

基于阵列天线的 UWB 定位方案研究

熊海良¹, 汪俊¹, 田红心¹, 杨宏^{1,2}, 易克初¹

(1. 西安电子科技大学综合业务网理论及关键技术国家重点实验室, 陕西 西安 710071;

2. 中国空间技术研究院总体部, 北京 100094)

摘要:为实现简单而精确的定位,提出了一种基于阵列天线的超宽带(ultra-wideband, UWB)定位方案。在定位源末端设置 4 根阵元天线,用于检测未知节点发射的 UWB 信号,各天线接收的信号经统一的中央处理单元,只需单个定位源就能完成未知节点的三维定位。通过 UWB 多径信号检测算法进行到达时间差(time difference of arrival, TDOA)估计,无需收发两端时钟同步,且避免了使用复杂的波束赋形技术。同时,提出了一种 UWB 多径信号检测算法,在分析误差模型对定位精度影响的基础上,以 IEEE 802.15.4a 信道模型的 CM1~CM8 为依据,对方案进行了误差性能仿真实验。结果表明,所提方案可实现精确定位,误差达厘米级。

关键词: 阵列天线; 超宽带; 到达时间差估计; 定位

中图分类号: TN 914

文献标志码: A

Investigation of UWB positioning based on antenna array

XIONG Hai-liang¹, WANG Jun¹, TIAN Hong-xin¹, YANG Hong^{1,2}, YI Ke-chu¹

(1. State Key Lab. of Integrated Services Networks, Xidian Univ., Xi'an 710071, China;

2. China Academy of Space Technology, Beijing 100094, China)

Abstract: A novel class of ultra-wideband (UWB) positioning scheme based on antenna array is proposed. Four antenna arrays are settled at the tip of the positioning source to receive the UWB signal from an unknown node. One positioning source is enough for 3-D localization. The positioning information is obtained from time difference of arrival (TDOA) estimation through UWB multipath detection. Due to the design of avoiding the time synchronization for TOA and the beamforming technique for angle of arrival (AOA), the hardware complexity is reduced in the proposed positioning system. Simultaneously, a UWB multipath detection algorithm for TDOA estimation is presented. The positioning performance under the effect of the multipath error and NLOS error is discussed. In addition, the positioning performance of the proposed scheme is tested under IEEE 802.15.4a channels. The result demonstrates the effectiveness of the proposed scheme, and the centimeter-level positioning precision is obtained.

Keywords: antenna array; ultra wide band; time difference of arrival estimation; positioning

0 引言

精确定位技术是当代信息科学领域的前沿课题,高精度定位技术的研究,将开发出许多前所未有的重要应用,给人类社会信息化的进展提供新的强大动力。以全球定位导航系统(global positioning system, GPS)为代表的卫星导航定位系统取得了巨大成功,得到了十分广泛的应用,其定位精度在原理上可以达到厘米级,但获得该指标参数受到多方面因素的制约,如通常要求位于开阔的室外环境、需要

建立地面差分站、对多径效应影响较为敏感和定位硬件设施较为昂贵。因此,利用 GPS 定位在应用中存在较大的局限性,不能满足许多重要应用场合的需求^[1]。超宽带无线电技术^[2]通常采用功率谱密度极低、脉冲宽度极窄的基带脉冲来携带信息,脉冲宽度可以达到纳秒或亚纳秒级,故具有极高的时间分辨率和良好的抗多径性能,而且不通过载波调制,无须传统的射频电路,设计简单,在高精度定位系统中备受青睐^[3-4]。超宽带(ultra-wideband, UWB)信号占用极大带宽,可获得良好的时间分辨率,具有其他无线系统

收稿日期:2008-12-12; 修回日期:2009-06-08。

基金项目:国家自然科学基金(60572148,60702060);国家科技重大专项基金(2009ZX03003-001);高等学校学科创新引智计划基金(B08038)资助课题

