

基于约束总体最小二乘方法的联合 TDOA/GROA 信号源定位算法

刘艳芳^{1,2}, 杨育捷^{1,2}

(1. 河南师范大学计算机与信息工程学院, 河南 新乡 453007;
2. 智慧商务与物联网技术河南省工程实验室, 河南 新乡 453007)

摘要: 为了提高无源定位的准确度, 提出一种基于约束总体最小二乘(CTLS)的联合到达时间差(TDOA)和到达增益比(GROA)的定位算法。首先联合 TDOA/GROA 测量值建立伪线性方程, 考虑到伪线性方程中系数噪声的相关性, 采用 CTLS 方法对其进行建模, 用拉格朗日乘子法和牛顿迭代法联合求解。仿真结果表明, 噪声比较小时, 该方法逼近克拉美-罗(CRLB)下限。在噪声比较大时, 相比两步加权最小二乘方法具有更好的定位准确度。随着参数 c/w 的增大, 该算法的定位均方误差也要小于两步加权最小二乘方法。

关键词: 信号源定位; 到达时间差; 到达增益比; 约束总体最小二乘; 牛顿迭代

中图分类号: TP391 **文献标志码:** A **文章编号:** 1671-637X(2015)12-0093-05

A Source Localization Algorithm Using TDOA/GROA Measurements Based on CTLS

LIU Yan-fang^{1,2}, YANG Yu-jie^{1,2}

(1. College of Computer and Information Engineering, Henan Normal University, Xinxiang 453007, China;
2. Engineering Laboratory of Intelligence Business & Internet of Things, Xinxiang 453007, China)

Abstract: In order to improve the accuracy of passive localization, a localization algorithm using the Time Difference of Arrival (TDOA) and Gain Ratio of Arrival (GROA) measurements is proposed based on Constrained Total Least-Square algorithm (CTLS). Firstly, a pseudo linear equation is established by using TDOA/GROA measurements. Taking the correlation of coefficient noise in pseudo linear equation into consideration, CTLS method is used for modeling, Lagrange multipliers together with the Newton iterative method are used for solution. Simulation results show that: 1) When the noise is relatively low, the proposed method approximates the lower limit of CRLB; 2) When the noise is higher, the proposed method offers better localization accuracy compared with the two-step WLS method; and 3) With the increase of parameter c/w , the localization mean square error of this proposed algorithm is also less than that of the two-step WLS method.

Key words: source localization; time difference of arrival; gain ratio of arrival; constrained total least-square; Newton iterative method

0 引言

信号源定位技术广泛应用于无线传感网络、移动通信、雷达等领域^[1-2]。文献[3]利用信号源到不同传感器的时间差信息(TDOA)给出了经典的两步加权最

小二乘方法(two-step WLS);文献[4]利用总体最小二乘算法,同时将辅助变量与信号源之间的约束关系考虑进去,提出了一种约束总体最小二乘算法,进一步提高了基于 TDOA 方法的定位精度;文献[5]则进一步研究了联合 TDOA 与 FDOA (Frequency Difference of Arrival)信息的约束总体最小二乘方法。

能量信息作为另一个可测量信息,也受到越来越多的关注。文献[6]提出联合 TDOA 和到达增益比(GROA)测量值的 two-step WLS 并推导出联合 TDOA/GROA 定位的克拉美-罗(CRLB)的下限。相比只利

收稿日期:2014-12-18

修回日期:2015-03-10

基金项目:河南省教育厅科学技术研究重点项目基础研究计划(14A510016)

作者简介:刘艳芳(1981—),女,河北邯郸人,硕士,讲师,研究方向为无线传感网络和声源定位。

用 TDOA 信息,联合 TDOA/GROA 方法明显提高了定位性能。但是文献[6]的 two-step WLS 算法中,第一个 WLS 解没有考虑变量间的约束关系及伪线性方程中回归量和回归附属量之间的误差相关性,导致测量噪声较大时解的误差很大,且容易出现复数解。

本文综合利用 TDOA 和 GROA 测量值,考虑伪线性方程中系数噪声的相关性,将定位问题转化为带约束条件的 CTLS 问题,并通过拉格朗日乘子法来求解。最后对算法的性能进行了分析和仿真。

