

一种航空集群机间协同高精度时钟自同步方法

尚耀波^{1,2}, 林晋福^{1,2}, 任宝祥^{1,2}, 李哲^{1,2}, 雷鹏飞^{1,2}

(1. 空军工程大学空管领航学院, 西安, 710051; 2. 陕西省电子信息系统系统集成重点实验室, 西安, 710051)

摘要 航空集群机间协同高精度时钟同步是影响机间协同作战效能的关键技术之一。围绕航空集群节点间的高精度时钟同步问题, 提出了一种高精度时钟自同步算法。以询问-应答同步原理为基础, 通过分析航空节点的相对运动对同步精度的影响, 推导了包含相对径向运动速度变量的同步误差解算方程。在此基础上, 提出了基于分段相关与频域处理的伪码捕获算法, 该捕获算法具有较强的抗多普勒频移能力。仿真实验表明, 该算法可以有效消除相对运动引起的时钟同步误差, 具有较高的信号到达时间(TOA)、多普勒频偏估计精度和较低的计算复杂度。

关键词 航空集群; 任务协同; 高精度时钟同步; TOA估计; 多普勒频移

DOI 10.3969/j.issn.2097-1915.2025.04.003

中图分类号 V241.5; TN911.3 **文献标志码** A **文章编号** 2097-1915(2025)04-0019-11

A High Precision Clock Self Synchronization Method for Inter Aircraft Cooperation of Aviation Swarm

SHANG Yaobo^{1,2}, LIN Jinfu^{1,2}, REN Baoxiang^{1,2}, LI Zhe^{1,2}, LEI Pengfei^{1,2}

(1. Air Traffic Control and Navigation School, Air Force Engineering University, Xi'an 710051, China;
2. Shaanxi Key Laboratory of Meta-Synthesis for Electronic and Information System, Xi'an 710051, China)

Abstract Whether to synchronize high-precision for their clocks inter aircraft cooperation in aviation swarm is one of key technologies in imposing restriction on the effective cooperation among aircraft. And a high-precision clock self synchronization algorithm is proposed. Taking RTT synchronization as the principle, a synchronization error solution equation containing relative radial motion velocity variables is derived by analyzing the impact of relative motion of aviation nodes on synchronization accuracy. On this basis, a pseudo code acquisition algorithm is proposed based on segmented correlation and frequency domain processing, and the algorithm has a comparative strong ability in anti-Doppler frequency shift. The simulation experiments show that this algorithm can effectively eliminate clock synchronization errors caused by relative motion with the signal time of arrival (TOA) estimation and the Doppler frequency offset estimation being high in accuracy, and low in computational complexity.

Key words aviation swarm; task collaboration; high precision clock synchronization; TOA estimation; Doppler shift

收稿日期: 2024-11-28

基金项目: 陕西省自然科学基金基础研究计划资助项目(2024JC-YBMS-501)

作者简介: 尚耀波(1983-), 男, 河北石家庄人, 讲师, 硕士, 研究方向为航空集群技术。E-mail: 360955822@qq.com

通信作者: 任宝祥(1973-), 男, 河北承德人, 副教授, 研究方向为航空集群技术。E-mail: 3081640@qq.com

引用格式: 尚耀波, 林晋福, 任宝祥, 等. 一种航空集群机间协同高精度时钟自同步方法[J]. 空军工程大学学报, 2025, 26(4): 19-29. SHANG Yaobo, LIN Jinfu, REN Baoxiang, et al. A High Precision Clock Self Synchronization Method for Inter Aircraft Cooperation of Aviation Swarm[J]. Journal of Air Force Engineering University, 2025, 26(4): 19-29.

未来航空集群作战可以产生很多新的作战样式,通过航空集群组网可完成多机无源探测、协同有源电子干扰、自主编队导航并对目标进行精确打击。航空集群机间的高精度时钟同步是实现上述协同任务的一个关键技术问题^[1]。以航空集群多机协同无源定位为例,为了提升战场生存率,飞机在一定条件下需要保持雷达静默,但雷达静默会导致飞机丧失主动探测能力。“隐身”的同时却成为了“瞎子”,严重制约了飞机的战场态势感知。航空集群多机协同无源定位能在己方雷达静默条件下实现对目标的精准探测与定位,是增强战场感知能力的一个重要技术手段。基于到达时间(time of arrival, TOA)估计的多机时差定位方法是实现航空集群精确制导火控级协同定位精度的有效途径之一。该方法的基本原理是通过测量目标辐射源到不同测量站之间的到达时间差进行定位。为了精确测量信号的到达时差,测量站之间必须能够做到时钟精确同步。时钟同步使网内各节点在完成协同任务时处于同一时间基准,同步的精度关系着协同任务系统性能的好坏,甚至决定着协同任务的成败。

高精度时钟同步实现手段主要有 2 种,一种是基于卫星授时系统的外同步方式^[2],这种方式的优点是授时精度高,覆盖范围广。但卫导信号存在固有的脆弱性,极易受电磁、遮挡环境的影响,在遂行军事任务时容易受到干扰^[3]。另一种是基于机间通信网络系统的自同步方式。该方式主要有 2 个优点:一是为时分多址通信网络(time division multiple access, TDMA)提供节点间的同步时钟,二是可对实现机间相对导航功能提供支撑^[4]。进一步地,自同步方式可细分为单向时间同步和双向时间同步^[5],其中,双向时间同步对信号传输时间的估计更为精确,更多应用于需要较高同步精度的场景中^[6-8], Link-16 即为其典型应用代表。网络时间协议(network time protocol, NTP)^[9]和精准时间协议(precision time protocol, PTP)^[10]是 2 种最为常见的使用双向时间同步方法的时间同步协议。文献^[11]给出了基于 PTP 原理的同步方法,解决了 TDMA 通信网络的时钟同步问题,但同步精度较低。文献^[6~7]在基于 PTP 原理基础提出了一种基于最小二乘法原理提高定时精度的 PTP-MLS 算法,精度达到了纳秒级。文献^[8]推导了卫星相对运动条件下的时钟同步误差估计表达式,给出了最低估计误差的条件和多次测量减少误差的方法,但该方法在进行补偿时需得到卫星运动的先验信息,并不适用于航空集群高机动的运动场景。文献^[9~10]主要聚焦于同步算法的机理与 TOA 的测量精度,

但没有考虑节点的移动性,除了造成询问信息传输路径与应答信息传输路径距离不一致,还会产生多普勒频偏,影响相关峰的捕获,导致较大的同步误差。文献^[12]针对运动状态未知的节点同步问题,提出了使用锚定节点辅助的双向时间同步方法,并使用高斯-牛顿迭代法对运动节点的位置、钟差、频偏和速度进行联合估计。文献^[13]以 RTT-REP 原理为基础,分析了系统机动条件下节点的移动性对同步精度的影响,提出了基于状态共享消除机动误差的算法。文献^[12~13]都需要获取基准节点的准确位置信息,但在航空集群具体应用环境中很难获取该信息。

