

文章编号: 2095-4980(2019)03-0418-06

无线定位中基于旋转不变 PM 的时延估计

李海文, 陈松, 张龙, 郑娜娥

(战略支援部队信息工程大学 数据与目标工程学院, 河南 郑州 450001)

摘要: 定位参数的快速估计是无线定位系统的关键环节。针对超分辨时延估计算法计算复杂度较高这一问题, 提出一种基于旋转不变传播算子(PM)的时延估计算法。该算法首先对正交频分复用(OFDM)频域接收信号进行建模, 然后计算协方差矩阵, 再根据子载波流行矩阵的范德蒙矩阵属性, 采用旋转不变 PM 算法实现时延参数的闭式解, 从而既无须特征值分解又避免了伪谱峰搜索, 计算速度快。理论分析和仿真结果表明, 该算法在计算量大幅度下降的同时, 参数估计性能接近于基于旋转不变技术(ESPRIT)估计信号参数算法, 具有一定的可行性和有效性。

关键词: 正交频分复用; 旋转不变; 传播算子; 时延估计

中图分类号: TN911.7

文献标志码: A

doi: 10.11805/TKYDA201903.0418

Time delay estimation based on rotation-invariance PM in wireless positioning

LI Haiwen, CHEN Song, ZHANG Long, ZHENG Na'e

(Institute of Data and Target Engineering, Information Engineering University, Zhengzhou Henan 450001, China)

Abstract: Fast estimation of location parameters is the key for the wireless positioning system, but super-resolution time delay estimation algorithms commonly have high computational complexity. Aiming at solving this problem, a time delay estimation based on rotation-invariance Propagator Method(PM) is proposed in Orthogonal Frequency Division Multiplexing(OFDM) system. Firstly, the received signal in OFDM frequency domain is modeled, and then the covariance matrix is calculated. Finally, according to the Vandermonde matrix attribute of subcarriers steering matrix, the closed-form solution of time delay parameter is accomplished by rotation-invariance PM algorithm, which not only does not need eigenvalue decomposition but also avoids the pseudo spectral peak search, and the calculation speed is fast. Theoretical analysis and simulation results show that the performance of the proposed algorithm is close to that of the Estimating Signal Parameter via Rotational Invariance Techniques(ESPRIT) algorithm with a significant cut in the computational complexity, and the algorithm has good feasibility and effectiveness.

Keywords: Orthogonal Frequency Division Multiplexing; Estimating Signal Parameter via Rotational Invariance Techniques; Propagator Method; time delay estimation

由于在频谱效率、对抗多径衰落、实现复杂度低等方面具有显著优势, 正交频分复用(OFDM)技术已广泛用于 IEEE 802.11a/g/n/ac、OFDM 新体制雷达^[1]、卫星通信系统^[2]、WiMAX 系统、3GPP LTE/LTE-Advanced 及 5G 移动通信^[3]等系统中。在享用 OFDM 技术提供便利数据服务的同时, 军民各方对无线目标高精度定位信息的需求也日益增加, 尤其是在室内、地下场所等复杂环境中。因此, 利用 OFDM 信号的精确定位具有极大的应用价值, 也是当前研究的热点。

时延估计是无线定位中常用的测距方法, 主要包括: 互相关法^[4]、最大似然算法^[5-6]和子空间类算法^[7]等。其中, 互相关法原理简单, 工程上容易实现, 但分辨力低, 且要求信号和噪声之间互不相关; 最大似然法是理论最优算法, 在低信噪比下可以逼近克拉美-罗界(Cramer-Rao Bound, CRB), 但需要网格搜索, 计算复杂度高; 子空间类算法具有超分辨能力, 参数估计精确度高, 但需要协方差矩阵分解及网格搜索, 计算复杂度也比较高。近年来, 在如何保证超分辨和兼顾计算复杂度方面, 学者们进行了大量研究。对于 OFDM 信号时延估计, 文献[8]提

收稿日期: 2018-03-22; 修回日期: 2018-04-16

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(61401513); 国家科技重大专项资助项目(2013ZX03006003-006)

