

# 基于比较算法和 OWR-TDOA 的 IR-UWB 定位系统研究\*

姜世超<sup>1</sup> 王新民<sup>2</sup>

(1. 长春财经学院信息工程学院 长春 130122; 2. 长春工业大学数学与统计学院 长春 130012)

**摘要:**针对采用脉冲无线电—超宽带实现高精度定位进行了研究。首先提出了基于现场可编程门阵列板的全数字发射机,由其 I/O 口产生并输出脉冲信号;然后脉冲信号通过接收天线接收,并由每个接收支路上的低噪声放大器放大,通过比较算法将脉冲信号转换为 1 位数字样本;为了降低噪声功率,将数字化后的样本按脉冲帧的相应相位进行平均,并将平均后的脉冲样本与模板信号进行关联,将相关器输出与阈值进行比较,接收机通过检测超过阈值的相关器输出来估计脉冲信号的定时;最后,处理单元根据单向测距—到达时间差方法估计出发射机的位置。实验测试结果不仅验证了提出的定位系统的有效性,而且表明了提出的定位系统相比于传统的基于模数变换器的接收处理系统在发射机定位均方根(RMS)误差和模态值的 RMS 误差方面分别提高了 41.48% 和 23.11%。

**关键词:**脉冲无线电;超宽带;现场可编程门阵列;低噪声放大器;单向测距—到达时间差;相关性;定位误差

**中图分类号:** TN914 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.99

## Research on IR-UWB positioning system based on comparison algorithm and OWR-TDOA

Jiang Shichao<sup>1</sup> Wang Xinmin<sup>2</sup>

(1. School of Information Engineering, Changchun University of Finance and Economics, Changchun 130122, China;

2. School of Mathematics and Statistics, Changchun University of Technology, Changchun 130012, China)

**Abstract:** In this paper, the implementation of high precision positioning using impulse radio-ultra wideband is studied. Firstly, an all-digital transmitter based on field programmable gate array board is proposed, which generates and outputs pulse signals from its I/O port. Then, the pulse signal is received by the receiving antenna and amplified by the low noise amplifier on each receiving branch. The pulse signal is converted into a 1-bit digital sample by a comparison algorithm. In order to reduce the noise power, the digitized samples are averaged according to the corresponding phase of the pulse frame, and the averaged pulse samples are correlated with the template signal, and the correlator output is compared with a threshold. The receiver estimates the timing of the pulse signal by detecting the correlator output that exceeds the threshold. Finally, the processing unit estimates the position of the transmitter by the one way ranging-time difference of arrival method. The experimental results not only verify the effectiveness of the proposed positioning system, but also show that the proposed positioning system has a 41.48% and 23.11% increase in the positioning RMS error of transmitter and the RMS error of modal value, respectively, compared with the traditional receiver processing system based on an analog-to-digital converter.

**Keywords:** impulse radio; ultra wideband; field programmable gate array; low noise amplifier; one way ranging-time difference of arrival; correlation; positioning error

收稿日期:2022-11-30

\* 基金项目:国家自然科学基金(51278065)、吉林省教育厅科学研究项目(JJKH20231410KJ)资助

## 0 引言

超宽带(ultra wideband, UWB)是指占用带宽大于500 MHz或相对带宽(信号带宽与中心频率之比)大于20%的信号<sup>[1]</sup>。UWB技术有望在远程控制、射频识别(radio frequency identification, RFID)和传感器网络等应用中提高短程无线通信的性能,降低功耗和成本<sup>[2-3]</sup>;IEEE 802.15任务组3a和任务组4a提出了2个标准。其中任务组3a提出了用于高数据速率物理层的正交频分(orthogonal frequency division multiplexing, OFDM)和直接序列扩频(direct sequence spread spectrum, DS-SS)的应用。IEEE 802.15.4a是一个致力于为位置感知网络提供低数据速率通信的新的物理层的标准化组织。任务组4a提出了选择脉冲无线电-UWB(impulse radio-UWB, IR-UWB)作为低功率无线电应用的一个很好的解决方案。所以,从实际应用的角度来看,IR-UWB已经成为具有IEEE802.15.4a定位能力的射频应用的候选方案。

首先,IR-UWB系统可以以低成本和低功耗设计IR-UWB收发器。它的复杂性较低,可以采用CMOS技术实现,只需用少量或不使用片外无源器件;其次,IR-UWB系统利用持续时间非常短的脉冲,UWB波形持续时间短,使得系统能够提供高数据速率通信以及精确定位。无线局域网终端等传统室内定位技术的精度为m级,而UWB定位的精度为cm级。这些特点使得IR-UWB系统成为RFID和传感器网络的最佳解决方案。

然而,由于传输功率的限制,UWB定位系统只适用于室内定位<sup>[4]</sup>。现有的窄带无线电系统(电视广播、无线局域网、卫星通信和全球定位系统等)使用的频段与分配给UWB的频段重叠。因此,为了保护现有的窄带无线电系统,UWB无线电系统的传输功率被严格控制在-41.3 dBm/MHz以下。这样,UWB的传输距离有限,使得IR-UWB有望在室内定位系统中获得应用。

