DOI：10.20271/j.cnki.1673-9833.2026.3005

基于原边检测的 MCR-WPT 系统参数辨识方法

舒中宾，黎伟杰，李中启

（湖南工业大学 交通与电气工程学院，湖南 株洲 412007）

摘　要：针对磁耦合无线电能传输系统负载与互感辨识方法复杂且辨识精度较低的问题，提出了一种 MCR-WPT 系统的负载与互感同时辨识方法。首先，在考虑系统高次谐波的影响下，建立 LCC-S 拓扑系统稳态电路模型并进行验证，得到原边逆变器输出电流与互感、负载的数学描述；其次，引入改进粒子群算法，以原边逆变器输出电流理论值与实际值之间的误差构建适应度函数，将系统的参数辨识问题转化为寻优问题，从而得到系统负载以及互感的辨识值；最后，仿真结果表明，所提方法辨识的负载与互感值误差均不超过 1.20%，非常接近实际值，验证了所提方法的正确性。该方法可被应用于谐振和非谐振 MCR-WPT 系统，且不受补偿网络的限制，无需原副边通信、辅助电路即可精确辨识负载和互感参数。

关键词：无线电能传输；改进粒子群算法；负载辨识；互感辨识

中图分类号：TP273　　**文献标志码**：A　　**文章编号**：1673-9833(2026)03-0033-08

引文格式：舒中宾，黎伟杰，李中启. 基于原边检测的 MCR-WPT 系统参数辨识方法 [J]. 湖南工业大学学报，2026，40(3)：33-40.

Parameter Identification Method for MCR-WPT Systems Based on Primary Side Detection

SHU Zhongbin，LI Weijie，LI Zhongqi

（School of Transportation and Electrical Engineering，Hunan University of Technology，Zhuzhou Hunan 412007，China）

Abstract：In view of the complex and low identification accuracy of load and mutual inductance identification methods in magnetically coupled wireless power transfer (MCR-WPT) systems, a method has been proposed for simultaneous identification of load and mutual inductance in MCR-WPT systems. Firstly, with the influence of high-order harmonics in the system taken into consideration, a steady-state circuit model of the LCC-S topology system is established and verified, thus obtaining mathematical descriptions of the output current, mutual inductance, and load of the primary inverter. Secondly, an improved particle swarm optimization algorithm is introduced so as to construct a fitness function based on the error between the theoretical and actual values of the output current of the primary inverter, with the parameter identification of the system transformed into an issue of optimization, thereby obtaining the identification values of the system load and mutual inductance. Finally, the simulation results show that the load and mutual inductance errors identified by the proposed method are kept below 1.20%, which is very close to the actual values, verifying the feasibility of the proposed method. This proposed approach is applicable to both resonant and non-resonant MCR-WPT systems without compensation network constraints, thus enabling precise parameter identification

收稿日期：2025-04-03

基金项目：国家重点研发计划基金资助项目（2022YFB3403200）

作者简介：舒中宾，男，湖南工业大学副教授，主要研究方向为电力电子及电力传动，E-mail：123998439@qq.com

通信作者：李中启，男，湖南工业大学副教授，主要研究方向为无线电能传输技术，E-mail：my3eee@126.com

without primary-secondary communication or auxiliary circuits.

Keywords：wireless power transfer；improved particle swarm optimization；load identification；mutual inductance identification

1 研究背景

磁耦合无线电能传输（magnetically-coupled wireless power transfer，MCR-WPT）技术，是一种基于电磁感应原理将电能从电源端传输到负载端的供电方法 [1-2]。MCR-WPT 技术具有安全、方便等优点，在电子产品充电 [3]、轨道交通电源 [4-5]、生物医学植入物 [6] 等方面得到了广泛的应用。

在 MCR-WPT 系统的实际应用中，系统的耦合系数和负载大小不可避免地会发生变化，会直接影响系统的稳定性 [7]。为了解决这一问题，通常采用不需要获得互感大小的控制方案，如在负载侧增加一级降压电路，在一次侧和二次侧增加通信设备等辅助手段来完成对系统输出稳定性的控制。这些方法虽然有效地改善了系统的传输性能，但存在控制复杂、需要额外电路等缺点 [8-9]。

因此，有必要研究一种能够实时辨识系统负载与互感大小的方法，为系统稳定运行提供控制依据。文献 [10] 在 SS 型 MCR-WPT 系统一次侧增加一台辅助逆变器，通过切换辅助逆变器的工作状态实现互感与负载的辨识，该方法需要额外增加辅助设备。文献 [11] 基于 SS 型 MCR-WPT 系统，通过优化脉冲密度调制顺序生成高幅值间谐波，结合快速傅里叶变换分析与最小二乘求解，实现负载与互感参数同步辨识，但会导致较大的计算负担。文献 [12] 建立了 SS 型 MCR-WPT 系统的时域数学模型，采用枚举法对负载和互感进行辨识，但所用算法耗时较大。文献 [13] 通过在 LCC-S 型 MCR-WPT 系统测量一次侧并联补偿电容的电压、传输线圈的电流以及两者之间的相位差，建立一次侧阻抗与二次侧阻抗之间的函数关系，求出负载的值，然后利用负载与互感的关系求出互感，该方法需要添加额外的检测设备。文献 [14] 提出了一种只采样电流和移相角的参数联合辨识方法，实现了多个重要负载参数的联合辨识，但没有提供负载的辨识方法。由此可见，MCR-WPT 系统部分辨识方法仍存在以下问题：1）不能用于其他拓扑；2）不能同时辨识负载与互感；3）需要增加辅助设备，额外检测系统其他参数来实现。

