高动态场景下Link-16的时频联合频率估计算法

宁晓燕[1],陈姝慧[1],罗海玲[2],孙晶晶[1]

(1.哈尔滨工程大学 信息与通信工程学院,哈尔滨 150001;2.上海航天804所,上海 201100)

摘　要:针对高动态场景下Link-16数据链信号多普勒变化率估计精度受限及多普勒频偏估计范围较小的问题,提出了一种基于时频联合的分步频率估计算法。该算法分为多普勒变化率估计与多普勒频偏估计两部分。首先,在接收端依据导频信号的特性,设计了一种延迟自相关与快速傅里叶变换(FFT)相结合的方法,以实现对多普勒变化率的准确估计。对补偿后的信号进一步利用改进的部分匹配滤波(PMF)与快速傅里叶相结合(PMF-FFT)的算法获取频域粗估计值;随后,通过时域估计算法对粗估计补偿后的信号进行细化估计,以提高估计精度。最后,将频域与时域的两次估计值进行结合,得到频偏的总估计值。仿真结果表明,本文设计的多普勒变化率估计方法可以在较低信噪比下估计多普勒变化率的值;与现有的频偏估计算法相比,本文设计的频偏估计算法在高动态环境下的频偏估计曲线更加接近克拉美罗下界(CRLB),且在频偏范围－600 kHz至600 kHz内,估计精度可达10^{-5}量级。此外,仿真系统的误码率曲线与理想同步情况下的曲线接近,具有较高的可靠性。

关键词:信号与信息处理;高动态;Link-16数据链;频率估计;克拉美罗下界

中图分类号:TN919.3　　**文献标志码**:A　　**文章编号**:1671-5497(2026)06-1750-09

DOI:10.13229/j.cnki.jdxbgxb.202412110

Time-frequency joint frequency estimation algorithm for Link-16 in highly dynamic scenes

NING Xiao-yan[1],CHEN Shu-hui[1],LUO Hai-ling[2],SUN Jing-jing[1]

(1. *College of Information and Communication Engineering*, *Harbin Engineering University*, *Harbin* 150001, *China*;
2. *Shanghai Aerospace* 804 *Institute*, *Shanghai* 201100, *China*)

Abstract: Aiming at the problems of limited accuracy of Doppler change rate estimation and small range of Doppler frequency bias estimation of Link-16 datalink signals in high dynamic scenarios, a step-by-step frequency estimation algorithm is proposed based on time-frequency association. The algorithm is divided into two parts: Doppler variation rate estimation and Doppler frequency bias estimation. Firstly, a delayed autocorrelation combined with fast Fourier transform (FFT) is designed at the receiver side based on the characteristics of the guided-frequency signal to realize the accurate estimation of Doppler variation rate. The improved Partial Matched Filter (PMF) combined with Fast Fourier Transform (PMF-FFT)

收稿日期:2024-11-12.

基金项目:国家自然科学基金项目(62001139);先进船舶通信与信息技术工业和信息化部重点实验室项目(AMCIT2101-05).

作者简介:宁晓燕(1984-),女,副教授,博士.研究方向:6G通信物理层新技术,认知通信电子战,军用数据链.E-mail:ningxiaoyan@hrbeu.edu.cn

algorithm is used to obtain a coarse estimate of the frequency domain for the compensated signals; subsequently, the time domain estimation algorithm is used to refine the estimate of the compensated signals in order to improve the estimation accuracy. Finally, the two estimates in the frequency domain and time domain are combined to obtain the total estimate of the frequency bias. Simulation results show that the Doppler rate of change estimation method designed in this paper can estimate the value of Doppler rate of change at a lower signal-to-noise ratio; compared with the existing frequency bias estimation algorithms, the frequency bias estimation curve of the frequency bias estimation algorithm designed in this paper is closer to the Cramer-Rao Lower Bound (CRLB) in a high dynamic environment, and it can be used in the frequency bias range of -600 kHz to 600 kHz, and the estimation accuracy is up to 10^{-5} order of magnitude. In addition, the BER curve of the simulated system is close to that of the ideal synchronization case with high reliability.

Key words: signal and information processing; high dynamics; Link-16 data link; frequency estimation; Cramer-Rao lower bond

0　引　言

数据链建设是信息化战争的重要保障，在现代化战争中起到至关重要的作用。针对不同的作战需求和作战目的产生了多种战术数据链，外军典型的战术数据链有Link-4、Link-11、Link-16和Link 22等[1]。Link-16数据链系统具有灵活且稳健的组网能力，可实现防空导弹、战斗机和预警机之间的网络化协同作战。现如今，具有协同作战的战术数据链可工作在K波段（18～27 GHz），而多普勒变化率是多普勒频移对时间的导数，因此在高速飞行时较高的载波频率和飞行速度会导致传输信号产生较大的多普勒变化率和频率偏移，导致收发两端传输质量下降，通信困难[2]。因此，研究高动态场景下数据链的多普勒变化率和频偏对保障我国打赢未来信息化战争具有十分重要的意义。

