

文章编号: 2095-4980(2024)03-0269-09

基于二分搜索的宽带多普勒模型信号捕获方法

郭孟泽, 付学瀚, 朱立东, 燕贺云

(电子科技大学 通信抗干扰全国重点实验室, 四川 成都 611731)

摘要: 针对深空通信等超高动态低信噪比通信场景中, 传统信号捕获方法存在着动态范围不足、精确度不够以及使用窄带多普勒模型导致对接收信号近似精确度不高的问题, 提出一种基于二分搜索的接收端采样率调整方法。使用宽带多普勒模型对接收信号进行建模, 并使用扫频余弦类信号进行多普勒频偏估计和定时估计, 处理多普勒伸缩后的信号与本地信号采样率不匹配的问题。对所提方法进行同步性能仿真, 仿真结果表明, 所提方法采用正反扫频线性调频(UD-LFM)信号, 能在信噪比为 -49 dB、最大多普勒频偏为 2 MHz 的条件下, 多普勒频偏估计误差小于 400 Hz, 定时估计误差不超过 60 ns。相比不使用本文所提方法进行直接捕获, 本文所提方法具有更高的捕获精确度以及更低的信噪比门限。

关键词: 超高动态; 宽带多普勒模型; 低信噪比; 扫频余弦信号; 信号捕获

中图分类号: TN927

文献标志码: A

doi: 10.11805/TKYDA2023440

A signal acquisition method in wideband Doppler model based on binary search

GUO Mengze, FU Xuehan, ZHU Lidong, YAN Heyun

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

Abstract: In the ultra-high dynamic and low Signal-to-Noise Ratio(SNR) communication scenarios like deep space communication, traditional signal acquisition methods suffer from inadequate dynamic range support, insufficient accuracy, and the use of a narrowband Doppler model leading to poor approximation accuracy in the received signal. A wideband Doppler model is employed to model the received signal and a chirp signal is used for Doppler estimation and timing estimation. A sampling rate adjustment method based on binary-search is proposed for the receiver to overcome the mismatch between the Doppler-stretched signal and the local signal sampling rate. The simulation results of the synchronization performance show that the proposed method using Up-Down Linear Frequency Modulation(UD-LFM) signal is capable of achieving a Doppler estimation error below 400 Hz and a timing estimation error below 60 ns under a SNR of -49 dB and a maximum Doppler frequency of 2 MHz. Compared to direct acquiring, the proposed method bears a higher acquisition accuracy and a lower SNR threshold.

Keywords: ultra-high dynamic; wideband Doppler model; low signal-to-noise ratio; chirp signal; signal acquisition

通信系统中, 同步是信号接收的关键环节, 它由粗同步(捕获)和精同步(跟踪)组成。捕获作为接收机内信号处理的第一步, 其结果的准确性直接影响着后续信号跟踪的性能^[1]。本质上讲, 信号捕获是对信号传播时延和多普勒效应的二维估计。时延主要由收发双方的距离以及信道多径特征决定, 体现为信号在时域上的滞后; 多普勒效应是由于收发双方存在相对径向速度引起的, 在接收信号载波中引入了相对于发射信号的载波频移, 即多普勒频偏, 并导致接收信号的复包络出现时间尺度上的伸缩^[2]。

无线通信场景中, 时间尺度上的多普勒伸缩因子常被假设为 1, 此时多普勒效应仅被建模为载波的频移。文

收稿日期: 2023-12-28; 修回日期: 2024-01-16

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(62371098)

献[3]指出,当信号满足窄带条件,即 $BT \ll c/v$ 时,其中 B 为信号带宽, T 为信号持续时间, c 为信号在介质中的传播速度, v 为收发双方径向运动相对速度,多普勒效应所体现的时间尺度伸缩可被忽略,将多普勒效应仅建模为多普勒频偏是合理的。常规无线通信场景满足窄带条件,但在水声通信和超高动态无线通信场景中,由于不再满足 $v/c \ll 1$,接收信号不能再通过窄带模型近似表达,需要用宽带模型来准确表达^[4-6]。宽带模型将多普勒效应同时体现为载波频偏和信号复包络的时域伸缩^[7]。

深空通信是典型的超高动态场景,通过借助大天体的引力提速,深空探测器运动速度接近或达到 16.7 km/s 的第三宇宙速度;同时,深空通信由于距离遥远,信号衰减十分明显,导致接收机接收到的信号极其微弱,需要在低信噪比下对信号进行同步和解调。为在不同形式的探测任务中获取更为丰富的信息,深空通信的速率传输需求也将日益增加^[8]。资源拥挤的低频带(S波段、C波段)将无法带需求,信号频率有向高频带(Ka波段)发展的趋势^[9],而高频带又会加剧信号衰减并带来更大的多普勒频偏,因此研究深空通信中低信噪比的 Ka 波段信号捕获方法十分必要。

在超高动态场景下的宽带多普勒模型中,由于发生了多普勒伸缩,导致接收端本地产生的参考信号的采样率和接收到信号的采样率不同,匹配滤波性能下降^[10]。解决水声通信或超高动态场景中匹配滤波性能损失的方法已得到了较广泛的研究,文献[11]通过与发射信号的大量多普勒伸缩的副本进行匹配滤波,对多普勒估计结果的方差理论上可以达到 Cramér-Rao 下界,其本质上属于多路并行搜索;文献[12]提出基于短时傅里叶变换实现水声通信处理中的信号参数估计,短时傅里叶变换的处理增益低于匹配滤波;文献[13]提出使用 Wigner 分布处理多普勒伸缩对信号的影响,但在低信噪比条件下性能会急剧恶化;文献[14]提出在发射机处使用多普勒预补偿的方式,对 LEO 卫星通信系统中的多普勒伸缩效应进行预补偿,其性能取决于预补偿的质量;文献[15]在超高动态场景中基于直扩信号的 PMF-FFT 捕获引入 Keystone 变换,其本质是时域伸缩变换,将多普勒效应造成的伸缩进行补偿,但 PMF-FFT 捕获与其他捕获算法相比,其多普勒搜索范围有限,且对较大的多普勒值估计不准;文献[16]在二倍分母块补零算法的基础上,对码多普勒频率进行搜索,减小了匹配滤波损失,其本质是进行三维搜索,增加了一维搜索,计算量显著增加。

