

# 基于数字孪生方法的逆变器直流侧电容参数辨识

梁 琨, 陈 琳, 王文杰, 李 珊

(上海船舶设备研究所, 上海 200031)

**摘 要:** [目的]为实现中点钳位型(NPC)三电平逆变器直流侧电容健康状态的准确评估与在线诊断,[方法]针对直流侧电容参数退化特性,开展直流侧参数辨识研究。针对传统直流侧电容参数辨识方法精度低、泛化能力弱等问题,提出一种基于数字孪生的 NPC 三电平逆变器直流侧电容参数辨识方法。该方法首先分析逆变器直流侧电容的工作状态,确定待辨识的电容参数;其次引入相应的数学模型,采用 4 阶龙格-库塔(Runge-Kutta)法构建数字孪生 NPC 三电平逆变器;最后利用粒子群优化算法持续更新并优化数字孪生系统中相关参数的辨识,直至数字孪生系统与实际系统的输出基本一致。[结果]通过仿真试验,验证该方法在不同条件下对直流侧电容健康状态参数辨识的有效性以及数字孪生模型与实际模型的一致性。结果表明,该方法能较好地辨识出直流侧电容容值、电容等效串联电阻和相关负载参数,辨识误差基本保持在 5%左右。[结论]研究结果为逆变器直流侧电容参数辨识提供一定参考。

**关键词:** NPC 三电平逆变器; 直流侧电容; 参数辨识; 数字孪生; 粒子群算法

**中图分类号:** TM464 **文献标志码:** A **【DOI】** 10.13788/j.cnki.cbge.2026.03.11

## DC-Link Capacitor Parameter Identification of Inverters Based on Digital Twin Method

LIANG Kun, CHEN Lin, WANG Wenjie, LI Shan  
(Shanghai Marine Equipment Research Institute, Shanghai 200031, China)

**Abstract:** [Purpose] To enable accurate assessment and online diagnosis of the DC-link capacitor health state in neutral point clamped (NPC) three-level inverters, [Method] DC-side parameter identification with a focus on capacitor parameter degradation characteristics is investigated. To address the low accuracy and strong specificity of traditional capacitor-parameter identification methods, this paper proposes a digital-twin-based approach for DC-link capacitor identification in NPC three-level inverters. The method first analyzes the capacitor operating characteristics to determine the identification parameters, then builds a mathematical model and constructs a digital-twin NPC inverter using a fourth-order Runge-Kutta solver. A particle swarm optimization algorithm is employed to continuously update and refine the identification parameters until the digital twin matches the real system outputs. [Result] Simulation studies verify the effectiveness of the proposed capacitor-health identification method under various conditions and confirm the consistency between the digital-twin model and the physical system. Results show that the method accurately identifies capacitor values, equivalent series resistance, and related load parameters, with identification errors generally within 5%. [Conclusion] The research results provide a reference for the parameter identification of DC-side capacitors in inverters.

**Key words:** NPC three-level inverter; DC-Link capacitor; parameter identification; digital twin; particle swarm optimization

收稿日期: 2025-09-03; 修回日期: 2025-12-15

作者简介: 梁琨(1999—), 男, 硕士研究生。研究方向: 船舶电气控制。

## 0 引言

综合电力系统是未来船舶动力的主要发展方向。传统船舶电力系统中,推进系统与供电系统相互独立,综合电力系统则将两者融合,采用高度集成的发电技术<sup>[1]</sup>。在船舶综合电力系统中,无论是占主要负荷的电力推进系统,还是船舶供电系统,逆变器均得到了广泛应用<sup>[2]</sup>。目前船用逆变器以两电平结构为主,但多电平逆变器具有输出电压质量高、器件承受电压应力低等优点<sup>[3]</sup>,因此在船舶综合电力系统中正逐步取代两电平逆变器。然而,多电平逆变器使用的电力电子元器件更多,控制方式更复杂,元器件退化或失效的可能性也相应增加。在逆变器中,直流侧电容是关键元件,主要承担瞬时能量交换和稳定直流电压的作用。直流侧电容易受外界不确定因素影响,导致性能退化或失效<sup>[4-6]</sup>。多电平逆变器使用的直流侧电容数量多、工作中能量交换频繁,其出现故障的概率更高。因此,对直流侧电容状态进行实时监测,有助于保障多电平逆变器安全运行,延长设备使用寿命<sup>[7-9]</sup>。

## 1 直流侧电容作用机理分析

直流侧电容作为电力电子变流器中的重要无源元件,对整体电路的可靠性和稳定性至关重要<sup>[10-11]</sup>。在大功率电力电子变流器中,铝电解电容因价格低、容量大而被广泛采用<sup>[12]</sup>。铝电解电容的物理结构见图1(a),其主要由铝制外壳、封口胶盖、电容芯、套管、阴极和阳极引线组成。铝电解电容的核心是电容芯,其结构见图1(b),包括阳极(金属箔)、电介质(氧化铝)、电解液和阴极(金属箔)。

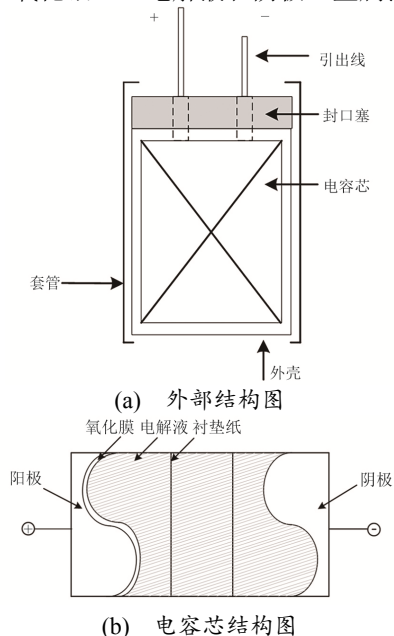


图1 电解电容结构图

Fig. 1 Electrolytic Capacitor Structure Diagram

铝电解电容的工作原理是基于阳极氧化工艺,在蚀刻后的阳极铝箔表面生成一层氧化铝绝缘层,该绝缘层与阳极金属及电解液(阴极)共同构成电容<sup>[13]</sup>。实际生产中的铝电解电容是非理想电容,其常用等效模型见图2(a)。电容寄生参数主要包括等效串联电阻 $E_{ESR}$ 、等效串联电感 $E_{ESL}$ 和电容寄生电阻 $R_p$ 。 $R_p$ 在电容模型中通常可忽略不计,大多数电力电子变流器工作于低频场合,因此可忽略 $E_{ESL}$ 的影响,模型简化结果见图2(b)<sup>[14]</sup>。

