

文章编号: 1001-0920(2005)03-0345-04

空中交通管理系统中航迹发散判据及抑制处理

舒红平^{1,2}, 游志胜¹, 王运锋¹, 费向东¹

(1. 四川大学 图像图形研究所, 四川 成都 610064; 2 成都信息工程学院 计算机系, 四川 成都 610041)

摘要: 描述了对机动目标跟踪的Kalman滤波方程和空管系统中易于计算的各参数矩阵理论依据及相应的初值, 论述了航迹发散的判断依据及抑制算法。结合应用仿真的具体处理算法及步骤, 将发散判据和抑制算法应用于空中交通管理系统进行航迹处理。通过项目验证和仿真结果表明, 该算法能进行准确的发散判断和有效的抑制处理。

关键词: 空中交通管理; Kalman滤波; 协方差; 航迹

中图分类号: TP319

文献标识码: A

Judgment and restraining method of track divergence in air traffic control system

SHU Hong-ping^{1,2}, YOU Zhi-sheng¹, WANG Yun-feng¹, FEI Xiang-dong¹

(1. Institute of Image and Graphics, Sichuan University, Chengdu 610064, China; 2 Department of Computers, Chengdu University of Information Technology, Chengdu 610041, China Correspondent: SHU Hong-ping, E-mail: cqshp@cuit.edu.cn)

Abstract: Kalman filter equations for maneuvering target tracking are described. Parameter matrix theory for the simplified calculation and corresponding initial value are given. Judgment of track divergence and restraining algorithm are discussed. Combined concrete algorithm with measure of application emulation, judgment criterion and restraining algorithm are applied to dispose track in air traffic control system. Emulation result shows that the algorithm can judge accurately track dispersing and restrain divergence effectively.

Key words: air traffic control; Kalman filter; variance; air trace

1 引言

在空中交通管理系统(简称空管系统)中,对机动目标进行跟踪时,为得到线性无偏最小方差估计,常采用卡尔曼滤波进行处理。卡尔曼滤波是一种最佳线性递推滤波,在滤波处理过程中,经常出现由滤波得到的实际估计误差大大超过按公式计算的协方差所定出的误差范围。计算出的滤波误差应逐渐趋于零或趋于稳态值,但在实际应用中,真正的实际误差有时会大得不能容许,甚至趋于 ∞ ,这种现象称为发散^[1]。

对于发散的航迹,需要通过正确的判据对其进行科学的判断,再采取相应的抑制措施进行抑制处

理。带模型误差系统滤波的虚拟噪声补偿算法^[2],通过引入虚拟噪声克服了滤波发散现象,但如何加虚拟噪声以得到近似模型允许的最好性能,没有一个系统的解决方案,使得其在实际项目中不能得以很好的应用。

2 空管系统中应用的滤波跟踪算法

2.1 滤波方程^[1]

飞机在空中飞行时可设定它是等速运动,由机动和大气湍流引起的加速可看作对等速运动的一种摄动。机动的快速程度用 $\alpha = 1/T_c$ 来反映, T_c 是相关函数的时间常数。对于快速程度不同的机动, α 取值不同。

收稿日期: 2003-04-01; 修回日期: 2004-05-31

基金项目: 国家自然科学基金项目(69732010)

作者简介: 舒红平(1974—),男,重庆人,博士生,从事智能决策系统、图形图像处理等研究;游志胜(1945—),男,四川成都人,教授,博士生导师,从事图像处理与模式识别、多雷达数据处理等研究。

状态方程为

$$X_{k+1} = \Phi(T, \alpha)X_k + U_k, \quad (1)$$

式中 U_k 为非齐次驱动输入, 是一种离散的白噪声矢量序列 滤波估值方程为

$$\begin{aligned} \hat{X}(k+1|k+1) = & \hat{X}(k+1|k) + K(k+1)[Z(k+1) - \\ & H(k+1)\Phi(T, \alpha)\hat{X}(k|k)]; \end{aligned} \quad (2)$$

