

基于导频辅助的高动态信号捕获技术研究

廖必燚¹, 王永^{1,2}, 孔宪仁², 丁国栋¹, 戚耀文¹

(1. 山东航天电子科学技术研究所, 山东 烟台 264006;

2. 哈尔滨工业大学 航天学院, 哈尔滨 150001)

摘要: 针对卫星-高动态终端相对移动过程中速度和加速度高, 造成多普勒频移跨度大、变化率高的问题, 提出了一种导频辅助的高动态突发信号捕获技术; 对卫星-终端通信链路的信道特性进行了研究, 该技术采取基于 FFT 算法、频偏预补偿的对抗措施, 构建了链路发送端和接收端的多普勒频移补偿信道模型; 并设计了多帧头同步、导频辅助的新型架构, 有效降低了低信噪比下帧传输的错误率; 仿真结果表明: 该算法达到 1×10^{-5} 误码率指标时接收灵敏度提高了 3 dB 左右, 满足高动态终端接入卫星移动通信系统的需求。

关键词: 高动态; 突发通信; 卫星捕获; FFT; 导频辅助

Research on High Dynamic Signal Capture Technology Based on Guide Frequency Assistance

LIAO Biyi¹, WANG Yong^{1,2}, KONG Xianren², DING Guodong¹, QI Yaowen¹

(1. Shandong Aerospace Electronic Science and Technology Research Institute, Yantai 264006, China;

2. School of Astronautics, Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, China)

Abstract: Aiming at the problems of high speed and acceleration during the relative movement of satellite and high dynamic terminal, which cause large Doppler frequency shift span and high variation rate, a pilot-assisted high dynamic burst signal capture technique is proposed; the study investigates the channel characteristics of the satellite-terminal communication link, and the technology adopts countermeasures based on the FFT algorithm and frequency bias pre-compensation, which constructs the Doppler frequency shift compensated channel models for the transmitter and receiver; and designs a new architecture of multi-frame header synchronization and pilot-assisted architecture, which effectively reduces the error rate of the frame transmission under the low signal-to-noise ratio; the simulation results show that: the algorithm achieves a 1×10^{-5} BER index with an improvement in the reception sensitivity of approximately 3 dB, which meets the demand of high dynamic terminal access to the satellite mobile communication system.

Keywords: highly dynamic; burst communication; satellite capture; FFT; pilot-assisted

0 引言

卫星通信具有覆盖面广、不受地理条件约束、抗灾抗毁能力强等优势, 对传统地面蜂窝通信系统起到不可或缺的补充作用。常规的卫星移动通信系统主要为中低速终端提供服务^[1], 对于近地轨道的导弹、超音速飞机等高速飞行器, 缺少满足其高可靠通信需求的卫星数据链系统。因此本文基于现有的高轨 (GEO, geostationary earth orbit) 窄带卫星移动通信系统^[2], 通过对其链路频偏补偿、载波同步进行完善性设计, 满足高动态终端的突发、高可靠通信需求。

低速的卫星移动系统支持的最大频率动态变化率为 24.6 Hz/s ^[3], 而接入卫星的高动态飞行器具有大的径向速度和加速度, 导致较大的多普勒频移和变化率。对信号接收同步造成严重的干扰, 直接影响到接收机的性能和信

息的准确性, 因此高动态平台的频率变化率远超过常规卫星移动通信系统支持的门限^[4]。要使接收机正确解调出数据, 首先要实现接收链路的捕获。同时用户具有短时的突发通信需求, 需保证接收端的有效跟踪。因此如何获得精确的同步, 实现链路的有效捕获跟踪, 具有重要的研究意义。

卫星通信同步算法分为数据辅助法 (DA, data aided) 和非数据辅助法 (NDA, none data aided)^[5], NDA 算法指接收端不依靠发送信号之外的任何其他数据信息进行同步。优点为资源占用小, 频谱利用率高, 但算法设计更为复杂, 同步精度低。文献 [6] 提出了基于快速傅里叶变换 (FFT, fast fourier transformation) 的低轨卫星多普勒频偏估计, 通过先导计算可将多普勒频移补偿到小范围, 提高了捕获速度, 但抗噪声能力差。而 DA 算法需利用发送信号之外的已知信息同步, 本文即采用导频辅助, 更有效准

收稿日期: 2024-10-03; 修回日期: 2024-10-08。

作者简介: 廖必燚 (1999-), 男, 硕士研究生。

通讯作者: 王永 (1982-), 男, 博士, 研究员。

引用格式: 廖必燚, 王永, 孔宪仁, 等. 基于导频辅助的高动态信号捕获技术研究[J]. 计算机测量与控制, 2024, 32(12): 251-256, 279.

