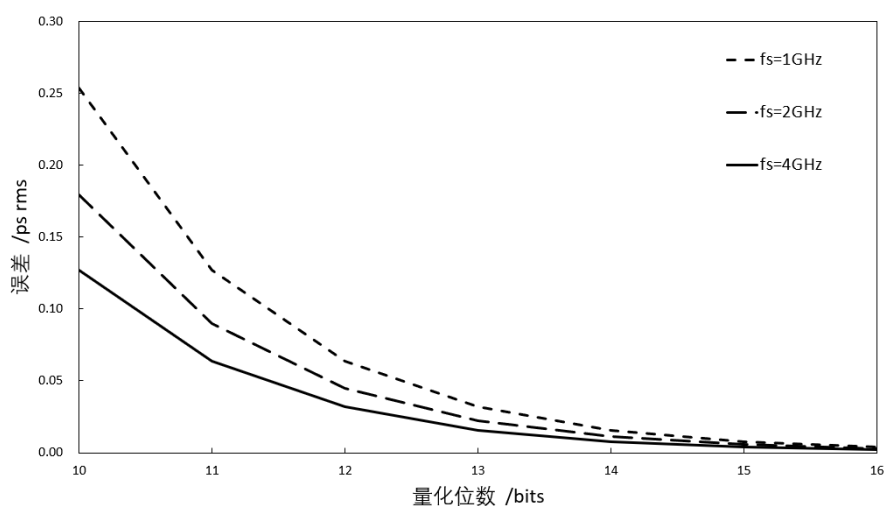


Figure 10. Quantifying the measurement error generated by noise  
图 10. 量化噪声产生的测量误差

从图 10 中可知，当量化位数  $q \geq 10$  bits 时，由量化噪声引起的测量误差将会非常小，因此，由量化噪声引起的测量误差几乎可以被忽略。

#### 5.5. 时间间隔测量单次精度达到 1 ps rms 的测量参数仿真

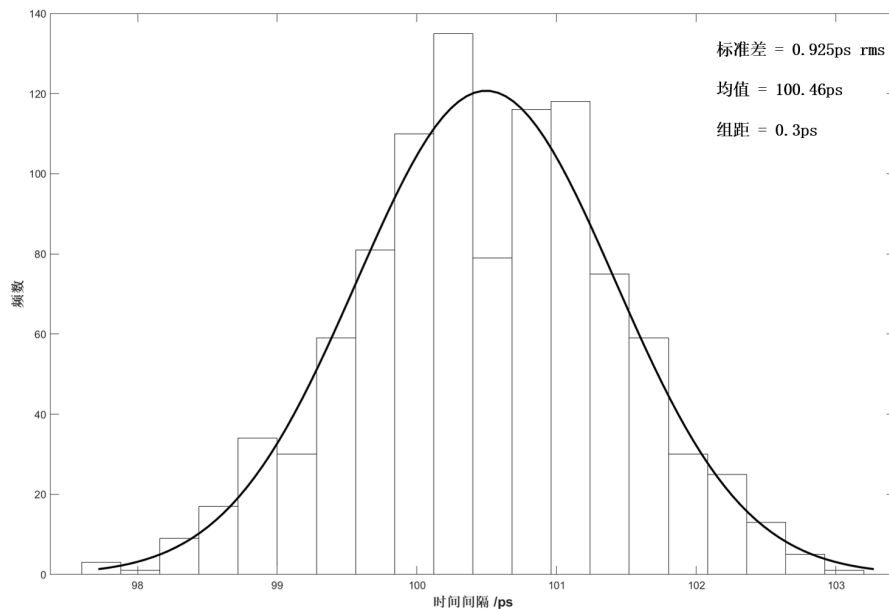
由上面的讨论可知：当  $SNR_e > 100$  dB 且  $q \geq 10$  bits 时，由窄脉冲激励的噪声以及采样的量化噪声分别引起的测量误差都可以被忽略。

