

基于无线传感网络和超声波的室内定位系统的设计与实现

漆 军[†], 刘国平

(哈尔滨工业大学 航天学院, 哈尔滨 150001)

摘要: 研究一种基于无线传感网络 (WSN) 和超声波的室内定位系统的设计与实现. 该系统利用超声波在空间飞行的时间和速度, 求出定位节点到各个锚节点的距离; 然后利用三边测量的定位方法求出定位目标节点的坐标. 这种定位系统利用包络检测方法, 通过检测超声波包络的最大值点计算超声波的到达时间. 考虑实际电路系统中存在噪声的情况, 实际检测到的最大值点都会在真实值左右波动, 从而降低了系统的稳定性和精度. 针对该问题, 采用数字锁相放大, 通过仿真和实际应用实验与现有方法进行对比. 对比结果表明, 该方法能有效减少噪声和干扰的影响, 极大地提高系统的定位精度和系统的抗干扰能力, 在不考虑超声波反射的情况下, 距离测量误差能够达到 2 mm, 数据的标准差最大值达到 0.15 mm, 相对于目前研究领域的最高值 0.3 mm, 降低了 50%.

关键词: 无线传感网络; 锚节点; 超声波; 包络检测

中图分类号: TP274

文献标志码: A

Design and implementation of an indoor localization system based on wireless sensor networks and ultrasonic

QI Jun[†], LIU Guo-ping

(School of Astronautics, Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, China)

Abstract: The design and implementation of an indoor location system based on wireless sensor networks (WSN) and ultrasonic are studied. The distance between the locating object and the anchor node is calculated using time of flight (ToF) and velocity of ultrasonic. Then the trilateration localization is applied to compute coordinates. The envelope detection method is used to measure ToF, which treats the highest value point of the envelope signal as the arrival time. Considering the effect of noise in the actual circuit, the measured value will fluctuate at the actual peak, it affects the stability and precision of the system. The digital lock-in amplifying technique is adopted in this paper, the result of experiment and simulation show that this method can reduce the effects of noise and interference, and improve greatly the positioning accuracy and the capacity of anti-jamming compared with the existing methods. Without considering the ultrasonic radiation, the distance measurement error is within 2 mm, and the standard deviation is less than 0.15 mm in the experiments, which is reduced about 50% comparing with the best result achieved currently 0.3 mm.

Keywords: WSN; anchor node; ultrasonic; envelope detection

0 引言

目标定位是当前研究的热点问题之一, 按照使用环境可以分为室外定位和室内定位. 目前, 室外目标定位主要是通过卫星系统来实现, 常见的有美国的全球定位系统 (GPS)、欧洲的伽利略卫星定位系统、俄罗斯的格洛纳斯系统 (GLONASS)、中国的北斗定位系统. 卫星定位系统覆盖范围广, 使用方便, 最高定位精度能够达到 0.15 m^[1].

相比室外环境, 室内通常情况下不能接收到卫星

信号, 因此上文提到的定位系统在室内不能直接使用. 然而, 人类 87% 的活动都是在室内进行的^[2], 对室内目标位置信息需求量更大. 最近几年, 由于大数据和智能空间^[3]的发展, 人们对室内信息的收集更加全面, 而这些信息往往是以位置信息为基础的, 这便促使研究人员开发出更加经济、实用的定位系统. 目前室内定位主要有以下几个研究方向: 1) 基于红外线的室内定位, 例如 ActiveBadge 系统^[4], 它的原理是定位目标发出红外光信号, 服务器根据接收端的信

收稿日期: 2017-04-26; 修回日期: 2017-08-10.

基金项目: 国家自然科学基金项目 (61333003, 61690212).

责任编委: 王光臣.

作者简介: 漆军 (1984—), 男, 博士生, 从事无线传感网络以及室内定位的研究; 刘国平 (1962—), 男, 教授, 博士生导师, 从事网络化控制以及物联网等研究.

[†]通讯作者. E-mail: china19841025@163.com

息,完成数据处理和分析,实现目标定位,目前这方面研究能达到的最高定位精度是 $0.113\text{ m}^{[5]}$;2)基于射频识别(RFID)定位技术,代表这方面研究的是刘云浩等开发的LANDMARC系统^[6],它主要是通过读取RFID信标信息来完成定位,这种技术方案的最新研究精度能够达到毫米级^[7];3)基于超宽带(UWB)技术的室内定位,该方案主要是通过测量定位目标和锚节点的距离来计算位置信息,Ingram等^[8]设计的系统定位精度能够达到毫米级甚至亚毫米级;4)基于无线通信的室内定位,其通信方式主要包括Wi-Fi、蓝牙、ZigBee,这些方式主要是基于接收信号的强度(RSSI),其定位精度很低,只能达到米一级的定位精度^[9-11].

