

基于积分抽取的时/频差参数估计方法

严 航, 朱珍珍

(西南电子通信技术研究所, 成都 610041)

摘 要: 利用互模糊函数对大数据量信号进行时/频差参数估计的运算量大, 现有处理算法难以满足系统实时性要求。针对该问题, 提出了基于积分抽取的时/频差参数估计方法。该方法根据对积分抽取滤波器的性能分析, 选择最优的抽取倍数, 对粗估计和精细估计中的混合积信号进行降采样, 在信息基本不缺失的前提下, 大幅降低了 FFT 和 CZT 细化处理的运算量。利用该方法, 可以将时/频域混合积信号抽取到 5 个样本点, 再通过 CZT 运算就可以实现对时/频差参数的高精度估计。仿真结果表明所提方法的有效性。

关键词: 积分抽取; 抽取倍数; 时差; 频差; 混合积信号

中图分类号: TN96 文献标识码: A 文章编号: 1000-1328(2013)01-0099-07

DOI: 10.3873/j.issn.1000-1328.2013.01.014

Fast Algorithm for Joint Estimation of DTO and DFO Based on Integrate-and-Dump Filters

YAN Hang, ZHU Zhen-zhen

(Southwest Electronics and Telecommunication Technology Research Institute, Chengdu 610041, China)

Abstract: The computational burden of cross ambiguity function is very large for estimating the DTO (Differential Time Offset) and DFO (Differential Frequency Offset) when processing huge data, and general algorithms are difficult to meet the real-time requirements. A method for estimating DTO and DFO based on Integrate-and-Dump filters is proposed in this paper. According to performance analysis of the filter, appropriate decimation factor is determined. Then, the computational burdens for both coarse estimation and fine estimation are reduced significantly without affecting estimation accuracy. In the fine estimation, the mixed product signal can be decimated to five sampling points and operated by using CZT to achieve estimation of DTO and DFO with high accuracy. The simulation results validate the proposed algorithm.

Key words: Integrate-and-dump; Decimation factor; DTO; DFO; Mixed product signal

0 引 言

现有双星定位系统设计时主要考虑对窄带信号辐射源进行时/频差参数估计, 运算量相对较小^[1-3]。随着双星时/频差定位技术逐步推广到非合作卫星上行信号辐射源定位应用上, 实际中就会面临到 CDMA 信号、TDMA 信号等。对于 CDMA 信号, 相同积累时间内处理数据量随带宽增大而增大; 对于 TDMA 信号, 由于时隙不连续, 有效积累时间降低, 处理数据量随着积累时间增大而增大。数据

量增大导致定位系统的实时性很差, 甚至通用的处理平台难以完成处理。

双星时/频差定位利用主星信号和邻星信号的互模糊函数(Cross Ambiguity Function, CAF)实现相干累积, 根据相关峰值位置测量时差和频差, 离散化的 CAF 为^[4]

$$A(m_\tau, m_{f_d}) = \sum_{n=0}^{N-1} s_1(n) \cdot s_2^*(n - m_\tau) e^{-j\frac{2\pi}{N}m_{f_d}n} \quad (1)$$

其中, s_1 和 s_2 分别是经过主星和邻星转发后的辐射

源信号, m_τ 和 m_{f_d} 分别对应时差和频差参数, N 为处理点数。对一路信号进行时差尝试性补偿后, 再对时域混合积信号 $r(n; m_\tau) = s_1(n) \cdot s_2^*(n - m_\tau)$ 作 FFT 以估计频差, 如下式所示

$$A(m_\tau, m_{f_d}) = \sum_{n=0}^{N-1} r(n; m_\tau) e^{-j\frac{2\pi}{N}m_{f_d}n} = \text{FFT}[r(n; m_\tau)] \quad (2)$$

