

基于改进反馈中值滤波的角闪烁预处理器

张博远

哈尔滨工业大学(威海)

DOI:10.12238/ast.v1i1.13702

[摘要] 角闪烁是扩展目标多散射中心干涉导致的回波波前发生畸变, 从而引起雷达测角产生严重误差的现象, 是影响末端制导精度的关键因素, 也是制导装备研究人员格外关注的问题之一。诸多学者对此提出不同解决方案, 其中, Chang 等人提出一种反馈中值滤波器对雷达测量结果进行预处理, 再进行跟踪滤波, 仿真实验证明该方法可以有效抑制角闪烁噪声。美中不足的是该方法的测量精度会受到目标机动的影响。针对这一问题, 该研究提出了一种改进的反馈中值滤波器, 利用多个并行中值滤波器代替原有的单一中值滤波器, 并根据独立同分布的中心极限定理引入均值滤波器的方法, 使角闪烁噪声趋近于高斯分布, 同时也降低了噪声方差, 有效提高跟踪滤波器的性能。仿真实验结果表明, 该方法可有效抑制角闪烁噪声, 且在目标机动的情况下具有良好效果。

[关键词] 末端制导; 角闪烁; 改进反馈中值滤波器; 卡尔曼滤波

中图分类号: TN957.5 **文献标识码:** A

Angular Glint Preprocessor Based on Improved Feedback Median Filtering

Boyuan Zhang

Harbin Institute of Technology

[Abstract] Angle glint, an effect caused by the distortion of echo wavefronts due to multi-scattering center interference of extended targets, induces significant errors in radar angle measurement. It critically impacts terminal guidance accuracy and has drawn particular attention from guidance system researchers. Numerous scholars have proposed various solutions, among which Chang et al. developed a feedback median filter for preprocessing radar measurements before tracking filtration. Simulation experiments demonstrated its effectiveness in suppressing angle glint noise. However, this method exhibits its measurement accuracy degrades under target maneuvers. To address this limitation, this paper proposes an improved feedback median filter that replaces the original single filter with multiple parallel median filters. By incorporating a mean filter based on the independent and identically distributed central limit theorem, the modified approach drives angle glint noise toward Gaussian distribution while reducing noise variance, thereby effectively enhancing the performance of the tracking filter. Simulation results confirm that the proposed method successfully suppresses angle glint noise and demonstrates favorable effectiveness even under maneuvering target conditions.

[Key words] Terminal guidance; Angular glint; Improved feedback median filter; Kalman filter

1 概述

当雷达与目标距离较近时, 目标可视为由多个散射中心组成的扩展目标, 当雷达天线发射电磁波照射到该目标, 每个散射中心都会产生回波, 且回波之间会相互干扰, 导致到达接收端口面的回波波前发生畸变, 形成一个新的视在中心, 而最终也是对该视在中心进行测角。当雷达与目标之间相对运动时, 雷达接收口面的回波也不断发生变化, 导致目标的视在中心不断发生变化, 最终形成了角闪烁现象^[6]。角闪烁通常用线偏差来表示, 即合成的视在中心偏离实际中心的距离。对于近距离制导而言, 角闪烁是跟踪误差的主要来源之一, 严重时, 甚至会出现导弹完全偏离目标的情况。因此,

抑制角闪烁噪声对末端制导具有重要意义^[1]。

通过分析角闪烁特性, 国内外学者将角闪烁抑制技术分为三类, 分别为: 雷达分集技术、高分辨技术和信号处理技术^[2]。雷达分集技术主要包括极化分集、空间分集和频率分集, 是利用目标对雷达分集的敏感, 通过某种分集方法改变回波相位, 以获取足够的独立角闪烁样本, 从而对角闪烁进行抑制^[3-8]。高分辨力体制雷达可以将目标上多个散射中心分开, 这类方法从角闪烁产生机理出发, 逐渐成为角闪烁抑制的一种主要途径, 常用的方法有基于距离高分辨和频域高分辨等^[9-14]。信号处理技术根据角闪烁统计分布和雷达测角结果利用现代信号处理技术实现角闪烁抑制^[2], 因其不需要

改变雷达体制, 深受研究人员欢迎。由于角闪烁噪声呈现出非高斯长拖尾的特性^[17-18], 卡尔曼滤波器对于这种非线性噪声效果并不理想, 所以信号处理技术主要分为两类^[2], 一类是在跟踪滤波之前通过预处理使噪声更接近于高斯分布, 便于后续滤波处理^[19-21]; 第二类为改进的卡尔曼滤波器或其他跟踪滤波器^[22-25]。

2000年, Chang等人^[19]用反馈中值滤波器代替传统的M预估器(M-ESTIMATES), 在目标速度较大的情况下也有很好的跟踪效果。但会受到机动目标加速度的影响, 导致跟踪精度降低。本文在反馈中值滤波器的基础上加以改进, 利用多个并行中值滤波器代替原有的单一中值滤波器, 并根据独立同分布的中心极限定理引入均值滤波器, 使角闪烁噪声趋近于高斯分布, 同时降低了噪声方差, 再将处理后的结果输入跟踪滤波器, 大大提高了跟踪滤波器的性能, 降低了机动目标加速度对跟踪结果的影响。

