

DOI: 10.13382/j.jemi.B2205569

基于改进二维 MUSIC 算法的蓝牙信号到达角估计*

韦子辉^{1,2} 蔡大鑫¹ 叶兴跃¹ 李小阳¹ 方立德^{1,2} 孔祥杰^{1,2}

(1. 河北大学质量技术监督学院 保定 071002; 2. 计量仪器与系统国家地方联合工程研究中心 保定 071002)

摘要: 蓝牙技术联盟在蓝牙 5.1 规范引入寻向功能,为大幅提升蓝牙定位技术的精度提供了新的解决途径,但并未对信号的角度测量算法提供统一方案。针对低功耗蓝牙在室内环境多径干扰下到达角估计困难这一问题,提出了一种面向矩形阵列的改进二维 MUSIC 算法,通过对矩形阵列天线阵元进行二次划分,采用前后向平滑的方法修正一维子阵的协方差矩阵,再利用接收信号矩阵的广义逆求出各个子阵协方差的关系,从而修正整个阵列接收信号的协方差矩阵。该算法在没有降低信号协方差矩阵维数的同时,恢复了信号协方差矩阵的秩,有效抑制室内多径信源引起的干扰。经过仿真实验,证明了本文算法在低快拍数、低信噪比的情况下对角度估计的精度有着较大改善。并设计了相应的硬件系统进行室内与室外的实验,结果表明在多径干扰严重的室内定位时定位精度改善更为明显,室内定位圆概率误差降低了 26.75%~60.25%。仿真和现场定位实验证明了本文提出角度估计算法的有效性,该算法对其他应用领域的来波方向估计也具有重要参考意义。

关键词: 蓝牙定位;到达角估计;矩形阵列;MUSIC 算法

中图分类号: TN96 ;TN98 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.40

Estimation of arrival angle of Bluetooth signals based on improved 2D-MUSIC algorithm

Wei Zihui^{1,2} Cai Daxin¹ Ye Xingyue¹ Li Xiaoyang¹ Fang Lide^{1,2} Kong Xiangjie^{1,2}

(1. School of Quality and Technical Supervision, Hebei University, Baoding 071002, China;
2. National Local Joint Engineering Research Center for Measuring Instruments and Systems, Baoding 071002, China)

Abstract: The Bluetooth SIG announced support for angle of arrival (AoA) and angle of departure (AoD) in the Bluetooth 5.1 specification, which provides a new solution to greatly improve the precision of Bluetooth positioning. However, the Bluetooth 5.1 does not provide a unified algorithm for angle calculation. An improved two-dimensional MUSIC algorithm based on rectangular array was proposed to solve the problems of angle calculation caused by serious multipath interference in indoor environment. The antenna array is divided twice, and the covariance matrix of one-dimensional subarray is corrected by the method of forward and backward smoothing, and the covariance matrix of the whole array is corrected by the generalized inverse of the received signals matrix. This algorithm restores the rank of the signals covariance matrix without reducing the dimension of the signals covariance matrix, interference caused by indoor multipath sources can be effectively suppressed. Through the simulation experiment, it is proved that the proposed algorithm can greatly improve the accuracy of angle estimation under the condition of low fast beat number and low SNR. Positioning system is designed for indoor and outdoor experiments. The results show that the improvement of location accuracy is more obvious in indoor location. The circular probability error of stationary location is reduced by 26.75%~60.25% in the indoor environment. Simulation and indoor positioning experiments show the effectiveness of the angle estimation algorithm proposed in this paper, this algorithm also has important reference significance for direction of arrival estimation in other application fields.

Keywords: Bluetooth positioning; angle of arrival estimation; rectangular array; MUSIC algorithm

0 引言

在众多定位技术中,蓝牙定位技术在成本、低功耗以及推广效率等方面有着得天独厚的优势。传统蓝牙定位技术主要依靠的是接收信号强度 (received signals strength, RSS)。一种是利用相关算法把 RSS 转变为信标与基站之间距离数据;另一种是建立室内环境的信号强度指纹库,定位时进行实时匹配。依据此原理实现的定位方式基站部署复杂,需要 3 个及以上的基站才能实现定位,而且精度较低,通常在 2~4 m^[1-5]。

在蓝牙核心规范 5.1 版本中,添加了信号寻向这一功能,为室内亚米级实时定位提供了新的解决方案。寻向功能包括信号到达角 (angle of arrival, AoA) 与出发角 (angle of departure, AoD),通过测量信号的来波方向与基站的空间安装位置来进行定位。相较于蓝牙 RSS 定位,不需要定位信标保持固定的发射功率,故对定位标签的要求更低,兼容性更强,且在基站部署难度与部署成本上有更大优势^[6-8]。

蓝牙 AoA 的定位精度依赖角度估计的准确性,信号的到达角度也是阵列信号处理的基本问题之一,多重信号分类 (multiple signal classification, MUSIC) 算法利用噪声子空间与阵列导向矢量正交的特点,通过搜索空间谱得到信号来波方向的估计值。在信号源独立的情况下, MUSIC 算法比其他类型的角度估计算法有着更优越的性能,角度估计的方差最接近克拉美罗下界,在雷达、声呐等领域得到广泛应用。文献[9-12]分别提出降维的二维 MUSIC 算法,将 2 维的到达方向 (direction of arrival, DoA) 估计分解为两次 1 维 DoA 估计,从而将空间谱的二维搜索转化为两次一维搜索,大大降低了角度估计的运算量,但精度却没有得到提升。并且,在室内进行来波方向估计时,信号传播路径的复杂性会使得入射到阵列天线的信号中存在多径相干源,此时信号协方差矩阵会出现秩亏缺,从而让信号特征向量发散到噪声子空间,以至于无法估计出正确的来波方向。

典型的解相干算法有空间平滑法^[13-16]与矢量矩阵重构法^[17-21]。空间平滑算法以牺牲阵列天线的有效孔径来恢复信号协方差矩阵的秩,修正后的矩阵维数小于原矩阵的维数,其性能在低信噪比下有一定局限性。并且空间平滑算法只能用于阵列流形为范德蒙德结构的均匀线阵或者面阵。矢量矩阵重构法利用接收信号重构 Toeplitz 矩阵进行二维解相干算法,但其对阵元的数量与排列方式有要求,该算法只能运用于十字交叉或 L 型阵列且每个轴向上的天线阵元必须为奇数。阵列天线的阵元若采用十字交叉或 L 型的排列方式,必然会使得阵列的面积较大,在定位基站的设计与安装部署时会增加一