确地估计相位偏移、符号定时误差等信道参数, 相较 NDA 算法速度快、精度更高, 但占用资源多、抗干扰能力较差。文献 [7] 提出了使用导频序列获取频率同步的 DA 算法, 算法能够对较大范围的频偏进行估计, 且频偏估计准确度高, 确保快速同步。但抗频偏能力有限, 算法复杂度较大。

针对突发通信的频偏估计, 文献 [8] 提出了 Kay 频偏估计算法, 与最优最大似然估计器相比提升了频偏估计速度, 效率高, 但要求信噪比较高, 精度较低。文献 [9] 提出了一种基于 ML 算法结构的实用数字实现平面滤波载波同步器, 可推导出联合相位和频率估计产生的总相位误差下限, 传输效率高。文献 [10] 针对 TDMA 通信系统的同步过程, 提出一种快速、开环、全数字的频偏估计技术, 实现对频率偏移的有效估计, 避免了闭环反馈的缺陷。然而上述算法大多用于多普勒频移小的地面通信系统, 针对高动态大频偏通信系统的捕获跟踪效果差, 难以直接应用。文献 [11] 提出了一种克服高动态环境下频偏导致相关峰降低的新型算法, 提高了捕获概率。文献 [12] 提出一种 FFT 和导频联合估计的方案, 导频数目与信噪比大小呈负相关。通过频谱的插值运算可抵抗较大的频偏, 但信噪比较低时捕获效果不好。文献 [13] 应用导频作为数据辅助, 采用前向结构分级实现突发信号多普勒变化率、频偏及载波相位参数估计及校正。在低信噪比下能够获得较高的载波同步精度, 但复杂度较高。这类方法大频偏估计得到了改善, 但针对突发通信, 仍面临着建链时间超时, 数据丢包率高等问题。

面对本系统低数据速率下突发模式、高移动性的特点, 需要克服以下难点^[14]:

- 1) 多普勒效应强, 终端高动态带来较大的频移变化率, 影响捕获跟踪准确率, 低速率下载波同步难度大。
- 2) 突发通信的同步时间短, 由于卫通信号的抗截获需求, 通信采用短突发方式, 需要适应信道的快变, 有限时间内完成多普勒参数高精度估计。
- 3) 低信噪比通信质量差, 受卫星资源限制, 要求算法具有低复杂度、低资源开销的能力, 低信噪比条件下误码率性能差。

针对以上问题, 从工程应用的角度出发, 本文提出一种导频辅助的频偏预补偿卫星捕获跟踪技术, 能够满足实时性处理的应用需求, 主要贡献点为:

- 1) 基于 FFT 算法^[15], 针对发送端接收端采取频偏预补偿措施, 能够在较低算法复杂度下实现链路信号的快速同步;
- 2) 采用多帧联合检测、导频辅助^[16]的设计能够有效降低漏帧率和错帧率, 保证可靠性。有效提升了抗频偏、抗动态性能, 更能应对非连续、短突发的通信需求。

1 系统及信道特性

本系统主要由地面运控系统、GEO 通信卫星、应用系统(终端)组成。卫星链路如图 1 所示。

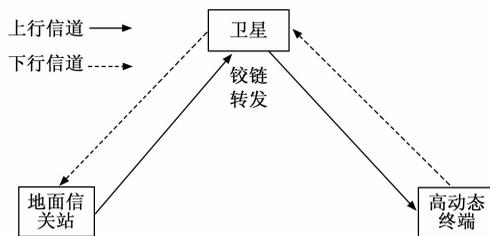


图 1 系统组成框图

实际通信中, 由于卫星移动通信系统的带宽及功率双重受限^[17], 数据速率为低速率。上行链路功率受限, 主要传输数据、控制信令等信息, 下行链路带宽资源受限, 主要传输数据、图像切片等信息。因此, 在资源受限下如何快速实现多普勒参数的估计和补偿具有重要的研究价值。

系统中无线信道包括控制信道和业务信道两种逻辑信道^[18]。控制信道主要完成终端与卫星、地面站之间的接入、测量和同步的功能。业务信道主要承载语音、短信、图像等各种分组数据的业务信息。具体的信道功能如下所示^[19]:

