基于加权矩阵的 TDOA 多站无源定位算法

常啸鸣 张晓林 张 强

(北京航空航天大学 电子信息工程学院, 北京 100191)

摘 要: 无源定位技术有着广阔的应用前景,传统的多站无源定位通常使用泰勒展开法对目标进行定位求解,在此基础上一种基于加权矩阵的多站到达时间差测量法被提出. 当被测目标发射信号中存在稳定载波情况下,以各站点的载波跟踪环路为切入点,分析了采用常规时域相关法对载波跟踪时的环路噪声特性方程,利用此方程对多个观测站间的距离差观测量加权矩阵进行建模,再利用此加权矩阵对定位方程进行改进,最终得到高精度的目标位置解. 通过仿真实验可以证明:在同等条件下该方法比传统泰勒展开法的定位精度有所提高,最好可提高精度约 30%. 该方法是一种适用于多站无源定位的有效方法,尤其适用于移动观测站点情况.

关 键 词: 无源定位; 多站; 到达时间差测量法; 载波跟踪环; 加权因子

中图分类号: V 243.5

文献标识码: A **文 章 编 号**: 1001-5965(2011)11-1378-06

Method of TDOA multi-station passive location based on weighted matrix

Chang Xiaoming Zhang Xiaolin Zhang Qiang

(School of Electronics and Information Engineering, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100191, China)

Abstract: Passive location technology has been applied broadly these years. Taylor expansion method was commonly used by the traditional multi-station passive location system. A new method of time difference of arrival(TDOA) passive location with multi-station based on weighted matrix was presented. When the stable carrier being included in a target's emission signal, the noise characteristics equations was analyzed using the conventional time-domain correlation method after the carrier was tracked. The model was constructed with the weighted matrix of the distance difference observations among a number of stations, thus the high accuracy location being obtained by employing the weighted matrix. From the simulation, it can be proved that under the same condition, the position results using presented method are more accurate than the traditional Taylor expansion method, improved by about 30% in best cases. This method is an effective method for multi-station passive location, particularly for mobile observation stations.

Key words: passive location; multi-station; time difference of arrival(TDOA); carrier tracking loop; weighted factors

无源定位技术是利用辐射源的辐射信息,通过数据处理来推算出辐射源的位置信息. 其特点是定位的一方不发射辐射信号,此特点保证了无源定位系统的使用是不易被对方感知的,一般不存在被干扰的问题. 近年来发生的历次高科技局部战争表明,针对辐射源的无源定位技术是现代电子侦察中的重要组成部分[1].

基于多站的无源定位技术是最先发展的,传统的多站无源定位方法有三角交汇法、到达角测量法(DOA, Direction Of Angular)[2]、到达时间差测量法(TDOA, Time Difference Of Arrival)[3-4]以及相位差变化率法(PDRC, Phase Difference Rate

收稿日期: 2010-06-21; **网络出版时间**: 2011-10-13 14:35; **DOI**: CNKI:11-2625/V.20111013.1435.002

网络出版地址: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20111013.1435.002.html

作者简介: 常啸鸣(1982 -),男,辽宁大连人,博士生,changxm_buaa@sina.com.

Change)[5] 等. 实际工程中广泛应用的方法是 DOA 与 TDOA,而 TDOA 方法中主要应用双曲面定位法与泰勒展开法. 本文首先简单阐述泰勒展开法,然后提出应用加权矩阵对泰勒展开法进行改进的依据,但由于观测量的未知性,位置估计过程中需要的加权因子无法得知. 为了获取加权矩阵,本文具体考虑了被测目标发射信号中存在稳定载波的情况,以各站点的载波跟踪环路为切入点,分析了采用常规时域相关法对载波跟踪时的环路噪声特性,利用此方程对多个观测站间的距离差观测量协矩阵进行建模,形成了自适应的加权矩阵. 本文对基于加权矩阵的多站到达时间差测量法进行了公式推导、误差分析与数值仿真,最终得到了基于加权矩阵的 TDOA 多站无源定位算法的研究结果.

