

文章编号:1004-9037(2013)06-0300-04

超宽带室内定位关键技术

张令文¹ 杨 刚²

(1. 北京交通大学宽带无线移动通信研究所,北京,100044; 2. 中国传媒大学信息工程学院,北京,100024)

摘要:超宽带信号的高时间分辨率特性非常适合用于室内场景下的精确定位。本文回顾了超宽带系统位置估计问题,首先介绍了超宽带(Ultra wideband, UWB)定位系统的特点,然后给出了定位基本原理,指出了超宽带定位系统设计中面临的两个重要挑战,分别是超宽带信号采样问题和到达时间参数估计问题,应用压缩感知理论解决这些问题并给出了最新研究成果,最后描述了一种精密实时的 UWB 商用定位系统。

关键词:室内定位;测距;到达时间;超宽带

中图分类号:TN929.53 **文献标志码:**A

Ultra-Wide-Band Based Indoor Positioning Technologies

Zhang Lingwen¹, Yang Gang²

(1. Institute of Broadband Wireless Mobile Communication, Beijing Jiaotong University, Beijing, 100044, China;

2. School of Information Engineering, Communication University of China, Beijing, 100024, China)

Abstract: The high time resolution of ultra-wide-band (UWB) signals facilitates precise position estimation in indoor scenarios. This paper reviews the problem of position estimation in UWB systems, beginning with an overview of the characteristics of the UWB positioning system. This overview is followed by the fundamentals of positioning. Two key challenges are issued and they which are the problem of UWB signal sampling and the problem of time of arrival (TOA) estimation. Compressive Sensing theory is applied to solve these problems and research results are given. Finally, a real-time precise location system for business is described.

Key words: indoor localization; ranging; time-of-arrival (TOA); ultra-wide-band (UWB)

引 言

近年来,室内定位技术和基于位置的应用成为了研究热点,室内定位在商业、公共安全和军事上都有广泛应用。虽然 GPS 和 E911 也可以提供定位服务,但是由于 GPS 定位信号无法穿透建筑物,它们不能提供精确的室内定位,要寻找一种新的定位技术来弥补其不足,实现两种定位方法相结合的无缝精确定位。UWB 技术由于功耗低、抗多径效果好、安全性高、系统复杂度低、能提供精确定位精度等优点,在众多无线定位技术中脱颖而出,成为候选技术之一^[1-2]。

1 UWB 定位技术

超宽带(Ultra wideBand, UWB)技术是一项短距离大带宽的无线电技术,最早应用在军事上,由于其突出的性能优势也非常适合于民用的各个领域,因此近年 UWB 系统的定格外重视。UWB 系统的定称:美国联邦通讯委员会于中心频率的 20%或 10 d Hz。(Federal Communications Commission, FCC)把无线资源中无牌照的 3.1 GHz 至 10.6 GHz 分配给室内 UWB 无线通信系统使用(如图 1 所示)。

超宽带技术是基于极窄脉冲的无线电技术。超宽带探测与传统的探测系统相比较,无论是工作机理还是技术实现都有极大的区别。实际上,超宽

基金项目:国家自然科学基金青年项目(2011JBM017)资助项目。

收稿日期:2013-10-19;修订日期:2013-12-19

改为:国家自然科学基金项目
(No.61101237)

方法研究(61101237);基本科研业务费

删除此项目

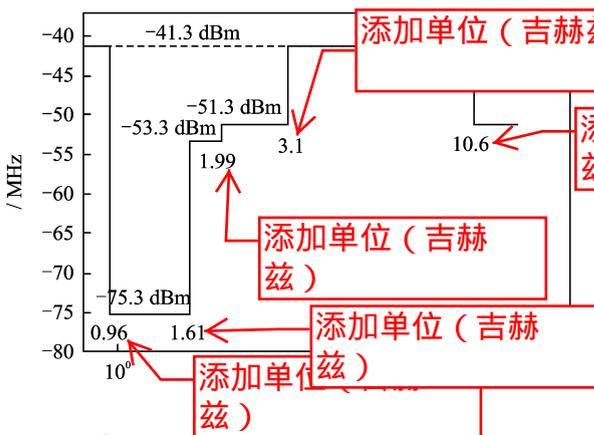


图 1 FCC 针对室内频率资源分配图

修改图见word文档

带系统是产生、发射、接收、处理极窄脉冲信号的无线电系统。超宽带系统中发射的脉冲一般是脉宽小于 1 ns 的高斯脉冲,这种窄脉冲具有非常宽的频谱。随着相关电子技术的发展,宽度在 0.2 ns 以下的窄脉冲产生器已经研究成功,这种窄脉冲的相对带宽接近甚至大于 200%。与传统的无线电探测系统相比较,在超宽带探测系统中不需要载频,能够直接用产生的窄脉冲去激励天线、辐射电磁波来进行目标的探测。