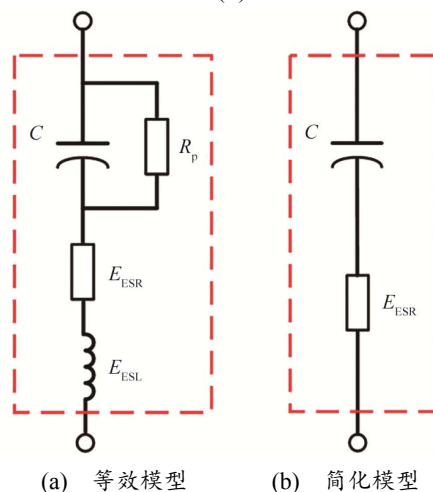


图2 铝电解电容等效模型

Fig. 2 Equivalent Model of Aluminum Electrolytic Capacitor

铝电解电容在使用过程中,因电解液挥发和铝箔表面的电化学反应而逐渐退化。该类型电容具有一定的“自愈”能力,即当局部击穿时可重新生成氧化铝绝缘层。此过程会消耗部分电解液,且新形成的绝缘层较厚,使得电容结构不均匀,进而导致电容容值下降和 $E_{ESR}$ 上升<sup>[15]</sup>。

铝电解电容的健康状态主要与3个参数有关:电解液容量、电容容值 $C$ 和 $E_{ESR}$ 。其中,电解液容量作为内在物理量难以直接测量,电容容值和 $E_{ESR}$ 可通过测量获取,作为评估电解电容性能的指标。在工业应用中,通常认为当电容容值降至初始值的80%,或 $E_{ESR}$ 上升至初始值的2~3倍时,铝电解电容失效。本文通过监测电容容值和 $E_{ESR}$ ,实现对直流侧电容健康状态的监测<sup>[11,13,15]</sup>。

## 2 NPC 三电平逆变器离散化数学模型

中点钳位型(Neutral Point Clamped, NPC)三电平逆变器的电路拓扑见图3,其中 $U_{DC}$ 为直流母线电压; $r_1$ 为线路内阻; $C_1$ 和 $C_2$ 均为直流侧电容; $E_{ESR,1}$ 和 $E_{ESR,2}$ 均为直流侧电容串联等效电阻; $L_i$ 和 $R_i$ 分别为NPC三电平逆变器三相负载的电感和电阻。将NPC三电平逆变器电路划分为直流侧和逆变器及负

载侧2部分, 并分别进行建模。

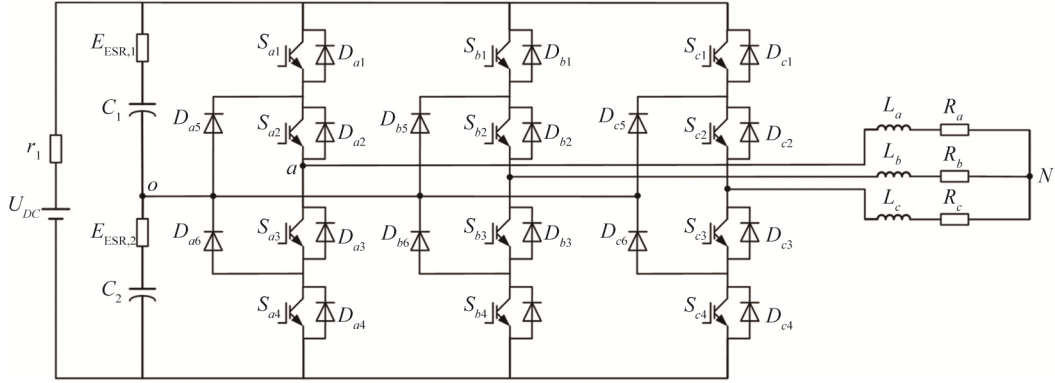


图3 NPC三电平逆变器拓扑

Fig. 3 NPC Three-Level Inverter Topology Diagram

## 2.1 逆变器功率开关器件及负载侧数学模型

根据电感电压和电流之间的对应关系, 得到微分方程组为

$$\begin{bmatrix} \frac{di_a}{dt} \\ \frac{di_b}{dt} \\ \frac{di_c}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_a} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_b} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_c} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_{aN} - i_a R_a \\ u_{bN} - i_b R_b \\ u_{cN} - i_c R_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中:  $L_a$ 、 $L_b$ 和 $L_c$ 分别为三相负载电感值;  $R_a$ 、 $R_b$ 和 $R_c$ 分别为三相负载电阻值;  $i_a$ 、 $i_b$ 和 $i_c$ 分别为三相相电流;  $u_{aN}$ 、 $u_{bN}$ 和 $u_{cN}$ 分别为三相相电压。

对于绝缘栅双极晶体管 (Insulate-Gate Bipolar Transistor, IGBT) 和二极管来说, 当两者处于导通状态时, 其总耗压为

$$\begin{cases} V_{CExi} = V_{Sxi} + i_x R_d \\ V_{Fyj} = V_{Dyj} + i_x R_{do} \end{cases} \quad (2)$$

式中:  $x=a, b, c, i=1\sim 4, j=1\sim 6$ ;  $i_x$ 为导通状态下流经IGBT和二极管的电流;  $V_{CE}$ 为IGBT导通电压;  $R_d$ 为IGBT内阻;  $V_F$ 为二极管正向导通电压;  $V_D$ 为二极管导通电压;  $R_{do}$ 为二极管内阻。

$u_{xN}$ 为三相相电压,  $u_{xo}$ 为逆变器端电压, 二者之间的关系为

$$\begin{bmatrix} u_{aN} \\ u_{bN} \\ u_{cN} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_{ao} \\ u_{bo} \\ u_{co} \end{bmatrix} \quad (3)$$

由于逆变器是一个混杂系统, 构建逆变器的数学模型须对逆变器的工作状态进行分析, 下面以A相为例进行说明。

在NPC三电平逆变器中, 每相存在3种工作状态, 分别是P状态, O状态和N状态。P状态代表 $S_{x1}$ 和 $S_{x2}$ 管开通,  $S_{x3}$ 和 $S_{x4}$ 管关闭; O状态代表 $S_{x2}$ 和 $S_{x3}$ 管开通,  $S_{x1}$ 和 $S_{x4}$ 管关闭; N状态代表 $S_{x3}$ 和 $S_{x4}$ 管开通,  $S_{x1}$ 和 $S_{x2}$

