

# 卫星导航欺骗式干扰源高精度直接定位方法

刘 清<sup>1</sup>, 谢 坚<sup>1</sup>, 王 伶<sup>1</sup>, 王秋红<sup>2</sup>, 张兆林<sup>1</sup>

(1. 西北工业大学电子信息学院, 陕西西安 710072; 2. 中国空间技术研究院卫星应用总体部, 北京 100094)

**摘 要:** 针对目前欺骗式干扰源定位场景中定位精度低、信息利用率不足等问题, 本文提出了一种基于导航信号特征的直接定位方法(DeSpreading Direct Position Determination, DS-DPD). 通过建立融合传输时延、多普勒频移、扩频序列的接收信号模型, 利用最大似然准则构建直接定位的目标函数, 并通过求解目标函数得到待定位欺骗式干扰源的位置信息. 仿真结果表明, DS-DPD能够有效提升对欺骗式干扰源的定位精度. 尤其在低干噪比环境下, 与传统的基于时延和多普勒信息的直接定位方法相比, 所提方法的定位精度可提高10倍以上.

**关键词:** 无源定位; 欺骗式干扰源; 直接定位; 最大似然准则; 扩频码序列; 解扩

中图分类号: TN971.5

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112(2022)05-1117-06

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

DOI: 10.12263/DZXB.20210527

## High Precision Direct Position Determination Method for Satellite Navigation Spoofing

LIU Qing<sup>1</sup>, XIE Jian<sup>1</sup>, WANG Ling<sup>1</sup>, WANG Qiu-hong<sup>2</sup>, ZHANG Zhao-lin<sup>1</sup>

(1. School of Electronic Information, Northwestern Polytechnical University, Xi'an, Shaanxi 710072, China;

2. General Department of Satellite Application, China Academy of Space Technology, Beijing 100094, China)

**Abstract:** A direct position determination method called DS-DPD(DeSpreading Direct Position Determination) which is based on satellite navigation signal characteristics is proposed to improve the positioning accuracy of satellite navigation spoofing. The received signal model is first established, which takes the transmission delay, Doppler frequency shift and satellite code signal into account. The maximum likelihood(ML) criterion is then utilized to construct the objective function of DS-DPD, and the location parameters can be obtained through a two-dimensional spectral search of the objective function. The proposed method utilizes partial knowledge of the satellites' code sequences, which in turn provides significant gains in positioning accuracy. Numerical simulations verify the positioning performance improvement of the proposed DS-DPD algorithm. Especially, when the interference to noise ratio(INR) is  $-30$  dB, the positioning accuracy could be improved by more than 10 times due to its full utilization of the delay, Doppler frequency shift and code sequences information.

**Key words:** passive localization; spoofing; direct position determination(DPD); maximum likelihood(ML) criterion; spread spectrum code sequence; despreading

## 1 引言

卫星导航信号到达地面终端时极其微弱, 淹没在噪声中, 极易受到有意和无意压制式干扰影响. 随着调零天线等技术的逐渐应用, 压制式干扰能够被有效抑制. 欺骗式干扰源采用与卫星导航相近的信号进行干扰, 接收机难以察觉, 更具隐蔽性, 已成为抗干扰接收机所面临的主要威胁之一<sup>[1]</sup>. 因此, 如何快速、准确地实现对干扰源的定位和排查是我国北斗卫星导航领域的关键问

题. 然而, 现有卫星导航反欺骗技术研究主要针对欺骗式干扰的检测或抑制<sup>[2,3]</sup>, 少有涉及对欺骗式干扰的定位. 因此, 在民用场景下不利于对干扰机的举证与取缔, 在军用场景下使得我方精确制导武器面临潜在威胁.

现有的卫星导航干扰源定位研究主要针对压制式干扰, 其定位方法多采用经典的两步定位. 两步定位先通过接收机截获干扰信号, 对原始信号进行处理, 估计与干扰源位置有关的参数, 如到达时间(Time Of Arrival, TOA)、到达时间差(Time Difference Of Arrival,

TDOA)、到达频差(Frequency Difference Of Arrival, FDOA)、到达角度(Angle Of Arrival, AOA)等;第二步建立中间参数与辐射源位置之间的方程,求解方程即可得到辐射源位置信息<sup>[4,5]</sup>.