出峰值检测、修正的最大峰值泄露率检测和信道频域响应重构等3种方法,在WINNER A1 LOS信道多径环境中信道频域响应重构方法能提供最好的性能,但该方法主要基于接收端收到的前导序列来实现,应用范围受限。文献[9]给出一种粗估计与精估计相结合的OFDM无线信号到达时延差(Time Differences Of Arrival, TDOA)估计算法,该算法需要使用引导沿检测技术来抑制多径传播,定位精确度有限。在此基础上,文献[10]提出一种粗估计采用互相关法与精估计采用子载波相位差方法相结合的TOA估计算法,该算法只能用在主动定位中。文献[11]将子空间算法应用于OFDM信道时延估计中,取得了良好的性能,但计算复杂度相对较高。文献[12]利用一维矩阵束算法完成了TDOA估计,研究了OFDM系统带宽与估计误差之间的关系,但该方法对信噪比要求很高。文献[13]给出一种利用二维多重信号分类(Multiple Signal Classification, MUSIC)算法进行时延与到达角度二维伪谱峰搜索的联合估计,解决了配对问题,但计算复杂度极高,难以实际应用,而在给定固定计算量的同时也限制了其估计的精确度。传播算子算法^[14-16](PM)也是一种子空间类算法,最早用于超分辨率波达方向估计中,并取得了较理想的性能。与MUSIC和旋转不变技术(ESPRIT)等算法不同,它不需要对接收信号的协方差矩阵进行特征值分解,直接利用协方差矩阵估计噪声子空间,因此,减少了计算复杂度。文献[17]采用PM算法进行了时延估计,但是伪谱峰搜索过程仍然存在,计算复杂度依然较高。

鉴于此,本文提出一种无线定位中基于旋转不变PM算法的时延估计算法,显著降低了计算量。该算法结合OFDM信号的特点,对频域接收信号进行建模进而得到无线信道频域响应估计,然后计算协方差矩阵,再根据子载波流行矩阵的范德蒙矩阵属性,采用旋转不变PM算法实现对时延参数的闭式解,从而避免了伪谱峰搜索,计算速度快。文中也给出了算法的计算复杂度分析,仿真结果表明该算法具有较高的估计精确度,且计算效率显著提高,是一种有效的适用于OFDM信号的时延参数估计方法。

1 信号模型

对于OFDM发射信号,考虑有 N 个正交子载波的OFDM系统,其基带子载波可表示为:

$$\phi_k(t) = e^{j2\pi f_k t} = e^{j2\pi(f_c + k/T)t} \quad (1)$$

式中: f_k 为第 k 个子载波的频率, $k=1,2,\dots,N-1$; f_c 为OFDM信号载波频率。假设加入循环前缀后的符号长度为 $T_w = T + T_G$,其中 T_w 为OFDM符号的总长度, $T_G = GT_s$ 为保护间隔长度, $T = NT_s$ 为OFDM符号的净数据长度,也是DFT/IDFT的周期, T_s 为采样间隔,则调制 N 个并行数据后的OFDM符号可表示为:

$$s(t) = \frac{1}{\sqrt{T}} \sum_{k=0}^{N-1} d_k e^{j2\pi(f_c + k/T)t} \quad (2)$$

式中: d_k 为第 k 个子载波上调制的复信号。通常情况下,可认为信道在一个符号持续时间内保持不变,则OFDM信号在多径环境下的无线信道时域冲击响应模型可等效为:

$$h(t) = \sum_{i=0}^{L_p-1} a_i \delta(t - \tau_i) \quad (3)$$

式中: L_p 为多径数; $a_i = |a_i| e^{j\varphi_i(t)}$ 和 τ_i 分别为第 i 条多径分量的复衰落系数和传播时延,假设 $0 \leq \tau_0 \leq \tau_1 \leq \dots \leq \tau_{L_p-1}$,则 τ_0 表示视距传播中的最短路径的传播时延,即要估计的时延参数。在每一个快拍中,信道的多径分量传播时延和多径分量复衰落系数可以认为是不变的^[7], $\varphi_i(t)$ 在区间 $(0, 2\pi)$ 上服从均匀分布,记为 $\varphi_i(t) \sim U(0, 2\pi)$ 。因此,多径分量复衰落系数 $\alpha_0, \alpha_1, \dots, \alpha_{L_p-1}$ 相互独立。