不少研究仅从理论和仿真角度对IR-UWB定位系统进行,但很少从实际实现出发。文献[5-6]提出了超宽带定位的基本理论;文献[7]提出了一种基于超宽带信号的到达时间差(time difference of arrival, TDOA)和对称双边两路测距(symmetrical double-sided two way ranging, SDS-TWR)联合的新的测距方法;超宽带定位的问题之一是电路的实现。因为IR-UWB系统需要精度达到数十皮秒的同步电路<sup>[8]</sup>。设计和控制如此精确的模拟电路特性是非常困难的。另外,如果在数字域处理UWB信号,通常需要非常高的采样率和分辨率的模数变换器(analog to digital converters, ADC),而ADC的成本和功耗通常比较高。文献[9]采用ScenSor DW1000芯片设计并实现了一个UWB测距系统原型。在视距(line of sight, LoS)条件下,室内和室外的实验结果表明,该系统具有cm级误差的高精度测距性能;文献[10]设计了一种基于ADC的通信/测距脉冲收发器,收发器通过校准器和验证器之间

的2 bit通信来降低测距脉冲收发器的处理延迟,并通过计算机仿真研究了系统的测距精度;文献[11]采用TSMC 40 nm工艺实现了一款高速ADC芯片,采用时间交织结构,单通道采用Flash结构,采样率为5 GS/s,8个子通道交织达到40 GS/s的采样率。测试结果表明,芯片的采样率可以达到38.4 GS/s,且在该采样率下,输入信号带宽可达18 GHz,灵敏度小于-20 dBm,可以满足1 bit UWB收发系统的需求;文献[12]提出了一种数字化多脉冲位置调制IR-UWB收发器。通过利用两个脉冲之间的时间差调制数据,克服了数据速率对系统时钟频率的依赖,还实现了基于ADC数字电路的调制和解调。

以上针对采用IR-UWB的定位研究或者主要基于纯理论算法而无法获得实际应用,或者基于ADC实现收发处理系统,这不仅增加了定位系统的成本、功耗和时延,而且降低了定位精度;对此,本文创新性地提出了一种基于现场可编程门阵列(FPGA)板和CMOS的IR-UWB收发器设计的定位系统。不同于现有基于IR-UWB的定位系统,本文所提出的由FPGA板构成的全数字发射机和CMOS实现的时钟相关器节省了采用传统接收机架构设计中的ADC所需的面积和功耗。还提出了一种比较算法实现接收信号的样本数字化和接收脉冲定时同步检测,提出了采用单向测距-到达时间差(one way ranging-time difference of arrival, OWR-TDOA)<sup>[13]</sup>的定位方法来估计发射机位置和采用牛顿-拉夫森法<sup>[14]</sup>求解定位方程;实验结果不仅验证了提出的定位系统的有效性,而且相比于传统的基于ADC的接收处理系统有更低的定位误差。

## 1 提出的定位系统及其实现

### 1.1 定位系统概述

图1所示为本文提出的定位系统的总体原理。首先,脉冲信号由FPGA板(发射机)的I/O口产生并输出,直接通过单极发射天线(Tx)发射;其次,脉冲信号通过接收天线(Rx)接收,并由每个接收支路上的低噪声放大器(low noise amplifier, LNA)放大;然后,通过比较算法将脉冲信号转换为1位数字数据。最后,处理单元根据OWR-TDOA定位算法估计发射机的位置。

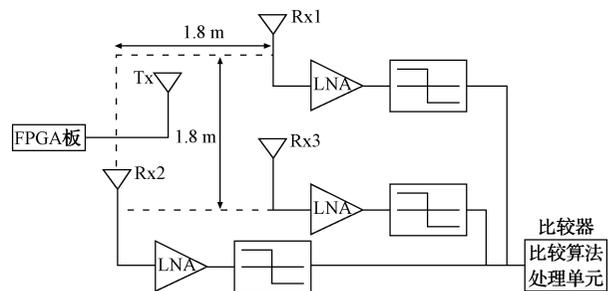


图1 定位系统原理

### 1.2 基于FPGA板的全数字发射机

全数字发射机由FPGA板构成,其原理框图如图2

(a)所示,具体实现如图 2(b)所示。FPGA 板通过数字 I/O 口产生矩形脉冲信号。脉冲时长为 4 ns,脉冲间隔为 200 ns。产生的信号通过单极天线发射。

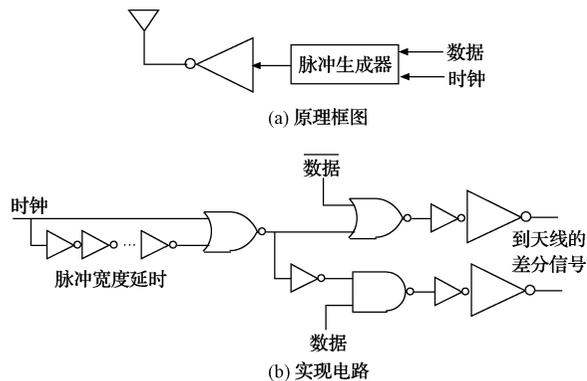


图 2 全数字发射机

发射机采用全数字电路设计,没有模拟功率放大器。脉冲序列由开关键控 (on-off keying, OOK) 调制输入数据<sup>[15]</sup>,差分信号由 CMOS 缓冲器提供给天线。脉冲波形由转换速率和脉冲宽度以及天线的频率响应调制。选择通过 OOK 调制的 IR-UWB,以便于实现和低功耗。