对多参数辨识模型，传统优化方法普遍存在精度不足与多解场景适应性差的问题。粒子群算法（particle swarm optimization，PSO）在复杂函数优化中展现较强的全局搜索能力和收敛效率，但其固有缺陷制约了其在高维多峰或动态优化任务中的应用性能。因此，需通过算法机制改进，以增强 PSO 的全局寻优鲁棒性及复杂问题适应性。

针对上述问题，本文提出一种能够辨识 MCR-WPT 中任意拓扑的负载与互感值的方法，考虑基波和高次谐波对 MCR-WPT 系统进行建模，具有较高的准确性。仅需要采集原边电压和逆变器输出电流波形，消除了一次侧与二次侧之间的通信。在得到系统输入阻抗的表达式基础上，引入改进粒子群算法（improved particle swarm optimization，IPSO），将系统的参数辨识问题转化为寻优问题，就可以在未知的变化耦合和负载条件下辨识负载和互感。该方法适用于在谐振和非谐振条件下的任意补偿网络 MCR-WPT 系统。同时，无需增加额外电路以及相应控制，降低了电路复杂度并且减小了系统体积。

2 负载与互感的辨识原理

本文所提的参数辨识方法是将 MCR-WPT 系统的数学模型输入与实际模型相同的参数，将数学模型的逆变器输出电流 i_{in} 和实际模型的逆变器输出电流，经过均方根运算得到误差，利用改进粒子群优化算法得到数学模型与实际模型之间的误差达到最小值时，可以得出两个模型已经达到最佳拟合，然后可以获得最终的负载和互感的辨识值。MCR-WPT 系统的电路图如图 1 所示，系统参数辨识的原理图如图 2 所示。

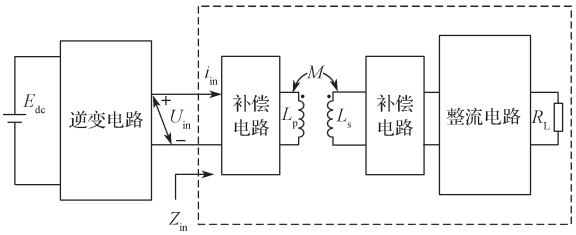


图 1 MCR-WPT 电路图

Fig. 1 MCR-WPT circuit diagram

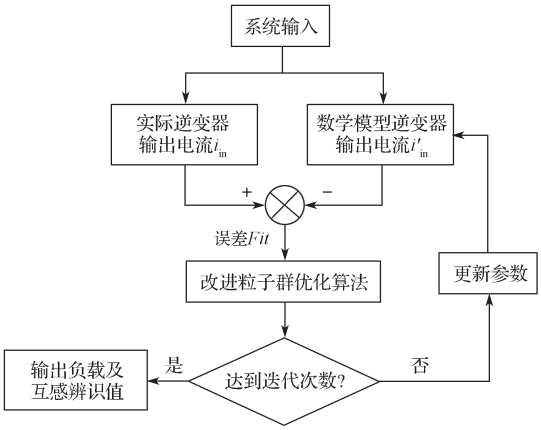


图 2　参数辨识原理图

Fig. 2　Parameter identification schematic diagram

3　系统建模及辨识方法

3.1　系统数学模型构建

LCC-S 型 MCR-WPT 系统综合了 S-S 和 S-P 两种结构的优点。因此，它可以在谐振点实现恒压输出，并具有良好的鲁棒性，故被广泛应用于无线充电应用中。系统电路拓扑结构如图 3 所示。

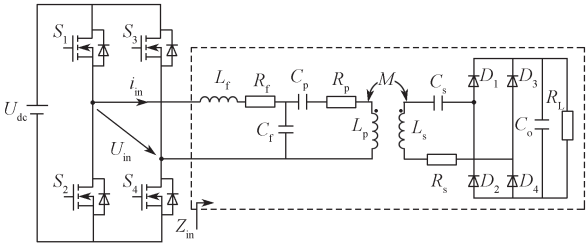


图 3　LCC-S 拓扑电路图

Fig. 3　LCC-S topology circuit diagram

图 3 中 U_{dc} 为直流输入电压；S_1~S_4 为原边逆变器的开关；L_p 和 L_s 为原边和副边线圈的自感；补偿电感 L_f 与补偿电容 C_f、C_p 构成了 LCC 谐振补偿电路。接收线圈 L_s 与串联补偿电容 C_s 构成串联谐振回路。M 为耦合线圈 L_p、L_s 之间的互感，R_p、R_s 和 R_f 分别为发射线圈、接收线圈以及补偿电感 L_f 的等效电阻。R_{eq} 为整流电路的等效电阻，即

$$R_{eq}=\frac{8}{\pi^2}R_L。\tag{1}$$

系统中电路参数值 L_p、L_s、L_f、C_f、C_p、C_s、R_p、R_s、R_f 均可准确测量出来，因此可将以上参数值视为不变。

根据图 4 所示，系统逆变输出方波电压 $U_{in}(t)$ 的傅里叶展开形式为

$$U_{in}(t)=\frac{4U_{dc}}{\pi}\sum_{n=1}^{2k+1}\frac{1}{n}\sin(n\omega t),\quad k=0,1,2\cdots。\tag{2}$$

