DOI:10.20079/j.issn.1001-893x.220714003

引用格式:朱毅,吴癸周,徐英杰,等.跳频信号互模糊函数相参积累时差和速度差估计方法[J].电讯技术,2023,63(12):1965-1971. [ZHUY, WU G Z, XU Y J, et al. An estimation method of time difference and velocity difference for FH signal based on coherent accumulation of cross ambiguity function [J]. Telecommunication Engineering, 2023, 63(12): 1965-1971.]

跳频信号互模糊函数相参积累时差和速度差估计方法*

朱 毅1,吴癸周1,徐英杰2,郭福成1

(1. 国防科技大学 电子科学学院,长沙 410073;2. 中国人民解放军 93196 部队,新疆 马兰 841700)

要:在运动多站定位场景下,宽带跳频通信信号的载频跳变会产生变化的多普勒频移,因此无法 摘 直接利用跳频信号的多个不同脉冲估计多普勒频率差,若仅估计单个跳频脉冲的时频差,则精度低 而无法满足定位要求。针对此问题,提出了一种基于互模糊函数相参积累的宽带跳频信号时差和多 普勒速度差估计方法。首先将宽带跳频信号的多普勒效应差建模为多普勒速度差,从而无需对多普勒 频差进行估计,避免载频跳变对多普勒效应差估计造成影响,并建立了时变时差的时差和速度差信号 模型。然后对各单跳信号的互模糊函数进行相位补偿以实现相位对齐,通过对相参积累后的互模糊函 数进行时差和速度差的二维峰值搜索,可以得到多跳频脉冲信号初始时刻时差和速度差的相参估计结 果。最后以 Link16 数据链信号为例对算法进行了仿真实验,验证了算法的正确性与精度优势。 关键词:宽带跳频信号;时差估计;速度差估计;相参积累;互模糊函数



中图分类号:TN971 文献标志码:A 文章编号:1001-893X(2023)12-1965-07

An Estimation Method of Time Difference and Velocity Difference for FH Signal Based on Coherent **Accumulation of Cross Ambiguity Function**

ZHU Yi¹, WU Guizhou¹, XU Yingjie², GUO Fucheng¹

(1. College of Electronic Engineering, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China; 2. Unit 93196 of PLA, Malan 841700, China)

Abstract: The wideband frequency hopping (FH) communication signal's carrier FH will result in a fluctuating Doppler frequency shift in the case of shifting multi-station location. As a result, the Doppler frequency difference cannot be estimated directly by using multiple different pulses of the FH signal. So the precision is poor and the positioning requirements cannot be met if the time-frequency difference of a single FH pulse is estimated alone. A method based on the coherent accumulation of cross ambiguity function for calculating the time difference and Doppler velocity difference of wideband FH signals is suggested to address this problem. In the first place, the Doppler effect difference of the wideband FH signal is represented as the Doppler velocity difference, eliminating the necessity to estimate the Doppler frequency difference and the impact of carrier FH on the estimation of the Doppler effect difference. Additionally, the time-varying velocity-difference and time-varying time-difference signal models are developed. The cross ambiguity function of each single-hop signal is then phase-compensated to achieve phase alignment. The coherence estimation results of the initial time difference and velocity difference of the multi-FH pulse signal can be obtained by conducting the two-dimensional peak search of the time difference and velocity difference on the cross ambiguity function after coherent accumulation. Finally, with Link16 data link signal as an example, the correctness and accuracy of the algorithm is proved by simulation experiment.