1　泰勒展开法简介

被探测目标到各侦察站之间的距离可以由式(1)表示,假设有 N 个侦察站.

$$\left.\begin{aligned} R_1 &= \sqrt{(x_1-x)^2+(y_1-y)^2+(z_1-z)^2}\\ R_2 &= \sqrt{(x_2-x)^2+(y_2-y)^2+(z_2-z)^2}\\ &\vdots\\ R_j &= \sqrt{(x_j-x)^2+(y_j-y)^2+(z_j-z)^2}\\ &\vdots\\ R_N &= \sqrt{(x_N-x)^2+(y_N-y)^2+(z_N-z)^2} \end{aligned}\right\} \tag{1}$$

式中,x_j,y_j,z_j 为侦察站 j 的三维位置;x,y,z 为被测目标的三维位置. 假设已知被测目标的近似三维位置,则可以将真位置(x,y,z)与近似位置$(\hat{x},\hat{y},\hat{z})$之间的偏离用位移$(\Delta x,\Delta y,\Delta z)$来标记,将式(1)在目标的近似三维位置处按泰勒级数展开得[6-8]

$$\begin{aligned} R = f(x,y,z) &= f(\hat{x}+\Delta x,\hat{y}+\Delta y,\hat{z}+\Delta z) = \\ & f(\hat{x},\hat{y},\hat{z}) + \frac{\partial f(\hat{x},\hat{y},\hat{z})}{\partial \hat{x}}\Delta x + \\ & \frac{\partial f(\hat{x},\hat{y},\hat{z})}{\partial \hat{y}}\Delta y + \frac{\partial f(\hat{x},\hat{y},\hat{z})}{\partial \hat{z}}\Delta z + \cdots \end{aligned} \tag{2}$$

为了消除非线性项,式(2)中省去了一阶偏导数以上的项. 各偏导数经计算为

$$\left.\begin{aligned} \frac{\partial f(\hat{x},\hat{y},\hat{z})}{\partial \hat{x}} &= -\frac{x_j-\hat{x}}{\hat{R}_j}\\ \frac{\partial f(\hat{x},\hat{y},\hat{z})}{\partial \hat{y}} &= -\frac{y_j-\hat{y}}{\hat{R}_j}\\ \frac{\partial f(\hat{x},\hat{y},\hat{z})}{\partial \hat{z}} &= -\frac{z_j-\hat{z}}{\hat{R}_j} \end{aligned}\right\} \tag{3}$$

其中

$$\hat{R}_j = \sqrt{(x_j-\hat{x})^2+(y_j-\hat{y})^2+(z_j-\hat{z})^2} \tag{4}$$

将式(3)代入到式(2)中可以得到:

$$\hat{R}_j - R_j = \frac{x_j-\hat{x}}{\hat{R}_j}\Delta x + \frac{y_j-\hat{y}}{\hat{R}_j}\Delta y + \frac{z_j-\hat{z}}{\hat{R}_j}\Delta z \tag{5}$$

至此,对于未知数 $\Delta x,\Delta y,\Delta z$ 的线性化终于完成. 进一步将两个侦察站对应的方程式相减后得

$$\begin{aligned} (\hat{R}_j-\hat{R}_i)-(R_j-R_i) = &\left(\frac{x_j-\hat{x}}{\hat{R}_j}-\frac{x_i-\hat{x}}{\hat{R}_i}\right)\Delta x + \\ &\left(\frac{y_j-\hat{y}}{\hat{R}_j}-\frac{y_i-\hat{y}}{\hat{R}_i}\right)\Delta y + \left(\frac{z_j-\hat{z}}{\hat{R}_j}-\frac{z_i-\hat{z}}{\hat{R}_i}\right)\Delta z \end{aligned} \tag{6}$$

考虑侦察站的个数为 N 时,所获得的时差观测量将为 $N-1$ 个,此种情况下,线性方程组可以记为

$$\begin{bmatrix} \Delta R_{12}\\ \Delta R_{13}\\ \Delta R_{14}\\ \vdots\\ \Delta R_{1N} \end{bmatrix} = \boldsymbol{A}\begin{bmatrix} \Delta x\\ \Delta y\\ \Delta z \end{bmatrix} \tag{7}$$

