

低轨卫星通信系统的时频联合同步算法研究*

李燕萍^{1,2,3}, 尚琳⁴, 李国通^{1,2,3,4†}

(1 中国科学院微小卫星创新研究院, 上海 201304; 2 中国科学院大学, 北京 100049;

3 上海科技大学, 上海 201210; 4 上海垣信卫星科技有限公司, 上海 201600)

(2024 年 2 月 23 日收稿; 2024 年 5 月 20 日收修改稿)

李燕萍, 尚琳, 李国通. 低轨卫星通信系统的时频联合同步算法研究[J]. 中国科学院大学学报, DOI:10.7523/j.ucas.2024.053.

摘要 低轨卫星融合 5G 的移动通信系统具有广阔的应用前景, 为保障用户与基站之间的通信链路的有效建立和数据的可靠传输, 时频同步技术至关重要。传统的时频同步算法对毫米波频段、大带宽、高多普勒频移及变化率、低信噪比的低轨卫星信道的适用程度有限, 导致估计精度下降。针对采用 5G 体制的低轨卫星通信系统上行业务数据信道, 提出了一种基于加权内置同步序列的时频联合同步算法, 提高了时频偏估计精度。通过仿真实验对比可得, 所提时频联合同步算法相比传统算法在具有相同复杂度的同时, 具有更优良的综合同步性能。

关键词 低轨卫星通信; OFDM; 时间同步; 频率同步

中图分类号: TN927+.23

文献标志码: A

DOI:10.7523/j.ucas.2024.053

Research on joint timing and frequency synchronization algorithms of LEO satellite communication system

LI Yanping^{1,2,3}, SHANG Lin⁴, LI Guotong^{1,2,3,4}

(1 Innovation Academy for Microsatellites of Chinese Academy of Sciences, Shanghai 201304, China; 2 University of

Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China; 3 ShanghaiTech University, Shanghai 201210, China;

4 Shanghai Yuanxin Satellite Technology Co., Ltd, Shanghai 201600, China)

Abstract The integration of low orbit satellite (LEO) with 5G in the mobile communication system presents extensive application prospects. To ensure effective establishment of communication links between users and base stations, as well as

* 国家自然科学基金(U21A20443)资助

† 通信作者, E-mail: ligt@microsat.com

reliable data transmission, time-frequency synchronization technology plays a crucial role. However, traditional timing and frequency synchronization algorithms face limitations when dealing with millimeter wave frequency bands, large bandwidths, high Doppler frequency shifts and change rates, and low signal-to-noise ratios in low orbit satellite channels. These limitations result in decreased estimation accuracy. For the uplink service data channel of a 5G-based low orbit satellite communication system, a joint timing and frequency synchronization algorithm based on weighted built-in synchronization sequences is proposed to improve the accuracy of timing and frequency offset estimation. Simulation results demonstrate that the proposed timing and frequency synchronization algorithm outperforms traditional algorithms with comparable complexity in terms of synchronization performance.

Keywords LEO satellite communication; OFDM; timing synchronization; frequency synchronization

低轨 (low earth orbit, LEO) 卫星通信系统因其具有低研制发射成本、低传输时延、低链路损耗等优点, 在进入卫星互联网时代后的卫星移动通信发展历程中占据重要地位。而地面移动通信系统经过多次更新与演进, 产业技术相对成熟, 产业规模相对稳定。随着第五代移动通信技术 (5th generation mobile communication technology, 5G) 正式进入商用阶段, 多样且复杂的应用场景为 LEO 卫星融合 5G 的通信系统带来了广阔的发展前景, 同时也面临巨大挑战^[1]。时频同步作为确保用户与基站的通信链路有效建立、实现数据可靠传输的重要前提, 是 LEO 卫星融合 5G 的移动通信系统的关键技术之一^[2]。

由于卫星通信系统在信道特性、服务架构等方面相较于地面通信系统具有独特性和差异性, 为了降低融合移动通信系统的搭建成本和交互复杂性, 需要最大程度地复用地面通信技术体制, 并根据卫星特性进行适应性改进和优化^[3]。LEO 卫星的高速移动导致星地通信链路具有大多普勒频移、大时延及变化率特性, 预补偿后的残留时频偏远大于地面通信系统^[4]。并且, 地面用户终端的体积、功耗受限, 信号功率经自由空间传播后损耗,

同步要在较低接收信噪比下进行^[5]。此外, 跳波束 (beam hopping, BH) 技术的引入使得 LEO 卫星在其覆盖范围内进行频繁的波束切换, 地面用户接入时长短且不连续, 要求快速同步的有效实现^[6]。

时频联合同步算法根据是否考虑了额外数据的参与, 可以大致分为数据辅助的同步算法和非数据辅助的同步算法。文献[7]提出了一种经典的非数据辅助同步算法, 基于循环前缀 (cyclic prefix, CP) 的最大似然 (maximum likelihood, ML) 算法, 该算法利用正交频分复用 (orthogonal frequency division multiplexing, OFDM) 符号时域结构中 CP 与数据符号重复的部分进行相关估计。文献[8-9]改进了 ML 算法, 采用多个 OFDM 符号进行集相关。数据辅助的同步算法又可细分为两类: 基于独立同步序列和内置同步序列。同步序列一般具有良好的自相关性和互相关性, 在接收端通过对同步序列进行自相关或将其与本地同步序列进行互相关来估计时频偏。基于独立同步序列的时频联合同步算法一般需要在待传输的数据符号前附加训练符号, 文献[10]首先通过相关第一个训练符号的两段重复部分完成时偏估计与小数倍频偏估计, 然后同时使用第一个和第二个训

训练符号完成整数倍频偏估计。文献[11]改进了第一个训练符号的结构,将重复部分修改为四段并对后两段取相反数。文献[12]提出了一种基于强相关训练符号的时频联合同步算法,其训练符号由两个重复且共轭对称的 OFDM 符号构成,增强了与本地训练符号间的相关性。文献[13]构造了一种基于恒包络零自相关 (constant amplitude zero auto correlation, CAZAC) 序列的新型训练符号,利用训练符号的时延相关与对称相关特性,实现了精确的定时同步,并联合 CP 进行频率同步,算法具有较低的计算复杂度。由于训练符号不包含任何有效数据信息,频谱效率较低,因此多在初始接入阶段使用。

基于内置同步序列的同步算法则可以利用信号时隙结构中的参考信号。文献[14]将分别经过前后采样点差分处理的接收信号和本地信号做互相关,频偏估计范围增大,但频偏估计精度降低。文献[15]提出了一种基于周期性配对探测参考信号 (sounding reference signal, SRS) 的上行链路时偏变化跟踪方案,不仅获得了十分尖锐的相关峰值,而且可以抵抗多径效应和大载波频率偏移的干扰。文献[16]研究了基于解调参考信号 (demodulation reference signal, DMRS) 的频偏估计算法,通过时域相关与频域相关对频偏进行了粗估计与细估计。文献[17]利用 2 个连续时隙内的 4 个跟踪参考信号 (tracking reference signal, TRS) 获得了更大的频率估计范围,同时在较低信噪比下保持了估计精度。虽然上述研究所提算法都可以估计时偏或频偏,但估计精度有不同程度的损失,在毫米波频段、大带宽、高多普勒频移及变化率、低信噪比的 LEO 卫星信道中将面临更加严峻的挑战,需要设计改进算法在上述场景中提高估计精度。

针对融合 5G 体制的 LEO 卫星通信系统,本文提出

了一种基于加权内置同步序列的时频联合同步算法。基于上行业务数据信道,对差分互相关算法进行了改进,构建了接收信号与本地信号的局部差分矩阵并进行滑动相关,简化了差分矩阵的迭代生成过程,提高了时频偏估计精度。通过仿真实验对比,在相同计算复杂度下,所提算法的综合同步性能优于差分互相关算法,且扩展了差分间隔的选择范围。