从而得到电流 i_{in-n} 表达式为

$$i_{in_n}(t)=I_n\sin(n\omega t+\phi_n),\ n=1,3,\cdots,2k+1,\cdots。\tag{3}$$

式中：I_n 为逆变输出电流 n 次谐波峰值；ϕ_n 为 i_{in_n} 和 U_{in_n} 的相位差。

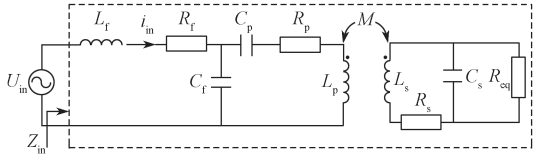


图 4　LCC-S 等效电路图

Fig. 4　Equivalent circuit diagram of LCC-S topology

根据电路叠加定理，电流 $i_{in}(t)$ 可表示为

$$i_{in}(t)=\sum_{n=1}^{2k+1}i_{in_n}=\sum_{n=1}^{2k+1}I_n\sin(n\omega t+\phi_n)。\tag{4}$$

根据 KVL 可以得到逆变器输出电压与逆变器输出电流的向量关系式为

$$\dot{I}_{in_n}=\frac{\dot{U}_{in_n}}{Z_{in_n}}。\tag{5}$$

式中：$\dot{I}_{in_n}$ 及 $\dot{U}_{in_n}$ 分别为系统逆变输出的 n 次谐波电流及电压向量；Z_{in_n} 为 U_{in_n} 激励下的系统输入阻抗，其表达式为

$$Z_{in_n}=R_f+\mathrm{j}\omega nL_f+\frac{\dfrac{1}{\mathrm{j}n\omega C_f}\left(R_p+\mathrm{j}n\omega L_p+\dfrac{1}{\mathrm{j}n\omega C_p}+\dfrac{n^2\omega^2M^2}{Z_{s_n}}\right)}{\dfrac{1}{\mathrm{j}n\omega C_f}+\left(R_p+\mathrm{j}n\omega L_p+\dfrac{1}{\mathrm{j}n\omega C_p}+\dfrac{n^2\omega^2M^2}{Z_{s_n}}\right)},\tag{6}$$

其中 Z_{s_n} 为 U_{in_n} 激励下的副边电路阻抗。

$$Z_{s_n}=\mathrm{j}n\omega L_s+\frac{1}{\mathrm{j}n\omega C_s}+R_{eq}。\tag{7}$$

令输入阻抗

$$Z_{in_n}=\alpha_n+\mathrm{j}\beta_n,\tag{8}$$

可得 $\alpha_n=\mathrm{Re}(Z_{in_n})$，$\beta_n=\mathrm{Im}(Z_{in_n})$，即 α_n 为 Z_{in_n} 的实部，β_n 为 Z_{in_n} 的虚部。

所以式（5）中的 ϕ_n 和 I_n 可以表示为

$$\phi_n=\arctan\frac{\beta_n}{\alpha_n};\tag{9}$$

$$I_n=\frac{4E_{dc}}{n\pi\sqrt{\alpha_n^2+\beta_n^2}}。\tag{10}$$

联立式（4）~（10）可得逆变器输出电流 i_{in} 为

$$i_{in}(t)=\sum_{n=1}^{2k+1}\frac{4E_{dc}}{n\pi\sqrt{\alpha_n^2+\beta_n^2}}\sin\left(n\omega t+\arctan\frac{\beta_n}{\alpha_n}\right)。\tag{11}$$

由式（9）~（11）可知，负载和互感决定 n 次谐

波激励下的 Z_{in_n} 和逆变器输出电流 i_{in}，因此只需得到系统中的 Z_{in} 表达式即可对任意拓扑的 MCR-WPT 系统进行负载与互感参数同时辨识。图 5 和表 1 给出了在无线电能传输中常见的补偿拓扑以及系统输入阻抗 Z_{in} 的表达式。