1.1 UWB 定位系统的特点

探测设备对目标的识别能力取决于其距离分辨率和角度分辨率(方位角和仰角),而距离分辨率又正比于发射脉冲的时域有效带宽。UWB 信号具有上 GHz 的带宽、显著小于微秒量级的时间宽度,因此距离分辨率极高,可以达到厘米量级^[1-2]。实际系统中,通过测量得到 UWB 信号到达时间(Time of arrival, TOA)与已知信号传播速度(光速)相乘,从而得到距离测量值。TOA 估计值的(Cramer-Rao bound, CRB)^[3-5]下界推导如下。

DS-UWB 系统下的发射信号可表达为

$$s(t) = \sum_i b_i \sum_{j=1}^N c_j p(t - iT_s - (j-1)T_c) \quad (1)$$

式中: T_c 为码片速率, T_s 为符号速率, $T_s = N \cdot T_c$ 。 $b_i \in \{0, 1\}$ 是第 i 个发送符号, $c_j \in \{0, 1\}$ 是给不同用户分配的扩频码字,用于多址接入。当信号经过信道,接收到的信号可以表达为

$$r(t) = s(t; \tau) + w(t) \quad (2)$$

式中: $s(t; \tau)$ 表示传播时延的函数, $w(t)$ 表示加性高斯噪声。

对式(2)中的信号进行采样,得到离散数学模型

$$r_n = s_n(\tau) + w_n \quad (3)$$

在时延 τ 条件下的联合概率密度为

$$p(r) = (2\pi\sigma^2)^{-\frac{N}{2}} \exp\left(-\frac{1}{2\sigma^2} \sum_{n=1}^N (r_n - s_n(\tau))^2\right) \quad (4)$$

数, σ^2 为 r_n 的方差。

为了获得式(4)连续的概率密度

$$p(r | \tau) = \lim_{N \rightarrow +\infty} p(r_n | \tau) = (2\pi\sigma^2)^{-\frac{1}{2}} \exp\left(-\frac{1}{2\sigma^2} \int_0^T (r(t) - s(t; \tau))^2 dt\right) \quad (5)$$

对上式取对数

$$\ln p = \ln(2\pi\sigma^2)^{-\frac{1}{2}} - \frac{1}{2\sigma^2} \int_0^T (r(t) - s(t; \tau))^2 dt \quad (6)$$

对式(6)两次求导

$$\frac{\partial^2 \ln p}{\partial \tau^2} = \frac{1}{\sigma^2} \left(\int_0^T s''(t; \tau) (r(t) - s(t; \tau)) dt + \int_0^T - (s'(t; \tau))^2 dt \right) \quad (7)$$

对式(7)取平均

$$E\left(\frac{\partial^2 \ln p}{\partial \tau^2}\right) = -\frac{1}{\sigma^2} \int_0^T (s'(t; \tau))^2 dt \quad (8)$$

最终得到 TOA 的最小均方估计误差的下界是

$$\sigma_i^2 = -\frac{1}{E\left(\frac{\partial^2 \ln p}{\partial \tau^2}\right)} = \frac{\sigma^2}{\int_0^T (s'(t; \tau))^2 dt} = \frac{\sigma^2}{\int_0^T s^2(t; \tau) dt} \cdot \frac{\int_0^T s^2(t; \tau) dt}{\int_0^T (s'(t; \tau))^2 dt} = \left(\frac{E}{N}\right)^{-1} \cdot \beta^2 \quad (9)$$

其中

$$\beta^2 = \frac{\int_0^T s^2(f; \tau) df}{\int_0^T (s'(f; \tau))^2 df} \gg 1$$

$$\frac{\int_0^T s^2(f; \tau) df}{\int_0^T (s'(f; \tau))^2 df} = \frac{1}{\int_0^T f^2 df}$$

当 $f = kS(f; \tau)$ 时,等式成立。 k 为常数。 E/N 代表信噪比。 $S(f)$ 为发射信号的傅里叶变换。通过式(9)可以看出,信号带宽越大,TOA 估计越准确。所以 UWB 信号可以得到非常精确的 TOA 估计。

超宽带室内定位系统在探测过程中发射的是窄脉冲串,但脉冲间的时间间隔不是固定不变的,而是按照特定规律进行伪随机跳变。在调制前,对于单个窄脉冲,把很小的功率分配在极宽的频谱范围内,窄脉冲串的功率谱密度达到非常小的量级。脉冲间隔被伪随机调制后,脉冲串的频谱更显示出