综上所述,航空集群之间的高机动、远距离传输等特性对时钟精确自同步带来严重挑战。现有的自同步方法很少考虑这一问题,导致同步精度较低,无法支撑火控级的高精度无源协同定位应用场景。部分研究虽然考虑了运动场景,但也需要获取基准节点的准确位置信息,无法应用在航空集群协同作战中。本文针对高速相对运动条件下航空集群节点间的高精度时钟同步问题,以询问-应答时钟同步原理为基础,推导分析航空节点间相对运动对同步精度的影响,通过引入相对径向运动速度变量,估计计算了询问与应答时刻的距离差值,并对时钟同步方程进行修正。针对相对运动引起的大频偏,提出了基于分段相关与频域处理的伪码捕获算法,在保证 TOA 估计精度与多普勒频偏估计精度的前提下,降低了数据处理的运算量。

1 高精度时钟同步模型及问题描述

基于询问-应答同步原理的航空集群节点间的高精度时钟同步过程^[13]如图 1 所示。询问用户 A 节点和应答用户 B 节点分别为 2 个待同步的飞行器,应答用户 B 节点为时钟基准节点。假设询问用户 A 节点和应答用户 B 节点处于静止状态,2 个节点之间的时钟同步误差为 ϵ , A 节点需要向 B 节点建立时钟同步,测量流程如下:

1) 询问用户 A 节点在本地时隙的起始时刻 T_s 发送 RTT(round-trip time)询问信号,信号传播时间为 T_{p1} 。

2) 应答用户 B 节点接收询问信号,本地通过 TOA 估计算法,测出询问消息到达时间,记为 TOA_i 。

3) 应答用户 B 节点收到 RTT 询问信号后,在 B 节点本地时钟 T_d 时刻向 A 节点发送 RTT 应答信号,并将 2 个时间值 TOA_i 和 T_d 通过数据包传

给 A 节点,信号传播时间为 T_{p2} 。

4)A 节点接收 RTT 应答信号,本地通过 TOA 估计算法,测出应答消息到达时间,记为 TOA_r 。

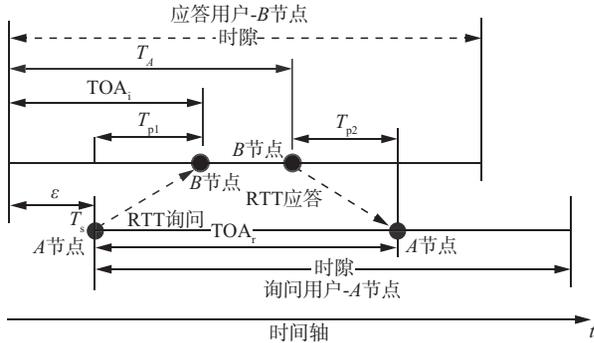


图 1 基于询问-应答的时钟自同步原理示意图

Fig. 1 Schematic diagram of clock self synchronization principle based on RTT

通过以上测量过程,A 节点得到 3 个时间测量值 T_d 、 TOA_i 、 TOA_r ,由于 2 个节点相对静止,询问信号与应答信号传播距离相等,可得方程:

$$\begin{cases} \epsilon + T_{p1} = TOA_i \\ T_d + T_{p2} = \epsilon + TOA_r \\ T_{p1} = T_{p2} \end{cases} \quad (1)$$

因此可得:

$$\epsilon = (TOA_i - TOA_r + T_d)/2 \quad (2)$$

上述模型中 TOA 的测量是实现高精度同步的关键,TOA 的测量一般利用 PN 码相关函数的对称性,通过延迟锁相环得到鉴相曲线,然后计算鉴相曲线中间位置的零值点的横坐标来确定 PN 码的相位,如图 2 所示。

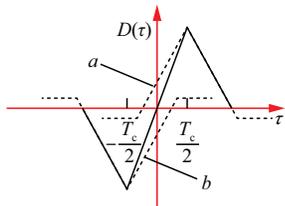


图 2 延迟锁相环鉴相曲线示意图

Fig. 2 Schematic diagram of phase detection curve of D-PLL

图中, T_c 为 PN 码的码片周期;虚线 a 为超前的自相关曲线,即将 $R(\tau)$ 右移 $T_c/2$ 得到的 $R(\tau - T_c/2)$;虚线 b 为滞后的相关曲线且取了负值,即 $R(\tau)$ 左移 $T_c/2$ 后再取负得到的 $-R(\tau + T_c/2)$;实线 $D(\tau)$ 为鉴相曲线,它是由虚线 a 和虚线 b 求和得到。综上,鉴相曲线可表示为:

$$D(\tau) = R(\tau - T_c/2) - R(\tau + T_c/2) = \begin{cases} 2R(0)\tau/T_c, & -T_c/2 \leq \tau \leq T_c/2 \\ R(0)(\tau - 3T_c/2)/-T_c, & T_c/2 < \tau < 3T_c/2 \\ R(0)(\tau + 3T_c/2)/T_c, & -T_c/2 < \tau < -T_c/2 \\ 0, & \text{others} \end{cases} \quad (3)$$

为了提高 TOA 的估计精度,经常采用线性拟合的方式实现,常用的线性拟合方法有基于快速傅立叶变换(FFT)方法、两点线性内插法、三点线性内插法和三点二次插值法^[14]。

上述模型假设 2 个节点是相对静止的,当节点 A 和 B 处于相对运动状态时,传播距离 $T_{p1} = T_{p2}$ 的条件将不成立,上述模型将产生误差,影响同步性能。对于 TDMA 网络,同步精度为微秒量级,相对运动引起的误差可忽略不计。但对于航空集群无源协同探测、协同干扰等功能,需要的同步精度须达到纳秒级^[13],因此必须消除相对运动造成的同步误差。

由于相对运动会产生多普勒效应,导致收发信号的中心频率发生偏移,影响 PN 码相关函数的性能,最终影响时钟自同步精度。例如在典型应用场景中,目前的航空器最大巡航速度不超过 $2.5 Ma$,考虑相向飞行时,两机之间最大速度不高于 $5 Ma$,假设工作频率为 20 GHz,则多普勒频移高达 113 kHz,有效相关周期为 4.4 us,将严重影响 PN 码相关函数的抗噪能力。因此有必要针对相对运动条件下设计高精度自同步算法。通过以上分析,相对运动条件下的高精度时钟自同步问题可以分解为以下问题:

1)在 $T_{p1} \neq T_{p2}$ 条件下,如何有效估计 ϵ ,使同步精度达到纳秒级 R. M. S。

2)如何计算兼顾抗噪能力与抗多普勒频移的 PN 码相关函数,获得较高精度的 TOA 估计值与多普勒频偏值。

2 相对运动条件下高精度时钟自同步

2.1 相对运动条件下的高精度时钟自同步模型

完成 1 次精同步过程处理时间一般为毫秒级,在目前的飞行器中,加速度为 10 g 以内,假设双向相向加速机动时,最大加速度为 20 g,可以推算出,10 ms 的时间内,航空器的最大速度变化为 1 m/s,产生的位移最大变化为 0.01 m,该距离变化引起的电磁波传输时延变化为 3.33×10^{-11} s,可以忽略不计,因此在精同步的处理过程中可以假设飞机的相对运动为匀速运动。同时考虑到应用场景中 2 个节点距离一般为 10 km 以上,可以证明当相对运动速度为 1 700 m/s,相对距离 10 km,应答时间为 10 ms 时,用径向运动速度代替相对运动速度,引起的径向距离误差最大为 0.014 4 m,引起的同步误差为 4.8×10^{-11} s,也可以忽略不计,因此在研究相对运动条件时,只考虑径向运动速度。相对运动条

