

DOI:10.19651/j.cnki.emt.2107330

## 具有抗偏移特性的无线电能传输系统研究\*

李中照 王鹏 巩兆伟 张宁超

(西安工业大学 电子信息工程学院 西安 710016)

**摘要:** 针对无线电能传输系统中耦合机构易偏移导致系统输出电流变化问题,研究具有抗偏移特性的双拓扑无线电能传输系统。首先分析SS与LCC-LCC拓扑电路的输出特性,选取DDQ线圈结构实现线圈间的解耦。然后提出基于粒子群参数优化算法对补偿网络的参数进行优化使其具有更好的抗偏移特性。最后在PSIM仿真软件中搭建系统电路验证理论分析的可行性。仿真结果表明,系统耦合机构的偏移范围为0~160 mm,输出电流波动范围8.52~9.36 A,输出电流波动比例为±4.7%,系统效率最高可达89.47%。

**关键词:** 抗偏移;无线电能传输;粒子群算法;参数优化

**中图分类号:** TM724 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.1050

## Research of wireless power transfer system with anti-migration characteristics

Li Zhongzhao Wang Peng Gong Zhaowei Zhang Ningchao

(School of Electronics and Information Engineering, Xi'an Technological University, Xi'an 710016, China)

**Abstract:** Aiming at the problem that the output current of the wireless power transfer system was changed due to the easy migration of coupling mechanism, a dual topology wireless power transfer system with anti-migration characteristics was studied. The output characteristics of SS and LCC-LCC topological circuits were analyzed firstly, and DDQ coil structure was selected to realize the decoupling between coils. Then, the parameters of compensation network were optimized based on particle swarm optimization algorithm to make it have better anti-migration characteristics. Finally, the system circuit was built in PSIM simulation software to verify the feasibility of theoretical analysis. The simulation results showed that the offset range of the system coupling mechanism was 0~160 mm, the output current fluctuation range was 8.52~9.36 A, the output current fluctuation ratio was ±4.7%, and the system efficiency was up to 91.47%.

**Keywords:** misalignment tolerance; wireless power transfer; particle swarm optimization algorithm; parameter optimization

## 0 引言

无线电能传输(wireless power transfer, WPT)技术是指一种借助于物理空间中的磁场、电场、电磁波、微波等能量载体实现非导线接触由电源侧传输至负载侧的技术<sup>[1-3]</sup>。由于WPT技术避免了传统接触供电方式带来的弊端,安全可靠,且不受水、化学物品的影响,环境亲和力高<sup>[4]</sup>。无线供电系统利用耦合机构线圈间的磁场耦合实现较大距离的电能传输,避免了导电装置的直接物理接触,具有很高的安全性<sup>[5-6]</sup>。同时,随着电力电子技术、半导体制作工艺等相关技术的发展,无线电能传输技术将在更多领域得到更为广泛的应用,并逐步实现产业化,具有广阔的应用前景<sup>[7-9]</sup>。

充电过程中,系统耦合机构两线圈间难免会发生偏移,从而影响两线圈间互感,导致系统输出效果降低,这成为制约无线充电技术广泛应用的关键因素<sup>[10]</sup>。文献[11]通过在系统中加入控制方案使得耦合机构在偏移情况下,稳定系统的输出功率,达到抗偏移的效果,但控制策略较复杂,且不具有强抗偏移性。文献[12]通过提出了一种带有系列螺线管和DD垫(solenoid and double D pads, SDDP)的松散耦合变压器结构,以提高WPT系统的抗偏移性,但仅仅依靠线圈系统不具有强抗偏移性。文献[13]提出采用LCC-S和S-LCC的混合补偿拓扑结构实现恒压输出。已有的方法可在一定范围内实现抗偏移输出,但是没有兼顾抗偏移恒流输出和整体高效率。研究具有抗偏移能力的拓

