

DOI: 10.3969/j.issn.1671-0673. 2026. 01. 004

基于能量累积和双极性相关的 ADS-B 信号 联合检测方法

翟晨旭, 余思雨, 崔毓函, 胡德秀

(信息工程大学, 河南 郑州 450001)

摘要: 广播式自动相关监视(ADS-B)作为现代航空监视核心技术,其可靠性高度依赖信号检测性能。针对现有算法在低信噪比环境下检测率较低的问题,提出一种融合频偏校正、能量累积与双极性相关的联合检测方法(SNR),以保障低信噪比环境下航行信息有效获取。该方法首先分析实际条件下频偏产生的原因和影响,并采用 M-Rife 算法进行频偏校正;其次,在噪声环境下通过能量累积整体检测出 ADS-B 信号;最后,对 ADS-B 信号的前导报头进行双极性相关,通过峰值筛选实现精确定位。仿真实验表明,该方法在信噪比为 -2 dB 的条件下检测率超过 95%,与传统的单极性相关法(匹配滤波法)、脉冲位置检测法和基带归一化互相关法相比,该算法在低信噪比条件下的检测效果更好。

关键词: 频偏校正; 能量累积; 双极性相关; 峰值筛选

中图分类号: TN911; V355.1

文献标识码: A

文章编号: 1671-0673(2026)01-0027-08

Joint Detection Method for ADS-B Signals Based on Energy Accumulation and Bipolar Correlation

ZHAI Chenxu, YU Siyu, CUI Yuhan, HU Dexiu

(Information Engineering University, Zhengzhou 450001, China)

Abstract: As a core technology in modern aviation surveillance, automatic dependent surveillance-broadcast (ADS-B) is highly dependent on signal detection performance for its reliability. To address the issue that existing ADS-B detection algorithms demonstrate low detection rate in low signal-to-noise ratio (SNR) environments, a joint detection method integrating frequency offset correction, energy accumulation, and bipolar correlation is proposed to enable effective acquisition of navigation information in such low-SNR scenarios. First, the causes and impacts of frequency offset under practical conditions are analyzed, and the Modified Rife (M-Rife) algorithm is employed for frequency offset correction. Then, ADS-B signals are initially detected globally through energy accumulation in noisy environments. Finally, bipolar correlation is performed on the preamble header of ADS-B signals, with accurate positioning achieved via peak screening. Simulation results demonstrate that the proposed method achieves a detection rate exceeding 95% at an SNR of -2 dB. Compared with traditional unipolar correlation method (matched filtering), pulse position detection method, and baseband-normalized cross-correlation method, the proposed method delivers superior detection performance in low-SNR conditions.

Key words: frequency offset correction; energy accumulation; bipolar correlation; peak screening

广播式自动相关监视(Automatic Dependent Surveillance-Broadcast, ADS-B)技术作为现代航空监视

收稿日期: 2025-09-28; 修回日期: 2025-11-25

作者简介: 翟晨旭(2003—), 男, 硕士生, 主要研究方向为信号检测与分析。E-mail: 18336992139@163.com

体系的核心^[1],凭借其实时性强、更新率高等优势,在民航空管与态势感知领域发挥着关键作用。然而,在实际复杂电磁环境中,ADS-B信号易受多普勒频偏^[2]、噪声干扰及脉冲混叠等因素影响,导致传统检测方法面临同步失锁、相关峰衰减及虚警率升高等问题,严重制约了系统在低信噪比(SNR)环境下的可靠性。

现有 ADS-B 信号检测研究主要聚焦于频偏抑制、信号捕获和前导检测 3 个环节。针对频偏估计问题,传统的频率估计方法包括相位平均算法、近似最大似然估计(Approximate Maximum Likelihood Estimation, ML)算法^[3]、Rife 算法^[4]等。相位平均算法的运算速度快,但在低信噪比环境下效果较差;ML 算法的估计误差可以达到克拉美—罗限(Cramer-Rao Lower Bound, CRLB),但该算法计算量太大,无法进行实时处理;Rife 算法虽能实现较高估计精度,但在量化频率边缘区域,该算法精度有所下降。文献[5]提出的 M-Rife 算法,在 Rife 算法的基础上,通过动态频谱搬移和二次精校将误差压缩至接近克拉美—罗限,比经典 Rife 算法更适应高速运动场景。本文应用该算法对 ADS-B 信号中存在的频偏进行校正。

针对信号捕获问题,传统信号捕获方法包括固定阈值峰值检测法、滑动相关法等^[6]。固定阈值峰值检测法因其计算复杂度低、实现简单的优势,在高信噪比场景下具备实时处理能力,可快速定位显著脉冲。然而在低信噪比环境中,此类方法因噪声干扰导致信号检测率大幅下降。滑动相关法通过接收信号与本地理想脉冲模板的时域相关运算,在高信噪比环境下可以实现高捕获概率,但该方法的运算复杂度高,在低信噪比环境下检测效果不佳。针对上述方法的问题,本文基于 ADS-B 信号能量高度集中的特点,拟采用能量累积和滑动处理相结合的方法对 ADS-B 信号进行捕获。