件下同步过程如图 3 所示。

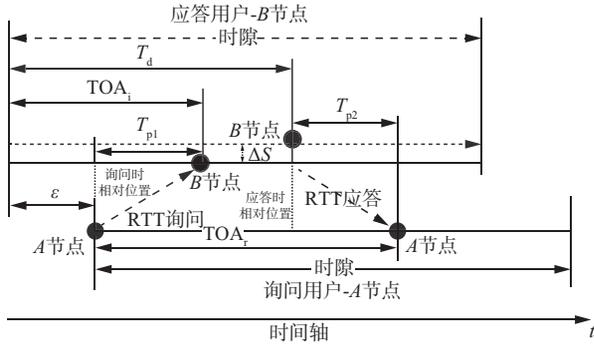


图 3 相对运动条件下时钟自同步原理示意图

Fig. 3 Schematic diagram of clock self synchronization principle under relative motion conditions

假设 A 节点发送 RTT 询问消息时 A 节点与 B 节点距离为 S_1 、节点 A、B 的相对径向速度为 v ，B 节点发送 RTT 应答消息时 A 节点与 B 节点距离为 S_2 ， $\Delta S = S_2 - S_1$ 为传输过程中的距离变化量。根据相对论原理，无论 2 个节点是否运动，电磁波的传输速度始终为光速 c ^[15]，当相对距离为 S_1 时，有 RTT 询问信号到达 B 节点的时间估计值为：

$$\hat{TOA}_i = \epsilon + T_{p1} + \delta_i = \epsilon + S_1/c + \delta_i \quad (4)$$

式中： δ_i 为 \hat{TOA}_i 的估计误差，时钟测量误差主要由环境噪声引起，假设 $\delta_i \sim N(\mu, \sigma^2)$ ，符合高斯分布。

关于 B 节点发送 RTT 应答消息的时刻 T_d 有 2 种实现方法，一是估计出 \hat{TOA}_i ，固定延迟一个时间 Δt 进行发送，即 $T_d = \hat{TOA}_i + \Delta t$ ， $\Delta t \geq t_p$ ；二是在一个固定时刻发送，即 $T_d, T_d > \hat{TOA}_i + t_p$ ， t_p 为信息处理时间。当采用第 1 种实现方式时， T_d 时刻 B 节点发送 RTT 应答消息时两节点之间的距离为 S_2 ，则：

$$\hat{TOA}_r = T_d - \epsilon + T_{p2} + \delta_r = T_d - \epsilon + S_2/c + \delta_r \quad (5)$$

式中： δ_r 为 \hat{TOA}_r 的估计误差，时钟测量误差主要由环境噪声引起，假设 $\delta_r \sim N(\mu, \sigma^2)$ ，符合高斯分布。

由于：

$$\Delta S = S_2 - S_1 = v(T_d - \epsilon) \quad (6)$$

将式(6)代入式(5)得：

$$\hat{TOA}_r = T_d - \epsilon + S_1/c + v(T_d - \epsilon)/c + \delta_r \quad (7)$$

联立式(2)与式(7)得到：

$$\epsilon = \frac{c(\hat{TOA}_i - \hat{TOA}_r + T_d - \delta_i + \delta_r) + vT_d}{2c + v} \quad (8)$$

令 $\delta = \delta_r - \delta_i$ ，则 $\delta \sim N(0, 2\sigma^2)$ ，仍然服从高斯分布。

代入式(8)，得到相对运动条件下的时钟同步误差估计值：

$$\epsilon = \frac{c(\hat{TOA}_i - \hat{TOA}_r + T_d + \delta) + vT_d}{2c + v} \quad (9)$$

如果只考虑噪声引起的时钟测量误差，不考虑相对运动带来的估计误差，重写式(2)得到：

$$\epsilon' = \frac{\hat{TOA}_i - \hat{TOA}_r + T_d + \delta}{2} \quad (10)$$

通信节点机动所带来的误差 $\Delta\epsilon = \epsilon' - \epsilon$ ，通过联立式(9)与式(10)得到：

$$\Delta\epsilon = \frac{v(\hat{TOA}_i - \hat{TOA}_r + T_d + \delta) + vT_d}{2(2c + v)} \quad (11)$$

从式(9)中可以看到，相对运动条件下的时钟误差与相对运动速度密切相关，只要能估计出相对运动速度 v ，即可消除相对运动带来的同步误差，相对运动速度可以通过收发信号间多普勒频移估计测量。当 B 节点收到的 RTT 询问信号，利用伪码相关函数进行信号捕获时，获得收发节点之间的载波频差 $\Delta f_i = f_d + f_\delta + n_i$ ，其中 f_d 为多普勒频移， f_δ 为收发端机的工作时钟漂移， $n_i \sim N(\mu_n, \sigma_n^2)$ 为载波频差的噪声误差。同理，当 A 节点收到 RTT 应答信号时，获得收发节点之间的载波频差 $\Delta f_r = f_d - f_\delta + n_r$ ， $n_r \sim N(\mu_n, \sigma_n^2)$ 为载波频差的噪声误差，因此，A 节点可以计算出多普勒频移为 $f_d = (\Delta f_i - \Delta f_r + n_i - n_r)/2$ ，根据多普勒频移公式 $f_d = f_0 v/c$ 得：

$$\hat{v} = (\Delta f_i - \Delta f_r + n_i - n_r)c/f_0 \quad (12)$$

式中： f_0 为信号射频频率。该速度的估计方式由于受噪声影响，会影响最终的同步误差精度，可以通过增加伪码长度提高信噪比来改善^[16]。

2.2 抗多普勒频移的 TOA 估计算法

基于伪码相关函数估计信号到达时间的算法对频偏较为敏感，频偏值与伪码相关时间成反比，频偏值越大，相关时间越短，抗噪声能力越差，进而导致 TOA 估计精度降低，由理论分析可知^[17]，当频偏值 $\Delta f = 1/4T_c$ ，相关峰值下降 3 dB， T_c 为相关时间。通过载波同步算法可以消除频偏，但是在信噪比低于 10 dB 时这种算法效果会急剧恶化，有时甚至无法完成相关峰捕获。当前针对该问题主要解决方法有分段相关法、FFT 相关捕获算法和并行最大似然捕获算法等^[18]。本文提出一种基于分段相关与频域处理联合捕获的算法。分段相关与频域处理联合捕获算法原理如图 4 所示。