收稿日期:2021-07-20

\* 基金项目:国家自然科学基金(12004292)、西安市科技计划项目(2020KJRC0035)资助

扑结构,可以有效的减少无线电能传输系统的复杂控制策略<sup>[14 16]</sup>。

为增强系统抗偏移能力,本文无线电能传输系统采用 SS 与 LCC-LCC 混合拓扑结构,耦合机构线圈选取 DDQ(double D quadrant coil)线圈结构,利用其解耦特性,实现横向的抗偏移恒流输出。提出基于粒子群算法的参数优化方法对系统参数展开优化设计,调整参数取值后提升了系统抗偏移性。最后,在 PSIM 仿真软件中搭建无线电能传输系统,分析系统输出电

流特性,验证理论分析的有效性和可行性。

### 1 无线电能传输系统设计

无线电能传输系统如图 1 所示。直流电源  $E$  经高频逆变器斩波后变成系统所需的高频交流电,原边补偿网络补偿后线圈产生交变的磁场,在磁场耦合作用下,副边线圈感应形成的电动势作为副边电路电压源,再通过副边补偿网络进入整流滤波电路,变换为负载端所需的直流电。

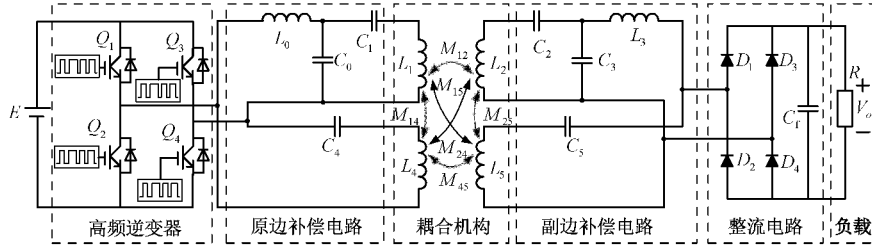


图 1 无线电能传输系统电路设计

系统拓扑电路如图 2 所示,  $\dot{U}_{in}$  为角频率  $\omega$  的输入电压,  $R$  为等效负载,四线圈间的互感  $M_{12}$ 、 $M_{45}$ ,但两对初、次级线圈间产生了交叉耦合  $M_{14}$ 、 $M_{15}$ 、 $M_{24}$ 、 $M_{25}$ 。

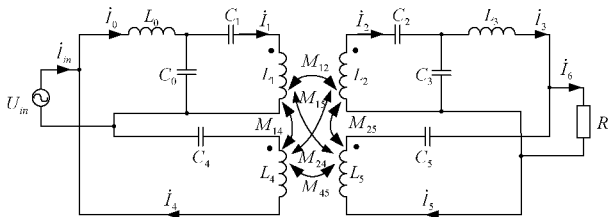


图 2 拓扑电路

将混合拓扑耦合电路进行解耦等效,列写电路 KVL 方程整理得:

$$\begin{bmatrix} Z_{00} & Z_{01} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ Z_{01} & Z_{11} & Z_{12} & 0 & Z_{14} & Z_{15} \\ 0 & Z_{12} & Z_{22} & Z_{23} & Z_{24} & Z_{25} \\ 0 & 0 & Z_{23} & Z_{33} & 0 & Z_{35} \\ 0 & Z_{14} & Z_{24} & 0 & Z_{44} & Z_{45} \\ 0 & Z_{15} & Z_{25} & Z_{35} & Z_{45} & Z_{55} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{I}_0 \\ \dot{I}_1 \\ \dot{I}_2 \\ \dot{I}_3 \\ \dot{I}_4 \\ \dot{I}_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{U}_{in} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ \dot{U}_{in} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中:  $Z_{00} = j\omega L_0 + (j\omega C_0)^{-1}$ ,  $Z_{01} = -(j\omega C_1)^{-1}$ ,  $Z_{11} = (j\omega C_0)^{-1} + (j\omega C_1)^{-1} + j\omega L_1$ ,  $Z_{12} = -j\omega M_{12}$ ,  $Z_{14} = j\omega M_{14}$ ,  $Z_{15} = -j\omega M_{15}$ ,  $Z_{22} = j\omega L_2 + (j\omega C_2)^{-1} + (j\omega C_3)^{-1}$ ,  $Z_{23} = -(j\omega C_2)^{-1}$ ,  $Z_{24} = -j\omega M_{24}$ ,  $Z_{25} = j\omega M_{25}$ ,  $Z_{33} = (j\omega C_3)^{-1} + j\omega L_3 + R$ ,  $Z_{35} = R$ ,  $Z_{44} = (j\omega C_4)^{-1} + j\omega L_4$ ,  $Z_{45} = -j\omega M_{45}$ ,  $Z_{55} = (j\omega C_5)^{-1} + j\omega L_5 + R$ 。

