

IR-UWB 系统中基于 root-MUSIC 算法的 TOA 和 DOA 联合估计

王方秋¹, 张小飞^{1,2}, 汪飞¹

(1.南京航空航天大学 电子信息工程学院, 江苏 南京 210016;

2.南京航空航天大学 雷达成像与微波光子技术教育部重点实验室, 江苏 南京 210016)

摘要: 针对二维多重信号分类算法可以估计出系统的到达时间(TOA, time-of-arrival)和波达方向(DOA, direction-of-arrival)参数, 但需要复杂度非常高的二维谱峰搜索这一问题, 提出了 IR-UWB 系统中基于求根 MUSIC(root-MUSIC)的 TOA 和 DOA 联合估计算法, 该算法对接收信号的频域形式建模, 先估计出 TOA, 然后由 TOA 的差值计算出 DOA, 从而实现 TOA 和 DOA 的联合估计。该算法不需谱峰搜索, 可直接给出估计参数的闭式解, 还可实现参数配对。还推导了参数估计的误差方差。仿真结果表明, 该算法的参数估计性能明显优于矩阵束算法、传播算子算法以及基于旋转不变技术估计信号参数算法, 并且非常接近于 2D-MUSIC 算法, 但该算法的复杂度却远远低于 2D-MUSIC 算法。

关键词: 到达时间; 波达方向; 脉冲超宽带; 多重信号分类

中图分类号: TP391.9

文献标识码: A

文章编号: 1000-436X(2014)02-0137-09

Root-MUSIC-based joint TOA and DOA estimation in IR-UWB

WANG Fang-qiu¹, ZHANG Xiao-fei^{1,2}, WANG Fei¹

(1. College of Electronic and Information Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 210016, China;

2. Key Laboratory of Radar Imaging and Microwave Photonics, Ministry of Education, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 210016, China)

Abstract: The parameters can be estimated via two-dimensional (2D) multiple signal classification (MUSIC) algorithm, in which the two-dimensional spectral peak searching, however, requires much higher computational complexity. Aiming at this, an algorithm of root-MUSIC-based joint TOA and DOA estimation in IR-UWB system was proposed. After modeling the received signals in the frequency-domain, the algorithm estimated the TOA parameters first, and then the DOA parameters via the difference of the TOA was obtained, thereby the joint TOA and DOA estimation was gained. This algorithm does not need spectral peak searching and can obtain the closed-form solutions of the TOAs and DOAs. Moreover, it can get the parameters paired. In addition, the error variances of the estimated parameters were derived. The simulation results show that the proposed algorithm has much better performance than matrix pencil algorithm, propagator method and estimation of signal parameters via rotational invariance techniques (ESPRIT) algorithm, and has almost the same performance as 2D-MUSIC algorithm, while the complexity of the proposed algorithm has far lower than that of 2D-MUSIC algorithm.

Key words: time-of-arrival; direction-of-arrival; impulse radio ultra wideband; multiple signal classification

收稿日期: 2012-12-24; 修回日期: 2013-08-21

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(61371169); 江苏省博士后科研计划基金资助项目(1201039C); 中国博士后基金资助项目(2012M521099); 厦门大学水声通信与海洋信息技术教育部重点实验室开放课题基金资助项目; 智能无线通信湖北省重点实验室开放课题基金资助项目(IWC2012002); 无损检测技术教育部重点实验室(南昌航空大学)基金资助项目; 江苏高校优势学科建设工程基金资助项目; 中央高校基本科研业务费专项基金资助项目(NZ2012010); 南京航空航天大学研究生创新基地(实验室)开放基金资助项目(kfjj120115)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (61371169); Jiangsu Planned Projects for Postdoctoral Research Funds (1201039C); China Postdoctoral Science Foundation (2012M521099); Open Project of Key Laboratory of Underwater Acoustic Communication and Marine Information Technology (Xiamen University); Hubei Key Laboratory of Intelligent Wireless Communications (IWC2012002); Open Project of Key Laboratory of Nondestructive Testing (Nanchang Hangkong University); The Project Funded by the Priority Academic Program Development of Jiangsu Higher Education Institutions; The Fundamental Research Funds for the Central Universities (NZ2012010); The Foundation of Graduate Innovation Center on NUAA (kfjj120115)

1 引言

脉冲超宽带(IR-UWB, impulse radio ultra wide-band)技术是一种以纳秒级甚至亚纳秒级脉冲为载体对信息进行传输的无线通信技术,具有大带宽、高传输速率、低复杂性、低功耗、低功率谱密度和抗多径等特点,近年来被广泛地应用到雷达、定位、测距、追踪、传感网等各个领域^[1-6]。极窄的脉宽使得 IR-UWB 信号在精确定位应用中具备极大的潜力,理论上其定位精度可达到厘米级甚至毫米级^[7],极高的时间分辨能力使得基于信号到达时间(TOA, time-of-arrival)估计的测距技术是最合理的。此外,如果能够获得信号的波达方向(DOA, direction-of-arrival),将有利于减少定位系统的节点数,因此基于 TOA 和 DOA 联合估计的定位是一种非常不错的选择。

超宽带系统中 TOA 和 DOA 的参数估计问题一直是近年来学术界的研究热点。对于 TOA 的估计,包括使用脉冲模板匹配滤波的相干检测方法^[8]、基于能量检测的非相干 TOA 估计算法^[9-12],以及基于能量检测和相干检测的两步 TOA 估计算法^[13],这些 TOA 估计算法都是通过估计接收信号中的直达单径(DP, direct path)成分的到达时间,从而得到 TOA 的估计。然而,由于 UWB 信号的多径效应,尤其是在非视距(NLOS, non-line-of-sight)条件下,DP 往往不再是最强路径(SP, strongest path),以上的 TOA 估计方法分辨率会下降。因此学者们相继提出了许多基于频域处理的超分辨率 TOA 估计算法,如最小范数谱估计算法^[14]、多重信号分类(MUSIC, multiple signal classification)算法^[15]、传播算子方法(PM, propagator method)^[16]等,这些算法通过对频域信道冲激响应进行建模,最后都需要进行谱峰搜索才能实现 TOA 估计,这导致系统复杂度上升,实时性变差。与此同时,近几年学者们对超宽带信号的 DOA 估计也进行了大量研究。文献[17]通过对接收信号进行频域处理,构造类似于窄带形式的 DOA 估计数据模型,然后采用 MUSIC 算法实现了超宽带信号的 DOA 估计,文献[18]提出了一种迭代的二次最大似然 DOA 估计算法,文献[19]基于波束空间提出了一种频域频率不变的波束形成 DOA 估计算法。这些算法都能成功地估计出 UWB 信号的 DOA 参数,且具有较高的精度,然而,由于 UWB 信号具有极高的时间分辨率,从 TOA 中提取 DOA 信息

亦可获得较高的 DOA 估计精度,根据这一思想,许多学者提出了 UWB 信号的 TOA 和 DOA 联合估计方法和算法^[20-23]。文献[20, 21]将矩阵束的方法应用到 TOA 和 DOA 联合估计中,该算法复杂度低,但该算法只利用一次快拍的数据,估计性能受噪声影响明显,且没有对估计出来的 TOA 参数进行配对。文献[22]先通过能量估计和最小距离准则获取 TOA 的粗略估计,然后采用基于信号功率延迟谱的低复杂度高分辨率门限比较法获取 TOA 的精确估计,最后利用每根天线的 TOA 估计值,通过最小方差无偏估计获取 DOA 的信息。文献[23]提出了一种三步 TOA 和 DOA 联合估计算法,即先采用传统的门限相关方法获取信号到达各天线的传播时延,然后采用最小均方算法对信号的到达时间和到达时间差进行联合估计,最后通过提高到达时间差的估计精度,从而获得更加精确的 DOA 估计。

