

# 动态无线能量传输系统参数化设计与优化

张军兵<sup>1</sup>, 杨世春<sup>1</sup>, 闫啸宇<sup>1</sup>, 陈宇航<sup>1</sup>, 王 帅<sup>2</sup>

(1. 北京航空航天大学交通科学与工程学院, 北京 100191;  
2. 北京航空航天大学计算机学院, 北京 100191)

**摘要:** 无线能量传输技术以其操作方便快捷、适应快速更换及维修、减少机动作业无缆影响、可快速扩展、大幅减小设备电池质量、无触电危险、极限环境适应性强等特点被广泛应用于各领域。针对给定输入和约束, 要求对动态无线能量传输系统的耦合机构尺寸和电路参数进行充分优化设计以满足一定输出功率效率的需求。经过前期对电路和耦合机构磁路的理论及仿真研究, 得到了系统各参数变化时将导致系统输出特性随之如何变化的理论依据。基于此, 建立了动态无线能量传输系统的参数化设计模型, 并进行优化设计流程及步骤, 以最简化的计算流程和最少的工作量, 实现了动态无线能量传输系统的发射轨道和电路的参数化设计。该研究将对动态无线能量传输系统的多目标多参数化自动最优化设计具有重要的指导意义。

**关键词:** 无线能量传输; 行驶中充电; 轨道优化设计; 参数化最优设计

中图分类号: V57

文献标识码: A

文章编号: 2096-4080 (2021) 01-0008-11

## Parametric Design and Optimization of Dynamic Wireless Power Transmission System

ZHANG Junbing<sup>1</sup>, YANG Shichun<sup>1</sup>, YAN Xiaoyu<sup>1</sup>, CHEN Yuhang<sup>1</sup>, WANG Shuai<sup>2</sup>

(1. School of Transportation Science and Engineering, Beihang University, Beijing 100191, China;  
2. School of Computer Science and Engineering, Beihang University, Beijing 100191, China)

**Abstract:** Wireless power transmission technology is widely used in various fields due to its convenient and fast operation, adapting to rapid replacement and maintenance, reducing the impact of cableless maneuvering, rapid expansion, substantial reduction in device battery weight, no risk of electric shock, and strong adaptability to extreme environments. For the given input and constraints, it is required to fully optimize the design of the coupling mechanism size and circuit parameters of the dynamic wireless energy transmission system, to meet the needs of a certain output power efficiency. After the previous theoretical and simulation research on the magnetic circuit of the circuit and the coupling mechanism, the theoretical basis of how the system output characteristics will change with each parameter change of the system is obtained. Based on this, the parametric design model of the dynamic wireless energy transmission system is established, and the optimization design process and steps are carried out. With the most simplified calculation process and the least workload, the parametric design of the launch track and circuit of the dynamic wireless energy transmission system is realized. This research will have important guiding significance for the multi-objective multi-parameter automatic optimization design of dynamic wireless energy transmission systems.

收稿日期: 2020-06-03; 修订日期: 2020-09-01

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (6190011736)

作者简介: 张军兵 (1996-), 男, 硕士在读, 主要研究方向为无线能量传输。E-mail: zhangjunbing@buaa.edu.cn

**Key words:** Wireless power transmission; Charging while driving; Optimal track design; Parametric optimal design

## 0 引言

随着探月工程、火星探测工程、空间站建设等项目的进一步发展, 如何实现对载人设备、舱外机器人以及月球车方便、快捷、安全的电能传输变得非常重要和必要。电动车和电动机械臂, 不仅承担着快速转移航天员、转运设备物资的功能, 还肩负着探索周围环境以及搜集必要的数据的功能, 是载人探月活动系统的核心组成, 所以具有强大的动力续航里程是其设计指标的关键。而电池能量密度低、航天器载荷宝贵、不便或不能有线充电是造成相关设备续航里程短、探索范围小的重要影响因素之一。如果采用有线连接的方式进行能量传输, 则难以避免接触时产生电火花等危险情况, 而且使得操作复杂、不易快速更换及维修。无线能量传输技术, 尤其是动态无线能量传输技术在月球车上的应用, 可以有效避免或解决上述问题。无线能量传输技术是以电磁场、电磁波、激光、微波等方式实现电能从发射端到接收端的隔空传输<sup>[1]</sup>。动态无线能量传输技术则是通过预先铺设无线充电发射设备, 对运动状态下的设备实施动态的实时充电, 该技术具有包括有效提高续航里程、操作便捷、环境适应性强、空间占有率低、充电数据智能化等优点。

目前, 对于动态无线能量传输技术的研究主要分为 4 个方向: 动态无线能量传输系统的线圈形状结构研究、谐振补偿网络的研究、动态无线能量传输系统的优化设计和动态无线能量传输系统的控制

策略研究。日本埼玉大学研究者<sup>[2-3]</sup>提出了适用于多向磁场拾取的 H 形耦合机构并进行了进一步的优化设计, 以实现较远传输距离下的能量高效传输, 该结构的缺点在于其互操作性较低, 结构比较繁杂, 质量较大。朱国荣等<sup>[4]</sup>利用阻抗特性分析法对双边 LCL 谐振拓扑的增益特性进行了分析并对其进行了参数优化。Yilmaz 等<sup>[5]</sup>将有限元分析模型和优化算法结合起来, 完成带有铁氧体磁芯和屏蔽铝板的圆形充电线圈的优化。Deng 等<sup>[6]</sup>基于不同工作频率下原边电流信号的相角与接收端相对于发射端的位置之间的关系, 提出了基于原边电流信号相角变化以决定充电开关时间的切换策略。

然而, 目前的研究大都针对动态无线能量传输系统的某一个参数, 没有对其进行系统化的研究。缺乏系统化的理论指导使得动态无线能量传输系统的设计工作具有复杂、耗时费力的特性, 且设计的系统难以满足准确地匹配一定输出功率效率的要求。针对上述问题, 建立了动态无线能量传输系统的参数化设计模型, 并进行优化设计流程及步骤, 以最简化的计算流程和最少的工作量, 实现了动态无线能量传输系统的发射轨道和电路的参数化设计。

