文章编号: 1000-3630(2003) 01-0037-03

规避目标的纯方位被动跟踪

张安民, 杨世兴, 李志舜
(西北工业大学航海工程学院, 陕西西安 710072)

摘 要: 构造了基于笛卡耳卡尔曼滤波器的改进极坐标扩展卡尔曼跟踪滤波器, 提出了应用于方位角测量的规避目标的跟踪算法, 对提出的算法进行了相应的仿真实验。仿真结果表明, 该算法非常适合于规避目标的纯方位跟踪, 具有很好的工程应用前景。
关键词: 规避; 扩展卡尔曼滤波; 目标跟踪; 纯方位
中图分类号: TN911.7 文献标识码: A

Bearings-only tracking of evasive target

ZHANG An-min, YANG Shi-xing, LI Zhi-shun
(College of Marine Engineering, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072, China)

Abstract: A modified polar extended Kalman filter is constructed based on Cartesian-Kalman filters. An algorithm for evasive target tracking is derived. Related simulations are made. The results show that the algorithm is very suitable in evasive target tracking with bearing-only measurements. It has a good prospect of practical applications.
Key words: evasive; extended Kalman filter; target tracking; bearing-only measurements

引 言

纯方位被动跟踪问题是指由运动的观测者(本艇)通过测量平台进行的一系列方位角测量量来估计运动目标的状态, 它通常被应用于海洋、航空和航天领域中, 代表了跟踪算法研究的最有挑战性的领域。一般情况下, 它又被称作目标运动分析(TMA)。纵观目标运动分析的发展, 它基本上是由两类方法组成。一种方法就是基于扩展卡尔曼滤波的递归方法。另外一种是诸如最大似然估计的批处理方法。研究表明, 批处理方法存在线性误差、病态条件和小信噪比问题[1], 所以, 目标跟踪中使用最多的还是卡尔曼滤波及其各种变形。

另外, 随着各种高新技术应用于舰船, 目标(舰船)的性能得到了很大的提高, 从而使得它具有很好的反跟踪能力。所以, 在研究目标跟踪的同时, 研究它的规避运动是很有必要的。本文正是基于这样一个目的, 重点研究了规避目标的跟踪问题。

本文首先在改进极坐标系下构造了扩展卡尔曼滤波算法, 然后把它应用于规避目标的跟踪中, 最后通过蒙特卡洛仿真实验对算法进行了性能分析。

1 问题的构成

一般情况下, 跟踪卡尔曼滤波器是在笛卡耳坐标系中构造的, 状态矢量为[2]:

$$\boldsymbol{X}^T = [x \ y \ x^{(1)} \ y^{(1)}] \tag{1}$$

这种滤波器具有很强的不稳定性, 为了克服这种不稳定性, 本文提出了改进极坐标(MP)滤波技术, 在改进极坐标系中构造相关的状态和测量方程。

在改进极坐标系中, 状态矢量构造为:

$$\boldsymbol{Y} = \begin{bmatrix} Y_1 \\ Y_2 \\ Y_3 \\ Y_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \beta^{(1)}(t) \\ r^{(1)}(t)/r(t) \\ \beta(t) \\ 1/r(t) \end{bmatrix} \tag{2}$$

其中, $r(t) = \sqrt{r_x^2(t) + r_y^2(t)}$,

$$\beta(t) = \arctan(r_x(t)/r_y(t)) \tag{3}$$

由文献[2]可知, MP 坐标系中系统的非线性状态方程为:

$$\begin{bmatrix} Y_1^{(1)}(t) \\ Y_2^{(1)}(t) \\ Y_3^{(1)}(t) \\ Y_4^{(1)}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -2Y_1(t)Y_2(t) + Y_4(t)[a_x(t)\cos Y_3(t) - a_y(t)\sin Y_3(t)] \\ Y_1^2(t) - Y_2^2(t) + Y_4(t)[a_x(t)\sin Y_3(t) + a_y(t)\cos Y_3(t)] \\ Y_1(t) \\ -Y_2(t)Y_4(t) \end{bmatrix} \tag{4}$$

其中 a_x 和 a_y 分别为笛卡耳坐标系中本艇和目标的相对加速度。

线性测量方程为:

$$z = [0\ 0\ 1\ 0]\boldsymbol{Y} + w = \boldsymbol{H}\boldsymbol{Y} + w \tag{5}$$

其中 $\boldsymbol{H}$ 是测量矩阵, w 是服从均值为零、方差为 σ^2

收稿日期: 2001-06-25; 修回日期: 2001-11-30
作者简介: 张安民(1972-), 男, 陕西宝鸡人, 博士生, 主要研究领域为目标定位和导引技术。

