

微波交会对接雷达目标跟踪的卡尔曼滤波器设计

朱新国¹, 崔巍²

(1. 南京电子技术研究所, 江苏 南京 210039; 2. 北京理工大学 雷达技术研究所, 北京 100081)

摘要: 针对空间交会对接应用中追踪航天器对目标航天器的精密跟踪, 采用三阶修正卡尔曼滤波器直接在球坐标系下对径向距离和径向速度进行联合跟踪, 采用2个结构一致的二阶修正卡尔曼滤波器分别对俯仰角和俯仰角速度、方位角和方位角速度进行联合跟踪。提出一种状态噪声的实时估计算法, 有效地解决了卡尔曼滤波应用中状态噪声的参数设计问题。仿真结果表明, 本文设计的卡尔曼滤波器能够精确地跟踪目标航天器, 同时具有较强的动态适应能力。

关键词: 通信技术; 微波交会对接雷达; 目标跟踪; 卡尔曼滤波器; 状态噪声估计

中图分类号: TN953

文献标志码: A

文章编号: 1000-1093(2009)10-1396-05

Kalman Filter Design for Target Tracking in Microwave Rendezvous and Docking Radar

ZHU Xin-guo¹, CUI Wei²

(1. Nanjing Institute of Electronic Technology, Nanjing 210039, Jiangsu, China;

2. Radar Research Laboratory, Beijing Institute of Technology, Beijing 100081, China)

Abstract: For tracking target aircraft in microwave rendezvous and docking radar, radial distance and velocity in spherical coordinate system were tracked jointly by a 3rd order improved Kalman filter elevation and elevation rate, azimuth and azimuth rate were tracked by two identical 2nd order improved Kalman filters respectively. The parameter design of state noise in the application of Kalman filtering to the tracking was solved effectively by a proposed real-time estimating algorithm. The simulated results show that the proposed Kalman filter can accurately track target aircraft, and has strong adaptation to target's dynamic.

Key words: communication; microwave rendezvous and docking radar; target tracking; Kalman filter; state noise estimation

微波交会对接雷达用于完成追踪航天器和目标航天器之间的空间交会对接, 因此需要实现精确的目标跟踪。当目标的状态方程和雷达的观测方程均为线性方程, 且雷达的观测噪声服从零均值的高斯分布时, 卡尔曼滤波器是最小方差意义下的最优滤波算法^[1]。雷达的观测量一般是在球坐标系下测得的, 而传统上雷达目标跟踪^[2]的状态方程是在直角坐标系下描述的, 状态方程和观测方程不可能在同一坐标系下都是线性方程, 为了解决这个问题, 人

们先后提出了扩展卡尔曼滤波器^[3]和转换坐标卡尔曼滤波器^[4]。扩展卡尔曼滤波器将状态方程或雷达的观测方程进行线性化, 然后利用标准的卡尔曼滤波器进行滤波, 然而固有的线性化误差导致状态估计精度不高甚至发散, 限制了扩展卡尔曼滤波器的应用。转换坐标卡尔曼滤波器把球坐标系下的观测量通过坐标转换变换到直角坐标系中, 然后用统计的方法求出坐标变换后观测量的误差均值和方差, 再用标准卡尔曼滤波器进行滤波, 这避免了扩展

收稿日期: 2008-02-25

作者简介: 朱新国(1981—), 男, 博士, 工程师。E-mail: sanguoyanyi@163.com;

崔巍(1976—), 男, 副教授

卡尔曼滤波器的线性化误差,然而转换坐标卡尔曼滤波器在滤波过程中需要实时进行坐标变换,而且还要利用球坐标系下的观测量对直角坐标系下观测量的误差均值和方差进行实时估计^[5],所以计算量是巨大的,限制了转换坐标卡尔曼滤波器的工程应用。

微波交会对接雷达在球坐标系下提供了 4 个观测量:径向距离、径向速度、俯仰角和方位角,系统要求直接在球坐标系下对目标航天器进行跟踪测量,得到精确的目标航天器距离、速度、俯仰角、方位角、方位角速度。针对空间交会对接应用中追踪航天器对目标航天器的精密跟踪,作者引入一种新的修正卡尔曼滤波器,并提出一种状态噪声的实时估计算法,有效地解决了卡尔曼滤波应用中状态噪声的参数设计问题。