其中

$$\boldsymbol{A} = \begin{bmatrix} a_{x12} & a_{y12} & a_{z12}\\ a_{x13} & a_{y13} & a_{z13}\\ a_{x14} & a_{y14} & a_{z14}\\ \vdots & \vdots & \vdots\\ a_{x1N} & a_{y1N} & a_{z1N} \end{bmatrix} \tag{8}$$

$$\left.\begin{aligned} a_{xji} &= \frac{x_j-\hat{x}}{\hat{R}_j}-\frac{x_i-\hat{x}}{\hat{R}_i}\\ a_{yji} &= \frac{y_j-\hat{y}}{\hat{R}_j}-\frac{y_i-\hat{y}}{\hat{R}_i}\\ a_{zji} &= \frac{z_j-\hat{z}}{\hat{R}_j}-\frac{z_i-\hat{z}}{\hat{R}_i} \end{aligned}\right\} \tag{9}$$

采用最小二乘法求解,对系数矩阵 $\boldsymbol{A}$ 进行伪逆计算,最终可得到被测目标的三维位置解[9-11]:

$$\begin{bmatrix} \Delta x\\ \Delta y\\ \Delta z \end{bmatrix} = [\boldsymbol{A}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{A}]^{-1}\boldsymbol{A}^{\mathrm{T}}\begin{bmatrix} \Delta R_{12}\\ \Delta R_{13}\\ \vdots\\ \Delta R_{1N} \end{bmatrix} \tag{10}$$

2　应用加权矩阵方法改进的依据

最小二乘法中,默认各个观测量具备相同的

测量误差. 但是在实际应用中,往往各个观测量不具备相同的测量误差,这种情况下,最小二乘法进行位置估计就不再是最优的估计.

若能正确地评估各观测量的统计特性,则可以使用加权最小二乘法来对观测量重新进行定位求解. 而如何构建合适的加权系数矩阵,则是本文首先要探讨的问题,模型构建的是否合理直接决定了定位系统误差的大小. 对于无线信号在空间传播的情况来分析,本文暂时先不考虑由于特殊地理环境造成的多径效应,暂时不考虑被测目标到定位站点之间路径不同导致的对流层延时的情况. 则可以采用经典传播公式来描述无线电信号在空间中传输的过程:

$$L = 32.4 + 10\lg D^2 + 10\lg F^2 \tag{11}$$

式中,L 表示信号在空间中的衰减,dB;D 为传播的直线距离,km;F 为信号波的频率,MHz,可见在频率已定的情况下,信号功率大小与传播距离的平方成反比[12].

再考虑各站点接收端情况. 在接收端假设噪声的双边功率谱密度为$\frac{n_0}{2}$,接收的带宽为 B,则可认为噪声的功率为

$$N = \frac{n_0}{2}B \tag{12}$$

噪声功率仅与接收机的输入带宽以及噪声功率谱相关. 可以近似认为,在各观测站点处使用相同的设备,因此噪声的功率基本相同,而由于各站点距离被测目标的距离不同,则导致到各站点的信噪比是不同的,特别是使用无人机等作为移动定位站点时,无人机与无人机之间,无人机与被测目标之间距离差异较大,可能使得各站点接收到的信噪比不在同一量级,此种情况下如果仍然直接使用最小二乘法解算,将会导致定位解算过程中的"残差"值是"伪残差",定位精度大为下降. 因此直接使用最小二乘法是不够准确的,其中有很大的观测误差量被系统认为是位置真实值.

3 算法推导与误差分析

当发射信号中存在连续正弦波作为其载波时,经过空间传播后在各测量站被接收时的信号为

$$S_r = A_r = \cos(2\pi f t + \phi_r) \tag{13}$$

式中,A_r 为接收到的信号振幅;f 为载波信号频率;ϕ_r 为接收到达的信号相位. 为了能精确获得信号的时延,通常采用时域相关的方法,但相关方法只能得到粗测的观测量,若要提高观测量的精度,则可以通过对载波相位进行估计来实现. 在载波相位估计中使用 I,Q 两路乘积法对信号时延进行估计,结构简图如图 1 所示[13].

