

低轨双星定位中雷达信号时频差快速估计算法

杨宇翔, 夏畅雄, 陈 鲸, 熊瑾煜

(西南电子通信技术研究所盲信号处理重点实验室 成都 610041)

【摘要】针对互模糊函数进行时频差联合估计时运算量大、受采样率和数据量限制,两者估计精度难以同时提高的问题,结合雷达信号的周期性和低轨双星中信号信噪比高、时频差范围有限等特点,提出了一种通过时域周期延拓计算相关函数主值区间,再利用脉内信号计算混合积信号频谱,最后由Chirp-Z变换完成时频域的高效插值,获取时频差精确估计的分步算法。仿真结果表明该算法在降低运算量同时,保证了估计精度。

关键词 频差; 低轨双星; 无源定位; 雷达信号; 时差

中图分类号 TN911.7

文献标志码 A

doi:10.3969/j.issn.1001-0548.2015.03.002

Fast Algorithm of TDOA and FDOA Estimation for Radar Signals in LEO Dual-Satellite Location

YANG Yu-xiang, XIA Chang-xiong, CHEN Jing, and XIONG Jin-yu

(Science and Technology on Blind Signal Processing Laboratory, Southwest Electronics and Telecommunication

Technology Research Institute Chengdu 610041)

Abstract Cross ambiguity function (CAF) in the joint estimation of time difference of arrival (TDOA) and frequency difference of arrival (FDOA) is limited by large computation load, sampling rate and data size. To solve these problems, a fast algorithm of TDOA and FDOA estimation based on the characteristics of radar signal in the situation of LEO dual-satellite passive location is proposed, which first estimates the TDOA by prolonging the signals periodically and only computes the main zone of the correlation function, then estimates the FDOA by Fourier transform of the mixed signal only with the internal signal of pulses, and finally interpolates in time domain and frequency domain effectively. The simulation results show that the proposed algorithm not only decreases the computation load but also guarantees the high estimation accuracy.

Key words FDOA; LEO dual-satellite; passive location; radar signal; TDOA

卫星干扰源定位系统中,利用干扰源信号到达两颗同步轨道卫星产生的时差、频差完成对干扰源的定位^[1-2]。同样利用两颗低轨卫星也能完成定位,并且与同步轨道卫星相比,低轨卫星具有轨道高度低、飞行速度快的特点,其定位精度更高^[3-6]。文献[7]分析了低轨双星对雷达无源定位的可行性,并针对脉冲信号频差参数估计的模糊问题,提出了分时双时差粗定位消除频差测量模糊,并结合了时频差联合定位的解决思路,但如何提取雷达信号的时频差参数并未讨论。通常均采用互模糊函数完成时频差联合估计^[8-12],通过时域-频域平面上的二维搜索,得到峰值点,对应时域频域上的值即为时频差的估计值。该方法运算量大,同时受采样率和数据量大小的限制,很难同时提高时差、频差的估计精度。本文针对雷达信号的周期性、占空比小的特性,提

出了一种雷达信号时频差快速估计算法。

1 低轨双星定位原理

低轨双星时差/频差定位系统由一主一辅两颗低轨卫星组成,如图1所示。两卫星同轨运行,都在信号的辐射范围内,由于信号距离两颗卫星的路径和径向速度不同,两卫星接收信号间具有时差(time difference of arrival, TDOA)和频差(frequency difference of arrival, FDOA),有:

$$\begin{cases} \text{TDOA} = \frac{1}{c} (\| \mathbf{r}_2 - \mathbf{r} \| - \| \mathbf{r}_1 - \mathbf{r} \|) \\ \text{FDOA} = -\frac{f_0}{c} (\mathbf{v}_2 \cdot \mathbf{u}_2 - \mathbf{v}_1 \cdot \mathbf{u}_1) \end{cases} \quad (1)$$

式中, f_0 为信号频率; c 为光速; \mathbf{r}_1 、 \mathbf{r}_2 分别为两卫星的位置矢量; \mathbf{v}_1 、 \mathbf{v}_2 分别为两卫星的速度矢量;

收稿日期: 2013-05-16; 修回日期: 2014-12-31

基金项目: 部级基础科研项目; 部级预研基金

作者简介: 杨宇翔(1984-)男, 博士生, 主要从事信号处理、目标检测定位等方面的研究。

r 为干扰源的位置矢量; 两卫星相对于目标的单位矢量分别为 $u_1 = (r_1 - r) / \|r_1 - r\|$ 和 $u_2 = (r_2 - r) / \|r_2 - r\|$ 。