Key words; wideband FH signal; time difference estimation; velocity difference estimation; coherent accumulation; cross ambiguity function

2023年

0 引 言

宽带跳频通信技术^[1]因其突出的抗干扰与抗 截获性能,在军民用通信中应用广泛。在军事通信 领域,若能够利用星载或机载平台截获其跳频辐射 源信号,并通过无源方法实现辐射源的精确定位,对 于在战争中赢得主动权具有重要意义。

在各种采用与辐射源位置相关的定位参数进行 无源定位的方法^[2-5]中,采用多个运动观测站所截 获信号间的到达时差和多普勒差进行定位的方法, 具有定位精度高、无需多通道测向等技术优势,因 此,研究运动多站定位场景下宽带跳频通信信号的 时差和多普勒差估计问题具有很高的应用价值。

目前,已有不少研究人员对跳频信号的时差 (Time Difference of Arrival, TDOA)估计问题进行了 研究。文献[6-7]研究了使用载波相位差提取跳频 信号时差的方法,但存在相位模糊问题。文献[8] 利用稀疏分解重构的方法估计跳频信号时差,但估 计精度不高。文献[9]则对跳频信号在不同信道条 件下的时差估计方法进行了研究。在此基础上,文 献[10-11]分别对跳频信号在平坦衰落和频率选择 性衰落信道下时差估计的克拉美罗界(Cramer-Rao Lower Bound, CRLB)进行了推导。广义互相关方法 也广泛应用于跳频信号的时差估计[12-13]。但由于 以上研究均集中于跳频信号的时差估计,从而仅适 用于辐射源与观测站相对静止的定位场景,在运动 观测场景中还需综合考虑多普勒效应的影响以实现 更高精度的定位,因此,需要对时差和多普勒效应差 的联合估计方法展开研究。

对于运动多站定位场景下宽带跳频信号的时频 差估计问题,载波频率的跳变会产生变化的多普勒 频移,且这种变化不可忽略,窄带时频差估计模型出 现模型失配。此时,只能直接估计单个跳频脉冲的 时频差。但单跳信号持续时间短,估计精度低,难以 满足定位要求。文献[14]提出了一种基于频率归 一化的跳频信号相参积累时频差估计方法,但实际 仅对频差(Frequency Difference of Arrival,FDOA)实 现了相参积累估计。文献[15-16]在此基础上同样 采用频率归一化方法实现了跳频信号的相参积累时 频差估计,该方法性能优于忽略了相位信息的非相 参积累方法,但其时差估计会受周期副峰的影响,存 在门限效应问题。

常规宽带信号同样会因为大带宽引起多普勒频 · 1966 ·

率差产生不可忽略的变化问题,而文献[17]将不同 观测站相对于辐射源目标的径向速度之差定义为多 普勒速度差(Velocity Difference of Arrival, VDOA), 其不受信号载频变化的影响,且可参与进行辐射源 位置解算,因此对于大带宽信号,将多普勒效应差建 模为 VDOA 更为合适。

基于此,针对宽带跳频信号载频跳变引起多普 勒频差跳变,无法直接估计多跳频脉冲信号的多普 勒频差,且单脉冲时频差估计精度低的问题,本文在 运动多站定位场景下,将宽带跳频信号的多普勒效 应差建模为多普勒速度差,建立了时变时差的 TDOA/VDOA 信号模型,然后在此基础上提出了一 种基于互模糊函数的宽带跳频信号相参积累时差和 速度差估计方法,对各单跳信号关于时差和速度差 的互模糊函数进行相位补偿以实现相位对齐,得到 多跳频脉冲信号时差和速度差的相参积累估计。最 后以 Link16 宽带跳频数据链信号为例对本文算法 性能进行了仿真实验验证。

1 信号模型

如图 1 所示,假设存在一个位置固定的宽带跳频信号辐射源,每一个脉冲代表跳频信号的一跳信号,信号载频在脉冲间高速跳变,在脉冲持续时间内保持不变,脉冲宽度为 T_p ,跳频周期为 T_0 ,每一跳信号带宽为 B_0 且可看作窄带信号,空间分开的 L 个时频同步的运动观测站同时截获并采集信号,连续截取 K 个已配对脉冲,并测量每个脉冲的中心载频信息。