上述几种定位方案中,红外和RSSI由于定位精度太低,应用受到很大限制.基于射频和超宽带,虽然定位精度能达到很高,但它们的硬件系统复杂,导致系统成本高,不利于大规模使用.基于超声波的室内定位,由于超声波在空气中的传播速度远远低于光速和电磁波的速度,相对于上述几种方案,超声波信号更容易处理,它的硬件简单、成本低,而相对于红外和RSSI,超声波定位可以达到更高的定位精度.本文将无线传感网络与超声波结合,实现室内定位,省去了锚节点布线,进一步实现成本节约.另外,由于超声波硬件处理简单,可以把超声波系统集成到智能手机中,Gualda等^[12]作过相关研究,目前智能手机的普及率已非常高,它几乎相当于人的一个新器官,随身携带,可利用这一特点来实现人员的室内定位.

基于超声波的室内定位主要是通过测量超声波在空中的飞行时间来测量距离,其中最重要的是检测和估计超声波信号的到达时间.主要的方法有阈值法检测^[13]和相位检测^[14],这两种方法比较简单,但抗干扰能力和准确度都很差.数字编码检测^[15]采用数字信号处理方法,抗干扰能力强,但算法复杂,不适合用在无线传感网络系统中.就检测精度和复杂度而言,包络检测法是最实用的方法,但这种方法也会受到噪声和干扰的影响,Angrisani等^[16]通过扩展卡尔曼滤波来估计超声波的到达时间,这种方法的稳定性和精度都不够高.本文提出在基于无线传感网络和超声波信号的室内定位系统中,采用数字锁相放大方法检测超声波信号的包络,然后根据包络估计超声波的到达时间,在定位精度和稳定性上都有很大提高.

1 基于超声波的室内定位原理

基于WSN和超声波实现的室内定位系统结构如图1所示,图1中各个锚节点是预先布置的,他们的

坐标位置是已知的.定位目标发出超声波信号,各个锚节点都能接收该信号,然后算出此时定位目标到自己的距离.锚节点将距离值和自己的地址信息发送到服务器,服务器根据接收到的距离信息和锚节点信息就可以算出定位目标的坐标位置,从而实现定位的目的.

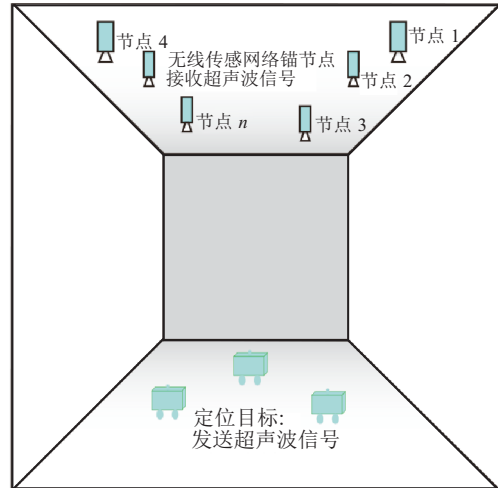


图1 定位系统原理图

1.1 带噪声的包络检测

超声波是一种机械波,通过超声波发生器产生超声波,有一个起振的过程.当驱动信号消失以后,有一个消振的过程,当超声波信号的幅度值达到最大值时,立即断开驱动信号,这样形成的超声波信号具有唯一波峰值,这一过程产生的超声波信号^[17]可以表示为

$$s(t) = A(t) \cdot \cos(2\pi f_c t + \theta_1). \quad (1)$$

其中: f_c 是超声波的频率,本文使用的频率是 40 kHz ; θ_1 是超声波信号的初始相位; $A(t)$ 是包络信号,它的表达式为

$$A(t) = \beta e^{-\alpha(t-\tau)^2}. \quad (2)$$

其中: α 是信号的带宽因子, β 是幅度参数,在包络检测法中,这两个参数可以不作处理; τ 是包络到达波峰的时刻,包络检测法是在超声波信号的接收端提取包络信号,估算 τ 的过程.

1.2 数字锁相放大

通过包络法检测超声波信号的到达时刻,最主要的是检测包络信号的波峰,这个最大值是唯一的,它容易受到干扰,特别是白噪声,它是任何硬件滤波都无法去掉的.考虑白噪声的影响,超声波信号的表达式变为

$$x_s(t) = s(t) + u(t), \quad (3)$$

其中 $u(t)$ 是白噪声. 它的存在导致检测波峰值容易被误判. 当定位目标与锚节点的距离变化时, 锚节点接收到的信号强度会发生变化, 对应的信噪比随之变化, 信噪比越小, 检测包络波峰值越容易出错.

对 $x_s(t)$ 进行采样, 得到离散信号 $x(n)$, 即

$$x(n) = s(nT) + u(nT) = \beta e^{-\alpha(nT-\tau)^2} \cdot \cos(2\pi f_c nT + \theta_1). \quad (4)$$

其中: T 是采样周期, 它满足奈奎斯特采样准则.