当电流流入发射天线时,空中就会产生电场。由于 CMOS 缓冲器输出的频谱远低于发射天线的频率响应,因此可以假设发射天线为短偶极子天线<sup>[16]</sup>。CMOS 缓冲器的输出是数字脉冲,因此频谱接近于直流。由短偶极子天线产生的电场为:

$$E = \frac{j\omega\mu_0 IL e^{-jk_0 d}}{4\pi d} \quad (1)$$

式中: $d$  为天线间距离; $L$  为天线长度; $I$  为流入天线的电流; $k_0$  为波数; $\mu_0$  为真空的磁导率。接收电压计算为:

$$V = EL = \frac{j\omega\mu_0 IL^2 e^{-jk_0 d}}{4\pi d} \quad (2)$$

因此,接收电压是流入发射天线的电流的一阶导数。

### 1.3 接收机

图 3 所示为接收机原理。接收到的信号通过 LNA 放大并转换成 1 位数字样本。为了降低噪声功率,将数字化后的样本按脉冲帧的相应相位进行平均。然后,将平均后的脉冲样本与模板信号进行关联,并将相关器输出与阈值进行比较。接收机通过检测超过阈值的相关器输出来估计脉冲信号的定时,然后,具有比较算法功能的比较器根据 TDOA 估计出发射机的位置。

#### 1) 低噪声放大器

LNA 是一种模拟电路,占接收机功耗的大部分,所以较小的 LNA 电流是降低 LNA 功耗的有效方法。由于 IR-UWB 系统是间歇发送信号,因此使得 LNA 的间歇运行成为可能。本文提出的差动 LNA 设计如图 4 所示。

该级联放大器噪声性能较好,足以用于近距离无线通信。负载阻抗为一个工作在深三极管区域的 pMOS。输

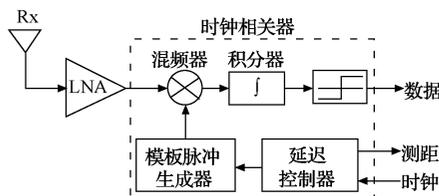


图 3 接收机原理结构

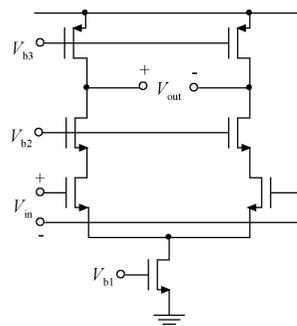


图 4 差动低噪声放大器

入节点和输出节点分别与天线和带电容耦合的混频器连接。输入匹配网络仅为焊线电感。该 LNA 的带宽为 1 GHz,增益为 16 dB,噪声系数为 5.6 dB。共源共栅晶体管的偏置电压  $V_{b2}$  和负载 pMOS 的偏置电压  $V_{b3}$  在电源电压和地之间切换。

#### 2) 时钟相关器

时钟相关器中的混频器和积分器的组合如图 5 所示。电路的下半部分是典型的无源混频器,可以对相关信号进行集成,根据相关程度和接收到的信号幅值对输出节点  $V_{out}$  的寄生电容进行放电。 $V_{rst}$  是一个复位开关。将数字模板脉冲送入混频器  $V_{tmp}$  的一个输入端,将从 LNA 接收到的信号送入另一个输入端  $V_{in}$ 。 $V_{in}$  对地偏置。 $V_{in}$  和  $V_{tmp}$  在电路的下半部分相乘。电路下半部分的输出信号被送入晶体管  $M_1$  和  $M_2$  的栅极和源极。如果  $V_{in}$  与  $V_{tmp}$  同步,则  $V_{out}$  的寄生电容通过  $M_1$  或  $M_2$  放电。比较器在  $V_{out}$  检测到信号后, $V_{rst}$  从地切换到电源电压,且  $V_{out}$  复位到电源电压。

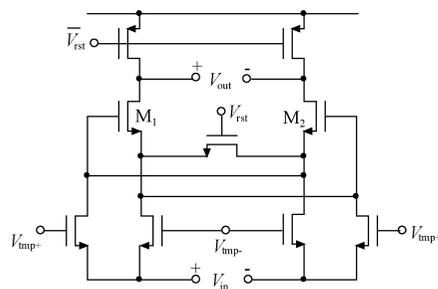


图 5 提出的混频器/积分器

#### 3) 同步和测距方案

数据同步采用滑动方案如图 6 所示。控制器从延迟

线中选择一个抽头,多路复用器的输出信号被送入模板脉冲生成器。获取可以通过比较器(rxdata)检测来自于混频器/积分器的信号。当没有检测到相关性时,延迟控制器继续改变抽头的选择,直到获得相关性。对于第1次获取,抽头是通过逐渐滑动来选择的。当同步失效时,延迟控制器会在同步丢失的点附近来回寻找一个抽头。