图 1 运动多站定位场景示意

目标辐射源信号的第 k 个跳频脉冲 $s_k(t)$ 可描述为

$$s_{k}(t) = \begin{cases} m(t) e^{j2\pi f_{k}t}, & (k-1) T_{0} \leq t < (k-1) T_{0} + T_{p} \\ 0, & (k-1) T_{0} + T_{p} \leq t < kT_{0} \end{cases}$$
(1)

式中:*k*=1,2,…,*K*,*K* 为脉冲个数;*m*(*t*)为信号复 包络,对于非合作辐射源,其具体表达式是未知的; *f*_k 为第 *k* 个跳频脉冲的中心载频。

连续截取的观测时间内的 K 个已配对跳频脉冲 s(t)可表示为

$$s(t) = \sum_{k=1}^{K} s_k(t) , 0 \le t < KT_{00}$$
 (2)

在运动多站定位场景中,尤其是观测站高速运 动的情况下,观测站与辐射源之间的距离在信号积 累时间内随时间产生的变化不可忽略,因此,截获信 号与发射信号之间的传播时延是关于时间 t 的函 数,目标的位置信息即存在于时变时延中,需要对每 一路接收信号建立时变时延的精确信号模型。为简 化分析,我们仅写出其中两路观测信号表达式。在 不考虑观测噪声的情况下,两个观测站的接收信号 可表示为

$$\begin{cases} r_1(t) = a_1 e^{j\phi_1} s(t - \tau_1(t)) \\ r_2(t) = a_2 e^{j\phi_2} s(t - \tau_2(t)) \end{cases}^{\circ}$$
(3)

式中: a_i , ϕ_i (i=1,2)分别表示第i路信号从辐射源 到观测站的幅度衰减和初始相位偏移; $\tau_1(t)$, $\tau_2(t)$ 分别表示两路接收信号从辐射源到观测站的时变传 播时延。将信号传播时延进行一阶泰勒展开,可表 示为

$$\begin{cases} \tau_1(t) = \frac{d_1 + v_1 t}{c} = \tau_{10} + \frac{v_1}{c} t \\ \tau_2(t) = \frac{d_2 + v_2 t}{c} = \tau_{20} + \frac{v_2}{c} t \end{cases}$$
(4)

式中: d_1 , d_2 分别为 t = 0 时刻辐射源到观测站的距 离; $\tau_{10} = d_1/c$, $\tau_{20} = d_2/c$ 分别为两路接收信号在 t = 0时刻从辐射源到观测站的传播时延,c 为信号传播 速度; v_1 , v_2 分别为两个观测站相对辐射源目标的径 向速度,假设信号积累时间内观测站保持匀速运动, 即 v_1 , v_2 保持不变。

在非合作辐射源定位中,无法获得观测站与辐射源之间的实时距离,也无法对单路信号的传播时 延 τ_{a0} 做出准确估计,通常将信号从辐射源到不同观 测站的传播距离差或到达时间差用于非合作辐射源 定位。因此,根据式(4),可以定义t时刻两路接收 信号的到达时间差为

$$\tau_{\rm d}(t) = \tau_2(t) - \tau_1(t) = \tau_0 + \frac{v_{\rm d}}{c} t_{\rm o}$$
(5)

式中: $\tau_0 = \tau_{20} - \tau_{10}$ 为两路接收信号在 t = 0 时刻的时 差; $v_d = v_2 - v_1$ 表示两观测站相对辐射源的径向速度 差也即两观测站之间的多普勒速度差; v_d/c 表示信 号积累时间内的时差变化率,即时差的一阶导数。 在本文观测场景下,假设信号积累时间内两观测站 保持匀速运动,并且距离足够远,使得时差 $\tau_d(t)$ 在 信号积累时间内基本线性变化,即多普勒速度差 v_d 近似保持不变。此时,利用第一个观测站的信号传 播时延和两观测站之间的信号传播时差,可以将 式(3)中的两路接收信号表达式改写为

$$\begin{cases} r_{1}(t) = a_{1} e^{j\phi_{1}} s(t - \tau_{1}(t)) + \eta_{1}(t) \\ r_{2}(t) = a_{2} e^{j\phi_{2}} s(t - \tau_{1}(t) - \tau_{d}(t)) + \eta_{2}(t) \end{cases}^{\circ} (6)$$