定义 $r_{hx}(m)$ 为 $h(n)$ 和 $x(n)$ 的相关函数, 即

$$\begin{aligned} r_{hx}(m) &= \sum_{n=0}^{M-1} h(n) \cdot [s(n+m) + u(n+m)] = \\ &= \sum_{n=0}^{M-1} h(n) \cdot s(n+m) + \sum_{n=0}^{M-1} h(n) \cdot u(n+m) = \\ &= r_{hs}(m) + r_{hu}(m). \end{aligned} \quad (5)$$

其中: $h(n)$ 表示数字信号处理系统的单位冲激响应, 这里是指数字滤波器的单位冲激响应; M 表示 $h(n)$ 序列的总长度; $r_{hs}(m)$ 和 $r_{hu}(m)$ 分别表示 $h(n)$ 与 $s(nT)$ 和 $u(nT)$ 的互相关, $s(nT)$ 、 $u(nT)$ 分别表示为 $s(n)$ 、 $u(n)$.

因为 $u(n)$ 是随机序列, $h(n)$ 是固定的序列, 它们之间无相关性, 即 $r_{hu}(m)$ 的值很小, 当 M 取值足够大时, $r_{hu}(m)$ 可以忽略.

数字锁相放大, 有的系统中也称正交解调^[18], 它首先将输入信号与一组正交的参考信号相乘, 将需要检测的包络信号的频谱搬移到直流附近, 即

$$\begin{aligned} x_i(n) &= (s(nT) + u(nT)) \cdot \cos\left(\frac{1}{2}w_c n + \theta_2\right) = \\ &= A(nT) \cdot \cos\left(\frac{1}{2}w_c n + \theta_1\right) \cdot \cos\left(\frac{1}{2}w_c n + \theta_2\right) + \\ &= u(nT) \cdot \cos\left(\frac{1}{2}w_c n + \theta_2\right) = \\ &= \frac{1}{2}A(nT) \cos(\theta_1 - \theta_2) + \frac{1}{2}A(nT) \cos(w_c n + \\ &= \theta_1 + \theta_2) + u(nT) \cdot \cos\left(\frac{1}{2}w_c n + \theta_2\right), \end{aligned} \quad (6)$$

$$\begin{aligned} x_q(n) &= (s(nT) + u(nT)) \cdot \sin\left(\frac{1}{2}w_c n + \theta_2\right) = \\ &= A(nT) \cdot \cos\left(\frac{1}{2}w_c n + \theta_1\right) \cdot \sin\left(\frac{1}{2}w_c n + \theta_2\right) + \\ &= u(nT) \cdot \sin\left(\frac{1}{2}w_c n + \theta_2\right) = \\ &= \frac{1}{2}A(nT) \sin(\theta_1 - \theta_2) + \frac{1}{2}A(nT) \sin(w_c n + \\ &= \theta_1 + \theta_2) + u(nT) \cdot \sin\left(\frac{1}{2}w_c n + \theta_2\right). \end{aligned} \quad (7)$$

其中: $w_c = 4\pi f_c T$, θ_2 是参考信号的初始相位.

当 $x_i(n)$ 和 $x_q(n)$ 经过数字低通窄带滤波器时, 滤波器的单位冲激响应为 $h(n)$, 则滤波器的输出 $\hat{x}_i(n)$ 和 $\hat{x}_q(n)$ 为

$$\hat{x}_i(n) = \sum_{k=0}^{M-1} h(k) \cdot x_i(n-k), \quad (8)$$

$$\hat{x}_q(n) = \sum_{k=0}^{M-1} h(k) \cdot x_q(n-k), \quad (9)$$

其中 M 是滤波器的长度.

将式(6)和(7)代入(8)和(9), 根据式(5)的结论, 一个固定序列与一个白噪声随机序列做积和运算, 当 M 大于一定数时, 其运算结果很小, 即式(6)和(7)中的第3项可以忽略. 由于 $h(n)$ 是低通滤波器, 其截止频率远远小于 w_c , 第2项会被滤出, 假设数字滤波器对直流信号的增益为1, 这样得到 $\hat{x}_i(n)$ 和 $\hat{x}_q(n)$ 的值为

$$\hat{x}_i(n) = \frac{1}{2}A(nT) \cdot \cos(\theta_1 - \theta_2), \quad (10)$$

$$\hat{x}_q(n) = \frac{1}{2}A(nT) \cdot \sin(\theta_1 - \theta_2). \quad (11)$$

$\hat{x}_i(n)$ 和 $\hat{x}_q(n)$ 经过一定的运算即可得到 $A(nT)$ 的检测值 $\hat{A}(n)$, 即

$$\hat{A}(n) = \sqrt{\hat{x}_i^2(n) + \hat{x}_q^2(n)} = \frac{1}{2}A(nT). \quad (12)$$

序列 $\hat{A}(n)$ ($n \in [0, N-1]$) 就是待检测的包络序列.

1.3 飞行时间测量

要测量超声波的飞行时间, 接收端就必须知道发射端发射超声波的时间, 就需要发送端与接收端时间同步, 也就是无线传感网络节点之间的时间同步. 由于各个节点的晶振之间存在差异和漂移, 要做到各个节点高精度时间同步, 补偿算法十分复杂^[19]. 本文采用专用的时间同步节点来管理时间同步节点周围的锚节点和目标定位节点. 每一个时间同步节点管理它所在区域的锚节点, 当定位目标节点进入该区域内时, 开启该区域内的同步节点, 同步节点定时向区域内广播同步信号. 由于各个节点处理时间同步信号的优先级都是最高, 这里假设各个节点接收同步信号的过程所用的时间是一样的, 同时由于电磁波信号在空气中的传播速度近似于光速, 这里忽略同步节点到各个锚节点和定位节点的距离差, 定位节点开始发射超声波信号, 区域内的锚节点同时开始采集超声波接收传感器发出的信号.