的高斯分布的测量躁声。

对式(4)进行积分就可以获得状态矢量 $\boldsymbol{Y}(t)$ 的闭式解:

$$\boldsymbol{Y}(t) = f[y(t_0), a; t, t_0] \tag{6}$$

很明显,在MP坐标系中,如果用传统的建模方法要想获得式(6)的线性表达是困难的,出现了重要的分析复杂性,因为运动方程的变换是高度非线性的而且不易于进行直接积分。本文通过代数变换得出期望的表达式,避免了这些复杂的工作。

简单地说,如果 $\boldsymbol{Y}(t)$ 表示MP状态矢量,那么通过非线性一对一变换在任何时候可以把 $\boldsymbol{Y}(t)$ 和笛卡耳坐标系中 $\boldsymbol{X}(t)$ 联系起来。

$$\boldsymbol{X}(t) = f_x[\boldsymbol{Y}(t)]; \quad \boldsymbol{y}(t) = f_y[\boldsymbol{X}(t)] \tag{7}$$

由运动几何关系可知:

$$r_x(t) = r(t)\sin\beta(t) \quad r_y(t) = r(t)\cos\beta(t) \tag{8}$$

由式(1)~式(3)、式(7)和式(8)可知:

$$\boldsymbol{X}(t) = f_x[\boldsymbol{Y}(t)] = \frac{1}{Y4(t)}\begin{bmatrix} Y2(t)\sin Y3(t) + Y1(t)\cos Y3(t) \\ Y2(t)\cos Y3(t) - Y1(t)\sin Y3(t) \\ \sin Y3(t) \\ \cos Y3(t) \end{bmatrix} \tag{9}$$

则

$$\begin{bmatrix} X1(t) \\ X2(t) \\ X3(t) \\ X4(t) \end{bmatrix} = \frac{1}{y4(t)}\begin{bmatrix} s1(t,t0)\cos Y3(t0) + s2(t,t0)\sin Y3(t0) \\ s2(t,t0)\cos Y3(t0) - s1(t,t0)\sin Y3(t0) \\ s3(t,t0)\cos Y3(t0) + s4(t,t0)\sin Y3(t0) \\ s4(t,t0)\cos Y3(t0) - s3(t,t0)\sin Y3(t0) \end{bmatrix} \tag{10}$$

其中

$$\begin{aligned} s1(t,t0) &= Y1(t0) + Y4(t0)[w1(t,t0)\cos Y3(t0) - [w2(t,t0)\sin Y3(t0) \\ s2(t,t0) &= Y2(t0) + Y4(t0)[w1(t,t0)\sin Y3(t0) + [w2(t,t0)\cos Y3(t0) \\ s3(t,t0) &= (t-t0)Y1(t0) + Y4(t0)[w3(t,t0)\cos Y3(t0) - \\ &\quad [w4(t,t0)\sin Y3(t0) \\ s4(t,t0) &= 1 + (t-t0)Y2(t0) + Y4(t0)[w3(t,t0)\sin Y3(t0) + \\ &\quad [w4(t,t0)\cos Y3(t0) \end{aligned} \tag{11}$$

$$w(t,t_0) = \begin{bmatrix} w1(t,t0) \\ w2(t,t0) \\ w3(t,t0) \\ w4(t,t0) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \int_0 a_x(\lambda)\mathrm{d}\lambda \\ \int_0 a_y(\lambda)\mathrm{d}\lambda \\ \int_0 (t-\lambda)a_x(\lambda)\mathrm{d}\lambda \\ \int_0 (t-\lambda)a_y(\lambda)\mathrm{d}\lambda \end{bmatrix} \tag{12}$$

由笛卡耳状态到MP状态的逆变换可以由对式(3)进行时间求导获得,则

$$\boldsymbol{Y}(t) = f_y[\boldsymbol{X}(t)] = \begin{bmatrix} [X1(t)X4(t) - X2(t)X3(t)]/[X3^2(t) + X4^2(t)] \\ [X1(t)X3(t) + X2(t)X4(t)]/[X3^2(t) + X4^2(t)] \\ \tan^{-1}[X3(t)/X4(t)] \\ 1/\sqrt{X3^2(t) + X4^2(t)} \end{bmatrix} \tag{13}$$

把式(10)代入式(13),经过一些基本代数变换,则可得到式(4)的通解,有

$$\boldsymbol{Y}(t) = f[\boldsymbol{Y}(t0); t, t0] = \begin{bmatrix} f1[\boldsymbol{Y}(t0); t, t0] \\ f2[\boldsymbol{Y}(t0); t, t0] \\ f3[\boldsymbol{Y}(t0); t, t0] \\ f4[\boldsymbol{Y}(t0); t, t0] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s1(t,t0)s4(t,t0) - s2(t,t0)s3(t,t0)]/[s3^2(t,t0) + s4^2(t,t0)] \\ [s1(t,t0)s3(t,t0) + s2(t,t0)s4(t,t0)]/[s3^2(t,t0) + s4^2(t,t0)] \\ Y3(t0) + \tan^{-1}[s3(t,t0)/s4(t,t0)] \\ Y4(t0)/\sqrt{s3^2(t,t0) + s4^2(t,t0)} \end{bmatrix} \tag{14}$$

