

# 激光与光电子学进展

## 多点定位系统到达时间估计算法的性能分析

官峰勋, 李孟然\*

中国民航大学电子信息与自动化学院, 天津 300300

**摘要** 建立了广播式自动相关监视信号 S 模式的数学模型, 分析了到达时间 (TOA) 估计算法中上升沿测量算法、最优估计测量算法的实现过程和理论精确度。首先, 推导验证了单脉冲差分匹配滤波器的理论实现, 从脉冲积累角度分析了多脉冲差分匹配滤波器测量 TOA 的改进算法。然后, 针对工程实际中硬件采样带来的估计点时间离散问题, 采用多项式拟合算法减小 TOA 估计误差。最后, 仿真分析了各算法的 TOA 估计性能, 并结合定位算法验证了不同算法应用于多点定位系统的有效性。

**关键词** 探测器; 多点定位; S 模式信号; 到达时间; 多项式拟合; 匹配滤波器

中图分类号 TN919.2; TN919.5

文献标志码 A

DOI: 10.3788/LOP202259.1304002

### Performance Analysis of Arrival Time Estimation Algorithm for Multilateration System

Gong Fengxun, Li Mengran\*

College of Electronical Information and Automation, Civil Aviation University of China, Tianjin 300300, China

**Abstract** In this paper, the mathematical model of the S-mode of an automatic dependent surveillance-broadcast signal is established, and the realization process and theoretical accuracy of the rising edge and optimal estimation measurement algorithms in the time of arrival (TOA) estimation algorithm are analyzed. First, the theoretical implementation of the single-pulse differential matched filter is deduced and verified, and the improved algorithm of the multipulse differential matched filter for TOA measurement is analyzed based on pulse accumulation. Then, a polynomial fitting algorithm is proposed to reduce the TOA estimation error to solve the time discretization problem caused by hardware sampling in engineering practice. Finally, the TOA estimation performance of each algorithm is analyzed using simulation, and the effectiveness of different algorithms applied to the multilateration system is verified by combining them with the positioning algorithm.

**Key words** detectors; multilateration; S-mode signal; time of arrival; polynomial fitting; matched filter

## 1 引言

多点定位监视 (MLAT) 系统是国际民航组织 (ICAO) 提出的先进机场场面活动引导和控制工程的基本组成<sup>[1-3]</sup>。MLAT 系统即全面兼容的广播式自动相关监视 (ADS-B) 系统, 可对安装了 AC/S 模式应答机的飞机进行精确定位和实时跟踪, 通过数个接收基站同时捕获目标发出的应答信号, 估计信号的到达时间 (TOA) 并将其传送至中心基站, 然后利用到达时间差 (TDOA) 定位算法解算飞机位置。TOA 的测量估计精确度和系统各基站间的时钟同步精确度是决定能否精确定位的关键。现有不同模式应答机的应答信号,

其基带信号均为一串脉冲信号, 可以采用多种脉冲 TOA 估计算法进行接收基站信号的 TOA 估计测量。ICAO 明确规定场面多点定位系统的定位精确度不可低于  $7.5 \text{ m}^{[1-2]}$ , 对应的系统时间最大误差不能超过  $25 \text{ ns}$ 。实际系统定位精确度受到站间时钟同步误差、接收基站 TOA 估计测量误差、定位算法解算误差等多种因素的影响, 因此, 单个接收基站的 TOA 估计测量误差应远小于规定的  $25 \text{ ns}^{[4-5]}$ 。整个系统的各部分为级联关系, 几纳秒的时间误差经系统逐级放大后会最终的定位结果产生极大的偏差。国内外众多民航监视领域专家针对 MLAT 系统存在的关键技术难题, 提出了多种解决方法<sup>[4-18]</sup>, 主要集中在 TOA 的估计测

收稿日期: 2021-07-12; 修回日期: 2021-08-04; 录用日期: 2021-08-10

基金项目: 国家重点研发计划 (2018YFC0809500)

通信作者: \*18096600962@163.com

量<sup>[6,15-19]</sup>、系统位置解算算法<sup>[9,12,14,16]</sup>等问题上。这些研究虽然大部分都停留在理论阶段,但对 MLAT 系统相关技术的发展起到了极大的推进作用。

利用最优估计算法进行 TOA 估计测量时能够获得较大的信噪比(SNR),但需要预先知道接收信号的结构和频率。ADS-B 中的 S 模式信号具有特殊的前导结构,便于信号的捕获和 TOA 估计测量。Galati 等<sup>[13]</sup>提出了一种通过推导单个 S 模式前导脉冲信号估计 TOA 的匹配滤波器方法,但该方法不能得到整个前导脉冲串的最优值。Galati 等<sup>[15]</sup>提出了一种利用差分方法改进匹配滤波器的 TOA 估计算法,在超高 SNR(35~90 dB)时其定位精确度可以达到 0.2 m,但自研接收机和商业仪器均显示 S 模式信号在机场附近或航路上的 SNR 一般为 15 dB。王洪等<sup>[18]</sup>提出了一种利用解码后信号进行 TOA 估计测量的算法,并采取脉冲积累理论分析其精确度。结果表明,相比解码前的 TOA 估计测量算法,该算法具有明显优势,但解算时间长达半分钟,降低了 MLAT 系统对飞机定位的时效性。宫峰勋等<sup>[19]</sup>提出了一种四脉冲差分匹配滤波器算法,可以改善 TOA 估计中均方根变化剧烈的问题,但没有考虑实际工程采样中的过零点时间离散问题。

本文结合 S 模式信号,对主流 TOA 估计测量算法进行了分析,并对比了不同算法的性能。针对 S 模式前导脉冲的数目,利用能量累积方法改进差分匹配滤波器,提高了 TOA 的估计精确度。最后,对工程采样带来的 TOA 估计点时间离散问题,采用多项式拟合算法

进行优化,提升了 TOA 估计算法的稳定性和精确度。

## 2 信号建模及传统 TOA 估计测量算法的分析

### 2.1 S 模式的信号建模

S 模式信号是由前导脉冲和数据脉冲构成的特定格式脉冲信号,如图 1 所示。其中,前导脉冲由 4 个子脉冲构成,分别位于 0.0  $\mu\text{s}$ 、1.0  $\mu\text{s}$ 、3.5  $\mu\text{s}$  和 4.5  $\mu\text{s}$  处。数据脉冲有 56 bit 或 112 bit 两种长度,数据部分采用曼彻斯特编码,即每个 bit 时长 1  $\mu\text{s}$ , 占空比为 50%, 脉冲出现在前 0.5  $\mu\text{s}$  表示为“1”, 出现在后 0.5  $\mu\text{s}$  表示为“0”。规定所有子脉冲前沿范围为 0.05~0.10  $\mu\text{s}$ , 后沿范围为 0.05~0.02  $\mu\text{s}$ 。为了便于建立 S 模式信号的数学模型,将信号在时间轴上分解成宽度为 0.50  $\mu\text{s}$  的脉冲。其中,“1”表示高电平,“0”表示低电平。当第  $n$  个数据位为 0 时,按  $b_n = [0 \ 1]$  发送; 当第  $n$  个数据位为 1 时,按  $b_n = [1 \ 0]$  发送。则整个 S 模式信号可表示为

$$b = [p, b_1, \dots, b_{56/112}], \quad (1)$$

式中,  $p = [1, 0, 1, 0, 0, 0, 0, 1, 0, 1, 0, 0, 0, 0, 0, 0]$  为 4 个前导脉冲, 时间长度共 8  $\mu\text{s}$ 。  $b$  的长度  $n = 128$  或 240, 则 S 模式信号的数学模型可表示为