本文第二节利用高斯-拉普拉斯混合概率分布函数对角闪烁噪声建模, 并给出建模参数。第三节分析反馈中值滤波器, 并给出改进方法。第四节设置仿真实验, 对比改进前后不同目标运动状态下跟踪效果。在第五节给出全文结论。

2 角闪烁统计模型

角闪烁的统计特性呈现为非高斯长拖尾分布, 对此学术界提出多种统计性模型描述角闪烁噪声。1993年, Wu等人将角闪烁模型分解为高斯分布和一个长拖尾附加干扰的合成分布^[15]。这种长拖尾的附加干扰近似为拉普拉斯分布。即用零均值、小方差、大概率的高斯分布和小概率、大方差的拉普拉斯分布的合成分布描述角闪烁噪声。实验研究表明, 该建模方式描述角闪烁噪声较为贴切^[16]。

高斯拉普拉斯混合分布概率分布函数可以表示为:

$$f(x) = pf_g(x - \mu_g) + (1-p)f_l(x - \mu_l) \quad (1)$$

其中高斯分布函数为:

$$f_g(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{(x - \mu_g)^2}{2\sigma^2}\right) \quad (2)$$

拉普拉斯分布函数为:

$$f_l(x) = \frac{1}{\sqrt{2}\eta} \exp\left(-\frac{|x - \mu_l|}{\eta}\right) \quad (3)$$

p 为权重。根据Dunn和Howard提出的数据值 $p = 0.76$ 。高斯分布参数为 $\mu_g = 0, \sigma = 0.94$; 拉普拉斯分布参数为 $\mu_l = 0, \eta = 12.25$ 。

所以角闪烁噪声概率分布为高斯拉普拉斯混合分布, 概率密度函数为:

$$f(x) = 0.76 \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right) + 0.24 \frac{1}{\sqrt{2}\eta} \exp\left(-\frac{|x|}{\eta}\right) \quad (4)$$

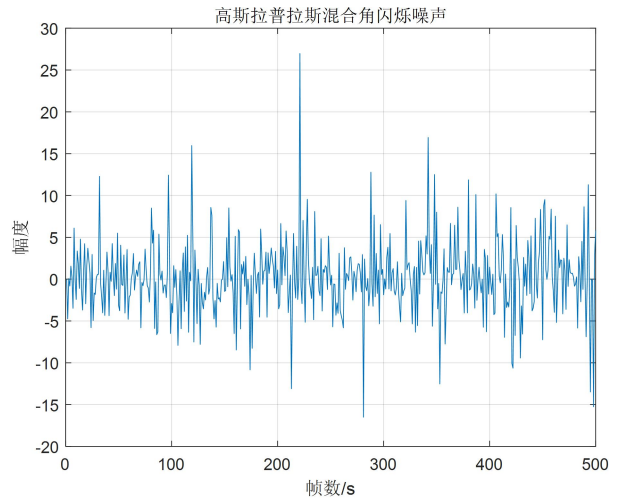


图1 高斯拉普拉斯混合角闪烁噪声

仿真使用的角闪烁噪声如图1所示, 高斯分布描述小值大概率分量, 拉普拉斯分布具有更尖锐的峰值和更长的尾部, 用于描述大值长拖尾分量。

2 抑制角闪烁的预处理方法

2.1 经典反馈中值滤波器

设 $\{X_1, X_2, \dots, X_n\}$ 为 n 个随机变量。我们将这些观测值按升序排列, 使得

$$X(1) \leq X(2) \leq \dots \leq X(n) \quad (5)$$

随机变量 $X_{(i)}$, $i = 1, 2, \dots, n$ 被称为这 n 个随机变量的第 i 个顺序统计量。为了方便起见, 假设 $n = 2m - 1$ 是一个奇数。设 $X_n = \{X_1, X_2, \dots, X_n\}$ 为这些随机变量的集合。中值滤波器的输出定义为

$$\text{median}(X_n) = X_{(m)} \quad (6)$$

由此可见, 中值滤波器是一种非线性滤波器。因此, 其行为与平均滤波器有很大不同。中值滤波器的非线性性使其具备三大特性^[19]: (1) 具备尺度移不变性, 可以保留信号的突变; (2) 可以去除脉冲噪声; (3) 对长尾分布噪声具有高滤波效率。由于角闪烁噪声的分布为长拖尾分布, 且目标可能具有机动性, 因此中值滤波器是预处理的良好选择。

现在雷达脉冲重复率往往高于所需的跟踪率时, 跟踪系统可以提供比其能够处理的更多的测量数据。在这种情况下, 我们可以对一批测量数据进行预处理, 然后将结果传递给卡尔曼滤波器。

假设目标动态和自然球面观测模型已经在其相应轴上解耦为独立通道。考虑一个一维跟踪器, 并假设只有位置测量可用。目标位置和噪声位置测量可用以下方程描述:

$$\begin{aligned} x_{k+1} &= x_k + v_k T + \frac{1}{2} a_k T^2 \\ z_k &= x_k + u_k \end{aligned} \quad (7)$$

