

DOI:10.3969/j.issn.1674-7135.2022.03.002

一种基于正弦波高精度互模糊函数的 通信卫星干扰定位技术

陈昊, 赵斐

(北京跟踪与通信技术研究, 北京 100094)

摘要:通信卫星系统易遭到敌方恶意干扰、地面无意干扰,对通信卫星系统的干扰排查具有重要意义,而通信卫星系统的干扰定位一直是重难点问题。在双星定位互模糊函数算法的基础上,提出了一种基于正弦波高精度互模糊函数频差估计方法,同时针对利用两颗静止通信卫星实现干扰定位时主信号和辅助信号信噪比差异大、辅助信号微弱的问题,采用改进的互模糊函数实现双星 TDOA 和 FDOA 的测量,完成对通信卫星系统干扰信号的定位。仿真试验表明,采用本算法,对通信卫星系统干扰信号的定位精度较高,满足系统实际运用要求。

关键词:通信卫星;干扰定位;互模糊函数

中图分类号:V443

文献标志码:A

文章编号:1674-7135(2022)03-0009-07

A communication satellite jamming positioning technology based on sine wave high-precision mutual ambiguity function

CHEN Hao, ZHAO Fei

(Beijing Institute of Tracking and Communication Technology, Beijing 100094, China)

Abstract: Communication satellite system is vulnerable to hostile interference and unintentional ground interference, which is of great signification to the interference investigation of communication satellite system, and the interference positioning of communication satellite system has always been a key and difficult problem. Based on the double satellite positioning mutual ambiguity function algorithm, a high precision mutual ambiguity function of sine wave is proposed in this paper. At the same time, aiming at the problem of large difference in signal and auxiliary weak auxiliary signal when using two static communication satellites to realize interference positioning. The improved mutual ambiguity function is used to realize the measurement of double satellite TDOA and FDOA, completing the positioning of interference signals of communication satellite system. Simulation results show that the proposed algorithm is had high positioning accuracy for interference signals of communication satellite system and met the requirements of practical application of the system.

Key words: communication satellite; interference location; mutual ambiguity function

0 引言

通信卫星系统以其覆盖范围广、易接入、不受地形影响的特点为信息化条件下联合作战中指挥、侦察诸单元的广域连接创造了便利的条件,在军事通信领域占据越来越重要的地位,是保障战略、战

术通信的重要手段^[1-2]。由于通信卫星处于开放的空间,电磁环境极其复杂,容易遭受敌方恶意干扰、地面无意干扰和非法使用,同时还包括由于空间频率复用引入的自干扰和互干扰,这些干扰和盗用严重制约着通信卫星系统效能的发挥。虽然卫星通

收稿日期:2021-12-24; 修回日期:2022-02-13

基金项目:国家自然科学基金(编号:62071479)

引用格式:陈昊,赵斐.一种基于正弦波高精度互模糊函数的通信卫星干扰定位技术[J].空间电子技术,2022,19(3):9-15.

CHEN H, ZHAO F. A communication satellite jamming positioning technology based on sine wave high-precision mutual ambiguity function[J]. Space Electronic Technology, 2022,19(3):9-15.

信系统的自干扰和互干扰可以通过系统参数和资源的调配进行规避,但地面系统的干扰、盗用、敌方的恶意干扰需要定位干扰源,通过协调、稽查和摧毁等手段完成干扰源的消除。

目前,基于卫星平台的干扰源定位体制主要有以下几种:1)基于单星实现定位。单星实现测向定位的主要原理是利用单个运动卫星在某个位置测得目标 AOA 信息,然后通过一定的定位算法确定目标干扰源的位置^[3]。利用单星测向定位法进行定位的定位误差对测向误差敏感。测向误差越大则定位误差随之越大,距离星下点越远则测向误差引起的定位误差越大;在星下点附近,卫星轨道越低,定位误差越小,所以低轨卫星有利于定位精度的提高。此方法需在卫星平台的一个基准平面上配置 3 根全向天线,构成一个基线相互垂直的二维相位干涉仪;但是对于通信卫星来讲,安装星载测向设备并不太实际。2)基于双星实现定位。双星定位体制是目前卫星干扰源定位的主要体制,该体制利用干扰源信号到达时差(TDOA)以及到达频差(FDOA)为定位参数,实现干扰源的无源定位,参数估计主要原理是利用各路干扰源信号的相关性,主要采用互模糊函数算法(cross ambiguity function, CAF)对定位参数进行估计^[4-5]。这种方法只需接收到转发干扰源信号即能定位,不需要特殊的卫星载荷设备,不需要知道信号调制等特征信息,且能对大范围进行连续不间断侦察。但 CAF 算法通过二维峰值搜索得到 TDOA 和 FDOA 的估计值,存在计算量大、搜索时间长、精度较低等缺点。

本文在 CAF 算法的基础上,提出了一种基于正弦波高精度互模糊函数频差估计方法,并针对利用两颗静止通信卫星实现干扰定位时主信号和辅助信号信噪比差异大、辅助信号微弱的问题,采用改进的互模糊度函数实现双星 TDOA 和 FDOA 的测量,实现对干扰信号的定位,为战场决策和系统资源管理提供有力支撑。