$$b(t) = \sum_{n=0}^{127/239} b[n] p(t - nT), \quad (2)$$

式中,  $p(t)$  为矩形脉冲, 脉冲宽度  $T$  为 0.50  $\mu\text{s}$ ,  $b[n]$  为脉冲信号。

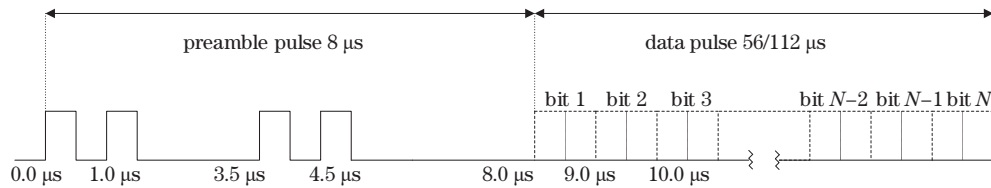


图 1 S 模式信号脉冲串

Fig. 1 Pulse string of the S-mode signal

### 2.2 传统 TOA 估计测量算法的理论精确度

传统 S 模式信号的 TOA 估计测量算法主要针对单个脉冲(一般为第一个脉冲)。

上升沿判决法: 相对于基准时间, 设 S 模式信号的到达时间为  $T_0$ , 即信号脉冲上升沿越过设定阈值的时刻, 如图 2 所示。其中, 实线表示幅度为  $A$ 、上升沿时间为  $t_r$  的标准 S 模式脉冲, 下标  $r$  表示上升沿算法。虚线表示受到噪声干扰后的真实脉冲波形, 在 TOA 估计测量中存在误差  $\Delta T_0$ 。  $n(T_0)$  为  $T_0$  时刻的噪声电压值, 当 SNR 较大时, 有无噪声情况下脉冲波形的上升沿斜率均相同<sup>[8,18]</sup>, 则

$$\frac{A}{t_r} = \frac{n(T_0)}{\Delta T_0}. \quad (3)$$

TOA 的测量精确度为 TOA 测量误差的均方根,

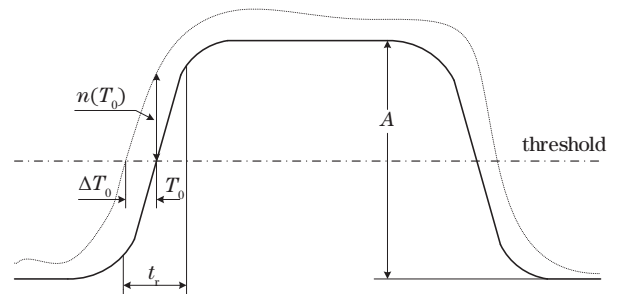


图 2 上升沿判决算法测量 TOA 的示意图

Fig. 2 Schematic diagram of TOA measured by rising edge decision algorithm

可表示为

$$[(\Delta T_0)^2]^{1/2} = \delta T_0 = \frac{t_r}{(A^2/n^2)^{1/2}} = \frac{t_r}{(2S/N)^{1/2}}, \quad (4)$$

式中,  $S/N$  为中频载信号的 SNR。载波信号为正弦信号, 其有效值  $A/\sqrt{2}$  与信号的最大幅度有关, 与信号功率成正比。受接收机中频带宽的限制, 信号上升沿时间可近似为  $t_r \approx 1/B$ , 令  $S = E/\tau$ ,  $N = N_0 B$ , 则

$$\delta T_0 \approx \left( \frac{\tau}{2BE/N_0} \right)^{1/2}, \quad (5)$$

式中,  $\tau$  为单个脉冲的时间宽度,  $E$  为单个脉冲能量,  $N_0$  为单个脉冲的噪声功率。

最优估计算法: 式(5)由简单的几何关系推导得到, 而非最优估计算法所得。根据 S 模式前导信号特有的结构构建匹配滤波器, 利用最大似然、逆概率等信号分析算法得到的 TOA 估计测量均方误差<sup>[10]</sup>为

$$\delta T_0 = \frac{1}{\beta(2E/N_0)^{1/2}}, \quad (6)$$

式中,  $\beta$  为信号的有效带宽,  $2E/N_0$  为匹配滤波器的峰值 SNR。对于矩形脉冲, 在带宽远大于 1 时, 有

$$\beta^2 = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} (2\pi f)^2 |S(f)|^2 df}{\int_{-\infty}^{\infty} |S(f)|^2 df} \approx \frac{2B}{\tau} \approx \frac{2}{\tau t_r}, \quad (7)$$

式中,  $S(f)$  为信号的傅里叶变换。将式(7)代入式(6), 得到最优估计算法的 TOA 测量精确度为

$$\delta T_0 = \left( \frac{\tau}{4BE/N_0} \right)^{1/2} \approx \frac{t_r}{2(S/N)^{1/2}}. \quad (8)$$

差分匹配滤波器算法: Galati 等<sup>[15]</sup>证明了差分匹配滤波器的过零点时刻是 S 模式脉冲信号的最佳 TOA 估计时刻, 该算法将最优估计算法中的匹配滤波器进行差分, 将匹配滤波器的 TOA 最佳估计时刻由峰值点转变为过零点时刻, 且两种算法的理论精确度一致<sup>[8]</sup>。

在采样率为 100 MHz, SNR 为 15 dB 时, 对 S 模式前导信号的第一个脉冲分别进行匹配滤波和差分匹配滤波仿真, 结果如图 3、图 4 所示。可以发现, 匹配滤波和差分匹配滤波的 TOA 时刻分别为最大值和过零点对应的时刻。从线性拟合角度分析可知, 差分匹配滤波器计算的 TOA 时刻均方根误差 (RMSE) 略低于匹

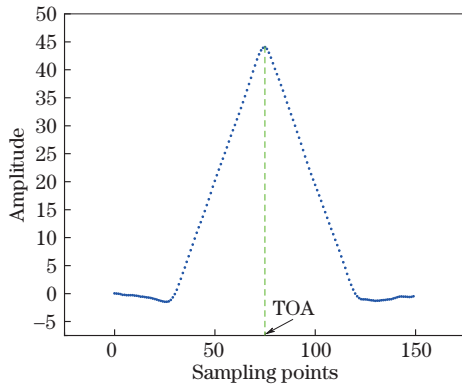


图 3 匹配滤波算法的仿真结果

Fig. 3 Simulation results of the matched filtering algorithm

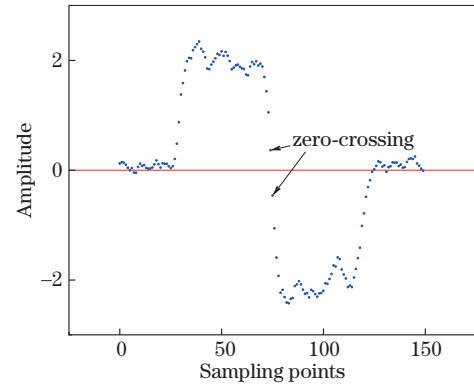


图 4 差分匹配滤波算法的仿真结果

Fig. 4 Simulation results of the differential matched filtering algorithm

配滤波器的计算结果<sup>[6]</sup>。原因是上升沿判决算法的阈值通常与信号幅度相关, 易受到噪声干扰和幅度波动的影响, 而差分匹配滤波算法以零线 (采样数值为 0 的线) 为固定阈值, 抗噪声性能更好。

### 3 改进的差分匹配滤波器 TOA 估计算法

#### 3.1 改进算法及精确度分析

上述算法均只使用了 S 模式前导信号的第一个脉冲进行 TOA 估计测量, 无论是匹配滤波还是差分匹配滤波算法, 其关键都是利用匹配滤波器提高检测信号的 SNR, 从而提高 TOA 估计的精确度。由于噪声大多为高斯白噪声, 每个脉冲上叠加的噪声都不相关, 对 S 模式前导信号的多个脉冲进行匹配滤波, 不仅可以抵消噪声的影响, 还可以叠加多个脉冲的能量, 显著提高测量信号的 SNR<sup>[18]</sup>。