处理多普勒频偏的估计技术主要分两类：数据辅助方法（Data-aided，DA）和非数据辅助方法（Non-data-aided，NDA）。由于Link-16数据链的时隙为7.812 5 ms，所以需要用更适用于高速猝发通信的数据辅助方法。文献[3-6]提出了现有的DA算法，主要有Fitz算法、Kay算法、L&R算法和M&M算法，现有研究也多基于以上4种方法进行改进。文献[7]针对iNET系统提出了两步估计算法，运用改进的Kay算法和L&R算法实现了对多普勒频移的两步估计。文献[8]利用离散傅里叶变换（Discrete Fourier transform，DFT）和频谱细化技术对水下探测通信一体化系统进行频偏估计。文献[9]对卫星通信进行频偏估计，其算法由M&M算法的粗估计和Fitz算法的细估计构成，该算法具有较低的复杂度。文献[10]对Link-16系统利用频域DFT和改进的L&R算法进行频偏估计，但频偏的估计范围仅为－20 kHz～20 kHz。但上述文献均仅在时域或频域上进行估计，未进行时频联合估计，也未考虑多普勒变化率。文献[11]借鉴文献[10]设计的Link-16时隙结构思想，考虑了多普勒变化率因素，但一阶多普勒频移也仅通过频域FFT和时域改进的L&R算法进行处理，未扩大频偏的估计范围。然而在高动态场景下，数据链运行在较高的波段，其多普勒频偏范围更大，因此本文结合文献[10]设计的Link-16时隙结构，提出了一种针对Link-16系统的时频联合多普勒频率估计算法。该算法在高动态场景下考虑了多普勒变化率对信号的影响，并扩大了大频偏下的估计范围，减小了估计误差，并对Link-16系统的误码性能进行了测试，具有较高的可靠性。

1　Link-16系统传输模型

常规Link-16系统的传输模型主要由CRC（Cyclic redundancy check）编码、RS（Reed-Solomon）编码、交织技术和CCSK（Cyclic code shift keying）软扩频技术组成[12]，调制方式为MSK，并采用跳频技术以增强其抗干扰能力。Link-16系统传输模型如图1所示。

Link-16系统进行MSK调制后的信号为：

$$s(t)=\cos\left(2\pi f_c t+\frac{\pi t}{2T_s}a_k+\phi_k\right) \tag{1}$$

式中：a_k为码元符号；f_c为载波频率；ϕ_k为每个码

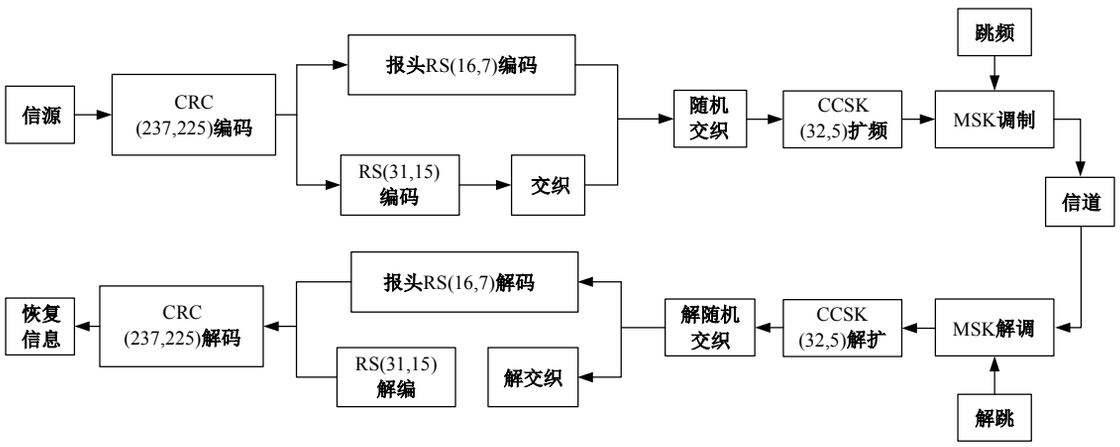


图1 Link-16系统传输模型

Fig. 1 Link-16 system transmission model

元的相位;T_s为MSK的符号周期。

Link-16数据链采用跳频技术,跳频频率有51个,分别分布在969 MHz~1 206 MHz的三段频点上。Link-16数据链将这些频点作为MSK的载波频率,则发射信号可表示为:

$$s_n(t)=p_n\cos(2\pi f_n t)\cos\left(\frac{\pi t}{2T_s}\right)-q_n\sin(2\pi f_n t)\sin\left(\frac{\pi t}{2T_s}\right) \tag{2}$$

式中:p_n和q_n为a_k经过差分编码和串并转换得到的支路信号;f_n为第n个脉冲的跳频频率。

由于无线通信中收发两端的高速移动存在多普勒效应,且信道中存在噪声的干扰,经过信道传输的接收信号为:

$$r(t)=s(t)e^{j(\pi(2f_d t+\gamma t^2))}+n(t) \tag{3}$$

式中:$s(t)$为Link-16的发射信号;f_d为Link-16终端间高速移动产生的多普勒频移;γ为多普勒变化率;$n(t)$为加性高斯白噪声,其均值为零,方差为$N_0/2$。

Link-16的导频序列的脉冲结构如图2所示。该数据段格式中的空白信息可以避免信号冲突和干扰,确保在需要发送信息时有足够的时间窗口。此结构在Link-16的双脉冲时隙中插入导频,该数据段格式不增加额外的数据传输负担,避免带宽资源的浪费,本文算法将利用插入的导频信号进行时频域联合频率估计。

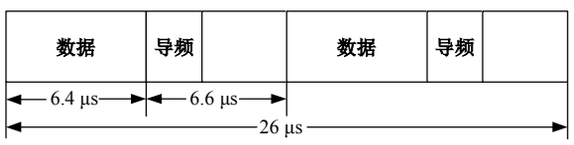


图2 加入导频后的数据段格式

Fig. 2 Format of the data segment after adding pilots

2 时频域联合频率估计算法

针对高动态场景下Link-16数据链信号产生的多普勒变化率和多普勒频偏估计范围受限的问题,本文提出了一种基于时频域联合思想的频率估计算法,算法架构如图3所示。这一算法不仅考虑了多普勒变化率,而且在保证频偏估计精度的前提下,显著扩大了频偏估计范围。具体流程是,首先利用延迟自相关方法对信号进行处理,利用FFT的相关峰值估计多普勒变化率,将信号进行补偿后利用改进的PMF-FFT方法在频域中进行初步频偏粗略估计,再对剩余频偏进行时域二次细估计。最后,将这两次频偏估计结果进行结合,得到最终的多普勒频偏估计值。