1 算法原理

1.1 基本原理

根据通信卫星地面系统干扰检测与识别结果,在条件允许的情况下可以启动双星协同的干扰源定位,实现干扰源位置的确定,并依据识别的干扰参数,结合电磁环境的计算,评估不同空间、时间、

频率下卫星通信系统受干扰的程度,实现干扰的体系化管理。定位方法如图 1 所示。

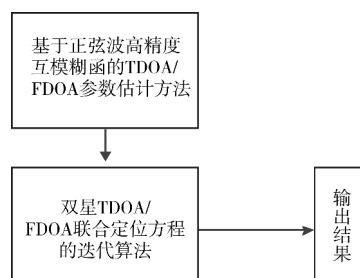
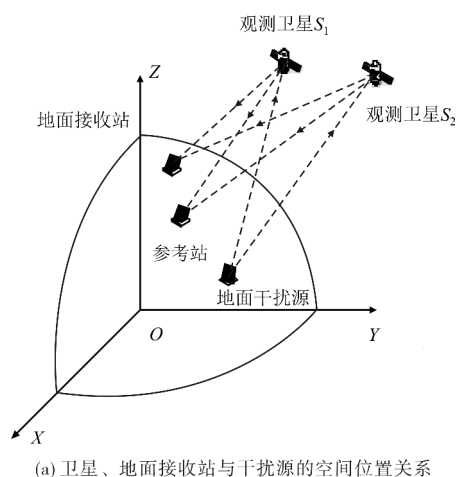


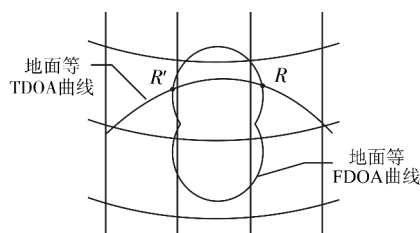
图 1 基本过程

Fig. 1 Basic process

位于空间的受干扰主星和 $M-1$ ($M \geq 2$) 颗相邻卫星透明转发地面干扰源信号,由地面站接收卫星转发信号间的 TDOA 与 FDOA 可以计算出卫星上行信号间的 TDOA 与 FDOA 值。利用卫星上行信号 TDOA 值可以确定一个等 TDOA 单叶双曲面,而卫星上行信号 FDOA 值可以确定一个等 FDOA 类轮胎曲面,同时干扰源位置的约束条件(如干扰源位于地球表面)也会确定一个曲面,以上各曲面的交点即干扰源的估计位置。这里以双星 TDOA/FDOA 定位系统为例,对其原理进行说明^[6-7]。双星 TDOA/FDOA 联合定位的原理如图 2 所示。



(a) 卫星、地面接收站与干扰源的空间位置关系



(b) 时差/频差曲面与地球面的交点

图 2 双星 TDOA/FDOA 联合定位的原理

Fig. 2 Principle of TDOA/FDOA joint location with two satellites

图 2(a) 中,观测卫星 S_1 受到地面干扰源有意或无意的射频干扰,此时卫星 S_1 附近有相邻卫星 S_2 ,两颗卫星透明转发干扰源信号。地面接收站和参考站接收卫星 S_1 与 S_2 所转发的干扰源信号,通过参数估计和初步计算可得到干扰源信号到达卫星的 TDOA 和 FDOA 值。地面等 TDOA 曲线与等 FDOA 曲线的交点即为干扰源的估计位置,如图 2(b) 所示^[8]。

1.2 基于正弦波高精度互模糊函数的参数估计

为了便于分析,设地面接收站收到的受干扰主星和相邻卫星的信号为两个单一频率复正弦波信号: $s_1(t) = a \cdot \exp[j(2\pi f_1(t + \tau_1) + \Phi_1)] + n_1(t_1)$, $s_2(t) = b \cdot \exp[j(2\pi f_2(t + \tau_2) + \Phi_2)] + n_2(t_2)$ 。其中, a, b 表示信号的幅度, f_1, f_2 表示两个信号的频率, Φ_1, Φ_2 分别是信号的初相,在 $[-2\pi, 2\pi]$ 随机分布, $n_1(t_1), n_2(t_2)$ 表示平稳、零均值的高斯白噪声。设两个信号的记录时间都为 T , 总的采样点数为 N 。则 $D = |\tau_1 - \tau_2|$ 为需要估计的到达时间差参数,而 $\Delta f = |f_1 - f_2|$ 为需要估计的 FDOA 参数。

根据四阶累积量的定义,可以得出地面接收的信号 $s_1(t)$ 与 $s_2(t)$ 的四阶累积量如式(1)所示,其中“*”表示取共轭。

$$\begin{aligned} \text{Cum}_{s_1 s_2}^{(4)}(D) &= \text{Cum}\{s_1(t), s_1^*(t), s_1(t), s_2^*(t+D)\} = \\ &E\{s_1(t), s_1^*(t), s_1(t), s_2^*(t+D)\} - \\ &E\{s_1(t), s_1^*(t)\} \cdot E\{s_1(t), s_2^*(t+D)\} - \\ &E\{s_1(t), s_1(t)\} \cdot E\{s_1^*(t), s_2^*(t+D)\} - \\ &E\{s_1(t), s_2^*(t+D)\} \cdot E\{s_1^*(t), s_1(t)\} \quad (1) \end{aligned}$$

