基于模型改进的直驱式波浪能转换装置功率优化策略

黎水源，杨俊华，邓存杰，曾智好，冯娅娅，魏俊辉
（广东工业大学 自动化学院，广东 广州 510006）

摘 要：针对波浪能转换装置在实际运行工况下产生的非线性效应导致波浪能捕获效率低下问题，文章提出一种模型改进功率优化策略。考虑浮子自由态所受合力，利用级数展开法进行等效近似，并引入独立迭代算法，基于统计相似性度量的卡尔曼滤波器确定多项式系数，建立欧拉-拉格朗日方程获取最优控制律，通过控制电流跟踪即可实现最大功率捕获。仿真结果表明，改进卡尔曼滤波器能降低噪声影响，减少参数辨识误差，文章所提策略可有效提升系统实际运行工况的输出功率。

关键词：模型改进；最优控制；统计相似性度量；功率优化；参数辨识
中图分类号：P743.2 **文献标志码**：A **文章编号**：1671-5292(2025)12-1697-08

0 引言

工业化进程导致碳排放加剧，对人类可持续发展构成严重威胁[1]，应对全球气候变化刻不容缓，开发利用可再生能源受到人们持续关注。波浪能分布广阔、储量丰富、可预测性好，对实现“双碳”目标具有重要意义[2]。目前应用的波浪能转换装置(Wave Energy Converters，WEC)主要有气压式、液压式和直驱式等多种型式[3]。WEC 通过阿基米德波浪摆运动，使永磁同步直线电机(Permanent Magnet Synchronous Linear Machine，PMLSM)定子和转子产生相对运动，实现能量转换[4]。WEC 具有结构简单、效率高、可靠性好等特点，受到人们广泛关注[5,6]。

设计有效的控制策略，提高 WEC 的平均输出功率，是近年来国内外波浪能发电的研究热点。波浪能最大功率捕获本质上是一个最优控制问题，当浮子与波浪运动发生共振时，波浪能转换效率最高[7]。阻抗匹配控制[8]、闭锁控制[9]、模型预测控制(Model Predictive Control，MPC)等传统控制方法[10-13]能够实时控制 WEC 实现最大功率捕获，但这些控制方法均采用线性动力学模型，控制精度不高。文献[14]采用加窗傅里叶变换提取波浪主频，结合波浪能捕获策略，确定系统期望跟踪曲线，但将随实际海况变化的辐射力系数视为常数。建立 WEC 动力学模型时，辐射力、静摩擦力等非线性力计算复杂，忽略非线性力计算或将非线性力线性化会产生模型误差，进而影响控制策略性能。

研究人员将强化学习法与传统控制方法相结合，解决了传统控制策略高度依赖模型精度的问题。文献[15]引入深度强化学习法，采用深度 Q 网络(Deep Q-Network，DQN)算法调整 WEC 动力输出(Power Take-Off，PTO)系统的阻尼和刚度系数。文献[16]提出一种 Bayesian Actor-Critic 策略，采用策略梯度方法，结合贝叶斯优化算法进行探索和更新参数，动态搜寻最优 PTO 力，实现 WEC 最大功率输出。文献[17]提出一种线性非因果最优控制策略，利用 MPC 优化能力和所提策略的自适应性，提高 WEC 在变海况下的控制性能和能量捕获效率。文献[18]采用优化技术改进 DQN 算法，将非线性静摩擦力引入奖励函数，在无实时波浪信息条件下最大化 WEC 波浪能转换率。强化学习法是一种无模型算法，可解决模型精度导致传统控制策略受限问题，但需要大量数据训练模型，训练时间长，计算复杂度较高，无法及时适应新环境状态，影响控制策略实时性，且奖励函数和状态空间、动作空间设计不当会引入误差，导致学习效果不佳。

为此，本文提出一种新型控制策略，将 WEC 系统中除控制力外的所有作用力统一建模为合力；导出给定时间范围内最大化能量捕获控制律，

收稿日期：2025-03-25。
基金项目：国家自然科学基金(62173148)；广东省自然科学基金(2022A1515010150，2023A1515010184)。
通信作者：杨俊华(1965-)，男，博士，教授，研究方向为新能源发电及其电机控制。E-mail：yly93@gdut.edu.cn

结合级数展开方法和扩展状态观测器确定多项式系数;引入独立迭代算法,结合基于统计相似性度量的卡尔曼滤波器,减小参数辨识误差。本文所提策略与传统控制策略相比,避免直接计算辐射力、静摩擦力等非线性力,降低计算复杂度并减少模型误差,保证 PTO 系统实时控制 WEC,实现最大功率捕获并提高系统稳定性。仿真结果表明,改进卡尔曼滤波器能降低噪声影响,减少参数辨识误差,本文所提策略可有效提升 WEC 功率捕获能力,提高其平均输出功率。

1 直驱式波浪发电系统

直驱式波浪发电系统结构如图 1 所示,系统由浮子、永磁同步电机、弹簧等装置组成。发电装置固定于海底,浮子与永磁同步电机刚性连接,波浪涌动带动浮子进行垂荡运动,动子切割磁场发电,实现波浪能和电能的转换。