2.1 本文算法架构

本文算法的架构如图3所示。

在Link-16系统中,接收端的接收信号为:

$$y(t)=p(t)e^{j(\pi(2f_d t+\gamma t^2)+\theta)}+n(t) \tag{4}$$

式中:$p(t)$为Link-16的导频信号。

通过匹配滤波和采样得到:

$$y(k)=p(k)e^{j(\pi(2f_d kT_s+\gamma(kT_s)^2)+\theta)}+n(k) \tag{5}$$

式中:k取整数,且$1\leqslant k\leqslant L-1$;$L$为导频序列长度;导频序列$p(k)$满足$p(k)p^*(k)=1$。

将式(5)等式两端同乘$p(k)$的共轭,可得到:

$$c(k)=y(k)p^*(k)=e^{j(\pi(2f_d kT_s+\gamma(kT_s)^2)+\theta)}+n'(k) \tag{6}$$

式中:$n'(k)=n(k)p^*(k)$。

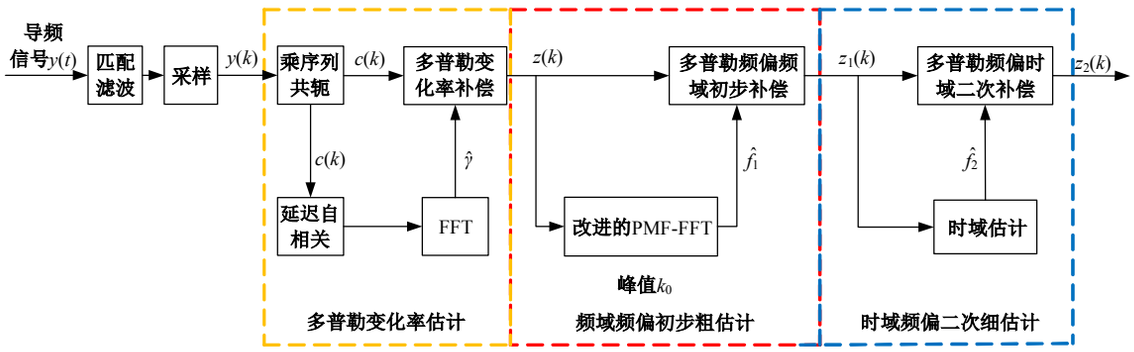


图 3　本文算法架构

Fig. 3　Algorithmic architecture of this paper

2.2　多普勒变化率估计

多普勒变化率估计采用延迟自相关函数与 FFT 结合的方式处理。式(6)中的多普勒变化率 γ 表现为频率的二次变化，延迟自相关法可以突出信号的二次相位特征，再进行 FFT 处理产生特定峰值，利用峰值的位置从而估计多普勒变化率。

首先对信号 $c(k)$ 做延迟自相关[13]，得到延迟相关函数为：

$$R_c(m)=\sum_{k=0}^{L-m-1}c(k)c^*(m+k) \tag{7}$$

式中：$c(k)$ 为信号在第 k 个时间点的值；L 是为信号 $c(k)$ 的总长度；m 为延迟的采样点数。

假设观测时间为 T，信号的长度为 $L=T/T_s$，对信号进行 $T/2$ 的延迟后，离散延迟为 $m=L/2$ 个采样点，延迟自相关的结果为：

$$R_c\left(\frac{L}{2}\right)=c(k)c^*\left(k+\frac{L}{2}\right)=\sum_{k=0}^{L/2-1}\mathrm{e}^{\left(\mathrm{j}\pi\left(f_dLT_s-\gamma LkT_s-\gamma\frac{L^2T_s^2}{4}\right)\right)} \tag{8}$$

对延迟自相关结果做 FFT，可以捕捉信号中的频率信息。延迟自相关函数中的项是由于信号延迟产生的相位，信号 $c(k)$ 中包含二次项导致频谱的偏移，在信号进行 FFT 后其频率成分反应为峰值的一半，所以对式(8)的信号进行 FFT 处理后得到的峰值频率位置假设为：

$$\hat{\gamma}\approx 2\left|f_{\mathrm{peak}}\right| \tag{9}$$

将估计的多普勒变化率补偿到式(6)的信号中，得到：

$$z(k)=c(k)\mathrm{e}^{-\mathrm{j}(\pi\hat{\gamma}(kT_s)^2)+\theta)} \tag{10}$$

2.3　频域频偏初步粗估计

在本文算法中，频域频偏初步粗估计应用改进的 PMF-FFT 算法进行频偏的估计，其流程图如图 4 所示。

在改进的 PMF-FFT 算法中，将式(10)中的信号 $z(k)$ 进行 PMF-FFT 运算，该运算中若码片长度为 L，部分匹配滤波器长度为 X，匹配滤波器的数量为 P，则有 $L=XP$，$z(k)$ 经过部分匹配滤波器与本地伪码进行部分相关运算[14]，结果进行 N 点的 FFT 处理，处理后所得到的峰值对其进行修正，即可得到频域频偏粗估计值。

