

DOI: 10.19650/j.cnki.cjsi.J1904685

# 基于可触发环形振荡器的高精度时间间隔测量\*

卜朝晖<sup>1,2</sup>, 常仙云<sup>1,3</sup>, 陈文星<sup>2</sup>, 郑政<sup>1</sup>, 陈之纯<sup>2</sup>

(1. 上海理工大学 上海 200093; 2. 中国科学院上海天文台 上海 200030;  
3. 中国科学院上海技术物理研究所 上海 200083)

**摘要:**提出了一种新的高精度时间间隔测量方法,该方法利用代表事件的短脉冲去触发一个高速环形振荡电路,产生一个与该事件同步的时钟信号,该时钟信号随后被用作模-数转换器(ADC)的采样时钟去采样一个正弦参考信号。因此,两个事件之间的时间间隔被映射成正弦参考信号上的两个点之间的初始相位差,随后对有限数量的样本进行全相位快速傅里叶变换(apFFT)运算,准确地计算出这个初始相位差,进而可以准确获得两个事件之间的时间间隔。该测量方法降低了工程实现的难度,当正弦参考信号的频率为10 MHz,ADC的采样频率为133 MHz、分辨率为12 bits,apFFT运算点数为4 096时,可以获得约2.8 ps rms的单次测量精度和约1 ps的时间分辨率,误差分布接近正态,实验结果与基于理论分析的误差范围一致。

**关键词:**时间间隔测量;可触发环形振荡电路;全相位快速傅里叶变换算法;铷原子钟

**中图分类号:** TN874<sup>+</sup>.1 TH714 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.99

## High-precision time interval measurement based on triggerable ring oscillator

Bu Zhaohui<sup>1,2</sup>, Chang Xianyun<sup>1,3</sup>, Chen Wenxing<sup>2</sup>, Zheng Zheng<sup>1</sup>, Chen Zhichun<sup>2</sup>

(1. University of Shanghai for Science and Technology, Shanghai 200093, China;  
2. Shanghai Astronomical Observatory, Chinese Academy of Sciences, Shanghai 200030, China;  
3. Shanghai Institute of Technical Physics, Chinese Academy of Sciences, Shanghai 200083, China)

**Abstract:** A novel high-precision time interval measurement method is proposed in this paper. The short pulse is utilized to represent the event to trigger a specially designed high-speed ring oscillator circuit. In this way, the clock signal is generated, which is synchronized with the event. It is subsequently adopted as the sampling clock of ADC to sample the sinusoidal reference signal. Accordingly, the time interval between the two events is mapped to the initial phase difference between the two points on the sinusoidal reference signal. The all-phase fast Fourier transform (apFFT) algorithm is performed on a finite number of samples to accurately determine the initial phase difference. Then, the accurate time interval between the two events is achieved. The proposed method reduces the difficulty of engineering implementation and increases the reliability and practicability of the measurement. In the case of a sinusoidal reference signal with 10 MHz frequency, a 12-bit ADC with 133 MHz sampling frequency, and apFFT with operation point number  $N=4\ 096$ , the single-shot time interval measurement precision of 2.8 ps rms and time resolution of about 1 ps can be realized. The error distribution is close to normal distribution. Experimental results are in agreement with the error budget of the theoretical analysis.

**Keywords:** time interval measurement; triggerable ring oscillator circuit; all-phase FFT algorithm; rubidium atomic clock

## 0 引言

高精度的时间间隔测量技术,尤其是皮秒(1 ps =  $10^{-12}$  s)量级的测量技术在现代许多科学研究与应用中发

挥着至关重要的作用,如激光测距、卫星导航、原子物理、深空探测等领域。在时间间隔测量中,经常使用的方法有时间-幅度转换法、游标法、抽头延迟线法等。目前,使用较多的是抽头延迟线法<sup>[1-5]</sup>,2018年,中国科学技术大学使用多链融合抽头延迟线<sup>[6]</sup>的方法达到了4.3 ps rms

的单次时间间隔测量精度。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,获得了1.2 ps rms的单次时间间隔测量精度<sup>[7-8]</sup>,但该方法中所使用的声表面波编码器件,制作工艺复杂,对激励源的性能要求很高。2011年,芬兰Oulu大学使用时间-幅度转换法,利用最新的器件获得了接近1 ps rms的单次时间间隔测量精度<sup>[9]</sup>,但它对参考时钟源的性能要求极高,还处于实验室研究阶段。2007年,Pánek等<sup>[10-11]</sup>利用声表面波滤波器进行时间内插,获得了1.3 ps rms的单次时间间隔测量精度,为了获得接近1 ps rms的时间测量精度,需要声表面波滤波器的中心频率高达525 MHz、时钟和采样的抖动(jitter)<1 ps rms,这样的参数,对器件和测量系统的设计都提出了很高的要求,增加了工程实现的难度和可靠性。目前,精度最高的商用时间计时器是拉脱维亚的A033-ET,单次测量精度达到3 ps rms,但价格昂贵。

为了降低工程实现的难度,增加测量的可靠性与实用性,本文提出了一种全新的高精度时间间隔测量方法,单次测量精度可以达到皮秒量级,该方法不需要制作工艺复杂的器件和相应的激励源,对时钟和采样的抖动要求较低,采用的正弦参考信号频率仅为10 MHz,且通过增大参考正弦信号的频率,可以获得亚皮秒(<1 ps rms)量级的单次测量精度。