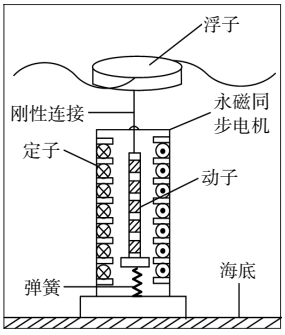


图 1 直驱式波浪发电装置结构

Fig.1 Structure of linear generator based wave energy conversion systems

1.1 传统水动力模型

浮子运动时受波浪激励力、静水恢复力、辐射力、摩擦力和粘滞力作用,依据牛顿第二定律得出时域水动力方程[19]:

$$ma+F_h(t)+F_f(t)+F_{rad}(t)=F_e(t)+F_u(t) \quad (1)$$

式中:m 为浮子的质量,kg;a 为浮子的加速度,m/s^2;F_h 为静水恢复力,N;F_f 为摩擦和粘滞力,N;F_{rad} 为辐射力,N;F_e 为波浪激励力,N;F_u 为控制力,N。

$$F_h(t)=fx(t) \quad (2)$$

式中:f 为浮力系数;x 为浮子位移,m。

$$F_f(t)=\eta v(t) \quad (3)$$

式中:η 为摩擦和粘滞力系数;v 为浮子速度,m/s。

F_{rad} 具有非线性效应,根据线性势流理论建模,结合 Cummins 理论,将辐射力近似为线性组合,并用辐射脉冲响应函数表示:

$$F_{rad}(t)=m_\infty a+\int_{-\infty}^{t}[k(t-\tau)v(\tau)\mathrm{d}\tau] \quad (4)$$

式中:m_∞ 为浮子的附加质量,kg;τ 为积分时间变量;$k(t-\tau)$为脉冲响应函数。

式(4)含卷积项,计算困难,为提高控制策略效率,采用状态空间模型近似等效辐射力:

$$\begin{cases}\dot{x}_r(t)=\boldsymbol{A}_z x_r(t)+\boldsymbol{B}_z v(t)\\ \int_{-\infty}^{\infty}[k(t-\tau)v(\tau)\mathrm{d}\tau]=\boldsymbol{C}_z x_r(t)\end{cases} \quad (5)$$

式中:x_r 为辐射力状态变量;$\boldsymbol{A}_z$,$\boldsymbol{B}_z$,$\boldsymbol{C}_z$ 为拟合系数矩阵。

结合式(1)~(5)得:

$$Ma+\boldsymbol{C}_z x_r(t)+fx(t)+\eta v(t)=F_e(t)+F_u(t) \quad (6)$$

式中:M 为总质量,$M=m+m_\infty$。

1.2 PMLSM 数学模型

设 PMLSM 为理想电机,忽略电机涡流、磁滞损耗及电机饱和效应,建立同步旋转坐标系 d-q 轴数学模型:

$$\begin{cases}u_d=Ri_d+L_d\dfrac{\mathrm{d}i_d}{\mathrm{d}t}-\omega_e L_q i_q\\ u_q=Ri_q+L_q\dfrac{\mathrm{d}i_q}{\mathrm{d}t}-\omega_e(L_d i_d+\Psi_f)\end{cases} \quad (7)$$

式中:u_d,u_q 分别为定子电压 d,q 轴分量,V;i_d,i_q 分别为定子电流 d,q 轴分量,A;R 为定子电阻,Ω;ω_e 为电角速度,rad/s;L_d,L_q 分别为 d,q 轴电感分量,H;Ψ_f 为永磁体磁链,Wb。

为减少电机损耗,提高系统输出功率,采用相量控制策略,令 i_d=0,电机电磁力为

$$F_u=\frac{3\pi p}{2\varepsilon}\Psi_f i_q=ki_q \quad (8)$$

式中:p 为电机极对数;ε 为电机极距,m;k 为常数。

2 最优控制策略

考虑浮子在自由状态下所受合力 F_z,此时有:

$$Ma=F_z(x,v,t)+F_u(t) \quad (9)$$

式中:$F_z(x,v,t)$为浮子在自由状态下所受合力。

通过直接测量合力 F_z 数值,可忽略其函数性质,有效规避非线性力的复杂计算过程,所得控制律均能保持其有效性。

忽略发电机损耗,考虑间隔 T 内捕获的波浪能 E 为

$$E=-\int_0^T F_u(t)v\mathrm{d}t \quad (10)$$

捕获能量 E 与成本函数 J 相关，最小化 J 等效于最大化捕获能量 E,即：

$$\min:\ J[x(t),F_u(t)]=\int_0^T F_u(t)v\,dt \tag{11}$$

基于式(9)可得改进状态空间模型：

$$\begin{cases}\dot{x}_1=x_2\\ \dot{x}_2=\dfrac{1}{M}[F_z(x_1,x_2,t)+F_u(t)]\end{cases} \tag{12}$$

