

文章编号:1671-251X(2013)11-0057-04 DOI:

翟彦蓉,黄欢,张申,等.基于DOA和TDOA的井下定位算法研究[J].工矿自动化,2013,39(11):57-60.

基于DOA和TDOA的井下定位算法研究

翟彦蓉, 黄欢, 张申, 马秀萍, 刘伟, 游春霞

(中国矿业大学 物联网(感知矿山)研究中心, 江苏 徐州 221008)

摘要:针对目前井下定位系统对环境变化敏感、定位准确度较低的问题,介绍了基于DOA和TDOA的井下定位算法。该算法利用TDOA算法的高精度化和DOA算法的高信号角度分辨率,以DOA和TDOA算法中各自方向角度的加权平均作为信号角度,结合用TDOA算法得到的位置半径计算出移动终端坐标。仿真结果表明,该算法在复杂的环境中能够取得较稳定的性能,且定位精度较高。

关键词:井下定位;智能天线;到达方向;到达时间差

中图分类号:TD655.3 文献标志码:A 网络出版时间:

网络出版地址:

Research of underground positioning algorithm based on DOA and TDOA

ZHAI Yan-rong, HUANG Huan, ZHANG Shen, MA Xiu-ping, LIU Wei, YOU Chun-xia

(IoT (Perception Mine) Research Center, China University of Mining and Technology,

Xuzhou 221008, China)

Abstract: In view of problems that current underground positioning system is sensitive to environmental change and has low positioning accuracy, the paper introduced an underground positioning algorithm based on DOA and TDOA. The algorithm takes advantages of high accuracy of TDOA and high angular resolution of DOA, uses weighted average of respective direction angle of DOA and TDOA as signal angle, and combined with radius got by TDOA algorithm to calculate coordinates of mobile terminal. The simulation results show that the algorithm can achieve stable performance and high positioning accuracy in complex environment.

Key words: underground positioning; smart antenna; direction of arrival; time difference of arrival

0 引言

随着煤矿采区的不断扩大和作业井巷的不断加深(至2011年,中国大中型煤矿平均开采深度为456 m,采深大于600 m的矿井占28.5%,最深的达1 365 m),对井下作业人员和设备的监控管理日益困难,这种情况对正常生产指挥、调度、矿井灾害的救援工作都有极大影响^[1]。因此,要建立可靠的定位系统,减少甚至避免对井下人员和设备的视野盲区。目前,国内井下监测管理系统一般采用射频识别或PHS(Personal Handy-phone System,个人手持式电话系统)实现,大幅度提高了煤炭企业日常管

理和安全生产水平,但本质上仅停留在粗略的定位层面上,或者用作考勤记录,并非精确的定位系统^[2]。基于Zigbee及WiFi技术,通过计算电磁波能量实现定位,能够有效提高定位准确性。但RSSI(Receive Signal Strength Indicator,接收信号强度)对环境变化敏感,在多径信号衰落信道中的定位准确性大大降低^[3]。智能天线技术可自适应地使波束具有方向性,减轻信号衰落影响,尤其智能天线在抗多径干扰方面取得了较好效果^[4]。本文给出了基于DOA(Direction of Arrival,到达方向)和TDOA(Time Difference of Arrival,到达时间差)的定位方法,仿真结果表明,该算法性能稳定,准确性较高。

收稿日期:2013-07-09。

作者简介:翟彦蓉(1988—),女,河南周口人,硕士研究生,研究方向为无线通信系统,E-mail:zhaiyanrongba@163.com。

1 天线阵列模型

矿井巷道中障碍物对信号造成的干扰和对旋进光线的折射、反射等会使信号瞬时值及延迟失真不规则地迅速变化,从而造成信号衰落。采用全向或定向天线接收信号时会有较大失真。智能天线的空间滤波特性可大幅提高阵列输出的信噪比和系统可靠性。采用自适应型智能天线可达到最佳接收效果。DOA 和 TDOA 相结合的定位方法:首先,用 TDOA 方法定位出目标位置 (x_1, y_1) ,并计算出目标位置到中心站的距离 R 和偏移角度 a ;用 DOA 方法再次得出目标位置到中心站位置的偏移正弦或余弦角度 b ;然后,将角度 a 和 b 的平均加权 c 作为信号角度,根据 c 和 R 所组成的三角形几何关系得出新的目标位置 (x, y) 。