为进一步提高超高动态环境下 Ka 频段信号同步性能,本文设计了一种基于正反扫频线性调频(UD-LFM)信号同步参考波形的多普勒估计与帧同步算法,在基于 UD-LFM 信号本身的特性进行多普勒因子估计以及定时同步的基础上,使用二分搜索调整接收端本地匹配滤波器的采样率,使其接近多普勒伸缩后信号的采样率。最后通过仿真对比证明本文提出算法能提升超高动态场景中的信号同步性能。

1 超高动态场景中的同步参考信号基本波形

载波频率为 f_c 、复包络为 $r(t)$ 的发射信号 $s(t)$ 可表示为:

$$s(t) = r(t) \exp(j2\pi f_c t) \quad (1)$$

当窄带条件满足时,接收信号 $s_r(t)$ 可表示为(不考虑噪声):

$$s_r(t) = ar(t - \tau) \exp[j2\pi(f_c + f_d)t] \quad (2)$$

式中: a 为衰减和损耗; τ 为信号传播时延; $f_d = f_c \times v/c$ 为多普勒频偏。

在水声通信和超高动态无线通信场景中,由于不再满足 $v/c \ll 1$, $BT \ll c/v$ 不再成立,接收信号不能再通过窄带模型近似表达,需要用宽带模型来准确表示:

$$s_r(t) = ar[(1 + \alpha)t - \tau] \exp[j2\pi f_c t(1 + \alpha)] = ar[(1 + \alpha)t - \tau] \exp(j2\pi f_c t) \exp(j2\pi f_c \alpha t) = ar[(1 + \alpha)t - \tau] \exp(j2\pi f_c t) \exp(j2\pi f_d t) \quad (3)$$

此时,接收信号 $s_r(t)$ 同时存在载波频偏和时域上的伸缩。其中 $\alpha = v/c$ 为多普勒伸缩因子,当 $\alpha \in [10^{-5}, 10^{-3}]$ 时,此时场景可认为是超高动态无线通信场景,用窄带模型来近似多普勒效应已不再准确。在超高动态无线通信场景中,设计接收机同步算法时需要考虑宽带信号模型^[7],需要将多普勒效应同时体现为频偏和伸缩。

为突出多普勒伸缩对信号采样率的影响,将式(3)改写为离散采样点的形式:

$$s_r(iT_s) = ar[(1 + \alpha)iT_s - \tau] \exp(j2\pi f_c iT_s) \exp(j2\pi f_d iT_s) \quad (4)$$

宽带多普勒模型下的信号复包络等价于采样间隔 T_{stretch} 变为原采样间隔 T_s 的 $(1 + \alpha)$ 倍,接收端本地匹配滤波器生成的复包络的采样间隔依然为 T_s 。显然,随着时间增加,2 个信号会逐渐发生错位,导致匹配滤波性能损失。在采用高频段载波进行通信的超高动态场景中,为同时在高多普勒和低信噪比条件下实现信号的高精确度捕获,

常采用基于扩频体制的同步参考信号。常见的扩频体制信号有基于伪随机噪声(Pseudo-Random Noise, PRN)序列的扩频信号以及扫频余弦信号(啁啾信号)。

1.1 LFM信号和HFM信号介绍

最为常用的扫频余弦信号是线性调频(LFM)信号, 它的频率和时间呈线性相关, LFM信号的复信号表达式为^[17]:

$$s_{\text{LFM}}(t) = A \times g_{\text{tx}}\left(\frac{t}{T}\right) \exp\left[j(2\pi f_{\text{start}}t + \pi M_{\text{LFM}}t^2)\right], \quad t \in [0, T] \quad (5)$$

式中: A 为信号幅度, 为简化分析, 后续令 $A=1$; $g_{\text{tx}}(t/T)$ 为发端矩形成型滤波函数; f_{start} 为 LFM 信号的起始频率, f_{end} 为终止频率, 信号带宽 $B_{\text{LFM}} = |f_{\text{end}} - f_{\text{start}}|$; T 为信号的持续时间; LFM 信号的频率变化率(扫频频率) $M_{\text{LFM}} = B_{\text{LFM}}/T = |f_{\text{end}} - f_{\text{start}}|/T$ 。LFM 信号的瞬时频率函数为:

$$f_{\text{LFM}}(t) = f_{\text{start}} + M_{\text{LFM}}t \quad (6)$$

LFM 信号的匹配滤波器冲激响应是与之相位相反的 LFM 信号, 接收端通过此种匹配滤波器可以实现对 LFM 信号的脉冲压缩, 从而得到最优信噪比。当 $f_{\text{end}} > f_{\text{start}}$ 时, LFM 信号是正向扫频的, 其对应的匹配滤波器的冲激响应和瞬时频率函数分别为:

$$\begin{cases} h_{\text{LFM}}(t) = A \times g_{\text{rx}}\left(\frac{t}{T}\right) \exp\left[j(2\pi f_{\text{end}}t - \pi M_{\text{LFM}}t^2)\right], \quad t \in [0, T] \\ f_{\text{LFM-MF}}(t) = f_{\text{end}} - M_{\text{LFM}}t \end{cases} \quad (7)$$

另一种常见的啁啾信号是双曲调频(Hyperbolic Frequency Modulation, HFM)信号^[18], 其频率是时间的双曲函数, HFM 信号的复信号表达式为:

$$s_{\text{HFM}}(t) = A \times g\left(\frac{t}{T}\right) \exp\left[-j2\pi K \ln\left(1 - \frac{f_{\text{start}}t}{K}\right)\right], \quad t \in [0, T] \quad (8)$$

式中 $K = T f_{\text{end}} f_{\text{start}} / B_{\text{HFM}}$, HFM 信号的瞬时频率变化函数为:

$$f_{\text{HFM}}(t) = \frac{1}{2\pi} \times \frac{d\varphi(t)}{dt} = \frac{1}{2\pi} \times \frac{d}{dt} \left[-2\pi K \ln\left(1 - \frac{f_{\text{start}}t}{K}\right) \right] = \frac{K f_{\text{start}}}{K - f_{\text{start}}t} \quad (9)$$