当回路谐振时,拓扑电路中补偿电容、补偿电感及系统工作频率满足如下关系式:

$$\begin{cases} \omega L_0 = \frac{1}{\omega C_0}, \omega L_1 = \frac{1}{\omega C_1} + \frac{1}{\omega C_0}, \omega L_4 = \frac{1}{\omega C_4} \\ \omega L_2 = \frac{1}{\omega C_2} + \frac{1}{\omega C_3}, \omega L_3 = \frac{1}{\omega C_3}, \omega L_5 = \frac{1}{\omega C_5} \end{cases} \quad (2)$$

求解式(1)发现,当  $M_{14}$ 、 $M_{15}$ 、 $M_{24}$ 、 $M_{25}$  均为 0 时,等效负载电阻两端的电流表达式中不含电阻,即:

$$\dot{I}_6 = \frac{\dot{U}_{in}}{j\omega} \left( \frac{M_{12}}{L_0 L_3} + \frac{1}{M_{45}} \right) = \frac{\dot{U}_{in} M_{12}}{j\omega L_0 L_3} + \frac{\dot{U}_{in}}{j\omega M_{45}} \quad (3)$$

由上式得该电路在交叉耦合为 0 的条件下,可以输出与负载大小无关的电流,输出电流仅与输入电压、互感及电感有关。

同时可求得系统输入电流为:

$$\dot{I}_m = \dot{I}_0 - \dot{I}_4 = \frac{R \dot{U}_{in}}{\omega^2} \left( \frac{M_{12}}{L_0 L_3} + \frac{1}{M_{45}} \right)^2 \quad (4)$$

由式(4)可知,输入电流与输入电压同相位,即系统输入阻抗呈纯阻性,当整个系统工作在谐振状态下,无功功率为 0。

### 2 线圈模型

#### 2.1 DDQ 线圈模型

两对发射线圈与接收线圈间交叉耦合  $M_{14}$ 、 $M_{15}$ 、 $M_{24}$ 、 $M_{25}$  必须为 0,采用 DDQ 结构线圈作为耦合机构,如图 3 所示。其中  $L_1$ 、 $L_2$  为 Q 型线圈, $L_4$ 、 $L_5$  为 DD 型线圈。

该磁耦合机构其中一侧的磁感线分布如图 4 所示,其中图 4(a)、(b)分别为磁耦合机构其中一侧的每个线圈磁感线分布。Q 线圈与 DD 线圈间之所以能够使得它们间的耦合系数为 0,主要是因为其相互之间的磁通量为 0,且在沿 X 轴、Z 轴偏移时,不同类型线圈(Q 线圈与 DD 线圈)间的磁通量始终为 0。因此 DDQ 型线圈结构可满足互感  $M_{12}$ 、 $M_{45}$  不为 0,交叉耦合为 0,线圈可沿  $x$  方向发生较大偏移。

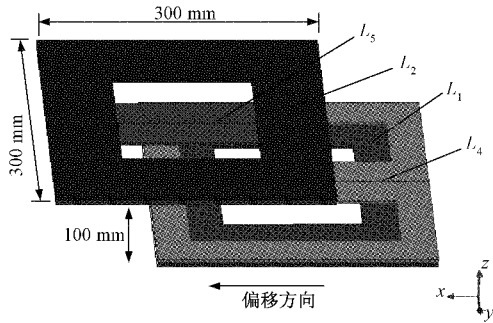


图3 DDQ型线圈及参数

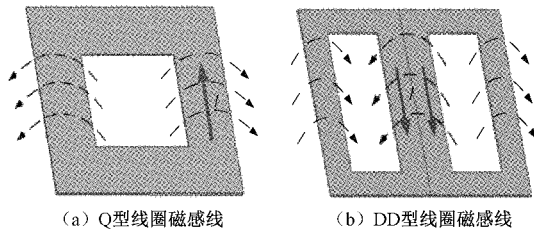


图4 耦合机构中的磁感线分布

### 2.2 DDQ线圈实测参数

参照图3所示的DDQ线圈结构,搭建如图5所示的系统耦合机构线圈,系统采用直径为4.0 mm的高频利兹线,发射线圈、接收线圈中DD线圈及Q线圈外围大小均为300 mm×300 mm,两线圈间的距离为100 mm。使用RLC高精度测试仪对实际线圈的互感变化进行测量便于参数优化。