两步定位法的定位精度极大程度上受参数估计精度的影响,其位置解算与参数估计分离,不能有效利用不同接收站接收信号间的关联性,带来了信息量损失、定位参数关联困难、系统灵敏度需求高等问题.尤其在针对欺骗式干扰源定位的低干噪比(Interference to Noise Ratio, INR)条件下,两步定位技术的定位精度较低,甚至无法定位.为有效解决上述问题,本文将直接定位技术应用于欺骗式干扰源定位场景<sup>[4,6]</sup>.

直接定位(Direct Position Determination, DPD)由 Weiss A J 等在 2004 年提出<sup>[6]</sup>,该方法无需估计中间参数,直接对接收站截获的原始信号进行处理<sup>[7-9]</sup>,避免了中间参数估计精度带来的位置估计误差传播和定位参数关联困难的问题<sup>[10]</sup>,故定位精度更高.

目前常见定位场景中,接收站可不同程度的掌握辐射源信号特征.研究表明,利用信号特征特别是波形信息能够带来直接定位精度的提升.从信息论角度来看,当信号波形信息完全已知时算法的定位精度可以收敛到理论最优值.在实际定位场景中,信号波形信息往往很难完全已知,大多数情况下是完全未知或部分已知.对于信号波形已知的直接定位方法<sup>[11-14]</sup>,可将其概括为 S-DPD (Synthetic Direct Position Determination);信号波形未知的直接定位方法<sup>[15-17]</sup>,可称为 N-DPD (Nonsynthetic Direct Position Determination).

本文提出一种融合 TOA、多普勒频移、扩频序列的直接定位方法,称为 DS-DPD (Despreading Direct Position Determination),通过最大似然准则建立直接定位模型,可在低干噪比情况下显著提高定位性能.除此之外,对于存在多个欺骗式干扰源的定位场景,若各干扰源辐射信号的扩频码不同,DS-DPD 算法可充分利用扩频码序列间的正交性,实现多个干扰源位置的有效估计,避免了未知信号波形场景中定位分辨率低的问题.

## 2 定位场景与信号模型

假设空间中  $L$  个静止的观测站同步观测  $Q$  个运动的欺骗式干扰源.  $t$  时刻,每个欺骗式干扰源的发射信号基带模型可以表示为

$$s_q(t) = \sum_{m=1}^M a_{m,q} \sum_{i=1}^{I_q} c_{i,m,q} \delta_q(t - iT_{cq} - mI_q T_{cq} - t_{0q}) \quad (1)$$

对第  $q$  个欺骗式干扰源,  $a_{m,q}$  表示第  $m$  个发射符号,  $c_{i,m,q}$  为其扩频序列对应的码片,  $T_{cq}$  为码片周期,  $I_q$  是扩频因子,  $t_{0q}$  是发射时间,  $\delta_q(t)$  为发射端脉冲成型滤波器的时域波形.

设  $L$  个观测站之间已实现时频同步,对第  $l$  个观测站,  $t$  时刻的接收信号模型可表示为

$$r_l(t) = \sum_{q=1}^Q b_{l,q} e^{j2\pi f_{l,q} t} s_{l,q}(t - \tau_{l,q}) + n_l(t) \quad (2)$$

其中,对于第  $l$  个观测站,  $f_{l,q}$  表示第  $q$  信号的多普勒频移,  $b_{l,q}$  为通道系数,  $\tau_{l,q}$  是信号传输时延,  $n_l(t)$  为均值为 0、方差为  $\sigma^2$  的复高斯白噪声.  $f_{l,q}$ 、 $\tau_{l,q}$  取决于观测站与欺骗式干扰源之间的相对运动速度和位置.假设欺骗式干扰源  $q$  的运动速度为  $v_q$ ,其位置为  $p_q$ ,则  $p_l$  处的观测站接收到的信号多普勒频移  $f_{l,q}$  可表示为

$$f_{l,q} = f_c \frac{v_q^T (p_q - p_l)}{c \|p_q - p_l\|} \quad (3)$$

式(3)中,  $f_c$  为信号原始载波频率,  $c$  为光速,  $\|\cdot\|$  表示取范数.