- 1) 广播控制信道 (BCCH): 实现广播控制功能, 用于发送系统消息。
- 2) 频率校正信道 (FCCH): 链路周期性广播, 由终端接收并进行频率补偿校正。
- 3) 随机接入信道 (RACH): 实现用户终端随机接入功能。主要用于请求分配 SDCCH 或 TCH。传输数据包括重试计数、建立链接原因等终端的请求参考信息、申请时间、加密信息等。
- 4) 允许接入信道 (AGCH): 实现对 RACH 信道信息的响应。
- 5) 独立专用控制信道 (SDCCH): 实现独立专用控制功能, 主要完成下行方向用户传输状态报告、切换申请、切换响应、业务释放请求和确认等功能。
- 6) 业务信道 (TCH): 实现语音或用户数据等业务数据传输, 物理层与 SDCCH 共用同一信道, 支持突发模式, 双向通信。

如图 2 所示, 本文卫星移动通信系统通信建立链接流程如下: 地面信关站通过 BCCH、FCCH 信道常发广播数据信息, 高动态终端为获取通信系统的业务服务, 首先盲搜地面广播的 FCCH 信息, 并获取系统广播的 BCCH 的网络信息。然后, 终端发送接入请求 RACH, 获得对专用控制信道 SDCCH 资源的控制, 地面收到后允许接入同时回复 AGCH 信息, 终端在 SDCCH 信道上完成入网鉴权流程。入网完成后, 用户终端可以向系统申请业务信息传输, 通过不同的 TCH 信道完成相应的数据传输。

2 算法设计

2.1 基于 FFT 的频偏估计算法

地面与卫星时钟同源, 链路频率误差组成主要为静态频差和动态频差^[20]:

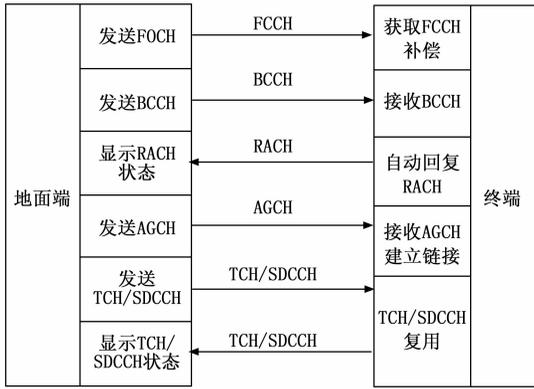


图 2 信道收发流程

- 1) 地面设备晶振与高动态终端设备的晶振偏差;
- 2) GEO 卫星 C/S 透明转发器晶振偏差;
- 3) 卫星与高动态终端相对运动造成的多普勒频偏。

终端上静态频偏包括 (1), (2) 两项由本振偏差引起的频偏。通过标校获取项 (1) + 项 (2) 综合结果, 取 S 频段的标称频率, 计算本振偏差的最大频偏值约为 2 kHz, 静态频率偏差可直接补偿。

卫星-高动态终端具有较大的相对移动速度, 移动引起的多普勒动态频偏的计算为:

$$f_d(t) = \frac{f_0}{C} \times V(t) \times \cos(\theta) \quad (1)$$

式中, f_0 为发送端信号的载波频率, C 为光速 3×10^8 m/s, $V(t)$ 为卫星和终端的相对速度, θ 为速度方向与卫星-终端之间链路信号传播方向的夹角。取 $\cos(\theta)$ 的最大值 1。上式简化为:

$$f_d(t) = \frac{f_0}{C} \times V(t) \quad (2)$$

对时间 t 求导, 终端加速度产生的多普勒变化率为:

$$f_a(t) = \frac{df_d(t)}{dt} = \frac{f_0}{C} \times \frac{dV(t)}{dt} = \frac{f_0}{C} \times a(t) \quad (3)$$

本文取终端的运行状态为移动速度 9 Ma, 加速度 10 G, G 为重力加速度, 载波工作在 S 频段。计算得峰值多普勒频移值约为 22 kHz, 峰值多普勒频偏变化率约为 700 Hz/s。远超过常规卫星移动通信系统的频率校正范围, 严重影响突发信号的捕获同步。

针对高动态带来的频偏, 频偏估计基于 FFT 算法, 捕获单元对信号进行 FFT 变换, 对 I/Q 两路计算频率的阈值, 经相干累积, 比较频点的峰值累积结果。寻找频域上最大功率峰值所对应的频点, 将该频点作为载波同步处理的初始中心频点。通过对估计量进行最大似然估计得到频偏的估值^[21]。算法的流程如图 3 所示。

FFT 谱分析方法实现频率的初始捕获原理:

将输入信号正交下变频, 构造离散频域信号复正弦序列 $x(k)$ 为:

$$x(k) = A_s e^{j(2\pi\Delta f/f_s k + \varphi_0)} \quad (4)$$

其中: A_s 为信号幅值, f_s 为采样频率, φ_0 为初相位,

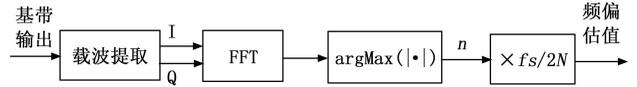


图 3 基于 FFT 的频偏估计经典算法

作 N 点 FFT 分析, N 为 FFT 变换的点数, FFT 变换输出频域信号 $X(m)$ 如下:

$$X(m) = \sum_{k=0}^{N-1} A_s \exp\left[j\left(2\pi \frac{\Delta f}{f_s} k + \varphi_0\right)\right] * \exp\left(-j \frac{2\pi}{N} km\right) = A_s \exp(j\varphi_0) * \sum_{k=0}^{N-1} \exp\left[-2\pi k j \left(\frac{m}{N} - \frac{f}{f_s}\right)\right] \quad (5)$$

令复数 $v_m = -2\pi j \left(\frac{m}{N} f_s - \Delta f\right)$, 公式简化为:

$$X(m) = A_s \exp\left[j\left(\varphi_0 - \frac{N-1}{2f_s} v_m\right)\right] * \frac{\sin(Nv_m/2f_s)}{\sin(v_m/2f_s)} \quad (6)$$

其幅度与相位分别表示为:

$$A_m = A_s \frac{\sin(Nv_m/2f_s)}{\sin(v_m/2f_s)} \quad (7)$$

$$\phi_m = \varphi_0 - \frac{N-1}{2f_s} v_m \quad (8)$$

由 $v_m = -2\pi j \left(\frac{m}{N} f_s - \Delta f\right)$ 可知, FFT 变换系数幅度最大值 m_T 对应于:

$$m_T = \left\lceil N \frac{f}{f_s} \right\rceil \quad (9)$$

$\lceil \cdot \rceil$ 表示取最近的整数, 利用 FFT 变换并进行功率谱密度估计, 频偏估计的精度主要取决于采样频率和点数 N , 计算得出最大谱线粗测频差:

$$\hat{\Delta f} = m_T \frac{f_s}{N} \quad (10)$$

因此根据 FFT 变换系数最大值对应的坐标, 可以确定频差项 Δf , 得出频偏的估计值。

针对高动态的突发通信, 接收机要对突发信号进行相干解调, 需要在短时间内完成载波同步和符号同步, 采用锁相环的闭环结构不适应突发模式下的快速载波同步, 因此许多开环载波提取结构被提出, 本文发送端采用开环的频偏预补偿机制, 借助 FCCH 信道进行频偏校正, 产生频偏控制信号, 控制数控振荡器 (NCO) 以替代原固定频率的中频载波, 从而调节发送频率, 自动补偿多普勒频移。FCCH 信道的数据速率取 48 kbps, 可抵抗最大频偏值计算约为 22 kHz, 即 FCCH 信道通过周期性发送中间频点频率的单载波频率供接收端捕获跟踪频率偏差, 从而实现频率补偿校正, 降低通信延迟, 实现较低复杂度下的快速捕获。本文发射机与接收机的基本处理流程如图 4 所示。

在终端-卫星链路的发送端, 流程如下:

- 1) 首先对原始数据编码, 添加 CRC 校验位以确保数据完整性;
- 2) 采用 1/2 绞尾卷积, 同时将固定的导频信息分段加入数据、添加前导头以便接收端进行同步。

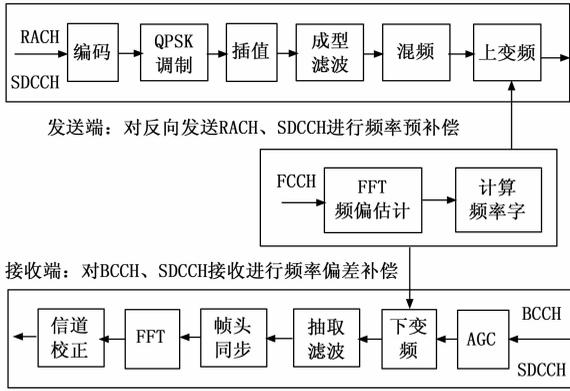


图 4 发送端接收端流程框图

积，使帧头同步。

5) 采用 FFT 快速捕获频率相干功率峰值，得到最大频差 Δf 补偿频偏；

6) 根据已知信息按固定位抽取导频，计算信道校正系数对数据校正，利用信道估计完成相位同步。

7) 采用软译码算法解码，CRC 校验完成接收端的解调同步。

2.2 导频辅助的改进同步算法：

由于信号有突发、短时通信的需求。采用基于最大似然的开环载波频偏估计，接收端的未调制载频信号经接收机下变频，与本地正交载频相乘后取差值，得到 I 、 Q 两路正交信号，其中包含残余载波频偏和相偏。