管关闭。当P状态和N状态相互转换时, 一定会经过O状态。根据相电流 $i_a$ 的方向和A相开关S的状态, 可得到A相端电压 $u_{ao}$ 与直流侧电容电压 $U_{C1}$ 、 $U_{C2}$ 及IGBT和二极管的导通电压 $V_{CEax}$ 、 $V_{Fay}$  (其中 $x=1\sim 4, y=1\sim 6$ ) 的关系如下。其中, 当逆变器处于P状态和N状态时 $x_p=1, \bar{x}_p=0$ 。

当 $i_a > 0$ , P状态和O状态相互转换时, A相逆变器端电压为

$$u_{ao} = x_p (U_{C1} - V_{CEa1}) - \bar{x}_p V_{Fa5} - V_{CEa2} \quad (4)$$

当 $i_a < 0$ , P状态和O状态相互转换时, A相逆变器端电压为

$$u_{ao} = x_p (U_{C1} + V_{Fa1} + V_{Fa2}) + \bar{x}_p (V_{CEa3} + V_{Fa6}) \quad (5)$$

当 $i_a > 0$ , N状态和O状态相互转换时, A相逆变器端电压为

$$u_{ao} = x_p (-U_{C2} - V_{Fa4}) - \bar{x}_p V_{CEa2} - V_{Fa5} \quad (6)$$

当 $i_a < 0$ , N状态和O状态相互转换时, A相逆变器端电压为

$$u_{ao} = x_p (-U_{C2} + V_{CEa3} + V_{CEa4}) + \bar{x}_p (V_{CEa3} + V_{Fa5}) \quad (7)$$

## 2.2 逆变器直流侧数学模型

NPC三电平逆变器直流侧拓扑见图4。图4中:  $i_{sc}$ 为直流侧输入电流;  $u_{C1}$ 为直流侧上侧电容电压;  $i_{C1}$ 为直流侧上侧电容电流;  $U_{C1}$ 为含 $E_{ESR,1}$ 电压的直流侧上侧电容电压;  $u_{C2}$ 为直流侧下侧电容电压;  $i_{C2}$ 为直流侧下侧电容电流;  $U_{C2}$ 为含 $E_{ESR,2}$ 电压的直流侧下侧电容电压;  $i_p$ 、 $i_o$ 和 $i_N$ 分别为在逆变器工作过程中上侧、中侧和下侧电流, 各侧电流与三相相电流满足以下关系。

当开关状态为P时, 电流流经逆变器上侧,  $i_p$ 为

$$i_p = (S_a == 1)i_a + (S_b == 1)i_b + (S_c == 1)i_c \quad (8)$$

当开关状态为N时, 电流流经逆变器下侧,  $i_N$ 为

$$i_N = (S_a == -1)i_a + (S_b == -1)i_b + (S_c == -1)i_c \quad (9)$$

当开关状态为O时, 电流流经逆变器中侧,  $i_o$ 为

$$i_o = (S_a == 0)i_a + (S_b == 0)i_b + (S_c == 0)i_c \quad (10)$$

$$S_x = \begin{cases} 1 & P(S_{x1} \text{和} S_{x2} \text{开}) \\ 0 & O(S_{x2} \text{和} S_{x3} \text{开}), x=a,b,c \\ -1 & N(S_{x3} \text{和} S_{x4} \text{开}) \end{cases}$$

根据电容电压与电流之间的对应关系, 得到微分方程组为

$$\begin{bmatrix} \frac{du_{C1}}{dt} \\ \frac{du_{C2}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{C_1 \cdot E_{ESR,1}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_2 \cdot E_{ESR,2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_{C1} - u_{C1} \\ U_{C2} - u_{C2} \end{bmatrix} \quad (11)$$

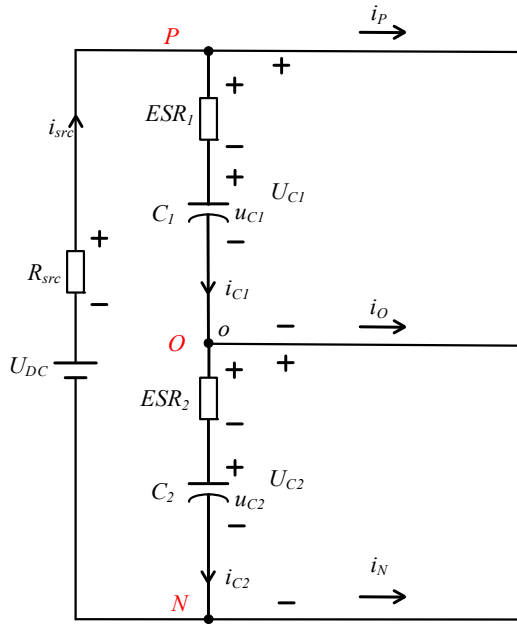


图4 逆变器直流侧拓扑  
Fig. 4 Inverter DC-Link Topology

### 2.3 数值解法求解数学模型

使用4阶龙格-库塔 (Runge-Kutta) 法求解逆变器微分方程组<sup>[16-18]</sup>, 三相相电流和直流侧电容电压见式(12)和式(13), 其中 $h$ 为计算步长,  $k_{u1} \sim k_{u4}$ 、 $k_{v1} \sim k_{v4}$ 、 $k_{x1} \sim k_{x4}$  ( $x=a,b,c$ ) 为计算过程中的系数。

$$\begin{cases} i_{a,n+1} = i_{a,n} + \frac{h}{6}(k_{a1} + 2k_{a2} + 2k_{a3} + k_{a4}) \\ i_{b,n+1} = i_{b,n} + \frac{h}{6}(k_{b1} + 2k_{b2} + 2k_{b3} + k_{b4}) \\ i_{c,n+1} = i_{c,n} + \frac{h}{6}(k_{c1} + 2k_{c2} + 2k_{c3} + k_{c4}) \end{cases} \quad (12)$$

$$\begin{cases} U_{C1,n+1} = U_{C1,n} + \frac{h}{6}(k_{u1} + 2k_{u2} + 2k_{u3} + k_{u4}) \\ U_{C2,n+1} = U_{C2,n} + \frac{h}{6}(k_{v1} + 2k_{v2} + 2k_{v3} + k_{v4}) \end{cases} \quad (13)$$