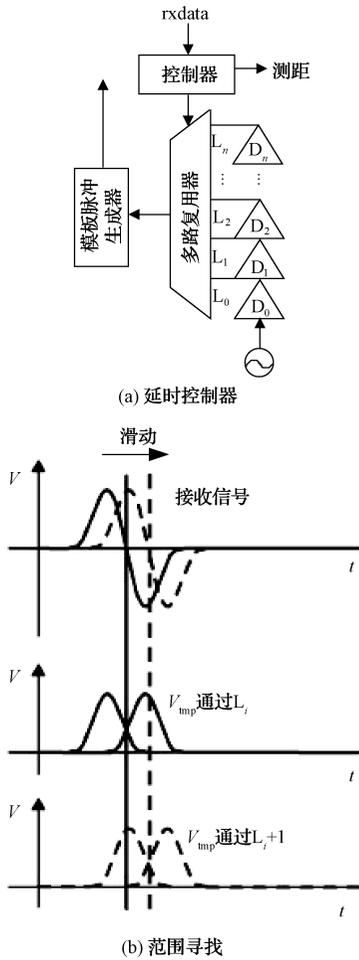


图6 同步和范围寻找方案

#### 1.4 基于比较算法的数字化和接收脉冲定时检测

与接收机相连接而实现比较算法的比较器如图7所示。

比较器将接收到的信号波形  $r(t)$  转换为数字样本  $\{0, 1\}$ 。转换的数字样本  $r_d(x)$  定义为:

$$r_d(x) = \begin{cases} 1, & r(xT_s) > 0 \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (3)$$

式中:  $T_s$  为采样间隔。

为了降低噪声功率,对数字化后的样本在多个帧上进行平均处理。平均后的样本表示为:

$$r_{ave}(x) = (\sum_{n=0}^{N-1} r_d(x + N_f \times n)) / N \quad (4)$$

式中:  $r_d(x)$  为第  $x$  个数字化样本;  $N$  为用于平均的脉冲

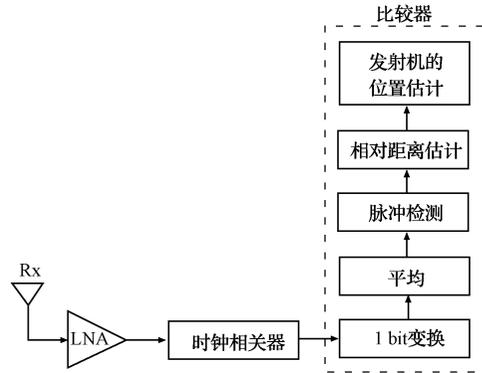


图7 比较器的比较算法原理

帧数目;  $N_f$  为每帧的样本数。平均过程如图8所示。收集  $N$  个脉冲帧,并对帧相对应的样本值进行平均。

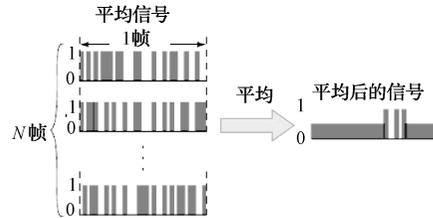


图8 平均过程

图9所示为脉冲检测算法。由时钟相关器得到的相关值如下:

$$r_{cor}(x) = \sum_{m=0}^{N_f-1} |r_{ave}(x+m) \times 2 - 1| \times r_{tem}(x) \quad (5)$$

式中:  $r_{cor}(x)$  为平均接收信号的相关性;  $r_{tem}(m)$  为波形为矩形的模板信号。首先,将平均后的脉冲信号从  $\{0, 1\}$  转换为  $\{-1, 1\}$ 。将转换后的信号与矩形模板信号进行关联,然后用相关值确定接收定时。相关值超过阈值的第1个延迟被识别为接收定时,如图10所示。

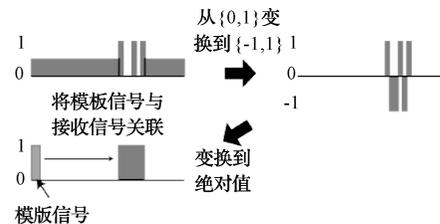


图9 脉冲检测原理

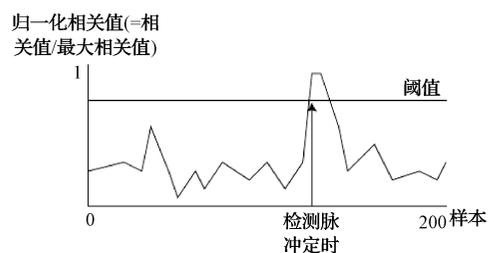


图10 定时检测

1.5 基于 OWR-TDOA 的位置估计

根据在 3 个参考接收机上接收到的脉冲信号的定时来估计发射机的位置。根据接收到的定时,发射机与接收机 1 或接收机 2 之间的相对距离差计算为:

$$d_{12} = (T_1 - T_2) \times c \tag{6}$$

发射机与接收机 1 或接收机 3 之间的相对距离差计算为:

$$d_{13} = (T_1 - T_3) \times c \tag{7}$$

式中:  $T_k$  为接收机  $k$  上的接收定时;  $c$  为无线电波在自由空间的传播速度( $3 \times 10^8$  m/s)。采用  $d_{12}$  和  $d_{13}$ , 发射机的位置  $\{x, y\}$  计算为:

$$d_{12} = \sqrt{(X_2 - x)^2 + (Y_2 - y)^2} - \sqrt{(X_1 - x)^2 + (Y_1 - y)^2} \tag{8}$$

$$d_{13} = \sqrt{(X_3 - x)^2 + (Y_3 - y)^2} - \sqrt{(X_1 - x)^2 + (Y_1 - y)^2} \tag{9}$$

