

## 船舶动力定位系统滤波器的设计与研究

哈尔滨工程大学 付明玉 丁福光 边信黔 施小成

建立了船低频数学模型,对高频实验数据采用周期图法进行了功率谱估计,并根据功率谱估计曲线建立了船高频数学模型。据此设计的有限冲激滤波器和最优估计滤波器已应用在某水面船动力定位系统中,效果良好。

**关键词** 滤波器 功率谱 高频模型 低频模型 动力定位 船舶

## 1 引言

船舶动力定位系统的主要指标要求是:使船舶保持在给定位置的范围内,且定位系统的推进系统能耗最小。因此,在研究船舶动力定位系统时,除控制器的设计、最优推力分配逻辑的研究外,滤波器的设计也相当重要。为此,我们设计了两种滤波器,有限冲激滤波器和最优估计滤波器,以消除动力定位系统中推进系统对波浪等高频信号产生响应。这两种滤波器经实际应用,取得了良好效果。

## 2 船舶运动数学模型

研究和设计滤波器,首先要建立船舶的数学模型,包括低频运动数学模型和高频运动数学模型。为研究方便,动力定位系统中采用图 1 所示的地球坐标系( $X_e, Y_e$ )和两轴分别平行于船横轴与纵轴的平行坐标系( $X_{cp}, Y_{cp}$ )。

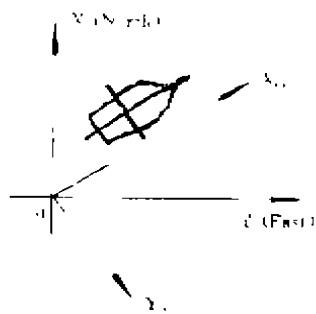


图 1 两种坐标系的定义

## 2.1 低频数学模型

船舶的低频运动数学模型主要是指由均匀的风、流、波漂力、推力器推力等导致船舶的纵

向、横向和艏摇运动。建立在平行坐标系内的低频运动数学模型如下所示:

$$\dot{X}_l = U$$

$$\dot{U} = -\frac{d_1}{m_1} |U_x - U_{cx}| (U_x - U_{cx}) + \frac{1}{m_1} (F_{wx} + F_{tx}) + \omega_x$$

$$\dot{Y}_l = U_y$$

$$\dot{U}_y = -\frac{d_2}{m_2} |U_y - U_{cy}| (U_y - U_{cy}) + \frac{1}{m_2} (F_{wy} + F_{ty}) + \omega_y$$

$$\dot{\omega}_e = r_e$$

$$\dot{r}_e = -\frac{d_3}{m_3} |r_e - r_{e0}| r_e - \frac{d_4}{m_4} |U_x - U_{cx}| (U_x - U_{cx}) + \frac{1}{m_4} (T_{wx} + T_{tx} - T_{e0}) - \omega_z$$

式中: $X_l, Y_l, U, U_y$ ——船在  $X_{cp}$  和  $Y_{cp}$  方向上的位置和速度;

$\omega_e, r_e$ ——船艏向角和角加速度;

$U_{cx}, U_{cy}$ ——海流在  $X_{cp}$  和  $Y_{cp}$  方向上的流速;

$F_{wx}, F_{wy}, F_{wz}$ ——均匀风作用在  $X_{cp}$  和  $Y_{cp}$  方向上的力和力矩;

$F_{tx}, F_{ty}, F_{tz}$ ——推进系统作用在  $X_{cp}$  和  $Y_{cp}$  方向的力和力矩;

$T_{e0}$ ——波漂力矩;

$d_i, m_i (i=1, 2, 3, 4)$ ——由水动力实验获得的水动力系数;

$\omega_x, \omega_y, \omega_z$ ——均值为零的高斯白噪声。

在定位点附近线性化后,低频数学模型可表示为:

$$\dot{X}_I = A_I X_I + B_I u - D_I \omega_I$$

$$X_I \in R^6, \omega_I \in R^1, u \in R^5$$

$$u = [F_{U1} \ F_{U2} \ F_{U3} \ sdo_2 \ sod_3]^T$$

其中,  $F_{U1}$ 、 $F_{U2}$ 、 $F_{U3}$  为推力器推力,  $sdo_2$ 、 $sod_3$  为推力器方位。

## 2.2 高频数学模型

船舶的高频运动数学模型主要表示由波浪等高频信号引起的高频运动。本文高频运动数学模型的建立是基于以下基本假设之上的, 即在最恶劣的情况下, 船舶的高频运动与波浪的高频振荡运动相同, 船舶对高频力的响应特性在每个自由度均可用有色滤波器来描述, 风运动为单位谱密度的具有平稳过程的白噪声。