定的成本与工程难度。

本文从蓝牙信号的测角原理出发,分析了矩形阵列天线的阵列模型,并根据接收机轮询采样的特点,对采样信号进行补偿;为了削弱室内多径相干信源带来的影响,提出了一种新的改进型二维 MUSIC 算法。在一维的空间平滑技术去相干的基础上,对阵列天线进行两次划分,修正接收信号的协方差矩阵,在有效去相干的同时,并未损失阵列的有效孔径,且本文算法对轴线阵元数量没有要求。

1 蓝牙测向原理

如图 1 所示,设一束远场窄带信号在从偏离两个接收天线的法线方向 θ 入射。两个接收天线 A1 与 A2 之间的距离为 d ,且天线距离 d 小于信号波长 λ 的 1/2。

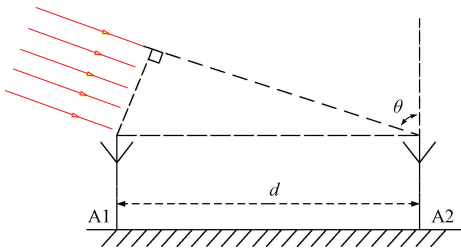


图 1 一维测向原理示意图

Fig. 1 One-dimensional direction finding principle

由于信号到达天线 A1 与 A2 的波程不一样,两根天线接收到的信号就会产生相位差 $\Delta\Phi$ 。显然,信号的相位差与偏离角度 θ 、入射信号的波长 λ 以及两个天线的间距 d 有关,其关系可以表示为式 (1)。

$$\Delta\Phi = \frac{2\pi d \sin\theta}{\lambda} \tag{1}$$

若接收天线的间距固定,信号波长已知且在天线采样期间保持不变,就能通过天线接收信号的相位差对 θ 进行估计。

蓝牙的核心规范 5.1 版本在发射端和接收端数据包中加入了可变长度的恒音拓展包 (constant tone extension, CTE),如图 2 所示。该拓展包定义了 16~160 μs 、250 kHz 固定频率的 GFSK 调制波,并规定了接收端的天线切换和采样的时间间隙^[3]。

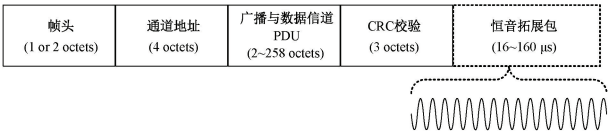


图 2 蓝牙的信号结构

Fig. 2 Structure of Bluetooth signal

在 CTE 信号持续期间内以规定的间隙切换天线对整个阵列轮流进行正交采样,可得到每个阵元上信号的相位信息。由于阵列天线的性能主要与阵元数量、采样的快拍数以及信噪比有关,而蓝牙接收机对于天线阵元是轮询采样,以及 CTE 持续时间最大为 160 μs ,所以蓝牙 AoA 定位基站的天线阵元数量与采样快拍数无法兼得,此涨彼消。本文采用的是 12 阵元的矩形阵列,且相邻阵元间距 d 小于蓝牙信号波长的 $1/2$,如图 3 所示。

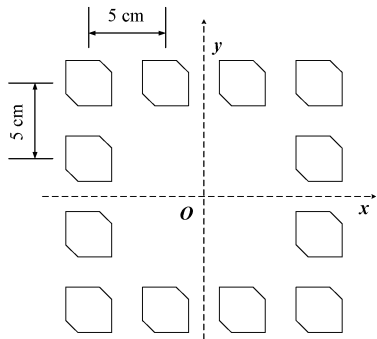


图 3 均匀矩形阵列天线

Fig. 3 Uniform rectangular array antenna

2 矩形阵列模型分析

在空间中,信源与接收端的距离 $l \gg \frac{2D^2}{\lambda}$ 即可视为远场信号,其中 D, λ 分别为阵列天线孔径与信号波长,故在蓝牙 AoA 应用中,可视 CTE 拓展包为远场窄带信号。如图 4 所示,一束信号被矩形阵列天线所接收,其方位角与俯仰角分别为 θ, φ 。

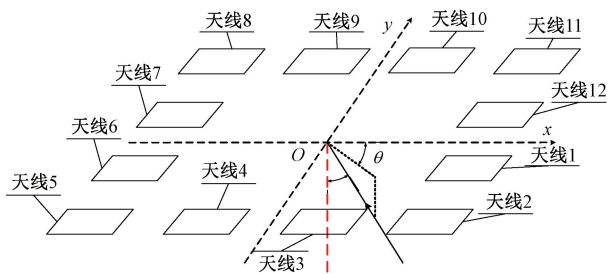


图 4 信号入射示意图

Fig. 4 Signal incidence diagram

以原点 O 为参考点,则每个阵元距离点 O 的距离与其方位角分别为 $R_i, \Theta_i, i = 1, 2, \dots, 12$ 。由于信号达到每个阵元的波程不一样,不同阵元接收信号的相位会有差异。每个阵元接收信号与参考点 O 之间的相位差可以表示为式(2)。

$$\Delta\Phi_i = \frac{2\pi R_i \sin\varphi \cos(\theta - \Theta_i)}{\lambda} \quad (2)$$

可以得出:

$$\begin{cases} R_i = \sqrt{\left(\frac{d}{2}\right)^2 + \left(d + \frac{d}{2}\right)^2} \\ \Theta_i = \arctan\left(\frac{d/2}{d + d/2}\right) \end{cases} \quad (3)$$

根据阵列天线其他阵元几何位置,可分别求出其他阵元的 $R_i, \Theta_i, i = 2, 3, \dots, 12$ 。

阵列的导向向量可以表示为 $\alpha = [e^{\frac{j\Delta\Phi_1}{\lambda}}, e^{\frac{j\Delta\Phi_2}{\lambda}}, e^{\frac{j\Delta\Phi_3}{\lambda}}, \dots, e^{\frac{j\Delta\Phi_{12}}{\lambda}}]^T$ 。则阵列天线的接收信号可以写成:

$$\mathbf{X} = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_{12}(t)]^T = \alpha \cdot s(t) + \mathbf{N} \quad (4)$$