根据式(10)定义哈密顿量 H_t 为

$$H_t(x_1,x_2,t,F,\lambda_1,\lambda_2,\lambda_3)=ux_2+\lambda_1x_2+\frac{\lambda_2}{M}(F_z+F_u)+\lambda_3 \tag{13}$$

式中：$\lambda_1,\lambda_2,\lambda_3$ 均为拉格朗日乘数。

建立欧拉-拉格朗日方程获得式(13)的最优解,该方程须满足下式：

$$\dot{\lambda}_1=-\frac{\partial H}{\partial x_1}=-\frac{\lambda_2}{M}\frac{\partial F_z}{\partial x_2} \tag{14}$$

$$\dot{\lambda}_2=-\frac{\partial H}{\partial x_2}=-F_u-\lambda_1-\frac{\lambda_2}{M}\frac{\partial F_z}{\partial x_2} \tag{15}$$

$$\dot{\lambda}_3=-\frac{1}{M}\frac{\partial F_z}{\partial t}\lambda_2 \tag{16}$$

$$\frac{\partial H}{\partial F_u}=x_2+\frac{\lambda_2}{M}=0 \tag{17}$$

结合式(12)~(17)求得最优电磁力 F'_u：

$$F'_u=M\frac{x_2\dfrac{\partial F_z}{\partial x_1}-\dot{F}_z-\dfrac{\partial F_z}{\partial x_2}\dfrac{F_z}{M}-x_2\dfrac{\mathrm{d}\left(\dfrac{\partial F_z}{\partial x_2}\right)}{\mathrm{d}t}}{\dfrac{\partial F_z}{\partial x_2}} \tag{18}$$

将式(18)代入式(8),获取 q 轴参考电流：

$$i'_q=M\frac{x_2\dfrac{\partial F_z}{\partial x_1}-\dot{F}_z-\dfrac{\partial F_z}{\partial x_2}\dfrac{F_z}{M}-x_2\dfrac{\mathrm{d}\left(\dfrac{\partial F_z}{\partial x_2}\right)}{\mathrm{d}t}}{k\dfrac{\partial F_z}{\partial x_2}} \tag{19}$$

为简化计算，采用式(20)形式的级数展开近似方法，确定各阶系数即可获得目标方程显式近似解：

$$F_z=a_1x_1+a_2x_2+\sum_{n=1}^{N}[\gamma_n\sin(\omega_nt)+\beta_n\cos(\omega_nt)] \tag{20}$$

级数展开含三角函数项，以适应浮子动态特性。展开形式适用于一般海况下的单自由度波能转换器,可根据浮子所处海况、特定极端条件和非线性工况增加适合的补偿项，针对其他复杂多自由度吸收器，可在多项式中添加高阶项提高拟合精度。

式(20)偏导数为

$$\begin{cases}\dfrac{\partial F_z}{\partial t}=\sum\limits_{n=1}^{N}[-\gamma_n\omega_n\sin(\omega_nt)+\beta_n\omega_n\cos(\omega_nt)]\\ \dfrac{\partial F_z}{\partial x_1}=a_1,\ \dfrac{\partial F_z}{\partial x_2}=a_2,\ \dfrac{\mathrm{d}\left(\dfrac{\partial F_z}{\partial x_2}\right)}{\mathrm{d}t}=0\end{cases} \tag{21}$$

结合式(18)和式(21)求取最优控制律：

$$F'_u=\frac{\{Mx_2a_1+M\sum\limits_{n=1}^{N}[-\gamma_n\omega_n\sin(\omega_nt)+\beta_n\omega_n\cos(\omega_nt)]+a_2\{a_1x_1+a_2x_2+\sum\limits_{n=1}^{N}[\gamma_n\sin(\omega_nt)+\beta_n\cos(\omega_nt)]\}\}}{a_2} \tag{22}$$

采用扩展状态观测器（Extended State Observer,ESO）[14]观测浮子位移和速度,结合参数辨识方法确定式(22)多项式系数。

3　基于统计相似性度量的卡尔曼参数辨识策略

参数辨识精度会影响系统性能。扩展卡尔曼滤波(Extended Kalman Filter,EKF)方法对初始状态估计和协方差矩阵较为敏感，不当初始条件可能导致滤波器发散,且 EKF 方法在理论推导过程中,假设过程噪声与测量噪声服从高斯分布,当噪声具有非高斯特性或重尾特性时，会产生较大误差。为提高参数辨识精度,针对非高斯重尾噪声,引入统计相似性度(Statistical Similarity Measure，SSM）并结合独立迭代算法对标准卡尔曼滤波器进行改进。

构造状态空间模型如下：

$$\begin{cases}\boldsymbol{x}_k=\boldsymbol{F}_k\boldsymbol{x}_{k-1}+\boldsymbol{\omega}_k\\ \boldsymbol{z}_k=\boldsymbol{H}_k\boldsymbol{x}_k+\boldsymbol{\upsilon}_k\end{cases} \tag{23}$$

式中：$\boldsymbol{x}_k$ 为状态向量；$\boldsymbol{z}_k$ 为观测向量；$\boldsymbol{F}_k$ 为状态转移矩阵；$\boldsymbol{H}_k$ 为观测矩阵；$\boldsymbol{\omega}_k,\boldsymbol{\upsilon}_k$ 分别为过程噪声和观测噪声。