为了获得式(6)的离散表达,令 $t = kT$, $t_0 = (k-1)T$,其中 T 是测量周期。在获得式(4)的通解后,就可以构造MP卡尔曼滤波器,有

$\boldsymbol{Y}(0/0)$ = MP状态矢量的初始值; (15a)

$\boldsymbol{P}(0/0)$ = MP状态矢量误差协方差的初始估计; (15b)

$$\boldsymbol{Y}(k/k-1) = f[\boldsymbol{Y}(k-1/k-1); kT, (k-1)T] \tag{15c}$$

$$\boldsymbol{A}_y(k,k-1) = \frac{\partial f[\boldsymbol{Y}(k-1/k-1); kT, (k-1)T]}{\partial \boldsymbol{Y}(k-1/k-1)} \tag{15d}$$

$$\boldsymbol{P}(k/k-1) = \boldsymbol{A}_y(k/k-1)\boldsymbol{P}(k-1/k-1)\boldsymbol{A}_y^T(K,K-1) \tag{15e}$$

$$\boldsymbol{G}(k) = \boldsymbol{P}(k/k-1)\boldsymbol{H}^T[\boldsymbol{H}\boldsymbol{p}(k/k-1)\boldsymbol{H}^T + \sigma^2] \tag{15f}$$

$$\boldsymbol{Y}(k/k) = \boldsymbol{Y}(k/k-1) + \boldsymbol{G}(k)[Z(k) - \boldsymbol{H}\boldsymbol{Y}(k/k-1)] \tag{15g}$$

$$\boldsymbol{P}(k/k) = [\boldsymbol{I} - \boldsymbol{G}(k)\boldsymbol{H}]\boldsymbol{P}(k/k-1) \tag{15h}$$

其中,$\boldsymbol{Y}(k/k)$、$\boldsymbol{Y}(k/k-1)$、$\boldsymbol{P}(k/k)$ 和 $\boldsymbol{P}(k/k-1)$ 分别为 k 时刻的状态、利用 $k-1$ 时刻的状态值估计时刻 k 时的状态、$\boldsymbol{Y}(k/k)$ 的协方差和 $\boldsymbol{Y}(k/k-1)$ 的协方差; $\boldsymbol{G}(k)$ 为卡尔曼滤波增益, $\boldsymbol{I}$ 为四维单位阵。

2 仿真实验

仿真时选取本艇先作圆周运动,然后在作直线运动。起始时刻本艇的运动为:

$x_A(0) = -3000\mathrm{m}$, $y_A(0) = 5000\mathrm{m}$, $v_{Ax}(0) =$

20m/s, $v_{Ay}(0)=0$m/s, 向心加速度为 $a_A=0.2$m/s^2, 本艇在作了 9π/4 圆周运动后开始作直线运动。

起始时刻目标的运动为:

$x_T(0)=0$m, $y_T(0)=-2300$m, $v_{Tx}(0)=20$m/s, $v_{Ty}(0)=$ m/s。

经过 200s 运动后目标发生规避, 此时运动为:

$v_{Tx}=10$m/s、$v_{Ty}=15$m/s。

进行了 200 次测量, 测量周期为 $T=4$s。利用前两次的测量量 z(1) 和 z(2) 对滤波器进行初始化:

$$\boldsymbol{Y}(0/0)=\left[\frac{z(2)-z(1)}{T}0\quad z(2)\quad\frac{1}{R_{\text{ave}}}\right]^T \tag{16}$$

$$\boldsymbol{P}(0/0)=\text{diag}[2\sigma^2/T^2\quad\gamma\quad\sigma^2\quad 0] \tag{17}$$

其中 γ 为仿真参数, 分别选为 $\gamma=10^{-7}$、10^{-6} 和 10^{-5}。R_{ave}为在区间$[R_{true}-1000, R_{true}+1000]$内均匀分布的随机变量, R_{true}为目标和本艇的初始距离。仿真结果如图 1~ 图 4 所示。

由仿真结果可以看出, 在跟踪中期, 滤波器的跟踪性能较差, 这主要是由于方位角发生了正负交替造成的。另外, 由图 4 可知, 仿真参数 γ 也是影响跟踪性能的因素之一, γ 越大跟踪性能越差。总的看来, 本文提出的改进极坐标扩展卡尔曼滤波算法具有较好的跟踪性能。