针对前导报头识别问题,目前对 ADS-B 信号前导报头的检测方法主要分为脉冲位置检测法和相关检测法。脉冲位置检测法是通过联合分析有效脉冲位置标志、上升沿标志和下降沿标志来识别前导脉冲^[7]。该方法在高信噪比条件下性能良好,但在低信噪比环境中易受噪声干扰导致脉冲位置误判,造成前导脉冲漏检和报文丢失,如文献[8]所提的脉冲位置检测法,在高信噪比条件下具有较好的检测性能,但在低信噪比条件下容易因噪声干扰导致脉冲位置误判。相关检测法如单极

性相关法(匹配滤波法)直接利用标准脉冲与接收到的信号进行相关,该方法实现较为简单,但在低信噪比环境下检测率会大大降低;另有文献[9]所提的基带归一化互相关法,通过动态门限估计噪声基底,将基带信号量化为“0-1”序列后与标准前导序列互相关,隐含利用了脉冲位置、上升沿、下降沿等多维度信息,无需下行格式(DF)认证,但“0-1”量化处理会丢失信号幅度信息,低信噪比下噪声易被误量化为有效脉冲,导致相关峰衰减或偏移,检测鲁棒性不足。双极性相关法将标准前导脉冲序列中的“0”映射为“-1”,利用双极性序列的自相关特性(主瓣峰值高、旁瓣抑制好)提升检测鲁棒性。针对上述检测方法的问题,本文拟采用双极性相关法对前导报头进行检测,实验结果表明,该方法在低信噪比环境下依然保持较高的检测率。

针对上述问题,本文提出一种基于频偏校正、能量累积以及双极性相关的协同联合检测方法。该方法并非简单的模块串联,而是构建了一个功能互补的有机整体:首先,频偏校正模块通过 M-Rife 算法修复信号频谱,为后续检测奠定高质量的输入基础;随后,能量累积模块作为“粗筛”环节,利用自适应门限快速定位潜在信号区间,大幅缩减搜索范围;最后,双极性相关模块作为“精判”环节,在候选区间内利用前导报头结构进行精准匹配与身份验证。这种“预处理增强—粗定位—精识别”的协同机制,使得算法在低信噪比环境下能兼顾高检测率与低虚警率,有效突破了单一方法的性能瓶颈。仿真实验结果表明,该方法在低信噪比环境下拥有较好的检测能力。

1 基于 M-Rife 的频偏校正

频偏是指信号传输过程中实际频率偏离预期值的现象。对于 ADS-B 信号,频偏主要由收发端相对运动引发的多普勒效应导致:一方面发送 ADS-B 信号的航空器速度很快,另一方面地面 ADS-B 接收系统包含了天基的卫星系统,会由于卫星运行速度太快而导致多普勒频率偏移。其核心影响体现在 3 个方面:1)破坏信号同步,使接收机无法利用锁相环正确跟踪载波而导致解调失败;2)降低调制可靠性,尤其是采用相敏技术的调制方式(例如 QPSK)^[10],频偏引发的星座图旋转将导致误码率大大增加^[11];3)造成频谱资源浪费,使信号的能量溢入到相邻的频带内,从而必须加大信

道间隔来保证传输系统的正常工作。

根据国际民航组织(International Civil Aviation Organization, ICAO)制定的ADS-B技术标准(DO-260B),ADS-B信号(1090ES模式)的频偏最大允许值为 ± 125 kHz。因此,在有频偏的情况下,信号频谱将偏离基带滤波器通带,甚至ADS-B信号前导报头部分将会移出匹配滤波器范围,直观表现为相关峰幅度下降(如图1所示),对信号处理和解析步骤将产生较大影响。

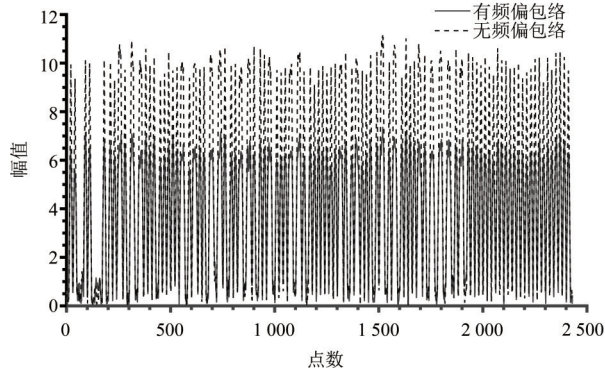


图1 有无频偏信号的信号幅度比较

针对ADS-B信号中存在的频偏问题,采用Rife算法予以解决。该算法的精度很高,均方根误差接近CRLB^[12],但该算法在估计信号频率量化点范围时,估计频率的准确度会下降。因此本文采用文献[5]提出的M-Rife算法进行频偏校正。该算法先采用Rife计算一次频偏,然后根据是否落在高精度区域来继续计算。若是,则继续利用Rife算法进行计算频偏;若不是,则对信号进行频谱搬移,搬移后继续运算。

高斯白噪声污染下的ADS-B信号表示为

$$s(n) = A \cdot s(i) \cdot x(n - iL) \cdot e^{j(2\pi n f_d + \varphi)} + \omega(n) \quad (1)$$

式中: A 、 f_d 、 φ 分别代表振幅、频偏和初相; $\omega(n)$ 为零均值的高斯白噪声; i 为索引; n 为 $n=0, 1, \dots, N-1, N$ 为样本数。