经过信道和加性高斯白噪声后,接收信号可以表示为:

$$r(t) = \sum_{i=0}^{L_p-1} a_i s(t - \tau_i) + w(t) = \frac{1}{\sqrt{T}} \sum_{k=0}^{N-1} d_k \left[\sum_{i=0}^{L_p-1} a_i e^{-j2\pi(f_c + k/T)\tau_i} + n(t) \right] e^{j2\pi(f_c + k/T)t} \quad (4)$$

式中: $w(t)$ 和 $n(t)$ 均为加性复高斯白噪声。接收信号 $r(t)$ 经过DFT变换后,第 k 个子载波上的接收数据可表示为:

$$R(k) = d_k \left[\sum_{i=0}^{L_p-1} a_i e^{-j2\pi(f_c + k/T)\tau_i} + n_k \right] \quad (5)$$

则第 k 个子载波上的信道频域响应估计为:

$$\hat{x}_k = H_k + n_k = \sum_{i=0}^{L_p-1} \alpha_i e^{-j2\pi(f_c + k/T)\tau_i} + n_k, \quad 0 \leq k \leq N-1 \quad (6)$$

式中: n_k 为均值为0,方差为 σ^2 的加性复高斯白噪声; N 表示OFDM系统子载波个数,即DFT点数。

2 基于旋转不变 PM 的时延估计算法

将信道频域响应估计式(6)向量化为:

$$\hat{\mathbf{x}} = \mathbf{H} + \mathbf{n} = \mathbf{V}\mathbf{a} + \mathbf{n} \quad (7)$$

式中: $\hat{\mathbf{x}} = [x_0, x_1, \dots, x_{N-1}]^T$; $\mathbf{H} = [H_0, H_1, \dots, H_{N-1}]^T$; $\mathbf{n} = [n_0, n_1, \dots, n_{N-1}]^T$; $\mathbf{V} = [\mathbf{v}(\tau_0), \mathbf{v}(\tau_1), \dots, \mathbf{v}(\tau_{L_p-1})]$, 其中 $\mathbf{v}(\tau_i) = [1, e^{-j2\pi\tau_i/T}, \dots, e^{-j2\pi(N-1)\tau_i/T}]^T$; $\mathbf{a} = [a'_0, a'_1, \dots, a'_{L_p-1}]^T$, $a'_i = a_i e^{-j2\pi\tau_i/T}$ 。其中, \mathbf{V} 可视为子载波或采样点数流行矩阵, 则信道频域响应估计的协方差矩阵为:

$$\mathbf{R}_{\hat{\mathbf{x}}\hat{\mathbf{x}}} = E[\hat{\mathbf{x}}\hat{\mathbf{x}}^H] = \mathbf{V}\mathbf{R}_{aa}\mathbf{V}^H + \sigma^2\mathbf{I} \quad (8)$$

式中: $\mathbf{R}_{aa} = E[\mathbf{a}\mathbf{a}^H]$; $\mathbf{I} \in \mathbf{C}^{N \times N}$ 为单位矩阵。

2.1 算法描述

考虑到子载波流型矩阵 $\mathbf{V} \in \mathbf{C}^{N \times L_p}$ 是列满秩的, \mathbf{V} 中的前 L_p 行线性无关, 则其余的行可由这 L_p 行线性表示。将流型矩阵分块为:

$$\mathbf{V} = \begin{bmatrix} \mathbf{V}_1 \\ \mathbf{V}_2 \end{bmatrix} \quad (9)$$

式中: $\mathbf{V}_1 \in \mathbf{C}^{L_p \times L_p}$ 是满秩矩阵; $\mathbf{V}_2 \in \mathbf{C}^{(N-L_p) \times L_p}$ 。显然 \mathbf{V}_1 是一个 $L_p \times L_p$ 维的非奇异矩阵。矩阵 \mathbf{V}_2 是 \mathbf{V}_1 的线性变换, 可表示为:

$$\mathbf{P}^H \mathbf{V}_1 = \mathbf{V}_2 \quad (10)$$

式中 $\mathbf{P} \in \mathbf{C}^{L_p \times (N-L_p)}$ 为传播算子。于是可定义矩阵 $\mathbf{Q} \in \mathbf{C}^{N \times L_p}$ 为:

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{L_p} \\ \mathbf{P}^H \end{bmatrix} \quad (11)$$

式中 \mathbf{I}_{L_p} 为 $L_p \times L_p$ 的单位矩阵。

由式(9)和式(10)可知, \mathbf{Q} 可进一步表示为:

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{L_p} \\ \mathbf{P}^H \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{V}_1 \\ \mathbf{P}^H \mathbf{V}_1 \end{bmatrix} \mathbf{V}_1^{-1} = \begin{bmatrix} \mathbf{V}_1 \\ \mathbf{V}_2 \end{bmatrix} \mathbf{V}_1^{-1} \quad (12)$$

取矩阵 \mathbf{Q} 的前 $N-1$ 行和后 $N-1$ 行分别构造矩阵 \mathbf{Q}_a 和 \mathbf{Q}_b , 则 \mathbf{Q}_a 和 \mathbf{Q}_b 均是 $(N-1) \times L_p$ 维矩阵; 同理取矩阵 \mathbf{V} 的前 $N-1$ 行和后 $N-1$ 行分别构造矩阵 \mathbf{V}_a 和 \mathbf{V}_b , 则有 $\mathbf{Q}_a = \mathbf{V}_a \mathbf{V}_1^{-1}$, $\mathbf{Q}_b = \mathbf{V}_b \mathbf{V}_1^{-1}$, 由 $\mathbf{V} = [\mathbf{v}(\tau_0), \mathbf{v}(\tau_1), \dots, \mathbf{v}(\tau_{L_p-1})]$ 可得

$$\mathbf{V}_b = \mathbf{V}_a \boldsymbol{\Phi} \quad (13)$$

式中 $\boldsymbol{\Phi} = \text{diag}(e^{-j2\pi\tau_0/T}, e^{-j2\pi\tau_1/T}, \dots, e^{-j2\pi\tau_{L_p-1}/T})$ 为旋转算符。于是, 可得如下关系式

$$\mathbf{Q}_a^+ \mathbf{Q}_b = \mathbf{V}_a^+ \mathbf{V}_b^{-1} \mathbf{V}_a \mathbf{V}_1^{-1} = \mathbf{V}_a^+ \boldsymbol{\Phi} \mathbf{V}_1^{-1} \quad (14)$$

令 $\boldsymbol{\Psi} = \mathbf{Q}_a^+ \mathbf{Q}_b$, 则可知 $\boldsymbol{\Phi}$ 的对角元素就是矩阵 $\boldsymbol{\Psi}$ 的特征值, 且 $\boldsymbol{\Psi}$ 和 $\boldsymbol{\Phi}$ 具有相同的特征值。通过对 $\boldsymbol{\Psi}$ 进行特征值分解, 可得

$$\boldsymbol{\Psi} = \mathbf{V}_1 \boldsymbol{\Phi} \mathbf{V}_1^{-1} \quad (15)$$

因此, 根据特征值 $\boldsymbol{\Phi}$ 可以得到时延估计 $\hat{\tau}_i$, 其闭式解为:

$$\hat{\tau}_i = -\text{angle}(\lambda_i)T/2\pi, \quad i = 0, 1, \dots, L_p - 1 \quad (16)$$

式中 λ_i 为 $\boldsymbol{\Phi}$ 的对角元素。

由以上推导可知, 要得到时延估计应先得到传播算子 \mathbf{P} 。在仿真计算中, 传播算子 \mathbf{P} 只能通过具有统计性能的输出矩阵来计算信道频域响应估计的协方差矩阵 $\hat{\mathbf{R}}_{\hat{\mathbf{x}}\hat{\mathbf{x}}} = \hat{\mathbf{x}}\hat{\mathbf{x}}^H/S$ 来求解, 其中, S 为快拍数。在没有噪声时, 可对 $\hat{\mathbf{R}}_{\hat{\mathbf{x}}\hat{\mathbf{x}}}$ 进行分块得