当时差补偿正确后, 时域混合积信号实际为一个受噪声污染的窄带信号, 该信号的频率即包含定位处理所需要的频差信息。文献[4-5]利用其他先验信息或者外部条件, 通过采用并行处理与缩小搜索范围等措施, 缩短模糊函数的计算时间, 但没有从 CAF 的本质出发, 计算量降低有限。由于时域混合积信号的采样率远大于信号频率的绝对值, 文献[6-7]通过单级或多级 FIR 数字滤波器降低采样率, 大幅缩短了 FFT 的长度, 但是滤波时会引入大量复乘, 不能最大程度降低处理运算量。文献[8]对抽取因子、搜索步长等相关参数进行非线性最优化, 但这种非线性约束方法在最优参数搜索过程中需要大量迭代, 而且存在是否收敛的问题。文献[9]利用积分抽取滤波器降低采样率, 文献[10]对 CAF 计算公式进行适当变换和近似, 再对变换后的数据进行二维搜索, 其实质与文献[9]的积分抽取是同一思路, 但是两者都没有就积分抽取对时/频差参数估计的影响作定量分析, 也未对如何选取抽取倍数进行论证和推导, 只给出经验值, 同时没有将积分抽取应用到时差精细估计中。

本文在定量分析积分抽取滤波器的时/频域性能的基础上, 提出了基于积分抽取的时/频差参数估计方法, 选择更优的抽取倍数, 通过时频对偶关系将积分抽取应用到时差精细估计中, 并首次理论分析了时/频差参数精细估计中混合积信号滤波抽取的极限。

1 积分抽取滤波器的性能分析

1.1 积分抽取的时频域描述

积分抽取的时域操作可描述为: 对 N 点长的原序列 $r(n)$, 每相邻 D 点求和输出一个结果, 形成 N_1 点长的抽取序列 $r_1(n_1)$, 其中 $N_1 = N/D$ ^[11]。为分析积分抽取带来的影响, 将其分解为两个步骤:

步骤 1. $r(n)$ 与滤波器 $h(n)$ 进行卷积得到 $y(n)$, 其中

$$h(n) = \begin{cases} 1 & n = 0 \\ 0 & 1 \leq n \leq N - D \\ 1 & -D + 1 \leq n \leq -1 \end{cases} \quad (3)$$

步骤 2. 对 $y(n)$ 进行 D 倍抽取。

在频域复现上述两个步骤如下:

步骤 1. 原序列频谱 $R(k)$ 与滤波器频谱 $H(k)$ 相乘, 得到滤波后频谱为

$$Y(k) = R(k)H(k), \quad k = 0, \dots, N - 1 \quad (4)$$

其中

$$H(k) = \frac{\sin(\pi k D / N)}{\sin(\pi k / N)} e^{j\frac{\pi k}{N}(D-1)} \quad (5)$$

步骤 2. 对 $y(n)$ 抽取得到 $r_1(n_1)$, 其 DFT 为

$$R_1(k) = \frac{1}{D} \sum_{d=0}^{D-1} Y(k + dN_1), \quad k = 0, \dots, N_1 - 1 \quad (6)$$

所以积分抽取在频域可描述为

$$R(k) \xrightarrow{H(k)} Y(k) \xrightarrow{\text{分段叠加}} DR_1(k) \quad (7)$$

以单频信号为例, 将(7)式所示两个步骤分别表示为图 1 和图 2。不妨假设频率 f_d 是频率分辨率的整数倍 $f_d = k_0(f_s/N)$, 步骤 1 滤波过程如图 1 所示, 图中三幅子图分别为 $R(k)$ 、 $H(k)$ 和 $Y(k)$ 的幅度和相位, 其中原序列长度 $N = 60$, 信号频率与频率分辨率的比值 $k_0 = 2$, 滤波器长度即抽取倍数 $D = 5$ 。图中横坐标表示的频率范围均为 $[0, f_s]$, 原序列频谱幅度只在 $k = 2$ 处有非零值 N ; 滤波器频谱主瓣宽度的一半为 $N/D = 12$; 滤波后的频谱在 $k = 2$ 处幅度有一定程度的衰减。

步骤 2 抽取过程如图 2 所示, 图中两幅子图分别为 $Y(k)$ 和 $R_1(k)$ 的频谱。对 $y(n)$ 抽取得到 $r_1(n)$, 对应频谱分段叠加, $Y(k)$ 等分为 5 段, 叠加后序列的采样频率变为 f_s/D , DFT 点数为 12 点, 左边 6 个点表示正频率, 右边 6 个点表示负频率。

