

# 基于遗传算法的磁耦合无线电能传输系统 耦合机构参数识别方法

吕卓, 刘华东, 乐文韬, 周振邦, 罗剑波  
(中车株洲电力机车研究所有限公司, 湖南 株洲 412001)

**摘要:** 磁耦合无线电能传输 (MC-WPT) 系统作为一个强电磁耦合系统, 其耦合机构的电感参数对系统性能有着显著影响。为保证磁耦合无线电能传输系统工作时处于谐振状态, 文章提出一种基于遗传算法的 LCC-S 型 MC-WPT 系统的参数识别方法。该方法无需对一、二次侧线圈电压或电流进行高频采样, 即可在线识别一、二次侧自感及互感参数, 且采用该识别方法的系统具有硬件电路简单、成本低且易于实现等优点。仿真和试验结果验证了该耦合机构参数识别方法的可行性及有效性。

**关键词:** 磁耦合无线电能传输; 耦合机构; 参数识别; 遗传算法

中图分类号: TM724

文献标识码: A

文章编号: 2096-5427(2021)03-0053-07

doi:10.13889/j.issn.2096-5427.2021.03.009

## A Method of Coupling Mechanism Parameter Identification Based on Genetic Algorithm for MC-WPT System

LYU Zhuo, LIU Huadong, LE Wentao, ZHOU Zhenbang, LUO Jianbo  
(CRRC Zhuzhou Institute Co.,Ltd., Zhuzhou, Hunan 412001, China)

**Abstract:** Magnetically-coupled wireless power transmission (MC-WPT) system is a strong electromagnetic coupling system, and inductance parameters of its coupling mechanism have a significant impact on the performance of the system. In order to ensure that the magnetically coupled wireless power transmission system is in resonance when it is working, this paper proposes a genetic algorithm-based parameter identification method for LCC-S type MC-WPT system. Not requiring high frequency sampling of primary and secondary side coil voltages or currents, the method can identify primary and secondary side self-inductance and mutual inductance parameters online, and has the advantages of simple system hardware circuit, low cost and easy implementation. Simulation and test results verify the feasibility and effectiveness of the coupling mechanism parameter identification method.

**Keywords:** magnetically-coupled wireless power transmission (MC-WPT); coupling mechanism; parameter identification; genetic algorithm

## 0 引言

近年来, 无线电能传输 (wireless power transmission,

WPT) 技术已成为工程应用领域的研究热点之一。WPT 作为一种新兴的电能传输方式, 弥补了传统接触式供电在一些特殊场合所显露出的不足。如对于轨道交通、旋转机构、吊机装卸等场合的移动电气设备, 若采用传统供电方式, 则设备的灵活性受到限制; 而对于矿井、油库及水下等场合的电气设备, 若采用传

收稿日期: 2021-01-15

作者简介: 吕卓 (1989—), 男, 工程师, 主要研究方向为无线电能传输技术及其应用。

基金项目: 湖南省高新技术产业科技创新引领计划 (2020GK2073)

统供电方式,则又存在较大安全隐患。在诸多 WPT 技术的研究中,磁耦合无线电能传输 (magnetically-coupled wireless power transmission, MC-WPT) 技术发展最为成熟,并逐渐被应用于新能源电动汽车、生物医疗设备、家电产品和水下设备等领域<sup>[1-5]</sup>。在一些 MC-WPT 技术的实际应用中,有的系统为增大耦合系数,会在一、二次侧线圈中添加磁心。如此,当线圈之间的传输距离或相对位置发生变化时,线圈自感及互感也会随之改变,进而导致系统偏离预定工作状态,影响系统传输性能。然而,在对系统进行调试或系统拾取端处于运动状态时,一、二次侧线圈相对位置的改变不可避免。所以,为确保系统具有良好的传输性能,就需要对耦合机构自感进行准确补偿或对系统进行相应的调谐控制,而这一切的实现均需要对耦合机构参数进行识别。

目前,已有不少学者围绕 WPT 系统参数识别问题展开了相关研究。其中,依据待识别参数的不同,它们主要可分为两类:一类是将线圈自感视为已知量,单纯就一、二次侧线圈互感或同时对互感和负载进行识别<sup>[6-8]</sup>;另一类是围绕耦合机构,同时对线圈自感和互感进行参数识别<sup>[9]</sup>。显然这两类方法中,前者并不适用于线圈加有磁心且自感易受线圈相对位置及周围环境变化影响的系统;而后者,大部分现有方法又需要通过高频采样获取一、二次侧线圈电流和电压的相位、幅值或有效值信息方能达到参数识别的目的,这无疑会增加系统复杂度和硬件成本。

