

# 基于模型预测的船舶推进电机缺相故障 容错控制研究\*

谢嘉令, 施伟锋, 施裕奇

(上海海事大学 电气自动化系, 上海 201306)

**摘要:** 针对船舶电力推进系统中推进电机缺相故障, 提出一种基于模型预测的容错控制方法。根据单相开路后推进电机故障状态方程, 重新构建新解耦矩阵得到新坐标系下解耦电流, 以此提高预测控制性能。仿真结果表明, 模型预测容错电流控制方法在缺相故障下, 可降低0.15%转矩稳态误差, 削减0.24%转矩脉动, 且定子电流具有更好的正弦性, 在螺旋桨负载下, 船舶电力推进系统转速输出更稳定, 具有更强的容错能力, 可以实现断相后的稳定运行, 提升船舶航行安全可靠。

**关键词:** 船舶电力推进系统; 模型预测电流控制; 缺相故障; 容错控制; 解耦矩阵重构

**中图分类号:** TP276 **文献标识码:** A **文章编号:** 1001-4055 (2022) 11-210764-10

**DOI:** 10.13675/j.cnki.tjjs.210764

## Fault-Tolerant Control of Marine Propulsion Motor Open-Circuit Fault Based on Model Prediction Theory

XIE Jia-ling, SHI Wei-feng, SHI Yu-qi

(Department of Electrical Automation, Shanghai Maritime University, Shanghai 201306, China)

**Abstract:** A single-phase open-circuit fault tolerant control based on model prediction theory was presented for marine electric propulsion system. According to the fault state space representation of the propulsion motor after one phase open, a new decoupling matrix is reconstructed to obtain the decoupling current in the new coordinate system, so as to improve the performance of predictive control. The simulation results show that the fault-tolerant current control can reduce the stay-state error by 0.15% and the ripple by 0.24% under phase failure for torque, the stator current has better sinusoidal properties yet. Under propeller load, the speed output of propulsion motor has better stability and stronger fault tolerance. Therefore the marine electric propulsion system can realize stable operation after phase failure with this method, enhance the safety and reliability of navigation as well.

**Key words:** Marine electric propulsion system; Model predictive current control; Open-circuit fault; Fault-tolerant control; Decoupling matrix reconstruction

### 1 引言

吊舱式船舶综合电力推进系统因其高机动性、高燃油利用率以及优良的操作性能,配合永磁同步

电机(PMSM)低噪声、大功率等特点,成为现代大型舰船首选主动力单元<sup>[1]</sup>。船舶永磁同步电机根据永磁体安装位置,可分为内置式(IPMSM)和表贴式(SPMSM)两种。IPMSM属于凸极同步电机,适用于

\* 收稿日期: 2021-11-10; 修订日期: 2021-12-14。

基金项目: 上海市科技计划项目(20040501200)。

作者简介: 谢嘉令, 博士生, 研究领域为船舶电力推进控制系统。

通讯作者: 施伟锋, 博士, 教授, 研究领域为船舶电力系统建模与控制。

引用格式: 谢嘉令, 施伟锋, 施裕奇. 基于模型预测的船舶推进电机缺相故障容错控制研究[J]. 推进技术, 2022, 43(11): 210764. (XIE Jia-ling, SHI Wei-feng, SHI Yu-qi. Fault-Tolerant Control of Marine Propulsion Motor Open-Circuit Fault Based on Model Prediction Theory[J]. *Journal of Propulsion Technology*, 2022, 43(11):210764.)

高速场合;而SPMSM属于隐极式电机,其永磁体用量较少,有效气隙大,电枢反应小,转子转速低,具有结构简单、制造成本低,磁链谐波少,响应快速,低速段运行稳定等特点,将SPMSM与螺旋桨直接相连,可以省去传动减速箱,非常适合作为船舶推进电机。

航行期间,船舶推进系统需要长时间持续运行,工况复杂且海上环境恶劣,推进电机会出现多种故障。其中,由供电不稳、绕组端部断线等问题造成的电机缺相故障是最为常见的一种故障<sup>[2]</sup>。文献[3]对缺相故障下,三相PMSM电磁径向力动态特性进行分析,为故障下电磁径向力容错控制以及电机振动噪声控制提供理论参考。文献[4]基于磁动势不变原则,通过改变无故障相电流大小与夹角,保证故障前后磁链圆形轨迹,实现电机缺相故障下的安全运行。文献[5]基于转矩不变准则,提出在故障期间通过前馈电压补偿注入零序电流并使用谐振控制器抑制转矩脉动。文献[6]以十五相电机故障期间最大转矩输出为目标,将15个绕组分为三套分别进行独立控制,故障期间通过独立的电流控制器分别调节3个电流环,实现重新分配三套绕组间的能量达到容错控制目标。由上述文献可知,针对PMSM断相故障后容错控制方法,大致可分为基于转矩不变和基于磁动势不变原则的容错控制策略,通过健康相电流重构,实现转矩平滑输出的容错控制效果。

模型预测控制(MPC)策略是近年来继磁场定向控制(FOC)和直接转矩控制(DTC)后在电机控制领域蓬勃发展的一种先进控制策略,模型预测电流控制(MPCC)与模型预测转矩控制(MPTC)是MPC最为广泛使用的两种方法。文献[7]针对传统FOC控制存在的参数整定困难以及动态响应慢,提出使用有限控制集电流预测方法(FCS-MPC)直接处理变频器离散开关状态合集,避免复杂的空间矢量调制过程,提升系统动态性能。文献[8]针对MPCC控制性能依赖模型参数的问题,将传统给定跟踪型代价函数改进为PID型代价函数,用于消除稳态电流误差、降低电流均方根误差,实现MPC动态快速响应速度并抑制电流纹波,提升电流控制性能。文献[9]以减小电机转矩脉动为目的,提出基于离散空间矢量调制的MPTC算法,通过估计下一时刻的转输出,并与参考值比较,在每一个采样周期中求解代价函数确定所需输出控制信号,使电机跟踪给定转矩。文献[10]使用无差拍预测控制方法,通过 $d, q$ 轴电流静差积分