作者简介:熊海良(1981-),男,博士研究生,主要研究方向为数字通信与超宽带无线通信。E-mail: hlxiang@mail.xidian.edu.cn

无法企及的距离分辨精度。因此,IEEE 802.15.4a 标准已将 UWB 作为定位应用的首选技术^[5]。

UWB 定位方法一般包括 5 种:基于到达角度(angle of arrival, AOA)估计^[6]、基于接收信号强度(received signal strength, RSS)估计、基于电磁场相位差测量(near-field EM ranging, NFER)估计、基于到达时间(time of arrival, TOA)估计^[7]和基于到达时间差(time difference of arrival, TDOA)估计^[8]。常规 AOA 估计方法利用角度信息来完成定位,无须收发端时钟同步,但角度信息的获得需要通过天线波束赋形来实现,算法复杂度高;RSS 方法通过检测接收信号能量来确定距离,该方法对路径损耗模型的依赖性强,对具体信道环境极为敏感;NFER 方式受能量衰落的影响也较小,但缺乏一种简单有效的测量空间磁场相位的方法,在实现上还存在很大的难度;TOA 估计是通过确定信号的传输时间来确定收发两端距离,能较好地利用 UWB 良好的时间分辨率来获得较高的定位精度,但需要定位双方时钟同步,要求每一个未知节点上均配置精确时钟,无疑增加了设备复杂度。

为克服已有技术的不足,在保证定位精度的同时有效降低设备成本,提出一种基于阵列天线 UWB 定位方案,利用 TDOA 估计进行定位,避免了使用复杂的波束赋形技术,且系统中不需要收发两端同步,仅需要从未知节点到阵元天线的单向链路即可完成定位功能。利用阵元天线接收的 UWB 多径分量检测来得到 TDOA 估计,充分体现了 UWB 信号较高的时间分辨率,只需单个定位源就可完成未知节点的三维定位。文中论证了定位方案的几何关系,得出了未知节点位置坐标的表达式,同时给出了基于最强路径(strongest path, SP)的 UWB 多径信号检测算法,并讨论了多径误差、非视距误差、时间抖动误差对定位性能的影响,以 IEEE802.15.4a 信道模型的 CM1~CM8 为依据对该方案进行了定位误差性能仿真,实验结果验证了本文方案的可行性,定位误差能达到厘米级。

1 基于阵列天线的 UWB 定位方案

前文已提到,AOA 估计需通过天线波束赋形来实现。算法复杂度高,RSS 估计对具体信道环境极为敏感,NFER 估计在实现上还存在很大的难度,TOA 估计要求收发两端配置高精度的时钟,对定位系统而言设备成本太高。本文给出的基于阵列天线的 UWB 定位方案,利用 TDOA 估计来计算定位节点的具体坐标,在无需收发两端时钟同步的同时,既利用了 UWB 信号良好的时间分辨率,又避免了波束赋形等复杂技术,只需单个定位源就可完成对未知节点的三维定位。图 1 为本文的定位方案示意图。UN 为未知节点,可以分布在定位区域内的任意位置,RT0、RT1、RT2、RT3 分别为定位设备的 4 根接收阵元天线,用于接收未知节点 UN 发送的 UWB 信号。RT0 固定于笛卡尔坐标

系的坐标原点处,其他 3 根接收天线到 RT0 的距离相等,4 根阵元天线共同组成一个相互垂直的三角架。

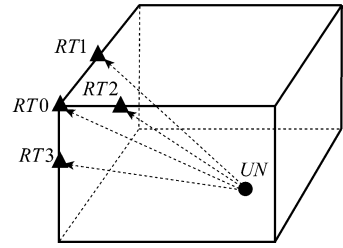


图 1 UWB 定位方案

下面来求解未知节点的位置,由前面的论述很容易得到 4 根阵元天线所处的坐标,分别为 RT0(0,0,0),RT1(L,0,0),RT2(0,L,0),RT3(0,0,L),其中 L 已知,未知节点的坐标为 UN(x_{UN},y_{UN},z_{UN})。因此,可以建立如下 4 个伪距方程

$$ct_0 = \rho_0 = \sqrt{(x_{UN})^2 + (y_{UN})^2 + (z_{UN})^2} + ct_{\Delta} \quad (1)$$

$$ct_1 = \rho_1 = \sqrt{(x_{UN} - L)^2 + (y_{UN})^2 + (z_{UN})^2} + ct_{\Delta} \quad (2)$$

$$ct_2 = \rho_2 = \sqrt{(x_{UN})^2 + (y_{UN} - L)^2 + (z_{UN})^2} + ct_{\Delta} \quad (3)$$

$$ct_3 = \rho_3 = \sqrt{(x_{UN})^2 + (y_{UN})^2 + (z_{UN} - L)^2} + ct_{\Delta} \quad (4)$$