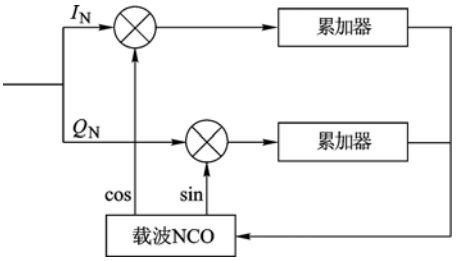


图 1 I,Q 两路相位估计法结构简图

假设在 I 路中本地产生的跟踪信号为

$$I_N = A_0\cos(2\pi\hat{f}(t - t_{iN}) + \hat{\phi}_{rN}) \tag{14}$$

式中,A_0 为本地跟踪信号的振幅;$\hat{f}$ 为对载波频率的估计值;$\hat{\phi}_{rN}$ 为对相位的估计值. 设第 i 次累加开始于第 n_{0i} 个采样值,对应的时刻为 $n_{0i}T_s$,其中 T_s 为采样周期,相关累积时间为 $T_C = N_i T_s$. 并且假设在第 i 次累加中,f 与 ϕ_r 是不变的,其中第 i 次累加区间的参考立元取为其中点 $t_{0i} = n_{0s}T_s + \frac{T_C}{2}$. 则 I 支路的第 i 次累加结果为

$$I_i = I_{Si} + I_{Ni} \tag{15}$$

式中,I_{Si} 为 I 路的信号分量;I_{Ni} 为噪声分量. 低通滤波器过滤掉和频项,剩下信号为

$$S_{res} = \frac{1}{2}A_r A_0 \sum_{n=n_{i0}}^{n_{i0}+N-1}\cos(2\pi\Delta f(t - t_{0i}) + \Delta\phi) \tag{16}$$

将式(16)以积分形式表示:

$$I_{Si} = \frac{1}{2T_s}A_r A_0 \int_{n_{0i}T_s}^{n_{0i}T_s+T_C}\cos(2\pi\Delta f(t - t_{i0}) + \Delta\phi)\,\mathrm{d}t = \frac{1}{2T_s}A_r A_0 \frac{1}{2\pi\Delta f}(2\pi\Delta f t + \Delta\phi)\Big|_{n_{0i}+T_s}^{n_{0i}T_s+T_C} = \frac{1}{2T_s}A_r A_0 \frac{2}{2\pi\Delta f}\sin(\pi\Delta f\, T_C)\cdot \cos(2\pi\Delta f(n_{0i}T_s + T_C - t_{i0}) + \Delta\phi) = \frac{1}{2}A_r A_0 \frac{T_C}{T_s}\mathrm{Sa}(\pi\Delta f\, T_C)\cos(\Delta\phi) \tag{17}$$

同理可得信号在 Q 路上的累加积分输出值为

$$Q_{Si} = \frac{1}{2}A_r A_0 \frac{T_C}{T_s}\mathrm{Sa}(\pi\Delta f\, T_C)\sin(\Delta\phi) \tag{18}$$

对于噪声项,本文关心的是其统计特性,而送入到累加器的噪声是系统热噪声与本地载波相乘的结果,这些噪声采样值不相关,其累加后仍然服从正态分布,带宽可以认为是采样带宽 f_s,因此有

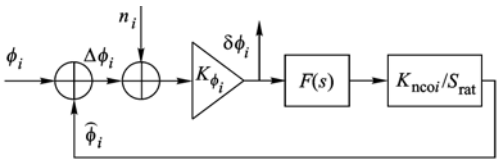
$$D[I_{Ni}] = E[Q_{Ni}] = 0 \tag{19}$$

$$D[I_{Ni}] = E[I_{Ni}^2] = \frac{A_0^2 T_C}{4T_s} n_0 f_s = D[Q_{Ni}] \tag{20}$$

采用乘积法进行相位估计,鉴相器输出为

$$\delta\phi_i = I_i Q_i = (I_{Si} + I_{Ni})(Q_{Si} + Q_{Ni}) = a_i^2 \frac{1}{2}\sin(2\Delta\phi_i) + I_{Ni}Q_{Ni} + a_i(Q_{Ni}\cos\phi + I_{Ni}\sin\phi) \tag{21}$$

图 2 为载波跟踪环路噪声的等效模型图[14].