本文采用SVPWM调制策略, 通过比较处理后的三相调制波信号和三角载波信号, 生成各IGBT的开通、关断控制信号。

### 3 基于 PSO 算法的数字孪生模型和参数辨识

在参数辨识前, 首先利用粒子群优化 (Particle Swarm Optimization, PSO) 算法对逆变器SVPWM调制中调制波的初始相位 $\theta$ 和载波的初始相位 $\Phi$ 进行辨识, 并将结果输入数字孪生系统, 保证数字孪生系统和实际系统的调制初始相位一致。

#### 3.1 目标函数

使用数字滤波器对三相相电流信号进行滤波, 构建用于辨识负载侧参数的目标函数 I, 具体为

$$f_{obj1} = \frac{\sum_{j=1}^N [(i'_{a,j} - i'_{am,j})^2 + (i'_{b,j} - i'_{bm,j})^2 + (i'_{c,j} - i'_{cm,j})^2]}{N} \quad (14)$$

式中:  $i'_a$ 、 $i'_b$ 、 $i'_c$  为滤波后实际采样的三相相电流;  $i'_{am}$ 、 $i'_{bm}$ 、 $i'_{cm}$  为滤波后数字孪生模型的三相相电流。

$E_{ESR}$  对直流侧电容电压中频段变化较为敏感, 可构造数字带通滤波器对直流侧电压信号进行处理, 利用滤波后的电压信号构建目标函数 II, 具体为

$$f_{obj2} = \frac{\sum_{j=1}^N [(U'_{c1,j} - U'_{cm1,j})^2 + (U'_{c2,j} - U'_{cm2,j})^2]}{N} \quad (15)$$

式中:  $U'_{c1}$ 、 $U'_{c2}$  为滤波后实际采样的直流侧电容电压;  $U'_{cm1}$ 、 $U'_{cm2}$  为滤波后数字孪生模型计算得到的直流侧电容电压。

针对直流侧电容容值 $C$ 的辨识, 利用其对直流侧电容电压低频段敏感的特性, 通过构造数字低通滤波器对直流侧电压信号进行处理, 并利用滤波后的电压信号构建目标函数 III, 具体为

$$f_{obj3} = \frac{\sum_{j=1}^N [(U''_{c1,j} - U''_{cm1,j})^2 + (U''_{c2,j} - U''_{cm2,j})^2]}{N} \quad (16)$$

式中:  $U''_{c1}$ 、 $U''_{c2}$  为滤波后的采样直流侧电容电压,  $U''_{cm1}$ 、 $U''_{cm2}$  为滤波后数字孪生模型计算出的直流侧电容电压。

#### 3.2 参数辨识

完整的数字孪生参数辨识流程见图5, 图5中:  $U_{dc,0}$ ,  $U_{dc,1}$ ,  $\dots$ ,  $U_{dc,N}$  为每个采样点所测量的输入直流电压值;  $i_{x,0}$ ,  $i_{x,1}$ ,  $\dots$ ,  $i_{x,N}$  和  $i_{xm,0}$ ,  $i_{xm,1}$ ,  $\dots$ ,  $i_{xm,N}$  为每个采样点得到的实测电流值和数字孪生系统模拟的三相电流值;  $U_{C1,0}$ ,  $U_{C1,1}$ ,  $\dots$ ,  $U_{C1,N}$  和  $U_{C1m,0}$ ,  $U_{C1m,1}$ ,  $\dots$ ,  $U_{C1m,N}$  为每个采样点得到的直流侧上侧实测电压值和数字孪生系统模拟的直流侧上侧电压值;  $U_{C2,0}$ ,  $U_{C2,1}$ ,  $\dots$ ,  $U_{C2,N}$  和  $U_{C2m,0}$ ,  $U_{C2m,1}$ ,  $\dots$ ,  $U_{C2m,N}$  为每个采样点得到的直流侧下侧实测电压值和数字孪生系统模拟的直流侧下侧电压值;  $f_{obj}$  为目标函数阈值。

$$v_{k,t+1} = \omega v_{k,t} + l_1 r_\alpha (P_{k,t} - x_{k,t}) + l_2 r_\beta (P_{gk,t} - x_{k,t}) \quad (17)$$

$$x_{k,t+1} = x_{k,t} + v_{t+1,k} \quad (18)$$

式(17)和式(18)中:  $v$  为粒子移动速度;  $t$  为迭代次数;  $k$  为粒子数;  $v^k_i$  为第 $k$ 个粒子在第 $t$ 次迭代中

的速度;  $\omega$ 为权重因子;  $P_{k,t}$ 为第 $k$ 个粒子在第 $t$ 次迭代中的局部最优值;  $P_{gk,t}$ 为粒子群在第 $t$ 次迭代中的最优值;  $x_{k,t}$ 为第 $k$ 个粒子在第 $t$ 次迭代中的值;  $r_\alpha$ 和 $r_\beta$

为[0,1]的随机数; 系数 $l_1$ 和 $l_2$ 为学习因子,  $l_1$ 越大越易陷入局部最优,  $l_2$ 越大越易趋向全局最优<sup>[19]</sup>。针对不同参数的辨识, 上述参数的取值也不相同。