## 1 双发射单接收无线能量传输系统建模分析

### 1.1 双发射单接收无线能量传输系统理论建模

本文采取 LCC-LCC 补偿形式的双发射单接收动态无线能量传输系统, 如图 1 所示。 $U_{AB}$  为原边

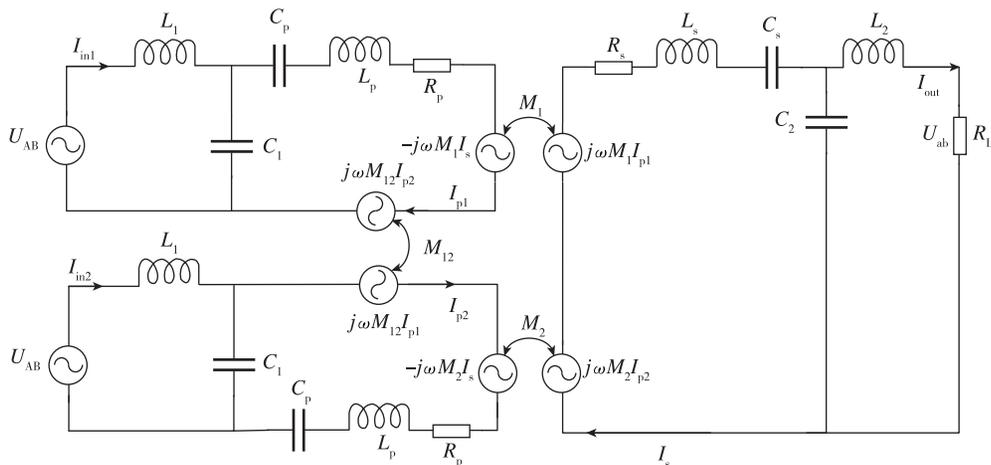


图 1 双发单收无线能量传输系统互感分析电路图

Fig. 1 Circuit diagram of mutual inductance analysis of dual-transmission single-receive wireless power transfer system

发射电路的输入电压； $L_p$ ， $L_s$  分别为原边发射电路、副边接收电路的能量传输线圈的自感值； $R_p$ ， $R_s$  对应为发射线圈和接收线圈的欧姆电阻值； $L_1$  为原边电路的补偿电感； $L_2$  为副边接收电路的补偿电感； $C_1$  为原边发射电路的串联补偿电容； $C_p$  为原边发射电路的并联补偿电容； $C_s$ ， $C_2$  分别

为副边电路的串联、并联补偿电容； $R_L$  为负载电阻； $f_0$  为系统设计时的谐振频率； $M_1$  和  $M_2$  为两个原边发射线圈同副边接收线圈之间的互感； $M_{12}$  为两个原边发射线圈之间的互感。

根据 KVL 定理，可得到 3 个回路的电器方程为

$$\begin{cases} U_{AB} = j\omega I_{in1} L_1 + j\omega M_{12} I_{p2} - j\omega M_1 I_s + \left( \frac{1}{j\omega C_p} + j\omega L_p + R_p \right) I_{p1} \\ 0 = \left( \frac{1}{j\omega C_p} + j\omega L_p + R_p \right) I_{p1} + j\omega M_{12} I_{p2} - j\omega M_1 I_s - \frac{1}{j\omega C_1} (I_{in1} - I_{p1}) \\ U_{AB} = j\omega I_{in2} L_1 + \left( \frac{1}{j\omega C_p} + j\omega L_p + R_p \right) I_{p2} + j\omega M_{12} I_{p1} - j\omega M_2 I_s \\ 0 = \left( \frac{1}{j\omega C_p} + j\omega L_p + R_p \right) I_{p2} + j\omega M_{12} I_{p1} - j\omega M_2 I_s - \frac{1}{j\omega C_1} (I_{in2} - I_{p2}) \\ 0 = -j\omega M_1 I_{p1} - j\omega M_2 I_{p2} + \left( \frac{1}{j\omega C_s} + j\omega L_s + R_s \right) I_s + (j\omega L_2 + R_L) I_{out} \\ 0 = \frac{1}{j\omega C_2} (I_s - I_{out}) - (j\omega L_2 + R_L) I_{out} \end{cases} \quad (1)$$

当系统完全谐振，电路中各个电流值为

$$\begin{cases} I_{in1} = \frac{U_{AB} [\omega^2 (M_1 R_L (M_1 + M_2) + L_2^2 R_p) + R_L R_s R_p + j\omega M_{12} (\omega^2 L_2^2 + R_L R_s)]}{\omega^2 L_1^2 (\omega^2 L_2^2 + R_L R_s)} \\ I_{in2} = \frac{U_{AB} [\omega^2 (M_2 R_L (M_1 + M_2) + L_2^2 R_p) + R_L R_s R_p + j\omega M_{12} (\omega^2 L_2^2 + R_L R_s)]}{\omega^2 L_1^2 (\omega^2 L_2^2 + R_L R_s)} \\ I_{p1} = -\frac{jU_{AB}}{\omega L_1} \\ I_{p2} = -\frac{jU_{AB}}{\omega L_1} \\ I_s = \frac{U_{AB} R_L (M_1 + M_2)}{L_1 (\omega^2 L_2^2 + R_L R_s)} \\ I_{out} = \frac{j\omega L_2 U_{AB} (M_1 + M_2)}{L_1 (\omega^2 L_2^2 + R_L R_s)} \end{cases} \quad (2)$$

其中，两个原边发射电路的输入电流均含有虚部，两个电流之和为

$$I_{in1} + I_{in2} = \frac{U_{AB} [\omega^2 R_L (M_1 + M_2)^2 + 2R_p (\omega^2 L_2^2 + R_L R_s) + 2j\omega M_{12} (\omega^2 L_2^2 + R_L R_s)]}{\omega^2 L_1^2 (\omega^2 L_2^2 + R_L R_s)} \quad (3)$$

系统的输入功率为

$$P_{in} = \text{Re}[U_{AB} I_{in1} + U_{AB} I_{in2}] = \frac{U_{AB}^2 [\omega^2 R_L (M_1 + M_2)^2 + 2R_p (\omega^2 L_2^2 + R_L R_s)]}{\omega^2 L_1^2 (\omega^2 L_2^2 + R_L R_s)} \quad (4)$$

系统的输出功率为

$$P_{out} = I_{out}^2 R_L = \frac{\omega^2 L_2^2 U_{AB}^2 R_L (M_1 + M_2)^2}{L_1^2 (\omega^2 L_2^2 + R_L R_s)^2} \quad (5)$$

