第 17 卷　第 6 期　　太赫兹科学与电子信息学报　　Vol.17，No.6
2019 年 12 月　　Journal of Terahertz Science and Electronic Information Technology　　Dec.，2019

文章编号：2095-4980(2019)06-1091-07

基于导频辅助的 DFT 时变频率捕获算法

田　甜，朱立东

(电子科技大学 通信抗干扰技术国家级重点实验室，四川 成都 611731)

摘　要：以线性调频信号为信号模型，围绕时变频率捕获算法展开研究。重点研究了传统的时变频率捕获算法——延迟自相关算法，然后针对延迟自相关算法无法在低信噪比下实现线性调频信号参数估计的问题，提出一种基于导频辅助的离散傅里叶变换(DFT)时变频率捕获算法。仿真结果表明，提出的算法和延迟自相关算法均基于 2 次快速傅里叶变换(FFT)运算实现了线性调频信号的频偏和频偏变化率的捕获，该算法具有更低的信噪比门限。

关键词：线性调频信号；频偏；频偏变化率；复杂度

中图分类号：TN927^{+}.23　　**文献标志码：**A　　**doi：**10.11805/TKYDA201906.1091

Pilot-aided DFT time-varying frequency acquisition algorithm

TIAN Tian，ZHU Lidong

(National Key Laboratory of Science and Technology on Communication，University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu Sichuan 611731，China)

Abstract：This paper studies on time-varying frequency acquisition algorithms, taking Linear Frequency Modulation(LFM) signal as signal model. Firstly, this paper focuses on Delayed Autocorrelation Algorithm, which is one of the traditional time-varying frequency acquisition algorithms. Then, a pilot-aided Design For Testability(DFT) time-varying frequency acquisition algorithm is proposed, according to the problem that Delayed Autocorrelation Algorithm cannot realize the parameter estimation at low Signal to Noise Ratio(SNR). At last, the simulation results show that both the proposed algorithm and the Delayed Autocorrelation Algorithm are based on two Fast Fourier Transform(FFT) operations to estimate the frequency offset and the rate of frequency offset for LFM signal, and the proposed algorithm has a lower SNR threshold.

Keywords：Linear Frequency Modulation signal；frequency offset；the rate of frequency offset；complexity

随着卫星通信技术的迅猛发展，高动态场景下的载波信号捕获越来越受到人们的关注。通常在高动态通信场景中，频偏在观测时间内呈现时变特性。载波捕获不仅需要捕获初始频偏，还需要捕获频偏变化率，此时载波捕获问题演变成对线性调频信号的参数估计问题。当前，常用于线性调频信号参数估计的算法大体上分为 3 类，包括最大似然估计(Maximum Likelihood，ML)算法、时频分析法和解线调法。ML 估计算法[1]理论上能够提供十分精确的估计结果，但该方法需要进行二维搜索，运算量很大，在工程实现上十分困难，而且 ML 估计算法的收敛结果可能是局部极值点。基于时频分析[2]的参数估计算法在实际应用中也受到诸多限制，如短时傅里叶变换[3-4]计算量较小，参数估计速度较快，但是不能兼顾时间分辨力和频率分辨力；小波变换[5-6]避免了时间分辨力和频率分辨力彼此牵制的问题，但该方法需要将频率域转变为尺度域，导致其实时性较差。因此本文选取解线调法作为研究重点。

解线调，即解除信号的线性调制，其基本思想是把二维搜索降为一维处理，去除了线性调频信号的线性调制，将线性调频信号转换成复正弦信号。目前，该类算法主要包括延迟自相关算法、离散 Chirp 傅里叶变换(Discrete Chirp Fourier Transform，DCFT)算法、调频率逼近算法等。文献[7]提出延迟自相关算法，该算法计算复杂度低，但信噪比门限较高，并且频率变化率的估计精确度受延迟时间量的影响。文献[8]提出 DCFT，该算法可以同时估计频率和频率变化率，但要求采样点为质数，频率变化率为整数形式，其应用受到了限制。文献