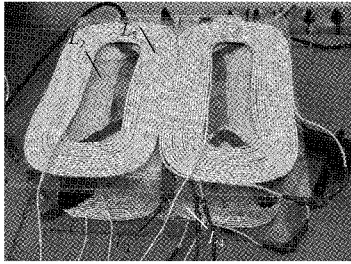


图5 DDQ线圈实物图

测得Q线圈与Q线圈间的互感 $M_{12}$ ,DD线圈与DD线圈间互感 $M_{45}$ 以及产生的交叉耦合 $M_{14}$ 、 $M_{15}$ 、 $M_{24}$ 、 $M_{25}$ ,变化曲线如图6所示。

分析可得,不同类型线圈 $L_1$ 、 $L_2$ 与 $L_4$ 、 $L_5$ 间(即交叉耦合)的互感始终为0。沿X方向系统发生偏移,DD线圈间互感 $M_{45}$ 与Q线圈间互感 $M_{12}$ 都会减小。但比较曲线变化趋势,DD线圈的互感变化较缓,在偏移大于100 mm后,Q线圈互感下降的速度明显加快。

### 3 系统参数优化

电路中各补偿元件不同取值对系统的输出有较大影响,在实际运用中,X方向的偏移可能性更多且偏移量更

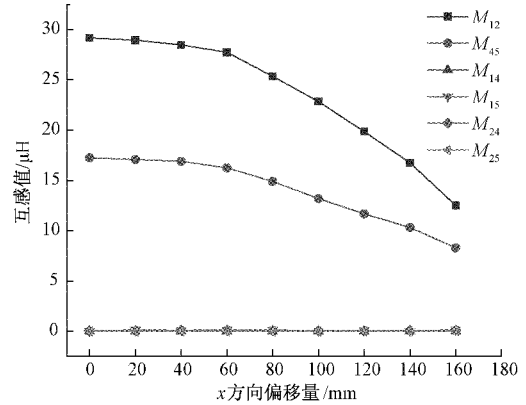


图6 X方向偏移互感变化曲线

大,因此,本文提出一种采用粒子群算法优化 $L_0$ 、 $L_3$ 使得系统在X方向上具有更大可偏移量,具有更好的抗偏移特性。

#### 3.1 粒子群参数优化算法

粒子群算法常被用于求解组合优化问题。粒子群算法将每个寻优的问题想象成一只鸟,称为“粒子”,每一个粒子都代表一个参数,所有粒子都在一个D维空间进行搜索。在每一次迭代中,每一个粒子能够记住所搜寻到的最佳位置,根据粒子本身初始位置、历史最优位置、全部粒子的最优位置以及随机扰动这四种因素飞行,寻找最优解。

通常,粒子位置变化范围限定在 $[X_{\min,d}, X_{\max,d}]$ 内,速度变化范围限定在 $[-V_{\max,d}, V_{\max,d}]$ 内。

粒子 $i$ 的第 $d$ 维速度更新公式:

$$v_{id}^k = \omega v_{id}^{k-1} + c_1 r_1 (pbest_{id} - x_{id}^{k-1}) + c_2 r_2 (gbest_d - x_{id}^{k-1}) \quad (5)$$

粒子 $i$ 的第 $d$ 维位置更新公式:

$$x_{id}^k = x_{id}^{k-1} + v_{id}^{k-1} \quad (6)$$

算法流程如图7所示,粒子群优化算法计算步骤如下:

- 1) 设定群体粒子个数 $N$ 、最大迭代次数 $T$ 、学习因子、惯性权重、位置及速度的最大最小值,初始化个体最优位置和速度、全局最优位置和速度;
- 2) 根据适应度函数计算每个粒子的适应度值;
- 3) 更新每个粒子的历史最优位置;
- 4) 更新粒子群体的历史最优位置;
- 5) 根据式(5)、(6)更新粒子的速度和位置;
- 6) 是否达到最大迭代次数,若达到终止该过程,否则转至步骤2)。

