

一种适用于散射通信的联合帧同步和频偏估计算法研究

吕子豪, 张涛, 任文成

(中国电子科技集团公司 第54研究所, 石家庄 050081)

摘要: 针对对流层散射通信中存在的多径衰落以及收发两端频偏, 对一种适用于对流层散射通信的联合帧同步和频偏估计算法进行了研究; 设计了一种适用于对流层散射通信的新型同步帧结构, 其在帧同步信息前增加了周期循环 PN 序列用于辅助判决, 能够提高衰落信道下的信号起点捕获概率; 采用基于 FFT 的部分相关频域捕获算法, 搜索最大相关值和频偏索引, 同时完成了帧同步和频偏估计; 在多径衰落和频偏影响下实现了联合帧同步和频偏估计算法; 仿真结果表明: 在衰落速率 5 Hz, 频偏 1 000 Hz 散射信道下, 正确捕获到帧同步信息概率在 -4 dB 信噪比下仍可达到 90% 以上, 且频偏估计偏差在 0.4 Hz 以内。

关键词: 散射通信; 抗衰落; 帧同步; 频偏估计; FFT 变换

Study on Joint Frame Synchronization and Frequency Bias Estimation Algorithm for Tropospheric Scattering Channels

LÜ Zihao, ZHANG Tao, REN Wencheng

(The 54th Research Institute of CETC, Shijiazhuang 050081, China)

Abstract: Aimed at the multipath fading and frequency offset of transmitter and receiver ends in tropospheric scattering communication, a joint frame synchronization and frequency offset estimation algorithm for tropospheric scattering channels is studied. A new synchronous frame structure for tropospheric scattering communication is designed, it adds a cyclic PN sequence before the frame synchronization information to assist the decision, it can improve the probability of signal starting point acquisition in fading channels. A partial correlation frequency domain is used to capture algorithm based on FFT transformation, search for the maximum correlation value and frequency offset index, and then complete the frame synchronization and frequency offset estimation. The joint frame synchronization and frequency offset estimation algorithms are implemented under the influences of multipath fading and frequency offset; Simulation results show that in a scattering channel with a fading rate of 5 Hz and frequency offset of 1 000 Hz, the probability of correctly capturing the frame synchronization information still reaches over 90% at a signal-to-noise ratio of -4 dB, and the frequency offset estimation deviation is within 0.4 Hz.

Keywords: tropospheric scattering communication; anti-fading; frame synchronization; frequency deviation estimation; FFT transformation

0 引言

对流层散射通信信道是一种路径传输损耗严重的多径衰落信道^[1], 接收信号不仅信噪比低, 而且存在显著的多径衰落特性。收发两端时钟本身具有偏差, 导致接收信号与发射信号存在较大的频偏。利用帧同步技术准确找到信号起始位置, 对收发两端之间的频偏进行正确估计、是散射信号解调及译码的前提条件。

帧同步和频偏估计技术是散射通信中必不可少的关键技术。文献 [2] 提出使用 Turbo 码帧同步算法, 利用信道码字特征和译码的迭代信息辅助系统完成低速散射通信系统的帧同步。文献 [3] 采用基于跳频帧结构的帧粗同步及

基于信道响应搜索的帧细同步算法, 解决衰落信道下的帧同步问题。文献 [4] 提出了一种联合时域的粗同步和频域的精同步简化了帧同步的实现方式, 为大容量毫米波系统的实时帧同步提供了一个可行方案。文献 [5] 设计了一种不需要导频就能快速有效检测出载波频率偏移的方法。文献 [6] 在多径衰落信道中提出了一种同时兼顾估计范围和估计精度频偏估计算法。文献 [7] 研究了一种快衰落信道中的一种联合信道载波频偏的最大似然和最大后验概率算法。

进入 21 世纪以来, 伴随着大规模集成电路、小型化射频前端等相关技术的发展, 军事和商业用户对散射通信系

收稿日期: 2023-08-18; 修回日期: 2023-08-29。

作者简介: 吕子豪(1998-), 男, 学士, 在读研究生。

通讯作者: 张涛(1968-), 男, 研究员。

引用格式: 吕子豪, 张涛, 任文成. 一种适用于散射通信的联合帧同步和频偏估计算法研究[J]. 计算机测量与控制, 2024, 32(1): 185-191, 200.

统需求的不断提升,设备逐步向机动性强、部署灵活、成本相对低廉的小型化轻量化方向演进^[8]。小型化系统相对于传统的固定站和车载站实现了技术革新,无须卫星转发器即可提供低成本、短程至中程的超视距通信能力^[9]。传统的散射通信设备往往采用体积较大、价格高昂的铷钟作为高稳时钟源,保证收发两端的频偏不至于影响正常通信。传统的基于时域相关的帧同步算法对频偏较为敏感,频偏的存在会造成相关峰能量损失,影响帧同步环节的准确性。从装备实战化角度而言,为保证在多径衰落环境下帧同步信息捕获的准确性,同时省去单独发送单频信号用于频偏估计的流程,进一步缩短散射设备建链时间,对帧同步和频偏估计算法提出了新要求。

针对上述现状,本文研究一种适用于散射通信的联合帧同步和频偏估计算法。首先根据对流层散射信道的多径衰落特性,设计了一种能够抵抗多径衰落的新颖帧结构,在帧同步信息之前加入一段较长的循环辅助判决序列,采用先确定起始位置再推算帧同步信息位置的技术路线;采用基于 FFT 的部分相关频域捕获算法,以最大相关值在采样点中的位置得到帧同步信息位置,通过最大相关值对应的频偏索引估计频偏;在新型同步帧结构上应用基于 FFT 的部分相关频域捕获算法对接收端数据进行处理,实现了一种联合帧同步和频偏估计算法。

