

零航速减摇鳍两步主从控制律设计

金鸿章¹ 王帆² 马玲¹ 高妍南³

摘要 零航速减摇鳍水动力特性与升力式减摇鳍存在本质差异,前者与鳍角、角速度、角加速度构成多约束动态非线性映射,不满足后者的近似线性关系,导致对抗式 PID 控制无法适用. 针对零航速减摇鳍系统特有的动态输入非线性及整体结构,借助非线性分离策略,提出并设计基于变约束模型预测控制与数值迭代反演的两步主从控制律. 仿真结果表明,控制器性能良好,但受物理性硬约束影响,零航速减摇效率随海情增加而呈非线性递减趋势.

关键词 零航速减摇鳍, 输入非线性, 两步主从控制, 约束模型预测控制

引用格式 金鸿章, 王帆, 马玲, 高妍南. 零航速减摇鳍两步主从控制律设计. 自动化学报, 2012, 38(6): 1059–1064

DOI 10.3724/SP.J.1004.2012.01059

Design a Two-step Master-slave Control Law for Zero-speed Fin Stabilizers

JIN Hong-Zhang¹ WANG Fan² MA Ling¹
GAO Yan-Nan³

Abstract The essential difference exists in the hydrodynamics between the zero-speed and the lift-based fin stabilizers. For the former, a dynamic nonlinear mapping with constraints between the fin angle, angle rate and angle acceleration is established. However, since this mapping does not satisfy approximate linear relation, the opposed PID control method can not be used. For solution of the dynamic input nonlinearity employed by the zero speed fin stabilizer system, a two-step master-slave control law consisting of a variable constrained model predictive controller and a numerical iterative inverse controller is proposed by means of the nonlinear removal strategy for the special structure. The simulation results show the good performance of the controller designed but the anti-roll efficiency under zero speed degrades nonlinearly with increasing sea conditions due to hard constraints induced by physical reasons.

Key words Zero-speed fin stabilizer, input nonlinearity, two-step master slave control, constrained model predictive control

Citation Jin Hong-Zhang, Wang Fan, Ma Ling, Gao Yan-Nan. Design a two-step master-slave control law for zero-speed fin stabilizers. *Acta Automatica Sinica*, 2012, 38(6): 1059–1064

零航速减摇鳍是一种新型船用减摇装置,兼备零航速与中/高航速减摇能力,成为近年来减摇鳍研究与发展的重要方向^[1–2]. 与普通减摇鳍不同,零航速减摇鳍依靠主动拍水产

收稿日期 2010-09-28 录用日期 2012-01-12

Manuscript received September 28, 2010; accepted January 12, 2012

国家自然科学基金(50575048, 50879012)资助

Supported by National Natural Science Foundation of China (50575048, 50879012)

本文责任编辑 霍伟

Recommended by Associate Editor HUO Wei

1. 哈尔滨工程大学自动化学院 哈尔滨 150001 2. 北京航天控制仪器研究所 北京 100854 3. 黑龙江科技学院电气与信息工程学院 哈尔滨 150027

1. College of Automation, Harbin Engineering University, Harbin 150001 2. Beijing Institute of Aerospace Control Instrument, Beijing 100854 3. College of Electrical and Technology, Heilongjiang Institute of Science and Technology, Harbin 150027

生横摇稳定力矩,这种特殊生力机理导致其水动力特性具有强非线性、动态记忆性、多饱和和约束等特点,从而大大增加控制律设计难度与复杂性.迄今,关于零航速减摇鳍控制律设计的研究成果极少,成功案例更无从借鉴.

尽管非线性自适应控制已广泛用于仿射非线性对象^[3],却仍不适用于输入非线性系统;Ninomiya等采用反馈线性化方法设计非线性执行器系统的状态反馈控制律^[4],但仅限于结构简单且满足反馈线性化条件的非线性输入形式;Hsu等利用滑模控制解决一类具有扇形非线性及死区特性的系统控制问题^[5];Fliegner等利用低增益积分控制实现输入/输出非线性系统(单输入单输出、有限维、渐进稳定)的恒值跟踪控制^[6],但要求输入/输出满足非递减性,且输出需满足仿射、扇形、有界等限制条件,局限性与保守性较强.

零航速减摇鳍系统的输入非线性结构复杂,无法分段线性化,且不具备扇形特性,故上述方法均不适用.从控制律设计角度不难看出,以上方法尽管形式各异,但基本思想相同,即将输入非线性纳入系统模型,利用反馈线性化、滑模变结构等具体方法直接求解非线性控制律,未能利用系统结构简化设计过程,造成求解困难、计算复杂、局限性强等缺陷.鉴于此,本文将从被控系统内部结构、设计原理等分析入手,依据零航速减摇鳍系统结构形式,采用非线性分离策略,设计基于变约束模型预测控制及数值迭代反演的两步主从控制律.