由此可以得到系统的能量传输效率为

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{\omega^4 L_2^2 R_L (M_1 + M_2)^2}{(\omega^2 L_2^2 + R_L R_s) [\omega^2 R_L (M_1 + M_2)^2 + 2R_p (\omega^2 L_2^2 + R_L R_s)]} \quad (6)$$

由式 (5) 和 (6) 可以得到，在双线圈同时激励的工作模式下，系统功率效率与能量拾取线

圈和两个工作发射线圈之间的互感之和相关，与原边发射线圈之间的交叉耦合无关。而原边发射

线圈之间的交叉耦合主要对原边输入电流的虚部产生影响。

### 1.2 双发射单接收无线能量传输系统电路参数仿真分析

利用软件仿真搭建双发单收无线能量传输系统的电路模型，对电路参数和系统输出特性之间的关系

进行仿真分析。图 2 为双发射单接收的无线能量传输系统的电路模型，其中，两个原边发射电路以及副边接收电路均采用 LCC 拓扑补偿。设原副边能量传输线圈参数相同，补偿电感参数相同，且原副边的谐振频率一致，负载采用一个纯电阻进行等效。电路仿真模型中的各个参数的设置如表 1 所示。

表 1 电路模型参数设定值

Tab. 1 Set value of each parameter of circuit simulation model

参数	$U_{in1,2}$	$f_0$	$L_{p1,2}/L_s$	$R_{p1,2}/R_s$	$C_{1,2,3}$	$L_{f1,2,3}$	$C_{f1,2,3}$	$R_L$
仿真值	100 V	85 kHz	290 $\mu$ H	0.5 $\Omega$	14.94 nF	25 $\mu$ H	158.31 nF	10 $\Omega$

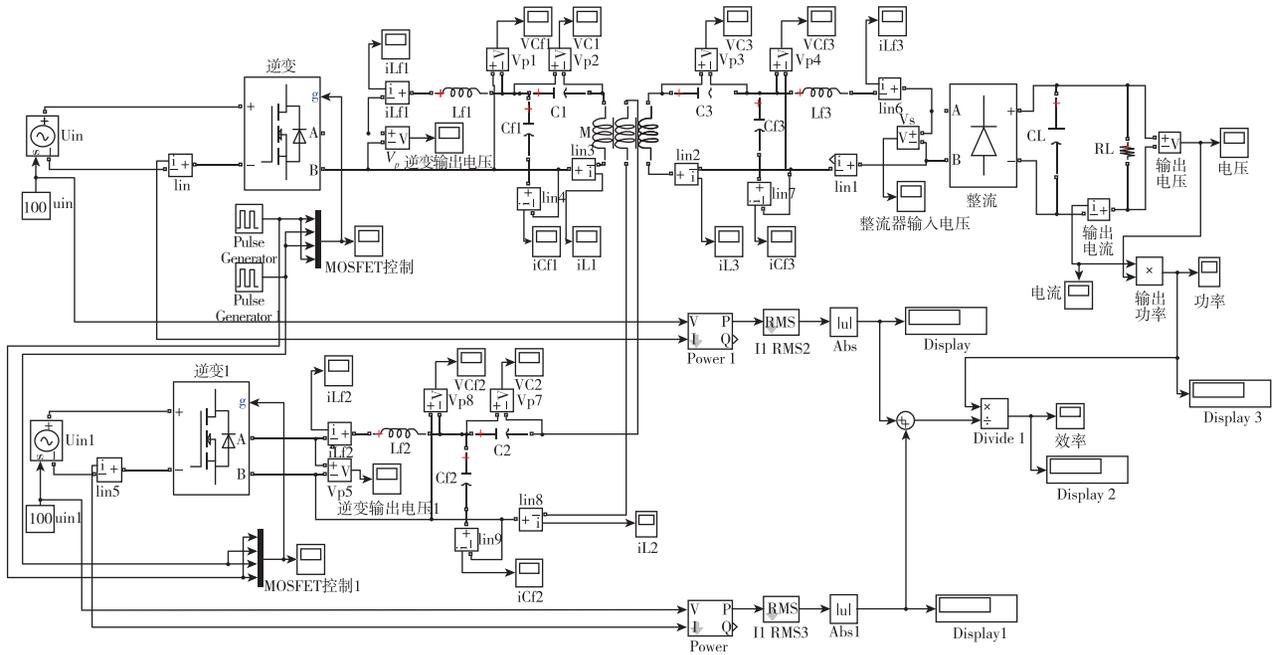
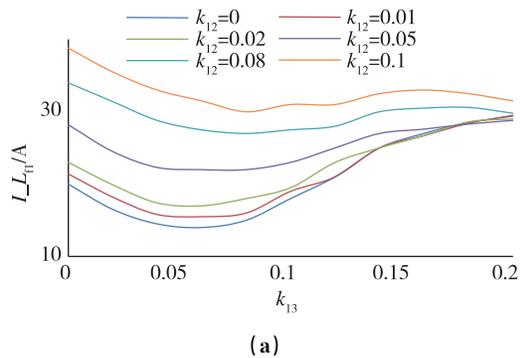


图 2 双发射单接收无线能量传输系统电路仿真模型

Fig. 2 Circuit simulation model of dual-transmission single-receive wireless power transfer system

副边接收线圈 3 和原边发射线圈 1 之间的耦合系数为  $k_{13}$ ，和原边发射线圈 2 之间的耦合系数为  $k_{23}$ ，两个原边发射线圈之间的交叉耦合系数为  $k_{12}$ 。为了分析交叉耦合系数  $k_{12}$  对系统电流电压以及输出功率效率的影响，分别对  $k_{12} = 0, 0.01, 0.02, 0.05, 0.08, 0.1$  等 6 种情况下系统的电流、电压、功率、效率等参数随原边发射线圈 1 和副边接收线圈的耦合系数  $k_{13}$  的变化，在这个过程中  $k_{13}$  与  $k_{23}$  之和保持不变，即  $k_{13} + k_{23} = 0.2$ 。根据仿真结果得到的交叉耦合系数与系统各参数之

间的关系如图 3 所示。



(a)