1 系统模型

在 5G 新空口 (new radio, NR) 中,要建立并维持稳定的通信链路,需要经历下行同步与上行同步两个过程。终端通过检测广播信道中的同步信号块 (synchronization signal block, SSB) 来完成下行时间同步与频率校准,称为小区搜索过程。而在上行同步中,常规地面通信场景的多普勒频移较小,因此重点关注时间同步,通常分为两个阶段进行。第一阶段为通过随机接入过程实现的上行初始同步,基站通过检测终端发送的前导信号可以获得传输时延,并找到前导信号中无码间干扰 (inter symbol interference, ISI) 的部分,尽可能避免 OFDM 符号的子载波间正交性被破坏;终端则根据基站反馈的传输时延去提前其向基站的传输定时,实现上行数据到达基站的时刻与基站发送下行数据的时刻的对齐。完成初始同步后,由于终端位置等信息可能会随着时间变化,基站侧存在残留时偏,即终端的定时提前值与实际传输时延之间的误差,只要该残留时偏小于 CP 的长度,就可以维持子载波间的正交性。然而,残留时偏会显著降低信道估计与跟踪方法的性能,并且如果不估计与补偿该残留时偏,则每个 OFDM 符号需要采用较长的 CP 来减轻 ISI,这将显著降低数据吞吐量^[18]。因此,第二阶段基站需要对 CP 长度内的残留时偏进行估计,并将估计值反馈给终端以及时调整与更新定时提前

值，维持上行同步，该过程可以通过上行业务数据信道来完成。

而在 5G 非地面网络(non terrestrial network, NTN)中，针对 LEO 卫星带来的大多普勒频移与长传输时延特性，为了简化 LEO 卫星融合 5G 的移动通信系统的空口适配流程，第三代合作伙伴计划 (3rd generation partnership project, 3GPP) 分别对下行同步与上行同步过程做了部分改动，设计采用上下行时频偏预补偿机制。假设仅考虑卫星与地面终端间的通信链路。对于频偏，卫星可以在发送下行信号和接收上行信号时预补偿公共频偏，公共频偏通常为卫星到波束中心点的多普勒频移。对于时偏，卫星可以广播一个波束覆盖范围内的所有终端共享的传输时延公共分量，称为公共时偏，公共时偏通常选择卫星到波束内与卫星距离最近的点的传输时延。则终端在发送前导信号时会预补偿公共时偏，卫星在接收上行信号时只需要估计传输时延与公共时偏之差，补偿时直接加上公共时偏即可。如此可大大降低同步过程中处理时频偏的范围与复杂度。

本文考虑终端位置与卫星星历未知的情况。综上所述，在下行同步过程中，终端只需要估计通信链路的差分频偏与差分频偏，即实际传输时延与公共时偏之差、实际多普勒频移与公共频偏之差；在上行初始同步过程中，卫星除了需要估计通信链路的差分频偏与差分频偏，还需要将差分频偏的估计值反馈给终端，终端可以先据此调整与更新预补偿时频偏值，再发送上行信号；而在上行同步维持过程中，由于 LEO 卫星的高动态特性，卫星在接收到上行信号时可能存在终端的预补偿时频偏与通信链路的实际时频偏之间的误差，即残留时频偏的变化与累积，因此卫星需要不断将残留时频偏的估计值反馈给终端来维持上行同步^[19-20]。本文基于 5G NTN

的上行同步维持过程，重点研究上行业务数据信道中的残留时频偏估计算法。LEO 卫星融合 5G 的移动通信系统的上行业务数据信道的信号处理流程如图 1 所示。

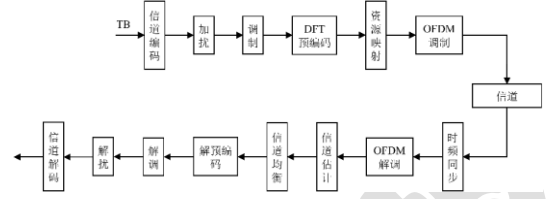


图 1 上行数据信道处理框图

Fig. 1 Block diagram of the uplink data channel

假设经过频域资源映射的调制符号为 $S_l(k)$ ， k 表示子载波索引， l 表示 OFDM 符号索引。则经过 OFDM 调制的时域信号模型为：

$$s_l(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} S_l(k) e^{j \frac{2\pi}{N} kn}, 0 \leq n \leq N-1, \quad (1)$$

其中， N 表示快速傅里叶逆变换 (inverse fast Fourier transform, IFFT) 点数。设 $s(n)$ 为式(1)加入长度为 N_{CP} 的 CP 后的时域发送端基带信号，则令接收端基带信号为：

$$r(n) = s(n - \theta) e^{j \frac{2\pi}{N} \varepsilon n} + w(n), \quad (2)$$

其中， θ 为符号定时偏差 (symbol timing offset, STO)， ε 为归一化载波频率偏差 (carrier frequency offset, CFO)， $\varepsilon = \text{载波频率偏移} / \text{子载波间隔}$ ， $w(n)$ 是均值为 0、方差为 σ^2 的复高斯白噪声。

本文采用 DMRS 作为内置同步序列。DMRS 配置灵活，在每个用户数据传输时隙中至少占据一个 OFDM 符号，用于辅助解调和信道估计。对于图 1 所示的信号处理流程，生成 DMRS 的基序列是由 ZC (zadoff-chu) 序列循环扩展得到^[20]。综合考虑 LEO 卫星高速移动场景下的同步与解调性能，本文配置的用户数据传输时隙结构如图 2 所示。

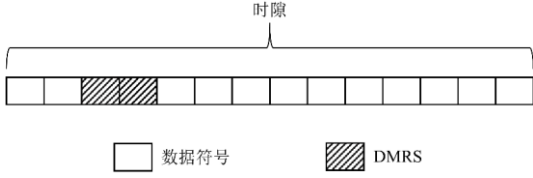


图2 上行用户数据传输时隙结构

Fig. 2 Slot structure of uplink user data transmission

2 时频偏联合估计算法

2.1 可变差分间隔互相关算法

可变差分间隔互相关算法利用 ZC 序列良好的自相关特性,将差分接收序列与本地差分 DMRS 序列进行滑动互相关,并构建度量函数用于测量相关值,通过搜索相关峰值的位置来判定正确定时点,同时解耦时偏与频偏,使频偏对度量函数的影响仅限于相位^[21]。

假设滑动窗口的起始点为 d ,则令滑动窗口内的接收序列为:

$$\begin{aligned} \mathbf{r}^d &= \{r(d), r(d+1), \dots, r(d+N-1)\} \\ &= \{r(n+d)\}_{n=0}^{N-1}. \end{aligned} \quad (3)$$

度量函数 $\Gamma(d)$ 的计算过程如下:

$$\begin{aligned} \Gamma(d) &= \sum_{n=m}^{N-1} \left(r(n+d) r^*(n+d-m) \right) \left(x(n) x^*(n-m) \right)^* \\ &= \sum_{n=m}^{N-1} x^*(n) x(n-m) \left(s(n+d-\theta) e^{j\frac{2\pi}{N}\varepsilon(n+d)} + w(n+d) \right) \\ &\quad \left(s^*(n+d-m-\theta) e^{-j\frac{2\pi}{N}\varepsilon(n+d-m)} + w^*(n+d-m) \right) \\ &= \sum_{n=m}^{N-1} x^*(n) x(n-m) \left[s(n+d-\theta) s^*(n+d-m-\theta) e^{j\frac{2\pi}{N}\varepsilon m} \right. \\ &\quad \left. + s(n+d-\theta) e^{j\frac{2\pi}{N}\varepsilon(n+d)} w^*(n+d-m) \right. \\ &\quad \left. + w(n+d) s^*(n+d-m-\theta) e^{-j\frac{2\pi}{N}\varepsilon(n+d-m)} \right. \\ &\quad \left. + w(n+d) w^*(n+d-m) \right] \\ &= e^{j\frac{2\pi}{N}\varepsilon m} \sum_{n=m}^{N-1} s(n+d-\theta) s^*(n+d-m-\theta) x^*(n) x(n-m) \\ &\quad + w_1(n), \end{aligned} \quad (4)$$

其中, $m \in [1, N-1]$ 为差分间隔, $x(n)$ 为本地 DMRS 序列, $w_1(n)$ 为信号与高斯白噪声的混合形式,具体形式为:

$$\begin{aligned} w_1(n) &= x^*(n) x(n-m) \left(s(n+d-\theta) e^{j\frac{2\pi}{N}\varepsilon(n+d)} w^*(n+d-m) \right. \\ &\quad \left. + w(n+d) s^*(n+d-m-\theta) e^{-j\frac{2\pi}{N}\varepsilon(n+d-m)} \right. \\ &\quad \left. + w(n+d) w^*(n+d-m) \right), \end{aligned} \quad (5)$$