估计出时差、频差, 再结合地球球面方程, 求解式(1), 便可得到干扰源的位置。

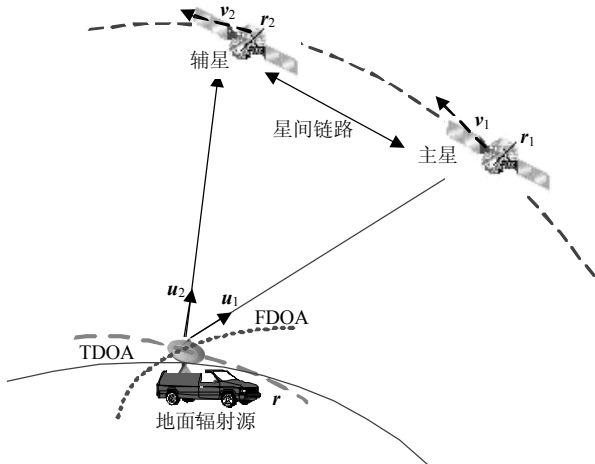


图1 低轨双星定位示意图

2 定位参数估计

根据定位方程式(1), 卫星的位置、速度可以由星历获得, 则求解目标位置的关键是要估计到达两颗卫星的信号之间的时差和频差。

2.1 信号模型及互模糊函数原理

设两卫星接收信号分别为 $x(t)$ 和 $y(t)$, 包括目标发射信号 $s(t)$ 和加性高斯噪声 $n_1(t)$ 和 $n_2(t)$, 有:

$$\begin{cases} x(t) = s(t)e^{j(\omega_c t + \varphi_1)} + n_1(t) \\ y(t) = rs(t - D_0)e^{j(\omega_c t + \varphi_2)}e^{j2\pi f_d t} + n_2(t) \end{cases} \quad (2)$$

式中, r 为相对衰减系数; D_0 为相对时延TDOA; f_d 为相对多普勒频移FDOA; ω_c 为信号的载波频率; φ_1, φ_2 分别为两路信号的相位。

两路信号的互模糊函数定义为:

$$A(\tau, f) = \int_{-T/2}^{T/2} x(t)y^*(t + \tau)e^{-j2\pi f t} dt \quad (3)$$

式中, T 是相关积累时间。这是一个二维谱, 当 $\tau = D_0$, $f = f_d$ 时, 互模糊函数的模值最大。当 $f = 0$ 时, 式(3)即为一般的互相关函数, 而互相关函数是求时差的方法; 当 $\tau = 0$ 时, 互模糊函数成为了两路信号共轭相乘的FFT, 即混合积信号的载频正是需要估计的频差。

2.2 雷达信号的时差估计

工程应用中一般通过测量脉冲上升沿来计算两路雷达信号之间的时差。该测量方法的测量精度受采样率、信号幅度一致性的影响较大, 为进一步提高时差测量, 可以采用相关的方法, 信号 $x(t)$ 和 $y(t)$ 的相关表达式为:

$$R(\tau) = \int x(t)y^*(t + \tau)dt \quad (4)$$

将式(2)代入式(4), 则有:

$$\begin{aligned} R(\tau) = & \int s(t)s^*(t + \tau - D_0)e^{-2\pi f_d(t + \tau)}e^{j((\varphi_1 - \varphi_2) - \omega_c \tau)}dt + \\ & \int s_1(t)n_2^*(t + \tau)dt + \int n_1(t)s_2^*(t + \tau)dt + \\ & \int n_1(t)n_2^*(t + \tau)dt \end{aligned} \quad (5)$$

式中, 有:

$$\begin{aligned} s_1(t) &= s(t)e^{j(\omega_c t + \varphi_1)} \\ s_2(t) &= rs(t - D_0)e^{j(\omega_c t + \varphi_2)}e^{j2\pi f_d t} \end{aligned} \quad (6)$$

假设噪声是独立的, 信号与噪声没有相关性, 则式(5)中除了等式右边第一项不为零, 其他项都为零, 求其模值, 可得:

$$|R(\tau)| = \left| \int s(t)s^*(t + \tau - D_0)e^{-2\pi f_d t} dt \right| \quad (7)$$

可见, 相关函数的模值受到两路信号频差的影响, 在积分时间较短时, 由于双星条件下的频差大小有限, 式(7)中指数项可以近似为常数项, 对相关峰值的影响不大。

雷达信号时差估计精度下界的表达式^[12]为:

$$\sigma_t = \frac{0.55}{B_s \sqrt{BN\tau\gamma}} \quad (8)$$

式中, N 为脉冲个数; τ 为脉宽; B_s 为噪声带宽; B 为信号带宽; γ 为等价信噪比; $BN\tau$ 为相关增益。

由式(8)可知, 为获得更高精度的时差估计, 需要通过增加脉冲积累个数延长观测时间。实际应用中均是对采集的离散数据进行处理, 故下面的讨论均采用离散表达式。此外, 为方便讨论, 定义 T 为脉冲重复周期, K 为脉冲重复周期对应的采样点数, M 为脉内样点数, L 为信号总样点数, 后面讨论均按此定义。