其中, $s(t)$ 为发送信号, $\mathbf{N} = [n_1(t), n_2(t), \dots, n_{12}(t)]^T$ 为噪声向量, $x_i(t)$ 表示各阵元上的接收信号。若有 n 个信号源,则阵列模型由式(4)变为式(5),其中 $\mathbf{A}$ 为阵列流形, $\mathbf{S}$ 表示空间中传播的所有信号。

$$\mathbf{X} = \mathbf{A} \times \mathbf{S} + \mathbf{N} = [\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n] \cdot [s_1(t), s_2(t), \dots, s_n(t)]^T + \mathbf{N} \quad (5)$$

蓝牙接收机在 CTE 信号持续时间内切换天线开关轮流对每根天线阵元上的信号进行正交采样,假设每个阵元在 CTE 信号的持续时间内均采样 m 次,相邻两次采样的时间间隔为 τ ,调制信号周期为 T ,则每次采样结果与真实信号会产生相移 $\phi = \frac{2\pi\tau}{T}$ 。对采样信号相位进行补偿,如式(6)所示。

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} e^{j\Phi_1[1]} & \dots & e^{j(\Phi_1[m] - 12(m-1)\phi)} \\ e^{j(\Phi_2[1] - \phi)} & \dots & e^{j(\Phi_2[m] - (12m-11)\phi)} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{j(\Phi_{12}[1] - 11\phi)} & \dots & e^{j(\Phi_{12}[m] - (12m-1)\phi)} \end{bmatrix} \quad (6)$$

为削弱接收机本身的频率误差,可利用参考阶段的 8 次采样得到的相位,解卷绕后得到其平均相位差 ϕ ,代替式(6)中的 ϕ ,然后将补偿后的相位映射到区间 $(-\pi, \pi]$ 上,得到最终的接收信号矩阵 $\hat{\mathbf{X}}$ 。

3 协方差矩阵修正与空间谱估计

将阵列天线按照图 5 的方式进行划分,分别为子阵 1、子阵 2、子阵 3 与子阵 4,并且 4 个子阵都是均匀线阵。

图 5 中每个子阵均可再次划分为两个相互重叠、阵元数为 3 的子阵 L1 与 L2,如图 6 所示。

设 L1 与 L2 的接收信号分别为 $\mathbf{X}_{L1}, \mathbf{X}_{L2}$,文献[13]介绍了一维均匀线阵的空间平滑去相干,并给出了证明,可得图 5 中子阵 1 的前向平滑协方差矩阵 $\mathbf{G}_{1,1}$,如式(7)所示。

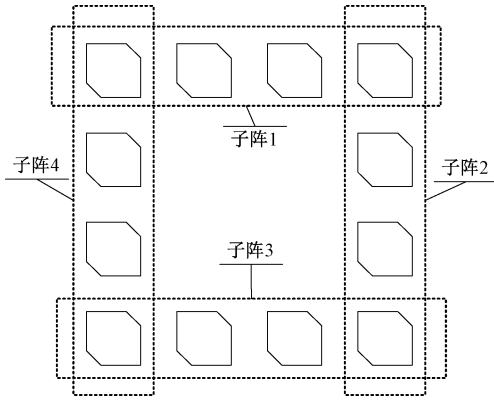


图 5 阵列天线第 1 次划分示意图

Fig. 5 First division of array antenna

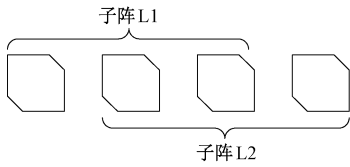


图 6 阵列天线子阵 1 前向平滑

Fig. 6 Forward smoothing of subarray L1

$$\mathbf{G}_{1,1} = \frac{1}{2} \left(\frac{\mathbf{X}_{L1} \cdot \mathbf{X}_{L1}^H}{m} + \frac{\mathbf{X}_{L2} \cdot \mathbf{X}_{L2}^H}{m} \right) \quad (7)$$

同理,可得到图 5 中其他 3 个子阵的前向平滑协方差矩阵 $\mathbf{G}_{2,2}, \mathbf{G}_{3,3}, \mathbf{G}_{4,4}$ 。

令 $\mathbf{J}_3$ 为 3 阶反单位矩阵,如式(8)所示。

$$\mathbf{J}_3 = \begin{bmatrix} & & 1 \\ & 1 & \\ 1 & & \end{bmatrix} \quad (8)$$

信号协方差矩阵与其共轭倒序阵求平均,可修正一维均匀线阵接收信号协方差矩阵的 Toeplitz 性,如式(9)所示, $(\cdot)^*$ 表示矩阵的共轭。

$$\hat{\mathbf{R}}_{i,i} = \frac{\mathbf{G}_{i,i} + \mathbf{J}_3 \cdot \mathbf{G}_{i,i}^* \cdot \mathbf{J}_3}{2} \quad (9)$$

将阵列天线重新划分为 4 个子阵,如图 7 所示,每个子阵仅有 3 个阵元。

整个阵列的接收信号可以表示为 $\hat{\mathbf{X}} = [\mathbf{X}_1^T \ \mathbf{X}_2^T \ \mathbf{X}_3^T \ \mathbf{X}_4^T]^T$, 其中 $(\cdot)^T$ 表示矩阵的转置,则接收信号 $\hat{\mathbf{X}}$ 协方差的一致性估计可以表示为式(10),其中 $(\cdot)^H$ 表示共轭转置, m 为快拍数。

$$\mathbf{R}_{xx} = E\{\hat{\mathbf{X}} \cdot \hat{\mathbf{X}}^H\} = \frac{\hat{\mathbf{X}} \cdot \hat{\mathbf{X}}^H}{m} = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_{1,1} & \mathbf{R}_{1,2} & \mathbf{R}_{1,3} & \mathbf{R}_{1,4} \\ \mathbf{R}_{2,1} & \mathbf{R}_{2,2} & \mathbf{R}_{2,3} & \mathbf{R}_{2,4} \\ \mathbf{R}_{3,1} & \mathbf{R}_{3,2} & \mathbf{R}_{3,3} & \mathbf{R}_{3,4} \\ \mathbf{R}_{4,1} & \mathbf{R}_{4,2} & \mathbf{R}_{4,3} & \mathbf{R}_{4,4} \end{bmatrix} \quad (10)$$