## 1 基本原理

该测量方法的原理结构如图1所示。

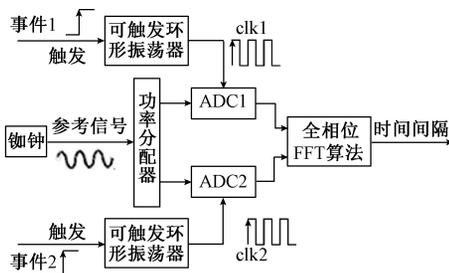


图1 高精度时间间隔测量系统原理

Fig.1 Schematic diagram of high-precision time interval measurement system

图1中代表事件1的短脉冲上升沿与代表事件2的短脉冲上升沿之间存在一个固定的时间间隔 $\Delta t$ ,利用这两个短脉冲分别去触发两个环形振荡电路,从而会产生两个频率固定的分别与两个事件同步的时钟脉冲信号clk1与clk2,将这两个时钟信号分别用作两个模数转换器(analog-to-digital converter, ADC)的采样时钟,对频率

为 $f_0$ 的正弦参考信号进行采样,为了产生稳定的时钟信号,使用高速与非门器件HMC746LC3C,作为环形振荡器电路的核心器件,其数据传输速率高达14 Gbps,快速上升和下降时间分别为22/21 ps,传播延迟为95 ps,随机抖动为0.2 ps rms,因此,两个事件之间的时间间隔被映射成正弦参考信号上两个点之间的初始相位差。将采样后得到的有限长度的样本值送入现场可编程门阵列(field programmable gate array, FPGA)中进行全相位快速傅里叶变换<sup>[12-16]</sup>(all-phase fast Fourier transform, apFFT)处理,可以准确地计算出两路采样信号的初始相位 $\varphi_A$ 和 $\varphi_B$ ,则两个事件之间的时间间隔可由式(1)给出。

$$\Delta t = \frac{\varphi_B - \varphi_A}{2\pi f_0} \quad (1)$$

apFFT算法可以克服传统快速傅里叶变换(fast Fourier transformation, FFT)算法的缺点,实现高精度的相位测量<sup>[17]</sup>,无需频谱校正措施。由式(1)可知,时间间隔的测量精度还受正弦参考信号频率 $f_0$ 的稳定度的影响,本文使用Spectratime的LPFRS-01铷原子钟来产生这个正弦参考信号,它的短期稳定度为 $1 \times 10^{-12}/100$  s。

## 2 可触发环形振荡电路

本文设计了一种可触发环形振荡电路,它由代表事件的外部单脉冲的上升沿进行触发,可以产生一个与该事件同步的周期性脉冲信号,被用作ADC的时钟信号,它的周期个数可由计数器进行控制。为了产生这个稳定的时钟信号,使用高速与非门器件HMC746LC3C,作为该环形振荡器电路的核心器件,其数据传输速率高达14 Gbps,快速上升和下降时间分别为21/22 ps,传播延迟为95 ps,随机抖动仅为0.2 ps rms。

该可触发环形振荡电路由高速T触发器HMC749LC3C和高速与非门器件HMC746LC3C级联构成,T触发器在没有外部触发脉冲上升沿到来时,输出为低电平,则与非门的输出为高电平。当T触发器被外部触发脉冲的上升沿触发后,经过一个固定的器件传输延时 $t_{d1}$ ,输出翻转成高电平,再经过一个固定的传输线延时 $t_{delay}$ 后,传输到高速与非门的一个输入端,与非门的另一个输入端与输出端首尾相连,构成环形振荡器,经过固定的器件传输延时 $t_{d2}$ 后,将会输出一个周期性的脉冲信号,它与触发脉冲之间保持着一个固定的延时 $\tau$ , $\tau = t_{d1} + t_{delay} + t_{d2}$ ,因此,环形振荡电路输出的周期性脉冲与外部触发脉冲同步。环形振荡器输出周期性脉冲的周期 $T_1$ 由与非门输出端到输入端之间的延迟线确定,令延迟线的传输延迟时间为 $\tau_1$ ,则 $T_1 = \tau_1 + t_{d2}$ 。输出脉冲与输入触发信号之间的时序关系如图2所示。

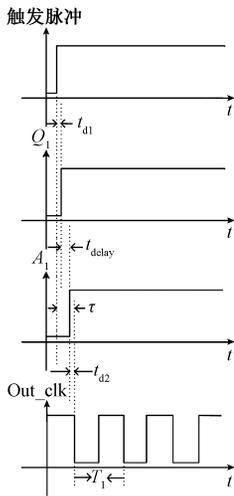


图2 输出脉冲与输入触发信号的延时关系

Fig.2 Delay relationship between output pulse and input trigger signal

另外,利用高速计数器对环形振荡电路输出的周期性脉冲信号进行计数,当计数器达到计数上限时,计数器的进位输出变为高电平,使T触发器输出端清零,进而可使环形振荡电路停止产生周期性脉冲,通过预设计数器的计数上限,来控制所产生的周期性脉冲周期数。图3所示为可触发环形振荡电路输出的周期性脉冲信号的实测波形。图3(a)为T触发器的输出波形,图3(b)为与非门的输出波形。

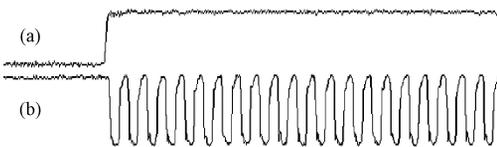


图3 可触发环形振荡电路产生的时钟脉冲

Fig.3 Clock pulse generated by triggerable ring oscillator circuit

### 3 apFFT 相位估计算法

apFFT算法是基于FFT的一种改进算法,它是通过对输入的样本序列进行预处理,将预处理后的序列进行FFT,再获得最大谱线所对应的相角,无需频谱校正措施,具有很高的相位估计精度。