正向扫频的 HFM 信号对应的匹配滤波器的冲激响应和瞬时频率函数分别为:

$$\begin{cases} h_{\text{HFM}}(t) = \exp\left[2\pi K \ln\left(1 + f_{\text{end}}t/K\right)\right], \quad t \in [0, T] \\ f_{\text{HFM-MF}}(t) = \frac{K f_{\text{end}}}{K + f_{\text{end}}t} \end{cases} \quad (10)$$

1.2 LFM、HFM 和 PRN 扩频信号特性比较

信号的多普勒宽容性表征了信号抗多普勒效应的能力, 多普勒宽容性越好的信号, 受多普勒效应的影响越小。信号的自相关特性表征了信号的抗干扰和噪声能力以及分辨能力, 自相关特性好的信号在匹配接收时, 能得到尖锐的相关峰。因此同步参考信号的选择应兼顾优秀的多普勒宽容性和自相关特性。

图 1 和图 2 分别为窄带和宽带多普勒场景与无多普勒场景下接收到的 LFM 信号、HFM 信号和 PRN 序列与本地信号进行相关运算结果归一化峰值放大后的结果。从图 1 中可看出, 窄带多普勒模型下, LFM 信号的相关峰峰值出现了偏移, 且不存在明显的衰减; HFM 信号的相关峰在偏移的同时出现了显著的扩展以及衰减, 已经难以判断峰值位置; PRN 序列的自相关峰已经完全不可见。由图 2 可知, 宽带多普勒模型下, LFM 信号的相关峰峰值出现了显著的偏移, 且存在衰减和扩展, 已难以进行多普勒伸缩因子估计; HFM 信号的峰值也出现了偏移, 同时扩展和衰减程度有限, 较 LFM 信号更容易进行参数估计; PRN 序列的自相关峰基本已被淹没, 无法进行参数估计。图 3 对比了这 3 种信号的自相关特性, PRN 序列的自相关特性最好, 其自相关函数的主瓣更加尖锐; 其次是 LFM 信号, 其副瓣较 HFM 相关峰的副瓣更平坦; HFM 信号的主瓣和副瓣的幅度差值不大, 在低信噪比场景中很容易淹没于副瓣中, 自相关特性在这个信号中最差。

通过图 1 至图 3 的对比, 可得到如下结论: 窄带多普勒下, LFM 信号宽容性最佳, HFM 信号次之, PRN 序列对频偏最敏感; 在宽带多普勒下, HFM 信号宽容性最佳, LFM 信号次之, PRN 序列对伸缩最敏感; 自相关特性方面, PRN 序列优于 LFM 信号和 HFM 信号。

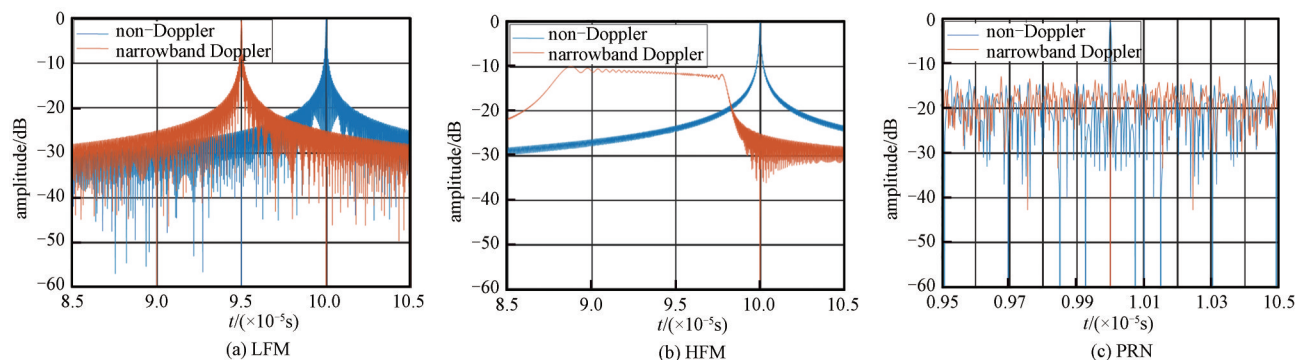


Fig.1 Zoomed-in of matched filter outputs for three signals in non-Doppler and narrowband Doppler models

图 1 无多普勒和窄带多普勒模型中 3 种信号的匹配滤波输出的峰值局部放大

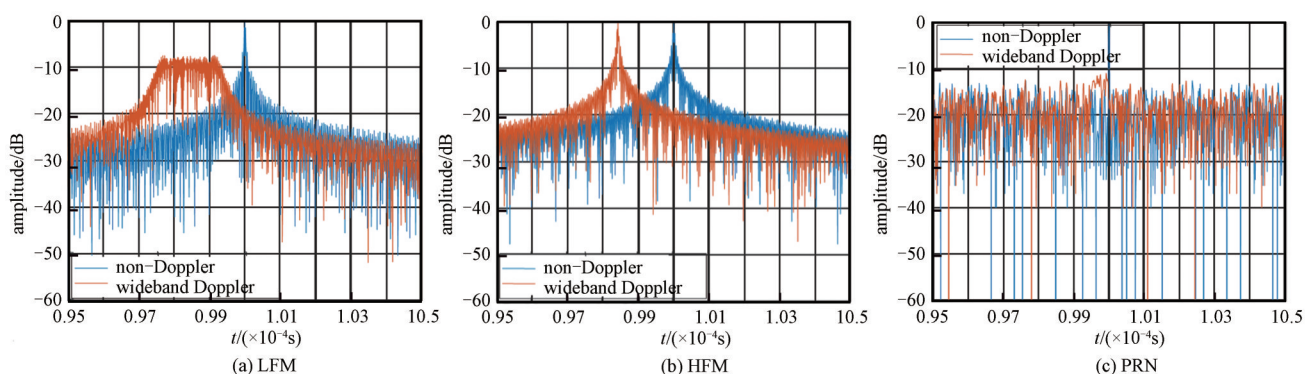


Fig.2 Zoomed-in of matched filter outputs for three signals in non-Doppler and wideband Doppler models