式中:  $(X_i, Y_i)$  为第  $i$  个天线的位置。式(8)和(9)意味着可以得到两条双曲线, 利用 OWR-TDOA 来确定位置。本文提出采用牛顿-拉夫森(Newton-Raphson)法来确定发射机 Tx 的位置:

$$f_1(\mathbf{P}) = d_{12} - \sqrt{(X_2 - x)^2 + (Y_2 - y)^2} + \sqrt{(X_1 - x)^2 + (Y_1 - y)^2} \tag{10}$$

$$f_2(\mathbf{P}) = d_{13} - \sqrt{(X_3 - x)^2 + (Y_3 - y)^2} + \sqrt{(X_1 - x)^2 + (Y_1 - y)^2} \tag{11}$$

式中:  $\mathbf{P} = [x \ y]^T$  为发射机的位置向量, 上标 T 表示转置。将式(8)和(9)代入式(10)和(11)得到:

$$f(\mathbf{P}) = 0 \tag{12}$$

且:

$$f(\mathbf{P}) = \begin{bmatrix} f_1(\mathbf{P}) \\ f_2(\mathbf{P}) \end{bmatrix} \tag{13}$$

位置是递归决定的。设第  $k$  个估计位置为:

$$\mathbf{P}_k = \begin{bmatrix} x_k \\ y_k \end{bmatrix} \tag{14}$$

然后采用以下递归方程来确定  $f(\mathbf{P}_k)$ :

$$\mathbf{P}_{k+1} = \mathbf{P}_k - \mathbf{J}\mathbf{P}_k^{-1}f(\mathbf{P}_k) \tag{15}$$

式中:  $\mathbf{J}$  为雅可比矩阵。

$$\mathbf{J} = \begin{bmatrix} \nabla f_1 \\ \nabla f_2 \end{bmatrix} \tag{16}$$

初始化  $\mathbf{P}_0$ , 重复计算  $\mathbf{P}_k$ , 直至  $\mathbf{J}\mathbf{P}_k^{-1}$  足够小。

1.6 检测误差

为了最大化定位精度, 需要对脉冲定时检测阈值进行优化。如果阈值过低, 误报概率会增大, 如图 11(a) 所示。为了避免误报, 阈值应当足够高或平均样本数应足够大, 以降低噪声; 由于信道的脉冲响应或天线的群延迟, 相关值会有多个峰值。因此, 如果阈值相对较高, 第 2 个或后

面的峰值可能被检测为第 1 个到达路径, 如图 11(b) 所示; 当阈值太高时, 会出现漏检现象, 如图 11(c) 所示。如果出现漏检, 定时搜索可能会超过一帧长度。这时, 系统识别检测错误, 状态为“无脉冲检测”。当出现误报或漏检时, 检测到的 OWR-TDOA 即  $d_{12}$  或  $d_{13}$  会大于接收机之间的距离, 如图 11(d) 所示。在这种情况下, 发射机的位置不能计算, 因为式(10)和(11)不能求解。当下列条件满足时, 可以从式(10)和(11)得到双曲线:

$$-d_{r_{12}} \leq d_{12} \leq d_{r_{12}} \tag{17}$$

$$-d_{r_{13}} \leq d_{13} \leq d_{r_{13}} \tag{18}$$

式中:  $d_{r_{12}}$  为接收机 1 和接收机 2 之间的距离,  $d_{r_{13}}$  为接收机 1 和接收机 3 之间的距离。如果不满足式(17)和(18)的条件, 则不能得到式(10)和(11)的解。这时, 系统识别出状态为“无解”的检测错误。

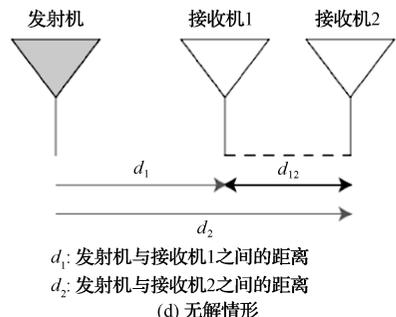
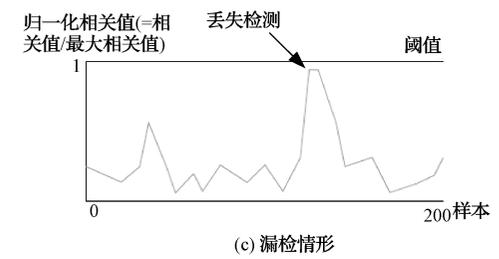
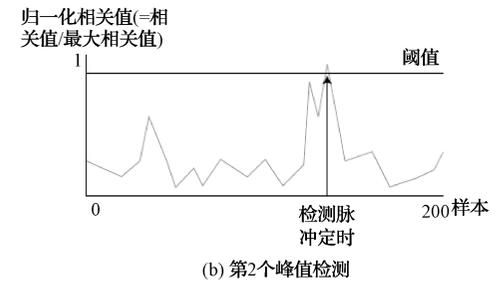
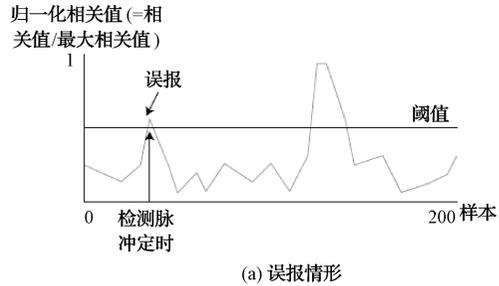


