

跳频信号的时差直接定位

欧阳鑫信^{1,2}, 万 群¹, 曹景敏^{1,2}, 熊瑾煜²

(1. 电子科技大学电子工程学院, 四川成都 611731; 2. 盲信号处理重点实验室, 四川成都 610041)

摘 要: 针对跳频信号, 提出了两种时差直接定位方法——最大似然直接定位法与最大相关累积直接定位法. 第一种算法利用跳频信号频域有限分布特性, 通过频域构造互相关函数(Cross Correlation Function, CCF)矩阵, 在二维网格中搜索 CCF 矩阵的最大特征值得到目标的位置估计. 第二种算法以各站与参考站的 CCF 之和为目标函数, 直接在二维网格中搜索得到目标位置估计. 两种算法进行了对比, 第一种方法在性能上优于第二种, 但计算量更大. 蒙特卡洛仿真表明, 提出的最大似然直接定位方法的性能是最优的, 最大相关累积方法性能也优于传统的两步法.

关键词: 跳频; 时差; 直接定位

中图分类号: TN97

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112 (2017)04-0820-06

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.3969/j.issn.0372-2112.2017.04.008

TDOA-Based Direct Geolocation of Frequency-Hopping Signals

OUYANG Xin-xin^{1,2}, WAN Qun¹, CAO Jing-min^{1,2}, XIONG Jin-yu²

(1. Electronic Engineering College, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu, Sichuan 611731, China;

2. National Key Laboratory of Science and Technology on Blind Signal Processing, Chengdu, Sichuan 610041, China)

Abstract: Two direct TDOA geolocation approaches are proposed for FH (Frequency-Hopping) signals—the maximum likelihood direct geolocation and the maximum correlation-sum direct geolocation. The first approach makes use of the sparsity of FH signals in frequency domain, and constructs CCF (cross correlation function) matrix in frequency domain, the location estimate is obtained by searching the max eigenvalue of CCF in a two dimensional grid. The second approach directly uses the sum of CCF, and searches in a two dimensional grid to find the location estimate. The comparison between them has been made, and the first approach performs better than the second one, but needs much more computation. Monte Carlo simulations validate that the accuracy of the proposed maximum likelihood direct geolocation method is the best, and the maximum correlation-sum direct geolocation method also outperforms the two-step method.

Key words: frequency-hopping; TDOA; direct geolocation

1 引言

跳频通信应用广泛, 且在不断发展, 因此与跳频通信捕获定位相关的研究也一直在进行^[1~3]. 无源时差定位是目标定位的重要手段之一, 也一直是定位领域的研究热点^[4~6]. 跳频通信信号因其跳变的特点, 给时差估计与定位带来很大困难. 因此, 研究跳频信号的高精度快速时差定位技术有重要的意义. 已有的针对跳频信号时差定位的研究主要集中在跳频信号的时差估计算法方面. 文献[7]研究了利用跳频信号特征提取参考频率点处的相位差来估计跳频信号时延的方法, 与利用相关谱拟合相位的方法没有本质区别, 这种方法需

要先对相位解模糊; 文献[8]利用不同跳之间的载波相位差分提取时差, 这种方法计算量少, 但需要对载波差有较高的估计精度, 且同样存在相位模糊的问题; 文献[9]提出了不同信道条件下跳频信号的最大似然估计算法, 在平坦衰落信道下能达到很高的估计精度, 但未考虑计算量和周期峰模糊的问题; 文献[10]分析了跳频信号时差估计的 CRB, 给出了跳频信号时差估计性能与跳频信号各参数之间的关系, 但未分析具体的时差估计算法. 时差定位技术包括时差参数估计与定位求解两部分, 在传统的时差定位体制中, 这两部分是分开的. 定位过程采用两步法, 即首先进行时差参数估计, 再通过估计的时差进行定位方程解算获得目标的位置

估计. 这种方法已被证明不是最优的, 两步法无法保证观测一致性, 参数估计的误差会迭代到位置估计中. 因此, 如何从数据中直接获取目标的位置信息就成为当前的研究热点.