## 3 定位算法

在接收端已知扩频码片  $c_{i,m,q}$ 、成型脉冲形状  $\delta_q(t)$ 、码片周期  $T_{cq}$ 、扩频因子  $I_q$  的前提下,通过最大似然估计方法构造关于欺骗式干扰源位置  $p_q$  的似然函数.关于未知参量的最大似然函数为

$$\Gamma \left\{ r_l(t) \mid \sigma^2, b_{l,q}, s_{l,q}, p_q \right\} = \frac{1}{(\pi\sigma^2)^{NL}} \exp \left( -\frac{1}{\sigma^2} \sum_{l=1}^L \sum_{n=1}^N \|r_l(t_n) - \hat{r}_l(t_n)\|_2^2 \right) \quad (4)$$

即

$$\Gamma \left\{ r_l(t) \mid \sigma^2, b_{l,q}, s_{l,q}, p_q \right\} = \frac{1}{(\pi\sigma^2)^{NL}} \exp \left( -\frac{1}{\sigma^2} \sum_{l=1}^L \int |r_l(t) - \hat{r}_l(t)|^2 dt \right) \quad (5)$$

对式(5)取对数可得

$$\ln \Gamma \left\{ r_l(t) \mid \sigma^2, b_{l,q}, s_{l,q}, p_q \right\} = -NL \ln \sigma^2 - \frac{1}{\sigma^2} \sum_{l=1}^L \int |r_l(t) - \hat{r}_l(t)|^2 dt \quad (6)$$

最大化式(4)等价于最大化式(6),忽略常数项,则关于辐射源位置的最大似然估计可转化为如式(7)所示的优化问题:

$$\hat{p}_q = \arg \max_{p_q} \left( -\sum_{l=1}^L \int |r_l(t) - \hat{r}_l(t)|^2 dt \right) \quad (7)$$

因此,干扰源位置的代价函数可写为

$$L_1(\hat{p}_q) = -\sum_{l=1}^L \int |r_l(t) - \hat{r}_l(t)|^2 dt \quad (8)$$

式(8)中,

$$\hat{r}_l(t) = \sum_{q=1}^Q \hat{b}_{l,q} e^{j2\pi \hat{f}_{l,q} t} \hat{s}_{l,q}(t - \hat{\tau}_{l,q}) \quad (9)$$

$$\hat{s}_{l,q}(t) = \sum_{m=1}^M \hat{a}_{m,q} \sum_{i=1}^{I_q} c_{i,m,q} \delta_q(t - iT_{cq} - mI_q T_{cq} - \hat{t}_{0q} - \hat{\tau}_{l,q}) \quad (10)$$

式(8)~式(10)中,  $\hat{x}$ 表示对于变量  $x$  的估计值或假设置. 式(9)、式(10)中与第  $q$  个估计欺骗式干扰源位置  $\hat{p}_q$  有关的变量为  $\hat{f}_{l,q}$  和  $\hat{\tau}_{l,q}$ , 而与  $\hat{a}_{l,q}$ 、 $\hat{a}_{m,q}$ 、 $\hat{t}_{0q}$  无关.

将式(9)代入式(8), 得到关于似然函数的闭式表达:

$$L_2(\hat{p}_q) = 2\text{Re} \sum_{l=1}^Q \sum_{q=1}^Q \hat{b}_{l,q}^* x_{l,q} - \sum_{l=1}^Q \sum_{q=1}^Q |\hat{b}_{l,q}|^2 y_{l,q} \quad (11)$$

式(11)中,

$$x_{l,q} = \int e^{(-j2\pi\hat{f}_{l,q}t)} \hat{s}_{l,q}^*(t - \hat{\tau}_{l,q}) r_l(t) dt \quad (12)$$

$$y_{l,q} = \int |\hat{s}_{l,q}(t - \hat{\tau}_{l,q})|^2 dt \quad (13)$$

式(12)表示对接收信号  $r_l(t)$  进行匹配滤波, 当估计的多普勒频移和传输时延等于真实的多普勒频移和传输时延时, 匹配滤波输入能量达到最大. 假设接收端至少接收  $M$  个符号,  $y_{l,q}$  即为  $\hat{s}_{l,q}(t)$  的能量, 与  $\tau_{l,q}$  无关, 故可令  $y_{l,q} = 1$ . 当匹配滤波后的信号能量达到最大, 并且  $\hat{b}_{l,q} = x_{l,q}$  时, 式(11)的似然函数取得最大值, 可等效为

