

УДК 681.3.02: 519.251

М.А.Рамазанов¹

СИНТЕЗ УСТОЙЧИВОЙ СИСТЕМЫ СЛЕЖЕНИЯ ЗА МОРСКИМ ПОДВИЖНЫМ ОБЪЕКТОМ

Используя возможности современной информационной технологии, проводится синтез устойчивой системы слежения за морским подвижным объектом, в которой корректно сочетаются робастные (устойчивые к аномальным измерениям) и адаптивные (возможным неучтенным возмущениям в динамике объекта) свойства. Приведены результаты статистического моделирования, подтверждающие эффективность синтезированных алгоритмов.

Успешное решение задачи наведения сближающихся морских подвижных объектов (МПО) и оптимальное управление ими на траектории движения во многом зависят от выбора математических моделей наблюдения и движения объекта, а также от качества сигналов управления. Движение МПО представляется чрезвычайно сложным, поскольку оно происходит под действием системы сил, зависящих от параметров движения, свойств среды, в которой совершается движение, морских течений, конструкции объекта, его системы управления и других факторов. Кроме того, реальная морская среда оказывает весьма серьезные ограничения на распространение акустических сигналов из-за плоскостной стратификации распределения неоднородностей среды, т.е. существует повышенная опасность того, что грубые (“аномальные”) измерения могут “увести” апостериорную оценку настолько, что последующие классификация и отождествление поступающих измерений с наблюдаемым объектом станут невозможными. Поэтому возникает необходимость в разработке эффективных и достаточно надежных морских информационно-измерительных систем (ИИС), которые учитывали бы более полное использование текущей информации о МПО, содержащейся в ряде последовательных измерений, с учетом свойств морской среды и поведения объекта наблюдения.

Математические модели движения и наблюдений морского подвижного объекта. Центральное место в морских ИИС слежения занимают алгоритмы обработки гидролокационных сигналов, или фильтры, призванные вырабатывать параметры движения МПО. Уровень развития современной информационной технологии позволяет решать задачи оценки параметров сигналов и оптимального управления, используя сложные математические модели объектов и алгоритмы обработки данных в темпе поступления измерительной информации.

В траектории математической модели движения МПО целесообразно выделять характерные участки, позволяющие анализировать качество различных процедур обработки измерений. Один из таких участков – отрезок траектории, где объект осуществляет равномерное и прямолинейное движение с постоянным курсом и скоростью, обеспечивающее наиболее экономичный режим следования. Другим характерным участком является участок маневра МПО, на котором его скорость или курс либо одновременно и то и другое могут изменяться. Последнее обстоятельство существенно затрудняет проблему синтеза соответствующих устойчивых рекуррентных процедур фильтров.

Запишем дифференциальное уравнение невозмущенного движения МПО L (рис. 1) в системе координат (ξ, η) , связанной с МПО T :

¹ ОАО «Концерн «Морское подводное оружие – Гидроприбор» (Санкт-Петербург)
© М.А.Рамазанов, 2008

$$\dot{Y}(t) = F Y(t) + G_T W_T(t),$$

где F – матрица коэффициентов дифференциального уравнения; G_T – матричная функция коэффициентов передачи; $Y^T(t) = [\eta(t) \ \dot{\eta}(t) \ \xi(t) \ \dot{\xi}(t)]$ – вектор состояния МПО L , образованный из текущих координат $\eta(t)$, $\xi(t)$ и проекций скорости $\dot{\eta}(t)$, $\dot{\xi}(t)$; $W_T(t)$ – вектор входных воздействий.

При известном поведении объекта T , на котором установлена система слежения за МПО L , последний вектор имеет вид:

$$W_T^T(t) = [-\dot{\eta}_T \ 0 \ -\dot{\xi}_T \ 0],$$

а коэффициенты дифференциального уравнения можно представить в виде:

$$F = \begin{bmatrix} F_\eta & 0 \\ 0 & F_\xi \end{bmatrix}; F_\eta = F_\xi = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; G = \begin{bmatrix} G_\eta & 0 \\ 0 & G_\xi \end{bmatrix}; G_\eta = G_\xi = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

Для задания произвольного движения МПО L определим вектор входных воздействий $W_L(t)$ как ускорение объекта L при маневре:

$$\frac{\partial \dot{\eta}_L}{\partial t} = \frac{\partial [v_L \sin \psi_L(t)]}{\partial t} = a_L \sin \psi_L(t) + v_L w_L \cos \psi_L(t),$$

$$\frac{\partial \dot{\xi}_L}{\partial t} = \frac{\partial [v_L \cos \psi_L(t)]}{\partial t} = a_L \cos \psi_L(t) - v_L w_L \sin \psi_L(t),$$

где v_L – скорость; $\psi_L(t)$ – курс; $a_L = \frac{\partial v_L}{\partial t}$ – тангенциальное ускорение; $w_L = \frac{\partial \psi_L(t)}{\partial t}$ – угловая скорость.