K_{ϕ_i}—鉴相器增益;K_{ncoi}—环路 NCO 控制系数;$F(s)$—环路滤波器传输算子;S_{rat}为 K_{ncoi}归一化因子.

图 2　环路噪声等效模型

通过环路噪声等效模型,可以得到

$$\delta\phi_i = a_i^2\Delta\phi + K_{\phi_i} n_i \tag{22}$$

其中,$K_{\phi_i} = a_i^2 = \left(\frac{1}{2}A_r A_0 \frac{T_C}{T_s}\right)^2 \mathrm{Sa}^2(\pi\Delta f\, T_C)$为鉴相器增益,随信号振幅变化而改变,当滤波器系数已定的情况下,则等效的输入相位噪声为

$$n_i = \frac{1}{a_i}(Q_{Ni}\cos\phi + I_{Ni}\sin\phi) + \frac{1}{a_i^2} I_{Ni}Q_{Ni} \tag{23}$$

其均值为 0,方差为

$$D[n_i] = E[n_i^2] = \frac{\sigma_{n_i}^2}{a_i^2} + \frac{\sigma_{n_i}^4}{a_i^4} \tag{24}$$

由于存在

$$\frac{a_i^2}{2\sigma_{n_i}^2} = \frac{A_r^2 A_0^2}{2n_0} T_C \mathrm{Sa}^2(\pi\Delta f\, T_C) = T_C \cdot S/N_0 \tag{25}$$

噪声引起的环路误差为

$$\sigma_\phi = \sqrt{\frac{B}{S/N_0}\left(1 + \frac{1}{2T_C S/N_0}\right)} = f(B, T_C, S/N_0) \tag{26}$$

可见 σ_ϕ 与载波信噪比、相关累计时间以及环路带宽有关. 得到此公式证明后,本文建立加权最小二乘的加权矩阵,由于各站点的物理硬件是相同的,因此可以认为环路带宽 B 和 T_C 均相同,对于观测量的不同主要来自于载噪比的差异量. 当接收到信号的载噪比越大时,则观测量的误差越小,根据式(26)本文定义在测量时的加权矩阵,来进一步区分观测量的误差级别,加大高信噪比观测量的权重,减弱低信噪比的权重,进而提升对被测目标位置求解的精度.

结合第 1 节泰勒展开法中的系数矩阵的定义,可以建立出观测量的加权模型,观测量的协方差矩阵为

$$\sum \boldsymbol{R} = \begin{bmatrix} \sigma_{R_{12}}^2 & \sigma_{R_{12,13}} & \sigma_{R_{12,14}} & \cdots & \sigma_{R_{12,1N}} \\ \sigma_{R_{13,12}} & \sigma_{R_{13}}^2 & \sigma_{R_{13,14}} & \cdots & \sigma_{R_{13,1N}} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ \sigma_{R_{1N,12}} & \sigma_{R_{1N,13}} & \sigma_{R_{1N,14}} & \cdots & \sigma_{R_{1N}}^2 \end{bmatrix} \tag{27}$$

式中,$\sigma_{R_{1i}}$为观测量 ΔR_{1i}的均方根差;$\sigma_{R_{1i,1j}}$为观测量 ΔR_{1i}与 ΔR_{1j}的协方差. 由于存在关系$R_{ij} = \frac{\phi_{ij}}{2\pi f} c$, c 为光速. 因此 ΔR_{1i}与 ΔR_{1j}的协方差可以等效为 $\Delta\phi_{1i}$与 $\Delta\phi_{1j}$的协方差. 仍然应用式(21)可得

$$D_{\phi_{1i},\phi_{1j}} = E[(\phi_{1in} - E[\phi_{1i}])(\phi_{1jn} - E[\phi_{1j}])] = E[(I_{in}Q_{in} - I_{1n}Q_{1n} - \hat{\phi}_{1i})(I_{jn}Q_{jn} - I_{1n}Q_{1n} - \hat{\phi}_{1j})] = E[I_{in}Q_{in}I_{jn}Q_{jn} - I_{in}Q_{in}I_{1n}Q_{1n} - \hat{\phi}_{1j}I_{in}Q_{in} - I_{1n}Q_{1n}I_{jn}Q_{jn} + (I_{1n}Q_{1n})^2 + \hat{\phi}_{1j}I_{1n}Q_{1n} - \hat{\phi}_{1i}I_{jn}Q_{jn} + \hat{\phi}_{1i}I_{1n}Q_{1n} + \hat{\phi}_{1j}\hat{\phi}_{1i}] \tag{28}$$