另一方面, 由于超声波的有效传播距离是有限

的,本文限制为10 m,因此所需要的时间不到30 ms,故可以忽略各个锚节点和定位节点在这个时间段内各自计时晶振的漂移.各个无线传感网络节点经过时间同步以后,超声波在空中的飞行时间 t_{tof} 可以由下式求出:

$$t_{\text{tof}} = \frac{n_{\text{max}} + n_x}{f_s}. \quad (13)$$

其中: n_{max} 是 $\hat{A}(n)$ 序列中最大值所对应的序号; f_s 是对超声波电信号的采样频率; n_x 是修正因子,其计算式为

$$n_x = \frac{\hat{A}(n_{\text{max}} - 1) - \hat{A}(n_{\text{max}} + 1)}{2 \cdot [\hat{A}(n_{\text{max}} - 1) - 2\hat{A}(n_{\text{max}}) + \hat{A}(n_{\text{max}} + 1)]}. \quad (14)$$

它是由检测出的最大包络信号信号值以及与其最大包络值上下相邻的两个包络值通过抛物线插值法求出的.通过抛物线插值法可以有效降低测量误差和标准差^[20].

1.4 定位方法

超声波在空气中的传播速度受多种因素的影响,考虑室内的特殊环境,对它影响最大的是室内的温度,可以用下式计算速度值^[21]

$$v = (331.3 + 0.6\phi) \text{ m/s}. \quad (15)$$

其中: ϕ 表示室内的环境温度,单位是 $^{\circ}\text{C}$.

测量出超声波的飞行时间和超声波在空气中的传播速度以后,即可根据速度 v 和 t_{tof} 计算出各个锚节点到目标节点的距离 d ,即

$$d = v \cdot t_{\text{tof}} \quad (16)$$

假设 (x_i, y_i, z_i) 是第 i 个锚节点的3维坐标,则可以得到

$$\begin{aligned} (x - x_1)^2 + (y - y_1)^2 + (z - z_1)^2 &= d_1^2, \\ (x - x_2)^2 + (y - y_2)^2 + (z - z_2)^2 &= d_2^2, \\ (x - x_3)^2 + (y - y_3)^2 + (z - z_3)^2 &= d_3^2, \\ &\vdots \\ (x - x_k)^2 + (y - y_k)^2 + (z - z_k)^2 &= d_k^2. \end{aligned} \quad (17)$$

其中: k 是锚节点的个数, (x, y, z) 是待求定位目标的坐标.

式(17)中从第2个式子开始,左右两边分别减去第1个式子的两边,并整理为矩阵和向量的表达式,即

$$A\vec{x} = \vec{b}. \quad (18)$$

方程(18)中的矩阵和向量分别为

$$A = \begin{bmatrix} 2(x_1 - x_2) & 2(y_1 - y_2) & 2(z_1 - z_2) \\ 2(x_1 - x_3) & 2(y_1 - y_3) & 2(z_1 - z_3) \\ 2(x_1 - x_4) & 2(y_1 - y_4) & 2(z_1 - z_4) \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ 2(x_1 - x_k) & 2(y_1 - y_k) & 2(z_1 - z_k) \end{bmatrix}, \quad (19)$$

$$\vec{x} = [x \ y \ z]^T, \quad (20)$$

$$\vec{b} = \begin{bmatrix} x_1^2 - x_2^2 + y_1^2 - y_2^2 + z_1^2 - z_2^2 + d_2^2 - d_1^2 \\ x_1^2 - x_3^2 + y_1^2 - y_3^2 + z_1^2 - z_3^2 + d_3^2 - d_1^2 \\ x_1^2 - x_4^2 + y_1^2 - y_4^2 + z_1^2 - z_4^2 + d_4^2 - d_1^2 \\ \vdots \\ x_1^2 - x_k^2 + y_1^2 - y_k^2 + z_1^2 - z_k^2 + d_k^2 - d_1^2 \end{bmatrix}. \quad (21)$$

对于方程(18)中 \vec{x} 的求解,可以采用线性最小二乘法^[14-15],即

$$\vec{x} = (A^T \cdot A)^{-1} \cdot (A^T \cdot \vec{b}). \quad (22)$$

2 室内定位系统实现

基于无线传感网络与超声波的室内定位采用嵌入式系统来实现,在硬件上使用基于ARM CortexTM-M4内核的32位高性能微处理器.该处理器硬件上支持单精度浮点数乘法运算,软件上直接采用裸机编程、多中断嵌套,这样可以提高系统的实时性.

2.1 系统硬件

无线传感网络节点在硬件上被设计成核心板的模式,它可以单独作为传感节点布置在室内,采用锂电池供电,可以充电重复使用,整个电路板大小只有90 mm×58 mm,如图2所示.节点模块可以被配置成超声波发射节点,也可以配置为超声波接收模块,配合特定设计的底板还可以用于室内机器人等移动设备的定位和控制.