收稿日期：2018-04-08；**修回日期：**2018-05-03

[9–10]提出调频率逼近算法，该算法基于 LFM 信号的“矩形效应”，信噪比门限低，但频率变化率的估计误差受其步进大小的影响，要想获得更高的估计精确度，必须以更小的数值进行步进，最终造成运算复杂度的增加。冯小平[11]和杨清红[12]等在文献[7]的基础上，构造了局部搜索算法。该算法先用延迟自相关算法进行粗估计，再根据粗估参数在局部范围内进行快速搜索，改善了算法的估计性能。司锡才[13]等在文献[7]的基础上，运用频谱细化方法，提高了算法的估计精确度。但上述改进算法均增加了运算复杂度，因此，本文从延迟自相关算法出发，对低复杂度的时变频率捕获算法展开研究，并提出基于导频辅助的 DFT 时变频率捕获算法。该算法使用 2 次 FFT 运算实现了线性调频信号参数的快速估计，并解决了延时自相关算法不能在低信噪比环境下实现线性调频信号参数估计的问题。

1 延迟自相关算法

延迟自相关算法利用一次自相关运算和 2 次正弦信号的频率估计，将复杂的二维搜索转换到 2 次一维搜索，不仅减小了计算复杂度，而且将 2 段信号之间具有相同频率变化率的先验信息进行充分利用，实现了线性调频信号的频率及其变化率的快速估计。

线性调频信号 $r(t)$ 可以用式(1)表示：

$$r(t)=\exp\left(\mathrm{j}2\pi\left(f_{\mathrm{d}}t+\frac{1}{2}f_{\mathrm{a}}t^{2}\right)\right)+w(t),\quad 0\leqslant t\leqslant T \tag{1}$$

式中：f_{d} 为频偏；f_{a} 为频偏变化率；$w(t)$ 为复加性高斯白噪声。

延迟自相关算法的基本思想是，将信号 $r(t)$ 与其延迟 τ 的信号 $r(t+\tau)$ 进行自相关，然后结合正弦信号的频率估计算法，如 FFT 技术，实现频偏和频偏变化率的估计，并将与 FFT 结合的延迟自相关算法称为延迟自相关 FFT 算法。

假设接收信号延时为 τ，则其瞬时自相关函数可以表示为：

$$R(t,\tau)=r(t+\tau)r^{*}(t),\quad 0\leqslant t\leqslant N-1-\tau \tag{2}$$

将式(1)代入式(2)，得

$$R(t,\tau)=\exp\left(\mathrm{j}2\pi\left(f_{\mathrm{d}}\tau+\frac{1}{2}f_{\mathrm{a}}\tau^{2}+f_{\mathrm{a}}t\tau\right)\right)+w'(t) \tag{3}$$

式中

$$w'(t)=\exp\left(\mathrm{j}2\pi\left(f_{\mathrm{d}}\left(t+\tau\right)+\frac{1}{2}f_{\mathrm{a}}\left(t+\tau\right)^{2}\right)\right)w^{*}(t)+\exp\left(-\mathrm{j}2\pi\left(f_{\mathrm{d}}t+\frac{1}{2}f_{\mathrm{a}}t^{2}\right)\right)w(t+\tau)+w(t+\tau)w^{*}(t) \tag{4}$$

观察式(3)发现，当延时 τ 固定时，$R(t,\tau)$ 可以看作噪声 $w'(t)$ 污染下的复正弦信号，其载波频率为 $f_{\mathrm{a}}\tau$。

线性调频信号在延时固定为 τ 时的自相关函数 $R(t,\tau)$，其实是 2 个包含噪声的线性调频信号的乘积。令 $r_1(t)=r(t+\tau)$，$w_1(\mathrm{t})=w(t+\tau)$，得

$$r_1(t)=\exp\left(\mathrm{j}2\pi\left(f_{\mathrm{d}}\left(t+\tau\right)+\frac{1}{2}f_{\mathrm{a}}\left(t+\tau\right)^{2}\right)\right)+w_1(t)=\exp\left(\mathrm{j}2\pi\left(\left(f_{\mathrm{d}}+f_{\mathrm{a}}\tau\right)\mathrm{t}+\frac{1}{2}f_{\mathrm{a}}t^{2}\right)\right)\exp\left(\mathrm{j}2\pi\left(f_{\mathrm{d}}\tau+\frac{1}{2}f_{\mathrm{a}}\tau^{2}\right)\right)+w_1(t) \tag{5}$$