当滑动窗口起始点 $d = \theta$ 时,度量函数 $\Gamma(d)$ 可化简为:

$$\Gamma(\theta) = e^{j\frac{2\pi}{N}\varepsilon m} \sum_{n=m}^{N-1} |x(n)|^2 |x(n-m)|^2 + w_1(n), \quad (6)$$

由式(6)可得,如果不考虑噪声,此时度量函数的相位仅受频偏影响。

为了尽可能消除信号功率波动的负面影响,通常使用接收信号能量进行归一化处理,将相关值限制在 0 到 1 之间。构建归一化函数为:

$$P(d) = \sum_{n=m}^{N-1} |r(n+d) r^*(n+d-m)|^2, \quad (7)$$

最终,结合式(4)与式(7),可变差分间隔互相关算法的时频偏联合估计公式可以表示为:

$$\hat{d} = \arg \max_d \left\{ \frac{|\Gamma(d)|^2}{P(d)^2} \right\}, \quad (8)$$

$$\hat{\varepsilon} = \frac{\arg(\Gamma(\hat{d})) \cdot N}{2\pi m}. \quad (9)$$

其中, $\arg(\cdot)$ 表示相角求解函数,由于其值域是 $[-\pi, \pi)$,该算法所能估计的归一化 CFO 范围是 $[-N/2m, N/2m)$ 。随着 m 的增大,可变差分间隔互相关算法的频偏估计范围减小,估计精度提高,由于相关长度的减小,减弱了定时度量函数的噪声抑制能力,从而导致时偏估计精度降低^[22],因此需要根据应用场景灵

活选择 m 的取值。

2.2 多差分间隔累计联合双相关算法

前文所述算法仅考虑了一个 DMRS 和一个差分间隔 m 取值，时频偏估计性能有限，并且由于用户数据传输时隙结构中的两个相邻 DMRS 序列完全相同，在滑动相关过程中，度量函数除了在正确定时点处产生一个主峰，还会在与主峰相距一个符号的位置处产生一个度量值相当的副峰，如果有同相噪声的叠加，副峰的度量值有很大概率会超过主峰，导致时偏估计的误检率提高。此外，虽然 DMRS 是由循环扩展 ZC 序列生成，但它的零自相关性经过差分运算后已经畸变，度量函数无法仅形成一个尖锐的脉冲状峰值，导致其差分自相关特性不佳^[14]。因此本文提出了一种多差分间隔累计联合双相关算法，并对 DMRS 进行伪随机噪声 (pseudo noise, PN) 加权，即在 OFDM 调制前将频域 DMRS 序列与 PN 序列进行逐元素相乘操作。加权后的频域 DMRS 结构可以表示为：

$$\bar{X}(k) = X(k) \cdot p(k), \quad (10)$$

其中， $X(k)$ 为频域 DMRS 序列， $p(k) \in \pm 1$ 为 PN 加权序列，可以选择具有良好自相关性和互相关性的 m 序列、Gold 序列等。则经过 OFDM 调制的时域 DMRS 序列表示为 $\bar{x}(n)$ 。

所提算法考虑双滑动窗联合估计，两个相邻 DMRS 序列的对应位置之间相隔 $N_s = N + N_{cp}$ 个采样点，因此可令两个滑动窗口内的接收序列分别为：

$$\mathbf{r}_1^d = \{r(d), r(d+1), \dots, r(d+N-1)\}, \quad (11)$$

$$\mathbf{r}_2^d = \{r(d+N_s), r(d+N_s+1), \dots, r(d+N_s+N-1)\}. \quad (12)$$

差分间隔 m 对应的度量函数 $\Gamma_m(d)$ 的计算过程如下：

$$\begin{aligned} \Gamma_m(d) &= \sum_{n=m}^{N-1} \left(r_1(n+d) r_2^*(n+d-m) \right) \left(\bar{x}_1(n) \bar{x}_2^*(n-m) \right)^* \\ &= \sum_{n=m}^{N-1} \left(r(n+d) r^*(n+d+N_s-m) \right) \left(\bar{x}(n) \bar{x}^*(n+N_s-m) \right)^* \\ &= e^{-j\frac{2\pi}{N} \varepsilon (N_s-m)} \sum_{n=m}^{N-1} s(n+d-\theta) s^*(n+d+N_s-m-\theta) \\ &\quad \bar{x}^*(n) \bar{x}(n+N_s-m) + w_2(n), \end{aligned} \quad (13)$$

其中， $w_2(n)$ 为信号与高斯白噪声的混合形式，具体形式为：

$$\begin{aligned} w_2(n) &= \bar{x}^*(n) \bar{x}(n+N_s-m) \\ &\quad \left(s(n+d-\theta) e^{j\frac{2\pi}{N} \varepsilon (n+d)} w^*(n+d+N_s-m) \right. \\ &\quad \left. + w(n+d) s^*(n+d+N_s-m-\theta) e^{-j\frac{2\pi}{N} \varepsilon (n+d+N_s-m)} \right. \\ &\quad \left. + w(n+d) w^*(n+d+N_s-m) \right), \end{aligned} \quad (14)$$

如果忽略噪声，当滑动窗口起始点 $d = \theta$ 时，度量函数 $\Gamma_m(d)$ 可化简为：

$$\Gamma_m(\theta) = e^{-j\frac{2\pi}{N} \varepsilon (N_s-m)} \sum_{n=m}^{N-1} |\bar{x}(n)|^2 |\bar{x}(n+N_s-m)|^2, \quad (15)$$

差分间隔 m 对应的信号功率归一化函数为：

$$P_m(d) = \sum_{n=m}^{N-1} |r_1(n+d) r_2^*(n+d-m)|^2, \quad (16)$$

综合连续的多个差分间隔。假设 $m = M_1, M_1+1, \dots, M_2$ ，其中 $M_1, M_2 \in [1, N-1]$ 。则可以在每个滑动窗口起始点 d ，针对接收序列构造一个 $(M_2 - M_1 + 1) \times (N - M_1)$ 规模的局部差分矩阵。该矩阵的形成过程如图 3 所示，其中，哈达玛积表示两个向量对应位置元素相乘的运算。为简化矩阵表示，令 $r_1^d(n) = r_{1,n}^d$ ， $r_2^d(n) = r_{2,n}^d$ ，可得差分矩阵的具体形式为：

$$\mathbf{R}^d = \begin{pmatrix} r_{1,M_1}^d r_{2,0}^{d*} & r_{1,M_1+1}^d r_{2,1}^{d*} & \cdots & r_{1,N-2}^d r_{2,N-2-M_1}^{d*} & r_{1,N-1}^d r_{2,N-1-M_1}^{d*} \\ r_{1,M_1+1}^d r_{2,0}^{d*} & r_{1,M_1+2}^d r_{2,1}^{d*} & \cdots & r_{1,N-1}^d r_{2,N-2-M_1}^{d*} & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ r_{1,M_2-1}^d r_{2,0}^{d*} & r_{1,M_2}^d r_{2,1}^{d*} & \ddots & \vdots & 0 \\ r_{1,M_2}^d r_{2,0}^{d*} & r_{1,M_2+1}^d r_{2,1}^{d*} & \cdots & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

$$= \begin{pmatrix} \mathbf{R}_{M_1}^d \\ \mathbf{R}_{M_1+1}^d \\ \vdots \\ \mathbf{R}_{M_2-1}^d \\ \mathbf{R}_{M_2}^d \end{pmatrix}, \quad (17)$$

$$\mathbf{X} = \begin{pmatrix} \bar{x}_{1,M_1} \bar{x}_{2,0}^* & \bar{x}_{1,M_1+1} \bar{x}_{2,1}^* & \cdots & \bar{x}_{1,N-2} \bar{x}_{2,N-2-M_1}^* & \bar{x}_{1,N-1} \bar{x}_{2,N-1-M_1}^* \\ \bar{x}_{1,M_1+1} \bar{x}_{2,0}^* & \bar{x}_{1,M_1+2} \bar{x}_{2,1}^* & \cdots & \bar{x}_{1,N-1} \bar{x}_{2,N-2-M_1}^* & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \bar{x}_{1,M_2-1} \bar{x}_{2,0}^* & \bar{x}_{1,M_2} \bar{x}_{2,1}^* & \ddots & \vdots & 0 \\ \bar{x}_{1,M_2} \bar{x}_{2,0}^* & \bar{x}_{1,M_2+1} \bar{x}_{2,1}^* & \cdots & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

$$= \begin{pmatrix} \mathbf{X}_{M_1} \\ \mathbf{X}_{M_1+1} \\ \vdots \\ \mathbf{X}_{M_2-1} \\ \mathbf{X}_{M_2} \end{pmatrix}, \quad (19)$$