针对上述问题,本文以 LCC-S 型 MC-WPT 系统为例,运用交流阻抗法建立了系统的数学模型;并基于遗传算法,提出了一种适用于 MC-WPT 系统的耦合机构参数识别方法。与传统方法相比,该方法无需对一、二次侧线圈电压或电流进行高频采样,因此具有硬件电路简单、成本低且易于实施等优势,特别适合用于 MC-WPT 系统的现场调试和动态 MC-WPT 系统耦合机构参数的在线识别。

## 1 系统建模及分析

LCC-S 型 MC-WPT 系统具有谐振容量大、一次侧恒流、鲁棒性强等优势,被广泛应用于配备有无线传能装置的电动汽车及各类家电产品中。本文围绕 LCC-S 型 MC-WPT 系统展开研究,该系统电路拓扑如图 1 所示,其中参数描述如表 1 所示。

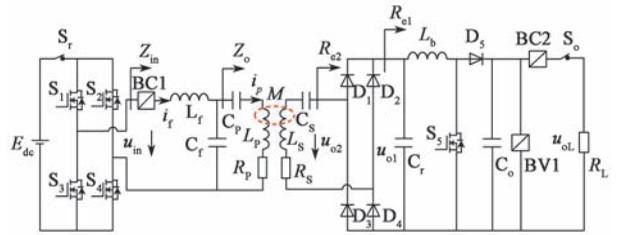


图 1 LCC-S 型 MC-WPT 系统主电路拓扑

Fig. 1 Main circuit of LCC-S type MC-WPT system

表 1 系统电气参数及器件

Tab. 1 Parameters and devices of the system

参数名称	物理含义	参数名称	物理含义
$E_{dc}$	系统直流输入电压	$S_r$	系统启停开关
$S_1 \sim S_4$	逆变开关管	BC1	电流传感器
$u_{in}$	逆变输出电压	$i_f$	逆变输出电流
$Z_{in}$	系统输入阻抗	$L_f$	一次侧谐振电感器
$C_f$	一次侧谐振电容器	$Z_o$	$C_f$ 后级阻抗
$C_p$	一次侧补偿电容器	$i_p$	一次侧线圈电流
$L_p$	一次侧线圈自感	$R_p$	一次侧线圈内阻
$M$	耦合机构互感	$L_s$	二次侧线圈自感
$R_s$	二次侧线圈内阻	$C_s$	二次侧补偿电容器
$u_{o2}$	整流输入电压	$C_r$	整流输出电容器
$R_{e1}$	二次侧整流器后级等效内阻	$R_{e2}$	二次侧谐振电容后级等效内阻
$u_{o1}$	Boost 输入电压	$D_1 \sim D_4$	整流二极管
$L_b$	Boost 电感器	$S_5$	Boost 开关管
$D_5$	Boost 二极管	$C_o$	负载电容
BC2	电流传感器	BV1	电压传感器
$S_o$	负载开关	$u_{oL}$	负载电压
$R_L$	等效负载		

图 1 中,  $S_1 \sim S_4$  组成高频逆变器,  $D_1 \sim D_4$  组成二次侧整流器;  $L_f - C_f - C_p$  构成一次侧谐振网络,  $L_s - C_s$  为二次侧谐振网络;  $L_b, C_r, C_o, S_5$  及  $D_5$  组成 Boost 升压电路;  $S_r$  和  $S_o$  用于系统的启停和负载的投入或移出; BC1 用于逆变器的输出过流保护监测; BV1 和 BC2 用于负载电压、电流检测, 配合相应的控制, 可实现系统的恒压或恒流输出。

根据电路叠加定理, 可将系统逆变输出方波电压  $U_{in}(t)$  进行傅里叶展开:

$$u_{in}(t) = \frac{4E_{dc}}{\pi} \sum_{n=1}^{2k+1} \left[ \frac{1}{n} \sin(n\omega t) \right], k=0, 1, 2, \dots \quad (1)$$

在逆变输出各次谐波电压激励下, 逆变输出稳态电流  $i_f(t)$  可表示为

$$i_f(t) = \sum_{n=1}^{2k+1} i_{f-n}(t) = \sum_{n=1}^{2k+1} \left[ I_{f-n} \sin(n\omega t + \phi_n) \right], n=1, 3, \dots, 2k+1, \dots \quad (2)$$

式中： $I_{f\_n}$ ——逆变输出电流  $n$  次谐波峰值； $\phi_n$ ——逆变输出电流及电压  $n$  次谐波的相位差。

依据基尔霍夫电压电流定律可知：

$$I_{f\_n} = \frac{U_{in\_n}}{Z_{in\_n}} \quad (3)$$

式中： $U_{in\_n}$ ——系统逆变输出的  $n$  次谐波电压向量； $I_{f\_n}$ ——系统逆变输出的  $n$  次谐波电流向量； $Z_{in\_n}$ ——逆变输出  $n$  次谐波电压激励下系统的输入阻抗。