$$L_3(\hat{p}_q) = \sum_{l=1}^L |x_{l,q}|^2 \quad (14)$$

将上文中的式(10)代入式(12), 可得到  $x_{l,q}$  关于估计符号  $\hat{a}_{m,q}$  的表达式:

$$x_{l,q} = \sum_{m=1}^M \hat{a}_{m,q}^* \tilde{a}_{m,l,q} \quad (15)$$

其中,

$$\tilde{a}_{m,l,q} = \sum_{i=1}^{I_q} c_{i,m,q}^* \tilde{c}_{i,m,l,q} \quad (16)$$

$$\tilde{c}_{i,m,l,q} = \int \delta_q^*(t - \hat{T}_{i,m,q}) e^{(-j2\pi\hat{f}_{l,q}t)} r_l(t) dt \quad (17)$$

式(17)中,

$$\hat{T}_{i,m,q} = iT_{cq} + mI_q T_{cq} + \hat{\tau}_{l,q} + \hat{t}_{0q} \quad (18)$$

$\tilde{c}_{i,m,l,q}$  表示在接收站  $l$  上, 欺骗式干扰源  $q$  的第  $m$  个符号中第  $i$  个码片的估计值, 其取值与  $\hat{\tau}_{l,q}$ 、 $\hat{f}_{l,q}$ 、 $\hat{t}_{0q}$  有关.  $c_{i,m,q}^*$  为已知扩频序列, 由于不同欺骗式干扰源所用扩频码序列可能不同, 因此 DS-DPD 算法在定位时对不同干扰源分别处理, 式(14)即表示第  $q$  个干扰源定位的代价函数. 若多普勒频移远小于信号带宽, 并且经过匹配滤波后, 码片能量集中至零频附近, 式(17)可以近似表示为

$$\tilde{c}_{i,m,l,q} \approx e^{(-j2\pi\hat{f}_{l,q}\hat{T}_{i,m,q})} \tilde{r}_l(\hat{T}_{i,m,q}) \quad (19)$$

式(19)中,  $\tilde{r}_l(t)$  是接收信号经过接收端匹配滤波器后得到的输出信号. 将式(15)代入式(14), 可得

$$L_4(\hat{p}_q) = \hat{a}^H Q_q \hat{a} \quad (20)$$

$$Q_q = \sum_{l=1}^L \tilde{a}_{l,q} \tilde{a}_{l,q}^H \quad (21)$$

式(21)中,  $\tilde{a}_{l,q}$  表示由式(16)~式(18)估计出的接收的  $q$  个欺骗式干扰源的符号集合. 上文中已有假设  $y_{l,q} = 1$ , 故有  $\hat{a}^H \hat{a} = 1$ , 因此最大化式(20)相当于求解  $Q_q$  的最大特征值, 表示为  $\lambda_{\max}(Q_q)$ . 则式(20)可以表示为

$$L_5(\hat{p}_q) = \lambda_{\max}(Q_q) \quad (22)$$

式(22)中,  $Q_q$  是  $M \times M$  的矩阵, 令  $Q_q = VV^H$ ,  $\tilde{Q}_q = V^H V$ , 则  $\tilde{Q}_q$  与  $Q_q$  有相同的非零特征值, 式(22)可写成

$$L_6(\hat{p}_q) = \lambda_{\max}(\tilde{Q}_q) \quad (23)$$

若存在一估计位置  $\hat{p}_{e,q}$ , 可使得式(23)的似然函数取得最大值, 此时  $\hat{p}_{e,q}$  为 DS-DPD 算法的定位结果, 即

$$\hat{p}_{e,q} = \arg \max_{\hat{p}_q} L_6(\hat{p}_q) \quad (24)$$

式(23)中,  $\tilde{Q}_q$  是一个  $L \times L$  的矩阵, 其第  $r$  行, 第  $c$  列元素可以记为

$$\tilde{Q}_{q(r,c)} = \tilde{a}_r^H \tilde{a}_c \quad (25)$$

当  $r \neq c$  时, 式(25)可解释为各个接收站估计的符号间的互相关. 从式(16)、式(19)中可以看出, 这些估计到的符号是由估计的码片与真实码片解扩产生的, 估计码片时补偿了传输时延和多普勒带来的影响. 当假设的欺骗式干扰源位置为真实位置时, 估计的时延和多普勒与真实的时延和多普勒最接近, 将导致接收信号与扩频码序列对齐, 相关值最大, 此时的坐标位置对应于估计到的欺骗式干扰源的最佳位置.