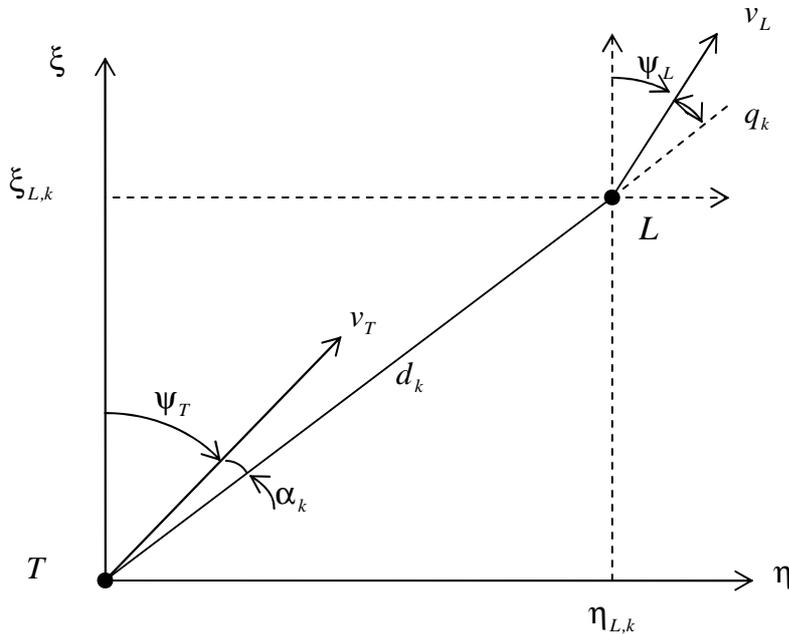


Рис. 1. Определение ускорений объекта при маневре

Учитывая, что $\cos \psi_L(t) = \frac{\dot{\xi}_L}{v_L}$, $\sin \psi_L(t) = \frac{\dot{\eta}_L}{v_L}$, вектор входных воздействий $W_L(t)$ и матричную функцию коэффициентов передачи G_L можно представить в виде:

$$W_L^T(t) = [0 \quad w_L \quad 0 \quad a_L], \quad G_L = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \xi_L & 0 & \dot{\eta}_L/v_L \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\dot{\eta}_L & 0 & \xi_L/v_L \end{bmatrix},$$

то уравнение произвольного движения МПО L в связанной с поступательно движущейся с МПО T системой координат можно записать следующим образом:

$$\dot{Y}(t) = FY(t) + GW(t), \quad (1)$$

$$\text{где } W^T(t) = W_T^T(t) + W_L^T(t) = \begin{bmatrix} -\dot{\eta}_T \\ w_L \\ -\xi_T \\ a_L \end{bmatrix}; \quad G = G_T + G_L = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \xi_L & 0 & \dot{\eta}_L/v_L \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & -\dot{\eta}_L & 0 & \xi_L/v_L \end{bmatrix}.$$

С учетом дискретного характера поступления измерений математическую модель (1) движения МПО L запишем в виде векторно-разностного уравнения

$$Y_{k+1} = \Phi_k Y_k + \mu_{T,k} + \Gamma_k W_k, \quad (2)$$

$$\text{где } \Phi_k = \begin{bmatrix} 1 & t & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & t \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}_k; \quad Y_k = \begin{bmatrix} \eta_L \\ \dot{\eta}_L \\ \xi_L \\ \dot{\xi}_L \end{bmatrix}_k; \quad W_k = \begin{bmatrix} -w_{\dot{\eta}_T} \\ w_L \\ -w_{\xi_T} \\ a_L \end{bmatrix}_k; \quad \mu_{T,k} = \Gamma_{T,k} m\{w_T\};$$

$$\Gamma_{T,k} = \begin{bmatrix} t & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & t & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}_k; \quad m\{w_T\} = \begin{bmatrix} -\dot{\eta}_T \\ 0 \\ -\xi_T \\ 0 \end{bmatrix}; \quad \Gamma_k = \Gamma_{T,k} + \Gamma_{L,k} = \begin{bmatrix} t & \xi_L \frac{t^2}{2} & 0 & \frac{\dot{\eta}_L t^2}{2v} \\ 0 & \xi_L t & 0 & \frac{\dot{\eta}_L t}{v} \\ 0 & -\dot{\eta}_L \frac{t^2}{2} & t & \frac{\xi_L t^2}{2v} \\ 0 & -\dot{\eta}_L t & 0 & \frac{\xi_L t}{v} \end{bmatrix}_k;$$

$$\Gamma_{L,k} = \int_0^{t_k} \Phi_k G_{L,k} dt = \int_0^{t_k} \begin{bmatrix} 1 & t & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & t \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \xi_L & 0 & \dot{\eta}_L/v_L \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \dot{\eta}_L & 0 & \xi_L/v_L \end{bmatrix} dt = \begin{bmatrix} 0 & \xi_L \frac{t^2}{2} & 0 & \frac{\dot{\eta}_L t^2}{2v} \\ 0 & \xi_L t & 0 & \frac{\dot{\eta}_L t}{v} \\ 0 & -\dot{\eta}_L \frac{t^2}{2} & 0 & \frac{\xi_L t^2}{2v} \\ 0 & -\dot{\eta}_L t & 0 & \frac{\xi_L t}{v} \end{bmatrix}_k;$$

$t = t_{k+1} - t_k$; t_k – дискретные моменты времени; $k = 1, 2, \dots$

При отсутствии третьего слагаемого в правой части уравнения (2), последнее характеризует модель равномерного прямолинейного движения МПО L .