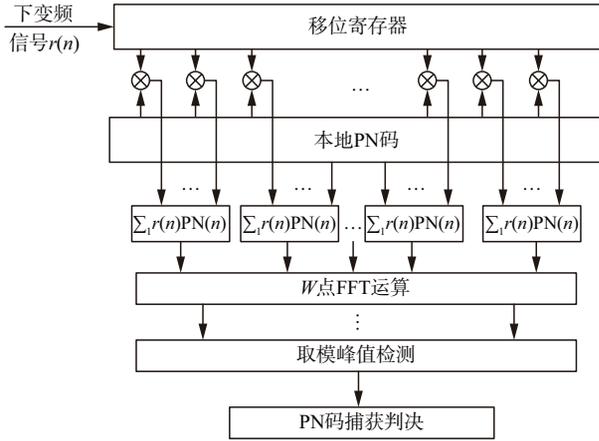


图4 分段相关与频域处理联合捕获原理图

Fig. 4 Schematic diagram of joint capture of segmented correlation and frequency domain processing

设接收到的信号经过模拟下变频、A/D 变换后信号为:

$$y(n) = \text{PN}(n) \exp[j(2\pi\Delta f n T_s + \varphi_0)] \quad (13)$$

式中: $\text{PN}(n)$ 为伪码序列; Δf 为信号的载波频偏; φ_0 为相位差; T_s 为采样频率, 不考虑噪声影响。

设 PN 序列是周期为 L , 采样频率是码片速率的 K 倍, 即每个 chip 采 K 个样点。在捕获阶段, 接收信号 PN 码是连续重复的, 将接收到的信号送入移位寄存器然后与本地码相乘。

设共有 M 个分段匹配滤波器, 每个分段匹配滤波器的匹配长度为 LK/M , 在本地码和接收序列码同步的情况下, 第 1 个分段匹配滤波器输出结果为:

$$R_1(0, \Delta f) = \frac{M}{KL} \sum_{n=0}^{KL/M-1} \text{PN}(n) y(n) = \frac{M \sin(\pi \Delta f T_s KL/M)}{KL \sin(\pi \Delta f T_s)} \exp\left[j\left(\frac{\pi \Delta f T_s KL}{M} + \varphi_0\right)\right] \quad (14)$$

同理, 第 i 个分段匹配滤波器的输出为:

$$R_i(0, \Delta f) = \frac{M}{KL} \sum_{n=(i-1)KL/M}^{iKL/M-1} \text{PN}(n) y(n) = R_1(0, \Delta f) \exp[j(\pi \Delta f T_s (i-1)KL/M)] \quad (15)$$

对 LK/M 个分段匹配滤波器的输出补零, 使其变为 W 点序列, 进行 W 点的 FFT 运算得:

$$Y(k) = \text{FFT}[R_i(0, \Delta f)] =$$

$$\sum_{i=1}^W R_i(0, \Delta f) \exp[j2\pi(i-1)k/W] = \frac{M \sin(\pi \Delta f T_s KL/M)}{KL \sin(\pi \Delta f T_s)} \exp[j(\pi \Delta f T_s KL/M + \varphi_0)] \cdot \frac{\sin(\pi W \Delta f T_s KL/M - \pi k)}{\sin(\pi \Delta f T_s KL/M - \pi k/W)} \exp\{j[\pi W(\Delta f T_s KL/M - k/W)]\} \quad (16)$$

式中: $k=0, 1, \dots, W-1$ 。

对 FFT 变换后的序列取模值:

$$|Y(k)| = \frac{1}{J} \xi(\Delta f) \zeta(\Delta f, k) \quad (17)$$

式中: $J = KL/M$ 为分段相关每段匹配滤波器长度;

$\xi(\Delta f) = \left| \frac{M \sin(\pi \Delta f T_s KL/M)}{KL \sin(\pi \Delta f T_s)} \right|$ 为分段相关累加

运算因子; $\zeta(\Delta f, k) = \left| \frac{\sin(\pi W \Delta f T_s KL/M - \pi k)}{\sin(\pi \Delta f T_s KL/M - \pi k/W)} \right|$ 为

W 点 FFT 运算幅值。

对于 $\xi(\Delta f)$, 由式(17)可知, 要使频偏对捕获性能影响在可接受范围之内, 则 $\pi J \Delta f T_s < \pi/2$, 即 $J < 1/2T_s \Delta f$, 如果在码片速率和 PN 周期一定的情况下需要在更大的频偏条件下实现捕获, 需要增加分段数目。当 $k = \Delta f T_s WKL/M$, $\zeta(\Delta f, k)$ 取得最大值, 此时判决出峰值则表明捕获完成, $\Delta \hat{f} = kM/WT_s KL$ 表示频偏。

针对上述算法进行运算量对比, 设置条件如下: 伪码长度为 L , 每个伪码分段个数为 M , 伪码分段长度为 L/M , 码片速率为 R_c , 采样率为 R_c 的 K 倍, 假设工作时钟为 $f_s = KR_c$ 。数字匹配滤波算法、分段相关算法、FFT 相关捕获算法、分段相关-频域处理算法的最大捕获时间和运算量。为简化分析, 以实现所需的乘法器个数和 FFT 核个数衡量各算法的复杂度。表 1 给出了上述设置条件下, 不同搜索方式的最大捕获时间和算法复杂度的对比结果。与直接进行 FFT 相关算法相比, 分段相关算法减少了 FFT 运算的长度, 降低了运算量。与直接时域分段相关算法相比, 频域处理算法没有在时域进行相关值的绝对值累加, 减少了噪声的累加, 提高了抗噪声能力。

表1 不同搜索方式捕获性能对比

Tab. 1 Comparison of capture performance between different search methods

捕获方式	最大捕获时间	乘法器个数	FFT 核个数	算法复杂度	抗频偏范围
数字匹配滤波算法	L/R_c	KL	0	中	低
分段相关算法	$(L+M)/R_c$	KL/M	0	低	中
FFT 相关捕获算法	$L/R_c + T_{\text{FFT}}(LK)$	KL	$KL - \text{FFT}$	高	高
分段-频域处理算法	$(L+M)/R_c + T_{\text{FFT}}(LK/M)$	KL/M	$KL/M - \text{FFT}$	中	高

