

DOI: 10.13382/j.jemi.B2205098

基于高速环形振荡器的皮秒量级事件计时测量

卜朝晖^{1,2} 毛涛¹ 梁志强¹ 陈之纯² 江贤峰²

(1. 上海理工大学 上海 200093; 2. 中国科学院上海天文台 上海 200030)

摘要:研究设计基于高速环形振荡器的皮秒量级事件计时器。利用代表事件的信号上升沿去触发高速环形振荡器,产生与事件同步的时钟脉冲信号,对正弦参考信号采样,再通过全相位FFT算法处理,大幅提高事件计时测量的精度。实验结果表明,在正弦参考信号中心频率 $f_0 = 10$ MHz,全相位FFT运算点数 $N = 8192$,ADC的量化位数 $b = 14$ bits,采样频率 $f_s = 140$ MHz的情况下,事件计时器能够获得约3.16 ps rms的单次测量精度,时间稳定性优于 ± 0.31 ps/h,实验结果与基于理论分析的误差范围一致,达到皮秒量级事件计时测量。

关键词:事件计时;环形振荡器;全相位FFT;计时模糊度

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

Picosecond-level event timing measurement based on high-speed ring oscillator

Bu Zhaohui^{1,2} Mao Tao¹ Liang Zhiqiang¹ Chen Zhichun² Jiang Xianfeng²

(1. University of Shanghai for Science and Technology, Shanghai 200093, China;

2. Shanghai Astronomical Observatory, Chinese Academy of Sciences, Shanghai 200030, China)

Abstract: A picosecond event timer based on high-speed ring oscillator is studied and designed. The rising edge of the signal representing the event is used to trigger the high-speed ring oscillator to generate the clock pulse signal synchronized with the event. The sinusoidal reference signal is sampled and processed by the all phase FFT algorithm to greatly improve the precision of event timing measurement. Experimental results show that in the case of a sinusoidal reference signal with 10 MHz frequency, a 14 bit ADC with 140 MHz sampling frequency, and the all phase FFT with operation point number $N = 8192$, we have achieved the single-shot time interval measurement precision of 3.16 ps rms and the time stability are better than ± 0.31 ps/h. The results are in good agreement with the error budget based on the theoretical analysis, reaching picosecond-level event timing measurements.

Keywords: event timing; ring oscillator; all phase FFT; timing ambiguity

0 引言

事件之间的时间间隔是用事件计时器(event timer, ET)来测量的。事件计时是将前后相邻的两个输入信号视为两个相互独立的事件,通过测量各个事件与某一确知时刻点的时间间隔,得到事件发生的具体时刻^[1-3],在事件计时技术中,利用被测信号的跳变沿来表达事件^[1]。

事件计时技术对国民经济与国防建设意义重大,单次测量精度达到皮秒量级^[4-5]的事件计时技术是许多前沿科学和国家重大科学工程的关键技术瓶颈,如北斗卫

星导航定位、空间飞行器精密定轨以及原子物理等方面^[6-7]。

目前,精度最高的商用事件计时器是拉脱维亚IECS(Institute of Electronics & Computer Science)研制的A033-ET,其单次测量精度可达3 ps rms,但价格昂贵^[8-9]。

本文研究并设计了一种基于高速环形振荡器^[10-11]和全相位傅里叶变换(all phase fast Fourier transform, apFFT)^[12-16]算法的多通道事件计时器,每个通道的单次测量精度可达皮秒量级,该多通道事件计时器不需要制作工艺复杂的器件和高性能激励源,对于时钟和采样的抖动要求较低(可以大于10 ps rms以上),采用的正弦参

考信号中心频率仅为 10 MHz,便于工程实现,能耗低,测量系统的可靠性高,能够达到皮秒量级的单次测量精度。

本研究的创新点为:

1) 本研究利用代表事件的信号上升沿去触发高速环形振荡器,产生与事件同步的时钟脉冲信号,并作为采样时钟,对正弦参考信号进行采样,从而将事件之间时间间隔的单次测量转化为成千上万次的信号测量,随后利用具有相位不变特性的全相位 FFT 算法进行处理,大幅提高了事件计时测量的精度。

2) 提出了准确的时标记录方法和相应的模糊度判别算法,彻底解决了事件计时模糊度的问题。

3) 为了获得皮秒量级的单次测量精度,实现高速 ADC 的采样时钟与事件信号的精确同步,本研究采用高速与非门 HMC746LC3C 作为高稳定环形振荡电路的核心器件,其数据传输速率高达 14 G bps,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,因此,该环形振荡电路产生的时钟脉冲信号具有极高的稳定性和极小的随机抖动,作为高速 ADC 的采样时钟实现了与事件信号的精确同步。

1 基于高速环形振荡器的事件计时器原理与设计方案

基于高速环形振荡器的时间间隔测量方法的原理框图如图 1 所示。

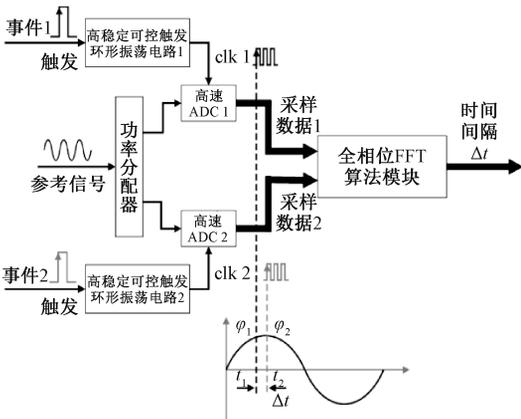


图 1 基于高速环形振荡器的时间间隔测量原理框图

Fig. 1 The principle block diagram of time interval measurement based on high-speed ring oscillator

首先,分别代表事件 1 与事件 2 的两个脉冲信号以一个固定的时间间隔 Δt ,先后触发两个高稳定可控触发的高速环形振荡器,并产生两个与事件同步的时钟信号 clk_1 与 clk_2 ;然后,将这两个时钟信号送入高速 ADC1 与高速 ADC2 中作为采样时钟,对一个频率为 f_0 的正弦参考信号进行采样,从而将事件之间时间间隔的单次测量转化为成千上万次的信号测量,将两个事件之间的时间