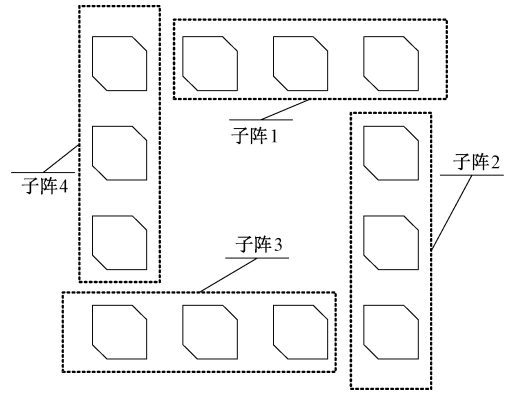


图 7 矩形阵列重新划分示意图

Fig. 7 Second division of array antenna

从式(10)可以看出, $\mathbf{R}_{xx}$ 的主对角分块矩阵分别为 4 个子阵的自相关矩阵,其他分块为子阵的互相关。使用式(9)中的修正后的矩阵 $\hat{\mathbf{R}}_{i,i}, i = 1, 2, 3, 4$ 来代替式(10)中的 $\mathbf{R}_{xx}$ 的主对角分块。

而式(10)中子阵 1 与子阵 2 互相关可以表示为式(11):

$$\mathbf{R}_{1,2} = \frac{1}{m} \mathbf{X}_1 \mathbf{X}_2^H = \frac{1}{m} (\bar{\mathbf{X}}_1 + \mathbf{N}_1) (\bar{\mathbf{X}}_2 + \mathbf{N}_2)^H \quad (11)$$

式中: $\bar{\mathbf{X}}_1, \bar{\mathbf{X}}_2$ 分别为子阵 1 与子阵 2 无干扰噪声的理论接收信号,信源数 $n \geq 3$ 时, $\bar{\mathbf{X}}_1$ 与 $\bar{\mathbf{X}}_2$ 行满秩。当信源数 $n < 3$ 时, $\bar{\mathbf{X}}_1$ 与 $\bar{\mathbf{X}}_2$ 的秩为信源数 n , 由于噪声项 $\mathbf{N}_1, \mathbf{N}_2$ 的影响, $\mathbf{X}_1$ 与 $\mathbf{X}_2$ 的秩无法确定,但其存在广义逆。

设 $\mathbf{X}_i^+$ 为 $\mathbf{X}_i$ 的广义逆矩阵,根据 Moore-Penrose 条件有:

$$\mathbf{R}_{1,2} = \mathbf{X}_1 (\mathbf{X}_1^+ \mathbf{X}_1)^H \mathbf{X}_2^H = \mathbf{X}_1 \mathbf{X}_1^H (\mathbf{X}_2 \mathbf{X}_1^+)^H = \mathbf{R}_{1,1} (\mathbf{X}_2 \mathbf{X}_1^+)^H \quad (12)$$

同理 $\mathbf{R}_{1,2}$ 可以写成:

$$\mathbf{R}_{1,2} = \mathbf{X}_1 (\mathbf{X}_2 (\mathbf{X}_2^+ \mathbf{X}_2)^H)^H = \mathbf{X}_1 (\mathbf{X}_2 \mathbf{X}_2^H (\mathbf{X}_2^+)^H)^H = \mathbf{X}_1 \mathbf{X}_2^+ \mathbf{R}_{2,2}^H \quad (13)$$

式(12)与(13)表明了 $\mathbf{X}_1$ 和 $\mathbf{X}_2$ 的互相关与其自相关之间的关系。结合式(12)与(13),使用式(9)中的修正后的自相关 $\hat{\mathbf{R}}_{1,1}, \hat{\mathbf{R}}_{2,2}$, 并取平均以减小噪音影响,可得到修正后的互相关,如式(14)所示。

$$\hat{\mathbf{R}}_{1,2} = \frac{1}{2} \cdot (\hat{\mathbf{R}}_{1,1} (\mathbf{X}_2 \mathbf{X}_1^+)^H + \mathbf{X}_1 \mathbf{X}_2^+ \hat{\mathbf{R}}_{2,2}^H) \quad (14)$$

同理,可分别求得 $\hat{\mathbf{R}}_{1,3}, \hat{\mathbf{R}}_{1,4}, \hat{\mathbf{R}}_{2,3}, \hat{\mathbf{R}}_{2,4}, \hat{\mathbf{R}}_{3,4}$, 代替式(10)中 $\mathbf{R}_{xx}$ 右上角各个分块矩阵。

又因 $\mathbf{R}_{xx}$ 为 Hermitian 矩阵,满足共轭对称性,故可得到整个阵列修正后的协方差矩阵:

$$\hat{\mathbf{R}}_{xx} = \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{R}}_{1,1} & \hat{\mathbf{R}}_{1,2} & \hat{\mathbf{R}}_{1,3} & \hat{\mathbf{R}}_{1,4} \\ \hat{\mathbf{R}}_{1,2}^H & \hat{\mathbf{R}}_{2,2} & \hat{\mathbf{R}}_{2,3} & \hat{\mathbf{R}}_{2,4} \\ \hat{\mathbf{R}}_{1,3}^H & \hat{\mathbf{R}}_{2,3}^H & \hat{\mathbf{R}}_{3,3} & \hat{\mathbf{R}}_{3,4} \\ \hat{\mathbf{R}}_{1,4}^H & \hat{\mathbf{R}}_{2,4}^H & \hat{\mathbf{R}}_{3,4}^H & \hat{\mathbf{R}}_{4,4} \end{bmatrix} \quad (15)$$

对 $\hat{\mathbf{R}}_{xx}$ 进行特征值分解:

$$\hat{\mathbf{R}}_{xx} = [\mathbf{U}_S \ \mathbf{U}_N] \begin{bmatrix} \lambda_1 & & & \\ & \ddots & & \\ & & \lambda_{12} & \end{bmatrix} [\mathbf{U}_S \ \mathbf{U}_N]^H \quad (16)$$

式(16)中的 $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_{12}$ 为 $\hat{\mathbf{R}}_{xx}$ 的 12 个特征值,由于信号的功率大于噪声的功率,所以较大的 n 个特征值对应的特征向量 $\mathbf{U}_S$ 张成信号子空间,较小的 $12 - n$ 个特征值对应的特征向量 $\mathbf{U}_N$ 则张成噪声子空间。由 $\mathbf{U}_N$ 与阵列流形 $\mathbf{A}$ 的列向量的正交关系,可构造空间谱函数,如式(17)所示。

$$f_{2D-MUSIC}(\theta, \varphi) = \frac{1}{\boldsymbol{\alpha}^H(\theta, \varphi) \mathbf{U}_N \mathbf{U}_N^H \boldsymbol{\alpha}(\theta, \varphi)} \quad (17)$$