图2 无线传感网络节点

无线传感网络节点主要由5部分组成,如图3所示.

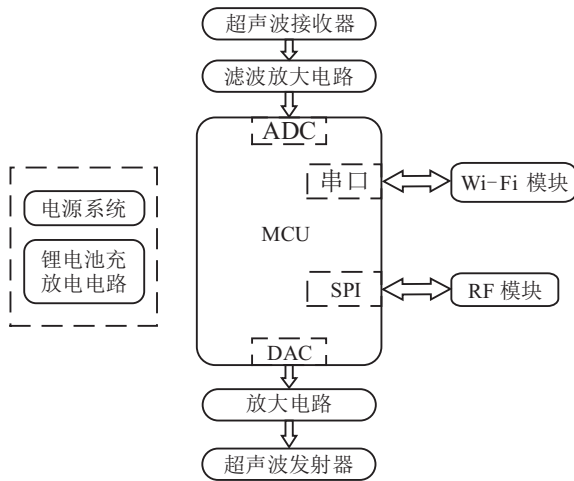


图3 硬件结构

图3中RF模块是在进行超声波飞行时间测量时作时间同步,同步方法在前文已经详细叙述.微处理器通过SPI总线控制RF模块,当它收到同步信号时,模块会通过IO口给微处理器一个中断信号,通知处理器时间同步信号的到达.Wi-Fi模块用来传输数据,当锚节点测到距离以后,需要把数据传输给服务器.通常可以使用PWM信号或者正弦信号去驱动超声波发生器,本文通过微处理器的DAC功能产生正弦信号.对于超声波接收部分,超声波接收器产生的电信号很微弱,因此硬件的第1级是进行放大处理.第2级是二阶多反馈带通滤波器^[4],可以滤出超声波频率之外的干扰信号.经过硬件上的两级处理以后,超声波电信号进入微处理器的ADC通道,系统以满足奈奎斯特采样定理的固定采样率对超声波电信号进行采样,得到 $x(n)$ 序列.

2.2 系统软件

数字锁相放大需要进行大量的浮点数乘法运算,因此对内存需求大,时间复杂度大.本文所选用微处理器的工作频率为72 MHz,硬件上没有外扩RAM,片内RAM只有32 KB,为了在硬件资源十分有限的情况下实现本文算法,这里充分利用了微处理器丰富的DMA通道和中断控制器,以减少主程序的复杂度,提高系统的实时性.

RF模块在硬件上有一个IO口与微处理器的IO口相连.当RF模块收到同步信号以后,会产生一个下降沿信号,该下降沿信号会触发微处理器的外部中断,在软件中将该外部中断的优先级配置为最高.当时间同步信号到来以后,程序会马上进入外部中断服务程序,在中断服务程序中,立即开启DMA通道

和ADC采样,ADC采样的数据通过DMA通道传给内存,不需要占用主程序资源,当DMA传输完所有的采样数据,会产生一个DMA中断信号,在DMA中断服务程序中,完成数字锁相放大运算.整个流程如图4所示.

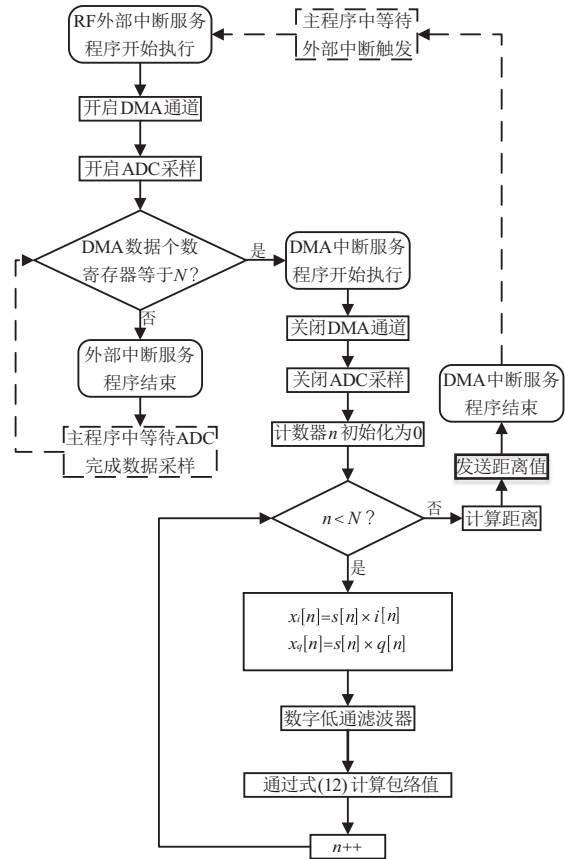


图4 锁相放大流程

图4中的虚线箭头表示中断程序结束以后,程序指针回到主程序中,或者中断信号到达以后,程序指针跳到中断程序. $x_i[n]$ 和 $x_q[n]$ 是连续的数组, $i[n]$ 和 $q[n]$ 是通过查表直接获取的,它存储在Flash中,减少了时间和RAM空间复杂度.