$$Q(t) = \sin(\Delta\omega + \theta_0) + n_q(t) \quad (13)$$

$$I(t) = \cos(\Delta\omega + \theta_0) + n_i(t) \quad (14)$$

式中， $\Delta\omega = \omega_i - \omega_o = 2\pi\Delta f$ ， $\theta = \theta_i - \theta_o$ 。 Δf 和 θ 分别表示接收机的残余频偏和相偏。将 I 、 Q 两路正交基带信号数字采样后，复数形式表示如下：

$$I_k + jQ_k =$$

$$\exp[j(2\pi k\Delta f T_s + \theta)] + n_k, k = 0, 1, \dots, n_1 - 1 \quad (15)$$

n_1 为序列包含的采样样点个数， T_s 为采样周期，设突发信号中每个分组头部含有 n_1 个符号已知的前导头，突发通信中前导头是进行快速载波同步、符号同步的基础，导头位置的正确识别为后续的信道导频估计作保障。突发分组持续时间短，利用前导头获得最大似然估计 $\hat{f}(X)$ 和 $\hat{\theta}(X)$ 见下式， N 为采样点数：

$$\hat{f}(X) = \frac{12}{2\pi T_s (N-1)N(N+1)} F^T X \quad (16)$$

$$\hat{\theta}(X) = \frac{6}{N(N+1)} \Theta^T X \quad (17)$$

$$\text{式中， } F^T = \left[-\frac{N-1}{2} \quad -\frac{N-1}{2} + 1 \quad \dots \quad \frac{N-1}{2} - 1 \quad \frac{N-1}{2} \right],$$

$$\Theta^T = \left[\frac{2N-1}{3} \quad \frac{2N-1}{3} - 1 \quad \dots \quad \frac{2N-1}{3} - (N-1) \right].$$

获取的剩余频偏、剩余相差估计值用于后续流程修正解调参数，实现相干接收。

通过 FCCH 信道预补偿的频偏值能有效保障通信链路的初步捕获，再通过前导匹配和导频信道估计的策略进行相位同步、符号同步^[18]。

如图 5 所示，接收端实现前导序列匹配与比特同步的主要处理流程为：

1) 将前导头序列分组做相干累积，前导头的序列为滑动相关的系数，相关长度为 512；

2) 将统计出的几组相关值结果平方和相加；

3) 对比各路滑动相关的最大值，找出帧头并找到最佳采样点位置，目前采用相对值判决法和绝对值判决法，如果两者的比值超过门限则判决捕获到前导头；

4) 将前导头后数据信息去相位模糊度，并将连续帧内数据送给后续解码模块。

前导头为 64 bits 的长训练符号，利用前导头的互相关，

3) 对数据进行 QPSK 调制，经过 Farrow 滤波器上采样和成型滤波以适应信道特性。

4) 为降低邻道干扰和码间干扰，对多路数字中频信号与多普勒预补偿后的高频数字本振信号进行混频处理。

5) 最后将数据上变频到射频端进行输出。

发送端多级 Farrow 滤波器结构设计，主要作用是精细采样率调整，并避免码间干扰。模块接收成型滤波数据，其采样率根据设定而不同，输出采样率为固定的 4.8 Gsp/s。从采样模块实现了发送端的采样率分数阶变化。 $Y(n)$ 为 Farrow 滤波器的输出， $X(n-i)$ 为输入信号在不同时间点的采样值， μ 为滤波器控制参数， α 是常数系数， μ 和 α 取值在 0~1 之间，影响滤波器的插值和形状。

$$Y(n) = \sum_{i=0}^3 X(n-i)h(i, \mu) \quad (11)$$

$$\begin{cases} h(-2 + \mu) = \alpha\mu^2 - \alpha\mu \\ h(-1 + \mu) = -\alpha\mu^2 + (\alpha + 1)\mu \\ h(\mu) = -\alpha\mu^2 + (\alpha - 1)\mu + 1 \\ h(1 + \mu) = \alpha\mu^2 - \alpha\mu \end{cases} \quad (12)$$