预测估值方程为

$$\hat{X}(k+1|k) = \Phi(T, \alpha)\hat{X}(k|k); \quad (3)$$

增益方程为

$$\begin{aligned} K(k+1) = & P(k+1|k)H^T(k+1)[H(k+1) \times \\ & P(k+1|k)H^T(k+1) + R(k+1)]^{-1}; \end{aligned} \quad (4)$$

滤波估值协方差矩阵方程为

$$P(k+1|k+1) = [I - K(k+1)H(k+1)]P(k+1|k); \quad (5)$$

预测估值协方差矩阵方程为

$$P(k+1|k) = \Phi(T, \alpha)P(k|k)\Phi^T(T, \alpha) + Q(k). \quad (6)$$

2.2 观测转移矩阵 $\Phi(T, \alpha)_{6 \times 6}$

对于等间隔采样的离散系统, 状态方程如式(1)所示 对于方程

$$X(t+T) = AX(t) + Gw(t),$$

求解可得

$$X(t+T) = \Phi(T, \alpha)X(t) + \int_t^{t+T} \Phi(t+T-\tau, \alpha)Gw(\tau)d\tau, \quad (7)$$

$$U_k = \int_{kT}^{(k+1)T} e^{A[(k+1)T-\tau]} Gw(\tau)d\tau, \quad (8)$$

$$\begin{aligned} \Phi(T, \alpha) = L^{-1}[(sI - A)^{-1}] = & \begin{bmatrix} 1 & T & \frac{1}{\alpha^2}(-1 + \alpha T + e^{-\alpha T}) \\ 0 & 1 & \frac{1}{\alpha}(1 - e^{-\alpha T}) \\ 0 & 0 & e^{-\alpha T} \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (9)$$

当 αT 很小时, $\Phi(T, \alpha)$ 的近似式为

$$\Phi(T, \alpha) \approx \begin{bmatrix} 1 & T & \frac{T^2}{2} \\ 0 & 1 & T \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & T & \frac{T^2}{2} \\ 0 & 1 & T \\ 0 & 0 & e^{-\alpha T} \end{bmatrix}. \quad (10)$$

由此可得

$$\Phi(T, \alpha)_{6 \times 6} = \begin{bmatrix} \Phi(T, \alpha) & 0 \\ 0 & \Phi(T, \alpha) \end{bmatrix}_{6 \times 6}. \quad (11)$$

2.3 观测噪声协方差矩阵 $Q(k)_{6 \times 6}$

在求得 $\Phi(T, \alpha)$ 以后, 将它代入式(8), 可得出 U_k , 即

$$U_k = \int_{kT}^{(k+1)T} \Phi[(k+1)T - \tau, \alpha]Gw(\tau)d\tau =$$

$$\int_{kT}^{(k+1)T} \begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \\ -A_3 \end{bmatrix} \omega(\tau)d\tau = \int_{kT}^{(k+1)T} \begin{bmatrix} n_1(\tau) \\ n_2(\tau) \\ n_3(\tau) \end{bmatrix} \omega(\tau)d\tau \quad (12)$$

经推导得

$$Q(k) = \alpha_n^2 \begin{bmatrix} q_{11} & q_{12} & q_{13} \\ q_{21} & q_{22} & q_{23} \\ q_{31} & q_{32} & q_{33} \end{bmatrix}. \quad (13)$$

由此可得

$$Q(k)_{6 \times 6} = \begin{bmatrix} Q(k) & 0 \\ 0 & Q(k) \end{bmatrix}_{6 \times 6}. \quad (14)$$