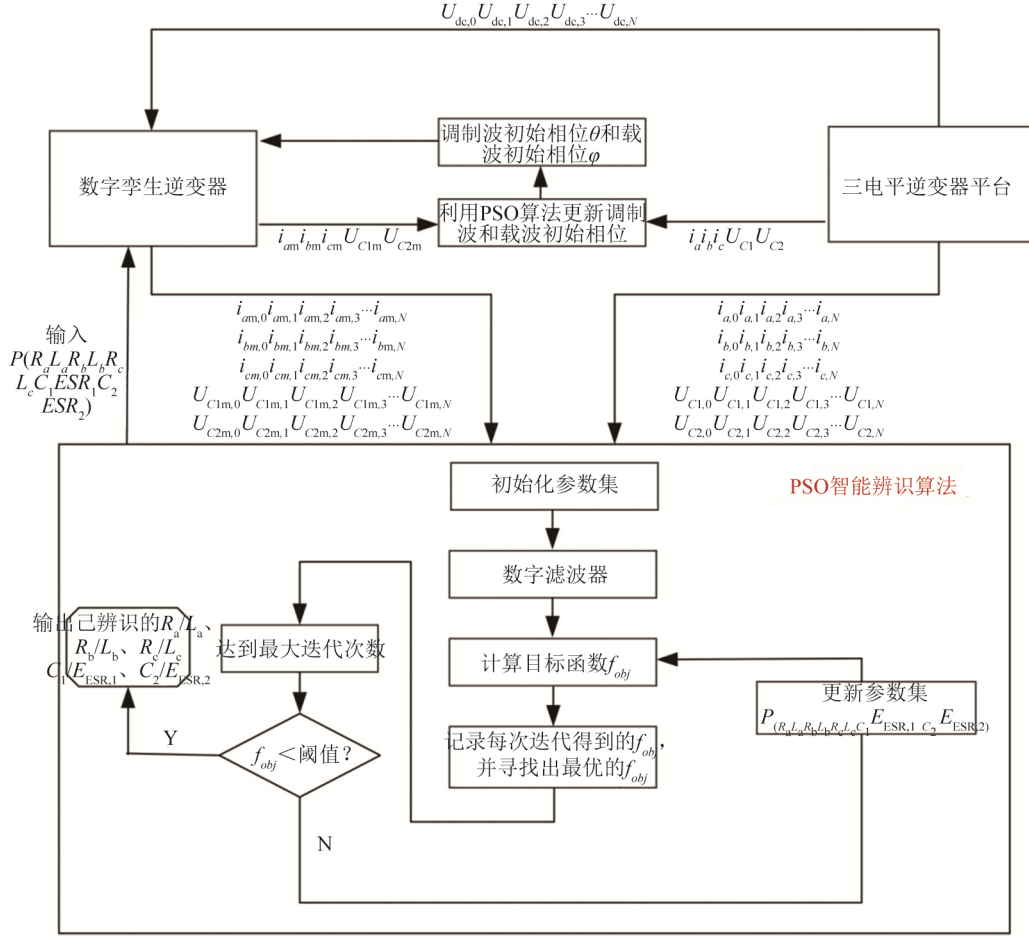


图5 NPC三电平逆变器数字孪生建模及关键参数监测图

Fig. 5 Digital Twin Modeling and Key Parameter Monitoring Diagram of NPC Three-Level Inverter

#### 4 仿真实验

为对本文提出的方法进行验证, 依据图5所示流程将整个辨识工作分为3个部分: 在MATLAB的Simulink平台中搭建NPC三电平逆变器仿真电路, 用于代替实际物理逆变器; 在MATLAB中利用M文件建立NPC三电平逆变器离散数学模型和调制电路; 利用MATLAB中的C-MEX文件编写PSO算法, 构建数字孪生系统和实际系统之间的交互接口。仿真模型中相关参数的取值见表1。

##### 4.1 稳态工作下参数的辨识

首先, 对电路稳态工作条件下数字孪生模型和参数辨识算法的准确性进行分析, 负载参数和直流侧电容参数目标函数的辨识收敛过程见图6。负载参数在迭代80次后趋于稳定, 此时目标函数阈值为

0.001 28;  $E_{ESR}$ 和 $C$ 分别在迭代30次和22次后收敛, 其目标函数阈值分别为0.012 6和0.325。

表1 仿真模型参数

Tab. 1 Simulation Model Parameters

参数	取值
直流母线电压 $U_{dc}/V$	600
IGBT导通电压 $V_\sigma/V$	2
IGBT内阻 $R_d/\Omega$	$6 \times 10^{-3}$
二极管导通电压 $V_D/V$	1.3
二极管内阻 $R_{d0}/\Omega$	$5 \times 10^{-3}$
开关频率 $f_s/kHz$	10
采样频率 $f/kHz$	40
步长 $h/s$	$1 \times 10^{-6}$

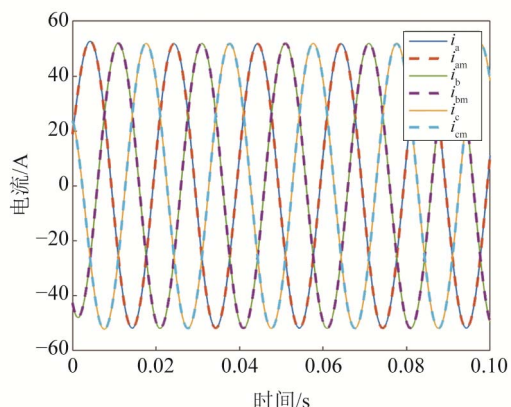
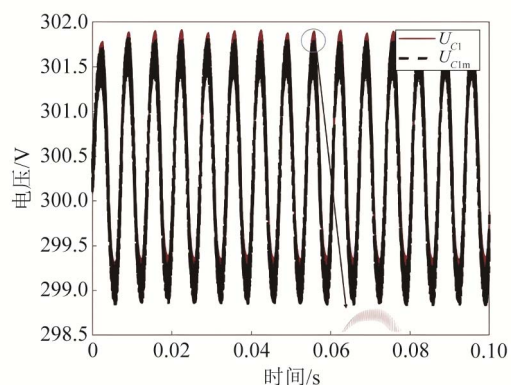


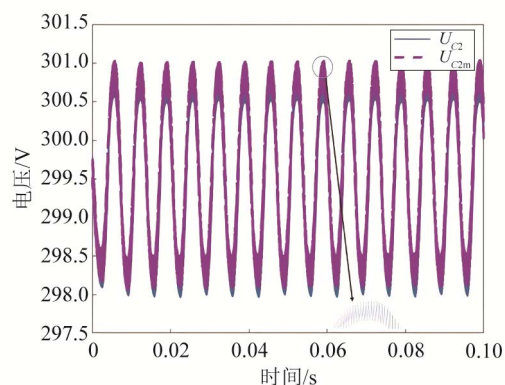
图6 正常情况下逆变器数字孪生模型和仿真模型三相相电流对比

Fig. 6 Comparison of Three-Phase Currents Between Digital Twin Model and Simulation Model of Inverter Under Normal Conditions

参数辨识结果见表2, 辨识得到的三相负载电感为10.342 mH、10.329 mH、10.346 mH, 与实际电路元件的相对误差分别为3.42%、3.29%、3.46%; 辨识得到的三相负载电阻为4.939  $\Omega$ 、4.935  $\Omega$ 、4.933  $\Omega$ , 相对误差分别为-1.22%、-1.30%、-1.34%。由图6可知, 经参数辨识后, 数字孪生模型生成的三相相



(a) 不变参数直流上侧电压对比



(b) 不变参数直流下侧电压对比

图7 正常情况下逆变器数字孪生模型和仿真模型直流侧电压对比

Fig. 7 Comparison of DC-Link Voltage Between Digital Twin Model and Simulation Model of Inverter Under Normal Conditions