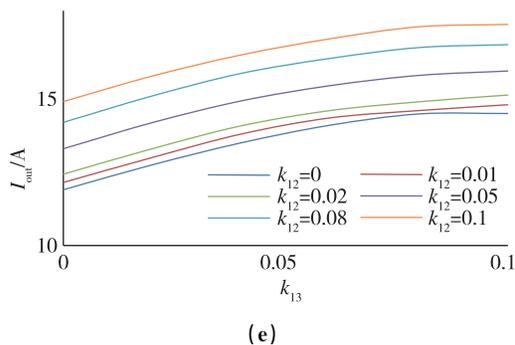
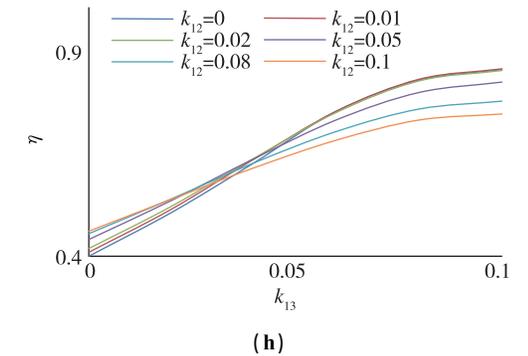
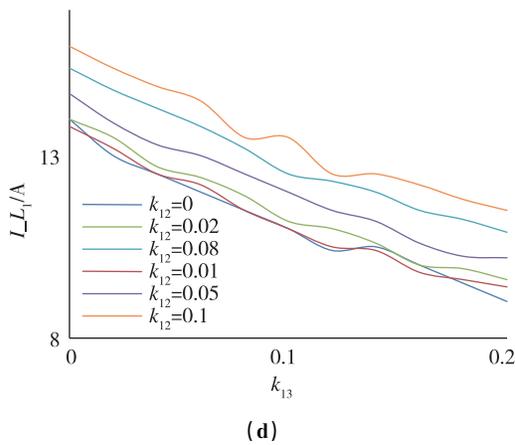
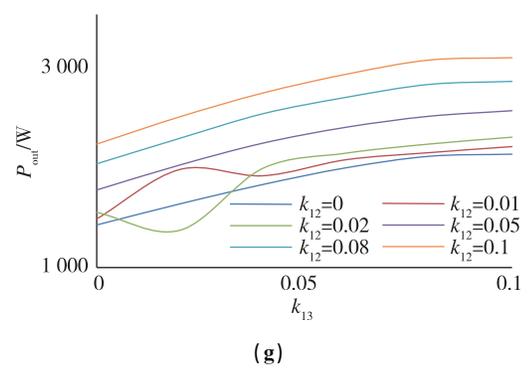
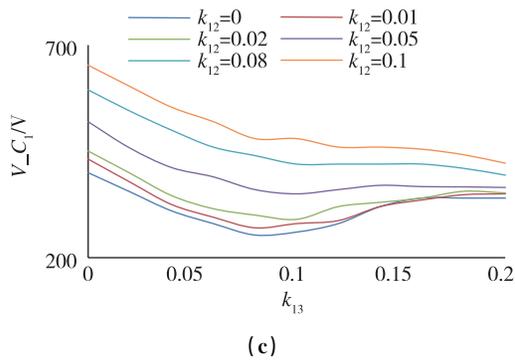
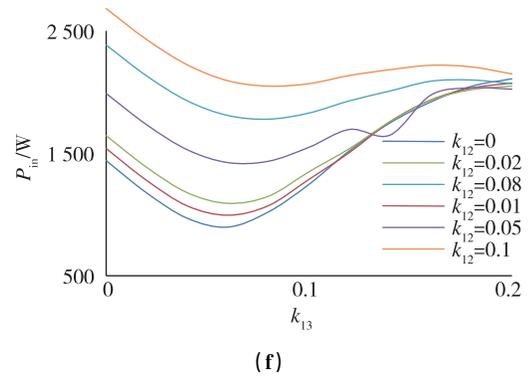
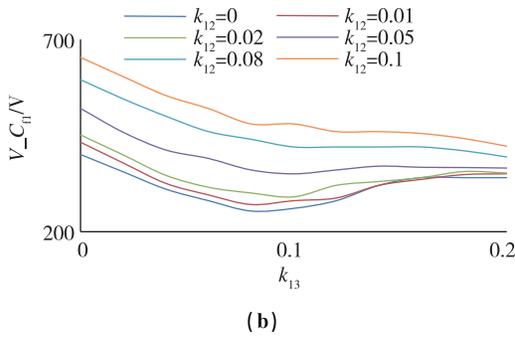


图 3 交叉耦合系数与系统参数关系的仿真图

Fig. 3 Simulation diagram of the relationship between cross-coupling coefficient and system parameters

对图 3 中的曲线进行分析，可以看出，

- 1) 交叉耦合系数的增大会使得原边发射电路中的电流、电压值上升，而且这种抬升影响随着原边线圈与副边线圈之间耦合强度的增强而减弱；
- 2) 交叉耦合系数的增大会使原边发射电路的输出功率随着耦合系数的变化曲线整体平移；
- 3) 当两个发射线圈与接收线圈的耦合系数之和保持不变时，接收电路的电流、电压、输出功率等在两个耦合系数趋于一致的过程中逐渐上升；

4) 交叉耦合系数的增大使接收电路的电流、电压以及输出功率值均增大;

5) 交叉耦合系数的增大对系统效率的影响微乎其微, 无明显规律。

## 2 耦合机构磁场有限元仿真分析

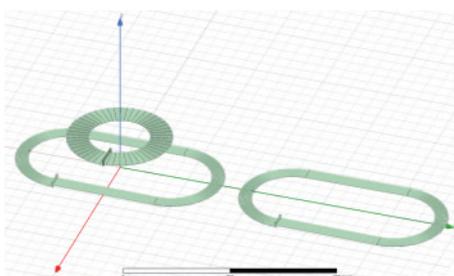
### 2.1 有限元仿真模型的建立

基于 Maxwell 建立发射线圈和接收线圈的耦合机构模型, 固定发射线圈位置, 对不同位置的接收线圈与发射线圈之间的磁场强度及分布展开分析。同时, 为了研究发射线圈形状和长度对耦合强度的影响, 本文主要考虑了常见的矩形 (rec) 和跑道形 (race) 两种形状的发射线圈, 以及每种形状长度分别为 2 倍于接收线圈外径 ( $2d$ ,  $d$  为副边接收线圈的外径) 和 3 倍于接收线圈外径的发射线圈 ( $3d$ ) 模型。副边接收线圈采用圆盘形外径为  $d$  的线圈。发射线圈和接收线圈都采用相同的导线材料紧密缠绕而成, 单个耦合模型中发射线圈的参数完全一致, 且与接收线圈保持 50 mm 的轴向距离不变, 各个线圈模型的具体参数如表 2 所示。耦合机构仿真模型如图 4 所示, 图 4 (a) 为跑道形发射线圈与圆盘形接收线圈的仿真模型, 图 4 (b) 为矩形发射线圈与圆盘形接收线圈的仿真模型。