类似噪声的特性。离很近、分配到相同频点的标识可能会接收到其他设备的同频信号,从而出现系统紊乱或错误定位。所以定位系统必须为每个标识都分配专门的工作频点,这~~是~~**改为: Angle of Arrival, AOA**资源的一种浪费。对超宽带~~系统~~**改为: Time Difference of Arrival, TDOA**信扰比门限,平均发射功率很低,如工作范围在几十米以内,所需功率仅需几十到几百微瓦。由于功率谱密度极低,甚至低于环境噪声以下,所以信号不会对其他系统产生不良的干扰,可以与之共享频带,实现共存,最大限度地利用稀缺的频谱资源也是超宽带技术可以没有限制地被用在有遮挡的室内定位领域的一个很重要的原因。

前面所述的伪随机时间间隔调制表达式是对单个用户而言;对于多用户,超宽带系统可以对不同的用户分配不同的伪随机编码,根据不同编码进行脉冲位置调制。类似于无线通信中的多址通信方式。这样在相关接收端,每个用户只能从回波信号中提取按照自身编码调制过的发射信号,其他标识发射回波即使被天线接收也会自动滤除。因此标识能够同时使用同种定位设备,可以互不干扰地共享无线资源。

在封闭环境中,电磁空间环境非常复杂,再加上墙壁等障碍物,接收设备接收到的标识信号必然包含了各种干扰。试验数据表明,复杂环境中多径时延常为纳秒级,当前的相对窄带无线电系统无法对如此小的时延进行分辨。超宽带系统采用纳秒级的离散窄脉冲进行探测,经多径反射的延时信号与直达信号在时间上可以分离,能够很好地分离出干扰信号,提取出有用信息,具有强抗多径衰落能力。除上述特点外,超宽带室内定位系统还有很多其他优点,如无中频电路、结构相对简化、硬件易实现、功耗低等。

1.2 UWB 定位系统的定位原理

虽然对于不同的无线电定位系统,根据测量参数的不同,实现定位的方法与技术各异,但从原理上来讲,它们均是首先对无线电信号的一个或几个电参量(振幅、频率、相位、传播时间)进行测量,然后根据电波的传播特性把测量的电参量转换为距离、距离差及到达角,并依据距离、距离差与到达角参量画出相应位置线;最后采用几条位置线相交来得到目标的位置。由于距离参量对应的置线为圆,距离差参量对应的位置线为双曲线,到达角对应的位置线为直线。因此,从基本原理上讲,无线电定位系统按定位中采用的位置线不同可分为圆位置

线定位(亦称为测距定位或波达时间(TOA)定位、双曲线位置线定位(亦称为测距差定位或波达时间差(TDOA)定位)**改为: Time Difference of Arrival, TDOA**定位系统(如图 2 所示):

(1)通过接收的信号,利用不同算法来估计 TOA, AOA, RSS 等定位测量值。具体需要估计哪个参数由第 2 部分定位算法决定。TOA, AOA, RSS 估计值的准确性关系到整个定位系统的最终性能,所以是很重要的组成部分。通常来说,基于时间的测量值中, TDOA 是最有发展潜力的^[9-11]。但是,要针对不同的场景和不同的假设,选择最合适的测量值。除了关注测量值的准确性外,有些因素,比如硬件的大小,代价和能耗都需要考虑。

(2)定位算法的设计。这部分是一个定位系统的核心部分。它决定了需要测量的信息,以及如何利用这些信息来构造含有待求位置的数学模型。目前存在着很多不同的算法,这些算法或者定位精度不同,或者参考点数目不同。有的是基于 GPS 协助算法。有的是基于移动参考点的算法^[12]。算法的设计取决于可采用的资源,场景,应用和精确度。

(3)第三部分是位置坐标的计算算法。当第二部分的数学模型建立后,研究如何能够通过有效的,实时的,计算量小,精度高的计算方法,求得最终的坐标。目前存在着很多计算方法,其中包括指纹算法,它是根据不同位置下的信号特性,建立数据库,然后将测量值与数据库中的数据进行比较^[13]。由于需要建立数据库,所以复杂度是一个问题,而且,有时不能及时更改数据库信息,导致定位不准确。最常用的计算方法是数学最优化方法^[14]。

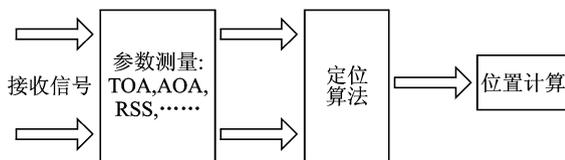


图 2 定位系统的组成结构图

这 3 部分组成了一个定位系统。一个定位系统的最终性能,取决于以上每一部分的性能。每一部分有其自身的目标和解决方法。需要单独分析每部分性能的优化算法,从而达到整个定位系统的