$$\hat{\mathbf{R}}_{\hat{\mathbf{x}}\hat{\mathbf{x}}} = \frac{1}{S} \mathbf{V} \mathbf{R}_{aa} \mathbf{V}^H = \frac{1}{S} \begin{bmatrix} \mathbf{V}_1 \\ \mathbf{V}_2 \end{bmatrix} \mathbf{R}_{aa} \begin{bmatrix} \mathbf{V}_1^H & \mathbf{V}_2^H \end{bmatrix} = \frac{1}{S} \begin{bmatrix} \mathbf{V}_1 \mathbf{R}_{aa} \mathbf{V}_1^H & \mathbf{V}_1 \mathbf{R}_{aa} \mathbf{V}_2^H \\ \mathbf{V}_2 \mathbf{R}_{aa} \mathbf{V}_1^H & \mathbf{V}_2 \mathbf{R}_{aa} \mathbf{V}_2^H \end{bmatrix} = \frac{1}{S} \begin{bmatrix} \mathbf{V}_1 \mathbf{R}_{aa} \mathbf{V}_1^H & \mathbf{V}_1 \mathbf{R}_{aa} \mathbf{V}_1^H \mathbf{P} \\ \mathbf{P}^H \mathbf{V}_1 \mathbf{R}_{aa} \mathbf{V}_1^H & \mathbf{P}^H \mathbf{V}_1 \mathbf{R}_{aa} \mathbf{V}_1^H \mathbf{P} \end{bmatrix} \quad (17)$$

令 $\hat{\mathbf{R}}_{\text{xx}} = [\mathbf{G}, \mathbf{H}]$, 其中 $\mathbf{G} \in \mathbf{C}^{N \times L_p}$, $\mathbf{H} \in \mathbf{C}^{N \times (N - L_p)}$, 从式(17)可以看出 $\mathbf{H} = \mathbf{G}\mathbf{P}$, 即传播算子的表达式为:

$$\mathbf{P} = \mathbf{G}^+ \mathbf{H} \quad (18)$$

由于在实际环境中噪声总是存在的, 因此关系式 $\mathbf{H} = \mathbf{G}\mathbf{P}$ 不再成立。于是传播算子的估计值 $\hat{\mathbf{P}}$ 可由最小化下面的代价函数得到

$$J_{\text{csm}}(\hat{\mathbf{P}}) = \|\mathbf{H} - \mathbf{G}\hat{\mathbf{P}}\|_F^2 \quad (19)$$

式中: $\|\cdot\|_F$ 为 Frobenius 范数; 代价函数 J_{csm} 为 $\hat{\mathbf{P}}$ 的二次凸函数, 其最优解为:

$$\hat{\mathbf{P}} = (\mathbf{G}^H \mathbf{G})^{-1} \mathbf{G}^H \mathbf{H} \quad (20)$$

2.2 算法步骤

综上所述, 本文所提算法的流程可以归纳如下:

- 步骤 1: 构造信道频域响应;
- 步骤 2: 计算信道频域响应的自相关矩阵, 并对自相关矩阵进行分块;
- 步骤 3: 根据分块结果, 利用式(20)得到传播算子 $\hat{\mathbf{P}}$;
- 步骤 4: 利用传播算子 $\hat{\mathbf{P}}$ 构造矩阵 \mathbf{Q} , \mathbf{Q}_a 和 \mathbf{Q}_b ;
- 步骤 5: 对 $\mathbf{Q}_a^+ \mathbf{Q}_b$ 进行特征值分解得到 $\boldsymbol{\Phi}$, 并利用式(16)得到时延的估计值。

2.3 算法复杂度分析

Root-MUSIC 算法的计算复杂度主要包括 3 部分: 对方差矩阵 $\hat{\mathbf{R}}_{\text{xx}}$ 的计算, 复杂度为 $O(N^2 S)$; 对方差矩阵的特征分解, 复杂度为 $O(N^3)$; 对构造的求根多项式求解, 复杂度为 $O(N^2 + 5N - NL_p - L_p - 2)$ 。传统 MUSIC 算法的计算复杂度为 $O(N^3 + N^2 S + N^2 W_t)$, W_t 为时延搜索的网格数。采用 ESPRIT 算法进行时延估计的复杂度为 $O(N^3 + N^2 S + (N-1)L_p^2 + L_p^3)$ 。本文算法由于采用旋转不变技术, 故无须谱峰搜索, 所需复杂度为 $O((S + L_p)N^2 - L_p^2 + L_p^3)$ 。表 1 为 4 种算法复杂度对比。

由表 1 可以看出, 前 3 种算法的计算复杂度的最大量级是 N^3 , 而本算法的最大量级是 N^2 , 故本文算法的计算复杂度最低, 这主要是本文算法无须特征值分解和谱峰搜索, 因此本文算法可以提高定位参数估计的效率。