其中 T 是采样周期, v_k 和 a_k 分别是目标的速度和加速度, z_k 是测量值, u_k 是测量噪声。

如果假设输入预处理器被分成连续的批次, 以测量 z_k 为中心的批次表示为 $z^k = \{z_{k-l}, \dots, z_k, \dots, z_{k+l}\}$, 其中 $n = 2l + 1$, 输出表示为 y_k 。下一个输入批次则是 $z^{k+n} = \{z_{k+n-l}, \dots, z_{k+n}, \dots, z_{k+n+l}\}$, 对应的输出为 y_{k+1} 。在无反馈结构的情况下, 中值滤波器输出为:

$$\begin{aligned} y_k &= \text{median}(z_n^k) \\ &= x_k + \text{median} \begin{pmatrix} (x_{k-l} - x_k) + v_{k-l} \\ \vdots \\ (x_{k-1} - x_k) + v_{k-1} \\ 0 + v_k \\ (x_{k+1} - x_k) + v_{k+1} \\ \vdots \\ (x_{k+l} - x_k) + v_{k+l} \end{pmatrix} \\ &= x_k + u_k \end{aligned} \quad (8)$$

假设目标具有恒定速度或者 $v_k \gg a_k T$ 则方程(7)的第三项可忽略不计, 所以

$$u_k \approx \text{median} \begin{pmatrix} -l\Delta_1 + v_{k-l} \\ \vdots \\ -\Delta_1 + v_{k-1} \\ 0 + v_k \\ \Delta_1 + v_{k+1} \\ \vdots \\ l\Delta_1 + v_{k+l} \end{pmatrix} \quad (9)$$

其中 $\Delta_1 = v_k T$, 容易证得 $E(u_k) = 0$, 当 $\Delta_1 = 0$ 时, 假设测量噪声为互不相关的零均值高斯噪声和零均值拉普拉斯分布噪声相叠加的形式, u_k 的方差为^[26]

$$E(u_k^2) \approx \frac{\pi\sigma_g^2}{2(n + \pi/2 - 1)} + \frac{\sigma_l^2}{2(n - 1/2)} \quad (10)$$

其中 σ_g 为高斯噪声方差, σ_l 为拉普拉斯分布噪声方差。当 $\Delta_1 \neq 0$ 时, 并没有理论结果可应用, 但容易证明 $E(u_k^2)$ 随着 Δ_1 的增大而增大。所以为减小 Δ_1 , 引入反馈结构。

反馈中值滤波器结构如图 2 所示。

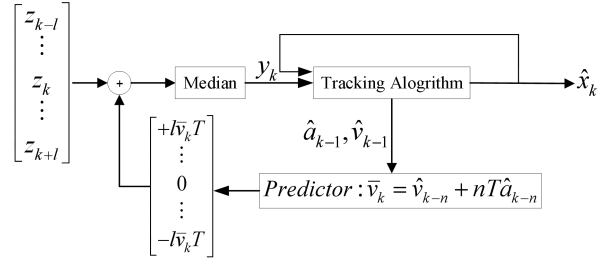


图 2 反馈中值滤波器流程图

引入反馈结构后

$$u_k \approx \text{median} \begin{pmatrix} -l\Delta_2 + v_{k-l} \\ \vdots \\ -\Delta_2 + v_{k-1} \\ 0 + v_k \\ \Delta_2 + v_{k+1} \\ \vdots \\ l\Delta_2 + v_{k+l} \end{pmatrix} \quad (11)$$

其中, $\Delta_2 = (v_k - \hat{v}_k)T$ 。速度预测 \hat{v}_k 计算公式为

$$\hat{v}_k = \hat{v}_{k-n} + nT \hat{a}_{k-n} \quad (12)$$

在实际应用过程中, 往往 $v_k - \hat{v}_k < v_k$, 所以可以做这样的期待, 所以有 $\Delta_2 < \Delta_1$, 使得 $E(u_k^2)$ 下降。

反馈中值滤波器解决了当中值滤波器的输入样本不是同分布时, 其效率可能会严重下降的问题, 使算法更具鲁棒性。但是该方法的跟踪滤波器前端输入还在一定程度上受到某种噪声的影响, 对于这种噪声的分布目前并没有理论说明。通过仿真实验发现, 这种噪声的分布会随着目标速度的改变而发生改变, 这会在很大程度上影响跟踪滤波器的性能, 如图 3 所示。

实验一:

(1) 实验目的: 测试经典方法跟踪滤波器前端输入噪声 u_k 的分布。

(2) 实验条件: 设置仿真时长为 150 秒, 采样周期设置为 0.0714 秒, 中值滤波器窗口大小为 21。采用卡尔曼滤波器, 过程噪声方差 $E(\omega_{m,k}^2) = 20^2 (m^2/s^2)$ 。角闪烁模型使用高斯-拉普拉斯分布模型, 如 2 节所示, 其中高斯噪声 $\sigma = 9.4$, 拉普拉斯噪声 $\eta = 122.5$ 。目标运动状态分别为:

a. 匀速运动: 目标速度为 $v = 120m/s$ 。

b. 变速运动: 初始速度为 $v = 120m/s$ 。在第 60 秒到第 80 秒之间发生机动, 加速度为 $20 m/s^2$ 。

c. 匀加速运动：初始速度为 $v = 120m/s$ ，加速度 $a = 10m/s^2$ 。

(3) 实验结果：目标匀速运动是噪声分布接近高斯分

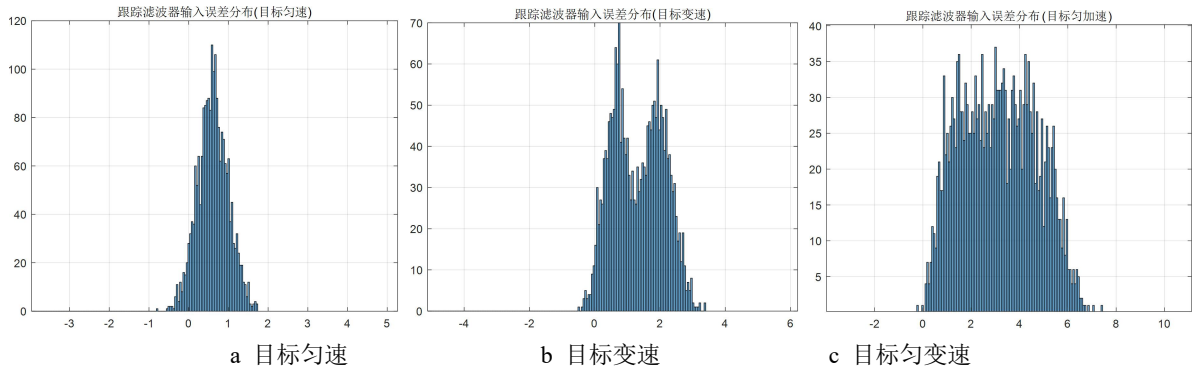


图 3 跟踪滤波器输入噪声分布

2.2 改进方法

如上节所述，经典方法的跟踪滤波器前端输入受到分布并不明确的非高斯噪声的影响，这会导致跟踪滤波器性能下降。为解决这一问题，对反馈中值滤波器做出改进：利用多个并行中值滤波器代替原有的单一中值滤波器，由于每个中值滤波器均工作在相同条件下且互不干扰，所以可以假设中值滤波器每个输出噪声为独立同分布，于是引入均值滤波器对中值滤波器的输出进行均值滤波，由独立同分布条件下的中心极限定理可知，当中值滤波器个数 $m \rightarrow \infty$ 时，均值滤波器输出噪声分布为高斯分布，这可以大大提高后续跟踪滤波器的性能。改进方式如图 4 所示：

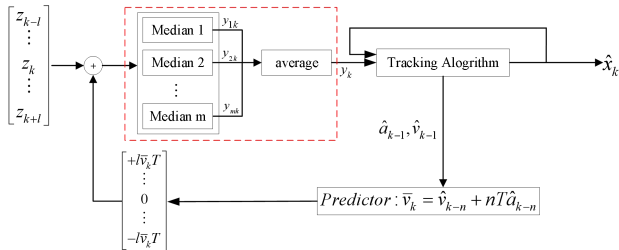


图 4 改进反馈中值滤波器结构图

改进后，跟踪滤波器输入噪声为

$$u'_k = \frac{\sum_{i=1}^m u_{ik}}{m} \quad (13)$$

其中： m 为中值滤波器的个数， u_{ik} 为每个中值滤波器的输出噪声

布，目标变速运动和匀加速运动时噪声分布与高斯分布偏离较大。如图 3 所示。

$$u_{ik} \approx \text{median} \begin{pmatrix} (i-1)*n/m - l\Delta_2 + v_{k-l} \\ \vdots \\ (i)*n/m - l\Delta_2 + v_{k-l} \end{pmatrix} \quad (14)$$

由于 $u_{1k}, u_{2k}, \dots, u_{mk}$ 独立同分布，由独立同分布的中心极限定理可知，在满足特定条件下，大量独立同分布随机变量的均值或总和的标准化形式趋近于正态分布，故 $m \rightarrow +\infty$ 时， u'_k 将服从高斯分布，更有利于后续跟踪滤波器处理，如图 5 所示。在实际应用中，可根据实际情况调整中值滤波器宽度和个数。

实验二：

(1) 实验目的：测试改进方法跟踪滤波器前端输入噪声 u_k 的分布。

(2) 实验条件：设置仿真时长为 150 秒，采样周期设置为 0.0714 秒，中值滤波器窗口大小为 7，中值滤波器个数为 3。采用卡尔曼滤波器，过程噪声方差 $E(\omega_{m \times t}^2) = 20^2 (m^2 / s^2)$ 。角闪烁模型使用高斯-拉普拉斯分布模型，如 2 节所示，其中高斯噪声 $\sigma = 9.4$ ，拉普拉斯噪声 $\eta = 122.5$ 。目标运动状态分别为：