若前导信号有  $M$  个脉冲 (S 模式信号的  $M = 4$ ), 每个脉冲上叠加的噪声服从高斯白噪声分布, 则脉冲叠加后的信噪比是单个脉冲的  $M$  倍。将信号叠加后得到的 SNR 代入式(4)、式(8)中, 得到 TOA 的测量精确度为

$$P = \frac{t_r}{(2SM/N)^{1/2}}, \quad (9)$$

或

$$P = \frac{t_r}{2(SM/N)^{1/2}}. \quad (10)$$

可以发现, 多脉冲前导信号的精确度为单脉冲的  $\sqrt{M}$  倍。将 S 模式整个前导信号脉冲串的匹配滤波拆解为单个子脉冲的匹配滤波, 用单个子脉冲差分匹配滤波后得到的 TOA 估计值减去第一个子脉冲的固定时差并对结果进行平均, 得到

$$\hat{T}_0 = \frac{1}{M} (\hat{T}_{01} + \dots + \hat{T}_{0M}), \quad (11)$$

式中,  $\hat{T}_{0i}$  ( $i = 1, \dots, M$ ) 为各子脉冲 TOA 估计值相对于第一个子脉冲的固定时差。  $\hat{T}_{0i}$  的均值为 0, 方差为

$(\delta T_0)^2$ , 进一步得到  $\hat{T}_0$  的均值为 0, 均方值为  $\delta T_0 / \sqrt{M}$ , 这表明对  $M$  个前导脉冲进行差分匹配滤波得到的 TOA 估计精确度是单脉冲信号精确度的  $\sqrt{M}$  倍。

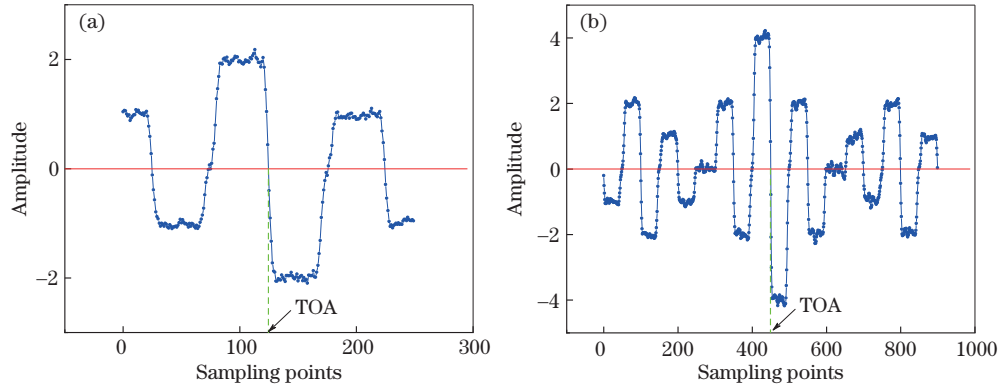


图 5 差分匹配滤波器对多脉冲的处理结果。(a)  $M=2$ ; (b)  $M=4$

Fig. 5 Processing result of the differential matched filter to the multi-pulse. (a)  $M=2$ ; (b)  $M=4$

接收机中的频带宽度为 20 MHz 时, 不同算法在不同 SNR 下的理论精确度如图 6 所示。其中, RE 为单脉冲上升沿算法, ME 为单脉冲匹配滤波算法, DE 为单脉冲差分匹配滤波算法, RAE 为采用所有 S 模式前导脉冲上升沿的算法, DAE 为采用所有 S 模式前导脉冲进行差分匹配滤波的算法。可以发现: ME 和 DE 的理论精确度一致, 原因是两种算法均采用最优估计算法, 只是滤波器的形式不同; DAE 算法的理论精度最高, 抗噪声干扰能力最强; 传统的 RE 算法理论精确度较低, 容易受到噪声的干扰。

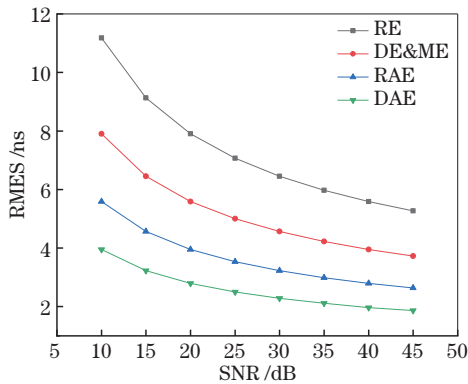


图 6 不同算法的 TOA 理论精确度

Fig. 6 TOA theoretical accuracy of different algorithms

### 3.2 工程采样对 TOA 估计精确度的影响

在实际工程应用中, 对信号 TOA 的估计测量通常为跨越阈值、最高点或零点的采样时刻, 但实际采样得到的信号在时间轴上是离散的, 真实的阈值点、最高点或零点通常位于两个采样点之间, 过低的采样率会导致连续两个采样点的时间间隔太长, 估计点与真实点之间的偏差过大, 从而限制了实际系统中 TOA 估计值的精确度。实际系统中采样时钟不可能与应答信号同步, 因此, 系统的 TOA 估计测量误差在采样点的

图 5 为  $M=2, 4$  时脉冲积累差分匹配滤波器输出的结果。可以发现, 虽然仿真中存在多个零点, 但根据峰值点位置容易定位可用零点的坐标。

$\pm T_s/2$  内服从均匀分布。其中,  $T_s$  为接收机的采样间隔。实际系统中 TOA 估计的精确度不可能高于均匀分布的方差, 可表示为

$$\sigma_T = \sqrt{T_s^2/12}. \quad (12)$$

针对 RE 这类传统的 TOA 估计算法, 当 SNR 较高时, 采样得到跨越阈值的离散点 a 和 b 如图 7 所示。通过直线拟合找出真实的阈值点, 再计算过阈值的时间, 从而提高 TOA 估计的精确度。

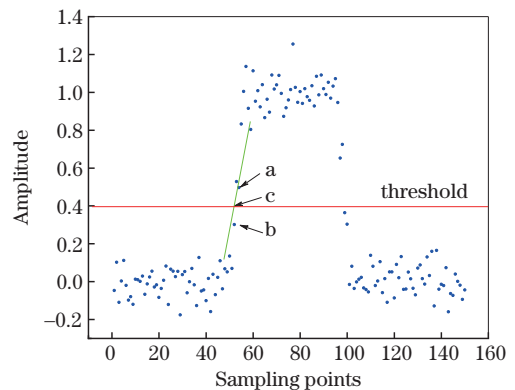


图 7 RE 算法的拟合结果

Fig. 7 Fitting results of the RE algorithm

利用  $m$  个离散点进行直线拟合, 先定义  $m$  个离散数据点, 其坐标为  $(x_i, y_i)$ 。设直线拟合预期模型  $y = a_0 + a_1 x$ , 根据最小二乘法极小化准则, 要求偏差  $|y_i - f(x_i)|$  的平方和最小, 即

$$S = [y_i - f(x_i)]^2 = \sum_{i=1}^m (y_i - a_1 x_i - a_0)^2, \quad (13)$$

式中,  $a_1$  为直接斜率,  $a_0$  为直接截距。当  $|y_i - f(x_i)|$  取最小值时, 式(13)等价于线性方程组的最小二乘解, 可表示为



$$\begin{cases} a_1 x_1 + a_0 = y_1 \\ \vdots \\ a_1 x_m + a_0 = y_m \end{cases}, \quad (14)$$

