

应用自校正滤波器的动态 船舶定位系统设计

陈禹六

(清华大学)

冯子葵

(加拿大, 安大略 Spar 航空空间公司)

摘 要

海洋石油钻探船或考察船的动态定位控制系统需要有消除波浪运动影响的滤波器。本文提出了一个综合自校正滤波器和 Kalman 滤波器的方案以满足这一要求。用 Kalman 滤波器处理低频运动, 用自校正滤波器处理高频运动以修正低频估计值, 因此只需进行不太多的计算就可达到提高调节精度的目的。

一、引 言

动态船舶定位控制就是利用船舶推进器把船舶或者船台自动地控制在相对于海底一个预定点的固定位置上。这种控制系统的设计, 前几年主要是基于 Kalman 滤波器和扩展的 Kalman 滤波器的动态最优控制^[3,4], 近年来自校正技术在理论上有了长足进展, 并成功地用于“动态船舶定位”方面^[1,2,7]。以前发表的文章大多数是基于线性化模型的设计和探讨, 本文则在建模时考虑了推进器的非线性特性。对于船台的运动最初的做法是忽略高频成份, 只对低频模型应用 Kalman 滤波, 因此估计精度较低, 后来用扩展的 Kalman 滤波器综合处理高、低频运动, 但因为要在线计算 Kalman 增益, 且状态方程的阶次较高, 计算工作量相当大, 难于在线应用。本文用 Kalman 滤波器处理低频运动, 用自校正滤波器处理高频运动以修正低频估计值, 因此, 只需不太多的计算就可达到提高调节精度的目的。文中所作模拟计算是利用英国 Wimpey 海上实验船的数据进行的。

二、船舶推进器及船体运动模型

Wimpey 海上实验船有两台定位推进器, 一台在船首, 一台在船尾, 每台都可旋转

本文是在 1982 年 5 月在葡萄牙 Algarve 召开的 NATO Advanced Study Institute on Nonlinear Stochastic Problems 会上曾宣读过的文章: P. T. K. Fung, Y. L. Chen and M. T. Grimble, Dynamic Ship Positioning Control Systems Design Including Nonlinear Thrusters and Dynamics 的基础上, 经过修改并作了部分扩充而成的, 修改稿于 1982 年 11 月 15 日收到。