a. 匀速运动：目标速度为 $v = 120m/s$ 。

b. 变速运动：初始速度为 $v = 120m/s$ 。在第 60 秒到第 80 秒之间发生机动，加速度为 20 米/秒²。

c. 匀加速运动：初始速度为 $v = 120m/s$ ，加速度 $a = 10m/s^2$ 。

(3) 实验结果：目标在三种运动状态下的噪声分布接近高斯分布。如图 5 所示。

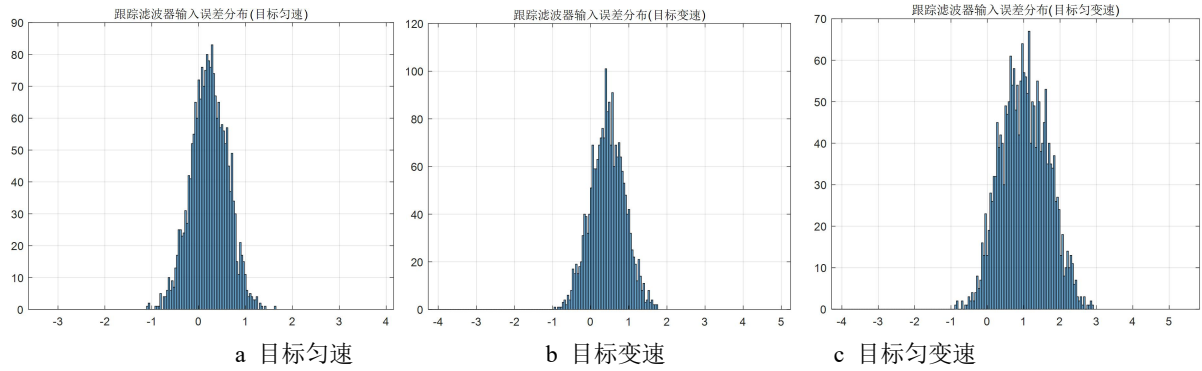


图 5 跟踪滤波器输入噪声分布 (改进后)

对比图 3 与图 5 不难发现, 在目标匀速运动, 目标变速运动, 目标匀加速运动三种情况下, 改进后的输出噪声更分布趋近于高斯分布, 且方差更小, 在使用卡尔曼滤波跟踪机动目标。

3 仿真实验

在本节中设置仿真实验以验证算法性能。为便于展示实验效果, 我们以一维跟踪为例 (实验结论可扩展至二维和三维), 运动状态模型可以写为:

$$\begin{bmatrix} x \\ v \\ a \end{bmatrix}_{k+1} = \begin{bmatrix} 1 & T & \frac{1}{2}T^2 \\ 0 & 1 & T \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ v \\ a \end{bmatrix}_k + \begin{bmatrix} \frac{1}{6}T^3 \\ \frac{1}{2}T^2 \\ T \end{bmatrix} \omega_{m,k} \quad (15)$$

共设置三组仿真实验, 每个实验分别进行了 500 次蒙特卡洛仿真, 并计算平均 RMSE 值。

$$RMSE(k) = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (x_k - \hat{x}_k^i)^2}, k = 1, 2, \dots, 100; \quad N = 500 \quad (16)$$

其中 $\hat{x}_k^{(i)}$ 表示第 i 次蒙特卡洛运行中第 k 个样本的状态估计值。

实验三:

(1) 实验目的: 比较目标匀速运动情况下经典方法和改进方法的跟踪误差, 误差用 RMSE 表示。

$$RMSE(k) = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (x_k - \hat{x}_k^i)^2}, k = 1, 2, \dots, 100; \quad N = 500 \quad (17)$$

(2) 实验条件: 目标匀速运动, 运动速度 $v = 120m/s$ 。其余实验条件同实验二。

(3) 实验结果: 图 6 为目标轨迹, 途中蓝色线为目标观测轨迹, 红色线为目标实际轨迹, 绿色线为经过中值滤波处理, 并进行卡尔曼滤波后的轨迹, 图 7 为匀速运动情况下, 改进前后的跟踪误差。

(4) 结果分析: 由图 7 可知, 在匀速运动情况下, 改进前后性能相差不大。由实验一和实验二对比了可知, 在匀速运动情况下, 跟踪滤波器前端输入噪声分布相似, 均接近高斯分布, 所以实验结果符合预期。

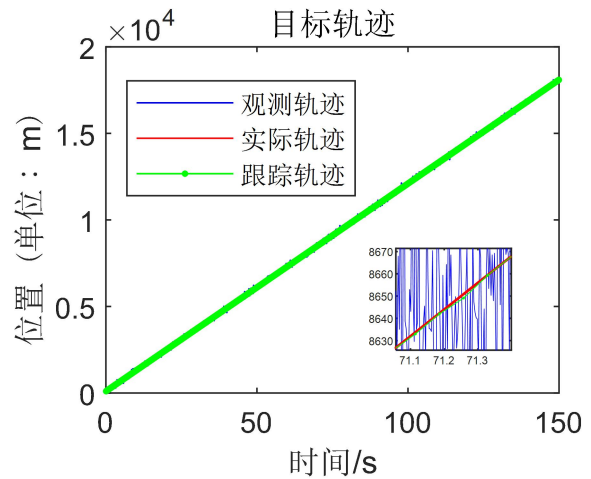
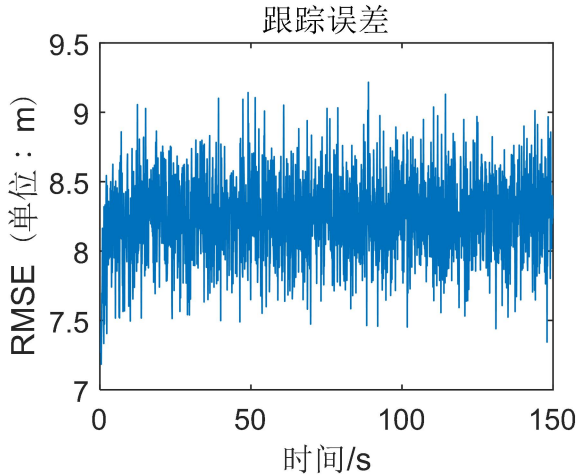
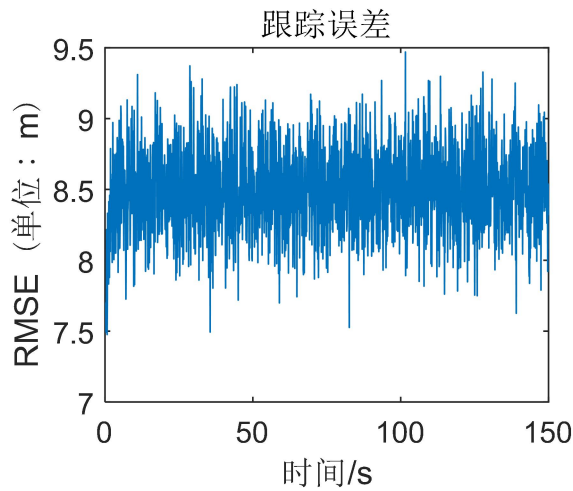