1 目标跟踪的卡尔曼滤波器设计

为进一步减小目标跟踪算法的计算量以达到目前一般通用数字信号处理器可以承受的水平,本文对目标跟踪的状态进行了降维处理^[6],即采用三阶修正卡尔曼滤波器对径向距离和径向速度进行联合跟踪,采用 2 个结构一致的二阶修正卡尔曼滤波器分别对俯仰角和方位角速度、方位角和方位角速度进行联合跟踪。由于雷达观测噪声一般服从统计独立的零均值高斯白噪声分布,且航天器交会对接过程中目标动态较小,因此将目标跟踪状态进行降维处理是合理可行的。

1.1 三阶修正卡尔曼滤波器设计

令 n 时刻目标航天器相对于追踪航天器的径向距离为 R_n , 径向速度为 v_n , 径向加速度为 a_n , $n-1$ 时刻状态噪声为 \hat{a}_{n-1} , 并假定在观测时间间隔 T 内目标航天器相对追踪航天器做径向匀加速直线运动,则系统的状态方程为

$$\mathbf{X}_n = \mathbf{F} \cdot \mathbf{X}_{n-1} + \mathbf{F} \cdot \mathbf{W}_{n-1}, \quad (1)$$

式中:状态向量 $\mathbf{X}_n = \begin{bmatrix} R_n \\ v_n \\ a_n \end{bmatrix}$; 状态转移矩阵 $\mathbf{F} =$

$$\begin{bmatrix} 1 & T & T^2/2 \\ 0 & 1 & T \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}; \text{状态噪声分布矩阵 } \mathbf{F} = \begin{bmatrix} T^3/6 \\ T^2/2 \\ T \end{bmatrix}; \text{状}$$

态噪声向量 $\mathbf{W}_{n-1} = [\hat{a}_{n-1}]$ 。

令 n 时刻雷达对径向距离和径向速度的观测值分别为 R_n^z 和 v_n^z , 径向距离和径向速度的观测噪

声为相互独立的零均值高斯白噪声序列 e_n^R 和 e_n^v , 则系统的观测方程为

$$\mathbf{Z}_n = \mathbf{H} \cdot \mathbf{X}_n + \mathbf{N}_n, \quad (2)$$

式中:观测向量 $\mathbf{Z}_n = \begin{bmatrix} R_n^z \\ v_n^z \end{bmatrix}$; 观测矩阵 $\mathbf{H} =$

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}; \text{观测噪声向量 } \mathbf{N}_n = \begin{bmatrix} e_n^R \\ e_n^v \end{bmatrix}.$$

令 $\hat{\mathbf{X}}_{n|n}$ 为 n 时刻状态向量的估计, $\mathbf{X}_{n|n-1}$ 为利用 $\hat{\mathbf{X}}_{n-1|n-1}$ 对 $\hat{\mathbf{X}}$ 所作的预测, $\mathbf{P}_{n|n}$ 为 n 时刻状态估计误差协方差矩阵, $\mathbf{P}_{n|n-1}$ 为利用 $\mathbf{P}_{n-1|n-1}$ 对 $\mathbf{P}_{n|n}$ 所作的预测, \mathbf{K}_n 为状态估计的增益矩阵, 则径向距离和径向速度的联合三阶修正卡尔曼滤波器设计如下:

$$\begin{cases} \mathbf{X}_{n|n-1} = \mathbf{F} \cdot \hat{\mathbf{X}}_{n-1|n-1} + \mathbf{F} \cdot \mathbf{W}_{n-1}, \\ \mathbf{P}_{n|n-1} = \mathbf{F} \cdot \mathbf{P}_{n-1|n-1} \cdot \mathbf{F}^T + \mathbf{F} \cdot \mathbf{Q}_{n-1} \cdot \mathbf{F}^T, \\ \mathbf{K}_n = \mathbf{P}_{n|n-1} \cdot \mathbf{H}^T (\mathbf{H} \cdot \mathbf{P}_{n|n-1} \cdot \mathbf{H}^T + \mathbf{R}_n)^{-1}, \\ \hat{\mathbf{X}}_{n|n} = \mathbf{X}_{n|n-1} + \mathbf{K}_n (\mathbf{Z}_n - \mathbf{H} \cdot \mathbf{X}_{n|n-1}), \\ \mathbf{P}_{n|n} = (\mathbf{I}_3 - \mathbf{K}_n \cdot \mathbf{H}) \mathbf{P}_{n|n-1}, \end{cases} \quad (3)$$