动态调节控制器磁链参数,消除电流静差,提升永磁同步电机电流环控制器性能。文献[11]提出一种基于预测误差补偿的鲁棒型模型预测电流控制方法,将电流预测误差作为补偿因子反馈到电流预测中,以此提升模型预测控制器的参数鲁棒性。文献[12]提出通过数据驱动的方法建立永磁同步电机白盒模型并将其作为电流预测模型实施在线模型预测控制,使用一种具有实时能力的递归最小二乘估计方法,提升数据驱动中白盒模型的精度,以此优化模型预测电流控制器稳态性能。上述MPC方法都不同程度地改善电流内环控制性能,提高PMSM控制系统动态性能,但都着重于提升电机正常运行时控制系统性能,并未考虑电机控制系统在故障状态下的MPC容错控制。

为提高船舶电力推进控制系统性能,使用模型预测电流控制器替代传统PI电流控制器,以此提升控制系统动静态性能。考虑到MPC控制依赖预测模型与实际对象匹配程度,在航行工况变化和外界环境扰动下出现的小幅度模型失配情况,可以通过反馈达到好的动静态性能;而由电机电气故障或机械结构损伤,引起模型出现较大失配,MPC稳态误差会增大,导致系统控制性能下降,则必须对MPC控制算法进行相应调整。因此,本文在模型预测控制基础上,针对三相推进电机单相缺相故障引起的预测模型失配问题,提出使用模型预测电流容错控制(MPFTCC)方法。根据电机缺相前后磁动势不变原则,基于三相PMSM单相断路数学模型,推导可实现容错控制的健康相电流,通过解耦矩阵重构,对失配模型进行修正,使其能够适应断相故障的容错控制,以此保证船舶主推进动力在故障状态下也能安全运行。

## 2 船舶PMSM推进电机模型预测控制

### 2.1 船舶电力推进系统

电力推进船舶使用大功率推进电机替代传统内燃机,由原动机带动发电机发电,经变频器把满足要求的电能输送到推进电机,从而驱动螺旋桨实现船舶运动的一种推进方式。使用永磁同步电机搭配吊舱式电力推进装置,可在节省船舱内部空间的同时提高操作性能和机动性,成为现代大型船舶首选动力单元。为满足船舶大型化、智能化的发展需求,现代大型船舶通常采用综合电力推进系统<sup>[13]</sup>,其结构如图1所示,G代表发电机(Generator)。

船舶综合电力推进系统主要由多套大功率燃气轮机发电机组构成的发电单元、可按船舶用电负载需

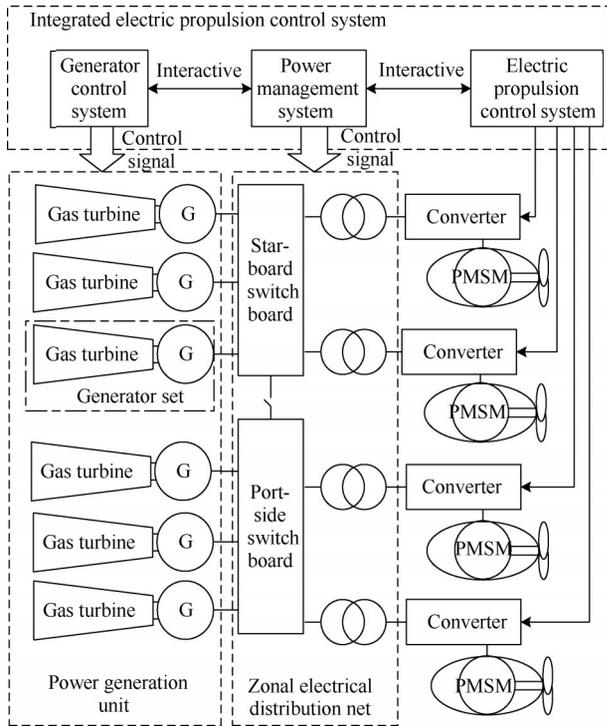


Fig. 1 Structure of integrated electric propulsion system

求分区域供电的区域配电网以及装备多套吊舱推进装置的推进子系统组成。推进子系统主要由推进电机、大功率变频器以及控制器组成。其中,推进电机为主要控制对象,理想状态下,船舶三相永磁同步推进电机电压与磁链方程可写为

$$\begin{cases} \mathbf{U}_{ABC} = \mathbf{R}_s \mathbf{I}_{ABC} + \frac{d}{dt} \boldsymbol{\psi}_{sABC} \\ \boldsymbol{\psi}_{sABC} = \mathbf{L}_{ABC} \mathbf{I}_{ABC} + \boldsymbol{\psi}_{fABC} \end{cases} \quad (1)$$

式中  $\mathbf{U}_{ABC} = [u_A \ u_B \ u_C]^T$ ,  $\mathbf{I}_{ABC} = [i_A \ i_B \ i_C]^T$  分别为三相绕组相电压与相电流;  $\mathbf{R}_s$  为绕组电阻;  $\mathbf{L}_{ABC}$  为电感矩阵;  $\boldsymbol{\psi}_{sABC}$ ,  $\boldsymbol{\psi}_{fABC}$  分别为三相绕组定子磁链与转子磁链。

$$\mathbf{L}_{ABC} = \begin{bmatrix} L_{AA} & L_{AB} & L_{AC} \\ L_{BA} & L_{BB} & L_{BC} \\ L_{CA} & L_{CB} & L_{CC} \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$\boldsymbol{\psi}_{fABC} = \psi_f \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \cos(\theta - \frac{2}{3}\pi) \\ \cos(\theta + \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix}$$

推进电机正常运行时,通过 abc - dq0 坐标变换矩阵对式(1)进行变换,即

$$\mathbf{C}_{dq0}^{ABC} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2}{3}\pi) & \cos(\theta + \frac{2}{3}\pi) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2}{3}\pi) & -\sin(\theta + \frac{2}{3}\pi) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \quad (3)$$