3 仿真实验

本文研究的是 OFDM 无线信号定位模型下的时延估计算法, 其中信道频域响应的离散采样直接采用多载波解调技术实现。根据 IEEE 802.11g 协议, 将系统参数设置如下: 子载波数为 $N = 64$, 载波频率为 $f_c = 2.4 \text{ GHz}$, 系统带宽为 $B = 20 \text{ MHz}$, FFT 周期 $T = 3.2 \mu\text{s}$ 。为了验证本文算法的有效性, 使用 PC 机上安装的 Matlab 仿真软件, 采用 Monte Carlo 仿真来评估并与 Root-MUSIC 算法、ESPRIT 算法进行比较分析。

定义均方根误差(Root Mean Square Error, RMSE):

$$\text{RMSE}_i = \sqrt{\frac{1}{M} \sum_{m=1}^M (\hat{x}_{m,i} - x_i)^2} \quad (21)$$

式中: M 为 Monte Carlo 仿真次数; $\hat{x}_{m,i}$ 表示第 i 条多径在第 m 次 Monte Carlo 仿真中得到的参数估计值; x_i 表示对应的第 i 条多径的参数真实值。

仿真 1: 假设接收信号的多径数目 $L_p = 3$, 多径的到达时间分别为 100 ns, 140 ns, 180 ns, 多径分量复衰落系数分别为 1.0, 0.9 和 0.8, 快拍数 $S = 500$ 。在信噪比(Signal to Noise Ratio, SNR)为 5 dB 时, 对本文的算法进行 $M = 200$ 次 Monte Carlo 仿真, 得到时延估计值 $\hat{\tau}_{m,1}$, $\hat{\tau}_{m,2}$, $\hat{\tau}_{m,3}$ 的分布如图 1 所示。由图 1 可以看出, 本文算法在低信噪比下能够实现时延的高精确度估计。

定义时延估计误差为 $\Delta\tau_{m,i} = \hat{\tau}_{m,i} - \tau_i$, 则可得 3 条多径分量的时延估计误差 $\Delta\tau_{m,1}$, $\Delta\tau_{m,2}$, $\Delta\tau_{m,3}$ 的分布如图 2 所

表 1 算法复杂度对比表

| Table 1 Algorithm complexity comparison | |
|---|---|
| algorithm type | computational complexity |
| Root-MUSIC | $O(N^3 + (S+1)N^2 + 5N - NL_p - L_p - 2)$ |
| MUSIC | $O(N^3 + N^2 S + N^2 W_t)$ |
| ESPRIT | $O(N^3 + N^2 S + (N-1)L_p^2 + L_p^3)$ |
| proposed algorithm | $O((S + L_p)N^2 - L_p^2 + L_p^3)$ |

示。由图 2 可以看出, 本文算法的时延估计误差只有偶尔几次的发散情况出现, 总体趋于集中稳定。为进一步方便分析算法的整体统计特性, 可定义时延估计误差的均值为:

$$\Delta \hat{\tau} = \frac{1}{3M} \sum_{m=1}^M [|\Delta \tau_{m,1}| + |\Delta \tau_{m,2}| + |\Delta \tau_{m,3}|] \quad (22)$$

则可求出 $\Delta \hat{\tau} = 0.48313 \text{ ns}$ 。由此误差结果可以看出, 在低信噪比 SNR 为 5 dB 时, 本文算法的性能较为理想, 实用性较高, 仿真结果表明时延估计精确度能保证无线定位需求。

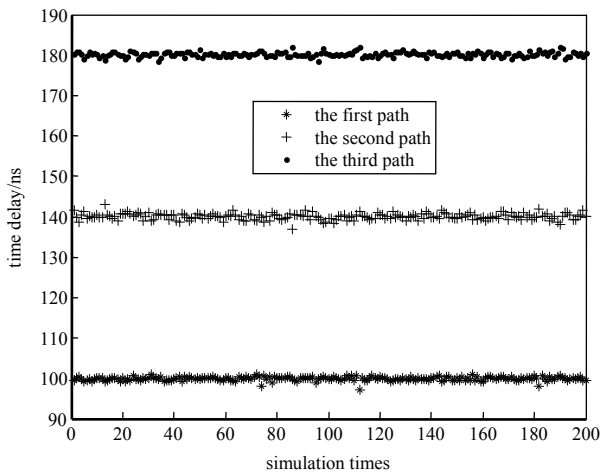


Fig.1 Distribution of time delay estimation under the conditions of $R_{SN}=5\text{dB}$, $L_p=3$