事实上,二维(2D, two-dimensional) MUSIC 算法能够解决文献[20, 21]中的 TOA 配对问题,而且得到的 TOA 具有良好的分辨率,但 2D-MUSIC 算法需要进行二维谱峰搜索,复杂度极高且非常耗时。为此,本文旨在提出 IR-UWB 系统中一种基于求根 MUSIC 的 TOA 和 DOA 联合估计算法,该算法对接收信号的频域形式建模,先估计出 TOA,然后由 TOA 的差值计算出 DOA,从而实现 TOA 和 DOA 的联合估计。该算法不需谱峰搜索,可直接给出估计参数的闭式解,还可实现参数配对。文中给出了该算法的性能分析和大量的仿真实验,仿真结果表明,本文算法的参数估计性能明显优于矩阵束算法、PM 算法以及基于旋转不变技术估计信号参数(ESPRIT, estimation of signal parameters via rotational invariance techniques)算法,并且非常接近 2D-MUSIC 算法,但本文算法的复杂度却远远低于 2D-MUSIC 算法。

文中用到的符号和算子说明如下: $[\cdot]^T$ 表示转置; $[\cdot]^H$ 表示共轭转置; $\text{diag}(\cdot)$ 是对角化算子; $\text{angle}(\cdot)$ 表示取相角; \hat{x} 表示对精确值 x 的估计; $E\{\cdot\}$ 表示取期望; $\|\cdot\|_F$ 表示 F 范数; 小写粗体表示向量,大写粗体表示矩阵。

2 IR-UWB 系统中的数据模型

假设 IR-UWB 系统中的基带信号采用直接序列二进制相移键控(DS-BPSK)调制进行传输,信号经过信道产生 K 个簇,每一簇中有 L 个多径,信道冲

激励应简化成 Saleh-Valenzuela 模型^[24], 即 $h^{(k)}(t) = \sum_{l=1}^L \beta_l^{(k)} \delta(t - \tau_l)$, 其中, $\beta_l^{(k)}$ 表示第 k 簇中第 l 径的信道随机复数衰落幅度, τ_l 表示第 k 簇中第 l 径的信道时延, 则 IR-UWB 系统中天线接收到的第 k 簇信号的时域形式可以表示为

$$y^{(k)}(t) = s(t) * h^{(k)}(t) + w^{(k)}(t) \quad (1)$$

其中, $s(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{n=0}^{N_c-1} b_i c_n p(t - iT_s - nT_c)$ 是发射信号, 其中, $b_i \in \{-1, +1\}$ 是被调制的二进制数据符号序列, $c_n \in \{-1, +1\}$ 是用来实现多址通信的伪随机序列, T_s 表示二进制数据的符号周期, T_c 表示脉冲重复周期, N_c 表示单个二进制数据符号的脉冲重复次数, 且满足 $T_s = N_c T_c$, $p(t) = \exp(-2\pi t^2 / \Gamma^2)(1 - 4\pi t^2 / \Gamma^2)$ 是高斯脉冲的二阶导, 其中, Γ 是和脉冲宽度有关的脉冲形成因子。“*” 表示卷积, $w^{(k)}(t)$ 是第 k 簇接收信号的加性高斯白噪声。

将式(1)的时域接收信号转换成频域形式可得

$$\begin{aligned} Y^{(k)}(\omega) &= S(\omega)H^{(k)}(\omega) + W^{(k)}(\omega) \\ &= \sum_{l=1}^L \beta_l^{(k)} S(\omega) e^{-j\omega\tau_l} + W^{(k)}(\omega) \end{aligned} \quad (2)$$

其中, $Y^{(k)}(\omega)$ 、 $S(\omega)$ 、 $H^{(k)}(\omega)$ 、 $W^{(k)}(\omega)$ 分别表示 $y^{(k)}(t)$ 、 $s(t)$ 、 $h^{(k)}(t)$ 、 $w^{(k)}(t)$ 的傅里叶变换。

接下来对式(2)的频域形式进行 $N(N > L)$ 点等间隔采样, 采样间隔为 $\Delta\omega = 2\pi/N$, 得到采样后的离散频域形式为

$$\begin{aligned} Y^{(k)}(\omega_n) &= S(\omega_n)H^{(k)}(\omega_n) + W^{(k)}(\omega_n) \\ &= \sum_{l=1}^L \beta_l^{(k)} S(\omega_n) e^{-j\omega_n\tau_l} + W^{(k)}(\omega_n) \end{aligned} \quad (3)$$

其中, $\omega_n = n\Delta\omega, n = 0, 1, \dots, N-1$ 。式(3)可以写成下面简洁的向量形式。

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{S} \mathbf{E}_\tau \boldsymbol{\beta}_k + \mathbf{w}_k \quad (4)$$

其中, $\mathbf{y}_k = [Y^{(k)}(\omega_0), \dots, Y^{(k)}(\omega_{N-1})]^T \in \mathcal{C}^{N \times 1}$ 是接收信号 $y^{(k)}(t)$ 的 N 点频域等间隔采样, $\mathbf{S} = \text{diag}([S(\omega_0), \dots, S(\omega_{N-1})])$ 是 $N \times N$ 的对角矩阵, 对角元素是发射信号 $s(t)$ 的 N 点频域等间隔采样值, $\mathbf{E}_\tau = [\mathbf{e}_1, \dots, \mathbf{e}_j, \dots, \mathbf{e}_L] \in \mathcal{C}^{N \times L}$ 是包含信号多径时延信息的矩阵, 本文称之为时延矩阵, 其中, $\mathbf{e}_j = [1, e^{-j\Delta\omega\tau_j}, \dots, e^{-j(N-1)\Delta\omega\tau_j}]^T$ 。第 k 簇的信道复数衰落系数包含在向量 $\boldsymbol{\beta}_k = [\beta_1^{(k)}, \dots, \beta_L^{(k)}]^T \in \mathcal{C}^{L \times 1}$ 中, $\mathbf{w}_k = [W^{(k)}(\omega_0), \dots, W^{(k)}(\omega_{N-1})]^T \in \mathcal{C}^{N \times 1}$ 是噪声的频域采样向量。

3 IR-UWB 系统中 TOA 和 DOA 联合估计

3.1 IR-UWB 系统的信号接收模型

假设信号源与天线足够远, 即信源与阵列的距离远大于阵元的间距, 可以认为信号入射到天线阵列的时候都是平行的。阵列模型如图 1 所示, 系统只需要两根接收天线就可以实现 TOA 和 DOA 的联合估计。

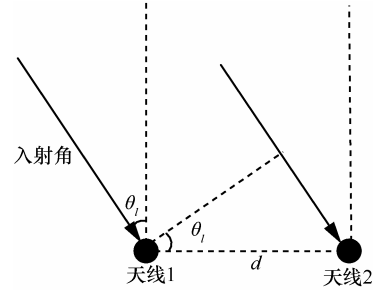


图 1 天线阵列示意

假设天线 1 和天线 2 的频域接收信号分别为 $\mathbf{Y}_1 \in \mathcal{C}^{N \times K}$, $\mathbf{Y}_2 \in \mathcal{C}^{N \times K}$, $\boldsymbol{\tau}_1 = [\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_L]$, $\boldsymbol{\tau}_2 = [\tau'_1, \tau'_2, \dots, \tau'_L]$ 分别表示各多径信号到达天线 1 和天线 2 的时间, 即 TOA, 则有