#### 3.2 粒子群参数优化适应度函数

电路中 $L_0$ 、 $L_3$ 满足 $L_0 = L_3$ ,根据图6拟合可得 $M_{45}$ 、 $M_{12}$ 满足线性关系 $M_{45} = aM_{12} + b$ ,则式(4)系统电流增益表达式如下:

$$G = \frac{M_{12}}{L_0^2} + \frac{1}{aM_{12} + b} \quad (7)$$

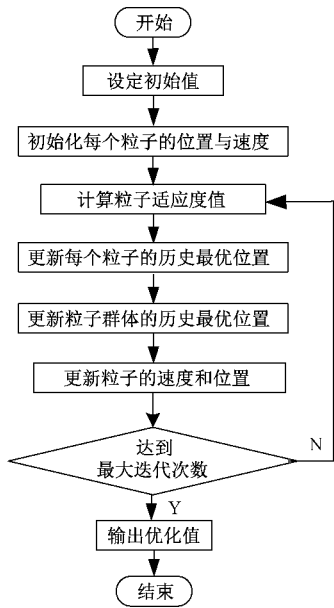


图 7 粒子群算法流程

最优参数的选取:使用 RLC 高精度测试仪测得耦合线圈无偏移时的互感值  $M_{12\_max}$ , 得出不同参数  $L_0$  下最大互感值  $M_{12\_max}$  对应的电流增益值  $G_{max}$ , 在其电流增益  $G$  波动不超过  $\pm 3\%$  时, 使得互感区间  $[M_{12\_min}, M_{12\_max}]$  达到最大。系统输出电流增益随互感变化如图 8 所示。

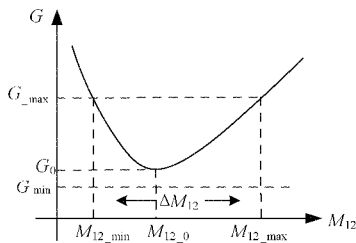


图 8 最优参数选取

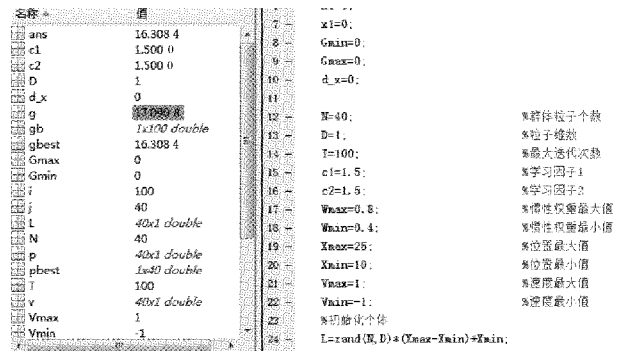
粒子群算法适应度计算步骤:计算不同粒子电流增益值  $G_{min}$ 、 $G_{max}$  及  $G_0$ 。比较  $G_{min}$ 、 $G_0$ , 当  $G_{min} > G_0$ , 其不满足最大变化范围, 而当  $G_{min} \leq G_0$ , 粒子记录互感变化区间  $[M_{12\_min}, M_{12\_max}]$  及其区间对应长度  $\Delta M$ , 选取最大  $\Delta M$  即为全局最优解, 其中  $G_{max}$ 、 $G_{min}$  满足:

$$\begin{cases} G_{max} = G(1 + 3\%) \\ G_{min} = G(1 - 3\%) \end{cases} \quad (8)$$