波浪的谱密度:

$$S_f(\omega) = |G(j\omega)|^2 S_v(\omega)$$

式中:  $G(j\omega)$ ——船舶的频率响应特性;

$S_v(\omega)$ ——风的谱密度。

$S_v(\omega)$  在本文中采用修正周期图法计算。

功率谱估计的修正周期图法为: 把原始序列 (高频实验数据)  $X(n)$  ( $0 \leq n \leq N-1$ ) 分为长度为  $L$  的  $K$  个重叠段, 诸序列段重叠  $L/2$  个样点。对第  $i$  段, 其数值定义为:

$$X_i(n) = X(i - L/2 + n)\omega_d(n)$$

$$(0 \leq n \leq L-1, 0 \leq i \leq K-1)$$

其中,  $\omega_d(n)$  为  $L$  个点的数据窗函数。

经窗处理后, 序列段  $X_i(n)$  的  $M$  点 ( $M \geq L$ ) 离散付里叶变换为:

$$X_i = \sum_{n=0}^{M-1} X_i(n) e^{-j(\frac{2\pi}{M})kn} \quad 0 \leq k \leq M-1$$

$$0 \leq i \leq K-1$$

平均归一化角频率处功率谱估值为:

$$S_v(\omega) = \frac{1}{KU} \sum_{i=0}^{K-1} |X_i(k)|^2 \quad 0 \leq k \leq M-1$$

式中:  $U = \sum_{n=0}^{L-1} \omega_d^2(n)$

由高频数据计算出船舶横荡方向的功率谱密度曲线 (图 2 中曲线 1)。

功率谱密度曲线的形式表明  $G(s)$  至少为两个二阶系统串联。由于横荡、纵摇、摇艏建模方法相同, 故本文只给出横荡方向的高频数学

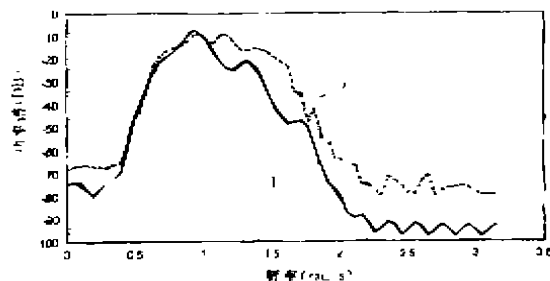


图 2 功率谱密度曲线模型的建立过程。

传递函数  $G(s)$  可表示为:

$$G(s) = \prod_{i=1}^p \frac{2b_i \zeta_i (1 + \tau_i s)}{s^2 + 2\zeta_i \omega_{ni} s + \omega_{ni}^2} \prod_{j=1}^q (1 + \tau_j s)$$

$$p = 2, q \leq 2$$

根据图 2 的曲线 1 可拟合出  $G(s)$  的具体形式为:

$$G(s) = \frac{b_2 s^2}{s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0}$$

横荡方向的高频数学模型为:

$$\dot{X}_h = A_h X_h + D_h \omega_{hv}$$

$$Y_h = C_h X_h$$

式中,  $X_h \in R^4$ ,  $\omega_{hv} \in R^1$ ,  $Y_h \in R^1$ ,  $\omega_{nv}$  为均值等于零的高斯白噪声。对所建数学模型进行随机系统仿真计算, 计算结果的功率谱密度曲线见图 2 中的曲线 2。比较曲线 1 和曲线 2 可得出所建的高频数学模型接近实际系统。与此类似可得到纵荡、摇艏方向的高频数学模型。由此可得船舶的高频数学模型为:

$$\dot{X}_h = A_h X_h + B_h \omega_h$$

$$Y_h = C_h X_h$$

式中:  $X_h \in R^{12}$ ,  $\omega_h \in R^3$ ,  $Y_h \in R^3$ 。

## 3 滤波器的设计

### 3.1 有限冲激滤波器(FIR)的设计

由图 2 中高频信号功率谱密度曲线可确定带通滤波器的技术指标  $H_d(e^{j\omega})$ 。

设 FIR 滤波器的输出为  $y(n)$ , 当前输入为  $x(n)$ , 则

$$y(n) = \sum_{r=0}^{N-1} h(r)x(n-r)$$

对应的频率响应特性为:

$$H(e^{j\omega}) = \sum_{n=0}^{N-1} h(n)e^{j\omega n} = H_g(e^{j\omega})e^{j\phi(\omega)}$$