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}_1 &= \mathbf{S} \mathbf{E}_{\tau_1} \mathbf{B} + \mathbf{W}_1 \\ \mathbf{Y}_2 &= \mathbf{S} \mathbf{E}_{\tau_2} \mathbf{B} + \mathbf{W}_2 \end{aligned} \quad (5)$$

其中, $\mathbf{S} = \text{diag}([S(\omega_0), \dots, S(\omega_{N-1})])$ 是 $N \times N$ 对角矩阵, 对角元素是发射信号 $s(t)$ 的 N 点频域等间隔采样值, \mathbf{E}_{τ_1} 和 \mathbf{E}_{τ_2} 是两根天线的时延矩阵。

$$\mathbf{E}_{\tau_1} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ e^{-j\Delta\omega\tau_1} & e^{-j\Delta\omega\tau_2} & \dots & e^{-j\Delta\omega\tau_L} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{-j(N-1)\Delta\omega\tau_1} & e^{-j(N-1)\Delta\omega\tau_2} & \dots & e^{-j(N-1)\Delta\omega\tau_L} \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$\mathbf{E}_{\tau_2} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ e^{-j\Delta\omega\tau'_1} & e^{-j\Delta\omega\tau'_2} & \dots & e^{-j\Delta\omega\tau'_L} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{-j(N-1)\Delta\omega\tau'_1} & e^{-j(N-1)\Delta\omega\tau'_2} & \dots & e^{-j(N-1)\Delta\omega\tau'_L} \end{bmatrix} \quad (7)$$

$\mathbf{B} = [\boldsymbol{\beta}_1, \dots, \boldsymbol{\beta}_k, \dots, \boldsymbol{\beta}_K] \in \mathcal{C}^{L \times K}$ 表示信道复数衰落的系数, $\mathbf{W}_1 = [\mathbf{w}_1^{(1)}, \dots, \mathbf{w}_k^{(1)}, \dots, \mathbf{w}_K^{(1)}]$, $\mathbf{W}_2 = [\mathbf{w}_1^{(2)}, \dots, \mathbf{w}_k^{(2)}, \dots, \mathbf{w}_K^{(2)}]$ 分别表示两根天线接收到的噪声, $\mathbf{W}_1 \in \mathcal{C}^{N \times K}$, $\mathbf{W}_2 \in \mathcal{C}^{N \times K}$ 。

$\Delta\hat{\tau}_i = \hat{\tau}'_i - \hat{\tau}_i$, 表示两根天线接收到的信号到达时间差, 图 1 中的 θ_i 表示多径信号的波达方向, 即

DOA。由信号接收模型可以得到

$$\Delta \hat{\tau}_l = \frac{d \sin \theta_l}{c} \quad (8)$$

其中, d 表示两根天线之间的距离, c 是光速。由式(8)很容易得到 DOA 的估计, 即

$$\hat{\theta}_l = \arcsin\left(\frac{\Delta \hat{\tau}_l c}{d}\right) \quad (9)$$

其中, $l=1,2,\dots,L$ 。可见, 要想得到 DOA 估计就必须先估计出两根天线的 TOA, 下面将讨论如何进行 TOA 估计。

3.2 基于 2D-MUSIC 算法的 TOA 估计

首先讨论基于 2D-MUSIC 的 TOA 估计算法, 构造矩阵 $\mathbf{Z} \in \mathbb{C}^{2N \times K}$ 如下

$$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} \mathbf{Y}_1 \\ \mathbf{Y}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{S}\mathbf{E}_{\tau_1} \\ \mathbf{S}\mathbf{E}_{\tau_2} \end{bmatrix} \mathbf{B} + \begin{bmatrix} \mathbf{W}_1 \\ \mathbf{W}_2 \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$\text{令 } \mathbf{A}(\tau, \tau') = \begin{bmatrix} \mathbf{S}\mathbf{E}_{\tau_1} \\ \mathbf{S}\mathbf{E}_{\tau_2} \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{2N \times L}, \mathbf{W} = \begin{bmatrix} \mathbf{W}_1 \\ \mathbf{W}_2 \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{2N \times K},$$

则式(10)可以写为

$$\mathbf{Z} = \mathbf{A}(\tau, \tau') \mathbf{B} + \mathbf{W} \quad (11)$$

对 $\hat{\mathbf{R}}_{\mathbf{Z}\mathbf{Z}} = \mathbf{Z}\mathbf{Z}^H / K$ 进行特征值分解得到信号子空间 $\hat{\mathbf{U}}_s \in \mathbb{C}^{2N \times L}$ 和噪声子空间 $\hat{\mathbf{U}}_n \in \mathbb{C}^{2N \times (2N-L)}$, 由于信号子空间和噪声子空间正交, 可以得出矩阵 $\mathbf{A}(\tau, \tau')$ 中的各个列矢量与噪声子空间正交, 利用这种正交关系构造二维空间谱函数

$$P_{2\text{D-MUSIC}}(\tau, \tau') = \frac{1}{\mathbf{a}(\tau, \tau')^H \hat{\mathbf{U}}_n \hat{\mathbf{U}}_n^H \mathbf{a}(\tau, \tau')} \quad (12)$$

其中, $\mathbf{a}(\tau, \tau')$ 是矩阵 $\mathbf{A}(\tau, \tau')$ 中的列矢量。令 τ 和 τ' 变化, 对式(12)进行二维谱峰搜索可得到两根天线的 TOA 估计值。

2D-MUSIC 算法能够获得较高分辨率的 TOA 估计值, 且可实现 TOA 自动配对, 但其最大的缺陷就是要进行二维谱峰搜索, 复杂度极高且非常耗时。为此本文提出一种基于 root-MUSIC 的参数估计算法, 该算法无需二维谱峰搜索, 且参数估计性能接近 2D-MUSIC 算法, 但其复杂度却远远低于 2D-MUSIC 算法。下面本文主要讨论基于 root-MUSIC 的 TOA 估计算法。

3.3 基于 root-MUSIC 算法的 TOA 估计

对于第一根天线, 对其频域接收信号 \mathbf{Y}_1 的协方差矩阵 $\hat{\mathbf{R}}_1 = \mathbf{Y}_1 \mathbf{Y}_1^H / K$ 进行特征值分解, 得到信号子

空间和噪声子空间, 即

$$\hat{\mathbf{R}}_1 = \hat{\mathbf{E}}_s \hat{\mathbf{\Lambda}}_s \hat{\mathbf{E}}_s^H + \hat{\mathbf{E}}_n \hat{\mathbf{\Lambda}}_n \hat{\mathbf{E}}_n^H \quad (13)$$

其中, $\hat{\mathbf{E}}_s \in \mathbb{C}^{N \times L}$ 是由 L 个最大特征值对应的特征向量所组成的矩阵, $\hat{\mathbf{E}}_n \in \mathbb{C}^{N \times (N-L)}$ 是由剩下的 $N-L$ 个特征值对应的特征向量所组成的矩阵。显然矩阵 $\mathbf{S}\mathbf{E}_{\tau_1}(\tau)$ 的各个列矢量与噪声子空间正交, 则可建立一维 MUSIC 谱峰搜索函数

$$P_{\text{MUSIC}}(\tau) = \frac{1}{[\mathbf{S}\mathbf{b}(\tau)]^H \hat{\mathbf{E}}_n \hat{\mathbf{E}}_n^H [\mathbf{S}\mathbf{b}(\tau)]} \quad (14)$$