此时, 积分时间的增加使得式(7)中频差造成的指数项不能近似为常数, 两信号的频率出现明显的差异, 导致相关计算误差较大。考虑离散化后的两路信号 $x(n)$ 和 $y(n)$ 的相关函数, 可等效为3个FFT的快速计算, 有:

$$\begin{aligned} \text{xcorr}(x(n), y(n)) &= \text{ifft}(\text{fft}(x(n)) \cdot \text{fft}^*(y(n))) = \\ & \text{ifft}(X(k) \cdot Y^*(k)) \end{aligned} \quad (9)$$

式中, $X(k)$ 、 $Y(k)$ 分别是 $x(n)$ 、 $y(n)$ 的傅里叶变换。

对于两路信号频谱共轭相乘, 由于雷达信号是周期性信号, 延长采样时间时其频谱将逐渐成为梳状谱, 谱线间的间隔频率即为信号的重复频率。当两路信号之间存在频差时, 谱线位置就不一样, 如图2所示。图中, “.”和“*”分别描绘了两路雷达信号

的频谱。显然,频差的存在导致两路信号频谱幅度较大的谱线没有重合,共轭相乘接近于零,能量无法积累,再通过IFFT计算相关结果,峰值无法体现,即频差存在对时差估计的影响主要是雷达信号的周期性导致的频谱离散化引起的。

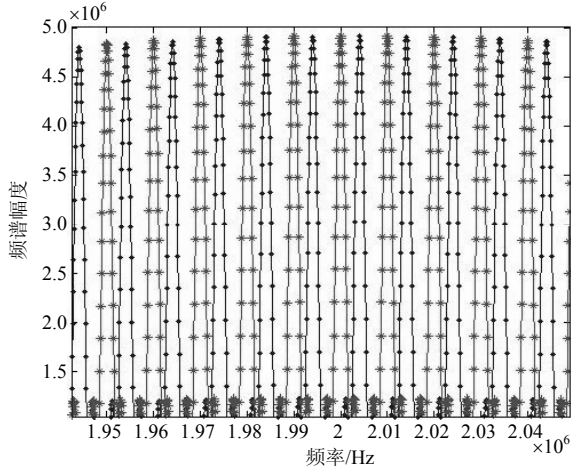


图2 存在频差的两路雷达信号频谱局部图

假设雷达信号 $x(n)$ 有 N 个脉冲,每个脉冲周期对应的样点数为 K ,则其长度 $L = NK$ 。对 $x(n)$ 以 K 点分段进行处理,其离散傅里叶变换为:

$$\begin{aligned} X(k) &= \sum_{n=0}^{L-1} x(n) e^{-j\frac{2\pi kn}{L}} = \\ &= \sum_{n=0}^{L-1} [x_1(n), 0_{(N-1)N}] e^{-j\frac{2\pi kn}{L}} + \\ &= \sum_{n=0}^{L-1} [0_N, x_2(n), 0_{(N-2)N}] e^{-j\frac{2\pi kn}{L}} + \dots = \\ &= \sum_{n=0}^{K-1} x_1(n) e^{-j\frac{2\pi kn}{L}} + e^{-j\frac{2\pi k(K)}{L}} \sum_{n=0}^{K-1} x_2(n) e^{-j\frac{2\pi kn}{L}} + \dots = \\ &= \sum_{i=1}^N e^{-j\frac{2\pi k(K)(i-1)}{L}} \sum_{n=0}^{K-1} x_i(n) e^{-j\frac{2\pi kn}{L}} \\ & \quad k = 0, 1, \dots, L-1 \end{aligned} \quad (10)$$

式中, 0_N 表示长度为 N 的零序列。对式(10)抽取 N 倍,可得:

$$\begin{aligned} X(k) &= \sum_{i=1}^N e^{-j2\pi k(i-1)} \sum_{n=0}^{K-1} x_i(n) e^{-j\frac{2\pi kn}{K}} = \\ &= \sum_{i=1}^N \left(\sum_{n=0}^{K-1} x_i(n) e^{-j\frac{2\pi kn}{K}} \right) = \sum_{i=1}^N X_i(k) \\ & \quad k = 0, 1, \dots, K-1 \end{aligned} \quad (11)$$

从式(11)可看出,以脉冲重复周期对雷达信号延拓,即所有脉冲在主值区间累加后,其频谱与未抽取时的频谱在 L/N 为整数的点相对应,且不再是谱线。同理,另一路雷达信号也如此,故频差的存在也不会导致互相关计算中频谱在共轭相乘时能量积

累不上。由式(9)和式(11)可知,所有脉冲在主值区间累加后,相当于对相关函数的频谱做抽取,对应相关函数的周期延拓,时差的观测范围将受限与脉冲重复周期的大小。而实际应用中,低轨双星的基线长度范围为30~90 km,两路雷达信号的时差在300 μ s以内,由于大部分探空雷达的脉冲重复周期都大于400 μ s,且采用自相关的方法便可获得其脉冲重复周期^[13]。故以脉冲重复周期进行延拓,能够保证时差落在在主值区间内。另外,周期延拓会使区间外的相关计算结果折叠到主值区间内,也即增加了噪底。为此,可通过不进行主值区间外的相关计算以消除其影响。根据式(11)可知,两路信号频谱抽取后的共轭相乘结果为:

$$\begin{aligned} X(k) \cdot Y^*(k) &= \left(\sum_{i=1}^N X_i(k) \right) \left(\sum_{i=1}^N Y_i(k) \right)^* = \\ &= \sum_{i=1}^N X_i(k) Y_i^*(k) + \sum_{j=1}^N \sum_{k=1, k \neq j}^N X_j(k) Y_k^*(k) \end{aligned} \quad (12)$$