间隔映射成正弦参考信号上两个点之间的初相位差。最后,利用具有相位不变性的全相位 FFT 算法精确地计算出两路采样数据的初相位 φ_1 与 φ_2 ,进一步处理后可得到两个事件的时间间隔,其数学表达式如下:

$$\Delta t = \frac{\varphi_2 - \varphi_1}{2\pi f_0} \tag{1}$$

1.1 全相位 FFT 算法原理

全相位 FFT 算法是对传统 DFT 算法的一种改进,相较于传统的 DFT 算法,全相位 FFT 算法能够更好地抑制频谱泄露且具有相位不变性,即在不同步采样的情况下,无需频谱校正措施就可以保证相位不变性。

对输入长度为 $2N - 1$ 的样本序列进行运算之前,先对其进行预处理操作,设样本序列为:

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

列举出其中所有包含 $x(0)$ 且长度为 N 的数据向量:

$$x_0 = [x(0), x(1), \dots, x(N - 1)]^T$$

$$x_1 = [x(-1), x(0), \dots, x(N - 2)]^T$$

⋮

$$x_{N-1} = [x(-N + 1), x(-N + 2), \dots, x(0)]^T \tag{3}$$

对式(3)中 N 个向量进行循环移位,使得移位后各向量中样本点 $x(0)$ 位于首位:

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

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

⋮

$$x'_{N-1} = [x(0), x(-N + 1), \dots, x(-1)]^T \tag{4}$$

将式(4)中 N 个向量相加并求平均值,就可以得到一组新的长度为 N 的数据向量,即全相位 FFT 算法的输入数据:

$$X = \frac{1}{N} [Nx(0), (N - 1)x(1) + x(-N + 1), \dots, x(N - 1) + (N - 1)x(-1)]^T \tag{5}$$

其算法原理如图 2 所示。

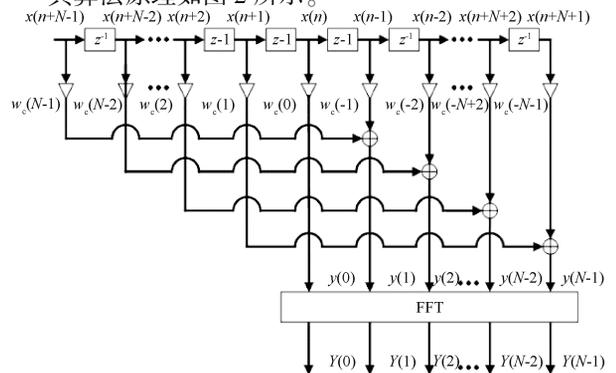


图 2 N 阶全相位 FFT 算法原理框图

Fig. 2 The principle block diagram of N-order all-phase FFT algorithm

其中, $x(n)$ 为样本序列数据; $\omega_c(n)$ 为两个长为 N 的窗函数卷积后得到数据; $y(n)$ 为经过预处理后的数据; $Y(n)$ 为 $y(n)$ 经过 FFT 处理后得到的数据。

$x(n)$ 的数学表达式如下:

$$x(n) = e^{i(\frac{2\pi\beta}{N}n + \varphi_0)} \quad (n = 0, 1, 2, \dots) \quad (6)$$

式中: β 为实数; $\frac{2\pi}{N}$ 表示频率间隔; φ_0 输入信号的初相位。

对 $x(n)$ 进行 DFT 运算并除以 N 做归一化处理, 数学表达式为:

$$X(k) = \frac{1}{N} \text{DFT}[x(n)] = \frac{1}{N} \frac{\sin[\pi(\beta - k)]}{\sin[\frac{\pi(\beta - k)}{N}]} e^{j[\varphi_0 + \frac{N-1}{N}(\beta - k)\pi]} \quad (7)$$

假设式(4)中各向量 $x'_i(n)$ 经过 DFT 运算后为 $X'_i(k)$, 式(3)中各向量 $x_i(n)$ 经过 DFT 运算后为 $X_i(k)$, 则根据 DFT 的平移特性, $X'_i(k)$ 的数学表达式为:

$$X'_i(k) = X_i(k) e^{\frac{j2\pi ki}{N}} \quad k = 0, 1, 2, \dots, N - 1 \quad (8)$$

则对式(8)求和并平均, 即可得到 $x(n)$ 进行全相位 FFT 运算的结果, 数学表达式为:

$$X_{ap}(k) = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} X_i(k) e^{\frac{j2\pi ki}{N}} = \frac{e^{j\varphi_0}}{N^2} \frac{\sin^2[\frac{\pi(\beta - k)}{N}]}{\sin^2[\frac{\pi(\beta - k)}{N}]} \quad (9)$$

当 N 足够大时, $\frac{\sin[\frac{\pi(\beta - k)}{N}]}{N}$ 与 $\frac{\pi(\beta - k)}{N}$ 互为等价无穷小, 因此式(7)与(9)可以化简为:

$$X(k) \approx e^{j[\varphi_0 + \frac{N-1}{N}(\beta - k)\pi]} \text{sinc}(\beta - k) \quad (10)$$

$$X_{ap}(k) \approx e^{j\varphi_0} \text{sinc}^2(\beta - k) \quad (11)$$

全相位 FFT 频谱中旁瓣谱线幅值与主瓣谱线幅值的比值以平方关系的衰减趋势, 相较于旁瓣谱线, 主瓣谱线更加显著突出, 因此全相位 FFT 算法可以有效地抑制频谱泄露, 提高频率分辨率。且全相位 FFT 的相位值只与信号的初始相位 φ_0 有关, 而与频偏值 $\beta - k$ 无关, 具有相位不变性。

1.2 基于高速环形振荡器的高精度事件计时器原理与设计

本课题设计了一个基于高速环形振荡器的皮秒量级事件计时器, 如图 3 所示, 它由代表事件的脉冲信号上升沿触发, 通过精计时模块测量出正弦参考信号一个周期内的精计时值, 再通过粗计时模块测量得到正弦参考信号的周期个数, 另外, 当代表事件的脉冲信号上升沿与粗计数器的时钟信号上升沿几乎重合时, 可能会产生计时