由于超声波的传播距离有限,上文采集的序列也是有限的,进行低通滤波器设计时,本文采用基于汉宁(Hanning)窗函数的FIR低通滤波器^[22].设计滤波器时截止频率越小,阻止过渡带宽越窄,滤波效果越好,但会造成滤波器单位冲激响应序列过长,增加计算量和算法的时间复杂度,同时造成检测的包络信号滞后严重,因此这是一对矛盾过程.本文结合工程实际,采用折中的办法,带通边缘频率 w_p 取0.0628,阻带起始频率 w_s 取0.1571.

3 实验验证

为了验证前面所提出的方法,本文进行仿真和应用实验,从理论和实际应用中验证方法的有效性.

3.1 仿真实验

仿真中,通过式(4)产生带噪声的超声波信号序列,其中带噪声的包络信号如图5所示,图6是通过数字锁相放大得到的一组正交包络信号,图7是最终检测出来的包络信号,通过比较图5与图7可以看出,图7的幅度值变为图5的1/2,但是它们的波形是一样的,这说明数字锁相放大对包络信号的检测是有效的,同时图7相对图5要光滑很多,说明数字锁相放大能够有效滤出噪声.另外一方面,比较图5和图7可以发现,检测出来的包络信号有一定的延时,这是由数字低通滤波造成的,滤波器的参数是不变的,这种延时也是固定的,在实际室内定位系统中,减去这种延时即可,不影响它在定位系统中的使用.

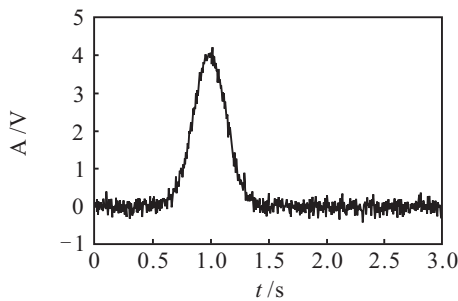


图5 带噪声的包络信号

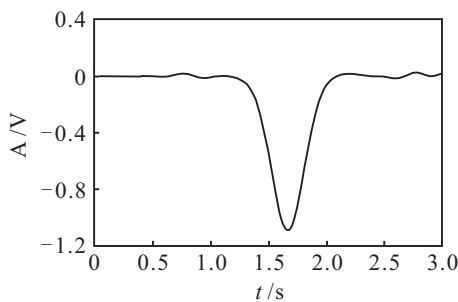
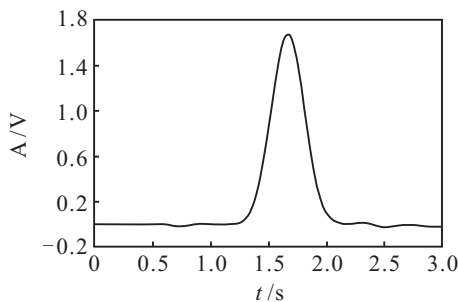


图6 数字锁相放大后的正交包络信号

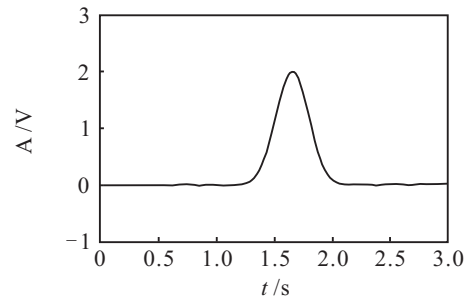


图7 最终检测到的包络信号

3.2 应用实验

在实际应用的实验中,进行两方面的实验:一是测距实验,验证测量距离值的准确性和稳定性;二是对作圆周运动的机器人进行定位实验.

距离测量是定位系统最核心的部分,本文测量距离的场所是一块空旷的地方,用于测量距离的两个节点处于相同的高度,其中一个用于发射超声波信号,另一个用于接收.两个节点上的超声波传感器彼此正对着,超声波传播的正前方没有障碍物,这样就避免了超声波反射对系统造成的影响.两个节点之间的距离事先已经测量好,每一组数据测量500次,然后统计出它们的算数平均值 \bar{X} ,绝对误差 $|E|$ 、标准差VAR,由于真实值具有测量误差,这里最大绝对误差的定义为

$$|E|_{\max} = \frac{1}{2}(v_{\max} - v_{\min}), \quad (23)$$

其中 v_{\max} 和 v_{\min} 分别为测量的最大值和最小值.

整个实验共进行8组距离测量,所测量的距离值由1400 mm到2800 mm,实验的数据分析结果如表1所示.从表1中统计数据可以看出,测量数据的标准差最大值为0.15 mm,相对于目前研究领域中最高的0.3 mm^[14],降低了约50%.

为了验证前文的定位系统对移动目标的定位,本文设计了对移动机器人的定位实验.机器人开环作不同半径的圆周运动,机器人系统上的节点发出超声波,定位系统跟踪机器人的轨迹.实验中布置4个锚节点,同时保证所有锚节点有大于直径1 m的公共圆形覆盖区域.