最后通过二维的空间谱搜索 $(\theta, \varphi) = \arg\max \{f_{2D-MUSIC}(\theta, \varphi)\}, \varphi \in (0, \frac{\pi}{2}), \theta \in (-\pi, \pi)$, 便可得到信号的来波方向。

本文算法在空间谱搜索之前对协方差矩阵 $\mathbf{R}_{xx}$ 的修正,相比 MUSIC 算法,只增加了较少的计算量。在进行角度估计时,依然可以使用 MUSIC 的快速算法,从而降低运算量。并且,式(15)中修正后的协方差矩阵 $\hat{\mathbf{R}}_{xx}$ 没有被降维,达到了削弱相干信源影响的目的,又没有损失阵列天线的有效孔径。此外,本文算法只需要满足子阵为阵元数相等的均匀线阵这一要求,所以只要规划好阵列天线的划分方式,本文算法对于 L 型、十字交叉型等阵列依然适用。

4 实验验证

4.1 仿真分析

为验证算法的有效性,首先设计蒙特卡洛仿真实验对角度估计算法的性能来进行分析,采用均方根误差对角度估计的性能进行评估,如式(18)所示。

$$e = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (\psi_i - \bar{\psi})^2} \quad (18)$$

其中, e 为均方根误差, $N = 500$ 表示角度估计的次数, ψ_i 表示第 i 次的角度估计结果, $\bar{\psi}$ 为实际角度。

在仿真实验中,忽略不同天线阵元的传输损耗,固定阵列天线接收信号信噪比为 2 dB,随机选择信源角度进

行 500 次实验,然后使采样快拍数变化并分别求出俯仰角与方位角的均方根误差。结果如图 8 所示,随着快拍数的增大,均方根误差逐渐减小。并且可以看出,对于低功耗蓝牙接收机这类小快拍采样数据的角度估计,本文算法有着明显优势。

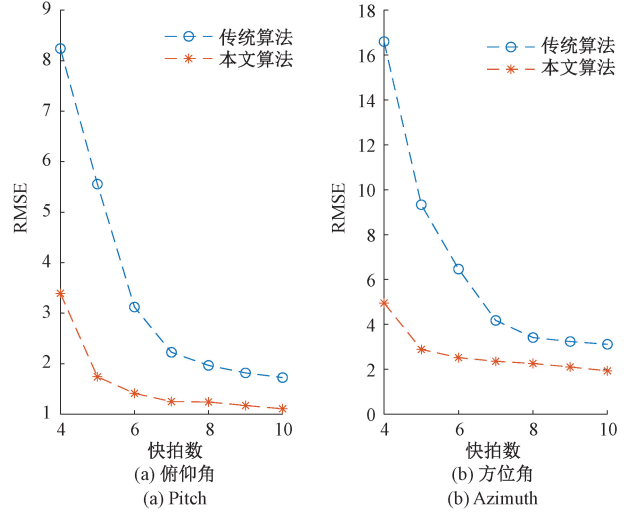


图 8 不同快拍数下角度估计的均方根误差

Fig. 8 Root mean square error of angle estimation under different snapshot numbers

在 $160 \mu s$ 内,12 阵元的接收机最多能够完成 6 次轮询采样。于是,固定采样快拍数为 6,随机选择信源角度进行 500 次实验,然后使信噪比变化并分别求出俯仰角与方位角的均方根误差。结果如图 9 所示,在低信噪比时,本文算法对角度估计的均方根误差有着较大改善。随着信噪比的增大,均方根误差逐渐减小,最后趋于平缓。在信噪比的变化过程中,本文算法始终保持着均方根误差更小的优势。

4.2 硬件系统设计

本文采用 Nordic 公司的 nRF52833 芯片作为蓝牙接收机,硬件系统框图如图 10 所示。nRF52833 通过切换天线开关,采集不同阵列天线不同阵元上的 IQ 数据,上传至 PC 端,然后处理数据进行角度估计。天线切换时间槽与采样时间槽均为 $1 \mu s$,即两次相邻采样的时间间隔为 $2 \mu s$ 。

角度估计的算法步骤如图 11 所示。

4.3 室外实验

室外实验在视野开阔的广场上进行,将阵列天线安装在距离地面 3.8 m 的撑杆上,阵列的法线方向为水平方向,如图 12 所示。

将信标放置于基站前方的地面,由于环境开阔,此时可视为没有多径信号。在信标发出 $160 \mu s$ 的 CTE 信号持续期间,接收机除参考天线的 8 次采样外,最多能够完

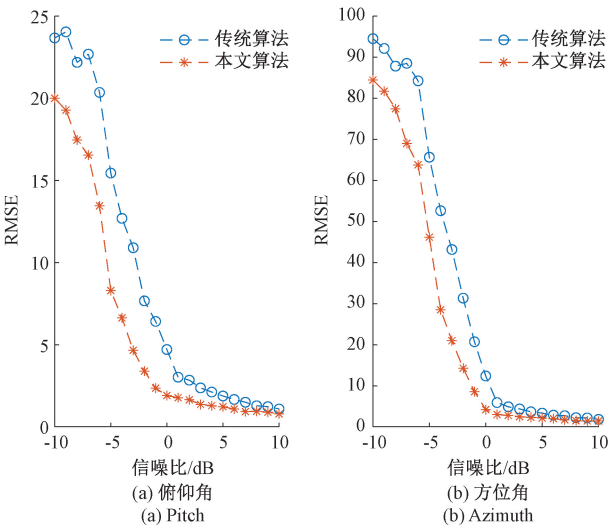


图 9 不同信噪比下角度估计的均方根误差

Fig. 9 Root mean square error of angle estimation under different signal-to-noise ratios