式中,c 为光速;t_i 为未知节点 UN 到第 i 个阵元天线的传输时间;ρ_i 为未知节点 UN 到第 i 个阵元天线的伪距;t_Δ 为用户时钟与系统时钟之间的偏移。求解上述方程便可以得到用户的位置坐标。显然,只需测量 4 组 TOA 值,进而获得 3 组 TDOA 值,即可完成对未知节点 UN 的三维定位。对本方案作如下几点说明:

(1) 在定位时只利用未知节点 UN 至接收阵元天线的上行链路,仅需要单个定位源就可以完成未知节点的三维定位,各阵元天线仅起接收功能,不存在天线之间的相互干扰,各阵元天线 RT0、RT1、RT2、RT3 通过等长光纤与中央处理器连接,整个定位系统只需要一个中央处理器,能大大降低设备成本;

(2) 未知节点 UN 发射 UWB 信号,由 RT0、RT1、RT2、RT3 接收,从上文的分析和计算可以看出,当用户时钟与中央处理单元之间的时钟偏移为 t_Δ 时,也就是说收发时钟不同步时利用 TDOA 估计求解,能消除收发两端时钟不同步的影响,因此收发两端无需严格的时钟同步;

(3) 通过上文的优化算法,未知节点坐标计算简单,算法复杂度较传统定位测距算法显著下降,更利于硬件实现;

(4) RT 可以完成对多个未知节点 UN 的定位,不同 UN 利用 TH 码,采取 TDMA 的方式来区分,可采用多次测量求统计平均的方法来改善系统性能,TOA/TDOA 估计值可以通过第 3 节中描述的多径信号检测算法来获得。

2 UWB 信号模型

下面介绍 UWB 信号模型,本方案基带信号用直接序

列扩频与跳时(DS-TH)相结合的扩频信号,利用高斯波形进行码片成形。故第 j 个用户的发射信号可表示为

$$s_j(t) = \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{i=0}^{N-1} I(m) \cdot c(i) \cdot g(t - mT_s) \quad (5)$$

式中, $I(m)$ 为第 m 个信息码元的能量; $\{c(i), i=0, 1, \dots, N-1\}$ 为一个伪随机序列, 比如 Walsh 序列; $g(t)$ 表示发射高斯脉冲波形。

多径信道可用抽头延迟线模型表示, 设总的用户数目为 N_j , 则接收端接收信号表示为

$$r(t) = \sum_{j=0}^{N_j-1} \sum_{l=0}^{L_j} \alpha_{j,l} S_j(t - \tau_{j,l}) + n(t) \quad (6)$$

式中, $\alpha_{j,l}, \tau_{j,l}$ 分别表示多级幅度和多径延迟; $n(t)$ 表示均值为零、功率谱密度为 $N_0/2$ 和方差为 σ^2 的 AWGN。

3 多径信号 TOA 检测算法

TDOA 估计通过获取收发两端信号传播时延差来确定未知节点的位置坐标, 通常一个 TDOA 值由两步 TOA 估计获得, 在 UWB 定位中可以通过检测多径分量的到达时刻来获得 TOA 估计, 因此本节主要讨论基于最强路径的 UWB 多径信号检测算法。在 TOA 估计中, 利用直射路径检测(direct path, DP)和 SP 是两种最常见的思考, 通常 DP 检测适用于 LOS 环境, 因为此时 DP 是直达路径, 其传播时延对应收发两端的距离; 而 SP 检测则适用于 NLOS 环境, 此时 DP 受到障碍物阻挡而难于检测, 在穿透障碍物时会引入附加时延, 而 SP 经过障碍物发射, 是能量最强路径, 无需设置阈值搜索, 相比于 DP 更易于检测。而且对于 LOS 环境, DP 等同于 SP, 因此检测 SP 来获得 TOA 估计方法适用于 LOS/NLOS 环境。下面着重讲述基于 SP 的相干 TOA 估计算法。