模糊度, 这时需要通过模糊度判别模块测量得到相应的校正值, 将三者结合, 即可得到事件时间:

$$\text{事件时间} = \text{精计时值} + (\text{粗计数值} + \text{校正值}) \times T \quad (12)$$

其中, T 为正弦参考信号的周期。

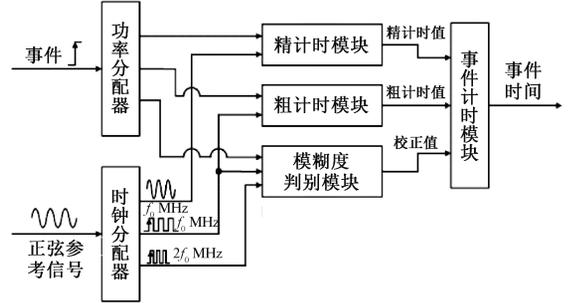


图3 皮秒量级高精度事件计时器原理框图

Fig. 3 The principle block diagram of the picosecond high-precision event timer

1.3 精计时模块

精计时模块的原理如图 4 所示。当代表事件的脉冲信号上升沿到来时, 高速 T 触发器被触发, 输出一个高电平信号触发高稳定环形振荡电路, 使其产生一个频率固定且与事件同步的时钟信号 clk。将该时钟信号 clk 送入高速 ADC 中作为采样时钟, 对频率为 f_0 的正弦参考信号进行采样, 同时延时复位电路对时钟信号 clk 进行计数, 当计数值达到 $2N-1$ 时, 发送一个高电平的延时复位信号给 T 触发器的复位端, T 触发器的输出端即刻翻转为低电平, 环形振荡电路停止工作。将 $2N-1$ 个采样数据输入全相位 FFT 算法模块, 经全相位 FFT 算法处理后可得该路信号的初相位 φ , 将初相位 φ 代入式(1)中, 即可得到正弦参考信号一个周期内的精计时值。

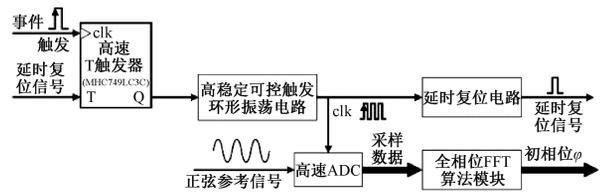


图4 精计时模块原理框图

Fig. 4 The principle block diagram of the precision timing module

1.4 粗计时模块

粗计时模块的原理如图 5 所示。

当粗计数器接收到启动信号后, 开始对频率为 f_0 的方波信号计数, 其中方波信号由正弦参考信号经过整形电路得到。当代表事件的脉冲信号上升沿到来时, 触发粗计时锁存器, 锁存当前粗计数器的计数值, 粗计数器的

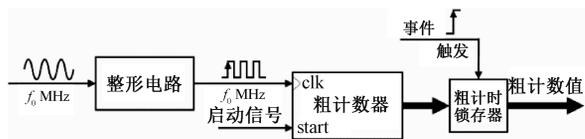


图 5 粗计时模块原理框图

Fig. 5 The principle block diagram of coarse timing module

计数值 M 与正弦参考信号周期 T 相乘可得到粗计时值：
粗计时值 = $M \times T$ (13)

2 模糊度测量原理

当代表事件的脉冲信号上升沿与粗计时模块的时钟信号上升沿几乎重合时,数字电路中会随机出现事件提前于时钟上升沿或事件滞后于时钟上升沿这两种情况,导致事件计时器出现计时模糊度,可能多算一个周期或少算一个周期。

2.1 精计时值对应的相位 φ 位于正弦参考信号 $0^\circ \sim 10^\circ$ 的范围内

若代表事件的脉冲信号经过数字电路后,出现脉冲信号上升沿提前于时钟脉冲上升沿的情况,则粗计时模块测量得到的计数值相较于真实值将会少计一个时钟周期,产生超前模糊度,如图 6 所示。

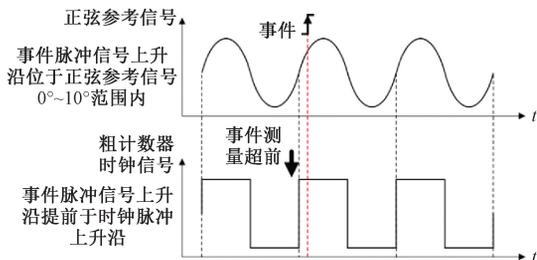


图 6 超前模糊度的情况图

Fig. 6 Picture of advanced ambiguity situation

2.2 精计时值对应的相位 φ 位于正弦参考信号 $350^\circ \sim 360^\circ$ 的范围内

若代表事件的脉冲信号经过数字电路后,出现脉冲信号上升沿滞后于时钟脉冲上升沿的情况,则粗计时模块测量得到的计数值相较于真实值将会多计一个时钟周期,产生滞后模糊度,如图 7 所示。

2.3 模糊度测量方法

模糊度判别模块的原理如图 8 所示。初始状态时,高速 D 触发器的输出端为低电平,当代表事件的脉冲信号上升沿到来时,启动模糊度计数器对频率为 $2f_0$ 的方波信号计数,其中频率为 $2f_0$ 的方波信号是由频率为 f_0 的正弦参考信号倍频而来。同时事件脉冲信号上升沿触发高

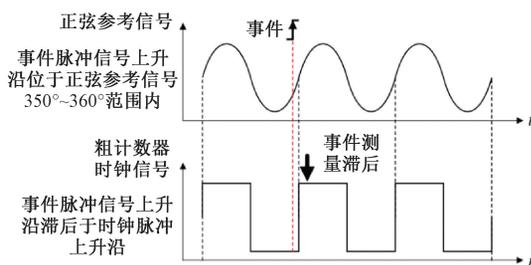


图 7 滞后模糊度的情况图

Fig. 7 Picture of hysteresis ambiguity situation

速 D 触发器,其输出端在频率为 f_0 的方波信号的下一个上升沿到来时刻翻转为高电平,并触发模糊度锁存器,锁存当前模糊度计数器的计数值。随后,利用模糊度判别算法,可以准确地判断出计时模糊的情况,并给出相应的校正值。