从图 1 可以看出, 滤波使信号和噪声的频谱幅度均有所衰减; 从图 2 可以看出, 抽取会使其它频段的噪声叠加到主瓣内。

1.2 滤波抽取对信号影响的定量分析

若待估计信号频率的最大不确定度为 $f_{d\max}$, 则在 $f_{d\max}$ 处的幅度衰减代表了滤波带来的最大衰减。

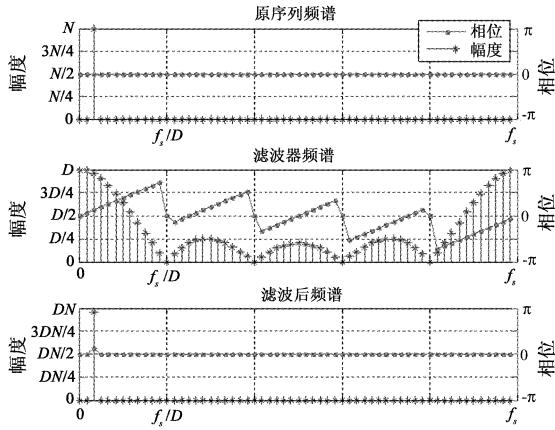


图 1 步骤 1 滤波过程频域示意图

Fig. 1 Sketch of filtering in frequency domain

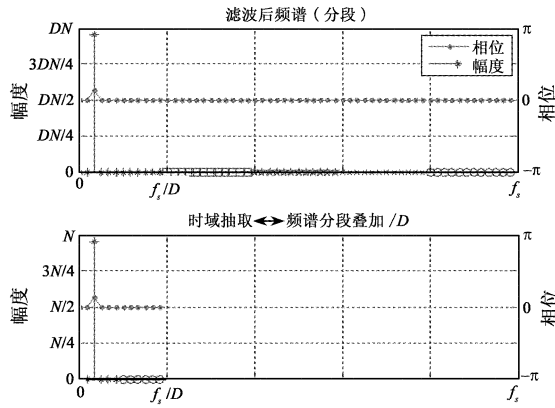


图 2 步骤 2 抽取过程频域示意图

Fig. 2 Sketch of decimation in frequency domain

不妨假设 f_{dmax} 是频率分辨率的 k_m 倍, 于是在 f_{dmax} 处的衰减可写为

$$L_{max} = \frac{D}{|H(k)|_{k=k_m}} \quad (8)$$

代入式(5)可得

$$L_{max} = \frac{D \sin(\pi f_{dmax}/f_s)}{\sin(\pi f_{dmax} D/f_s)} \quad (9)$$

式中 f_s 为采样率, 将 f_s 和 f_{dmax} 之间的比值记为 Q , 抽取后采样频率 f_{s1} 和 f_{dmax} 之间的比值记为 Q_1 , 当 f_s 和 f_{dmax} 确定时, 最大衰减可写为

$$L_{max} = \left| \frac{\sin(\pi/Q)}{\pi/Q} \right| \left| \frac{\sin(\pi/Q_1)}{\pi/Q_1} \right| \quad (10)$$

上式将 L_{max} 表示为两个 $\text{sinc}(\cdot)$ 函数的绝对值之商, 抽取后仍然要保持原信号的频谱分量, 所以需要满足 $f_{s1} > 2f_{dmax}$, 即 $1/Q_1 = D/Q < 1/2$ 。又由 $\text{sinc}(\cdot)$ 函数在 $[0, \pi]$ 内的递减性, L_{max} 随 D 的增加而增加,

随 Q_1 的增加而减小。表 1 给出了不同的 Q 和 Q_1 下, 幅度衰减 L_{max} 的变化趋势。

表 1 参数变化时幅度衰减的变化趋势

Table 1 Variation of attenuation with different parameters

观察参数	Q	Q_1			
		2	5	10	20
L_{max} / dB	100	1.9605	0.2889	0.0710	0.0172
	200	1.9610	0.2894	0.0715	0.0177
	500	1.9612	0.2896	0.0716	0.0178
	1000	1.9612	0.2896	0.0717	0.0179
	2000	1.9612	0.2896	0.0717	0.0179
	5000	1.9612	0.2896	0.0717	0.0179

由表 1 可以看出:

(1) 当 Q 确定时, 要求抽取后的 Q_1 越大, 相应的抽取倍数 D 就越小, L_{max} 越小;

(2) 当 Q_1 确定时, Q 越大, D 就越大, L_{max} 也越大, 但是当 Q 增大到一定程度时, $\sin(\pi/Q) \approx \pi/Q$, (10) 式可近似为 $|\pi/Q_1| / |\sin(\pi/Q_1)|$, L_{max} 趋于恒定。