自适应天线阵列采用均匀直线阵。假设信号源为互不相关的窄带信号,天线阵列为等间距直线阵,天线阵列间距不大于最高频率接收信号波长的一半,接收到的信号为平面波;处理器噪声是功率为 σ^2 的高斯白噪声,阵元间噪声为相互独立的平稳随机过程;接收支路特性相同。天线阵列示意图如图 1 所示,入射平面波 (ϕ, θ) ,其中 ϕ 为平面波与 z 轴夹角, θ 为平面波与 x 轴夹角。在二维 x - y 水平面内, $\phi = \pi/2$ 。图 1 中, d 为阵元间距, m' 为相距阵元个数, Δd 为入射到不同阵元的平面波波前差, $u_M(t)$ 为阵元 M 的信号。

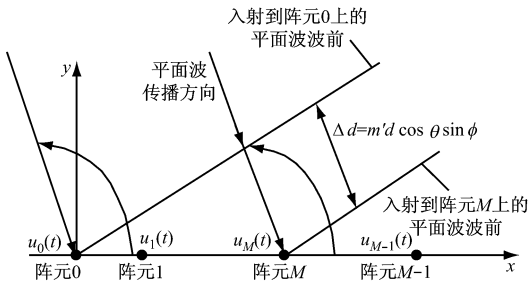


图 1 天线阵列示意图

2 基于 Chan 算法的 TDOA 估计

假定有 N 个接收站, (x, y) 为信源坐标,令 $i = 1, 2, \dots, N$, (X_i, Y_i) 为第 i 个已知接收站位置,则第 i 个接收机到信源的距离为

$$R_i = \sqrt{(X_i - x)^2 + (Y_i - y)^2} \quad (1)$$

用加权最小二乘法得到初始解 $\mathbf{Z}_a$:

$$\mathbf{Z}_a \approx (\mathbf{G}_a^T \mathbf{Q}^{-1} \mathbf{G}_a)^{-1} \mathbf{G}_a^T \mathbf{Q}^{-1} \mathbf{h} \quad (2)$$

$$\text{式中: } \mathbf{G}_a = - \begin{bmatrix} X_{2,1} & Y_{2,1} & R_{2,1} \\ X_{3,1} & Y_{3,1} & R_{3,1} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ X_{N,1} & Y_{N,1} & R_{N,1} \end{bmatrix}, \text{ 其中 } R_{i,1} =$$

$cd_{i,1} = R_i - R_1$, c 为光速, $d_{i,1}$ 为信号到达第 i 个接收站和到达第 1 个接收站的时间差^[5-6]; $\mathbf{h} =$

$$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} R_{2,1}^2 - X_2^2 - Y_2^2 + X_1^2 + Y_1^2 \\ R_{3,1}^2 - X_3^2 - Y_3^2 + X_1^2 + Y_1^2 \\ \vdots \\ R_{N,1}^2 - X_N^2 - Y_N^2 + X_1^2 + Y_1^2 \end{bmatrix}; \mathbf{Q} \text{ 为 TDOA 协方差}$$

矩阵。

附加变量后,第 2 次采用加权最小二乘法估计得 $\mathbf{Z}'_a$:

$$\mathbf{Z}'_a \approx (\mathbf{G}_a^T \mathbf{B}'^{-1} \mathbf{G}_a \mathbf{B}'^{-1} \mathbf{G}_a')^{-1} \times (\mathbf{G}_a^T \mathbf{B}'^{-1} \mathbf{G}_a \mathbf{Q}^{-1} \mathbf{G}_a \mathbf{B}'^{-1} \mathbf{G}_a') \mathbf{h}' \quad (3)$$

$$\text{式中: } \mathbf{G}'_a = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix}; \mathbf{B}' = \text{diag}\{x^0 - X_1 \quad y^0 - Y_1$$

$$R_1^0\}; \mathbf{h}' = \begin{bmatrix} (Z_{a,1} - X_1)^2 \\ (Z_{a,2} - Y_1)^2 \\ Z_{a,3}^2 \end{bmatrix}, Z_{a,1}, Z_{a,2}, Z_{a,3} \text{ 为 } \mathbf{Z}_a \text{ 中的}$$

元素。

最终估计位置:

$$\mathbf{Z} = \pm \sqrt{\mathbf{Z}'_a} + \begin{bmatrix} X_1 \\ Y_1 \end{bmatrix} \quad (4)$$

根据先验知识,取 $(x_1, y_1) = \text{abs}(\mathbf{Z})$,则半径 $R = \sqrt{(x_1)^2 + (y_1)^2}$,信号角度 $\theta_1 = \arctan[(y_1/x_1) \times (180^\circ/\pi)]$ 。