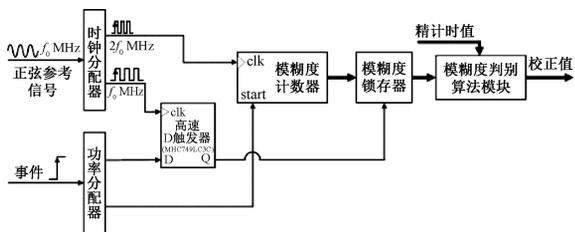


图 8 模糊度判别模块原理框图

Fig. 8 Block diagram of ambiguity discrimination module

3 事件计时器的硬件系统设计

事件计时器的硬件组成,如图 9 所示,其主要包括:高稳定正弦参考信号发生模块、低相噪信号分配模块、高稳定可触发环形振荡电路模块、基于 AD9254 的正弦参考信号采集模块、事件计时及系统控制模块。

3.1 高稳定可控触发环形振荡电路模块

为了获得皮秒量级的单次测量精度,实现高速 ADC 的采样时钟与事件信号的精确同步,研究并设计了一个高稳定可控触发环形振荡电路,其结构设计如图 10 所示。

3.2 事件计时及系统控制模块

本系统采用 FPGA 芯片作为整个事件计时器的算法处理及系统控制的核心,该事件计时及系统控制模块实现的功能如图 11 所示。

事件计时部分主要包括:精计时算法的实现、粗计时算法的实现、模糊度判别算法的实现。

系统控制部分主要包括:A/D 时序控制、数据传输控制、延时复位控制。

以上所述功能均在 FPGA (EP4SGX230KF40C2) 内

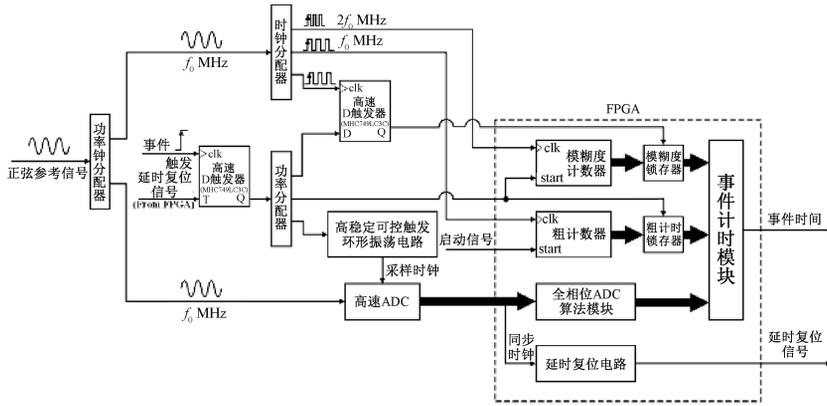


图9 皮秒量级高精度的单通道事件计时器硬件系统框图

Fig. 9 Hardware system block diagram of single-channel event timer with picosecond high precision

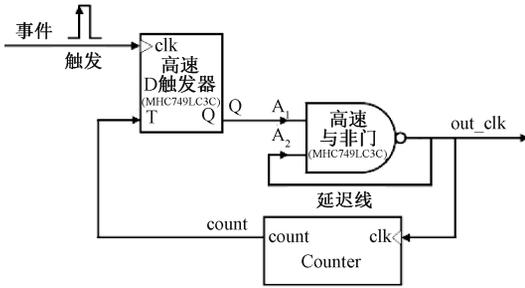


图10 高稳定可控触发环形振荡电路的结构设计框图
Fig. 10 Block diagram of the structure design of a highly stable and controllable trigger ring oscillator circuit

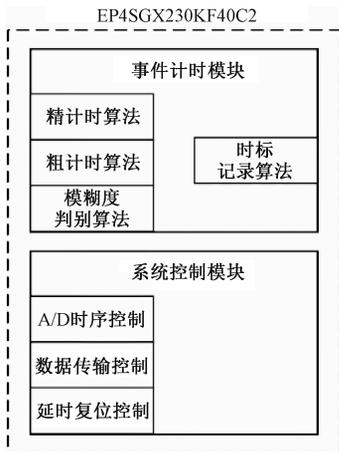


图11 事件计时及系统控制模块

Fig. 11 Event timing and system control module

位 FFT 算法实现;模糊度判别算法的实现,得出校正值,计算事件时间;产生 AD9254 的控制时序,完成对 AD9254 的参数配置,实现对正弦参考信号的采集。

4.1 全相位 FFT 算法的实现

全相位 FFT 算法是事件计时器精计时算法的重要组成部分,其算法处理程序流程如图 12 所示。

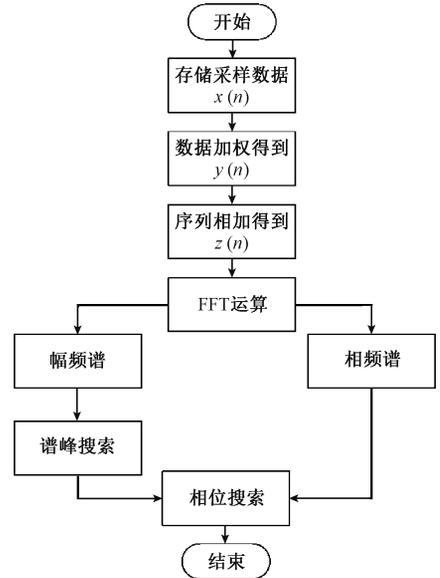


图12 全相位 FFT 算法处理程序流程

Fig. 12 Flow chart of all-phase FFT algorithm processing program

4.2 模糊度判别算法的实现

模糊度判别算法流程如图 13 所示,通过对精计时的相位 φ 以及模糊度计数值进行判断,是否需要对其校正,添加校正值。

4.3 AD9254 的时序控制与数据传输

AD9254 的时序控制及数据传输程序流程如图 14 所

实现。

4 事件计时器的软件系统设计

事件计时器软件系统设计主要包括:精计时的全相

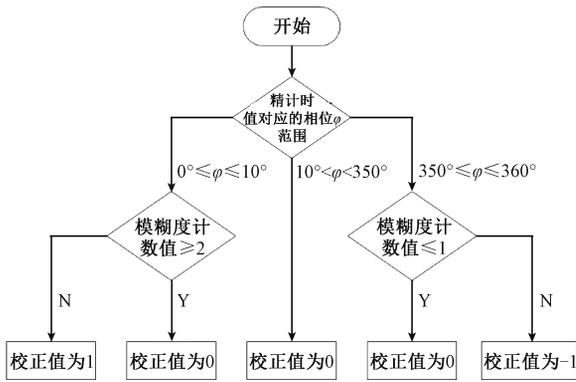


图 13 模糊度判别算法流程

Fig. 13 Flow chart of ambiguity discrimination algorithm

示,首先设置最高有效位(MSB)作为输入数据的起始位,随后通过 SPI 协议对 AD9254 进行相关寄存器的配置,完成配置后,对正弦参考信号进行采样,在经过 12 个时钟周期的延时后,在 FPGA 内部读取采样数据。