图 11 脉冲定时检测误差情形

## 2 实验结果

### 2.1 实验用硬件设备及参数设置

采用 0.18  $\mu\text{m}$  CMOS 工艺制作了测试芯片, 芯片微缩照片如图 12 所示。发射机和接收机的布局面积分别为 0.035 和 0.38  $\text{mm}^2$ 。收发机的电源电压为 1.8 V。发射机采用的 FPGA 板为 Xilinx Virtex-II Pro。在接收机端, 对于文献[11]的 ADC 采样频率和分辨率分别取为 1 GHz 和 8 bit, LNA 的频率范围为 1~2 700 MHz, 增益固定为 20 dB。接收机同步计算 TDOA; 芯片安装在陶瓷封装上, 并组装在 FR4 印刷电路板上。

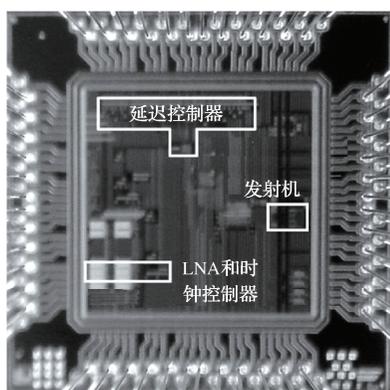


图 12 芯片微缩照片

实验参数如表 1 所示。采用单极天线作为发射天线, 采用具有宽带特性的圆形单极子天线作为接收天线。发射机和接收机放在一个消声室内, 消声室尺寸为 3.0 m  $\times$  2.0 m  $\times$  3.0 m, 天线放置在高度为 0.3 m 的平台上。消声室的中心位置假定在 (90 cm, 90 cm) 位置处。

表 1 实验参数

项目	参数名	值
ADC	采样率/GHz	1
	分辨率/bit	8
LNA	增益/dB	20
发射天线(单极)	长度/cm	19
	对称轴/cm	(0,0) (180,0)
接收天线(圆形单极)	直径/cm	12
	对称轴/cm	(0,180)
发射信号	脉冲持续时间/ns	4
	帧持续时间/ns	200
RMS 误差计算	估计位置数	每个位置 100 次

由 FPGA 板产生的发射脉冲信号的脉冲持续时间为 4 ns, 脉冲之间的间隔为 200 ns。由于只使用一个发射机, 因此不需要多接入方案。而且假设每帧由一个脉冲信号和 200 ns 的间隔组成。

经比较器算法处理的数字化样本和平均样本如图 13 所

示。由于帧长为 200 ns, 故对 200 个样本的平均对应 40 ms。随着用于平均的样本数量的增加, 噪声的功率降低。

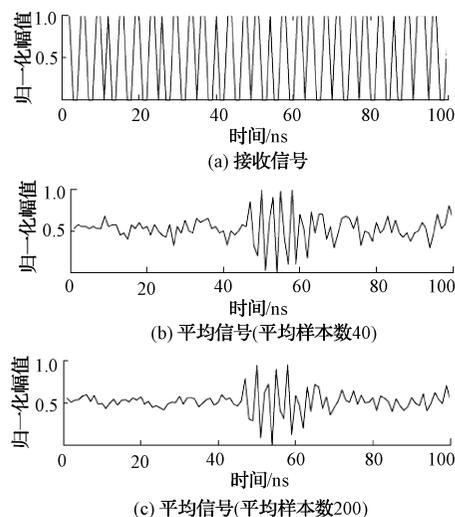


图 13 样本的数字化和平均

接收机端采用持续时间为 2 ns 的矩形脉冲作为模板信号。矩形波形易于用数字电路产生, 可作为脉冲搜索的搜索窗口, 以降低噪声。

为了精确定位, 需要优化平均的样本数量和定时检测的阈值。这里将发射机放置在 (150 cm, 150 cm) 处。采用估计位置的均方根 (root mean square, RMS) 误差来评价定位精度。

### 2.2 实验结果

#### 1) 采用本文比较算法的系统测试

图 14 所示为式 (10) 或 (11) 无解的概率与阈值的关系, 其中阈值通过相关性最大值归一化。可见, 如果阈值过低, 无解的概率会增加, 因为会在噪声周期内检测到接收定时。如果阈值过高, 无解的概率也会增加, 因为接收机可能会错过第 1 个相关峰值的检测; 还可看到, 随着平均样本数量的增加 (即噪声功率的降低), 阈值可以设置得更低。