在时间更新步骤中,状态预测值 $x_{k|k-1}$ 和预测误差协方差矩阵 $\boldsymbol{P}_{k|k-1}$ 计算式如下：

$$\begin{cases}\bar{\boldsymbol{x}}_{k|k-1}=\boldsymbol{F}_k\bar{\boldsymbol{x}}_{k-1|k-1}+\boldsymbol{\omega}_k\\ \boldsymbol{P}_{k|k-1}=\boldsymbol{F}_k\boldsymbol{P}_{k-1|k-1}\boldsymbol{F}_k^{\mathrm{T}}+\boldsymbol{Q}_k\end{cases} \tag{24}$$

式中：$\bar{\boldsymbol{x}}_{k|k-1}$ 为时间点 $k-1$ 的状态估计值；$\boldsymbol{P}_{k-1|k-1}$ 为时间点 $k-1$ 的估计误差协方差矩阵；$\boldsymbol{Q}_k$ 为过程噪声协方差矩阵。

结合 SSM 原理,提高 EKF 离群点鲁棒性,通过最大化与预测状态向量间、测量向量和预测测量向量间的 SSM,调整卡尔曼滤波器参数。提出新的 SSM 并定义为

$$s(x,y)=E[f(\|x-y\|)^2]=\iint[f(\|x-y\|)^2p(x,y)\mathrm{d}x\mathrm{d}y] \tag{25}$$

式中:x,y 为随机变量;$E[\cdot]$ 为期望操作;$\|x-y\|$ 为欧几里得范数;$p(x,y)$ 为随机变量 x 和 y 的联合概率密度函数;$s(x,y)$ 为 SSM 表达式,用于衡量 x,y 之间相似性;$f(\cdot)$ 为相似性函数,须满足连续、严格单调递减和二阶导数非负条件。

相似性函数形式为

$$f(t)=\exp\left(-\frac{t}{2\sigma^2}\right) \tag{26}$$

式中:σ 为尺度参数,控制函数的衰减速度。

式(26)同时满足相似性函数所需条件,计算简单,易于实现,且对于远离均值的数据点,指数衰减使得权重迅速减小,能有效抑制离群值。

在测量更新阶段,最大化状态向量和预测状态向量之间、测量向量和预测测量向量之间的 SSM 近似后验概率密度函数:

$$q'(x_k)=\mathrm{argmax}_{q(x_k)}\left\{\begin{array}{l}\int f\left[\left|\left|\boldsymbol{S}_{k|k-1}^{-1}(x_k-\bar{x}_{k|k-1})\right|\right|^2\right]q(x_k)\mathrm{d}x_k+\\ \int f\left[\left|\left|\boldsymbol{S}_{Rk}^{-1}(z_k-H_kx_k)\right|\right|^2\right]q(x_k)\mathrm{d}x_k\end{array}\right. \tag{27}$$

式中:$\boldsymbol{S}_{k|k-1}$ 为预测误差协方差矩阵;$\boldsymbol{S}_{Rk}$ 为观测噪声协方差矩阵平方根;$q(x_k)$ 为后验概率密度函数。

目标函数形式复杂,直接求解式(27)较为困难,故将后验概率密度函数 $q(x_k)$ 近似为均值 $\boldsymbol{\mu}_k$、协方差矩阵为 $\boldsymbol{\Sigma}_k$ 的高斯分布,最大化目标函数下界即可求解 $q'(x_k)$,即假设:

$$q(x_k)\approx N(x_k;\boldsymbol{\mu}_k,\boldsymbol{\Sigma}_k) \tag{28}$$

关于后验 $q(x_k)$ 最大化问题,可近似转化为关于后验均值向量和协方差矩阵的最大化问题,通过求解代价函数极值,得出最优后验均值向量 $\boldsymbol{\mu}'_k$、协方差矩阵 $\boldsymbol{\Sigma}'_k$ 和卡尔曼增益 K'_k:

$$\boldsymbol{\mu}'_k=\bar{x}_{k|k-1}+K'_k(z_k-\boldsymbol{H}_k\bar{x}_{k|k-1}) \tag{29}$$

$$K'_k=(\boldsymbol{P}_{k|k-1}/\zeta'_k)\boldsymbol{H}_k^{\mathrm{T}}\left[\boldsymbol{H}_k(\boldsymbol{P}_{k|k-1}/\zeta'_k)\boldsymbol{H}_k^{\mathrm{T}}+R_k/\lambda'_k\right]^{-1} \tag{30}$$

$$\boldsymbol{\Sigma}'_k=(\boldsymbol{P}_{k|k-1}/\zeta'_k)-K'_k\boldsymbol{H}_k(\boldsymbol{P}_{k|k-1}/\zeta'_k) \tag{31}$$