#### 3.1 apFFT 输入数据的预处理

apFFT输入数据的来源,是N个包含x(0)点的N维时间序列向量:

$$\mathbf{x}_0 = [x(0), x(1), \dots, x(N-1)]^T$$

$$\mathbf{x}_1 = [x(-1), x(0), \dots, x(N-2)]^T$$

$$\vdots$$

$$\mathbf{x}_{N-1} = [x(-N+1), x(-N+2), \dots, x(0)]^T \quad (2)$$

将每个向量进行循环移位,把样本点x(0)移到首位,则可得到一组新的N个N维向量:

$$\mathbf{x}'_0 = [x(0), x(1), \dots, x(N-1)]^T$$

$$\mathbf{x}'_1 = [x(0), x(1), \dots, x(-1)]^T$$

$$\vdots$$

$$\mathbf{x}'_{N-1} = [x(0), x(-N+1), \dots, x(-1)]^T \quad (3)$$

将式(3)中的N个向量相加并取平均值,则可得到长度为N的apFFT的输入数据向量:

$$\mathbf{X}_{ap} = \frac{1}{N} [Nx(0), (N-1)x(1) + x(-N+1), \dots, x(N-1) + (N-1)x(-1)]^T \quad (4)$$

#### 3.2 apFFT 的测相原理

N阶apFFT的算法结构框图如图4所示。

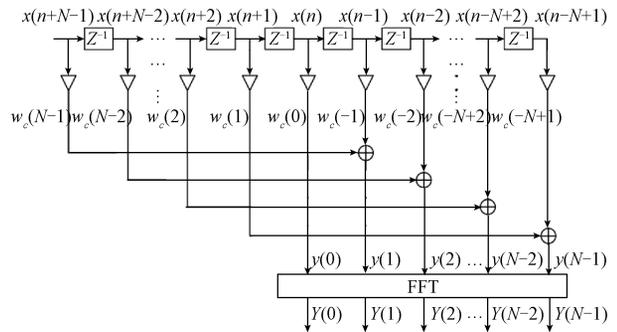


图4 N阶apFFT算法结构图

Fig.4 Block diagram of N-order all-phase FFT algorithm

图4中w\_c(n)是由两个矩形窗卷积获得。

设输入单频复指数信号为:

$$x(n) = e^{j(\omega_0 n + \varphi_0)} = e^{j(\frac{\omega_0}{N} n + \varphi_0)} \quad n = 0, 1, 2, \dots \quad (5)$$

式中:圆周频率w\_0表示为β倍的2π/N的形式(β是实数)。

x(n)的DFT为(除以N进行归一化):

$$X(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j\varphi_0} e^{\frac{j\omega_0 n}{N}} e^{-\frac{j2\pi kn}{N}} =$$

$$\frac{1}{N} \frac{\sin[\pi(\beta - k)]}{\sin[\frac{\pi(\beta - k)}{N}]} e^{j[\varphi_0 + \frac{N-1}{N}(\beta - k)\pi]} \quad (6)$$

令式(3)中各向量x'\_i(n)的DFT为X'\_i(k),式(2)中各向量x\_i(n)的DFT为X\_i(k),根据DFT的移位性质,则有:

$$\mathbf{X}'_i(k) = \mathbf{X}_i(k) e^{j\frac{2\pi}{N} ik} \quad i, k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (7)$$

对式(7)进行求和平均即为apFFT的输出:

$$\mathbf{X}_{ap}(k) = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \mathbf{X}_i(k) e^{j\frac{2\pi}{N} ki}$$

$$\frac{1}{N^2} \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{n=0}^{N-1} x(n-i) e^{-j\frac{2\pi kn}{N}} e^{j\frac{2\pi ki}{N}} = \frac{e^{j\varphi_0}}{N^2} \frac{\sin^2[\pi(\beta-k)]}{\sin^2\left[\frac{\pi(\beta-k)}{N}\right]} \quad (8)$$

当  $N$  足够大时  $\sin[\pi(\beta-k)/N]$  与  $\pi(\beta-k)/N$  互为等价无穷小, 式(8)可化简为:

$$X_{ap}(k) \approx e^{j\varphi_0} \text{sinc}^2(\beta-k) \quad (9)$$

式(9)表明, apFFT 的相位值为  $\varphi_0$ , 即为采样点  $x(0)$  的理论相位值, 该值与  $k$  无关, 也就是说 apFFT 具有相位不变性。

## 4 时间间隔测量的精度分析

时间间隔测量的精度通常定义为单次测量精度, 用固定时间间隔测量结果的标准差来表示<sup>[9,18]</sup>。

实际测量中, 噪声干扰总是存在的, 相位的测量值与理想值会产生一定的偏差。对式(1)求方差可得:

$$\text{var}(\tau) = \text{var}\left[\frac{\varphi_B - \varphi_A}{2\pi f_0}\right] = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2} \text{var}[\varphi_B - \varphi_A] \quad (10)$$

由式(10)可知, 时间间隔的测量精度取决于相位测量的精度与正弦参考信号频率  $f_0$  的稳定度, 使用铷原子钟产生的标准正弦信号, 短期稳定度最高可达  $10^{-12}$  量级。

### 4.1 系统热噪声对时间间隔测量精度的影响

假设  $w(n)$  为系统热噪声, 设它是均值为 0, 方差为  $\sigma_w^2$  的高斯白噪声, 令输入序列为:

$$x(n) = a \cos(w_0 n + \varphi_0) + w(n) \quad (11)$$

根据文献[17], 相位测量结果和方差可分别表达为:

$$\varphi \approx \varphi_0 + \frac{r \sin(h - \varphi_0)}{A(k^*)} \quad (12)$$

$$\text{var}(\varphi) = \frac{4\sigma_w^2}{3Na^2 \text{sinc}^4(\delta)} \quad (13)$$