设 $f_1=f_{\mathrm{d}}+f_{\mathrm{a}}\tau$，则

$$r_1(t)=\exp\left(\mathrm{j}2\pi\left(f_1t+\frac{1}{2}f_{\mathrm{a}}t^{2}\right)\right)\exp\left(\mathrm{j}2\pi\left(f_{\mathrm{d}}\tau+\frac{1}{2}f_{\mathrm{a}}\tau^{2}\right)\right)+w_1(t) \tag{6}$$

比较式(1)与式(6)发现，当延时 τ 固定时，$r(t)$ 与 $r_1(t)$ 中的线性调频信号具有同样的频偏变化率 f_{a}，其中 $r(t)$ 的初始频偏为 f_{d}，$r_1(t)$ 的初始频偏为 f_1。因此可以使用 $r(t)$ 来解线调 $r_1(t)$，式(2)的自相关过程即为解线调。

针对解线调后的信号 $R(t,\tau)$，采用复正弦信号的频偏估计算法，例如 FFT 算法，即可从 $R(t,\tau)$ 中估计出频率 $\widehat{f}=f_{\mathrm{a}}\tau$，则接收信号 $r(t)$ 的频偏变化率的估计值为：

$$\widehat{f}_{\mathrm{a}}=\widehat{f}\,/\,\tau \tag{7}$$

由式(7)可以发现，延时 τ 对频偏变化率的估计精确度影响很大，一旦确定了频偏估计算法，$\widehat{f}_{\mathrm{a}}$ 的估计精确

度仅与延时 τ 有关。文献[2]用一阶扰动分析推导出最佳延迟为 $\tau \approx 0.5T$，文献[3]从正弦信号频率估计误差的克拉美罗界出发，证明了最佳延迟为 $\tau = 0.4T$。

使用式(7)得到的频偏变化率估计值对原信号 $r(t)$ 进行补偿，再使用 FFT 进行频偏估计，搜索信号频谱的最大峰，即可找到正确的初始频偏。设延时 $\tau \approx 0.5T$，算法框图可以用图 1 来描述。

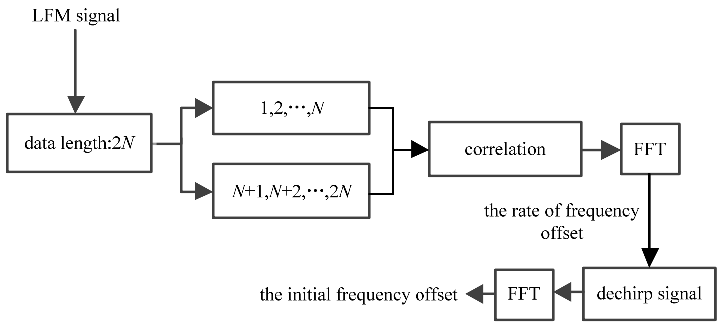

Fig.1 Flowchart of delayed autocorrelation algorithm based on FFT($\tau \approx 0.5$ T)

图 1　$\tau \approx 0.5$ T 的延迟自相关 FFT 算法框图

但延迟自相关算法存在以下不足[7,11]：

1) 延时 τ 对频偏变化率的估计精确度影响较大；

2) 事实上，实际接收到的信号起始点不一定就是线性调频信号的起始点，因此 τ 与真正的延迟时间存在偏差，若仍采取该方法提取相关参数，会使参数估计值的误差增大；

3) 延迟自相关计算会损失信噪比，因此，该算法仅适用于较高的信噪比条件下。

2　基于导频辅助的 DFT 时变频率捕获算法

针对延迟自相关算法无法在低信噪比下实现线性调频信号参数估计的问题，提出一种基于导频辅助的 DFT 时变频率捕获算法。下面对该算法的理论基础进行介绍。

为了实现载波的快速捕获，在信号传输中常利用导频符号进行辅助。导频的数量和置放位置都会对通信系统的同步性能产生影响。传统的导频符号是连续地放置在信号头部，文献[14]提出了导频的最优置放位置，即一半的导频符号放置在信号头部，另一半放置在信号尾部，称为前后式(Preamble–Postamble，PP)导频图案。并且证明了当数据总长度和导频符号长度保持不变时，基于 PP 导频图案的参数估计具有最小的克拉美罗界。