得到 d-q 坐标下定子电压方程以便进行控制器设计

$$u_d = R_s i_d + L_d \frac{d}{dt} i_d - \omega_e L_q i_q \quad (4)$$

$$u_q = R_s i_q + L_q \frac{d}{dt} i_q + \omega_e (L_d i_d + \psi_f)$$

此时,转矩方程可写为

$$T_e = 1.5 p_n i_q [i_d (L_d - L_q) + \psi_f] \quad (5)$$

## 2.2 船舶永磁同步推进电机模型预测电流控制

本文考虑经济性以及船舶螺旋桨低转速特点,以 SPMSM 作为对象进行控制研究。对于表贴式船舶永磁同步推进电机,常见的最大转矩电流比(MTPA)控制与  $i_d^* = 0$  控制方法在数学上等价。因此为简化研究过程,采用计算量较小的  $i_d^* = 0$  控制方法且 d, q 轴电感分量满足  $L_d = L_q = L$ 。此外,为建立预测模型,需将式(4)改写为定子电流状态方程,即

$$\begin{bmatrix} \frac{d}{dt} i_d \\ \frac{d}{dt} i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L} & \omega_e \\ \omega_e & -\frac{R_s}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L & 0 \\ 0 & 1/L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{\omega_e \psi_f}{L} \end{bmatrix} \quad (6)$$

令  $t_s$  为系统采样时间,使用一阶欧拉离散法,将式(6)离散化,并定义矩阵为

$$\mathbf{A}(k|k) = \begin{bmatrix} 1 - \frac{t_s R_s}{L} & t_s \omega_e(k) \\ -t_s \omega_e(k) & 1 - \frac{t_s R_s}{L} \end{bmatrix}, \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{t_s}{L} & 0 \\ 0 & \frac{t_s}{L} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{F}(k|k) = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{t_s \omega_e \psi_f}{L} \end{bmatrix}, \mathbf{x}(k+1|k) = \begin{bmatrix} i_d(k+1) \\ i_q(k+1) \end{bmatrix}$$

推进电机电流预测模型可表达为,

$$\mathbf{x}(k+1|k) = \mathbf{A}(k|k)\mathbf{x}(k|k) + \mathbf{B} \begin{bmatrix} u_d(k) \\ u_q(k) \end{bmatrix} + \mathbf{F}(k|k) \quad (7)$$

由式(7)可知,预测电流  $\mathbf{x}(k+1|k)$  由电压信号  $\mathbf{u}(k|k)$  控制。通过坐标变换可以得到每种开关状态对应的控制信号  $\mathbf{u}_{dqj} = [u_{dj} \ u_{qj}]^T$ , ( $j = 0, 1, \dots, 7$ )。考虑实际系统延迟,加入一拍补偿后可得第 j 个控制电压下电流预测值,即

$$\mathbf{x}_j(k+2|k) = \mathbf{A}(k|k)\mathbf{x}(k+1|k) + \mathbf{B} \begin{bmatrix} u_{dj} \\ u_{qj} \end{bmatrix} + \mathbf{F}(k|k) \quad (8)$$

通过该预测模型,可对所有开关状态下的电流进行预测,令  $\Delta \mathbf{x}_j(k+2|k) = \mathbf{x}^*(k+2|k) - \mathbf{x}_j(k+2|k)$  可根据目标函数  $g = \min \left\{ \left\| \Delta \mathbf{x}_j(k+2|k) \right\|_2^2 \right\}$  对预测结果进行评估,将代价函数  $\left\| \Delta \mathbf{x}_j(k+2|k) \right\|_2^2$  最小的电

压矢量作为最优控制电压  $u_{opt}$ , 在下一控制周期施加给电机。

此外, 考虑采样周期短, 相邻两控制周期中的转速与电角度可视为常数。因此,  $k+1$  时刻最优控制电压可写为

$$u_{opt} = B^{-1} [x^*(k|k) - A(k|k)x_{opt}(k+2|k) - F(k|k)] \quad (9)$$

### 2.3 船舶螺旋桨负载特性

电力推进船舶利用推进电机电磁转矩驱动螺旋桨旋转推动海水流动, 在海水的反作用力下产生与水流向相反的推力, 通过桨轴和推力轴承等作用于船体, 推动船舶实现运动。航行期间, 受到海浪、海风等海洋环境影响, 会引起船舶阻力、推进力和螺旋桨扭矩发生变化, 最终造成推进电机特性变化<sup>[14]</sup>。因此正常和故障状态下, 推进电机控制系统都需要与船舶螺旋桨特性相匹配。

根据船-桨系统特点和基本理论可知, 桨的推力  $P$  随进速系数  $J$  的不同而变化<sup>[15]</sup>。同时, 考虑推进电机转速  $n$  可测且与螺旋桨直接相连, 因此可建立如下船-桨模型<sup>[16]</sup>求得推进电机负载转矩。

$$\begin{cases} P = K_T \rho n^2 D^4, & T = K_M \rho n^2 D^5 \\ J = \frac{v_s(1-w)}{nD} \\ K_T = K_T(J), & K_M = K_M(J) \\ v_s = (P - R) \int \frac{1}{\lambda m} dt, & R = \xi v_s^2 \end{cases} \quad (10)$$

式中  $m$  和  $\lambda$  分别为船舶质量与附加质量系数;  $v_s$  与  $R$  为船速与所受阻力;  $P$  为螺旋桨推力;  $T$  为螺旋桨阻转矩;  $J$  为进速系数;  $n$  与  $D$  为螺旋桨转速与直径;  $\rho, t, \xi, w$  分别为海水密度, 推力减额系数, 船舶总阻力系数以及伴流系数; 推力系数  $K_T$  及扭矩系数  $K_M$  可通

过 8 阶 Chebyshev 多项式拟合式对诺尔斯特洛姆 (Nordstrom) 试验图谱<sup>[17]</sup>进行数值拟合得到。

螺旋桨负载计算模型如图 2 所示。其输入量为电机转速与桨进速, 输出为航速与螺旋桨负载转矩。当电机转速稳定时, 螺旋桨推力与船舶阻力达到平衡, 船舶航速与桨进速为一恒值, 从而进速比保持常值, 此时螺旋桨转矩即推进电机负载转矩也将稳定在某一常值。

## 3 船舶永磁同步推进电机缺相故障容错控制

船舶电力推进系统运行过程中, 推进电机定子绕组或逆变器开关发生短路或开路故障时, 通常会切断故障相所在支路以保护系统。因此, 上述 4 种电气故障可转换为单相开路故障进行容错控制研究。考虑船用推进电机多为三相永磁同步电机, 本文在分析船舶电力推进系统结构基础上, 以三相 PMSM 为例, 结合船舶螺旋桨负载特性, 根据故障前后磁动势不变原则, 设计单相断路故障下 PMSM 容错控制策略。