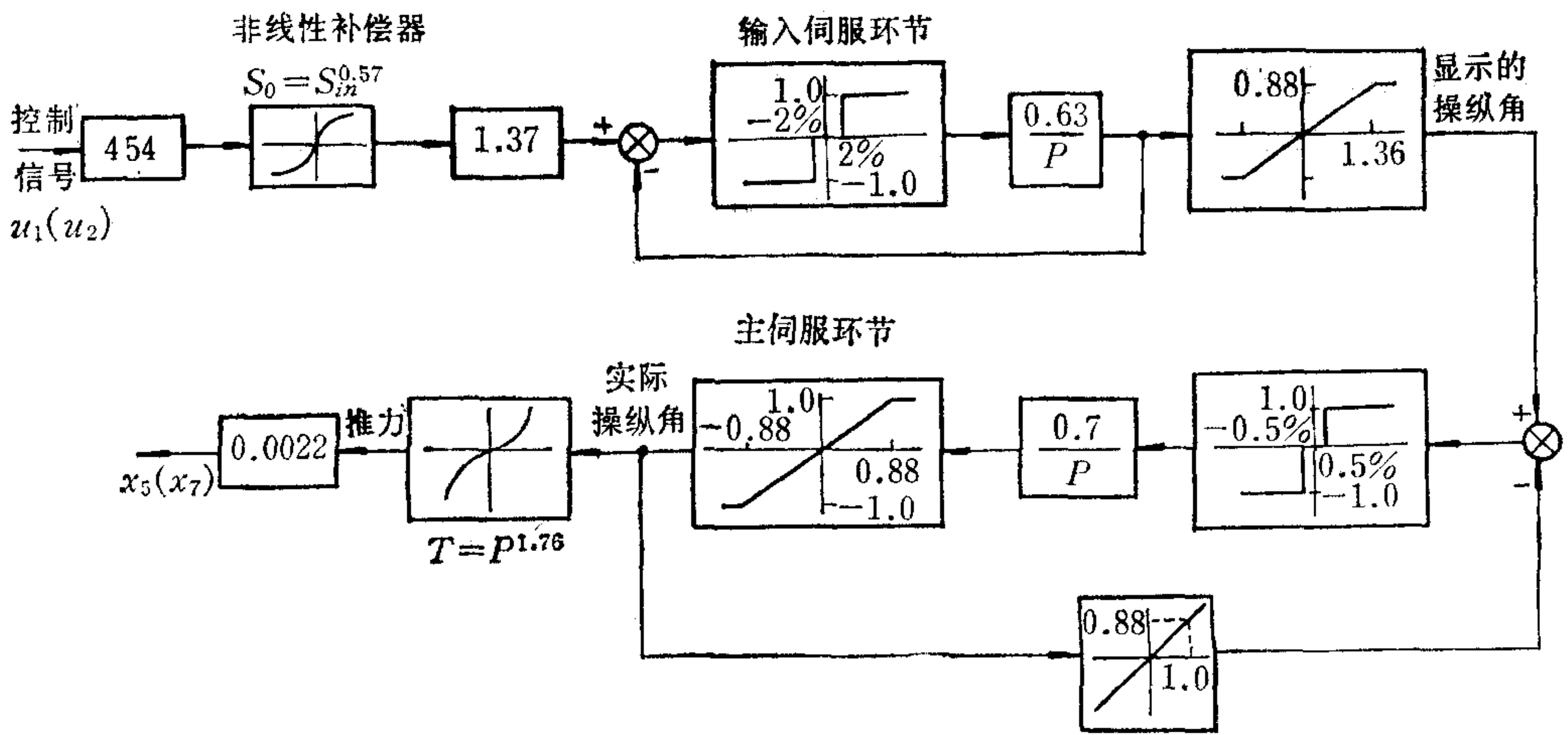


图 1

360°。推进器的非线性模型如图 1 所示。影响最大的非线性环节是操纵角对推力的关系式 $T = P^{1.76}$ 。通常在输入端加一个具有 $s_0 = s_{in}^{0.57}$ 形式的补偿器，使这一非线性影响可被抵销。

将图 1 所示部分看作一个整体，用数字模拟作出其频率特性，其幅频特性很近似一个二阶线性环节，但时间常数随输入幅度而异。

对船体运动，这里只研究与定位有关而又有相互耦合的横摆与艏摇两个运动。其扰动主要是风、浪和洋流。其中洋流可看作常数扰动，风、浪的影响则分成高频与低频两部分。反馈控制只对低频运动起调节作用，因为如果对高频运动进行直接调节，只能造成不必要的能量浪费和推进器的磨损。

1. 低频运动方程

根据 Wimpey 实验船的实测数据，经曲线拟合得到一个近似的线性模型：

$$\dot{x}_1 = -0.0546x_1 + 0.0016x_3 + 0.5435u_1 + 0.5435w_1, \tag{1}$$

$$\dot{x}_2 = x_1, \tag{2}$$

$$\dot{x}_3 = 0.0573x_1 - 0.0695x_3 - 1.634u_2 + 9.785w_2, \tag{3}$$

$$\dot{x}_4 = x_3. \tag{4}$$

其中 x_1 为横摆速度； x_2 为横摆位置； x_3 为艏摇角速度； x_4 为艏摇角度； u_1, u_2 分别为两台推进器的输出； w_1, w_2 为过程噪声。把它和两台推进器的二阶线性方程相结合，就可以得到一个八阶的可稳定和可检测的系统方程组：

$$\dot{x}_l = A_l x_l + B_l u + D_l w, \tag{5}$$

$$y_l = C_l x_l, \tag{6}$$

$$z_l = y_l + v. \tag{7}$$

其中 C_l 为低频成分的量测矩阵； v 为量测噪声。过程和量测噪声的统计特性为

$$\begin{aligned} E\{w(t)\} &= 0, E\{w(t) \cdot w^T(\tau)\} = Q\delta(t - \tau), \\ E\{v(t)\} &= 0, E\{v(t) \cdot v^T(\tau)\} = R\delta(t - \tau), \end{aligned} \tag{8}$$

$$E\{v(t) \cdot w^T(\tau)\} = 0.$$

2. 高频运动方程

船体的高频运动主要取决于海浪的频谱。一般来说,浪大频率低,浪小频率高。而高频运动方程则可看作是两个由白噪声驱动的四阶有色滤波器,表示成

$$\begin{aligned} \dot{x}_h &= A_h x_h + H_h \zeta, \\ y_h &= C_h x_h. \end{aligned} \quad (9)$$

其中

$$A_h = \begin{bmatrix} A_h^s & 0 \\ 0 & A_h^y \end{bmatrix}, \quad H_h = \begin{bmatrix} H_h^s & 0 \\ 0 & H_h^y \end{bmatrix}.$$

上角标 s 表示“横摆”(sway), y 表示“艏摇”(yaw)。这两个运动有形式完全相同的状态矩阵:

$$\begin{aligned} A_h^s &= \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ -a_4^s & -a_3^s & -a_2^s & -a_1^s \end{bmatrix}, & H_h^s &= \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ k^s \end{bmatrix}, \\ C_h^s &= [0 \ 0 \ 1 \ 0]. \end{aligned}$$