推导 PMF-FFT 的归一化幅频响应，因为式(10)已经滤除大部分多普勒变化率的影响，暂不

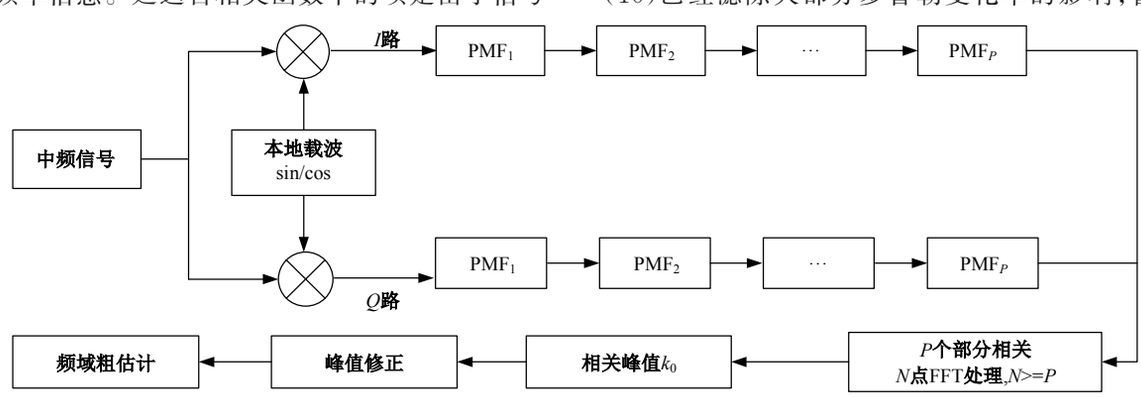


图 4　改进的 PMF-FFT 算法流程图

Fig. 4　Flowchart of the improved PMF-FFT algorithm

考虑多普勒变化率与噪声影响,假定输入信号为:

$$z_{pmf}(k)\approx e^{j(2\pi f_d kT_s+\theta)} \tag{11}$$

则第n个PMF输出为:

$$C(n)=\frac{1}{L}\sum_{k=(n-1)X+1}^{nX} e^{j(2\pi kf_dT_s+\theta)}=$$
$$\frac{1}{L}\frac{\sin(\pi f_dT_sX)}{\sin(\pi f_dT_s)}e^{j(2\pi f_dT_s((n-1)X+1)+\theta)} \tag{12}$$

对PMF输出再进行N点FFT运算,PMF-FFT幅频响应为:

$$G(f_d,k)=\sum_{n=1}^{P}C(n)e^{-j2\pi\frac{kn}{N}}=$$
$$\left|\frac{\sin(\pi f_dT_sX)}{\sin(\pi f_dT_s)}\right|\left|\sum_{n=1}^{P}e^{jn\left(2\pi f_dT_sX-\frac{2\pi k}{N}\right)}\right|=$$
$$\frac{1}{L}\left|\frac{\sin(\pi f_dT_sX)}{\sin(\pi f_dT_s)}\cdot\frac{\sin\left(\pi f_dT_sL-\pi\frac{P}{N}k\right)}{\sin\left(\pi f_dT_sX-\pi\frac{k}{N}\right)}\right| \tag{13}$$

由式(13)可得PMF-FFT的归一化幅频响应图,如图5所示,外包络受PMF影响,内部衰减受FFT影响。相比于全匹配滤波器,PMF部分匹配滤波器相当于一个小阶数低通滤波器,截止频带更宽,抗多普勒频偏范围更宽。FFT相邻点增益值明显下降,产生扇贝损失[14]。扇贝损失主要与分段数P及P段部分匹配滤波器输出值后的补零数有关,可以调整二者,从而降低扇贝损失。

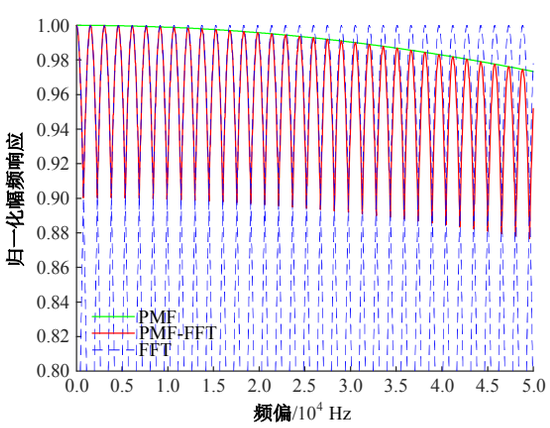


图5 PMF-FFT归一化幅频响应

Fig. 5 PMF-FFT normalized amplitude-frequency response

若使多普勒频偏估计最准确,PMF-FFT归一化幅频响应应最大,需满足:

$$\pi f_dT_sL=\pi\frac{P}{N}k \tag{14}$$

则可估计频偏范围为:

$$f_d=\frac{k}{XNT_s} \tag{15}$$

由式(15)可知,多普勒频偏估计范围受PMF长度X、FFT点数N和采样周期T_s影响,可通过改变上述3个参数扩大多普勒频偏估计范围。多普勒频偏分辨率Δf_d是FFT处理后能够分辨的最小频差。由式(15)可得,PMF-FFT多普勒分辨率为:

$$\Delta f_d=\frac{1}{XNT_s} \tag{16}$$

若对式(10)多普勒变化率补偿后信号进行PMF-FFT频域频偏估计,假设FFT运算后峰值为k_0,则估计频偏为:

$$\hat{f}_{\text{pmf-fft}}=k_0\Delta f_d \tag{17}$$

由于式(17)所估计的频偏值受参数影响,频偏估计精度不高,再改进,对估计值进行以下修正,得到改进PMF-FFT频偏粗估计值为:

$$\hat{f}_1=\left(k_0+\alpha\frac{|X_{k_0+\alpha}|}{|X_{k_0+\alpha}|+|X_{k_0}|}\right)\Delta f_d \tag{18}$$