图 2 无多普勒和宽带多普勒模型中 3 种信号的匹配滤波输出的峰值局部放大

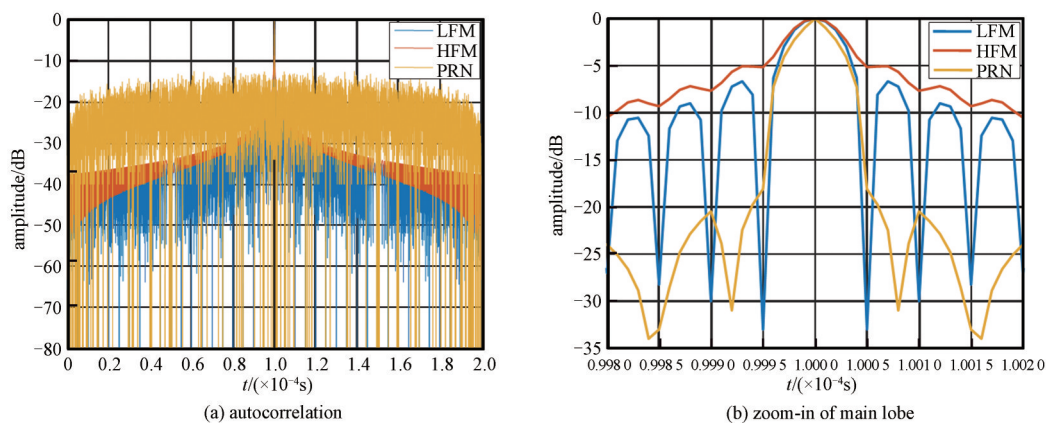


Fig.3 Autocorrelation peaks for three signals and its zoomed-in

图 3 3 种信号的自相关峰及其主瓣放大

2 基于 UD-LFM 同步参考波形的多普勒和定时估计

本文考虑如下超高动态场景：收发两端最大相对运动径向速度为 20 000 m/s，通信信号载波为 30 GHz，属于 Ka 频段，由多普勒频偏计算公式 $f_d = f_c \times v/c$ 可得本系统中最大多普勒频偏为 2 MHz，多普勒伸缩因子 $\alpha = v/c = 2 \times 10^{-4}$ 。因此本文研究的超高动态通信场景中的宽带多普勒模型中同时存在着显著的多普勒频偏和虽较小但无法忽视的多普勒伸缩。LFM 信号的窄带多普勒宽容性在 3 种信号中最强，宽带多普勒宽容性仅次于 HFM 信号，因此采用基于 LFM 信号的同步参考波形。

考虑窄带多普勒模型时，接收信号的瞬时频率为：

$$f_{r1-LFM}(t) = f_{\text{start}} + M_{\text{LFM}}t + f_d \approx f_{\text{LFM}}(t + \Delta t_{\text{LFM1}}) \quad (11)$$

式中 $\Delta t_{\text{LFM1}} = f_d/M_{\text{LFM}}$ 。由式(11)可得，LFM 信号在窄带多普勒模型下的瞬时频率函数与原信号的频率函数之间存

在一个与时间无关的时延关系，即多普勒频偏下的 LFM 信号可以等效视为原信号在时域上的平移，这一特性称为 LFM 信号的时延-频偏线性耦合特性。利用该特性，根据 LFM 信号匹配滤波相关峰的偏移量即可计算出多普勒频偏。但由于 LFM 信号的匹配滤波结果只存在一个相关峰，难以找到参考点计算其偏移量。为便于参考点定位，本文采用参数完全相同的正向扫频 LFM 与反向扫频 LFM 组成 UD-LFM 信号，对其匹配接收，可以得到 2 个相关峰，对 2 个相关峰的相对位置偏移关系进行分析，即可进行参数估计。

UD-LFM 复信号表达式为：

$$s_{\text{UD-LFM}}(t) = \begin{cases} A \times g\left(\frac{t}{T}\right) \exp\{j(2\pi f_{\text{start}}t + \pi M_{\text{UD}}t^2)\}, & t \in [0, T] \\ A \times g\left(\frac{t-T}{T}\right) \exp\{j[2\pi f_{\text{end}}(t-T) - \pi M_{\text{UD}}(t-T)^2]\}, & t \in [T, 2T] \end{cases} \quad (12)$$

基于式(11)所示的 LFM 信号的时延-频偏耦合特性，设计 UD-LFM 信号的接收机，见图 4。匹配滤波器 1 和匹配滤波器 2 分别为正向扫频和反向扫频对应的匹配滤波器。

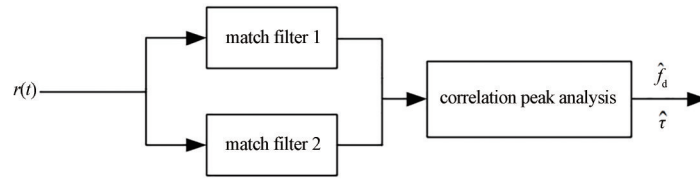


Fig.4 Architecture of UD-LFM signal receiver

图4 UD-LFM信号接收机结构

对式(11)进行类比推导可得，对于匹配滤波器 1，多普勒频偏 f_d 所导致的相关峰偏移量和位置为：

$$\begin{cases} \Delta t_1 = -f_d \times \frac{T_{\text{LFM}}}{B_{\text{LFM}}} = -\frac{f_d}{M_{\text{LFM}}} \\ t_1 = T_{\text{LFM}} + \Delta t_1 = T_{\text{LFM}} - f_d \times \frac{T_{\text{LFM}}}{B_{\text{LFM}}} = T_{\text{LFM}} - \frac{f_d}{M_{\text{LFM}}} \end{cases} \quad (13)$$

对于匹配滤波器 2，多普勒频偏 f_d 所导致的相关峰偏移量和位置为：

$$\begin{cases} \Delta t_2 = f_d \times \frac{T_{\text{LFM}}}{B_{\text{LFM}}} = \frac{f_d}{M_{\text{LFM}}} \\ t_2 = T + \Delta t_2 = T + f_d \times \frac{T_{\text{LFM}}}{B_{\text{LFM}}} = T + \frac{f_d}{M_{\text{LFM}}} \end{cases} \quad (14)$$