式中: $n = 1, 2, \dots$, $\hat{\mathbf{X}}_{n|n}$ 的初值 $\hat{\mathbf{X}}_{0|0} = [R_0^z \quad v_0^z \quad 0]^T$; \mathbf{W}_{n-1} 的初值 $\mathbf{W}_0 = 0$; $\mathbf{P}_{n|n}$ 的初值 $\mathbf{P}_{0|0} = \mathbf{I}_3$, \mathbf{I}_3 为三阶单位矩阵; 状态噪声协方差 $\mathbf{Q}_{n-1} = \mathbf{E}\{(\hat{a}_{n-1})^2\}$, 其初值 $\mathbf{Q}_0 = 0$; 观测噪声协方差矩阵

$$\mathbf{R}_n = \begin{bmatrix} \mathbf{E}\{(e_n^R)^2\} & 0 \\ 0 & \mathbf{E}\{(e_n^v)^2\} \end{bmatrix}; \text{采用以上算法得到}$$

的状态估计向量 $\hat{\mathbf{X}}_{n|n}$ 中即包含径向距离和径向速度的跟踪测量结果。

为了对卡尔曼滤波器进行修正, 使其对目标高动态具有适应能力, \mathbf{W}_{n-1} , \mathbf{Q}_{n-1} 的估计至关重要。考虑到在高动态条件下, 状态噪声主要表现为加加速度, 同时卡尔曼滤波器刚开始工作有一个收敛过程, 因此在卡尔曼滤波器收敛之前采取线性平均的方式估计 \mathbf{W}_{n-1} , \mathbf{Q}_{n-1} :

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{W}}_{n-1} = \frac{1}{n-1} \sum_{m=1}^{n-1} \frac{(a_m - a_{m-1})}{T}, \\ \hat{\mathbf{Q}}_{n-1} = \frac{1}{n-1} \sum_{m=1}^{n-1} (\hat{\mathbf{W}}_m \cdot \hat{\mathbf{W}}_m^T). \end{cases} \quad (4)$$

卡尔曼滤波器收敛以后, 采用低通滤波的方式估计 \mathbf{W}_{n-1} , \mathbf{Q}_{n-1} :

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{W}}_{n-1} = (1 - a_R) \hat{\mathbf{W}}_{n-2} + a_R \frac{(a_{n-1} - a_{n-2})}{T}, \\ \hat{\mathbf{Q}}_{n-1} = (1 - b_R) \hat{\mathbf{Q}}_{n-2} + b_R (\hat{\mathbf{W}}_{n-1} \hat{\mathbf{W}}_{n-1}^T). \end{cases} \quad (5)$$

式中:滤波系数 a_R, b_R 直接决定了卡尔曼滤波器的带宽, a_R, b_R 越小, 滤波带宽越小。

最后, $\mathbf{W}_{n-1}, \mathbf{Q}_{n-1}$ 按照如下方式更新:

$$\begin{aligned} [\mathbf{W}_{n-1} \quad \mathbf{Q}_{n-1}] = & \\ \begin{cases} [0 \quad T_a^2], & |\hat{\mathbf{W}}_{n-1}| \leq T_a; \\ [\hat{\mathbf{W}}_{n-1} \quad \hat{\mathbf{Q}}_{n-1}], & |\hat{\mathbf{W}}_{n-1}| > T_a, \end{cases} \end{aligned} \quad (6)$$

式中, T_a 为判断目标进入高动态所用的门限。

当实时估计得到的加速度超过 T_a , 则认为目标处于高动态, 同时利用实时估计得到的 $[\hat{\mathbf{W}}_{n-1} \quad \hat{\mathbf{Q}}_{n-1}]$ 对状态向量和状态噪声协方差进行修正; 否则, 认为目标动态较小, 状态不用修正, 状态噪声协方差用一恒定经验值修正。该修正算法保证了滤波器在低动态条件下的跟踪精度, 同时使得滤波器对高动态具有较强的适应能力。此外, 加加速度的实时估计对滤波起了牵引作用, 加快了滤波的收敛速度。

1.2 二阶修正卡尔曼滤波器设计

令 n 时刻目标航天器相对于追踪航天器的俯仰角为 α_n , 俯仰角速度为 $\dot{\alpha}_n$, $n-1$ 时刻状态噪声为 $\ddot{\alpha}_{n-1}$, 并假定在观测时间间隔 T 内目标航天器相对追踪航天器做匀角速运动, 则系统的状态方程为

$$\begin{bmatrix} \alpha_n \\ \dot{\alpha}_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & T \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \alpha_{n-1} \\ \dot{\alpha}_{n-1} \end{bmatrix} + [T^2/2] \cdot [\ddot{\alpha}_{n-1}]. \quad (7)$$