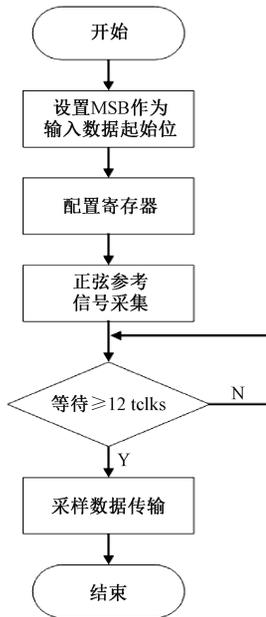


图 14 AD9254 时序控制及数据传输程序流程

Fig. 14 AD9254 timing control and data transmission program flow chart

5 实验结果与分析

为了验证皮秒量级高精度的事件计时器的正确性与有效性,本课题首先对事件计时器精计时模块进行仿真验证实验,并将仿真得到的结果与理论值进行对比分析,验证事件计时器精计时算法的有效性;通过搭建实验验证系统,重复多次计时实验,对测量结果进行分析,验证事件计时器达到了皮秒量级的单次测量精度,同时验证

事件计时器的稳定性。

5.1 精计时算法的验证与分析

为了验证事件计时器中精计时算法的正确性,本课题利用 Monte-Carlo 仿真方法对系统热噪声、量化噪声以及时钟与采样抖动^[17-20]对测量精度的影响进行仿真实验,并将仿真结果与理论值进行对比与分析。

1) 系统热噪声对精计时测量精度的影响

系统热噪声对测量精度的影响主要由正弦参考信号频率 f_0 、全相位 FFT 算法运算点数 N 以及输入序列的信噪比 SNR 三个参数所决定,因此,本课题选用了 3 个不同的频率 ($f_0 = 10, 50, 100$ MHz), 3 个不同的运算点数 ($N = 2\ 048, 4\ 096, 8\ 192$) 和 4 个不同的输入信噪比 ($SNR = 60, 65, 70, 75$ dB) 分类组合后进行仿真,每组参数仿真 500 次,求出每组参数下的测量精度,再将仿真结果与理论值曲线进行对比,分别如图 15、16、17 所示。

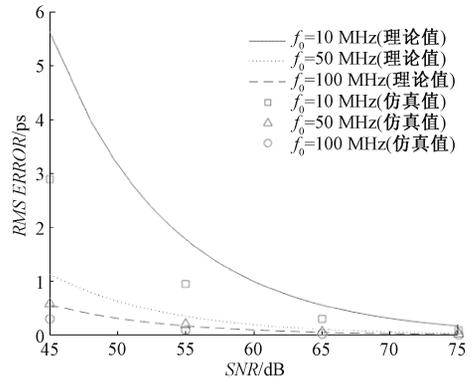


图 15 系统热噪声产生的测量误差 ($N = 2\ 048$)

Fig. 15 Measurement error caused by system thermal noise ($N = 2\ 048$)

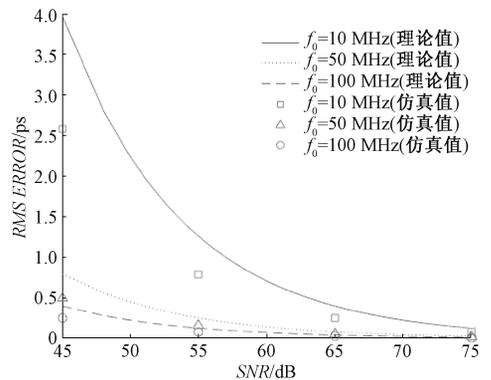


图 16 系统热噪声产生的测量误差 ($N = 4\ 096$)

Fig. 16 Measurement error caused by system thermal noise ($N = 4\ 096$)

根据图 15、16、17 可知,每组参数下系统热噪声的仿真实验结果与理论值具有良好的 consistency。可以通过以下

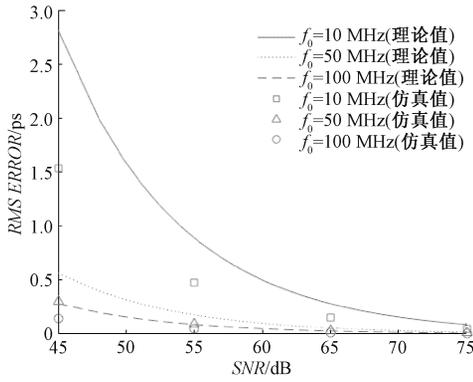


图 17 系统热噪声产生的测量误差 ($N=8192$)
Fig. 17 Measurement error caused by system thermal noise ($N=8192$)

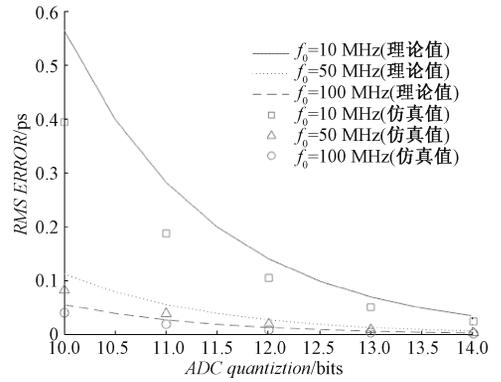


图 19 量化噪声产生的测量误差 ($N=4096$)
Fig. 19 Measurement error caused by quantization noise ($N=4096$)