为此，假设窄脉冲激励与噪声  $W_e(t)$  信噪比  $SNR_e$  为 100 dB，采样的抖动  $\sigma_j$  为 1 ps rms，SAWF 的带宽  $f_B$  为 30 MHz。通过改变信噪比  $SNR_a$  和采样频率  $f_s$ ，根据式(46)和式(48)得到时间间隔测量的精度如表 1 所示。

由表 1 可知，当信噪比  $SNR_a$  为 70 dB，采样频率  $f_s$  为 1 GHz 时，时间间隔测量的单次精度为 0.95 ps rms，接近 1 ps rms。令窄脉冲激励的幅值为 4 V (实际测量时，可以达到这个电压)，将信噪比  $SNR_a = 70$  dB 代入式(44)可得，射频放大器的噪声功率  $\sigma_w^2 = 1.6 \times 10^{-7}$ ，将该噪声加到信号  $f_{SAWF}(t)$  上，信号  $f_{SAWF}(t)$  由式(28)给出，它是窄脉冲激励通过 SAWF 后的响应信号，然后，将加入噪声的两路预设间隔为 100 ps 的  $f_{SAWF}(t)$  信号进行互相关运算，得出两路信号之间的时间间隔，分别进行 1000 次时间间隔测量，将测量结果绘制成图 11 所示的直方图。

**Table 1.** The influence of  $SNR_a$  and sampling frequency  $f_s$  on the measurement accuracy of time interval  
**表 1.** 信噪比  $SNR_a$  和采样频率  $f_s$  对时间间隔测量精度的影响

信噪比 $SNR_a$ (dB)	采样频率 $f_s$ (GHz)	测量精度(ps rms)
50	1	9.13
50	2	6.46
50	4	4.57
60	1	2.90
60	2	2.05
60	4	1.45
70	1	0.95
70	2	0.68
70	4	0.49



**Figure 11.** Histogram of simulation values for 1000 times interval measurements  
**图 11.** 1000 次时间间隔测量仿真值直方图

由图 11 可知，测量结果成正态分布，时间间隔测量的精度为 0.925 ps rms，均值为 100.46 ps。显然，该仿真结果与理论值(精度 0.95 ps rms 且时间间隔 100 ps)非常接近，验证了该时间间隔测量系统的数学模型和误差传播模型的正确性，单次测量精度达到了 1 ps rms。

由图 11 可知，测量结果成正态分布，时间间隔测量的精度为 0.925 ps rms，均值为 100.46 ps。显然，利用含噪窄脉冲响应信号模型经过时域互相关后所得出的仿真结果与误差传播模型的理论计算值(精度 0.95 ps rms 且时间间隔 100 ps)非常接近，验证了该时间间隔测量系统的数学模型和误差传播模型的正确性，单次测量精度达到了 1 ps rms。

## 6. 结论

本文对基于声表面波带通滤波器时间内插的时间间隔测量方法进行理论研究与分析，建立了测量系统数学模型和相应的误差传播模型，并进行了仿真验证与分析。利用误差传播模型，着重分析了 4 类主

要噪声引起的测量误差,得到了相应的测量误差关系式。通过仿真获得时间间隔测量单次精度达到 1 ps rms 时的系统参数,利用互相关算法计算两路事件之间的时间间隔,重复 1000 次测量,得到时间间隔测量精度为 0.925 ps rms,均值为 100.46 ps,结果成正态分布,仿真结果与理论值之间具有很好一致性,充分验证了该时间间隔测量系统的数学模型和误差传播模型的正确性,单次测量精度达到了 1 ps rms。