注: $T_{\text{FFT}}(LK)$ 表示长度为 LK 的 FFT 处理时间, $KL - \text{FFT}$ 表示长度为 KL 的 FFT 核。

2.3 相对运动条件下高精度时钟自同步算法

假设 B 节点为时钟基准节点, A 节点为时钟待

同步节点,同步分为粗同步与精同步 2 部分。相对运动条件下高精度时钟自同步算法流程如图 5 所示。

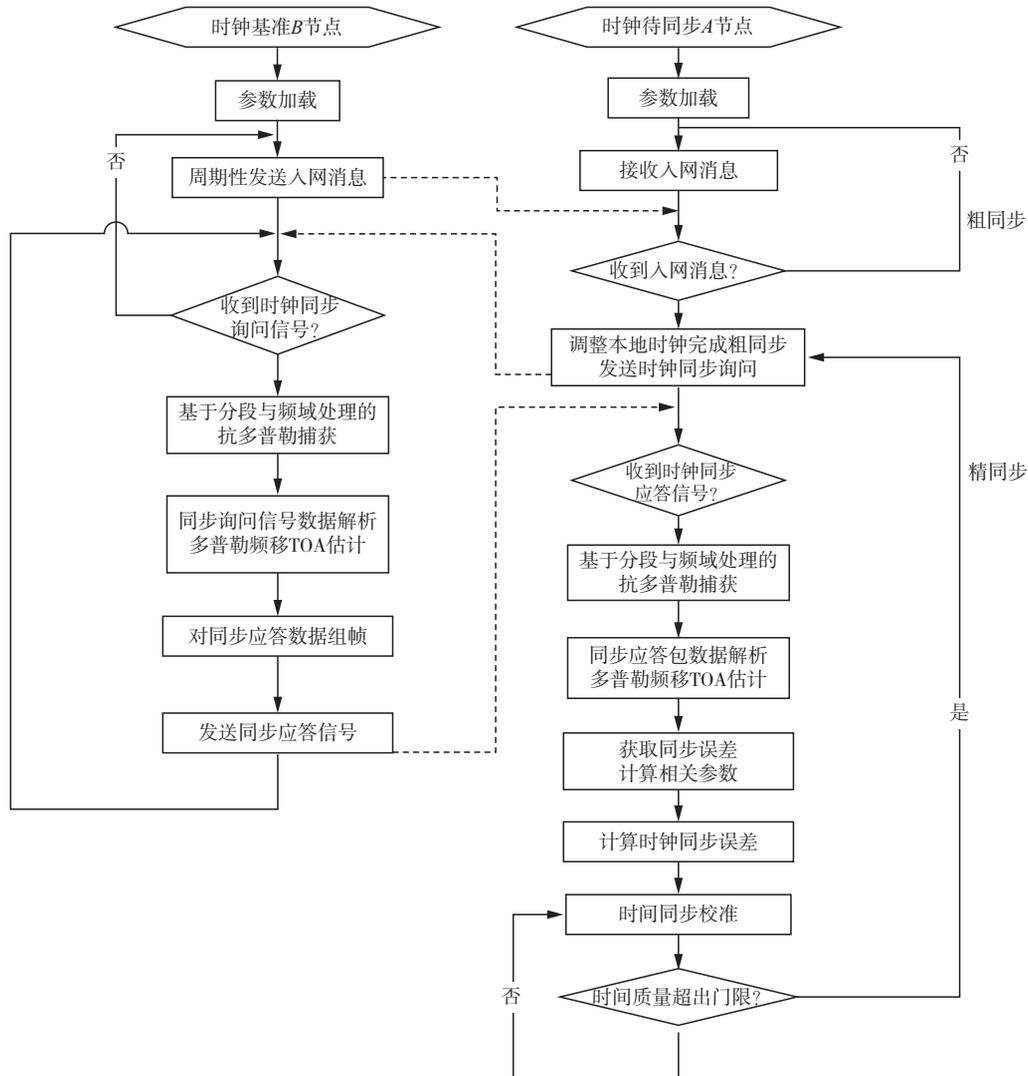


图 5 高精度时钟同步算法流程

Fig. 5 High precision clock synchronization algorithm process

相对运动条件下航空集群高精度自同步算法以询问-应答模型为基础,引入相对运动速度的变量,对时钟同步计算公式进行修正,相对运动的速度可以通过多普勒频移估计速度的方式获取。同时利用分段相关与频域处理相结合的方式提高了系统的抗频偏能力,其算法步骤可归纳为:

步骤 1 根据时钟基准节点与待同步节点身份的不同,加载不同的参数,根据用户时间或自身设备时间估测当前时间,按照预设跳频图样和预估时间配置接收信道参数,时钟基准节点周期性发送入网消息,待同步节点等待捕获入网消息。

步骤 2 待同步节点接收入网消息并获取 TOA,根据入网时间初步校准系统时间,完成粗同步,此时同步误差为 ϵ 。

步骤 3 进入精同步阶段,待同步节点选择时

隙发送时钟同步 RTT 询问信号,时间基准节点等待接收 RTT 询问信号。

步骤 4 时间基准节点捕获 RTT 询问信号后,采用分段与频域处理的方法完成 TOA_i 估计与时钟频偏 Δf_i 的估计,并完成 RTT 询问消息解析。

步骤 5 时间基准节点将 TOA_i 估计值、时钟频偏 Δf_i 等相关信息按照帧格式要求组帧,发送 RTT 应答信号。

步骤 6 待同步节点接收 RTT 应答信号,采用分段与频域处理的方法完成 TOA_r 估计与时钟频偏 Δf_r 的估计,并完成 RTT 应答消息解析。

步骤 7 并利用 Δf_i 与 Δf_r 计算多普勒频偏 f_d ,得到相对径向速度估计值 \hat{v} 。

步骤 8 待同步 A 节点根据 TOA_i 、 TOA_r 、

RTT 应答信号发送时刻 T_d 以及相对径向运动速度 \hat{v} , 计算得到精同步的时钟误差, 完成本地时钟的校准。

步骤 9 采用被动时间同步手段, 通过接收其它用户信息维系系统时间, 检测时间质量并适时进行 RTT 校准时间。

3 高精度同步算法性能仿真验证

3.1 仿真条件

以时钟同步误差值为评价指标, 针对图 3 所示过程进行仿真。在仿真中引入符合高斯分布的 TOA 估计误差 δ 模拟随机干扰。仿真主要分为两部分, 一是相对运动条件下的同步误差性能仿真, 二是相对运动条件下多普勒频偏与 TOA 估计仿真。

相对运动条件下, 利用相关峰 $R(\tau)$ 估计多普勒频偏, 其估计误差的克拉美-罗界为^[18]:

$$\text{CRLB}(\hat{\sigma}) = \frac{1}{2\pi L T_c} \sqrt{\frac{1}{M(M^2-1)\text{SNR}}} \quad (18)$$

式中: M 为伪码相关峰个数; T 为伪码周期; L 为伪码长度; SNR 为信噪比。

仿真中设置不同的信噪比 SNR 对应不同的 TOA 估计误差 δ , 信噪比范围为 6~18 dB, 对应的多普勒频移估计误差 $\text{CRLB}(\hat{\sigma})$ 分别为 152 Hz、121 Hz、96 Hz、76 Hz、61 Hz、48 Hz、36 Hz。根据式(12), 可以计算出相对径向移动速度的误差值 $\text{CRLB}(\hat{v})$, 每次实验的相对径向运动速度值为预设值加上一个以 \hat{v} 为均值服从标准正态分布的随机误差。

在相对运动条件下的同步误差性能仿真中, 根据 PTP 原理, 初始节点的时钟差为 S_0/c , S_0 为初始距离, c 为光速。将信噪比与多普勒引起的 TOA 估计误差用克拉美罗界代替, TOA 估计误差对应的克拉美罗界为^[19]:

$$\text{CRLB}(\hat{\delta}) = \sqrt{3/2(\pi B)^2 L T_c f_s \text{SNR}} \quad (19)$$

式中: B 为信号带宽; SNR 为接收信号的信噪比; T_c 为已知同步序列的码片时间长度; f_s 为信号的采样率, 为方便进行分析, 可假设 $f_s = 1/T_c$ 。