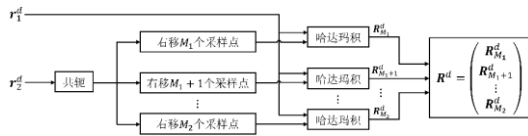


图3 接收序列差分矩阵形成过程

Fig. 3 Block diagram of received sequence difference matrix

根据滑动窗口接收序列差分矩阵 \mathbf{R}^d 和本地 DMRS 差分矩阵 \mathbf{X} ，设计综合度量函数为：

$$\Gamma(d) = \sum_{m=M_1}^{M_2} |\Gamma_m(d)|, \quad (20)$$

$$\Gamma_m(d) = \mathbf{R}_m^d \cdot \mathbf{X}_m^*, \quad (21)$$

综合归一化函数为：

$$P(d) = \sum_{m=M_1}^{M_2} \|\mathbf{R}_m^d\|_2^2, \quad (22)$$

结合式(20)、式(21)与式(22)，最终的综合时频偏联合估计公式可以表示为：

$$\hat{d} = \arg \max_d \left\{ \frac{|\Gamma(d)|^2}{P(d)^2} \right\}, \quad (23)$$

$$\hat{\varepsilon} = \frac{1}{M_2 - M_1 + 1} \sum_{m=M_1}^{M_2} \frac{\arg(\Gamma_m(\hat{d})) \cdot N}{2\pi(N_s - m)}. \quad (24)$$

然而，由于差分矩阵形成过程的复杂性，如果要在每个滑动窗口起始点 d 重新计算一次 \mathbf{R}^d ，那么整个算法流程的计算复杂度将大大提升。通过总结相邻滑动点 d 和 $d-1$ 的滑动窗口接收序列的生成规律，可将 \mathbf{R}^d 的元素进一步表示为：

$$\mathbf{R}_{i,j}^d = \begin{cases} \mathbf{R}_{i,j+1}^{d-1}, & j < N - M_1 + 1 - i \\ r_1^d(N-1)(r_2^d(N-M_1-i))^*, & j = N - M_1 + 1 - i, \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (25)$$

由式(25)可得， \mathbf{R}^d 的形成过程中，除了 $M_2 - M_1 + 1$

当 $M_2 = N - 1$ 时，差分矩阵必定为方阵；当 $M_2 \neq N - 1$ 时，差分矩阵的秩 $\text{rank}(\mathbf{R}^d) = M_2 - M_1 + 1$ 。

\mathbf{R}^d 的第 i ($i=1, \dots, M_2 - M_1 + 1$) 行、第 j ($j=1, \dots, N - M_1$) 列的元素可以表示为：

$$R_{i,j}^d = \begin{cases} r_1^d(i+j+M_1-2)(r_2^d(j-1))^*, & j \leq N - M_1 + 1 - i \\ 0, & \text{其他} \end{cases}, \quad (18)$$

以同样的方式构造本地 DMRS 的差分矩阵，令

$$\bar{x}_1(n) = \bar{x}_{1,n}, \quad \bar{x}_2(n) = \bar{x}_{2,n} :$$

个非零元素需要重新计算，其余非零元素均可由 \mathbf{R}^{d-1} 直接推出。

在所提算法中，还需要重点考虑 M_1 和 M_2 的选取，要求兼顾估计性能和计算复杂度。对于时偏估计而言，差分矩阵中的非零元素越多，定时估计性能越好；而对于频偏估计，由式(24)可知，单个差分间隔取值下该算法所能估计的归一化 CFO 范围是 $[-N/2(N_s - m), N/2(N_s - m)]$ ，随着 m 的减小，所提算法的频偏估计范围减小，估计精度提高，这与可变差分间隔互相关算法完全相反。

通过对所提多差分间隔累计联合双相关算法的原理进行说明，可以推出可变差分间隔互相关算法也可以进行类似处理——选取多个差分间隔累加计算。后文讨论可变差分间隔互相关算法时，考虑对其进行 PN 加权、多个差分间隔累加的版本。

2.3 算法性能证明

本节将从差分处理后噪声功率的角度来验证多差分间隔累计联合双相关算法的优越性。

滑动窗口接收序列与本地 DMRS 序列共轭相乘及化简计算过程如下：

$$b^d(n) = r(n+d)\bar{x}^*(n) = \left(s(n+d-\theta)e^{j\frac{2\pi}{N}\varepsilon(n+d)} + w(n+d) \right) \bar{x}^*(n) \quad (26)$$

$$= s(n+d-\theta)e^{j\frac{2\pi}{N}\varepsilon(n+d)} \bar{x}^*(n) + w(n+d)\bar{x}^*(n) \\ = a^d(n) + z^d(n),$$

$$\text{其中, } a^d(n) = s(n+d-\theta)e^{j\frac{2\pi}{N}\varepsilon(n+d)} \bar{x}^*(n),$$

$z^d(n) = w(n+d)\bar{x}^*(n)$ ，则式(13)可转换为：

$$\begin{aligned} \Gamma_m(d) &= \sum_{n=m}^{N-1} b^d(n) \left(b^d(n + N_s - m) \right)^* \\ &= \sum_{n=m}^{N-1} \left(a^d(n) + z^d(n) \right) \\ &\quad \left(a^d(n + N_s - m) + z^d(n + N_s - m) \right)^*, \end{aligned} \quad (27)$$

由于每个滑动点 d 处的度量值计算过程是独立进行的，因此可以忽略 d ，并将度量函数分解，得到：

$$\Gamma_m(d) = \Gamma_m = \Gamma_m^1 + \Gamma_m^2 + \Gamma_m^3 + \Gamma_m^4, \quad (28)$$

则分解后的每一项分别为：

$$\Gamma_m^1 = \sum_{n=m}^{N-1} a(n) a^*(n + N_s - m), \quad (29)$$

$$\Gamma_m^2 = \sum_{n=m}^{N-1} a(n) z^*(n + N_s - m), \quad (30)$$

$$\Gamma_m^3 = \sum_{n=m}^{N-1} z(n) a^*(n + N_s - m), \quad (31)$$

$$\Gamma_m^4 = \sum_{n=m}^{N-1} z(n) z^*(n + N_s - m). \quad (32)$$

其中， Γ_m^1 是信号项，而 Γ_m^2 、 Γ_m^3 和 Γ_m^4 是噪声项。

求噪声项 Γ_m^2 的方差，可得：

$$\begin{aligned} \sigma_{\Gamma_2}^2 &= \mathbb{E}(\Gamma_m^2 \cdot \Gamma_m^{2*}) \\ &= \sum_{n=m}^{N-1} \sum_{l=m}^{N-1} \mathbb{E}(a(n) z^*(n + N_s - m) a^*(l) z(l + N_s - m)), \end{aligned} \quad (33)$$

由于 $w(n)$ 是均值为 0、方差为 σ^2 的复高斯白噪声，

因此除了 $n=l$ 之外的其他项之和为 0，方差 $\sigma_{\Gamma_2}^2$ 可化简

为：

$$\begin{aligned} \sigma_{\Gamma_2}^2 &= \sum_{n=m}^{N-1} \mathbb{E}(|a(n)|^2 |z(n + N_s - m)|^2) \\ &= \sum_{n=m}^{N-1} \mathbb{E}(|s(n-\theta)|^2 |\bar{x}(n)|^2 |\bar{x}(n + N_s - m)|^2) \\ &\quad \mathbb{E}(|w(n + N_s - m)|^2), \end{aligned} \quad (34)$$

假设 $|\bar{x}(n)|^2 = A$ ， $|\bar{x}(n + N_s - m)|^2 = B$ ， A 和 B 均为

实数。方差 $\sigma_{\Gamma_2}^2$ 进一步化简为：

$$\sigma_{\Gamma_2}^2 = ABP_s \sum_{n=m}^{N-1} \mathbb{E}(|w(n+N_s-m)|^2), \quad (35)$$