对 $s(n)$ 进行FFT处理,得到的频谱为 $S(k)$,即

$$S(k) = \sum_{n=0}^{N-1} s(n) e^{-j2\pi n k / N}, k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (2)$$

根据式(2)求出最大的谱线值为 $|S(k_0)|$,则最大谱线位置为 k_0 ,计算该点频率为

$$\hat{f}_d = \frac{1}{T} \left(k_0 + r \frac{|S(k_0 + r)|}{|S(k_0)| + |S(k_0 + r)|} \right) \quad (3)$$

式中: $T = N\Delta t$;当 $|S(k_0 + 1)| < |S(k_0 - 1)|$ 时, $r = -1$;当 $|S(k_0 + 1)| \geq |S(k_0 - 1)|$ 时, $r = +1$ 。通过式(4)可判断信号是否需要修正:

$$\frac{1}{3} \Delta f < \left| \hat{f}_d - \frac{k_0}{N} f_s \right| < \frac{1}{2} \Delta f \quad (4)$$

式中, Δf 为DFT量化频率间隔。如果满足式(4),则认为 $\hat{f}_d$ 位于量化频率中心区域;否则,需要进行修正。此时,为了使被估计信号频率尽量接近量化频率中点,将信号 $s(n)$ 向左或向右频移 R_k 量化频率单位。频移 R_k 的计算公式为

$$R_k = \frac{1}{2} - \frac{|S(k_0 + r)|}{|S(k_0 + r) + S(k_0)|} \quad (5)$$

经过第1次Rife算法计算后的时域信号为

$$s_1(n) = s(n) \cdot e^{\frac{j2\pi n}{N} r R_k} \quad (6)$$

频域信号为

$$S_1(k) = \sum_{n=0}^{N-1} s_1(n) e^{-j2\pi n k / N}, k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (7)$$

当 $|S(k_{o+1})| \geq |S(k_{o-1})|$ 时, $r = +1$,谱线右移;反之, $r = -1$,谱线左移。

按照M-Rife算法的原理,以 $r = +1$ 为例,再次使用Rife算法对频偏估计,得到 $\hat{f}_{d,1}$,计算得到频偏:

$$\hat{f}_d = \hat{f}_{d,1} - R_k \cdot \Delta f \quad (8)$$

最终,得到修正频偏后的ADS-B信号 $s_0(n)$ 为

$$s_0(n) = s(n) \cdot e^{-j2\pi n \hat{f}_d} \quad (9)$$

在完成信号频偏校正后,提取包络进行相关检测,传统方法存在以下技术局限:平方解调法因二次非线性运算易引发频谱混叠,尤其在宽带信号场景下显著影响检测精度;而希尔伯特变换法在低信噪比环境下,其 90° 移相网络的相位敏感性易导致包络波形出现高频毛刺,造成虚假峰值检测。

基于时频联合分析的短时傅里叶变换(Short-Time Fourier Transform, STFT)包络提取方法展现出显著优势,其核心公式为

$$X(t, f) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(\tau) w(\tau - t) e^{-j2\pi f \tau} d\tau \quad (10)$$

式中: $X(t, f)$ 是时频分析后的结果; $x(\tau)$ 是输入的时频信号; $w(\tau - t)$ 是窗函数(汉宁窗)。

式(10)是短时傅里叶变换(STFT)的标准形式,通过对频偏校正后的信号进行STFT,可以得到信号的时频谱,其幅值即为时频包络,这个包络图可以直观地展示出ADS-B信号前导脉冲在时间轴上的精确位置和能量聚集情况,为后续在低信噪比环境下进行能量检测和相关检测提供了更具鲁棒性的时域定位依据。

对频偏校正后的信号进行短时傅里叶变换时频分析,如图2所示,其频谱主瓣能量更集中于基带中心,且幅度峰值显著提升。这表明频偏校正通过恢复载波的相位一致性,有效纠正了因多普勒频偏导致的信号波形失真。此项校正带来两个关键收益:首先,使PPM(脉冲位置调制)脉冲的时序对齐更为精确,降低了码间干扰;其次,减少了因相位跳变产生的带外频谱扩展,从而抑制了带外噪声。这些改善共同作用,提升了信号的时频聚集度,使得接收机能够在更低信噪比的恶劣电磁环境中,实现对前导报头的可靠检测与数据的准确解调,整体上增强了系统的抗噪声鲁棒性。

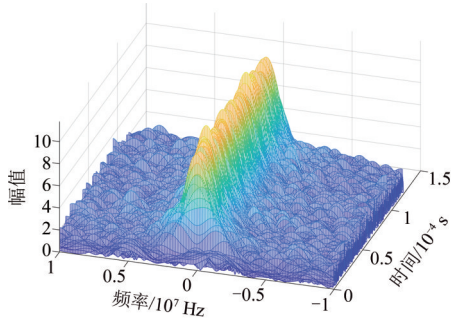


图2 校正后信号的时频图

2 基于能量累积和滑窗处理的信号检测

ADS-B信号作为一种广泛应用于航空领域的广播式信号,其特点是信号结构明确、周期性较强,载波频率固定为1 090 MHz,这种固定的载波频率使得信号在频域上具有明显的特征;此外ADS-B信号的能量主要集中在载波频率附近,且前导脉冲和报文部分的能量较高,噪声能量较低。因此,基于这些特点ADS-B信号在时域和频域上都具有明显的特征,可以通过能量检测、滑窗处理和门限阈值等方法进行有效检测。