在同步序列长度为 1 024 个符号的情况下, 仿真中设置不同的信噪比 SNR 对应不同的 TOA 估计误差 δ , 信噪比范围为 6~18 dB, 对应的 TOA 估计误差 $\text{CRLB}(\hat{\delta})$ 分别为 2.0 ns、1.6 ns、1.25 ns、

1.0 ns、0.8 ns、0.6 ns、0.5 ns, 每次实验的 TOA 值为 TOA 估计值加上一个以 δ 为均值服从标准正态分布的随机误差。仿真参数如表 2 所示。

表 2 仿真参数设置

Tab. 2 Simulation parameter settings

参数名称	数值
SNR/dB	{6, 8, 10, 12, 14, 16, 18}
δ /ns	{2.0, 1.6, 1.25, 1.0, 0.8, 0.6, 0.5}
σ /Hz	{152, 121, 96, 76, 61, 48, 36}
f_0 /GHz	22
N	1 000
L /chip	1 024
R_c /(M chip · s ⁻¹)	15.625
f_s /MHz	250

3.2 相对运动条件下的同步误差性能仿真

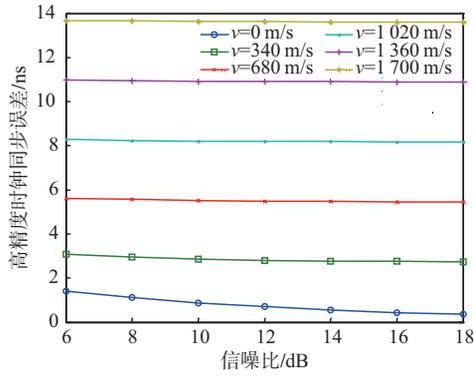
仿真不同相对运动速度条件下的高精度同步误差, 该场景中初始距离固定为 60 km; 应答延迟时间固定为 5 ms。相对径向运动速度分别设置为 0 m/s、340 m/s、680 m/s、1 020 m/s、1 360 m/s、1 700 m/s, 在信噪比范围为 6~18 dB 内, 对比本文算法与 PTP-MLS 算法的时钟同步精度, Monte Carlo 实验样本数量为 1 000 次, 统计计算时钟同步误差的标准差。仿真参数如表 3 所示。

表 3 仿真参数设置

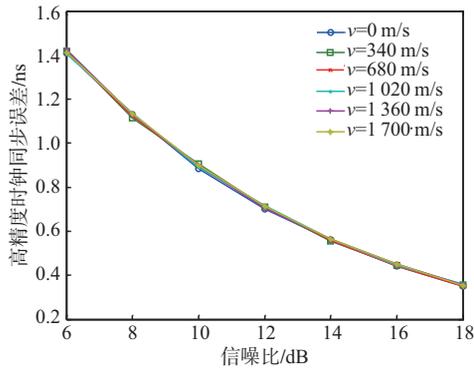
Tab. 3 Simulation parameter settings

参数名称	数值
S_0 /km	60
T_d /ms	5
v /(m · s ⁻¹)	{0, 340, 680, 1 020, 1 360, 1 700}
SNR/dB	{6, 8, 10, 12, 14, 16, 18}

图 6 为不同相对运动速度条件下 PTP-MLS 算法与本文所提算法的同步误差。图 6(a) 显示同步误差来源于相对径向运动速度, 相对速度越大, 同步误差越大, 其主要原因是 PTP-MLS 算法没有考虑相对运动条件。当相对径向运动速度为 1 700 m/s 时, 其同步误差接近 14 ns R. M. S。图 6(b) 显示本文所提算法可以有效消除相对运动所带来的误差, 其中的误差主要来源于 TOA 估计误差, 与相对运动速度关系不大。相对运动速度为 1 700 m/s 时, 本文算法相比于 PTP-MLS 算法同步误差精度提高 10 倍以上。



(a) PTP-MLS 算法



(b) 本文算法

图 6 不同相对速度条件下 PTP-MLS 算法与本文算法同步性能对比

Fig. 6 Comparison of synchronization performance between PTP-MLS algorithm and the algorithm proposed in this paper under different relative velocity conditions

3.3 不同初始距离条件下同步误差性能仿真

仿真不同初始距离条件下的同步误差,初始距离将影响信息的传播时延,进而影响询问应答时的传输路径差,该仿真场景下相对径向运动速度设置为 340 m/s,应答延迟时间 T_d 设置为 5 ms。节点初始距离分别设置为 0 km、40 km、80 km、120 km、160 km、200 km,在信噪比范围为 6~18 dB 内,对比本文算法与文献[8]的时钟同步精度, Monte Carlo 实验样本数量为 1 000 次,统计计算时钟同步误差的标准差。仿真参数如表 4 所示。

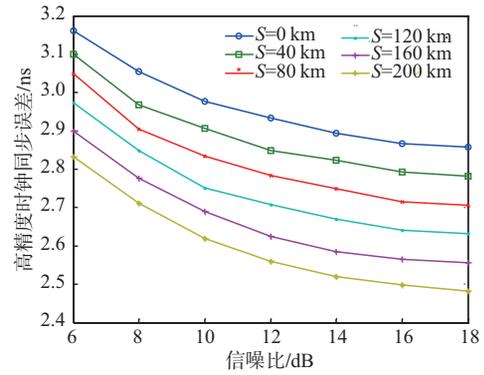
表 4 仿真参数设置

Tab. 4 Simulation parameter settings

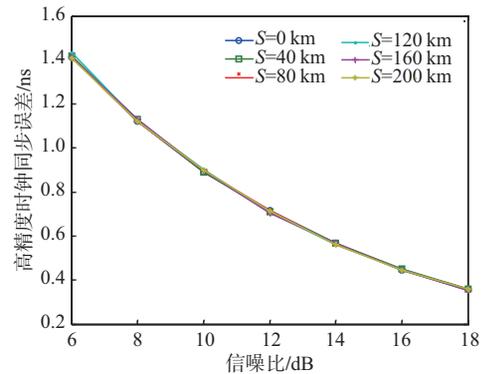
参数名称	数值
$v/(m \cdot s^{-1})$	340
T_d/ms	5
S_0/km	{0, 40, 80, 120, 160, 200}
SNR/dB	{6, 8, 10, 12, 14, 16, 18}

图 7 为不同初始距离条件下 PTP-MLS 算法与

本文所提算法的同步误差。图 7(a)显示同步误差与初始距离密切相关,初始相对距离越大,同步误差越小,相对距离为 0 时,误差最大为 3.15 ns R. M. S,主要原因是应答延迟时间固定时,初始距离越远, TOA_i 与 T_d 差值越小,距离差越小。图 7(b)证明本文所提算法与初始距离关系不大,同步误差更多受到 TOA 估计误差的影响,这是由于本文算法在估计 TOA 时有效消除了收发距离的不对称。初始相对距离为 40 km 时,本文算法与 PTP-MLS 算法相比,同步精度提高 1 倍以上。