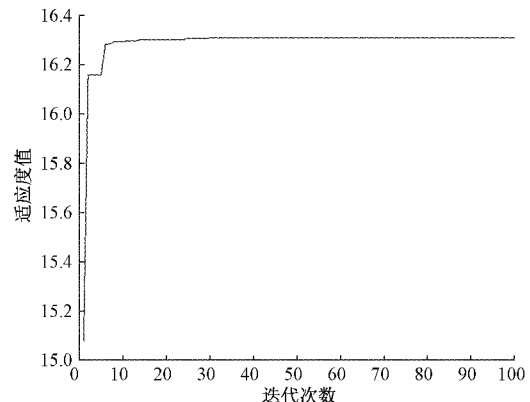
### 3.3 参数优化结果

在 MATLAB 软件中对上述算法进行仿真, 适应度变化曲线及参数选取如图 9 所示。

根据图 9(a) 得到最佳参数  $L_0$  为  $17.0908 \mu\text{H}$ 。根据图 9(b) 变化曲线, 在该参数下可达到的最大偏移区间为  $16.3084 \mu\text{H}$ , 系统最优互感值变化范围为  $[12.867 \mu\text{H}, 29.175 \mu\text{H}]$ 。从图 9(b) 中可看出, 当粒子群优化算法的迭代次数逐渐增加时, 适应度值也随之提高, 即系统耦合机



(a) 最优参数



(b) 适应度变化曲线

图 9 适应度变化曲线

构的可允许变化范围增大, 选取最大适应度值使系统具有更好的抗偏移性, 结果达到预期目标。

最优参数下系统输出电流与负载、互感之间的三维关系如图 10 所示, 分析图 10 可以得出系统输出电流变化平缓, 系统输出电流不随负载变化而变化, 当偏移量逐渐增大即互感由大到小变化时, 系统输出电流先减小后增大, 优化效果明显。

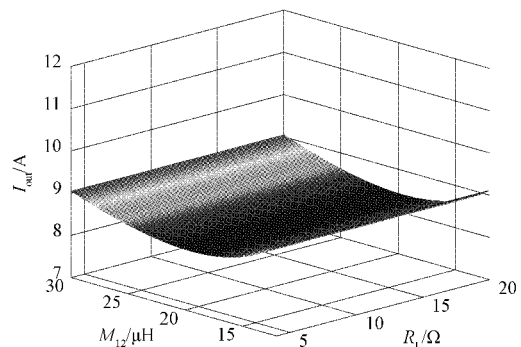


图 10 最优参数下系统输出电流

## 4 仿真实验

在 PSIM 软件中搭建系统仿真电路对上述理论分析进行验证, 如图 11 所示, 其中系统各参数取值如表 1 所示。

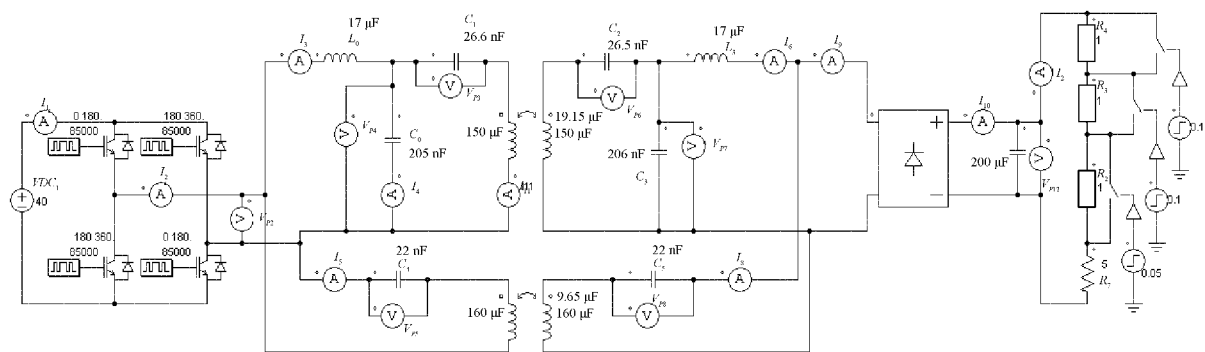
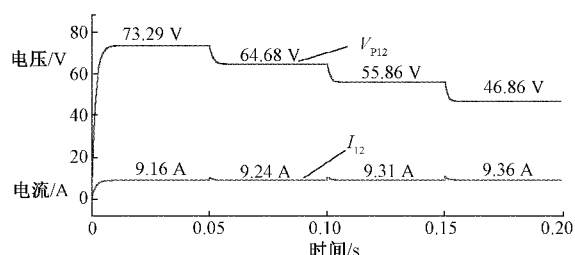