这里的参数可以从最小化此模型与 Pierson 和 Moskowitz 海浪频谱间的积分平方误差求得。本文在模拟计算中,以一个二阶模型来近似,已能满足精度要求。

综合低、高频运动,得到线性化船体运动模型为

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_l \\ \dot{x}_h \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_l & 0 \\ 0 & A_h \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_l \\ x_h \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_l \\ 0 \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} D_l & 0 \\ 0 & H_h \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w \\ \zeta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E_l \\ 0 \end{bmatrix} v. \quad (10)$$

最后一项表示由稳定的风力和洋流造成的常数扰动。本文下一节先将它看作零,不影响分析的普遍性。

船体位置 $y = y_l + y_h$, 因此其测量值

$$\begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} = [C_l \ C_h] \begin{bmatrix} x_l \\ x_h \end{bmatrix} + v = y_l + y_h + v. \quad (11)$$

三、离散模型及估计器

船体和推进器的模型离散化后的低频子系统为

$$x_l(t+1) = \Phi x_l(t) + \Delta u(t) + \Gamma w(t); \quad (12)$$

$$y_l(t) = C_l x_l(t), \quad (13)$$

$$z_l(t) = y_l(t) + v(t), \quad (14)$$

且有

$$\begin{aligned} E\{w(t)\} &= 0, & E\{w(k) \cdot w^T(m)\} &= Q \delta_{km}, \\ E\{v(t)\} &= 0, & E\{v(k) \cdot v^T(m)\} &= R \delta_{km}. \end{aligned} \quad (15)$$

其中 δ_{km} 为 Dirac delta 函数, $x_l(t) \in R^n$, $u(t) \in R^m$, $w(t) \in R^q$, $y_l(t) \in R^r$.

量测到的船体输出量应包括高频扰动

$$z(t) = z_l(t) + y_h(t). \quad (16)$$

高频子系统只有噪声驱动,其输出量的离散形式为

$$\Phi_h(z^{-1}) \cdot y_h(t) = \theta_h(z^{-1}) \zeta(t). \quad (17)$$

其中 $y_h(t) \in R^r$; $\zeta(t) \in R^r$ 为一均值为零的随机向量,与 $w(t)$ 和 $v(t)$ 均不相关,其协方差矩阵为 Σ_ζ (现在这些向量和矩阵都是两维的). 多项式矩阵 $\Phi_h(z^{-1})$ 和 $\theta_h(z^{-1})$ 可认为是方阵,可表示为

$$\Phi_h(z^{-1}) = I_r + \Phi_1 z^{-1} + \Phi_2 z^{-2} + \dots + \Phi_{n_a} z^{-n_a}, \quad (18)$$

$$\theta_h(z^{-1}) = \theta_1 z^{-1} + \theta_2 z^{-2} + \dots + \theta_{n_c} z^{-n_c}. \quad (19)$$

其中 z^{-1} 为后向平移算子. 假设 Φ_{n_a} 为非奇异的,且 $\det(\Phi_n)$ 和 $\det(\theta_n)$ 的零点都处于单位圆之外. 这两个多项式矩阵的阶次看作是已知的,但系数则是未知量. 因为实际上波浪扰动频谱是随气候条件缓慢变化的,但每个观察通道上的扰动是互不相关的,因此矩阵 $\{\theta_i\}$ 和 $\{\Phi_i\}$ 都具有对角线形式.

根据这个模型,可以研究两种频率运动的估计器:

1. 低频运动估计器

假设有色噪声信号 y_h 可以量测到,则就可以算出 z_l . 如果已知船体方程和噪声的协方差,则从输入 z_l 用 Kalman 滤波器就可估计状态量 x_l . 通常总是用最坏情况下的过程噪声,并取有常数方差. 这样 Kalman 增益矩阵就是一个常阵,并能离线计算.

Kalman 滤波器的算法可表示为

$$\text{预报: } \begin{cases} \hat{x}_l(t|t-1) = \Phi \hat{x}_l(t-1|t-1) + \Delta u(t-1), & (20) \\ \hat{y}_l(t|t-1) = C_l \hat{x}_l(t|t-1), & (21) \\ P(t|t-1) = \Phi P(t-1|t-1) \Phi^T + \Gamma Q \Gamma^T, & (22) \end{cases}$$

$$\text{修正: } \begin{cases} \hat{x}_l(t|t) = \hat{x}_l(t|t-1) + k(t) \varepsilon_l(t), & (23) \\ \hat{y}_l(t|t) = C_l \hat{x}_l(t|t), & (24) \\ P(t|t) = P(t|t-1) - k(t) C_l P(t|t-1), & (25) \\ k(t) = P(t|t-1) C_l^T [C_l P(t|t-1) C_l^T + R]^{-1}. & (26) \end{cases}$$

$$\varepsilon_l(t) \triangleq z(t) - \hat{y}_l(t|t-1) - y_h(t) \quad (27)$$

$$= z_l(t) - \hat{y}_l(t|t-1). \quad (28)$$

其中 $k(t)$ 为 Kalman 增益矩阵; $P(\cdot)$ 为误差协方差阵.