为解决传统两步法的不足, Weiss 等人首先提出了直接定位 (Direct Position Determination, DPD) 的概念, 给出了与两步定位法相区别的直接定位法, 并研究了多种情况下的直接定位技术^[11-14]. 直接定位法通过构造最大似然代价函数, 在限定的二维网格中进行二维搜索直接得到目标的位置估计, 能够在低信噪比条件下逼近克拉美罗下界 (Cramer-Rao Lower Bound, CRLB). Weiss 等人主要关注的是 AOA/TOA 体制与 TDOA/FDOA 体制下的直接定位, 在利用 AOA 信息时各站需要多阵元多通道天线, 系统较为复杂, FDOA 信息则只针对接收站与辐射源存在相对运动的情况. 当各接收站为单通道且接收站与辐射源相对静止时, Naresh 与 Kay 提出了纯 TDOA 体制的最大似然直接定位方法^[15,16], 这种方法通过计算各站接收信号的傅里叶级数来构造互相关矩阵, 得到目标位置的极大似然估计表达式, 从二维网格中搜索得到目标的估计位置, 并将此方法应用到低截获目标的检测中以提高检测性能. 上述文献提出的直接定位法都是在中心节点处理, 对中心节点计算能力和数据传输链路的要求比较高. 针对这种情况, 文献[17]研究了直接定位情况下的分布式计算与数据压缩的方法, 降低中心节点的计算量和数据量. 这些文献针对的都是常规宽带或者窄带信号的直接定位问题.

针对跳频信号的时差参数估计已有部分研究, 但跳频信号的时差直接定位方法研究的还很少. 为进一步提高跳频信号的时差定位精度, 本文根据跳频信号多子带、频域分布有限的特点, 提出了跳频信号的最大似然时差直接定位方法和最大相关累积直接定位方法. 蒙特卡罗仿真表明, 提出的方法都能有效提高跳频信号的时差估计精度, 在损失一定性能情况下, 最大相关累积直接定位法的计算速度更快.

2 信号模型

在实际场景中, 目标定位问题一般在三维空间中出现, 为了分析简便, 研究中常以二维场景为例进行分析^[12-15], 再从二维场景推广到三维场景, 本文研究也针对二维场景下的跳频信号源定位问题展开. 假设存在一个跳频信号源, 信号跳带范围为 W , 每跳带宽为 B , 空间分开的 L 个观测站同时接收采集信号. 根据跳频信号的特点, 平坦衰落信道下, 各观测站收到的跳频信号

$$\begin{cases} r_l(t) = \gamma_l s(t - \tau_l) + n_l(t), l = 0, 1, \dots, L-1 \\ s(t) = \sum_{p=1}^P s_p(t - (p-1)T_d) \end{cases} \quad (1)$$

其中 γ_l 为接收端的幅度与相位系数, τ_l 为信号到达各观测站的时延. 我们实际感兴趣的是信号到达各站相对参考站的时差, 可令 $\tau_0 = 0$, 则 τ_l 为信号到达 l 号观测站相对 0 号观测站的时差, 即

$$\tau_l = \left(\sqrt{(x_T - x_l)^2 + (y_T - y_l)^2} - \sqrt{(x_T - x_0)^2 + (y_T - y_0)^2} \right) / c \quad (2)$$

其中坐标 (x_T, y_T) 为目标位置, (x_l, y_l) 为 l 号观测站位置, c 为光速. 令 $\gamma_0 = 1$, γ_l 即为各站接收信号幅度相对于 0 号观测站的增益. $s_p(t)$ 和 T_d 分别为第 p 跳信号和驻留时间, 共有 P 跳信号. $n_l(t)$ 为相互独立的零均值高斯白噪声, 并且都独立于信号 $s(t)$. 假设信号的采样间隔为 T_s , 采集时间 T , 则采集信号可离散描述为

$$r_l[n] = r_l(nT_s) = \gamma_l s(nT_s - \tau_l) + n_l(nT_s) \quad (3)$$

假设信号采样点数为 N , 接收信号 $r[n]$ 与跳频信号 $s[n]$ 分别可由其离散傅里叶逆变换 (IDFT) 表示为

$$\begin{cases} r_l[n] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_l[k] e^{j2\pi kn/N} \\ s[n] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} S[k] e^{j2\pi kn/N} \end{cases} \quad (4)$$

根据跳频信号的特点, 其多个子带只在跳带 W 范围内占用部分带宽, 频域上分布很有限. 即 $S[k]$ 在跳带 W 范围内只有少数为非零值. 假设 $S[k]$ 为非零值的个数为 M , 在离散频谱中的位置分别对应为 k_0, k_1, \dots, k_{M-1} , 则有

$$s[n] = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{M-1} S[k_m] e^{j2\pi k_m n/N} \quad (5)$$