Информацию о характере движения МПО L можно получить угломерно-дальномерным методом по результатам измерений дальности (d_k) и радиальной скорости (\dot{d}_k), а также курсового угла (α_k), которые связаны с координатами $\eta_{L,k}$, $\xi_{L,k}$ объекта нелинейным соотношением вида:

$$\begin{cases} z_{d,k} = d_k + v_{d,k} \\ z_{\dot{d},k} = M\{f_{\dot{d},k}\} = [\eta_L(\dot{\eta}_L - \dot{\eta}_T) + \xi_L(\dot{\xi}_L - \dot{\xi}_T)/d]_k + v_{\dot{d},k}, \\ z_{\alpha,k} = \arctg(\eta_L/\xi_L) - \psi_T + v_{q,k} \end{cases}$$

где $M\{f_{\dot{d},k}\} = v_{L,k} \cos q_k - v_{T,k} \cos \alpha_k$; $d_k = \sqrt{\eta_{L,k}^2 + \xi_{L,k}^2}$; $q_k = \arctg(\eta_{L,k}/\xi_{L,k}) - \psi_{L,k}$; $f_{d,k}$ – доплеровский сдвиг частоты эхосигнала; $v_{d,k}$, $v_{\dot{d},k}$ и $v_{q,k}$ – случайные ошибки измерений дальности, радиальной скорости и курсового угла МПО L соответственно.

Таким образом, вектор измерений можно представить в виде:

$$Z_k = h(Y_k) + V_k,$$

где $Z_k^T = [z_d \quad z_{\dot{d}} \quad z_{\alpha}]_k$; $h^T(Y_k) = [h_d(Y_k) \quad h_{\dot{d}}(Y_k) \quad h_{\alpha}(Y_k)]$;

$$h_d(Y_k) = \sqrt{\eta_k^2 + \xi_k^2}; \quad h_{\dot{d}}(Y_k) = [\eta_L(\dot{\eta}_L - \dot{\eta}_T) + \xi_L(\dot{\xi}_L - \dot{\xi}_T)/d]_k;$$

$$h_{\alpha}(Y_k) = \arctg(\eta_L/\xi_L) - \psi_T; \quad V_k^T = [v_{d,k} \quad v_{\dot{d},k} \quad v_{q,k}].$$

Предположив, что априорные сведения об основных силах, действующих на объект, отсутствуют, проекции траектории МПО L на прямоугольные оси TN и TE (рис. 2) неподвижной системы координат (N, E) можно аппроксимировать полиномами степени j :

$$S^N(t) = \sum_{i=0}^j x_{i+1}^N t^i; \quad S^E(t) = \sum_{i=0}^j x_{i+1}^E t^i,$$

где коэффициенты полиномов x_{i+1}^N , x_{i+1}^E – параметры траектории, пропорциональные производным порядка j координат $s_1^N(t)$, $s_1^E(t)$.

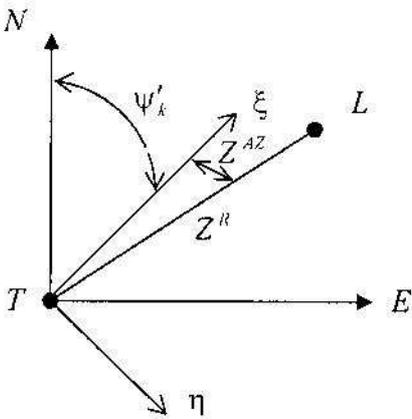


Рис. 2. Угловые соотношения между системами координат

Для точной аппроксимации траекторий динамических объектов потребуются полиномы высоких степеней, что приводит к значительному усложнению процедуры обработки информации. С учётом возможных ускорений реальную траекторию МПО аппроксимируем временным полиномом второй степени ($j = 2$). Тогда компонентами вектора состояния S_k^{NE} объекта будут проекции координат $s_{1,k}^N$, $s_{1,k}^E$, скоростей $\dot{s}_{1,k}^N = s_{2,k}^N$, $\dot{s}_{1,k}^E = s_{2,k}^E$ и ускорений $\ddot{s}_{1,k}^N = s_{3,k}^N$, $\ddot{s}_{1,k}^E = s_{3,k}^E$ МПО L на прямоугольные оси TE и TN . При этом модель наблюдения в системе координат (N, E) характеризуется нелинейным уравнением:

$$Z_k^{NE} = \tilde{H}(HS_k^{NE}) + V_k^{NE}; \quad k = 1, 2, \dots, \quad (3)$$

где $\tilde{H} = [h^R, h^{AZ}]^T$ – вектор известных функциональных зависимостей для связи векторов Z_k^{NE} и S_k^{NE} ; N, E – индексы отсчёта в направлении осей TE и TN ; H – вектор-строка, состоящая из единиц и нулей, с помощью которой из вектора состояния объекта S_k^{NE} выделяется вектор координат; $V_k^{NE} = [v_k^R, v_k^{AZ}]^T$ – вектор некоррелированных во времени ошибок измерений для k -го момента наблюдения.

Нелинейность модели наблюдения (3) снижает точность вычисления ковариационной матрицы P_k ошибок оценок вектора состояния S_k^{NE} объекта, используемой для статистической обработки последующих измерений, что может привести к утрате матрицей P_k свойства положительной определённости [1]. Поэтому откажемся от непосредственно-

го традиционного решения нелинейных ковариационных уравнений Риккати в неподвижной (основной) системе координат (N, E) . Для решения этих ковариационных уравнений и проведения наблюдений введем вспомогательную систему координат (ξ, η) , связанную с акустической осью антенны, обеспечив её поворот относительно основной системы координат (N, E) на прогнозируемую фильтром оценку $\hat{\Psi}'_k$ углового положения МПО L (см. рис. 2).