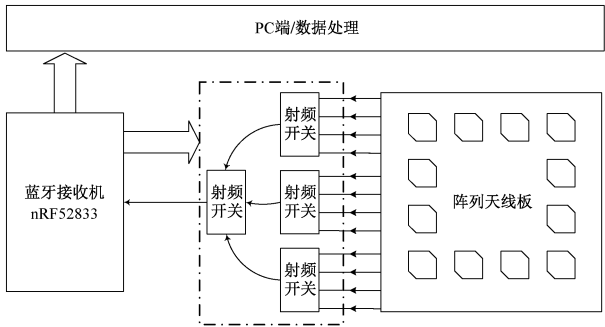


图 10 硬件系统框图

Fig. 10 Block diagram of hardware system

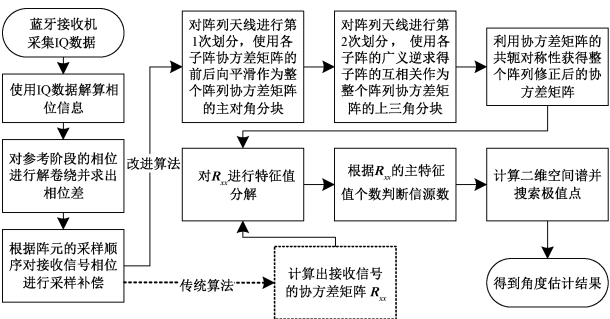


图 11 角度估计算法流程

Fig. 11 The flow chart of angle estimation algorithm

成整个阵列的 6 次轮询采样。将实测 IQ 数据按照第 2 节所介绍,解算出阵列的接收信号矩阵 $\hat{\mathbf{X}}$,然后分别使用经典算法与本文算法进行角度估计。结果如图 13 所示, θ, φ 分别表示方位角与俯仰角,本文所提算法的空间谱

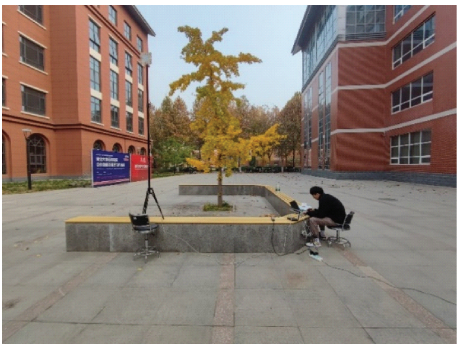


图 12 室外实验环境

Fig. 12 The outdoor experimental environment

峰比经典算法的空间谱更尖锐,有着更好的信噪比容忍度,与仿真结果一致。

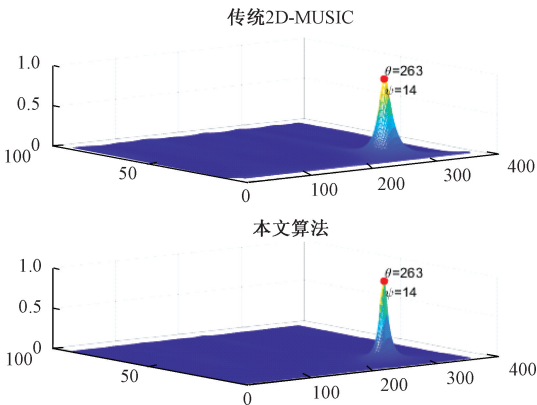


图 13 室外环境下的角度估计归一化空间谱

Fig. 13 Normalized spatial spectrum of angle estimation in outdoor environment

在远处随机选择 3 个静点,每个静点各采集 500 次数据。角度估计结果如图 14 所示,在无相干源影响的室外,两种算法的角度估计结果基本一致,然而从同一静点的情况来看,本文算法的估计结果更为集中。

分别计算出图 14 中每个静点方位角和俯仰角的均方根误差,计算结果如表 1 所示。

静点	传统算法		本文算法		误差降低百分比	
	方位角	俯仰角	方位角	俯仰角	方位角	俯仰角
1	3.776 1	7.274 2	2.682 8	4.837 8	28.95%	33.49%
2	1.749 9	5.545 1	1.518 6	3.716 0	13.21%	32.98%
3	2.046 6	6.731 9	1.699 7	6.417 3	16.95%	4.67%

从表 1 可以看出,估计独立信号的来波方向,改进后的算法在精度上有着很明显的提升。

4.4 室内实验

室内实验环境为典型办公室环境,如图 15 所示。将

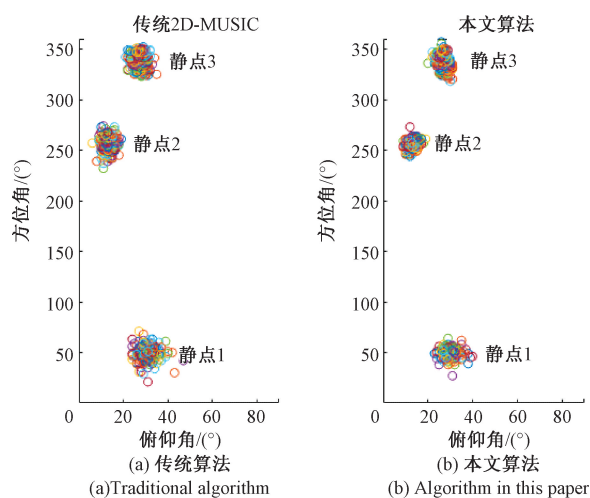


图 14 室外实验对比

Fig. 14 Comparison of outdoor experiments

阵列天线板固定于室内天花板上,阵列天线法线方向为竖直方向,与地面的垂直距离为 3.4 m。

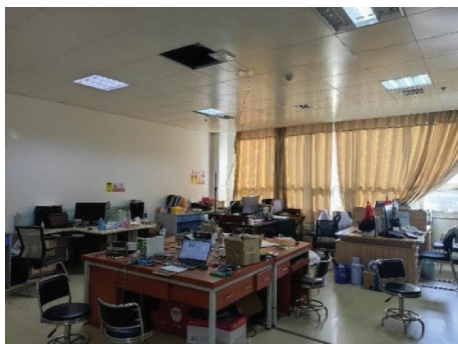


图 15 室内实验环境

Fig. 15 The indoor experimental environment

室内环境下,阵列天线可能接收到来自墙面、桌面、地面等各个方向的反射的多径信号,这些同频干扰为蓝牙信号的到达角估计带来了较大的挑战。在多径干扰较为严重的时候,经典算法已经完全失效。而改进算法成功恢复了信号协方差矩阵的秩,避免信号特征向量发散到噪声子空间,从而估计出正确的来波方向。如图 16 所示,信标的实际位置为 180° 方位角,本文算法所得出的空间谱波峰明显,对于伪峰与旁瓣的有着较大的抑制效果。

由于标签位于阵列天线法线方向(即 0° 俯仰角)时,计算得出的方位角变化较大,故将角度信息映射到二维平面,如图 17 所示,阵列天线的位置为原点 O ,定位标签的位置为点 A 。则标签的二维坐标为 $(H \cdot \tan\varphi\cos\theta, H \cdot \tan\varphi\sin\theta)$,其中 H 为标签所在水平面与阵列天线平面的竖直高度。