图 6 目标轨迹



a 改进前



b 改进后

图7 目标匀速运动 RMSE 对比

实验四：

(1) 实验目的：比较目标变速运动情况下经典方法和改进方法的跟踪误差，误差用 RMSE 表示。

(2) 实验条件：初始速度为 $v = 120m/s$ 。在第 60 秒到第 80 秒之间发生机动，加速度为 $20m/s^2$ 。其余实验条件同实验二。

(3) 实验结果：图 8 为目标轨迹，途中蓝色线为目标观测轨迹，红色线为目标实际轨迹，绿色线为经过中值滤波处理，并进行卡尔曼滤波后的轨迹，图 9 为目标变速运动情况下，改进前后的跟踪误差。

(4) 结果分析：由图 9 可知，在目标变速运动情况下，随着目标运动速度提高，经典方法误差也会随之提高，且在速度趋于平稳后估计误差并未下降。改进方法误差随速度变化不大，始终区域平稳状态。这是因为目标加速过程中，经典方法跟踪滤波器前端输入噪声已偏离高斯分布，致使跟踪滤波器性能下降。而改进方法由于均值滤波器的作用跟踪滤波器前端输入噪声并未偏离高斯分布，所以目标加速后依然

保持较好的效果。

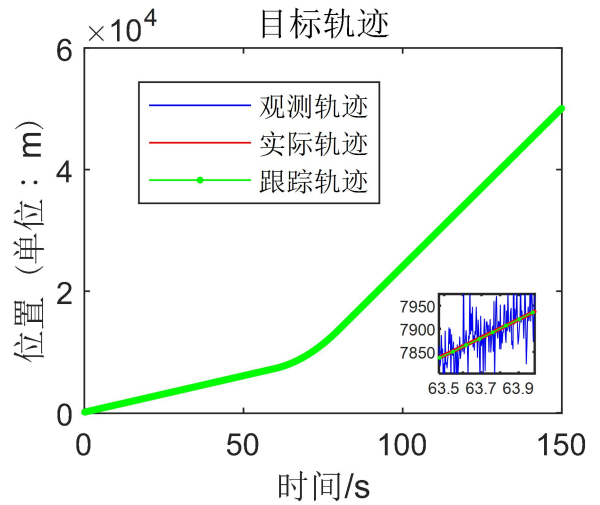
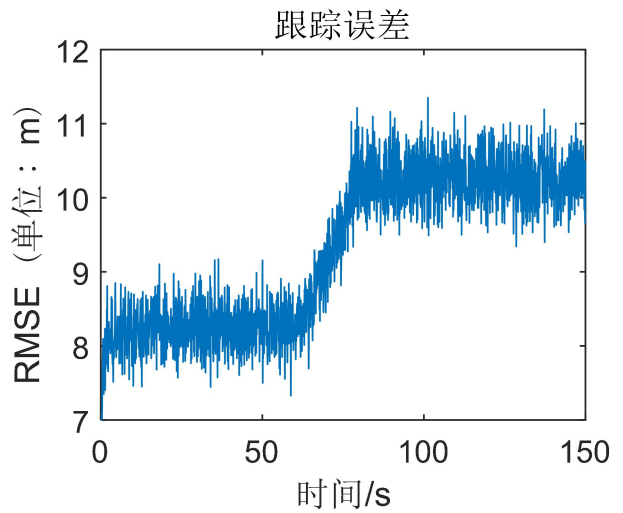
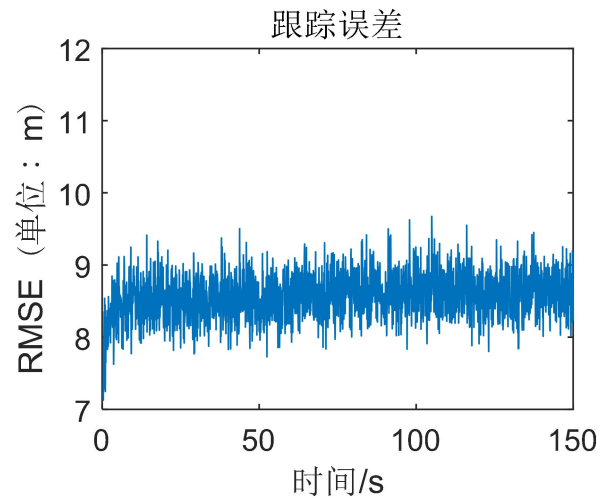