表1 距离测定值统计表

统计量	距离/mm							
	1400	1600	1800	2000	2200	2400	2600	2800
\bar{X}	1401.57	1601.45	1801.24	2001.43	2200.12	2401.38	2601.28	2801.47
$ E $	0.995	1.08	0.965	0.76	1.11	0.83	1.06	1.28
VAR	0.15	0.094	0.104	0.056	0.096	0.078	0.122	0.154

为了确定超声波定位系统对移动机器人的定位精度, 本文采用第3方商用视觉定位系统 Vicon (www.vicon.com) 作为参考定位系统. Vicon 系统的定位精度在 1 mm 以内, 将 Vicon 的定位轨迹作为机器人的真实轨迹, 同时在锚节点上的超声波传感器周围放置对称的标记球, 通过 Vicon 系统定位算出锚节点的坐标位置, 4 个锚节点的坐标位置中第 1 个是 (1 232.152 4, 2 307.781 4, 1 393.818 3), 第 2 个锚节点位置坐标是 (1 608.779 7, 1 376.614 8, 1 638.603 7), 第 3 个坐标位置是 (-451.710 5, 479.939 6, 1 511.789 6), 第 4 个是 (-842.993 7, 2 001.446 9, 1 508.859 7). 通过式 (19) 和锚节点的坐标可以求出方程 (18) 中的矩阵 **A**, 即

$$A = \begin{bmatrix} -7.5325 & 1862.3332 & -4.8957 \\ 3367.7258 & 3655.6836 & -2359.4260 \\ 4150.2922 & 612.6690 & -2.300828 \end{bmatrix}. \quad (24)$$

各个锚节点完成测距以后, 将距离值通过无线网络传递到服务器, 服务器根据式 (21) 计算出向量 \vec{b} , 然后根据式 (22) 解出此时移动机器人的坐标. 定位应用实验共测试了 4 组不同半径圆周运动轨迹, 如图 8~图 11 所示.

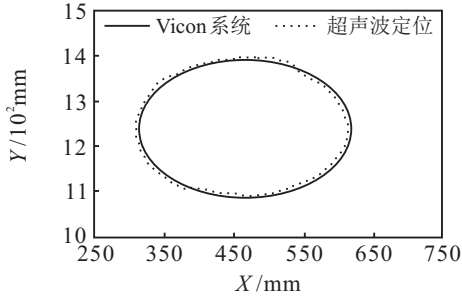


图 8 定位轨迹 1

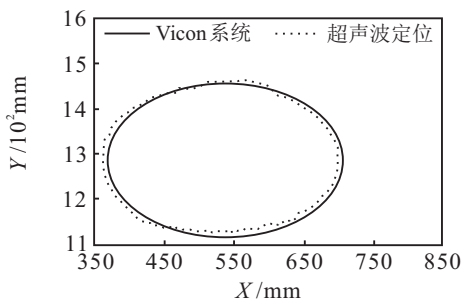


图 9 定位轨迹 2

从图 8~图 11 中可以看出, 定位系统能够跟踪定位出移动机器人的运动轨迹, 与参考定位系统比较, 最大定位误差小于 12 mm. 对比图中 4 组定位轨迹, 误差较大的地方主要出现在圆周的左边和右边, 是由于该区域处于超声波覆盖的边缘部分, 这里发出的超声波信号到达部分锚节点时, 已经变得微弱, 影响了测量精度.

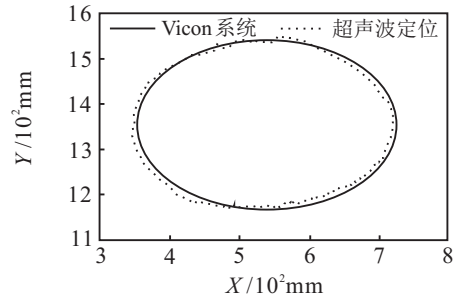


图 10 定位轨迹 3

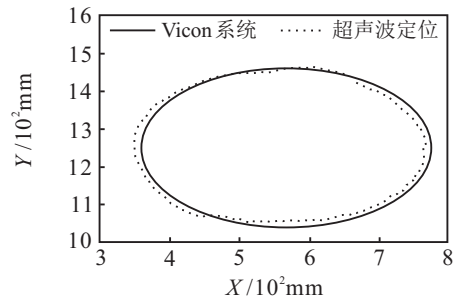


图 11 定位轨迹 4

4 结 论

本文分析了目前室内定位技术的现状、各种技术的优劣势. 针对超声波定位系统, 将数字锁相放大应用于基于无线传感网络和超声波的室内定位系统中. 分析了数字锁相放大的原理, 解决了由噪声干扰引起的测量结果不准确、测量数据波动大的问题. 为了提高超声波发送节点和接收节点时间同步的精度, 改进了一种时间同步方法. 最后设计出基于无线传感网络和超声波的室内定位系统, 就应用结果而言, 相对于该领域现阶段的研究状况, 测量精度和数据的稳定性都有很大的提高.