将标签先后放置于同一水平面 5 个不同的位置各采集 200 次有效数据,其方位角与俯仰角分别为 $(0,0)$ 、

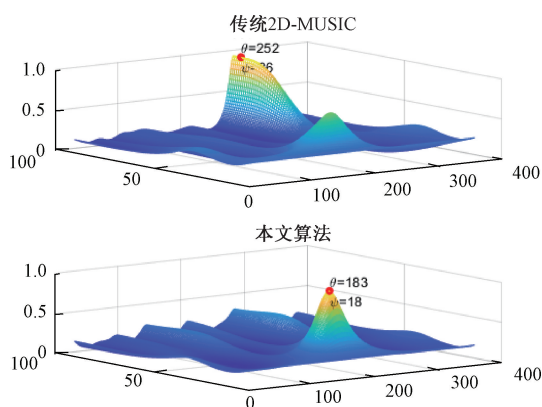


图 16 相干信号角度估计归一化空间谱

Fig. 16 Normalized spatial spectrum for angle estimation of coherent sources

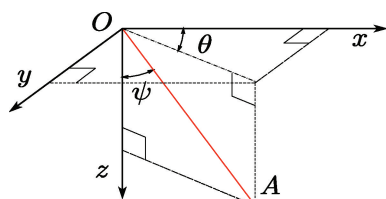


图 17 定位示意图

Fig. 17 Schematic diagram of location

$(0,30)$ 、 $(30,30)$ 、 $(90,30)$ 、 $(270,15)$ 。对 5 个定位点共进行 1 000 次数据采集,分别用传统算法与改进算法进行计算。计算结果如图 18(a) 所示,由于多径干扰存在,传统算法计算得到的结果方差较大且出现了许多离群值,甚至定位点 1 与定位点 5 已经无明显分界线。而本文算法则能够更加准确的估计出信号的来波方向,对这一情况有着较大的改善,如图 18(b) 所示。

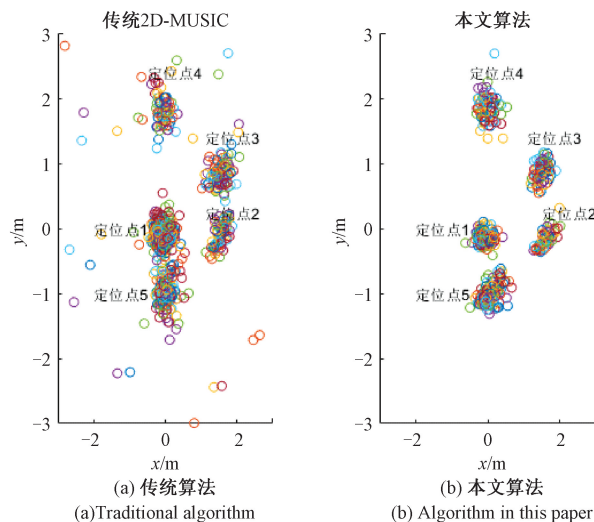


图 18 室内静点定位对比

Fig. 18 Comparison of indoor static location

由于信标位于不同的位置,受多径相干影响的程度不一样,难以整体评估,故对图 18 中 5 个定位点进行分别求圆概率误差,如式 (19) 所示,其中 ε 表示圆概率误差, x_i 与 y_i 分别为每次根据角度估计结果计算得到坐标点, $\bar{x}$ 与 $\bar{y}$ 为定位点的真实坐标。计算结果如表 2 所示。

$$\varepsilon = \sqrt{\ln 2} \cdot \sqrt{\frac{1}{200} \sum_{i=1}^{200} \sqrt{(x_i - \bar{x})^2 + (y_i - \bar{y})^2}} \quad (19)$$

表 2 定位点圆概率误差

Table 2 Circular error probable of anchor point			
定位点	传统算法 ε	本文算法 ε	误差降低百分比/%
1	0.414 4	0.279 8	32.48
2	0.399 5	0.209 2	47.63
3	0.720 8	0.403 4	44.03
4	0.681 0	0.498 8	26.75
5	1.311 5	0.521 2	60.25

从表 2 可以看出,本文算法将蓝牙 AoA 室内定位的圆概率误差大幅度降低,在定位点 5 甚至将误差降低了超过 60%。

5 结 论

低功耗蓝牙为消费、零售、医疗保健以及制造领域的各类应用创造了功能强大、低成本的解决方案,蓝牙 AoA 寻向将使蓝牙定位技术更好地满足定位服务行业中不断变化的需求。本文根据蓝牙信号特性与矩形阵列天线的信号处理,将在雷达、声呐等领域广泛使用的 MUSIC 算法运用于蓝牙信号的到达角估计。针对室内多径干扰,提出了改进二维 MUSIC 算法。在室外与室内两种不同实验环境下证明了本文所提的算法在低信噪比、低快拍数的蓝牙 AoA 估计上,有着较强的抗多径干扰的性能,提高了信号来波方向估计的成功率与精度,为室内蓝牙 AoA 高精度定位奠定了基础。在后续工作中,若融合蓝牙信号强度或者惯性导航进行定位,必定能够使得蓝牙定位技术的精度再次提升。并且,本文提出角度估计算法对与其他应用领域的来波方向估计也具有参考意义。

参考文献

[1] 闫大禹,宋伟,王旭丹,等. 国内室内定位技术发展现状综述[J]. 导航定位学报,2019,7(4):5-12.
YAN D Y, SONG W, WANG X D, et al. Overview of domestic indoor positioning technology development[J]. Journal of Navigation and Positioning, 2019, 7(4): 5-12.

[2] 饶文利. 室内三维定位分类、方法、技术综述[J]. 测绘与空间地理信息,2021,44(3):164-169.
RAO W L. Classification, methods and technology review of indoor 3D positioning [J]. Geomatics & Spatial

Information Technology, 201,44(3):164-169.

[3] RUAN L, ZHANG L, ZHOU T, et al. An improved bluetooth indoor positioning method using dynamic fingerprint window [J]. Sensors (Basel), 2020, 20(24):7269.

[4] 毕京学,汪云甲,宁一鹏,等. 顾及 BLE 信标几何优化的室内测距定位方法[J]. 中国矿业大学学报,2021, 50(2):411-416.
BI J X, WANG Y J, NING Y P, et al. Indoor range-based positioning method considering geometry optimization of BLE beacons [J]. Journal of China University of Mining & Technology, 201, 50(2): 411-416.