其中, $\mathbf{b}(\tau) = [1, e^{-j\Delta\omega\tau}, \dots, e^{-j(N-1)\Delta\omega\tau}]^T$ 。令 τ 变化, 对上式进行一维谱峰搜索可得到第一根天线的 TOA 时延信息。实际中为了避免搜索的复杂性, 可以求式(14)的谱峰函数中分母的零点。

令 $z = e^{-j\Delta\omega\tau}$, $\mathbf{p}(z) = [1, z, \dots, z^{N-1}]^T$, 则 $\mathbf{p}(z)^H = \mathbf{p}(z^{-1})^T = [1, z^{-1}, \dots, z^{-(N-1)}]$, 构造求根 MUSIC 多项式 $\hat{f}(z)$ 为

$$\hat{f}(z) = z^{N-1} [\mathbf{S}\mathbf{p}(z)]^H \hat{\mathbf{E}}_n \hat{\mathbf{E}}_n^H [\mathbf{S}\mathbf{p}(z)] \quad (15)$$

注意到 $\hat{f}(z)$ 是 z 的 $2(N-1)$ 次多项式, 它的根相对于单位圆镜像对称, 其中, 最接近单位圆上的 L 个根 $\hat{z}_1, \hat{z}_2, \dots, \hat{z}_L$ 的相位给出第一根天线的 TOA 估计, 即

$$\hat{\tau}_l = -\text{angle}(\hat{z}_l) / \Delta\omega, l=1,2,\dots,L \quad (16)$$

同理, 可以通过上述的 root-MUSIC 算法得到第二根天线的 TOA 估计值 $\hat{\tau}'_l, l=1,2,\dots,L$ 。然而, 由于两根天线的 TOA 是分开估计的, 因此需要对估计出来的两根天线的 TOA 进行配对, 才能最终通过式(9)得到多径信号的波达方向, 即 DOA。

3.4 配对

根据式(10)构造矩阵 \mathbf{Z} , 并对 $\hat{\mathbf{R}}_{\mathbf{Z}\mathbf{Z}}$ 进行特征值分解可以得到信号子空间的估计 $\hat{\mathbf{U}}_s \in \mathbb{C}^{2N \times L}$ 和噪声子空间的估计 $\hat{\mathbf{U}}_n \in \mathbb{C}^{2N \times (2N-L)}$ 。显然矩阵 $\mathbf{A}(\tau, \tau')$ 中的各个列矢量 $\mathbf{a}(\tau, \tau')$ 与噪声子空间正交, 即 $\mathbf{a}(\tau, \tau')^H \cdot \hat{\mathbf{U}}_n = \mathbf{0}$, 那么两根天线接收到的信号多径到达时间 $\{\tau_l\}_{l=1}^L$ 和 $\{\tau'_l\}_{l=1}^L$ 可以通过求下面代价函数的最小值来获得。

$$h(\tau, \tau') = \mathbf{a}(\tau, \tau')^H \hat{\mathbf{U}}_n \hat{\mathbf{U}}_n^H \mathbf{a}(\tau, \tau') \quad (17)$$

根据式(17)可以将估计出来的多径到达时间 $\{\hat{\tau}_l\}_{l=1}^L$ 和 $\{\hat{\tau}'_l\}_{l=1}^L$ 通过式(18)联系起来。

$$\{\hat{\tau}_i, \hat{\tau}'_j\} = \min_{i,j} h(\hat{\tau}_i, \hat{\tau}'_j), i, j = 1, 2, \dots, L \quad (18)$$

配对过程可以通过重复式(18)的最小化过程而完成, 具体做法是, 先从 $\{\hat{\tau}_i\}_{i=1}^L$ 中选出一个值 $\hat{\tau}_i$ 固定不变, 然后将 $\hat{\tau}'_j$ 遍历 $\{\hat{\tau}'_j\}_{j=1}^L$, 那么代价函数值最小所对应的那一组 $\{\hat{\tau}_i, \hat{\tau}'_j\}$ 就是正确的配对。

3.5 基于 root-MUSIC 算法的 TOA 和 DOA 联合估计步骤

至此, 可以将 IR-UWB 系统中基于 root-MUSIC 算法的 TOA 和 DOA 联合估计的主要步骤总结如下。

1) 得到第一根天线接收信号的频域矩阵形式 \mathbf{Y}_1 , 然后对其协方差矩阵 $\hat{\mathbf{R}}_1$ 进行特征值分解, 得到式(13)中的噪声子空间的估计 $\hat{\mathbf{E}}_N \in \mathbb{C}^{N \times (N-L)}$ 。

2) 构造式(15)的多项式并对其求根, 得到最接近单位圆的 L 个根 $\hat{z}_1, \hat{z}_2, \dots, \hat{z}_L$, 然后由式(16)给出第一根天线的 TOA 闭式解 $\hat{\tau}_i, i=1, 2, \dots, L$ 。

3) 同理, 重复以上的步骤得到第二根天线的 TOA 闭式解 $\hat{\tau}'_j, j=1, 2, \dots, L$ 。

4) 构造式(10)所示的矩阵 \mathbf{Z} , 并对其协方差矩阵 $\hat{\mathbf{R}}_{ZZ}$ 进行特征值分解, 得到噪声子空间 $\hat{\mathbf{U}}_N$, 然后构造式(17)的代价函数, 最后通过重复式(18)的最小化过程来完成两根天线的 TOA 配对。

5) 将配对好的 TOA 估计值代入 $\Delta \hat{\tau}_i = \hat{\tau}'_j - \hat{\tau}_i$, 求出两根天线接收到信号的到达时间差, 然后根据式(9)可得到 DOA 估计值 $\hat{\theta}_l, l=1, 2, \dots, L$ 。

3.6 算法的复杂度分析

对于本文算法, 首先需要将发射信号和接收信号变换到频域模型 \mathbf{S} 、 \mathbf{Y}_1 和 \mathbf{Y}_2 , 复杂度为 $O(N^2 + 2KN^2)$; 得到 \mathbf{Y}_1 和 \mathbf{Y}_2 的协方差矩阵的估计 $\hat{\mathbf{R}}_1$ 和 $\hat{\mathbf{R}}_2$, 并分别进行特征值分解得到噪声子空间, 复杂度为 $O(2(N^3 + KN^2))$; 分别构造式(15)求根多项式并求根, 复杂度为 $O(2(N^2 + 5N - LN - L - 2))$; 参数配对复杂度为 $O(8N^3 + (4K + 4L!)N^2 + (4 - 2L)L!N - LL!)$ 。因此, 算法总的复杂度为 $O(10N^3 + (3 + 4L! + 8K)N^2 + (4L! - 2LL! - 2L + 6)N - LL! - 2L - 4)$ 。

对于 2D-MUSIC 算法, 其复杂度为 $O(8N^3 + (6K + 4m^2 + 1)N^2 + 2m^2(2 - L)N - m^2L)$; 文献[16]中 PM 算法的复杂度为 $O(2L^3 + 2(N - L)^3 + (N + 1) \cdot (N - L)^2 + (N^2 + 1)(N - L) + m(4N^2 + 2N - 4NL) + (4K + 1)N^2 + (2K + 4L^2)N)$; 文献[20, 21]中矩阵束