令 $\Phi = 1/N [S[k_0] \ S[k_1] \ \dots \ S[k_{M-1}]]^T$ 表示跳频信号的离散谱, $\mathbf{H}(n) = [\exp[j2\pi k_0 n/N] \ \exp[j2\pi k_1 n/N] \ \dots \ \exp[j2\pi k_{M-1} n/N]]^T$ 为跳频信号傅里叶基, 因 $\exp[j2\pi kn/N] = \exp[j2\pi knT_s/T]$, 各站接收信号可以重新表示为

$$r_l[n] = \gamma_l \mathbf{H}^T(n - \tau_l) \Phi + n_l[n] \quad (6)$$

令 $\boldsymbol{\tau} = [\tau_1 \ \tau_2 \ \dots \ \tau_{L-1}]^T$, $\boldsymbol{\gamma} = [\gamma_1 \ \dots \ \gamma_{L-1}]^T$, 则 $\boldsymbol{\theta} = [\boldsymbol{\tau}^T \ \boldsymbol{\gamma}^T \ \Phi^T]^T$ 表示长度为 $M + 2L - 2$ 未知参数矢量. 令待估计目标位置 $\boldsymbol{\eta} = [x_T \ y_T]^T$, 有 $\boldsymbol{\tau} = \mathbf{g}(\boldsymbol{\eta})$ 与 $\boldsymbol{\alpha} = [\boldsymbol{\eta}^T \ \boldsymbol{\gamma}^T \ \Phi^T]^T$, 则问题可以描述为给定观测量 $r_l[n]$, $l = 0, 1, \dots, L-1$, 估计 $\boldsymbol{\eta}$.

3 跳频信号时差直接定位方法

3.1 最大似然时差直接定位法

通过模型分析, 目标位置估计可以直接从观测数

据 $r_l[n]$ 中得到. 根据文献[15], 式(1)的似然函数可以描述为

$$l(\boldsymbol{\theta}) = -\frac{1}{N_0} \int_0^T |r_0(t) - \mathbf{H}^T(t) \boldsymbol{\Phi}|^2 dt - \frac{1}{N_0} \int_0^T \sum_{l=1}^{L-1} |r_l(t) - \gamma_l \mathbf{H}^T(t - \tau_l) \boldsymbol{\Phi}|^2 dt \quad (7)$$

为使似然函数最大, 令式(7)对 $\boldsymbol{\Phi}$ 的偏导为零, 可得到 $\boldsymbol{\Phi}$ 的最大似然估计为

$$\boldsymbol{\Phi} = \frac{\frac{2}{T}(\mathbf{y}_0 + \sum_{l=1}^{L-1} \gamma_l \mathbf{y}_l)}{1 + \boldsymbol{\gamma}^H \boldsymbol{\gamma}} \quad (8)$$

其中

$$\begin{cases} \mathbf{y}_0 = \int_0^T r_0(t) \mathbf{H}^*(t) dt \\ \mathbf{y}_l = \int_0^T r_l(t) \mathbf{H}^*(t - \tau_l) dt, l=1, 2, \dots, L-1 \end{cases} \quad (9)$$

可以看出, 信号离散时, \mathbf{y}_0 为接收信号 $r_0[n]$ 在跳频信号傅里叶基 $\mathbf{H}^*(n)$ 上的投影, \mathbf{y}_l 为 $r_l[n]$ 补偿时差 τ_l 后在 $\mathbf{H}^*(n)$ 上的投影, 都可通过离散傅里叶变换得到. 将式(8)代入式(7), 得到

$$l(\boldsymbol{\theta}) = -\frac{1}{N_0} \int_0^T \sum_{l=0}^{L-1} z_l^2(t) dt + \frac{2(\mathbf{y}_0^H + \sum_{l=1}^{L-1} \gamma_l^* \mathbf{y}_l^H)(\mathbf{y}_0 + \sum_{l=1}^{L-1} \gamma_l \mathbf{y}_l)}{TN_0(1 + \boldsymbol{\gamma}^H \boldsymbol{\gamma})} \quad (10)$$