式中:  $\varphi_0$  为理论相位值;  $A(k^*)$  为无噪声情况下, 输入序列  $x(n)$  幅度谱的最大值, 其对应的频率为  $k^*$ ;  $r$  与  $h$  分别为  $k = k^*$  时, 噪声序列  $w(n)$  频谱的幅值与相位;  $N$  为 apFFT 的点数;  $a$  为输入信号的最大幅值;  $\delta$  为频偏。

$$\delta = \beta - k^* = \frac{f_0}{f_s} N - k^* \quad (14)$$

式中:  $f_s$  为采样频率。

将式(10)中  $\varphi_A$  与  $\varphi_B$  分别表达成式(12)的形式, 并计算它们的协方差, 可得  $\text{cov}(\varphi_A, \varphi_B) = 0$ , 这表明  $\varphi_A$  与  $\varphi_B$  相互独立, 因而式(10)可写为:

$$\text{var}(\Delta t) = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2} [\text{var}(\varphi_B) + \text{var}(\varphi_A)] \quad (15)$$

将式(13)代入式(15), 并假设两路噪声方差相同,

均为  $\sigma_w^2$ 。又  $k^*$  为  $\beta$  的就近取整, 故频偏  $|\delta| = |\beta - k^*| \leq 0.5$ , 则可得:

$$\text{var}(\Delta t) \leq \frac{4.0587\sigma_w^2}{\pi^2 f_0^2 Na^2} \quad (16)$$

高斯白噪声对时间间隔测量精度的影响可由式(17)给出:

$$\text{std}(\Delta t) \leq \sqrt{\frac{4.0587\sigma_w^2}{\pi^2 f_0^2 Na^2}} \quad (17)$$

令信噪比为  $SNR = P_s/\sigma_w^2$ , 其中  $P_s$  为信号的平均功率, 则:

$$SNR = \frac{a^2}{2\sigma_w^2} \quad (18)$$

故式(17)可以表示为:

$$\text{std}(\Delta t) \leq \sqrt{\frac{2.02935}{\pi^2 f_0^2 NSNR}} \quad (19)$$

### 4.2 量化误差对时间间隔测量精度的影响

设量化误差是方差为  $\sigma_e^2$  的白噪声, 将其代入式(17)可得:

$$\text{std}(\Delta t) \leq \sqrt{\frac{4.0587\sigma_e^2}{\pi^2 f_0^2 Na^2}} \quad (20)$$

设 A/D 转换器的动态范围为  $-a \sim a$ , 量化位数为  $b$ , 则量化步长为:

$$q \approx \frac{2a}{2^b} \quad (21)$$

量化误差的方差  $\sigma_e^2$  为:

$$\sigma_e^2 = \frac{q^2}{12} = \frac{a^2}{3 \times 4^b} \quad (22)$$

将式(22)代入式(20), 可得量化噪声下的时间测量精度为:

$$\text{std}(\Delta t) \leq \sqrt{\frac{1.3529}{\pi^2 f_0^2 N4^b}} \quad (23)$$

### 4.3 时钟和采样的抖动对时间间隔测量精度的影响

假设时钟和采样 jitter<sup>[19]</sup> 是一个广义平稳的白随机过程  $w_j(nT_s)$ , 其方差为  $\sigma_j^2$ 。将采样值在  $nT_s$  附近线性化<sup>[20]</sup>, 则 jitter 可转化为一个加性噪声:

$$w(n) = w_j(nT_s) \cdot x(nT_s) \quad (24)$$

对式(24)求方差可得:

$$\text{var}[w(n)] = \sigma_j^2 x^2(nT_s) \quad (25)$$

$$\max[x^2(nT_s)] = 4a^2 \pi^2 f_0^2 \quad (26)$$

将式(26)代入式(25)可得:

$$\text{var}[w(n)] = 4a^2 \pi^2 f_0^2 \sigma_j^2 \quad (27)$$

将式(27)代入式(17)则可得时钟和采样的抖动对时间间隔测量精度的影响可表示为:

$$\text{std}(\Delta t) \leq \sqrt{\frac{16.2348\sigma_j^2}{N}} \quad (28)$$

#### 4.4 时间间隔测量的克拉美罗下限 (Cramer-Rao lower bound, CRLB)

文献[21]导出的 apFFT 相位估计的 CRLB 为:

$$\text{CRLB} = \frac{2\sigma^2}{(2N-1)a^2} \quad (29)$$

将式(29)代入式(15)可得时间间隔测量的 CRLB 为:

$$\text{CRLB}_t = \frac{\sigma^2}{\pi^2 f_0^2 (2N-1)a^2} \quad (30)$$

### 5 仿真结果与分析

为了验证式(19)、(23)、(28)的正确性和有效性,对系统热噪声产生的误差、量化噪声产生的误差以及时钟和采样 jitter 产生的误差,利用 Monte-Carlo 方法进行如下仿真实验:通过 MATLAB 产生两个具有固定初相位差  $\Delta\varphi$  的正弦参考信号,分别加入不同类型的噪声(系统热噪声、量化噪声以及时钟和采样的抖动),并采用不同的参数(不同频率的正弦参考信号、不同的信噪比、不同的采样点个数以及不同的时钟采样 jitter),然后对这两个加入噪声后的正弦参考信号进行 apFFT 运算,分别得到两个初始相位  $\varphi_A$  和  $\varphi_B$ ,再利用式(1)计算出时间间隔  $\Delta t$ ,每种情况重复进行 500 次仿真实验,最后得到误差的均方根值,将仿真得到的误差的均方根值与由式(19)、(23)、(28)得到的理论值进行比较。