1 对流层散射信道特性分析

1.1 散射信道的多径衰落特性

多径效应主要是由于信号传输过程中会经历电磁波反射、散射和绕射等效应^[10],导致接收端的信号由不同的路径信号分量叠加而成。每条路径的信号分量经历的传输损耗、路径长度等因素均不一样,导致接收到的信号电平值、相位和到达角等都不相同,影响系统正常通信。多径特性一般由最大多径时延扩展 τ_m 描述,其中 $B_c = 1/\tau_m$ 为信道相关带宽,当信号带宽小于相关带宽 B_c 时,信道对接收信号的影响表现为平坦衰落^[11]。当信号带宽大于相关带宽 B_c 时,信号还会因多径效应产生频率选择性衰落^[12]。频率选择性衰落导致信号经散射信道传输后各频率分量受到不同的衰落,使接收信号的频谱发生畸变^[13]。

衰落是对流层散射通信信号最典型的特征,按衰落周期长短可分为快衰落和慢衰落^[14],它们具有不同的统计规律,引起的原因也不相同。快衰落现象源自大气中的湍流、锐变层以及大气波导等引起的多径传播,表现为信号电平在分、秒或更短时间内的中值起伏变化;慢衰落主要由气象条件变化引起,表现为接收电平在较长时间间隔内的中值波动^[15]。

对于散射通信而言,影响通信性能的主要为快衰落。散射体内存在许多随机运动的不均匀体,在电波作用下,每一个不均匀体相当于一个辐射源,由各个辐射源所散射的电磁能量是互不相关的,在到达接收点时具体不同的幅度和相位。这些不同的信号分量互相干涉,使接收点场强

具有快衰落特性^[16]。

在短时间间隔内,信号瞬时幅度概率密度为:

$$P(V) = \frac{2V}{k^2} e^{(-V^2/k^2)}, V \geq 0 \quad (1)$$

式中, k^2 为信号的平均功率, V 为信号幅度。接收信号相位呈均匀分布

$$P(\phi) = \frac{1}{2\pi} 0 \leq \phi \leq 2\pi \quad (2)$$

1.2 抽头延迟线信道模型

对于散射信道而言,可认为信道响应在一个较短时间内是稳定不变的。在这个“较短时间”内,可以按固定的信道响应对接收的符号进行解调。模拟这种信道的常用方法是抽头延迟线 (TDL, tapped delay line) 模型^[17],见图 1。抽头线间隔为 $T=1/B$, $c(nT; t_0)$ 为信道系数。其中 T 为只影响信道的恒定增益, B 为信号带宽。

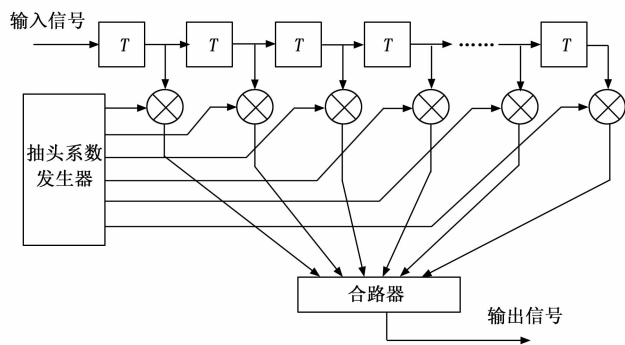


图 1 多径衰落信道的抽头延迟线模型

计 $v_l(t)$ 为经过信道后的输出信号,根据傅里叶变换的时移特性,经离散采样后的信号可以写为下式:

$$V_l(f) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} v_l(nT) T e^{-j2\pi f n T} \quad (3)$$

假设信道在时刻 t_0 开始的一个短时间段内的瞬时频率响应为 $C(j2\pi f; t_0)$, 对应的冲激响应为 $C(t; t_0)$, 对应的冲激响应为, 在这个“信道响应基本不变”的时段内, 信道无噪输出为 $y(t)$, 那么 $y(t)$ 的傅里叶变换 $Y(f)$ 为:

$$Y(f) = V_l(f) C(j2\pi f; t_0) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} (v_l(nT)) T e^{-j2\pi f n T} C(j2\pi f; t_0) \quad (4)$$

再次利用傅里叶变换的时移特性得到 $y(t)$ 为:

$$y(t) = T \sum_{n=-\infty}^{+\infty} v_l(nT) c(t - nT; t_0) = T \sum_{n=-\infty}^{+\infty} v_l(t - nT) c(nT; t_0) \quad (5)$$

2 一种适用于对流层散射通信的新型同步帧结构设计

基于相关的同步算法,同步码的选择是十分关键的一个环节。现在的无线通信系统中,常用作同步技术的伪随机码型有 m 序列、Gold 序列、以及 Zadoff-Chu 序列等相关性优良的序列^[18]。 m 序列具有易于产生,规律性强的特点,其优良的相关性和抗多径特性,在散射通信的同步系统中