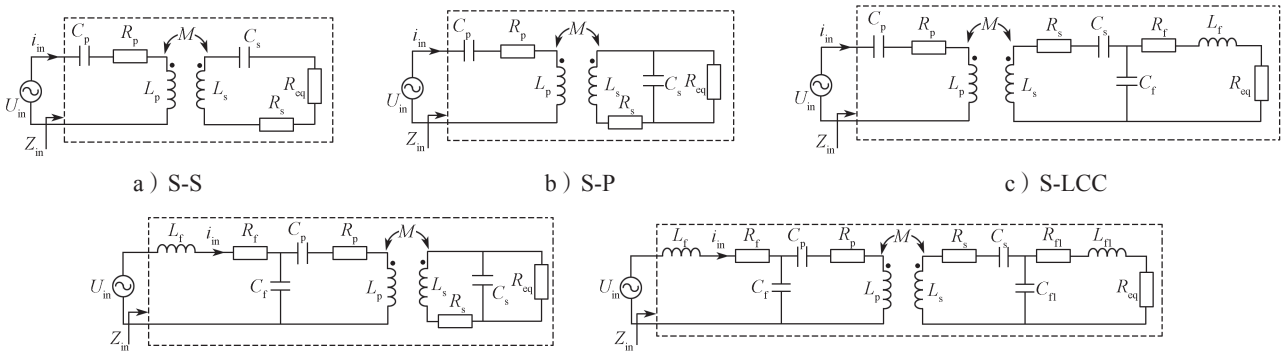


图 5 MCR-WPT 中常见的补偿拓扑结构

Fig. 5 Common compensation topologies in MCR-WPT systems

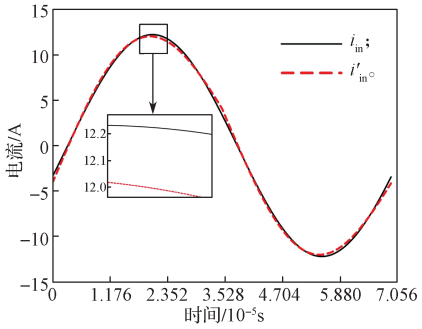
表 1 MCR-WPT 中常见补偿拓扑的输入阻抗

Table 1 Input impedance of common compensation topologies in MCR-WPT systems

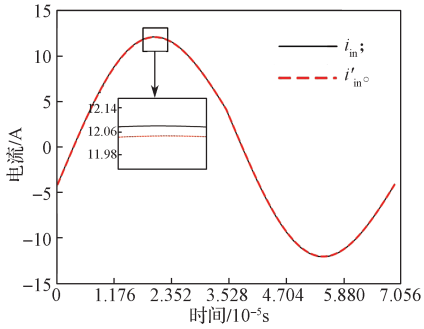
拓扑类型	输入阻抗 Z_{in}	输出阻抗 Z_s
S-S	$R_p + j\omega L_f + \frac{1}{j\omega C_f} + \frac{\omega^2 M^2}{Z_s}$	$R_s + R_{eq} + j\omega L_s + \frac{1}{j\omega C_s}$
S-P	$R_p + j\omega L_f + \frac{1}{j\omega C_f} + \frac{\omega^2 M^2}{Z_s}$	$R_s + j\omega L_s + \frac{1}{j\omega C_s + \frac{1}{R_{eq}}}$
S-LCC	$R_p + j\omega L_f + \frac{1}{j\omega C_f} + \frac{\omega^2 M^2}{Z_s}$	$R_s + j\omega L_s + \frac{1}{j\omega C_s} + \frac{\frac{1}{j\omega C_f}\left(R_f + R_{eq} + j\omega L_f\right)}{\left(R_f + R_{eq} + j\omega L_f + \frac{1}{j\omega C_f}\right)}$
LCC-P	$R_f + j\omega L_f + \frac{\frac{1}{j\omega C_f}\left(R_p + j\omega L_p + \frac{1}{j\omega C_p} + \frac{\omega^2 M^2}{Z_s}\right)}{\left(\frac{1}{j\omega C_f} + R_p + j\omega L_p + \frac{1}{j\omega C_p} + \frac{\omega^2 M^2}{Z_s}\right)}$	$R_s + j\omega L_s + \frac{1}{j\omega C_s + \frac{1}{R_{eq}}}$
LCC-LCC	$R_f + j\omega L_f + \frac{\frac{1}{j\omega C_f}\left(R_p + j\omega L_p + \frac{1}{j\omega C_p} + \frac{\omega^2 M^2}{Z_s}\right)}{\left(\frac{1}{j\omega C_f} + R_p + j\omega L_p + \frac{1}{j\omega C_p} + \frac{\omega^2 M^2}{Z_s}\right)}$	$R_s + j\omega L_s + \frac{1}{j\omega C_s} + \frac{\frac{1}{j\omega C_{f1}}\left(R_{f1} + R_{eq} + j\omega L_{f1}\right)}{\left(R_{f1} + R_{eq} + j\omega L_{f1} + \frac{1}{j\omega C_{f1}}\right)}$

3.2 数学模型的选择

为了验证上述数学模型的正确性，本研究通过 Matlab/Simulink 联合仿真平台进行数学模型与物理模型的对比验证。以逆变器输出电流为对比对象，观察两种模型的仿真波形是否一致。当数学模型只考虑电流基波时，i_{in} 与 i'_{in} 的波形如图 6a 所示，i'_{in} 是实际模型的逆变器输出电流，i_{in} 是数学模型的逆变器输出电流，能看到二者的波形拟合度较差。若只考虑电流基波的数学模型去辨识负载与互感的值，这样得到的辨识值误差较大。为了使辨识的精度更高，本文考虑系统高次谐波影响，取 n=51 得到 i_{in} 与 i'_{in} 的波形，如图 6b 所示，二者的波形几乎一致，用此数学模型辨识负载与互感的值具有较高的精度，所以本文中的 n 取 51。



a）n=1



b）n=51

图 6　逆变器输出电流图

Fig. 6　Inverter output current waveform

3.3　基于改进粒子群算法的辨识方法

3.3.1　Bernoulli 混沌映射

传统初始化方法中粒子群的随机分布存在聚集性差和多样性不足的问题，容易导致算法陷入局部最优。所以本文提出在种群初始化阶段引入 Bernoulli 混沌映射，可以提高粒子种群初始解的质量和分布均匀性，Bernoulli 混沌映射表达式为 [15]

$$H_{i+1}=\begin{cases}H_i/(1+\gamma),\ 0<H<1-\gamma;\\(H_i-1+\gamma)/\gamma,\ 1-\gamma<H_i<1。\end{cases}\tag{12}$$