### 3.1 推进电机缺相故障分析

PMSM 定子绕组均采用对称的三相绕组, 仅考虑基波磁动势分量, 通电后各绕组产生磁动势为

$$\begin{cases} F_A = F_m \cos \theta \\ F_B = F_m \cos(\theta - \frac{2}{3}\pi) \\ F_C = F_m \cos(\theta + \frac{2}{3}\pi) \end{cases} \quad (11)$$

式中  $F_A, F_B, F_C$  分别为 A, B, C 三相瞬时磁动势;  $F_m$  为基波磁动势幅值;  $\theta$  为实测电机电角度。

由此可得 PMSM 正常运行状态下合成磁动势为

$$\Sigma F = F_A + F_B e^{\frac{2}{3}\pi} + F_C e^{-\frac{2}{3}\pi} = \frac{2}{3} F_m e^{j\theta} \quad (12)$$

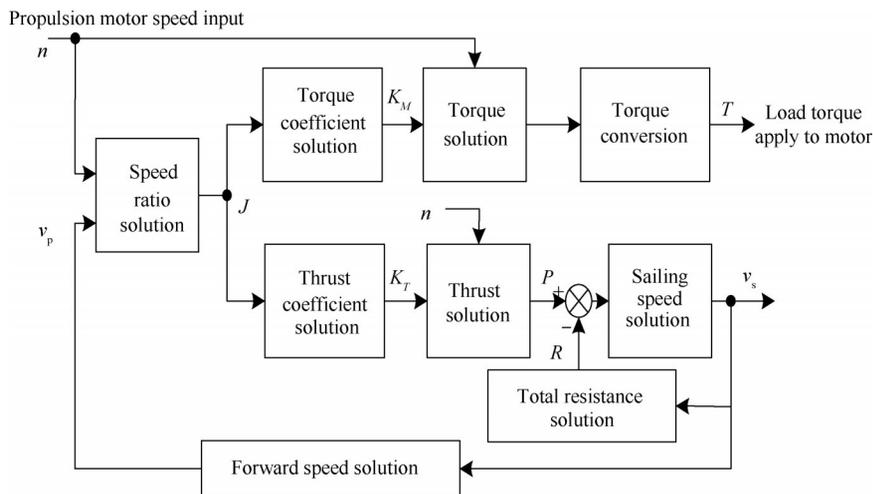


Fig. 2 Calculation diagram of propeller torque

假设A相发生开路故障,该相电流与磁动势都为0,PMSM合成磁动势 $\Sigma F_f$ 改变为

$$\Sigma F_f = 0 + F_B e^{\frac{2}{3}\pi} + F_C e^{-\frac{2}{3}\pi} = F_m e^{j\theta} - \frac{1}{2} F_m e^{-j\theta} \quad (13)$$

此时,若继续按照原先控制方法,则会生成椭圆形磁链轨迹,产生接近电机转速频率的转矩脉动,进而影响电机转速。因此,为保证推进电机正常运行,考虑改变健康相电流确保其仍能合成一个圆形磁场,即令 $\Sigma F_f = \Sigma F$ 。同时根据磁动势与电流关系可得A相开路故障后B,C健康相的容错电流瞬时值分别为

$$\begin{cases} i_B^* = \sqrt{3} I_s \cos(\theta + \frac{5}{6}\pi) \\ i_C^* = \sqrt{3} I_s \cos(\theta - \frac{5}{6}\pi) \end{cases} \quad (14)$$

同理可得B,C相故障时,其余健康相电流表达式分别为

$$\begin{cases} i_C^* = \sqrt{3} I_s \cos(\theta - \frac{\pi}{2}) \\ i_A^* = \sqrt{3} I_s \cos(\theta - \frac{\pi}{6}) \end{cases} \text{和} \begin{cases} i_A^* = \sqrt{3} I_s \cos(\theta + \frac{\pi}{6}) \\ i_B^* = \sqrt{3} I_s \cos(\theta + \frac{\pi}{2}) \end{cases}$$

故障前后各相电流相序如图3所示,实线为故障后的容错电流。

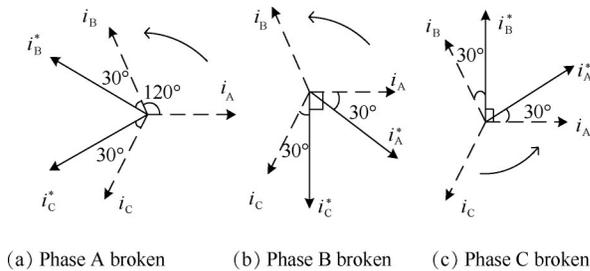


Fig. 3 Phase of the sator current under normal and different phase fault conditions

结合上述分析可知,为使电机达到故障前的运行状态,故障后的电流幅值需调整为原先电流的 $\sqrt{3}$ 倍,同时,健康相电流相位由原先的互差 $120^\circ$ 变为互差 $60^\circ$ ,按逆时针方向,第一个电流量要滞后故障前 $30^\circ$ ,第二个要超前 $30^\circ$ 。式(15)为故障后电机三相容错参考电流通用表达式,表1为相应故障所对应参数。

$$\begin{cases} i_x^* = \sqrt{3} I_s \cos(\theta + \frac{5\pi}{6} + \frac{2}{3}k\pi) \\ i_y^* = \sqrt{3} I_s \cos(\theta - \frac{5\pi}{6} + \frac{2}{3}k\pi) \\ i_z^* = 0 \end{cases} \quad (15)$$

Table 1 Parameters of the fault current expression

Fault phase	x	y	z	k
Phase A	B	C	A	0
Phase B	C	A	B	1
Phase C	A	B	C	2

### 3.2 缺相容错解耦矩阵重构

与多相电机不同,三相电机发生缺相故障后,控制系统仅剩单个控制自由度,无法同时控制两相电流。为增加电流控制自由度,需将电机中性点引出至一新桥臂,形成四桥臂拓扑结构,实现对剩余健康相电流的有效控制,保障电机稳定运行。

针对单相断路故障,三相推进电机根据磁动势不变原则,可求解故障后健康相的参考电流,若要实现容错控制,还需要对参考电流进行跟踪。以直流量为参考量的模型预测控制,可通过空间矢量原理和解耦矩阵,实现较好的转矩控制特性。故障发生后,由于故障相存在反电势,沿用原矩阵会增加控制策略的复杂度,因此需重新设计解耦矩阵。