本文在 PP 导频图案的基础上，提出基于导频辅助的 DFT 时变频率捕获算法，其信号帧结构如图 2 所示。

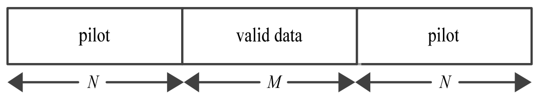

Fig.2 Frame structure based on PP

图 2　基于 PP 导频图案的帧结构

该帧结构包含 $2N$ 个导频符号和 M 个有效数据符号，其中帧头和帧尾分别包含 N 个导频符号，该帧结构的总长度为 L=2N+M。

基于导频辅助的 DFT 时变频率捕获算法实现步骤为：

1) 借助信号头部的导频符号完成接收信号前 N 个符号的去调制，即：

$$x(n) = c_n^* r(n), n = 0,1,\cdots,N-1 \tag{8}$$

式中

$$r(n) = c_n \exp\left(\mathrm{j}\left(2\pi f_\mathrm{d} nT + \frac{1}{2} f_\mathrm{a} (nT)^2\right)\right) + w(n), \quad n = 0,1,\cdots,L_0 - 1 \tag{9}$$

式中：c_n 为调制信息，$c_n = \exp(\mathrm{j}\theta)$，$\theta$ 为 MPSK 调制符号相位；c_n^* 为 c_n 取共轭；f_d 为下变频后的载波频偏；f_a 为下变频后的频偏变化率；T 为符号周期；$w(n)$ 为均值为零，方差为 σ^2 的复高斯噪声；L_0 为观察的符号数。

2) 对去除调制信息后的信号 $x(n)$ 作 DFT，即：

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi kn/N} \tag{10}$$

式中 $k = 0,1,\cdots,N-1$。

3) 根据 $X(k)$ 峰值信息计算出对应的频率，即：

$$\widehat{f}_\mathrm{pre} = \frac{k_\mathrm{max}}{NT_\mathrm{s}} \tag{11}$$

式中：T_s 为采样间隔；$\widehat{f}_\mathrm{pre}$ 为利用信号头部的导频符号估计出的载波频偏；k_max 为频谱中峰值对应的频率所在位置。

4) 重复前 3 个步骤，利用信号尾部的导频符号估计出载波频偏 $\widehat{f}_{\mathrm{end}}$，则接收信号 $r(n)$ 的频偏变化率 $\widehat{a}$ 可表示为：

$$\widehat{a}=\frac{\left(\widehat{f}_{\mathrm{end}}-\widehat{f}_{\mathrm{pre}}\right)}{\left(N+M\right)T} \tag{12}$$

但线性调频信号的瞬时频率 f 与频率变化率、符号长度存在以下关系式：

$$f=f_0+aLT \tag{13}$$

式中：f_0 为初始频率；a 为频率变化率；L 为符号长度。由式(12)和式(13)可以知道，频偏变化率和符号长度将对参数估计造成影响。当频偏变化率固定时，频偏估计结果主要受符号长度的影响，符号长度越长，频率偏移越严重，频偏估计值与真实值差距就越大。因此，有必要对导频的最优长度进行分析。

考虑信号：

$$r(n)=\exp\left(\mathrm{j}2\pi\left(f_{\mathrm{d}}nT_{\mathrm{s}}+\frac{1}{2}f_{\mathrm{a}}\left(nT_{\mathrm{s}}\right)^2\right)\right)+w(n),\quad n=0,1,\cdots,N-1 \tag{14}$$