改进。

1.3 UWB 定位系统面临的挑战

1.3.1 基于压缩感知的 UWB 采样技术

超宽带信号非常适于定位,它独特的时间捕捉能力可以提供精确的到达时估计。但是,在 UWB 信号处理过程中,高的采样速率导致复杂的信号处理和昂贵的硬件代价,成为应用 UWB 信号的一个技术难题。为了解决超宽带信号采样问题,许多解决方法被提出。总体可分为两类,第一类,也是最直接的办法是,把整个频带划分为许多子带,利用多个平行结构的 A/D 转化器来采样。例如文献 [15] 提出的基于时频变换技术(或基于频带分割和多通道综合脉压方法),通过模拟滤波器组对信号进行频带分割,在每个子带上用相对低速的 A/D 进行采样,做子带脉冲压缩,最后进行子带脉压插值和多通道综合。但是上述方法存在着一些问题,例如不同子带合并,处理速度的实时性和电路复杂度等。第二类,利用了模拟非线性信号压缩技术,例如对数压缩,使得模拟信号的动态范围在数字化之前被压缩^[16]。此类方法的不利之处是由非线性压缩带来的信号扭曲无法完全恢复。非线性变形会带来严重的信噪比的降低,对于功率低的信号,例如 UWB,可能会使 UWB 信号淹没在噪声当中,无法恢复。

分析了以上两类方法之后,得出这两类方法的共同特点:

(1)都是基于 Nyquist 采样定理,采样率很高。

(2)在采样前,都需要预处理过程,或者自带分割,或者信号波形压缩,使得采样过程复杂,无法一次完成。

近几年信号处理的热点理论——压缩感知理论(Compressive sensing, CS)的出现,为 UWB 信号采样开辟了新道路。CS 理论突破了 Nyquist 定理的局限,它指出:信号的采样点并非一定是原信号的样本值,可以用更加随机的笼统的测量值来取代样本值^[17-18]。

CS 理论得知:信号可以从低于 Nyquist 采样率的测量值中得以恢复。从图 3 可以看出,原来 N 个样本点的信号 $x_{N \times 1}$ 经过 CS 处理变为了 M 个测量值 $y_{M \times 1}$, $M \leq N$ 。CS 证明了 N 个样点的信号可以从 M 个测量值的信号中恢复。



图 3 CS 处理示意图

为了说明 CS 原理,首先考虑一个实数域的离散时间信号 x 是 \mathbf{R}^N 空间中的一个 $N \times 1$ 维向量,由 $x[n], n=1, 2, \dots, N$ 组成。 x 可以由 \mathbf{R}^N 空间中,相互正交的 N 个基向量表示。设正交空间向量 $\Psi = [\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_N]$, 信号可以表达为

$$x = \Psi \alpha \quad (10)$$

式中: $\alpha = [\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_N]$ 是 $N \times 1$ 维向量,表示信号在各个基向量上的权重系数。 x 和 α 是等价的信号表达,一个是在时域,一个在 Ψ 域。

CS 的实现,分两步完成。第 1 步,是“compressive”。首先要找到信号的一个域,使得信号在该域上的权重系数是稀疏的或者可压缩的。如果 x 是由一个域上 K 的权重的线性组合来表达,而 $K \leq N$,也就是说只有 K 个 α_i 不为零,其他 $N-K$ 个 α_i 为零(或者很小),就说 x 在该域上是稀疏的(或可压缩的)。

定义向量的零范数是向量中不为零的个数,则上述可表达为 $\|\alpha\|_0 = K$ 。

第 2 步,是“sensing”。找到一个矩阵 Φ ,使得

$$y = \Phi x = \Phi \Psi \alpha = \Theta \alpha \quad (11)$$

式中: $\alpha_{N \times 1}, \Psi_{N \times N}, \Phi_{M \times N}, \Theta_{M \times N} = \Phi \Psi, y_{M \times 1}$ 。压缩感知的示意图如图 4 所示。

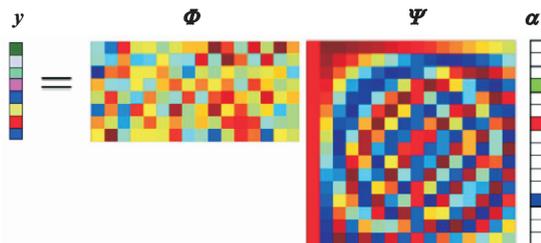


图 4 CS 信号采样示意图

Φ 需要满足两个条件:

(1) $K < M \leq N$

(2)充分必要条件是,对于任意一个与 α 拥有相同 K 个不为零的分量的向量 v ,有

$$1 - \epsilon \leq \frac{\|\Theta v\|_2}{\|v\|_2} \leq 1 + \epsilon \quad \forall \epsilon > 0 \quad (12)$$