算法的复杂度为 $O((2K + 1)N^2 + (6KL^2 + 2K)N - 2KL^3)$; 在本文的数据模型上采用 ESPRIT 算法进行估计, 其复杂度为 $O(2N^3 + (4K + 1)N^2 + 6(L^2 + 1)(N - 1) + 4L^3)$ 。其中, m 表示谱峰搜索的次数, 实际中 m 的值往往很大, 此处取 $m = 2000$ 。假设 $K = 100, L = 3$, 分别绘制以上各种算法的复杂度关于频域采样点数 N 的函数曲线, 如图 2 所示。从图 2 可以明显看出, 本文算法的复杂度高于 ESPRIT 算法和矩阵束算法, 低于 PM 算法, 并且远远低于 2D-MUSIC 算法。

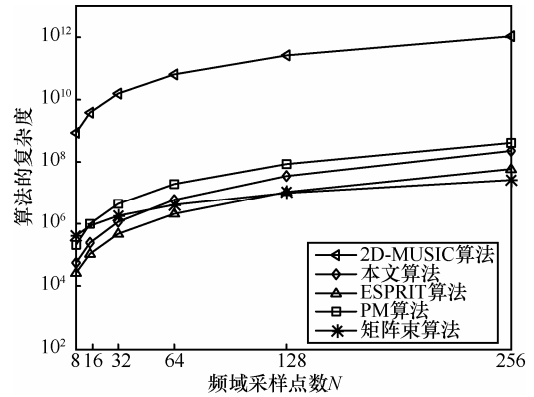


图 2 各算法复杂度对比

3.7 算法的优点

本文提出的 TOA 和 DOA 联合估计算法具有以下优点:

1) 与 2D-MUSIC 算法和文献[16]中的 PM 算法相比, 本文算法不需要谱峰搜索就可直接得到 TOA 参数估计的闭式解, 复杂度较低;

2) 本文算法实现了两根天线的 TOA 参数配对, 而文献[20, 21]中的矩阵束算法不能实现参数配对;

3) 本文算法的参数估计性能远好于矩阵束算法、PM 算法和 ESPRIT 算法, 且非常逼近 2D-MUSIC 算法, 但本文算法的复杂度却远远低于 2D-MUSIC 算法。

4 统计性能分析

本节主要分析本文算法的统计性能, 推导出本文算法的 TOA 和 DOA 估计值的均方误差。考虑第一根天线的频域接收信号 \mathbf{Y}_1 的协方差矩阵 \mathbf{R}_1 , 实际中笔者用 $\hat{\mathbf{R}}_1 = \mathbf{Y}_1 \mathbf{Y}_1^H / K$ 对其估计, 对 $\hat{\mathbf{R}}_1$ 进行特征值分解得到特征值 $\hat{\lambda}_l$ 以及对应的特征向量 $\hat{\mathbf{u}}_l$, 并取前 L 个大的特征值对应的特征向量构成信号子空间 $\hat{\mathbf{E}}_s = [\hat{\mathbf{u}}_1, \hat{\mathbf{u}}_2, \dots, \hat{\mathbf{u}}_L]$, 剩下的特征向量构成噪声子

空间 $\hat{\mathbf{E}}_N = [\hat{\mathbf{u}}_{L+1}, \hat{\mathbf{u}}_{L+2}, \dots, \hat{\mathbf{u}}_N]$ 。假设 λ_i 和 \mathbf{u}_i 分别是估计量 $\hat{\lambda}_i$ 和 $\hat{\mathbf{u}}_i$ 的精确值，并令 $\hat{\mathbf{u}}_i = \mathbf{u}_i + \boldsymbol{\eta}_i, \hat{\lambda}_i = \lambda_i + \gamma_i$ ，根据文献[25]可得信号子空间的特征向量的均方误差。

$$\mathbf{E}\{\boldsymbol{\eta}_i \boldsymbol{\eta}_j^H\} \approx \frac{\lambda_i}{K} \sum_{\substack{n=1 \\ n \neq i}}^N \frac{\lambda_n}{(\lambda_i - \lambda_n)^2} \mathbf{u}_n \mathbf{u}_n^H \delta_{ij} \quad (19)$$

$$\mathbf{E}\{\boldsymbol{\eta}_i \boldsymbol{\eta}_j^T\} \approx -\frac{\lambda_i \lambda_j}{K(\lambda_i - \lambda_j)^2} \mathbf{u}_i \mathbf{u}_j^T (1 - \delta_{ij}) \quad (20)$$

其中， $\delta_{ij} = \begin{cases} 1, & i = j \\ 0, & i \neq j \end{cases}, i, j = 1, 2, \dots, L$ 。

本文算法实质上是求函数 $\hat{f}(\boldsymbol{\tau}) = \mathbf{b}(\boldsymbol{\tau})^H \mathbf{S}^H \hat{\mathbf{E}}_N \cdot \hat{\mathbf{E}}_N^H \mathbf{S} \mathbf{b}(\boldsymbol{\tau})$ 的零点，其中， $\mathbf{b}(\boldsymbol{\tau}) = [1, e^{-j\Delta\omega\boldsymbol{\tau}}, \dots, e^{-j(N-1)\Delta\omega\boldsymbol{\tau}}]^T$ 。令 $z = e^{-j\Delta\omega\boldsymbol{\tau}}$ ，则 $\hat{f}(\boldsymbol{\tau})$ 可写为

$$\hat{f}(z) = \mathbf{b}(z^{-1})^T \mathbf{S}^H \hat{\mathbf{E}}_N \hat{\mathbf{E}}_N^H \mathbf{S} \mathbf{b}(z) \quad (21)$$

显然 $\hat{f}(z)$ 是关于 z 的一元多项式，将其展开并整理可得

$$\hat{f}(z) = \hat{C} \sum_{l=1}^{N-1} (1 - \hat{z}_l z^{-1}) (1 - \hat{z}_l^* z) \quad (22)$$

其中， \hat{C} 是由式(21)得到的常数， $z_l (l=1, 2, \dots, N-1)$ 是 $\hat{f}(z)$ 的零点。假设 $z_i (i \in \{1, 2, \dots, N-1\})$ 是包含信号 TOA 的 $\hat{f}(z)$ 的零点，那么 $|z_i| = 1$ ，则式(22)可化简为

$$\begin{aligned} \hat{f}(z) &= \hat{C} \sum_{l=1}^{N-1} (1 - (z_l + \Delta z_l) z_i^{-1}) (1 - (z_l + \Delta z_l)^* z_i) \\ &= \hat{C} |\Delta z_i|^2 \prod_{\substack{l=1 \\ l \neq i}}^{N-1} |1 - (z_l + \Delta z_l) z_i^{-1}|^2 \\ &\approx \hat{C} |\Delta z_i|^2 \prod_{\substack{l=1 \\ l \neq i}}^{N-1} |1 - z_l z_i^{-1}|^2 \end{aligned} \quad (23)$$

对式(23)两端取期望，得到

$$\mathbf{E}\{|\Delta z_i|^2\} = \frac{\mathbf{E}\{\hat{f}(z)\}}{C \prod_{\substack{l=1 \\ l \neq i}}^{N-1} |1 - z_l z_i^{-1}|^2} = P_{\text{MU}} \frac{\mathbf{E}\{\hat{f}(z)\}}{N} \quad (24)$$

其中，

$$P_{\text{MU}} = \frac{N}{C \prod_{\substack{l=1 \\ l \neq i}}^{N-1} |1 - z_l z_i^{-1}|^2}$$

$$\begin{aligned} &= N \lim_{z \rightarrow z_i} \frac{|1 - z_l z^{-1}|^2}{f(z)} \\ &= \frac{N}{\mathbf{r}(z_i)^H \mathbf{E}_N \mathbf{E}_N^H \mathbf{r}(z_i)} \end{aligned} \quad (25)$$