式中:X_{k_0}为PMF-FFT算法中FFT运算第k_0处得到的离散频谱;α为修正方向。若$|X_{k_0+1}|>|X_{k_0-1}|$,此时$\alpha=1$;若$|X_{k_0+1}|\leqslant|X_{k_0-1}|$,此时$\alpha=-1$。当$k=k_0$时,$|X_k|$幅度最大,相邻的频谱幅度$|X_{k_0+1}|$和$|X_{k_0-1}|$一个为第二大值,另一个为第三大值。

将改进的PMF-FFT频域频偏估计结果$\hat{f}_1$补偿到式(10)的信号$z(k)$中,此时信号为:

$$z_1(k)=z(k)e^{-j2\pi\hat{f}_1kT_s} \tag{19}$$

2.4 时域频偏二次细估计

为提高频偏估计的精确度,进行时域频偏二次细估计,细估计值表示为:

$$\hat{f}_2=\frac{1}{\pi L(L+1)T_s}\sum_{m=1}^{D}\arg\{R(h)\} \tag{20}$$

式中:$R(h)$为粗频偏估计补偿信号$z_1(k)$的自相关函数[15],表示为:

$$R(h)=\frac{1}{L-k}\sum_{h=k}^{L-1}z_1(k)z_1^*(h-k) \tag{21}$$

将时域频偏二次细估计得到的估计值$\hat{f}_2$补偿到式(19)的信号$z_1(k)$中,此时的信号为:

$$z_2(k)=z_1(k)e^{-j2\pi\hat{f}_2kT_s} \tag{22}$$

最终多普勒频偏估计值为频域粗估计与时域估计值之和,即:

$$\hat{f}=\hat{f}_1+\hat{f}_2 \tag{23}$$

根据最终的多普勒变化率估计值 $\hat{\gamma}$ 和多普勒频偏估计值 $\hat{f}$ 进行频率补偿，利用补偿后信号进行解调。补偿后信号为：

$$y(t)=p(t)\mathrm{e}^{\mathrm{j}(\pi(2(f_d-\hat{f})t+(\gamma-\hat{\gamma})t^2)+\theta)}+n(t) \tag{24}$$

3　仿真分析

3.1　多普勒变化率估计分析

对本文算法中多普勒变化率估计方法进行仿真，设置多普勒变化率为 2 500 Hz/s，对不同信噪比进行估计，进行蒙特卡罗仿真，并对估计结果取平均值，仿真结果如图 6 所示。

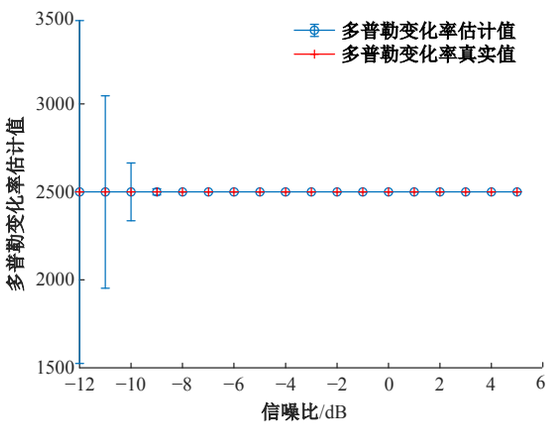


图 6　不同信噪比下多普勒变化率估计值

Fig. 6　Doppler of change estimates at different signal-to-noise ratios

图 6 中的竖线代表在不同信噪比下的标准差，圆圈为估计的平均多普勒变化率值。标准差公式为：

$$S=\sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{n}(\hat{\gamma}_i-\mu)}{n-1}} \tag{25}$$

式中：n 为仿真次数；μ 为 n 次多普勒变化率估计的平均值。

由图 6 可知，随着信噪比的提升，图中的标准差显著减小，本文算法多普勒变化率估计的精度显著提高，估计误差逐渐减小。在信噪比大于 −10 dB 的条件下，本文提出的多普勒变化率估计算法能够实现较高的估计精度，表明其在较低信噪比环境中具有较好的稳定性。

在信噪比为 −10 dB 和 −15 dB 的条件下，对 FFT 后的结果进行仿真，结果如图 7 和图 8 所示。

由图 7 和图 8 可知，对信号进行延迟自相关后，可以在 FFT 处产生明显峰值，且信噪比越大，峰值越明显，利用式(9)可以较准确地估计出多普勒变化率的值。说明本文算法在多普勒变化率估计部分具有优良的估计性能，有效缓解了多普勒变化率估计受限的问题。