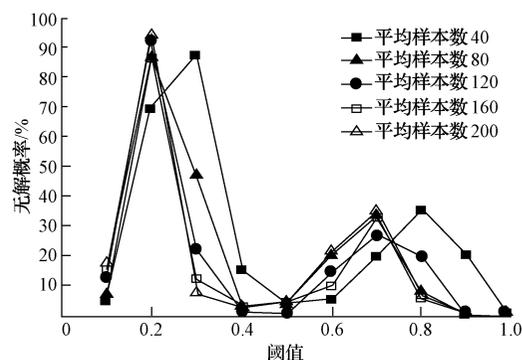


图 14 采用本文算法的无解的概率与阈值的关系

图 15 所示为估计位置的 RMS 误差与阈值的关系。可以看到, 当阈值为 0.3 时, RMS 误差最小。而且随着平

均样本数量的增加,估计位置的 RMS 误差也会降低。

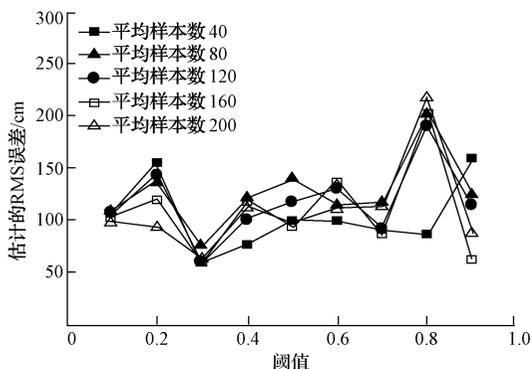


图 15 采用本文算法的估计位置的 RMS 误差与阈值的关系

所以,为了最小化无解和 RMS 误差的概率,取平均样本数为 200,将阈值设置为 0.3 最为合适。

2)采用文献[11]的 ADC 的系统测试

采用文献[11]的 8 位 ADC 的结果分别如图 16 和 17 所示。对比本文系统测试的结果可以看到,采用文献[11]的 8 bit ADC,其无解的概率和估计位置的 RMS 误差在相同阈值下都要略高于本文的比较算法,这是由于采用额外 ADC 带来的时延和噪声引起。可以看到,其最佳阈值为 0.5 左右,可能造成在噪声周期内检测到相关峰值,但其性能仍然随平均样本数量的增加而得到改善。

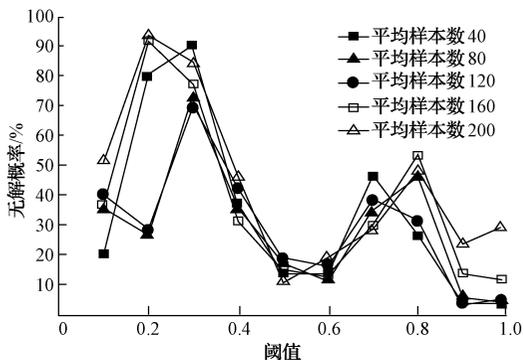


图 16 采用文献[11]的 ADC 的无解的概率与阈值的关系

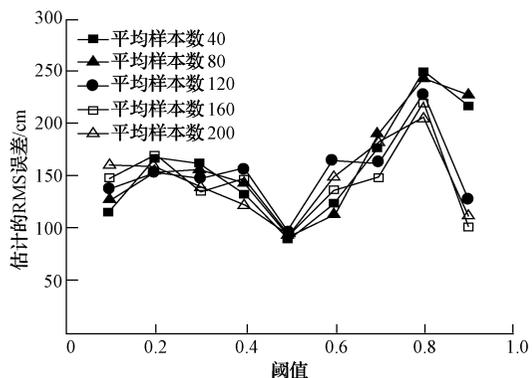


图 17 采用文献[11]的 ADC 的估计位置的 RMS 误差与阈值的关系

2.3 定位测量结果

选取文献[11]作为比较,是因为文献[11]是目前最新最先进的单比特超宽带高速 ADC,其单通道采用 Flash 结构,适合于嵌入式系统实现,其采样率可以达到 38.4 GS/s,输入信号带宽可高达 18 GHz,适合于脉冲无线电超宽带 IR-UWB 通信系统。

1)发射机估计位置的 RMS 误差

对于 9 个不同位置,采用本文比较算法和文献[11]的 8 bit ADC 测得的发射机的估计位置 RMS 误差如表 2 所示。从表 2 可以看到,采用本文比较算法的发射机的估计位置误差平均要优于采用文献[11]的 8 bit ADC 约 36.6%。而且一般来说,随着发射机和接收机之间的距离增加,由于接收到的信号能量减少,对于两种方案估计的定位精度都有所下降,然而,如果发射机靠近 3 个接收天线中的一个,它就会远离其他接收天线。因此,定位精度与发射机的位置不是线性的。

表 2 采用比较算法和 8 bit ADC 的发射机定位 RMS 误差 (cm)

发射机位置	估计的 RMS 误差	
	比较算法	8 bit ADC
(30,30)	21.93	28.13
(30,90)	16.21	22.91
(30,150)	12.36	31.53
(90,30)	14.76	22.51
(90,90)	16.01	15.20
(90,150)	21.27	45.28
(150,30)	31.75	39.04
(150,90)	22.34	44.19
(150,150)	32.19	73.72