式中 N 是以采样点为计量单位的导频长度。

当频率变化率 $f_{\mathrm{a}}=0$ 时，接收信号为带有噪声 $w(n)$ 的复正弦信号。考虑 $r(n)$ 的 N 点离散时间傅里叶变换(Discrete-time Fourier Transform，DTFT)，即：

$$\begin{aligned}R_{\mathrm{DTFT}}&=\sum_{n=0}^{N-1}r(n)\exp\left(-\mathrm{j}wn\right)=\sum_{n=0}^{N-1}\exp\left(\mathrm{j}\left(2\pi f_{\mathrm{d}}nT_{\mathrm{s}}-wn\right)\right)+\sum_{n=0}^{N-1}w(n)\exp\left(-\mathrm{j}wn\right)=\\&\exp\left(\mathrm{j}\left(\frac{N-1}{2}\left(2\pi f_{\mathrm{d}}T_{\mathrm{s}}-w\right)\right)\right)\frac{\sin\left(\dfrac{N\left(w-2\pi f_{\mathrm{d}}T_{\mathrm{s}}\right)}{2}\right)}{\sin\left(\dfrac{w-2\pi f_{\mathrm{d}}T_{\mathrm{s}}}{2}\right)}+w_1(n)\end{aligned} \tag{15}$$

式中：$w_1(n)=\sum_{n=0}^{N-1}w(n)\exp\left(-\mathrm{j}wn\right)$ 为复高斯白噪声，方差为 $N\sigma^2$；$w=2\pi f_{\mathrm{d}}T_{\mathrm{s}}$ 为中心点；$W_1=2\big/\left(NT_{\mathrm{s}}\right)$ 为双边主瓣宽度。则其能量谱中心位置的能量高度可表示为：

$$H_1=\frac{\sin^2\left(\dfrac{N\left(2\pi f_{\mathrm{d}}T_{\mathrm{s}}-2\pi f_{\mathrm{d}}T_{\mathrm{s}}\right)}{2}\right)}{\sin^2\left(\dfrac{2\pi f_{\mathrm{d}}T_{\mathrm{s}}-2\pi f_{\mathrm{d}}T_{\mathrm{s}}}{2}\right)}=N^2 \tag{16}$$

此时，信号能量谱中心位置高度与噪声 $w_1(n)$ 的方差之比为：

$$R_{\mathrm{power}}=\frac{N^2}{N\sigma^2}=\frac{N}{\sigma^2} \tag{17}$$

很明显，R_{power} 的值越大，信号在噪声中就越突出，就更加容易获取信号的峰值信息。

当频率变化率 $f_{\mathrm{a}}\neq 0$ 时，接收信号为被噪声 $w(n)$ 污染的线性调频信号。相对于复正弦信号而言，线性调频信号的频谱宽度被扩展了 $f_{\mathrm{a}}NT_{\mathrm{s}}$，此时的频谱宽度为 $W_2=2\big/\left(NT_{\mathrm{s}}\right)+f_{\mathrm{a}}NT_{\mathrm{s}}$。但信号总能量不会发生变化，即：

$$H_1W_1=H_2W_2 \tag{18}$$

式中 H_2 表示线性调频信号的能量谱中心位置高度。因此可以计算出，$H_2=2N^2\Big/\left(2+f_{\mathrm{a}}N^2T_{\mathrm{s}}^2\right)$。此时：

$$R_{\mathrm{power}}=\frac{2N}{\sigma^2\left(2+f_{\mathrm{a}}N^2T_{\mathrm{s}}^2\right)} \tag{19}$$

由式(18)可知，R_{power} 与导频长度 N 不成线性关系，N 的增加不一定会导致 R_{power} 的增加。因此，线性调频信号的参数估计不一定会随着导频长度的增加而得到改善。

在 σ 一定的情况下，考虑函数：

$$f(N)=\frac{2N}{2+f_{a}N^{2}T_{s}^{2}} \tag{20}$$

对 $f(N)$ 求一阶导数：

$$f'(N)=\frac{4-2f_{a}N^{2}T_{s}^{2}}{\left(2+f_{a}N^{2}T_{s}^{2}\right)^{2}} \tag{21}$$

令式(21)等于 0，则 $f(N)$ 极大值对应的 N 为：

$$N_{\max}=\sqrt{\frac{2}{f_{a}T_{s}^{2}}} \tag{22}$$

因此，称 $N_{\max}$ 为最优导频长度。容易发现，不同的频偏变化率有不同的最优导频长度，并且越大的频偏变化率对应的最优导频越小。

设导频长度 N 包含的采样点数为 0~1 000，采样间隔为 1 ms，频率变化率分别为 1 kHz/s,5 kHz/s,10 kHz/s，对 $f(N)$ 进行仿真，仿真结果如图 3 所示。