为简化推导, 这里仅考虑单个 UN 发射 UWB 信号, 接收端 A/D 变换采样率为 4~8 倍码片速率, 各阵元天线接收的采样点序列可表示为

$$s_R(j) = \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{i=0}^{N-1} I_R(m) \cdot c(i) \cdot g(j - (mKN - iK + p(i)) \cdot q) + n(j) \quad (7)$$

式中, $\{p(i), i=0, 1, \dots, N-1\}$ 为取值范围为 $(-T_h, T_h)$ 的一随机整数, $T_h \ll K$; $\{g_m(n), n=-L, -L+1, \dots, -1, 0, 1, \dots, L\}$ 为一高斯函数的 $2L+1$ 个抽样值, 整数 L 值大小的选择, 以能够较充分表示高斯成形波为原则; KN 为扩频倍数; q 为每个码片的采样点数; $n(j)$ 表示均值为零, 功率谱密度为 $N_0/2$, 方差为 σ^2 的 AWGN。

采用与发送端完全相同的跳时扩频码(每个码片表示为一个 ± 1 的 δ 脉冲)进行滑动相关同步计算, 即得到同步点处的采样点位置。本地跳时扩频码 δ 脉冲序列为

$$PN(t) = \sum_{i=0}^{N-1} c_0(i) \quad (8)$$

为简化推导对信号能量作归一化处理, 并忽略噪声影响, 从

第 $k(k=0, 1, 2, \dots, KN-1)$ 个采样点位置开始对一个码元周期长度的数据以采样周期 T_s 为间隔做相关运算得到

$$R(k; t) = \int_{kT_s}^{(k+KN-1)T_s} s_R(t) \cdot PN(t) dt = \int_{kT_s}^{(k+KN-1)T_s} g(t - (mKN - iK + p(i)) \cdot q \cdot t_s) \cdot \left(\sum_{i=0}^{N-1} c(i) \cdot c(i+k) \right) dt \quad (9)$$

在 $k=0, 1, 2, \dots, KN-1$ 范围内搜索 $R(k, t)$ 的最大值即可找到 SP 所在的采样点位置 N_{est} , 用它与采样间隔 T_{AD} 相乘便可得到 TOA 估计值, 即

$$\tau_{\text{TOA}} = N_{\text{est}} \cdot T_{\text{AD}} = \left[\underset{0 \leq k \leq KN-1}{\operatorname{argmax}} R(k; t) \right] \cdot T_{\text{AD}} \quad (10)$$

4 误差分析

TDOA 值由两步 TOA 的差值构成, 因此 TDOA 的误差性能与 TOA 的估计精度密切相关, 而基于 TOA 估计的 UWB 误差主要取决于以下三方面: 多径效应、NLOS 环境、时间抖动。通常, TOA 估计可简单表示为

$$\tau_{\text{TOA}} = \frac{1}{c} \| P_{\text{RT}} - P_{\text{UN}} \| + e_{\text{MP}} + e_{\text{NLOS}} + e_{\text{Toff}} \quad (11)$$

式中, c 表示光速; $P_{\text{RT}}, P_{\text{UN}}$ 分别表示接收阵元天线 RT 和未知节点 UN 的位置; $\| P_{\text{RT}} - P_{\text{UN}} \|$ 表示二者的真实距离; $e_{\text{MP}}, e_{\text{NLOS}}, e_{\text{Toff}}$ 分别表示相互独立的多径误差、NLOS 误差和时间抖动误差。

4.1 多径误差

多径传播是 UWB 无线通信中典型的信道环境, 由于信道噪声的存在, 会造成信号区域中 DP 和 SP 被误检或延迟检测, 这都会导致多径误差^[7]。根据对实测数据的统计分析, 可将归一化多径误差 γ_{MP} 建模成高斯分布, 即

$$f_{\gamma_{\text{MP}}}(x | \mu_{\text{MP}}, \sigma_{\text{MP}}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{\text{MP}}} \exp\left(-\frac{(x - \mu_{\text{MP}})^2}{2\sigma_{\text{MP}}^2}\right) \quad (12)$$