由图 1 可知，在不考虑器件损耗的情况下，Boost 升压电路与负载  $R_L$  的等效阻抗可表示为

$$R_{c1} = (1-D)^2 R_L \quad (4)$$

式中： $D$ —— $S_5$  的驱动脉冲占空比。

则二次侧整流桥及其后级电路的等效阻抗为

$$R_{c2} = \frac{8}{\pi^2} R_{c1} \quad (5)$$

由此，可进一步求得在逆变输出  $n$  次谐波电压激励下的二次侧电路阻抗及其反射阻抗：

$$Z_{s\_n} = R_s + j\omega L_s + \frac{1}{j\omega C_s} + R_{c2} \quad (6)$$

$$Z_{r\_n} = \frac{n^2 \omega^2 M^2}{Z_{s\_n}} \quad (7)$$

相应地，可求得在逆变输出  $n$  次谐波电压激励下电容  $C_f$  的后级阻抗及系统输入阻抗，其分别为

$$Z_{o\_n} = R_p + j\omega L_p + \frac{1}{j\omega C_p} + Z_{r\_n} \quad (8)$$

$$Z_{in\_n} = j\omega L_f + \frac{Z_{o\_n}}{1 + j\omega C_f Z_{o\_n}} \quad (9)$$

## 2 耦合机构参数识别

在对系统参数进行识别的过程中，待识别参数越多，识别难度越大。需要说明的是，LCC-S 型 MC-WPT 系统（图 1）电路参数中， $L_f$ 、 $C_f$ 、 $C_p$ 、 $R_p$ 、 $R_s$ 、 $C_s$ 、 $L_b$ 、 $C_r$  及  $C_o$  在实验前均可通过测量得到，故被视为已知量；而  $R_L$  可由 BV1 和 BC2 所测数据通过计算得到，故亦可视为已知量。因此其耦合机构中待识别参数只有 3 个（ $L_p$ 、 $L_s$  及  $M$ ），可考虑进行单独辨识，即在参数识别过程中，始终不给开关管  $S_5$  施加驱动信号，保持  $D=0$ 。单独辨识具体操作如下：

（1）闭合开关  $S_r$ ，断开开关  $S_o$ ，在直流电源激励下识别一次侧线圈自感  $L_p$ ；

（2）同时闭合开关  $S_r$  和  $S_o$ ，在直流电源激励下识别二次侧线圈自感  $L_s$  和互感  $M$ 。

本节将对耦合机构参数识别原理及过程进行详细论述，并给出具体的参数识别流程图。

### 2.1 一次侧线圈自感识别

当闭合开关  $S_r$ 、断开开关  $S_o$  时，系统负载  $R_L$  可被视为无穷大（图 1）。此时，由式 (4) ~ 式 (7) 可知，二次侧电路基波及各高次谐波反射阻抗趋近于 0。由此，可得到系统在该工况下的等效电路（图 2）。

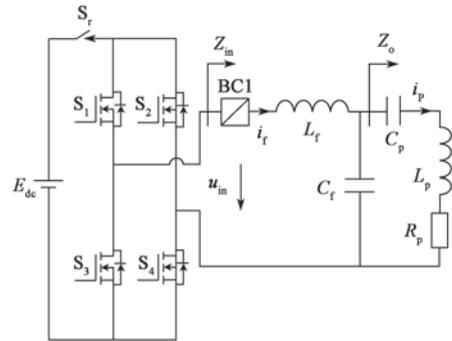


图 2 LCC-S 型 MC-WPT 系统等效电路

Fig. 2 Equivalent circuit of the LCC-S type MC-WPT system

图 2 所示拓扑仅含有待识别参数  $L_p$ 。为识别  $L_p$  大小，可计算和测量逆变输出电流在第一个周期下降沿出现时刻的值，分别为  $i_f(T_1)$  和  $i_f(T_1)_{mea}$ ，并构建如式 (10) 所示目标函数。式中， $T_1$  为系统从进入稳态开始到逆变电压第一个周期的下降沿出现为止的时间， $T_1 = m_1 T$ ，其中  $m_1$  为正整数， $T$  为系统运行周期。

$$F(L_p) = |i_f(T_1) - i_f(T_1)_{mea}|^2 \quad (10)$$

如此，便将参数  $L_p$  识别问题转化为确定一个  $L_p$  值以使目标函数值最小的优化问题；而解决此类问题，遗传算法便是一种很好的选择。与此同时，由图 2 可知，式 (10) 中的  $i_f(T_1)_{mea}$  可通过电流传感器 BC1 采样得到， $i_f(T_1)$  则需要基于第 1 节所述系统模型计算求得。