式中:ζ'_k,λ'_k 均为辅助参数。

辅助参数计算过程如下:

$$\zeta'_k=-2\dot{f}[\mathrm{tr}(A'_k\boldsymbol{P}_{k|k-1})] \tag{32}$$

$$\lambda'_k=-2\dot{f}\left[\mathrm{tr}(B'_kR_k^{-1})\right] \tag{33}$$

过程参数 A'_k 和 B'_k 满足下式:

$$A'_k=\boldsymbol{\Sigma}'_k-(\boldsymbol{\mu}'_k-\bar{x}_{k|k-1})(\boldsymbol{\mu}'_k-\bar{x}_{k|k-1})^{\mathrm{T}} \tag{34}$$

$$B'_k=(z_k-\boldsymbol{H}_k\boldsymbol{\mu}'_k)(z_k-\boldsymbol{H}_k\boldsymbol{\mu}'_k)^{\mathrm{T}}+\boldsymbol{H}_k\boldsymbol{\Sigma}'_k\boldsymbol{H}_k^{\mathrm{T}} \tag{35}$$

基于统计相似性度量的卡尔曼滤波方法,数值的稳定性和滤波稳定性良好[20]。如图 2 所示,为进一步提高算法稳定性和收敛性,在测量更新过程中采用分离迭代策略,独立优化预测误差协方

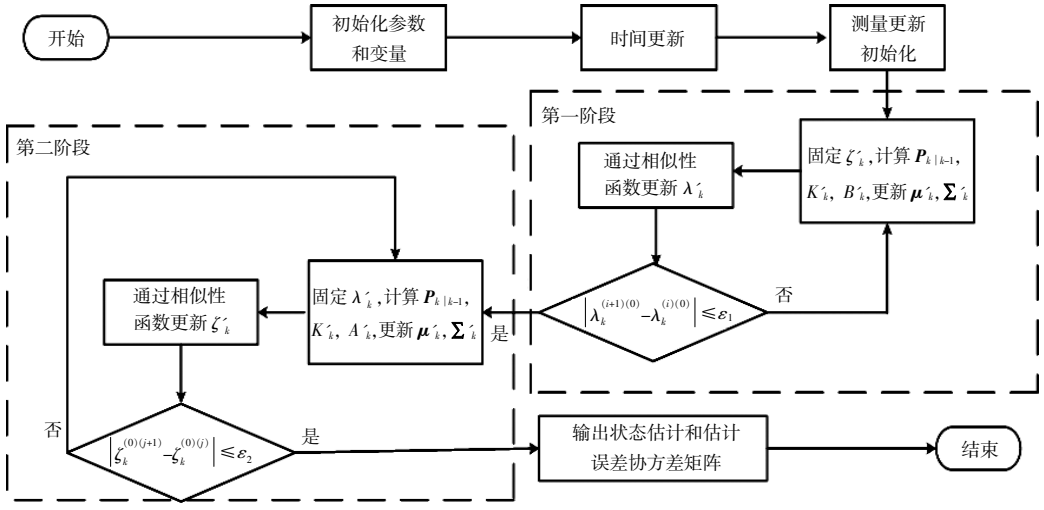


图 2 基于独立迭代算法的改进卡尔曼滤波框架

Fig.2 An improved Kalman filtering framework based on independent iterative algorithm

差矩阵及测量噪声协方差矩阵参数。参数更新过程分为两个阶段:首先固定 ζ'_k,迭代更新 λ'_k;然后固定第一阶段所得最优 λ'_k,对 ζ'_k 进行迭代更新,直到两者收敛。在每次迭代中,计算卡尔曼增益,并更新后验均值 $\boldsymbol{\mu}'_k$ 和协方差 $\boldsymbol{\Sigma}'_k$。

分离迭代辅助参数 λ'_k 和 ζ'_k,更好地处理状态离群值和非高斯噪声影响,可避免参数间互相影响,提高算法稳定性和收敛速度,与固定点迭代算法相比,可有效减少每次迭代计算量,降低整体计算复杂度。

4　仿真分析

为验证本文所提控制策略的有效性,基于 Matlab/Simulink 仿真平台和合力改进模型,搭建直驱式波浪发电系统时域控制模型,如图 3 所示。

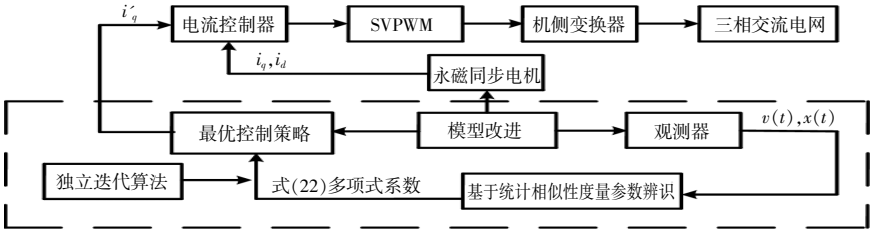


图 3　直驱式波浪发电系统控制模型框图

Fig.3 Block diagram of control model of direct drive wave power generation system