1 零航速减摇鳍系统结构分析

1.1 输入非线性

零航速减摇鳍流体水动力主要由形状阻力、附加质量力以及旋涡阻力构成^[7],为保证模型实用性,这里对原模型进行整定,在建模精度与结构复杂性之间寻求折中,得出零航速减摇鳍稳定力如下:

$$F_z = F_{hy} \cos(\alpha_f(t)) = [K_1 \omega_f(t) |\omega_f(t)| + K_2 \dot{\omega}_f(t)] \cos(\alpha_f(t)) \quad (1)$$

式中, $K_1 = \frac{1}{15} C_d \rho s (5c^3 + 15a^2c + 12a^3e^2) + \frac{1}{2} \rho \tilde{k} (a+c)(a^2 + c^2)s$; $K_2 = \pi \rho s a^2 c$; $\omega_f(t)$ 为转鳍角速度; $\alpha_f(t)$ 为鳍角;其余参数定义见文献[7].显然, F_z 与鳍角、角速度、角加速度存在强非线性关系(如图1,减摇鳍作正弦运动),无法分段线性化,且不具备扇形或全局单调性,这亦使系统控制回路中的操作变量输入通道不满足线性比例特性,故称为输入非线性.由于 F_z 在 t 时刻函数值与过去 ($t-1, t-2, \dots$) 操作变量值有关,如 $\alpha_f(t), \dot{\omega}_f(t)$, 因此,该输入非线性具有动态记忆功能.另外,零航速减摇鳍系统还存在鳍角/角速度饱和等物理性硬约束.

1.2 系统结构分析

零航速下,升力式航向舵无效,航向控制已无意义,加之横荡运动通常不予考虑,故设计零航速横摇控制器时,可采用单自由度线性横摇模型:

$$(I_x + \Delta I_x) \ddot{\phi} + 2N_u \dot{\phi} + \rho g \nabla GZ \phi = K_w + 2l_f F_z \quad (2)$$

式中, I_x 为横摇惯量, ΔI_x 为附加惯量; $2N_u$ 为横摇阻尼系数; K_w 为海浪扰动力矩; ϕ 为横摇角; ∇ 为船舶排水量; GZ 为横稳心高; l_f 为稳定力臂.状态空间形式如下:

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = \bar{A}\hat{x} + \bar{B}F_z + \bar{C}K_w \\ \hat{y} = \bar{H}\hat{x} + \mathbf{n} \end{cases} \quad (3)$$

式中, $\hat{x} = [\phi \ \dot{\phi}]^T$, F_z 为控制量, K_w 为扰动量(有色噪声), $\hat{y} = [\phi \ \dot{\phi}]^T$, $\bar{H} = I_{2 \times 2}$; \mathbf{n} 为测量噪声, $\bar{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{\rho g \nabla GZ}{I_x + \Delta I_x} & -\frac{2N_u}{I_x + \Delta I_x} \end{bmatrix}$, $\bar{B} = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{2l_f}{I_x + \Delta I_x} \end{bmatrix}$, $\bar{C} = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{I_x + \Delta I_x} \end{bmatrix}$.根据式(1)和式(3),零航速减摇鳍控制系统等效于动态非线性子系统串联动态线性子系统,且横摇稳定力矩可在线估算.

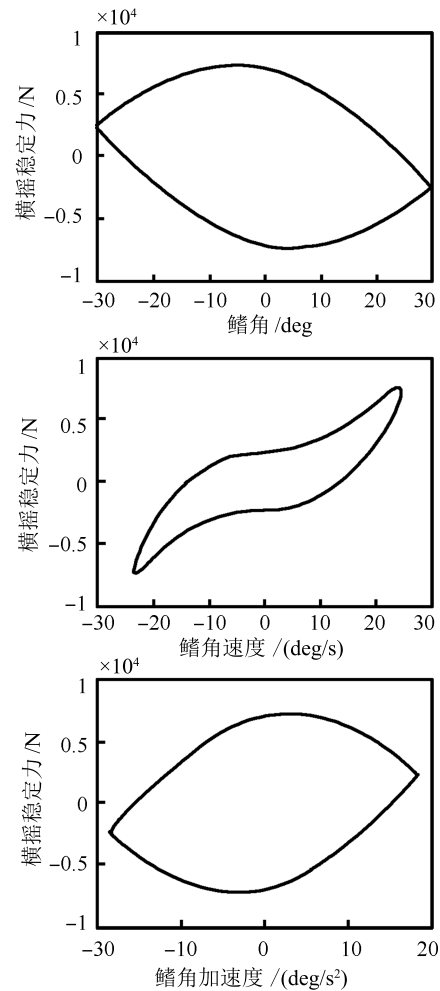


图1 F_z 与 $\alpha_f, \omega_f, \dot{\omega}_f$ 的非线性关系

Fig. 1 Nonlinear relationships between F_z and $\alpha_f, \omega_f, \dot{\omega}_f$