1 基于 TDOA/GROA 的定位方程描述

定位场景是 N 维空间(本文仿真 $N=3$)中基于 M 个传感器所组成的网络,传感器的已知坐标为 $s_i = (x_i, y_i, z_i)^T$,未知信号源位置为 $u^\circ = (x^\circ, y^\circ, z^\circ)^T$ 。本文中 $(*)^\circ$ 表示 $(*)$ 的真实值,并假定传感器和信号源之间是自由空间中的视距传播。根据信号传播理论^[7],信号的传播损耗与信号源和传感器之间距离的 n 次方成正比,本文为了讨论方便,将损耗因子 n 设定为常数 1。

定义第 i 个传感器和信号源之间的欧氏距离为 $r_i^\circ = \|u^\circ - s_i\|$,则

$$\begin{cases} d_{i1} = \frac{1}{c}(r_i^\circ - r_1^\circ) \\ g_{i1} = \frac{r_i^\circ}{r_1^\circ} \end{cases} \quad i=2,3,\dots,M \quad (1)$$

式中: c 为信号传播速度; d_{i1} 和 g_{i1} 分别为相对于参考传感器 1 的时间延时和到达增益比。将所有的 d_{i1} 组成 TDOA 测量向量 $\mathbf{d} = (d_{21}, d_{31}, \dots, d_{M1})^T$,同理可生成 GROA 测量向量 $\mathbf{g} = (g_{21}, g_{31}, \dots, g_{M1})^T$ 。由式(1)可知,各传感器相对于参考传感器 1 的距离差 $r_{i1} = cd_{i1}$,因此测量模型可表示为

$$\begin{cases} \mathbf{r} = \mathbf{r}^\circ + \Delta\mathbf{r} \\ \mathbf{g} = \mathbf{g}^\circ + \Delta\mathbf{g} \end{cases} \quad (2)$$

式中: $\mathbf{r}^\circ = (r_{21}, r_{31}, \dots, r_{M1})$; $\Delta\mathbf{r} = (\Delta r_{21}, \Delta r_{31}, \dots, \Delta r_{M1})$ 是由噪声引起的测量误差,其协方差矩阵为 $E[\Delta\mathbf{r}\Delta\mathbf{r}^T] = \mathbf{Q}_{rr}$,其中 $\mathbf{Q}_{rr} = c^2 \nabla_r^{-1}$,由文献[6]可知

$$\nabla_r = \frac{T_0}{3\pi} \omega^3 \frac{R_{S,N}^2}{1+M \cdot R_{S,N}} (M \cdot \mathbf{I}_{M-1} - \mathbf{I}_{M-1} \mathbf{I}_{M-1}^T) \quad (3)$$

式中: T_0 为观测时间; $R_{S,N}$ 代表观测信号的信噪比; ω 为信号带宽; \mathbf{I}_{M-1} 为 $M-1$ 阶单位矩阵; \mathbf{I}_{M-1} 为 $M-1$ 维全 1 的列向量; $\Delta\mathbf{g}$ 为到达增益比测量值的噪声误差,其协方差矩阵定义为 $E[\Delta\mathbf{g}\Delta\mathbf{g}^T] = \mathbf{Q}_{gg}$,其中 $\mathbf{Q}_{gg} = c^2 \nabla_g^{-1}$,同样由文献[6]可知

$$\nabla_g = \frac{T_0}{\pi} \omega \frac{R_{S,N}^2}{1+M \cdot R_{S,N}} (M \cdot \mathbf{I}_{M-1} + \frac{1-M \cdot R_{S,N}}{1+M \cdot R_{S,N}} \mathbf{I}_{M-1} \mathbf{I}_{M-1}^T) \quad (4)$$

假定 TDOA 测量值与 GROA 测量值之间相互独立,误差也相互独立,则有 $E[\Delta\mathbf{r}\Delta\mathbf{g}^T] = \mathbf{0}$ 。同文献[8],经过代数运算,可得伪线性方程

$$\mathbf{A}\boldsymbol{\theta} = \mathbf{b} \quad (5)$$

式中: $\boldsymbol{\theta} = ((u - s_1)^T \quad r_1)^T$;

$$\mathbf{b} = \begin{pmatrix} r_{21}^2 - (s_2 - s_1)^T (s_2 - s_1) \\ \vdots \\ r_{M1}^2 - (s_M - s_1)^T (s_M - s_1) \\ r_{21} \\ \vdots \\ r_{M1} \end{pmatrix}_{2(M-1) \times 1};$$