对一段已经经过频偏校正后的信号进行正交下变频处理,接收端采用正交下变频,通过I路和Q路将信号搬到基带,正交下变频过程为

$$\begin{cases} I(n) = r(n) \cdot \cos(2\pi f_c n T_s); \\ Q(n) = r(n) \cdot \sin(2\pi f_c n T_s). \end{cases} \quad (11)$$

式中: T_s 为采样间隔; f_c 为载波频率; n 为采样点索引。

基带复信号构建为

$$s(n) = I(n) - jQ(n) \quad (12)$$

信号经过恢复后,就可以利用滑窗进行能量累

积检测。定义滑动窗口能量检测统计量为

$$E(n) = \sum_{k=n\Delta w}^{n\Delta w + w - 1} |s(k)|^2 \quad (13)$$

式中:窗口长度 $w=120 \mu s$, $120 \mu s$ 与一个标准的ADS-B信号持续时间相同;步长 $\Delta w = w/50$ 。

由于环境噪声的不确定性会很大程度上影响ADS-B信号检测,此时使用固定门限在噪声波动时表现不稳定。因此,本文使用自适应门限,通过实时跟踪噪声统计特性确定检测门限,更加适合复杂电磁环境。

为了实现自适应门限,首先选取滑窗总窗口数的前10%作为噪声参考区,计算其噪声统计量:

$$\mu_n = \frac{1}{N_1} \sum_{i=1}^{N_1} E_i \quad (14)$$

$$\sigma_n = \sqrt{\frac{1}{N_1 - 1} \sum_{i=1}^{N_1} (E_i - \mu_n)^2} \quad (15)$$

式中: N_1 为根据滑窗总数前10%计算得到的噪声参考区窗口数量; E_i 是第*i*个窗口的能量值; μ_n 和 σ_n 分别计算了噪声的平均能量和标准差,用以建立自适应且鲁棒的检测门限。此时自适应门限为

$$T = \mu_n + k \cdot \sigma_n \quad (16)$$

式中, k 是门限缩放系数,其取值可根据系统对虚警概率和检测概率的要求进行调整,公式为

$$k = \max(5, 8 - I_{\text{SNR}}/2) \quad (17)$$

式中:下限5是为了保障高信噪比环境检测率,避免过度门限压制丢失微弱信号;基准值8是为了满足低信噪比环境下的检测场景, I_{SNR} 是当前环境信噪比。

通过根据噪声环境自适应设置检测门限,该算法能在低信噪比下有效降低虚警率,并在高信噪比下避免因门限过高而丢失微弱信号。

3 基于双极性相关的前导报头检测

ADS-B信号的前导报头检测是接收机实现信号解析的关键环节,其核心在于识别由 $8 \mu s$ 特殊脉冲序列构成的前导结构。在低信噪比环境下,单极性相关法(匹配滤波法)对于ADS-B的检测效果并不理想,为进一步提升在低信噪比环境下的检测鲁棒性,本文采用双极性相关法来进一步提高检测效果。

单极性相关法(匹配滤波法)因受相位随机跳变产生的带外噪声干扰,非目标射频脉冲被错误地判断为有效前导报头,从而导致低信噪比环境下的虚警概率很大;同时,由于该方法时域波形相似度增大、相关峰识别度下降,因此在低信噪比环

境下更加容易受到噪声和信号特征混叠影响,进而增加了前导报头误捕获的概率。对前导报头进行双极性变换,变换规则表示为

$$s_{0_w} = \begin{cases} 1, & s_0 = 1; \\ -1, & s_0 = 0. \end{cases} \quad (18)$$

双极性前导报头的自相关函数满足:

$$R_{pp}(k) = \begin{cases} M, & k = 0; \\ -1, & k = \pm T_s; \\ 0, & \text{其他}. \end{cases} \quad (19)$$

式中: M 为标准前导序列的长度; $T_s = 0.5 \mu s$ 为脉冲间隔,可使得主瓣峰值显著高于噪声基底。

由于ADS-B信号的前导报头是固定的,因此将接收到的信号与标准前导报头序列进行相关运算,得到的相关值越大,两者相关性越好,有:

$$R_{xy}(m) = \sum_{n=0}^{N_2-1} x(n)s_0(n-m) \quad (20)$$

式中: $x(n)$ 是接收到的基带信号序列; m 是时延参数; y 代表本地生成的双极性标准前导序列 $s_0(n)$ (即 $y = s_0$); N_2 是标准前导序列 $s_0(n)$ 的长度。

当实际前导脉冲与标准前导脉冲完全一致时,此时得到的 R_{xy} 表示为

$$R_{xy_1\max}(m) = 4M \cdot A \quad (21)$$

式中, A 是接收信号中前导脉冲的幅值。但当实际前导脉冲出现与标准前导脉冲不一致的部分时,存在 n 个脉冲错误,则相关峰值 $R_{xy}(m)$ 将衰减为

$$R_{xy_1}(m) = 4M \cdot A - nM \cdot A \quad (22)$$

式中, n 表示有错误脉冲个数。

经过双极性相关后,可以很明显地找到峰值所在的位置,确定ADS-B信号的起始点。在相关结果 $R_{xy}(m)$ 中识别局部极大值,数学条件为 $R_{xy}(m) > R_{xy}(m-1)$ 且 $R_{xy}(m) > R_{xy}(m+1)$,所有满足此条件的点 m_i 构成候选峰值集合 $\{[m_i, R_{xy}(m_i)]\}$ 。