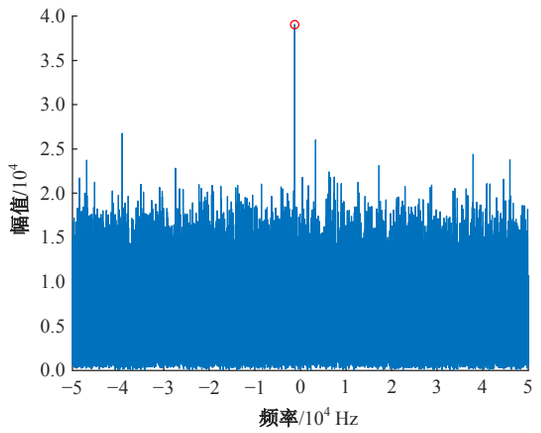


图 7　信噪比为 −15 dB 的 FFT 处理结果

Fig. 7　FFT processing results with a signal-to-noise ratio of −15 dB

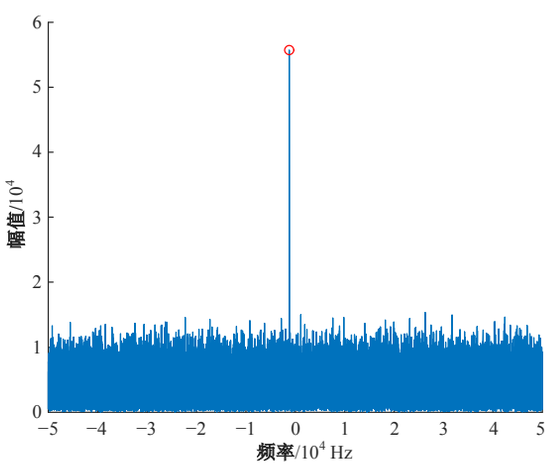


图 8　信噪比为 −10 dB 的 FFT 处理结果

Fig. 8　FFT processing results with a signal-to-noise ratio of −10 dB

3.2　扇贝损失分析

针对本文提出算法中改进 PMF-FFT 部分的扇贝损失问题，从分段数和补零数两个角度进行了分析。取 T_s 为 0.2 μs，伪码长度为 1 024，对分段数 P 取不同值时 PMF 的输出增益进行仿真，结果如图 9 所示。

由图 9 可知，分段数 P 增大会使主瓣宽度增加，但是在后续 FFT 运算中，FFT 点数 N 要保证 $N\geqslant P$，而 P 的增加会导致 FFT 运算量的增加，所以在 Link-16 系统中，需适当选择分段数 P 的大小，使得系统增益保持平衡。

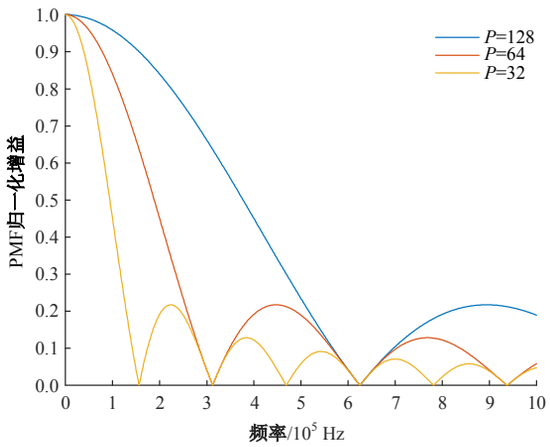


图9 不同分段数P下PMF的归一化增益

Fig. 9 Normalized gain of PMF with different number of segments P

将P段PMF的输出后增补$N-P$个零,进行N点FFT运算,可以有效减小FFT所带来的栅栏效应,从而减小扇贝损失[16]。取$P=64$,补零的点数分别为0、64、192进行仿真,相应的FFT归一化增益如图10所示。

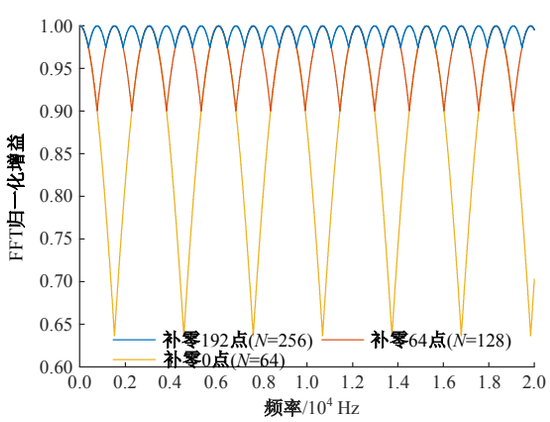


图10 不同补零点数的归一化增益

Fig. 10 Normalized gain for different number of complementary zeros

由图10可知,补零点数越大,FFT点数也相应增加,FFT归一化增益也越大,扇贝损失明显减小,由式(16)可知,频偏分辨率也会降低。但是,补零点数的增加会导致FFT点数的增加,也会使得计算量、计算时间和硬件资源的消耗增加,所以也应根据实际情况适当选择补零点数。

3.3 多普勒频偏估计精度分析

根据现有研究已知,卫星、导弹等高动态场景下数据链大多运行在K波段以及频率更高的波段,根据多普勒频移计算公式,有:

$$f_d = f_c \frac{v}{c} \tag{26}$$

式中:v为终端载体的飞行速度;c为光速。

若终端载体以20马赫的速度飞行,在K波段内将产生约600 kHz的多普勒频移。基于此,对本文算法的频偏估计精度进行仿真,利用均方误差来进行评估,其公式为:

$$\mathrm{MSE} = \frac{1}{M}\left[T_s \sum_{i=1}^{M}(\hat{f} - f_d)\right]^2 \tag{27}$$

式中:M为蒙特卡罗模拟次数。

图11和图12给出了信噪比在−10~10 dB、伪码序列长度为16、采样点数为100、频率偏移量分别为0.03和0.05时的归一化载频频偏估计方差。

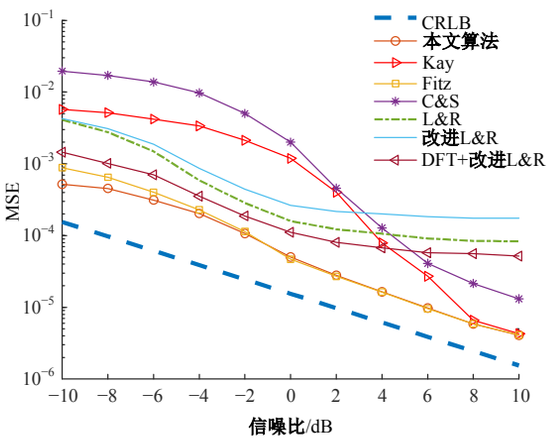


图11 频率偏移量为0.03时不同频偏估计算法的估计误差

Fig. 11 Estimation error of different frequency bias estimation algorithms for a frequency offset of 0.03