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} -2(s_2 - s_1)^T & -2r_{21} \\ \vdots & \vdots \\ -2(s_M - s_1)^T & -2r_{M1} \\ \mathbf{0}_{1 \times 3} & g_{21} - 1 \\ \vdots & \vdots \\ \mathbf{0}_{1 \times 3} & g_{M1} - 1 \end{pmatrix}_{2(M-1) \times (N+1)} \quad \circ$$

联合 TDOA/GROA 信号源定位的问题就转化为已知 \mathbf{A} 和 \mathbf{b} 的条件下,求解式(5)中的未知数 $\boldsymbol{\theta}$ 。

2 带约束的 CTLS

文献[6]中给出了经典的两步加权最小二乘算法来求解式(5),但是并没有考虑矩阵 \mathbf{A} 和向量 \mathbf{b} 中误差的相关性。由于噪声的影响,式(5)中 \mathbf{A} 和 \mathbf{b} 都存在噪声扰动^[9],并且 \mathbf{A} 和 \mathbf{b} 中噪声都是由 TDOA 和 GROA 测量值中的噪声而造成的,因此它们之间是有关联的,且 $\boldsymbol{\theta}$ 中辅助变量 r_1 和 $u - s_1$ 并非独立,而是存在约束关系,因此 CTLS 方法非常适合来求解式(5)。

将 \mathbf{A} 表示为 $\mathbf{A} = \mathbf{A}^\circ + \Delta\mathbf{A}$,同样 $\mathbf{b} = \mathbf{b}^\circ + \Delta\mathbf{b}$,忽略二次误差项,噪声项 $\Delta\mathbf{A}$ 和 $\Delta\mathbf{b}$ 的表达式为

$$\Delta\mathbf{A} = \begin{pmatrix} \mathbf{0}_{1 \times 3} & -2\Delta r_{21} \\ \vdots & \vdots \\ \mathbf{0}_{1 \times 3} & -2\Delta r_{M1} \\ \mathbf{0}_{1 \times 3} & \Delta g_{21} \\ \vdots & \vdots \\ \mathbf{0}_{1 \times 3} & \Delta g_{M1} \end{pmatrix}, \Delta\mathbf{b} = \begin{pmatrix} 2r_{21} \Delta r_{21} \\ \vdots \\ 2r_{M1} \Delta r_{M1} \\ \Delta r_{21} \\ \vdots \\ \Delta r_{M1} \end{pmatrix} \quad \circ$$

令 $\boldsymbol{\varepsilon} = (\Delta\mathbf{r}^T \quad \Delta\mathbf{g}^T)^T$,则

$$\begin{cases} \Delta\mathbf{A} = (\mathbf{0}_{2(M-1) \times N} \quad \mathbf{F}_1 \boldsymbol{\varepsilon}) \\ \Delta\mathbf{b} = \mathbf{F}_2 \boldsymbol{\varepsilon} \end{cases} \quad (6)$$

其中

$$\begin{cases} \mathbf{F}_1 = \begin{pmatrix} -2\mathbf{I}_{(M-1) \times (M-1)} & \mathbf{0}_{(M-1) \times (M-1)} \\ \mathbf{0}_{(M-1) \times (M-1)} & \mathbf{I}_{(M-1) \times (M-1)} \end{pmatrix} \\ \mathbf{F}_2 = \begin{pmatrix} 2\mathbf{B} & \mathbf{0}_{(M-1) \times (M-1)} \\ \mathbf{I}_{(M-1) \times (M-1)} & \mathbf{0}_{(M-1) \times (M-1)} \end{pmatrix} \end{cases} \quad (7)$$