对于系统热噪声产生的误差,正弦参考信号分别取 3 个不同的频率( $f_0 = 10, 50, 100$  MHz),并将  $N$ -SNR 在 75~90 dB 每隔 5 dB 取 1 个点进行仿真,每个点仿真 500 次,然后求出误差的均方根值,仿真结果与理论曲线如图 5 所示,图中每条曲线代表理论值,每个形状符号代表仿真结果。

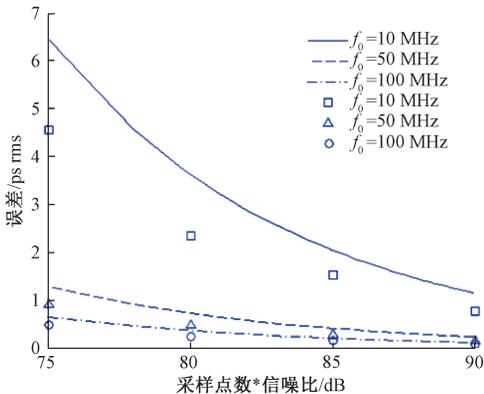


图 5 系统热噪声产生的测量误差

Fig.5 Measurement error caused by system thermal noise

对于量化噪声产生的误差,在  $N = 4096$  点时,正弦参考信号分别取 3 个不同的频率( $f_0 = 10, 50, 100$  MHz),并将 ADC 的位数在 10~14 位之间每隔 1 位取一个点进行仿真,每个点仿真 500 次,然后求出误差的均方根值,仿真结果与理论曲线如图 6 所示,图中每条曲线代表理论值,每个形状符号代表仿真结果。

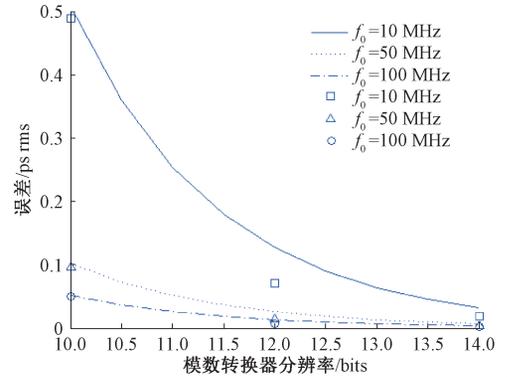


图 6 ADC 的量化噪声产生的测量误差

Fig.6 Measurement error due to quantization noise of ADC

对于时钟和采样 jitter 产生的误差,分别用 4 组不同的  $N$  ( $N = 500, 1000, 2000, 5000$ ),并将时钟和采样的 jitter 在 0~40 ps rms 之间每隔 10 ps rms 取一个点进行仿真,每个点仿真 500 次,然后求出误差的均方根值,仿真结果与理论曲线如图 7 所示,图中每条曲线代表理论值,每个形状符号代表仿真结果。

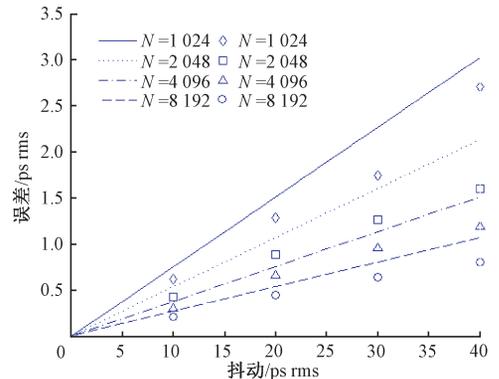


图 7 时钟和采样的抖动产生的测量误差

Fig.7 Measurement error due to clock and sample jitter

由图 5~7 可知,仿真结果和由式(19)、(23)、(28)得到的理论值之间具有很好的一致性,进一步验证了这种基于可控触发脉冲内插采样的高精度时间间隔测量方法的正确性。

采用制作工艺上可得到的两组参数(第 1 组参数:参考正弦信号的频率  $f_0 = 10$  MHz,采样频率  $f_s = 100$  MHz,apFFT 的点数  $N = 4096$ ,信噪比  $\text{SNR} = 45$  dB,采样位数为

14 bits,时钟和采样的  $jitter = 5 \text{ ps rms}$ ;第 2 组参数:参考正弦信号的频率  $f_0 = 100 \text{ MHz}$ ,采样频率  $f_s = 500 \text{ MHz}$ ,apFFT 的点数  $N = 4096$ ,信噪比  $SNR = 45 \text{ dB}$ ,采样位数为 14 bits,时钟和采样的  $jitter = 5 \text{ ps rms}$ ,通过仿真可知,当参考正弦信号的频率  $f_0 = 10 \text{ MHz}$  时,可以获得时间间隔的单次测量精度约为  $2.5963 \text{ ps rms}$ ;当参考正弦信号的频率  $f_0 = 100 \text{ MHz}$  时,可以获得时间间隔的单次测量精度约为  $0.2194 \text{ ps rms}$ ;表 1 所示为 3 种主要噪声分别引起的测量误差的大小,可以看出,系统的热噪声是引起测量误差的主要因素,而时钟和采样的 jitter 以及 ADC 的量化噪声引起的测量误差及其微小,几乎可以忽略。

表 1 3 种主要噪声分别引起的测量误差的大小  
Table 1 The magnitude of the measurement error caused by 3 noises