成立。此条件称为(Res添加:约束等距性 y, RIP)^[16]。

当 y 值已知,如何恢复出 x 是接下来要解决的问题。换言之,如何从无穷个解当中,找到唯一的解(如图 5)。解决办法是 1 范数求解法

$$\bar{\alpha} = \arg \min \|\alpha'\|_1, \quad \Theta \alpha' = y \quad (13)$$

式(13)是一个凸面最优化,可以方便地变为线性问题求解,计算量为 $O(N^3)$ 。

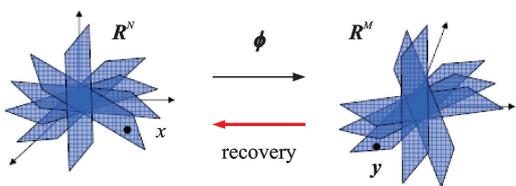


图 5 CS 信号恢复示意图

M 的底线为 $M \geq cK \log(N/K)$, c 为一个常数。

由于 UWB 信号在时域上稀疏,所以首先选择 Ψ 是时域脉冲空间。其中每个正交向量示为 $\varphi_k(t) = \delta(t-k)$ 。选择 Φ 为高斯随机矩阵。经过 CS 采样后的信号可以表达为

$$y = \Phi x + n = \Phi \Psi x + n = \Theta x + n \quad (14)$$

为了不失一般性,在采样过程中添加了高斯噪声 n,并且 $E[nn^H] = \epsilon$ 。

改为:满足条件

信号的恢复算法为

$$\bar{x} = \arg \min \|x'\|_1 \text{ subject to } \|y - \Theta x\|_2 \leq \epsilon \quad (15)$$

图 6 显示了本方法下恢复的信号,可以看出基本恢复了原信号,而且采样率只是 Nyquist 采样率的 20%。

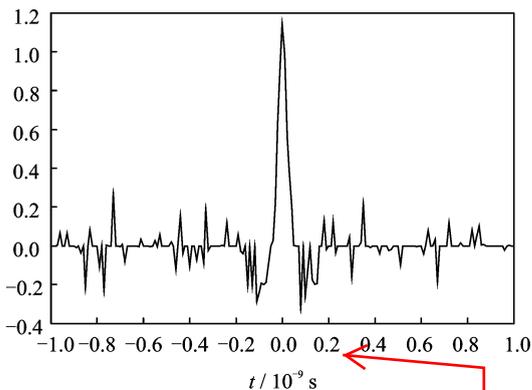


图 6 在 20% Nyquist 采样率下恢复的信号

修改图见word文档

1.3.2 TOA 参数估计技术

在室内环境下,由于墙壁、天花板或其他物体,导致视距传播路径很弱或者不存在。在这种情况下,将导致严重的 TOA 误差,因此需要研究高分辨率的 TOA 估计算法。

TOA 估计可以通过以下 2 种方法实现:

- (1) 相关检测法。
- (2) 谱估计法。

相关检测法是在接收端进行相关检测,第一个相关检测的峰值就认为是 TOA 估计。谱估计法

例如 MUSIC 算法和 IMUSIC 算法^[19]。MUSIC 算法原理是进行多重信号分类 (Multiple Signal Classification, MUSIC) 算法原理,对接收矩阵的协方差矩阵进行特征分解,得到信号子空间和噪声子空间。

假设接收到的信号表示为

$$y(t) = \sum_{l=1}^L \alpha_l e^{j(\omega_l t + \tau_l)} + w(t) \quad (16)$$

式中 α_l 表示多径数目, $\alpha_l = |\alpha_l| e^{j\tau_l}$ 表示路径的幅度、相位和时延。按照时延到达的先后,按照升的顺序排列,所以 τ_1 认为是待估计的视距传播下的 TOA 估计。 $w(t)$ 为高斯分布的噪声,假设其方差为 σ_w^2 。

对 $y(t)$ 进行快拍取样,得到 $K \times 1$ 维向量,上式的矩阵表达式为

$$Y_i = [y(t_1) \quad y(t_2) \quad \dots \quad y(t_K)]^T = S_i(\tau)A + W_i \quad (17)$$

其中, T 表示转置,其他参数定义如下

$$\tau = [\tau_1, \dots, \tau_L]^T \quad A = [\alpha_1, \dots, \alpha_L]^T \quad S_i(\tau) = [S_i(\tau_1), \dots, S_i(\tau_L)]$$

$$S_i(\tau) = [s(t_1 - \tau), \dots, s(t_K - \tau)]^T \quad W_i = [w(t_1), \dots, w(t_K)]^T$$

接收信号的协方差矩阵是

$$R_{YY} = E[Y_i Y_i^H] = E[S_i(\tau) A A^H S_i(\tau)^H] + E[W_i W_i^H] = S E[A A^H] S^H + \sigma_w^2 I = S P S^H + \sigma_w^2 I \quad (18)$$