其中,由于各站点之间相互独立,因此存在:

$$E[I_{in}Q_{in}I_{jn}Q_{jn}] = E[I_{in}Q_{in}] \cdot E[I_{jn}Q_{jn}]$$

所以式(26)可以进一步整理得

$$D_{\phi_{1i},\phi_{1j}} = \hat{\phi}_i\hat{\phi}_j - \hat{\phi}_i\hat{\phi}_1 - (\hat{\phi}_j - \hat{\phi}_1)\hat{\phi}_i - \hat{\phi}_1\hat{\phi}_j + E[\phi_{1n}^2] + (\hat{\phi}_j - \hat{\phi}_1)\hat{\phi}_1 - (\hat{\phi}_i - \hat{\phi}_1)\hat{\phi}_j + (\hat{\phi}_i - \hat{\phi}_1)\hat{\phi}_1 + (\hat{\phi}_i - \hat{\phi}_1)(\hat{\phi}_j - \hat{\phi}_1) = E[\phi_{1n}^2] - \hat{\phi}_1^2 = D[\phi_1] \tag{29}$$

其中,$E[\phi_{in}] = \hat{\phi}_i$. 可以得到结论,$\Delta\phi_{1i}$与 $\Delta\phi_{1j}$的协方差为基准站观测量方差值. 由此,可以形成观测量的协方差矩阵为

$$\sum \boldsymbol{R} = \begin{bmatrix} \sigma_{R_{12}}^2 & \sigma_1^2 & \sigma_1^2 & \cdots & \sigma_1^2 \\ \sigma_1^2 & \sigma_{R_{13}}^2 & \sigma_1^2 & \cdots & \sigma_1^2 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ \sigma_1^2 & \sigma_1^2 & \sigma_1^2 & \cdots & \sigma_{R_{1N}}^2 \end{bmatrix} \tag{30}$$

对于观测量 ΔR_{1i},存在 $\Delta R_{1i} = R_i - R_1$ 条件,同上,由于 R_1 与 R_i 相互独立,因此得到:

$$D[R_{1i}] = D[R_1] + D[R_i] = \sigma_1^2 + \sigma_i^2 = \sigma_{R_{1i}}^2 \tag{31}$$

根据加权最小二乘法的特性[15],结合式(26)和式(29),最终选定权矩阵 $\boldsymbol{P}$ 为

$$\boldsymbol{P} = \sum \boldsymbol{R}^{-1} =$$

$$\begin{bmatrix} \sigma_1^2+\sigma_2^2 & \sigma_1^2 & \sigma_1^2 & \cdots & \sigma_1^2 \\ \sigma_1^2 & \sigma_1^2+\sigma_3^2 & \sigma_1^2 & \cdots & \sigma_1^2 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ \sigma_1^2 & \sigma_1^2 & \sigma_1^2 & \cdots & \sigma_1^2+\sigma_N^2 \end{bmatrix}^{-1} \tag{32}$$

因此可以将式(10)进一步改进为

$$\begin{bmatrix} \Delta x \\ \Delta y \\ \Delta z \end{bmatrix} = [\boldsymbol{A}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{P}\boldsymbol{A}]^{-1}\boldsymbol{A}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{P}\begin{bmatrix} \Delta R_{12} \\ \Delta R_{13} \\ \vdots \\ \Delta R_{1N} \end{bmatrix} \tag{33}$$

通过式(32)、式(33),可以发现对于一个观测值的测定精度较低时,其方差较大,在组合多观测值时,方差大的观测值将被赋予较小的权,因此达到了进一步提升定位精度的效果.