上述公式为采用 Farrow 滤波器在不同采样点的响应特性，每组滤波器的数据和滤波器系数都是实时更新，实现采样率转换，实现对输入信号的灵活插值和滤波，以适应动态变化的信号处理需求。采样模块通过 16 路并行处理，选择每路中不同的输入数据至不同的 Farrow 滤波器，完成发送端的采样过程。

接收端收到数据后，处理流程如下：

1) 通过自动增益控制 (AGC) 电路调整增益，将信号幅度调整到适应的电平；

2) 经数字下变频，对指定的通信频带内信号进行采样，形成宽带数字中频信号；

3) 采用 FIR 滤波器的匹配滤波进行初始捕获。数字中频信号与多普勒预补偿后的数字本振信号进行混频后，再经过多级抽取滤波器，抽取滤波器通过调整内部延迟线的长度实现不同频率的响应，形成多路广播信道基带数据缓冲区。

4) 进入前导头匹配，通过分组、滑动相关结构相干累

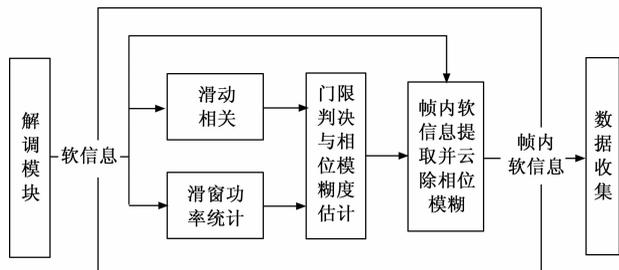


图 5 帧同步模块结构框图

接收机中存储的前导和接收到的符号进行互相关运算, 互相关 R_{sr} 定义如下:

$$R_{sr}(v_p) = \sum_{k=0}^{v_p-1} s(k) r^*(k+v_p) \quad (18)$$

式中, v_p 为周期因子, $s(k)$ 为存储的前导。接收机存储的前导不受噪声、衰落和非线性影响, 而接收端的符号包括这些影响。因此互相关可计算发送信号与接收机存储信号的相似性, 适合低信噪比的情况。

为了精确匹配, 采取了多帧联合检测的设计, 当连续多个前导头都捕获成功时, 帧捕获成功, 如图 6 所示。帧前导头捕获流程如下:

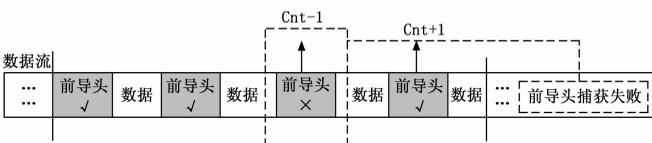


图 6 多帧前导头捕获策略

- 1) 在对连续 M 帧数据的前导头位置的正确检测后进入锁定, 计数器达到 M 表示前导头的捕获成功;
- 2) 进入锁定状态后继续检测前导头状态, 并且估计前导头位置, 比较估计的前导头位置 and 实际检测到位置之间的差值, 如果在估计位置捕获到前导头, 前导头捕获计数器加 1, 计数器最大计数为 M 。
- 3) 若差值的绝对值 ≥ 2 , 判定为前导头捕获失败, 前导头捕获计数器减 1, 减至 0 时跳出同步, 此时以估计位置作为前导头位置;

前导匹配可准确识别每段数据的起始结尾。确定起始位后, 按固定位抽取数据中内插的导频信息, 利用固定段数及长度的离散导频信号, 实现高动态突发信号的多普勒频偏及变化率参数的信道估计, 可修正突发的载波相位差值, 抵抗高多普勒变化率完成同步解调。

导频数量可分为不同的段数, 五段导频插入位置如图 7 所示, 采用均匀离散导频突发帧结构。全频段分时插入导频, 只需要进行时域的插值, 即每隔固定时间进行一次全部频点的测量, 然后用这些时刻估计出的信道频率响应, 去估计其他时刻有效数据的信道响应, 尽可能地还原发送的原始信号。必须通过线性内插的方法完成整个信道传输函数的估计, 线性内插通过在两个导频之间的直线上分配