При дискретных измерениях с аддитивными помехами негауссовского типа модель наблюдения во вспомогательной системе координат (ξ, η) имеет вид:

$$Z_k^{\xi\eta} = \tilde{H} [U^T(\Psi')HS^{NE}]_k + (1 - \gamma_k)V_k^{0,\xi\eta} + \gamma_k V_k^{1,\xi\eta}, \quad (4)$$

где $Z_k^R = h^R [U^T(\Psi')HS^{NE}]_k + (1 - \gamma_k)v_k^{0,\xi} + \gamma_k v_k^{1,\xi}$,

$$Z_k^{AZ} = h^{AZ} [U^T(\Psi')\tilde{H}S^{NE}]_k + (1 - \gamma_k)v_k^{0,\eta} + \gamma_k v_k^{1,\eta};$$

$$h^R[\cdot]_k = \left[(s_1^\xi)^2 + (s_1^\eta)^2 \right]_k^{1/2}, \quad h^{AZ}[\cdot]_k = \arctg[(s_1^\eta)/(s_1^\xi)]_k; \quad s_{1,k}^{\xi\eta} = U^T(\Psi')s_{1,k}^{NE};$$

$$U^T(\Psi'_k) = \begin{bmatrix} I \cos \Psi' & -I \sin \Psi' \\ I \sin \Psi' & I \cos \Psi' \end{bmatrix}_k, \quad I = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}; \quad H = [1 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0];$$

Ψ'_k – экстраполированная на момент времени k оценка угла между осью TN и направлением на объект L . Векторы ошибок измерений $V_k^{0,\xi\eta} = [v_k^{0,\xi}, v_k^{0,\eta}]^T$ в основном и $V_k^{1,\xi\eta} = [v_k^{1,\xi}, v_k^{1,\eta}]^T$ аномальном режимах имеют ковариационные матрицы:

$$Q_k^{0,\xi\eta} = M \{ V_k^{0,\xi\eta} \cdot V_k^{0,\xi\eta T} \} = \begin{bmatrix} q_k^{0,\xi} & 0 \\ 0 & q_k^{0,\eta} \end{bmatrix};$$

$$Q_k^{1,\xi\eta} = M \{ V_k^{1,\xi\eta} \cdot V_k^{1,\xi\eta T} \} = \begin{bmatrix} q_k^{1,\xi} & 0 \\ 0 & q_k^{1,\eta} \end{bmatrix}.$$

Синтез устойчивых алгоритмов рекурсивных фильтров. Запишем во вспомогательной системе координат (ξ, η) выражение для ковариационной матрицы ошибок оценивания вектора состояния МПО L :

$$P_k^{\xi\eta} = U(-\Psi'_k)M \{ [S_k^{NE} - \hat{S}_k^{NE}] [S_k^{NE} - \hat{S}_k^{NE}]^T \} = U(-\Psi'_k)P_k^{NE},$$

где $P_k^{\xi\eta} = \begin{bmatrix} P_k^\xi & O \\ O & P_k^\eta \end{bmatrix}$; $U(-\Psi'_k) = \begin{bmatrix} I \cos \Psi' & I \sin \Psi' \\ -I \sin \Psi' & I \cos \Psi' \end{bmatrix}_k$; O – 3×3 -нулевая матрица.

Преобразование координат не нарушает условия оптимизации, так как

$$tr P_k^{NE} = tr \{ U(-\Psi'_k)P_k^{\xi\eta}U^T(-\Psi'_k) \} = tr \{ U(-\Psi'_k)U^T(-\Psi'_k)P_k^{\xi\eta} \} = tr P_k^{\xi\eta}$$

и минимизация следа ковариационной матрицы $tr P_k^{\xi\eta}$ во вспомогательной системе координат равносильна минимизации $tr P_k^{NE}$ в основной системе координат. Вычислим весовые матрицы $K_k^{\xi\eta}$ рекурсивного робастного фильтра в системе координат (ξ, η) , решая следующие ковариационные уравнения [2]:

$$P'_{k+1}{}^{\xi\eta} = F_k P_k^{\xi\eta} F_k^T + L_k^{\xi\eta}, \quad P_{k+1}{}^{\xi\eta} = [\tilde{I} - K_{k+1}^{\xi\eta} H] P'_{k+1}{}^{\xi\eta};$$

$$K_{k+1}^{\xi\eta} = P'_{k+1}{}^{\xi\eta} H^T [H P'_{k+1}{}^{\xi\eta} H^T + (1 - \hat{\gamma}_{k+1}) Q_{k+1}^{0,\xi\eta} + \hat{\gamma}_{k+1} \hat{Q}_{k+1}^{1,\xi\eta}]^{-1},$$

$$\hat{\gamma}_{k+1}^{\xi\eta} = \begin{cases} 0, & J(Z_{k+1}) \leq \Delta^{\xi\eta} \\ 1, & J(Z_{k+1}) > \Delta^{\xi\eta} \end{cases}, \quad J(Z_k) = \tilde{Z}_k^{\xi,\eta T} [H P'_{k+1}{}^{\xi\eta} H^T + Q_{k+1}^{0,\xi\eta}]^{-1} \tilde{Z}_k^{\xi,\eta};$$

$$\widehat{Q}_{k+1}^{1,\xi\eta} = \widetilde{Z}_k^{\xi\eta T} \cdot \Delta^{\xi\eta^{-1}} \cdot \widetilde{Z}_k^{\xi\eta} - HP^{\xi\eta}H^T,$$