在实际中选择滤波抽取参数时, Q_1 越大信号频谱幅度衰减越小, 但反过来 D 越小, 计算量降低有限, 所以参数选择需要一定的折中。由表 1 可知: 当 $Q > 500$ 时, 对于固定的 Q_1 , 幅度衰减趋于恒定, 本文选择 $Q_1 = 10$, 使得幅度衰减小于 0.1dB。

1.3 噪声叠加影响的定量分析

混合积的 DFT 可写为

$$R(k) = \sum_{n=0}^{N-1} r(n; m) e^{-j2\pi \frac{nk}{N}} \triangleq \sum_{n=0}^{N-1} \Lambda(n, k; m) \quad (11)$$

假设 $\Lambda(n, k; m)$ 的方差为 σ^2 , 当 m, k 固定时, 对于任意的 $n_a, n_b \in [0, N-1]$ 且 $n_a \neq n_b$, $\Lambda(n_a, k; m)$ 与 $\Lambda(n_b, k; m)$ 相互独立^[12]。根据中心极限定理^[12], 式中的和式近似服从正态分布, 且方差为 $N\sigma^2$ 。

原序列 $r(n; m)$ 对不同的 n 是相互独立的, 所以 $r_1(n_1; m)$ 是由 D 个相互独立的随机过程相加得到, 其统计特性与 $r(n; m)$ 相同, 方差为 $D\sigma^2$ 。同样的, 根据中心极限定理, $R_1(k)$ 的方差为 $N_1 D\sigma^2 = N\sigma^2$ 。

由上述分析可知, $r(n; m)$ 的 DFT 和 $r_1(n_1; m)$ 的 DFT 的统计特性是相当的, 为了验证这一结论, 在不同的抽取倍数下, 对滤波抽取前后峰值判决时噪底能量之比, 进行了蒙特卡洛试验。仿真参数设置为: 处理信号时长为 0.5s, 采样频率 $2 \times 10^6 \text{Hz}$, 最

大频偏不确定度为 1×10^3 Hz, 两路信号信噪比分别为 0dB 和 -30dB, 蒙特卡洛仿真次数为 1000。表 2 给出了各个抽取倍数下, 滤波抽取前后噪底能量之比的二阶统计特性。

表 2 抽取倍数变化时统计特性

Table 2 Statistical character for different decimation

抽取倍数 D	抽取后 序列点数 N_1	抽取后采样率 与最大频偏不 确定度的比值 Q_1	峰值判决 噪底能量之比	
			均值	方差
25	40000	80	1.000006	0.000584
50	20000	40	1.000021	0.001157
100	10000	20	1.000153	0.002303
200	5000	10	0.999977	0.004688
400	2500	5	0.999825	0.009259

由表 2 可以看出, 随着抽取倍数的增加, 滤波抽取后的序列点数减少, $R_1(k)$ 的分布与正态分布的近似误差越大, 从而噪底能量之比的均值和方差越偏离理想值。滤波抽取对信号幅度衰减影响的分析结论表明, 当 $Q_1 = 10$ 时, 信号分量的幅度衰减小于 0.1dB; 而统计结果表明, 此时滤波抽取前后噪声能量的幅度变化小于 0.05dB。因此, 当 $Q_1 = 10$ 时滤波抽取对峰值判决的影响是可以忽略的。