由于式(1)的计算量非常大,为了便于计算,可以消除式(1)中的数学期望运算符 $E(\cdot)$,从而可以获得四阶瞬时值。如式(2)所示,可以对 FDOA/TDOA 进行估计。

$$\begin{aligned} \hat{C}_{s_1 s_2}^{(4)}(t; D) &= \hat{C}\{s_1(t), s_1^*(t), s_1(t), s_2^*(t+D)\} = \\ &s_1(t)s_1^*(t)s_1(t)s_2^*(t+D) - 2q_1^*(0)s_1(t)s_2^*(t+D) - \\ &q_1(0)s_1^*(t)s_2^*(t+D) \quad (2) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{其中, } q_1(0) &= \frac{1}{T} \int_0^T s_1(t)s_1(t)dt, q_1^*(0) = \\ &\frac{1}{T} \int_0^T s_1(t)s_1^*(t)dt. \text{ 则四阶互模糊函数的定义为:} \end{aligned}$$

$$CAF_{\text{FOS}}(D, \Delta f) = \int_0^T \hat{C}_{s_1 s_2}^{(4)}(t; D) e^{-j2\pi \Delta f t} dt.$$

对信号离散化之后,可以求得 $s_1(t)$ 的离散化自相关函数 $\hat{q}_1(0)$ 和 $\hat{q}_1^*(0)$ 分别是: $\hat{q}_1(0) =$

$$\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N s_1(i) \cdot s_1(i), \hat{q}_1^*(0) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N s_1(i) \cdot s_1^*(i).$$

计算在时域搜索范围内 $[-P, P]$, 当 $n \in \tau (\tau \in [-P, P])$ 时, 四阶累积量的计算方法如式(3)所示:

$$\begin{aligned} \hat{C}_{s_1 s_2}^{(4)}(k; n) &= s_1(k)s_1^*(k)s_1(k)s_2^*(k+n) - \\ &2\hat{q}_1^*(0)s_1(k)s_2^*(k+n) - \hat{q}_1(0)s_1^*(k)s_2^*(k+n) \quad (3) \end{aligned}$$

其中 $k \in [1, N]$, N 为信号采样点数。从而,对式(3)进行快速傅里叶变换即可获得 $CAF_{\text{FOS}}(D, \Delta f)$ 。如式(4)所示:

$$CAF_{\text{FOS}}(D, \Delta f) = \text{FFT}(\hat{C}_{s_1 s_2}^{(4)}(k; n)), k \in [1, N] \quad (4)$$

最后计算 TDOA 和 FDOA 的估计值 $\hat{D}$ 和 $\hat{\Delta f}$ 。 $|CAF_{\text{FOS}}(D, \Delta f)|$ 取得极大值时的 $(D, \Delta f)$ 即是 TDOA 和 FDOA 的估计值 $\hat{D}$ 和 $\hat{\Delta f}$ 。因此, $\hat{D}$ 和 $\hat{\Delta f}$ 计算公式如式(5)所示:

$$(\hat{D}, \hat{\Delta f}) = \arg[\text{Max}_{D, \Delta f}(|CAF_{\text{FOS}}(D, \Delta f)|)] \quad (5)$$

在常规的四阶互模糊函数算法中,其时域搜索范围 $[-P, P]$, 这里取时域搜索范围为 $[-N/2, N/2]$, 并基于四阶互模糊函数求出两个信号的时差为 $\hat{D}$, 且忽略时差估计的误差,假定 $\hat{D} = \tau_1 - \tau_2$ 。则可以产生包含频差的信号 $y(t) = s_1(t) \cdot s_2^*(t + D)$ 。

则可得式(6):

$$y(t) = \exp[j(2\pi(f_1 - f_2)(t - \tau_1) + \Phi_1 - \Phi_2)] \quad (6)$$

记 $f_0 = f_1 - f_2$, $\Phi_0 = \Phi_1 - \Phi_2$, 因为 τ_1 为常数,所以可以忽略其对频差估计的影响,记 $t = t + \tau_1$ 。可以得出包含频差的信号 $y(t) = \exp[j(2\pi f_0 t + \Phi_0)]$ 。设信号的记录时间为 T , 对信号进行 N 点的采样得到 $y(n) = \exp[j(2\pi f_0 T_n/N + \Phi_0)]$, $n = 0, 1, 2, \dots, N-1$ 。

把信号分为两个长度均为 $N/2$ 的信号 $y_1(n)$ 和 $y_2(n)$, 对应原信号的前 $N/2$ 点与后 $N/2$ 点。 $y_1(n) = \exp[j(2\pi f_0 T_n/N + \Phi_0)]$, $n = 0, 1, 2, \dots, N/2 - 1$, $y_2(n) = y_1(n) \exp[j\pi f_0 T]$, $n = 0, 1, 2, \dots, N/2 - 1$ 。