2 两步主从控制律设计

按照以上分析结论,零航速减摇鳍系统的完整控制过程可分为两步:1)主控制:根据横摇状态在线估算稳定力矩(期望中间变量);2)从控制:依据模型式(1)及期望中间变量,反演控制作用(操作变量).该方法借助非线性分离策略^[8],将控制律设计仍归于线性系统范畴,充分利用了串联结构特性,避免了直接求解非线性控制律的困难.基于非线性分离策略的零航速减摇鳍两步主从控制(Two step master slave control, TSMSC)原理如图2,由于 l_f 为常值,为方便,本文以期望稳定力作为中间变量,将 l_f 纳入主控制器.

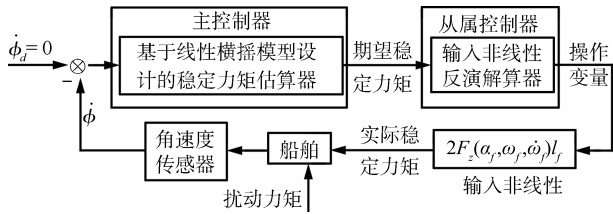


图2 零航速减摇鳍两步主从控制原理

Fig. 2 Two-step master-slave control principle of zero-speed fins

按操作变量约束处理方式, 主从控制可采取两种设计方案:

方案 1. 利用无约束控制算法计算期望中间变量, 通过输入非线性反演计算操作变量, 最后采用解饱和和法满足饱和约束, 获得实际控制作用。

上述方案简单易行, 但可能出现非线性反演无实解情况, 即期望中间变量超出输入非线性最大范围. 尽管文献 [9] 利用切换控制设计了无实解应对措施, 但闭环性能难以分析, 且局限性较强. 该方案的本质缺陷在于主控制器设计中未加入饱和约束。

方案 2. 根据式 (1) 将输入饱和约束转化为中间变量约束, 利用约束控制算法设计主控制器, 计算期望中间变量, 通过非线性反演获得实际控制作用。

由于变量约束纳入控制目标, 因此, 该方案可实现理论最优, 控制性能更佳, 故本文采用方案 2。

2.1 数值迭代反演从控制器

由于 α_f , ω_f , $\dot{\omega}_f$ 存在积分关系, 任一者无法独立变化, 故零航速减摇鳍系统的输入非线性仍属单变量非线性. 从影响强度、工程实现等方面考虑, 操作变量的最佳选择应为转鳍角速度. 这样, 从控制器即实现从横摇稳定力 (期望中间变量) 到转鳍角速度 (操作变量) 的非线性反演. 设主控制器输出为 F_z^* (随时间更新), 非线性反演即求解非线性方程 $F_z^* - F_z(\omega_f) = 0$. 由于 F_z 结构复杂且不满足全局单调性, 因此, 解析求逆法无效, 故本文采用数值迭代法设计从控制器。

根据主从控制原理, F_z^* 随时间更新, 即控制采样点上的 F_z^* 值不断变化, 由于采样间隔很小, 邻近采样点上的 F_z^* 值及操作变量值变化也相应很小, 因此, 对任意采样点 k , 可选取前一采样点 $k-1$ 上的迭代终值 (操作变量) 作为该点的迭代初值, 将动态非线性的迭代反演转化为在每个采样点对静态非线性的数值迭代求解, 式 (1) 写成等效离散形式:

$$F_z = \left[K_1 \omega_f(k) |\omega_f(k)| + \frac{K_2}{T_s} (\omega_f(k) - \omega_f(k-1)) \right] \times \cos \left(\alpha_0 + \sum_{i=0}^{k-1} \omega_f(i) T_s \right) \quad (4)$$

式中, T_s 为采样周期, α_0 为初始鳍角. 对任意采样点 k , 操作变量的迭代初值为 $\omega_f(k-1)$, 令

$$\begin{cases} f_{z1} = K_1 \omega_f(k) |\omega_f(k)| \\ f_{z2} = \frac{K_2}{T_s} (\omega_f(k) - \omega_f(k-1)) \\ f_{z3} = \cos \left(\alpha_0 + \sum_{i=0}^{k-1} \omega_f(i) T_s \right) \end{cases} \quad (5)$$

f_{z3} 与该采样点上的操作变量值无关, 在正常操作范围内 $f_{z3} > 0$ 恒成立. $\forall \omega_f(k) \neq \omega_f^*(k) \in \{\omega_f\}$, $\{\omega_f^*\}$ 为 ω_f