式中, $\mu_{\text{MP}}, \sigma_{\text{MP}}$ 代表 γ_{MP} 的均值和标准差。此外还可对 e_{MP} 引入对数距离因子 $\log(1+d)$, 则 e_{MP} 可表示为

$$e_{\text{MP}} = \log(1+d) \cdot f_{\gamma_{\text{MP}}}(x | \mu_{\text{MP}}, \sigma_{\text{MP}}) \quad (13)$$

4.2 非视距误差

NLOS 环境中, 除了同样存在多径误差之外, 由于障碍物的阻挡使得 DP 衰减很大, 脉冲在介质中传播还会引入附加时延, 这称之为定位误差中的 NLOS 误差。文献[7]中通过实测数据分析认为指数分布适合 NLOS 误差模型, 即

$$f_{e_{\text{NLOS}}}(x | u_{\text{NLOS}}) = \frac{1}{u_{\text{NLOS}}} \exp\left(-\frac{x}{u_{\text{NLOS}}}\right) \quad (14)$$

式中, u_{NLOS} 表示指数分布的均值。

在 NLOS 环境下, 考虑到附加时延等因素, 对 DP 的检测会存在延迟, 故 TOA 估计会大于真实值, 因此 e_{NLOS} 常表现为正偏差。

4.3 时间抖动误差

在 UWB 定位系统中,时间抖动也会影响定位精度。脉冲产生器的时间漂移、接收机晶体振荡器的相位漂移都会带来定位误差。因此在实际定位系统的研制中,通常选择高精度的恒温晶振,再附加锁相技术来减少误差。统计表明,时间抖动误差呈正态分布,通常用 e_{Toff} 表示。由于时间抖动可以使当前所得时钟超前或滞后实际值,因此误差可正可负。

从前文的分析可以看出,如果采用本文中所论述的定位方案进行测距,可以消除时间抖动误差,此时的定位误差可表示为

$$f_{\text{err}}(x) = \alpha f_{n_{\text{MP}}}(x | u_{\text{MP}}, \sigma_{\text{MP}}) + (1 - \alpha) f_{e_{\text{NLOS}}}(x | u_{\text{NLOS}}) \quad (15)$$

式中, α 为权值因子。

5 仿真实验与性能分析

在第 4 节的误差分析中,已提到 TOA/TDOA 估计误差主要来源于多径误差和 NLOS 误差,因此实验分别在 LOS 和 NLOS 环境下进行,LOS 时仅需考虑多径误差,而 NLOS 下则应兼顾多径误差和 NLOS 误差。IEEE 802.15.4a 标准中给出了 4 种不同场景:Residential、Office、Outdoor、Industrial,每种场景都对应 LOS 和 NLOS 信道,因此共有 8 种 UWB 信道 CM1~CM8。仿真中通过不同信噪比的信道仿真来分析在不同信道特性下的定位误差,进而验证方案的可行性。设未知节点的真实位置坐标为 (x_R, y_R, z_R) ,测量得到的未知节点的位置坐标为 (x_T, y_T, z_T) ,则位置偏差可表示为

$$\Delta d = \sqrt{(x_R - x_T)^2 + (y_R - y_T)^2 + (z_R - z_T)^2} \quad (16)$$

采用均方误差(MSE)来评价定位性能

$$MSE = \sqrt{E\{(\Delta d)^2\}} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N (\Delta d)^2} \quad (17)$$

对 CM1~CM8 信道各进行 1 000 次独立信道实现的定位仿真,仿真中发射波形采用高斯单脉冲,脉冲宽度为 1.5 ns,成形因子为 0.6,采样时钟为 10 GHz,则采样时钟分辨率为半个采样时钟周期 0.05 ns,对于多径数目大于 100 的情况,只取前 100 条路径。