容易看出，多普勒频偏会使 2 个匹配滤波器的峰值向相反方向偏移，接收机通过搜索相关峰得到 2 个匹配滤波器的峰值位置，再进行频偏和定时估计。记 UD-LFM 波形中正反向扫频的转折点即信号的时域中点为标志位置 τ ，联立式(14)~(15)，可得通过 UD-LFM 进行系统频偏粗估计和信号定时估计的结果：

$$\hat{f}_d = (t_2 + T_{\text{LFM}} - t_1 - T)(B_{\text{LFM}}/2T_{\text{LFM}}) = (t_2 + T_{\text{LFM}} - t_1 - T)(M_{\text{LFM}}/2) \quad (15)$$

$$\hat{\tau} = (t_1 + t_2) - (T_{\text{LFM}} + T/2) \quad (16)$$

3 基于二分搜索的接收端采样率调整策略

在宽带多普勒模型下，LFM 信号的匹配滤波相关峰会出现如图 2(a)所示的峰值展宽及衰减，此时无法实现准确的相关峰峰值搜索，因此对接收到的 UD-LFM 信号进行匹配滤波后的相关峰偏移量观测值与式(13)和式(14)的理论值不符。图 2(a)所示的峰值展宽现象的根本原因是接收端本地匹配滤波器信号采样间隔 T_s 和接收到的伸缩后的信号采样间隔 T_{stretch} 不一致造成的。在相关峰的偏移量观测值有误差的情况下，基于式(15)~(16)实现的多普勒频偏和定时估计结果也将存在误差。

为解决 T_s 和 T_{stretch} 不一致的问题，本文提出在接收端使用基于二分搜索的策略，调整本地采样率，使本地信号采样率和伸缩后的信号采样率接近。其思想是基于二分策略，不断改变本地采样率，得到不同匹配滤波结果，并计算其峰值展宽，将峰值展宽与门限 ψ 作比较。若高于 ψ ，则更新搜索区间，在新的搜索区间继续搜索，直至峰值展宽小于 ψ ，则可认为此时本地采样率与接收信号采样率足够接近。二分策略可行的前提是相关峰的峰值展宽随多普勒频偏单调递增，即 $\Delta T_s = T_s - T_{\text{stretch}}$ 越大时，峰值展宽越宽。本算法步骤如下：

- 1) 输入: 接收信号 s_r 、多普勒频偏的搜索步长 Δf 、 s_r 的初始多普勒频偏搜索区间 $[0, f_{d, \max}]$ 、判决门限 ψ 。
- 2) 根据搜索步长在搜索区间等间隔取 N 个离散值作为待搜索集合。初始搜索点分别为搜索集合的最左侧 $LOW=0$ 和最右侧 $HIGH=N-1$ 。
- 3) 在宽带多普勒模型中, 2 个搜索点对应的信号采样间隔分别为 $T_{s, LOW}$ 和 $T_{s, HIGH}$ 。分别以采样间隔 $T_{s, LOW}$ 和 $T_{s, HIGH}$ 生成两组本地匹配滤波序列 h_{LOW} 和 h_{HIGH} , 并各自与接收信号 s_r 通过相关运算得到匹配滤波相关结果, 计算其峰值展宽, 分别为 W_{LOW} 和 W_{HIGH} 。
- 4) 如果 $\min(W_{LOW}, W_{HIGH}) > \psi$, 至步骤 5); 如果 $\min(W_{LOW}, W_{HIGH}) \leq \psi$, 至步骤 6)。
- 5) 如果 $W_{LOW} \geq W_{HIGH}$, 更新搜索集合最左侧点 $LOW = \lfloor (LOW + HIGH)/2 \rfloor$, 最右侧点 $HIGH$ 不变, 回到步骤 3); 如果 $W_{LOW} \leq W_{HIGH}$, 更新搜索集合最右侧点 $HIGH = \lfloor (LOW + HIGH)/2 \rfloor$, 最左侧点 LOW 不变, 回到步骤 3)。
- 6) 如果 $\min(W_{LOW}, W_{HIGH}) = W_{LOW}$, 则调整后采样间隔 $T_{\text{adjust}} = T_{s, LOW}$; 如果 $\min(W_{LOW}, W_{HIGH}) = W_{HIGH}$, 则 $T_{\text{adjust}} = T_{s, HIGH}$ 。
- 7) 输出 T_{adjust} 。

4 仿真结果分析

采用的 UD-LFM 信号参数为: $T=5$ ms, $f_{\text{start}}=12$ MHz, $f_{\text{end}}=32$ MHz, $f_s=1$ GHz、载波频率 $f_c=30$ GHz。首先讨论 UD-LFM 信号相关峰的峰值展宽与多普勒频偏的关系, 图 5 仿真了多普勒频偏从 0 逐渐增大到 2 MHz 的过程中, UD-LFM 信号的一个归一化匹配滤波相关峰的 3 dB 峰值展宽现象。3 dB 峰值展宽是指以峰值为 0 dB 点进行归一化后, 匹配滤波结果值中大于 -3 dB 的点的宽度, 越宽, 说明峰值展宽越明显。这里统计峰值衰减 3 dB 点的宽度是考虑到在低信噪比场景中, 低于峰值 3 dB 的点都可能受到噪声的影响而被判定为是峰值。从图 5 中可看出, 峰值展宽随着多普勒频偏的增大而单调增加, 因此二分搜索是适用的。图 5 中多个跃升点的出现是因为随着主瓣峰值展宽, 多个副瓣会被逐渐并入主瓣中, 使副瓣宽度也被算进主瓣宽度。

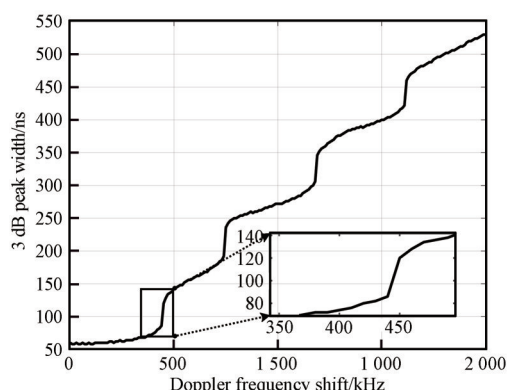


Fig.5 3 dB peak width of normalized matched filter correlation peaks

图 5 归一化匹配滤波相关峰的 3 dB 峰值展宽

从图 5 中可发现, 多普勒频偏在第 1 个跃升点之前, 即多普勒频偏在 440 kHz 以内时, 多普勒频偏的增大对峰值展宽影响并不大。载波频率为 30 GHz 时, 440 kHz 的多普勒频偏折合伸缩因子为 $\alpha_0 = 1.467 \times 10^{-5}$ 。因此如果将二分搜索的门限取在第 1 跃升点 440 kHz 之前, 使二分搜索调整后接收端生成信号的采样间隔 T_{adjust} 与伸缩后信号的采样间隔 T_{stretch} 差值满足 $\Delta T_s = |T_{\text{adjust}} - T_{\text{stretch}}| < \alpha_0 T_{\text{stretch}}$, 采样率不匹配引起的峰值展宽将并不明显。多普勒频偏为 440 kHz 时, 3 dB 峰值展宽为 86 ns。本文将二分搜索的比较门限 ψ 取 80 ns, 可使二分搜索结束后的相关峰峰值展宽在约 420 kHz 以内。