2 基于积分抽取的时/频差估计处理流程

图 3 为基于积分抽取的时/频差估计流程框图, 两路信号首先在粗估计模块进行互模糊函数处理, 进行滤波抽取时, 依据上文性能分析结果, 选择抽取倍数为

$$D = f_s / (10f_{dmax}) \quad (12)$$

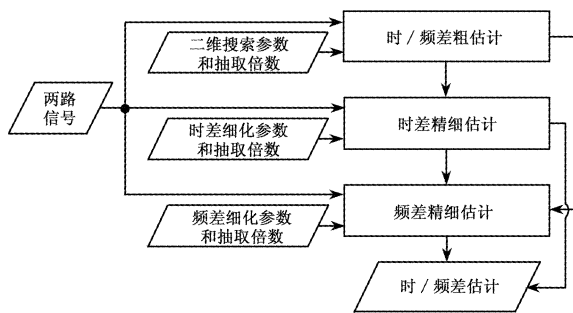


图 3 基于积分抽取的时/频差估计流程

Fig. 3 Coarse estimation flow diagram

图 4 为频差精细估计模块的流程框图, 时差精

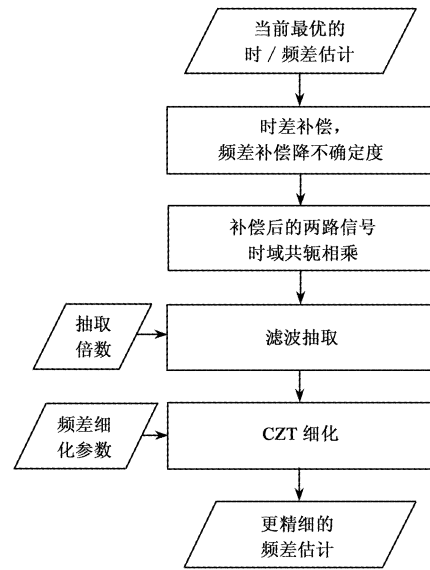


图 4 基于积分抽取的频差精细估计流程

Fig. 4 Fine estimation flow diagram

细估计模块与其存在时频对偶关系。图中模块输入为当前最优的时/频差估计, 用于对两路信号进行补偿。补偿时差是为了在最优时差对应切片上进一步细化频差估计; 在滤波抽取之前补偿频差, 为了使抽取倍数尽可能大, 避免滤波时信号频谱落在滤波器主瓣之外。补偿后的两路信号共轭相乘得到时域混合积信号, 再对其进行滤波抽取。

在具备时/频差粗估计作为先验知识的前提下, 积分抽取的最大抽取倍数可至 $N/5$, 下面以频差精细估计为例对该结论进行解释。对时域混合积信号进行频差粗估计补偿后, 新的混合积包含的频差残差将在 $\pm f_s / (2N)$ 以内, 即此时频差不确定度降为

$$f'_{dmax} = \frac{f_s}{2N} = \frac{1}{2T} \quad (13)$$

根据前文积分抽取滤波器性能分析结论可知, 对新的混合积信号进行积分抽取, 抽取后采样率可以最低降至 $f_{s2} = 10f'_{dmax} = 5/T$, 则抽取倍数最大可至 $D_2 = N / (Tf_{s2}) = N/5$ 。此时, 积分抽取滤波导致频差残差处信号能量的衰减小于 0.2dB; 导致关注频段内噪声能量的增加小于 0.1dB。因此, 通过对滤波抽取后的 5 个样本值进行 CZT 细化即可以实现频差残差值的估计, 进而实现对频差的高精度估计。

3 计算量分析

根据图 3 和图 4 所示的流程框图, 可以得到

表 3 ~ 表 5 所示的计算量分析结果。其中,表 3 为不同搜索方式下,粗估计的计算量对比。

表 3 不同搜索方式下粗估计计算量对比

Table 3 Comparison of coarse estimation computational burden

搜索方式	计算 CAF 平面需要的复乘次数 (M_r, M_{fd} 分别为时/频差搜索次数)
时差串行、频差 FFT 并行搜索	$M_r \left[N + \frac{N}{2} \log_2 N \right]$
时差串行、频差滤波抽取后 FFT 并行搜索	$M_r \left[N + \frac{N}{2D} \log_2 \frac{N}{D} \right]$

表 4 时差精细估计中是否滤波抽取的运算量对比

Table 4 Comparison of DTO refinement computational burden

估计步骤		滤波抽取的计算量	未滤波抽取的计算量
频差补偿	在时域补偿	N	
	在频域补偿	0	
滤波抽取前的时差补偿	频差时域补	0	...
	时域补频域补	N	
	频差频域补	0	
	频域补频域补	N	
频域共轭相乘以构造频域混合积		$2 \left(\frac{N}{2} \log_2 N \right) + N$	
CZT		$C_{czt}(N_2, M)$	$C_{czt}(N, M)$

表 4 为时差精细估计中是否采用滤波抽取的运算量对比,其中频差补偿和频域共轭相乘是两种方式都具备的环节。频差补偿有两种方式,若在频域补偿只需频域移位,没有复乘,但精度有限;若在时域补偿可以精确补偿频差,但增加了 N 点复乘。如果当前频差估计精度为 $1/T$,那么两种方式是等价的,从降低运算量角度考虑,选择在频域补偿;如果当前精度优于 $1/T$,则需要在时域补偿。