$\mathbf{r}(z_i)$ 是 $\mathbf{S} \mathbf{b}(z_i)$ 的一阶导数。由于噪声子空间和信号子空间是互补的，式(21)还可以表示为

$$\begin{aligned} \hat{f}(z) &= \mathbf{b}(z^{-1})^T \mathbf{S}^H \left(\sum_{i=L+1}^N (\mathbf{u}_i + \boldsymbol{\eta}_i)(\mathbf{u}_i + \boldsymbol{\eta}_i)^H \right) \mathbf{S} \mathbf{b}(z) \\ &= \mathbf{b}(z^{-1})^T \mathbf{S}^H \left(\mathbf{I} - \sum_{i=1}^L (\mathbf{u}_i + \boldsymbol{\eta}_i)(\mathbf{u}_i + \boldsymbol{\eta}_i)^H \right) \mathbf{S} \mathbf{b}(z) \end{aligned} \quad (26)$$

注意到 $f(z) = 0$ ，根据文献[25, 26]可得

$$\mathbf{E}\{\hat{f}(z)\} = \frac{(N-L)\sigma_0^2}{K} \left(\sum_{i=1}^L \frac{\lambda_i}{(\lambda_i - \sigma_0^2)^2} |\mathbf{b}(z_i)^H \mathbf{S}^H \mathbf{u}_i|^2 \right) \quad (27)$$

其中， σ_0^2 表示噪声功率。联立式(24)、式(25)、式(27)可得 root-MUSIC 算法的求根均方误差为

$$\mathbf{E}\{|\Delta z_i|^2\} = \frac{P_{\text{MU}}(N-L)\sigma_0^2}{NK} \left(\sum_{i=1}^L \frac{\lambda_i}{(\lambda_i^2)^2} |\mathbf{b}(z_i)^H \mathbf{S}^H \mathbf{u}_i|^2 \right) \quad (28)$$

本文算法的求根均方误差与均方误差存在以下关系

$$\mathbf{E}\{|\Delta \tau_i|^2\} = \left(\frac{1}{\Delta \omega} \right)^2 \frac{\mathbf{E}\{|\Delta z_i|^2\}}{2N} \quad (29)$$

由式(28)、式(29)可得第一根天线的 TOA 估计值的均方误差为

$$\begin{aligned} \mathbf{E}\{|\Delta \tau_i|^2\} &= \left(\frac{1}{\Delta \omega} \right)^2 \frac{\mathbf{E}\{|\Delta z_i|^2\}}{2N} \\ &= \left(\frac{1}{\Delta \omega} \right)^2 \frac{P_{\text{MU}}(N-L)\sigma_0^2}{2N^2 K} \cdot \left(\sum_{i=1}^L \frac{\lambda_i}{(\lambda_i^2)^2} |\mathbf{b}(z_i)^H \mathbf{S}^H \mathbf{u}_i|^2 \right) \end{aligned} \quad (30)$$

同理，可以采用以上相同的方法得到第二根天线的 TOA 估计值的均方误差 $\mathbf{E}\{|\Delta \tau_i'^2\}$ 。

根据 DOA 和 TOA 满足关系式 $\sin(\theta_i) = (\boldsymbol{\tau}_i' - \boldsymbol{\tau}_i)c/d, i=1, 2, \dots, L$ ，可得 DOA 的估计均方误差为

$$\mathbf{E}\{|\Delta \theta_i|^2\} = \frac{\left(\mathbf{E}\{|\Delta \tau_i'^2\} - 2\mathbf{E}\{|\Delta \tau_i' \Delta \tau_i|\} + \mathbf{E}\{|\Delta \tau_i|^2\} \right) c^2}{d^2 (\cos(\theta_i))^2} \quad (31)$$

由于两根天线的 TOA 是采用相同的算法独立估计的, 即 $E\{\Delta\tau'_i\Delta\tau_i\} = 0$, 因此 DOA 的估计均方误差为

$$E\{\Delta\theta_i\}^2 = \frac{(E\{\Delta\tau'_i\}^2 + E\{\Delta\tau_i\}^2)c^2}{d^2(\cos(\theta_i))^2} \quad (32)$$

5 计算机仿真

定义信噪比(SNR, signal to noise ratio)和求根均方误差(RMSE, root mean square error)分别为

$$SNR = 10 \lg \frac{\|y(t)\|_F^2}{\|w(t)\|_F^2} \quad (33)$$

$$RMSE = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \sqrt{\frac{1}{M} \sum_{m=1}^M |\hat{\chi}_{l,m} - \chi_l|^2} \quad (34)$$

其中, $y(t)$ 是时域接收信号, $w(t)$ 是加性高斯白噪声, M 表示 Monte Carlo 仿真次数, $\hat{\chi}_{l,m}$ 表示第 m 次仿真得到的第 l 个参数的估计值, χ_l 表示对应的第 l 个参数的真实值。

假设脉冲形成因子 $\Gamma = 0.25$ ns, 高斯脉冲的二阶导函数 $p(t)$ 如图 3 所示。假设 UWB 信号的平均发射功率为 -30 dBm, 脉冲重复周期 $T_c = 2$ ns, 单个符号的脉冲重复次数 $N_c = 5$, 符号周期 $T_s = N_c T_c = 10$ ns, 发射信号 $s(t)$ 如图 4 所示。假设发射信号经过信道到达接收端形成 $K = 100$ 簇多径, 每一簇包含 $L = 3$ 个多径, 各多径增益 $\beta_l^{(k)}$ 为已知的随机复数, 信道内的噪声为加性高斯白噪声。假设对接收信号进行 $N = 64$ 点频域采样。为了验证文中提出算法的性能, 采用 Monte Carlo 仿真来评估算法的 TOA 和 DOA 联合估计性能。

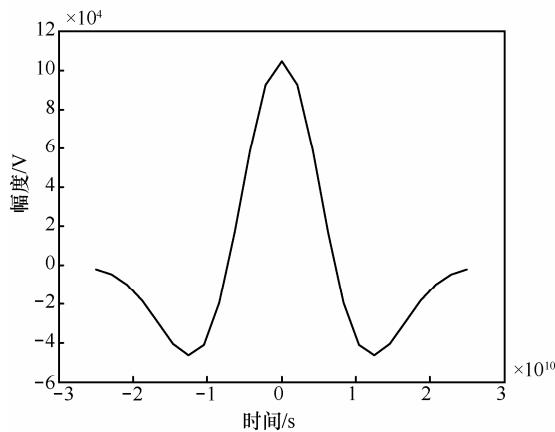


图 3 高斯脉冲二阶导函数 $p(t)$

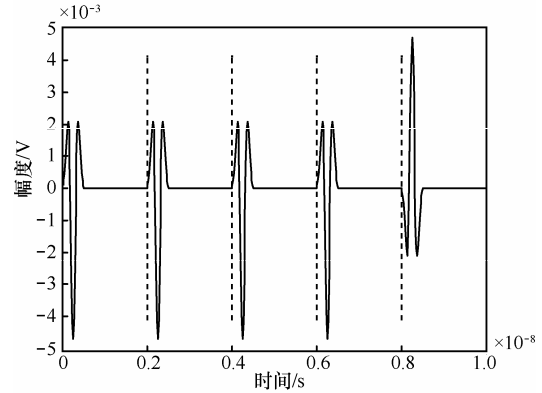


图 4 发射信号 $s(t)$

仿真 1 假设信号多径到达时间分别为 0.2 ns、0.3 ns、0.4 ns, 波达方向分别为 10° 、 20° 、 30° , 在信噪比 $SNR=0$ dB 的情况下, 对本文的算法进行 50 次 Monte Carlo 仿真, 得到 TOA 和 DOA 联合估计值的散布图如图 5 和图 6 所示。从图 5 和图 6 可以看出, 该算法在低信噪比条件下也具有较好的联合估计性能, 这说明本文算法是有效的。