图 11 无线电能传输系统电路仿真

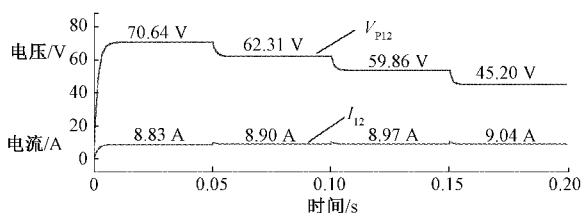
表 1 系统实验参数值

参数	取值	参数	取值
系统工作频率 $f/\text{kHz}$	85	电感 $L_3/\mu\text{H}$	17
直流电源电压 $E/\text{V}$	40	电容 $C_0/\text{nF}$	205
初级线圈 $L_1$ 自感/ $\mu\text{H}$	150	电容 $C_1/\text{nF}$	26.6
次级线圈 $L_2$ 自感/ $\mu\text{H}$	150	电容 $C_2/\text{nF}$	26.5
初级线圈 $L_4$ 自感/ $\mu\text{H}$	160	电容 $C_3/\text{nF}$	206
次级线圈 $L_5$ 自感/ $\mu\text{H}$	160	电容 $C_4/\text{nF}$	22
电感 $L_0/\mu\text{H}$	17	电容 $C_5/\text{nF}$	22

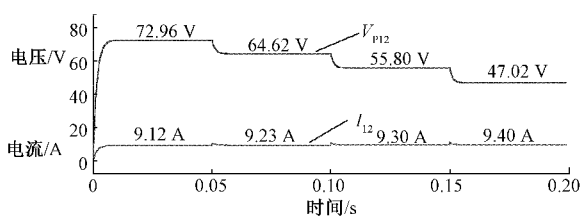
系统负载  $5\sim 8\ \Omega$  变化时,系统在偏移量分别为 0、80、160 mm 下仿真得出输出电流与电压的变化曲线如图 12 所示。



(a) 无偏移 (0 mm) 系统电路仿真图



(b) 偏移 80 mm 系统电路仿真图



(c) 偏移 160 mm 系统电路仿真图

图 12 不同偏移下系统输出电流及负载电压

系统耦合线圈无偏移时,负载两端电流电压仿真结果如图 12(a)所示,  $V_{P12}$  为负载两端电压,  $I_{12}$  为负载两端电流。从仿真图得出,仿真分析略差于理论分析,理论分析系统输出电流与负载无关。而仿真得出负载变化时,系统输出电流随着负载的降低而略微增大,即负载越大输出电流越小。

比较分析图 12(a)~(c),系统负载  $5\sim 8\ \Omega$  变化,偏移量分别 0、80、160 mm 时,系统随着偏移量的增大,输出电流呈先下降后上升的关系。且在系统耦合机构偏移量为 160 mm 时与偏移量为 0 mm 的输出电流相接近。没有依赖复杂的控制系统,仅在混合拓扑电路及参数优化的情况下使系统具有更好的抗偏移特性。仿真得出系统输出电流绘制其散点图如图 13(a)所示,拟合所得负载、偏移量及系统输出电流的三维变化关系如图 13(b)所示。由图 13 可知,在负载为  $5\sim 8\ \Omega$ ,偏移量为  $0\sim 160\ \text{mm}$  时,系统输出电流介于  $8.52\sim 9.36\ \text{A}$  之间,可得输出电流的波动比例为  $\pm 4.7\%$ 。以  $5\ \Omega$  为例,在负载一定而系统发生偏移时,输出电流满足  $\pm 3.6\%$ ,系统耦合机构可达最大偏移量为 53.3%。通过仿真得出直流电源输出电流及负载两端电流,根据传输效率计算公式得出系统最大传输效率可达 89.47%。