#### 2.1.1 $i_f(T_1)$ 的计算

由式 (4) ~ 式 (8) 可知，在逆变输出  $n$  次谐波电压激励下，图 2 中电容  $C_f$  的后级阻抗可表示为

$$Z_{o\_n} = R_p + \frac{1}{j\omega C_p} + j\omega L_p \quad (11)$$

$$\text{令 } \alpha_{1\_n} = n\omega L_p - \frac{1}{n\omega C_p}, \text{ 并将式 (11) 代入式 (9),}$$

可求得在逆变输出  $n$  次谐波电压激励下的系统输入阻抗：

$$Z_{in\_n} = \frac{R_p}{(1 - n\omega C_f \alpha_{1\_n})^2 + n^2 \omega^2 C_f^2 R_p^2} + j\omega L_f + \frac{j \frac{\alpha_{1\_n} - n\omega C_f \alpha_{1\_n}^2 - n\omega C_f R_p^2}{(1 - n\omega C_f \alpha_{1\_n})^2 + n^2 \omega^2 C_f^2 R_p^2}}{\quad} \quad (12)$$

令

$$\left. \begin{aligned} \beta_{1\_n} &= \frac{R_p}{(1-n\omega C_f \alpha_{1\_n})^2 + n^2 \omega^2 C_f^2 R_p^2} \\ \alpha_{2\_n} &= n\omega L_f + \frac{\alpha_{1\_n} - n\omega C_f \alpha_{1\_n}^2 - n\omega C_f R_p^2}{(1-n\omega C_f \alpha_{1\_n})^2 + n^2 \omega^2 C_f^2 R_p^2} \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

则进一步可将式(12)化简为

$$Z_{in\_n} = \beta_{1\_n} + j\alpha_{2\_n} \quad (14)$$

联立式(1)~式(3)和式(13), 可得

$$\left. \begin{aligned} I_{f\_n} &= \frac{4E_{dc}}{n\pi \sqrt{\beta_{1\_n}^2 + \alpha_{2\_n}^2}} \\ \phi_n &= \arctan \frac{\alpha_{2\_n}}{\beta_{1\_n}} \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

将式(15)代入式(2), 可求得  $T_1$  时刻逆变输出电流表达式:

$$i_f(T_1) = \sum_{n=1}^{2k+1} I_{f\_n} \sin(nm_1 \omega T + \phi_n) = \sum_{n=1}^{2k+1} I_{f\_n} \sin \phi_n \quad (16)$$

### 2.1.2 $L_p$ 的识别

应用遗传算法估算得到式(10)所示目标函数取到最小值时所对应的一次侧线圈自感  $L_p$  的大小, 该值即为  $L_p$  的识别结果。识别流程如图3所示。

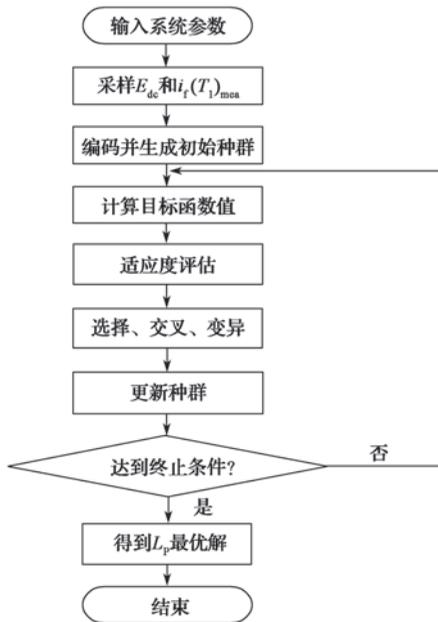


图3  $L_p$  识别流程

Fig. 3 Identification process of  $L_p$

(1) 确定系统参数 ( $L_f$ ,  $C_f$ ,  $C_p$ ,  $R_p$ ,  $R_s$ ,  $C_s$ ,  $L_b$ ,  $C_r$ ,  $C_o$  及  $R_L$ ), 并检测系统直流输入  $E_{dc}$  和逆变输出电流  $i_f(T_1)_{mea}$ 。

(2) 根据遗传算法基本理论, 生成初始种群。本文设定每一代种群个体数为 40, 且采用 20 位的二

进制编码。

(3) 计算适应度值。定义适应度值为逆变输出电流计算值  $i_f(T_1)$  与测量值  $i_f(T_1)_{mea}$  之间差值的平方, 见式(10), 以此反映计算值与实际测量值的接近程度。