噪声类别	第 1 组参数/ps		第 2 组参数/ps	
	测量误差	CLRB	测量误差	CLRB
系统热噪声	2.54	1.98	$2.11 \times 10^{-1}$	$1.98 \times 10^{-1}$
量化噪声	$1.37 \times 10^{-2}$	$8.76 \times 10^{-3}$	$1.16 \times 10^{-3}$	$8.76 \times 10^{-4}$
时钟和采样的抖动 Jitter	$6.49 \times 10^{-2}$	$3.13 \times 10^{-2}$	$4.12 \times 10^{-2}$	$3.13 \times 10^{-2}$
总测量误差	2.60		$2.19 \times 10^{-1}$	

## 6 实验结果与分析

为了对本文所提出的高精度时间间隔测量方法的可靠性与实用性进行系统的分析与验证,根据图 1 构建了相应的实验验证系统,其逻辑控制流程如图 8 所示。

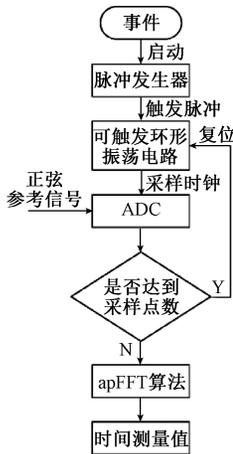


图 8 逻辑控制流程图

Fig.8 Flowchart of logic control

本文在相同的实验室环境中对图 1 所示的时间间隔测量装置的时间测量精度进行了测试。由外部脉冲发生器产生触发脉冲,触发脉冲的上升沿时间为  $100 \text{ ps}$ ,重复

频率设定为  $10 \text{ Hz}$ ,通过功率分配器将触发脉冲分成两个相等的脉冲,各自通过长度不同的延迟线 L1 和 L2,在延迟线末端形成一个约为  $275 \text{ ps}$  的传输延迟时间差,利用该装置进行 500 次测量,得到的时间间隔测量的标准偏差是  $2.82 \text{ ps rms}$ ,将 500 次测量得到的时间间隔测量结果绘制成直方图,如图 9 所示,从图中可以看出,误差服从高斯分布。

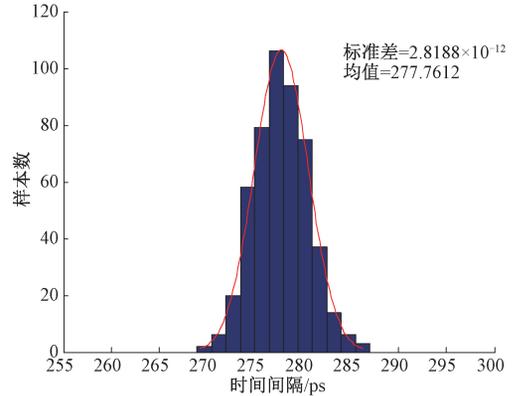


图 9 500 次时间间隔测量结果直方图

Fig.9 Histogram of 500 time interval measurements

由于该测量方法是利用相位估计法进行测量的,因此,测量范围被限制在正弦参考信号的一个周期之内,本文正弦参考信号的频率为  $10 \text{ MHz}$ ,周期为  $100 \text{ ns}$ 。若要对秒级时间间隔进行测量,可以采用粗计数器先对正弦参考信号的整数个周期进行计时,然后再对一个周期以内使用该测量方法进行精确测量。利用任意波发生器的两个通道产生两路触发脉冲,分别去触发图 1 所示时间间隔测量装置中的两个环形振荡器,通过调节任意波发生器两个通道之间的相位差,来改变两路触发脉冲之间的时间间隔,被测时间间隔依次从  $5 \text{ ns}$  开始,每次增加  $5 \text{ ns}$ ,最大测量到  $95 \text{ ns}$ ,每个时间间隔测量 500 次,得到相应的测量误差,测量结果如图 10 所示。当被测时间间隔依次从  $5 \text{ ns}$  变化到  $95 \text{ ns}$  时,得到测量误差的均值为  $2.74 \text{ ps rms}$ 。

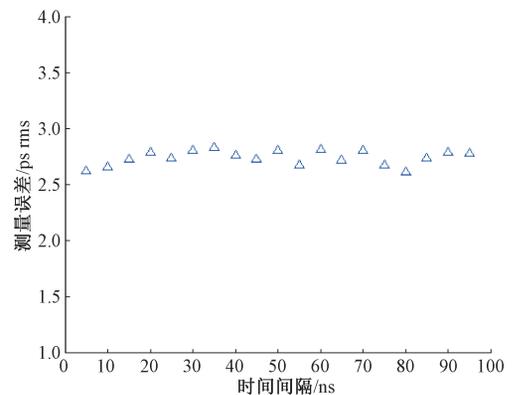


图 10 测量误差随时间间隔的改变

Fig.10 RMS time precision variation with time-interval

为了验证这种基于 apFFT 算法的高精度时间间隔测量方法的时间分辨率,我们在功分器的一个输出端和延迟线 L1 之间添加了两个 Male-Female 的 SMA 转接头, SMA 转接头的标准螺距约为 0.7 mm,外形为正六边形,如图 11 所示。

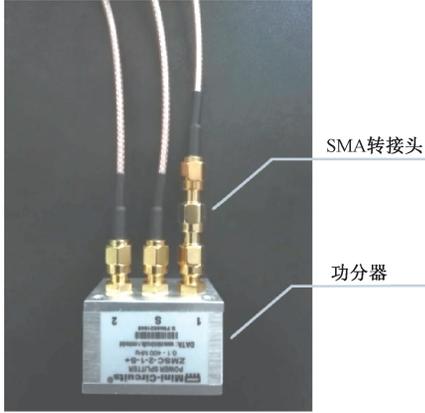


图 11 功分器与延迟线之间的连接

Fig.11 Connection diagram between power splitter and delay line

将与延迟线 L1 相连的 SMA 转接头向外逆时针连续

旋出 3 个 1/3 周,然后,再向内顺时针连续旋回 3 个 1/3 周,回到开始的位置。转接头旋转 1/3 周相当于延迟线 L1 的长度改变了约 0.233 mm,每次旋转 1/3 周后都重新测量两路输入信号之间的时间间隔,取 50 次测量的均值作为每次的结果,并计算出前后两次时间间隔之间的增量,这个增量即为两根延迟线之间的长度差增量为 0.233 mm 时,引起的两路输入信号之间的时间间隔增量。现将结果如表 2 所示。