其中第一项表示含噪信号与信号的能量和, 信号与噪声确定时为常数. 则似然函数最大化等效于第二项的最大化, 即

$$f(\mathbf{r}, \boldsymbol{\tau}) = \frac{(\mathbf{y}_0^H + \sum_{l=1}^{L-1} \gamma_l^* \mathbf{y}_l^H)(\mathbf{y}_0 + \sum_{l=1}^{L-1} \gamma_l \mathbf{y}_l)}{1 + \boldsymbol{\gamma}^H \boldsymbol{\gamma}} \quad (11)$$

最大化, 令 $\mathbf{Y} = [\mathbf{y}_0 \mathbf{y}_1 \dots \mathbf{y}_{L-1}]$ 为 $M \times L$ 的矩阵, 则 $f(\mathbf{r}, \boldsymbol{\tau})$ 取最大值等效于 $\mathbf{Y}^H \mathbf{Y}$ 取最大特征值. 令 $\mathbf{B} = \mathbf{Y}^H \mathbf{Y}$, 则矩阵 \mathbf{B} 为 CCF 矩阵, 且是 $\boldsymbol{\tau} = \mathbf{g}(\boldsymbol{\eta})$ 的函数, 即是目标位置 (x_T, y_T) 的函数. 因此, 目标位置的直接定位最大似然估计为

$$(\hat{x}_T, \hat{y}_T) = \arg \max_{(x_T, y_T)} \lambda_{\max}(\mathbf{B}(x_T, y_T)) \quad (12)$$

3.2 最大相关累积时差直接定位法

上一节的方法在最大似然准则下是最优的方法, 但是计算量很大, 每个二维搜索位置都需要计算互相关矩阵 \mathbf{B} 并进行特征值求解. 矩阵 \mathbf{B} 为共轭对称的 $L \times L$ 厄米特阵, 每次需要计算 $\frac{L(L-1)}{2}$ 个 CCF 以及 L 个主对角线上的自相关函数(即各站接收信号的能量). 文献[18]介绍了一种互模糊函数—图(Complex Ambiguity Function MAP, CAF-MAP)的方法, 这种方法将显示二维时差频差信息的互模糊函数图映射到显示二维地理位

置信息的互模糊函数图, 将多次测量的互模糊函数叠加在一起后, 直接从互模糊函数的峰值找到目标的估计位置. 在多站测量情况下, 这种方法可以某个特定站作为参考站, 以其他站接收信号与参考站接收信号的互模糊函数之和作为代价函数. 这种方法没有充分利用各站接收信号之间的相关性, 因此在性能上有所降低, 但只需要计算 $L-1$ 个互模糊函数且不要求特征值, 计算量大为减少, 在综合考虑性能与计算量的情况下可考虑此方法. 在时差场景下, 这种方法只需要计算 CCF, 且一般情况下中心站的计算与通信资源具有优势, 接收信号的质量也比较好, 比其他站更适合作为参考站, 能够得到更大的 CCF 之和, 即使相关累积最大. 具体计算方法如下. 令

$$\text{CCF}(\boldsymbol{\tau}) = \sum_{j=1}^{L-1} |\text{CCF}_{0j}(\tau_j)| \quad (13)$$

表示各站与 0 号参考站的 CCF 之和. 针对跳频信号, 各 CCF 可从频域计算以减少计算量, 并消除带外噪声的影响, 具体如下:

$$\begin{aligned} \text{CCF}_{0j}(\tau) &= \sum_{m=0}^{M-1} X_0[k_m] X_l^*[k_m] e^{-j2\pi\tau/T} \\ &= \sum_{m=0}^{M-1} X_0[k_m] X_l^*[k_m] e^{-j2\pi k_m \tau/T} \end{aligned} \quad (14)$$

可知

$$\hat{\tau}_j = \arg \max_{\tau} |\text{CCF}_{0j}(\tau)| \quad (15)$$

为信号到达第 j 个观测站与 0 号观测站时差的最大似然估计. $\text{CCF}(\boldsymbol{\tau})$ 是 $\boldsymbol{\tau} = \mathbf{g}(\boldsymbol{\eta})$ 的函数, 也是目标位置 (x_T, y_T) 的函数. 因此, 跳频信号的最大相关累积直接定位法可描述如下:

$$(\hat{x}_T, \hat{y}_T) = \arg \max_{(x_T, y_T)} \text{CCF}(\mathbf{g}(x_T, y_T)) \quad (16)$$