где $F_k = \begin{bmatrix} \Phi & O \\ O & \Phi \end{bmatrix}$, $\Phi_k = \begin{bmatrix} 1 & \Delta t & \frac{\Delta t^2}{2} \\ 0 & 1 & \Delta t \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}_k$; $\widetilde{Z}_k^{\xi\eta} = Z_k^{\xi\eta} - \widetilde{H}[U^T(\psi')HS^{\prime NE}]_k$;

$$\widetilde{I} = \begin{bmatrix} I & 0 \\ 0 & I \end{bmatrix}; L_k^{\xi\eta} = \begin{bmatrix} L_k^\xi & 0 \\ 0 & L_k^\eta \end{bmatrix}, L_k^\xi, L_k^\eta - 3 \times 3 - \text{матрицы шума возмущений};$$

$$K_{k+1}^{\xi\eta} = [K_1^\xi \quad K_2^\xi \quad K_3^\xi \quad K_1^\eta \quad K_2^\eta \quad K_3^\eta]_{k+1}^T - \text{вектор весовых коэффициентов}; \Delta t = t_{k+1} - t_k;$$

$$\Delta^{\xi\eta} = [\Delta^\xi, \Delta^\eta]^T - \text{вектор пороговых значений, зависящий от параметров задачи.}$$

Допустим, что нам в начальный момент времени ($k = 0$) известны априорная несмещенная оценка \widehat{S}_0^{NE} и ее ковариационная матрица $P_0^{\xi\eta}$. Свяжем с антенной гидролокатора вспомогательную систему координат (ξ, η) так, чтобы акустическая ось антенны совпала с осью $T\xi$, и в заданные моменты времени будем направлять ее на МПО L (например, с помощью электронного управления характеристикой направленности (ХН)) в соответствии с экстраполированной оценкой положения объекта L :

$$\widehat{\Psi}'_{k+1} = \arctg(\widehat{s}'_{1,k+1} / \widehat{s}'_{1,k+1}^N).$$

Тогда робастный фильтр можно рассматривать как следящую систему, в которой производится подстройка параметров \widehat{S}_{k+1}^{NE} путем сравнения принятого сообщения $Z_{k+1}^{\xi\eta}$ с образцом $\widetilde{H}[U^T(\psi')HS^{\prime NE}]_{k+1}$. При этом алгоритм фильтрации вектора состояния объекта в основной системе координат (N, E) на плоскости по измерениям (4), полученным во вспомогательной системе координат (ξ, η) , можно синтезировать на основании следующих рекуррентных уравнений:

$$\widehat{S}_{k+1}^{NE} = \widehat{S}'_{k+1}^{NE} + \sum_{i=1}^3 U(\psi'_{k+1}) [K_i^\xi \widetilde{Z}_k^\xi, K_i^\eta Z_k^\eta]_{k+1}^T,$$

$$\widehat{S}'_{k+1}^{NE} = F_k \widehat{S}_k^{NE},$$

где $\widetilde{Z}_k^{\xi\eta} = [\widetilde{Z}_k^\xi, \widetilde{Z}_k^\eta]^T$; $\widetilde{Z}_k^\xi = Z_k^R - \widehat{R}'_k$; $\widetilde{Z}_k^\eta = \widehat{R}'_k Z_k^{AZ}$; $\widehat{R}'_k = \left[(\widehat{s}'_{1,k})^2 + (\widehat{s}'_{1,k}^E)^2 \right]^{1/2}$.

Характерной особенностью модели динамики МПО является неопределённость, как источников(неизвестных гидродинамических сил, подводных течений и т.п.), так и моментов воздействия её факторов. Неадекватность кинематической модели (2), используемой при отсутствии априорных сведений об основных гидродинамических силах и моментах, действующих на объект, добавляет в систему неопределённость, а это должно отражаться в увеличении ковариационной матрицы ошибки. Поэтому вычисление весовых матриц рекурсивного фильтра решением следующих ковариационных уравнений в системе координат (ξ, η) обеспечит выполнение условий адаптации:

$$P_{k+1}^{\xi\xi} = F_k P_k^{\xi\xi} F_k^T + \gamma_k^\xi L_k^\xi; \quad P_{k+1}^{\eta\eta} = F_k P_k^{\eta\eta} F_k^T + \gamma_k^\eta L_k^\eta; \quad (5)$$

$$P_{k+1}^{\xi\eta} = [I - K_{k+1}^\xi H] P_{k+1}^{\xi\eta}; \quad P_{k+1}^{\eta\xi} = [I - K_{k+1}^\eta H] P_{k+1}^{\eta\xi};$$

$$K_{k+1}^\xi = P_{k+1}^{\xi\xi} H^T [HP^{\prime\xi}H^T + q^R]_{k+1}^{-1}, \quad K_{k+1}^\eta = P_{k+1}^{\eta\eta} H^T [HP^{\prime\eta}H^T + q^{AZ}]_{k+1}^{-1}; \quad (6)$$

$$\gamma_k^\xi = \begin{cases} 0, & J_\Sigma(Z_k^R) \leq \Delta_\Sigma^R \\ 1, & J_\Sigma(Z_k^R) > \Delta_\Sigma^R \end{cases}, \quad \gamma_k^\eta = \begin{cases} 0, & J_\Sigma(Z_k^{AZ}) \leq \Delta_\Sigma^{AZ} \\ 1, & J_\Sigma(Z_k^{AZ}) > \Delta_\Sigma^{AZ} \end{cases}; \quad (7)$$

$$J_{\Sigma}(Z_k^R) = \sum_{i=k-n}^k J(Z_k^R), \quad J_{\Sigma}(Z_k^{AZ}) = \sum_{i=k-n}^k J(Z_k^{AZ}), \quad n = 2 \div 4; \quad (8)$$

$$J(Z_k^R) = \frac{(\tilde{Z}_k^{\xi})^2}{HP'^{\xi}H^T + q^{0,\xi}}, \quad J(Z_k^{AZ}) = \frac{(Z_k^{AZ})^2}{HP'^{\eta}H^T + q^{0,\eta}},$$