当搜索步长为 10 kHz、门限 $\psi = 80$ ns 时, 使用二分搜索策略调整本地采样率后, 多普勒频偏从 0 逐渐增大到 2 MHz

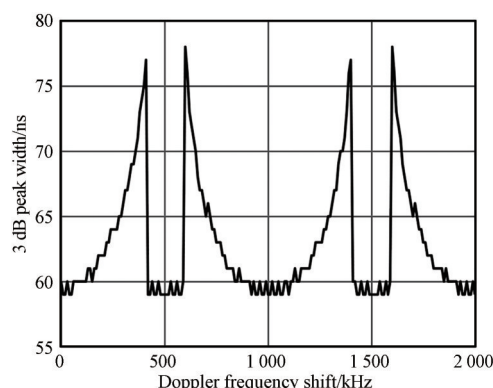


Fig.6 3 dB peak width of normalized matched filter correlation peaks after binary search

图 6 使用二分搜索调整后归一化匹配滤波相关峰的 3 dB 峰值展宽

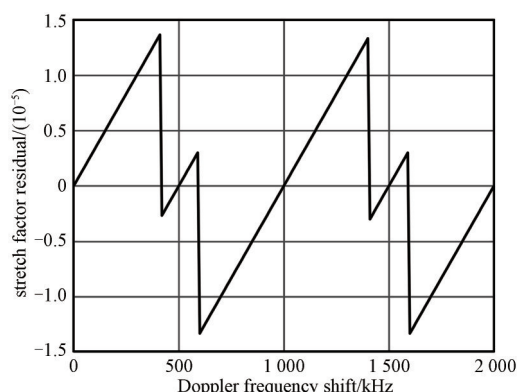


Fig.7 Stretch factor residual $\Delta\alpha$ after binary search

图 7 使用二分搜索调整后伸缩因子估计残差 $\Delta\alpha$

的过程中, 相关峰的3 dB 峰值展宽曲线见图6。与图5相比, 通过二分搜索, 将所有频偏下的峰值展宽都抑制在80 ns 以内。由于在区间的起终点、二等分点和四等分点处可实现对采样率最接近的估计, 对应的峰值展宽最小。

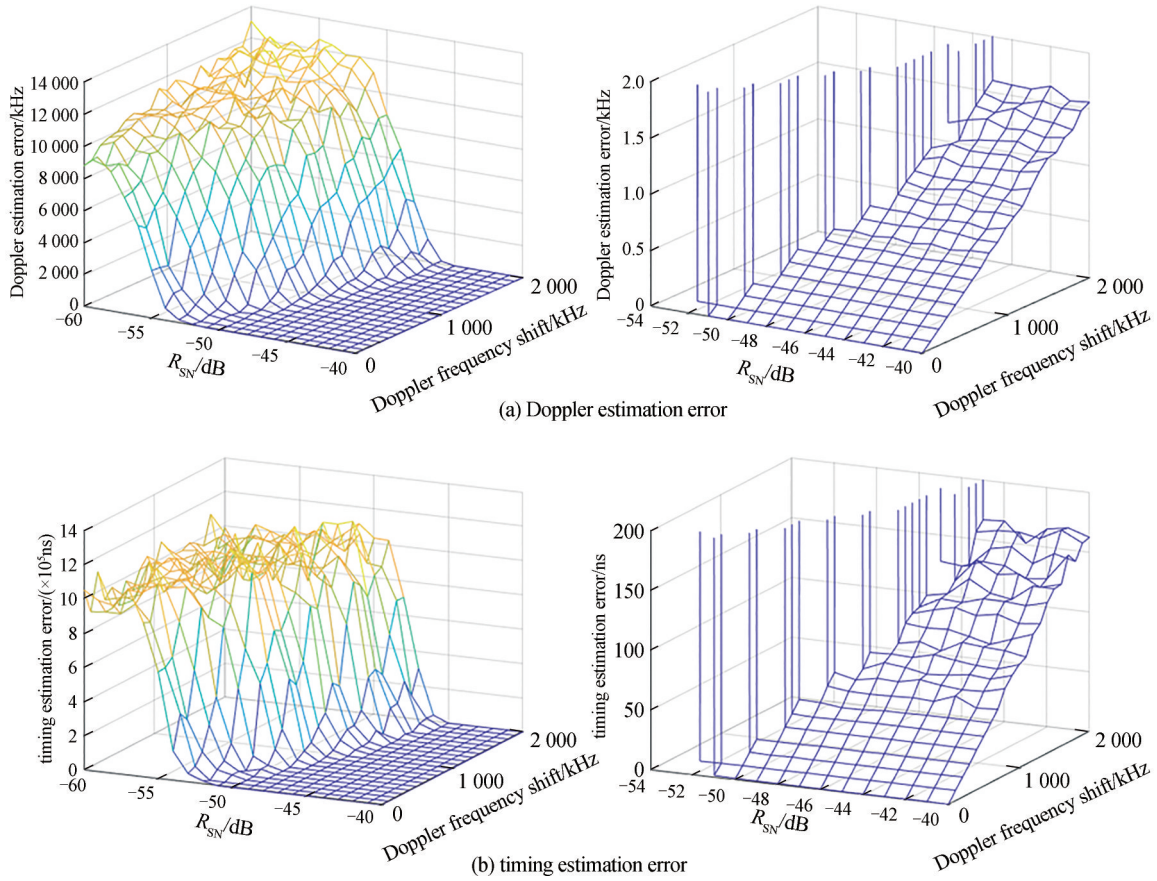


Fig.8 Doppler estimation and timing estimation errors of UD-LFM signals in AWGN channel and their zoomed-ins without binary search