3.3 性能分析

基于时差的定位方法其定位性能由参数估计精度和站址与目标的几何位置关系决定^[4]. 时差直接定位方法的理论定位精度可通过其似然函数构造的费舍尔信息矩阵(FIM)来分析. 文献[10]已经分析了跳频信号时差估计的 CRLB, 以下在其基础上分析跳频信号时差直接定位的 CRLB. 令接收信号的幅度与相位系数 $\gamma_l = a_l e^{j\varphi_l}$, 信号模型(1)变为

$$r_l(t) = a_l e^{j\varphi_l} s(t - \tau_l) + n_l(t), l=0, 1, \dots, L-1 \quad (17)$$

令矢量 $\boldsymbol{\theta}' = [a_0, \varphi_0, \tau_0, a_1, \varphi_1, \tau_1, \dots, a_{L-1}, \varphi_{L-1}, \tau_{L-1}]^T$, 则似然函数为

$$l(\boldsymbol{\theta}') = -\frac{1}{N_0} \int_0^T \sum_{l=0}^{L-1} |r_l(t) - a_l e^{j\varphi_l} s(t - \tau_l)|^2 dt \quad (18)$$

可得到 FIM 矩阵 $\mathbf{I}(\boldsymbol{\theta}') = \text{diag}(\mathbf{I}_l(\boldsymbol{\theta}'_l))$, 其中 $\boldsymbol{\theta}'_l = [a_l, \varphi_l, \tau_l]^T$

$$\mathbf{I}_l(\boldsymbol{\theta}'_l) = \frac{2E_l}{N_0} \begin{bmatrix} \frac{1}{a_l^2} & 0 & 0 \\ 0 & 1 & -\frac{1}{P} \sum_{p=1}^P \overline{w_p} \\ 0 & -\frac{1}{P} \sum_{p=1}^P \overline{w_p} & \frac{1}{P} \sum_{p=1}^P \overline{w_p^2} \end{bmatrix} \quad (19)$$

$$\begin{cases} \overline{w_p^2} = \frac{\int_0^T |s_p(t)|^2 dt}{\int_0^T |s_p(t)|^2 dt} \\ \overline{w_p} = \frac{\text{Im}\left\{\int_0^T s_p^*(t) \dot{s}_p(t) dt\right\}}{\int_0^T |s_p(t)|^2 dt}, \dot{s}(t) = \partial s(t)/\partial t \end{cases} \quad (20)$$

实际利用的是时差信息,因此,估计的参数为

$$\boldsymbol{\theta}'' = [a_0, \varphi_0, a_1, \varphi_1, \tau_1 - \tau_0, a_2, \varphi_2, \tau_2 - \tau_0, \dots, a_{L-1}, \varphi_{L-1}, \tau_{L-1} - \tau_0]^T$$

$$\text{有 } \mathbf{I}^{-1}(\boldsymbol{\theta}'') = \frac{\partial \boldsymbol{\theta}''}{\partial \boldsymbol{\theta}''^T} \mathbf{I}^{-1}(\boldsymbol{\theta}') \left(\frac{\partial \boldsymbol{\theta}''}{\partial \boldsymbol{\theta}''^T} \right)^T$$

$\mathbf{I}^{-1}(\boldsymbol{\theta}'')$ 为 TDOA 估计的 CRLB 矩阵,文献[10]已得到跳频信号 TDOA 估计的 CRLB

$$\text{CRLB}(\tau) \approx \frac{3}{\pi^2 T \cdot B \cdot W^2 \cdot \text{SNR}} \quad (21)$$

令 $\boldsymbol{\theta}''' = [x_T, y_T, a_0, \varphi_0, a_1, \varphi_1, \dots, a_{L-1}, \varphi_{L-1}]^T$, 则有

$$\begin{aligned} \mathbf{I}(\boldsymbol{\theta}''') &= \left(\frac{\partial \boldsymbol{\theta}''}{\partial \boldsymbol{\theta}'''^T} \right)^T \mathbf{I}(\boldsymbol{\theta}'') \left(\frac{\partial \boldsymbol{\theta}''}{\partial \boldsymbol{\theta}'''^T} \right) \\ &= \left(\frac{\partial \boldsymbol{\theta}''}{\partial \boldsymbol{\theta}'''^T} \right)^T \left(\frac{\partial \boldsymbol{\theta}''}{\partial \boldsymbol{\theta}''^T} \mathbf{I}^{-1}(\boldsymbol{\theta}') \left(\frac{\partial \boldsymbol{\theta}''}{\partial \boldsymbol{\theta}''^T} \right)^{-1} \left(\frac{\partial \boldsymbol{\theta}''}{\partial \boldsymbol{\theta}'''^T} \right) \right) \end{aligned} \quad (22)$$