где $\tilde{Z}_k^{\xi} = Z_k^R - \hat{R}'_k$; $\hat{R}'_k = \left[(\hat{s}_1^{N})^2 - (\hat{s}_4^E)^2 \right]_k^{1/2}$; F_k – (3×3)-переходная матрица системы; L_k^{ξ} , L_k^{η} – (3×3)-матрицы шума возмущений; K_{k+1}^{ξ} , K_{k+1}^{η} – (1×3)-векторы весовых коэффициентов для дистанции и азимута соответственно; Δ_{Σ}^R , Δ_{Σ}^{AZ} – пороговые значения, зависящие от параметров задачи.

При превышении текущими значениями квадратичных форм $J_{\Sigma}(Z_k^R)$, $J_{\Sigma}(Z_k^{AZ})$ соответствующих пороговых уровней Δ_{Σ}^R , Δ_{Σ}^{AZ} в модель динамики объекта на этапе экстраполяции ковариационных матриц P_{k+1}^{ξ} , P_{k+1}^{η} вводится дополнительный шум возмущений с подбираемыми ковариациями L_k^{ξ} , L_k^{η} .

Алгоритм адаптивного варианта робастного фильтра для оценки вектора состояния МПО \hat{S}_k^{NE} можно синтезировать, используя весовые матрицы (6), вырабатываемые во вспомогательной системе координат (ξ, η) , следующим образом:

$$\hat{S}_k^{NE} = \hat{S}_k'^{NE} + KZ_k^{NE}; \quad KZ_k^{NE} = \sum_{i=1}^3 U(\psi'_i) \left[K_i^{\xi} \tilde{Z}_k^{\xi}, K_i^{\eta} \tilde{Z}_k^{\eta} \right]^T; \quad \hat{S}_k'^{NE} = F_{k-1} \hat{S}_{k-1}^{NE}; \quad \tilde{Z}_k^{\eta} = \hat{R}'_k Z_k^{AZ}. \quad (9)$$

Благодаря покоординатному обнаружению расходимости и введению шума возмущений L_k^{ξ} , L_k^{η} с достаточно малыми элементами в (5) до тех пор, пока это несоответствие не ликвидируется, удается достаточно точно определять моменты возникновения расходимости (7) и избежать излишнего зашумления нормально оцениваемых координат. Робастность адаптивного алгоритма относительно локальных возмущений, вызванных аномальными помехами, обеспечивается суммированием нескольких $n = 2 \div 4$ последних значений квадратичных форм (8).

Сравнительные оценки по точности синтезированных выше устойчивых рекуррентных алгоритмов фильтров, с усечением части векторов состояния объекта с ненадежным описанием ($s_{3,k}^N$ и $s_{3,k}^E$), иллюстрированы графиками (рис. 3) результатов статистического моделирования процесса фильтрации МПО L по 500 реализациям. При моделировании выбросы в измерения вводились с $\varepsilon = 0,2$ и $q_k^{1,\xi} = 10q_k^{0,\xi}$, $q_k^{1,\eta} = 25q_k^{0,\eta}$, где $q_k^{0,\xi} = 2,25 м^2$, $q_k^{0,\eta} = 4 град^2$ - дисперсии оценок дистанции и углового положения объекта L в диапазоне углов $0 \div 360 град$. Начальная дистанция до МПО задавалась в пределах $900 \div 950 м$.

Ошибки $p(i)_k$ угловых координат МПО L , выработанные робастным (кривая 1), адаптивным (кривая 2) и оптимальным (кривая 3) алгоритмами фильтров, для известных моделей наблюдения и динамики системы, нормированы по оценкам, вычисленным обобщенным фильтром Калмана [1]. Оценки адаптивного варианта робастного фильтра ближе к оценкам оптимального, т.е. обладают большей точностью по сравнению с алгоритмом робастного. Результаты эксперимента показали, что параметры помех измерений V_k менее влияют на качество обработки информации, чем параметры интенсивности шумов $L_k^{\xi\eta}$, вводимых для компенсации неопределенности модели динамики объекта.

Благодаря покоординатному обнаружению расходимости оценок и введению шума возмущений $L_k^{\xi\eta}$ (с достаточно малыми элементами $L_k^{\xi} = \frac{1}{3} P_k^{\xi}$, $L_k^{\eta} = \frac{1}{10} P_k^{\eta}$) до тех пор,

пока эти несоответствия не ликвидируются, удается достаточно точно определять моменты возникновения расходимости и избежать излишнего зашумления нормально оцениваемых координат объекта.