然后,采用动态噪声基底估计与主瓣比例结合的方法,进行阈值筛选:

$$\sigma_{\text{noise}} = \text{std}(R(1:M)) \quad (23)$$

式中: $\text{std}(\cdot)$ 为计算序列的标准差; $M = 0.1 \cdot \text{length}(R)$ 。阈值设定为

$$T_h = \max(3.5\sigma_{\text{noise}}, \alpha \cdot \max(R)) \quad (24)$$

式中: $\alpha = 0.7$,由于ADS-B采用PPM,理想信号与模板的相关系数为1,但实际存在多普勒残余相位抖动以及噪声引起的脉冲位置偏移。考虑到上述干扰,因此实际相关系数降至0.7。 $3.5 \mu s$ 的阈值是基于ADS-B信号脉冲间隔与旁瓣分布特性设定的,旨在有效区分主瓣与旁瓣,与此同时保留

$R_{xy}(m_i) > T_h$ 的峰值。

选取全局最大峰值 $m_{\text{main}} = \arg\max(R)$,此即为主峰,对于其余次峰需满足:

$$|m_i - m_{\text{main}}| > \Delta t_{\text{min}} \cdot f_s \quad (25)$$

式中: $\Delta t_{\text{min}} = 3.5 \mu s$,由于ADS-B信号双极性相关后主瓣宽度 $\leq 1 \mu s$,旁瓣集中分布在主峰 $\pm 0.5 \mu s$ 范围内,主次峰距离 $> 3.5 \mu s$ 的约束避免了将同一信号的旁瓣误判为独立信号,同时避免多目标场景下的误检; $f_s = 10 \text{ MHz}$,同时次峰幅度不超过主峰的50%,这是因为在理想情况下,全匹配主瓣峰值为8,旁瓣幅度 ≤ 2 ,但在低信噪比条件下,旁瓣幅度 ≥ 2 ,因此需要设置50%阈值抑制此类干扰。

以主峰为中心的前导窗口内应满足:

$$|r(k)|^2 > \eta \cdot \max I_{\text{Energy}} \quad (26)$$

式中: $T_p = 8 \mu s$; $\eta = 0.8$ 。

4 方法实现步骤

本文方法的核心思想在于通过3个环节的协同工作,实现检测性能的优化。方法的流程体现了层次化处理的思想:频偏校正是基础,旨在提升信号的“可检测性”;能量累积是初步筛选,负责高效率地寻找“可疑目标”;双极性相关是最终裁决,负责对“可疑目标”进行精确识别。前一级的输出为后一级提供了更有利的输入条件,而后一级又具备前一级所缺乏的细分辨识能力,3者共同构成一个鲁棒的检测系统。方法实现步骤如下。

步骤1:针对ADS-B信号的多普勒频偏问题,采用M-Rife算法进行频偏校正^[13]:首先对接收信号进行FFT频谱分析,提取最大谱线对应的频率值并判断其是否位于量化频率中心区域;若偏离中心区域,则将信号频谱动态平移半个量化频率单位后重新进行Rife算法估计,最终得到频偏估计值。

步骤2:在频偏校正基础上,通过正交下变频构建基带复信号,采用120点滑动窗口进行能量累积计算。选取前10%窗口作为噪声参考区,实时估计环境噪声水平,根据噪声均值与缩放系数的乘积生成自适应检测门限,当窗口能量超过该动态门限时,判定为有效信号段。

步骤3:采用双极性相关技术识别前导报头:将标准前导脉冲序列中的“0”映射为“-1”形成双极性参考模板,与接收信号进行互相关运算以增强主瓣峰值;在相关结果中提取满足局部极大值条件的候选峰值,结合动态噪声基底和主瓣比例

设定联合阈值进行初筛;选择全局最大峰值作为主峰,要求次峰距离主峰至少 20 个采样点且幅度不超过主峰的 50%;最终验证主峰前后窗口满足单峰特性,同时主峰后 112 采样点内的脉冲位置调制波形与标准模板的相关系数必须超过 0.7,确保前导报头的可靠检测。

5 实验结果及分析

5.1 频偏校正结果分析

为了验证文献[5]所提 M-Rife 算法对频偏校正的有效性,取频偏 50 kHz,分别对 Rife 算法和 M-Rife 算法进行 1 000 次蒙特卡洛仿真测试,记录这两种算法每次计算得出的频偏与真实频偏之间的差值,分别计算平均绝对误差(Mean Absolute Error, MAE)和均方根误差(Root Mean Square Error, RMSE),测试结果如图 3、图 4 和表 1 所示。