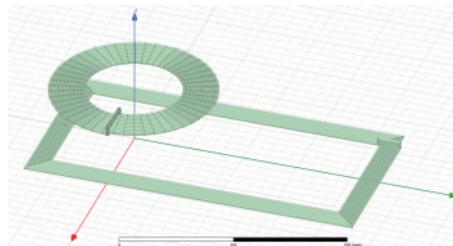
表 2 耦合机构仿真模型参数

Tab. 2 Coupling mechanism simulation model parameters

参数	数值
外径 $d$	150 mm
接收线圈匝数 $N$	10
发射线圈匝数 $N$	6
导线线径 $d_w$	3 mm
接收线圈和发射线圈之间的轴向距离 $h$	150 mm
发射线圈电流 $I_1$	6 A
接收线圈电流 $I_2$	2 A



(a)



(b)

图 4 耦合机构磁场仿真模型

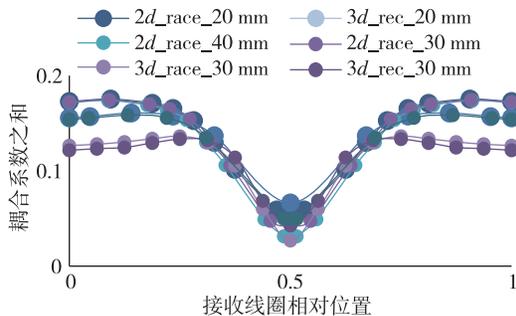
Fig. 4 Magnetic field simulation model of coupling mechanism

### 2.2 仿真结果与分析

#### 2.2.1 线圈相对位置对耦合系数的影响分析

由双发单收移动中无线能量传输系统的电路仿真分析可知, 对于双发单收模型, 原边两个发射线圈与副边接收线圈耦合系数之和决定了系统的输出功率和效率, 而不是其中某个耦合系数。因此, 本文重点关注的是两个原边发射线圈和副边接收线圈的耦合系数之和随接收线圈位置的变化。

两个发射线圈完全相同, 其水平间距为 20 mm, 放置在同一水平面上且中心长轴线对齐, 接收线圈水平放置且接收线圈中心与发射线圈长轴线在同一竖直平面内, 接收线圈沿着长轴线方向水平移动。根据仿真结果得到不同形状的发射线圈与接收线圈之间耦合系数随相对位置的变化曲线如图 5 所示, 图 5 (a) 为  $2d$  跑道形和矩形双发射线圈的耦合系数之和曲线, 图 5 (b) 为  $3d$  跑道形线圈和  $3d$  矩形线圈的耦合系数, 图 5 (c) 为  $2d$  跑道形线圈和  $3d$  跑道形线圈双发单收耦合模型的耦合系数曲线, 图 5 (d) 为  $2d$  和  $3d$  矩形线圈耦合系数的变化曲线。在曲线的绘制中, 横坐标为接收线圈相对发射线圈的相对位置, 0 表示左发射线圈的中心位置, 1 则代表相邻下一个发射线圈的中心位置, 0.5 为两发射线圈间的中间位置。



(a)

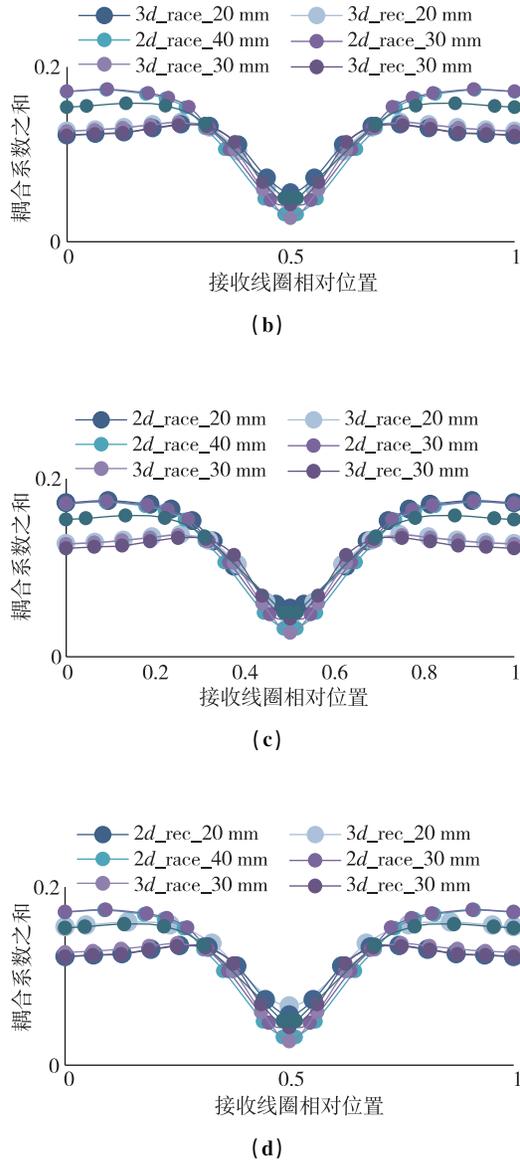


图5 不同形状的发射线圈与接收线圈之间的耦合系数随相对位置的变化曲线

Fig. 5 Variation curve of coupling coefficients between transmitting coils of different shapes and receiving coils with relative positions

通过分析图5(a)可以发现,  $2d$  跑道形线圈在完全重合区域的耦合系数大于  $2d$  矩形线圈, 但是后者在中间过渡段的耦合系数之和大于前者, 整体的耦合曲线更为平滑稳定。图5(b)显示该规律对于  $3d$  的跑道形线圈和  $3d$  的矩形线圈依旧适用, 但是两者的耦合系数曲线更为接近, 即跑道形线圈在完全重合区域的耦合强优势和矩形线圈在过渡阶段耦合强的趋势都随着发射线圈长度的增加而减弱。

分析图5(c)和图5(d)可以发现, 随着轨道长度的增加, 接收线圈在完全重合区域的耦合

系数之和下降较为明显。这是因为发射线圈的总体面积随长度而增加, 与接收线圈不变的耦合面积相对于发射线圈整体面积的比值则下降较为明显。同时可以发现, 发射线圈间距不变, 线圈长度增加会导致接收线圈与发射线圈间过渡段的耦合系数之和下降。