应用广泛^[19]。 m 序列优良的相关性和抗多径特性，在散射通信的同步系统中可行性较高。

图 2 为一段 m 序列的相关性，不难发现在零延时处具有最强的相关性。除零延时外， m 序列相关性较弱。根据这一特性，当检测到峰值出现时，便是两组相同的 m 序列完全对齐的时刻，不同 m 序列之间互相关性较弱，可以应用在通过序列控制频率跳变的跳频通信中，可以保证在不同频段进行数据接收时且不会互相干扰，这便是基于相关的帧同步算法的基础。

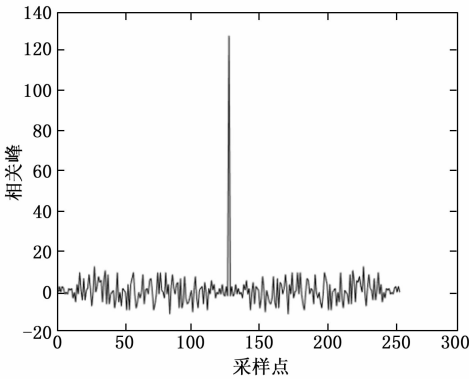


图 2 m 序列的相关性

本文的帧结构采用以 m 序列为基础的设计方式。在帧同步信息前插入了一段较长的辅助判决序列，辅助判决序列由一组周期循环的 PN 序列组成，周期循环结构能够对捕获的信号起点进行校验，当在不同周期的同一位置的相关值均是本周期内最大值时，才可判定捕获到接收数据起始位

置。周期循环 PN 序列结构，一定程度上可以避免因信道衰落和信噪比较低导致相关峰值衰落造成对接收信号起始位置造成误判，进一步提高系统抗多径衰落的能力。依据跳频散射系统的设计原则，为保证分集能力，以 16 频点为基础设计一种适用于散射通信环境的新型同步帧结构，其组成结构见图 3。

该帧结构由辅助判决序列，帧同步信息和其他填充数据组成。帧同步和频偏估计工作由辅助判决序列和帧同步信息联合实现，其余数据处一般仅存储少量冗余位，用于分隔不同时帧。 f_0 、 f_1 、 $f_2 \cdots f_{15}$ 分别对应跳频的 16 个频点，每一个频点对应一跳数据。这种帧结构以这 16 个频点对应的 16 跳数据为基础，将 f_0 、 f_1 、 $f_2 \cdots f_{15}$ 对应的数据看作一个周期，辅助判决序列由多个周期组成，帧同步信息仅包含一个周期。辅助判决序列和帧同步信息的数据结构大致相同，唯一的区别在于频点与 PN 序列对应关系不同。辅助判决序列中，跳频点与 PN 序列对应关系为， f_0 对应 PN0、 f_1 对应 PN15、 f_2 对应 PN14、 \cdots 、 f_{15} 对应 PN1，帧同步跳的频点与 PN 序列的对应关系为：频点 f_0 对应 PN15、频点 f_1 对应 PN0、频点 f_2 对应 PN1 \cdots 、频点 f_{15} 对应 PN14。

为消除信道相关性及不同 m 序列之间互相关性，以辅助判决序列段数据为例，以跳频分集的方式对数据进行分组传输，见图 4。将数据按 $[PN_0, PN_{15}, PN_{14} \cdots PN_1]$ 的 16 个序列为一组，在不同时间上，将数据在不同频率上进行传输，将 $[PN_0, PN_{15}, PN_{14} \cdots PN_1]$ 的串行数据转换为 16 个并行数据串，每一段数据中的 PN 序列保留在原