若 n 时刻俯仰角的观测值为 α_n^z , 观测噪声为零均值高斯白噪声序列 e_n^z , 则系统的观测方程为

$$[\alpha_n^z] = [1 \quad 0] \cdot [\alpha_n \quad \dot{\alpha}_n]^T + [e_n^z]. \quad (8)$$

俯仰角和俯仰角速度的联合二阶修正卡尔曼滤波器的递推公式与上述三阶情况一致, 此处不再赘述。状态估计向量 $\hat{\mathbf{X}}_{n|n}$ 的初值 $\hat{\mathbf{X}}_{0|0} = [\alpha_0^z \quad 0]^T$ 。

考虑到目标在大的角动态条件下, 状态噪声主要表现为角加速度, 与三阶情况类似, 在卡尔曼滤波器收敛前后 $\mathbf{W}_{n-1}, \mathbf{Q}_{n-1}$ 的估计分别见(9)式、(10)式:

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{W}}_{n-1} = \frac{1}{n-1} \sum_{m=1}^{n-1} \frac{(\dot{\alpha}_m - \dot{\alpha}_{m-1})}{T}, \\ \hat{\mathbf{Q}}_{n-1} = \frac{1}{n-1} \sum_{m=1}^{n-1} (\hat{\mathbf{W}}_m \cdot \hat{\mathbf{W}}_m^T). \end{cases} \quad (9)$$

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{W}}_{n-1} = (1 - a_a) \hat{\mathbf{W}}_{n-2} + a_a \cdot \frac{(\dot{\alpha}_{n-1} - \dot{\alpha}_{n-2})}{T}, \\ \hat{\mathbf{Q}}_{n-1} = (1 - b_a) \hat{\mathbf{Q}}_{n-2} + b_a \cdot (\hat{\mathbf{W}}_{n-1} \cdot \hat{\mathbf{W}}_{n-1}^T \cdot \hat{\mathbf{W}}_{n-1}^T). \end{cases} \quad (10)$$

最后, $\mathbf{W}_{n-1}, \mathbf{Q}_{n-1}$ 按照如下方式更新:

$$[\mathbf{W}_{n-1} \quad \mathbf{Q}_{n-1}] = \begin{cases} [0 \quad T_a^2, & |\hat{\mathbf{W}}_{n-1}| \leq T_a; \\ [\hat{\mathbf{W}}_{n-1} \hat{\mathbf{Q}}_{n-1}], & |\hat{\mathbf{W}}_{n-1}| > T_a, \end{cases} \quad (11)$$