(a) PTP-MLS 算法



(b) 本文算法

图 7 不同初始距离条件下 PTP-MLS 算法与本文算法同步性能对比

Fig. 7 Comparison of synchronization performance between PTP-MLS algorithm and the algorithm proposed in this paper under different initial distance conditions

3.4 不同应答时延条件下同步误差性能仿真

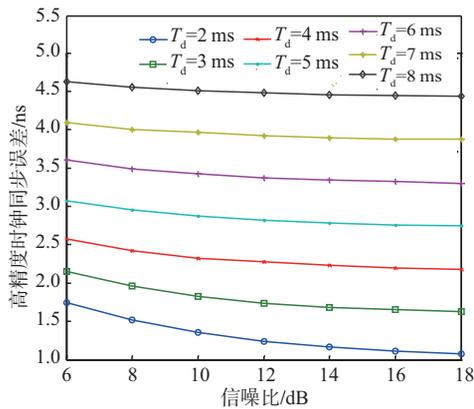
从 2.2 节的分析可知,当应答时间变化时,由于相对运动,会导致应答时节点的距离发生变化进而影响同步精度。仿真不同应答时延条件下的高精度同步误差,初始距离设置为 60 km,相对运动速度设置为 340 m/s。应答延迟时间分别设置为 2 ms、3 ms、4 ms、5 ms、6 ms、7 ms,在信噪比 6~18 dB 范围内,对比本文算法与文献[8]的时钟同步精度, Monte Carlo 实验样本数量为 1 000 次,统计计算时钟同步误差的标准差。仿真参数如表 5 所示。

表 5 仿真参数设置

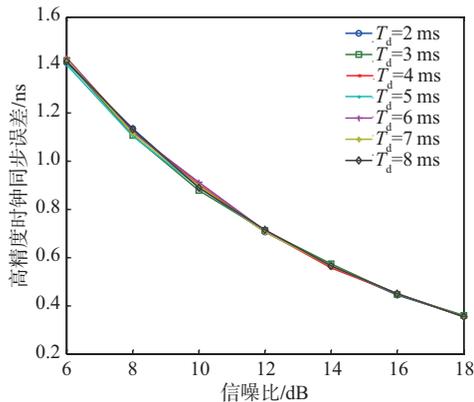
Tab. 5 Simulation parameter settings

参数名称	数值
$v/(m \cdot s^{-1})$	340
S_0/km	60
T_d/ms	{2, 3, 4, 5, 6, 7}
SNR/dB	{6, 8, 10, 12, 14, 16, 18}

图 8 为不同应答时延条件下 PTP-MLS 算法与本文算法的同步误差,从图中可以看出,本文算法在相同条件下同步性能优于 PTP-MLS 算法。



(a) PTP-MLS 算法



(b) 本文算法

图 8 不同应答时延条件下 PTP-MLS 算法与本文算法同步性能对比

Fig. 8 Comparison of synchronization performance between PTP-MLS algorithm and the algorithm proposed in this paper under different response delay conditions

图 8(a)显示同步误差随着应答时延的增加而增加,相对运动条件下,应答时延的增加必然带来相对距离变化增加,进而影响同步精度,因此在应用中应尽量提高信息处理速率,降低应答时延。图 8(b)表明本文所提算法可以有效消除应答时延带来的误差,主要原因是消除了相对距离的变化引起的同步误差,仿真实验结果与理论分析一致。应答时延为 5 ms 条件下,本文算法与 PTP-MLS 算法相比,同步精度提高 1 倍以上。

3.5 相对运动条件下多普勒频偏与 TOA 估计仿真

在仿真相对运动条件下多普勒频偏与 TOA 估计时,伪随机码长度为 1 024,分段长度为 16,码片速率为 15.625 M chip/s,采样速率为 250 MHz,最大多普勒频偏为 120 kHz。对比文本算法与文献[14]算法的频偏估计精度与 TOA 估计精度。仿真参数如表 6 所示。

表 6 仿真参数设置

Tab. 6 Simulation parameter settings

参数名称	数值
SNR/dB	{6, 8, 10, 12, 14, 16, 18}
N	1 000
L/chip	1 024
L/M/chip	16
M	64
$R_c/(M \text{ chip} \cdot s^{-1})$	15.625
f_s/MHz	250
f_d/kHz	120

采用 2.2 节提出的方法进行 TOA 估计和频偏估计,在不同信噪比 SNR 的条件下进行 Monte Carlo 模拟仿真。经 1 000 次仿真实验,计算频率偏差估计的均方根误差,并与文献[14]中的分段相关算法、频域相关算法进行比较,如表 7 所示。可以看出,在系统参数设定的条件下,本文所提算法与分段相关算法相比,频偏估计值的均方根误差更小,这是由于本文算法在进行 FFT 运算时直接采用了相关值而非相关模值,减少了噪声的累加,提高了抗噪能力。本文算法频偏估计值的均方根误差大于频域相关算法,原因在于频域相关算法直接采用接收信号采样点进行 FFT 运算,而本文算法后续的 FFT 运算使用了分段后的相关值,相当于变相降低了采样率,导致频率分辨率降低,频率估计误差增大。

表 7 不同算法的频偏估计性能比较仿真结果

Tab. 7 Comparison and simulation results of frequency offset estimation performance of different algorithms

估计值	信噪比/dB					
	6	8	10	12	14	16
分段相关算法的 $\sigma_{\Delta f}/\text{kHz}$	0.168	0.151	0.104	0.096	0.076	0.061
频域相关算法的 $\sigma_{\Delta f}/\text{kHz}$	0.156	0.130	0.099	0.085	0.071	0.056
本文算法的 $\sigma_{\Delta f}/\text{kHz}$	0.160	0.142	0.101	0.095	0.074	0.058
克拉美-罗界的 $\sigma_{\text{CRLB}}/\text{kHz}$	0.152	0.121	0.096	0.076	0.061	0.048

上述仿真条件不变,经 1 000 次 Monte Carlo 模拟,计算不同算法中,加性高斯白噪声(AWGN)信道下 TOA 估计误差 δ 在不同信噪比情况下的统计均方根值,如表 8 所示。可以看出,3 种算法的 TOA 估计算法都能够较好地接近 CRLB,随着信噪比升高,估计误差减小。本文算法的估计精度优于分段相关算法,略低于频域相关算法。分析原因,本文算法在抗噪性能方面优于分段相关算法,相同信噪比条件下同步误差较小,因此 TOA 误差小;与频域相关算法相比,由于频偏估计误差较大,导致捕获相关峰的有效信号功率降低,进而降低了相关峰值的信噪比,导致 TOA 误差增大。

表 8 不同算法的 TOA 估计性能比较仿真结果

Tab. 8 Comparison of TOA estimation performance between different algorithms and simulation results

估计值	信噪比/dB					
	6	8	10	12	14	16
分段相关算法的 δ/ns	2.59	2.19	1.53	1.16	0.87	0.69
频域相关算法的 δ/ns	2.18	1.75	1.38	1.09	0.82	0.65
本文算法的 δ/ns	2.39	1.85	1.43	1.17	0.84	0.66
克拉美-罗界的 δ/ns	2.03	1.61	1.28	1.02	0.81	0.64