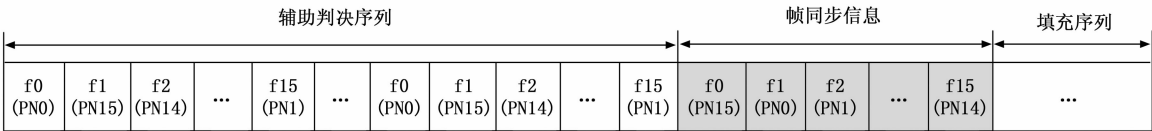


图 3 基于跳频通信的新型帧结构

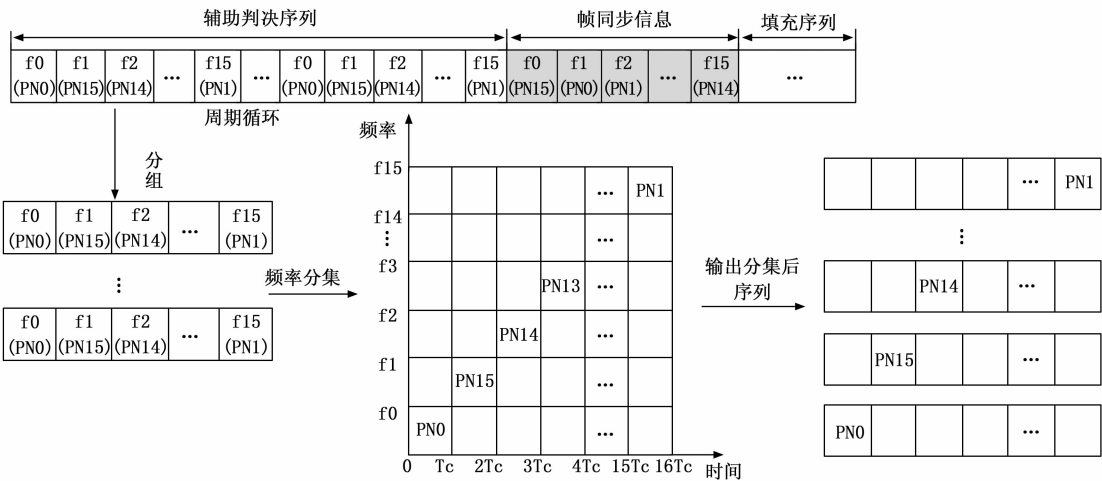


图 4 基于跳频分集分组传输方式

始串行数据的位置, 其余位置用噪声填充。这种处理数据的方式将原来连续的数据流分解为 16 个单独的数据串。

3 一种基于 FFT 的部分相关频域捕获算法

基于 FFT 的频偏估计技术具有计算量小、在一定信噪比条件下误差精度与信噪比无关等优点^[20]。另一方面, FFT 变换在频域上具有一定信噪比增益, 在低信噪比环境下 FFT 变换仍然具有较好的性能^[21]。本节结合基于 FFT 的频偏估计技术, 将时域相关转换成频域相关, 将频偏范围通过划分为多个小的多普勒频移区间, 在这些小的区间范围内进行频点搜索, 对频偏进行估计。

时域信号的频偏, 可以体现在频域离散信号的先后关系中, 以下给出一个简要清晰的数学逻辑说明:

不妨设单位多普勒频偏为 f_{d_min} , 由采样频率归一化后的多普勒频移可以得到。

$$f_d = m \frac{f_{d_min}}{f_s} - \frac{m}{N} \quad (6)$$

其中: N 为取整后的一个常数, $\frac{1}{N}$ 代表多普勒频移分辨率, 对信号作 N 点 FFT 变换, 信号的频域表现形式为 $x_f(k)$ 。当频偏存在时, 则有:

$$x_{fd}(k) = x_f(k+m) \quad (7)$$

由 (7) 得, 时域上的频偏转换到频域上则表现为离散信号的移位, 可以通过推得离散信号的移位情况估计时域中频偏大小。

基于上述思想, 将基于 FFT 的频偏估计技术与用于相关峰的捕获中, 采用一种部分相关频域捕获算法单元, 见图 5, 该算法单元可在捕获到帧同步信息的同时完成频偏估计。相关器本质上是一段 2^N 长的 PN 序列, 该系统采用 BPSK 调制的方式, 将符号 0 1 符号映射为 +1, -1。当每一段相关器长度为 1 时, 此时每一个相关器与接收信号参与运算的符号只有一位, 可以直接将相关运算中相乘累加运算转换成了两个符号直接比较的过程, 将原来 N^2 次的相乘累加运算变成了 N 次比较的过程, 加快了运算速度, 同时为硬件设计节约了资源。

该算法流程如下:

1) 根据信号检测的起始位置, 对信号进行分段, 接收信号每次滑动 1 个采样点。

2) 将分段后信号, 对信号进行部分相关, 相关器采用 PN 序列的不同段。

3) 将相关后的序列进行并串变换后进行 FFT 变换, 存储每一个采样点 FFT 的最大值为后续的同步和频偏估计提供准备。

4) 将每一段信号经 FFT 变换的最大值进行筛选, 从所有的值中再筛选出一个最大值作为信号的相关峰值。通过相关峰值在采样点中的位置确定同步起点, 通过相关峰值在 FFT 变换中的索引估计频偏。

下面针对该算法同时捕获到帧同步信息和估计频偏的原理进行推导, 将相关器分为 P 段, 每段包括的数据点数

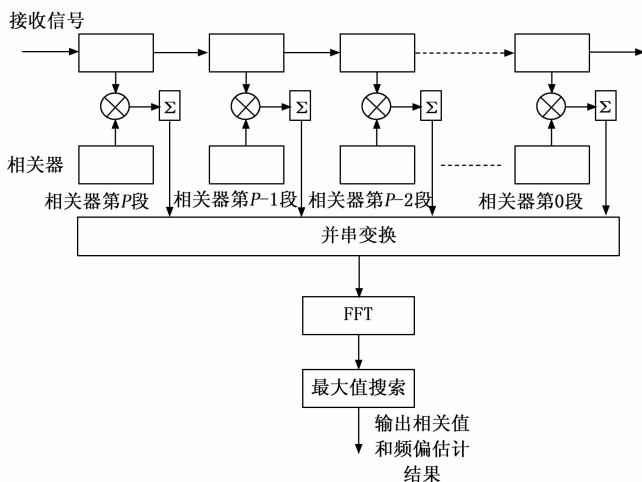


图 5 部分相关频域捕获算法单元实现结构

为 L , 其中 $L=M/P$, M 为 PN 码长度。从接收信号中抽取 M 长信号片段, 同样等分为 P 段, 送入相关器中进行相关接收信号在 k 时刻的采样值为:

$$s(k) = AC(k+k_1)D(k)e^{j[2\pi(f_1+\Delta f)kT_s+\varphi]} + n(k) \quad (8)$$

其中: A 为信号幅度, $C(k+k')$ 为接收信号中的伪随机序列, $D(k)$ 为调制的数据, f_1 为中频, Δf 为待估计频偏值, φ 为信号初始相位。将 P 段数据进行 L 点的相关运算后的结果为:

$$\begin{aligned} z(n) &= \sum_{k=nL}^{(n+1)L-1} AC(k+k_1)C(k+k_2)D(k) * \\ &\quad e^{j[2\pi\Delta f kT_s+\varphi]} + n(k) = \\ &\quad AR(k_1-k_2)D(n) \frac{\sin(\pi\Delta f L T_s)}{\sin(\pi\Delta f T_s)} * \\ &\quad e^{j[\pi\Delta f T_s(2nL+L-1)+\varphi]} + n(k) \end{aligned} \quad (9)$$