矩阵 \mathbf{F}_2 中 $\mathbf{B} = \text{diag}(r_{21}, r_{31}, \dots, r_{M1})$ 。

考虑到 $\boldsymbol{\varepsilon}$ 中误差具有相关性,对 $\boldsymbol{\varepsilon}$ 进行白化处

理^[10]。令 $Q = E[\epsilon\epsilon^T]$ ，对 Q 做 Cholesky 分解 $Q = PP^T$ ，可得到 ϵ 的白化向量 $e = P^{-1}\epsilon$ ，则

$$A\theta - b = \Delta A\theta - \Delta b = -G_\theta Pe \quad (8)$$

式中， $G_\theta = -(r_1 F_1 - F_2)$ 。

由于辅助变量 $r_1 = (u - s_1)^T(u - s_1)$ ，所以 θ 的约束表达式可表示为

$$\theta^T \Sigma \theta = 0 \quad (9)$$

式中， $\Sigma = \text{diag}(1 \ 1 \ 1 \ -1)$ 。

求解 TDOA/GROA 的带约束条件的 CTLS 解，即在满足式(8)和式(9)约束条件下，使得向量 e 的平方最小化，数学上可表示为

$$\begin{aligned} \min e^T e \quad (10) \\ \text{s. t. } A\theta - b = \Delta A\theta - \Delta b = -G_\theta Pe, \\ \theta^T \Sigma \theta = 0. \end{aligned}$$

式(10)可以利用拉格朗日乘法求解，引入辅助目标函数为

$$L(\theta, \lambda_1, \lambda_2, e) = e^T e + \lambda_1(A\theta - b + G_\theta Pe) + \lambda_2 \theta^T \Sigma \theta \quad (11)$$

式(11)分别对 θ 和 e 求偏导，并令其为零，可得

$$\begin{aligned} \frac{\partial L(\theta, \lambda_1, \lambda_2, e)}{\partial \theta} = \\ \{A + [0, 0, 0, -F_1 P e]\}^T \lambda_1 + 2\lambda_2 \Sigma \theta = 0 \quad (12) \end{aligned}$$

$$\frac{\partial L(\theta, \lambda_1, \lambda_2, e)}{\partial e} = 2e + \lambda_1(G_\theta P)^T = 0 \quad (13)$$

由式(13)可得

$$e = -1/2(G_\theta P)^T \lambda_1 \quad (14)$$

将式(14)代入式(8)中得到： $\lambda_1 = 2(G_\theta Q G_\theta^T)^{-1}(A\theta - b)$ ，将 λ_1 代入式(14)中，得到

$$e = -P^T G_\theta^T (G_\theta Q G_\theta^T)^{-1}(A\theta - b) \quad (15)$$

令 $W = (G_\theta Q G_\theta^T)^{-1}$ ，将 e 和 λ_1 同时代入表达式(12)中，可得 θ 的估计值

$$\theta = [(A - \Lambda)^T W A + \lambda_2 \Sigma]^{-1} \cdot (A - \Lambda)^T W b \quad (16)$$

其中，

$$\Lambda = [0_{2(M-1) \times N}, -F_1 Q G_\theta^T W (A\theta - b)] \quad (17)$$

将 θ 的估计值代入式(9)中可得到关于 λ_2 的非线性方程，即

$$f(\lambda_2) = p^T G_f^{-T} \Sigma G_f^{-1} p = 0 \quad (18)$$

式中： $G_f = (A - \Lambda)^T W A + \lambda_2 \Sigma$ ； $p = (A - \Lambda)^T W b$ 。式(18)可以选用牛顿迭代法^[11]求解。

总结本文的联合 TDOA/GROA 的 CTLS 定位算法过程如下：

- 1) 初始化 $\Lambda = 0, W = Q^{-1}$ ；
- 2) 用牛顿迭代法解方程式(18)得到 λ_2 ；
- 3) 将 λ_2 代入式(16)中，更新 θ ；
- 4) 用步骤3)得到的 θ 依次更新 r_1, B, F_2, G_θ ；
- 5) 更新 W 和 Λ ；

6) 重复步骤2)~5)直至得到精确解。

3 仿真分析

为了验证本文算法的性能，对近距离和远距离声源目标分别进行了一系列的仿真实验。为了和文献[6]进行对比，本文采用了相同的麦克风传感器节点布局，如表1所示。声源位置分别采用 $u^o = (4000 \ 3800 \ 3400)^T$ 和 $u^o = (500 \ 650 \ 550)^T$ 。