其中,  $H_g(e^{j\omega})$  是  $H(e^{j\omega})$  的增益,  $\phi(\omega)$  是  $H(e^{j\omega})$  的相频特性。

设  $h(n) = h(N-1-n)$ ,  $N$  为奇数, 则

$$\alpha(n) = \begin{cases} h[(N-1)/2] & n=0 \\ 2h[(N-1)/2-n] & n=1, 2, \dots, (N-1)/2 \end{cases}$$

$$H(e^{j\omega}) = \sum_{n=0}^{N-1} \alpha(n) \cos(n\omega)$$

$$\phi(\omega) = -(N-1)\omega/2$$

记误差函数  $E(e^{j\omega}) = W(e^{j\omega}) - H_p(e^{j\omega}) - H_c(e^{j\omega})$ , 这样  $H(e^{j\omega})$  一致逼近  $H_d(e^{j\omega})$ , 可表述为寻找  $\alpha(n)$ ,  $n=0, 1, \dots, M$ , 使加权函数  $E(e^{j\omega})$  最小。

根据船舶的特性和实验数据分析, 取  $N=25$ , 采样周期为 0.5s, 求出的 FIR 滤波器系数  $h(n)$  值如表 1 所示。

表 1

$h(1)$	$h(2)$	$h(3)$	$h(4)$	$h(5)$	$h(6)$	
$h(14)$	$h(15)$	$h(16)$	$h(17)$	$h(18)$	$h(19)$	
-0.0037	-0.003	-0.004	-0.0074	-0.01	-0.0067	
$h(7)$	$h(8)$	$h(9)$	$h(10)$	$h(11)$	$h(12)$	$h(13)$
$h(23)$	$h(21)$	$h(22)$	$h(23)$	$h(24)$	$h(25)$	
0.004	0.025	0.066	0.092	0.125	0.15	0.1573

### 3.2 最优估计滤波器(KALMAN)的设计

综合低频数学模型和高频数学模型, 船的数学模型可用下式表示:

$$\begin{aligned} X &= AX + Bu - D\omega \\ Y &= CX + V \\ A &= \begin{bmatrix} A_L & 0 \\ 0 & A_H \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} B_L \\ 0 \end{bmatrix} \\ D &= \begin{bmatrix} D_L & 0 \\ 0 & D_H \end{bmatrix} \quad C = [C_L \ C_H] \end{aligned}$$

上述系统进行离散化, 得到

$$x(k+1) = \Phi(k+1, k)x(k) + G(k+1, k)u(k) + \Gamma(k+1, k)\omega(k)$$

$$y(k+1) = H(k+1)x(k+1) + v(k+1)$$

其中:  $E[\omega(k+1)] = 0$

$$E[\omega(k)\omega^T(k)] = Q(k)\delta_{jk}$$

$$E[v(k+1)] = 0 \quad (k=0, 1, \dots)$$

$$E[v(k)v^T(k)] = R(k)\delta_{jk} \quad (j, k=0, 1, \dots)$$

最优估计滤波值:

$$\begin{aligned} \hat{x}(k+1/k+1) &= \Phi(k+1, k)\hat{x}(k/k) + G(k+1, k)u(k) \\ &+ K(k+1)[y(k+1) - H(k+1)\Phi(k+1, k)\hat{x}(k/k)] \end{aligned}$$

滤波器增益:

$$K(k+1) = P(k+1/k)H^T(k+1)[H(k+1)P(k+1/k)H^T(k+1) + R(k+1)]^{-1}$$

其中:

$$P(k+1/k) = \Phi(k+1, k)P(k/k)\Phi^T(k+1, k) + \Gamma(k+1, k)Q(k)\Gamma^T(k+1, k)$$

$$P(k+1/k+1) = [I - K(k+1)H(k+1)]P(k+1/k)\Phi(k+1, k)P(k/k)$$

$$\hat{x}(0/0) = 0, P(0/0) = E[x(0)x^T(0)] = P(0), k=0, 1, \dots$$

横荡方向低频滤波器与高频滤波器增益系数 ( $k_L$  和  $k_H$ ) 曲线如图 3 所示。

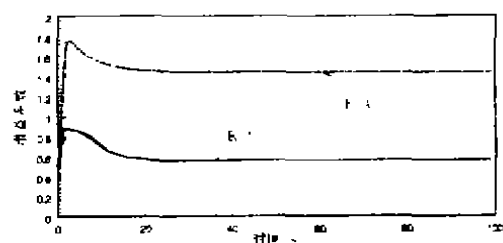


图 3 横荡方向低频与高频滤波器增益系数曲线

### 4 结 论

采用最优控制策略和最优分配原则对 FIR 和 KALMAN 两种滤波器在 5 级风、风向 150°, 2 节流、流向 180°, 浪高 2m 的环境下进行了仿真计算, 其结果如图 4、图 5 和图 6 所示。图 4 所示为未使用滤波器的推力器推力和方位曲线, 图 5 所示为使用 FIR 滤波器的推力器推力和方位曲线, 图 6 所示为使用 KALMAN 滤波器的推力器推力和方位曲线。从图 5 与图 6 可看出, FIR 滤波器和 KALMAN 滤波器的滤波性能良好, 而且 KALMAN 滤波器的动态品质优于 FIR 滤