为采样速率, 为符号速率的倒数, $T_s = \frac{1}{R_s}$ 。将相关运算后的结果做 N 点 FFT 变换, 为防止栅栏效应, 当 $N > P$ 时, 应在相关运算结果后补充 $N-P$ 个 0, FFT 输出值为:

$$\begin{aligned} z(k) &= \sum_{n=0}^{N-1} z(n)e^{-j2\pi nk/N} = \sum_{n=0}^{P-1} z(n)e^{-j2\pi nk/N} = \\ &\quad \frac{A}{2}R(k_1-k_2)D(k) \frac{\sin(\pi\Delta f L T_s)}{\sin(\pi\Delta f T_s)} * \\ &\quad \frac{\sin\left[\pi P\left(\Delta f L T_s - \frac{k}{N}\right)\right]}{\sin\left[\pi\left(\Delta f L T_s - \frac{k}{N}\right)\right]} * \\ &\quad e^{j\left[\frac{k}{N}(k/N-T_s\Delta f) + \pi(P\Delta f L - Pk/N) + \varphi\right]} \end{aligned} \quad (10)$$

$|z(k)|$ 代表相关峰大小, 当 $|z(k)|$ 取得最大值时, $R(k_1-k_2)$ 和 $\frac{\sin[\pi P(f_d L T_s - \frac{k}{N})]}{\sin[\pi(f_d L T_s - \frac{k}{N})]}$ 同时取得最大值。在本节

中, 每段相关器仅包含一个数据点, $L=1$ 此时 $\Delta f T_s = \frac{k}{N}$, Δf 粗估计结果见下式:

$$\Delta f = \frac{k}{NT_s} \quad (11)$$

通过式 (11) 可以看出，FFT 变换的点数 N 直接影响频偏估计的精度，可通过增加 FFT 变换的点数提高频偏估计精度。

故检测到峰值时，可根据最大相关峰值在采样点中的位置关系捕获帧同步信息位置，通过搜索最大相关峰值对应 FFT 中的频偏索引 k ，推算频偏 $\Delta f = \frac{k}{NT_s}$ ，这种部分相关频域算法单元，同时实现了帧同步信息捕获和频偏估计。

4 联合帧同步和频偏估计算法

本节将联合帧同步和频偏估计算法应用于第 2 节中的新型同步帧结构中，在直接搜索帧同步信息基础上进行改进，采用先确定数据起始点，再推算帧同步信息的技术路线，联合帧同步和频偏估计实现流程见图 6。在初始状态捕获时，将本地相关器固定选取 PN0，接收信号每来一个采样点，本地相关器与接收信号按 3 中部分相关频域算法进行运算，同时计算出相关值和频偏值。当相关值取得最大时，接收信号与本地 PN 序列完全对齐，可认为搜索到了辅助判决序列中 PN0 序列。由于在辅助判决序列部分 PN 序列是周期循环的，在信道衰落和噪声影响下会对相关值产生一定影响，但是 PN 序列具有尖锐的自相关性，对最大相关值影响相对较小。当捕获到接收信号中的 PN0 时，那么在下一周期的同一位置附近相关值还会是本周期内的最大值。

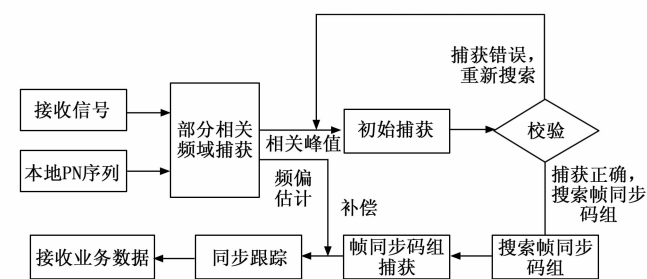


图 6 联合帧同步和频偏估计算法在新型同步帧结构下的实现流程

当捕获到辅助判决序列的起始位置时，需要进一步判断 PN0 是位于辅助判决序列还是帧同步信息。由于根据辅助判决序列和帧同步信息频点与 PN 序列对应的差异，采取两组相关器进行相关运算。相关器也不再固定为 PN0，而是从起始位置处不断切换，

第一组相关器 PN 序列和频率的对应关系与辅助判决序列相同， f_0 对应 PN0、 f_1 对应 PN15、...、 f_{15} 对应 PN1，记为相关器 1；第二组相关器 PN 序列和频率对应规则与帧同步信息相同， f_0 对应 PN15、 f_1 对应 PN0、...、 f_{15} 对应 PN14，记为相关器 2。以初始捕获到的 PN0 为起点，搜索两组相关器与接收信号频域匹配后的相关结果，当相关器搜位于辅助判决序列进行相关运算时，接收信号中 PN 序列的排列顺序与相关器 1 的切换顺序相同，此时

相关器 1 输出的相关峰值远大于相关器 2；当相关器位于帧同步信息进行相关运算时，接收信号中 PN 序列的排列顺序与相关器 2 的切换规律一致，此时经相关器 2 输出的相关峰值会远大于相关器 1，帧同步信息判决原理见图 7。为避免多径衰落干扰，采用双门限联合判决的方式对是否捕获到帧同步信息进行判决，记 k_0 、 k_1 作为区分辅助判决序列和帧同步信息的两个门限，将 $\max 1 / \max 2$ ， $\max 2 / \max 1$ 与门限值比较，确定当 $\max 1 > \max 2$ 时判定数据位于辅助判决序列段，当 $\max 2 > \max 1$ ，判决捕获到帧同步信息，当这两个条件都不满足时，则认为捕获数据无效，应重新进行捕获。