3 基于信号子空间改进 Music 算法的 DOA 估计

第 m ($m = 1, 2, \dots, M$) 元阵波到达示意图如图 2 所示。

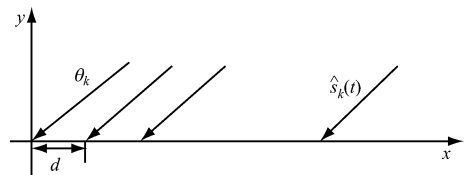


图 2 第 m 元阵波到达示意图

若有 D 个信号入射到 M 阵元,设 a_k 为第 m 阵列对第 k 个信号源的影响,取 $a_k = 1$; θ_k 为方位角; $(m-1)d \sin \theta_k / c$ 为第 m 阵元与第 1 阵元波程差引起的相位差。则第 m 阵元输出的信号表示为

$$x_m(t) = \sum_{k=1}^D s_k(t) \exp \left[-j(m-1) \frac{2\pi d \sin \theta_k}{\lambda} \right] + n_m(t) \quad (5)$$

式中: $s_k(t)$ 为信号在阵元上的强度; $n_m(t)$ 为测量噪声; λ 为接收信号波波长。

阵列接收的输入数据为 D 个人射波形和噪声的线性组合, 其协方差矩阵为

$$\mathbf{R}_x = \mathbf{A} \mathbf{R}_s \mathbf{A}^H + \sigma^2 \mathbf{I} \quad (6)$$

式中: $\mathbf{A}$ 为信号导向矢量矩阵; $\mathbf{A}^H$ 为 $\mathbf{A}$ 的 Hermite 矩阵(共轭矩阵); $\mathbf{R}_s$ 是信号相关矩阵; $\mathbf{I}$ 为对应阵元数的单位阵。

令 $\mathbf{R}\mathbf{X} = \mathbf{R}_x + \mathbf{J}\mathbf{R}_x^* \mathbf{J}$, 其中 $\mathbf{J}$ 为 $M \times M$ 的反向单位矩阵, $\mathbf{R}_x^*$ 为 $\mathbf{R}_x$ 的共轭, 使 $\mathbf{R}\mathbf{X}$ 成为 Hermite 型 Toeplitz 矩阵。对 $\mathbf{R}\mathbf{X}$ 进行特征分解:

$$[\mathbf{U}, \mathbf{S}, \mathbf{V}] = \text{svd}(\mathbf{R}\mathbf{X}) \quad (7)$$

在分解结果中, 取 $\mathbf{V}_u = \mathbf{U}(:, D+1:M)$ 为第 1 部分噪声子空间。

令 $\mathbf{S}(M-1, M-1) = 0, \mathbf{S}(M-2, M-2) = 0, \mathbf{S}(M, M) = 0, \mathbf{S}\mathbf{S} = \mathbf{S}; \mathbf{R}\mathbf{X}\mathbf{X} = \mathbf{U} \cdot \mathbf{S}\mathbf{S} \cdot \mathbf{V}$, 对 $\mathbf{R}\mathbf{X}\mathbf{X}$ 特征分解:

$$[\mathbf{U}\mathbf{U}, \mathbf{S}\mathbf{S}\mathbf{S}, \mathbf{V}\mathbf{V}] = \text{svd}(\mathbf{R}\mathbf{X}\mathbf{X}, \mathbf{X}) \quad (8)$$

取 $\mathbf{V}_{uu} = \mathbf{U}\mathbf{U}(:, D+1:M)$ 为第 2 部分噪声子空间。

对 2 次噪声子空间进行平均即为处理后噪声子空间: $\mathbf{V}_n = (\mathbf{V}_{uu} + \mathbf{V}_u)/2$ 。

对 $\mathbf{R}_x$ 进行特征分解:

$$|\mathbf{R}_x - \lambda_i \mathbf{I}| = |\mathbf{A} \mathbf{R}_s \mathbf{A}^H - (\lambda_i - \sigma_n^2) \mathbf{I}| = 0 \quad (9)$$

设 $\mathbf{R}_x$ 对应的特征向量为 $\mathbf{q}_i$, 则 $\mathbf{R}_x \mathbf{q}_i = \lambda_i \mathbf{I} \mathbf{q}_i$ 。