参考文献(References)

- [1] Nickitopoulou A, Protopsalti K, Stiros S. Monitoring dynamic and quasi-static deformations of large flexible engineering structures with GPS: Accuracy, limitations and promises[J]. Engineering Structures, 2006, 28(10): 1471-1482.
- [2] Klepeis N E, Nelson W C, Ott W R, et al. The national human activity pattern survey(NHAPS): A resource for assessing exposure to environmental pollutants[J]. J of Exposure Science and Environmental Epidemiology, 2001, 11(3): 231-252.
- [3] Korzun D G, Galov I V, Lomov A A. Smart space deployment in wireless and mobile settings of the Internet of Things[C]. The 3rd Int Symposium on Wireless Systems within the Conf on Intelligent Data Acquisition and Advanced Computing Systems. Offenburg: IEEE, 2016: 86-91.
- [4] Want R, Hopper A, Falcao V, et al. The active badge

- location system[J]. *ACM Trans on Information Systems*, 1992, 10(1): 91-102.
- [5] Li Y, Li D, Cheng Y, et al. Demonstration abstract: A novel human tracking and localization system based on pyroelectric infrared sensors[C]. *The ACM/IEEE Int Conf on Information Processing in Sensor Networks*. Vienna: IEEE, 2016: 1-2.
- [6] Ni L M, Liu Y, Lau Y C, et al. LANDMARC: indoor location sensing using active RFID[J]. *Wireless Networks*, 2004, 10(6): 701-710.
- [7] Yang L, Chen Y, Li X Y, et al. Tagoram: Real-time tracking of mobile RFID tags to high precision using COTS devices[C]. *Proc of the 20th Annual Int Conf on Mobile Computing and Networking*. Maui: ACM, 2014: 237-248.
- [8] Ingram S J, Harmer D, Quinlan M. Ultrawideband indoor positioning systems and their use in emergencies[C]. *Position Location and Navigation Symposium*. Monterey: IEEE, 2004: 706-715.
- [9] Jekabsons G, Kairish V, Zuravlyov V. An analysis of Wi-Fi based indoor positioning accuracy[J]. *Computer Sciences*, 2011, 44(1): 131-137.
- [10] Alhmiedat T A, Yang S H. A ZigBee-based mobile tracking system through wireless sensor networks[J]. *Int J of Advanced Mechatronic Systems*, 2008, 1(1): 63-70.
- [11] Bruno R, Delmastro F. Design and analysis of a bluetooth-based indoor localization system[C]. *IFIP Int Conf on Personal Wireless Communications*. Heidelberg: Springer, 2003: 711-725.
- [12] Gualda D, Perez M C, Urena J, et al. Ultrasonic LPS adaptation for smartphones[C]. *2013 Int Conf on Indoor Positioning and Indoor Navigation*. Montbeliard-Belfort: IEEE, 2013: 1-8.
- [13] Jackson J C, Summan R, Dobie G I, et al. Time-of-flight easurement techniques for airborne ultrasonic ranging[J]. *IEEE Trans on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 2013, 60(2): 343-355.
- [14] Medina C, Segura J C, De la Torre A. Ultrasound indoor positioning system based on a low-power wireless sensor network providing sub-centimeter accuracy[J]. *Sensors*, 2013, 13(3): 3501-3526.
- [15] Ureña J, Hernández A, Jiménez A, et al. Advanced sensorial system for an acoustic LPS[J]. *Microprocessors and Microsystems*, 2007, 31(6): 393-401.
- [16] Angrisani L, Baccigalupi A, Moriello R S L. A measurement method based on Kalman filtering for ultrasonic time-of-flight estimation[J]. *IEEE Trans on Instrumentation and Measurement*, 2006, 55(2): 442-448.
- [17] Demirli R, Saniie J. Model-based estimation of ultrasonic echoes. Part I: Analysis and algorithms[J]. *IEEE Trans on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 2001, 48(3): 787-802.
- [18] Angrisani L, Moriello R S L. Estimating ultrasonic time-of-flight through quadrature demodulation[J]. *IEEE Trans on Instrumentation and Measurement*, 2006, 55(1): 54-62.
- [19] Medina C, Segura J C, de la Torre A. Accurate time synchronization of ultrasonic TOF measurements in IEEE 802.15. 4 based wireless sensor networks[J]. *Ad Hoc Networks*, 2013, 11(1): 442-452.
- [20] Gueuning F E, Varlan M, Eugne C E, et al. Accurate distance measurement by an autonomous ultrasonic system combining time-of-flight and phase-shift methods[J]. *IEEE Trans on Instrumentation and Measurement*, 1997, 46(6): 1236-1240.
- [21] Khyam M O, Ge S S, Li X, et al. Highly accurate time-of-flight measurement technique based on phase-correlation for ultrasonic ranging[J]. *IEEE Sensors J*, 2017, 17(2): 434-443.
- [22] Datar S, Jain A. Application of convolved hanning window in designing filterbanks with reduced aliasing error[C]. *2015 IEEE Int Conf on Signal and Image Processing Applications*. Kuala Lumpur: IEEE, 2015: 22-26.

(责任编辑: 闫妍)