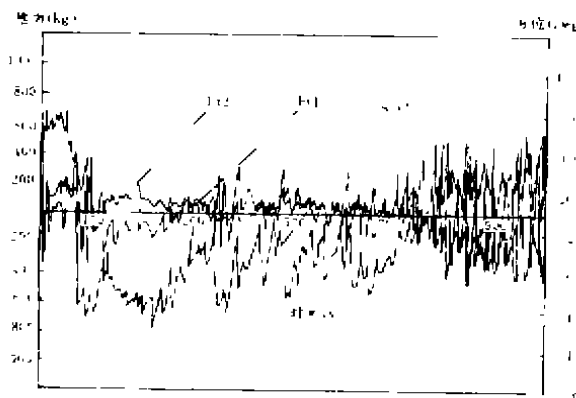


图4 未使用滤波器的推力器推力和方位曲线

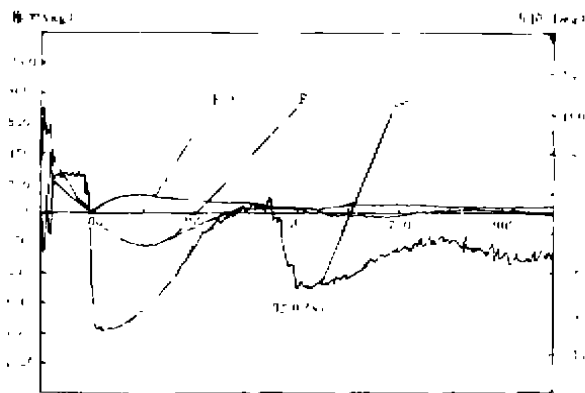


图6 使用 KALMAN 滤波器的推力器推力和方位曲线

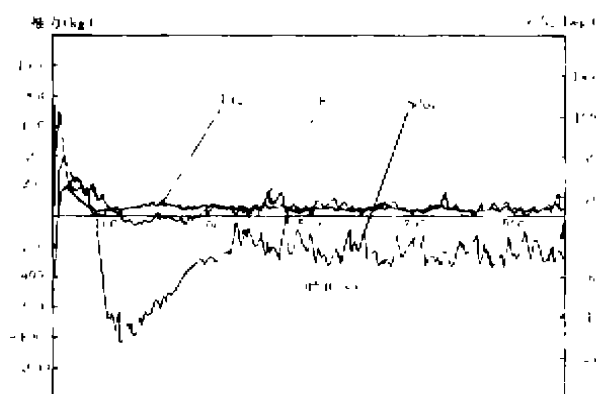


图5 使用 FIR 滤波器的推力器推力和方位曲线  
 波器。上述仿真结果对实际控制系统滤波器的设计具有重大的指导意义。

## 5 参考文献

- 1 Grinbe M J, R J Patton and D A Wies. The Design of Dynamic Ship Positioning Control Systems Using Extended Kalman Filtering Techniques, PRO. OCEANS' 79, San Diego, 1979—9, IEEE, P488—497
- 2 Masayuki TAMEHIRO, Hironao KASAI. On Dynamic Positioning System Design in Particular Reference to the Positional Signal filtering Technique, J. S. N. A. Japan, Vol. 142, Dec. 1977
- 3 Welch D. The Use of Fast Fourier Transform for the Estimation of Power Spectra; A Method Based on Time Averaging Over Short, Modified Periodograms, IEEE TRANSACTIONS ON AUDIO AND ELECTROACOUSTICS, VOL. AU-15, NO. 2, JUNE 1967
- 4 Mabey J P, Burt A M. The Implementation of the Ship's Position control System for the Royal Navy Single Role Mineh. Naval Engineers Journal, May 1992.

(上接第 53 页)

## 6 结论

该投影圆电动切割设备吸取了国外同类先

进产品的优点,结构简单,造价低廉,运行平稳,切割质量可靠,安装方便。它的设计成功为我国投影圆电动切割设备填补了空白。