的有效值集, 有下式成立:

$$\begin{cases} (\omega_f(k) - \omega_f^*(k)) (f_{z1}(\omega_f(k)) - f_{z1}(\omega_f^*(k))) > 0 \\ (\omega_f(k) - \omega_f^*(k)) (f_{z2}(\omega_f(k)) - f_{z2}(\omega_f^*(k))) > 0 \end{cases} \quad (6)$$

由此推知

$$(\omega_f - \omega_f^*) [(f_{z1}(\omega_f) + f_{z2}(\omega_f)) - (f_{z1}(\omega_f^*) + f_{z2}(\omega_f^*))] f_{z3} > 0 \quad (7)$$

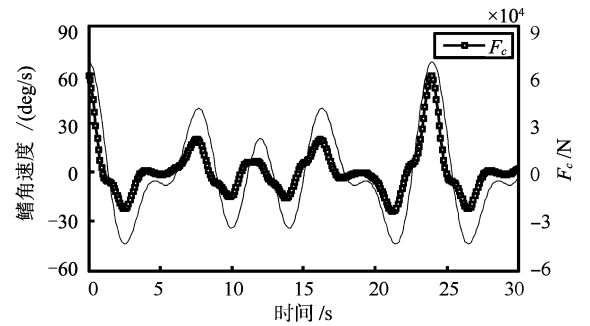
即 $(\omega_f(k) - \omega_f^*(k)) (F_z(\omega_f(k)) - F_z(\omega_f^*(k))) > 0$, 说明零航速减摇鳍系统的输入非线性在任意采样点上均为增量无源且有界, 满足局部可逆条件. 综合考虑迭代格式、收敛速度, 这里采用 Newton-Raphson 迭代法, 格式如下:

$$x_{n+1} = x_n - \frac{f(x_n)}{f'(x_n)} \quad (8)$$

将 $F_z^* - F_z(\omega_f) = 0$ 代入上式, 得:

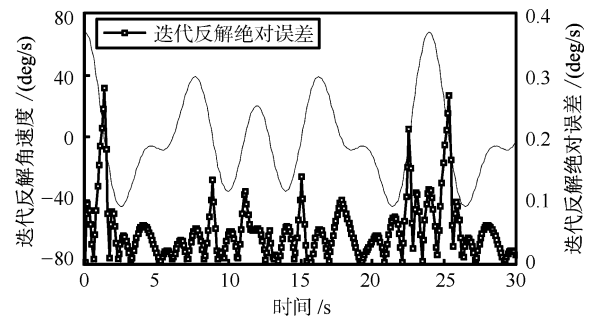
$$\omega_{n+1} = \omega_n + \frac{1}{F_z'(\omega_n)} (F_z^* - F_z(\omega_n)) \quad (9)$$

为检验迭代反演的收敛性与精确度, 进行了数值仿真, 结果如图 3 所示。



(a) 鳍角速度与输入稳定力 (真值)

(a) Fin angle rate and stabilizing moment inputted (real value)



(b) 数值迭代结果

(b) Results for numerical iteration

图3 从控制器性能

Fig. 3 Performance of slave controller

由图 3 可见, 数值迭代反演从控制器具有良好的收敛性及求解精度 (随采样频率增加而提高), 采样周期 0.1s 的相对计算误差为 $5.6647 \text{E}-6$ 。

2.2 变约束模型预测主控制器

鉴于约束模型预测控制^[10-11]具有变量约束处理及变约束在线优化能力,且鲁棒性较好,本文选其作为主控制器核心算法。由于 K_w 为有色噪声,需要借助海浪扰动建模法将其转化为白噪声驱动模型,即构造扰动力矩成型滤波器。为方便控制器设计,减少方程阶数,这里采用二阶有理分式模型:

$$G_w(s) = \frac{bs}{s^2 + a_1s + a_2} \quad (10)$$

式中, b, a_1, a_2 为滤波器参数。根据维纳-辛钦定理,各态历经的平稳随机过程的功率谱密度与其自相关函数为傅里叶变换对,以频率 f_s 采样连续扰动 $K_w(t)$ 得样本序列 $K_w(n)$,将所得样本傅里叶变换为 $K_w(e^{j\omega})$,并令 $N = Tf_s$, N 为抽样点数, T 为采样时区,则 $K_w(t)$ 的功率谱估计可由下式求得,即

$$\hat{S}_w(\omega) = \frac{1}{Nf_s} |K_w(e^{j\omega})|^2 \quad (11)$$

根据相关定理, $K_w(t)$ 的单边功率谱估计为

$$\hat{S}_w^*(\omega) = 2\hat{S}_w(\omega) = \frac{2}{f_s} \hat{P}_w(\omega) \quad (12)$$