其中

$$\begin{aligned} q_{11} = & (1 - e^{-2\alpha T} + 2\alpha T + 2\alpha^3 T^3/3 - \\ & 2\alpha^2 T^2 - 4\alpha T e^{-\alpha T})/2\alpha^5, \\ q_{12} = & (1 + e^{-2\alpha T} - 2e^{-\alpha T} + 2\alpha T e^{-\alpha T} - \\ & 2\alpha T + \alpha^2 T^2)/2\alpha^4 = q_{21}, \\ q_{13} = & (1 - e^{-2\alpha T} - 2\alpha T e^{-\alpha T})/2\alpha^3 = q_{31}, \\ q_{22} = & (4e^{-\alpha T} - 3 - e^{-2\alpha T} + 2\alpha T)/2\alpha^3, \\ q_{23} = & (1 + e^{-2\alpha T} - 2e^{-\alpha T})/2\alpha^2 = q_{32}, \\ q_{33} = & (1 - e^{-2\alpha T})/2\alpha \end{aligned}$$

2.4 起始协方差 P_0 及量测矩阵 $H(k)$

航迹 x 和 y 方向的方差及协方差为

$$\begin{cases} \sigma_{x1}^2 = \sigma_{\rho}^2 \sin^2 \theta + \rho^2 \sigma_{\theta}^2 \cos^2 \theta, \\ \sigma_{y1}^2 = \sigma_{\rho}^2 \cos^2 \theta + \rho^2 \sigma_{\theta}^2 \sin^2 \theta, \\ \sigma_{xy1}^2 = (\sigma_{\rho}^2 - \rho^2 \sigma_{\theta}^2) \cos \theta \sin \theta \end{cases} \quad (15)$$

式中: ρ 和 θ 为斜距和方位角, σ_{ρ}^2 为斜距方差, σ_{θ}^2 为方位角方差 同理, 点迹 x 和 y 方向的方差及协方差为

$$\begin{cases} \sigma_{x2}^2 = \sigma_{\rho}^2 \sin^2 \theta + \rho^2 \sigma_{\theta}^2 \cos^2 \theta, \\ \sigma_{y2}^2 = \sigma_{\rho}^2 \cos^2 \theta + \rho^2 \sigma_{\theta}^2 \sin^2 \theta, \\ \sigma_{xy2}^2 = (\sigma_{\rho}^2 - \rho^2 \sigma_{\theta}^2) \cos \theta \sin \theta \end{cases} \quad (16)$$

估值协方差矩阵初值为

$$P_0 = \begin{bmatrix} \sigma_{x2}^2 & \frac{\sigma_{x2}^2}{T} & 0 & \sigma_{xy2}^2 & \frac{\sigma_{xy2}^2}{T} & 0 \\ \frac{\sigma_{x2}^2}{T} & \frac{\sigma_{x1}^2 + \sigma_{x2}^2}{T^2} & 0 & \frac{\sigma_{xy2}^2}{T} & \frac{\sigma_{xy1}^2 + \sigma_{xy2}^2}{T^2} & 0 \\ 0 & 0 & \alpha_n^2 & 0 & 0 & 0 \\ \sigma_{xy2}^2 & \frac{\sigma_{xy2}^2}{T} & 0 & \sigma_{y2}^2 & \frac{\sigma_{y2}^2}{T} & 0 \\ \frac{\sigma_{xy2}^2}{T} & \frac{\sigma_{xy1}^2 + \sigma_{xy2}^2}{T^2} & 0 & \frac{\sigma_{y2}^2}{T} & \frac{\sigma_{y1}^2 + \sigma_{y2}^2}{T^2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \alpha_n^2 \end{bmatrix}_{6 \times 6}. \quad (17)$$

量测矩阵为

$$H(k) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (18)$$

3 发散判据

在进行发散判断时, 需将发散判断标准加在滤

波计算过程中, 边进行滤波计算边进行发散判断 一旦探测到发散达到某一门限, 则判断为发散, 并进行抑制发散处理

为检查是否带入新的信息, 引入“新息”概念, 其定义如下 ($k+1$):

$$\epsilon(k+1) = Z(k+1) - H(k+1)\hat{X}(k+1|k). \quad (19)$$

其中: $\epsilon(k+1)$ 中包含时刻 $k+1$ 的量测向量 $Z(k+1)$ 代入的新信息 若 $\epsilon(k+1) = 0$, 则表示量测估值值 $H(k+1)\hat{X}(k+1|k)$ 与 $Z(k+1)$ 相等, 表明量测未带入新的信息