根据多元函数的极值理论得到直线最优的必要条件为

$$\begin{cases} \frac{\partial S}{\partial a_1} = -2 \sum_{i=1}^m x_i (y_i - a_1 x_i - a_0)^2 = 0 \\ \frac{\partial S}{\partial a_0} = -2 \sum_{i=1}^m (y_i - a_1 x_i - a_0)^2 = 0 \end{cases}. \quad (15)$$

根据式(14)和式(15),将式(13)表示为

$$\begin{cases} a_1 = \frac{m \sum_{i=1}^m x_i y_i - \sum_{i=1}^m x_i \sum_{i=1}^m y_i}{m \sum_{i=1}^m x_i^2 - \left(\sum_{i=1}^m x_i\right)^2} \\ a_0 = \frac{\sum_{i=1}^m x_i^2 \sum_{i=1}^m y_i - \sum_{i=1}^m x_i y_i \sum_{i=1}^m y_i}{m \sum_{i=1}^m x_i^2 - \left(\sum_{i=1}^m x_i\right)^2} \end{cases}. \quad (16)$$

针对 ME 和 DAE 这类最优估计算法,只利用式(16)求出的  $a_1$  和  $a_0$  无法精确描述曲面边缘的变化趋势,可以采用多项式拟合算法减小工程采样带来的误差。设多项式拟合预期模型为

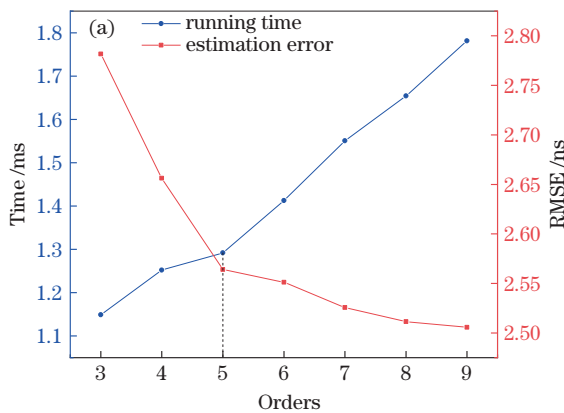
$$y = f(x) = a_0 + a_1 x + \dots + a_n x^n, \quad (17)$$

式中,  $n$  为多项式的阶数。将式(13)表示为

$$S = \sum_{i=1}^m (y_i - a_0 - a_1 x - \dots - a_n x^n)^2, \quad (18)$$

对式(18)求偏导,得到

$$\begin{cases} \frac{\partial S}{\partial a_0} = -2 \sum_{i=1}^m (y_i - a_0 - a_1 x_i - \dots - a_n x_i^n)^2 = 0 \\ \frac{\partial S}{\partial a_1} = -2 \sum_{i=1}^m x_i (y_i - a_0 - a_1 x_i - \dots - a_n x_i^n)^2 = 0, \\ \vdots \\ \frac{\partial S}{\partial a_n} = -2 \sum_{i=1}^m x_i^n (y_i - a_0 - a_1 x_i - \dots - a_n x_i^n)^2 = 0 \end{cases}, \quad (19)$$



将式(19)用矩阵表示,构建多项式拟合模型

$$\mathbf{a} = (\mathbf{A}\mathbf{A}^T)^{-1} \mathbf{A}^T \mathbf{y}, \quad (20)$$

$$\text{式中, } \mathbf{A} = \begin{bmatrix} 1 & x_1 & \dots & x_1^n \\ 1 & x_2 & \dots & x_2^n \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ 1 & x_m & \dots & x_m^n \end{bmatrix}, \mathbf{y} = \begin{bmatrix} y_1 \\ \vdots \\ y_m \end{bmatrix}, \mathbf{a} = \begin{bmatrix} a_0 \\ \vdots \\ a_n \end{bmatrix}.$$

为更好地提高 TOA 的估计精确度,在计算前应采用大量数据进行训练,综合分析拟合效果和计算复杂度,寻找泛化能力最好的多项式阶数。欠拟合和过拟合均会极大影响 TOA 估计的精确度。当采样率为 100 MHz 时,DAE 算法不同阶数多项式的拟合效果随 SNR 的变化曲线如图 8 所示。可以发现,TOA 的估计精确度随拟合阶数的增加而提高。当拟合阶数大于 5 时,DAE 算法的 TOA 估计精确度没有明显变化;当拟合阶数为 20 时,仿真曲线出现了明显失真,这表明多项式处于过拟合状态。

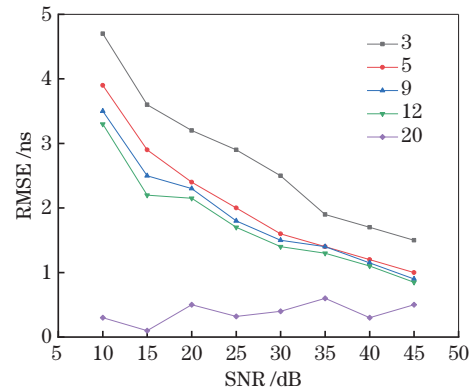


图 8 DAE 算法不同阶数多项式拟合效果随 SNR 的变化曲线  
Fig. 8 Variation curve of the fitting effect of different order polynomial of DAE algorithm with SNR

当 SNR 为 15 dB,采样率为 100 MHz 时,DE 算法不同阶数多项式和数据量对 TOA 估计精确度和算法复杂度的影响如图 9、图 10 所示。可以发现,DAE 算法的 TOA 估计精确度随拟合阶数的增大而提高,计

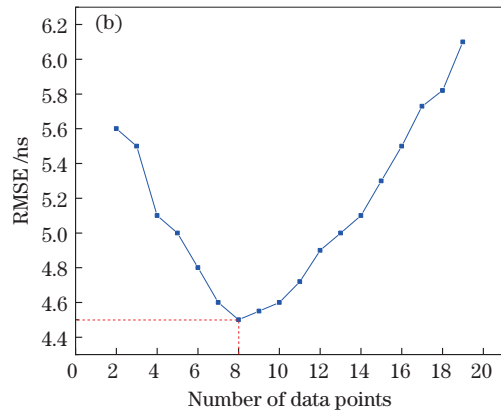


图 9 DAE 算法拟合阶数和数据量对拟合结果的影响。(a)多项式阶数;(b)数据量

Fig. 9 Influence of fitting order and data volume of DAE algorithm on fitting results. (a) Polynomial order; (b) data volume

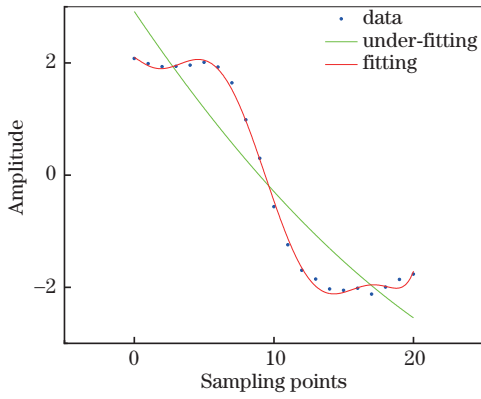


图 10 DAE 算法的 5 阶多项式拟合结果

Fig. 10 Fifth-order polynomial fitting result of the DAE algorithm

算时间也随之变长。结合图 8 可知,当拟合阶数为 5 时,多项式拟合的泛化能力较好。此外,考虑到拟合后数据头尾可能出现的过拟合情况,还需要根据接收

机的采样率平衡拟合数据量与精确度的关系。

## 4 TOA 估计算法的性能分析与讨论

### 4.1 仿真分析

TOA 估计精确度与系统的 SNR、采样率( $F_s$ )、接收机中频带宽( $B$ )紧密相关。采用单一变量控制法,仿真分析了三个变量对 RE、RAE、ME、DE 和 DAE 算法的影响,1000 次蒙特卡罗仿真实验得到的结果如图 11 所示。可以发现:DAE 算法的性能最优,特别是在 SNR 较低的情况下,其 TOA 均方根误差有明显下降,而 RE 和 RAE 算法的性能最差,无法满足 MLAT 系统对 TOA 估计的要求(误差小于 7.5 ns);当 SNR 低于 20 dB 时,所有算法的 TOA 均方根误差都呈快速上升趋势;增加采样率可以提高 ME 和 DE 算法的 TOA 估计精确度,但对 DAE 算法的提升不明显;增加接收机中频带宽可在一定程度上改善算法的性能。