信道估计值, 获取有用数据位置的信道估计结果, 从而保证信息的正确接收。信道估计流程如图 8 所示。

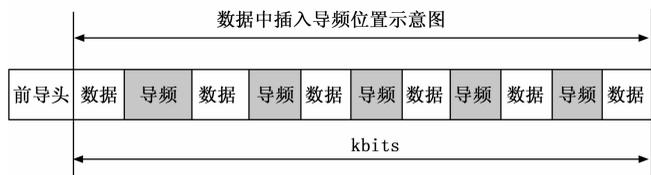


图 7 导频插入位置示意图

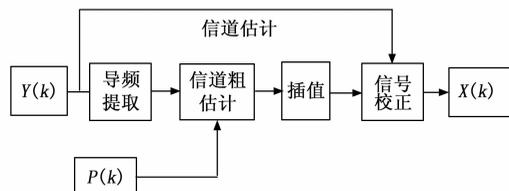


图 8 基于导频的信道估计流程

实际的无线通信系统中, 存在着非线性失真、热噪声和同步误差等缺陷, 同步误差包括时间和频率偏移、采样频率偏移和相位偏移等, 对于不加导频的传统算法, 对无线信道的估计准确率不高, 系统性能下降。而基于导频辅助的方法牺牲一定信道传输资源, 有效提高了估计性能。

根据导频插入规律提取出所有的导频, 通过对不同导频多个时刻的统计值做相干叠加, 用接收端提取出的导频序列与发送端复数化的导频序列相除, 得到信道矫正系数。经时域的线性内插, 将提取到的信息符号根据距离左右相邻导频的距离做权重, 与得到的信道系数矩阵相乘进行信道矫正, 进而对信号进行校正。

3 实验结果与分析

实验借助仿真平台, 由于系统资源带宽受限, 采取低数据速率 6 kbps、采用 1/2 咬尾卷积编码、QPSK 调制, 为提高捕获精度牺牲一定时间性能, FFT 点数取 4 096, 此外根升余弦滤波取 0.25, 提高频谱效率和捕获性能, 采样率为 8 倍过采样, 每次仿真帧数设置为 10 000 帧, 实验结果如下:

信道估计中, 导频符号总数为一固定值, 导频段数越多意味着每段包含的符号数较少, 段数多则频率分辨率提高, 适应动态信道性能更好; 符号数少对噪声敏感度更高, 估计精度降低。因此将导频分为 N 段, 分别取 $N = 3、5、8、10$ 段导频进行仿真对比, 系统设置 22 kHz 的多普勒频偏和 700 Hz/s 的多普勒变化率, 信噪比取 3~9 dB 时误码率曲线如图 9 所示。

可见导频的分段会影响信道估计的性能, 经仿真验证, 当段数 N 为 3 时, 段数过少误码率较高, 尤其在低信噪比情况下, 算法性能显著下降; 当 $N \geq 5$ 时, 相同导频段数下, 误码率随着信噪比的提高逐步降低, 且 $N = 5$ 以上时, 同等信噪比下误码率性能相差较小, 表明 5 段导频间隔已