其中, $P_s = \mathbb{E}(|s(n-\theta)|^2)$ 表示信号功率。

同理可得, 噪声项 Γ_m^3 的方差为:

$$\begin{aligned} \sigma_{\Gamma_3}^2 &= \mathbb{E}(\Gamma_m^3 \cdot \Gamma_m^{3*}) \\ &= \sum_{n=m}^{N-1} \sum_{l=m}^{N-1} \mathbb{E}(z(n)a^*(n+N_s-m)z^*(l)a(l+N_s-m)) \quad (36) \\ &= ABP_s \sum_{n=m}^{N-1} \mathbb{E}(|w(n)|^2), \end{aligned}$$

噪声项 Γ_m^4 的方差为:

$$\begin{aligned} \sigma_{\Gamma_4}^2 &= \mathbb{E}(\Gamma_m^4 \cdot \Gamma_m^{4*}) \\ &= \sum_{n=m}^{N-1} \sum_{l=m}^{N-1} \mathbb{E}(z(n)z^*(n+N_s-m)z^*(l)z(l+N_s-m)) \\ &= \sum_{n=m}^{N-1} \sum_{l=m}^{N-1} \mathbb{E}(z(n)z^*(l)) \cdot \mathbb{E}(z^*(n+N_s-m)z(l+N_s-m)) \\ &\quad + \mathbb{E}(z(n)z(l+N_s-m)) \cdot \mathbb{E}(z^*(l)z^*(n+N_s-m)) \\ &= AB \sum_{n=m}^{N-1} \mathbb{E}(|w(n)|^2) \cdot \mathbb{E}(|w(n+N_s-m)|^2), \quad (37) \end{aligned}$$

因此, 经过差分处理后的噪声功率为:

$$\begin{aligned} P_{\text{noise}} &= \sigma_{\Gamma_2}^2 + \sigma_{\Gamma_3}^2 + \sigma_{\Gamma_4}^2 \\ &= AB \left(P_s \sum_{n=m}^{N-1} \mathbb{E}(|w(n+N_s-m)|^2) \right. \\ &\quad + P_s \sum_{n=m}^{N-1} \mathbb{E}(|w(n)|^2) \\ &\quad \left. + \sum_{n=m}^{N-1} \mathbb{E}(|w(n)|^2) \cdot \mathbb{E}(|w(n+N_s-m)|^2) \right), \quad (38) \end{aligned}$$

经过类似的处理流程, 可以得到可变差分间隔互相关算法差分处理后的噪声功率为:

$$\begin{aligned} P'_{\text{noise}} &= AB \left(P_s \sum_{n=m}^{N-1} \mathbb{E}(|w(n-m)|^2) + P_s \sum_{n=m}^{N-1} \mathbb{E}(|w(n)|^2) \right. \\ &\quad \left. + \sum_{n=m}^{N-1} \mathbb{E}(|w(n)|^2) \cdot \mathbb{E}(|w(n-m)|^2) \right), \quad (39) \end{aligned}$$

由于复高斯白噪声的模的平方服从指数分布:

$$\frac{2|w|^2}{\sigma^2} \sim E\left(\frac{1}{2}\right), \text{ 因此可得:}$$

$$\mathbb{E}(|w(n+N_s-m)|^2) < \mathbb{E}(|w(n-m)|^2), \quad (40)$$

进而可得:

$$P_{\text{noise}} < P'_{\text{noise}}. \quad (41)$$

通过上述分析过程可得, 在相同的差分间隔 m 下, 所提算法的度量函数的峰值比可变差分间隔互相关算法明显, 从而减小了时频偏估计误差, 获得了更优良的估计性能。

2.4 复杂度分析

本节对多差分间隔累计联合双相关算法的计算复杂度进行分析, 并与可变差分间隔互相关算法进行比较。用复数乘法次数来衡量复杂度。假设滑动次数为 D 。首先, 考虑生成滑动窗口接收序列差分矩阵 \mathbf{R}^d 的计算复杂度。在第一个滑动点 d_0 处, 生成 \mathbf{R}^{d_0} 需要 $(N-M_1)+\dots+(N-M_2)$ 次复数乘法; 而在滑动点 $d(d \neq d_0)$ 处, 根据式(25)可得, \mathbf{R}^d 的大部分元素可由上一个滑动点 $d-1$ 处的接收序列差分矩阵 \mathbf{R}^{d-1} 直接推出, 因此仅需 M_2-M_1+1 次复数乘法即可得到 \mathbf{R}^d 。然后, 考虑生成本地 DMRS 序列差分矩阵 \mathbf{X} 的计算复杂度, 由于 \mathbf{X} 与 d 无关, 因此只需要生成一次即可, 需要 $(N-M_1)+\dots+(N-M_2)$ 次复数乘法。最终, 根据式(20)和式(21)进行 \mathbf{R}^d 和 \mathbf{X} 的哈达玛积运算, 如果不考虑零元素的对应相乘, 在每个滑动点 d 处还需要进行 $(N-M_1)+\dots+(N-M_2)$ 次复数乘法。综上, 所提算法的计算复杂度为:

$$(D-1)(M_2-M_1+1) + (D+2) \sum_{m=M_1}^{M_2} (N-m). \quad (42)$$

由于可变差分间隔互相关算法也考虑了多个差分间隔，因此它具有和所提算法相似的计算流程。如果选取了相同的 M_1 、 M_2 ，那么该算法和多差分间隔累计联合双相关算法的计算复杂度完全相同。

3 仿真结果与分析

本文选取两种 M_1 、 M_2 取值对 LEO 卫星融合 5G 的移动通信系统的上行业务数据信道进行仿真实验，对比可变差分间隔互相关算法、未进行 PN 加权的多差分间隔累计联合双相关算法和多差分间隔累计联合双相关算法的实验结果，验证所提算法的优越性。

本节根据前文所述的 5G NTN 的上行同步维持过程来构建仿真实验场景。在星地通信场景中，卫星发射的单个波束会在地球表面形成一个圆形区域，称为卫星波束小区。卫星波束小区的示意图如图 4 所示。

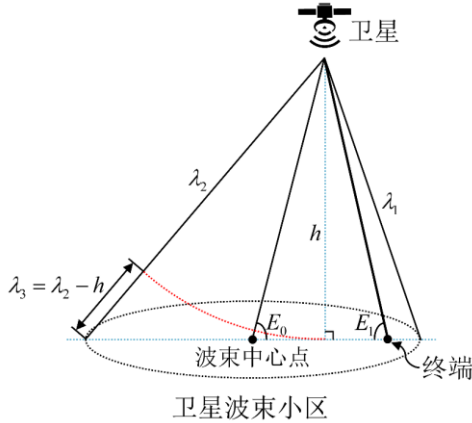


图 4 卫星波束小区

Fig. 4 Satellite beam cell

图 4 中， h 为卫星轨道高度， E_0 为卫星相对于波束中心点的仰角， E_1 为卫星相对于地面终端的仰角， λ_1 与 λ_2 分别为卫星到最近与最远的波束边缘点的距离， λ_3/c 为最大差分频偏。假设星地通信系统已经完成了下行同步与上行初始同步，公共频偏为 f_0 ：

$$f_0 = \sqrt{\frac{\mu}{h + R_E}} \cdot \frac{f_c}{c} \cdot \frac{R_E}{R_E + h} \cos E_0. \quad (43)$$

其中， $\mu = 3.986005 \times 10^{14} \text{ m}^3/\text{s}^2$ 为地球引力常数， $R_E = 6378.14 \text{ km}$ 为地球半径， f_c 为载波频率， c 为光速。公共时偏为 $\theta_0 = h/c$ 。当终端在 t_1 时刻发送上行数据时，预补偿时偏为 θ_0 ，而星地通信链路的实际多普勒频移为 f_1 、实际传输时偏为 θ_1 ，则卫星接收上行信号时的残留频偏为 $\Delta f = f_1 - f_0$ ，残留时偏为 $\Delta \theta = \theta_1 - \theta_0$ 。卫星通过检测上行信号估计出残留时频偏后，会指示终端进行预补偿值的调整与更新。终端的预补偿频偏更新为 Δf ，预补偿时偏更新为 $\theta_0 + \Delta \theta$ 。然而，由于卫星的高速运动，当终端在 t_2 ($t_2 > t_1$) 时刻发送上行数据时，星地通信链路的实际多普勒频移为 f_2 、实际传输时延为 θ_2 ，此时卫星接收上行信号的残留频偏为 $-\Delta f + f_2 - f_0 = f_2 - f_1$ ，残留时偏为 $-(\theta_0 + \Delta \theta) + \theta_2 = \theta_2 - \theta_1$ 。当卫星远离地面终端时， $\theta_2 > \theta_1$ 。