上述方法是功率谱密度的渐近无偏估计,而非一致估计,当数据长度 N 较大时,谱线起伏加剧, N 较小时,能谱分辨率较低。为改善周期图法的方差特性,提高估计精度,本文采用平滑周期图平均法(Welch法)估算横摇扰动力矩的功率谱密度。对任意样本 $K_w(n)$,先采用Welch法估算功率谱密度,然后,利用非线性最小二乘拟合算法求出匹配的成形滤波器参数,最后,将其转化为状态空间模型:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}_f = A_f \mathbf{x}_f + \mathbf{C}_f v \\ \mathbf{y}_f = \mathbf{H}_f \mathbf{x}_f \end{cases} \quad (13)$$

式中, $\mathbf{x}_f = [\xi_1 \quad \xi_2]^T$ 为成型滤波器的中间状态向量,无实际意义; v 为零均值单位谱密度的高斯白噪声; \mathbf{y}_f 为与 K_w 具有相同统计特性的高斯有色噪声; $A_f = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -a_2 & -a_1 \end{bmatrix}$; $\mathbf{C}_f = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}$; $\mathbf{H}_f = [0 \quad b]$ 。与式(3)联立,得被控系统的增广状态空间模型:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}u + \mathbf{C}v \\ \mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n} \end{cases} \quad (14)$$

式中, $u = F_z$ 。设采样周期为 T_s ,采用零阶保持法将上式离散化:

$$\begin{cases} \mathbf{x}_{k+1} = \tilde{\mathbf{A}}\mathbf{x}_k + \tilde{\mathbf{B}}u_k + \tilde{\mathbf{C}}v_k \\ \mathbf{y}_k = \tilde{\mathbf{H}}\mathbf{x}_k + \mathbf{n}_k \end{cases} \quad (15)$$

由于系统状态不完全可测,故主控制器设计可归纳为输出反馈约束控制,即寻求反馈控制律 $\mathbf{u} = \mathbf{K}(\mathbf{y}) = [u_0, u_1, \dots]^T$,使性能指标式(16)最小:

$$J = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \mathbb{E} \left\{ \sum_{k=0}^N (\mathbf{y}_k^T \mathbf{Q} \mathbf{y}_k + u_k^T \mathbf{R} u_k) \right\} \quad (16)$$

式中, $\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} q_\phi & 0 \\ 0 & q_\psi \end{bmatrix} > 0$; $\mathbf{R} = q_u > 0$; 中间变量约束

$u_{\min} \leq u_k \leq u_{\max}$ 。零航速减摇鳍主控子系统的输入变量约束属于硬约束类型,为此,本文采用基于状态估计器的模型预测控制算法求其次优解^[10],通过选取较大的预测时域,将原有的无限时域问题合理近似为有限时域问题,以当前状态作为初始状态,利用滚动时域优化算法,求解最优控制律。零航速减摇鳍主控子系统的有限时域最优控制问题描述如下:给定初始状态 $\mathbf{x}_{k|k} = \mathbf{x}_k$ 及预测模型式(17),寻求控制向量 $\mathbf{u}_k^{\text{OPT}}$

$$\mathbf{x}_{k+j+1|k} = \tilde{\mathbf{A}}\mathbf{x}_{k+j|k} + \tilde{\mathbf{B}}u_{k+j|k} \quad (17)$$

$$\mathbf{u}_k^{\text{OPT}} = [u_{k|k}^{\text{OPT}}(\mathbf{x}_{k|k}), \dots, u_{k+N-1|k}^{\text{OPT}}(\mathbf{x}_{k|k})]^T \quad (18)$$

使性能指标式(19)最小:

$$\begin{cases} J_N(\mathbf{x}_{k|k}, \mathbf{u}_k^N) = \mathbf{x}_{k+N|k}^T \tilde{\mathbf{S}} \mathbf{x}_{k+N|k} + \\ \sum_{j=0}^{N-1} (\mathbf{x}_{k+j|k}^T \tilde{\mathbf{Q}} \mathbf{x}_{k+j|k} + u_{k+j|k}^T \tilde{\mathbf{R}} u_{k+j|k}) \\ \text{s.t.} \quad u_{\min} \leq u_{k+j|k} \leq u_{\max} \end{cases} \quad (19)$$

式中, $\mathbf{x}_{k+j|k}$ 为 k 时刻对 $k+j$ 时刻的状态预测值, $\mathbf{x}_{k+j|k} = \mathbf{x}_{k|k} = \mathbf{x}_k, j \leq 0$; $\mathbf{u}_k^N = [u_{k|k}, \dots, u_{k+N-1|k}]^T$ 为 k 时刻控制决策向量; N 为预测时域; $\tilde{\mathbf{S}} > 0, \tilde{\mathbf{Q}} > 0, \tilde{\mathbf{R}} > 0$ 为权矩阵。定义 k 时刻状态预测向量 \mathbf{X}_k^N :

$$\mathbf{X}_k^N = \begin{bmatrix} \mathbf{x}_{k+1|k} \\ \mathbf{x}_{k+2|k} \\ \vdots \\ \mathbf{x}_{k+N|k} \end{bmatrix} \quad (20)$$