式中, $\sum_{i=1}^N X_i(k) Y_i^*(k)$ 为相关函数主值区间对应频谱; $\sum_{j=1}^N \sum_{k=1, k \neq j}^N X_j(k) Y_k^*(k)$ 为主值区间以外部分对应频谱,不予考虑。直接对 $\sum_{i=1}^N X_i(k) Y_i^*(k)$ 逆傅里叶变换,可得到相关函数的主值区间,如图3所示。由于只涉及相关函数的频域抽取,即对相关函数进行时域周期延拓,采样率不变,其主值区间得以保留。对于时差估计而言,无任何信息上的损失,且通过忽略相关函数主值区间以外部分的计算,避免了周期延拓导致的混叠影响,在保证时差估计精度的同时大大降低了运算量。

此时求得的时差分辨率受采样率的限制。一般通过增加IFFT的长度或对相关峰进行多项式拟和插值来提高时域的分辨率。第一种方法运算量巨大,第二种方法插值后精度不高。本文根据CZT(Chirp-Z Transform)^[14]提出一种可以任意分辨率对相关峰进行插值的方法,由于只需在已求得的时差左右各半个采样间隔内计算,运算量非常小。

上述雷达信号的时差估计方法,通过对信号延拓并剔除主值区间外的相关计算,避免了频谱呈离散化谱线时频差对时差估计的影响。另外,通过将长度 $L = NK$ 的FFT计算转换为 N 段 K 点的FFT计算,并结合高效CZT插值的方式,在保证精度的同时,降低了运算量。

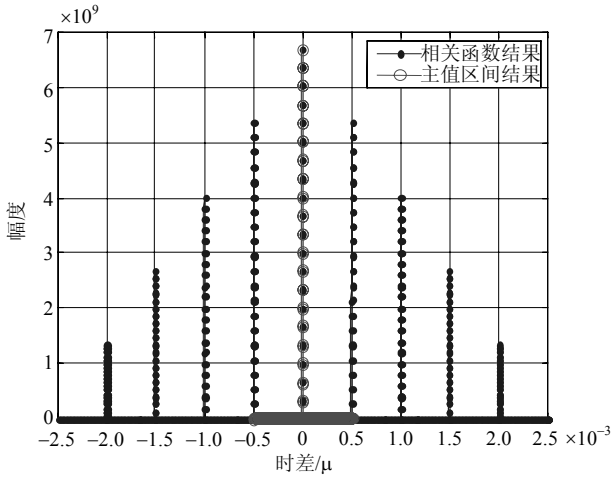


图3 相关函数的主值区间

2.3 雷达信号的频差估计

估计并补偿时差后, 还需要频差才能定位。与时差类似, 频差范围可根据星历计算, 因为信号信噪比较高, 一般情况下的估计结果在频差范围内不会出现重频模糊。即使出现了模糊, 也可通过双时差粗定位的方法解模糊^[7], 或通过多级频率估计方法在频差范围内完成解模糊^[15], 频差估计精度下界 σ_f ^[12]为:

$$\sigma_f = \frac{0.55}{NT\sqrt{BN\tau\gamma}} \quad (13)$$

由式(13)可知, 频差估计精度与积累时间关系最为密切, 积累时间越长, 估计精度越高。因此需要积累足够多个脉冲才能提取较为精确的频差。而脉宽远小于脉冲重复周期, 即有大量的脉间无用信号, 可利用这一特征, 改进互模糊函数, 降低雷达信号频差提取的运算量。

首先, 通过求得的时差将两路信号对齐后共轭相乘得到混合积信号。脉冲对齐后, 两路信号共轭相乘时有足够多的样点不为零, 混合积信号为:

$$z_i(n) = \exp[j(2\pi f_d(\tau n + (i-1)T))] \quad (14)$$

式中, T 为脉冲重复周期。可见, 此时对频差的估计就是对频率 f_d 的估计。假定采集到 N 个脉冲的雷达信号, 则求频差就是对式(14)的混合积信号脉冲串 $z_i(n)$ 作FFT, 求其频谱最大值对应频率, 与式(11)类似, 以脉冲重复周期对混合积信号进行分段计算其傅里叶变换为:

$$Z(k) = \sum_{i=1}^N e^{-j\frac{2\pi k(i-1)}{N}} \sum_{n=0}^{K-1} z_i(n) e^{-j\frac{2\pi kn}{KN}} = \sum_{i=1}^N e^{-j\frac{2\pi k(i-1)}{N}} \sum_{n=0}^{M-1} z_i(n) e^{-j\frac{2\pi kn}{KN}} \quad (15)$$