在引入新息的基础上, 发散判据为^[3]

$$\epsilon^T(k+1)\epsilon(k+1) > r \text{Tr}\{E[\epsilon(k+1)\epsilon^T(k+1)]\}. \quad (20)$$

其中: $\epsilon^T(k+1)\epsilon(k+1)$ 是新息向量中各分量的平方和, 为一标量; r 为储备系数, $r > 1$, 可取任意值; $E[\epsilon(k+1)\epsilon^T(k+1)]$ 为理论的新息方差矩阵, 即量测估计误差方差矩阵^[2], 有

$$E[\epsilon(k+1)\epsilon^T(k+1)] = H(k+1)P(k+1|k)H^T(k+1) + R(k+1). \quad (21)$$

由式(2), (3), (7) 和(19) 可推出

$$\epsilon(k+1) = H(k+1)\tilde{X}(k+1|k). \quad (22)$$

其中

$$\tilde{X}(k+1|k) = X(k+1) - \hat{X}(k+1|k),$$

且可得出递推关系式

$$\begin{aligned} \tilde{X}(k+1|k) = & \Phi(T, \alpha)[I - K(k)H(k)]\tilde{X}(k|k-1) - \\ & \Phi(T, \alpha)K(k). \end{aligned} \quad (23)$$

由式(4) ~ (6) 及(22), (23) 可推导出式(21) 成立 详细过程参见文献[2]

当航迹目标开始机动时, 新息序列会出现偏移, 此时除非目标模型改变, 否则跟踪系统会发散 尤其是使用非线性坐标变换过程时, 发散问题显得更为突出, 故需尽快检测出目标机动, 以便减小延迟来避免航迹发散

将式(21) 代入式(20), 得实用的发散判据^[3] 如下:

$$\begin{aligned} \epsilon^T(k+1)\epsilon(k+1) > & r \text{Tr}\{H(k+1)P(k+1|k) \times \\ & H^T(k+1) + R(k+1)\} \end{aligned} \quad (24)$$

发散是指实际的估计误差超过理论计算的估计误差允许值的过程, 而实际的估计误差 ($X(k+1) - \hat{X}(k+1|k+1)$) 是无法知道的 新息是量测估计误差, $\epsilon^T(k+1)\epsilon(k+1)$ 即新息各量平方和, 它在一定意义上反映实际的估计误差 式(24) 右端是

理论计算的估计误差方差和的允许值, 故式(24) 可作为发散的判据

判据中的储备系数 r 一般取 $1 \sim 5$ r 取值越小, 对发散的要求越严格, 判据成立的频率越高, 系统很快就能检测出发散, 滤波发散判断的延迟小, 虚警概率高; r 取值越大, 判据成立的频率越低, 滤波发散判断的延迟, 虚警概率低

对于给定的虚警概率, 利用 Neyman-Person 准则可得到用于检测目标机动的最优滑动窗口长度^[5] 利用这个最优滑动窗口长度, 可使发散判断的延迟最小 在此基础上, 可结合系统的实际模型及仿真试验来确定 r 的取值

4 抑制发散的改进滤波算法

当判据成立(发现发散) 时, 要对其进行抑制发散处理, 其主要目的是: 1) 增加增益矩阵 $K(k+1)$; 2) 估计、预测及限制误差协方差; 3) 估计、预测及增加动态噪声方差