措施减小系统热噪声引起的测量误差:

- (1) 提高正弦参考信号中心频率 f_0 ;
- (2) 增加全相位 FFT 算法运算点数 N ;
- (3) 提高输入序列的信噪比 SNR。

2) 量化噪声对精计时测量精度的影响

量化噪声对测量精度的影响主要由正弦参考信号频率 f_0 、全相位 FFT 算法运算点数 N 以及 ADC 的量化位数 b 这 3 个参数所决定,因此本课题选用了 3 个不同的频率 ($f_0 = 10, 50, 100$ MHz), 3 个不同的运算点数 ($N = 2048, 4096, 8192$), 5 个不同的量化位数 ($b = 10, 11, 12, 13, 14$) 分类组合后进行仿真,每组参数仿真 500 次,求出每组参数下的测量精度,再将仿真结果与理论值曲线进行对比,分别如图 18、19、20 所示。

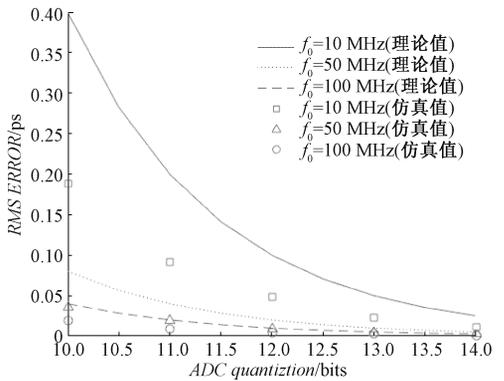


图 20 量化噪声产生的测量误差 ($N=8192$)
Fig. 20 Measurement error caused by quantization noise ($N=8192$)

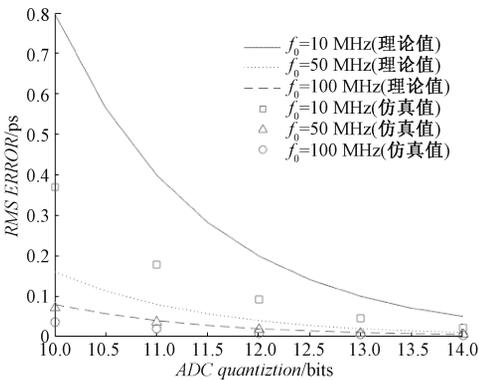


图 18 量化噪声产生的测量误差 ($N=2048$)
Fig. 18 Measurement error caused by quantization noise ($N=2048$)

根据图 18、19、20 可知,每组参数下量化噪声的仿真实验结果与理论值具有良好的一致性。可以通过以下措施减小系统热噪声引起的测量误差:

- (1) 提高正弦参考信号中心频率 f_0 ;

- (2) 增加全相位 FFT 算法运算点数 N ;
 - (3) 选择更高量化位数的高速 ADC。
- 3) 时钟与采样抖动对精计时测量精度的影响

时钟与采样抖动对测量精度的影响主要由全相位 FFT 算法运算点数 N 以及抖动 $jitter$ 两个参数所决定,因此本课题选用了 3 个不同的运算点数 ($N = 2048, 4096, 8192$), 5 个不同的抖动 ($jitter = 0, 10, 20, 30, 40$ ps rms) 分类组合后进行仿真,每组参数仿真 500 次,求出每组参数下的测量精度,再将仿真结果与理论值曲线进行对比,如图 21 所示。

根据图 21 可知,每组参数下时钟与采样抖动的仿真实验结果与理论值具有良好的一致性。可以通过以下措施减小系统热噪声引起的测量误差:

- (1) 选择低抖动的高速与非门构建高稳定可控触发环形振荡电路;
 - (2) 增加全相位 FFT 的运算点数 N ;
- 本研究采用了制作工艺能够实现的两组参数,用以

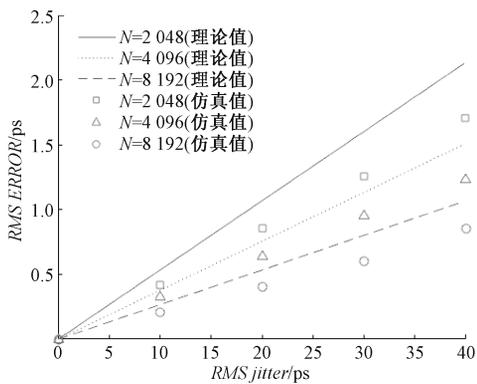


图 21 时钟与采样抖动产生的测量误差

Fig. 21 Measurement error caused by clock and sampling jitter

仿真实验,研究 3 种主要噪声分别引起的测量误差大小。通过仿真实验可得,系统热噪声、量化噪声以及时钟与采样抖动(jitter)在两组参数下分别引起的测量误差大小,其结果如表 1 所示。

由表 1 可知,当正弦参考信号中心频率 $f_0 = 10$ MHz 时,时间间隔测量的单次测量精度为 2.38 ps rms;当正弦参考信号中心频率 $f_0 = 100$ MHz 时,时间间隔测量的单

表 1 3 种主要噪声分别引起的测量误差大小

Table 1 The measurement error caused by the three main noises

噪声类别	第 1 组参数	第 2 组参数/ps
	$f_0 = 10$ MHz, $N = 4096$	$f_0 = 100$ MHz, $N = 4096$
	$SNR = 45$ dB, $b = 14$ bits $jitter = 5$ ps rms	$SNR = 45$ dB, $b = 14$ bits $jitter = 5$ ps rms
	测量误差/ (ps rms)	测量误差/ (ps rms)
系统热噪声	2.36	2.24×10^{-1}
量化噪声	2.21×10^{-2}	2.04×10^{-3}
时钟与采样 抖动(jitter)	1.68×10^{-1}	1.44×10^{-1}
测量总误差	2.38	2.64×10^{-1}

次测量精度为 0.264 ps rms,其中,系统热噪声是引起时间间隔测量误差的主要因素,而量化噪声以及时钟与采样抖动(jitter)引起的时间间隔测量误差极其微小,对于时间间隔测量系统来说可以忽略不计。