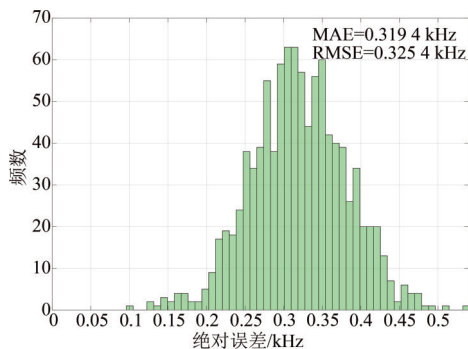


图 3 Rife 算法误差分布

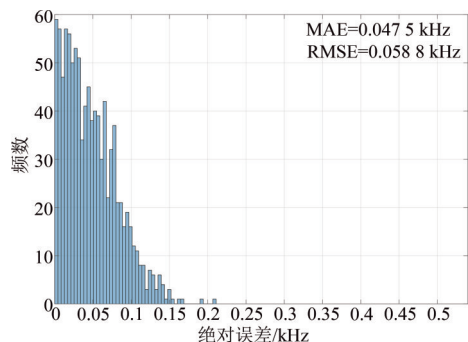


图 4 M-Rife 算法误差分布

表 1 两种算法性能对比

单位: kHz

算法名称	MAE	RMSE
Rife	0.321 2	0.326 8
M-Rife	0.046 6	0.057 2

由图 3 和图 4 可知, M-Rife 算法的误差分布集中在 ± 0.1 范围内, 而 Rife 算法误差多分布在 ± 0.3 范围内, M-Rife 算法在频偏估计精度上展现出显著优势。又由表 1 可知, M-Rife 算法的 MAE 仅为 0.046 6 kHz,

较 Rife 算法的 0.321 2 kHz 降低约 85.5%, RMSE 为 0.057 2 kHz, 较 Rife 算法的 0.326 8 kHz 降低约 82.5%。这些测试结果充分证明, M-Rife 算法在处理 ADS-B 信号频偏校正问题时具有更高的准确性和可靠性, 能够有效消除接收信号中的频偏。

5.2 能量累积与滑窗处理结果分析

为直观展示算法中间处理过程, 构建一个包含 5 个 ADS-B 信号的典型场景进行可视化分析。正式的检测性能统计基于后文的大规模蒙特卡洛实验。将前导脉冲和报文信号组合在一起, 并在信号前后生成零填充, 零填充设为随机长度, 随后将信号调制到 1 090 MHz 的载频上, 并添加噪声模拟低信噪比环境下的信号检测过程, 如图 5 所示。

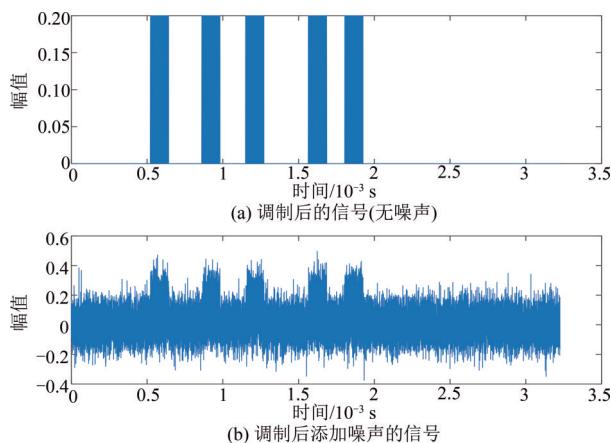


图 5 生成的仿真信号

随后对仿真信号进行下变频处理, 如图 6 所示。在下变频处理后, 为了实现自适应门限, 选取滑窗总窗口数前 10% 作为噪声参考区, 计算其噪声统计量, 固定窗长为 $120 \mu\text{s}$, 滑窗步长为 $2.4 \mu\text{s}$ 。SNR = -2 dB、门限系数 = 9.0σ 时的滑窗能量检测和信号检测结果如图 7、图 8 (检测到 5 个信号) 所示。