图 1 $R_{SN}=5 \text{ dB}$, $L_p=3$ 条件下的时延估计值分布

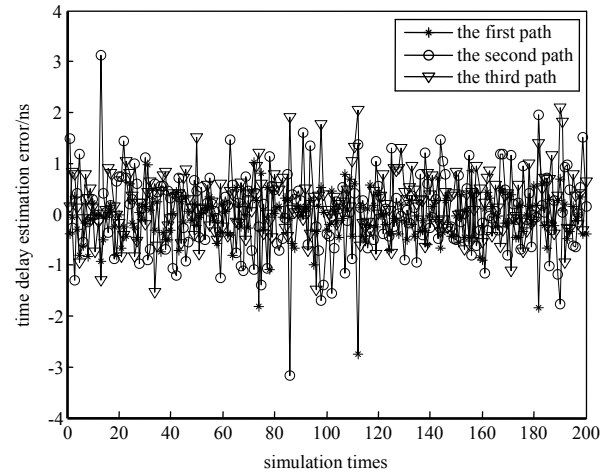


Fig.2 Distribution of time delay estimation error under the conditions of $R_{SN}=5 \text{ dB}$, $L_p=3$

图 2 $R_{SN}=5 \text{ dB}$, $L_p=3$ 条件下的时延估计误差值分布

仿真 2: 在相同条件下, 将本文算法与 Root-MUSIC 算法、ESPRIT 算法性能进行比较, 分别绘制这些算法首径的时延 RMSE 性能曲线。由图 3 可知, 本文算法的时延估计总体上精确度略低于 Root-MUSIC 算法, 在 SNR 为 5 dB 时, 非常接近于 ESPRIT 算法, 且算法的定位精确度能保证无线定位的需求, 但计算复杂度却显著降低, 使得定位的效率得到了有效提高。

4 结论

无线定位参数的快速估计决定定位系统的整体效能。针对子空间类超分辨率算法计算复杂度高、不利于实时计算的问题, 本文提出了一种基于旋转不变 PM 算法的时延估计算法, 给出了详细的模型构建和理论分析。该算法结合了 PM 算法原理和旋转不变特性, 通过求闭式解, 既无须协方差矩阵的特征值分解, 又避免了伪谱峰值搜索, 大大降低了计算量, 使得参数估计的效率显著提高。仿真实验验证了算法具有计算速度快、参数估计精确度高的特点, 具有一定的应用价值。

参考文献:

- [1] 霍凯, 赵晶晶. OFDM 新体制雷达研究现状与发展趋势[J]. 电子与信息学报, 2015, 37(11): 2776-2789. (HUO Kai, ZHAO Jingjing. The development and prospect of the new OFDM radar[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2015, 37(11): 2776-2789.)
- [2] NA Z, GUAN Q, FU C, et al. Channel model and throughput analysis for LEO OFDM satellite communication system[J]. International Journal of Future Generation Communication & Networking, 2013, 6(6): 109-122.
- [3] 张平, 陶运铮, 张治. 5G 若干关键技术评述[J]. 通信学报, 2016, 37(7): 15-29. (ZHANG Ping, TAO Yunzheng, ZHANG Zhi. Survey of several key technologies for 5G[J]. Journal on Communications, 2016, 37(7): 15-29.)

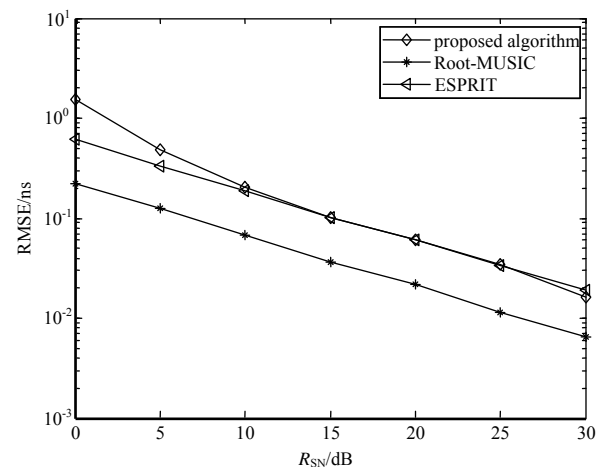
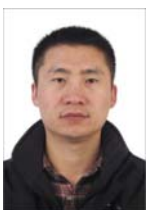