常用的增加增益矩阵 $K(k+1)$ 抑制方法有两种: 一种是停止对增益矩阵 $K(k+1)$ 的计算, 将 $K(k+1)$ 置为常值继续进行计算, 直到判据不再成立时, 再重新恢复 $K(k+1)$ 的计算; 另一种是扩大 $P(k+1|k)$, 即在预测误差方差矩阵中乘以一个大于 1 的标量 $\text{A dap}_{t_{k+1}}$, 即

$$\begin{aligned} P(k+1|k) = & \text{A dap}_{t_{k+1}} \times \Phi(T, \alpha)P(k|k)\Phi^T(T, \alpha) + Q(k). \end{aligned} \quad (25)$$

增大 $P(k+1|k)$, 便使 $K(k+1)$ 增大, 从而削弱了预测估计的作用, 增强了新量测的修正作用, 达到控制发散的目的 $\text{A dap}_{t_{k+1}}$ 值是在判据成立后自动计算得出的, 它随发散的程度的变化 因此, 扩大 $P(k+1|k)$ 的作法具有自适应能力^[3].

$\text{A dap}_{t_{k+1}}$ 的确定: 如果发散判据中的储备系数 r 赋值 1, 并将不等式改为等式, 那么新等式成立即判为发散 即

$$\begin{aligned} \epsilon^T(k+1)\epsilon(k+1) = & \text{Tr}\{E[\epsilon(k+1)\epsilon^T(k+1)]\}. \end{aligned} \quad (26)$$

式(26) 左端为新息(量测估计误差) 向量各分量的平方和, 与新息方差矩阵的迹是一回事, 只是表达方式不同 即

$$\begin{aligned} \epsilon^T(k+1)\epsilon(k+1) = & \text{Tr}\{\epsilon(k+1)\epsilon^T(k+1)\}. \end{aligned} \quad (27)$$

将式(26) 代入(27), 得

$$\begin{aligned} \text{Tr}\{\epsilon(k+1)\epsilon^T(k+1)\} = & \text{Tr}\{E[\epsilon(k+1)\epsilon^T(k+1)]\}. \end{aligned}$$

将式(21) 代入(27) 得

$$\text{Tr}\{\epsilon(k+1)\epsilon^T(k+1)\} =$$

$$\begin{aligned} & \text{Tr}\{E[\epsilon(k+1)\epsilon^T(k+1)]\} = \\ & \text{Tr}\{H(k+1)P(k+1|k) \times \\ & H^T(k+1) + R(k+1)\} \end{aligned}$$

将式(25)代入(27),得

$$\begin{aligned} & \text{Tr}\{\epsilon(k+1)\epsilon^T(k+1)\} = \\ & \text{Tr}\{H(k+1)A \text{dapt}_{k+1} \Phi(T, \alpha) P(k|k) \times \\ & \Phi^T(T, \alpha) H^T(k+1) + H(k+1) \times \\ & Q(k) H^T(k+1) + R(k+1)\} \end{aligned} \quad (28)$$

则可解得

$$\begin{aligned} & A \text{dapt}_{k+1} = \\ & \frac{\text{Tr}\{\epsilon(k+1)\epsilon^T(k+1) - H(k+1) \times \\ & \text{Tr}\{H(k+1)\Phi(T, \alpha)P(k|k) \times \\ & \Phi^T(T, \alpha)H^T(k+1) - R(k+1)\}}{\text{Tr}\{H(k+1)\Phi(T, \alpha)P(k|k) \times \\ & \Phi^T(T, \alpha)H^T(k+1)\}} \end{aligned} \quad (29)$$

式(29)即为A dapt_{k+1}的计算式 从该式的推导过程可知,当发散判据成立而出现发散时,用A dapt_{k+1}的值对P(k+1|k)加权,可使实际的新息方差矩阵减小,趋向于理论的新息方差矩阵,使滤波恢复正常 式(29)中A dapt_{k+1}的值应大于1,分子出现负数时要予以消除

5 应用仿真

5.1 处理算法

在空管系统中,对目标进行跟踪处理时,按上述发散判据对生成航迹进行发散判断,如果生成航迹是发散的,则按上述改进滤波算法对生成航迹进行处理 具体处理算法及步骤如下:

Step 1: 计算点迹位置和航迹预测位置之差,即为v(k+1),其中x方向的误差为dx,y方向的误差为dy.