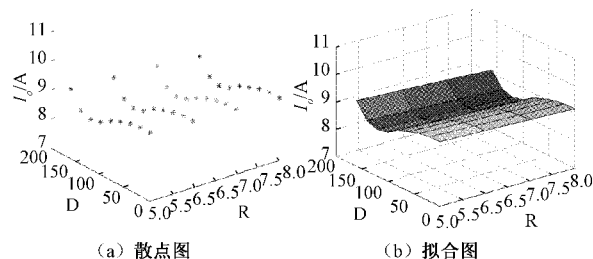


图 13 不同偏移下系统仿真输出电流

## 5 结 论

文中提出一种最优参数选取方法,无需复杂的控制策略,对混合拓扑电路采用粒子群算法进行参数优化,计算速率加快,计算精度准确,该方法所得最优参数下系统输出电流变化较为平缓。在文中首先对 SS 与 LCC-LCC 拓



扑电路进行分析,选取 DDQ 结构消除四线圈引起的交叉耦合。其次,为了使系统具有更好的抗偏移特性,提出粒子群参数优化方法对系统中的参数进行优化。优化后的参数系统耦合机构的偏移量可以达到最大,系统的互感变化范围是 29.175~12.86  $\mu\text{H}$ ,优化效果明显。最终仿真得出恒负载时,不同偏移下系统输出电流波动比例为  $\pm 3.6\%$ ,在负载也变化的情况下输出电流波动比例  $\pm 4.7\%$ ,系统最大偏移量可达 53.3%。同时,参数优化后的系统传输效率最高可达 89.47%。

### 参考文献

- [1] 杨若冰,王琳. 磁耦合无线电能传输系统研究与前景展望[J]. 电子技术与软件工程,2019(1):218-219.
- [2] 杜玉洁,刘宜成,涂海燕. 平面螺旋线圈的无线电能传输特性研究[J]. 电子测量技术,2017,40(8):48-52.
- [3] PEARCE M G S, COVIC G A, BOYS J T, et al. Reduced ferrite double D pad for roadway IPT applications [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(5): 5055-5068.
- [4] 沈栋,杜贵平,丘东元,等. 无线电能传输系统电磁兼容研究现状及发展趋势[J]. 电工技术学报,2020, 35(13):2855-2869.
- [5] LOPES I F, VALLE R L, FOGLI G A, et al. Low-frequency underwater wireless power transfer: Maximum efficiency tracking strategy[J]. IEEE Latin America Transactions, 2020, 18(7): 1200-1208.
- [6] 赵军,李乃良,王磊,等. 电动汽车无线充电系统对人体及体内植入器件电磁安全研究[J]. 电工技术学报,2018,33(S1):26-33.
- [7] 薛明,杨庆新,章鹏程,等. 无线电能传输技术应用研究现状与关键问题[J]. 电工技术学报,2021, 36(8):1547-1568.
- [8] YANG Y, DAI C, LONG Z, et al. Research on contactless power supply system of medium speed maglev train based on inductive power transfer[J]. 2020 Chinese Automation Congress (CAC), 2020; 2068-2073.
- [9] ZHANG Y, CHEN S, LI X, et al. Design methodology of free-positioning non-overlapping wireless charging for consumer electronics based on antiparallel windings [C]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 3048322.
- [10] 吴理豪,张波. 电动汽车静态无线充电技术研究综述(下篇)[J]. 电工技术学报,2020,35(8):1662-1678.
- [11] 宋凯,李振杰,杜志江,等. 变负载无线充电系统的恒流充电技术[J]. 电工技术学报,2017,32(13): 130-136.
- [12] MAI J, WANG Y, YAO Y, et al. High-misalignment tolerant IPT systems with solenoid and double D pads[C]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 3075841.
- [13] 寇志豪,杨斌,陈阳,等. 二维平面具有抗偏移恒压输出特性的感应式无线充电系统研究[J]. 中国电机工程学报,2018,38(15):4576-4584.
- [14] 任洁,刘野然,岳鹏飞,等. 基于参数优化法的输出抗偏移感应电能传输系统研究[J]. 中国电机工程学报,2019,39(5):1452-1461.
- [15] QU X, YAO Y, WANG D, et al. A family of hybrid IPT topologies with near load-independent output and high tolerance to pad misalignment [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(7): 6867-6877.
- [16] 曾庆奇. 磁耦合谐振式电动汽车动态无线充电系统研究[D]. 广州:华南理工大学,2019.

### 作者简介

李中照,硕士生,主要研究方向为无线电能传输系统。  
E-mail:1310979985@qq.com