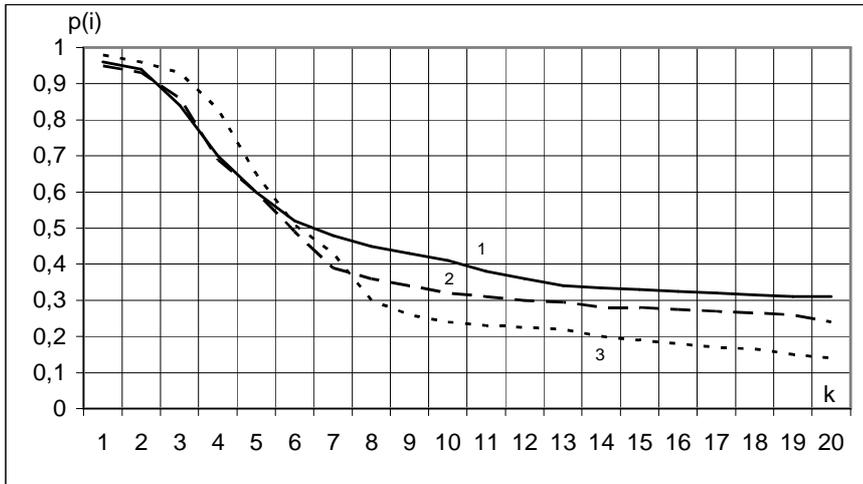


Рис. 3. Сравнительные оценки эффективности алгоритмов по точности

Выбор той или иной реализации алгоритма устойчивого фильтра при последовательной обработке гидролокационной информации процессором МПО зависит от объема вычислительных затрат, который, в свою очередь, определяется размерностями векторов измерений и оцениваемых параметров сигналов. Сравнительные оценки алгоритмов

по объему вычислительных затрат, характеризуемых числом арифметических операций на один такт работы рекурсивных фильтров, приведены в таблице.

Таблица

Сравнительные оценки сложности алгоритмов

Размерность вектора		Тип фильтра	Количество арифметических операций		
наблюдения	состояния		±	÷	×
m = 1	n = 3	Оптимальный	29	10	25
	n = 2	Устойчивый	14	4	10
m = 2	n = 3	Оптимальный	67	28	65
	n = 2	Устойчивый	35	16	31
m = 3	n = 3	Оптимальный	112	49	111
	n = 2	Устойчивый	55	31	57

Приведенные сравнительные оценки подтверждают эффективность использования в гидролокационных системах предлагаемого устойчивого усеченного рекурсивного фильтра в случае высоких размерностей вектора наблюдения.

Информационно-измерительная система слежения за морским подвижным объектом. Структурная схема информационно-измерительной системы слежения, синтезированная на основе предлагаемого устойчивого фильтра, представлена на рис. 4.

Измерение пространственных координат объекта обеспечивается наличием в антенне 1 вертикально и горизонтально ориентированных решеток, которые вместе с блоками 2 и 3 образует устройство обнаружения. В блоке 4 производится стробирование вырабатываемых в устройстве 3 сигналов, соответствующих измеренной дальности и угловой координате МПО. Преобразованные в измерителе 5 в цифровую форму оценки Z_k^R, Z_k^{AZ} в k-ом цикле измерения сравниваются в блоке 6 с соответствующими прогнозированными значениями расстояния \hat{R}'_k и угла $A\hat{Z}'_k$, поступающими из экстраполятора 11 и преобразователя координат 12 с тем, чтобы вычислить остаточные значения $\tilde{z}_k^\xi = Z_k^R - \hat{R}'_k$; и

$\tilde{z}_k^{AZ} = \tilde{Z}_k^{AZ} - A\tilde{Z}'_k$. Полученные величины \tilde{z}_k^ξ , \tilde{z}_k^{AZ} вводятся в блоки 7 и 15. Остаточные значения следящих погрешностей углов азимута \tilde{z}_k^{AZ} объекта в блоке 7 умножаются на \tilde{R}'_k . Затем полученные результаты \tilde{z}_k^η , \tilde{z}_k^ξ и остаточные значения следящих погрешностей расстояний \tilde{z}_k^ξ умножаются на соответствующие весовые коэффициенты $K_k^{\xi\eta}$, вырабатываемые в вычислителе 10, и подаются на преобразователь 8. Далее преобразованные из вспомогательной системы координат в основную систему координат (N, E) значения KZ_k^{NE} из блока 8 вводятся в вычислитель 9 для того чтобы получить отфильтрованные оценки вектора состояния объекта путем реализации решения уравнений (9). В дискриминаторе 15 остаточные значения \tilde{z}_k^ξ , \tilde{z}_k^{AZ} последовательно возводятся в квадрат, делятся на их прогнозируемые значения, выработанные в вычислителе 10, и сравниваются с соответствующими пороговыми уровнями Δ_Σ^R , Δ_Σ^{AZ} . При превышении последних, в модель динамики объекта на этапе экстраполяции ковариационных матриц P_{k+1}^ξ , P_{k+1}^η , вводится дополнительный шум возмущений с подбираемыми ковариациями L_k^ξ , L_k^η . С выхода преобразователя 12 экстраполированные по результатам предыдущих наблюдений данные об угловом положении объекта в антенной системе координат поступают на блоки 13 и 14. Под воздействием последнего устройство 2 обеспечивает режим слежения по угловым координатам путем поворота ХН в сторону области возможных перемещений МПО. Электронная стабилизация ХН в заданном направлении обеспечивается введением по апертуре антенны 1 из блока 14, в моменты излучения и приема сигналов, фазового распределения по законам изменения дифферента и крена носителя ИИС. Блоком 13 осуществляется стробирование сигналов в устройстве 4. При этом экстраполяция и идентификация объектов в стробе позволяют восстановить объект при кратковременном пропадании и отбросить ложные сигналы, обусловленные помехами.