其中

$$\left(\frac{\partial \boldsymbol{\theta}''}{\partial \boldsymbol{\theta}'''^T} \right)^T = \begin{bmatrix} 0 & \mathbf{A}_1 & \mathbf{A}_2 & \cdots & \mathbf{A}_{L-1} \\ \mathbf{I}_{(2)} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \mathbf{B} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \mathbf{B} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \mathbf{B} \end{bmatrix} \quad (23)$$

$$\mathbf{A}_l = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{x_T - x_l}{cd_l} - \frac{x_T - x_0}{cd_0} \\ 0 & 0 & \frac{y_T - y_l}{cd_l} - \frac{y_T - y_0}{cd_0} \end{bmatrix}, \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (24)$$

$d_l = \sqrt{(x_T - x_l)^2 + (y_T - y_l)^2}$ 为目标到 l 号观测站距离. 在各参数估计误差无关的情况下, $\mathbf{I}^{-1}(\boldsymbol{\theta}'')$ 为对角阵, 因此有 $\mathbf{I}(\boldsymbol{\theta}''(\tau_l - \tau_0)) = 1/\text{CRLB}(\tau_{l,0})$. 将式(23)与(24)代入式(22), 可得

$$\mathbf{I}(\boldsymbol{\theta}''') = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_A & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{I}_B \end{bmatrix} \quad (25)$$

其中 \mathbf{I}_B 为与位置信息无关估计的 Fisher 信息矩阵,而

$$\mathbf{I}_A = \begin{bmatrix} \sum_{l=1}^{L-1} \frac{U_l^2}{\text{CRLB}(\tau_{l,0})} & \sum_{l=1}^{L-1} \frac{U_l V_l}{\text{CRLB}(\tau_{l,0})} \\ \sum_{l=1}^{L-1} \frac{U_l V_l}{\text{CRLB}(\tau_{l,0})} & \sum_{l=1}^{L-1} \frac{V_l^2}{\text{CRLB}(\tau_{l,0})} \end{bmatrix} \quad (26)$$

其中

$$\begin{cases} U_l = \frac{x_T - x_l}{cd_l} - \frac{x_T - x_0}{cd_0} \\ V_l = \frac{y_T - y_l}{cd_l} - \frac{y_T - y_0}{cd_0} \end{cases} \quad (27)$$

与位置信息有关. 我们发现, \mathbf{I}_A 与文献[19]得到 TDOA 定位的 Fisher 信息矩阵一致. 这与文献[14]给出的结论相符, 即直接定位方法与两步定位方法是渐近一致的.

4 仿真分析

为验证提出的直接定位方法的性能, 通过仿真与 CRLB 和传统两步法进行比较. 仿真场景设置如下: 共有四个观测站, 坐标分别为 (20km, 0), (40km, 0), (0, 20km), (0, 40km), 辐射源位于 (130km, 70km). 辐射的跳频信号参数如下: 跳速 10000 跳/秒, 信道间隔 100kHz, 调制方式 BPSK, 码元速率 20kbps, 跳数 10, 采样率 100MHz, 跳带 10MHz, 噪声为高斯白噪声. 二维搜索区域限定在辐射源真实位置附近的 2km × 2km 区域, 划分为 200 × 200 个节点进行搜索. 传统的两步法先采用广义互相关法估计出各站时差, 再用最小二乘 (LSE) 的方法在划定的网格内搜索得到位置的估计值. 蒙特卡洛仿真次数 200 次. 不同定位方法的定位精度仿真结果如图 1 所示.

从定位精度的仿真结果可以看出, 提出的两种跳频信号时差直接定位方法的定位精度都比传统的两步法定位精度高, 而最大似然直接定位法 (MLE-DPD) 的定位精度又优于最大相关累积直接定位法 (MC-DPD) 的定位精度.