表 1 传感器位置

	1	2	3	4	5	6
x_i	0	400	0	350	-100	120
y_i	0	0	500	200	-100	140
z_i	100	0	0	100	-100	150

TDOA 测量值、GROA 测量值分别通过在其真实值中添加协方差矩阵为 Q_r, Q_{gr} 的零均值高斯噪声生成， Q_r, Q_{gr} 可以通过式(3)和式(4)计算得出。同文献[6]，信号带宽与观测时间 T_0 满足 $T_0 \omega / \pi = 20 \ 000$ 个采样点。用均方误差 $E_{\text{MSE}}(u) = \sum_{i=1}^L \|u^{(i)} - u^o\|^2 / L$ 来分析仿真的性能， L 为仿真运行次数， $L = 5000$ 。牛顿迭代系数同文献[11]，采用 $\alpha = 0.99$ 。

3.1 远场和近场定位仿真

首先，信号源位置固定为 $(4000 \ 3800 \ 3400)^T, c/\omega = 80 \text{ m}$ 。图1给出了本文 CTLS, two-step WLS, CWLS 3种定位算法定位均方误差随信噪比 SNR 变化情况。其中，CWLS 算法通过令本文算法中 Λ 的误差估计矩阵 Λ 为全零矩阵而得到。

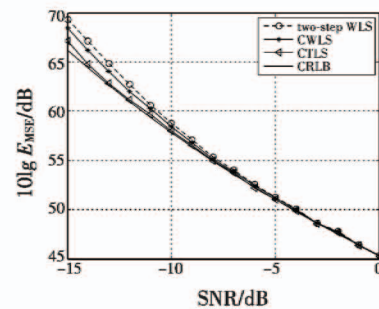


图 1 远场定位均方误差随 SNR 变化曲线图

Fig. 1 Localization accuracy of the far-field source vs SNR

由图1可以看出，当 SNR 大于 -5 dB 时，3 种算法都可以达到 CRLB 下限。two-step WLS 算法从 -5 dB 开始逐渐偏离 CRLB 曲线，而本文 CTLS 算法直到 -14 dB 都和 CRLB 曲线基本重合。由于 two-step WLS 算法最后需要进行开方运算，当 SNR 大于 -14 dB 后，噪声太大，易出现复数解，而本文算法和 CWLS 算法一直都是可使用实数解。从图中可以看出，CWLS 算法的定位准确性也优于 two-step WLS 算法，但是由于求导时没

有对加权矩阵 W 求导,所以性能劣于 CTLS 算法。

固定 SNR 为 10 dB, MSE 随 c/ω 变化的曲线如图 2 所示。从图 2 可以看出,当 c/ω 等于 64 m ($20\lg(c/\omega) = 36$ dB) 时, CRLB 曲线趋于平稳,这是因为,在这段区域,定位的性能由 GROA 测量值主导,而 GROA 对信号带宽不敏感。two-step WLS 算法约在 66 dB 时产生门限现象,而本文 CTLS 算法这种平稳性一直持续。在 75 dB 时, CTLS 算法比 two-step WLS 算法约有 20 dB 的提高。CWLS 算法和 CTLS 算法的定位性能基本相同。

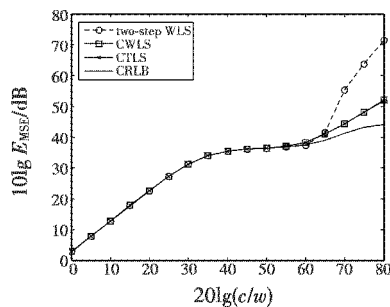


图 2 远场定位均方差随 c/w 变化曲线图

Fig. 2 Localization accuracy of the far-field source vs c/w

图 3 和图 4 给出当信号源位置固定为 $(500 \ 650 \ 550)^T$ 时,定位性能随 SNR 和 c/ω 变化的曲线。观察结果类似远场情况, two-step WLS 算法在 SNR 等于 -16 dB 时开始偏离 CRLB 曲线,而本文 CTLS 算法直到 -19 dB 才偏离 CRLB。从图 3 和图 4 可以看出,信号源为近场时, CWLS 算法的定位性能相对于 two-step WLS 算法没有非常明显的改善。