(4) 将步骤(3)中的适应度值进行排序及筛选。设定每一代的代沟为 0.95, 从步骤(3)中的个体挑选父代和母代, 其中, 适应度值越高, 被选中的可能性也就越大。随后, 将父代和母代进行交叉变异(交叉概率为 0.7, 变异概率为 0.01), 生成新的子代; 新的子代和 5% 上一代中存活下来的个体一同构成新一代种群。判断是否达到终止条件, 是, 则获得种群中的最优个体; 反之, 则重复步骤(3)和步骤(4)。

(5) 得到一次侧线圈自感  $L_p$  的最优解, 完成  $L_p$  的识别。

## 2.2 二次侧线圈自感及耦合机构互感识别

在一次侧线圈自感识别基础上(即视  $L_p$  为已知量), 同时闭合开关  $S_r$  和  $S_o$ , 识别二次侧线圈自感  $L_s$  和耦合机构互感  $M$ 。同 2.1 节, 采用遗传算法, 先构建目标函数, 见式(17), 将  $L_s$  和  $M$  的识别问题转化为求取一组  $L_s$  和  $M$  以使式(17)函数值最小的优化问题。

$$F(L_s, M) = \sqrt{\frac{[i_f(T_2) - i_f(T_2)_{mea}]^2 + (U_{oL} - U_{oL\_mea})^2}{2}} \quad (17)$$

式(17)中:  $i_f(T_2)$  和  $i_f(T_2)_{mea}$  分别为逆变输出电流  $i_f$  在逆变电压第一个周期下降沿出现时刻的理论值和测量值, 其中  $T_2$  为系统进入稳态开始到逆变电压第一个周期的下降沿出现为止的时间, 即  $T_2 = m_2 T$  ( $m_2$  为正整数);  $U_{oL}$  和  $U_{oL\_mea}$  分别为稳态下负载电压的理论值和测量值;  $i_f(T_2)_{mea}$  和  $U_{oL\_mea}$  可通过和采样得到, 而  $i_f(T_2)$  和  $U_{oL}$  则需依据系统模型计算求得。

### 2.2.1 $i_f(T_2)$ 和 $U_{oL}$ 的计算

#### 2.2.1.1 $i_f(T_2)$ 的计算推导

由图1可知, 开关  $S_r$  和  $S_o$  同时闭合时, 在逆变输出  $n$  次谐波电压激励下, 二次侧电路阻抗及其反射阻抗分别为

$$Z_{s\_n} = R_s + jn\omega L_s + \frac{1}{jn\omega C_s} + R_{e2} \quad (18)$$

$$Z_{r\_n} = \frac{n^2 \omega^2 M^2}{Z_{s\_n}} \quad (19)$$

$$\left. \begin{aligned} \beta_{2-n} &= R_S + R_{e2} \\ \beta_{3-n} &= \frac{n^2 \omega^2 M^2 \beta_{2-n}}{\beta_{2-n}^2 + \alpha_{3-n}^2} \\ \alpha_{3-n} &= n\omega L_S - \frac{1}{n\omega C_S} \\ \alpha_{4-n} &= -\frac{n^2 \omega^2 M^2 \alpha_{3-n}}{\beta_{2-n}^2 + \alpha_{3-n}^2} \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

则可将式(18)和式(19)进一步改写为

$$Z_{S,n} = \beta_{2-n} + j\alpha_{3-n} \quad (21)$$

$$Z_{r,n} = \beta_{3-n} + j\alpha_{4-n} \quad (22)$$

$$\left. \begin{aligned} \beta_{4-n} &= R_P + \beta_{3-n} \\ \beta_{5-n} &= \frac{\beta_{4-n}}{(1 - n\omega C_f \alpha_{5-n})^2 + n^2 \omega^2 C_f^2 \beta_{4-n}^2} \\ \alpha_{5-n} &= \alpha_{1-n} + \alpha_{4-n} \\ \alpha_{6-n} &= n\omega L_f + \frac{(1 - n\omega C_f \alpha_{5-n}) \alpha_{5-n} - n\omega C_f \beta_{4-n}^2}{(1 - n\omega C_f \alpha_{5-n})^2 + n^2 \omega^2 C_f^2 \beta_{4-n}^2} \end{aligned} \right\} \quad (23)$$