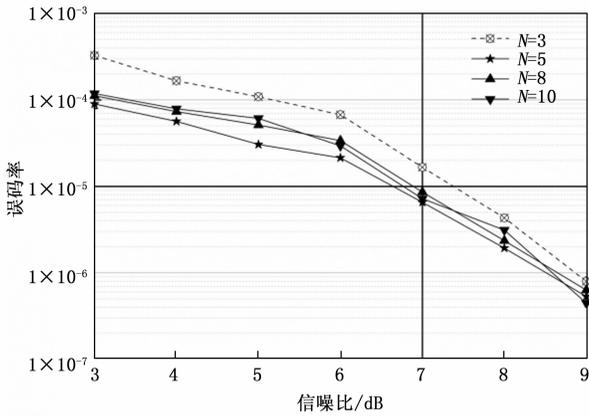


图 9 不同导频段数性能仿真

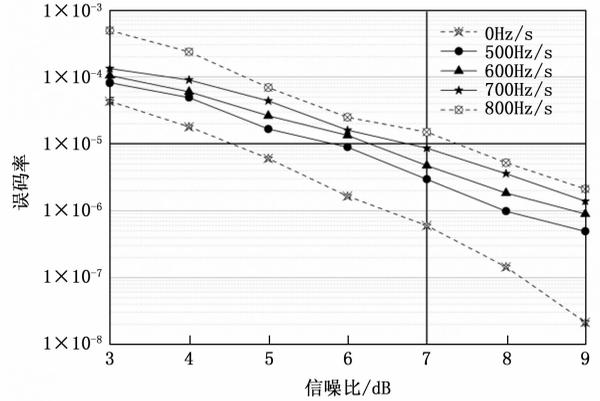


图 11 不同动态性能仿真

足以抵消多普勒频移对准确率的影响。为平衡精度与资源占用，综合考虑性能和计算效率，最终选择使用 5 段导频的设置用于信道估计。

以误码率为指标，对算法的抗频偏能力和抗动态能力进行仿真，验证算法是否能够满足高动态场景下的同步要求。

1) 系统参数设置为多普勒变化率为 700 Hz/s，预补偿大频偏后，设置不同大小的残余频偏值，信噪比取 3~9 dB 下对应的误码率曲线如图 10 所示。

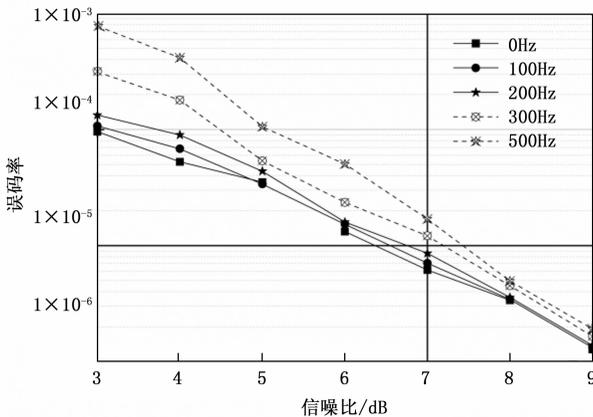


图 10 不同频偏性能仿真

峰值最大残余频偏值约为 200 Hz，加上预补偿多普勒频偏值 21.8 kHz，总计最大抗频偏值约 22 kHz。误码率在信噪比大于 7 dB 时可以降到 1×10^{-5} ，当残余频偏值较大时，所提出的频偏估计算法在低信噪比下性能下降，误码率性能显著恶化。为保证捕获性能和信息准确性，低数据速率下最大抗频偏约为 22 kHz，验证了算法具有一定的抗频偏能力。

2) 系统参数设置为固定频偏 22 kHz，取不同加速度的多普勒变化率，在信噪比取 3~9 dB 下对应的接收误码率性能如图 11 所示。

峰值多普勒频偏变化率为 700 Hz/s 时误码率在信噪比大于 7 dB 时可以降到 1×10^{-5} ，满足指标要求。当多普勒

变化率更大时，低信噪比下误码率显著下降，高信噪比下误码率差异较小。为保证较低信噪比时捕获性能和信息准确性，最大抗动态约为 700 Hz/s，验证了算法具有一定的抗动态能力。最后，对比未添加导频的传统算法和导频辅助的改进算法性能。系统参数设置为 22 kHz 的多普勒频偏和 700 Hz/s 的多普勒变化率，信噪比取 3~11 dB 时误码率曲线如图 12 所示。

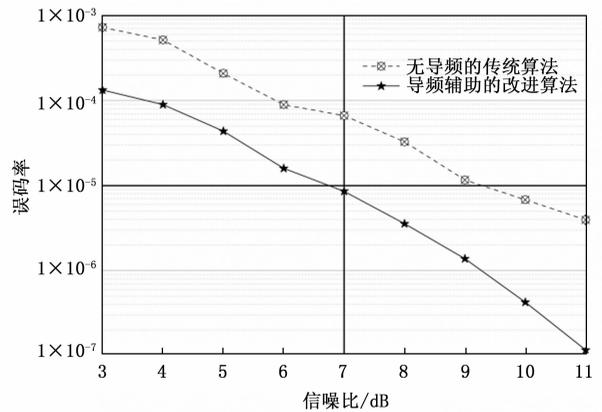


图 12 不同算法性能仿真

可见低信噪比时传统算法性能显著较差，传统算法由于精度不足，随着信噪比的提高误码率的改善较为平缓，而改进后算法牺牲了一定传输效率，换取精确度、可靠性的提高，在达到 1×10^{-5} 误码率指标下的信噪比损失减少了约 3 dB，即接受灵敏度提高了 3 dB，具备较强的工程实用价值。

4 结束语

针对高动态环境下本系统低数据速率的抗频偏能力弱、突发通信的同步时间有限，终端高动态带来较大的信道时变性的问题，本文提出了一种卫星移动通信频偏预补偿机制的捕获跟踪算法，基于 FFT 算法，对发送端接收端采取频偏预补偿策略，实现链路信号的快速捕获，算法复杂度较小。并采用多帧联合检测、导频辅助的设计，有效降低了

(下转第 279 页)