电机参数:电机极对数 p= 4 对,极距 ε= 0.05 m,定子电阻 R=2.48 Ω,磁体磁链 Ψ_f=0.147 Wb,d,q 轴电感 L_d=L_q=0.008 2 H。WEC 参数:浮子半径 r=0.35 m,浮力系数 f=3 775.5 N/m,摩擦和粘滞系数 η=230 Ns/m,浮子质量 m=242 kg,无穷频域下附加质量 m_∞=835.5 kg,总质量 M=325.5 kg。

波浪具有随机性,为模拟实际海况,利用函数发生器随机生成 20 s 波浪激励力,如图 4 所示。

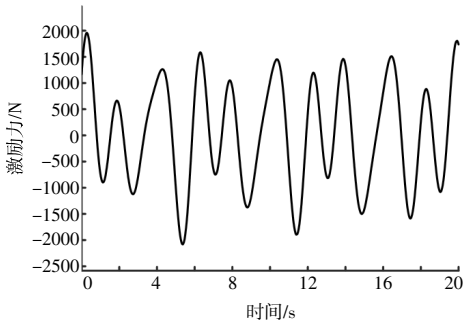


图 4　波浪激励力

Fig.4 Wave excitation force

图 5 为浮子所受合力 F_z 真实值和拟合近似值对比情况,拟合误差如图 6 所示。采用 EKF 所得近似合力误差约为 10%,采用基于统计相似性度量的卡尔曼滤波器所得近似合力误差小于 2%。基于统计相似性度量的卡尔曼滤波器能够降低由外部干扰或不可靠传感器引起的非高斯分布重尾噪声影响。与传统 EKF 滤波相比,所得近似合力更接近真实合力,验证了本文所提级数展开形式的准确性。

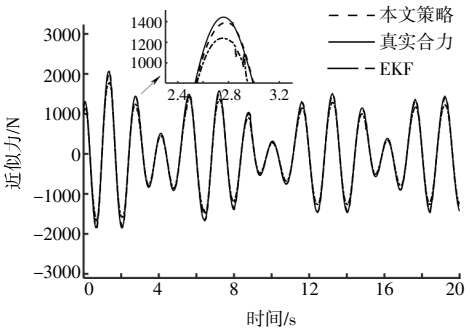


图 5　合力 F_z 拟合对比

Fig.5 Combined force F_z fitting comparison

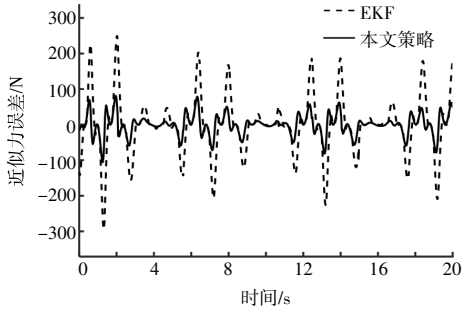


图 6　合力 F_z 拟合误差对比

Fig.6 Comparison of fitting errors of resultant force F_z

由图 7,8 可知,对比仅在激励力作用下的浮子运动信号,本文所提控制策略可将浮子运动速度控制在−4~4 m/s,位移控制在−1~1 m,均在合理范围内。由图 9 可知,控制力也被约束在一定范围内(−2 500~2 500 N),符合物理模型建模要求。基于磁场定向控制策略,通过动态调节 q 轴参考电流可实现最优电磁力跟踪控制,实现能量输出最大