将式(22)代入式(8),求得逆变输出 $n$ 次谐波电压激励下,电容器 $C_f$ 的后级阻抗及系统输入阻抗分别为

$$Z_{o,n} = \beta_{4-n} + j\alpha_{5-n} \quad (24)$$

$$Z_{in,n} = \beta_{5-n} + j\alpha_{6-n} \quad (25)$$

联立式(1)~式(3)及式(25),有

$$I_{f-n} = \frac{4E_{dc}}{n\pi \sqrt{\beta_{5-n}^2 + \alpha_{6-n}^2}} \quad (26)$$

$$\phi_n = \arctan \frac{\alpha_{6-n}}{\beta_{5-n}} \quad (27)$$

将式(26)和式(27)代入式(2),可求得 $T_2$ 时刻逆变输出电流表达式:

$$i_f(T_2) = \sum_{n=1}^{2k+1} I_{f-n} \sin(nm_2 \omega T + \phi_n) = \sum_{n=1}^{2k+1} I_{f-n} \sin \phi_n \quad (28)$$

### 2.2.1.2 $U_{oL}$ 的计算推导

式(18)~式(28)已给出逆变输出电流的推导过程。为实现对 $L_S$ 及 $M$ 的识别,还需求取负载端电压 $U_{oL}$ 的理论表达式。在只考虑逆变输出电压基波作用的情况下,由式(1)和式(3)可知,逆变输出电流向量 $I_f$ 和电压有效值 $U_{in}$ 可分别表示为

$$I_f = \frac{U_{in}}{Z_{in}} \quad (29)$$

$$|U_{in}| = U_{in} = \frac{2\sqrt{2}E_{dc}}{\pi} \quad (30)$$

根据基尔霍夫电压电流定律可得,图1所示系统一次侧线圈电流向量 $I_p$ 和逆变输出电流向量 $I_f$ 具有如下关系:

$$I_p = (1 - \omega^2 L_f C_f) I_f - j\omega C_f U_{in} \quad (31)$$

则二次侧线圈感应电压和整流桥输入电压向量分别为

$$U_S = j\omega M I_p \quad (32)$$

$$U_{o2} = \frac{R_{e2} U_S}{R_S + j\omega L_S + \frac{1}{j\omega C_S} + R_{e2}} \quad (33)$$

由此,可进一步求得Boost输入电压 $U_{o1}$ 及负载端电压 $U_{oL}$ 分别为

$$U_{o1} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} |U_{o2}| \quad (34)$$

$$U_{oL} = \frac{U_{o1}}{1-D} \quad (35)$$

### 2.2.2 $L_S$ 和 $M$ 的识别

应用遗传算法(图4)估算得到式(17)所示目标函数取到最小值时所对应的 $L_S$ 和 $M$ 的大小,该值即为 $L_S$ 和 $M$ 的识别结果。

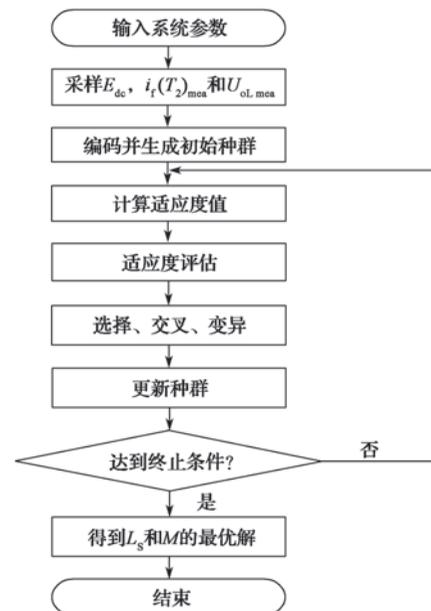


图4  $L_S$  和  $M$  的识别流程  
Fig. 4 Identification process of  $L_S$  and  $M$

$L_S$  和  $M$  的识别具体流程如下:

- (1) 确定系统参数 ( $L_f, C_f, C_P, R_P, R_S, C_S, L_b, C_f, C_o, R_L$  及  $L_P$ ), 并检测  $E_{dc}, i_f(T_2)_{mea}$  和  $U_{oL,mea}$ 。
- (2) 根据遗传算法基本理论,生成初始种群。

本文设定每一代种群个体数为 40，且采用 20 位的二进制编码。

(3) 计算适应度值。定义适应度值如式 (17) 所示，以此反映计算值与实际测量值的接近程度。

(4) 将步骤 (3) 中的适应度值进行排序及筛选。设定每一代的代沟为 0.95，从步骤 (3) 中的个体挑选父代和母代，其中，适应度值越高，被选中的可能性也就越大；随后，将父代和母代进行交叉变异（交叉概率为 0.7，变异概率为 0.01），生成新的子代，新的子代和上一代中存活下来的 5% 的个体一同构成新一代种群。判断是否达到终止条件，是，则获得种群中的最优个体；反之，则重复步骤 (3) 和步骤 (4)。