2. 高频运动估计器

先定义一个新变量

$$m_h(t) = z \hat{y}(t) - \hat{y}_l(t|t-1). \quad (29)$$

由 (27) 式得

$$m_h(t) = \varepsilon_l(t) + y_h(t). \quad (30)$$

低频估计模型的新息 $\varepsilon_l(t)$ 是一个白噪声,其协方差阵可写作 Σ_{ε_l} . 因此可以把 $m_h(t)$ 想象为具有量测噪声 $\varepsilon_l(t)$ 的高频子系统的输出测量值. 这时,系统新息模型可按 (17) 式写成

$$\Phi_h(z^{-1}) m_h(t) = D_h(z^{-1}) \varepsilon(t). \quad (31)$$

其中 $\{\varepsilon(t)\}$ 是一个协方差阵为 Σ_ε 的独立随机序列,而矩阵多项式 $D_h(z^{-1})$ 为

$$D_h(z^{-1}) = I_r + D_1 z^{-1} + \dots + D_{n_d} z^{-n_d}, \quad (32)$$

且有

$$D_h(z^{-1})\Sigma_\varepsilon D^T(z) = \theta_h(z^{-1})\Sigma_\zeta \theta_h^T(z) + \Phi_h(z^{-1})\Sigma_{\varepsilon_l} \Phi_h^T(z). \quad (33)$$

因为通常 $n_c < n_a$ (见 (18), (19) 式), 故 $n_d = n_a$. 将 (33) 式两边各乘以 z^{n_d} , 并令 $z \rightarrow 0$, 即得

$$D_{n_d} \Sigma_\varepsilon = \Phi_{n_a} \Sigma_{\varepsilon_l}. \quad (34)$$

因 Φ_{n_a} 为非奇异的, 故

$$\Phi_{n_a}^{-1} D_{n_d} = \Sigma_{\varepsilon_l} \Sigma_\varepsilon^{-1}. \quad (35)$$

根据文献 [6], $y_h(t)$ 的最优估计可写成

$$\hat{y}_h = (t|t) = \underline{m}_h(t) - \Sigma_{\varepsilon_l} \Sigma_\varepsilon^{-1} \varepsilon(t) = \underline{m}_h(t) - \Phi_{n_a}^{-1} D_{n_d} \underline{\varepsilon}(t). \quad (36)$$

其中

$$\underline{\varepsilon}(t) = \underline{m}_h(t) - \hat{y}_h(t|t-1). \quad (37)$$

高频子系统的状态估计值不是为了进行控制, 而只是用于修改 $\hat{x}_l(t|t)$. 随着气候条件的变化, 波浪的频率模型也在改变, 可以用 (36), (37) 式在线估计参数 $\Phi_{n_a} = D_{n_d}$ 以及新息 $\varepsilon(t)$ 后加以处理.

实际上 $y_h(t)$ 是无法量测的, 在 Kalman 滤波器中只能用 $\hat{y}_h(t|t)$ 来近似. 此时新息就变为

$$\bar{\varepsilon}(t) \triangleq z(t) - \hat{y}_l(t|t-1) - \hat{y}_h(t|t) = \varepsilon_l(t) + n_h(t). \quad (38)$$

其中 $n_h(t) = y_h(t) - \hat{y}_h(t|t)$. 如果忽略计算 $\hat{y}_h(t|t)$ 时的误差, 则 $n_h(t)$ 为高频运动估计器中的一个零均值信号, 也可看作包含高频模型的建模误差. 而 $\bar{\varepsilon}(t)$ 可由下式求得^[1]:

$$\bar{\varepsilon}(t) = \Phi_{n_a} D_{n_d} \underline{\varepsilon}(t). \quad (39)$$

由此可写出类似的近似关系^[1]:

$$\begin{aligned} \bar{m}_h(t) &= \underline{m}_h(t) - \hat{y}_l(t|t-1) \\ &= \Phi_h^{-1}(z^{-1}) D_h(z^{-1}) \underline{\varepsilon}(t) - \hat{y}_l(t|t-1). \end{aligned} \quad (40)$$