DS-DPD 算法定位流程如图 1 所示.

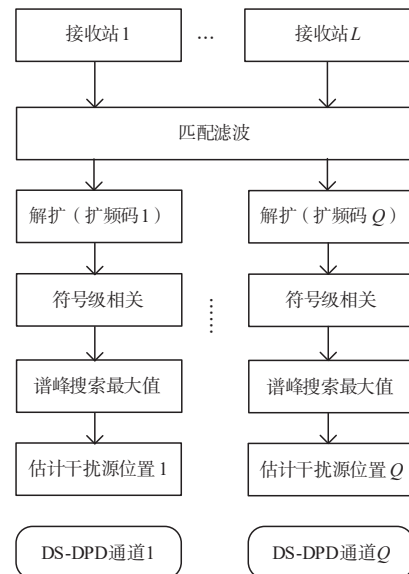


图 1 多站协同的 DS-DPD 欺骗式干扰源定位算法流程

## 4 仿真实验

### 4.1 干扰源静止场景定位性能分析

设二维空间中存在一静止的 GPS 的 C/A 码欺骗式干扰源,坐标位置为(0, 0) km. 欺骗式干扰源向外辐射经 BPSK 调制和直接序列扩频后的信号,发射信号的符号数为 8,扩频序列长度为 1023,码速率为 1.023 MHz,每个码片进行 8 倍过采样. 空间中三个静止的观测站均匀分布在圆心为(0, 0) km,半径为 10 km 的圆周上. 假设接收端接收 INR = -30 dB,图 2 为定位谱图,图中网格划分间距为 0.05 km,定位结果为(0.05, 0.10) km. 从图 2 中可以看出,本文的 DS-DPD 方法能够精确定位出干扰源的位置.

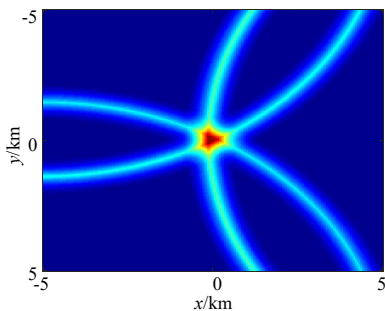


图 2 单个欺骗式干扰源定位结果

在上述条件下,仿真分析 S-DPD、DS-DPD、N-DPD 以及两步定位这四种定位方法的均方根误差(Root Mean Square Error, RMSE)随干噪比变化情况.

从图 3 可以看出,DPD 算法在低干噪比环境中定位性能优于两步定位法. S-DPD 方法的定位性能最优,主要原因在于 S-DPD 方法综合了扩频增益与电文符号信息增益,但实际中卫星导航电文符号的先验信息不易得到. 本文提出的 DS-DPD 方法利用了导航信号伪码序列的扩频增益,因此定位性能优于未利用任何导航信号特征的 N-DPD 方法. 由于扩频增益存在,DS-DPD 方法在低干噪比环境中定位性能较好.

### 4.2 多干扰源运动场景定位性能分析

设二维空间中存在两个运动的欺骗式干扰源,坐

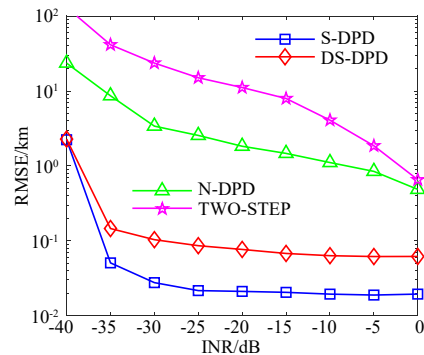


图 3 干噪比对定位性能影响

标位置分别为(-2, 0) km、(2, 0) km,均以 30 m/s 的速度沿  $x$  轴正方向运动. 欺骗式干扰源辐射信号参数、观测站布站参数与 4.1 节相同,接收端接收 INR = -30 dB.