$$k = 0, 1, \dots, L-1$$

因为可根据卫星星历计算其覆盖范围内的频差范围, 故式(15)中DFT计算部分 $\sum_{n=0}^{M-1} z_i(n) e^{-j\frac{2\pi kn}{KN}}$, 采用CZT方法以分辨率 f_s/L 直接计算频差范围频谱, 有:

$$Z(k) = \sum_{i=1}^N e^{-j\frac{2\pi k(i-1)}{N}} CZT(z_i) \quad (16)$$

其中相位补偿大小 $e^{-j\frac{2\pi k(i-1)}{N}}$ 也要作相应调整, 找到最大值, 得到频差粗估值, 再以更精细的分辨率对粗估值附近插值, 获得频差精估结果。

上述雷达信号频差提取方法利用了分段计算傅里叶变换的思想, 只对脉内信号进行处理, 同时通过CZT变换实现局部频域的快速高分辨率计算, 提高分辨率的同时减少了运算量。

2.4 低轨双星雷达信号时频差快速估计流程

综上所述, 本文提出的低轨双星定位中雷达信号时频差快速估计算法, 流程框图如图4所示。

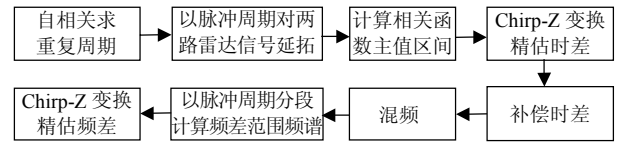


图4 低轨双星定位中雷达信号时频差快速估计算法流程

具体步骤为:

- 1) 对雷达信号作自相关, 求得脉冲重复周期;
- 2) 以脉冲重复周期对雷达信号作周期延拓;
- 3) 计算式(12)中第一项的相关函数主值区间, 求得时差粗估值;
- 4) 利用CZT在粗估值附近精估时差;
- 5) 对其中一路雷达信号完成时差补偿;
- 6) 将补偿时差后的两路雷达信号进行共轭相乘;
- 7) 以脉冲重复周期结合CZT分段计算频差范围频谱, 求得频差粗估值;
- 8) 利用CZT在粗估值附近精估频差。

2.5 运算量分析

根据图4所示的流程框图, 统计每步计算包含的复乘次数, 得到低轨双星定位中雷达信号时频差快速估计算法的运算量分析结果, 如表1所示。自相关计算求脉冲重复周期时只需两个脉冲周期即可; 计算混合积信号时只需考虑脉内信号部分。对 K 点序列做 P 点输出的CZT的复乘次数^[16]为:

$$C(K, P) = \frac{3Q}{2} \log_2 Q + 5K + Q + P \quad (17)$$

式中, Q 是保证 $Q \geq K + P - 1$ 条件下, 2的整数次幂。 P_1, P_2, P_3 分别表示时差精估时、分段计算频差范围频谱和频差精估时的CZT输出点数。

表1 运算量分析结果

步骤	运算量
自相关求脉冲重复周期	$2K + 3K \log_2 2K$
周期延拓	0
计算相关函数主值区间	$K + \frac{3K}{2} \log_2 K$
CZT精估时差	$C(K, P_1)$
补偿时差	0
计算混叠积	NM
以脉冲重复周期分段计算频差范围频谱	$N[C(M, P_2) + P_2]$
CZT精估时差	$N[C(M, P_3) + P_3]$

3 仿真分析

本文将从运算量和精度两方面,对低轨双星定位中雷达信号时频差快速估计算法的性能进行仿真分析。

仿真参数设置如下:采样率为10 MHz,雷达信号频率为1 GHz,信号带宽为1 MHz,重复周期为500 μ s,脉宽50 μ s,时差搜索范围为-200~200 μ s,频差搜索范围为-2~2 kHz。

3.1 运算量对比分析

将本文算法与传统的互模糊函数方法均按照先粗估后精估的方式进行运算量的对比分析,且时频差精估计的分辨率均为1 ns和1 MHz,得到如图5所示的两种方法运算量随观测时间变化的对比图。

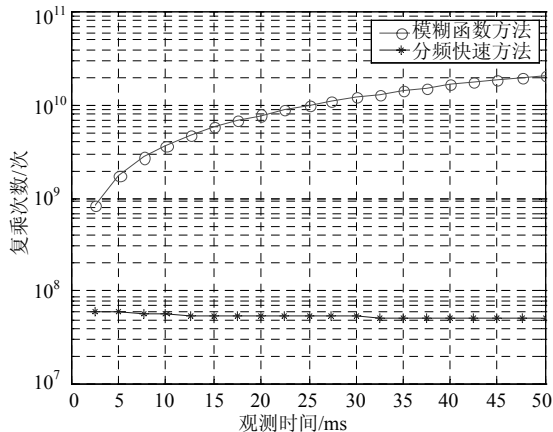


图5 传统模糊函数方法和本文快速估计算法的运算量对比

由图5可知,相比传统的模糊函数方法,本文的算法的运算量要小得多,且随着观测时间的增加,优势更为明显,能降低两个数量级以上。快速估计算法的运算量随着观测时间的增加而反降,这是因为在信号参数不变时,前6个步骤运算量恒定,在后两步骤中,步骤8)求频差精估值时的运算量又是主导因素。随着观测时间增加,原始频率分辨率提高,需要的插值倍数减小,CZT输出点数 P_3 减少,运算量降低。虽然观测时间的增加导致步骤7)中CZT输