式中: $\eta_1(t)$, $\eta_2(t)$ 为相互独立的零均值高斯平稳白噪声。

由于跳频信号载频在脉冲间随机跳变,因此,只能结合式(1)和式(6)的接收信号表达式,对单跳信号进行具体分析。不考虑观测噪声时,两路接收信号的第 k 个跳频脉冲可具体表示为

$$\begin{cases} r_{1k}(t) = a_1 e^{j\phi_1} r_1(t + (k-1) T_0) = \\ a_1 e^{j\phi_1} m(t + (k-1) T_0 - \tau_{1k}) \cdot \\ e^{j2\pi f_k(t + (k-1) T_0 - \tau_{1k})}, \quad t \in [0, T_0] \\ r_{2k}(t) = a_2 e^{j\phi_2} r_1(t + (k-1) T_0) = \\ a_2 e^{j\phi_2} m(t + (k-1) T_0 - \tau_{1k}) \cdot \\ e^{j2\pi f_k(t + (k-1) T_0 - \tau_{1k})}, \quad t \in [0, T_0] \end{cases}$$
(7)

式中: τ_{1k} 表示信号积累时间内第1路观测信号第k个跳频脉冲在t时刻的时延; τ_{ak} 表示信号积累时间内两路观测信号的第k个跳频脉冲在t时刻的时差。同样,将它们进行一阶泰勒展开可表示为

$$\tau_{1k} = \tau_{10} + \frac{v_1}{c} (t + (k-1)T_0), \qquad (8)$$

$$\tau_{dk} = \tau_0 + \frac{v_d}{c} (t + (k - 1) T_0)_{\circ}$$
(9)

对两路观测信号的每个跳频脉冲下变频后, 式(7)的第 k 个跳频脉冲关于时差和速度差的信号 模型变为

$$\begin{cases} r_{1k}(t) = a_1 \mathrm{e}^{\mathrm{j}\phi_1} m(t + (k-1)T_0 - \tau_{1k}) \mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi f_k \tau_{1k}}, & t \in [0, T_0] \\ r_{2k}(t) = a_2 \mathrm{e}^{\mathrm{j}\phi_2} m(t + (k-1)T_0 - \tau_{1k} - \tau_{dk}) \mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi f_k (\tau_{1k} + \tau_{dk})}, & t \in [0, T_0] \end{cases}$$
(10)

式中:*k*=1,2,…,*K*,*K* 为跳频脉冲个数。至此,对宽 · 1967 ·

带跳频信号的各个脉冲建立了关于初始时刻时差 *τ*₀ 和速度差 *v*_d 的信号模型。与多普勒效应差建模 为频差的信号模型^[16]相比,此模型避免了跳频信号 载频跳变引起的多普勒效应差跳变问题,初始时刻 时差和多普勒速度差在本文定位场景下的信号积累 时间内都为不变量。

2 跳频多脉冲积累时差和速度差估计算法

2.1 互模糊函数相参积累时差和速度差估计算法

根据关于时差和频差的互模糊函数(Cross Ambiguity Function, CAF)定义^[18],结合式(10),设计出下变频后的两路观测信号第k个跳频单脉冲关于时差和速度差的CAF表达式为

$$\begin{aligned} \operatorname{CAF}_{k}(\tau, v) &= \int_{0}^{T_{0}} r_{1k}(t) \cdot r_{2k}^{*}(t+\tau) \cdot \mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi \frac{v}{c}f_{k}t} \mathrm{d}t = \\ &\int_{0}^{T_{0}} a \mathrm{e}^{\mathrm{j}\phi} r_{m}(t+(k-1)T_{0},\tau) \, \mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi(f_{k}\tau_{\mathrm{d}k}-f_{k}\tau-\frac{v}{c}f_{k}t)} \, \mathrm{d}t = \\ &\int_{0}^{T_{0}} a \mathrm{e}^{\mathrm{j}\phi} r_{m}(t+(k-1)T_{0},\tau) \, \mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi f_{k}\left[\left(\tau_{0}+\frac{v_{\mathrm{d}}}{c}(k-1)T_{0}-\tau\right)+\frac{\left(v_{\mathrm{d}}-v\right)}{c}t\right]} \, \mathrm{d}t \end{aligned}$$