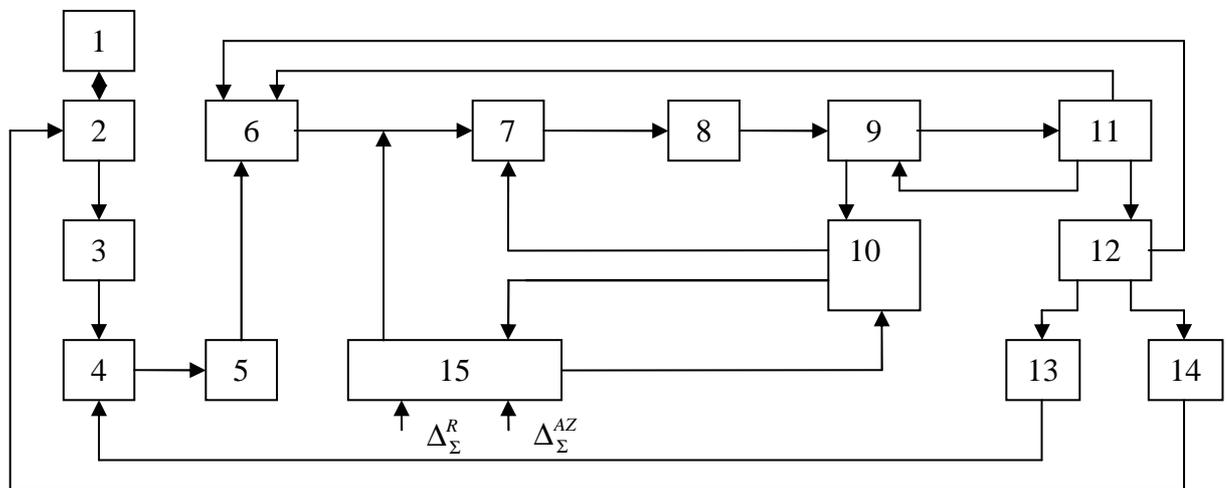


Рис. 4. Устойчивая система слежения за объектом:

1 – антенна, выполненная в виде фазированных решёток преобразователей; 2 – приемно-излучающее устройство, в котором имеются электронно-управляемые формирователи ХН при приеме и излучении; 3 – обнаружитель; 4 – схема выборки; 5 – цифровой измеритель; 6 – блок вычитания; 7 – умножитель; 8 – преобразователи координат инверсный; 9 – вычислитель переменного состояния; 10 – вычислитель весовых коэффициентов; 11 – экстраполятор; 12 – преобразователь координат; 13 – формирователь стробов; 14 – блок управления характеристикой направленности; 15 – дискриминатор

В заключение следует отметить, что в качестве средства реализации алгоритмов обработки сигналов в настоящее время многие разработчики выбирают цифровые сигнальные микропроцессоры общего назначения фирм Texas Instruments, Motorola и Analog Devices. Максимальное быстродействие реализации алгоритмов фильтров обеспечивается при использовании специализированных микропроцессоров. Будучи ориентированными на решение задач цифровой фильтрации сигналов, они позволяют добиться максимальной производительности в рамках используемой элементно-технической базы. Динамика роста вычислительных ресурсов микропроцессоров, проектируемых лидирующими в этом направлении отечественными предприятиями, показывает, что они должны вывести микропроцессоры на уровень близкий к мировому [3]. Ключевые характеристики другой современной технологии на базе программируемых логических интегральных схем (ПЛИС) FPGA позволяют отдать ей предпочтение при проектировании многоканальных систем слежения [4]. Новое поколение ПЛИС структуры FPGA, разработанная 90/65-нм технологии, используя параллельную архитектуру и переконфигурируемое аппаратное обеспечение, позволяют создавать настраиваемые архитектуры для идеальной реализации алгоритмов обработки многоканальных ИИС слежения за МПО.

Summary

Using possibilities of contemporary information technology, the paper presents synthesis of a tracking system for a sea moving object in which robust (steady against abnormal measurements) and adaptive (to possible unaccounted object dynamic disturbances) properties are correctly combined. The statistical modeling results of the responder beacon, which confirm the efficiency of the offered algorithms are also given in the article.

Литература

1. Системы: декомпозиция, оптимизация и управление / Сост. М.Сингх, А.Титли. М.: Машиностроение, 1986.
2. Рамазанов М.А. Патент РФ на изобретение № 2304790 от 20.08.2007. Устройство оценки для следящей системы.
3. Корякин Ю.А., Лисс А.Р., Рыжиков А.В. Создание цифровых вычислительных комплексов гидроакустических систем на базе отечественных микропроцессоров // Труды VIII Международной конференции «Прикладные технологии гидроакустики и гидрофизики». СПб.: Наука, 2006. С.15-19.
4. Бурдинский И.Н., Миронов А.С. Применение технологии FPGA для цифровой обработки сигналов ГАНС // Материалы научно-технической конференции «Технические проблемы освоения Мирового океана». Владивосток: Дальнаука, 2007. С.399-404.

Статья поступила в редакцию 04.12.2007 г.