根据式(17)和式(20),可得:

$$\mathbf{X}_k^N = \Lambda \mathbf{x}_{k|k} + \Gamma \mathbf{u}_k^N \quad (21)$$

式中, $\Lambda = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{A}} \\ \tilde{\mathbf{A}}^2 \\ \vdots \\ \tilde{\mathbf{A}}^N \end{bmatrix}$; $\Gamma = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{B}} & 0 & \dots & 0 \\ \mathbf{A}\tilde{\mathbf{B}} & \tilde{\mathbf{B}} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{A}^{N-1}\tilde{\mathbf{B}} & \mathbf{A}^{N-2}\tilde{\mathbf{B}} & \dots & \tilde{\mathbf{B}} \end{bmatrix}$ 。

将式(20)和式(21)代入性能指标式(19),整理得:

$$J_N = \mathbf{x}_k^T \tilde{\mathbf{I}} \mathbf{x}_k + \frac{1}{2} (\mathbf{u}_k^N)^T \tilde{\mathbf{v}} (\mathbf{u}_k^N) + (\mathbf{u}_k^N)^T \tilde{\mathbf{Y}} \mathbf{x}_k \quad (22)$$

式中, $\tilde{\mathbf{I}} = \tilde{\mathbf{Q}} + \Lambda^T \Theta \Lambda$; $\tilde{\mathbf{Y}} = 2\Lambda^T \Theta \Gamma$; $\Xi = \text{diag}\{\mathbf{R}\}$;

$\tilde{\mathbf{v}} = 2(\Xi + \Gamma^T \Theta \Gamma)$; $\Theta = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{Q}} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \ddots & 0 & \vdots \\ \vdots & 0 & \tilde{\mathbf{Q}} & 0 \\ 0 & \dots & 0 & \tilde{\mathbf{S}} \end{bmatrix}$ 。控制约束

$u_{\min} \leq u_{k+j|k} \leq u_{\max}$ 等价于不等式:

$$\mathbf{L} \mathbf{u}_k^N \leq \mathbf{M} \quad (23)$$

式中, $\mathbf{M} = [u_{\max}, \dots, u_{\max}, -u_{\min}, \dots, -u_{\min}]^T$; $\mathbf{L} = \begin{bmatrix} \mathbf{I} \\ -\mathbf{I} \end{bmatrix}$; $\mathbf{I} = \text{diag}\{1\}$ 。至此,零航速减摇鳍主控子系统

的有限时域最优控制转化为标准二次规划 (Quadratic programming, QP) 问题:

$$\begin{cases} \mathbf{u}_k^{\text{OPT}} = \arg \min_{\mathbf{u}_k^N} \frac{1}{2} (\mathbf{u}_k^N)^T \ddot{\mathbf{v}} (\mathbf{u}_k^N) + (\mathbf{u}_k^N)^T \dot{\mathbf{Y}} \mathbf{x}_k \\ \text{s.t.} \quad L \mathbf{u}_k^N \leq M \end{cases} \quad (24)$$

在各控制采样时刻, 以当前状态 \mathbf{x}_k 作为初始条件 $\mathbf{x}_{k|k}$, 求解上述 QP 问题, 即实现约束模型预测控制隐式算法:

$$\mathbf{u} = K(\mathbf{x}) = \left[u_{0|0}^{\text{OPT}}(\mathbf{x}_{0|0}), u_{1|1}^{\text{OPT}}(\mathbf{x}_{1|1}), \dots \right]^T \quad (25)$$

由于 F_z 具有记忆性, 各采样时刻上的变量最大值与最小值与过去值有关, 导致主控子系统的控制量值域 (输入硬约束) 不断变化. 为此, 本文设计了约束在线估算器, 根据 ω_{k-1} , α_k 及物理约束 $\omega_{\max}/\omega_{\min}$, $\alpha_{\max}/\alpha_{\min}$, 判断当前时刻 ω_k 的可行范围 $[\omega_{LB}, \omega_{HB}]$, 即

$$\begin{cases} \omega_{LB} = \max \left\{ \frac{-\alpha_{\max} - \alpha_k}{T_s}, -\omega_{\max} \right\} \\ \omega_{HB} = \min \left\{ \frac{\alpha_{\max} - \alpha_k}{T_s}, \omega_{\max} \right\} \end{cases} \quad (26)$$

以 ω_{k-1} 为初值, $[\omega_{LB}, \omega_{HB}]$ 为搜索范围, 利用黄金分割法和二次插值法估算当前时刻的稳定力最大值, 并作为控制约束 $u_{\min}(k)$, $u_{\max}(k)$ 输入 QP 算法, 求解当前时刻的最优控制量, 从而实现变约束模型预测控制律. 综上, 零航速减摇鳍两步主从控制步骤如下:

步骤 1. 根据当前采样测量值 \mathbf{y}_k 及前一时刻的最优控制量 u_{k-1} , 利用 Kalman 滤波器估计当前状态 $\hat{\mathbf{x}}_{k|k}$.