2)采用模态值的定位

由于 ADC 的分辨率是有限的,因此发射机的可能估计位置也是有限的。通过计算估计位置的模态值,可以排除具有测量误差较大的估计位置的影响。对于模态值,采用本文比较算法和文献[11]的 8 bit ADC 测得的发射机的估计位置 RMS 误差结果分别如表 3 所示。

表 3 采用比较算法和 8 bit ADC 的模态值的 RMS 误差 (cm)

发射机位置	估计的 RMS 误差	
	比较算法	8 bit ADC
(30,30)	5.74	13.16
(30,90)	12.01	13.10
(30,150)	4.91	8.65
(90,30)	11.49	12.88
(90,90)	2.32	4.26
(90,150)	10.11	12.98
(150,30)	13.98	15.39
(150,90)	12.58	14.52
(150,150)	12.86	16.91

可见,与表2的结果相比,对于两种方案来说,RMS误差都减小了,平均定位精度都在十几厘米量级。

### 3 结论

本文不仅构建了脉冲无线电—超宽带定位系统的实际实现,而且对此创新性地提出了由FPGA板构成的全数字发射机和CMOS实现的时钟相关器,以实现精确测距的脉冲信号产生、定时和同步机制的比较算法。提出了通过OWR-TDOA技术估计发射机的位置;并对提出的定位系统的性能和定位精度进行了实验测试。实验结果表明,提出的定位系统利用基于比较算法的比较器检测超宽带脉冲信号,在 $1.8\text{ m}\times 1.8\text{ m}$ 范围内,估计位置的精度在十几厘米量级,相比于采用传统ADC分辨率的处理系统可以获得更高的定位精度;未来的研究方向将进一步优化本系统在降低成本、功耗和延时方面的性能。

#### 参考文献

- [1] 李斌,傅唯威,王勇.基于周期抽样的超宽带生命探测雷达信号处理方法[J].仪器仪表学报,2010,31(9):1979-1985.
- [2] 南敬昌,韩欣欣,高明明,等.基于DGS的小型化UWB-MIMO天线的设计[J].电子测量与仪器学报,2022,36(5):89-95.
- [3] 徐兰霞,欧青立,崔力.混沌超宽带通信调制方法研究[J].国外电子测量技术,2010,29(1):33-35.
- [4] 张斌飞,靳伍银.基于UWB和IMU紧组合的室内定位导航算法[J].电子测量技术,2022,45(10):67-73.
- [5] 何焯.超宽带定位技术与算法研究[D].南京:南京理工大学,2018.
- [6] CHEHRI A,FORTIER P,TARDIF P M. Time delay estimation for UWB non coherent receiver in indoor environment, from theory to practice[J]. EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking, 2018(1):1-11.
- [7] 尹秋园,余慧敏. TDOA/SDS-TWR联合的超宽带室内测距[J].电子测量技术,2021,44(4):75-79.
- [8] SANTOS E,AZPURUA H,REZECK P,et al. Localization using ultra wideband and IEEE 802. 15. 4 radios with nonlinear Bayesian filters: A comparative study[J]. Journal of Intelligent & Robotic Systems, 2020,99(3):571-587.
- [9] WANG C,WANG Y,MA S L,et al. Ultra-wideband ranging system prototype design and implementation [C]. International Conference in Communications, Signal Processing, and Systems, 2019,463:1848-1855.
- [10] SONG H X,RHEE W G,WANG Z H. A 6-8 GHz multichannel reconfigurable pulse-based transceiver with 3. 5 ns processing latency and 1cm ranging accuracy for secure wireless connectivity[C]. 2020 IEEE Custom Integrated Circuits Conference (CICC), 2020:1-4.
- [11] 易政,郭轩,郑旭强,等.基于40 nm工艺的单比特超宽带ADC[J].固体电子学研究与进展,2020,40(4):275279.
- [12] LEE G H,PARK J W,JANG J Y,et al. An IR-UWB CMOS transceiver for high-data-rate, low-power, and short-range communication[J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2019,54(8):2163-2174.
- [13] VASHISTHA A, LAW C L. A novel E-DTDOA based one-way ranging using UWB-IR with unsynchronized anchors[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2020,17(2):1274-1286.
- [14] ZHANG W J,ZHANG F,ZHANG J X,et al. Study on system recognition method for Newton-Raphson iterations[C]. 2018 International Computers, Signals and Systems Conference(ICOMSSC), 2018:737-742.
- [15] 韩艳伟,唐朝云,刘丽珍.一种低成本的超宽带脉冲发生器设计[J].电子科技,2018,31(7):85-88.
- [16] FATEMEH S. Analysis of plasma monopole antenna using numerical method and an equivalent circuit[J]. IEEE Antennas & Wireless Propagation Letters, 2017(16):1711-1714.

#### 作者简介

姜世超,硕士,讲师,主要研究方向为智慧物联网、人工智能。

E-mail:jiangJSC\_8843@126.com

王新民,博士,教授,主要研究方向为数学模型与方法。

E-mail:17678348558@126.com