出点数 P_2 增加,但其导致的运算量的增大量却小于步骤8)的减小量,故出现了运算量随观测时间的增加而反降的情况,若时间无限延长,最终运算量将趋于恒定值。这说明本文算法的运算量受观测时间的影响很小,对于大数据量的处理更具优势。

3.2 时频差估计精度仿真分析

假定两颗间隔80 km的低轨卫星,其轨道根数如表2所示。

表2 低轨卫星轨道根数

卫星名称	轨道根数					
	a/km	e	$i/(\text{°})$	$\omega/(\text{°})$	$\Omega/(\text{°})$	$M/(\text{°})$
Sat1	7 178.137	0	98.607	0	180.000 057	0.00
Sat2	7 178.137	0	98.607	0	180.045 715	0.65

表中, a 是半长径, e 是偏心率, i 是倾角, ω 是卫星过近地点角的经度, Ω 是升交点赤经, M 是平近地点角。在两颗卫星共视区域内随机生成辐射源的位置,根据其相对于两颗卫星的几何关系和星历产生存在时频差的两路雷达信号,再添加相应功率的高斯噪声,利用本文方法完成100次蒙特卡洛仿真,得到如下统计结果。

脉宽为50 μ s,积累10个脉冲时,不同信噪比条件下,本文方法和传统方法的时频差估计精度与克拉美罗下界的曲线图如图6所示。在脉宽和脉冲个数确定的前提下,随着信噪比提高,时频差估计精度相应提高。

脉宽为50 μ s,信噪比10 dB时,不同脉冲积累个数条件下,本文方法和传统方法的时频差估计精度与克拉美罗下界的曲线图如图7所示。当脉宽和信噪比确定时,脉冲积累个数增加,相关增益 $BN\tau$ 随之增大,时差估计精度提高,如式(8)所示;脉冲个数 N 和相关增益 $BN\tau$ 均随之增大,频差估计精度提高,如式(13)所示。