对上述数据综合分析发现, 在稳态工况下, 参数辨识算法能准确辨识实际电路元件的相关核心参数, 各组参数的误差保持在5%左右。数字孪生系统能较好地模拟实际仿真电路的输出信号, 满足基于数字孪生系统对实际电路进行监测的基本要求。接下来, 将在可变参数的情况下对参数辨识算法和数

电流在幅值和相位上均与实际电路高度一致。

本文的核心在于辨识直流侧电容的健康状态, 关键参数为 $C$ 与 $E_{ESR}$ 。由表2可知,  $C_1$ 与 $E_{ESR,1}$ 的辨识值分别为8 330  $\mu\text{F}$ 和10.1 m $\Omega$ , 与实际模型的相对误差分别为4.125%和1.00%;  $C_2$ 与 $E_{ESR,2}$ 的辨识值分别为8 260  $\mu\text{F}$ 和10.2 m $\Omega$ , 与实际模型的相对误差分别为3.25%和1.00%。数字孪生模型生成的直流侧电容电压见图7, 其在幅值及波动趋势上都能较好地与实际仿真模型吻合。

表2 稳态过程下参数辨识结果与误差

Tab. 2 Parameter Identification Results and Errors Under Steady-State Process

参数	辨识值	目标值	误差
$C_1/\mu\text{F}$	8 330	8 000	4.125%
$E_{ESR,1}/\text{m}\Omega$	10.1	10.0	1.00%
$C_2/\mu\text{F}$	8 260	8 000	3.25%
$E_{ESR,2}/\text{m}\Omega$	10.2	10.0	2.00%
$L_a/\text{mH}$	10.342	10.000	3.42%
$R_a/\Omega$	4.939	5.000	-1.22%
$L_b/\text{mH}$	10.329	10.000	3.29%
$R_b/\Omega$	4.935	5.000	-1.30%
$L_c/\text{mH}$	10.346	10.000	3.46%
$R_c/\Omega$	4.933	5.000	-1.34%

字孪生系统的可靠性进行研究<sup>[20]</sup>。

#### 4.2 可变参数情况下的辨识

将通过过度负载测试、全电容老化测试和单侧电容老化测试来评估参数辨识算法和数字孪生模型的可靠性, 可变参数下参数辨识结果与误差见表3。

表3 可变参数下参数辨识结果与误差

Tab. 3 Parameter Identification Results and Errors Under Variable Parameters

参数	过度负载测试			双侧电容失效测试			单侧电容失效测试		
	辨识值	目标值	误差	辨识值	目标值	误差	辨识值	目标值	误差
$C_1/\mu\text{F}$	8 265	8 000	3.31%	6 551.7	6 400	2.37%	6 142.9	6 400.0	4.02%
$E_{\text{ESR}1}/\text{m}\Omega$	10.044	10.000	0.44%	28.985	30.000	-3.38%	26.257	30.000	-12.48%
$C_2/\mu\text{F}$	8 327.4	8 000	4.09%	6 610.1	6 400.0	3.28%	7 508.9	8 000.0	-6.14%
$E_{\text{ESR}2}/\text{m}\Omega$	10.318	10.000	3.18%	30.146	30.000	0.49%	11.319	10.000	13.19%
$L_a/\text{mH}$	15.484	15.000	3.20%	10.365	10.000	3.65%	10.378	10.000	3.78%
$R_a/\Omega$	7.420 6	7.500 0	-1.06%	4.934 9	5.000 0	-1.30%	4.931 1	5.000 0	-1.38%
$L_b/\text{mH}$	15.442	15.000	2.95%	10.340	10.000	3.40%	10.351	10.000	3.51%
$R_b/\Omega$	7.410 3	7.500 0	-1.20%	4.930 7	5.000 0	-1.39%	4.926 3	5.000 0	-1.47%
$L_c/\text{mH}$	15.491	15.000	3.27%	10.363	10.000	3.63%	10.378	10.000	3.78%
$R_c/\Omega$	7.404 8	7.500 0	-1.27%	4.926 4	5.000 0	-1.47%	4.921 4	5.000 0	-1.57%

过度负载测试: 将负载侧元件参数提升至原来的1.5倍, 负载参数目标函数在80次迭代后不再波动;  $E_{\text{ESR}}$ 和 $C$ 分别在迭代30次和25次后收敛, 目标函数数值不再波动。全电容极限老化测试: 根据上文可知, 电解电容容值损失20%以上或 $E_{\text{ESR}}$ 增加至原来的2~3倍以上即可判定为失效, 本测试设定为极限状态, 取电容容值损失20%,  $E_{\text{ESR}}$ 增加至原来的3倍。测试结果显示, 负载参数目标函数在60次迭代后不再波动;  $E_{\text{ESR}}$ 和 $C$ 分别在迭代20次和15次后收敛, 目标函数数值不再发生明显变化。单侧电容老化测试: 将直流侧上侧电容设置为极限劣化状态, 下侧电容保持正常。测试结果表明, 负载参数目标函数在50次迭代后不再波动;  $E_{\text{ESR}}$ 和 $C$ 分别在迭代9次和3次后就趋于收敛。

由表3可知, 在过度负载测试中, 辨识得到的三相负载电感为15.484 mH、15.442 mH、15.491 mH, 与实际电路元件的相对误差分别为3.20%、2.95%、3.27%; 辨识得到的三相负载电阻为7.420 6  $\Omega$ 、7.410 3  $\Omega$ 、7.404 8  $\Omega$ , 相对误差分别为-1.06%、-1.20%、-1.27%。在全电容老化测试中, 辨识得到的三相负载电感为10.365 mH、10.340 mH、10.363 mH, 与实际电路元件的相对误差分别为3.65%、3.40%、3.63%; 辨识得到的三相负载电阻为4.934 9  $\Omega$ 、4.930 7  $\Omega$ 、4.926 4  $\Omega$ , 相对误差分别为-1.30%、-1.39%、-1.47%。在单侧电容老化测试中, 辨识得到的三相负载电感为10.378 mH、10.351 mH、10.378 mH, 与实际电路元件的相对误差分别为3.78%、3.51%、3.78%; 辨识得到的三相负载电阻为4.931 1  $\Omega$ 、4.926 3  $\Omega$ 、4.921 4  $\Omega$ , 相对误差分别为-1.38%、-1.47%、-1.57%。