滤波抽取前的时差补偿,在时域补偿没有复乘,在频域补偿增加 N 点复乘。由于滤波抽取前补偿的目的是降低参数估计不确定度,对补偿的精确性没有严格要求,所以优先选择在时域补偿。

对补偿后的两路信号进行频域共轭相乘,得到频域混合积,在对其 CZT 细化之前,如果滤波抽取至 5 个点,那么 CZT 计算量的下降是非常可观的。表中 $C_{czt}(N, M)$ 表示对 N 点序列做 M 点输出的 CZT 需要的复乘次数^[13]

$$C_{czt}(N, M) = \frac{3L}{2} \log_2 L + 5N + L + M \quad (14)$$

上式中 L 是在保证 $L \geq N + M - 1$ 的条件下,取 L 为 2 的整数次幂。

表 5 为频差精细估计中是否采用滤波抽取的运

算量对比。同样,选择补偿方式时首先根据当前时差估计精度,再从降低运算量的角度考虑。若选择在频域补偿时差,则滤波抽取前在频域补偿频差不增加复乘;若选择在时域补偿时差,则频差在频域补偿需要增加一次 FFT 和一次 IFFT,而在时域补偿频差仅需要 N 点复乘。因此,在频差精细估计中,如果时差在频域补偿,则频差在频域补偿;如果时差在时域补偿,则频差在时域补偿。

表 5 频差精确估计中是否滤波抽取的计算量对比

Table 5 Comparison of DFO refinement computational burden

估计步骤		滤波抽取的计算量	未滤波抽取的计算量
时差补偿	在频域补偿	$N \log_2 N + N$	
	在时域补偿	0	
滤波抽取前的频差补偿	时差频域补	0	...
	频域补时域补	N	
	时差频域补	$N \log_2 N$	
	频域补时域补	N	
时域共轭相乘以构造时域混合积		N	
CZT		$C_{czt}(N_2, M)$	$C_{czt}(N, M)$

4 仿 真

本文将从运算量和精度两方面,对基于积分抽取的时/频差参数估计算法的性能进行仿真。

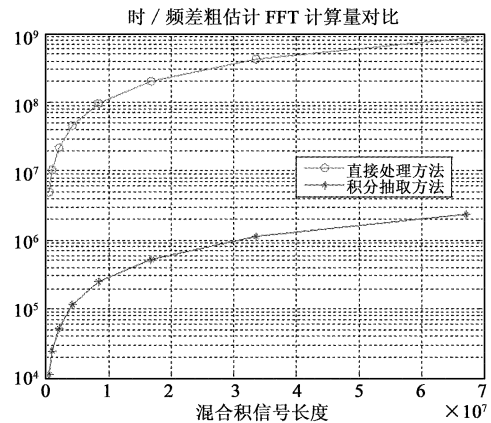


图 5 时/频差粗估计 FFT 运算量对比

Fig. 5 Comparison of FFT computational burden

4.1 计算量对比分析

图 5 ~ 图 7 分别给出了时/频差参数估计中各模块是否采用积分抽取时的 FFT 或 CZT 计算量对比。其中,仿真参数设置如下:采样频率 4MHz,频差不确定度为 1kHz,时/频差粗估计时抽取倍数为 256,处理点数 N 依次取 2 的整数次幂,从 2^{19} 逐渐增加至 2^{26} 。