### 2.2.2 线圈间距对交叉耦合强度的影响分析

将原边两个发射线圈水平间距分别设置为0, 20, 50 mm, 整理得到了  $2d$  跑道形线圈、 $2d$  矩形线圈、 $3d$  跑道形线圈、 $3d$  矩形线圈在不同间距下的交叉耦合系数, 得到交叉耦合系数随两个发射线圈间相对间距的变化趋势, 如图6所示。相对间距即线圈水平间距与线圈长度的比值。

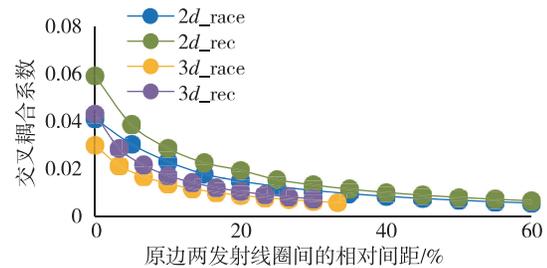


图6 交叉耦合系数随两个发射线圈间相对间距的变化趋势  
Fig. 6 Variation trend of cross-coupling coefficient with relative spacing between two transmitting coils

通过分析图6可以发现, 对于所有发射线圈, 交叉耦合系数都随着线圈间相对间距的增加而下降, 下降速度逐渐放缓, 即在相对间距较小时下降速度较快, 在相对间距较大时下降速度较慢。对比形状因素可以发现, 在相同长度和相同相对间距下, 矩形线圈的交叉耦合系数大于跑道形线圈。对比线圈长度因素可以发现, 在相同形状和相同相对间距下,  $2d$  线圈的交叉耦合系数大于  $3d$  线圈。但是随着发射线圈间相对间距的增加, 所有发射线圈的交叉耦合曲线逐渐重合, 交叉耦合系数趋于一致。

## 3 动态无线能量传输系统参数化设计

针对给定输入和约束, 要求对动态无线能量传输系统的耦合机构尺寸和电路参数进行充分优化设计以满足一定输出功率效率的需求, 因此在理论分析的基础上, 通过研究合理的最优化的参数化设计流程, 以实现动态无线能量传输系统的多目标多参数自动最优设计。进一步地考虑车载能量拾取端由各个厂家设计制造, 在耦合机构部

分该设计流程将能量拾取线圈的尺寸作为固定输入参数进行处理,从而主要着眼于解决发射轨道的尺寸设计。

本文需要对两部分参数进行优化设计,一是发射轨道的形状、尺寸、排列间隙等结构参数,二是电路补偿电子元件的电气参数,两部分的连接点在于耦合机构的耦合系数和交叉耦合系数。

### 3.1 优化目标

对于 LCC/LCC 补偿的动态无线能量传输系统,输出功率、能量传输效率、输出功率稳定性等参数之间存在一定的矛盾。输出功率和效率较高时意味着较高的耦合系数,此时发射轨道长度较短,线圈间过渡段占比较大,从而导致整体输出的稳定性较差。因此在满足输出功率和效率的基础上,以系统输出稳定性作为第一优化目标,具体表现为优先采用最大长度紧密排列的矩形发射轨道,然后依次对轨道形状、长度、排列间隙进行优化。除此之外,系统传输效率为次优目标,具体表现在当系统设计满足稳定性最优和输出功率达到要求时,合理设计原边发射线圈的自感值以使系统的输出效率保持在最高的区间范围内。

### 3.2 前提假设

基于前文的系统理论分析及电路与耦合机构磁场的仿真分析,结合本文针对系统的优化目标,提出以下几点假设:

1) 当接收线圈位于发射线圈内,功率和效率恒定且为充电过程中的峰值,即  $P_{\max}$ ,  $\eta_{\max}$ ; 当接收线圈逐渐移出发射线圈内,效率和功率线性下降,当接收线圈中心与发射线圈完全分离时,系统传输功率和效率均为零。

设系统要求输出的平均输出功率和效率为  $P_{\text{dmd}}$ 、 $\eta_{\text{dmd}}$ , 发射轨道长度为  $l$ , 间距为  $d$ , 接收线圈为盘形且外径为  $D$ 。系统变化周期长度为  $l+d$ , 在一个周期内系统的总功率和总效率可以分别表示为

$$\eta = \eta_{\max}(l-D) + \frac{\eta_{\max}D}{2} \quad (7)$$

$$P = P_{\max}(l-D) + \frac{P_{\max}D}{2} \quad (8)$$

则峰值功率效率与平均功率效率的关系为

$$\eta_{\text{dmd}} = \frac{\eta}{l+d} = \frac{\eta_{\max}(l-D) + \frac{\eta_{\max}D}{2}}{l+d} = \frac{\eta_{\max}(l-D/2)}{l+d} \quad (9)$$

$$P_{\text{dmd}} = \frac{P}{l+d} = \frac{P_{\max}(l-D) + \frac{P_{\max}D}{2}}{l+d} = \frac{P_{\max}(l-D/2)}{l+d} \quad (10)$$

2) 接收线圈为盘形线圈,其外径  $D$  和自感  $L_s$  已知。副边电路参数固定,即副边补偿电感  $L_2$ 、副边补偿电容  $C_s$  和  $C_2$  的值均为已知。

3) 发射道路采用多个相同尺寸参数的发射轨道以相同的排列间隙铺设而成,其中轨道长度  $l$  和排列间隙  $d$  为优化参数,轨道宽度与接收线圈相同,为固定值  $D$ 。

4) 由于发射线圈和接收线圈的欧姆阻值  $R_p$  和  $R_s$  相对较小且对系统的输出功率效率影响较小,因而在设计过程中, $R_p$  和  $R_s$  按照固定值进行处理以简化优化流程和计算难度。