其中误差信号 $\hat{y}_l(t|t-1)$ 为将零均值信号 $n_h(t)$ 输入低频子系统后产生的状态误差量^[2]. 但是由此所造成的船位偏移相对于高频运动可以看作是高频运动中的一个常数扰动

$$\underline{\varepsilon}(t) = \Phi_h(z^{-1}) \hat{y}_l(t|t-1). \quad (41)$$

这可在高频运动模型参数的辨识中确定. 由此式 (31) 就变成

$$\Phi_h(z^{-1}) \bar{m}_h(t) = D_h(z^{-1}) \hat{y}_l(t) - \underline{\varepsilon}(t). \quad (42)$$

把它写成参数估计形式为

$$\bar{m}_h(t) = \phi(t) \eta + \varepsilon(t). \quad (43)$$

利用 Panuska^[5] 提出的方法就可以求得未知参数的估计值. 对于船舶定位问题来说, 可以认为高频扰动在各个运动方向上不存在耦合关系, 故 $\Phi_h^{-1}(z^{-1}) D_h(z^{-1})$ 是一个对角矩阵, 各通道的参数可分别估计, 也就是说

$$\bar{m}_{h_i}(t) = \phi_i(t) \eta_i + \varepsilon_i(t). \quad (44)$$

其中

$$\phi_i(t) = [-\bar{m}_{h_i}(t-1), \dots, -\bar{m}_{h_i}(t-n_a); \varepsilon_i(t-1), \dots, \varepsilon_i(t-n_a); 1], \quad (45)$$

$$\eta_i^T = [\phi_{i_1} \dots \phi_{i_{n_a}}; d_{i_1}, \dots, d_{i_{n_d}}; -s_i]. \quad (46)$$

四、Kalman 滤波器加自校正滤波器的算法步骤

1) 设定 η_i ，对于二阶系统，取 ϕ_1, ϕ_2, d_1, d_2 为 $[-1, 1]$ 间的数字；设定参数的协方差阵，按经验此数取大些，收敛快一些；设定状态估计的初值（不妨从 0 开始），并指定遗忘因子 β ，一般 $0.95 \leq \beta \leq 1.0$ 。

2) 由 (20)(21) 式求得一步预测估计值 $\hat{x}_i(t|t-1)$ 和 $\hat{y}_i(t|t-1)$ 。

3) 由 (29) 式计算 $m_h(t)$ ，把它看成 $\bar{m}_{h_i}(t)$ 去形成 (45) 式的数据向量 ϕ_i （因为步骤 2) 中把高频成份造成的误差 $\tilde{y}_i(t|t-1)$ 已被作为一个常数扰动了）。

4) 估计参数的修正。

$$\eta_i(t) = \eta_i(t-1) + k_i^p(t)(\bar{m}_{h_i}(t) - \phi_i(t)\eta_i(t-1)). \tag{47}$$

其中 $k_i^p(t)$ 是指 Panuska 参数估计中扩展 Kalman 滤波的滤波增益。

5) 参数估计时的协方差和滤波增益的修正。

$$P_i^p(t) = [P_i^p(t-1) - k_i^p(t)(\beta + \phi_i(t)P_i^p(t-1)\phi_i^T(t))k_i^p(t)^T]/\beta, \tag{48}$$

$$k_i^p(t) = P_i^p(t-1)\phi_i(t)(\beta + \phi_i(t)P_i^p(t-1)\phi_i^T(t))^{-1}.$$

其中 β 为遗忘因子。

6) 新息的修正。

$$\varepsilon_i(t) = \bar{m}_{h_i}(t) - \phi_i(t)\eta_i(t). \tag{49}$$

7) 由 (39) 式计算 $\bar{\varepsilon}_i(t)$ 。

$$\bar{\varepsilon}_i(t) = \hat{\phi}_{n_a}^{-1} \cdot \hat{d}_{n_a} \cdot \varepsilon_i(t). \tag{50}$$

8) 若 i 小于通道数 r ，回到步骤 3) 算下一通道。

9) 本应由 (23) 式算状态估计量 $\hat{x}_i(t|t)$ ，但由于 (27) 式中的 $y_h(t)$ 无法求得，改用 (38) 式的 $\bar{\varepsilon}(t)$ 作为新息，即

$$\hat{x}_i(t|t) = \hat{x}_i(t|t-1) + k(t)\bar{\varepsilon}(t). \tag{51}$$

这样，在新息中包括了高频运动的影响，这是本算法中最关键的优点所在。

10) 从参数估计中所得常数扰动量的估计 $\hat{s}_i(t)$ 来计算 $\tilde{y}_i(t|t-1)$ ：

$$\tilde{y}_i(t|t-1) = \hat{s}_i(t) / \hat{\phi}_{h_i}(t) \quad (\text{即取 } z^{-1} = 1). \tag{52}$$