将表 2 的顺时针旋转的实验结果看作正程,逆时针旋转的实验结果看作回程,将正程与回程的时间间隔增量拟合成两条直线,如图 12 所示。

可以看出,两条直线十分接近,这说明正程与回程的测量结果是近似一致的。

通过实验验证了这种高精度时间间隔测量方法,在一组特定参数(正弦参考信号频率  $f_0 = 10$  MHz, ADC 的采样频率  $f_s = 133$  MHz,分辨率为 12 bits, apFFT 运算点数  $N = 4096$ )下,可以获得约 1 ps 的有效时间分辨率。由于电信号在同轴电缆里的传输延时约为<sup>[22]</sup>  $85 \sqrt{\epsilon_r}$  (ps/in), SMA 转接头中聚四氟乙烯的介电常数  $\epsilon_r \approx 2.02$ ,则 0.233 mm 的延迟线长度差增量引起的时间差约为 1.11 ps,这与本文的实测结果相一致。

表 2 两根延迟线长度差增量为 0.233 mm 的实验结果

Table 2 Experimental results of two delay line length difference increments of 0.233 mm

L1 长度增量/mm	实测均值/ps	实测精度/ps rms	时间间隔增量/ps
接头逆时针旋转 1/3 周(长度增加 0.233 mm)	407.43	2.811 1	1.04
接头再逆时针旋转 1/3 周(长度增加 0.233 mm)	408.40	2.800 3	0.97
接头再逆时针旋转 1/3 周(长度增加 0.233 mm)	409.42	2.804 3	1.02
接头顺时针旋转 1/3 周(长度减少 0.233 mm)	408.35	2.827 6	1.07
接头再顺时针旋转 1/3 周(长度减少 0.233 mm)	407.31	2.782 9	1.04
接头再顺时针旋转 1/3 周(长度减少 0.233 mm)	406.43	2.792 3	0.97

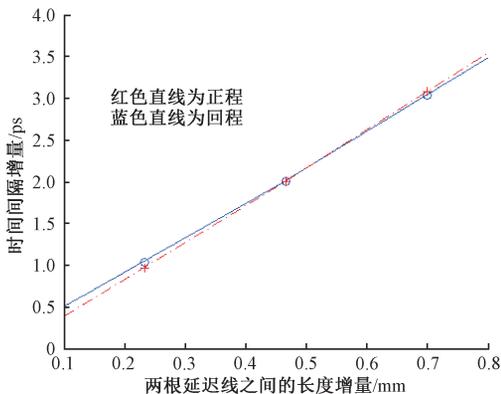


图 12 两根延迟线之间的长度差增量为 0.233 mm 时的时间间隔增量的拟合直线

Fig.12 Linear fitting of the time interval increment with length difference increment for 0.233 mm between two delay lines

## 7 结 论

本文提出了一种新的高精度时间间隔测量方法,它用两个短脉冲分别代表两个事件,通过可触发环形振荡电路,将这两个短脉冲上升沿之间的时间间隔映射为正弦参考信号上两个点之间的初始相位差,然后通过全相位 FFT 算法准确计算出这两个点之间的初始相位差,进而可以准确地得到两个事件之间的时间间隔。

通过本文的研究可知,为了减小测量误差,提高测量精度,可以采取以下措施:1) 提高正弦参考信号的频率  $f_0$ ; 2) 提高 apFFT 的运算点数  $N$ ; 3) 增大输入序列的信噪比; 4) 在相同的参考电压下,选择量化位数更高的模

数转换器;5)采用抖动更小的高速与非门组成可触发环形振荡电路。

理论分析和实验结果均表明该方法是一种可靠、稳定、实用的高精度时间间隔测量方法,单次测量精度能够达到皮秒量级,通过增大正弦参考信号的频率,还可以进一步获得亚皮秒量级的时间测量精度。