3 结 论

本文研究了利用改进极坐标扩展卡尔曼滤波方法的纯方位跟踪技术, 并且针对规避目标进行了相应的跟踪算法研究, 最后利用蒙特卡洛仿真实验对算法进行了性能分析。仿真结果表明, 该算法具有很好的跟踪规避目标的能力, 具有很好的工程应用前景。

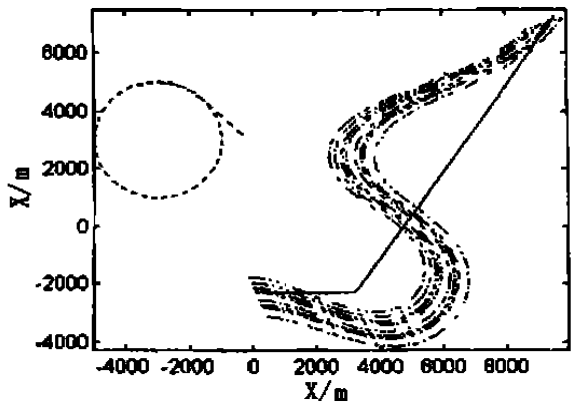


图 1 $\gamma=10^{-7}$时的 10 次轨迹估计

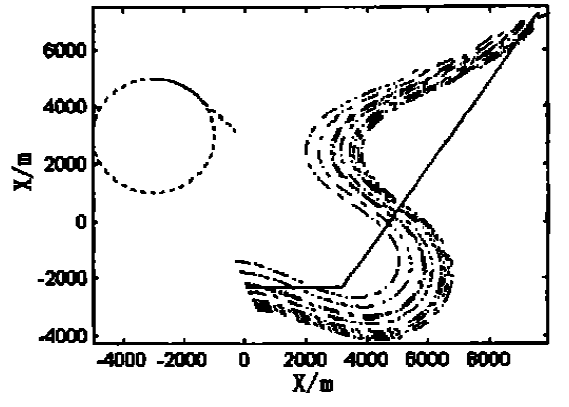


图 2 $\gamma=10^{-6}$时的 10 次轨迹估计

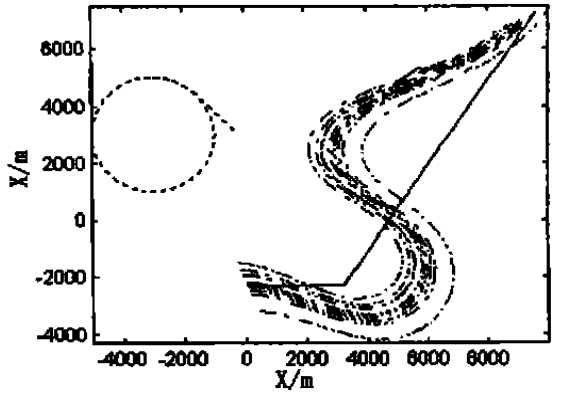
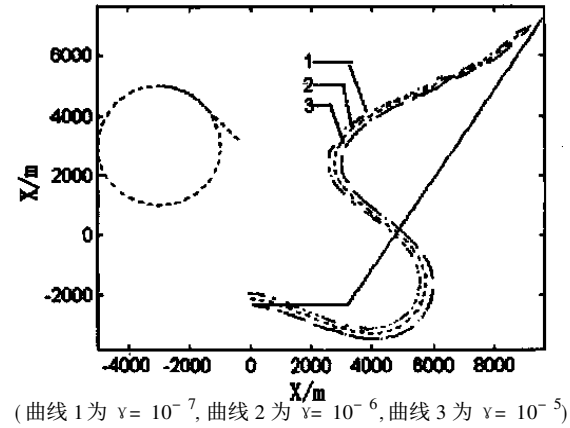


图 3 $\gamma=10^{-5}$时的 10 次轨迹估计



(曲线 1 为 $\gamma=10^{-7}$, 曲线 2 为 $\gamma=10^{-6}$, 曲线 3 为 $\gamma=10^{-5}$)

图 4 10 次平均轨迹估计

参考文献

[1] Xiao-Jiao Tao, Cai-Rong Zou, Zhen-Ya He. Passive target tracking using maximum likelihood estimation[J]. IEEE Trans. On. AES, 1996, 32(4): 1384-1353.

[2] Vinceni. J Aidala, Sherrye. Hammel. Utilization of polar coordinates for bearings-only Tracking[J]. IEEE Trans. On. AC, 1983, 28(2): 283-294.

[3] N. Peach. Bearings-only tracking using a set of ranging-parameterised extended kalman filters[J]. IEE Proe-Control Theory Appl, 1995, 142(1): 73-80.

[4] Karl Spingran, passive position location estimation using the extended kalman filter[J]. IEEE Trans. On. AES, 1987, 23(4): 558-567.