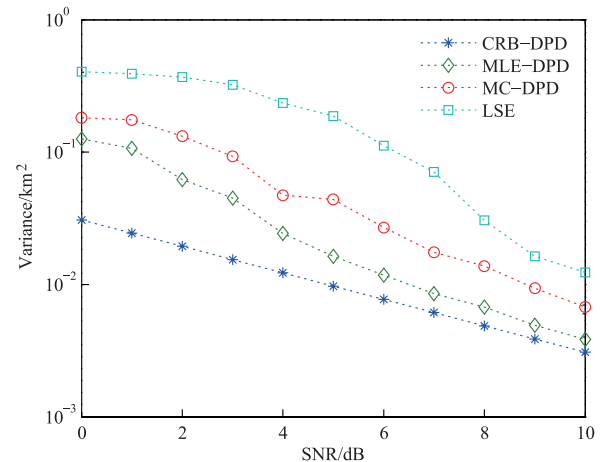


图1 各算法仿真结果与CRLB对比图

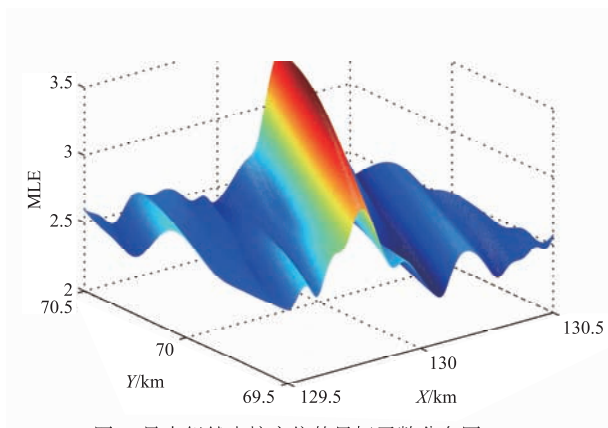


图2 最大似然直接定位的目标函数分布图

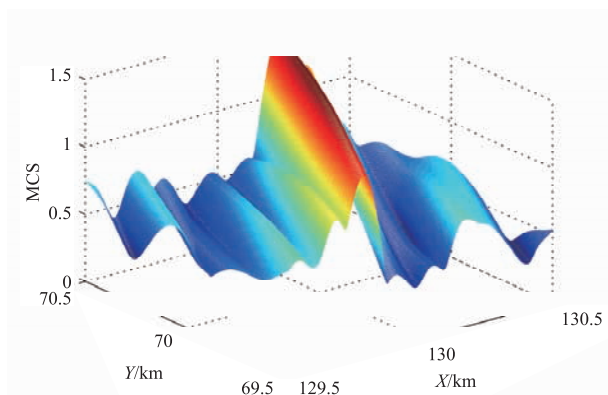


图3 最大相关累积直接定位的目标函数分布

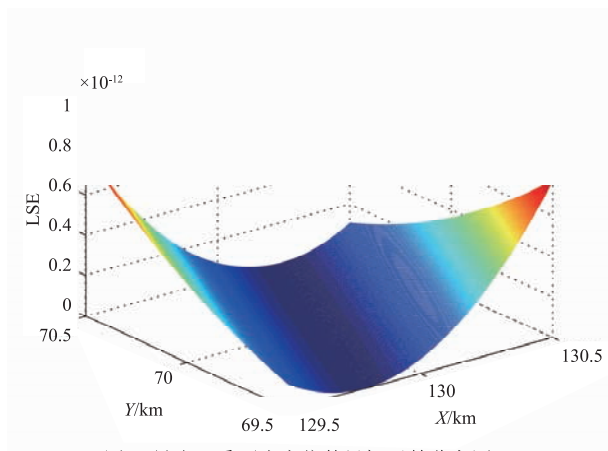


图4 最小二乘两步定位的目标函数分布图

图2~4给出了三种方法一次估计的目标函数在二维搜索网格的分布情况.通过比较可以看出两种直接定位方法在真实值附近的峰比较尖锐,但最大似然直接定位法的旁瓣更低,故定位精度更高;而基于最小二乘的两步法其代价函数在真实值附近比较平坦,定位精度相对直接定位法较差.

5 结论

本文在已有直接定位算法的基础上,结合跳频信

号特性,提出了基于时差的最大似然直接定位和最大相关累积直接定位的跳频信号直接定位方法.先从接收跳频信号模型出发,推导了跳频信号的最大似然直接定位方法的数学表达式,并分析了其理论定位精度.最大似然直接定位法的计算量较大,为了降低计算量,在性能降低较小的前提下,又提出了跳频信号最大相关累积直接定位法.两种直接定位方法在性能与计算量上各有优势,有不同的适用场景,其定位性能都通过仿真与传统两步法进行了比较.本文提出的跳频信号最大似然时差直接定位方法可以应用于其他多子带信号的直接定位,并可研究应用于跳频多网台的定位中.第二种直接定位方法在多传感器组网定位等互模糊函数矩阵计算量较大的情况下也可以得到很好的应用.