假设A相发生断路故障,考虑中线电流可得式(16),其空间矢量和新解耦坐标如图4所示。

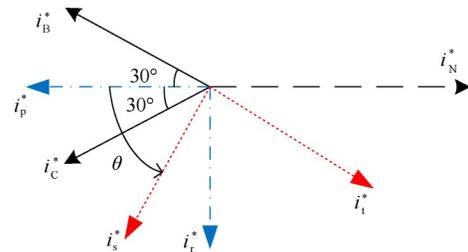


Fig. 4 Frame transformation in case of phase A open

$$\begin{cases} i_B^* = \sqrt{3} I_s \cos(\theta + \frac{5}{6}\pi) \\ i_C^* = \sqrt{3} I_s \cos(\theta - \frac{5}{6}\pi) \\ i_N^* = 3I_s \cos\theta \end{cases} \quad (16)$$

根据矢量图,在新坐标下分解后可得

$$i_{pr}^* = \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -1 \\ \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 0 \end{bmatrix} I_{BCN}^* = R \cdot I_{BCN}^* \quad (17)$$

通过待定系数法,假设

$$i_{st}^* = \begin{bmatrix} a \cos\theta & b \sin\theta \\ c \sin\theta & d \cos\theta \end{bmatrix} i_{pr}^* = S \cdot R \cdot I_{BCN}^* \quad (18)$$

令 $i_{dq}^* = i_{st}^*$ 可解得

$$\begin{cases} a = -c = \frac{-2}{3\sqrt{3} + 6} \\ b = d = \frac{2}{\sqrt{3}} \end{cases}$$

带入式(17)即可得到 A 相断路时的容错电流解耦矩阵

$$[S \cdot R]_{Mf} = \begin{bmatrix} -h_1 \cos \theta + h_2 \sin \theta & -h_1 \cos \theta - h_2 \sin \theta & h_3 \cos \theta \\ h_1 \sin \theta + h_2 \cos \theta & h_1 \sin \theta + h_2 \cos \theta & -h_3 \sin \theta \end{bmatrix} \quad (19)$$

式中  $h_1 = \frac{1}{3 + 2\sqrt{3}}, h_2 = \frac{1}{\sqrt{3}}, h_3 = \frac{2}{6 + 3\sqrt{3}}$ 。

#### 4 基于 MPFTCC 的船舶永磁同步推进电机容错控制系统

船舶电力推进模型预测容错电流控制系统结构如图 5 所示。

永磁同步推进电机定子侧按转子位置定向,磁链同转矩方向一致,故设  $i_d^* = 0$ ,  $q$  轴电流给定信号经由转速 PI 控制器根据转速反馈误差进行调节后输出。三相反馈电流经解耦矩阵解耦后输入电流控制器。正常情况三相电流通过  $C_{dq0}^{ABC}$  矩阵解耦再进行跟踪控制;当系统发生单相断路故障后,封锁故障相驱动信号以隔离故障,并触发第四桥臂,形成容错拓扑结构,同时使用式(19)新解耦矩阵  $[S \cdot R]$  对电流进行解耦,计算容错电流,通过模型预测控制器对电流进行跟踪控制。

MPFTCC 电流容错控制器根据当前时刻电机转

速和解耦后  $d-q$  轴电压电流,由式(7)预测模型计算下一时刻电流  $i_{dq}^{k+1}$ ,通过矩阵变换计算所有开关状态下的控制电压  $u_{dq}$  并根据式(8)进行一拍补偿,得到所有预测电流向量  $i_{dq}^{k+2}$ ,通过代价函数  $g = \min \left\{ \left\| \Delta i_j(k+2|k) \right\|_2^2 \right\}$  计算得到最优控制电压  $u_{opt}$ ,经 SVPWM 调制后在下一时刻对电机实施控制。

推进电机参数和螺旋桨负载模型参数如表 2 和表 3 所示。在 Matlab/Simulink 仿真环境下,分析船舶进出港和海上全速航行两种工况以及螺旋桨突加突减负荷情况下推进控制系统性能。此外为体现所设计容错控制系统性能,考虑在海上全速航行期间,推进电机发生单相断路故障情况,将 MPFTCC 与传统 MPC 和传统 PI 控制结果进行比较与分析。考虑推进轴转速一般低于 200r/min 且推进电机与螺旋桨直连,因此仿真中给定转速按航行工况,定义 70r/min 为港内全速,100r/min 为海上全速。PI 控制中,转速环控制参数  $K_{sp} = 6, K_{sl} = 300$ ,电流环控制参数  $K_{cp} = 9.35, K_{cl} = 1650$ 。  $t_s = 2\mu s$  为模型预测控制采样时间。

电流预测控制流程如图 6 所示。

#### 4.1 船舶推进系统加减速及突加突减负载仿真

正常状态下,船舶推进系统 0.05s 正车启动至港内全速,推进电机稳定运行在 70r/min,转矩稳定在  $161.2N \cdot m$ ;0.85s 加速至海上全速,电机转速稳定在 100r/min,转矩稳定在  $329N \cdot m$ 。海上全速期间由于风浪影响,2s 时刻螺旋桨部分出水,导致转矩突减 50%,0.5s 后螺旋桨再次入水,转矩恢复正常;3.5s 时