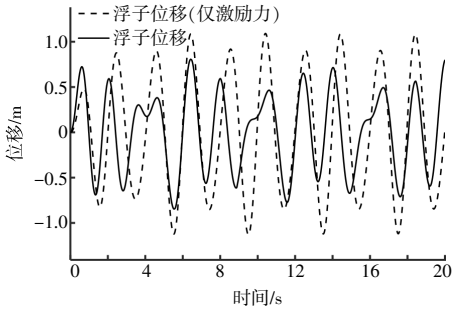


图 7 不规则波浮子位移

Fig.7 Irregular wave float displacement

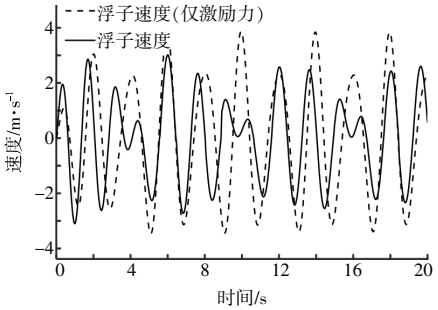


图 8 不规则波浮子速度

Fig.8 Irregular wave float velocity

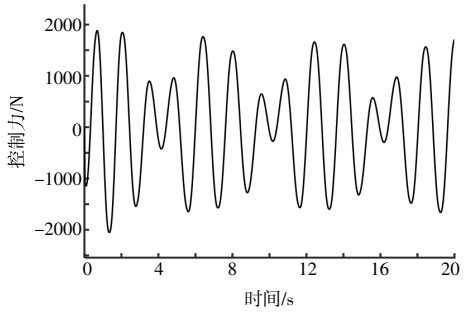


图 9 电机控制力

Fig.9 Motor control force

化。如图10 所示,q 轴实际电流能够精准跟随参考值变化,且在波浪随机扰动与参数摄动条件下,系统仍保持稳定,最大动态偏差不超过 2%,跟踪效果良好,鲁棒性强。

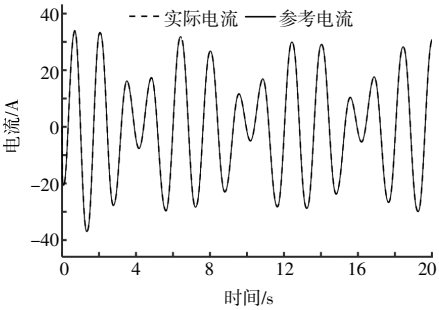


图 10 q 轴电流跟踪对比

Fig.10 Comparison of q-axis current tracking

对本文所提控制策略与传统主频控制策略、基于模型改进结合 EKF 参数辨识策略、模型降阶 MPC 策略进行仿真对比分析，实验结果如图 11 所示。传统主频控制策略针对特定的波浪频率进行优化,对于非目标频率波浪,其能量捕获效率最低,约为 500 W;基于模型改进并用 EKF 进行参数估计的系统,噪声影响参数辨识精度,劣化控制效果，输出平均功率约为 800 W；采用模型降阶 MPC 策略系统能够更快达到稳定状态,其输出平均功率也约为 800 W；采用本文所提控制策略系统达到稳定状态比模型降阶 MPC 稍慢,但系统输出平均功率最大,约为 1 000 W。

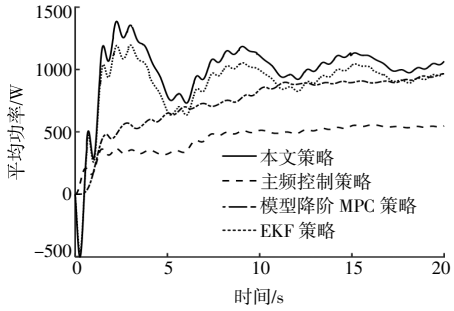


图 11 不同控制策略下系统输出平均功率对比

Fig.11 Comparison of average output power under different control strategies

为进一步验证本文所提控制策略的有效性,选取中国沿海常见波况:波浪周期 T=2.5 s,波高 H=1.5 m,随机生成相位,得到 Jonswap 谱,如图 12 所示。在该波况下进行功率对比实验，结果如图 13 所示。同时,随机抽选有效波高为 0.90~2.08 m,波浪周期 1.5~10.0 s 的 5 组波况进行对比，结果如表 1 所示。由图 12,13 和表 1 可以看出,在不同波况下，本文所提控制策略均能有效提升系统输出功率。

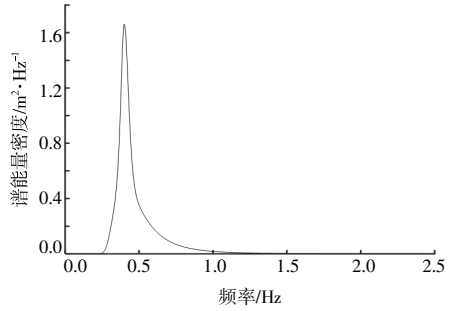


图 12 Jonswap 谱(T=2.5 s,H=1.5 m)

Fig.12 Jonswap spectrum (T=2.5 s, H=1.5 m)

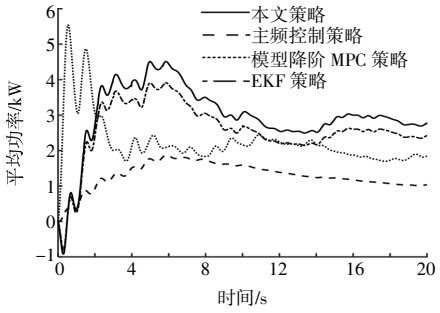


图 13　Jonswap 谱(T=2.5 s,H=1.5 m)系统输出平均功率对比

Fig.13 Comparison of average output power of Jonswap spectrum (T=2.5 s, H=1.5 m)

表 1　不同波况下不同控制策略系统输出功率

Table 1 Output power under different control strategies under different wave conditions　W

波况	本文策略	EKF	主频控制	模型降阶 MPC
T=1.5 s,H=0.90 m	858	779	303	801
T=4.5 s,H=1.92 m	2 350	2 010	1 090	1 550
T=5.5 s,H=1.46 m	872	748	298	758
T=7.5 s,H=2.08 m	2 790	2 690	778	1 550
T=10.0 s,H=1.55 m	560	464	221	519

5　结论

针对波浪能转换装置在实际工况下产生的非线性效应导致波浪能捕获效率低下问题，本文提出基于模型改进的直驱波浪能转换装置功率优化策略。简化动态模型,导出最优控制律,将级数展开和基于统计相似性度量的卡尔曼滤波等多种方法相结合，实现系统最大功率输出。通过仿真分析,得出以下结论。

①基于合力改进模型,可降低计算复杂度,减小模型误差,保证 PTO 系统实时控制 WEC,实现最大功率捕获。

②与传统扩展卡尔曼滤波相比，基于统计相似性度量的卡尔曼滤波器结合独立迭代算法,可提高参数辨识精度。

③仿真结果表明,与主频控制策略相比,模型降阶 MPC 策略、本文所提策略捕获平均功率更高,验证了本文所提策略的有效性。

参考文献:

[1] 杨子建,赵璐,王越超,等.计及厂用电不平衡状态感知与碳减排的多能源储能优化配置模型[J].可再生能源,2023,41(11):1512-1519.