步骤 2. 按式 (26) 确定 ω_f 的当前可行范围 $[\omega_{LB}, \omega_{HB}]$, 依此计算中间变量最大值 F_z^{\min} , F_z^{\max} , 并作为 QP 输入约束 $F_z^{\min} = u_{\min}$, $F_z^{\max} = u_{\max}$.

步骤 3. 以 $\hat{\mathbf{x}}_{k|k}$ 为初始状态, u_{\min} , u_{\max} 为控制约束, 求解式 (24), 得 $\mathbf{u}_k^{\text{OPT}} = [u_{k|k}^{\text{OPT}}(\mathbf{x}_{k|k}), \dots, u_{k+N-1|k}^{\text{OPT}}(\mathbf{x}_{k|k})]^T$.

步骤 4. 执行当前控制指令 $u_k = u_{k|k}^{\text{OPT}}(\mathbf{x}_{k|k})$, 输出至从控制器, 利用数值迭代式 (9) 反演并输出当前时刻的实际控制作用 ω_k .

步骤 5. 控制伺服系统响应指定转鳍动作, 对抗海浪扰动力矩, 更新横摇状态信息, 返回步骤 1.

3 零航速减摇鳍 TSMSC 系统仿真

为检验控制性能, 建立零航速船舶横摇运动仿真平台, 主要参数如下^[12]: 船长 51 m, 宽 8 m, 排水量 357 m³, 横稳心高 1 m, 横摇惯量 $3.4 \times 10^6 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$. 零航速减摇鳍展弦比 0.4, 弦长 3.06 m, 展长 1.23 m, 厚度比 0.15; 鳍角限位 $\pm 80^\circ$, 最大驱动转速 45°/s; 有义波高 0.5 m/1 m/2 m, 航速 0 kn, 浪向角 90°. 限于篇幅, 仅给出有义波高 1 m, 特征周期 7.2 s 下的仿真结果, 如图 4 所示.

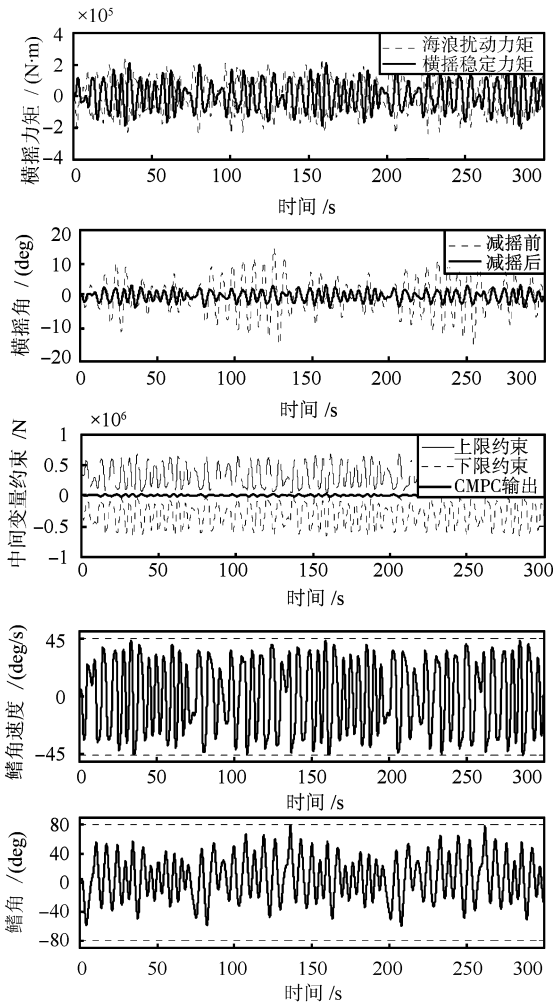


图 4 TSMSC 控制器性能

Fig. 4 Performance of TSMSC controller

为定量描述系统性能, 定义如下评价指标:

$$PE = \frac{AP - CS}{AP} \times 100\% \quad (27)$$

式中, AP/CS 分别为减摇前/后的横摇角标准差. 依据上式计算系统性能, 结果见表 1.