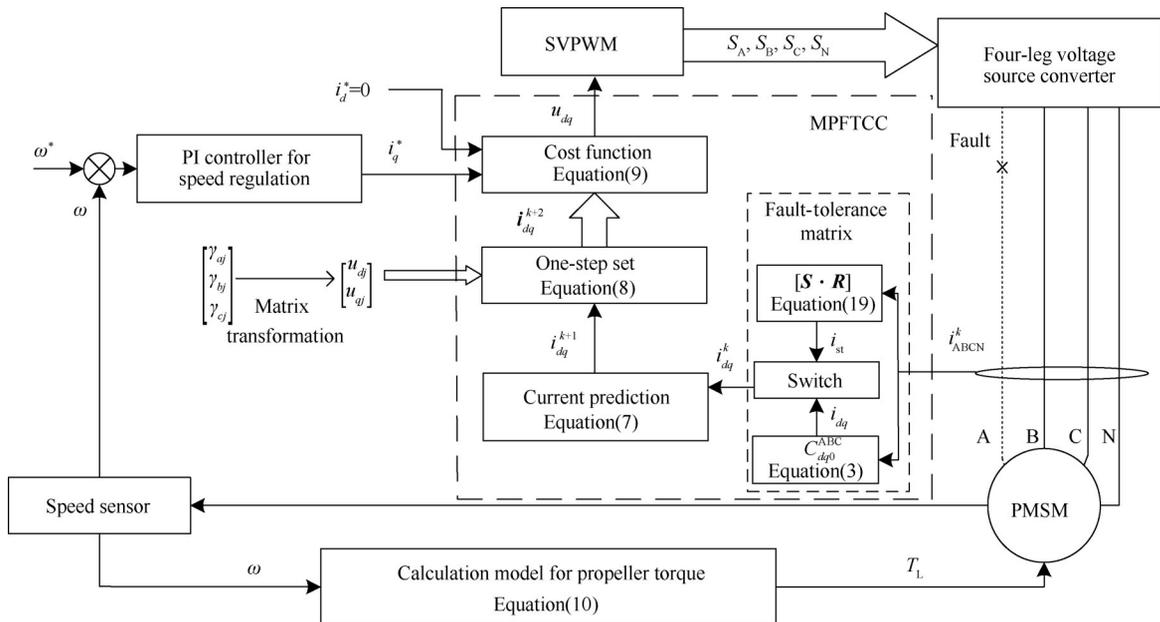


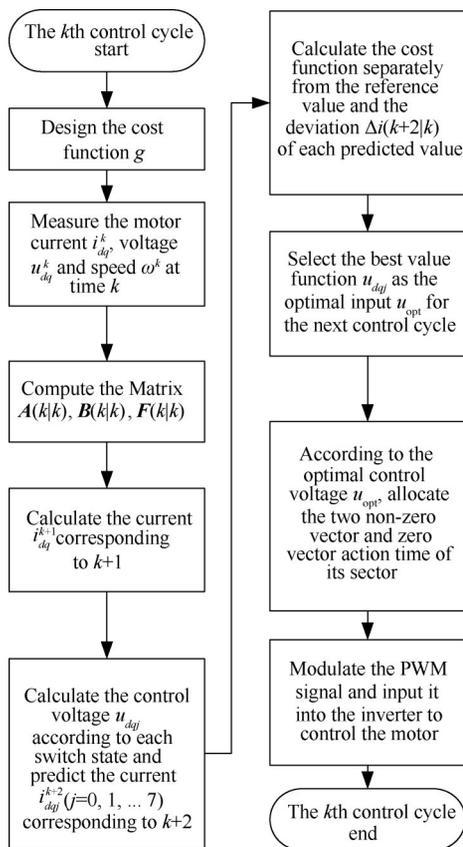
Fig. 5 Block diagram of marine electric propulsion MPFTCC

**Table 2 Parameters of PMSM model**

Parameter	Value
Pole pairs $p_n$	4
Stator resistance $R_s/\Omega$	1.5
Inductance $L/mH$	8.5
Flux $\psi_f/Wb$	0.03
Inertia/ $(kg \cdot m^2)$	0.8

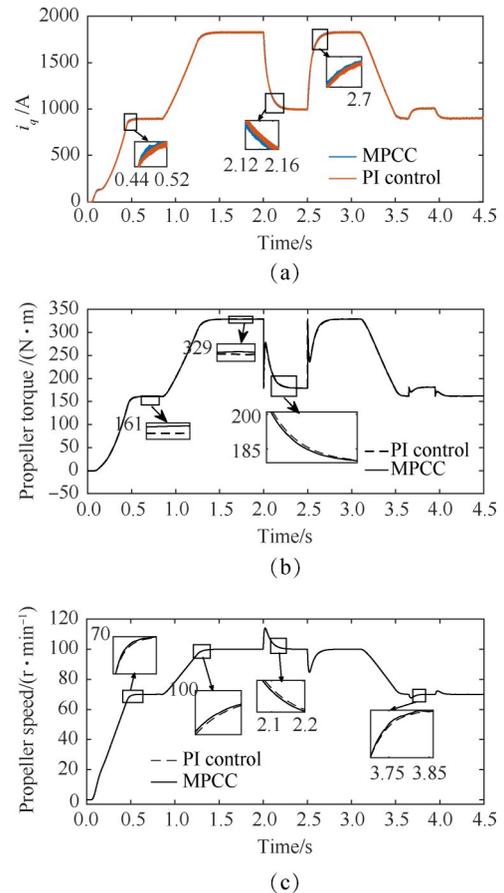
**Table 3 Parameters of propeller model**

Parameter	Value
Diameter $D/m$	3.6
Density $\rho/(kg \cdot m^{-3})$	1025
Drainage $m/t$	15527
Wake coefficient $w$	0.1355
Added factor $\lambda$	1.08
Resistance factor $\zeta$	0.018
Thrust deduction factor $t$	0.1548
Reduction factor $\eta$	$2.85 \times 10^{-3}$



**Fig. 6 Flow chart of model predictive control**

开始减速至港内全速,准备再次进港;3.65 ~ 3.95s 期间由于螺旋桨被异物缠绕,转矩突增 12%。转矩于 2.95s 时刻恢复并保持港内全速直至 4.5s 仿真结束。期间推进电机电流、转速以及螺旋桨负载转矩变化曲线如图 7 所示。



**Fig. 7 Performances of propulsion system under MPCC and PI control**

结合推进电机电流、转矩、转速变化曲线分析可知,推进电机正常启动以及航速切换时,MPCC 电流控制器可以使  $q$  轴电流跟快跟踪给定值,考虑磁场方向,因此给定电流与转矩满足  $i_q^* = \frac{2}{3p_n\psi_f} T_e^*$ ,故使电机启动后电磁转矩快速上升达到给定值,稳态误差相较 PI 控制降低 0.015%,并带动螺旋桨旋转至给定转速。当螺旋桨部分出水导致转矩大幅下降,转速陡增,电磁转矩由 MPCC 控制后经 0.328s 达到稳定,相较于传统 PI 控制器,调节时间缩短 1.48% 且稳态误差降低 0.05%,具有更好的动静态性能,转速也因此实现给定快速跟踪。当异物缠绕螺旋桨,转矩小幅增加,MPCC 能使转矩快速恢复稳定,缩短 0.421% 调节时间。由此可知,MPCC 控制方法在船舶航行工况变化以及海洋环境扰动引起的小幅模型失配情况下,仍可通过系统反馈使电流能够快速跟踪给定,使电磁转矩达到给定,进而稳定转速。因此使用响应速度更快的 MPCC 控制器替代传统 PI 控制器,可以提升船舶正常航行期间电力推进控制系统动静态性能。