式中: $a = a_1 a_2; \phi = \phi_1 - \phi_2; r_m(t, \tau) = m(t - \tau_{1k}) m^* (t - \tau_{1k} - \tau_{dk} + \tau); T_0$ 为跳频周期。

由式(11)可以看出,对于各个单跳信号而言, 当 $\tau = \tau_0 + \frac{v_d}{c} (k-1) T_0 \approx \tau_0, v = v_d$ 时,各单跳信号的 CAF 取得最大幅度值。但仅利用单跳信号估计得 到的时差和速度差,其估计精度达不到定位要求,需 要研究如何有效利用多跳频脉冲来提高参数估计精 度。一种方法为非相参积累方法[16],即将多个单脉 冲的 CAF 进行模值积累,虽然能够在一定程度上提 高估计精度,但由于忽略了相位信息,估计精度依然 不足以满足定位需求。从式(11)注意到,不同跳频 脉冲的互模糊函数由于载频 f, 的不同而具有不同 的相位,若能够对各单跳频脉冲的互模糊函数 $CAF_{i}(\tau, v)$ 进行相位补偿,使得各个不同跳频脉冲 的 CAF 在真实时差和真实速度差位置处相位对齐, 再将经过相位补偿后的多个跳频脉冲的 CAF 求和, 即可实现多个不同跳频脉冲 CAF 的相参积累,进一 步提高参数估计精度。

下面给出利用信号积累时间内所有跳频脉冲数据的 CAF 表达式,以求解不同脉冲 CAF 的相位补偿项大小:

$$CAF_{k}(\tau, v) = \int_{0}^{K_{l_{0}}} r_{1}(t) \cdot r_{2}^{*}(t+\tau) \cdot e^{-j2\pi \frac{v}{c}f_{k}^{t}} dt = \sum_{k=1}^{K} \int_{0}^{T_{0}} a e^{j\phi} r_{m}(t+(k-1)T_{0},\tau) \cdot e^{j2\pi (f_{k}\tau_{d}-f_{k}\tau-\frac{v}{c}f_{k}(t+(k-1)T_{0}))} dt = \sum_{k=1}^{K} CAF_{k}(\tau, v) \cdot e^{-j2\pi \frac{v}{c}f_{k}(k-1)T_{0}}$$
(12)

式中:CAF_k(τ ,v)为下变频后的两路观测信号的第 k 个跳频单脉冲关于时差和速度差的 CAF。对比 式(11)第2行和式(12),可以得到第 k 个跳频脉冲 的 CAF 相位补偿项 Φ_k 的取值为

$$\Phi_{k} = -2\pi \frac{v}{c} f_{k}(k-1) T_{0} \, (13)$$

为更清晰地展示相位补偿后多脉冲相参积累的 CAF 结果,式(12)还可继续推导为式(14)的形式:

CAF
$$(\tau, v) = \sum_{k=1}^{K} \int_{0}^{T_{0}} a e^{j\phi} r_{m}(t + (k - 1)T_{0}, \tau) \cdot e^{j2\pi f_{k}[(\tau_{0}-\tau) + \frac{(v_{d}-v)}{c}(t + (k - 1)T_{0})]} dt_{0}$$
 (14)