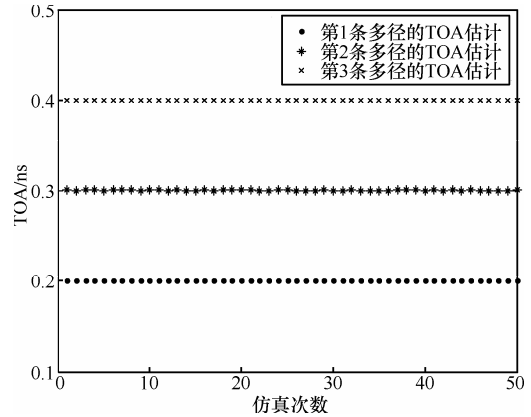


图 5 $SNR=0$ dB 时的 TOA 估计

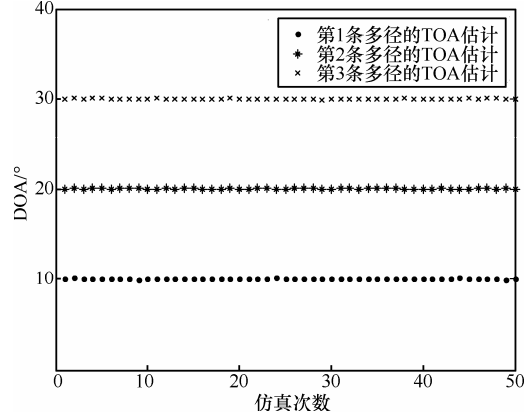


图 6 $SNR=0$ dB 时的 DOA 估计

仿真 2 对比不同多径数 L 的条件下, 本文算法的 TOA 和 DOA 联合估计性能, 仿真结果如图 7 和

图 8 所示。从仿真结果可以看出，TOA 和 DOA 的估计性能随着多径数目的增加而降低。

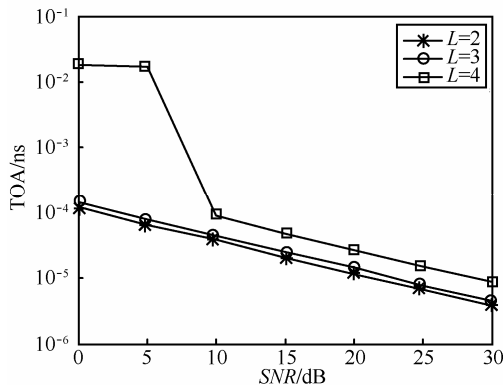


图 7 不同的多径数对应的 TOA 估计性能

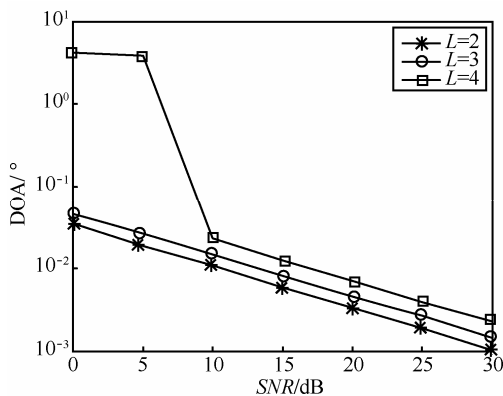


图 8 不同的多径数对应的 DOA 估计性能

仿真 3 在相同的条件下,将本文的算法与 2D-MUSIC 算法、ESPRIT 算法、文献[16]提出的 PM 算法和文献[20, 21]提出的矩阵束方法进行对比,分别绘制出这些算法对 TOA 和 DOA 联合估计的 RMSE 性能曲线,曲线如图 9 和图 10 所示,由两图可知,本文算法和 2D-MUSIC 算法的估计性能明显优于其他算法,且本文算法和 2D-MUSIC 算法具有比较接近的估计性能。

文献[20, 21]中的矩阵束算法性能较差,这是因为矩阵束是针对单快拍数据提出来的算法,其估计性能对噪声非常敏感,在多快拍情况下,笔者对每次快拍下的估计值取平均,其性能依然较差;文献[16]中的 PM 算法在 40 dB 左右估计性能接近 ESPRIT 算法,但在低信噪比条件下其估计性能比较差,这主要是因为文献[16]中采用接收信号和发射信号的频域相除来获取频域信道冲激响应,这种方式在低信噪比情况下有增强噪声的作用,从而导致性能较差;由于 root-MUSIC 算法只是 MUSIC 算法的另一种表达形

式,因此本文算法和 2D-MUSIC 算法具有比较接近的估计性能,但本文算法的复杂度更低,避免了 2D-MUSIC 算法复杂的二维谱峰搜索。

综合上述分析可知,本文算法的参数估计性能明显优于矩阵束算法、PM 算法和 ESPRIT 算法,并且非常接近 2D-MUSIC 算法,但本文算法的复杂度却远远低于 2D-MUSIC 算法。因此,本文算法是一种有效且优秀的算法。

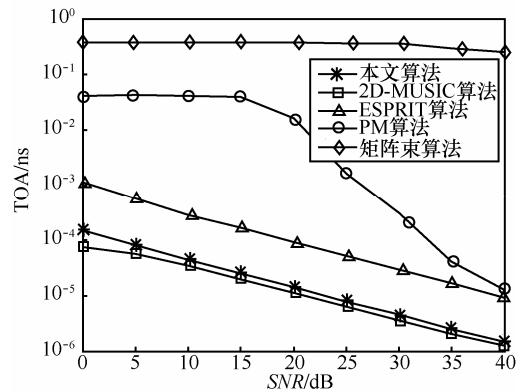


图 9 不同算法的 TOA 估计性能比较

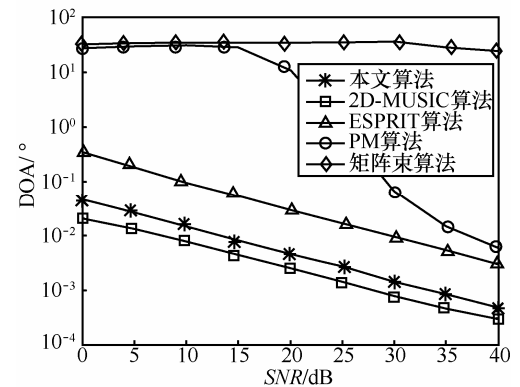


图 10 不同算法的 DOA 估计性能比较

6 结束语

经典的 root-MUSIC 算法只能进行一维参数估计,本文将 root-MUSIC 算法扩展到二维参数估计,提出了 IR-UWB 系统中一种基于 root-MUSIC 算法的 TOA 和 DOA 联合估计方法,该算法不需谱峰搜索,可直接给出估计参数的闭式解,解决了参数配对问题,且复杂度远远低于 2D-MUSIC 算法。文中还给出了算法的性能分析和大量的实验仿真,仿真结果表明,本文算法的参数估计性能明显优于矩阵束算法、PM 算法以及 ESPRIT 算法,并且非常接近 2D-MUSIC 算法,是一种有效且优秀的算法。

参考文献:

- [1] KUHN M J, MAHFOUZ M R, ROWE N, *et al.* Ultra wideband 3-D tracking of multiple tags for indoor positioning in medical applications requiring millimeter accuracy[A]. 2012 IEEE Topical Conference on Biomedical Wireless Technologies, Networks, and Sensing Systems (BioWireless)[C]. Santa Clara, USA, 2012:57-60.
- [2] 杨利民, 许志勇, 苏卫民等. 基于子带合成的超宽带雷达杂波建模与仿真[J]. 电子与信息学报, 2010, 32(9):2172-2178.
YANG L M, XU Z Y, SU W M, *et al.* Ultra-wideband radar clutter modeling and simulation based on sub-band synthesis[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2010, 32(9):2172-2178.
- [3] ROVNAKOVA J, KOCUR D. Short range tracking of moving persons by UWB sensor network[A]. 2011 European Radar Conference (EuRAD)[C]. Manchester, UK, 2011:321-324.
- [4] SAKAMOTO T, SATO T. A target tracking method with a single antenna using time-reversal UWB radar imaging in a multi-path environment[A]. 2010 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS)[C]. Honolulu, US, 2010:3319-3322.
- [5] 吴世有, 谭恺, 徐艳云等. 超宽带穿墙雷达天线阵列配置分析及运动人体跟踪成像算法[J]. 电子与信息学报, 2012, 34(11):2601-2607.
WU S Y, TAN K, XU Y Y, *et al.* Study on UWB through-wall radar antenna array configuration and moving person tracking and imaging algorithm[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2012, 34(11):2601-2607.
- [6] 黄琼, 吴世有, 孟升卫等. 基于超宽带雷达的运动人体目标跟踪成像算法[J]. 电子学报, 2011, 39(3):531-537.
HUANG Q, WU S Y, MENG S W, *et al.* Tracking and imaging algorithm for walking human bodies by UWB radar system[J]. Acta Electronica Sinica, 2011, 39(3):531-537.
- [7] PATWARI N, ASH J N, KYPEROUNTAS S, *et al.* Locating the nodes:cooperative localization in wireless sensor networks[J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2005, 22(4):54-69.
- [8] 吴绍华, 张钦宇, 张乃通. UWB 无线传感器网络中基于匹配滤波检测的 TOA 估计[J]. 软件学报, 2009, 20(11):3010-3022.
WU S H, ZHANG Q Y, ZHANG N T. TOA estimation based on match-filtering detection for UWB wireless sensor networks[J]. Journal of Software, 2009, 20(11):3010-3022.
- [9] 吴成博, 郑继禹. IR-UWB 系统中非相干能量检测 TOA 估计[J]. 微计算机信息, 2010, 26(3-1):180-182.
WU C B, ZHENG J Y. Time-of-arrival estimation based on non-coherent energy detection in IR-UWB systems[J]. Microcomputer Information, 2010, 26(3-1):180-182.
- [10] 姜向远, 张焕水, 王伟等. IR-UWB 能量检测接收机中基于门限的 TOA 估计[J]. 电子与信息学报, 2011, 33(6):1361-1366.
JIANG X Y, ZHANG H S, WANG W, *et al.* Threshold-based TOA estimation in IR-UWB energy detection receiver[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2011, 33(6):1361-1366.
- [11] LIU W Y, DING H, HUANG X T, *et al.* TOA estimation in IR UWB ranging with energy detection receiver using received signal characteristics[J]. IEEE Communications Letters, 2012, 16(5):738-741.
- [12] 刘晓建, 王智博, 郑霖. 能量包络的简单 TOA 估计研究[J]. 计算机工程与应用, 2012, 42(5):78-80.
LIU X J, WANG Z B, ZHENG L. Simple energy envelope TOA estimation algorithm[J]. Computer Engineering and Applications, 2012, 42(5):78-80.
- [13] ZHANG T T, ZHANG Q Y, ZHANG N T. A two-step TOA estimation method based on energy detection for IR-UWB sensor networks[A]. Seventh Annual Communication Networks and Services Research Conference (CNSR '09)[C]. Moncton, Canada, 2009:139-145.
- [14] 李晶, 裴亮, 曹茂永等. 一种用于多径环境的超分辨率 TOA 定位算法[J]. 电波科学学报, 2006, 21(5):771-776.
LI J, PEI L, CAO M Y, *et al.* Super-resolution TOA algorithm in multipath environments[J]. Chinese Journal of Radio Science, 2006, 21(5):771-776.
- [15] LI J, CAO M Y, PEI L. Resolution analysis of the MUSIC-based TOA algorithm[A]. 2010 IEEE International Conference on Information Theory and Information Security (ICITIS)[C]. Beijing, China, 2010. 718-721.
- [16] JIANG H, CAO F C, DING R. Propagator method-based TOA estimation for UWB indoor environment in the presence of correlated fading amplitudes[A]. 4th IEEE International Conference on Circuits and Systems for Communications (ICCSC 2008)[C]. Shanghai, China, 2008:535-538.
- [17] CAO F C, LI M J. Frequency domain DOA estimation and tracking of UWB signals[A]. The 6th International Conference on Wireless Communications Networking and Mobile Computing (WiCOM)[C]. Chengdu, China, 2010:1-4.
- [18] MANI V, BOSE R. Direction of arrival estimation of multiple UWB signals[J]. Wireless Personal Communications, 2011, 57(2): 277-289.
- [19] MO X, JIANG H, QIN R. Beamspace-based DOA estimation of UWB signal using FDFIB algorithm[J]. Recent Advances in Computer Science and Information Engineering, Lecture Notes in Electrical Engineering, 2012, 127:191-197.
- [20] DING R, QIAN Z H, WANG X. Joint TOA and DOA estimation of IR-UWB system based on matrix pencil[A]. International Forum on Information Technology and Applications[C]. Chengdu, China, 2009. 544-547.
- [21] 丁锐, 钱志鸿, 王雪. 基于 TOA 和 DOA 联合估计的 UWB 定位方法[J]. 电子与信息学报, 2010, 32(2):313-317.
DING R, QIAN Z H, WANG X. UWB positioning system based on joint TOA and DOA estimation[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2010, 32(2):313-317.
- [22] NAVARRO M, NAJAR M. Frequency domain joint TOA and DOA estimation in IR-UWB[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2011, 10(10):3174-3184.
- [23] TAPONNECCO L, D'AMICO A, MENGALI U. Joint TOA and AOA estimation for UWB localization applications[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2011, 10(7):2207-2217.
- [24] SALEH A A M, VALENZUELA R. A statistical model for indoor multipath propagation[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 1987, 5(2):128-137.
- [25] KAVEH M, BARABELL A J. The statistical performance of the MUSIC and the minimum-norm algorithms in resolving plane waves in noise[J]. IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing, 1986, 34(2):331-341.
- [26] JEFFRIES D J, FARRIER D R. Asymptotic results for eigenvector methods[J]. IEEE Proceedings F Communications, Radar and Signal Processing, 1985, 132(7):589-594.

作者简介:



王方秋 (1988-), 男, 湖南衡阳人, 南京航空航天大学硕士生, 主要研究方向为阵列信号处理和超宽带通信。

张小飞 [通信作者] (1977-), 男, 江苏淮安人, 博士, 南京航空航天大学教授、博士生导师, 主要研究方向为阵列信号处理、通信信号处理、移动通信技术等。E-mail: fei_zxf@163.com。

汪飞 (1976-), 男, 湖北郧县人, 博士, 南京航空航天大学副教授, 主要研究方向为阵列信号处理和谱分析等。