[5] 严志. 一种基于高斯和滤波的蓝牙信标室内定位算法[J]. 全球定位系统,2021,46(3):94-98.
YAN ZH. An indoor positioning algorithm for bluetooth beacons based on Gaussian sum filter [J]. Global Positioning System, 2021,46(3):94-98.

[6] Bluetooth SIG, Bluetooth Core Specification v5.1 [Z] 2020 Dec 9.

[7] HUANG C, ZHUANG Y, LIU H, et al. A performance evaluation framework for direction finding using BLE AoA/AoD receivers [J]. IEEE Internet of Things Journal, 2020, 8(5): 3331-3345.

[8] PAU G, ARENA F, GEBREMARIAM Y E, et al. Bluetooth 5.1: An analysis of direction finding capability for high-precision location services[J]. Sensors, 2021, 21(11): 3589.

[9] 蔡晶晶, 鲍丹, 李鹏, 等. 强约束优化降维 MUSIC 二维 DOA 估计[J]. 电子与信息学报, 2014, 36(5): 1113-1118.
CAI J J, BAO D, LI P, et al. Robust constrained optimization for dimensional-reduction of two-dimensional DOA estimation using MUSIC [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2014, 36(5): 1113-1118.

[10] 王军, 闫锋刚, 金铭, 等. 基于噪声子空间映射的二维波达角快速估计算法[J]. 电子学报, 2015, 43(2): 276-282.
WANG J, YAN F G, JIN M, et al. Fast estimation algorithm of 2-D angle of arrival based on noise subspace mapping [J]. Electronic Journals, 2015, 43(2): 276-282.

[11] 闫锋刚, 金铭, 乔晓林. 适用任意阵列的变换域二维波达角快速估计算法[J]. 电子学报, 2013, 41(5): 936-942.
YAN F G, JIN M, QIAO X L. Fast estimation algorithm of 2-D angle of arrival in transform domain for arbitrary array [J]. Electronic Journals, 2013, 41(5): 936-942.

- [12] 王伟, 王晓萌, 李欣, 等. 基于 MUSIC 算法的 L 型阵列 MIMO 雷达降维 DOA 估计[J]. 电子与信息学报, 2014, 36(8): 1954-1959.
WANG W, WANG X M, LI X, et al. Dimension reduction DOA estimation for L-array MIMO radar based on MUSIC algorithm [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2014, 36(8): 1954-1959.
- [13] SHAN T J, WAX M, KAILATH T. On spatial smoothing for direction-of-arrival estimation of coherent signals[J]. IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 1985, 33(4): 806-811.
- [14] PILLAI S U, KWON B H. Forward/backward spatial smoothing techniques for coherent signal identification[J]. IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 1989, 37(1): 8-15.
- [15] SHI Y, CHEN M, SHAN Z. Spatial smoothing technique for coherent signal DOA estimation based on eigen space MUSIC algorithm [J]. Journal of Jilin University (Engineering and Technology Edition), 2017, 47(1): 268-273.
- [16] 张聪, 胡谋法, 卢焕章. 基于虚拟阵列空间平滑的相干信号 DOA 估计 [J]. 电子学报, 2010, 38(4): 929-933.
ZHANG C, HU Q F, LU H ZH. DOA estimation of coherent signals based on virtual array spatial smoothing [J]. Electronic Journals, 2010, 38(4): 929-933.
- [17] 毛维平, 李国林, 谢鑫, 等. 独立源与相干源并存的信源数估计[J]. 系统工程与电子技术, 2014, 36(3): 422-428.
MAO W P, LI G L, XIE X, et al. Source number estimation of coexisting uncorrelated and coherent sources[J]. Systems Engineering and Electronics, 2014, 36(3): 422-428.
- [18] 姚昕彤, 王玉文, 刘奇, 等. 基于 MUSIC 及其改进算法的 DOA 估计研究 [J]. 通信技术, 2021, 54(6): 1363-1369.
YAO X T, WANG Y W, LIU Q, et al. Research on DOA estimation based on MUSIC and its improved algorithm[J]. Communications Technology, 2021, 54(6): 1363-1369.
- [19] 陈辉, 黄本雄, 王永良. 基于互相关矢量重构的解相干算法研究[J]. 系统工程与电子技术, 2008(6): 1005-1008, 1036.

CHEN H, HUANG B X, WANG Y L. Research on decorrelation algorithm based on cross-correlation vector reconstruction [J]. Systems Engineering and Electronic Technology, 2008 (6): 1005-1008, 1036.

- [20] 梁浩, 李小波. 基于 Toeplitz 矩阵重构的相干信源二维 DOA 估计算法[J]. 电子信息对抗技术, 2012, 27(1): 23-27.

LIANG H, LI X B. Two-dimensional DOA estimation algorithm for coherent sources based on Toeplitz matrix reconstruction [J]. Electronic Information Countermeasure Technology, 2012, 27(1): 23-27.

- [21] 金爱锁, 章飞. 基于 Toeplitz 矩阵集重构的相干信源二维 DOA 估计[J]. 微电子学与计算机, 2021, 38(8): 66-72.

JIN AI S, ZHANG F. Two-dimensional DOA estimation of coherent sources based on Toeplitz matrix set reconstruction [J]. Microelectronics and Computers, 2021, 38(8): 66-72.

作者简介



韦子辉, 1999 年于华北理工大学获得学士学位, 2002 年于海军工程大学获得硕士学位, 2009 年于河北工业大学获得博士学位, 现为河北大学副教授、硕士生导师, 主要研究方向为检测技术、室内定位技术。

E-mail: zihui-wei@163.com

Wei Zihui received his B. Sc. degree from North China University of Science and Technology in 1999, M. Sc. degree from Naval Engineering University in 2002 and Ph. D. degree from Hebei University of Technology in 2009, respectively. Now he is an associate professor and master tutor in Hebei University. His main research interest includes indoor positioning technology.



孔祥杰, 2001 年于河北大学获得学士学位, 2007 年于天津大学获得硕士学位, 现为河北大学硕士生导师, 主要研究方向为检测技术与自动化装置。

E-mail: kwty@163.com

Kong Xiangjie received his B. Sc. degree from Hebei University in 2001, M. Sc. degree from Tianjin University in 2007, respectively. Now he is a master tutor in Hebei University. His main research interests include detection technology and automation devices.