## 基金项目

上海航天科技创新基金(SAST2022-094)。

## 参考文献

- [1] 卜朝晖,毛涛,梁志强,等.基于高速环形振荡器的皮秒量级事件计时测量[J].电子测量与仪器学报,2022,36(5):47-56.
- [2] 刘科伟,荆文芳.多通道高精度时间间隔计数器的设计与实现[J].时间频率学报,2023,46(1):8-20.
- [3] 饶子兵.高精度事件计时器研究与设计[D]:[硕士学位论文].武汉:电子科技大学,2020.
- [4] 刘威,任津莹,曲鑫.时间间隔测量的高精度技术研究[J].单片机与嵌入式系统应用,2021,21(12):46-49.
- [5] 赵雪鹏.高分辨率时间间隔测量研究与实现[D]:[硕士学位论文].太原:中北大学,2023.
- [6] 孙杰,潘继飞.高精度时间间隔测量方法综述[J].计算机测量与控制,2007,15(2):145-148.
- [7] 徐望,陈鑫,李方能,等.高精度时间间隔测量方法分析[J].导航定位学报,2021,9(4):71-78.
- [8] 肖路.高精度时间间隔测量技术与方法探析[J].黑龙江科技信息,2014(6):60.
- [9] 张延,黄佩诚.高精度时间间隔测量技术与方法[J].天文学进展,2006,24(1):1-15.
- [10] 卜朝晖,杜燕,黄佩诚.声表面波色散延时线激励的高精度时间间隔测量方法[J].宇航计测技术,2012,32(1):22-25.
- [11] Keranen, P., Maatta, K. and Kostamovaara, J. (2011) Wide-Range Time-to-Digital Converter with 1-ps Single-Shot Precision. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, **60**, 3162-3172. <https://doi.org/10.1109/TIM.2011.2122510>
- [12] Panek, P. (2008) Time-Interval Measurement Based on SAW Filter Excitation. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, **57**, 2582-2588. <https://doi.org/10.1109/TIM.2008.925014>
- [13] Prochazka, I., Kodet, J., Panek, P. and Schreiber, U. (2011) Novel Concept of Sub-Picosecond Timing System and Its Applications in Fundamental Metrology. 2011 *Joint Conference of the IEEE International Frequency Control and the European Frequency and Time Forum (FCS) Proceedings*, California, 2-5 May 2011, 1-4. <https://doi.org/10.1109/FCS.2011.5977326>
- [14] Panek, P., Kodet, J. and Prochazka, I. (2013) Event Timing Device Providing Subpicosecond Precision. 2013 *Joint European Frequency and Time Forum & International Frequency Control Symposium (EFTF/IFC)*, Prague, 21-25 July 2013, 167-170. <https://doi.org/10.1109/EFTF-IFC.2013.6702120>
- [15] Czubla, A., Szerk, P., Osmyk, R., et al. (2018) Final Characterization of InLambda Delay Standards for Supplementary Time Interval Comparison. 2018 *European Frequency and Time Forum (EFTF)*, Torino, 10-12 April 2018, 231-233. <https://doi.org/10.1109/EFTF.2018.8409039>
- [16] 卜朝晖,黄佩诚,陈文星,等.基于编码信号时间内插的高精度时间间隔测量方法[J].电子测量与仪器学报,2015,29(2):213-220.
- [17] 严培辉,陈殿仁,李兴广,等.应用于激光雷达的高精度时间间隔测量方法[J].仪表技术与传感器,2017(11):104-107.
- [18] 常健.基于声表面波技术的 1PPS 时间间隔测量系统的研究[D]:[硕士学位论文].西安:西安电子科技大学,2023.
- [19] Hirano, H. (1977) 1st Meeting on Ferroelectric Materials and Their Applications. Gordon and Breach Science Press, Tokyo.
- [20] Panek, P. (2007) Error Analysis and Bounds in Time Delay Estimation. *IEEE Transactions on Signal Processing*, **55**, 3547-3549. <https://doi.org/10.1109/TSP.2007.894417>
- [21] Panek, P. (2008) Random Errors in Time Interval Measurement Based on SAW Filter Excitation. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, **57**, 1244-1250. <https://doi.org/10.1109/TIM.2007.915465>