对于 $(M-D)$ 个等于 σ_n^2 的特征值, 有

$$\mathbf{A}^H \mathbf{q}_i = 0 \quad (10)$$

式(10)即称为噪声子空间 $\mathbf{V}_n$ 与 D 个输入信号的导引向量正交(信号子空间)。当 θ 对应多径分量的 DOA 时, $\mathbf{A}^H(\theta) \mathbf{V}_n \mathbf{V}_n^H \mathbf{a}(\theta) = 0, \mathbf{a}(\theta)$ 为导引矢量。所以, 通过找与近似等于 σ_n^2 的特征值的特征向量正交的导引向量, 可以估算与信号相关的导引向量。Music 空间谱为

$$\hat{P}_{\text{Gmusic}}(\theta_2) = \frac{1}{\mathbf{A}^H(\theta) \mathbf{V}_n \mathbf{V}_n^H \mathbf{a}(\theta)} \quad (11)$$

则信号最终角度 $\theta = \frac{\theta_1 + P_{\text{Gmusic}}(\theta_2)}{2}$, 半径 $R = \sqrt{(x_1)^2 + (y_1)^2}$ 。

4 算法步骤

(1) 利用 Chan 算法计算位置坐标 $\mathbf{Z} =$

$\pm \sqrt{\mathbf{Z}_a} + \begin{bmatrix} X_1 \\ Y_1 \end{bmatrix}$, 根据先验知识取 $(x_1, y_1) = \text{abs}(\mathbf{Z})$ 。

(2) 得到位置半径 $R = \sqrt{(x_1)^2 + (y_1)^2}$ 。

(3) 计算信号角度 $\theta_1 = \arctan[(y_1/x_1) \times (180^\circ/\pi)]$ 。

(4) 利用改进 Music 算法计算信号角度

$$\hat{P}_{\text{Gmusic}}(\theta_2) = \frac{1}{\mathbf{A}^H(\theta) \mathbf{V}_n \mathbf{V}_n^H \mathbf{a}(\theta)}。$$

(5) 得到信号最终角度 $\theta = \frac{\theta_1 + P_{\text{Gmusic}}(\theta_2)}{2}$ 。

(6) 由角度 θ 和半径 R 得出目标位置: $X = R \arccos(\theta \frac{\pi}{180^\circ}), Y = R \arcsin(\theta \frac{\pi}{180^\circ})$ 。

5 仿真分析

5.1 均方误差比较

仿真参数设置: 7 个基站坐标为 $2500 \times [(0, 0), (\sqrt{3}, 0), (\frac{\sqrt{3}}{2}, 1.5), (-\frac{\sqrt{3}}{2}, 1.5), (-\sqrt{3}, 0), (-\frac{\sqrt{3}}{2}, -1.5), (\frac{\sqrt{3}}{2}, -1.5)]$, 源点的坐标为 $[300 \text{ m}, 100 \text{ m}]$, 噪声中 $c\sigma$ 单位为 km。均方误差 $\text{RMSE} = E[\sqrt{(x-x_0)^2 + (y-y_0)^2}]$, 取 100 次独立运算, 在不同噪声下将本文算法(Chan-Gmusic 算法)和其他 TDOA 算法(Fang 算法、Talyor 算法、EvTalyor 算法)的均方误差进行比较, 结果如图 3 及表 1 所示。

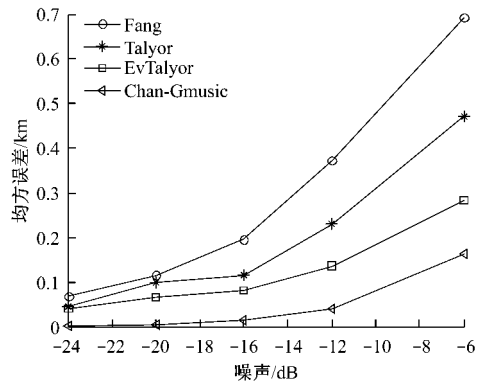


图 3 不同噪声下 Chan-Gmusic 算法和其他 TDOA 算法比较结果

仿真结果显示, 与其他 TDOA 算法相比, Chan-Gmusic 算法性能更稳定, 抗噪声能力更强。

5.2 来波方向估计的比较

仿真参数设置: 噪声是方差为 1 的高斯白噪声, 8 阵元的均匀直线阵列为仿真模型, 阵元间距 $d =$

表 1 Chan-Gmusic 算法与其他算法均方误差的比较

噪声/ dB	均方误差			
	Fang 算法	Talyor 算法	EvTalyor 算法	Chan-Gmusic 算法
-24	0.068 1	0.046 1	0.039 1	0.002 1
-20	0.115 4	0.098 8	0.067 5	0.005 9
-16	0.195 5	0.113 4	0.080 5	0.015 4
-12	0.373 3	0.230 7	0.136 2	0.039 9
-6	0.693 4	0.471 6	0.284 1	0.163 7