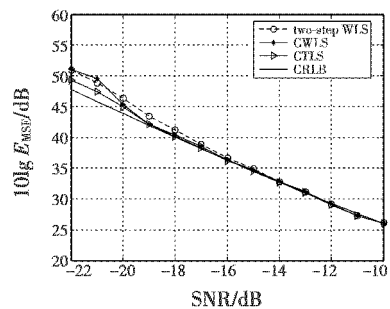


图 3 近场定位均方差随 SNR 变化曲线图

Fig. 3 Localization accuracy of the near-field source vs SNR

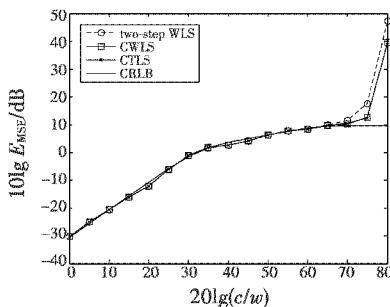


图 4 近场定位均方差随 c/w 变化曲线图

Fig. 4 Localization accuracy of the near-field source vs c/w

3.2 传输系数影响仿真

式(1)中 g_{ii} 是在假设传播损耗因子 n 为 1 的情况下推导的。但在实际应用中,传播损耗因子会随着传输介质的不同而改变。图 5 给出了当算法认为 $n = 1$, 而实际上 $n = 1.05$ 时, CTLS, CWLS, two-step WLS 3 种算法的定位均方差。图中, CRLB 曲线采用 $n = 1.05$ 用来和 3 种算法结果对比,其他设置同图 1 远场情况。从图 5 中可以看出,当 SNR 介于 -14 dB 和 -8 dB 之间时,本文算法基本与 CRLB 曲线重合,定位性能明显优于其他两种算法。当 SNR 增大时,由于 3 种算法计算时都采用 $n = 1$, 曲线都开始偏离 CRLB。当 SNR 大于 3 dB 时, 3 种算法性能急剧恶化。

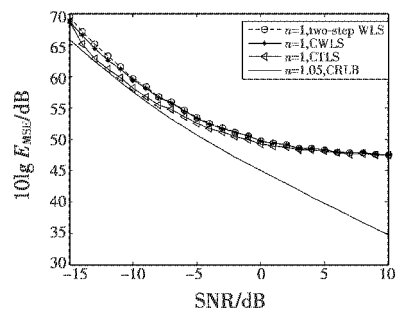


图 5 $n = 1.05$, 定位误差随 SNR 变化曲线图

Fig. 5 Sensitivity of the localization accuracy vs SNR when propagation constant $n = 1.05$

图 6 中给出当实际传输系数 $n = 1.2$, 而算法采用 $n = 1$ 的情况下, 3 种算法的定位均方差, 图中, CRLB 采用 $n = 1.2$ 用来进行对比。同图 5 相比, CRLB 曲线大约低了 1 dB, 由于 n 值更大, 所以定位性能更差。

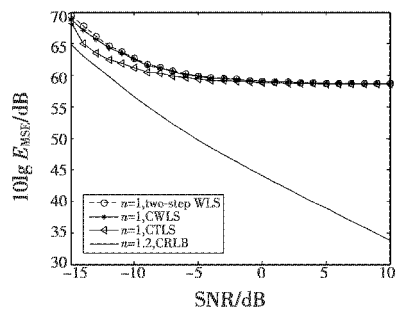


图 6 $n = 1.2$, 定位误差随 SNR 变化曲线图

Fig. 6 Sensitivity of the localization accuracy vs SNR when propagation constant $n = 1.2$

由以上分析可知,联合 TDOA/GROA 的定位方法对传播损耗因子比较敏感,如果实际传输系数不是 1, 会使定位准确性变差。但是,如果能确切知道传播损耗因子的大小,则传播损耗因子的影响可以在算法中考虑进来,只需将式(5)中矩阵 A 的 g_{ii} 用 $(g_{ii})^{1/n}$ 替代即可。图 7 给出 $n = 1.2$, 各种算法修正后的均方差曲线图。从仿真结果图中可以看出,当修改 g_{ii} 后, 3 种