本文设置卫星轨道高度 h 为 1200km， t_1 时刻卫星相对于波束中心点的仰角为 E_0 为 89.14° ， t_1 、 t_2 时刻卫星相对于地面终端的仰角 E_1 分别为 90° 、 89.38° 。则终端在 t_1 时刻可以实现准确的上行同步，即 $\Delta \theta = 0$ ，经过仿真分析可得， t_2 时刻的残留频偏约为 6kHz，残留时偏累积到了约 12 个采样点。其他具体仿真参数如表 1 所示。

表 1 仿真参数

Table 1 Simulation parameters

仿真参数	参数配置
系统有效带宽/MHz	46.08
载波频率 f_c /GHz	30
子载波间隔/kHz	120
调制方式	QPSK

IFFT 点数 (N)	512
CP 长度 (N_{CP})	36
归一化 CFO (ε)	0.05
STO (θ)	12
PN 序列	Gold 序列
仿真次数	12000

在本文的仿真实验中，PN 加权序列选择了 Gold 序列，Gold 序列的生成方式如下：

$$p(k) = (x_1^{\text{Gold}}(k + N_C) + x_2^{\text{Gold}}(k + N_C)) \bmod 2, 0 \leq k \leq M_{\text{PN}} - 1, \quad (44)$$

其中， $N_C = 1600$ 是一个定值， M_{PN} 表示 Gold 序列的长度，在本文中与频域 DMRS 序列的长度相同， $x_1^{\text{Gold}}(n)$ 与 $x_2^{\text{Gold}}(n)$ 是两个长度相等的 m 序列，生成方式分别为：

$$x_1^{\text{Gold}}(n + 31) = (x_1^{\text{Gold}}(n + 3) + x_1^{\text{Gold}}(n)) \bmod 2, \quad (45)$$

$$x_2^{\text{Gold}}(n + 31) = (x_2^{\text{Gold}}(n + 3) + x_2^{\text{Gold}}(n + 2) + x_2^{\text{Gold}}(n + 1) + x_2^{\text{Gold}}(n)) \bmod 2. \quad (46)$$

$x_1^{\text{Gold}}(n)$ 序列的初始条件是固定的，为：

$$x_1^{\text{Gold}}(0) = 1, x_1^{\text{Gold}}(n) = 0, n = 1, 2, \dots, 30, \quad (47)$$

$x_2^{\text{Gold}}(n)$ 序列的初始条件由 g_{init} 决定。 g_{init} 的生成表

达式为：

$$g_{\text{init}} = (2^{17} (N_{\text{symb}}^{\text{slot}} \cdot n_{\text{s,f}} + \nu + 1) (2N_{\text{ID}}^{\text{SCID}} + 1) + 2N_{\text{ID}}^{\text{SCID}} + n_{\text{SCID}}) \bmod 2^{31}, \quad (48)$$

其中， $N_{\text{symb}}^{\text{slot}} = 14$ 是每个时隙中的 OFDM 符号个数，

$n_{\text{s,f}}$ 是系统帧中的时隙索引，本文中设置为 $n_{\text{s,f}} = 15$ ， ν

是时隙中的 OFDM 符号索引，在本文中设置为时隙结构

中第一个 DMRS 的索引，即 $\nu = 2$ ， $N_{\text{ID}}^{\text{SCID}}$ 和 n_{SCID} 与系统

配置及高层参数加扰标识 (scrambling identity, SCID)

有关，本文中设置为 $N_{\text{ID}}^{\text{SCID}} = 0$ ， $n_{\text{SCID}} = 0$ 。因此可得

$$g_{\text{init}} = 27918336。$$

生成 g_{init} 后，将其拆分为 2 的幂的和后的系数即为

$x_2^{\text{Gold}}(n)$ 序列的初始条件，即：

$$g_{\text{init}} = \sum_{i=0}^{30} x_2^{\text{Gold}}(i) \cdot 2^i. \quad (49)$$

获得 $x_1^{\text{Gold}}(n)$ 序列与 $x_2^{\text{Gold}}(n)$ 序列的初始条件后，先

根据式(45)、式(46)分别生成长度为 $N_C + M_{\text{PN}}$ 的完整

$x_1^{\text{Gold}}(n)$ 、 $x_2^{\text{Gold}}(n)$ ，然后根据式(44)即可生成进行加权的

PN 序列 $p(k)$ 。

通过 PN 加权，可以增强接收 DMRS 序列与本地 DMRS 序列之间的相关性，并增强信号与噪声之间的区分度，使 DMRS 更容易被检测和提取。仿真差分间隔取值为 $M_1 = N/2 - 2$ ， $M_2 = N/2 + 2$ ，信噪比为 0dB 的加性高斯白噪声 (additive white Gaussian noise, AWGN) 信道下的同一次同步过程的未加权与加权多差分间隔累计联合双相关算法的归一化定时度量函数曲线，并进行对比。仿真结果如图 5 所示。

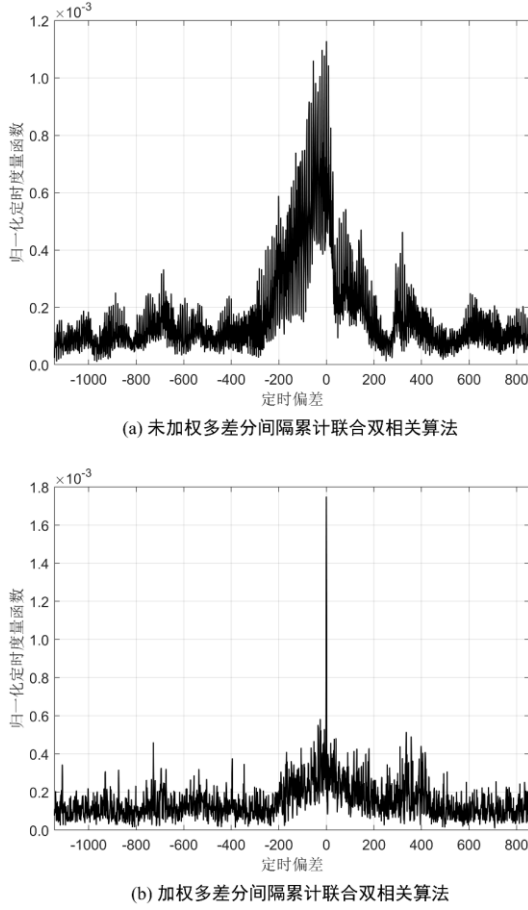


图5 多差分间隔累计联合双相关算法的归一化定时度量函数曲线

Fig. 5 Normalized timing measure function curve of joint double correlation algorithm for multiple difference interval accumulations

由图5可得,未加权多差分间隔累计联合双相关算法的归一化定时度量函数曲线存在一个呈密集均匀的梳状分布的峰值“平台”,且相关峰值与邻近脉冲相关值的差距很小,在低信噪比条件下时偏估计性能会有较大损失;而加权多差分间隔累计联合双相关算法不仅消除了归一化定时度量函数的峰值平台,生成了一个十分尖锐的度量峰值,而且其度量峰值的幅度比未加权多差分

间隔累计联合双相关算法的度量峰值的幅度大,因此在理论上可以有效提高时偏估计性能。

对于时偏估计,采用捕获概率与均方差(mean squared error, MSE)作为估计性能评估指标。当时偏估计值 \hat{d} 与实际定时偏差 θ 完全相等时,则认为是一次成功的捕获;时偏MSE用来评估时偏估计精度,其计算过程表示为:

$$\text{MSE}_\theta = \frac{1}{Q} \sum_{q=1}^Q (\hat{d}(q) - \theta)^2, \quad (50)$$

其中, Q 表示仿真实验的次数。

对于频偏估计,采用MSE作为估计性能评估指标。

频偏MSE的计算过程表示为:

$$\text{MSE}_\varepsilon = \frac{1}{Q} \sum_{q=1}^Q (\hat{\varepsilon}(q) - \varepsilon)^2. \quad (51)$$

本文的系统模型是一个完整的链路仿真模型,因此采用误码率(bit error rate, BER)作为直观的算法可用性评估指标。由于Ka频段的LEO卫星链路级模型为平坦衰落信道^[19],仿真信道将采用AWGN信道。