分别对上两式进行 $N/2$ 点 DFT, 得到离散频谱: $s_1(k) = A_k \exp(j\phi_k)$, $k = 0, 1, 2, \dots, N/2 - 1$, $s_2(k) = s_1(k) \exp(j\pi f_0 T)$, $k = 0, 1, 2, \dots, N/2 - 1$ 。其中 A_k 和 ϕ_k 分别是 $s_1(k)$ 的幅度项和相位项, $A_k = \frac{\sin[\pi(k - f_0 T/2)]}{\sin[2\pi(k - f_0 T/2)/N]}$, $\phi_k = \Phi_0 + (1 - 2/N)(f_0 T/2 - k)\pi$ 。 $s_1(k)$ 与 $s_2(k)$ 的幅度项完全一样, 当两段

信号的 DFT 幅度取得最大值时对应的离散频率为 $[X]$ (表示取 $k_0 = [f_0 T/2]$ 最接近 X 的整数)。可以求得最大谱线粗测频率为 $f_k = k_0 \Delta f$, Δf 表示分段后信号的频率分辨率。当原信号的采样率为 f_s 时, $\Delta f = f_s/(N/2) = 2/T$ 。同时, 当 $k_0 = [f_0 T/2]$ 时, 其相位 ϕ_k 的结果包含信号频率与最大谱线位置之间的偏差信息, 但由于初相 φ 未知, 所以不能仅通过 $s_1(k)$ 的相位信息来估计频差。所以, 本文采用 $s_1(k)$ 与 $s_2(k)$ 在最大谱线处相位做差的方法来估计偏差。 $s_1(k)$ 与 $s_2(k)$ 在最大谱线处相位分别记为 φ_1, φ_2 。则相位差为 $\Delta\varphi = \varphi_2 - \varphi_1 = \pi f_0 T - 2k_0 \pi$ 。当 f_0 在 $(k_0 \pm 0.5) \Delta f$ 范围内变化时, 相位差 $\Delta\varphi$ 的变化范围是 $[-\pi, \pi]$, 所以, 相位差中包含着 FDOA 信息。设真实频差 f_0 和 DFT 最大谱线对应频差 $k_0 \Delta f$ 之间的误差为 f_δ , 可知 $\hat{f}_\delta = \frac{\Delta\varphi}{2\pi} \Delta f = \frac{\Delta\varphi}{\pi T}$ 。

依据推导分析, 可知相位的均方根误差为:

$$\sigma_\varphi = \frac{1}{\sqrt{N \cdot \text{SNR}_t \text{sinc}(\delta)}} = \frac{1}{\sqrt{2\text{SNR}_0}}$$

因为 φ_1 和 φ_2 测量误差统计独立, 且方差相同, 所以相位差 $\Delta\varphi$ 的均方根误差为 $\sigma_{\Delta\varphi} = \sqrt{2}\sigma_\varphi$ 。因为相对频率偏差 $\delta = \frac{\Delta\varphi}{2\pi}$, 所以, 其均方根误差为:

$$\sigma_\delta = \frac{1}{2\pi \sqrt{\text{SNR}_0}}$$

因为 $f_\delta = \delta \cdot \Delta f$, 所以 f_δ 的均方根误差为:

$$\sigma_{f_\delta} = \frac{2\sigma_\delta}{T} = \frac{1}{|\text{sinc}(\delta)| \pi T \cdot \sqrt{\text{SNR}_t \cdot N/2}}$$

为了评估算法的性能, 这里进行了计算机仿真。在仅用四阶互模糊函数的情况下, 当 $N = 1024$ 个点, 频差 $f_0 = 21 \text{ Hz}$, 信噪比 10 dB 时, 对原信号加 blackman 窗后, 四阶互模糊函数仿真如图 3 所示。

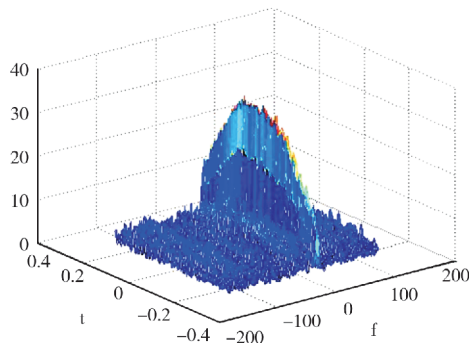


图 3 四阶互模糊函数仿真图形

Fig. 3 Simulation graph of fourth-order mutual ambiguity function

按照基于互模糊度的定位算法实现流程, 这里

首先估计出 TDOA, 在 TDOA 确定之后, 利用文中提到的高精度四阶互模糊函数进一步对 FDOA 进行估计, 其中频差 $f_0 = (10 + 0.25) \Delta f$, 相对频偏 $\delta = 0.25 \text{ Hz}$ 。进行 1000 次 Monte Carlo 仿真, 均方根误差如图 4 所示。