由于系统中每个通道的状态量都是速度与位置，而量测量只有位置，故还要重算一下由高频扰动造成的误差量

$$\tilde{y}_{s_i}(t) = \alpha \tilde{y}_{s_i}(t-1) + (1 - \alpha)\tilde{y}_{l_i}(t|t-1). \tag{53}$$

这里 \tilde{y}_{s_i} 和 \tilde{y}_{l_i} 是与位置和速度对应的两个状态变量。这一步只对这个特殊问题有用。一般 $0 < \alpha < 1$ ，本文取 $\alpha = 0.8$ 。

11) 用 $\hat{y}'_i(t|t-1) = \hat{y}_i(t|t-1) + \tilde{y}_{s_i}(t)$ 修正位置估计，返回到步骤 2)。

上述计算步骤可用图 2 表示。

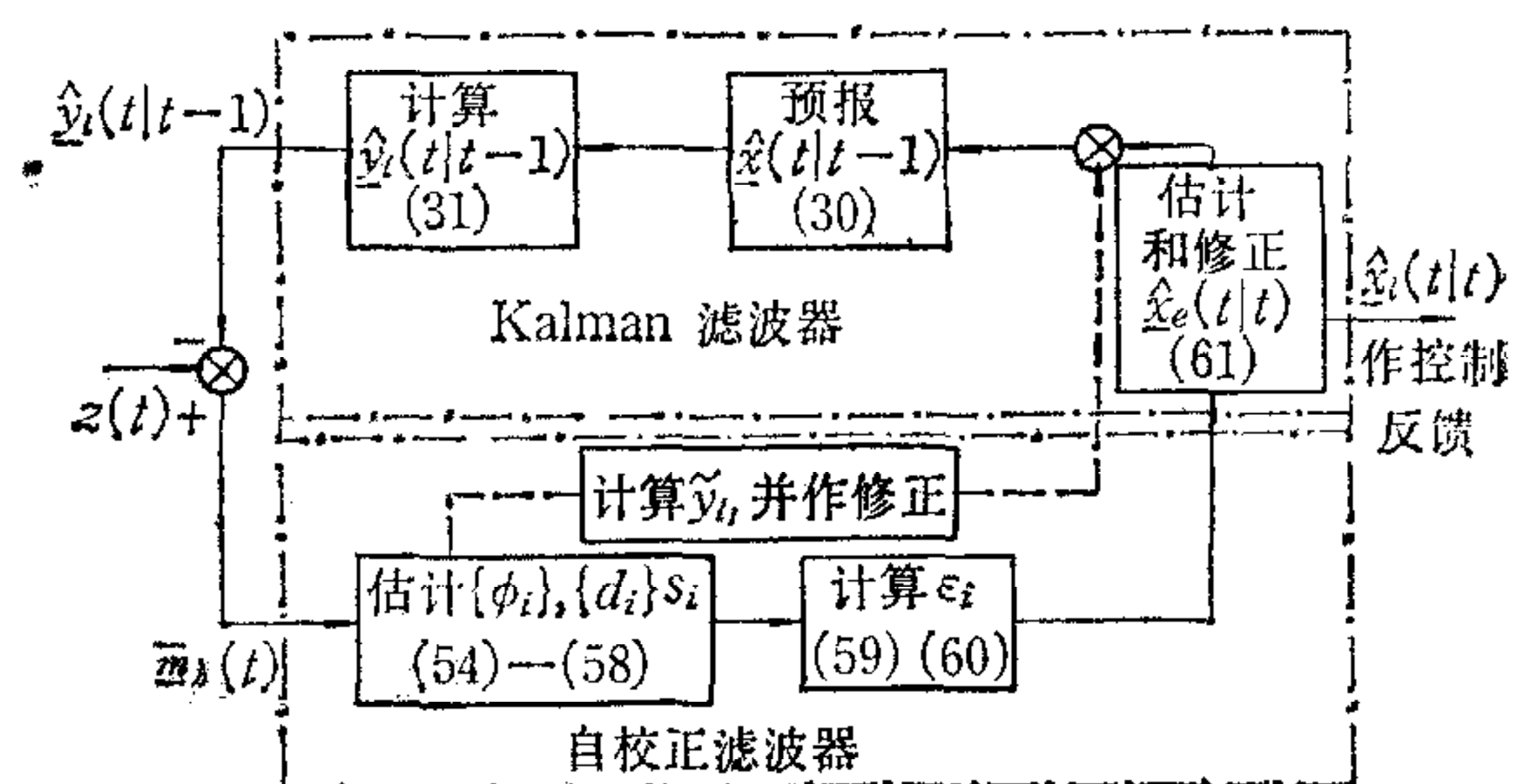


图 2

五、仿真结果

按上述步骤完成了滤波器的设计,其反馈控制部分则是众所周知的二次型性能指标

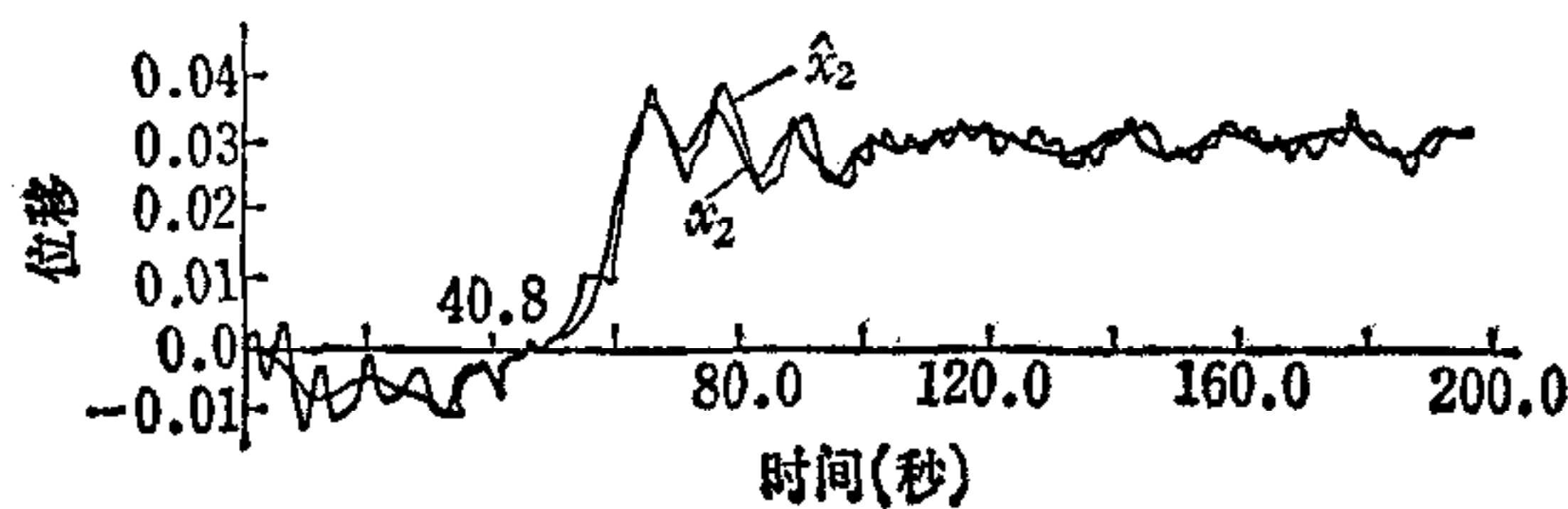
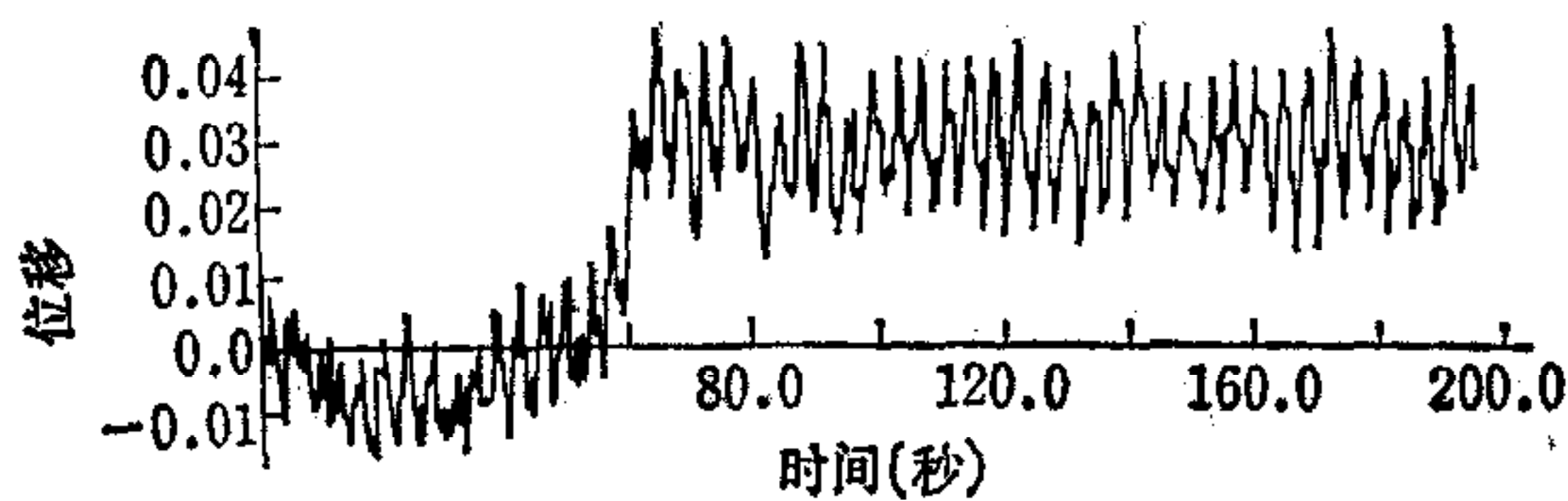