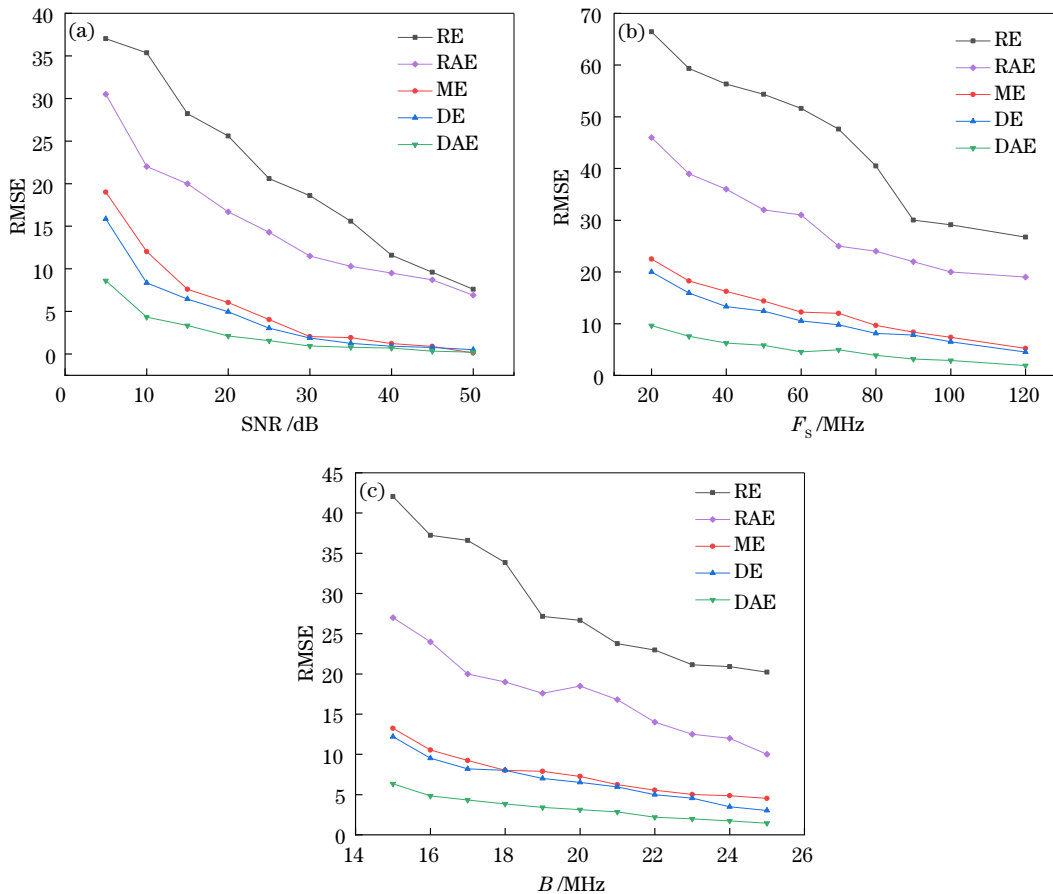


图 11 SNR、 $F_s$  和  $B$  对不同算法的影响。(a)  $F_s=100$  MHz,  $B=20$  MHz; (b) SNR 为 15 dB,  $B=20$  MHz; (c)  $F_s=100$  MHz, SNR 为 15 dB

Fig. 11 Influence of SNR,  $F_s$  and  $B$  on different algorithms. (a)  $F_s=100$  MHz,  $B=20$  MHz; (b) SNR is 15 dB,  $B=20$  MHz; (c)  $F_s=100$  MHz, SNR is 15 dB

误差分布图是多次 TOA 估计后各次估计值的分布状态,能反映 TOA 估计算法的准确性和稳健性。实际 MLAT 接收机多采用 20 MHz 的中频滤波器和 100 MHz 的数模采样芯片。实际工作环境中

SNR 多大于 15 dB,受干扰和遮挡时 SNR 不能小于 10 dB,否则会影响接收机的工作性能。当 SNR 分别为 15 dB 和 10 dB,采样率为 100 MHz,接收机的中频带宽为 20 MHz 时,仿真得到 ME 算法和 DE 算法的

误差分布如图 12 所示。可以发现,在正常情况以及低 SNR 下,DE 算法的误差分布集中度均高于 ME 算法,这表明 DE 算法的稳健性更好。原因是 DE

算法将 TOA 估计时刻由过顶点检测变为过零点检测,从而降低了检测难度,提升了算法的实际应用性能。

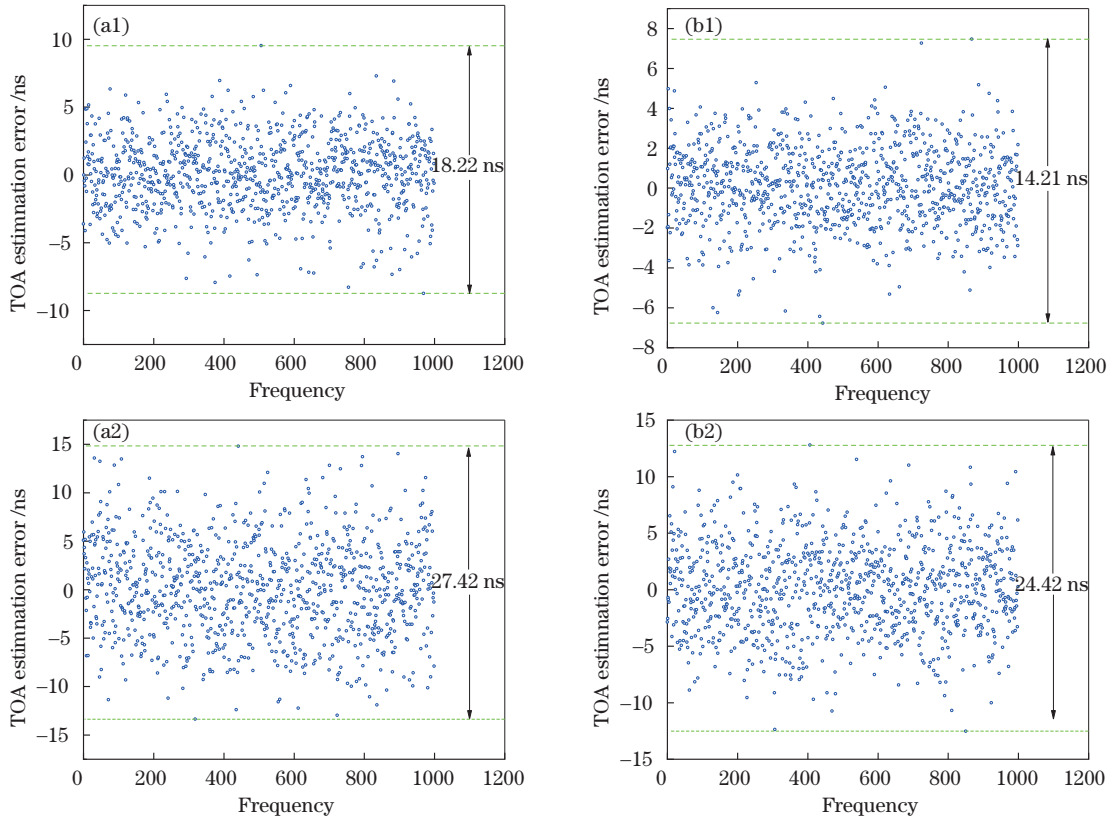


图 12 不同算法的 TOA 误差分布图。(a)ME 算法;(b)DE 算法

Fig. 12 TOA error distribution for different algorithms. (a) ME algorithm; (b) DE algorithm