式中：H_i 为产生的第 i 代混沌序列的当前值；γ 为控制参数，当 γ 处于 0.5 附近时混沌序列能够获得更好的遍历性。

图 7 和图 8 分别为 γ=0.499 时的 Bernoulli 混沌映射分布图和直方图。

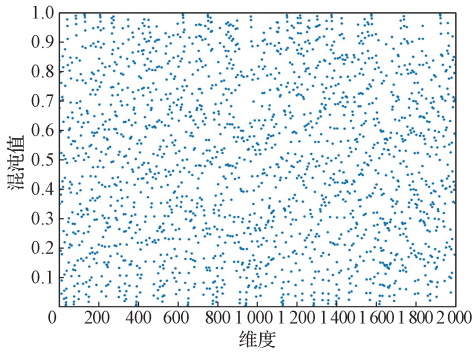


图 7　Bernoulli 混沌映射分布图

Fig. 7　Bernoulli chaotic mapping distribution diagram

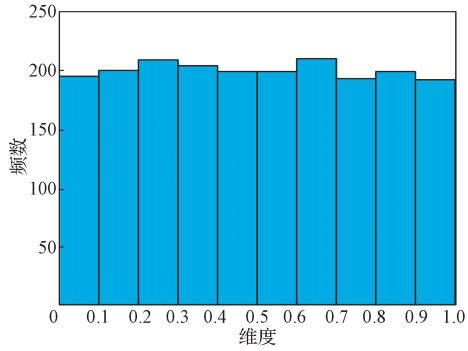


图 8　Bernoulli 混沌映射直方图

Fig. 8　Bernoulli chaotic mapping histogram

由图 7 和图 8 可以看出，Bernoulli 混沌映射具有很好的遍历效果。

3.3.2　动态惯性权重策略

在粒子群算法中，惯性因子作为动态调节参数，其数值变化将直接影响探索与开发能力的动态平衡：高权重强化全局空间遍历性，迭代初期通过增强粒子运动惯性快速锁定潜力区域；权重衰减阶段则转向局部精细化搜索。本文设计了一种非线性递减函数调控策略，通过自适应调整机制优化收敛过程，兼顾搜索效率与精度。

$$\omega(t)=\omega_{max}-\sin\left[\left(\pi/2\sqrt{t/t_{max}}\right)\right](\omega_{max}-\omega_{min})。\tag{13}$$

式中：t 为当前迭代次数；t_{max} 为最大迭代次数；ω_{max}、ω_{min} 为惯性权重的上下限值。

3.2.3　动态学习因子

学习因子 c_1 和 c_2 分别决定了粒子自身经验和社会经验的权重。较大的 c_1 粒子缺乏与社会的信息共享，这影响了算法的搜索速度。较大的 c_2 粒子在搜索初期缺乏多样性，容易陷入局部最优。因此，为了平衡算法的收敛速度和搜索精度，动态学习因子改进策略具体表达式如式（14）和（15）所示：

$$c_1(t)=-\cos\left(\frac{\pi(t_{max}-t)}{t_{max}}\right)+c_a;\tag{14}$$

$$c_2(t)=\cos\left(\frac{\pi(t_{max}-t)}{t_{max}}\right)+c_b。\tag{15}$$

式（14）（15）中，c_a 和 c_b 为常数偏移项。

当 c_1 和 c_2 的取值范围控制在 0.5~2.5 时，既能保持算法在迭代初期的探索能力，又能保证后期的开发精度，从而使算法呈现出较好的收敛特性。因此将 c_a 和 c_b 设定为 1.5，c_1 和 c_2 随迭代次数 t 的变化规律如图 9 所示。