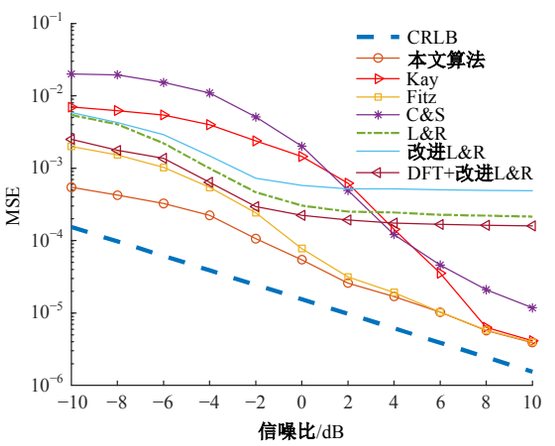


图12 频率偏移量为0.05时不同频偏估计算法的估计误差

Fig. 12 Estimation error of different frequency bias estimation algorithms for a frequency offset of 0.05

根据文献[10]推导的改进数据帧结构的克拉美-罗界,将其与现有的算法进行对比。

由图11可知,当频率偏移量为0.03时,在相

同信噪比下，本文算法的频偏估计均方误差最小，但因频偏量较小，所以本文算法中的时域细估计算法主要发挥作用，在信噪比较高时均方误差与时域的 Fitz 算法近似。

由图 12 可知，当频率偏移量为 0.05 时，其他现有频偏算法估计性能较差，此时本文算法的频域频偏粗估计算法主要发挥作用，可使估计曲线贴近 CRLB，具有更好的估计性能。

3.4　估计范围分析

在信噪比为 0 dB 的条件下，仿真了范围在 [－600，600] kHz 的频偏下各算法的估计误差，如图 13 所示。

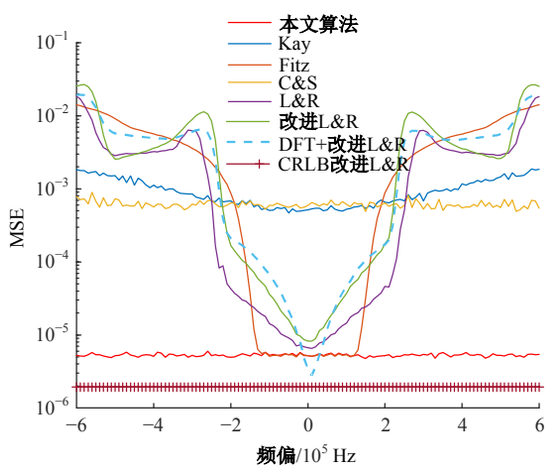


图 13　不同估计算法的频偏估计范围

Fig. 13　Frequency bias estimation range for different estimation algorithms

由图 13 可知，因本文算法的频域频偏粗估计部分可以在频偏范围为 [－600，－120] kHz 和 [120，600] kHz 的条件下准确估计，所以相比其他算法本文算法在频偏范围为 [－600，600] kHz 内总体估计性能更为稳定，估计精度可保持在 10^{-5} 以下。

3.5　估计性能误码率分析

为验证本文算法在 Link-16 系统下的估计性能，将 Link-16 设置相关参数如表 1 进行仿真。由于 PMF-FFT 模块中的匹配滤波器的数量和补零点数与系统的扇贝损失有关，为此仿真选择 FFT 点数为 128，P＝128，补零点数为 0。这一配置在保证减少扇贝损失的同时，也能有效控制计算复杂度，避免过度增加系统负担。Link-16 系统误码率仿真图如图 14 所示。

由图 14 可知，飞行速度在 15 马赫条件下，运用本文估计算法的误码率与理想频率同步曲线基本重合，本文的估计算法具有较高的可靠性。

表 1　仿真参数设置

Table 1　Simulation parameter settings

变量	参数值
调制方式	MSK
信道模型	AWGN
导频长度	160
采样点数	100
部分匹配滤波器长度	125
部分匹配滤波器数量	128
快速傅里叶变换点数	128
符号周期/μs	0.2
多普勒变化率/(Hz·s^{-1})	2 500
终端飞行速度/马赫	15

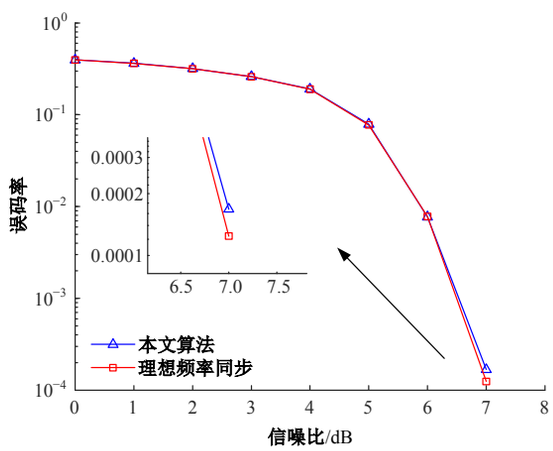


图 14　误码率曲线图

Fig. 14　Bit error rate curve

4　结　论

(1)提出了一种多普勒变化率估计算法，通过对信号进行延迟自相关运算、再进行 FFT 的方法对多普勒变化率进行有效估计。仿真结果表明，该算法在信噪比较低时也能准确估计多普勒变化率。

(2)提出了一种时频联合估计频偏估计算法，对 PMF-FFT 算法进行改进再结合时域估计算法。仿真结果表明，本文算法可以有效提高多普勒频偏估计范围，均方误差保持在 10^{-5} 量级，误码率曲线与理想频率同步曲线接近，验证了算法的可靠性。

(3)相较于现有算法，本文算法在保证多普勒变化率估计精度的基础上，在频偏估计范围有显著提升，且在低信噪比下也展现出较高的稳定性和可靠性，为高动态环境下多普勒频偏估计的研究提供了理论依据与实际应用价值。

参考文献:

[1] 骆光明. 数据链:信息系统连接武器系统的捷径[M]. 北京:国防工业出版社, 2008.