图 2 给出了 CM1~CM8 信道在不同信噪比条件下的定位误差性能,不同信噪比值处仿真次数为 1 000 次。

从图 2 中可以看出,要得到相同的定位精度,LOS 信道所需的信噪比值要低于 NLOS 信道。这说明 LOS 环境下的 SP 要明显强于其他多径分量,这正反映了 IEEE 802.15.4a 信道 UWB 多径分量幅度的分布特性:LOS 信道存在明显的主径 SP(也等同 DP);NLOS 仍存在 SP,但不再是明显主径,因为还存在其他幅度与之相近的次强路径,当受到噪声干扰时,这些多径分量对 SP 的影响较大。同时也可以看出,在 Outdoor 场景下的 CM5 和 CM6 情况恰好相

反,CM5 中获得较小的定位误差时的信噪比要高于 CM6,这是因为对于 Outdoor 场景,户外环境散射体分布范围较大,LOS 信道中存在反射次数较少的非视距多径分量,这使得其幅度与 DP 相近,因此 DP 无法体现为明显主径。同时还可以看出,在各个不同信道条件下,定位误差均随着比特信噪比的提高而减少;当比特信噪比很低时,定位误差较大,定位结果参考意义不大;当比特信噪比提高到一定程度以后,定位误差可逐步提升到厘米级精度,此时再提高比特信噪比,定位误差很难进一步减少,会出现误差平台,其值取决于测距脉冲的带宽和系统采样时钟速率。在实际定位系统的研制时可得到如下几点启发:发射的 UWB 信号功率并非越大定位精度越高,只需满足接收端信号具备足够高的信噪比即可;系统采样时钟对定位精度至关重要,然而采样过高会给 AD 芯片的设计带来困难,此时通常的做法是用多个较低速率的 AD 芯片并行分时采样。

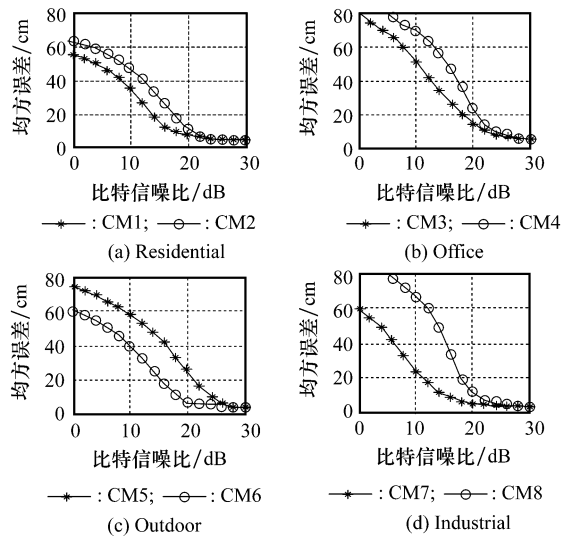


图 2 CM1~CM8 信道定位误差分析

为进一步验证本文所提方案的优越性,下面的实验将对文献[9-10]中所给出的算法与本文所提方案进行对比分析。考虑到实验的公平性与客观性,对文献[9-10]中所列举的方案及算法都统一在 CM1、CM2 信道下进行仿真实验,将文献[9]中的时间估计误差与光速相乘,得到距离估计误差,其他仿真参数也完全一致。从图 3 的仿真结果可以看出,文献[9]中给出的基于参考存储的时间估计算法(stored reference based time of arrival estimation, SR-TOA)性能最差,即使信噪比再高定位误差也只能达到 21 cm;而基于能量检测的时间估计算法(energy detection based time of arrival estimation, ED-TOA)较 SR-TOA 算法性能有所改善,在高信噪比条件下($E_b/N_0 > 22$ dB),测量误差可达 15 cm,但此性能的提高是以计算复杂度的提高为代价的,且要求收发两端有严格的时钟同步,这给基带处理带来难以克服的困难。文献[10]中给出的 Beamloc 算法尽管对信

道特性依赖不明显,但当信噪比提升到一定条件后,即使其他条件再理想,最小测距误差也只能达 12 cm,且该算法的实现需要复杂的波束赋形技术来提供支持,这无疑增加了定位设备的成本。而本文所提方案,可以自动消除发射端时间抖动误差,接收端共用同一中央处理单元,无需收发两端严格时钟同步,在一定信噪比条件下,定位误差可控制在 5 cm 以内。因此,无论是从定位精度的角度看,还是从计算复杂度、设备成本的角度考虑,本文所提方案都有较优的性能和更好的应用价值。