该方法充分利用 ADS-B 信号在时域能量高度集

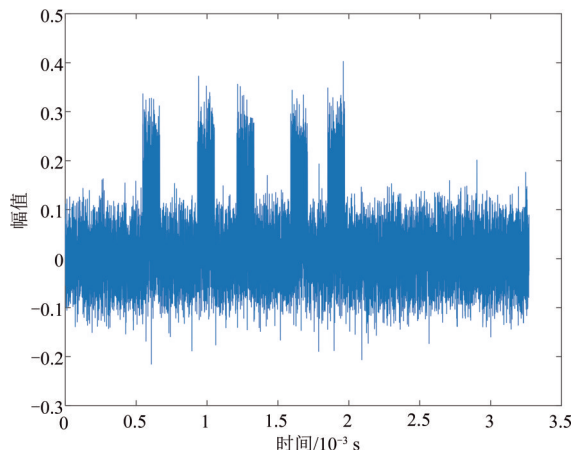


图 6 下变频处理后的信号

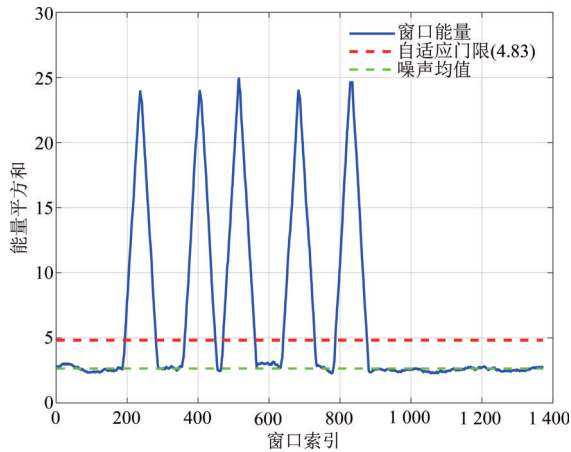


图7 滑窗能量检测

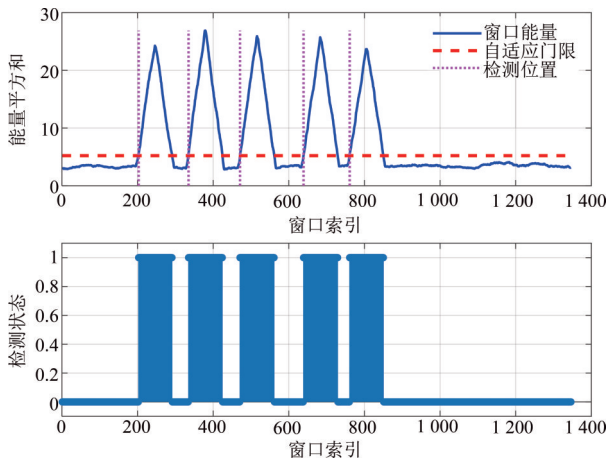


图8 信号检测结果

中的特性,通过能量累积与滑窗处理技术,在低信噪比环境下仍能保持优异的信号检测性能。实验结果表明,算法成功识别出的ADS-B信号数量与仿真设定完全一致,且能精确定位每个信号的起始位置。

5.3 前导报头检测效果对比

为验证双极性相关法在低信噪比环境下的性能优势,在 $-10\sim 10$ dB的信噪比范围内,对单极性相关法(匹配滤波法)、脉冲位置检测法、基带归一化互相关法及双极性相关法进行性能对比。在每个信噪比条件下,独立生成100组测试信号,每组信号均包含5个完整的ADS-B帧并叠加随机噪声。测试结果如表2所示,统计结果均基于100次独立重复实验得出,以保障性能评估的统计可靠性。

在低信噪比区间($\text{SNR} \leq -4$ dB),4种方法的检测性能差异最为显著:双极性相关法检测率始终领先, $\text{SNR} = -10$ dB时达45.00%,分别较基带归一化互相关法(34.41%)、脉冲位置检测法(31.00%)、单极性相关法(23.00%)提升约30.70%、45.16%、95.65%。 $\text{SNR} = -4$ dB时双极性相关法检测率升至95.00%,较基带归一化互相关法(72.07%)提升约31.82%,而单极

性相关法和脉冲位置检测法此时检测率仍低于70%。双极性相关法这一优势源于未对信号进行量化处理,保留了原始幅度信息,且双极性序列的自相关特性有效区分了信号与噪声,而基带归一化互相关法的“0—1”量化易受噪声干扰,单极性相关法相关峰辨识度低,脉冲位置检测法则对脉冲位置抖动敏感。

表2 不同ADS-B信号检测方法检测率对比 单位:%

SNR/dB	单极性相关法 (匹配滤波法)	脉冲位置 检测法 ^[8]	双极性 相关法	基带归一化 互相关法
-10	23.00	31.00	45.00	34.41
-8	25.00	34.00	65.00	43.20
-6	30.00	49.00	70.00	50.62
-4	48.00	66.00	95.00	72.07
-2	56.00	74.00	97.00	76.59
0	67.00	92.00	99.00	88.27
2	86.00	88.00	100.00	95.58
4	93.00	94.00	100.00	100.00
6	98.00	99.00	100.00	100.00
8	100.00	99.00	100.00	100.00
10	100.00	100.00	100.00	100.00

在临界低信噪比($\text{SNR} = -2$ dB)下,双极性相关法仍保持97.00%的高检测率,基带归一化互相关法(76.59%)和脉冲位置检测法(74.00%)性能相近,但均显著低于双极性相关法;单极性相关法检测率仅56.00%,差距明显。双极性相关法和基带归一化互相关法未出现波动,体现了相关检测方法在临界信噪比环境下的稳定性优势,且双极性相关法的稳定性更优。

在中高信噪比区间($\text{SNR} \geq 0$ dB),双极性相关法率先达到100%检测率($\text{SNR} = 2$ dB时),基带归一化互相关法需 $\text{SNR} = 4$ dB才实现全检测,单极性相关法需 $\text{SNR} = 8$ dB,脉冲位置检测法则需 $\text{SNR} = 10$ dB。在 $\text{SNR} = 0$ dB时,双极性相关法检测率达99.00%,较基带归一化互相关法(88.27%)提升12.16%,进一步印证了双极性相关法在中高信噪比环境下的高效性。

此外,基带归一化互相关法虽能利用多维度脉冲信息,但量化门限依赖噪声基底估计的准确性,在复杂电磁环境中易受干扰;而双极性相关法无需复杂的噪声基底估计与量化处理,工程实现更简洁,同时兼顾了检测性能与实用性。