式中: H 表示共轭转置, SPS^H 表示发送信号的相关矩阵, $E[WW^H] = \sigma_w^2 I$ 表示噪声的协方差矩阵。

为了进一步提高 TOA 估计分辨率,提出了一种基于压缩感知理论的超级分辨率模型 (Super-resolution model, SRM) 算法。

观察式(17)的接收信号模型,它的基本概念是通过其他观察量来估计时延向量 τ 。SRM 的主要思想是把对时延向量 τ 的估计转化为对向量 $A = [\alpha_1, \dots, \alpha_L]^T$ 的估计。由于 τ 和 $A = [\alpha_1, \dots, \alpha_L]^T$ 是一一对应的,所以得到 $A = [\alpha_1, \dots, \alpha_L]^T$ 的估计就意味着得到了 τ 的估计。

首先,构造一个已知的 τ 向量 $\tau = \{\tau_1, \dots, \tau_T\}$, 需要满足以下条件

(1) 其中 $\{\tau_1, \dots, \tau_T\}$ 所包含的时延数目 T 要远远大于实际时延数目 L 和信号快拍点数 K。

(2) $\{\tau_1, \dots, \tau_T\}$ 包括所有可能的时延。然后产生新的矩阵

$$S_c(\tau) = [S_i(\tau_1), \dots, S_i(\tau_T)] \quad (19)$$

其中 $\mathbf{S}_t(\tau) = [s(t_1 - \tau), \dots, s(t_k - \tau)]$ 。式(17)是一个已知矩阵,并不依赖实际的时延变量。构造 \mathbf{A} 的扩展矩阵 $\tilde{\mathbf{A}} = [\alpha_1, \dots, \alpha_T]$, $\tilde{\mathbf{A}}$ 包含 \mathbf{A} 中的元素和一些零。 $\tilde{\mathbf{A}}$ 是个稀疏矩阵。式(19)的问题重新构造为

$$\mathbf{Y}_t = [y(t_1) \quad y(t_2) \quad \dots \quad y(t_k)]^T = \mathbf{S}_e(\tau)\tilde{\mathbf{A}} + \mathbf{W}_t \quad (20)$$

式中 \mathbf{Y}_t 和 \mathbf{W}_t 与式(19)意义相同。从式(20)中求出 $\tilde{\mathbf{A}}$,从而得到非零子集 \mathbf{A} 。然后通过 \mathbf{A} 和 τ 的一一映射,得到 τ 的时延估计谱。CS 理论提供了求解(20)的方法,即

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{A}} &= \operatorname{argmin} \|\tilde{\mathbf{A}}\|_1, \\ \text{subject to } &\|\mathbf{S}_e(\tau)\tilde{\mathbf{A}} - \mathbf{Y}_t\|_2 \leq \epsilon \end{aligned} \quad (21)$$

式中,定义 $(\|\mathbf{s}\|_p)^p = \sum_{i=1}^N |s_i|^p$, ϵ 是表示噪声的方差。至此,把对参数 τ 的估计转化为对稀疏频谱 $\tilde{\mathbf{A}}$ 的估计。图 7 显示了 SRM 的算法示意图。

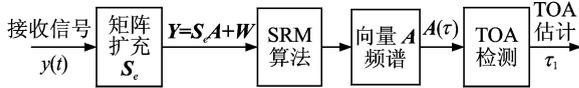


图 7 SRM 模型下的高分辨率 TOA 估计算法示意图

下面将做仿真来验证前面提到的 SRM 的优越性能。首先,比较了 SRM, MUSIC 和 IMUSIC 的时延谱,然后给出了时延分辨率下的 SNR 下限,最后,给出了 SNR 和 TOA 估计误差关系图。假设所有仿真都满足以下条件:

(1) 假设有两条多径。

(2) 发射信号如式(16)中的 UWB 信号。其中, $E=1, \tau_m=0.2 \times 10^{-9}$

定义第一到达路径的信噪比为

$$\begin{aligned} \text{SNR} &= \frac{P_s}{P_n} = \frac{E[\alpha_1^2] \frac{1}{T} \int_0^T s^2(t - \tau_1) dt}{\sigma_w^2} = \\ &= \frac{E[\alpha_1^2] \frac{1}{N} \sum_{k=0}^N s_{\tau_1}^2[k]}{\sigma_w^2} \end{aligned}$$

式中, P_s 表示第一到达信号的功率, P_n 表示噪声功率。 $s_{\tau_1}[k]$ 是延迟信号 $s(t - \tau_1)$ 的 N 次快拍。假设两条多径具有相同的 SNR。

在仿真中,比较了相近时延的分辨能力。图 8 中,当 SNR 为 20 dB, 时延间隔为 0.1 ns 时, SRM 可以分辨出这两条多径,而 MUSIC 和 IMUSIC, 两个峰值被淹没了。从中可以看出 SRM 分辨能力高与其他两种。当时延间隔为 0.3 ns 时,如图