由式(14)可以看出,当 $\tau = \tau_0, v = v_d$ 时,多脉冲 相参积累的 CAF 幅值|CAF(τ ,v)|取得最大值。

因此,对式(11)所示的各跳信号互模糊函数进 行相位补偿实现相位对齐,然后对多脉冲相参积累 后的互模糊函数|CAF(*τ*,*v*)|进行二维峰值搜索,可 以得到接收的两路跳频多脉冲信号到达时间差和速 度差的最终估计结果:

$$(\hat{\tau}_0, \hat{v}_d) = \operatorname{argmax}(|\operatorname{CAF}(\tau, v)|)_\circ$$
 (15)

该方法的应用边界条件为,静止辐射源运动多 站定位场景下,各观测站在信号积累时间内近似保 持匀速运动,并且各观测站距离足够远,使得时差 $\tau_{d}(t)$ 在信号积累时间内基本线性变化,即多普勒速 度差 v_{d} 近似保持不变。另外,还需要满足信号传播 时延小于信号积累时间 T,即

$$\tau(t) < T, t \in [0, T]_{\circ}$$
(16)

式中: $T=KT_{00}$

2.2 本文算法流程

根据上述信号模型及算法推导,本文相参积累 时差和速度差估计算法的处理流程梳理如下:

Step 1 输入两观测站截获到的固定辐射源信 号 $r_1(t)$ 和 $r_2(t)$,并进行脉冲时差配对。

Step 2 对两路接收信号的每个跳频脉冲进行 下变频与均匀采样。

Step 3 计算两路接收信号中每一个跳频脉冲

关于时差和速度差的互模糊函数 $CAF_k(\tau, v)$ 。

Step 4 对每一个跳频脉冲的互模糊函数按照 式(13)的相位补偿项进行相位补偿以实现相位对 齐,然后按式(12)做累加。

Step 5 对相参积累后的互模糊函数的模值 |CAF(*τ*,*v*)|进行二维峰值搜索,得到时差和速度差 的最终估计结果。

Step 6 输出两观测站在信号积累时间内的速度差和初始时刻时差的估计值 \hat{v}_{d} 和 $\hat{\tau}_{0}$,作为后续辐射源定位的输入参数。

算法流程如图2所示。



图 2 CAF 相参积累算法流程

3 克拉美罗界分析

根据文献[15-16]可知 K 跳脉冲相参积累时频 差估计的均方根误差 CRLB 为

$$CRB_{TDOA} = \frac{0.55}{B_{\Lambda}/B_{\pi}KT_{\pi} \cdot SNR},$$
 (17)

$$CRB_{FDOA} = \frac{0.55}{KT_0 \sqrt{B_n KT_n \cdot SNR}}$$
 (18)

式中:B为K跳信号的带宽; KT_0 可看作是K跳信号的时宽。

又多普勒频差与多普勒速度差存在以下关系:

$$v_{\rm d} = \frac{c}{f_{\rm c}} f_{\rm d} \, o \tag{19}$$

式中: v_{d} 为多普勒速度差; f_{c} 为信号中心载频; f_{d} 为多普勒频差;c为电磁波传播速度。

结合式(18)与式(19)可得多普勒速度差相参积累估计的 CRLB 为

$$CRB_{VDOA} = \frac{0.55 \cdot c}{f_c K T_0 \sqrt{B_n K T_p} \cdot SNR}$$
 (20)

从以上时差和速度差的 CRLB 表达式可以看出,由于对特定的宽带跳频信号,单跳信号带宽 B₀、脉冲宽度 T_p和跳频信号中心载频 f_c 是确定不变的,

因此可通过增大脉冲数目 N、噪声带宽 B₀ 和带内信 噪比来提高时差和速度差估计精度。

4 仿真分析

下面以典型宽带跳频通信信号 Link16 数据链 信号为例,对所提算法的估计性能进行仿真实验 验证。

在运动多站定位场景下,根据 Link16 数据链信号的结构特性^[19],仿真实验主要参数设置如表 1 所示。

────────────────────────────────────	
参数	参数值
观测站数量/个	2
码速率/MHz	5
采样率/MHz	100
频带中心频率/GHz	1.087 5
脉冲宽度/µs	6.4
跳频周期/µs	26
时隙数/个	1
跳频脉冲数量/个	129
信号积累时间/ms	3.354