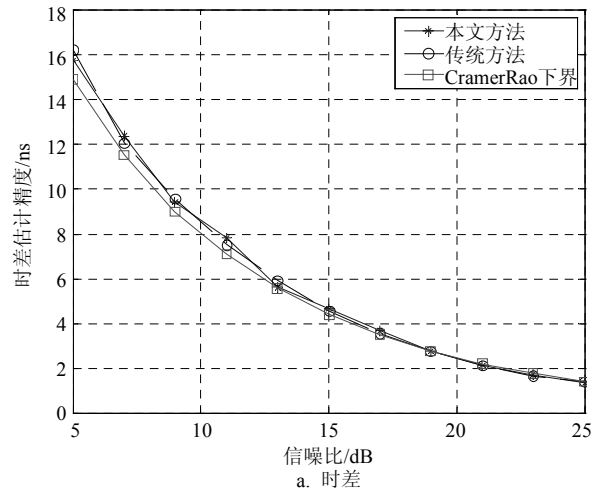


图6 时差估计精度与信噪比的关系

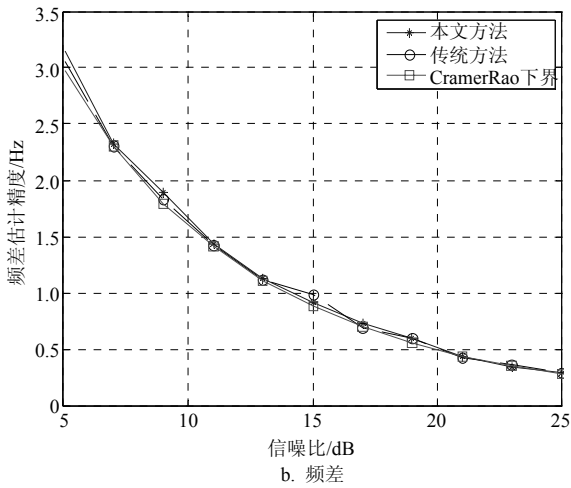


图6 时频差估计精度随信噪比的变化曲线

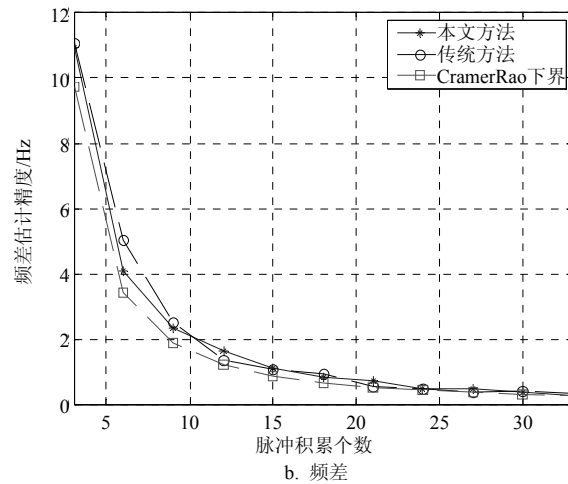
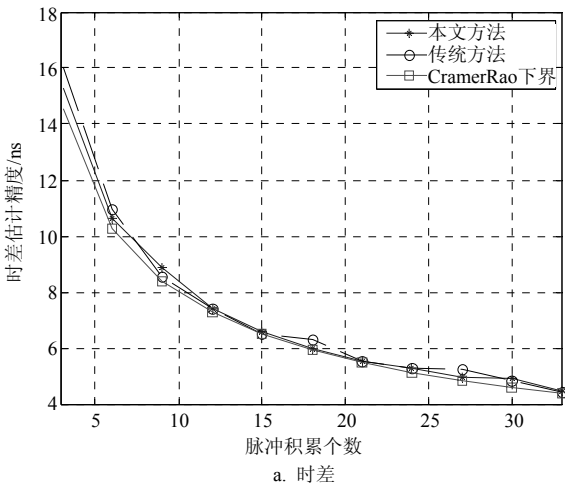


图7 时频差估计精度随脉冲积累个数的变化曲线

积累10个脉冲, 信噪比10 dB时, 不同脉冲宽度条件下, 本文方法和传统方法的时频差估计精度与克拉美罗下界的曲线图如图8所示。当脉冲积累个数和信噪比确定时, 脉宽增加, 相关增益 $BN\tau$ 增大, 时频差估计精度随之提高, 如式(8)和式(13)所示。

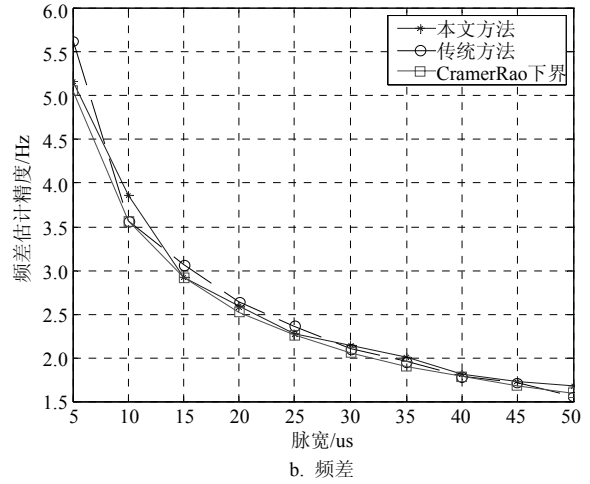
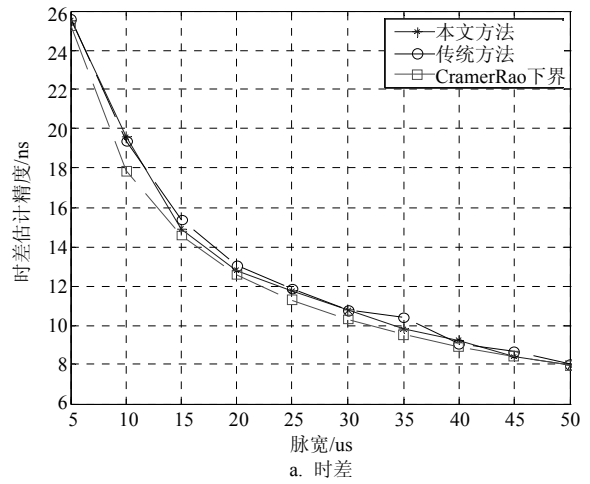


图8 时频差估计精度随脉冲宽度的变化曲线

通过上述不同条件下的时频差估计精度与克拉美罗下界变化曲线的对比可以看出, 本文的方法在各种条件下均能够很好地逼近克拉美罗理论下界, 均能够实现相应条件下的最优估计。

4 结束语

本文针对低轨双星条件下雷达信号信噪比高、呈周期性的特点, 在互模糊函数的基础上, 提出了一种运算量小、精度高的雷达信号时频差快速估计算法。该方法避免了互模糊函数中的二维搜索, 利用高效的CZT插值方法, 大幅提高了时频域上的计算分辨率, 在提高计算速度的同时, 保证了算法的估计精度。仿真结果表明, 在观测时间20 ms以上时, 该算法的运算量相对互模糊函数方法能降低两个数量级以上, 并在各条件下均能逼近时频差估计的克拉美罗理论下界。故该算法可以有效地提升低轨双星定位系统对雷达信号定位的时效性和准确性。