(9), 可以看到以上 3 种方法都可以分辨出两条多径。但是, SRM 的频谱中,除了峰值点,其他点都衰落的很快,说明具有很好的抗干扰性能。

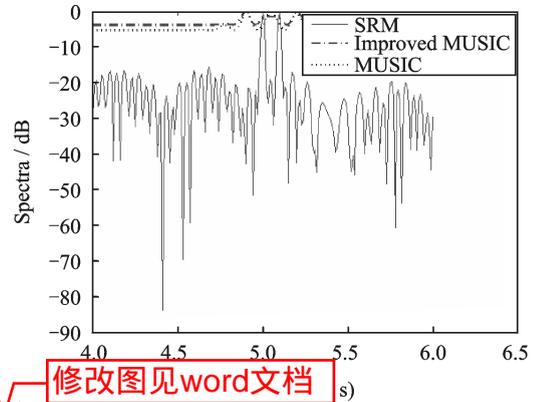


图 8 SRM, I_MUSIC 和 MUSIC 方法的时延谱 TOAs: 5 ns, 5.1 ns, SNR=20 dB

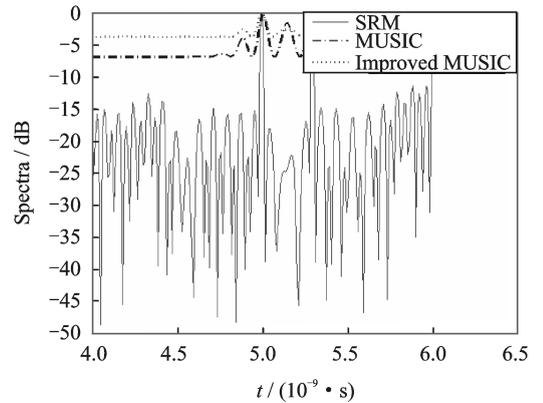


图 9 SRM, I_MUSIC 和 MUSIC 方法的时延谱 TOAs: 5 ns, 5.3 ns, SNR=20 dB

仿真结果说明,与现有算法相比 SRM 具有更高的时延分辨率。

2 一种精密实时 UWB 定位系统

目前,基于 UWB 的定位系统已有一些研究成果。由英国剑桥大学 Ubisense 公司研制的 iLocate 公众定位系统是近两年的最新科技成果。iLocate 采用超宽带射频技术,构建了革命性的实时 TDOA/AOA 混合定位系统(Real time location system, RTLS)^[11],具有传统定位技术无法比拟的优势。该系统能够在传统的应用环境中达到 15 cm 的 3D 定位精度,并具有很好的稳定性。

iLocate 封闭区域定位系统以 Ubisense UWB 硬件为底层平台,以太网为骨干传输网,将区域分成若干个定位子单元(Cell)。UWB 传感器按照定位单元的结构部署在区域周围,一般安装在墙壁

上,其信号覆盖整个监控区域。根据系统定位原理,每个 UWB 定位子单元由 UWB 传感器节点(图 10 所示)、移动目标(图 11 所示)构成。Ubisense 7 000 系列传感器是一种精密测量仪器。它包含一个天线阵列,以及 UWB 信号接收器。可以通过检测定位标签发出的 UWB 信号计算该标签的实际位置。在工作过程中,该传感器独特的 AOA, TDOA 相结合的测量技术,可以构建灵活而强大的定位系统。Ubisense Tag 能够方便地固定在车辆和物质的侧面。它能够以 15 cm 的 3D 位置精度应用于实时交互定位系统中。



图 10 UWB 传感器

图 11 移动目标

iLocate 系统的 UWB 定位传感器是集超宽带定位、2.4 G 通信于一体的智能化设备,系统可以采用有线方式进行传感器通信(也可以使用无线方式通信)。各子单元的传感器运算数据均传到定位引擎和后台服务软件服务器。后台服务软件是具有 3D 定位功能的应用软件(如图 12 所示)。

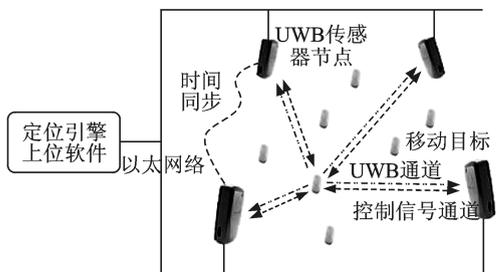


图 12 iLocate UWB 定位子单元传感器连接示意图

系统的网络结构如图 13 所示。

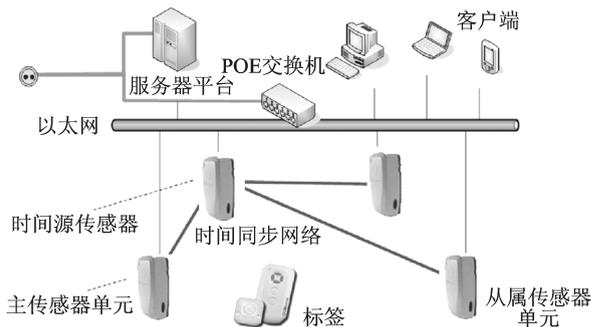


图 13 iLocate UWB 定位系统网络连接图

基于 UWB 技术的定位系统研发是最具发展潜力和研究热点的技术之一。UWB 技术优势体现在以下几个方面:(1)可以得到精确的 TOA 测量值,理论上可以达到厘米级的测距精度,这种良好的性能为定位系统的设计提供了很好的支撑;(2)一个典型的室内传播实验数据指出,UWB 具有很好的抗多径干扰的性能,这也解决了封闭区域定位的难点之一;(3)可以同时实现上千个物体的跟踪;(4)电池寿命可达到 7 y。