### 4.2 船舶推进系统 A 相缺相故障容错控制仿真

推进电机于 0.1s 带螺旋桨负载正常启动且稳定运行,转速稳定在 100r/min,转矩稳定在 329N·m;0.5s 电机 A 相发生断路故障,0.2s 后针对故障相进行容错控制。三种控制策略下,推进电机电流、转矩以及转速变化如图 8~10 所示。

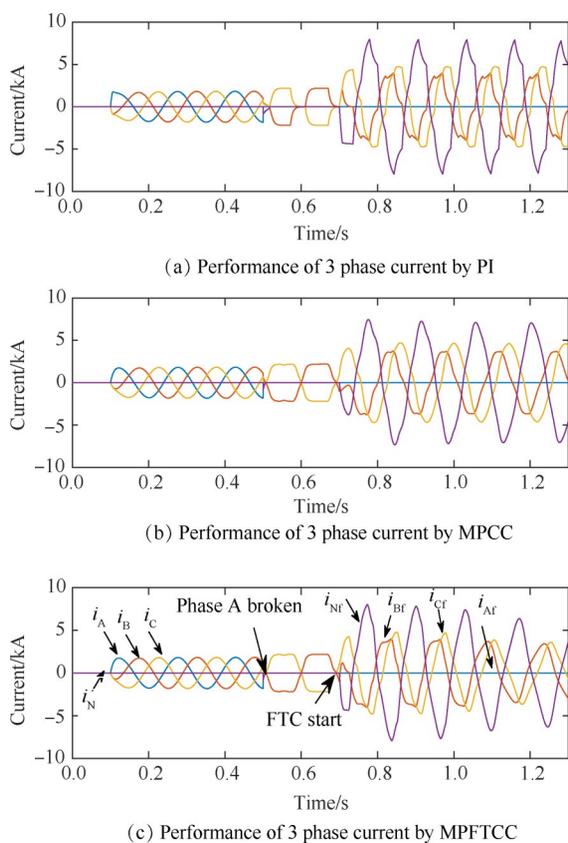


Fig. 8 Performances of sator current with fault under MPFTCC, MPCC and PI control

由图 8 可知, A 相断路故障发生期间,故障相电流  $i_{Af}$  降为 0。故障初期,由于未接入备用桥臂,控制系统仅剩单自由度,无法同时控制 B、C 两健康相电流,因此健康相电流呈两幅值相等,相位互差  $180^\circ$  的波形,此时电机输出转矩发生剧烈震荡,长期处于这种状态会对电机造成损伤,影响船舶航行安全。0.7s 关断故障相桥臂,同时将电机中线接入备用第四桥臂实现对故障相的隔离与容错控制。经过容错矩阵与 MPC 算法共同作用,0.3s 后,两健康相电流  $i_{Bf}$  与  $i_{Cf}$  幅值从故障前的 1828A 增至 3166.1A,约为原先  $i_b$  和  $i_c$  的  $\sqrt{3}$  倍,且互差  $60^\circ$ ,与之前分析结果一致。此外由于容错矩阵的作用,定子电流总谐波失真(THD)从 18.7% 降至 11.76%,因此,故障后 MPFTCC 的三相电流正弦性得到较大改善。

如图 9 所示,推进系统正车启动,船舶正向前进

时,螺旋桨运行特性为一条光滑的平方曲线。由式 (10) 分析可知,当螺旋桨直径、水密度等参数一定时,螺旋桨转矩与转速的平方成正比,因此该系统模型在正常或缺相故障期间下,推进电机的输出转速与转矩都能与螺旋桨负载特性相匹配。

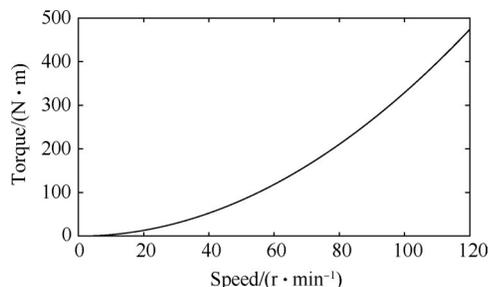


Fig. 9 Characteristic curve of propeller under MPFTCC

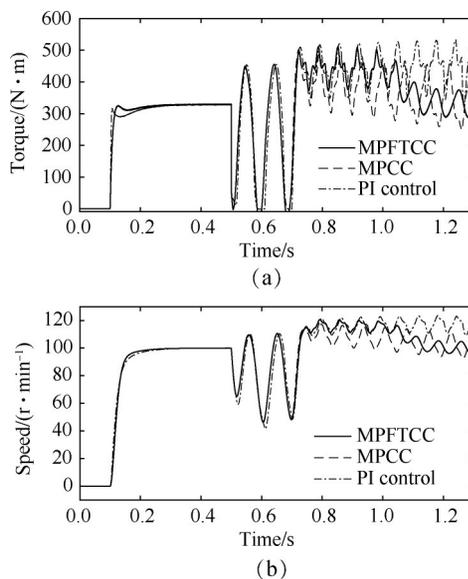


Fig. 10 Performances of speed and torque with fault under MPFTCC, MPCC and PI control

结合图 10(a), (b) 故障期间电机转矩与转速变化曲线,相较于传统 PI 控制, MPC 控制方法下电机启动转矩经 0.221s 后稳定,缩短 0.3% 的过度时间,具有更快的响应速度。故障发生瞬间,转速陡降 34% 相较于 PI 控制的 40%,转速跌落更小。但由于故障后系统模型发生改变,使得两者控制性能下降明显,转矩出现较大脉动最终影响转速稳定。MPFTCC 控制方法相对于传统 MPC 控制方法,由于加入容错解耦矩阵,导致容错控制期间控制结构也发生变化,因此恢复时间稍长。但在容错开始后,MPFTCC 电流预测模型也随之发生改变,因此稳定后转矩转速脉动更小,静态特性更优。三种控制策略性能比较如表 4 所示。