式中, T_a 为判断目标进入大的角动态所用的门限。

方位角和方位角速度的联合二阶修正卡尔曼滤波器与俯仰角的情况一致, 此处不再赘述。

2 仿真结果及分析

考虑利用静态、匀速和匀加速 3 种运动模型分别对三阶修正卡尔曼滤波器和二阶修正卡尔曼滤波器进行仿真, 以观察本文算法对微波交会对接雷达观测测量精度的改善。仿真过程中, 雷达径向距离观测噪声 $3\sigma_{e_R} = 5 \text{ m}$, 径向速度观测噪声 $3\sigma_{e_v} = 1 \text{ m/s}^3$, 俯仰角观测噪声 $3\sigma_{e_a} = 1^\circ$, $T_a = 0.1 \text{ m/s}^3$, $T_a = 0.01 (^{\circ})/s^2$, $a_R = 5 \times 10^{-5}$, $b_R = 0.1$, $a_a = 10^{-4}$, $b_a = 0.1$, $T = 10^{-3} \text{ s}$, 仿真时间均为 10 min , 精度统计从第 60 s 开始, 以避免卡尔曼滤波器收敛前的抖动对精度统计造成影响, 仿真结果分别见表 1 和表 2。表 1 中 $R(\text{m})$ 、 $v(\text{m/s})$ 、 $a(\text{m/s}^2)$ 分别代表设置的径向距离、径向速度和径向加速度的初值, 令 $\sigma_{\hat{R}}(\text{m})$ 、 $\Delta \hat{R}(\text{m})$ 分别为径向距离估计误差的标准差和偏差, $\sigma_{\hat{v}}(\text{m/s})$ 、 $\Delta \hat{v}(\text{m/s})$ 分别为径向速度估计误差的标准差和偏差, 则径向距离和径向速度的跟踪测量精度分别取 $\sqrt{(3\sigma_{\hat{R}})^2 + \Delta \hat{R}^2}$ 、 $\sqrt{(3\sigma_{\hat{v}})^2 + \Delta \hat{v}^2}$ 。表 2 中 $\alpha(^{\circ})$ 、 $\dot{\alpha} (^{\circ}/s)$ 、 $\ddot{\alpha} (^{\circ}/s^2)$ 分别代表设置的俯仰角、俯仰角速度和俯仰角加速度的初值, 令 $\sigma_{\hat{\alpha}}(^{\circ})$ 、 $\Delta \hat{\alpha} (^{\circ})$ 分别为俯仰角估计误差的标准差($^{\circ}$)和偏差($^{\circ}$), $\sigma_{\hat{\dot{\alpha}}} (^{\circ}/s)$ 、 $\Delta \hat{\dot{\alpha}} (^{\circ}/s)$ 分别为俯仰角速度估计误差的标准差(m/s)和偏差(m/s), 则俯仰角和俯仰角速度的跟踪精度分别取 $\sqrt{(3\sigma_{\hat{\alpha}})^2 + \Delta \hat{\alpha}^2}$ 、 $\sqrt{(3\sigma_{\hat{\dot{\alpha}}})^2 + \Delta \hat{\dot{\alpha}}^2}$ 。

表 1 三阶修正卡尔曼滤波器的仿真结果

Tab. 1 The simulated results of 3rd order improved Kalman filter

仿真条件			径向距	径向速	距离精	速度精
R/m	$v/$	$a/$	离精度	度精度/	度改善	度改善
	$(\text{m} \cdot \text{s}^{-1})$	$(\text{m} \cdot \text{s}^{-2})$	/m	$(\text{m} \cdot \text{s}^{-1})$	倍数	倍数
10^5	0	0	0.066 70	0.024 94	74.96	40.09
10^5	-60	0	0.060 12	0.023 27	83.16	42.97
10^5	-150	0	0.072 02	0.024 57	69.42	40.70
10^5	-60	0.2	0.070 58	0.022 79	70.84	43.87
10^5	-150	0.5	0.078 60	0.025 59	63.61	39.07

由表 1 可见, 三阶修正卡尔曼滤波器对静态、匀

速和匀加速运动均具有较高的跟踪精度,且这 3 种运动规律的跟踪精度基本一致。由表 2 可见,二阶修正卡尔曼滤波器对静态、匀角速、匀角加速运动均具有较高的跟踪精度,随着动态的加大,俯仰角和俯仰角速度跟踪精度变差,这主要是因为二阶修正卡尔曼滤波器是按照匀角速运动进行建模的,角动态的增大导致状态噪声增大,从而使角度跟踪效果变差。

表 2 二阶修正卡尔曼滤波器的仿真结果

Tab.2 Simulation results of 2nd improved Kalman filter

$\alpha/(^{\circ})$	仿真条件		俯仰角	俯仰角速	俯仰角
	$\dot{\alpha}/((^{\circ})\cdot s^{-1})$	$\ddot{\alpha}/((^{\circ})\cdot s^{-2})$	精度 $\alpha/(^{\circ})$	度精度 $\dot{\alpha}/((^{\circ})\cdot s^{-1})$	精度改 善倍数
-60	0	0	0.015 39	0.001 76	64.97
-60	0.1	0	0.017 15	0.001 52	58.30
-60	0.2	0	0.024 63	0.001 56	40.60
0	-0.3	0.001	0.037 21	0.001 63	26.87
0	-0.6	0.002	0.053 59	0.001 80	18.66

正弦波形具有无穷多阶导数,因此正弦加速运动可以代表目标高动态的极端情形。考虑利用正弦加速运动模型对三阶修正卡尔曼滤波器进行仿真,以验证三阶修正卡尔曼滤波器对目标动态的适应能力。仿真中径向距离模型取 $R(t) = 5 \times 10^4 - 4 \times 10^3 \sin(0.025t) + e_R(t)$, 单位:m, 径向速度模型取 $v(t) = -100\cos(0.025t) + e_v(t)$, 单位:m/s, $e_R(t)$ 和 $e_v(t)$ 为相互独立的零均值高斯白噪声,其他的参数选取同上。图 1、2 分别给出了滤波前后径向距离和径向速度的误差对比,图 3 给出了径向加速度及径向加加速度(即状态噪声)的估计。