图8 不使用二分搜索时AWGN信道中UD-LFM信号的多普勒和定时估计误差及其局部放大

二分搜索后, 本地信号调整后的采样间隔 T_{adjust} 相较于信号初始采样间隔 T_s 的伸缩因子 $\alpha_{\text{adjust}} = (T_{\text{adjust}}/T_s) - 1$, 接收信号采样间隔 T_{stretch} 相较于信号初始采样间隔 T_s 的伸缩因子为 α_{stretch} , 二分搜索对伸缩因子的估计残差为 $\Delta\alpha = \alpha_{\text{stretch}} - \alpha_{\text{adjust}}$ 。图7仿真了多普勒频偏从0逐渐增大到2 MHz的过程中伸缩因子估计残差曲线, 可看出 $\Delta\alpha$ 始终不超过图5跃升点对应的伸缩因子 $\alpha_0 = 1.467 \times 10^{-5}$, 这也说明峰值展宽得到有效抑制。

图8和图9为加性高斯白噪声(Additive White Gaussian Noise, AWGN)信道中使用二分搜索前后, UD-LFM信号的多普勒和定时估计误差曲线及局部放大对比图。通过对比可看出, 在未使用本文提出的基于二分搜索的接收端采样率调整策略时, UD-LFM信号可在信噪比为-44 dB时, 实现多普勒频偏范围在[0, 2 MHz]内的准确估计, 频偏估计误差小于1.6 kHz, 定时估计误差小于170 μs , 但随着频偏的增加, 抗噪声性能逐渐变差。引入基于二分搜索的接收端采样率调整策略后, 信号的同步性能不再随着频偏增加而持续恶化, 而是取决于二分搜索的估计误差。靠近二分搜索的起终点、二等分点和四等分点的频率点由于估计值更接近真实值, 其同步性能更优, 最低可在-49 dB信噪比下实现准确频偏与定时估计, 同时可达到更小的估计误差, 频偏估计误差小于400 Hz, 定时估计误差小于60 ns。如果需要进一步降低误差, 可以通过采取减小二分搜索判决门限 ψ 的方式, 使伸缩后信号采样率的估计值与真实值更接近。

5 结论

本文提出了基于二分搜索的接收端采样率调整策略, 可对宽带多普勒模型下接收到的信号由于多普勒伸缩因子而产生的时域伸缩进行估计, 有效降低了宽带多普勒效应导致的接收信号与本地信号采样率的不匹配程度, 通过减小相关峰峰值展宽降低了匹配滤波损失。使用UD-LFM信号作为同步信号, 在宽带多普勒场景和窄带多普勒场景中均有优秀的频偏估计和定时估计性能。经过仿真验证, 基于二分搜索调整接收端采样率后, 本文所用UD-LFM信号可在信噪比为-49 dB、最大多普勒频偏为2 MHz的条件下, 达到小于400 Hz的频偏估计误差以

及小于 60 ns 的定时估计误差。相比于不进行基于二分搜索采样率调整, 信噪比门限低 4 dB。

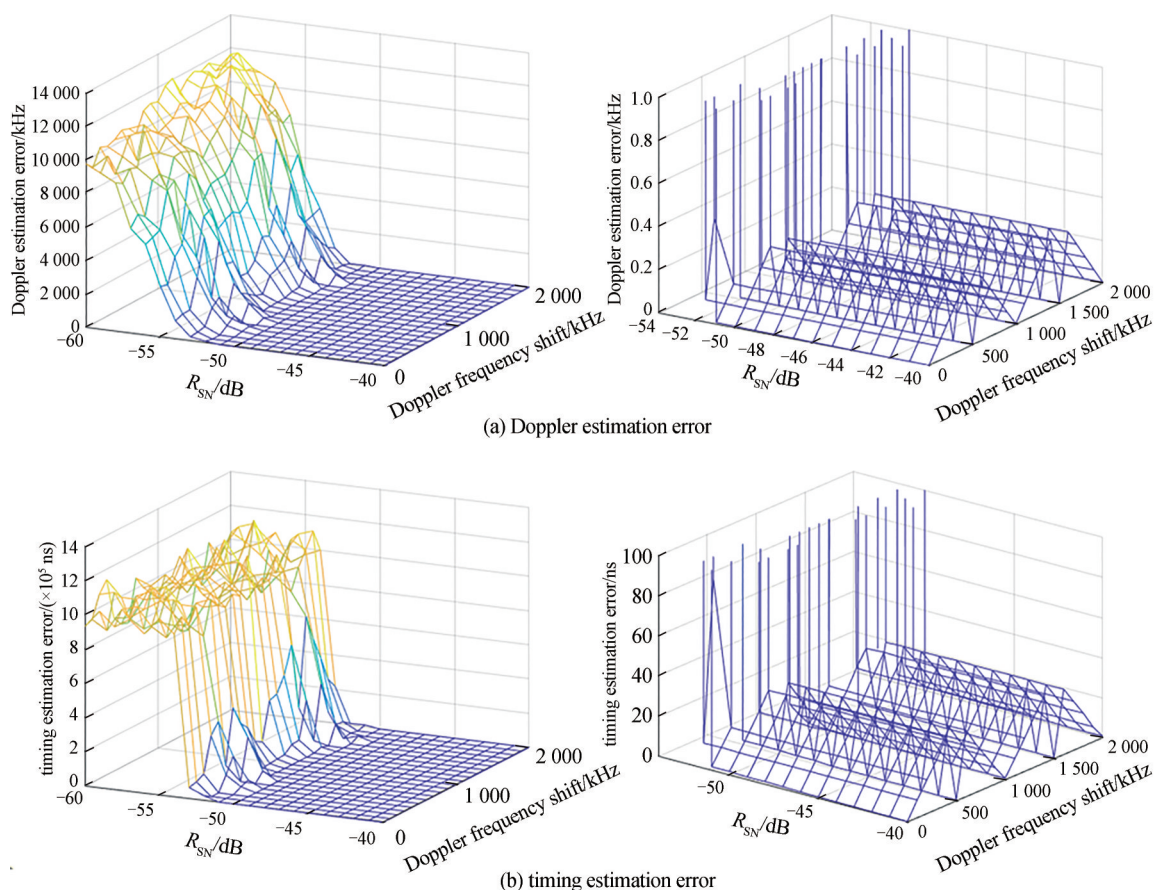


Fig.9 Doppler estimation and timing estimation errors of UD-LFM signals in AWGN channel and their zoomed-ins with binary search
图9 使用二分搜索后 AWGN 信道中 UD-LFM 信号的多普勒和定时估计误差及其局部放大