[2] 刘春元,余海涛,胡敏强,等.永磁直线发电机在直驱式波浪发电系统的应用[J].中国电机工程学报,2013,33(21):90-98,197.

[3] 林泽川,黄宣睿,肖曦.阵列式直驱波浪发电系统集中式模型预测控制方法 [J]. 电力系统自动化,2024,48(22):191-198.

[4] 黄向慧,李彦龙,杨方.基于超螺旋观测器的永磁同步电机预测控制[J].传感器与微系统,2025,44(5):34-38,43.

[5] 洪岳,潘剑飞,刘云,等.直驱波浪能发电系统综述[J].中国电机工程学报,2019,39(7):1886-1900.

[6] 黄磊,李渊,陈珉烁,等.直驱式波浪发电用磁场调制横向磁通发电机的设计与分析[J].中国电机工程学报,2025,45(1):330-342.

[7] 纪巧玲,陈国强.两种型式的波能装置-浮式防波堤水动力性能比较研究[J].海洋学报,2023,45(6):122-133.

[8] 康庆,肖曦,聂赞相,等.直驱型海浪发电系统输出功率优化控制策略 [J]. 电力系统自动化,2013,37(3):24-29.

[9] Li L,Gao Y,Yuan Z.Real-time latching control of wave energy converter with consideration of wave force prediction[A].2018 OCEANS-MTS/IEEE Kobe Techno-Oceans(OTO)[C].Piscataway:IEEE,2018.

[10] 梁昊晖,杨俊华,杨梦丽,等.基于模型预测策略的波浪发电无速度传感器滑模控制[J].电测与仪表,2025,62(3):176-182.

[11] 李哲,刘飞.适用于路径跟踪控制自适应模型预测研究[J].传感器与微系统,2025,44(4):60-64.

[12] Abdelkhalik O,Zou S.Control of wave energy converters using a simple dynamic model [J].IEEE Transactions on Sustainable Energy,2018,10(2):579-585.

[13] 侯磊,刘洋,田二胜,等.交直流配电网用模块化变换器模型预测控制[J].沈阳工业大学学报,2023,45(1):12-16.

[14] 黄俊豪,杨俊华,蔡浩然,等.基于 WFT 的直驱式波浪能发电系统自抗扰功率优化控制 [J]. 可再生能源,2021,39(9):1271-1278

[15] Zou S, Zhou X, Khan I, et al.Optimization of the electricity generation of a wave energy converter using deep reinforcement learning [J].Ocean Engineering,2022,244:110363.

[16] Zadeh L G,Haider A S,Brekken T K A.Bayesian actor-critic wave energy converter control with modeling errors [J].IEEE Transactions on Sustainable Energy,2022,14(1):3-11.

[17] Zhan S,Ringwood J V.Model -free linear noncausal

optimal control of wave energy converters via reinforcement learning [J].IEEE Transactions on Control Systems Technology,2024,32(3):1270-1281.

[18] Chen K,Huang X,Lin Z,et al.Control of a wave energy converter using model-free deep reinforcement learning [A].2024 UKACC 14th International Conference on Control[C].Piscataway:IEEE,2024.

[19] 周逸伦,张亚群,刘天骄,等.吃水深度对振荡水柱式波浪能发电浮标水动力学性能的影响[J].可再生能源,2024,42(9):1271-1278.

[20] Huang Y,Zhang Y,Zhao Y,et al.A novel outlier-robust Kalman filtering framework based on statistical similarity measure [J].IEEE Transactions on Automati Control,2020,66(6):2677-2692.

Power optimization method of direct drive wave energy converter based on model improvement

Li Shuiyuan, Yang Junhua, Deng Cunjie, Zeng Zhihao, Feng Yaya, Wei Junhui
(School of Automation, Guangdong University of Technology, Guangzhou 510006, China)

Abstract: To address the issue of low wave energy capture efficiency caused by the nonlinear effects in the actual operating conditions of wave energy conversion devices, a model-based improved power optimization strategy is proposed. Considering the resultant force acting on the free state of the float, an equivalent approximation is carried out using series expansion, and an independent iterative algorithm is introduced. Based on the Kalman filter with statistical similarity measurement, the polynomial coefficients are determined, and then the Euler-Lagrange equations are established to obtain the optimal control law. By tracking the control current, the maximum power can be captured. Simulation results show that the improved Kalman filter can reduce the influence of noise and the parameter identification error. The proposed strategy can effectively enhance the output power of the system under actual operating conditions.

Keywords: model improvement; optimal control; statistical similarity measurement; power optimization; parameter identification