Step 2: 根据式(21)计算新息协方差矩阵m·Pe,其中m·Pe[0][0]和m·Pe[1][1]分别为点迹斜距和方位角协方差与预测位置斜距和方位角协方差对应位置项之和 根据系统模型及大量的仿真试验,r可取值为3 发散判据如下:

$$\begin{aligned} & \text{if } dx > \sqrt{3 \times m \cdot Pe[0][0]}, \\ & \text{or } dy > \sqrt{3 \times m \cdot Pe[1][1]}, \\ & \text{then 航迹发散} \end{aligned}$$

Step 3: 确定系统扫描周期α,根据式(11),(14),(15),(17),(18)设定观测转移矩阵Φ(T,

α)_{6×6},观测噪声协方差矩阵Q(k)_{6×6},起始协方差P₀及量测矩阵H(k).

Step 4: 根据式(1)~(6)计算预测误差协方差矩阵m·Pp,如果Step 2判断结果为航迹发散,则根据式(29)并结合项目实际确定调整因子

$$A \text{dapt} = \max \left\{ \frac{(dx \sqrt{3})^2 - Q[0][0]}{m \cdot Pp[0][0]}, \frac{(dy \sqrt{3})^2 - Q[1][1]}{m \cdot Pp[3][3]} \right\}$$

Step 5: 用m·Pp矩阵的每一项乘以调整因子.

Step 6: 用校正后的预测协方差矩阵m·Pp递推计算式(2)~(6)及m·Pe矩阵,以抑制航迹发散

5.2 仿真结果

在空管系统中,按式(2)~(6)的递推公式对目标进行跟踪,对点迹目标数据按航迹相关算法形成航迹 在处理过程中按5.1节处理算法对航迹进行发散判断,一旦发现发散,立即进行抑制处理

表1中数据为A lenia 雷达数据录取处理过程中,发散航迹抑制前后坐标的对照值(其中:X,Y₁和Y₂均为相对于地心点进行球面方位投影处理后的值).仿真结果如图1所示,其中:Y₁为原始航迹,Y₂为抑制后的航迹

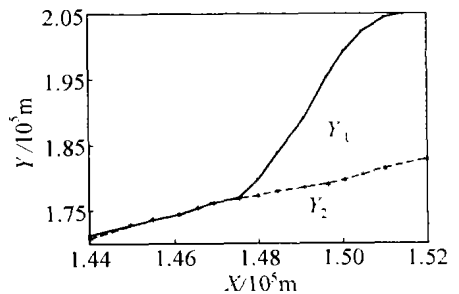


图1 抑制前后航迹对照

6 结 语

本文所述的跟踪递推算法及各协方差矩阵的初值,考虑了数据在实际跟踪时便于计算的需要,在每个扫描周期按发散判据对航迹进行判断,对发散的航迹进行抑制处理;同时,充分考虑了实际对象模型的稳定性,以确保跟踪算法的稳定,使得空管系统能对目标进行准确的监视、预警及告警处理

表1 抑制前后航迹目标点坐标对照

10⁵m

X	1.440	1.449	1.455	1.461	1.466	1.469	1.475	1.480	1.484	1.486	1.491	1.496	1.501	1.510	1.524
Y ₁	1.713	1.729	1.737	1.745	1.756	1.763	1.770	1.799	1.840	1.892	1.954	1.994	2.024	2.044	2.063
Y ₂	1.708	1.726	1.736	1.745	1.755	1.763	1.768	1.774	1.781	1.786	1.792	1.799	1.806	1.816	1.834

(下转第352页)

3.2.2 高速时的控制效果

在异步电动机的转速控制中,常常需要电机在高于额定转速的情况下运行.图4为 $n = 2000$ r/min时的仿真结果.由图可见,定子电流实测值随着转速的上升而逐渐减小,当电机的实际转速达到给定转速时,转矩阶跃下降,使得电机速度稳定在给定的转速值上,没有产生超调和振荡.这证明该系统在高速区仍可达到理想的调速效果.