参考文献:

- [1] 吴军伟,梁涛涛,王川. 一种高动态弱 GNSS 信号跟踪解调算法研究与实现[J]. 太赫兹科学与电子信息学报, 2023,21(11): 1318-1323. (WU Junwei, LIANG Taotao, WANG Chuan. Research and implementation of tracking demodulation algorithm for high dynamic and weak GNSS signal[J]. Journal of Terahertz Science and Electronic Information Technology, 2023, 21(11): 1318-1323.) doi:10.11805/TKYDA2021322.
- [2] NAPOLITANO A. An Interference-tolerant algorithm for wide-band moving source passive localization[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2020(68):3471-3485. doi:10.1109/TSP.2020.2999664.
- [3] WEISS L G. Wavelets and wideband correlation processing[J]. IEEE Signal Processing Magazine, 1994, 11(1): 13-32. doi: 10.1109/79.252866.
- [4] GOGOLEV I V, YASHIN G Y. Cramer-Rao lower bound of Doppler stretch and delay in wideband signal model[C]// 2017 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering(EIcon Rus). St. Petersburg and Moscow, Russia:IEEE, 2017:662-665. doi:10.1109/EIcon Rus.2017.7910643.
- [5] ZHAO Tong, HUANG Tianyao. Cramer-Rao lower bounds for the joint delay-Doppler estimation of an extended target[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2016, 64(6):1562-1573. doi:10.1109/TSP.2015.2505681.
- [6] JIN Qu, WONG K M, LUO Zhiqun. The estimation of time delay and Doppler stretch of wideband signals[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1995, 43(4):904-916. doi:10.1109/78.376843.
- [7] MCPHEE H, ORTEGA L, VILÀ-VALLS J, et al. Accounting for acceleration-signal parameters estimation performance limits in high dynamics applications[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2023, 59(1): 610-622. doi: 10.1109/TAES.2022.3189611.
- [8] 董光亮,李海涛,郝万宏,等. 中国深空测控系统建设与技术发展[J]. 深空探测学报, 2018, 5(2):99-114. (DONG Guangliang, LI Haitao, HAO Wanhong, et al. Development and future of China's deep space TT&C system[J]. Journal of Deep Space Exploration,

- 2018,5(2):99–114.) doi:10.15982/j.issn.2095–7777.2018.02.001.
- [9] YING Xu, HONG Yuan. High-sensitivity acquisition of ultrahigh dynamic direct sequence spread spectrum signals in space communications[J]. China Communications, 2013,10(10):26–36. doi:10.1109/CC.2013.6650317.
- [10] GU Zhaoning, FANG Shiliang. Joint Range-Doppler estimation based on multipulse processing of composite hyperbolic frequency modulated waveforms[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2022(29):558–562. doi:10.1109/LSP.2022.3144833.
- [11] HUANG Shuxia, FANG Shiliang, HAN Ning. Iterative matching-based parameter estimation for time-scale underwater acoustic multipath echo[J]. Applied Acoustics, 2020(159):107094. doi:10.1016/j.apacoust.2019.107094.
- [12] YAO Shuai, FANG Shiliang, WANG Xiaoyan, et al. Parameter estimation for HFM signals using combined STFT and iteratively reweighted least squares linear fitting[J]. Signal Processing, 2014(99):92–102. doi:10.1016/j.sigpro.2013.12.029.
- [13] ZHANG Zhichao. New Wigner distribution and ambiguity function based on the generalized translation in the linear canonical transform domain[J]. Signal Processing, 2016(118):51–61. doi:10.1016/j.sigpro.2015.06.010.
- [14] NEINAVAIE M, KHALIFE J, KASSAS Z M. Doppler stretch estimation with application to tracking globalstar satellite signals[C]// MILCOM 2021–2021 IEEE Military Communications Conference(MILCOM). San Diego, CA, USA: IEEE, 2021: 647–651. doi: 10.1109/MILCOM52596.2021.9652890.
- [15] 王家明, 孙晨, 何勇, 等. 基于PMF-FFT的星载扩频通信系统捕获算法[J]. 通信技术, 2022,55(7):844–849. (WANG Jiaming, SUN Chen, HE Yong, et al. PMF-FFT-based capture algorithm for satellite-based spread spectrum communication system[J]. Communications Technology, 2022,55(7):844–849.) doi:10.3969/j.issn.1002–0802.2022.07.004.
- [16] 罗海坤, 王永庆, 申宇瑶, 等. 一种基于运动补偿的高动态微弱直扩信号捕获算法[J]. 宇航学报, 2013,34(4):539–545. (LUO Haikun, WANG Yongqing, SHEN Yuyao, et al. A weak DSSS signal acquisition algorithm based on motion compensation under high dynamic scenarios[J]. Journal of Astronautics, 2013,34(4):539–545.) doi:10.3873/j.issn.1000–1328.2013.04.013.
- [17] 黄乙. 线性调频信号的时延估计方法研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2021. (HUANG Yi. Research on time delay estimation method of LFM signals[D]. Harbin, China: Harbin Institute of Technology, 2021.)
- [18] 周伟, 叶春茂, 金侃, 等. 雷达目标双曲线调频回波生成[J]. 清华大学学报(自然科学版), 2015,55(8):878–883. (ZHOU Wei, YE Chunmao, JIN Kan, et al. Radar echo generation for hyperbolic frequency-modulation waveforms[J]. Journal of Tsinghua University(Science and Technology), 2015,55(8):878–883. doi:10.16511/j.cnki.qhdxxb.2015.08.011.

作者简介:

郭孟泽(1999–), 男, 在读硕士研究生, 主要研究方向为卫星通信物理层捕获技术. email: mazgoo_cliff@163.com.

付学瀚(2000–), 男, 在读硕士研究生, 主要研究方向为卫星通信和抗干扰通信技术.

朱立东(1968–), 男, 博士, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为卫星通信的传输与组网、星地网络融合等.

燕贺云(1999–), 男, 在读博士研究生, 主要研究方向为抗截获和抗干扰通信技术.