图8 目标轨迹



a 改进前



b 改进后

图9 目标变速运动 RMSE 对比

实验五：

(1) 实验目的：比较目标匀加速运动情况下经典方法

和改进方法的跟踪误差，误差用 RMSE 表示。

(2) 实验条件：初始速度为 $v = 120m/s$ ，目标持续加速，加速度为 $10m/s^2$ 。其余实验条件同实验二。

(3) 实验结果：图 10 为目标轨迹，途中蓝色线为目标观测轨迹，红色线为目标实际轨迹，绿色线为经过中值滤波处理，并进行卡尔曼滤波后的轨迹，图 11 为目标匀加速运动情况下，改进前后的跟踪误差。

(4) 结果分析：由图 11 可知，在目标匀加速运动情况下，随着目标运动速度提高，经典方法和改进方法跟踪误差都会随着速度的增大而增大，当改进方法增速明显低于经典方法。这是因为目标加速过程中，经典方法跟踪滤波器前端输入噪声已偏离高斯分布，致使跟踪滤波器性能下降。而改进方法由于均值滤波器的作用跟踪滤波器前端输入噪声并未偏离高斯分布，所以目标加速后依然保持较好的效果。

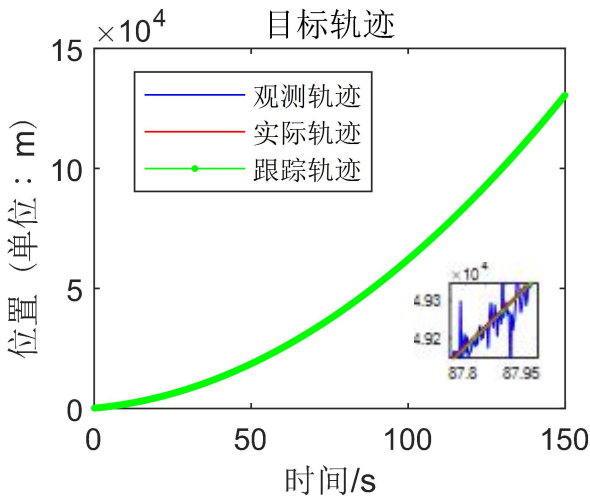
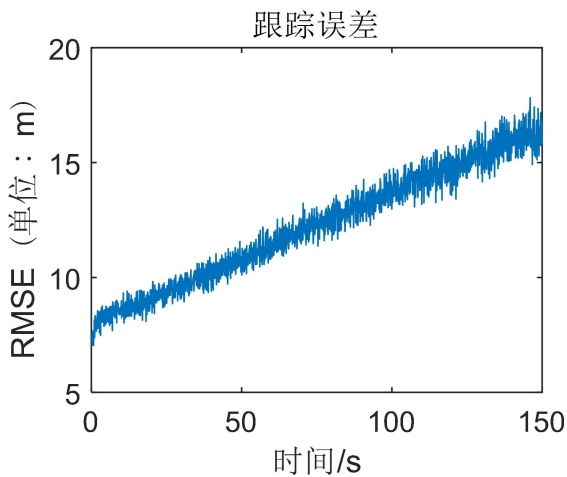
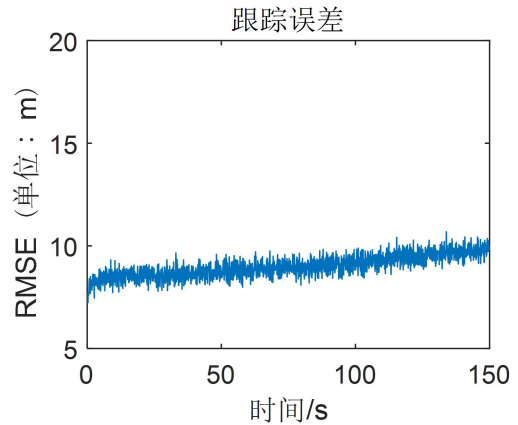


图 10 目标轨迹



a 改进前



b 改进后

图 11 目标匀加速运动 RMSE 对比

总结：由实验三可知，在匀速运动情况下，改进前后的反馈中值滤波器具有相近性能；由实验四和实验五可以看出，改进后的反馈中值滤波器在目标机动的条件下有效抑制干扰噪声，应对机动目标具有明显优势。这是由于均值滤波器使改进后跟踪滤波器前端输入噪声分布趋近于高斯分布，大大提高了跟踪滤波性能，使其面对机动目标展现出相较于经典方法更强的鲁棒性。