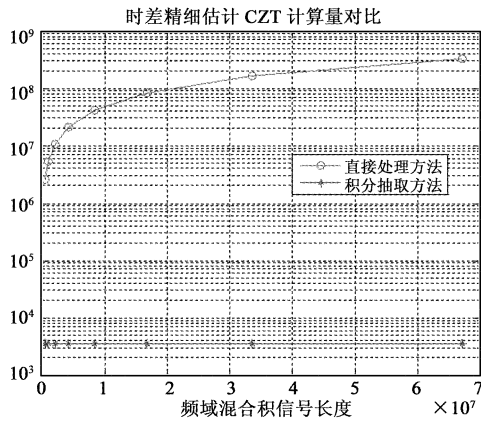


图 6 时差精细估计中 CZT 运算量对比

Fig. 6 Comparison of CZT for DTO computational burden

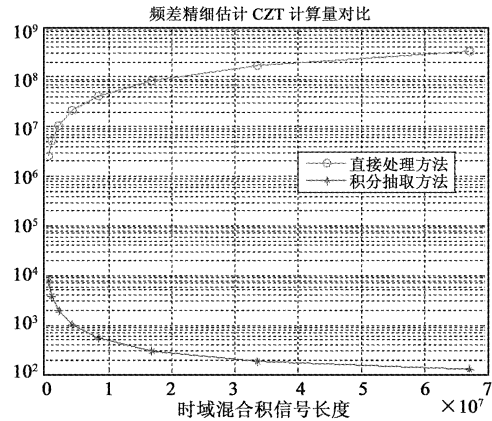


图 7 频差精细估计中 CZT 计算量对比

Fig. 7 Comparison of CZT for DFO computational burden

由图 5 可知,在时/频差参数粗估计中,对时域混合积分进行积分抽取后,可以大幅降低 FFT 的运算量。而且,随着数据量的增加,处理运算量的降低幅度可以达到 2 个数量级以上。由图 6、图 7 可知,在时/频差精细估计中,补偿频差或时差后对混合积信号进行积分抽取至 5 个点后,可以大幅降低 CZT 的运算量。由于 CZT 运算量与输出点数相关,在时差精细估计中,时域细化范围确定时,CZT 输出点数仅与采样率有关,与样本点数无关。因此,随着信号样本点数的增加,抽取后的频域混合积信号作 CZT 的运算量恒定,如图 6 所示。而频差精细估计中,在频

域细化范围确定条件下,CZT 输出点数随样本点数增大而减少,因此,积分抽取后的时域混合积信号作 CZT 的运算量也随之降低,如图 7 所示。

4.2 参数估计精度对比分析

为了考察积分抽取对参数估计性能的影响,验证本文的分析结论,在不同的信噪比、不同抽取倍数下对频差参数进行估计,得到估计精度如表 6 所示。其中,处理数据长度为 2^{20} 点,信号带宽为 200kHz,采样频率为 0.5MHz, N_1 为滤波抽取后的信号点数, δ 为滤波抽取方式下的频差估计误差, $\Delta\delta$ 为该误差与直接估计误差之间的差异。

表 6 积分抽取对频差估计精度的影响

Table 6 Effect on DFO estimation accuracy

两路信号信噪比	[10 -40]	[10 -30]	[10 -20]				
CRLB/Hz	0.0301	0.0095	0.0030				
直接估计误差/Hz	0.0337	0.0077	0.0037				
	N_1	δ	$\Delta\delta$	δ	$\Delta\delta$	δ	$\Delta\delta$
积分抽取	8	0.0407	0.0070	0.0087	0.0010	0.0047	0.0010
	16	0.0447	0.0110	0.0087	0.0010	0.0037	0
	32	0.0387	0.0050	0.0087	0.0010	0.0037	0
	64	0.0357	0.0020	0.0087	0.0010	0.0037	0
	128	0.0347	0.0010	0.0077	0	0.0037	0
	256	0.0337	0	0.0077	0	0.0037	0
	512	0.0337	0	0.0077	0	0.0037	0

从表 6 可以分析得知:(1) 随着信噪比的提高,在同样的抽取倍数下(混合积信号抽取后样本点数 N_1 相同),抽取滤波后的参数估计值与直接处理的估计值的差异程度降低;(2) 同一信噪比条件下,随着抽取倍数的降低参数估计值的差异程度逐渐降

低;(3) 当抽取滤波后混合积信号样本数降低至 8 个点(理论上可以降为 5 个点,试验中数据长度和抽取倍数始终取 2 的整数次幂)时,与直接处理的参数估计值的差异也在估计精度克拉美罗下界(Cramer-Rao Low Bound, CRLB)范围内,即不影响

参数估计精度。

5 结 论

本文分别从时域和频域对积分抽取滤波进行了描述,分析了其对混合积信号与噪声的影响。在此基础上,提出了基于积分抽取的时/频差参数粗估计算法以及精细估计算法,在国内外首次分析了精细估计时抽取倍数可以达到的理论极限。最后,对提出的算法进行了仿真,结果表明,所提算法在大幅降低时/频差参数估计中 FFT/CZT 运算量的同时,基本不降低参数估计精度。算法尤其适合于 CDMA 信号、TDMA 信号以及宽带信号的时/频差参数估计,可以有效提升双星定位系统的信号适应性与处理能力。