由式(9)和式(24)可得,多差分间隔累计联合双相关算法与可变差分间隔互相关算法的频偏估计范围随着 m 的增大变化趋势相反,并且增大频偏估计范围需要牺牲MSE^[23],因此比较频偏估计性能时使三种算法的CFO估计范围接近。选择 $N/2$ 附近连续的多个差分间隔来对三种算法的性能进行比较。令 $M_1 = N/2 - 2$, $M_2 = N/2 + 2$ 。仿真结果如图6所示。

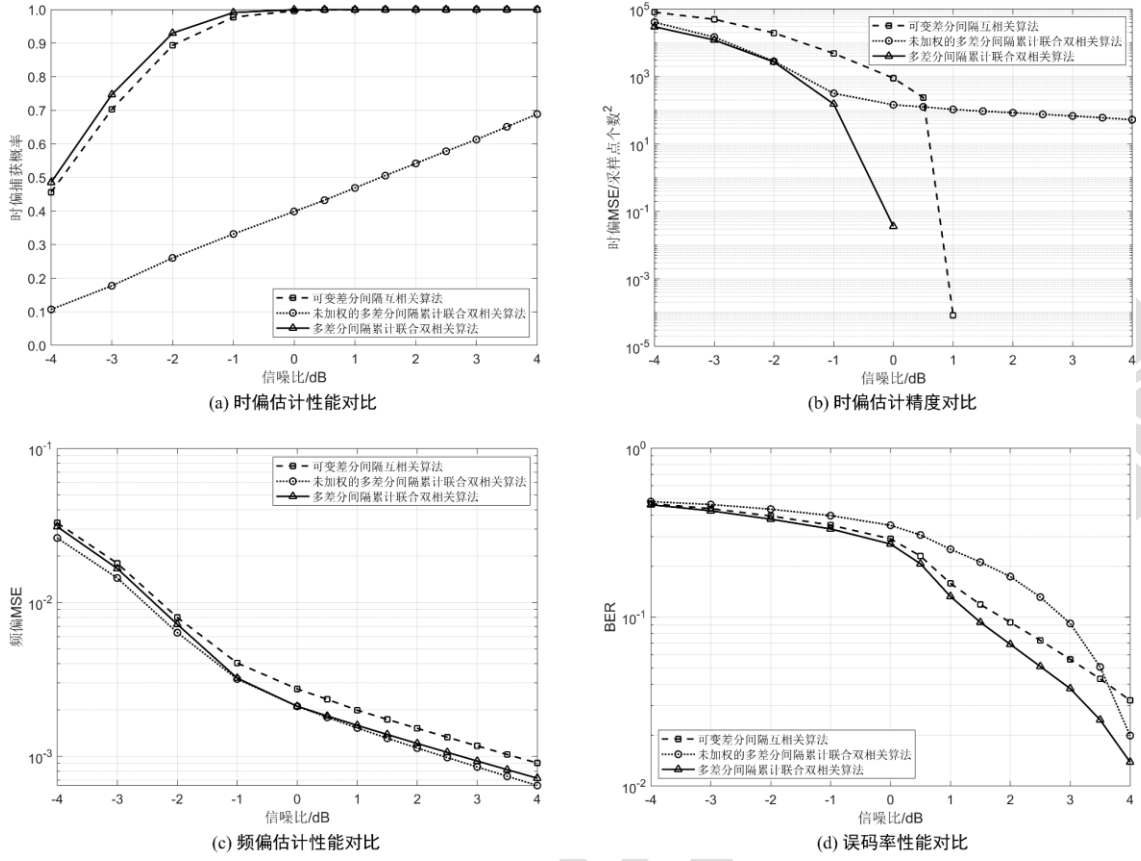


图 6 时频偏估计性能对比 ($M_1 = N/2 - 2$, $M_2 = N/2 + 2$)

Fig. 6 Comparison of estimation performance of timing and frequency offset

由图 6 可得, 多差分间隔累积联合双相关算法的时偏估计性能相比于其他两种算法, 有不同程度的提高, 略优于可变差分间隔互相关算法, 明显优于未进行 PN 加权的多差分间隔累积联合双相关算法; 时偏估计精度优于其他两种算法, 且随着信噪比的增加而急剧提升。多差分间隔累积联合双相关算法的频偏估计性能与未进行 PN 加权的多差分间隔累积联合双相关算法接近, 但优于可变差分间隔互相关算法。多差分间隔累积联合双相关算法的误码率性能优于其他两种算法, 但此时三种算法的频偏估计范围近似在 -1 到 1 之间, 远大于设定的归一化 CFO, 则频偏估计误差会在更广泛的范围内产生, 频偏估计值可能会偏离实际频偏值更远, 因此在低信噪比下的可用性均不佳。

第一种 M_1 、 M_2 取值下三种算法的频偏估计范围近似在 -1 到 1 之间, 远大于设定的 CFO, 因此需要选取更适合的 M_1 、 M_2 来缩小频偏估计范围, 并兼顾时偏估计性能。根据前文所述, 所提多差分间隔累积联合双相关算法随着 m 的减小, 时偏估计精度提高, 频偏估计范围减小、估计精度提高, 因此可以缩小 M_1 、 M_2 取值。而可变差分间隔互相关算法的时偏与频偏估计性能仅在 $N/2$ 附近能达到较好的平衡, 也就是说, 当 M_1 、 M_2 取值从 $N/2$ 靠近 1 时, 可变差分间隔互相关算法的时偏捕获概率与时偏 MSE 提升, 频偏 MSE 却可能严重恶化, 这是可变差分间隔互相关算法的不足之处。图 7 为 $M_1 = 1$, $M_2 = 4$ 时三种算法的仿真结果。

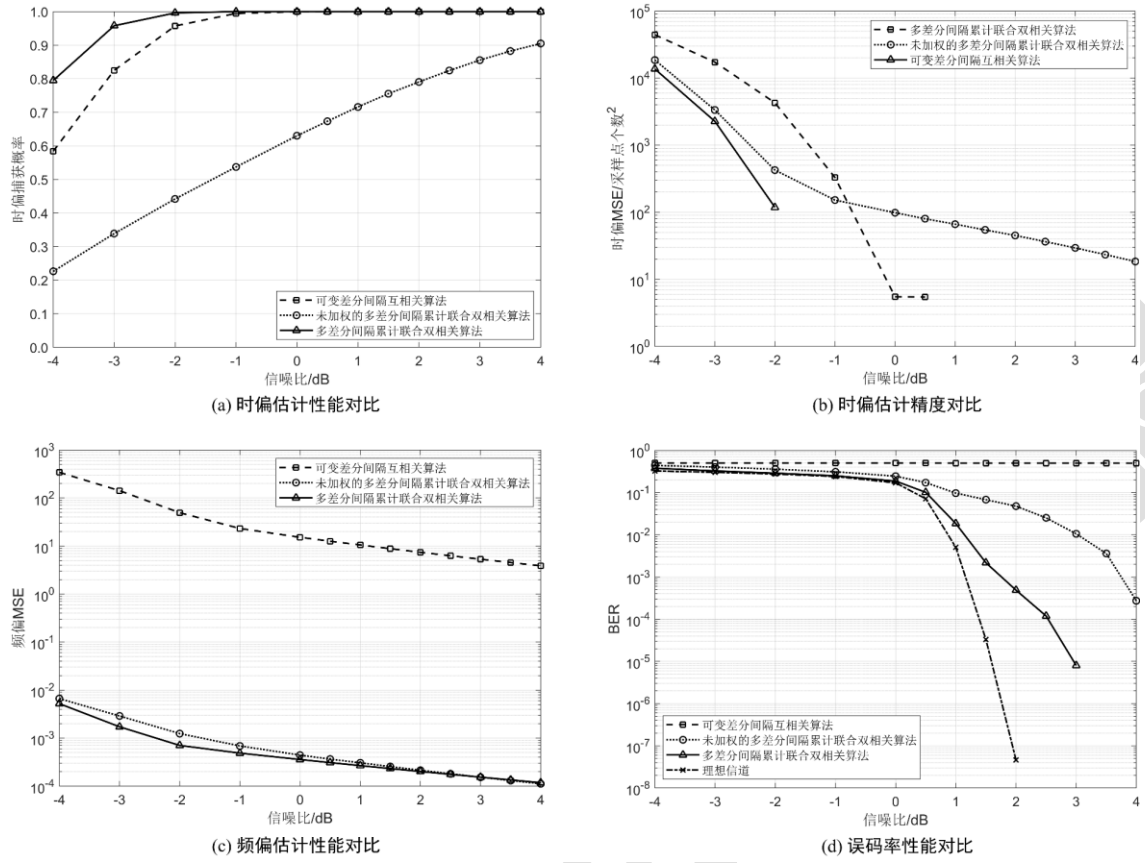


图 7 时频偏估计性能对比 ($M_1 = 1$, $M_2 = 4$)