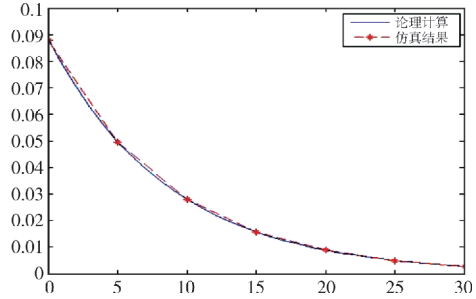


图 4 CAF-FOS 内插值法的 FDOA MSE (频差均方根误差)

Fig. 4 FDOA MSE (mean square error of frequency difference) of CAF-FOS interpolation method

依据仿真, 在信噪比 5 dB , 数据长度为 1024 的情况下, FDOA 估计均方根误差降低为传统 CAF-FOS 直接均方根误差的 2%, 估计精度提高 50 倍。

1.3 基于改进的互模糊函数的干扰源定位算法

通过基于改进的正弦波高精度互模糊函数的 TDOA/FDOA 参数估计方法得到 TDOA/FDOA 参数, 带入 TDOA/FDOA 联合定位方程中, 根据双星 TDOA/FDOA 联合定位方程的迭代算法最后获得定位结果。具体过程如下:

设干扰源在 ECEF 坐标系下的位置矢量为 $\mathbf{u} = [x \ y \ z]^T$, 接收站和参考站的位置矢量为 $\mathbf{u}_j = [x_j \ y_j \ z_j]^T$, ($j=1, 2$), 双星的星历已知, 可以计算出卫星在 ECEF 坐标系下的位置矢量为 $\mathbf{s}_i = [x_i \ y_i \ z_i]^T$, 速度矢量为 $\mathbf{v}_i = [x'_i \ y'_i \ z'_i]^T$, ($i=1, 2$)。设干扰源信号经由卫星透明转发各路径上的时延及多普勒频移如图 5 所示, 则图 5 中, τ_c, τ_d, τ_e 和 τ_f 可通过式(7)计算。

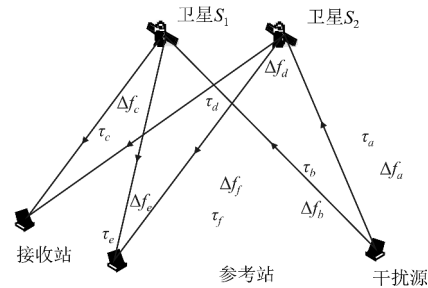


图 5 卫星转发信号各路径时延与多普勒频移示意图

Fig. 5 Schematic diagram of delay and Doppler frequency shift for each path of satellite transmitted signal

$$\tau_m = \frac{\|\mathbf{u}_j - \mathbf{s}_j\|}{c}, (m = c, d, e, f) \quad (7)$$

图 5 中 Δf_c 、 Δf_d 、 Δf_e 与 Δf_f 可通过式(8)计算:

$$\Delta f_m = \frac{f_c}{c} \cdot \left(\mathbf{v}_i^T \cdot \frac{\mathbf{s}_i - \mathbf{u}_j}{\|\mathbf{s}_i - \mathbf{u}_i\|} \right), (m=c, d, e, f) \quad (8)$$

式(7)、式(8)中, c 为信号传播速度, f_c 为干扰源信号载波频率。需指出, 为方便分析计算, 这里假设卫星透明转发信号时, 不改变信号的频率。

地面接收站与参考站对接收到的卫星 S_1 与 S_2 透明转发信号进行处理, 分别得到两颗卫星转发干扰源信号的 TDOA 值 D_1 与 D_2 和 FDOA 值 ΔF_1 与 ΔF_2 。其中, D_1 与 D_2 满足式(9)所示关系:

$$\begin{cases} D_1 = |(\tau_a + \tau_d) - (\tau_b + \tau_c)| \\ D_2 = |(\tau_a + \tau_f) - (\tau_b + \tau_e)| \end{cases} \quad (9)$$

而 ΔF_1 与 ΔF_2 满足式(10)所示的关系式。

$$\begin{cases} \Delta F_1 = |(\Delta f_a + \Delta f_d) - (\Delta f_b + \Delta f_c)| \\ \Delta F_2 = |(\Delta f_a + \Delta f_f) - (\Delta f_b + \Delta f_e)| \end{cases} \quad (10)$$

由于 D_1 、 D_2 、 τ_c 、 τ_d 、 τ_e 、 τ_f 以及 ΔF_1 、 ΔF_2 、 Δf_c 、 Δf_d 、 Δf_e 、 Δf_f 均为已知量, 则卫星 s_1 与 s_2 之间的上行信号间的 TDOA 值 $\Delta T_{12} = \tau_b - \tau_a$ 和 FDOA 值 $\Delta F_{12} = \Delta f_b - \Delta f_a$ 可将上述已知量代入式中求得。则 TDOA/FDOA 的联合定位方程如式(11)所示, 其中, c 为信号传播速度, f_c 为干扰源信号载波频率。

$$\begin{cases} \Delta T_{12} = \frac{\|\mathbf{s}_2 - \mathbf{u}\| - \|\mathbf{s}_1 - \mathbf{u}\|}{c} \\ \Delta F_{12} = \frac{f_c}{c} \left(\mathbf{v}_2^T \frac{\mathbf{s}_2 - \mathbf{u}}{\|\mathbf{s}_2 - \mathbf{u}\|} - \mathbf{v}_1^T \frac{\mathbf{s}_1 - \mathbf{u}}{\|\mathbf{s}_1 - \mathbf{u}\|} \right) \\ \mathbf{u}^T \mathbf{u} = R^2 \end{cases} \quad (11)$$