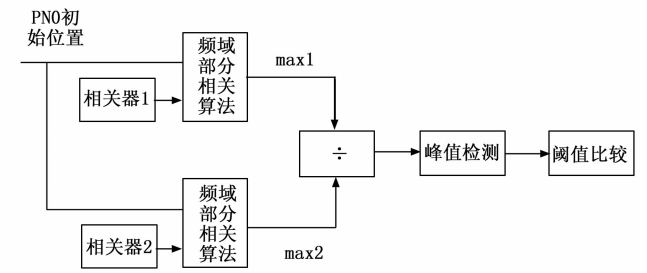


图 7 帧同步信息判决原理

5 仿真实验

为验证本文联合帧同步和频偏估计算法的可行性，采用符号速率采取 25 ksps，PN 序列选取长度为 128，衰落速率为 5 Hz。7 径信道上进行仿真，各径衰落类型、相对于主径电平衰减、相对于主径延时如表 2 所示。为模拟频率分集，16 个 PN 序列分别经过 16 个独立的信道传输。

表 2 7 径瑞利衰落信道参数配置

径数	衰落类型	相对于主径电平 衰减/dB	相对于主径延时 / μs
1	瑞利	10	0
2		3	0.083
3		0	0.17
4		2	0.25
5		5	0.33
6		8	0.42
7		10	0.5

5.1 新型帧结构抗衰落验证

以 [PN0, PN15, PN14...PN1] 16 个序列为一个周期，分别构建 1 周期、3 周期、6 周期、9 周期的辅助判决序列。当周期数大于 1 时，当出现在不同周期的相同位置时连续捕获到峰值个数超过周期数的 1/3 时，则认为数据初始位置捕获成功。不同周期数下的起始位置捕获概率如图 8 所示。将捕获概率为 90% 对应的信噪比为临界门限，仅适用单周期辅助判决序列时，临界门限为 3.7 dB，当使用 3 周期长度的辅助判决序列时，临界门限为 2.6 dB，当使用 6 周期长度的辅助判决序列时，临界门限可以到达

-0.4 dB, 当使用 9 周期长度的辅助判决序列时, 临界门限可以到达 -5.2 dB。采用以 [PN0, PN15, PN14...PN1] 为周期循环的辅助判决序列, 可以在更低的信噪比下准确捕获到数据的初始位置, 有效抵制了多径衰落的影响。

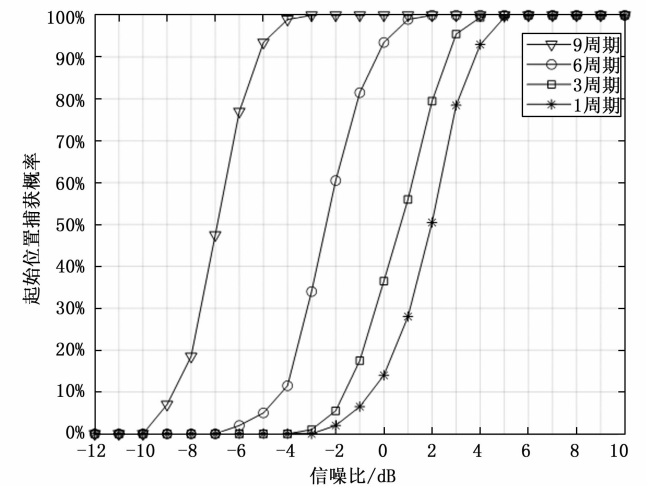
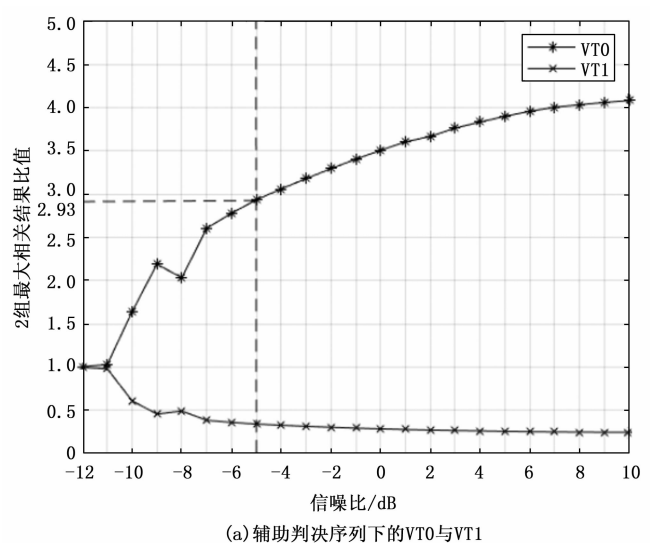