6 结束语

首先对ADS-B信号中频偏产生的原因以及影

响进行了分析,探究了不同频移对于信号幅度的影响,并采用文献[5]提出的 M-Rife 算法来校正频偏,并对比了 Rife 算法和 M-Rife 算法的频偏校正效果,证明了 M-Rife 算法校正频偏的有效性;其次利用能量累积和滑窗处理的方法并结合自适应门限在噪声环境下检测出 ADS-B 信号;最后根据 ADS-B 信号特点提出了双极性相关的方法,通过与脉冲位置检测法、单极性相关法(匹配滤波法)及基带归一化互相关法的全面对比,证明了双极性相关法识别 ADS-B 信号前导报头的有效性,并通过峰值检测成功定位出前导报头。实验结果表明,本文提出的联合检测方法在低信噪比环境下显著优于传统方法。这充分验证了频偏校正、能量累积与双极性相关三者协同工作的有效性。频偏校正保障了后续模块的性能下限;能量累积与双极性相关的分工协作,则在保证检测精度的同时,提升了整体检测效率,体现了联合设计在应对复杂电磁环境下的优势。

后续可探索将该联合检测方法与 FPGA 硬件实现结合,优化滑窗处理与双极性相关的实时性,进一步拓展在天基 ADS-B 接收系统等高速运动场景中的应用;同时可研究多目标信号叠加场景下的改进方案,提升算法在复杂电磁干扰中的鲁棒性。

参考文献:

- [1] YU Q H. Fully secure and hierarchical identity based signature for automatic dependent surveillance broadcast systems[J]. Scientific Reports, 2025, 15: No.20532.
- [2] NI B, WANG M J, ZHANG J C, et al. Phased fractional low-order moment-based Doppler shift estimation in the presence of interference signals and impulsive noise[J]. (上接第 26 页)
- [16] GIANNAKOPOULOS T, PIKRAKIS A. Introduction to audio analysis: a MATLAB approach[M]. Amsterdam, Netherlands: Elsevier, 2014: 233-240.
- [17] KIM H G, MOREAU N, SIKORA T. MPEG-7 audio and beyond: audio content indexing and retrieval[M]. New York, USA: John Wiley & Sons, 2005: 1-285.
- [18] XIE J, ZHU M Y. Investigation of acoustic and visual features for acoustic scene classification[J]. Expert Systems with Applications, 2019, 126: 20-29.
- [19] 张健. 基于深度学习的水下目标识别的研究[D]. 成都: 电子科技大学, 2020: 1-80.
- [20] PEREIRA L M, SALAZAR A, VERGARA L. A comparative analysis of early and late fusion for the multimodal two-class problem[J]. IEEE Access, 2023, 11: 84283-84300.
- [3] YANG Y F, ZENG R H, ZHU Q Q, et al. Coherent DOA estimation of multi-beam frequency beam-scanning LWAs based on maximum likelihood algorithm[J]. Sensors, 2025, 25(12): No.3791.
- [4] 王娟娟, 王瑞, 李珂, 等. 基于 Rife 算法的 LFM 信号性能分析[J]. 舰船电子对抗, 2018, 41(4): 36-39; 48.
- [5] 毛芑晖, 胡东. 基于 M-Rife 算法的一种载频估计方法[J]. 通信技术, 2022, 55(11): 1408-1412.
- [6] 江太辉, 王甲池. 基于 DS 扩频信号的自适应门限双积分滑动相关捕获算法[J]. 电讯技术, 2004, 44(1): 74-77.
- [7] 许哲, 康永. 一种改进的 ADS-B 信号前导脉冲检测算法[J]. 电子科技, 2013, 26(6): 134-136.
- [8] 王永利, 姚旺君, 陈严君, 等. 一种 S 模式 ADS-B 前导脉冲检测方法[J]. 信息技术与网络安全, 2018, 37(8): 83-87.
- [9] 张涛, 唐小明, 宋洪良, 等. 一种 ADS-B 报头互相关检测方法[J]. 电讯技术, 2016, 56(2): 156-160.
- [10] KHUMSAT P, KOYPHOL T, THONGRUK T, et al. Time-domain adpll BPSK, QPSK, and 8PSK demodulators[J]. Journal of Electrical and Computer Engineering, 2025(1): No.5560884.
- [11] LIU J T, JIANG W B, YANG W T, et al. Enhancing the communication bandwidth of FH-MIMO DFRC systems through constellation rotation modulation[J]. Remote Sensing, 2025, 17(6): No.1058.
- [12] 王旭东, 刘渝, 邓振森. 基于修正 Rife 算法的正弦波频率估计及 FPGA 实现[J]. 系统工程与电子技术, 2008, 30(4): 621-624.
- [13] FAN Y Y, LIU X M, FU M F, et al. Asymmetric point-to-multipoint coherent architecture with a frequency aliasing recovery algorithm for cost-constraint short-reach access networks[J]. Optics Express, 2022, 30(18): 33124-33135.
- (编辑: 冯 春)
- [21] GADZICKI K, KHAMSEHASHARI R, ZETZSCHE C. Early vs late fusion in multimodal convolutional neural networks[C]//Proceedings of the 2020 IEEE 23rd International Conference on Information Fusion. Piscataway, USA: IEEE, 2020. DOI: 10.23919/FUSIDN45008.2020.9190246.
- [22] GUZHOV A, RAUE F, HEES J, et al. ESResNet: environmental sound classification based on visual domain models[C]//Proceedings of the 2020 25th International Conference on Pattern Recognition. Piscataway, USA: IEEE, 2021: 4933-4940.
- [23] 王彬, 王海旺, 李勇斌. 一种基于 CGAN+CNN 的水声通信信号调制识别方法[J]. 信息工程大学学报, 2021, 22(1): 1-7.
- (编辑: 冯 春)