**Table 4 Comparisons of MPFTCC, MPCC and PI control methods' performance**

	PI	MPCC	MPFTCC
Setting time in normal/s	0.318	0.221	0.221
Instantaneous speed at fault/(r·min <sup>-1</sup> )	60	66	66
Resetting time/s	0.267	0.250	0.360
THD for current after fault/%	22.89	18.70	11.76
Pulsation of torque after fault/%	0.20	0.37	0.13
Steady state error of torque after fault/%	0.47	0.26	0.11
Steady state error of speed after fault/%	16.10	2.05	0.40

观察容错后的转矩转速稳态误差对比结果,模型预测控制算法配合容错解耦矩阵,推进系统可以获得稳定的输出转矩,进而提升转速控制性能。同时由于螺旋桨负载特性,更稳定的转速可以使螺旋桨产生更稳定的推力,使得船舶在故障状态也能稳定航行。因此,本文提出的模型预测容错控制策略可以使船舶电力推进系统在单相断路故障下减少性能下降程度,具有更好的容错能力。

## 5 结论

本文通过研究,得到如下结论:

(1)为提高控制系统性能,提出使用模型预测电流控制方法(MPCC)取代传统FOC电流PI内环控制,避免复杂的控制器参数整定。仿真结果表明,MPCC在提升电流畸变、转矩响应速度和稳态精度等性能指标上具有优势,且对工况变化、负载突加突减等小幅模型失配情况,可通过系统反馈进行调整,具有一定的鲁棒性。

(2)针对缺相故障后电机模型发生改变,影响模型预测控制性能,通过新的坐标重构解耦矩阵,提高电流预测模型精度。仿真结果表明,新的解耦矩阵可以进一步降低电流畸变,使定子电流获得更好的正弦性,同时也可以提高转矩控制精度、降低转矩脉动。模型预测容错电流控制方法(MPFTCC)结合模型预测控制策略与新解耦矩阵特点,与其它两种控制相比,在单相断路故障发生后,控制器性能下降最小,具有较强的容错能力,可以提高电力推进船舶航行的安全性和可靠性。

(3)本文MPFTCC通过解耦矩阵间硬切换,即强行切换控制器结构实现推进电机单相缺相故障容错控制,导致故障恢复时间较长,影响容错控制效果,因此需要设计平滑合理的切换律保证两者的平滑过渡,缩短恢复时间。

**致谢:**感谢上海市科技计划项目的资助,感谢上海海事大学物流工程学院电气自动化系的施伟锋教授,施耐

德电气联合实验室胡红钱、施裕奇、刘超凡、刘行等在研究过程以及论文撰写期间给予的帮助。

## 参考文献

- [1] 汤天浩,韩朝珍.船舶电力推进系统[M].北京:机械工业出版社,2015.
- [2] 贾少锋,刘紫薇,梁得亮.多相电机容错控制策略综述[J].西安交通大学学报,2021,55(6):176-184.
- [3] 韩海风,邓明星,张海军,等.缺相故障下永磁同步电机电磁径向力动态特性分析[J].微电机,2020,53(9):23-27.
- [4] Akay A, Lefley P, Kansara M, et al. Open-Circuit Fault-Tolerant Control for a Five-Phase Permanent Magnet Synchronous Machine Drive[C]. Antalya: 2020 7th International Conference on Electrical and Electronics Engineering, 2020.
- [5] Guo Y, Wu L, Huang X, et al. Adaptive Torque Ripple Suppression Methods of Three-Phase PMSM During Single-Phase Open-Circuit Fault-Tolerant Operation [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2020, 56(5): 4955-4965.
- [6] 刘海涛,王东,易新强,等.适用于多种缺相故障的十五相感应电机统一容错控制[J].中国电机工程学报,2019,39(2):327-336.
- [7] 李自成,易亚文,王后能,等.基于有限集电流预测控制的永磁同步电机转矩脉动抑制[J].电机与控制应用,2020,47(8):13-18.
- [8] 陈卓易,屈稳太.基于PID型代价函数的永磁同步电机模型预测电流控制[J].电工技术学报,2021,36(14):2971-2978.
- [9] 张旭隆,曹言敬,叶宗彬,等.基于离散空间矢量调制的SRM转矩预测控制[J].电力电子技术,2020,54(2):56-59.
- [10] 刘建强,郝文瑾,陈爱峰,等.永磁同步电机无差拍预测电流控制策略研究[J].铁道学报,2021,43(8):62-72.

- [11] 姚绪梁, 麻宸伟, 王景芳, 等. 基于预测误差补偿的鲁棒型永磁同步电机模型预测电流控制[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(17): 6071-6081.
- [12] Brosch A, Hanke S, Wallscheid O, et al. Data-Driven Recursive Least Squares Estimation for Model Predictive Current Control of Permanent Magnet Synchronous Motors [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2021, 36(2): 2179-2190.
- [13] Jelić M, Radica G, Račić N, et al. Developments in Marine Hybrid Propulsion [C]. *Croatia: 2021 6th International Conference on Smart and Sustainable Technologies*, 2021.
- [14] 王展智, 熊 鹰, 孙海涛, 等. 直航和回转工况下吊舱推进器水动力性能数值计算方法研究[J]. 推进技术, 2016, 37(3): 593-600(WANG Zhan-zhi, XIONG Ying, SUN Hai-tao, et al. Numerical Study on Hydrodynamic Performance of Podded Propulsor in Straight Forward and Steering Conditions [J]. *Journal of Propulsion Technology* 2016, 37(3): 593-600.)
- [15] Yu Kai, Yan Peikai, Hu Jian. Numerical Analysis of Blade Stress of Marine Propellers [J]. *Journal of Marine Science and Application*, 2020, 19: 436-443.
- [16] Kim Howan, Leong Zhi Quan. Numerical Testing and Verification of a Marine Propeller Operating in a Uniform Flow Field [J] *Ships and Offshore Structures*, 2021, 16(2).
- [17] LI Dian-pu, WANG Zong-yi, CHI Hai-hong. Chebyshev Fitting Way and Error Analysis for Propeller Atlas across Four Quadrants [J]. *Journal of Marine Science and Application*, 2002, 1(1): 52-59.

(编辑:朱立影)