参考文献

- [1] 陈新宁.跳频通信侦察技术研究[D].长沙:国防科技大学,2006.
Chen Xinning. Study on reconnaissance of frequency hopping communication[D]. Changsha: National University of Defense Technology, 2006. (in Chinese)
- [2] 张毅敏.跳频通信信号参数估计及干扰技术研究[D].西安:西安电子科技大学,2006.
Zhang Yimin. Research on the methods of parameters estimate and jamming technology for FHSS communication signal[D]. Xi'an: Xidian University, 2006. (in Chinese)
- [3] Weber J, Kowalske K, Robertson C, et al. Detection of frequency-hopped waveforms embedded in interference waveforms with noise[A]. IEEE International Conference on Communications[C]. IEEE, 2007. 2973–2978.
- [4] 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.
- [5] Jesper Rindom Jensen, Jesper K Nielsen, M G Christensen. On frequency domain models for TDOA estimation[A]. ICASSP 2015[C]. IEEE, 2015. 11–15.
- [6] Huang Baoqi, Xie Lihua, Yang Zai. TDOA-based source localization with distance-dependent noises[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2015, 14(1): 468–480.
- [7] 刘伟,罗景青.一种新的宽带跳频信号时延估计方法及精度分析[J].信号处理,2010,26(9):1323–1328.
Liu Wei, Luo Jingqing. A new time delay estimate method of wide-band FH signal and precision analysis[J]. Signal Processing, 2010, 26(9): 1323–1328. (in Chinese)
- [8] Wang Jun, Xu Yang, Xu Peng. A linear method for TDOA estimation of Frequency-hopping signal[A]. International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing[C]. IEEE, 2012. 1–4.

- [9] 徐宝根, 万义和, 汤四龙. 不同信道条件下的跳频信号时差估计方法[J]. 四川兵工学报, 2012, 33(11): 86–89.
Xu Baogen, Wan Yihe, Tang Silong, et al. TDOA estimation for frequency-hopping signals in fading channels[J]. Journal of Sichuan Ordnance, 2012, 33(11): 86–89. (in Chinese)
- [10] Ouyang Xinxin, Wan Qun, Xiong Jinyu, et al. Cramer-Rao bound of TDOA estimation for frequency-hopping signals in fading channels [A]. IEEE ChinaSIP [C]. Chengdu, 2015. 1032–1036.
- [11] Weiss A. Direct position determination of narrowband radio frequency transmitters[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2004, 11(5): 513–516.
- [12] Amar A, Weiss A. Direct position determination of multiple radio signals [A]. ICASSP 2004 [C]. IEEE, 2004. 81–84.
- [13] Amar A, Weiss A. Localization of narrowband radio emitters based on doppler frequency shifts [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2008, 56(11): 5500–5508.
- [14] Weiss A. Direct geolocation of wideband emitters based on delay and Doppler [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2011, 59(6): 2513–2521.
- [15] Naresh Vankaya, Steven Kay. TDOA based direct positioning maximum likelihood estimator and the Cramer-Rao bound [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2014, 50(3): 1616–1635.
- [16] Naresh Vankaya, Steven Kay. Asymptotically optimal localization of an emitter of low probability of intercept signals using distributed sensors [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2012, 48(1): 737–748.
- [17] Mohammad Pourhomayoun, Fowler Mark L. Distributed computation for direct position determination emitter location [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2012, 50(4): 2878–2889.
- [18] Hartwell G D. Improved geo-spatial resolution using a modified approach to the complex ambiguity function [D]. California: Naval Postgraduate School, 2005.
- [19] K W Cheung, H C So, W-K Ma, et al. A constrained least squares approach to mobile positioning: algorithms and optimality [J]. EURASIP Journal on Applied Signal Processing, 2006: 1–23.

作者简介



欧阳鑫信 男, 1987 年 1 月生于江西吉安. 现为盲信号处理重点实验室助理工程师、电子科技大学博士研究生. 研究方向为参数估计与无源定位.

E-mail: ouyxxwork@163.com



万 群 男, 1971 年生于江西南昌. 现为电子科技大学教授、博士生导师. 研究方向包括稀疏与阵列信号处理, 移动与室内定位.

E-mail: wanqun@uestc.edu.cn