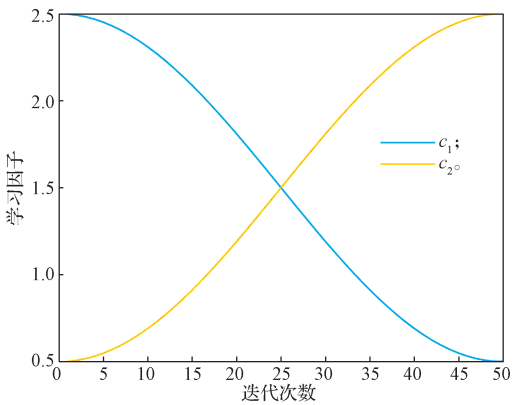


图 9　学习因子变化曲线图

Fig. 9　Learning factor variation curves

在算法开始时，c_1 大于 c_2，这有利于提高粒子个体的全局搜索能力，提高搜索速度，扩大搜索范围。

在算法结束时，c_2 大于 c_1，有助于粒子群收敛到全局最优区域，提高了局部可搜索性和搜索精度。

图 10 展示了本研究 LCC-S 拓扑磁耦合无线电能传输系统的参数辨识架构。其核心采用改进粒子群算法，通过逆变器输出电流动态跟踪实现负载与互感的同时辨识。

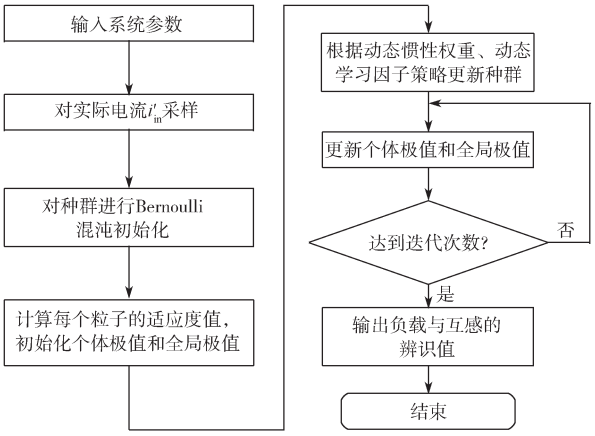


图 10 LCC-S 负载和互感参数辨识流程图

Fig. 10 LCC-S load and mutual inductance parameter identification flowchart

流程具体描述如下：

1）确定系统中的元器件参数，检测实际系统逆变器输入电压 U_{in} 和逆变器输出电流 i'_{in}。

2）通过式（12）Bernoulli 混沌映射理论对粒子种群初始化，初始化每个粒子的位置和速度。

3）根据式（16）计算每个粒子的适应度值，初始个体极值 P_i 和全局极值 G。本文的适应度函数取系统模型逆变器输出电流 i_{in} 与实际系统电流 i'_{in} 之间的误差。

$$Fit(i)=\sqrt{\left[i_{in}(T_0)-i_{in}(T_0)'\right]^2}。\tag{16}$$

式中：T_0 为系统稳态后逆变器输出电流第一个周期的时间；i_{in} 为数学模型的电流值；i'_{in} 为实际电流值。

改进后粒子群算法速度以及位置更新公式如下：

$$\begin{cases}V_i(t+1)=\omega(t)V(t)+c_1r_1(P_i-X_i)+c_2r_2(G-X_i),\\ X_i(t+1)=X_i(t)+V_i(t+1)。\end{cases}\tag{17}$$

式中：V_i 为粒子 i 的速度；P_i 为粒子 i 的个体极值；G 为全局极值；r_1、r_2 均为 [0, 1] 范围内的随机数；ω 为惯性权重；c_1、c_2 分别为个体学习因子和全局学习因子；X_i 为当前粒子位置。

4）根据式（13）（14）（15）（17）更新粒子的速度和位置。

5）根据式（16）计算每个粒子的适应度值，更新每个粒子的 P_i 和全局极值 G。

6）确定是否达到迭代次数。如果已达到，则算法结束并输出优化结果；否则，返回步骤 4 继续优化搜索，直到迭代次数 t_{max} 负载与互感参数辨识完成。

4 仿真验证与结果分析

为了验证本文所提辨识方法的正确性和有效性，本文根据图 4 和理论分析，基于 Simulink 建立了相应的仿真模型。模拟系统的参数如表 2 所示。

表 2 LCC-S 型 WPT 系统参数

Table 2 LCC-S WPT system parameters

参数	取值	参数	取值
f/kHz	85	L_f/μH	25
L_p/μH	130	C_f/nF	140
C_p/nF	33.39	L_s/μH	118
R_p/Ω	0.2	C_s/nF	31
R_f/Ω	0.3	R_s/Ω	0.2

设置粒子群算法的迭代次数为 50，粒子种群数为 50，最大惯性权重系数 ω_{max} 为 0.9，最小惯性权重系数 ω_{min} 为 0.4，负载 R_L 和互感 M 设置为 20 Ω、30 μH，系统输入电压 U_{dc} 为 100 V。运行仿真，结果如表 3 和图 11~12 所示。分析仿真结果可知，所提的改进粒子群算法相对于传统粒子群算法，线性递减惯性权重粒子群算法（linear decreasing inertia weight particle swarm optimization，LPSO）的辨识负载和互感的精度提高了约 1.98%, 1.53%, 1.44%, 0.80%。

表 3 负载与互感辨识值

Table 3 Identified values of load and mutual inductance

算法	负载辨识值 / Ω	负载辨识值相对误差 /%	互感辨识值 / μH	互感辨识值相对误差 /%
PSO	20.56	2.80	29.32	2.27
LPSO	20.47	2.35	29.51	1.63
IPSO	20.16	0.82	29.75	0.83

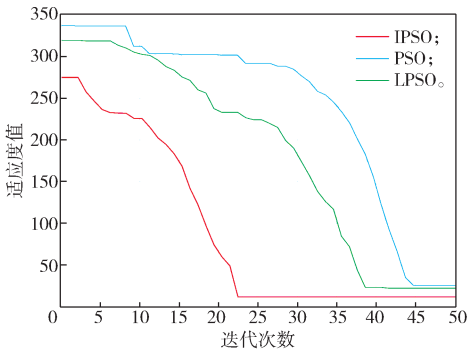


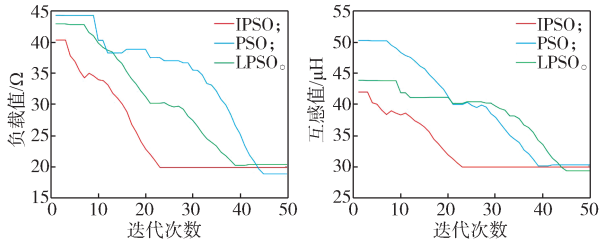
图 11 迭代曲线图

Fig. 11 Iteration convergence curves

在图 11 中，PSO 算法迭代次数在 45 次达到收敛，

LPSO 算法迭代次数在 39 次达到收敛，IPSO 迭代次数达到 23 次达到收敛，并且在 IPSO 算法中，粒子的初始适应度值要比 PSO、LPSO 算法的要更低。由此可见，引入 Bernoulli 混沌映射初始化，动态惯性权重系数，动态学习因子可有效避免陷入局部最优，且适应度值更小。因此本文中的 IPSO 可得到更接近实际电路的负载与互感值。