Fig.3 RMSE contrast of different algorithms

图 3 不同算法的 RMSE 性能比较

- [4] MAKKI A, SIDDIG A, SAAD M, et al. High-resolution time of arrival estimation for OFDM-based transceivers[J]. *Electronics Letters*, 2015, 51(3):294–296.
- [5] PERAL-ROSADO J A D, LÓPEZ-SALCEDO J A, SECO-GRANADOS G, et al. Joint maximum likelihood time-delay estimation for LTE positioning in multipath channels[J]. *Journal on Advances in Signal Processing*, 2014(1):33.
- [6] 李晶, 赵拥军, 李冬海. 基于马尔科夫链蒙特卡罗的时延估计算法[J]. *物理学报*, 2014, 63(13):130701. (LI Jing, ZHAO Yongjun, LI Donghai. Time delay estimation using Markov Chain Monte Carlo method[J]. *Acta Physica Sinica*, 2014, 63(13):130701.)
- [7] LI X, PAHLAVAN K. Super-resolution TOA estimation with diversity for indoor geolocation[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2004, 3(1):224–234.
- [8] HE Z, MA Y, TAFAZOLLI R. Improved high resolution TOA estimation for OFDM-WLAN based indoor ranging[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2013, 2(2):163–166.
- [9] NI H, REN G, CHANG Y. A TDOA location scheme in OFDM based WMANs[J]. *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, 2008, 54(3):1017–1021.
- [10] MAKKI A, SIDDIG A, SAAD M, et al. Indoor localization using 802.11 time differences of arrival[J]. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 2016, 65(3):614–623.
- [11] 刘超, 王英民. 子空间算法在 OFDM 信道时延估计中的应用[J]. *太赫兹科学与电子信息学报*, 2014, 12(4):533–538. (LIU Chao, WANG Yingmin. Application of subspace algorithm to time delay estimation in OFDM channels[J]. *Journal of Terahertz Science and Electronic Information Technology*, 2014, 12(4):533–538.)
- [12] GABER A, OMAR A. A study of TDOA estimation using matrix pencil algorithms and IEEE 802.11ac[C]// 2012 Ubiquitous Positioning, Indoor Navigation, and Location Based Service (UPINLBS). Helsinki, Finland: IEEE, 2012:1–8.
- [13] 巴斌, 刘国春, 李韬, 等. 基于哈达玛积扩展子空间的到达时间和波达方向联合估计[J]. *物理学报*, 2015, 64(7):078403. (BA Bin, LIU Guochun, LI Tao, et al. Joint for time of arrival and direction of arrival estimation algorithm based on the subspace of extended Hadamard product[J]. *Acta Physica Sinica*, 2015, 64(7):078403.)
- [14] LI A, WANG Shu. Propagator method for DOA estimation using fourth-order cumulant[C]// The 7th International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing. Wuhan, China: IEEE, 2011:23–25.
- [15] LIU S, YANG L, HUANG J H, et al. Generalization propagator method for DOA estimation[J]. *Progress in Electromagnetics Research M*, 2014(37):119–125.
- [16] LI X, XU D J, WANG X M. Modified propagator method for 2-dimensional DOA estimation in monostatic MIMO radar with L-shaped array[J]. *Advanced Materials Research*, 2014(846):1171–1175.
- [17] 巴斌, 郑娜娥, 胡捍英, 等. OFDM 系统中基于 PM 的时延估计算法[J]. *太赫兹科学与电子信息学报*, 2016, 14(3):355–360. (BA Bin, ZHENG Na'e, HU Hanying, et al. Time delay estimation based on PM in OFDM system[J]. *Journal of Terahertz Science and Electronic Information Technology*, 2016, 14(3):355–360.)

作者简介:



李海文(1980–), 男, 河南省驻马店市人, 在读博士研究生, 讲师, 主要研究方向为无线定位技术、移动通信技术. email: luckyhlhw66@163.com.

陈松(1986–), 男, 福建省泉州市人, 博士, 讲师, 主要研究方向为无线通信、认知无线电.

张龙(1993–), 男, 河南省周口市人, 在读硕士研究生, 主要研究方向为室内定位技术.

郑娜娥(1984–), 女, 福建省漳州市人, 博士, 讲师, 主要研究方向为无线通信、MIMO 雷达.