图 8 新型同步帧结构抗多径衰落分析曲线

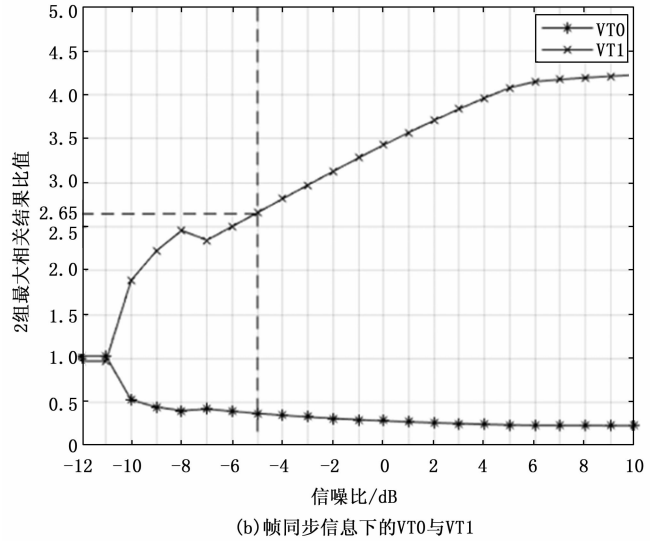
5.2 帧同步信息判决门限确定和频偏粗估计精度选取

记 $VT0 = \frac{\max 1}{\max 2}$, $VT1 = \frac{\max 2}{\max 1}$, 帧同步信息是在确定数据起始点的基础上通过两组相关器输出相关峰值的相对关系推算得到。通过 500 次蒙特卡洛仿真实验测得, 在不同信噪比下的 VT0 与 VT1 见图 9。由图 8 的新型同步帧结构抗多径衰落分析曲线得, 当信噪比低于 -5 dB 时, 起始位置捕获概率急剧下降, 此时不能推算出帧同步信息的准确位置。故选取 -5 dB 下的 VT0、VT1 作为区分辅助判决序列和帧同步信息的两个门限, $k_0 = 2.93$ 、 $k_1 = 2.65$ 。当 $\max 2 < \frac{\max 1}{2.93}$ 时, 判断数据仍处于辅助判决序列部分, 当 $\max 2 > 2.65 \max 1$ 时, 可认为捕获到帧同步信息。

在捕获到第一个 PN0 时, 根据式 $\Delta f = \frac{k}{NT_s}$ 估计频偏值, 频偏估计精度为 f_s/N , 其中 N 为 FFT 变换点数。分别取 N 为 512、1 024、2 048、4 096, 此时频偏估计精度为 ± 48.82 Hz、 ± 24.41 Hz、 ± 12.20 Hz、 ± 6.10 Hz, 在得到不同频偏下得到频偏粗估计值, 对每个精度下进行 500 次蒙特卡洛仿真, 所得频偏估计均值见表 3。随频偏估计精度增加, 频偏估计值逐渐靠近实际频偏, 但即使频偏估计值与实际频偏值偏差随着频偏估计精度的增加而减小, 但二者之间依然存在 1 个单位精度的偏置。修正偏置量后, 不同 FFT 点数下的频偏粗估计值见表, 通过数据可知, 尽管当 FFT 点数取得 4 096 时有更高的频偏粗估计精度, 在 FFT 点数取 2 048 时情况下, 修正后的频偏粗估计值与实际频偏更加接近, 见表 4 其估计误差可以控制在 0.4 Hz 以内。为更加精准估计频偏并节约计算成本, 在进行频偏粗估计时选取 FFT 点数为 2 048。



(a) 辅助判决序列下的 VT0 与 VT1



(b) 帧同步信息下的 VT0 与 VT1

图 9 不同信噪比下的 VT0 与 VT1

表 3 不同 FFT 点数下的频偏粗估计值

实际频偏/Hz	100	200	300	400	500	600
N 取 512 下 频偏估计值	146.55	244.26	341.92	440.07	538.33	642.31
N 取 1 024 下 频偏估计值	125.51	226.01	322.85	425.37	523.82	622.75
N 取 2 048 下 频偏估计值	112.40	212.59	312.31	412.11	512.43	612.27
N 取 4 096 下 频偏估计值	105.66	206.37	305.17	408.93	504.68	606.78

5.3 联合帧同步和频偏估计算法抗频偏验证

联合帧同步和频偏估计算法不仅可以精准估计出频偏, 当频偏在一定范围内时, 不通过频偏补偿依然保证完成帧同步信息捕获的准确性。帧同步信息判决门限采用 5.2 中确定 $k_0 = 2.93$ 、 $k_1 = 2.65$ 数值, 在不同信噪比下, 分别对在无频偏环境下、200 Hz 频偏环境下、400 Hz 频偏环境下、

表 4 减去偏置量后频偏粗估计值

实际频偏/Hz	100	200	300	400	500	600
N 取 512 下 频偏估计值	97.73	195.44	341.92	293.10	489.51	593.48
N 取 1 024 下 频偏估计值	101.11	201.60	298.44	400.96	499.41	598.33
N 取 2 048 下 频偏估计值	100.2	200.39	300.11	399.91	500.23	600.06
N 取 4 096 下 频偏估计值	99.56	200.27	299.07	402.83	498.58	600.67

600 Hz、1 000 Hz、1 500 Hz 环境、2 000 Hz 频偏环境下对帧同步信息捕获概率进行测试。经图 10 得，当信噪比大于 -2 dB 时，在频偏影响下帧同步信息捕获概率与无频偏的情况基本不存在偏差；在更低的信噪比下，当频偏小于 1 000 Hz 时，帧同步信息捕获概率与无频偏时差距较小；当频偏为 1 000 Hz 时，在 -4 dB 信噪比时，帧同步信息捕获概率还可保持在 90% 以上；当频偏到达 1 500 Hz，在信噪比小于 -4 dB 环境下，帧同步信息捕获概率出现超过 5% 的下滑，当频偏到达 2 000 Hz 时，在信噪比小于 -3 dB 环境时，帧同步信息捕获概率已出现超过 10% 的下滑。综上所述，当信噪比大于 -2 dB 时，频偏对帧同步信息捕获几乎不存在影响；在小于 -2 dB 的低信噪比环境中，在 1 000 Hz 以内的频偏影响下依然可以保证帧同步信息的捕获。