(5) 得到  $L_S$  和  $M$  的最优解，完成  $L_S$  和  $M$  的识别。

### 3 仿真实验

为验证耦合机构参数识别方法的可行性与有效性，本文基于 Matlab/Simulink 仿真平台并根据图 1 及第 2 节所述理论分析，建立了 LCC-S 型 MC-WPT 系统仿真模型。仿真参数参照项目实物系统中的实际测量值进行设置，具体见表 2。

表 2 LCC-S 型 MC-WPT 系统仿真参数  
Tab. 2 Parameters of the LCC-S type MC-WPT system

参数	数值	参数	数值
$E_{dc}/V$	150	$L_f/\mu H$	27.5
$C_f/nF$	368.4	$C_p/nF$	217.9
$R_p/\Omega$	0.1	$R_s/\Omega$	0.3
$C_s/nF$	72.4	$C_r/\mu F$	300
$L_b/\mu H$	500	$C_o/\mu F$	200
$f/kHz$	50	$R_l/\Omega$	7.5

由 2.1.1 节和 2.2.1 节可知，本文所述参数识别方法考虑了一次侧谐振电流的前  $n$  次谐波；为兼顾算法耗时及计算精度，取  $n=101$ 。仿真系统中， $L_p$ 、 $L_s$  和  $M$  被分别设置为  $74 \mu H$ 、 $140 \mu H$  和  $22 \mu H$ ，并按照图 3 和图 4 所示流程对耦合机构参数进行识别，识别结果如下： $L_p=73.9 \mu H$ ， $L_s=141 \mu H$ ， $M=22 \mu H$ 。可以看出，识别结果非常接近设定值。

为排除偶然性，随后基于不同耦合机构参数进行了 4 次参数识别，结果如图 5 所示。由图可知，耦合机构参数仿真识别值与实际值非常接近，一、二次侧线圈自感及互感识别的最大误差率分别为 0.2%、8% 和 1.5%，识别时间约为 0.5 s。

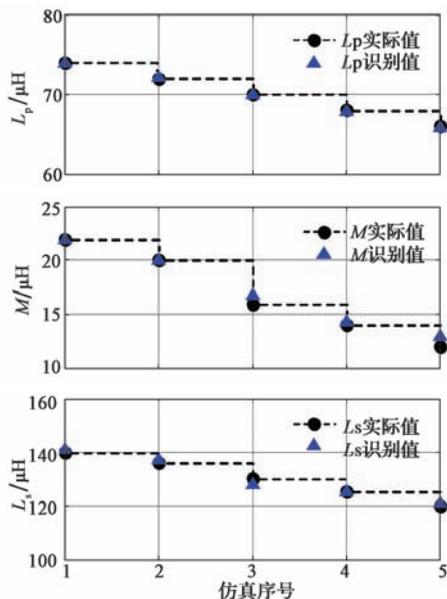


图 5 耦合机构参数识别结果  
Fig. 5 Identification results of the coupling mechanism parameters

综上仿真结果可知，该耦合机构参数识别方法可行且有效。尽管这其中，互感的识别结果相对误差较大（8%），这主要是因为与自感值相比，互感值基数较小（本文互感不大于  $22 \mu H$ ）。当实际值增大后，相对误差将随之降低。

### 4 实验验证

为进一步验证该识别方法，本文根据图 1 搭建了 LCL-S 型系统实验装置（图 6），其中主电路参数见表 2。

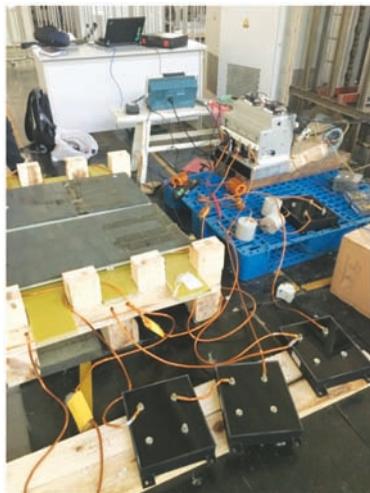


图 6 LCC-S 型 MC-WPT 系统实验装置  
Fig. 6 Test devices of the LCC-S type MC-WPT system

闭合开关  $S_r$ 、断开开关  $S_o$ ，采用前文所述方法识别到一次侧线圈自感  $L_p$ ，结果如表 3 所示。可以

看到, 实际值与识别值之间存在一定误差, 最大误差为 2.99%。

表 3 一次侧线圈自感识别结果

Tab. 3 Recognition results of the primary coil self-inductance

序号	$L_p$ 实际值 / $\mu\text{H}$	$L_p$ 识别值 / $\mu\text{H}$	误差 /%
1	74	73	1.35
2	72	70	2.78
3	70	68	2.86
4	67	65	2.99
5	65	64	1.56