4 仿真结论

在目标发射的载波为稳定正弦波情况下时,可应用本方法进行仿真试验. 假设采用5个站点成"十"字分布,站点位置分别为(0,0,0),(0,50,3),(-50,0,0.5),(0,-50,1.8),(50,0,1),单位为km,各站点接收机带宽为100 kHz,时域相关的采样频率为10 MHz,累积时间2 μs. 随机选取目标位置后分别采用传统泰勒展开方法与本文的方法进行仿真,在仿真中认为各站点具备相同的噪声功率谱密度,不考虑被测目标到定位站点之间路径不同导致的多径效应,不考虑因地形不同导致的延时不同等特殊情况,两种方法获得的定位精度结果如表1所示. 表1为在相同的条件下,使用传统泰勒展开定位方法与本文提出的加权矩阵的定位方法的仿真结果. 共进行10^4次数据仿真,每次仿真中两者迭代次数相同,均选取迭代次数为5. 其中位置估计值为10^4次估计结果的平均值,定位精度为估计结果与真实位置的均方差值. 从表1中可以发现,使用本文方法得到的位置估值比传统最小二乘定位方法更加准确.

表1 迭代次数相同时定位精度比较

目标/km	泰勒展开方法		本文方法	
	位置估值/km	定位精度/m	位置估值/km	定位精度/m
0, 100, 0	0.01,100,0.0056	23.4	0,100,0.0027	16.0
10, 100, 0	10.01,100,0.0013	23.6	10.01,100,0.0011	16.4
20, 100, 0	20.01,100,0.0010	24.4	20.01,100,0.0008	18.9
10, 150, 0	9.999,150, 0.0087	34.3	9.999,150,0.0039	28.3
100, 100, 0	99.99, 99.99,0.01	29.9	99.99, 99.99,0.01	29.3

下面从几何分布角度比较两种方法定位效果. 仍旧采用之前假定的5个观测站以及各种仿真条件,利用泰勒展开方法对目标定位,被测目标在空间内被定位的定位精度如图3所示.

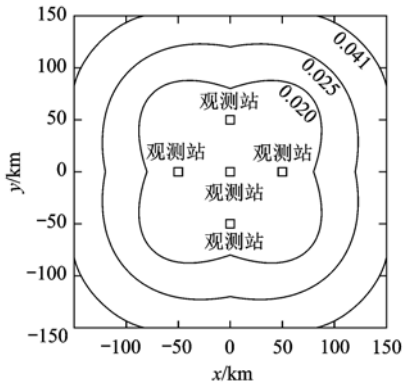


图3 传统泰勒展开法定位精度分布

应用本方法得到的定位精度分布将与泰勒展开方法有所不同,其几何分布如图4.

观察两个方法的定位精度分布图后可以发现,在"十"字观测站点的延伸方向上(例如0°,90°,180°,270°方向),使用本文方法的定位精度会有较大改善.

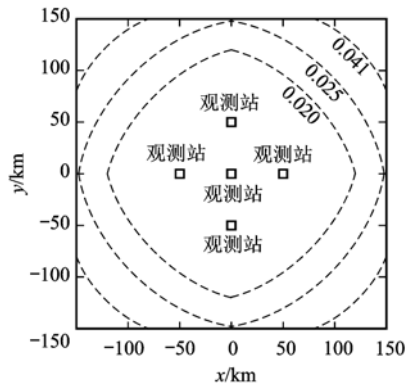


图4 本文改进方法定位精度分布

例如在0°方向上,目标位置点为(0,100,0)时,传统泰勒展开定位法得到的定位精度为23.4 m,使用本文方法得到的定位精度为16.0 m,精度提高31.62%. 目标位置点为(20,100,0)时,传统方法定位精度为24.4 m,本文方法定位精度为18.9 m,精度提到22.54%. 随着角度的继续增加(与"十"字观测站点的延伸方向的夹角的逐渐增加)定位精度的改善效果也随之减弱,当夹角达到45°时,两者定位精度基本相同. 从几何分布上可以直观地观察到,当使用本文方法时,同等定

位精度的几何覆盖范围向外“扩展”了一部分,特别是在延伸方向,这意味着使用本文方法对于相同位置点处的目标进行定位时将获得更高的定位精度.