分别对式(11)的 3 个方程在初始位置进行泰勒级数展开, 忽略二阶以上的分量, 得到 $\boldsymbol{\Psi}_1 = \mathbf{h}_1 - \mathbf{G}_1 \boldsymbol{\delta}_1$, $\boldsymbol{\Psi}_2 = \mathbf{h}_2 - \mathbf{G}_2 \boldsymbol{\delta}_2$, $\boldsymbol{\Psi}_3 = \mathbf{h}_3 - \mathbf{G}_3 \boldsymbol{\delta}_3$ 。式中, $\boldsymbol{\delta}_1 =$

$$\begin{bmatrix} \Delta x_1 \\ \Delta y_1 \\ \Delta z_1 \end{bmatrix}, \mathbf{h}_1 = [\Delta T_{12} \cdot c - (\hat{r}_2 - \hat{r}_1)], \mathbf{G}_1 =$$

$$\begin{bmatrix} [(x_1 - x')/\hat{r}_1] - [(x_2 - x')/\hat{r}_2] \\ [(y_1 - y')/\hat{r}_1] - [(y_2 - y')/\hat{r}_2] \\ [(z_1 - z')/\hat{r}_1] - [(z_2 - z')/\hat{r}_2] \end{bmatrix}, \boldsymbol{\delta}_2 = \begin{bmatrix} \Delta x_2 \\ \Delta y_2 \\ \Delta z_2 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{h}_2 = [\Delta F_{12} \cdot \frac{c}{f_c} - (\hat{v}_2 - \hat{v}_1)],$$

$$\hat{v}_i = \frac{(x'_i x_i + y'_i y_i + z'_i z_i) - (x'_i x_1^{(1)} + y'_i y_1^{(1)} + z'_i z_1^{(1)})}{\hat{r}_i},$$

$$\hat{r}_i = (\|\mathbf{s}_i - \mathbf{u}\|)_{\mathbf{u}=[x_1^{(1)}, y_1^{(1)}, z_1^{(1)}]^T}, (i=1, 2), \mathbf{G}_2 =$$

$$([\mathbf{K}_2 - \mathbf{K}_1]^T)_{\mathbf{u}=[x_1^{(1)}, y_1^{(1)}, z_1^{(1)}]^T}, \boldsymbol{\delta}_3 = \begin{bmatrix} \Delta x_3 \\ \Delta y_3 \\ \Delta z_3 \end{bmatrix}, \mathbf{h}_3 = [R$$

$$- \hat{R}], \mathbf{G}_3 = \begin{bmatrix} \frac{x_1^{(1)}}{\hat{R}} & \frac{y_1^{(1)}}{\hat{R}} & \frac{z_1^{(1)}}{\hat{R}} \end{bmatrix}。$$

其中, $\hat{R} = \sqrt{(x_2^{(1)})^2 + (y_2^{(1)})^2 + (z_2^{(1)})^2}$, 则最小二乘解如式(12)所示:

$$\boldsymbol{\delta}_3 = \begin{bmatrix} \Delta x_3 \\ \Delta y_3 \\ \Delta z_3 \end{bmatrix} = (\mathbf{G}_3^T \mathbf{G}_3)^{-1} \mathbf{G}_3^T \mathbf{h}_3 \quad (12)$$

令 $x^{(2)} = x_2^{(1)} + \Delta x_3$, $y^{(2)} = y_2^{(1)} + \Delta y_3$, $z^{(2)} = z_2^{(1)} + \Delta z_3$, 将 $(x^{(2)}, y^{(2)}, z^{(2)})$ 作为初始位置, 重复上述过程, 直至满足小于等于目标门限 λ 为止, 如式(13)所示。

$$\begin{aligned} & \sqrt{\Delta x_1^2 + \Delta y_1^2 + \Delta z_1^2} + \sqrt{\Delta x_2^2 + \Delta y_2^2 + \Delta z_2^2} + \\ & \sqrt{\Delta x_3^2 + \Delta y_3^2 + \Delta z_3^2} \leq \lambda \end{aligned} \quad (13)$$