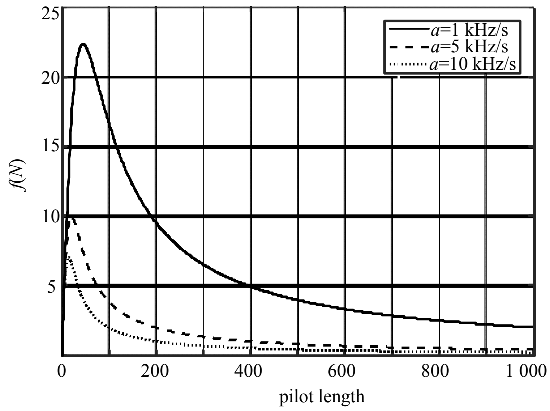

Fig.3 Function value of $f(N)$

图 3 $f(N)$函数取值情况

由图 3 发现，函数 $f(N)$ 随导频长度 N 的增加呈先升后降的趋势，存在一个最优导频长度，使得 $f(N)$ 达到最大值。并且频率变化率越小，对应的最优导频长度越大，$f(N)$ 函数最大值也越大，越有利于信号的检测与估计。因此，当数据总长度一定时，可以通过使用最大频偏变化率对应的最优导频长度，保证在一定估计性能的前提下，数据传输效率最大。

3　基于导频辅助的 DFT 时变频率捕获算法性能仿真与分析

对基于导频辅助的 DFT 时变频率捕获算法和延迟自相关 FFT 算法进行仿真分析。考虑到延迟自相关 FFT 算法的频偏估计主要受频偏变化率估计精确度的影响，以频偏变化率估计情况为例，说明 2 种算法的估计性能。以式(14)为仿真信号模型，采样频率为 1 024 Hz，频偏变化率 100 Hz/s，频偏为 100 Hz。容易得出导频最优长度包含的采样点数为 145，则 PP 结构总导频长度为 290，假设有效数据长度为 512。令延迟自相关算法的延迟时间为 $\tau=0.4\,T$，导频长度与基于导频辅助的 DFT 时变频率捕获算法保持一致。在信噪比 $R_{\mathrm{SN}}=-10\sim10$ dB 范围内，仿真结果如图 4 所示。

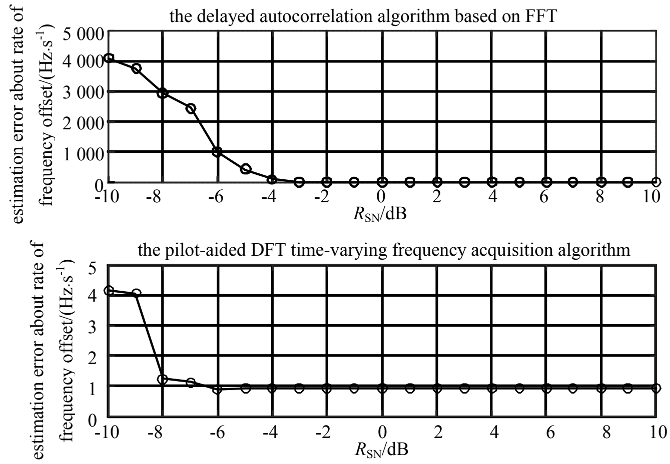

Fig.4 Estimation error about rate of frequency offset in two algorithms

图 4　两种算法的频偏变化率估计误差

图 4 中，频偏变化率估计误差是指变化率的估计值与真实值的绝对误差。由图 4 可以发现，基于导频辅助的 DFT 时变频率捕获算法在信噪比大于−6 dB 后估计误差约为 0.938 Hz/s，延迟自相关 FFT 算法在 $R_{\mathrm{SN}}>-4$ dB 后估计误差为 4.105 Hz/s，但 $R_{\mathrm{SN}}=-4$ dB 时的估计误差已为 105.6 Hz/s。因此，基于导频辅助的 DFT 时变频率捕获算法的估计性能优于延迟自相关算法，在较低的信噪比门限实现了频偏变化率的高精确度估计。