此结论对使用移动站点进行无源探测时有一定的指引性作用,例如使用无人机组进行定位时,当发现目标时,根据粗测信息后确定被测目标的近似方位角,可以根据该角度及时调整无人机的相对位置,例如调整成为图 4 的“十”字飞行阵列,并将“十”字的任意一延伸方向对准目标的粗测方位角,再应用本文方法进行定位则可以得到更高的定位精度.

5　结 束 语

本文在传统泰勒展开方法的基础上,以被测目标载波跟踪为关注点,研究了如何对基于时域相关的载波跟踪环路进行噪声环路建模,并利用得到的模型生成了目标到各站点距离差观测量的协矩阵,再利用该矩阵作为加权最小二乘方法的加权因子阵,对被测目标位置进行求解. 仿真结果表明,本文方法对于在观测站点延伸方向上的定位精度有所改善,定位精度最好可改善 30%. 本方法适用于多站无源定位系统,尤其适用于多移动站点的无源定位系统.

参考文献 (References)

[1] Deng X P, Liu Z, Jiang W L, et al. Passive location method and accuracy analysis with phasedifference rate measurements[J]. Radar Sonar and Navigation, IEE Proceedings, 2001, 148(5): 302 – 307

[2] Fowler M L. Analysis of single-platform passive emitter location with terrain data[J]. Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on, 2001, 37(2): 495 – 507

[3] Fowler M L, Hu Xi. Signal models for TDOA/FDOA estimation [J]. Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on, 2008, 44(4): 1543 – 1550

[4] Ho K C, Xu Wenwei. An accurate algebraic solution for moving source location using TDOA and FDOA measurements[J]. Signal Processing, IEEE Transactions on, 2004, 52(9): 2453 – 2463

[5] Shan Yuehui, Sun Zhongkang, Huang Fukan. Research on passive locating method using phase difference rate of change with variant posture of the observer[J]. Acta ELectronica Sinica, 2002, 30(12): 1897 – 1900

[6] Chen C K, Gardner W A. Signal-selective time difference of arrival estimation for passive location of man-made signal sources in highly corruptive environments[J]. IEEE Transactions on Signal Proceeding, 1992, 40(5): 1185 – 1197

[7] Li W C, Wei P, Xiao X C. TDOA and T^2/R radar based target location method and performance analysis[J]. Radar Sonar and Navigation, IEE Proceedings, 2005, 152(3): 219 – 223

[8] Cadre J P L. Performance analysis of wavefront curvature methods for range estimation of a moving source[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1995, 31(3): 1082 – 1103

[9] Markovsky I, Mahmoodi S. Least-squares contour alignment[J]. Signal Processing Letters, IEEE, 2009, 16(1): 41 – 44

[10] 徐济仁, 薛磊. 最小二乘方法用于多站测向定位的算法[J]. 电波科学学报, 2001, 16(2): 227 – 230
Xu Jiren, Xue Lei. Least-squares method used in multi-stations direction and location[J]. Chinese Journal of Radio Science, 2001, 16(2): 227 – 230(in Chinese)

[11] Yang Kai, An Jianping, Bu Xiangyuan, et al. Constrained total least-squares location algorithm using time-difference-of-arrival measurements[J]. Vehicular Technology, IEEE Transactions on, 2010, 59(3): 1558 – 1562

[12] Rao Qinjiang, Gong Zhonglin. Propagation loss of ground wave for OTH radar above smooth sea[J]. Journal of China Institute of Communications, 1999, 20: 336 – 340

[13] Knapp C H, Carter G C. The generalized correlation method for estimation of time delay[J]. IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 1976, 24(4): 320 – 326

[14] Rhee W, Jenkins K A, Liobe J, et al. Experimental analysis of substrate noise effect on PLL performance[J]. Circuits and Systems II: Express Briefs, IEEE Transactions on, 2008, 55(7): 638 – 642

[15] D'Antona G. The full least-squares method[J]. Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on, 2003, 52(1): 189 – 196

(编　辑:赵海容)