表 1 TSMSC 系统性能评价

Table 1 Performance evaluation of TSMSC system

有义波高 (m)	横摇角标准差 (deg)		减摇率 (%)
	减摇前	减摇后	
0.5 m/6.5 s	3.081	0.446	85.517
1.0 m/7.2 s	5.486	1.563	71.515
2.0 m/8.0 s	9.482	5.150	45.685

结果表明, 基于变约束模型预测控制与数值迭代反演设计的零航速减摇鳍两步主从控制律性能良好, 约束在线估算器有效避免了采用恒定约束引起的性能剧减或不稳定等问题. 由于零航速减摇鳍主控子系统的中间变量约束 (动态非线性) 时刻变化且范围较大, 难以采用恒定约束方案解决, 故这里不作比较. 根据性能评价表 1, 零航速减摇效率随海情

增加而呈非线性速降趋势,其原因在于,随着海情增加,鳍容量、驱动转速、机械角限、额定功率等物理性硬约束对中间变量约束影响更为显著,上、下限约束间的决策序列可行集变窄,操作变量的饱和度也随之增加,此时,若仍欲维持高减摇率,则势必加剧可行集与约束带的频繁接触,迫使主从控制器工作于非线性状态,不但影响稳定性,而且极大降低能量利用率,得不偿失,因此,在较大海情下,零航速减摇鳍控制系统应主动降低控制增益,在减摇率、稳定性、能量利用率之间权衡折中。

4 结论

深入分析零航速减摇鳍非线性输入特性,针对系统结构形式,借助非线性分离策略,提出两步控制律可行方案;运用随机信号分析、功率谱估计理论,采用平滑周期图平均法,建立横摇扰动力矩成形滤波器;设计了基于变约束模型预测控制与数值迭代反演的主从隐式控制算法,仿真结果证明了控制律的良好性能。

References

- Ooms J. The use of roll stabilizer fins at zero speed [Online], available: <http://www.quantum-medmarine.com>, March 5, 2010
- Gaillarde G, Toxopeus S, Verwoest T, Hooijmans P. Hydrodynamics of large motor yachts: past experience and future developments [Online], available: <http://www.marin.nl/web/Ships-Structures>, May 6, 2010
- Zekri M, Sadri S, Sheikholeslam F. Adaptive fuzzy wavelet network control design for nonlinear systems. *Fuzzy Sets and Systems*, 2008, **159**(20): 2668–2695
- Ninomiya T, Yamaguchi I, Kida T. Feedback control of plants driven by nonlinear actuators via input-state linearization. *Journal of Guidance, Control, and Dynamics*, 2006, **29**(1): 20–24
- Hsu K C, Wang W Y, Lin P Z. Sliding mode control for uncertain nonlinear systems with multiple inputs containing sector nonlinearities and deadzones. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Part B: Cybernetics*, 2004, **34**(1): 374–380
- Fliegner T, Logemann H, Ryan E P. Low-gain integral control of continuous-time linear systems subject to input and output nonlinearities. *Automatica*, 2003, **39**(3): 455–462
- Wang F, Jin H Z, Qi Z G. Modeling for active fin stabilizers at zero speed. *Ocean Engineering*, 2009, **36**(17–18): 1425–1437
- Fruzzetti K P, Palazoğlu A, McDonald K A. Nonlinear model predictive control using Hammerstein models. *Journal of Process Control*, 1997, **7**(1): 31–41
- Zhu X F, Seborg D E. Nonlinear predictive control based on Hammerstein models. *Control Theory Application*, 1994, **11**(6): 564–575
- Perez T, Goodwin G C. Constrained predictive control of ship fin stabilizers to prevent dynamic stall. *Control Engineering Practice*, 2008, **16**(4): 482–494
- Goodwin G C, Seron M M, De Doná J A. *Constrained Control and Estimation: An Optimisation Approach*. London: Springer, 2005
- Perez T. *Ship Motion Control: Course Keeping and Roll Stabilisation Using Rudder and Fins*. London: Springer, 2005

金鸿章 哈尔滨工程大学自动化学学院教授. 主要研究方向为船舶运动控制, 船舶特辅装置, 复杂系统. E-mail: heujinhz@163.com
(JIN Hong-Zhang Professor at the College of Automation, Harbin Engineering University. His research interest covers ship motion control, marine special auxiliary devices, and complex system.)

王帆 哈尔滨工程大学工学博士. 主要研究方向为船舶姿态控制. 本文通信作者. E-mail: chinawangfan@yahoo.cn
(WANG Fan Received his Ph. D. degree from Harbin Engineering University. His main research interest is ship attitude control. Corresponding author of this paper.)

马玲 哈尔滨工程大学自动化学学院硕士研究生. 主要研究方向为先进控制理论与应用. E-mail: maling_china@hotmail.com
(MA Ling Master student at the College of Automation, Harbin Engineering University. Her research interest covers advanced control theory and application.)

高妍南 哈尔滨工程大学博士研究生. 主要研究方向为水下机器人姿态控制. E-mail: gaoyannan123@yahoo.com.cn
(GAO Yan-Nan Ph. D. candidate at Harbin Engineering University. Her main research interest is underwater robot control.)