跳频点在 969~1 008 MHz,1 053~1 065 MHz, 1 113~1 206 MHz 三个频段的 51 个跳频点伪随机 选择,最小跳频间隔为 3 MHz。Link16 数据链信号 采用宽间隔跳频,即相邻跳频点间隔大于等于 30 MHz,且信号基本单位为时隙,每个时隙的信息 段包含 129 个脉冲,脉冲宽度 6.4 μs,跳频周期 26 μs,仿真中将单个时隙持续时间作为信号积累时 间,即 3.354 ms。信号载频在脉冲间高速跳变,在 跳频周期内保持不变。假设两路接收信号的输入带 内信噪比相同,带内信噪比范围设置为-5~25 dB, 步长 5 dB。蒙特卡洛仿真次数为 200 次。

图 3 的 (a), (b), (c) 分别是带内信噪比为 10 dB 条件下单跳信号、多脉冲非相参积累和多脉 冲相参积累的互模糊函数三维结果,可以看出,在相 同的时差和速度差坐标范围内,相参积累的 CAF 峰 相比于其他两种算法的 CAF 峰显得异常尖锐,效果 最显著,受噪声影响最小;非相参积累的 CAF 峰相 比于单跳信号的 CAF 幅值更高,峰更明显。

· 1969 ·



图 4 的 (a) 和 (b) 分别给出了 3 种方法的 TDOA、VDOA 仿真估计精度及 CRLB 随带内信噪比 的变化情况,其中仿真估计精度表现为参数估计的 均方根误差(Root Mean Square Error, RMSE)。从仿 真结果可以看出,各算法的估计精度均随带内信噪 比的增大而提高。本文所提多脉冲相参积累方法的 TDOA/VDOA 估计精度远远高于单脉冲方法和多脉 冲非相参积累方法,而多脉冲非相参积累方法由于 利用了多个跳频脉冲信息,其估计性能要优于单跳 方法。在带内信噪比高于 15 dB 时,本文所提方法 的时差和速度差仿真估计精度能够贴近克拉美罗 界,而另外两种算法的仿真估计精度与 CRLB 则存 在较大差距。在带内信噪比低于 0 dB 时,各算法估 计性能下降明显,本文所提相参积累方法的 VDOA 估计精度相比于其他两种传统方法依然有很大的优 势,但时差估计精度提升不显著。这是因为相参积 累后的互模糊函数时差维在低信噪比条件下上产生 了诸多由噪声引起的副峰,导致峰值搜索结果出现 较大偏差。





5 结 论

针对宽带跳频通信信号的载频跳变导致产生变 化的多普勒频移,无法直接估计多脉冲的多普勒频 差,而单脉冲估计精度低的问题,本文提出将多普勒 效应差建模为多普勒速度差,无需再估计多普勒频 差,从而避免了跳频信号载频跳变对多普勒效应差 估计的影响,并对宽带跳频信号建立了时变时差的 TDOA/VDOA 模型。在此基础上提出了一种基于互 模糊函数的宽带跳频信号相参积累时差和速度差估 计算法,将各跳信号的互模糊函数相位对齐后,实现 了多跳频脉冲信号的初始时刻时差和速度差的相参

· 1970 ·

积累估计。仿真结果表明,本文的多脉冲相参积累 方法相比于多脉冲非相参积累方法和单跳方法,大 幅提升了时差和速度差的估计精度,并能在中高信 噪比条件下贴近 CRLB,验证了方法的正确性与精 度优势,为宽带跳频辐射源的无源侦察定位提供了 一定的理论依据。

参考文献:

- [1] 谈猛豪,肖润,朱立.数据链信号宽带高速跳频技术 的研究与实现[J].中国宽带,2022(1):81-82.
- [2] ZOU Y, LIU H. TDOA localization with unknown signal propagation speed and sensor position errors [J]. IEEE Communications Letters, 2020, 24(5):1024-1027.
- [3] WU R S, ZHANG Y X, HUANG Y N, et al. A novel long-time accumulation method for double-satellite TDOA/FDOA interference localization [J]. Radio Science, 2018, 53(1):129-142.
- [4] WANG H F, WAN L T, DONG M X, et al. Assistant vehicle localization based on three collaborative base stations via SBL-based robust DOA estimation[J]. IEEE Internet of Things Journal, 2019, 6(3):5766-5777.
- [5] ZHANG W Q. Fast Doppler rate estimation based on fourth-order moment spectrum [J]. Electronics Letters, 2015,51(23):1926-1928.
- [6] 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.
- [7] WANG J, XU Y, XU P. A linear method for TDOA estimation of frequency-hopping signal [C]// Proceedings of 2012 8th International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing. Shanghai: IEEE, 2012: 1–4.
- [8] 闫云斌,全厚德,崔佩璋.一种新的跳频信号时延估 计方法[J].电讯技术,2013,53(3):288-292.
- [9] 徐保根,万义和,汤四龙,等.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):86-88.
- [10] OUYANG X X, WAN Q, XIONG J Y, et al. Cramer-Rao bound of TDOA estimation for frequency-hopping signals in fading channels [C]//Proceedings of 2015 IEEE China Summit and International Conference on Signal and Information Processing. Chengdu; IEEE, 2015;1032–1036.
- [11] LIU N, XU Z Y, SADLER B M. Ziv-Zakai time-delay estimation bounds for frequency-hopping waveforms

under frequency-selective fading [J]. IEEE transactions on signal processing, 2010, 58(12):6400-6406.

- [12] GOETZ A, ROSE R, ZORN S, et al. A wideband crosscorrelation technique for high precision time delay estimation of frequency hopping gsm signals [C]// Proceedings of 2011 41st European Microwave Conference. Manchester: IEEE, 2011:33-36.
- [13] 欧阳鑫信,万群,熊瑾煜,等. 慢跳跳频信号的时差估 计方法[J]. 现代雷达,2016,38(2):19-22.
- [14] HU D X, HUANG Z, LIANG K Q, et al. Coherent TDOA/FDOA estimation method for frequency-hopping signal [C]//Proceedings of 2016 8th International Conference on Wireless Communications and Signal Processing. Yangzhou: IEEE, 2016:1-5.
- [15] OUYANG X X, HE Q, YANG Y X, et al. TDOA/FDOA estimation algorithm of frequency-hopping signals based on CAF coherent integration [J]. IET Communications, 2020,14(2):331-336.
- [16] 欧阳鑫信,姚山峰,杨宇翔,等.跳频信号的相参与非 相参积累时频差估计方法[J].系统工程与电子技 术,2021,43(5):1184-1190.
- [17] XIAO X B, GUO F C, FENG D W. Low-complexity methods for joint delay and Doppler estimation of unknown wideband signals [J]. IET Radar, Sonar and Navigation, 2018, 12(4):398-406.
- [18] STEIN S. Algorithms for ambiguity function processing [J]. IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 1981, 29(3):588-599.
- [19] 蔡晓霞,陈红,郭建蓬.JTIDS 通信信号结构分析[J]. 舰船电子对抗,2004,27(6):20-25.

作者简介:

朱 毅 男,1997 年生于四川仪陇,2020 年于电子科技 大学获学士学位,现为硕士研究生,主要研究方向为无源定 位、信号处理等。

吴癸周 男,1990 年生于山东烟台,2019 年于国防科技 大学获博士学位,现为讲师,主要研究方向为无源定位、目标 跟踪和雷达信号处理等。

徐英杰 男,1995 年生于山东青岛,2021 年于国防科技 大学获硕士学位,现为助理工程师,主要研究方向为无源定 位、目标跟踪等。

郭福成 男,1975 年生于江西龙南,2002 年于国防科技 大学获博士学位,现为教授,主要研究方向为无源定位、目标 跟踪和雷达信号处理等。