结合表 1 中给出的最大捕获时间、算法复杂度以及具体的仿真参数进行计算对比,可得出如下结论:分段相关算法需要 256 个乘法器,最大捕获时间为 69.632 us;频域相关算法需要 16 384 个乘法器,1 个 16 384 长度的 FFT 算法核,最大捕获时间为 1 114.256 us;本文算法需要 256 乘法器,1 个 256 长度的 FFT 算法核,最大捕获时间为 79.932 us。本文算法的运算资源消耗与最大捕获时间略高于分段相关算法,但远低于频域相关算法。

综上所述,本文算法与分段相关算法、频域相关算法在频偏估计精度、TOA 估计精度与算法复杂度等指标对比中,以有限的性能降低大大降低了算法的复杂度,在性能与复杂度之间取得较好的平衡,因此本文方法更适合工程应用。

4 结语

本文通过引入相对径向运动速度变量,修正同步误差解算方程,解决了相对运动条件下航空集群机间高精度时钟同步的问题,有效消除了 PTP-MLS 算法在相对运动条件下运动速度、初始距离、

应答延迟等因素引起的误差。提出了基于分段相关与频域处理的伪码捕获算法,解决了相对运动引起的大频偏问题,该算法在 TOA 估计精度、多普勒频偏的估计精度与算法的复杂度上取得了良好的折中。仿真实验结果证明,该方法相对于 PTP-MLS 算法与频域相关算法,具有一定的准确性、可行性和实用性。

参考文献

- [1] 杨昌发,任勇,冷智辉,等.航空集群系统空对地作战效能涌现方法研究[J].火力与指挥控制,2021,46(6):47-51.
YANG C F, REN Y, LENG Z H, et al. Research on Effectiveness Emergence Method for Aircraft Swarms System in Air-to-Ground Combat[J]. Fire Control & Command Control, 2021, 46(6): 47-51. (in Chinese)
- [2] SEIJO Ó, VAL I, LUVISOTTO M, et al. Clock Synchronization for Wireless Time-Sensitive Networking: A March from Microsecond to Nanosecond[J]. IEEE Industrial Electronics Magazine, 2022, 16(2): 35-43.
- [3] 武成锋,程进,郭晓云,等.飞行器集群协同定位与导航对抗技术发展展望[J].宇航学报,2022,43(2): 131-142.
WU C F, CHENG J, GUO X Y, et al. Development and Prospect of Aircraft Clusters Cooperative Positioning and Navigation Countermeasures Technology[J]. Journal of Astronautics, 2022, 43(2): 131-142. (in Chinese)
- [4] WU J B, LU H M, XIANG Y, et al. SATMAC: Self-Adaptive TDMA-Based MAC Protocol for VANETs [J]. IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems, 2022, 23(11): 21712-21728.
- [5] MING Z Y, PANG H R, XU Y W, et al. Estimating Clock Skew with One-Way Timestamps [J]. IEEE Communications Letters, 2022, 26(11): 2591-2595.
- [6] SEIJO Ó, LÓPEZ-FERNÁNDEZ J A, BERNHARD H P, et al. Enhanced Timestamping Method for Subnanosecond Time Synchronization in IEEE 802.11 over WLAN Standard Conditions [J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2020, 16(9): 5792-5805.
- [7] PRAGER S, HAYNES M S, MOGHADDAM M. Wireless Subnanosecond RF Synchronization for Distributed Ultrawideband Software-Defined Radar Networks [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory Techniques, 2020, 68(11): 4787-4804.
- [8] HUANG F, CHEN Y, LI T, et al. Analysis and Correction to the Influence of Satellite Motion on the Measurement of Inter-Satellite Two-Way Clock Offset [J]. EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking, 2019, 2019(1): 1-7.

- [9] MILLS D, DELAWARE U, MARTIN J, et al. Network Time Protocol Version 4; Protocol and Algorithms Specification[EB/OL]. (2010-06-01)[2024-11-28]. <https://datatracker.ietf.org/doc/html/rfc5905>.
- [10] IEEE Standard for a Precision Clock Synchronization Protocol for Networked Measurement and Control Systems; IEEE Std 1588-2008[S]. New York: IEEE Standards Association, 2008.
- [11] 孙召,陶孝锋.低轨卫星 Link16 数据链关键技术研究[J].空间电子技术,2021,18(3):64-69.
SUN Z, TAO X F. Research on Key Technologies of LEO Satellite Link16 Datalink[J]. Space Electronic Technology, 2021, 18(3): 64-69. (in Chinese)
- [12] ZHAO S H, GUO N Y, ZHANG X P, et al. Sequential Doppler-Shift-Based Optimal Localization and Synchronization with TOA [J]. IEEE Internet of Things Journal, 2022, 9(17): 16234-16246.
- [13] SHANG Y B, ZHANG D W, WANG L, et al. A High-Precision Time Synchronization Algorithm for Aviation Swarm Task Cooperation[C]//2022 IEEE 2nd International Conference on Electronic Technology, Communication and Information (ICETCI). Changchun: IEEE, 2022: 779-784.
- [14] 涂世超.复杂电磁环境下同步关键技术研究是实现[D].成都:电子科技大学,2022.
TU S C. Key Technology in Complex Electromagnetic Environment[D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2022. (in Chinese)
- [15] 爱因斯坦.狭义与广义相对论浅说[M].杨润殷,译.北京:北京大学出版社,2019.
ALBERT E. Relativity the Special and the General Theory[M]. Translated by YANG R Y, Translated. Beijing: Peking University Press, 2019. (in Chinese)
- [16] 章彩霞,刘锡祥,黄永江,等.基于紧组合的 SINS/DVL/USBL 导航算法[J].水下无人系统学报,2023, 31(6):847-855.
ZHANG C X, LIU X X, HUANG Y J, et al. SINS/DVL/USBL Navigation Algorithm Based on Tight Integration[J]. Journal of Unmanned Undersea Systems, 2023, 31(6): 847-855. (in Chinese)
- [17] 尚耀波,郭英,彭卫东,等.基于导频辅助的预编码连续相位调制(CPM)信号精确同步算法[J].重庆邮电大学学报(自然科学版),2014,26(5):642-647.
SHANG Y B, GUO Y, PENG W D, et al. Precise Synchronization Algorithm for CPM Signal Based on Pilot-Aided Pre-Coding[J]. Journal of Chongqing University of Posts and Telecommunications (Natural Science Edition), 2014, 26(5): 642-647. (in Chinese)
- [18] 南花妮.高动态卫星通信系统快速捕获和跟踪算法研究[D].西安:西北工业大学,2016.
NAN H N. Research on Fast Acquisition Algorithm and Tracking Algorithm for Satellite Communication System in High Dynamic Environment[D]. Xi'an: Northwestern Polytechnical University, 2016. (in Chinese)
- [19] PRAGER S, HAYNES M S, MOGHADDAM M. Wireless Sub Nanosecond RF Synchronization for Distributed Ultrawideband Software-Defined Radar Networks[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2020, 68(11): 4787-4804.

(编辑:杜娟)