3 结束语

本文总结了超宽带定位系统的若干问题。阐述了超宽带定位基本原理、关键技术、面临挑战以及精确定位的商用进展情况。随着超宽带技术的不断成熟和发展,市场需求的不断增加,相信不久超宽带定位技术就可以完全实现商业化,精确的超宽带室内定位系统将会得到广泛应用。

参考文献:

- [1] Gezici S, Poor H V. Position estimation via ultra-wide-band signals[J]. Proceedings of the IEEE, 2009,97(2):386-403.
- [2] Fontana R J. Recent system applications of short-pulse ultra-wideband (UWB) technology[J]. IEEE Trans Microw Theory Tech, 2004, 52(9): 2087-2104.
- [3] Cardinali R, De Nardis L, Benedetto M G Di, et al. UWB ranging accuracy in high- and low-data-rate applications[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2006,54(4):1865-1875.
- [4] Mahfouz M R, Cemin Z. Investigation of high-accuracy indoor 3-D positioning using UWB technology [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2008,56(6):1316-1330.
- [5] Poturalski M, Flury M, Papadimitratos P, et al. On secure and precise IR-UWB ranging[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2012,11(3): 1087-1099.
- [6] Gezici S, Zhi Tian, Giannakis G B, et al. Localization via ultra-wideband radios: a look at positioning aspects for future sensor networks[J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2005,22(4):70-84.
- [7] 朱伟强,黄培康,马琴,等.多站时差频差高精度定位技术[J].数据采集与处理,2010,25(3):307-312. Zhu Weiqiang, Huang Peikang, Ma Qin, et al. Emitter location with multi-station using TDOA/FDOA measurements[J]. Journal of Data Acquisition & Processing, 2010,25(3):307-312.

- [8] 任维政,徐连明,邹德君,等. 基于 RSSI 差分似然估计的 WSN 节点定位算法[J]. 数据采集与处理, 2009,6:757-761.
Ren Weizheng, Xu Lianming, Zou Dejun, et al. Positioning algorithm using maximum likelihood estimation of RSSI difference in wireless sensor networks [J]. Journal of Data Acquisition & Processing, 2009, 6:757-761.
- [9] Reed J H, Rappaport T S. Position location using wireless communications on highways of the future [J]. IEEE Communications Magazine, 1996, 34(10):33-41.
- [10] Saeed R A, Khatun S. Ultra-wideband (UWB) geolocation in NLOS multipath fading environments [C]//IEEE International Conference on Networks. [S. l.]: IEEE, 2005:1068-1073.
- [11] Zhao L, Yao G, Mark J W. Mobile positioning based on relaying capability of mobile stations in hybrid wireless networks[J]. IEEE Proceedings on Communications, 2006,153(5):762-770.
- [12] Silventoinen M I, Silventoinen M I, Rantalainen T. Mobile station emergency locating in GSM [C]//IEEE International Conference on Personal Wireless Communications. [S. l.]: IEEE, 1996:232-238.
- [13] Patwari N, Ash J N. Locating the nodes: cooperative localization in wireless sensor network[J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2005,22(4):54-69.
- [14] Ramirez-Mireles F. On the performance of ultra-wide-band signals in Gaussian noise and dense multipath[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2001,50(1):244-249.
- [15] Shui P L, Bao Z. A pulse compression method of UWB radar based on intersection of frequency spectrum[J]. Journals of Electronics, 1999,27(6):50-53.
- [16] Arontt R, Ponnekanti S, et al. Advanced base station technology[J]. IEEE Communication Magazine, 1998,36(2):96-101.
- [17] Baraniuk R. Compressive sensing[J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2007,24(4):118-121.
- [18] Candès E J, Wakin M B. An introduction to compressive sampling[J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2008,25(2):21-30.
- [19] Chin-Der W, Sheng-Hsiung H. Estimation and analysis of signal arrival time for UWB systems [C]//IEEE Conference on Vehicular Technology. [S. l.]: IEEE, 2004:3560-3564.

作者简介:张令文(1983-),女,博士,讲师,研究方向:智能天线,UWB关键技术,基于无线网络的定位技术研究,E-mail:zhanglw@bjtu.edu.cn。