4 结论

角闪烁是影响末制导精度的关键因素之一，对此研究人员提出过多种解决方案，其中角闪烁预处理以其不限雷达体制，便于应用的特性深受欢迎。本文基于反馈中值滤波器做出改进，利用多个并行中值滤波器代替改进前的单一中值滤波器，根据独立同分布的中心极限定理引入均值滤波器，在有效降低跟踪滤波器输入端噪声方差的同时将跟踪滤波器输入端噪声分布转换为近似高斯分布，大大提高了跟踪滤波器的性能，提高了应对机动目标的能力。仿真结果表明，相较于经典方法，该方法表现出更强的鲁棒的，适合工程应用，可以在非高斯长拖尾角闪烁噪声环境下达到了令人满意的结果。

[参考文献]

[1] Wang R, Lu C, Liu Y. Overview of target angle scintillation suppression technology for terminal guidance radar[J]. Journal of Ordnance Equipment Engineering, 2019, 40(3): 10-14.
[2] 王瑞奇, 遂程, 刘宇, 等. 末制导雷达目标角闪烁抑制技术研究综述[J]. 兵器装备工程学报, 2019, 40(3): 10-14.
[3] BORDEN B. Diversity methods in phase monopulse tracking—A new approach [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1991, 27(6): 877-880.
[4] CHAMPAGNE E B. Radar system for reducing ang

le tracking errors [P]: U.S. Patent 4, 524, 359. 1985-6-18.

[5] 孙文峰, 何松华. 频率分集技术对宽带毫米波雷达目标角闪烁的抑制[J]. 现代雷达, 1999, 21(2): 12-15.

[6] 乔晓林, 肖渺, 金铭. 基于频率捷变和 RCS 加权抑制雷达角闪烁的研究[J]. 系统工程与电子技术, 2001, 23(4): 54-57.

[7] 房志斌, 黄建祥. 基于多天线和 RCS 加权雷达角闪烁抑制方法[J]. 现代雷达, 2012, 34(6): 57-59.

[8] DINGER R J. Polarization Diversity Combining for Reduction of Angular Scintillation: Probability Density Function for a Two-Point-Scatterer Target[R]. Naval Weapons Center China Lake CA, 1983.

[9] 孙迎丰, 曾维贵, 田燕妮, 等. 高分辨雷达角闪烁抑制方法探讨[J]. 科学技术与工程, 2014, 14(17): 230-233.

[10] 张涛, 张群, 马长征, 等. 基于高分辨距离像的角闪烁抑制方法[J]. 西安电子科技大学学报(自然科学版), 2001, 28(3): 296-300.

[11] 马长征, 张守宏, 陈伯孝. 基于时频信号分离的单脉冲雷达角闪烁抑制技术[J]. 西安电子科技大学学报[J], 1998, 25(5): 582-587.

[12] 夏桂芬, 朱淮城, 苏宏艳. 毫米波末制导雷达频域高分辨抑制角闪烁技术研究[C]//第七届全国毫米波亚毫米波学术会议论文集. 福州: 中国电子学会, 2009: 270-273.

[13] 李建彬, 夏桂芬. 毫米波末制导雷达频域高分辨测角技术研究[J]. 现代电子技术, 2009(3): 59-61.

[14] 闫晶一, 于勇, 张彬, 等. 基于航迹关联的抗角闪烁跟踪算法研究[J]. 遥测遥控, 2022, 43(03): 94-102.

[15] Wu W. Target tracking with glint noise[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1993, 29(1): 174-185.

[16] Lindsay J. E. Angular glint and the moving, rotating, complex radar target[J]. IEEE T-AES, 1968, 4(2): 164-173.

[17] ORDEN B H, MUMFORD L. A statistical glint/radar cross section target model[J]. IEEE Transactions on

Aerospace and Electronic Systems, 1983, 19(5): 781-785.

[18] MASRELIEZD J MARTIN R D. Robust bayesian estimation for the linear model and robustifying the Kalman filter[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 1977, 22(3): 361-371.

[19] Chang D, Wu W. Feedback median filter for robust preprocessing of glint noise[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2000, 36(4): 1026-1035.

[20] Wang W, Shi Z, Zhao H, et al. Preprocessing of glint restraining using em algorithm[J]. Electronics Optics Control, 2009, 16(5): 81-85.

[21] Huber P. J. Robust statistics[M]. Berlin Heidelberg: Springer, 2011, 201-225.

[22] Song T, Lee D. Effective filtering of target glint[J]. IEEE Transactions on Aerospace Electronic Systems, 2000, 17(4): 36-45.

[23] Xu C, Li S, Yin Y. L, et al. Target tracking of terminal guidance radar based on imm algorithm in the presence of glint noise[J]. Electronics Optics Control, 2009, 20(1): 136-145.

[24] Guodong Z, Chonglun L. An ukf target tracking method with effective suppression of angular glint[C]. 2013 10th IEEE International Conference on Control and Automation (ICCA), Hangzhou, China, 2013, 956-960.

[25] 施常勇, 张竞天, 龚程, 等. 一种抑制雷达角闪烁的 ASUKF 相对导航算法[J]. 电光与控制, 2025, 32(03): 82-87.

[26] Justusson, B. I. (1981) Median filtering: Statistical properties. In T. S. Huang (Ed.), Two-Dimensional Digital Signal Processing II. New York: Springer Verlag, 1981.

作者简介:

张博远(2002.10-), 男, 汉族, 吉林省四平市人, 哈尔滨工业大学(威海)硕士研究生, 研究方向为雷达角闪烁噪声下的目标跟踪。