图 3

图 4

的最优控制。这样就可进行闭环系统的计算机仿真。但为使仿真结果的脉动幅值更大些,以便于观察,将量测噪声协方差阵的元素加大了几倍,然后对具有白噪声的系统,在 50 秒的时候加入“横摆”参考位移 0.03,图 3, 4 就是横摆位移的运动过程;艏摇角的误差情况与此相似,图从略。但需注意此处的时间坐标也是归一化的,即实际时间为 0.3104 乘仿真用时间。

另外,横摆速度 x_1 和估计值 \hat{x}_1 间误差亦很小,高频运动参数估计可很快收敛到稳态值,图从略。

六、结 论

用自校正滤波器处理高频运动和用 Kalman 滤波器作低频运动估计相结合的方案,相对于扩展的 Kalman 滤波器具有几个明显的优点:

- 1) 高频自适应滤波从低频运动中分离出来成为一个子系统,降低了阶次,简化了滤波增益的计算。
- 2) 低频滤波增益是一个常数阵,可以事前离线计算,而无需在线计算。
- 3) 高频运动的状态不需要进行控制,故自校正滤波器也不必直接估计高频运动的状态量。
- 4) 不必给出高频模型过程噪声的协方差,也不必给出高频模型的形式,只是假设其阶次是已知的就行了。

用扩展的 Kalman 滤波器可得到系统全局最优控制,本方案只能得到一种次最优控制,它是用性能指标方面很小的损失换取计算时间的节省。

参 考 文 献

- [1] Fung P. T. K. and Grimble M. J. Dynamic Ship Positioning Using a Self-Tuning Kalman Filter, Research report, Univ. of Strathclyde, Scotland, No. EE/8/March, 1982
- [2] Fung P. T. K. and Grimble M. J., Self-Tuning Control of Ship Positioning Systems, IEE Workshop on Theory and Application of Adaptive and Self-tuning Control, Oxford University, 1981.
- [3] Balchen J. G., Jenssen N. A. and Saelid S., Dynamic Positioning Using Kalman Filtering and Optimal Control Theory, *Automation in Offshore Oil Field Operation*, p. 183—188, 1976.
- [4] Grimble M. J. Patton R. J. and Wise D. A. Use of Kalman Filtering Techniques in Dynamic Ship Positioning Systems, Proc. IEE, 127, Pt. D, No. 3, pp. 93—102, 1980.

- [5] Panuska V., A New Form of the Extended Kalman Filter for Parameter Estimation in Linear Systems with Correlated Noise, *IEEE Trans. on Automatic Control*, AC-25 (1980), No. 2, p. 229—235.
- [6] Hagander, P. and Wittenmark B., A Self-tuning Filter for Fixedlag Smoothing, *IEEE Trans. on Inform Theory*, IT-23, 3, pp. 377—384, 1977.
- [7] Harris C. J. and Billings S. A. eds., Self-tuning and Adaptive Control: Theory and Application IEE Control Engineering Series 15, Peter Peregrinus Ltd., 1981.
- [8] Pierson W. J. and Moskowitz L., A Proposed Spectral Form for Fully Developed Wind Seas Based on Similarity Theory of S. A. Kitagrodskii, *J. Geophysical Research*, Vol. 69, 1964.

THE APPLICATION OF SELF-TUNING FILTERS IN DESIGN DYNAMIC SHIP POSITIONING CONTROL SYSTEMS

CHEN YULIU

(Tsinghua University)

P. T. K. FUNG

(Spar Aero Space Ltd., Ontario, CANADA)

ABSTRACT

The control systems for dynamically positioned oil-rig drill ships and survey vessels should include filter to remove the wave motion influence. A combined self-tuning filter and Kalman filter scheme is proposed to satisfy this demand. The Kalman filter is used to treat low frequency motion, and the self-tuning filter is used to compensate the low frequency estimates in accordance with high frequency motion. Thus, the regulation accuracy can be improved without a heavy computational burden.