PSO、LPSO、IPSO 算法参数辨识过程见图 12，由搜索过程可看出 IPSO 搜索数值的稳定性和精度要优于 PSO、LPSO 算法。



a）负载变化　　b）互感变化

图 12　辨识过程中粒子的变化

Fig. 12　Particle dynamics during parameter identification process

本文改进的粒子群算法辨识值与实际的数据是一致的。为进一步验证本文的辨识方法，以及改进算法的有效性，分别随机进行了 10 次参数辨识仿真，得到的具体数据如表 4 所示。

表 4　IPSO 算法负载与互感的辨识值

Table 4　Identified values of load and mutual inductance in IPSO algorithm

次数	负载辨识值 /Ω	负载辨识值相对误差 /%	互感辨识值 /μH	互感辨识值相对误差 /%
1	20.08	0.38	29.82	0.59
2	20.17	0.84	29.78	0.73
3	20.23	1.15	29.72	0.93
4	20.15	0.73	29.76	0.80
5	20.14	0.75	29.69	1.03
6	20.16	0.82	29.84	0.58
7	20.11	0.57	29.81	0.60
8	20.15	0.74	29.80	0.67
9	20.12	0.62	29.83	0.57
10	20.21	1.04	29.71	0.97

在表 4 中辨识结果波动较小，10 组负载辨识值的平均值为 20.15 Ω，平均相对误差为 0.76%；互感辨识值的平均值为 29.78 μH，平均相对误差为 0.73%。负载与互感最大辨识误差分别为 1.15%, 1.03%。

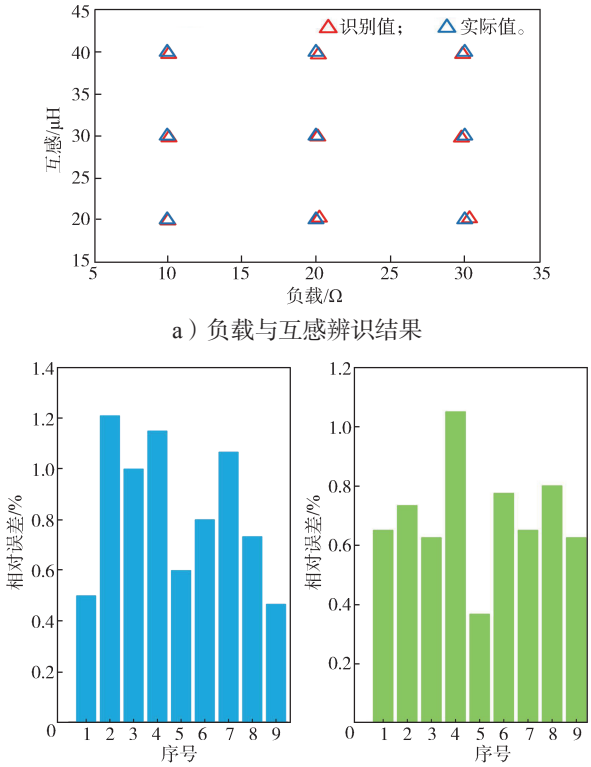
为了进一步验证辨识方法的通用性，同时对 10, 20, 30 Ω 的负载实际值以及 30, 35, 40 μH 的互感实际值进行仿真。负载与互感仿真参数的设置如表 5 所示。

表 5　负载与互感的仿真参数

Table 5　Simulation parameters for load and mutual inductance

序号	负载设定值 /Ω	互感设定值 /μH
1	10	20
2	10	30
3	10	40
4	20	20
5	20	30
6	20	40
7	30	20
8	30	30
9	30	40

参数设置完成后，运行仿真模型，调用 IPSO 算法辨识系统中的负载与互感值，辨识结果如图 13 所示。



a）负载与互感辨识结果

b）负载值辨识相对误差　　c）互感值辨识相对误差

图 13　负载与互感辨识仿真结果

Fig. 13　Simulation results of load and mutual inductance identification

分析负载与互感辨识的仿真结果，在不同的负载与互感条件下进行辨识，负载值辨识相对最大误差为 1.20%，互感值辨识最大相对误差为 1.05%；负载与互感辨识值与设定值非常接近，可以证明辨识方法的有效性、准确性。