由基于导频辅助的 DFT 时变频率捕获算法和延迟自相关 FFT 算法的步骤可以看出，2 种算法主要借助 2 次 FFT 运算实现了时变频率的捕获，下面用复数乘法次数和复数加法次数为度量对 2 种捕获算法的运算复杂度进行详细分析。

延迟自相关 FFT 算法的复杂度主要集中在 1 次瞬时自相关运算、1 次 $N_1\times(1-0.4)$点 FFT 运算、1 次频偏变化率补偿以及 1 次 N_1 点 FFT 运算，包含的复数乘法次数为：$N_1\times(1-0.4)+\frac{N_1\times(1-0.4)}{2}\times\log_2^{N_1\times(1-0.4)}+N_1+\frac{N_1}{2}\times\log_2^{N_1}$；复数加法次数为：$N_1\times(1-0.4)\times\log_2^{N_1\times(1-0.4)}+N_1\times\log_2^{N_1}$ (N_1 为导频总长度)。

基于导频辅助的 DFT 时变频率捕获算法的复杂度主要集中在 2 次 N_2点 FFT 运算，包含的复数乘法次数为：$2\times\frac{N_2}{2}\log_2^{N_2}$；复数加法次数为：$2\times N_2\times\log_2^{N_2}$ (N_2 为帧头和帧尾的导频长度)。

将仿真参数 $N_1=290$, $N_2=145$ 代入上述复杂度计算公式中，计算发现，基于导频辅助的 DFT 时变频率捕获算法的复数乘法次数是延迟自相关 FFT 算法的 45.31%，其复数加法次数是延迟自相关 FFT 算法的 56.78%。

当通信双方进行高动态运动，强烈的多普勒效应将导致更大的多普勒频偏和频偏变化率。以式(9)为仿真信号模型，调制方式为 BPSK，信息传输速率为 1 000 bps，初始频偏为 300 kHz，频偏变化率为 100 kHz/s，采样频率为 800 kHz，信号持续时间为 500 ms，选取最优的导频长度 $N=3\,200$ ，仿真结果如表 1 所示。

表 1 两种算法的频偏变化率估计误差

Table1 Estimation error about rate of frequency offset in two algorithms

R_{SN}/dB	the proposed algorithm/(Hz·s^{-1})	delayed autocorrelation algorithm/(Hz·s^{-1})
-10	201.61	1 987 000
-8	201.61	30 210
0	201.61	30 210

由表 1 可以发现，高动态参数下，基于导频辅助的 DFT 时变频率捕获算法在 $R_{SN}\geqslant-10$ dB的条件下，频偏变化率估计误差为 201.61 Hz/s。在延迟时间 τ 的影响下，延迟自相关 FFT 算法在 $R_{SN}\geqslant-8$ dB时，频偏变化率估计误差为 30 210 Hz/s，当信噪比进一步降低时，频偏变化率估计误差急剧增大。此外，将 $N_1=6\,400$, $N_2=3\,200$ 代入复杂度计算公式中，容易发现，基于导频辅助的 DFT 时变频率捕获算法的复数乘法次数和复数加法次数更少。因此，在高动态参数下，基于导频辅助的 DFT 时变频率捕获算法具有更好的参数估计性能。当系统有更高的需求时，可考虑将本文提出的算法用作粗捕获，以较低的复杂度将频偏和频偏变化率的范围缩小，方便后续的信号处理。

4 结论

本文主要对时变频率捕获算法进行研究，采用线性调频信号作为信号模型。文中首先对延迟自相关算法进行重点研究，然后提出一种基于导频辅助的 DFT 时变频率捕获算法，该算法能够解决延迟自相关算法不能在低信噪比环境下实现线性调频信号参数估计的问题。最后，通过仿真可以发现，本文提出的基于导频辅助的 DFT 时变频率捕获算法与延迟自相关算法相比，两者均基于 2 次 FFT 运算实现了时变频率的快速估计，但本文提出的算法能够适应更低的信噪比环境，且算法运算复杂度更低。

参考文献：

[1] KELLY E J. The radar measurement of range,velocity and acceleration[J]. IEEE translation on Military Electronics, 1961,5(2):51-57.