参 考 文 献

[1] 夏物雄, 叶尚福. 卫星干扰源定位系统中的融合定位技

- 术[J]. 电波科学学报, 2008, 23(6): 1106-1110.
XIA Chang-xiong, YE Shang-fu. Transmitter location system using fusion technology[J]. Chinese Journal of Radio Science, 2008, 23(6): 1106-1110.
- [2] 夏畅雄, 叶尚福, 王俊辉. 卫星干扰源定位系统中卫星星历校正技术[J]. 宇航学报, 2008, 29(3): 860-863.
XIA Chang-xiong, YE Shang-fu, WANG Jun-hui. Ephemeris determination in satellite interference location system[J]. Journal of Astronautics, 2008, 29(3): 860-863.
- [3] 王勤果, 龙宁. 双星时差频差无源定位系统定位算法工程指标分析[J]. 电讯技术, 2011, 51(7): 34-37.
WANG Qin-guo, LONG Ning. Engineering index analysis of localization algorithm for dual-satellite passive geolocation using TDOA and FDOA[J]. Telecommunication Engineering, 2011, 51(7): 34-37.
- [4] 严航, 姚山峰. 基于参考站的低轨双星定位误差校正分析[J]. 电讯技术, 2011, 51(12): 27-33.
YAN Hang, YAO Shan-feng. Calibration accuracy analysis of LEO dual-satellite geolocation system based on reference stations[J]. Telecommunication Engineering, 2011, 51(12): 27-33.
- [5] LUO Jing-qing, WU Shi-long. Influence of position error on TDOA and FDOA measuring of dual-satellite passive location system[J]. Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications, 2009, 3: 293-296.
- [6] 龙宁, 曹广平, 王勤果. 双星时差频差定位系统中的多信号定位技术[J]. 电讯技术, 2011, 51(2): 16-20.
LONG Ning, CAO Guang-ping, WANG Qin-guo. Multi-signal localization technique for dual-satellite geolocation system using TDOA and FDOA[J]. Telecommunication Engineering, 2011, 51(2): 16-20.
- [7] 吴耀云, 游屈波, 哈章. 双星定位系统对雷达无源定位的可行性分析[J]. 电子信息对抗技术, 2011, 26(3): 1-5.
WU Yao-yun, YOU Qu-bo, HA Zhang. Analysis of radar emitter positioning for dual-satellites passive location system[J]. Electronic Warfare Technology, 2011, 26(3): 1-5.
- [8] MARPLE S L, OHM D R. Emitter location via joint 3D parametric estimation[J]. Signals, Systems and Computers, 2009, 43: 1149-1153.
- [9] HAWORTH D P, SMITH N G, BARDELLI R et al. Interference localization for eutelsat satellites—the first European transmitter location system[J]. International Journal of Satellite Communications, 1997, 15: 155-183.
- [10] GARDNER W A, CHEN C K. Signal-selective time-difference-of-arrival estimation for passive location of man-made signal sources in highly corruptive environments, part I: Theory and method[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1992, 40(5): 1168-1184.
- [11] GARDNER W A, CHEN C K. Signal-selective time-difference-of-arrival estimation for passive location of man-made signal sources in highly corruptive environments, part II: Algorithms and performance[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1992, 40(5): 1185-1197.
- [12] STEIN S. Algorithms for ambiguity function processing[J]. IEEE Trans on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 1984, 29(3): 588-599.
- [13] 宋杰, 唐小明, 何友. 脉冲制无源雷达动目标时延快速估计方法[J]. 电子科技大学学报, 2009, 38(6): 908-912.
SONG Jie, TANG Xiao-ming, HE You. Fast method for time delay estimation of moving targets in passive pulse radar systems[J]. Journal of University of Electronic Science and Technology of China, 2009, 38(6): 908-912.
- [14] 刘建国, 严胜刚. 基于调频Z变换的均匀线阵波达方向估计[J]. 电子学报, 2011, 39(6): 1291-1296.
LIU Jian-guo, YAN Sheng-gang. An algorithm for wideband direction of arrival estimation based on chirped Z transform[J]. Acta Electronica Sinica, 2011, 39(6): 1291-1296.
- [15] 龚享铤, 周良柱. 一种关于相参脉冲信号频率的最优估计算法[J]. 电子与信息学报, 2004, 26(10): 1594-1600.
GONG Xiang-yi, ZHOU Liang-zhu. New optimum algorithm for frequency estimation from coherent pulses[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2004, 26(10): 1594-1600.
- [16] 严航, 朱珍珍. 基于积分抽取的时/频差参数估计方法[J]. 宇航学报, 2013, 34(1): 99-105.
YAN Hang, ZHU Zhen-zhen. Fast algorithm for joint estimation of DTO and DFO based on integrate-and-dump filters[J]. Journal of Astronautics, 2013, 34(1): 99-105.

编辑 税红