## 参考文献

- [1] MOTA M, CHRISTIANSEN J. A high-resolution time interpolator based on a delay locked loop and an RC delayline[J]. IEEE Journal of Solid-state Circuits, 1999, 34(10): 1360-1366.
- [2] SZPLET R, KALISZ J, SZYMANOWSKI R, et al. Interpolating time counter with 100 ps resolution on a single FPGA device [J]. IEEE Transactions on Instrumentation & Measurement, 2000, 49(4): 879-883.
- [3] KALISZ J. Review of methods for time interval measurements with picosecond resolution[J]. Metrologia, 2004, 41(1): 17-32.
- [4] 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(1): 1-15.  
ZHANG Y, HUANG P CH. High-precision time interval measurement technology and method [J]. Progress in Astronomy, 2006(1): 1-15.
- [5] 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(2): 145-148.  
SUN J, PAN J F. Survey of high precision time interval measurement methods [J]. Computer Measurement & Control, 2007(2): 145-148.
- [6] WANG Y G, CAO Q, LIU C. A Multi-Chain Merged Tapped Delay Line for High Precision Time-to-Digital Converters in FPGAs [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems-II: Express Briefs, 2018, 65(1): 96-100.
- [7] 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.  
BU ZH H, HUANG P CH, CHEN W X, et al. High precision time interval measurement based on encoded signal time interpolation[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2015, 29(2): 213-220.
- [8] 卜朝晖,黄佩诚,朱人杰,等.基于声表面波色散延迟线激励的高精度时间间隔测量方法的研究[J]. 天文学进展, 2012, 30(4): 527-540.  
BU ZH H, HUANG P CH, ZHU R J, et al. Research on high precision time interval measurement method based on surface acoustic wave dispersion delay line excitation[J]. Progress in Astronomy, 2012, 30(4): 527-540.
- [9] KERANEN P, MAATTA K, KOSTAMOVAARA J. wide-range time-to-digital converter with 1-ps singleshot precision [J]. IEEE Transactions on Instrumentation & Measurement, 2011, 60(9): 3162-3172.
- [10] PÁNEK P, PROCHÁZKAI. Time interval measurement device based on surface acoustic wave filter excitation, providing 1 ps precision and stability [J]. Review of Scientific Instruments, 2007, 78(9): 1-5.
- [11] PÁNEK P. Time-interval measurement based on SAW filter excitation[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2008, 57(11): 2582-2588.
- [12] YANG G, TIAN J. A novel frequency discrimination method based on all phase FFT for anti-towed decoy[C]. IET International Radar Conference, 2015: 1-7.
- [13] LIU S J, XU X J, ZOU X Y. Blind timing skew estimation based on spectra sparsity and all phase FFT for time-interleaved ADCs [C]. IEEE International Conference on Digital Signal Processing. IEEE, 2015: 1-14.
- [14] BOUGHAMBOUZ A, BELLABAS A, MAGAZB. Improvement of radar signal phase extraction using all phase FFT spectrum analysis [C]. Detection Systems Architectures & Technologies, IEEE, 2017: 1-4.
- [15] 黄翔东,王兆华.全相位 FFT 相位测量法的抗噪性能[J]. 数据采集与处理, 2011, 26(3): 286-291.  
HUANG X D, WANG ZH H. Anti-noise performance of All-phase FFT phase measuring method[J]. Journal of Data Acquisition & Processing, 2011, 26(3): 286-291.
- [16] 朱祥维,孙广富,雍少为,等.利用相位估计算法实现 ps 量级的高精度时间间隔测量[J]. 仪器仪表学报, 2008, 29(12): 2626-2631.  
ZHU X W, SUN G F, YONG SH W, et al. High Precision time interval measurement method with ps resolution using phase estimation algorithm [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2008, 29(12): 2626-2631.
- [17] 沈廷鳌,李明,李华南,等.基于相关和 hilbert 变换的科氏流量计相位差估计方法[J]. 仪器仪表学报, 2017, 38(12): 2908: 2914.  
SHEN T A, LI M, LI H N, et al. Phase difference

estimation method for coriolis mass flowmeter based on correlation and Hilbert transform[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2017, 39(12):2908-2914.

- [18] 张鹏飞, 涂锐, 高玉平, 等. 基于北斗的时间传递方法及其精度分析[J]. 仪器仪表学报, 2017, 38(11): 2700-2706.  
ZHANG P F, TUR, GAO Y P, et al. Beidou time transfer method and its accuracy analysis[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2017, 38(11):2700-2706.
- [19] 王国庆. 时钟抖动对 A/D 变换器采样性能的影响[J]. 电子世界, 2014(8):204-205.  
WANG G Q. Effect of clock jitter on sampling performance of A/D converter[J], Electronics World, 2014(8): 204-205.
- [20] P ÁNEKP. Random errors in time interval measurement based on SAW filter excitation[J]. IEEE Transactions on Instrumentation & Measurement, 2008, 57(6): 1244-1250.
- [21] 黄翔东, 王博, 杜宇彬, 等. 全相位 FFT 测相方差及其 Cramer-Rao 下限[J]. 数据采集与处理, 2013, 28(2): 160-165.  
HUANG X D, WANG B, DU Y B, et al. Variance of all-phase FFT measuring phases and its cramer-rao lower bound[J]. Journal of Data Acquisition & Processing, 2013, 28(2):160-165.
- [22] JOHNSON H, GRAHAM M. High Speed Digital Design: A Handbook of Black Magic[M]. New Jersey: Prentice Hall, 1993:178-188.

## 作者简介



卜朝晖(通信作者), 2013年于中国科学院大学获得博士学位, 现为上海理工大学讲师, 主要研究方向为信号检测与处理。

E-mail: buzhaohui@shao.ac.cn

**Bu Zhaohui** (Corresponding author) received his Ph. D. degree from University of Chinese Academy of Sciences in 2013. He is currently a lecturer at University of Shanghai for Science and Technology. His main research interests include signal detection and processing.



常仙云, 2019年于上海理工大学获得硕士学位。现为中国科学院上海技术物理研究所工程师, 主要研究方向为时间频率测量与卫星导航。

E-mail: cxy2071478112@163.com

**Chang Xianyun** received his M. Sc. degree from University of Shanghai for Science and Technology in 2019. He is currently an engineer at Shanghai Institute of Technical Physics, Chinese Academy of Sciences. His main research interests include high precision time-frequency measurement and satellite navigation.



陈文星, 2015年于中国科学院大学获得博士学位, 现为中国科学院上海天文台高级工程师, 主要研究方向为时间频率测量与卫星导航。

E-mail: cwx@shao.ac.cn

**Chen Wenxing** received his Ph. D. degree from University of Chinese Academy of Sciences in 2015. He is currently a senior engineer at Shanghai Astronomical Observatory, Chinese Academy of Sciences. His main research interests include high precision time-frequency measurement and satellite navigation.