假设欺骗式干扰源 1 和 2 所用扩频码结构相同,其定位结果如图 4 所示. 图 4 中网格间距为 0.05 km,此时关于两个欺骗式干扰源的定位结果分别为(-2.10, 0) km, (2.05, 0.10) km. 从仿真结果可看出,在低干噪比条件下,DS-DPD 算法可分辨出不同欺骗式干扰源所在位置,满足定位需求.

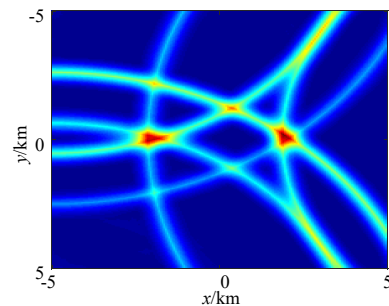
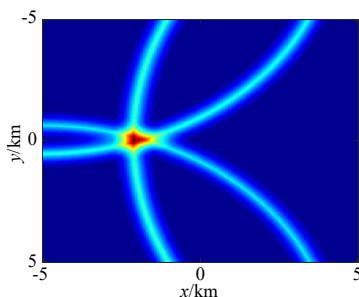
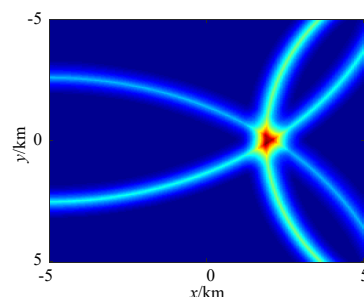


图 4 扩频码相同的多干扰源场景定位结果

假设所述场景中欺骗式干扰源 1 和 2 所用扩频码结构不同,其定位结果如图 5(a)、5(b)所示. 图中网格划分间隔为 0.05 km,图 5(a)中定位结果分别为(-2.05, -0.05) km、(1.90, 0.05) km. 由于该场景中解扩时所用扩频码序列结



(a) 欺骗式干扰源 1 定位结果



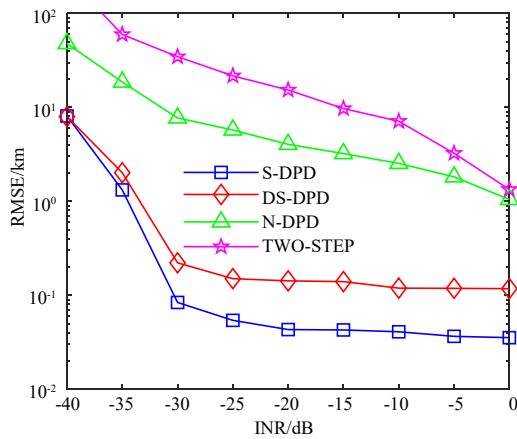
(b) 欺骗式干扰源 2 定位结果

图 5 扩频码不同的多干扰源场景定位结果图

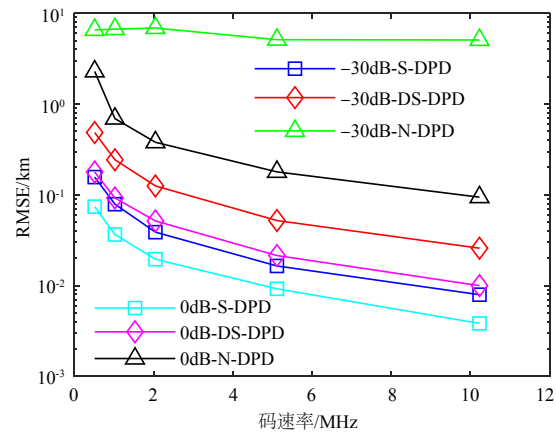
构不同,因此可得到不同的空间谱图. DS-DPD 方法在多辐射源场景中能够定位出欺骗式干扰源的位置. 该方法在解扩时可充分利用不同扩频码序列间的正交性,因此可在不增加观测站的基础上提高定位的自由度和分辨率,提升可定位欺骗式干扰源的个数.