针对直流侧电容参数辨识, 在过度负载工况下,  $C_1$ 和 $E_{\text{ESR}1}$ 分别为8 265  $\mu\text{F}$ 和10.044 m $\Omega$ , 与实际模型的相对误差分别为3.31%和0.44%;  $C_2$ 和 $E_{\text{ESR}2}$ 分别为

8 327.4  $\mu\text{F}$ 和10.318 m $\Omega$ , 与实际模型的相对误差分别为4.09%和3.18%。在全电容老化工况下,  $C_1$ 和 $E_{\text{ESR}1}$ 分别为6 551.7  $\mu\text{F}$ 和28.985 m $\Omega$ , 与实际模型的相对误差分别为2.37%和-3.38%;  $C_2$ 和 $E_{\text{ESR}2}$ 分别为6 610.1  $\mu\text{F}$ 和30.146 m $\Omega$ , 与实际模型的相对误差分别为3.28%和0.49%。在单侧电容老化工况下,  $C_1$ 和 $E_{\text{ESR}1}$ 分别为6 142.9  $\mu\text{F}$ 和26.257 m $\Omega$ , 与实际模型的相对误差分别为4.02%和-12.48%;  $C_2$ 和 $E_{\text{ESR}2}$ 分别为7 508.9  $\mu\text{F}$ 和11.319 m $\Omega$ , 与实际模型的相对误差为-6.14%和13.19%。

逆变器数字孪生模型和仿真模型的直流侧电压对比见图8(a)和图8(b), 在负载增加测试和直流侧上下侧全电容老化测试中, 数字孪生系统能较好地跟踪实际仿真电路的输出信号。单侧电容老化测试下的电压对比见图8(c), 直流侧上侧电容电压初始值>335 V, 直流侧下侧电容电压<265 V, 此时直流侧上下侧电压严重失衡。随着时间推移, 上侧电容电压缓慢下降, 下侧电容电压缓慢上升, 数字孪生系统仍能有效跟踪仿真信号。

综上所述, 在过度负载测试和全电容老化测试中, 数字孪生系统和实际模型吻合度高, 参数辨识误差小。在实际工作中, NPC三电平逆变器直流侧上下侧电容电压偏差较小, 电容通常处于对称工作状态, 因此其老化程度往往相近。然而, 较小的电容电压偏差可能导致上下侧电容出现轻微的不对称老化, 或在安装、运输及使用过程中发生个别电容脱落或损坏。在单侧电容过度老化测试中, 数字孪生系统能较好地拟合实际模型输出信号, 对 $C$ 的辨识精度较高, 但对 $E_{\text{ESR}}$ 的辨识精度有所下降, 这是因为在单侧电容过度老化条件下,  $C$ 损失显著,  $E_{\text{ESR}}$ 的变化相对较小, 当上下侧电容电压严重不平衡时,  $E_{\text{ESR}}$ 对应的目标函数提前饱和, 导致其辨识精度出现小幅下降。

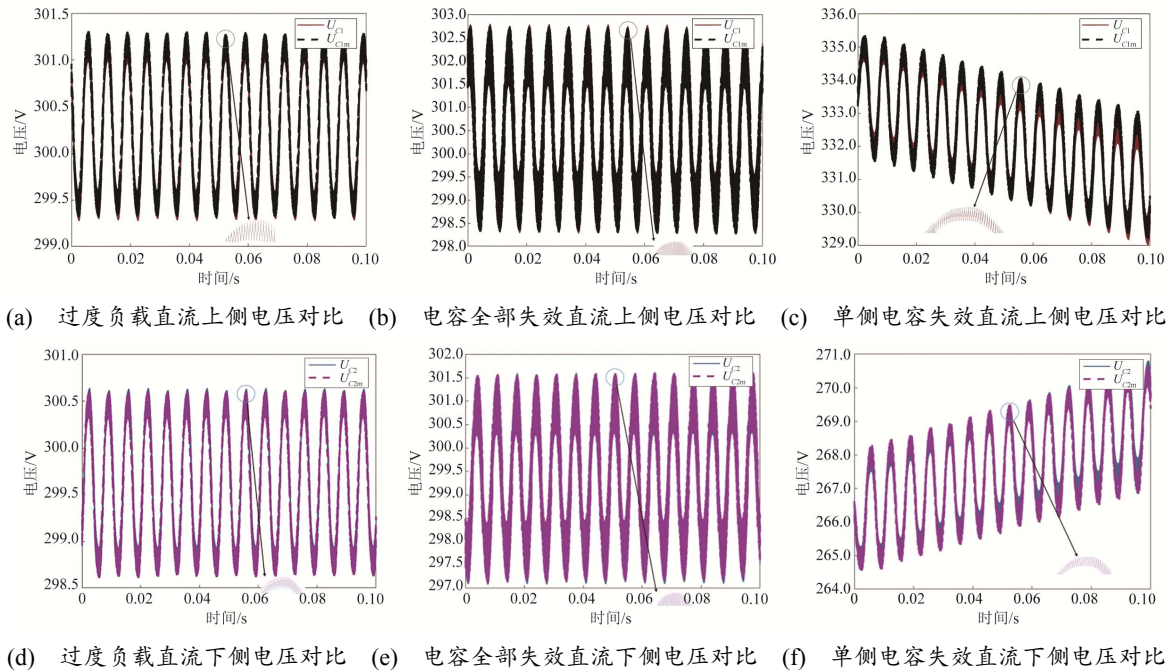


图8 逆变器数字孪生模型和仿真模型直流侧电压对比

Fig. 8 Comparison of DC-Link Voltage Between Digital Twin Model and Simulation Model

综上所述,除单侧电容劣化情况下的ESR辨识外,本文所提出的辨识系统在不同条件下都能较为准确地识别相关参数,且误差基本保持在5%左右,表明该参数辨识系统具有较高的精度;同时,数字孪生模型能较好地与实际模型吻合。因此,本文为NPC三电平逆变器直流侧电容健康状态评估提供了一种可行、实时的非侵入性诊断方案。

## 5 结论

为分析NPC三电平逆变器直流侧电容的劣化状态,本文提出了一种非侵入性的实时监测方法。针对传统非侵入式实时监测方法普适性差、依赖训练数据等问题,通过解析NPC三电平逆变器数学模型构建数字孪生模型,并结合直流侧电容工作状态分析,选定表征直流侧电容健康状态的关键监测参数。利用高效的PSO算法对实际电路和数字孪生模型进行匹配,实现对NPC三电平逆变器直流侧电容健康状态的实时监测。本文通过仿真试验验证了参数辨识算法的准确性,证明了数字孪生模型能较好地模拟实际模型的工作状态,实现了对相关元件的实时监测。

## 参考文献:

[1] 马伟明. 舰船动力发展的方向—综合电力系统[J]. 海军工程大学学报, 2002(6): 1-5.