5.2 事件计时器单次测量精度的测试与分析

为了验证设计的事件计时器达到了皮秒量级的单次测量精度,搭建了如图 22 所示的一个双通道事件计时器实验验证系统。

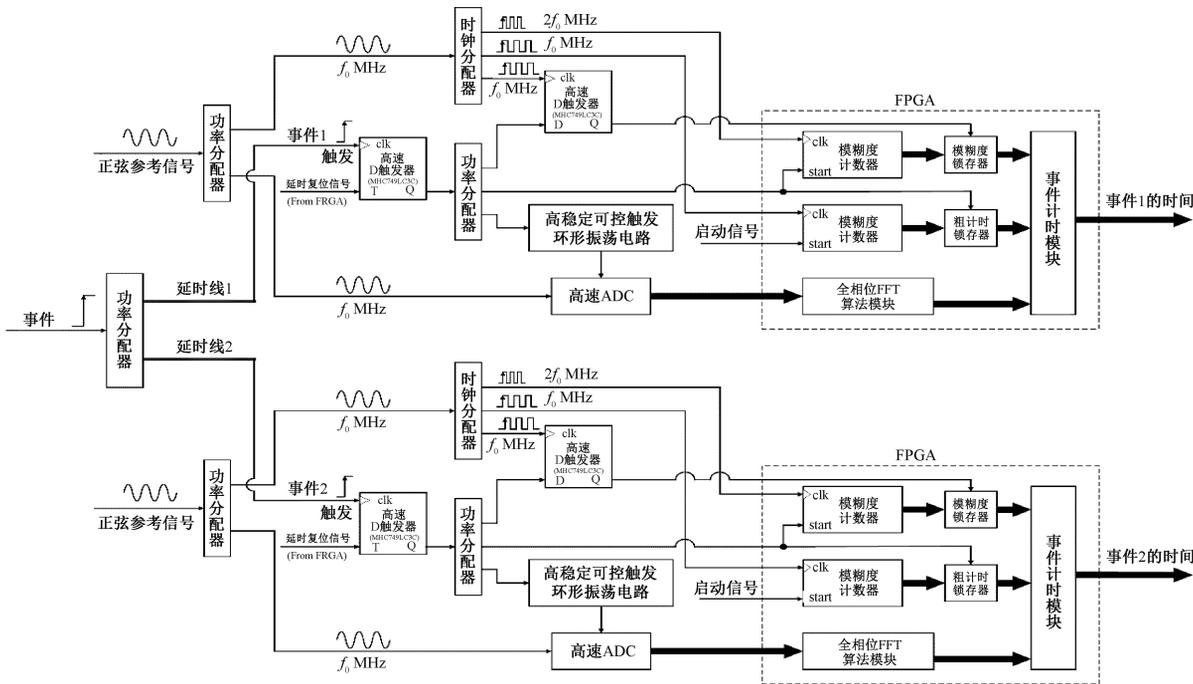


图 22 双通道事件计时器单次测量精度实验验证系统

Fig. 22 Dual-channel event timer single measurement accuracy experimental verification system

代表事件的触发脉冲经过功率分配器后输出两路脉冲信号,分别代表两个独立的事件 1 和事件 2,然后,分别通过两段不同长度的延时线 1 和延时线 2,形成一个固定

的传输时间差 Δt ,这两路事件脉冲信号随后分别触发两个单通道事件计时器,分别得到事件 1 的时间与事件 2 的时间,最后,计算出这两个事件之间的时间间隔 Δt 。

在实验中,正弦参考信号中心频率 f_0 为 10 MHz,高稳定可控触发环形振荡电路产生的采样时钟信号频率 f_s 为 140 MHz,高速 ADC 的量化位数 b 为 14 bits,全相位 FFT 算法的运算点数 N 为 8 192,重复进行 500 次实验。由外部脉冲发生器产生一个重复频率为 10 Hz 触发脉冲,再通过功率分配器将上述触发脉冲分成两路脉冲,各自通过长度不同的延时线 1 和延时线 2,这样,在延时线的末端将产生一个固定的传输时间差 Δt ,利用实验测试系统进行 500 次测量,将时间间隔 Δt 的测量结果绘制成统计直方图,如图 23 所示,由图可知,500 次时间间隔测量结果的均值为 164.97 ps,标准差为 3.16 ps,测量结果服从正态分布。

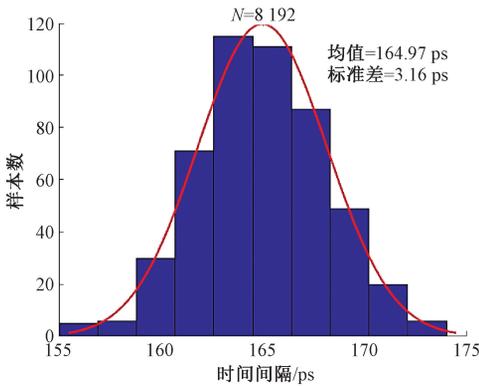


图 23 500 次时间间隔测量结果的统计直方图

Fig. 23 Statistical histogram of 500 time interval measurement results

5.3 事件计时器稳定度的测试与分析

本研究对设计的事件计时器实验验证系统进行了稳定度测试,为了验证事件计时器的温度依赖性及时间稳定度,在系统通电的 5 h 内,以 20 min 为间隔分别进行了 15 组测试,每组又进行 500 次时间间隔测量,取这 500 次测量结果的均值作为该组测试的结果。

将每组测试结果与第 1 组测试结果的差值作为时间间隔漂移量,再将这个漂移量绘制为相应的时间函数,如图 24 所示。

实验结果表明:该系统在上电 20 min 后测量值趋于稳定直至测试结束,由图 24 可知,该事件计时器系统的时间稳定性优于 ± 0.31 ps/h。

6 结论

研究并设计了一种基于高速环形振荡器的皮秒量级事件计时器,该事件计时器不需要制作工艺复杂的器件和高性能激励源,对于时钟和采样的抖动要求较低(可以大于 10 ps rms 以上),采用的正弦参考信号中心频率仅为 10 MHz,便于工程实现,能耗低,测量系统的可靠性