在多干扰源运动场景中,以 GPS L2C 信号(511.5 kHz)、L1 C/A 信号(1.023 MHz)、北斗 B1I 信号(2.046 MHz)、GPS M 码(5.115 MHz)、GPS P (Y) 信号

(10.23 MHz)对应的码速率为例<sup>[18]</sup>,仿真分析码速率对定位性能的影响. 从图 6(b)的仿真结果中看出,码速率越高,S-DPD、DS-DPD 算法的定位性能越好. 这是因为码速率越高,信号带宽越宽,进行相关运算后的相关峰值越尖锐,噪声对于相关结果的影响也越小,因此定位性能越好. 对于 N-DPD 算法,在低干噪比环境下定位性能较差,因此在 INR = -30 dB 时,其定位性能无法得到明显改善,但在 0 dB 环境下,其定位性能随码速率增加而得到提升.



(a) 干噪比对定位性能影响



(b) 码速率对定位性能影响

图 6 多干扰源运动场景定位性能分析

## 5 结论

本文针对卫星导航欺骗式干扰隐蔽性强导致的定位排查难题,提出了一种联合扩频序列信息与信号传输时延、多普勒频移的直接定位方法——DS-DPD. 该方法充分利用了导航序列扩频码的先验信息,能够在低干噪比环境下有效提高定位精度. 仿真实验表明,DS-DPD 能够实现对静止或运动的欺骗式干扰源的高精度定位. 对于使用相同扩频码的多个不同位置的干扰源,DS-DPD 方法也可实现高精度定位. 在目前欺骗式干扰源定位场景中,民用卫星导航信号的扩频序列先验信息已公开,因此 DS-DPD 方法更贴合实际应用场景,对于快速精准地定位欺骗式干扰源具有重要意义.

### 参考文献

- [1] 崔建华,程乃平,倪淑燕. 阵列天线抑制欺骗式导航干扰信号方法研究[J]. 电子学报, 2018, 46(2): 365-371.  
CUI Jian-hua, CHENG Nai-ping, NI Shu-yan. Research on spoofing suppressing method using antenna array for navigation signal[J]. Acta Electronica Sinica, 2018, 46(2): 365-371. (in Chinese)
- [2] 王璐,吴仁彪,王文益,等. 基于多天线的 GNSS 压制式干

扰与欺骗式干扰联合抑制方法[J]. 电子与信息学报, 2016, 38(9): 2344-2350.

WANG Lu, WU Ren-biao, WANG Wen-yi, et al. Joint GNSS interference mitigation approach for jamming and spoofing based on multi-antenna array[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2016, 38(9): 2344-2350. (in Chinese)

- [3] 包莉娜,吴仁彪,王文益,等. 两级结构的卫星导航压制式和欺骗式干扰联合抑制算法[J]. 信号处理, 2015, 31(9): 1041-1046.  
BAO Li-na, WU Ren-biao, WANG Wen-yi, et al. Two-step GPS interference suppression algorithm for spoofing and jamming[J]. Journal of Signal Processing, 2015, 31(9): 1041-1046. (in Chinese)
- [4] 吴癸周,郭福成,张敏. 信号直接定位技术综述[J]. 雷达学报, 2020, 9(6): 998-1013.  
WU Gui-zhou, GUO Fu-cheng, ZHANG Min. Direct position determination: An overview[J]. Journal of Radars, 2020, 9(6): 998-1013. (in Chinese)
- [5] HO K C, TAN K C, TAN B T G. Efficient method for estimating directions-of-arrival of partially polarized signals with electromagnetic vector sensors[J]. IEEE Transactions