MA W M. The Direction of Ship Power Development-Integrated Electric System[J]. Journal of Naval University of Engineering, 2002(6): 1-5.

[2] 杨亚宇, 邰能灵, 黄文焘, 等. 船舶中压直流综合电力系统(一): 系统结构和电力电子变换器[J]. 电工技术学报, 2024, 39(21): 6647-6665.

YANG Y Y, TAI N L, HUANG W T, et al. Integrated Medium-Voltage DC Power System for Ships (1): System Structure and Power Electronic Converter[J]. Journal of Electrical Engineering, 2024, 39(21): 6647-6665.

[3] 王超. NPC三电平逆变器改进控制策略研究[D]. 辽宁大连: 大连海事大学, 2020.

WANG C. Research on Improved Control Strategy for NPC Three-Level Inverter [D]. Dalian, Liaoning: Dalian Maritime University, 2020.

[4] 刘曼, 朱国荣, 冯凯, 等. 基于时频域联合模型的DC-Link电容器在线监测方法[J/OL]. [2025-10-30]. <https://doi.org/10.20222/j.cnki.cn61-1124/tm.20250904.001>.

LIU M, ZHU G R, FENG K, et al. Online Monitoring Method for DC-Link Capacitors Based on Joint Time-frequency Domain Model [J/OL]. [2025-10-30]. <https://doi.org/10.20222/j.cnki.cn61-1124/tm.20250904.001>.

- [5] RAMEES M K P M, AHMAD M W. Advances in Capacitor Health Monitoring Techniques for Power Converters: A Review[J]. IEEE Access, 2023, 11: 133540-133576.
- [6] WANG H, WANG H, ZHU G, et al. An Overview of Capacitive DC-Links-Topology Derivation and Scalability Analysis[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 35(2): 1805-1829.
- [7] 梁家琦, 帕孜来·马合木提. 中性点箝位型逆变器直流侧电容故障诊断方法[J]. 电力电子技术, 2022, 56(9): 12-16.
- LIANG J Q, MAHMUTI P. Fault Diagnosis Method for DC Side Capacitor of Neutral Point Clamped Inverter [J]. Power Electronics Technology, 2022, 56(9): 12-16.
- [8] 司栩源. 高速动车组牵引传动系统关键部件故障诊断研究[D]. 北京: 北京交通大学, 2020.
- SI X Y. Research on Fault Diagnosis of Key Components in Traction Transmission System of High-Speed EMU[D]. Beijing: Beijing Jiaotong University, 2020.
- [9] YANG S, BRYANT A, MAWBY P, et al. An Industry-Based Survey of Reliability in Power Electronic Converters[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2011, 47(3): 3151-3157.
- [10] SUNDARARAJAN P, SATHIK M H M, SASONGKO F, et al. Condition Monitoring of DC-Link Capacitors Using Goertzel Algorithm for Failure Precursor Parameter and Temperature Estimation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(6): 6386-6396.
- [11] ZHAO Z, DAVARI P, LU W, et al. An Overview of Condition Monitoring Techniques for Capacitors in DC-Link Applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(4): 3692-3716.
- [12] 姚建勇. 浅谈铝电解电容器在线状态监测方法[J]. 中国设备工程, 2021(8): 154-156.
- YAO J Y. A Brief Discussion on Online Condition Monitoring Methods for Aluminum Electrolytic Capacitors[J]. China Equipment Engineering, 2021(8): 154-156.
- [13] 邱卫东, 周琪翔, 任磊. 电力电子变换器中铝电解电容的可靠性监测[J]. 电子元器件与信息技术, 2025, 9(6): 49-51.
- QIU W D, ZHOU Q X, REN L. Reliability Monitoring of Aluminum Electrolytic Capacitors in Power Electronic Converters[J]. Electronic Components and Information Technology, 2025, 9(6): 49-51.
- [14] 都佳美. 牵引传动系统直流侧支撑电容状态监测研究[D]. 北京: 北京交通大学, 2020.
- DU J M. Research on DC-side Support Capacitor Status Monitoring of Traction Drive System[D]. Beijing: Beijing Jiaotong University, 2020.
- [15] 王振, 肖凯, 张乔木, 等. 基于性能退化的铝电解电容寿命预测方法研究[J]. 电子器件, 2024, 47(5): 1247-1254.
- WANG Z, XIAO K, ZHANG Q M, et al. Research on Prediction Method of Lifespan of Aluminum Electrolytic Capacitors Based on Performance Degradation[J]. Electronic Devices, 2024, 47(5): 1247-1254.
- [16] SONG W, ZHANG Z, ZHANG S, et al. Digital Twin Modeling and Multiparameter Monitoring Schemes of Three-Level ANPC Inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2024(12): 39.
- [17] SOLIMAN H A, WANG H, DAVARI P, et al. Capacitance Estimation Algorithm Based on DC-Link Voltage Harmonics Using ANN in Three-Phase Motor Drive Systems[C]//IEEE Energy Conversion Congress & Exposition-ecce Usa. 2017.
- [18] 王万全. 非侵入式单相逆变器关键器件渐变失效监测技术研究[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2022.
- WANG W Q. Research on Gradual Failure Monitoring Technology of Key Components in Non-Intrusive Single-Phase Inverters[D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2022.
- [19] 李爱国, 覃征, 鲍复民, 等. 粒子群优化算法[J]. 计算机工程与应用, 2002(21): 1-3.
- LI A G, QIN Z, BAO F M, et al. Particle Swarm Optimization Algorithm[J]. Computer Engineering and Applications, 2002(21): 1-3.
- [20] 朱莉娅, 侯广信, 陈志凌, 等. 泵用机械密封和辅助冲洗系统研究现状及发展方向[J]. 中国海上油气, 2025, 37(3): 223-234.
- ZHU L Y, HOU G X, CHEN Z L, et al. Mechanical Seals and Auxiliary Flushing Systems for Pumps: Research Status, and Future Directions[J]. China Offshore Oil and Gas, 2025, 37(3): 223-234.