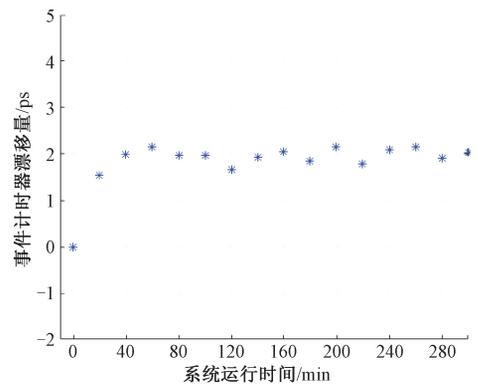


图 24 事件计时器稳定度分析测试结果

Fig. 24 Event timer stability analysis test results

高,能够达到皮秒量级的单次测量精度。在正弦参考信号中心频率 $f_0 = 10$ MHz,全相位 FFT 算法运算点数 $N = 8 192$,高速 ADC 的量化位数 $b = 14$ bits,采样频率 $f_s = 140$ MHz 的情况下,本课题设计的事件计时器能够获得约 3.16 ps rms 的单次测量精度,时间稳定性优于 ± 0.31 ps/h。

参考文献

- [1] ARTYUKH Y, BESPAL'KO V, BOOLE E. Potential of the DSP-based method for fast precise event timing[J]. Elektronika Ir Elektrotehnika, 2009, 92(4): 19-22.
- [2] RYBAKOV A S, VEDIN V Y. Signal processing in a precision event timer with interpolation based on phase measurement [J]. Automatic Control and Computer Sciences, 2015, 49(3): 177-188.
- [3] 陈法喜,孔维成,赵侃,等.皮秒级 16 通道精密事件计时器研制[J].时间频率学报,2020,43(2):85-93.
CHEN F X, KONG W CH. ZHAO K. et al. Development of picosecond 16 channels precise event timer [J]. Journal of Time and Frequency, 2020, 43(2): 85-93.
- [4] 张为民,王晓兵,叶文蔚,等.事件计时器在小型快速绝对重力仪中的应用[J].大地测量与地球动力学,2012,32(1):149-151.
ZHANG W M, WANG X B, YE W W, et al. Application of event timer in small fast absolute gravimeter [J]. Journal of Geodesy and Geodynamics, 2012, 32(1): 149-151.
- [5] WANG Y, 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, 2017, 65(1): 96-100.
- [6] IQBAL F, RAHTOR W, MALIK K I et al. High resolution asynchronous digital event timer[J]. Journal of Space Technology, 2021, 10(1): 84-88.

- [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] ARTYUKH Y, BOOLE E. Jitter measurement on the basis of high-precision event timer [J]. Metrology and Measurement Systems, 2011,18(3):453-460.
- [9] BILINSKIS I, BOOLE E, SUDARS K, et al. Digital representing of analog signals using event timing information [J]. Automatic Control and Computer Sciences, 2013, 47(6):300-309.
- [10] 卜朝晖,常仙云,陈文星,等. 基于可触发环形振荡器的高精度时间间隔测量[J]. 仪器仪表学报,2019,40(5):10-18.
BU ZH H, CHANG X Y, CHEN W X, et al. High-precision time interval measurement based on triggerable ring oscillator [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2019,40 (5) : 10-18.
- [11] BU Z, CHANG X, ZHENG Z et al. High-precision time interval measurement based on triggerable ring oscillators and all-phase FFT algorithm [C]. 2019 Joint Conference of the IEEE International Frequency Control Symposium and a European Frequency and Time Forum (EFTF/IFC). IEEE, 2019.
- [12] YANG G, TIAN J, WU S, et al. A novel frequency discrimination method based on all phase fft for anti-towed decoy [J]. IET International Radar Conference 2015, 2015: 1-7.
- [13] LIU S J, XU X J, ZOU Y X. Blind timing skew estimation based on spectra sparsity and all phase FFT for time-interleaved ADCs [C]. 2015 IEEE International Conference on Digital Signal Processing (DSP). IEEE, 2015: 926-930.
- [14] BOUGHAMBOUZ A, BELLABAS A, MAGAZ B, et al. Improvement of radar signal phase extraction using All Phase FFT spectrum analysis [C]. 2017 Seminar on Detection Systems Architectures and Technologies (DAT). 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 and Processing, 2011,26(3):286-291.
- [16] 黄海宏,金春阳,郝韩兵,等. 氧化锌避雷器泄漏电流的全相位 FFT 分析 [J]. 电子测量与仪器学报,2021, 35 (7) : 210-216.
HUANG H H, JIN CH Y, HAO H B, et al. All-phase FFT analysis for leakage current of zinc oxide arrester [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2021,35(7):210-216.
- [17] 胡梅,李晓宇,陈建云. 采样噪声对北斗全球信号测距误差的影响分析 [J]. 仪器仪表学报, 2019, 40(9): 180-188.
HU M, LI X Y, CHEN J Y. Ranging error analysis of sampling noise performance based on BeiDou global signals [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2019, 40(9): 180-188.
- [18] CARLO S, ALFIO Z. Analysis and characterization of the effects of clock jitter in A/D converters for subsampling [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems, I. Regular Papers: A Publication of the IEEE Circuits and Systems Society, 2008, 55(2):522-534.
- [19] JIAN Y C, FENG X Z, LI X B, et al. GNSS software receiver sampling noise and clock jitter performance and impact analysis [C]. Proceedings of Spie the International Society for Optical Engineering. SPIE, 2015.
- [20] 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.

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,现为上海理工大学副教授,主要研究方向为信号检测与处理。

E-mail:buzh@shao.ac.cn

Bu Zhaohui (Corresponding author)

received Ph. D. degree from University of Chinese Academy of Sciences (UCAS) in 2013. Now he is an associate professor in University of Shanghai for Science and Technology (USST). His main research interests include signal detection and processing.



毛涛,2020年于上海理工大学获得学士学位,现为上海理工大学硕士,主要研究方向为信号检测与处理。

E-mail:mao_usst@163.com

Mao Tao received his B. Sc from

University of Shanghai for Science and Technology in 2020. Now he is a M. Sc. candidate in University of Shanghai for Science and Technology. His main research interests include signal detection and processing.