当 SNR 分别为 15 dB 和 10 dB,采样率为 100 MHz,中频接收机的带宽为 20 MHz 时,仿真得到 ME 算法、双脉冲和四脉冲累积 DAE 算法的误差分布如图 13 所示。可以发现,ME 算法的 TOA 估计精确度

较差,DAE 算法的误差分布集中度明显高于 ME 算法,稳健性更好,定位精确度的方差更小。此外,随着脉冲数  $M$  的增加,DAE 算法的稳健性和 TOA 估计精确度也逐渐提高,与理论分析结果一致。

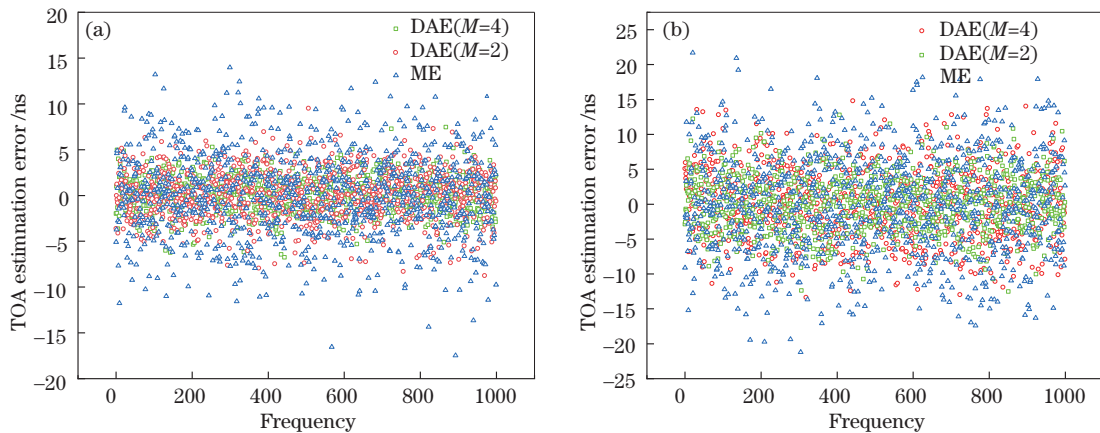


图 13 DAE 和 ME 算法的 TOA 估计误差分布。(a) SNR 为 10 dB;(b) SNR 为 15 dB

Fig. 13 TOA estimation error distribution of DAE and ME algorithms. (a) SNR is 10 dB; (b) SNR is 15 dB

#### 4.2 实际数据的验证分析

国内某大型国际机场终端区 MLAT 接收机的实时接收应答脉冲数据如图 14(a)所示,其中包含的 32

组完整 S 模式应答信号如图 14(b)所示。MLAT 的布站方式如图 15 所示。

根据真实数据验证 RE、RAE、ME、DE、DAE 四种

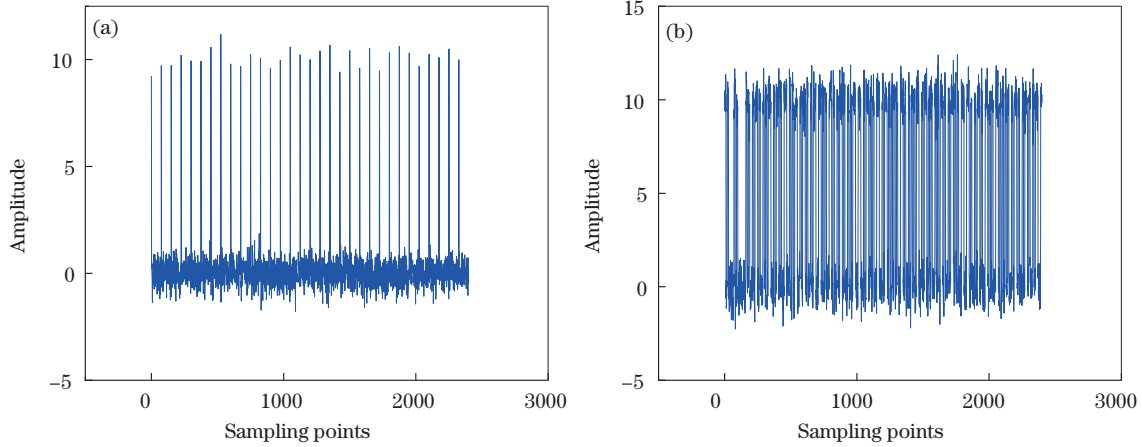


图 14 MLAT 接收机获取的实际数据。(a)全部数据;(b)截取的完整 S 模式信号

Fig. 14 Actual data acquired by the MLAT receiver. (a) Full data; (b) intercepted complete S-mode signal

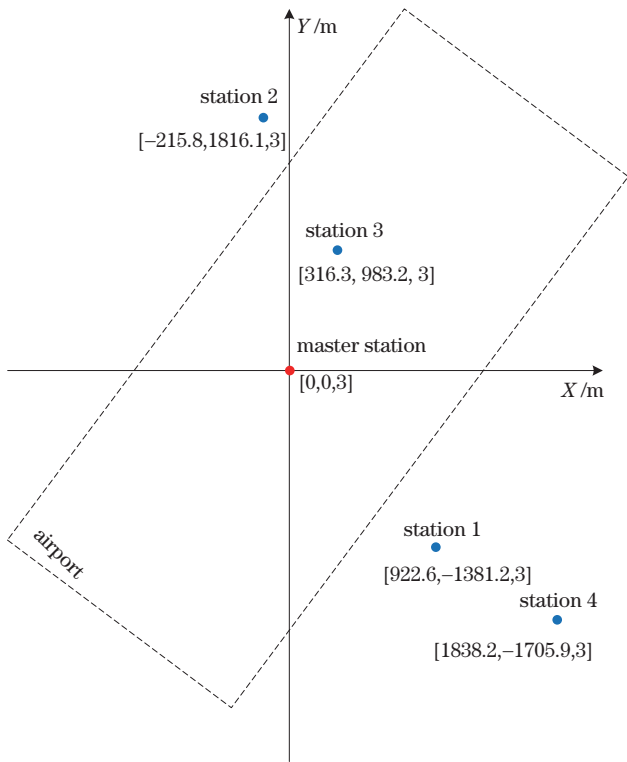


图 15 国际机场 MLAT 的实际布站方式

Fig. 15 Actual arrangement of MLAT stations at international airports

算法的 TOA 估计性能,结果如图 16 和表 1 所示。可以发现:RE 算法的误差最大,已经超出 ICAO 规定的 25 ns;RAE 算法在实际中应用的效果与理论效果相差较大;ME 和 DE 算法的估计结果类似,但 DE 算法的稳定性优于 ME 算法,而 DAE 算法的鲁棒性和精确度都最佳。

结合图 15 的布局方式和表 1 中的均方根误差,利用 Tylor 算法绘制五种算法下 MLAT 系统水平位置精确度误差(HDOP)分布情况和垂直位置精确度误差(VDOP)分布情况,结果如图 17、图 18 所示。其中,