Fig. 7 Comparison of estimation performance of timing and frequency offset with second values

由图 7 可得, 多差分间隔累计联合双相关算法的时偏估计性能、时偏估计精度和频偏估计性能均优于其他两种算法; 误码率性能在达到 10^{-5} 时相比于无时偏、频偏的理想信道仅损失了约 1.5dB, 说明所提算法在实际应用中具有一定的可用性。图 7 和图 6 对比可得, 所提多差分间隔累计联合双相关算法的 M_1 、 M_2 取值在能估计出实际频偏的选择范围内越小, 时偏和频偏估计性能越好。

4 结论

时频同步是融合 5G 体制的 LEO 卫星通信系统的关键技术之一, 为提高时频偏联合估计的精度, 本文在可变差分间隔互相关算法的基础上, 结合 ZC 序列的性质, 提出了一种基于加权内置同步序列的多差分间隔累计

联合双相关算法。通过相关接收序列与本地序列的局部差分矩阵, 并简化差分矩阵迭代过程, 有效改善了毫米波频段上行业务数据信道的时频偏联合估计性能。通过仿真实验对比, 本文所提算法较已有算法在消耗相同计算资源的同时, 具有更优良的综合同步性能, 时偏捕获概率与频偏 MSE 在不同差分间隔取值下均有一定程度的提升。且已有算法的可用差分间隔取值十分有限, 仅在 $N/2$ 附近时频偏估计性能能够取得较好平衡, 本文所提算法扩展了差分间隔的选取范围, 验证了改进算法的实用性。

参考文献

- [1] 陈山枝. 关于低轨卫星通信的分析及我国的发展建议 [J]. 电信科学, 2020, 36(6): 1-13. DOI:

- 10.11959/j.issn.1000-0801.2020181.
- [2] 3GPP TS 38.300. NR; NR and NG-RAN overall description; stage 2 (Release 17)[S/OL]. (2022-09-29)[2024-02-19].
<https://portal.3gpp.org/desktopmodules/Specifications/SpecificationDetails.aspx?specificationId=3191>.
- [3] Evans B G. The role of satellites in 5G[C]//2014 7th Advanced Satellite Multimedia Systems Conference and the 13th Signal Processing for Space Communications Workshop (ASMS/SPSC). September 8-10, 2014, Livorno, Italy. IEEE, 2014: 197-202. DOI: 10.1109/ASMS-SPSC.2014.6934544.
- [4] Lin J N, Hou Z W, Zhou Y Q, et al. Map estimation based on Doppler characterization in broadband and mobile LEO satellite communications[C]//2016 IEEE 83rd Vehicular Technology Conference (VTC Spring). May 15-18, 2016, Nanjing, China. IEEE, 2016: 1-5. DOI: 10.1109/VTCSpring.2016.7504336.
- [5] Liu Y Q, Su Y T, Zhou Y Q, et al. Frequency offset estimation for high dynamic LEO satellite communication systems[C]//2019 11th International Conference on Wireless Communications and Signal Processing (WCSP). October 23-25, 2019, Xi'an, China. IEEE, 2019: 1-6. DOI: 10.1109/WCSP.2019.8927983.
- [6] Zhao Q, Hu Y Q, Pang Z Y, et al. Beam hopping for LEO satellite: challenges and opportunities[C]//2022 International Conference on Culture-Oriented Science and Technology (CoST). August 18-21, 2022, Lanzhou, China. IEEE, 2022: 319-324. DOI: 10.1109/CoST57098.2022.00072.
- [7] van de Beek J J, Sandell M, Borjesson P O. ML estimation of time and frequency offset in OFDM systems[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1997, 45(7): 1800-1805. DOI: 10.1109/78.599949.
- [8] Ramasubramanian K, Baum K. An OFDM timing recovery scheme with inherent delay-spread estimation[C]//GLOBECOM'01. IEEE Global Telecommunications Conference. November 25-29, 2001, San Antonio, TX, USA. IEEE, 2001: 3111-3115. DOI: 10.1109/GLOCOM.2001.965999.
- [9] 李颖. 基于循环前缀的 OFDM 同步算法仿真分析[J]. 信息化研究, 2017, 43(1): 29-31, 41.
- [10] Schmidl T M, Cox D C. Robust frequency and timing synchronization for OFDM[J]. IEEE Transactions on Communications, 1997, 45(12): 1613-1621. DOI: 10.1109/26.650240.
- [11] Minn H, Zeng M, Bhargava V K. On timing offset estimation for OFDM systems[J]. IEEE Communications Letters, 2000, 4(7): 242-244. DOI: 10.1109/4234.852929.
- [12] Liu G H, Wang Y X. A joint estimation algorithm for symbol timing offset and carrier frequency offset of OFDM signals based on strongly related sequences[C]//2020 Asia-Pacific Conference on Image Processing, Electronics and Computers (IPEC). April 14-16, 2020, Dalian, China. IEEE, 2020: 292-296. DOI: 10.1109/IPEC49694.2020.9115178.
- [13] 宫丰奎, 文妮, 李果, 等. 基于 CAZAC 序列的低复杂度抗频偏同步算法[J]. 通信学报, 2021, 42(2): 64-

71. DOI: 10.11959/j.issn.1000-436x.2021038.
- [14] 杨阳. 卫星 GFDM 系统传输性能优化技术研究[D]. 成都: 电子科技大学, 2020.
- [15] Zhen L, Wang Y, Yu K P, et al. Reliable uplink synchronization maintenance for satellite-ground integrated vehicular networks: a high-order statistics-based timing advance update approach[J]. IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems, 2023, 24(2): 2097-2110. DOI: 10.1109/TITS.2021.3131816.
- [16] 赵文超, 刘祖深, 许虎. 基于 DMRS 联合频偏估计方法及应用[J]. 电子测量与仪器学报, 2021, 35(11):170-176. DOI: 10.13382/j.jemi.B2104019.
- [17] Zhao Y H, Zhao X, Wang Y B, et al. A frequency offset estimation/tracking algorithm based on TRS for 5G NR[C]//2023 IEEE/ACIS 23rd International Conference on Computer and Information Science (ICIS). Jun 23-25, 2023, Wuxi, China. IEEE, 2023: 120-123. DOI: 10.1109/ICIS57766.2023.10210236.
- [18] Abdzadeh-Ziabari H, Zhu W P, Swamy M N S. Joint maximum likelihood timing, frequency offset, and doubly selective channel estimation for OFDM systems[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2018, 67(3): 2787-2791. DOI: 10.1109/TVT.2017.2728008.
- [19] 3GPP TR 38.811. Study on new radio (NR) to support non-terrestrial networks (Release 15)[S/OL]. (2022-10-08)[2024-02-19].
<https://portal.3gpp.org/desktopmodules/Specifications/SpecificationDetails.aspx?specificationId=3234>.
- [20] 3GPP TS 38.211. NR; physical channels and modulation (Release 17)[S/OL]. (2022-09-21)[2024-02-19].
<https://portal.3gpp.org/desktopmodules/Specifications/SpecificationDetails.aspx?specificationId=3213>.
- [21] He L F, Yang F. Robust timing and frequency synchronization for TDS-OFDM over multipath fading channels[C]//2010 IEEE International Conference on Communication Systems. November 17-19, 2010, Singapore. IEEE, 2010: 451-455. DOI: 10.1109/ICCS.2010.5686609.
- [22] Abdzadeh-Ziabari H, Shayesteh M G. Sufficient statistics, classification, and a novel approach for frame detection in OFDM systems[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2013, 62(6): 2481-2495. DOI: 10.1109/TVT.2013.2240027.
- [23] Kaur S, Singh H, Sappal A S. Carrier frequency offset estimation for OFDM systems using time/frequency-domain techniques[J/OL]. International Journal of Advanced Research in Computer Science and Electronics Engineering, 2012, 1(2): 154-160[2024-02-19].
<https://citeseerx.ist.psu.edu/viewdoc/download?doi=10.1.1.1005.5974&rep=rep1&type=pdf>.