参 考 文 献

- [1] Fowler M L, Hu X. Signal models for TDOA/FDOA estimation [J]. IEEE Transactions on AES, 2008, 44(4): 1543 - 1549.
- [2] Haworth D P, Smith N G, Bardelli R. Interference localization for EUTELSAT satellites-the first European transmitter location system [J]. International Journal of Satellite Communications, 1997, 15(4): 155 - 183.
- [3] 郭福成, 樊昀. 双星时差频差联合定位方法及其误差分析 [J]. 宇航学报, 2008, 29(4): 1381 - 1386. [Guo Fu-cheng, Fan Yun. A method of dual-satellites geolocation using TDOA and FDOA and its precision analysis [J]. Journal of Astronautics, 2008, 29(4): 1381 - 1386.]
- [4] 朱伟强, 黄培康, 张朝. 基于互模糊函数的时差频差估计算法及实现途径 [J]. 南京理工大学学报(自然科学版), 2009, 33(4): 511 - 515. [Zhu Wei-qiang, Huang Pei-kang, Zhang Zhao. Estimation algorithm and realization method for differential delay and differential frequency offset based on cross ambiguity function [J]. Journal of Nanjing University of Science and Technology (Natural Science), 2009, 33(4): 511 - 515.]
- [5] 孙正波, 叶尚福. 一种时差/频差快速联合估计方法 [J]. 电波科学学报, 2006, 21(5): 641 - 646. [Sun Zheng-bo, Ye Shang-fu. Fast algorithm for joint estimation of DTO and DFO [J]. Chinese Journal of Radio Science, 2006, 21(5): 641 - 646.]
- [6] 高志文, 陶然, 单涛. 外辐射源雷达互模糊函数的两种快速算法 [J]. 电子学报, 2009, 37(3): 669 - 672. [Gao Zhi-wen, Tao Ran, Shan Tao. Two fast algorithms of cross-ambiguity function for passive radar [J]. Acta Electronica Sinica, 2009, 37(3): 669 - 672.]
- [7] Tao R, Zhang W Q, Chen E Q. Two-stage method for joint time delay and doppler shift estimation [J]. IET Radar Sonar Navig., 2008, 2(1): 71 - 77.
- [8] 刘伟华, 黄振, 陆建华. 到达时差和频差搜索算法的非线性约束最优化研究 [J]. 装备指挥技术学院学报, 2010, 21(2): 74 - 78. [Liu Wei-hua, Huang Zhen, Lu Jian-hua. Research on nonlinear constrained optimization of TDOA and FDOA estimation [J]. Journal of the Academy of Equipment Command & Technology, 2010, 21(2): 74 - 78.]
- [9] Stein S. Algorithms for ambiguity function processing [J]. IEEE Transactions on ASSP, 1981(19): 588 - 599.
- [10] 王奉帅, 刘聪锋, 张亚, 等. 基于互模糊函数的快速时差频差联合估计 [J]. 中国电子科学研究所学报, 2011, 6(6): 603 - 607. [Wang Feng-shuai, Liu Cong-feng, Zhang Ya, et al. Joint TDOA-FDOA fast estimation algorithm based on Cross-Ambiguity Function [J]. Journal of CAEIT, 2011, 6(6): 603 - 607.]
- [11] 胡广书. 数字信号处理: 理论、算法与实现 [M]. 北京: 清华大学出版社, 2003: 327 - 329.
- [12] Kay S M. Fundamental of statistical signal processing [M]. Upper Saddle River, New Jersey: Prentice-Hall, 1993.
- [13] 吴瑛, 张莉, 张冬玲. 数字信号处理 [M]. 西安: 西安电子科技大学出版社, 2009: 143 - 144.

作者简介:

严航(1980 -), 男, 博士生, 工程师, 主要从事目标无源定位技术与统计信号处理技术研究。

通信地址: 四川省成都市 393 信箱 Z10 分箱(610041)

电话: (028)86595382

E-mail: yanhang_57@sina.com

(编辑: 余 未)