在上述假设的基础上,根据式 (2)、(5)、(6) 可以得到,系统峰值输出功率  $P_{\max}$  和峰值传输效率  $\eta_{\max}$  分别为

$$P_{\max} = I_{\max}^2 \cdot R_L = \frac{\omega^2 L_2^2 U_{\text{in}}^2 k_{\max}^2 L_p L_s R_L}{L_1^2 (\omega^2 L_2^2 + R_L R_s)^2} \quad (11)$$

$$\eta_{\max} = \frac{\omega^4 L_2^2 k_{\max}^2 L_p L_s R_L}{(\omega^2 L_2^2 + R_L R_s) [\omega^2 k_{\max}^2 L_p L_s R_L + 2R_p (\omega^2 L_2^2 + R_L R_s)]} \quad (12)$$

$$\eta'_{\max} = \frac{2\omega^4 L_2^2 k_{\max}^2 L_s R_L R_p}{[\omega^2 k_{\max}^2 L_p L_s R_L + 2R_p (\omega^2 L_2^2 + R_L R_s)]^2} \leq d\eta_{\max} \quad (13)$$

根据式 (10) 可以看出,在  $k_{\max}$  确定的情况下(依据上述假设 (2, 3, 4), 其他参数都是已知的), 峰值功率  $\eta_{\max}$  只与发射线圈自感  $L_p$  正相关。效率  $\eta$  提升速率随着自感值  $L_p$  的增大而不断下降,当自感值  $L_p$  大于某个阈值时,效率几乎保持不变。因此,为得到较高的效率  $\eta$  和较小的线圈自感值  $L_p$ , 如式 (11) 所示可以通过约束效率对自感的导数小于参数值  $d\eta_{\max}$  来实现; 输出电流值  $I_{\max}$  与发射线圈自感  $L_p$  和原边补偿电感  $L_1$  相关,当  $I_{\max}$  和  $L_p$  确定时,可得到满足电流和功率输出条件的补偿电感值  $L_1$ 。

### 3.3 参数设置

该优化模型的主要功能是实现发射轨道物理参数和原边电路补偿参数的确定,因此为使设计流程高效简洁,需要在设计之前确定动态无线能量传输系统的基本输入参数和电路工作参数,以

及副边能量接收线圈和补偿电路的参数。这些参数主要包括输入电压  $V_{in}$ 、系统谐振频率  $f_0$ 、系统等效负载  $R_L$ 、原副边线圈之间的纵向距离  $h$ 、能量接收线圈外径  $D$ 、接收线圈自感值  $L_s$ 、副边电路补偿电感值  $L_2$ 、补偿电容值  $C_s$  和  $C_2$ 。

优化参数主要包括发射轨道的物理结构参数和发射电路的补偿电子元器件参数值。发射轨道的结构参数主要包含 3 个，一是发射线圈的形状——跑道形或者矩形，二是发射线圈的长度  $l$ ，三是发射轨道的排列间隙  $d$ 。为保证输出稳定性，优先采用最大长度的矩形线圈，若系统不能满足输出效率，则采用跑道形；若系统还是不能满足条件，则减小线圈长度。线圈排列间隙  $d$  初始值为 0，当电容电压  $C_V$  大于阈值  $C_{V_{max}}$  时，排列间隙增大  $\Delta d$ 。由电路仿真分析可以得知，副边串联补偿电容  $C_s$  上的电压远大于其他电容的电压，因此，这里主要监测  $C_s$  上的电容电压。发射电路的补偿电子元器件参数值主要包括发射线圈自感  $L_p$  和发射电路的补偿电感值  $L_1$ 。线圈自感值  $L_p$  取值需要基于式(10)和(11)，同时满足效率较高和效率导数较小，补偿电感值  $L_1$  则是需要在  $L_p$  确定的情况下满足式(9)，使输出功率  $P$  满足要求  $P_{dmd}$ 。

$$L_{p1} = \frac{2(\omega^2 L_2^2 + R_L R_s)^2 R_p \eta_{max}}{\omega^4 L_2^2 k_{max}^2 L_s R_L - \omega^2 k_{max}^2 (\omega^2 L_2^2 + R_L R_s) L_s R_L \eta_{max}} \quad (14)$$

$$L_{p2} = \left[ \sqrt{\frac{2\omega^4 L_2^2 k_{max}^2 L_s R_L R_p}{d\eta_{max}} - 2R_p(\omega^2 L_2^2 + R_L R_s)} \right] / (\omega^2 k_{max}^2 L_s R_L) \quad (15)$$

$$L_p = \max(L_{p1}, L_{p2}) \quad (16)$$

$$L_1 = \frac{\omega L_2 U_{in} k_{max}}{(\omega^2 L_2^2 + R_L R_s) \sqrt{\frac{L_p L_s R_L}{P_{max}}}} \quad (17)$$

该优化模型主要针对轨道长度  $l$ 、线圈间距  $d$ 、线圈自感  $L_p$ 、平均输出功率  $P$  和效率  $\eta$ 、电容电压  $C_V$  进行约束。发射轨道的长度有最大最小两个阈值  $l_{max}$  和  $l_{min}$ ，其中初始值为上阈值  $l_{max}$ 。线圈间距具有上阈值  $d_{max}$ ，保证间距在一定范围内从而实现输出功率的连续性和稳定性。线圈间距  $d$  的初始值为 0。线圈自感具有上阈值  $L_{p_{max}}$ ，以保证发射线圈匝数在合理范围内。平均输出功率  $P$  应与要求值  $P_{dmd}$  相等，以保证对负载的安全高效充电，而输出效率  $\eta$  则应该大于要求值  $\eta_{dmd}$  以实现电能的高效利用。电容上电压  $C_V$  应小于最大值

$C_{V_{max}}$  以保证电容在工作过程中不被击穿，从而保证系统长期可靠的工作。约束条件总结如下

$$l_{min} \leq l \leq l_{max} \quad (18)$$

$$0 \leq d \leq d_{max} \quad (19)$$

$$L_p \leq L_{p_{max}} \quad (20)$$

$$P = P_{dmd} \quad (21)$$

$$\eta \geq \eta_{dmd} \quad (22)$$

$$C_V \leq C_{V_{max}} \quad (23)$$

### 3.4 设计步骤

在前提条件的假设和优化目标的指导下，充分考虑约束条件和设计过程的高效，可以总结得到优化设计步骤为：

1) 首先采用最大长度矩形发射线圈紧密排列，即  $l = l_{max}$ ， $d = 0$ ；

2) 计算此时双发单收耦合机构，即当接收线圈位于发射线圈中心时的耦合系数  $k_{max}$  和发射线圈间的交叉耦合系数  $k_{12}$ ；

3) 基于要求功率  $P_{dmd}$  和效率  $\eta_{dmd}$  计算峰值功率  $P_{max}$  和效率  $\eta_{max}$ ；

4) 计算发射线圈自感值  $L_p$ ；

5) 判断发射线圈自感是否满足要求  $L_p \leq L_{p_{max}}$ ；

6) 若不满足要求，首先改变轨道形状为跑道形，返回第(2)步计算；若跑道形线圈还不满足要求，减小发射线圈长度  $l = l - \Delta l$ ，并改为矩形线圈返回第(2)步计算；一直到线圈长度达到最小值， $l \leq l_{min}$ ，输出错误提示：无法满足效率要求，然后结束设计流程；