闭合开关  $S_r$  和  $S_o$ , 采用前文所述方法识别到二次侧线圈自感  $L_s$  和互感  $M$ , 结果如表 4 和表 5 所示。可以看到,  $L_s$  的实际值与识别值之间最大误差为 3.84%,  $M$  的实际值与识别值之间最大误差为 10%。

表 4 二次侧线圈自感识别结果

Tab. 4 Recognition results of the secondary coil self-inductance

序号	$L_s$ 实际值 / $\mu\text{H}$	$L_s$ 识别值 / $\mu\text{H}$	误差 /%
1	140	137	2.14
2	138	137	0.72
3	130	125	3.84
4	125	122	2.40
5	120	119	0.83

表 5 互感识别结果

Tab. 5 Recognition results of the mutual inductance

序号	$M$ 实际值 / $\mu\text{H}$	$M$ 识别值 / $\mu\text{H}$	误差 /%
1	22	20	9.09
2	20	18	10.00
3	16	15	0.63
4	14	14	0
5	13	12	7.69

综上所述可以看到, 实验结果相较仿真结果误差较大, 主要是因为实际采样过程中存在一定的噪声干扰。另外, 一、二次侧线圈自感的实验结果与实际值之间的误差均小于 5%, 验证了该方法的有效性和可行性; 至于, 一、二次侧线圈的互感, 由于其实际值本身较小, 故误差相对较大, 待实际值增大之后, 其误差会进步减小。

## 5 结语

现有适用于 MC-WPT 系统参数识别方法存在如

下问题: (1) 无法同时识别一、二次侧线圈自感和互感; (2) 虽能同时识别一、二次侧线圈自感和互感, 却需要对线圈电压或电流进行高频采样, 会增加系统硬件成本等。对此, 本文提出一种基于遗传算法的耦合机构参数识别方法, 仿真结果显示, 其识别结果与实际值较为接近。该参数识别方法的精度会受高次谐波次数的影响, 一定范围内, 考虑的谐波次数越多, 识别结果越准确, 但由此也会增加算法的运行时间。对此, 后续将综合考虑设备实际运行工况及需求进行优化, 在保证精度的前提下缩短计算时间, 加快识别速度。

## 参考文献:

- [1] ZHANG X, YUAN Z Y, YANG Q X, et al. Coil design and efficiency analysis for dynamic wireless charging system for electric vehicles[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2016, 52(7): 1-4.
- [2] ARNITZ D, REYNOLDS M S. MIMO wireless power transfer for mobile devices[J]. IEEE Pervasive Computing, 2016, 15(4): 36-44.
- [3] 尹成科, 徐博翔. 植入式人工心脏无线电能传输研究进展 [J]. 电工技术学报, 2015, 30(19): 103-109.
- [4] YIN C K, XU B L. Wireless Power Transfer for Implantable Ventricular Assistance: A Review[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(19): 103-109.
- [5] 杨庆新, 章鹏程, 祝雨花, 等. 无线电能传输技术的关键基础与技术瓶颈问题 [J]. 电工技术学报, 2015, 30(5): 1-8.
- [6] YANG Q X, ZHANG P C, ZHU L H, et al. Key Fundamental Problems and Technical Bottlenecks of the Wireless Power Transmission Technology[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(5): 1-8.
- [7] LI Z S, LI D J, LIN L, et al. Design Considerations for Electromagnetic Couplers in Contactless Power Transmission Systems for Deep-sea Applications[J]. Journal of Zhejiang University (Science C), 2010, 11(10): 824-834.
- [8] 苏玉刚, 陈龙, 吴学颖, 等. 基于遗传算法的 SS 型磁耦合 WPT 系统负载与互感识别方法 [J]. 电工技术学报, 2018, 33(18): 4199-4206.
- [9] SU Y G, CHEN L, WU X Y, et al. Load and Mutual Inductance Identification Method of SS-Type Magnetically-Coupled WPT System Based on Genetic Algorithm[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(18): 4199-4206.
- [10] 重庆大学. 基于多耦合参数识别的无线电能传输系统的协同控制方法: CN110445263A[P]. 2019-11-12.
- [11] 西安交通大学. 应用于无线电能传输一次侧控制的阻感性负载在线识别算法: CN106340974B[P]. 2019-08-23.
- [12] 哈尔滨工业大学. 一种基于 LCC/S 补偿的无线电能传输磁耦合机构参数识别方法: CN110716090A[P]. 2020-01-21.