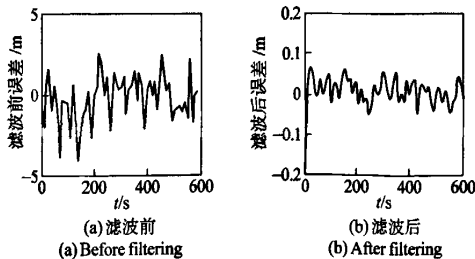


图 1 卡尔曼滤波前后径向距离误差对比

Fig.1 Comparison of range errors between before and after Kalman filterings

由图 2 可见,随着动态的增大,径向速度误差也随之起伏,这是由径向加加速度带来状态噪声导致的。由于收敛条件下低通滤波给径向加加速度估计

引入延迟,因此图 3(b)中径向加加速度估计滞后于真实值,而径向加速度估计与真实值基本同步。由三阶修正卡尔曼滤波器对正弦加速运动模型的仿真结果可见,本文的目标跟踪算法对目标动态的适应能力较强。

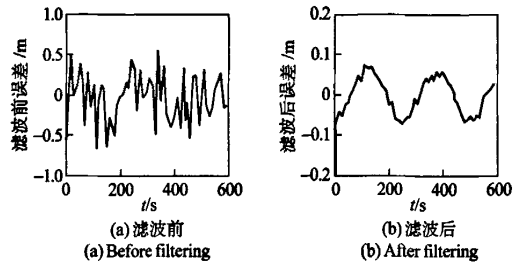


图 2 卡尔曼滤波前后径向速度误差对比

Fig.2 Comparison of velocity errors between before and after Kalman filterings

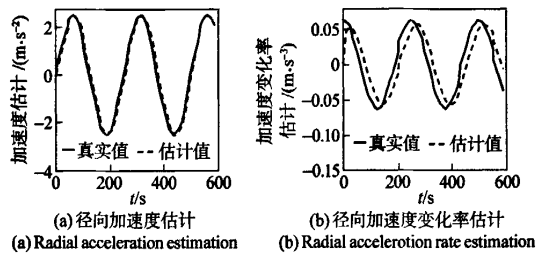


图 3 径向加速度及径向加加速度估计

Fig.3 The estimations of radial acceleration and its rate

3 结论

根据微波交会对雷达的总体任务要求,本文提出了一种直接在球坐标系下进行目标跟踪的卡尔曼滤波器设计方法。该方法利用三阶修正卡尔曼滤波器对目标径向距离和径向速度进行联合跟踪,利用 2 个结构一致的二阶修正卡尔曼滤波器分别对目标俯仰角和俯仰角速度、方位角和方位角速度进行联合跟踪。该方法目标跟踪精度高,对目标动态的适应能力强,同时卡尔曼滤波器阶次的降低使得运算量减小,因此该方法易于工程实现。

参考文献 (References)

- [1] Shaked U, Xie L H, Soh Y C. New approaches to robust minimum variance filter design[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2001, 49(11): 2620 - 2629.
- [2] Wang J G, He P K, Long T. Use of the radial velocity measurement in target tracking[J]. IEEE Trans on AES, 2003, AES-39 (2): 1023 - 1027.

- [3] Xiong K, Zhang H, Liu L. Adaptive robust extended Kalman filter for nonlinear stochastic systems[J]. IET Control Theory & Applications, 2008, 2(3): 239 - 250.
- [4] 杨春铃,倪晋麟,刘国岁,等. 转换坐标卡尔曼滤波器的雷达目标跟踪[J]. 电子学报, 1999, 3(27): 121 - 123.
YANG Chun-ling, NI Jin-lin, LIU Guo-sui, et al. Converted measurement KF for radar target tracking[J]. Acta Electronica Sinica, 1999, 3(27): 121 - 123. (in Chinese)
- [5] Duan Z S, Han C Z, Li X R. Comments on Unbiased converted measurements for tracking[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2004, 40(4): 1374 - 1375.
- [6] 何友,修建娟,张晶炜,等. 雷达数据处理及应用[M]. 北京:电子工业出版社, 2006.
HE You, XIU Jian-juan ZHANG Jing-wei, et al. Radar data processing and its application[M]. Beijing: Publish House of Electronics Industry, 2006. (in Chinese)