4 结 论

本文提出一种电流型脉宽调制方法,电流型脉宽调制能产生电流跟随作用.将其应用于异步机的转速控制,取得了优良的控制效果.仿真证明这种调制方法调速范围很宽,既可在零速运行,又可在弱磁区工作.特别是这种 I/F 控制具有很强的鲁棒性,它与电机的结构参数无关,当转速调节器的比例常数和积分时间常数在1~10的范围内变化时,转速仍是稳定的.这种调制方法具有广阔的应用前景,值得进一步在理论上深入研究.

参考文献(References)

- [1] 侯轩,李永东,曾毅.空间矢量PWM的转矩脉动优化[J].*电气传动*,2002,32(增刊):47-50
(Hou X, Li Y D, Zeng Y. Torque ripple optimization of space vector PWM[J]. *Electric Drive*, 2002, 32(S): 47-50.)
- [2] 郑颖楠,傅诚.电压型可逆变频器的控制策略现状与发展[J].*电气传动*,2001,6:3-6
(Zheng Y N, Fu C. The present situation and development of control strategy in three-phase rectifier converters[J]. *Electric Drive*, 2001, 6: 3-6.)
- [3] 刘宗富.直流斩波的MATLAB仿真研究[J].*变频器世界*,2004,5:33-41
(Liu Z F. MATLAB simulation based on the DC chop[J]. *The World of Inverters*, 2004, 5: 33-41.)
- [4] 孙鹤旭.*交流步进传动系统*[M].北京:机械工业出版社,1996.
- [5] 李冀昆,高仕斌,王涛.异步电动机直接转矩控制的仿真[J].*控制工程*,2004,11(增刊):194-197
(Li J K, Gao S B, Wang T. Simulation and analysis on direct torque control for induction motors[J]. *Control Engineering of China*, 2004, 11(S): 194-197.)

(上接第348页)

参考文献(References)

- [1] 朱海,莫军.*水下导航信息融合技术*[M].北京:国防工业出版社,2002.
- [2] 邓自立,王建国.带模型误差系统自适应Kalman滤波现象虚拟噪声补偿技术[J].*信息与控制*,1989,18(1):1-4
(Deng Z L, Wang J G. Self-adapting Kalman filter virtual noise compensation technology of system with model error[J]. *Information and Control*, 1989, 18(1): 1-4.)
- [3] 颜东,张洪钺.抑制发散的新方法及其应用[J].*北京航空航天大学学报*,1994,20(4):392-396
(Yan D, Zhang H Y. A new design to control divergence and its application[J]. *Beijing University of Aeronautics and Astronautics*, 1994, 20(4): 392-396.)
- [4] Li X L, Luo Z Q, Boss E. An interior point linear programming approach to two-scan data association[J]. *IEEE Transactions*, 1999, 35(2): 474-489.
- [5] 徐国亮.机动目标跟踪算法[J].*情报控制指挥系统与仿真技术*,2002,8:42-56
(Xu G L. Algorithm of maneuvering target tracking[J]. *Information Control System and Simulation Technology*, 2002, 8: 42-56.)
- [6] Medel J M. *Optimal seismic deconvolution: An estimation based approach*[M].New York: Academic Press, 1983.
- [7] Hall D L, Linas J L. An introduction to multisensor data fusion[J]. *Proc of the IEEE*, 1997, 85(1): 6-23.
- [8] Francisco J, Jimenez Rodriguez M. Multisensor and ADS data integration for en-route and terminal area air surveillance [A]. *FUSION 98 Int Conf* [C]. Nevada, 1998: 827-834.