- on Signal Processing, 1997, 45(10): 2485-2498.
- [6] WEISS A J. Direct position determination of narrowband radio frequency transmitters[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2004, 11(5): 513-516.
- [7] WEISS A J. Direct geolocation of wideband emitters based on delay and Doppler[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2011, 59(6): 2513-2521.
- [8] TIRER T, WEISS A J. High resolution localization of narrowband radio emitters based on Doppler frequency shifts[J]. Signal Processing, 2017, 141: 288-298.
- [9] 王鼎, 张刚. 一种基于窄带信号多普勒频率测量的运动目标直接定位方法[J]. 电子学报, 2017, 45(3): 591-598.  
WANG Ding, ZHANG Gang. A direct localization method for moving narrowband source based on Doppler frequency shifts[J]. Acta Electronica Sinica, 2017, 45(3): 591-598. (in Chinese)
- [10] WU G Z, ZHANG M, HE C X, et al. Direct position determination using single moving rotating linear array: noncoherent and coherent processing[J]. Chinese Journal of Aeronautics, 2020, 33(2): 688-700.
- [11] AMAR A, WEISS A J. Direct position determination (DPD) of multiple known and unknown radio-frequency signals[C]//12th European Signal Processing Conference. Austria: IEEE, 2004: 1115-1118.
- [12] AMAR A, WEISS A J. Localization of narrowband radio emitters based on Doppler frequency shifts[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2008, 56(11): 5500-5508.
- [13] 王鼎, 吴志东, 尹洁昕. 信号波形已知条件下多目标直接定位性能分析及其改进算法[J]. 电子学报, 2017, 45(12): 2881-2889  
WANG Ding, WU Zhi-dong, YIN Jie-xin. A performance analysis and improvement algorithm for multiple-source direct localization with known signal waveforms[J]. Acta Electronica Sinica, 2017, 45(12): 2881-2889. (in Chinese)
- [14] 余婉婷, 于宏毅, 杜剑平, 等. 辐射源信号波形已知的超视距目标直接定位方法[J]. 电子学报, 2019, 47(11): 130-139.  
YU Wan-ting, YU Hong-yi, DU Jian-ping, et al. A direct position determination method for over the horizon target on known radiation source waveforms[J]. Acta Electronica Sinica, 2019, 47(11): 130-139. (in Chinese)
- [15] WEISS A J, AMAR A. Direct geolocation of stationary wideband radio signal based on time delays and Doppler shifts[C]//15th Workshop on Statistical Signal Processing. UK: IEEE, 2009: 101-104.
- [16] 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.
- [17] HO K C, MING S. Passive source localization using time differences of arrival and gain ratios of arrival[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2008, 56(2): 464-477.
- [18] 鲁郁. 北斗/GPS 双模软件接收机原理与实现技术[M]. 北京: 电子工业出版社, 2016: 83-85.

### 作者简介



刘清女, 1998年8月出生于陕西省西安市. 现为西北工业大学电子信息学院在读硕士研究生. 研究方向为阵列信号处理、辐射源定位技术等.

E-mail: liuqingnwpu@mail.nwpu.edu.cn



谢坚(通讯作者) 男, 1986年11月出生, 于江苏省南通市. 现为西北工业大学助理教授、硕士生导师. 获国防科学技术进步一等奖(第2)、二等奖(第4)各1项. 在国际顶级期刊、会议上发表学术论文50余篇. 研究方向为阵列信号处理、空间谱估计、辐射源定位技术等.

E-mail: xiejian@nwpu.edu.cn



王伶男, 1978年10月出生, 于贵州省怀仁市. 现为西北工业大学教授、博导, 电子信息学院副院长(主持工作). 入选国家级领军人才计划, 国防科技创新团队带头人, 担任装备发展部专业组专家, 国防科工局专业组专家. 分别于1999、2002、2004年在西安电子科技大学获学士、硕士、博士学位. 获陕西青年科技奖、中国航空学会青年科技奖、中国电子学会优秀科技工作者称号. 研究方向为通信抗干扰技术、阵列信号处理、导航通信技术、移动通信等.

E-mail: lingwang@nwpu.edu.cn



王秋红女, 1987年10月出生, 于山东省德州市. 现为中国空间技术研究院卫星应用总体部高级工程师. 主要研究方向是卫星应用总体设计、天基多源信息融合应用、卫星定位技术等.

E-mail: wqiuqh@163.com



张兆林男, 1978年1月出生, 于河南省濮阳市. 现为西北工业大学电子信息学院副教授. 分别于2000、2005、2012年在西北工业大学获得学士、硕士、博士学位. 在国际顶级期刊、会议上发表论文20多篇, 受理专利10余项. 研究方向为通信抗干扰技术、阵列信号处理、多媒体通信.

E-mail: z184@nwpu.edu.cn