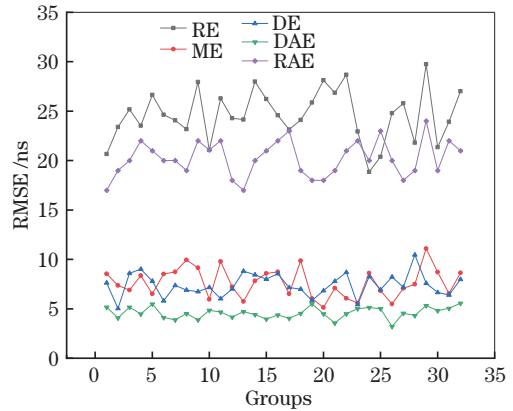


图 16 不同算法的 TOA 估计均方根误差

Fig. 16 Root mean square error of TOA estimates for different algorithms

表 1 不同算法的均方根误差极值与均值

Table 1 Root mean square error extreme value and mean value of different algorithms unit:ns

Algorithm	Maximum	Minimum	Mean value
RE	29.7	18.8	25.2
RAE	24.3	17.8	20.7
ME	11.0	5.9	8.1
DE	10.4	5.0	7.4
DAE	5.5	3.2	4.8

RE、RAE、ME、DE、DAE 算法的时钟同步误差为 0 ns, TOA 估计误差分别为 25.2 ns、20.7 ns、8.1 ns、7.4 ns、4.8 ns,算法的解算误差为 1.5 ns。可以发现, RE 和 RAE 算法估计的 TOA 无法满足 ICAO 规定的最大定位误差 7.5 m, ME 和 RE 算法的定位精确度和覆盖范围相似,基本满足机场中心区域的 MLAT 定位需求。DAE 算法的效果最佳,定位精度提升了近一倍。五种算法的 VDOP 的都要大于 HDOP,这表明 MLAT 系统在垂直方向上的定位精确度较差。



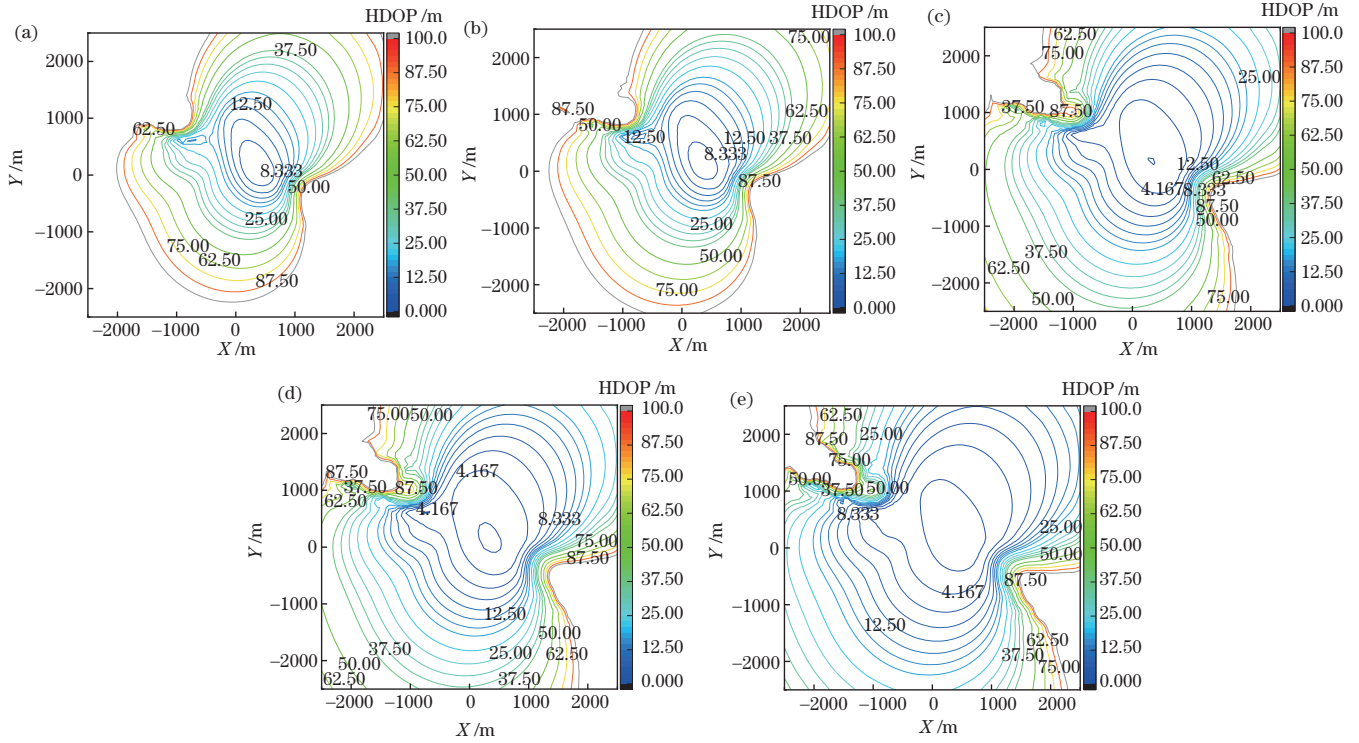


图 17 不同算法对 MLAT 系统 HDOP 分布的影响。(a) RE; (b) RAE; (c) ME; (d) DE; (e) DAE

Fig. 17 Influence of different algorithms on the HDOP distribution of the MLAT system. (a) RE; (b) RAE; (c) ME; (d) DE; (e) DAE