5　结语

本文提出一种基于改进粒子群算法的 MCR-WPT

系统负载与互感同步辨识方法，考虑基波和高次谐波构建系统模型，并以逆变器输出电流误差最小化为目标，将参数辨识转化为优化问题。改进算法通过引入 Bernoulli 混沌映射初始化，动态惯性权重系数、动态学习因子，克服传统 PSO 的早熟收敛缺陷，实现高精度辨识，负载与互感最大误差分别低至 1.20% 和 1.05%。可在谐振与非谐振条件下适配任意补偿拓扑，具有强通用性与低成本优势。且无需原副边通信或辅助电路。未来将针对动态负载扰动下的实时辨识鲁棒性展开研究，并推进硬件实验验证，以进一步拓展其工程应用潜力。

参考文献：

[1] 张 波，疏许健，吴理豪，等 . 无线电能传输技术亟待解决的问题及对策 [J]. 电力系统自动化，2019，43(18)：1−12.
ZHANG Bo，SHU Xujian，WU Lihao，et al. Problems of Wireless Power Transmission Technology Urgent to Be Solved and Corresponding Countermeasures[J]. Automation of Electric Power Systems，2019，43(18)：1−12.

[2] 苏玉刚，侯信宇，戴 欣 . 磁耦合无线电能传输系统异物检测技术综述 [J]. 中国电机工程学报，2021，41(2)：715−728.
SU Yugang，HOU Xinyu，DAI Xin. Review of Foreign Object Detection Technology in Magnetic Coupling Wireless Power Transfer System[J]. Proceedings of the CSEE，2021，41(2)：715−728.

[3] 王蒙军，任国梁，刘旭冉，等 . 提高植入式电子设备无线充电效率的技术研究 [J]. 无线电工程，2024，54(10)：2453−2461.
WANG Mengjun，REN Guoliang，LIU Xuran，et al. Technical Investigation of Enhancing Efficiency for Wireless Power Transfer in Implantable Electronic Devices[J]. Radio Engineering，2024，54(10)：2453−2461.

[4] 王赛豪，戴 欣，沙云鹏，等 . 基于等效品质因数的 MC-WPT 系统金属异物检测技术 [J]. 重庆大学学报，2020，43(5)：11−19.
WANG Saihao，DAI Xin，SHA Yunpeng，et al. Metal Foreign Objects Detection Technology of MC-WPT System Based on Equivalent Quality Factor[J]. Journal of Chongqing University，2020，43(5)：11−19.

[5] 林云志，赖一雄 . 基于 PSO 算法的轨道交通 WPT 系统规划研究 [J]. 铁道工程学报，2024，41(3)：100−105.
LIN Yunzhi，LAI Yixiong. Research on Rail Transit Wireless Power Transmission System Planning Based on Particle Swarm Optimization Algorithm[J]. Journal of Railway Engineering Society，2024，41(3)：100−105.

[6] 吴金龙，高楚珊，唐小波 . 基于遗传模拟退火算法的无线电能传输系统 [J]. 电子测量技术，2024，47(22)：19−24.
WU Jinlong，GAO Chushan，TANG Xiaobo. Wireless Power Transfer System Based on Genetic Simulation Annealing Algorithm[J]. Electronic Measurement Technology，2024，47(22)：19−24.

[7] NGINI M A，TRUONG C T，CHOI S J. Parameter Identification for Primary-Side Control of Inductive Wireless Power Transfer Systems：A Review[J]. IEEE Access，2025，13：15885−15904.

[8] 白龙雷，孙良顺，马智勇，等 . 基于原边监测的水下 WPT 系统参数识别技术研究 [J]. 中国电机工程学报，2025，45(6)：2358−2367.
BAI Longlei，SUN Liangshun，MA Zhiyong，et al. Research on Parameter Identification Technology of Underwater WPT System Based on Transmission Side Monitoring[J]. Proceedings of the CSEE，2025，45(6)：2358−2367.

[9] SU Y G，ZHANG H Y，WANG Z H，et al. Steady-State Load Identification Method of Inductive Power Transfer System Based on Switching Capacitors[J]. IEEE Transactions on Power Electronics，2015，30(11)：6349−6355.

[10] SHENG X R，SHI L M. Mutual Inductance and Load Identification Method for Inductively Coupled Power Transfer System Based on Auxiliary Inverter[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology，2020，69(2)：1533−1541.

[11] DAI R M，ZHOU W，CHEN Y H，et al. Pulse Density Modulation Based Mutual Inductance and Load Resistance Identification Method for Wireless Power Transfer System[J]. IEEE Transactions on Power Electronics，2022，37(8)：9933−9943.

[12] CHOW J P，CHUNG H S，CHENG C S. Use of Transmitter-Side Electrical Information to Estimate Mutual Inductance and Regulate Receiver-Side Power in Wireless Inductive Link[J]. IEEE Transactions on Power Electronics，2016，31(9)：6079−6091.

[13] SHEN H M，WANG X N，SUN P，et al. Mutual Inductance and Load Identification of LCC-S IPT System Considering Equivalent Inductance of Rectifier Load[J]. Electronics，2023，12(18)：3841.

[14] GUO Y J，ZHANG Y W，LI S F，et al. Load Parameter Joint Identification of Wireless Power Transfer System Based on the DC Input Current and Phase-Shift Angle[J]. IEEE Transactions on Power Electronics，2020，35(10)：10542−10553.

[15] YU Y，GAO S C，CHENG S，et al. CBSO：A Memetic Brain Storm Optimization with Chaotic Local Search[J]. Memetic Computing，2018，10(4)：353−367.

（责任编辑：申 剑）