· 简讯 ·

国际弹道大会筹备协调会议在京召开

2009 年 7 月 20 日, 2010 年国际弹道大会筹备协调会议在北京中国兵工学会秘书处召开。国际弹道大会筹备工作办公室主任王智忠, 副主任王中原、许毅达, 南京理工大学国际交流处孙崇凯, 国际弹道大会筹备工作办公室成员安玉德、张小兵、孟松松、王建军、孙岩参加了会议, 会议由王智忠主持。

会议首先听取了国际弹道大会筹备工作办公室副主任王中原关于南京理工大学近期工作情况及进展的汇报, 以及关于今年 9 月份论文评审会筹备具体事宜和现阶段至明年会议之前的工作任务的说明。会议还听取了国际弹道大会筹备工作办公室成员, 会议会务负责人安玉德就目前的筹备工作和一些会务具体工作进展情况的汇报。

会议对九月份论文评审会召开之前必须完成的工作做了如下确定:

1) 由兵工学会秘书处和南京理工大学共同负责落实好 9 月份论文评审会工作。期间活动分为北京段和南京段, 北京段由中国兵工学会负责, 南京段由南京理工大学负责。包括接待、宴请、食宿、会议、讲座、考察、旅游、送机、安全等;

2) 由兵工学会秘书处负责保障网站畅通, 开通全文征收系统, 开通网上缴费系统, 及时上传新闻告示;

3) 由兵工学会秘书处负责争取较多的相关单位文章, 有代表性地约稿, 重点落实有影响的单位, 检查督促核心单位的文章;

4) 确定了国内论文评审把关会时间为 8 月 20 日左右, 地点南京, 确定了评审会专家人选;

5) 初步确定了 2010 年国际弹道大会收费为 1250 美金;

6) 由学会副秘书长许毅达牵头组织南理工、北理工、九院等相关单位专家撰写中国兵器与弹道发展综合报告;

7) 由兵工学会秘书处和南京理工大学双方负责论文集印制单位的招投标及论文模板的确定, 时间为 8 月底之前;

8) 由兵工学会秘书处负责与会议承办单位中国国际科技会议中心的协议签署;

9) 由兵工学会秘书处负责会议论文摘要的定期统计。

会议还就现在至明年会议之前应该着手开始的主要筹备工作做了以下说明: 会议专用品的准备, 需要统一标识, 统一基调; 会议详细日程的前期筹划; 会议期间具体安排方案, 确保万无一失; 坚持不懈, 继续争取筹集赞助资金。

国际弹道大会筹备工作办公室希望成员们各司其职, 克服困难, 坚守使命和责任, 精心筹备, 严格按照时间节点做好各项筹备工作, 注重细节, 做好各项预案, 争取把第 25 届国际弹道会议办成非常成功的国际会议。

(第 25 届国际弹道大会筹备办公室)

微波滤波器设计培训——视频课程

易迪拓培训(www.edatop.com)由数名来自于研发第一线的资深工程师发起成立, 致力和专注于微波、射频、天线设计研发人才的培养, 是国内最大的微波射频和天线设计人才培养基地。客户遍布中兴通讯、研通高频、国人通信等多家国内知名公司, 以及台湾工业技术研究院、永业科技、全一电子等多家台湾地区企业。

我们推出的微波滤波器设计培训专题, 有资深工程师领衔主讲, 课程既有微波滤波器设计原理的详细解释, 也有各种仿真分析工具的实际设计应用讲解, 设计原理和设计仿真实践相结合, 向大家呈现各种结构的微波滤波器的完整设计流程。旨在帮助大家透彻地理解并实际的掌握各种微波滤波器的设计。



微波滤波器设计培训专题视频课程

高清视频, 专家授课, 中文讲解, 直观易学; 既有微波滤波器设计原理的详细解释, 也有像 ADS、CST、HFSS 各种仿真分析工具的实际设计应用讲解, 旨在帮助大家透彻地理解并实际的掌握各种微波滤波器的设计。

课程网址: <http://www.edatop.com/peixun/filter/>

更多专业培训课程:

- **HFSS 视频培训课程**

网址: <http://www.edatop.com/peixun/hfss/>

- **CST 视频培训课程**

网址: <http://www.edatop.com/peixun/cst/>

- **天线设计专业培训课程**

网址: <http://www.edatop.com/peixun/antenna/>