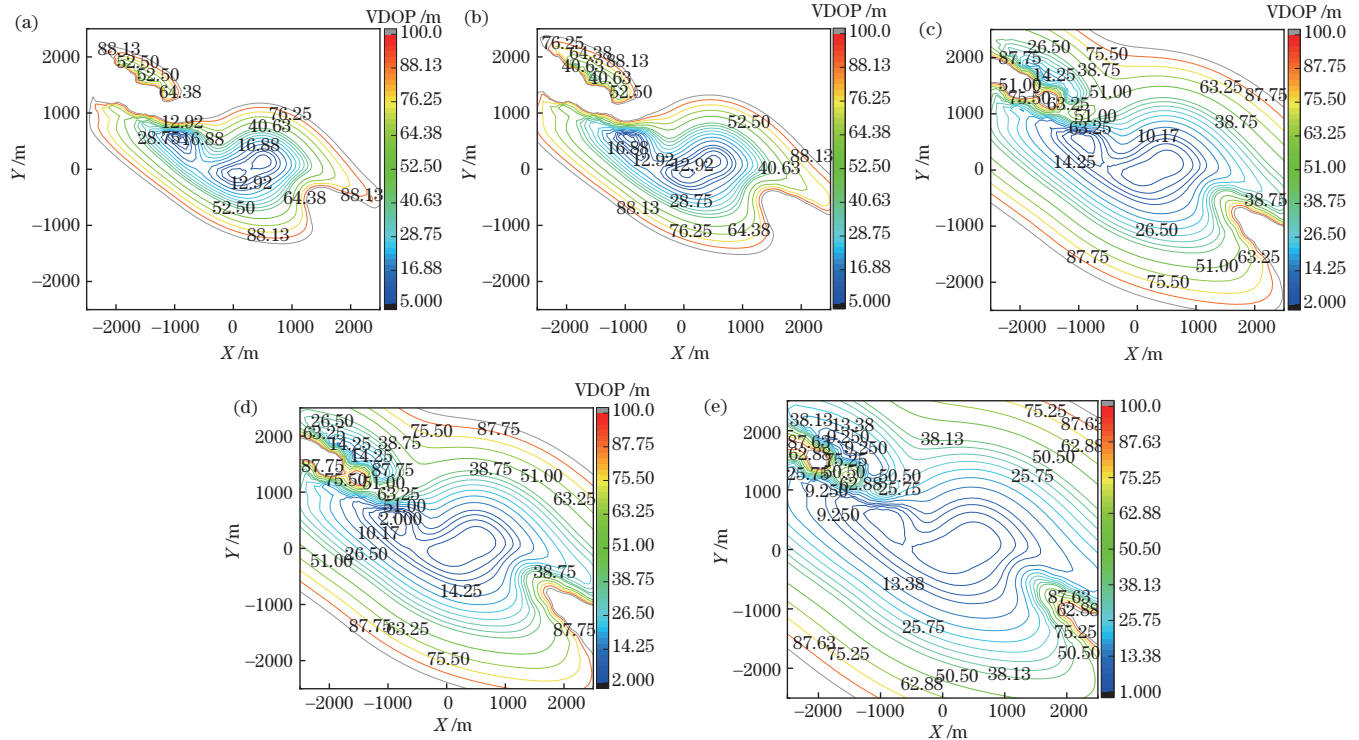


图 18 不同算法对 MLAT 系统 VDOP 分布的影响。(a) RE; (b) RAE; (c) ME; (d) DE; (e) DAE

Fig. 18 Influence of different algorithms on the VDOP distribution of the MLAT system. (a) RE; (b) RAE; (c) ME; (d) DE; (e) DAE

## 5 结 论

研究了 MLAT 系统 TOA 估计测量的精确度问题,对比了上升沿判决算法、最优估计算法的理论精确

度,并给出了不同算法的理论精确度上限。针对 S 模式前导脉冲的数目,利用能量累积方法改进差分匹配滤波器,提高了 TOA 的估计精确度。对工程采样带来的 TOA 估计点时间离散问题,提出采用多项式拟

合算法进行优化,提升了 TOA 估计算法的稳定性和精确度。对优化后的算法进行仿真验证与分析,并结合实际数据验证各算法应用于真实 MLAT 系统时的定位效果。结果表明,ME 和 DE 算法的理论精确度一致,但实际定位系统中 DE 算法明显优于 ME 算法,DAE 算法的性能最佳。研究表明利用 S 模式前导信号 4 个脉冲进行差分匹配滤波,并对结果进行拟合可以有效提高实际系统中的 TOA 估计精确度。本研究并没有考虑实际环境中多径干扰、电磁干扰等因素影响,但这些因素在一定程度上会降低现有 TOA 估计算法的性能。

## 参 考 文 献

- [1] EUROCAE. Technical specification for wide area multilateration (WAM) systems: ED142[S]. Saint-Denis: EUROCAE, 2010.
- [2] EUROCAE. Minimum operational performance specification for mode S multilateration systems for use in advanced surface movement guidance and control systems(A-SMGCS): ED117[S]. Saint-Denis: EUROCAE, 2003.
- [3] ICAO. Aeronautical surveillance manual[M]. Montréal: ICAO Store, 2009.
- [4] Hendricks T. U. S. Airline industry perspective on NextGen: the view from Washington[C]//2011 IEEE/AIAA 30th Digital Avionics Systems Conference, October 16-20, 2011, Seattle, WA, USA. New York: IEEE Press, 2011: 12485658.
- [5] 肖跃, 高振斌, 赵子杭. 一种复合调制雷达信号设计及性能分析[J]. 激光与光电子学进展, 2022, 59(11): 1107002. Xiao Y, Gao Z B, Zhao Z H. Design and performance analysis of a compound modulated radar signal[J]. Laser & Optoelectronics Progress, 2022, 59(11): 1107002.
- [6] Wood M L. Multilateration system development history and performance at Dallas/Ft. Worth airport[C]//19th DASC. 19th Digital Avionics Systems Conference. (CatProceedings. No.00CH37126), October 7-13, 2000, Philadelphia, PA, USA. New York: IEEE Press, 2000: 2E1/1-2E1/8.
- [7] Pourvoyeur K, Mathias A, Heidger R. Investigation of measurement characteristics of MLAT/WAM and ADS-B[C]//2011 Tyrrhenian International Workshop on Digital Communications-Enhanced Surveillance of Aircraft and Vehicles, September 12-14, 2011, Capri, Italy. New York: IEEE Press, 2011: 203-206.
- [8] Skolnik M I. Introduction to radar systems[M]. New York: McGraw-Hill, Inc., 2004.
- [9] Chan Y T, Ho K C. A simple and efficient estimator for hyperbolic location[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1994, 42(8): 1905-1915.
- [10] 张睿, 孔金凤. 机场场面监视技术的比较及发展[J]. 中国西部科技, 2010, 9(1): 34-35, 52.
- [11] Zhang R, Kong J F. Comparison and development of airport scene surveillance technology[J]. Science and Technology of West China, 2010, 9(1): 34-35, 52.
- [11] 王韬. 浅析多点定位(MLAT)场面监视系统[J]. 科技创新与生产力, 2014(2): 71-73.
- [12] Wang T. Brief discussion on scene surveillance system of MLAT[J]. Sci-Tech Innovation and Productivity, 2014 (2): 71-73.
- [12] 白敏. 基于 TDOA 的陆基多点定位系统设计与定位算法研究[D]. 重庆: 重庆大学, 2010.
- [13] Bai M. Study on system designing and positioning algorithms for land-based multi-spot location based TDOA[D]. Chongqing: Chongqing University, 2010.
- [13] Galati G, Leonardi M, Magaro P, et al. Wide area surveillance using SSR mode S multilateration: advantages and limitations[C]//European Radar Conference, 2005. EURAD 2005, October 3-4, 2005, Paris, France. New York: IEEE Press, 2005: 225-229.
- [14] 侯惠芳, 刘素华, 杨铁军. 基于遗传算法和模拟退火算法的 TDOA 定位技术[J]. 计算机工程, 2008(12): 172-174.
- [15] Hou H F, Liu S H, Yang T J. TDOA location technique based on genetic algorithm and simulated annealing algorithm[J]. Computer Engineering, 2008(12): 172-174.
- [15] Galati G, Leonardi M, de Marco P, et al. New time of arrival estimation method for multilateration target location[EB/OL]. [2021-03-05]. <http://web1.see.asso.fr/Jissa2005/forCD/cd/www.see.asso.fr/cdjissa/papers/2-1.pdf>.
- [16] 孙卓振. 广域多点定位系统关键技术分析[D]. 成都: 电子科技大学, 2012.
- [17] Sun Z Z. Key technology analysis of wide area multipoint positioning system[D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2012.
- [17] 邢毓华, 郑琦. 广义互相关在混沌扩频时延估计中的研究与应用[J]. 激光与光电子学进展, 2021, 58(23): 2306001.
- [18] Xing Y H, Zheng Q. Research and application of generalized cross correlation in chaotic spread spectrum time delay estimation[J]. Laser & Optoelectronics Progress, 2021, 58(23): 2306001.
- [18] 王洪, 金尔文, 刘昌忠, 等. 多点定位 TOA 精确估计及同步误差校正算法[J]. 系统工程与电子技术, 2013, 35(4): 835-839.
- [19] Wang H, Jin E W, Liu C Z, et al. Accurate estimation of TOA and calibration of synchronization error for multilateration[J]. Systems Engineering and Electronics, 2013, 35(4): 835-839.
- [19] 宫峰勋, 曹雅茹. 基于前导脉冲信号的到达时间精确度分析[J]. 激光与光电子学进展, 2020, 57(21): 210704.
- [20] Gong F X, Cao Y R. Analysis of time of arrival accuracy based on preamble pulse signals[J]. Laser & Optoelectronics Progress, 2020, 57(21): 210704.