$\lambda/2$, 采样数为 1 024, 3 个窄带信号来波方向分别为 $-10^{\circ}, 10^{\circ}, 30^{\circ}$, 信噪比为 5 dB。多用户信号时 Chan-Gmusic 算法与改进 Music 算法的比较如图 4 所示。

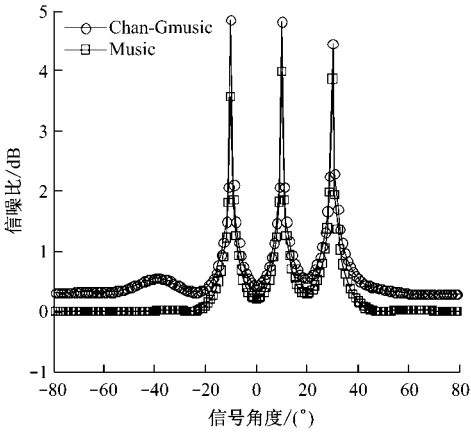


图 4 Chan-Gmusic 算法和改进 Music 算法比较结果

从图 4 可以看出, Chan-Gmusic 算法在 3 个来波方向的谱峰高度和精度都明显高于改进 Music 算法。

将 Chan-Gmusic 算法与 Music 算法比较, 仿真中采用 3 个高度相关的窄带信号, 来波方向分别为 $-13^{\circ}, -10^{\circ}, 45^{\circ}$, 其中 -13° 和 45° 来波方向相关系数为 0.877 1, 信噪比为 5 dB, 仿真结果如图 5 所示。

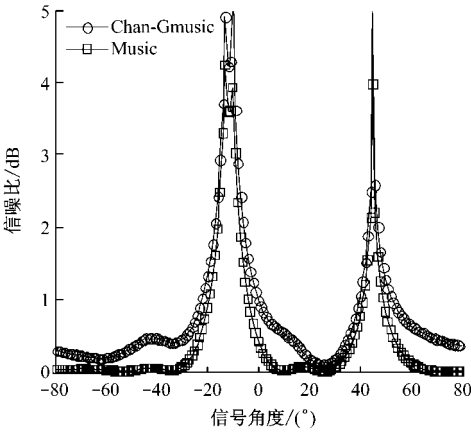


图 5 多用户信号时 Chan-Gmusic 算法和 Music 算法比较结果

从图 5 可看出, 当信号角度相差很小且信噪比较小的情况下, Chan-Gmusic 算法依然能准确地分辨信号来波方向, 而 Music 算法则不能准确分辨。这是由于当信号源某些信号相关或者相干时, 某些相干源的方向矢量不正交于噪声子空间, 信号协方差的秩小于信号数目, Music 算法无法正确估计信号数目和角度, 而 Chan-Gmusic 算法对信号协方差处理使秩恢复信号数目, 能正确估计出信号数目和角度。

6 结语

研究了一种基于 DOA 和 TDOA 的井下定位算法——Chan-Gmusic 算法, 通过仿真结果验证了该算法的可行性。该算法性能稳定, 定位精度较高; 能有效分辨相干信号的角度, 可解决矿井巷道中存在的多径效应引起信号高度相干的问题, 对解决井下其他通信手段的定位问题也有一定的参考价值。

参考文献:

[1] MAQSUD A, DAKU B L F, PRUGGER A F. Characterization of a MEMS accelerometer for an underground mine positioning system [C]// Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering, Saskatoon, 2005: 2268-2271.

[2] LIN Hongju, WANG Haifang, XIAO Nianxin, et al. Research on coal mine personnel positioning system based on Zigbee and CAN [C]// 2009 International Conference on New Trends in Information and Service Science, Beijing, 2009: 749-753.

[3] 陈奎. 井下移动目标精确定位理论与技术的研究 [D]. 徐州: 中国矿业大学, 2009: 2-5.

[4] 向卫东, 李刚, 姚彦. LMS 智能天线的抗多径干扰性能 [J]. 通信学报, 1999, 20(6): 83-87.

[5] WEI Xing, WANG Ling, WAN Jianwei. A new localization technique based on network TDOA information [C]// 6th International Conference on ITS Telecommunications Proceedings, Chengdu, 2006: 127-130.

[6] YOON J Y, KIM J W, LEE W H, et al. A TDOA-based localization using precise time-synchronization [C]// 14th International Conference on Advanced Communication Technology, PyeongChang, 2012: 1266-1271.