7) 若自感值满足要求，则基于要求的输出功率  $P_{dmd}$  计算原边补偿电感值  $L_1$ ；

8) 基于自感  $L_p$  和补偿电感  $L_1$ ，计算补偿电容值  $C_1$  和  $C_s$ ；

9) 基于电路参数仿真分析得到电容上的电压  $C_V$ ，并判断电压是否超过阈值  $C_V \geq C_{V_{max}}$ ；

10) 超过阈值的话则增大线圈排列间隙  $d = d + \Delta d$ ，并返回第(2)步计算；一直到排列间隙达到最大值  $d \geq d_{max}$  还不能满足要求的话，则输出错误提示：无法满足电容电压值条件，然后结束设计流程；

11) 若电容电压在阈值范围内，则输出电路参数和发射轨道机构参数：线圈形状， $\eta_{max}$ ， $k_{max}$ ， $l$ ， $d$ ， $L_p$ ， $L_1$ ， $C_1$ ， $C_p$ ，然后结束设计进程。

在设计流程的指导下, 基于参数化设计模型进行实现, 设计过程中需要查阅已有的轨道形状、长度、排列间隙与耦合系数  $k_{\max}$  以及自耦合系数  $k_{12}$  的关系表, 以得到  $k_{\max}$  和  $k_{12}$  的数值。此后在设计得到所有电路电子元器件的参数值以后, 需要调用基于搭建的双发单收模型以监测副边补偿电容  $C_s$  上的电压值  $C\_V$ 。电路模型如图

2 所示。不同的是, 其中电路元器件的参数值通过调用函数进行赋值, 以实现参数优化设计过程中的自动调用与验证。参数化设计程序实现后, 输入算例参数进行设计验证, 表 3 为设计前输入的参数。其中,  $T$  为调用仿真模型时电路仿真模型的运行时间。

经过计算, 可以得到如表 4 所示的计算结果。

表 3 参数化设计算例输入参数

Tab. 3 The input parameters of parametric design example

输入参数										
参数	$U_{in}$	$f_0$	$R_L$	$R_p$	$R_s$	$D$	$h$	$L_s$	$L_2$	$T$
数值	220 V	120 kHz	17 $\Omega$	1 $\Omega$	0.5 $\Omega$	0.15 m	0.05 m	50 $\mu$ H	15 $\mu$ H	0.2 s
约束参数										
参数	$P_{dmd}$	$\eta_{dmd}$	$L_{p\_max}$	$l_{max}$	$l_{min}$	$\Delta l$	$d_{max}$	$\Delta d$	$d\eta_{max}$	$C\_V_{max}$
数值	600 W	0.7	400 $\mu$ H	0.45 m	0.3 m	0.015 m	0.045 m	0.015 m	250	1 000 V

表 4 算例计算结果

Tab. 4 The calculation results of the parametric design example

设计参数	结果
形状	跑道形
$l$	0.435 m
$d$	0 m
$L_p$	399.3 $\mu$ H
$L_1$	41.2 $\mu$ H
$C_1$	42.7 nF
$C_p$	4.9 nF
$C\_V$	489.2 V

## 4 结论

本文针对基于 LCC/LCC 谐振拓扑的分段式动态无线能量传输系统的系统特性和参数化设计模型展开了研究分析。结论如下:

1) 对于双发单收系统, 交叉耦合系数增大使发射电路的电流电压、接收电路电流电压以及输出功率增大, 对传输效率几乎不存在影响。前一种影响随着发射线圈和接收线圈之间耦合强度增加而减弱。

2) 接收线圈位于发射线圈内时耦合强度高且较为稳定, 移出重合区域耦合系数快速下降。形状上, 跑道形线圈与盘形线圈的耦合强度大于矩形发射线圈, 但是后者的耦合强度更为稳定。长度上, 发射线圈长度的增加会带来耦合强度的整

体下降。间距上, 线圈间距的增加几乎不影响重合区域的耦合强度, 但是会导致过渡区域耦合强度快速下降。

3) 本文最终得到的参数化设计模型以输出稳定性和输出效率为目标, 对发射轨道的形状、尺寸、排列间隙等结构参数以及电路补偿电子元器件的电气参数的参数化设计流程和参数约束条件展开了研究, 保证了参数设计的合理性和高效性。最终基于软件对参数化设计程序进行了编码实现, 并对算例进行了设计验证。

## 参考文献

- [1] 杨庆新, 陈海燕, 徐桂芝, 等. 无接触电能传输技术的研究进展[J]. 电工技术学报, 2010, 25(7): 6-13.
- [2] Takanashi H, Sato Y, Kaneko Y, et al. A large air gap 3 kW wireless power transfer system for electric vehicles[C]. 2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Raleigh, 2012: 269-274.
- [3] Nagatsuka Y, Ehara N, Kaneko Y, et al. Compact contactless power transfer system for electric vehicles [C]. International Power Electronics Conference (IPEC), Sapporo, 2010: 807-813.
- [4] 朱国荣, 林鹏, 陆江华, 等. 无线能量传输系统双 LCC 谐振补偿电路研究[J]. 华中科技大学学报(自然科学版), 2017, 45(5): 104-109.
- [5] Yilmaz T, Hasan N, Zane R, et al. Multi-objective optimization of circular magnetic couplers for wireless power transfer applications[J]. IEEE Transactions on

- 
- Magnetics, 2017, 53(8):1-12.
- [6] Deng Q J, Liu J T, Czarkowski D, et al. Edge position detection of on-line charged vehicles with segmental wireless power supply[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2017, 66(5):3610-3621.

**引用格式:** 张军兵, 杨世春, 闫啸宇, 等. 动态无线能量传输系统参数化设计与优化[J]. 宇航总体技术, 2021, 5(1):8-18.

**Citation:** Zhang J B, Yang S C, Yan X Y, et al. Parametric design and optimization of dynamic wireless power transmission system [J]. Astronautical Systems Engineering Technology, 2021, 5(1): 8-18.