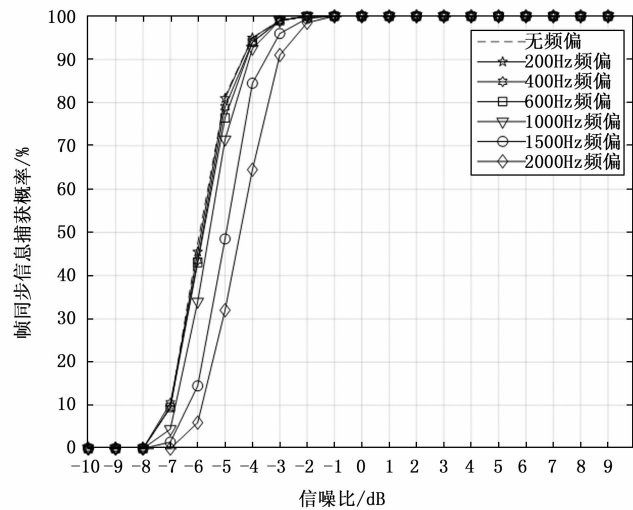


图 10 不同频偏下的帧同步信息捕获概率

5.1 节仿真表明，相比于只采用一组辅助判决序列，采用 9 周期辅助判决序列在 -5 dB 信噪比下依然可以对起始位置捕获概率依然可以保持在 90% 以上，在帧同步信息前加入周期循环的辅助判决序列有效抵抗信道多径衰落影响。5.2 节仿真确定了帧同步信息捕获门限，确定最佳 FFT 变换点数为 2 048，频偏粗估计精度为 ± 12.20 Hz，在此精度下估计频偏与实际频偏误差控制在 0.4 Hz 以内。5.3 节仿真采用 5.2 节确定的帧同步信息捕获门限，在 200 Hz、400 Hz、600 Hz、1 000 Hz、1 500 Hz、2 000 Hz 频偏影响

下验证了本文提出的联合帧同步和频偏估计算法不仅可以准确估计出频偏，还可以在 1 000 Hz 以内频偏影响下依然可以保证帧同步信息的捕获。

6 结束语

本文提出了一种适用于对流层散射通信的联合帧同步和频偏估计算法。仿真结果表明，在新型同步帧结构上应用联合帧同步和频偏估计算法，可以有效克服多径衰落影响，通过频偏粗估计将频偏纠正在 0.4 Hz 内，并且在低信噪比环境中，当频偏为 1 000 Hz 以内时，依然可以保证帧同步信息的捕获，在多径衰落环境下同时实现帧同步和频偏估计。本研究结果有助于提升散射装备实战化水平，为未来散射装备的更新换代提提供了技术支撑。

参考文献：

[1] 丁梦川，张涛，任文成，等. 一种适用于流余通信系统的网络编码调制技术 [J]. 计算机测量与控制, 2022, 30 (12): 244 - 250.

[2] 韩燕杰，毛晶晶，李斐. 用于散射信道的多业务异步复分接技术 [J]. 中小企业管理与科技, 2021, 下旬刊 (3): 176 - 177.

[3] 沈斌松，秦建存，任文成. 一种基于跳频的散射通信新方法 with 仿真分析 [J]. 吉林大学学报 (工学版), 2020, 50 (5): 1870 - 1875.

[4] 李雪琨，刘丽哲，郭梦琪，等. 适用于大容量毫米波通信的低复杂度帧同步方案 [J]. 计算机测量与控制, 2020, 28 (11): 227 - 231, 237.

[5] 王公仆，许亚婷，许荣涛，等. 无源反向散射通信系统载波频偏位置快速检测算法 [J]. 电子与信息学报, 2023, 45 (7): 2311 - 2316.

[6] 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.

[7] 魏少波. 快衰落信道中 OFDM 系统的载波频偏估计算法研究 [D]. 西安: 西安电子科技大学, 2017.

[8] 杨振平，刘雪峰，吕玉静. 浅谈散射通信技术的发展与应用 [J]. 中国新通信, 2020, 22 (21): 123 - 124.

[9] 张涛，刘莹，孙柏昶. 对流层散射通信及其应用 [M]. 北京: 电子工业出版社, 2020: 16 - 20.

[10] 赵雯雯，陈玲玲，徐连军，等. 多径效应对北斗星间链路载荷校准影响的研究 [J]. 现代电子技术, 2022, 45 (19): 27 - 30.

[11] 冯世强. 无线信道衰落特性研究及 FPGA 实现 [D]. 北京: 北京理工大学, 2018.

[12] 张小英. 多径衰落信道的 MATLAB 仿真 [J]. 信息记录材料, 2017, 18 (9): 83 - 84.

[13] 周孜汝. 基于对流层散射传播的分布式超视距时差定位技术 [D]. 西安: 西安电子科技大学, 2022.

[14] LIU Y, WANG Z, DONG H, et al. Anti-disturbance filter design for a class of stochastic systems with fading channels [J]. Science China (Information Sciences), 2020, 63 (11): 327 - 329.

(下转第 200 页)