则此时的 $(x^{(N)}, y^{(N)}, z^{(N)})$, N 为迭代次数, 最终估计结果为干扰源位置。

2 仿真试验

为验证本文算法有效性, 在 Inmarsat 卫星通信系统中选取两颗相邻卫星, 其星历如表 1 所列, 干扰源位于广州(东经 113.3°, 北纬 23.1°), 干扰源信号频率为 1.6 GHz, 地面接收站位于北京(东经 116.4°, 北纬 39.9°), 设 TDOA/FDOA 测量时刻为 1 Jul 2011 12:00:00.000, 经过计算, 卫星、干扰源及地面接收站该时刻在 ECEF 坐标系中的位置矢量如表 1 所列, 卫星的速度矢量如表 2 所列^[9-10]。由表 1 和表 2 可知, 地面接收站接收两颗卫星透明转发干扰源信号的上行 TDOA 值为 3.0149 ms, 上行 FDOA 值为 18.2520 Hz。DOA 测量时刻卫星在 ECEF 坐标系下的速度矢量如表 3 所列。

表 1 选中的 Inmarsat 卫星的星历(1 Jul 2011 12:00:00.000)

Tab. 1 Ephemeris of the selected Inmarsat satellite(1 Jul 2011 12:00:00.000)

卫星	半长轴/km	偏心率	轨道倾角/°	近地点幅角/°	升交点赤经/°	平近点角/°
Sat_1	42165	3.021×10^{-4}	4.8508	349.663	60.3944	185.147
Sat_2	43387.4	10.439×10^{-4}	4.0394	281.546	65.3245	207.999

表 2 FDOA 测量时刻卫星、干扰源及地面接收站在 ECEF 坐标系下位置矢量

Tab. 2 Position vector of satellite, jamming source and ground receiving station in ECEF coordinate system at FDOA measurement time

位置矢量	ECEF 坐标系下的位置矢量		
	X 坐标/km	Y 坐标/km	Z 坐标/km
卫星 Sat_1	-30427.523293	29206.706987	295.468928
卫星 Sat_2	-4409.348225	43141.043196	2312.750032
地面干扰源	-2321.762143	5391.071380	2486.909653
地面接收站	-2178.640027	4388.841876	4069.473675

表 3 DOA 测量时刻卫星在 ECEF 坐标系下的速度矢量

Tab. 3 The velocity vector of the satellite in the ECEF coordinate system at the time of DOA measurement

位置矢量	ECEF 坐标系下的速度矢量		
	X'坐标/(km/s)	Y'坐标/(km/s)	Z'坐标/(km/s)
卫星 Sat_1	0.007447	0.010227	-0.255939
卫星 Sat_2	0.135787	0.019613	-0.134817

表 4 列出了 TDOA 与 FDOA 测量误差的标准差

表 4 σ 不同取值情况下各算法的 RMSE/kmTab. 4 σ RMSE of each algorithm under RMSE/km of different values

σ_i/ms 与 σ_f/Hz	10^{-4} 与 10^{-3}	10^{-3} 与 10^{-2}	10^{-2} 与 10^{-1}	10^{-1} 与 1	1 与 10
TDOA/FDOA 迭代算法	0.1036	0.9024	9.0972	91.1356	910.1603
CRLB	0.0894	0.8944	8.9438	89.4382	894.3824

为了更直观地呈现算法的性能,下面给出了卫星高度为 35790 km,不同固定场景下的定位精度结果。

1) 场景一为频率误差 0.0073 Hz, 时差 50 ns, 如图 6 所示。此时中值定位精度为 500 m。

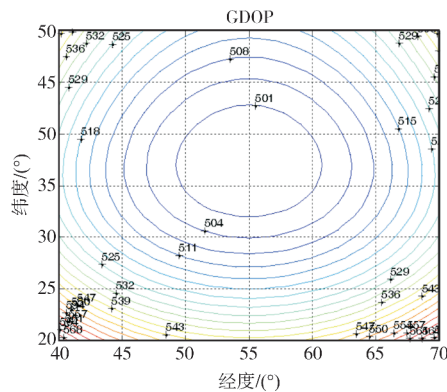


图 6 场景一(频率误差 0.0073 Hz, 时差 50 ns)

Fig. 6 Scenario one (frequency error 0.0073 Hz, time difference 50 ns)

2) 场景二为频率误差 0.0146 Hz, 时差 50 ns, 如图 7 所示。此时中值定位精度为 1 km。

3) 场景三为频率误差 0.0729 Hz, 时差 50 ns, 如

σ_i 与 σ_f 分别为 10^{-4}ms 与 10^{-3}Hz 、 10^{-3}ms 与 10^{-2}Hz 、 10^{-2}ms 与 10^{-1}Hz 、 10^{-1}ms 与 1Hz 、 1ms 与 10Hz 时的 RMSE。其中, RMSE 均为 1000 次独立实验的统计结果, 双星 TDOA/FDOA 联合定位方程的迭代算法初值选取为地面接收站的位置矢量坐标, 收敛门限设置为 $\sqrt{\Delta x_1^2 + \Delta y_1^2 + \Delta z_1^2} + \sqrt{\Delta x_2^2 + \Delta y_2^2 + \Delta z_2^2} + \sqrt{\Delta x_3^2 + \Delta y_3^2 + \Delta z_3^2} < 10^{-3}\text{km}$ 。