[2] 胡梅霞, 刘毅, 卢满宏, 等. 基于搜索范围预测的直扩系统多普勒频偏估计[J]. 吉林大学学报:工学版, 2014, 44(6): 1838-1842.
Hu Mei-xia, Liu Yi, Lu Man-hong, et al. Searching range prediction based on Doppler frequency shift estimation method in direct spread spectrum systems[J]. Journal of Jilin University(Engineering and Technology Edition), 2014, 44(6): 1838-1842.

[3] Vincent F, Bessom O, Gigleux B, et al. An improved fast estimation of single frequency [J]. IEEE Signal Processing Letters, 2023, 30:1222-1226.

[4] Bertolucci M, Cassettari R, Fanucci L. On the frequency carrier offset and symbol timing estimation for CCSDS 131. 2-B-1 high data-rate telemetry receivers [J]. Sensors, 2021(9): 2915.

[5] 胡婉如, 王竹刚, 梅如如, 等. 高速低复杂度可重构L&R算法研究与实现[J]. 系统工程与电子技术, 2022, 44(5): 1685-1693.
Hu Wan-ru, Wang Zhu-gang, Mei Ru-ru, et al. Research and implementation of high-speed and low-complexity reconfigurable L&R algorithm [J]. Systems Engineering and Electronic Technology, 2022, 44(5): 1685-1693.

[6] Hu Wan-ru, Wang Zhu-gang, Mei Ru-ru, et al. An efficient carrier synchronization scheme for demodulation systems[J]. Electronics, 2021, 10(23): 2942.

[7] 孙锦华, 石静静. iNET系统多径衰落信道下的两步频偏估计算法[J]. 电子学报, 2019, 47(7): 1506-1511.
Sun Jin-hua, Shi Jing-jing. A two-step frequency offset estimation algorithm using the iNET preamble in multipath fading channels [J]. Acta Electronica Sinica, 2019, 47(7): 1506-1511.

[8] 卢俊, 张群飞, 史文涛, 等. 基于通信信号的水下目标主动探测多普勒估计与补偿方法[J]. 西北工业大学学报, 2021, 39(5): 962-970.
Lu Jun, Zhang Qun-fei, Shi Wen-tao, et al. Doppler estimation and compensation method for underwater target active detection based on communication signal [J]. Journal of Northwest Polytechnical University, 2021, 39(5): 962-970.

[9] Mei Ru-ru, Wang Zhu-gang, Hu Wan-ru. Design and implementation of a low-complexity and reconfigurable carrier frequency synchronizer for satellite communications[J]. IEEE Communications Letters, 2022, 26(10): 2435-2439.

[10] 宁晓燕, 罗海玲, 孙志国, 等. 低信噪比场景下Link-16系统的联合频偏估计算法[J]. 电子与信息学报, 2023, 45(10): 3587-3593.
Ning Xiao-yan, Luo Hai-ling, Sun Zhi-guo, et al. Joint frequency offset estimation for Link-16 system in low signal-to-noise ratio scene[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2023, 45(10): 3587-3593.

[11] 赵晋毅, 尚佳栋, 杨健. 高动态环境下数据链信号载波频率估计算法[J]. 系统工程与电子技术, 2023, 45(9): 2965-2970.
Zhao Jin-yi, Shang Jia-dong, Yang Jian. Carrier frequency estimation algorithm of data link signal in high dynamic environment [J]. Systems Engineering and Electronic Technology, 2023, 45(9): 2965-2970.

[12] 吕娜, 张岳彤, 陈柯帆, 等. 数据链理论与系统[M]. 2版. 北京:电子工业出版社, 2018: 130-131.

[13] 王爱珍, 栾美松, 胡姣, 等. 高码率扩频系统的快速捕获算法研究[J]. 系统仿真学报, 2019, 31(8): 1727-1732.
Wang Ai-zhen, Luan Mei-song, Hu Jiao, et al. Research on fast acquisition algorithm for high bit rate spread spectrum system [J]. Journal of System Simulation, 2019, 31(8): 1727-1732.

[14] 何其恢, 朱立东. 一种基于双图案的卫星信号能量检测粗同步方法[J]. 电子学报, 2022, 50(3): 524-532.
He Qi-hui, Zhu Li-dong. Double pattern based coarse synchronization method using energy detection for satellite signal [J]. Acta Electronica Sinica, 2022, 50(3): 524-532.

[15] 刘康, 何明浩, 陈昌孝, 等. 自相关加权融合的高精度频率估计算法[J]. 国防科技大学学报, 2024, 46(4): 222-228.
Liu Kang, He Ming-hao, Chen Chang-xiao, et al. High precision frequency estimation algorithm for autocorrelation weighted fusion[J]. Journal of National University of Defense Technology, 2024, 46(4): 222-228.

[16] Pan Yi, Zhang Tian-qi, Zhang Gang, et al. A novel acquisition algorithm based on PMF-apFFT for BOC modulated signals[J]. IEEE Access, 2019, 7: 46686-46694.