算法的性能曲线与 $n = 1$ 一致,即这样修改后的算法的性能将达到 CRLB。

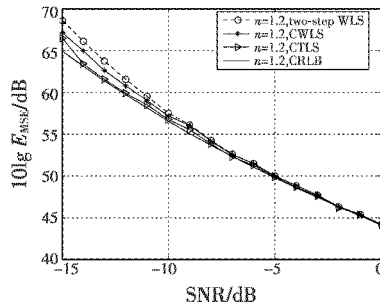


图 7 $n = 1.2$, 算法修正后定位误差随 SNR 变化曲线图

Fig.7 Sensitivity of the localization accuracy vs SNR when the propagation constant $n = 1.2$ after modification

4 结束语

本文提出一种基于 CTLS 算法的联合 TDOA/GROA 的定位算法,全面考虑伪线性方程中所有系数中的噪声及辅助变量和信号源位置之间的关系,建立最小化目标函数,采用拉格朗日乘子法结合牛顿法求解带约束的最小化问题。理论分析与仿真结果表明,本文算法相比 two-step WLS 和 CWLS 算法具有更优的定位性能,在较高噪声时仍能达到 CRLB。此外,本文还讨论了联合 TDOA/GROA 的定位算法受传播损耗因子的影响情况。

参考文献

[1] 刘晓莉,廖桂生. 双基地 MIMO 雷达多目标定位及幅相误差估计[J]. 电子学报,2011,39(3):596-601. (LIU X L, LIAO G S. Multitarget localization and estimation of gain-phase error for bistatic MIMO radar[J]. Acta Electronica Sinica, 2011, 39(3):596-601.)

[2] 常清,潘江怀,安瑾. 多雷达距离测量空间定位方法及精度分析[J]. 电光与控制,2012,19(6):45-48. (CHANG Q, PAN J H, AN J. Location algorithm and accuracy analysis for multi-radar range detecting[J]. Electronics Optics & Control, 2012, 19(6):45-48.)

[3] CHAN Y T, HO K C. A simple and efficient estimator for hyperbolic location[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1994, 42(8):1905-1915.

[4] YANG K, AN J P, BU X Y, et al. Constrained total least-squares location algorithm using time-difference-of-arrival measurements[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2010, 59(3):1558-1562.

[5] 曲付勇,孟祥伟. 基于约束总体最小二乘方法的到达时差到达频差无源定位算法[J]. 电子与信息学报, 2014, 36(5):1075-1081. (QU F Y, MENG X W. Source localization using TDOA and FDOA measurements based on constrained total least squares algorithm[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2014, 36(5):1075-1081.)

[6] HO K C, SUN M. Passive source localization using time differences of arrival and gain ratios of arrival[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2008, 56(2):464-477.

[7] SHENG X H, HU Y H. Maximum likelihood multiple-source localization using acoustic energy measurements with wireless sensor networks [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2005, 53(1):44-53.

[8] HAO B J, LI Z. BFGS quasi-Newton location algorithm using TDOAs and GROAs[J]. Journal of Systems Engineering and Electronics, 2013, 24(3):341-348.

[9] HO K C. Bias reduction for an explicit solution of source localization using TDOA[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2012, 60(5):2101-2114.

[10] YU H, HUANG G, GAO J. Constrained total least-squares localization algorithm using time difference of arrival and frequency difference of arrival measurements with sensor location uncertainties[J]. IET Radar, Sonar & Navigation, 2012, 6(9):891-899.

[11] QUO F C, HO K C. A quadratic constraint solution method for TDOA and FDOA localization[C]//International Conference on Acoustics Speech and Signal Processing, Prague, Czech, 2011:2588-2591.

(上接第 87 页)

[10] 林林. 三维数字地球场景组件系统的研究与应用[D]. 长春:吉林大学,2008. (LIN L. Research and application of three-dimensional digital earth scene compo-

nent system[D]. Changchun:Jilin University, 2008.)

[11] 孙达,蒲英霞. 地图投影[M]. 南京:南京大学出版社, 2005. (SUN D, PU Y X. Map projection[M]. Nanjing: Nanjing University Press, 2005.)