[2] 史丽丽,许萌. 几种参数化时频分析方法的比较[J]. 现代计算机, 2017(8):31-34. (SHI Lili,XU Meng. Comparison of several parameterized time-frequency analysis methods[J]. Modern Computer, 2017(8):31-34.)

[3] YIN Qingbo,SHEN Liran,LU Mingyu,et al. Selection of optimal window length using STFT for quantitative SNR analysis of LFM signal[J]. System Engineering and Electronic Technology(English), 2013,24(1):26-35.

[4] 孙乐,张衡阳,魏军,等. STFT 和 Zoom-FRFT 联合的多分量 LFM 信号参数估计方法[J]. 四川大学学报(自然科学版), 2016,53(5):1034-1040. (SUN Le,ZHANG Hengyang,WEI Jun,et al. Multi-component LFM signal parameter estimation method based on STFT and Zoom-FRFT[J]. Journal of Sichuan University(Natural Science Edition), 2016,53(5):1034-1040.)

[5] 李尧辉. 噪声环境下线性调频信号参数估计技术研究[D]. 广州:华南理工大学, 2013. (LI Yaohui. Research on parameter estimation of chirp signal in noisy environment[D]. Guangzhou,China:South China University of Technology, 2013.)

[6] 许传. 基于小波变换/分数阶傅里叶变换的声自导方法研究[D]. 北京:中国舰船研究院, 2017. (XU Chuan. Research on sound homing method based on wavelet transform/frequency fractional Fourier transform[D]. Beijing:China Ship Institute, 2017.)

[7] 刘渝. 快速解线性调频技术[J]. 数据采集与处理, 1999,14(2):175-178. (LIU Yu. Fast solution of linear frequency

modulation[J]. Data Acquisition and Processing, 1999,14(2):175–178.)

[8] XIA Xianggen . Discrete chirp-Fourier transform and its application to chirp rate estimation[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2000,48(11):3122–3133.

[9] 韩孟飞,王永庆,吴嗣亮,等. 一种低信噪比下 LFM 信号参数快速估计算法[J]. 北京理工大学学报, 2009,29(2):147–151. (HAN Mengfei,WANG Yongqing,WU Siliang,et al. A fast parameter estimation algorithm for LFM signal with low SNR[J]. Journal of Beijing Institute of Technology, 2009,29(2):147–151.)

[10] 张浩. 基于两级调频率逼近的线性调频信号参数估计[J]. 信息技术与信息化, 2015(6):229–230. (ZHANG Hao. Parameter estimation of linear frequency modulation signal based on two-level frequency modulation approach[J]. Information Technology and Informatization, 2015(6):229–230.)

[11] 冯小平,李晨阳. 线性调频信号参数快速估计[J]. 系统工程与电子技术, 2005,19(2):7–10. (FENG Xiaoping,LI Chenyang. Fast estimation of linear FM signal parameters[J]. Systems Engineering and Electronics, 2005,19(2):7–10.)

[12] 杨清红. 线性调频信号参数的快速估计技术研究[D]. 广州:华南理工大学, 2015. (YANG Qinghong. Research on fast estimation of parameters of chirp signal[D]. Guangzhou,China:South China University of Technology, 2015.)

[13] 司锡才,朱晓. 基于频谱细化的线性调频信号参数估计[J]. 系统工程与电子技术, 2009,31(3):507–510. (SI Xicai, ZHU Xiao. Parameter estimation of LFM signal based on spectral refinement[J]. Systems Engineering and Electronics, 2009, 31(3):507–510.)

[14] YING Yeqiu,GHOGHO M. Optimal pilot placement for frequency offset estimation and data detection in burst transmission systems[J]. IEEE Communications Letters, 2005,9(6):549–551.

作者简介：

田　甜(1993–)，女，四川省资阳市人，在读硕士研究生，主要研究方向为卫星通信系统载波同步技术.email:tiant20118@163.com.

朱立东(1968–)，男，四川省邻水县人，教授，博士生导师，主要研究方向为卫星通信、信号处理、信道建模与仿真、资源管理等.