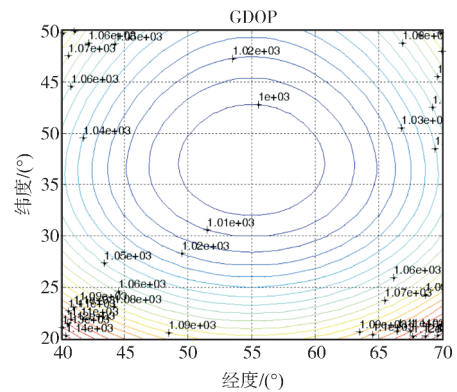


图 7 场景二(频率误差 0.0146 Hz, 时差 50 ns)

Fig. 7 Scenario two (frequency error 0.0146 Hz, time difference 50 ns)

图 8 所示。此时中值定位精度为 5 km。

4) 场景四为频率误差 0.146 Hz, 时差 50 ns, 如图 9 所示。此时中值定位精度为 10 km。

由仿真结果可知, 频率误差越大时, 定位精度越低; 而当频率误差优于 0.01 Hz, 采用本文提出的算法, 干扰定位精度优于 1 km, 相比于其他算法^[11], 定位精度得到了提升, 满足实际系统运行要求。

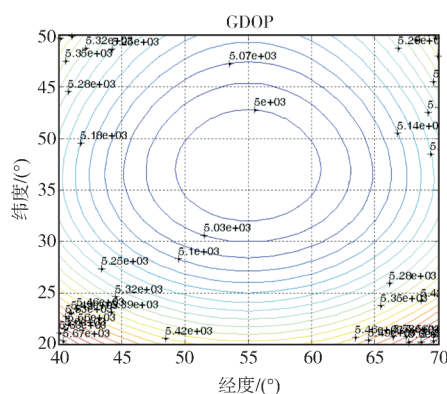


图 8 场景三(频率误差 0.0729 Hz,时差 50 ns)

Fig. 8 Scenario three (frequency error 0.0729 Hz, time difference 50 ns)

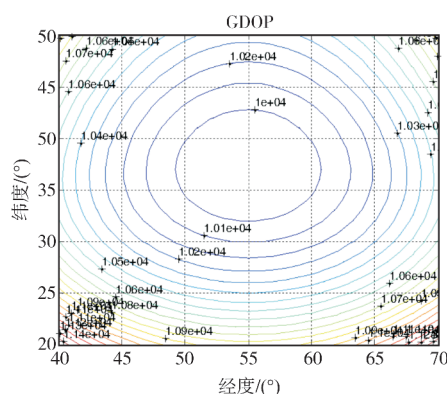


图 9 场景四(频率误差 0.146 Hz,时差 50 ns)

Fig. 9 scenario four (frequency error 0.146 Hz, time difference 50 ns)

3 结论

通信卫星系统的干扰信号定位一直是难点问题。本文利用干扰源信号到达时差(TDOA)以及到达频差(FDOA)为定位参数,实现对干扰源的无源定位;同时提出了一种基于正弦波高精度互模糊函数频差估计方法。本文所提出的定位参数估计算法

和定位方法,只需接收到转发干扰源信号,不需要知道信号调制等特征信息,并且定位精度高。

参考文献:

- [1] 易克初,李怡,孙晨华,等. 卫星通信的近期发展与前景展望[J]. 通信学报,2015,36(6):161-176.
- [2] 惠腾飞,张剑,刘朋洋. 新一代高通量卫星通信系统载荷关键技术研究[J]. 空间电子技术,2021,18(4):10-15.
- [3] 郝才勇. 卫星干扰处理技术综述[J]. 电信科学,2017,33(1):106-113.
- [4] 朱伟强,黄培康,张朝. 利用互模糊函数联合估计的双星高精度定位技术[J]. 系统工程与电子技术,2006,28(9):1294-1298.
- [5] 张威,张更新,边东明. 一种基于互模糊函数分段相干累加的TDOA/FDOA参数快速估计算法[J]. 计算机应用研究,2016,33(11):3408-3410.
- [6] YEREDOR A, ANGEL E. Joint TDOA and FDOA estimation: A conditional bound and its use for optimally weighted localization[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2011, 59(4):1612-1623.
- [7] 陈欢,边东明,张更新,等. 卫星干扰源定位TDOA参数估计方法研究[J]. 军事通信技术,2012,33(4):63-67+77.
- [8] 郝才勇,刘恒,刘宏立. 基于TDOA的卫星干扰源定位方法的研究[J]. 重庆邮电大学学报(自然科学版),2012,24(4):442-446.
- [9] 袁孝康. 遥感卫星对地面目标测向定位研究[J]. 空间电子技术,2005,2(2):1-9.
- [10] 王志平,闫涛. 一种模糊函数时频差联合估计快速算法[J]. 无线电通信技术,2015,41(4):52-55.
- [11] 窦慧晶,雷倩,程军,等. 基于三星定位快速二次相关时差估计算法研究[J]. 计算机仿真,2013,30(8):177-180.

作者简介:陈昊(1982-),博士,副研究员,发表论文50余篇,主要研究方向为卫星通信。E-mail:ritian99@21cn.com