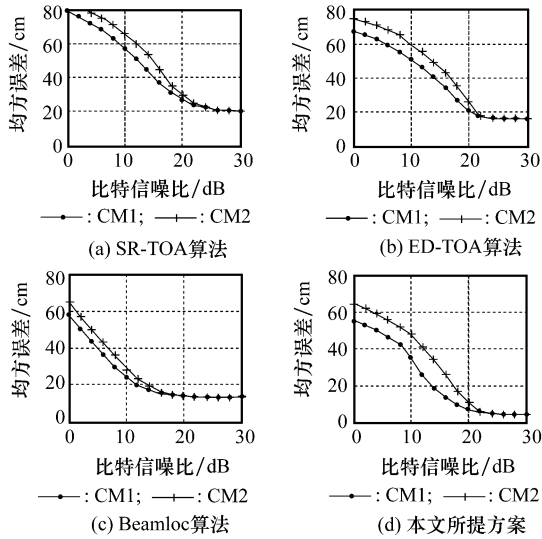


图 3 几种不同定位方案性能对比

6 结束语

本文提出一种基于阵列天线的 UWB 定位方案,在接收端设置 4 根阵元天线,用于检测未知节点发射的 UWB 信号,各天线接收的信号经统一的中央处理单元,利用 TDOA 估计来获得未知节点坐标信息,不要求收发节点时钟同步,避免使用波束赋形等复杂技术,只需单个定位源就能实现对未知节点 UN 的精确定位。同时,给出了基于 SP 的 UWB 多径检测算法,并分析了多径误差和非视距误差对定位性能的影响,以 IEEE802. 15. 4a 信道模型的 CM1~CM8 为依据对该方案进行了性能仿真实验,结果表明本文

所提方案可实现短距离进行精确定位,定位误差可控制在厘米级。本文只对小区域定位方案作了描述,然而在实际应用中,通信和定位是一个有机整体,二者密不可分,因此将测距定位与通信功能相融合,完善一个能在复杂无线传输环境下进行小区域多目标定位和通信组网的一体化方案,并研制一种基于 UWB 的高精度定位与通信一体化集成芯片将成为下阶段笔者的主要研究工作。

参考文献:

- [1] David B E, Paul A, Euler H J. Improvement of the capabilities of a window correlator to model GPS multipath phase errors[J]. *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems*, 2006, 42 (2):705 - 717.
- [2] Moe Z W, Davide D, Werner W. History and applications of UWB[J]. *Proc. of the IEEE*, 2009, 97(2):198 - 204.
- [3] Gezici S, Poor H V. Position estimation via ultra-wide-band signals[J]. *Proc. of the IEEE*, 2009, 97(2):386 - 403.
- [4] Cardinali R, Nardis L D, Benedetto M. UWB ranging accuracy in high- and low-data-rate applications[J]. *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, 2006, 54(4):1865 - 1875.
- [5] Molisch A F, Balakrishnan K, Chong C C. IEEE 802. 15. 4a channel model-final report [EB/OL]. <http://www.ieee802.org/15/pub/TG4a.html>.
- [6] Subramanian A. UWB linear quadratic frequency domain frequency invariant beamforming and angle of arrival estimation [C]//*Vehicle Technology Conference*, Dublin, Ireland, 2007:614 - 618.
- [7] Alavi B, Pahlavan K. Modeling of the TOA-based distance measurement error using UWB indoor radio measurements[J]. *IEEE Communications Letters*, 2006, 10(4):275 - 277.
- [8] Jun X, Maode M, Choi L L. Position estimation using UWB TDOA measurements[C]//*International Conference on Ultra-Wideband*, 2006:605 - 610.
- [9] Guvec I, Sahinoglu Z, Orlik P V. TOA estimation for IR-UWB systems with different transceiver types[J]. *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, 2006, 54(4):1876 - 1886.
- [10] Senger C, Kaiser T. Beamloc-An approach for NLOS localization in UWB indoor environments[J]. *Ultra Wideband Systems, Technologies and Applications*, 2006, 20(4):176 - 180.