

无线电能传输系统耦合机构特性研究

高欣芳, 王义, 耿宇宇, 杨中平, 林飞

(北京交通大学电气工程学院, 北京市 北京 100044)

Study on the Characteristics of Coupling Mechanism in Wireless Power Transfer System

GAO Xinfang, WANG Yi, GENG Yuyu, YANG Zhongping, LIN Fei

(College of Electrical Engineering, Beijing Jiaotong University, Beijing, 100044)

摘要: 为优化无线电能传输 (wireless power transmission, WPT) 系统耦合机构设计, 提高系统传输效率, 分析了 WPT 系统的等效电路模型, 利用 ANSYS 软件搭建了矩形和双 D 形两类耦合线圈的仿真模型, 进行了水平位移和垂直方向偏移特性的分析, 得到了在相同的线圈匝数、大小条件下, 双 D 形线圈具有较高的互感且在移动过程中可保持较好的互感稳定性的结论, 并通过两类耦合线圈的磁感应强度分布图, 较为直观的说明了造成两者互感差别的原因。接着针对双 D 形线圈, 分析了磁芯厚度和与线圈的距离、线圈匝数和长度对互感的影响, 结果表明: 通过增加磁芯厚度、线圈匝数和长度、减小磁芯与线圈的距离可增大耦合线圈互感, 同时综合考虑安装空间和经济性等因素可对耦合机构进行优化设计, 从而提高系统的传输效率。

关键词: 无线电能传输; 耦合线圈; 互感; 传输效率

1 引言

无线电能传输, 是一种将电能由电源传递到负载的新型非接触式供电形式^[1], 传输介质一般有电磁波、磁场、电场、微波、无线电波等。目前主要有三种实现无线电能传输的方式, 分别为共振耦合式、电磁辐射式和电磁感应式。其中电磁感应供电模式以其具有在近距离传输时效率高且对频率要求不高的特点, 较为符合电动车辆等大功率无线电能传输的要求而成为研究热点^[2]。

电磁耦合机构是无线充电系统中实现电能无线传输最为关键的部分, 目前国内外已经开展了很多关于耦合线圈的研究工作, 但利用有限元软件对线圈特性的仿真研究还不够深入。新西兰奥克兰大学的团队提出了基于电磁耦合方式的非接触式能量传输技术, 对于耦合线圈的优化设计方面, 他们提出了两类基本的平面线圈: 圆形和双 D 形(Double D)^[3,4], 其中双 D 型耦合机构能够大大提高耦合系数; 美国橡树岭国家实验室 (ORNL) 对耦合机构、电磁辐射、介质损耗、传输特性等展开研究, 提出

了“蛛网线圈”的绕制方法, 有效提高了系统的品质因数^[5]。哈尔滨工业大学提出利用高磁导率平板磁芯绕制发射/接收线圈的方案, 设计了 1.85kW 的无线电能传输系统^[6]; 文献[7]利用 ANSYS 软件得到了不同传输距离下线圈的磁感应强度空间分布图, 但并没有深入研究线圈参数对传输效率的影响; 文献[8]利用 COMSOL 软件对谐振线圈进行了软件建模, 给出了收发线圈进行电能无线传输并各自发生谐振时的磁场分布图, 但并未分析线圈类型对于系统的影响; 文献[9]分析了外加铁氧体屏蔽对系统效率及稳定性的影响, 并没有涉及线圈参数的影响。

本文以移动式无线电能传输为研究背景, 采取发射线圈为长线圈, 接收线圈为短线圈的耦合结构, 利用 ANSYS 软件搭建仿真模型, 针对矩形和双 D 形耦合线圈进行水平位移和垂直方向偏移特性的分析, 并通过磁感应强度分布图对两类线圈在相同条件下产生的互感差别进行说明。接着分析了磁芯厚度和与线圈的距离、线圈匝数和长度对双 D 形线圈互感的影响, 可利用这些因素与互感之间的关系曲线, 并结合考虑实际安装空间、经济性等方面的因素, 对磁芯和线圈的大小进行合理选择, 从而进行耦合线圈的优化设计。最后对水平位移和垂直方向偏移特性进行了实验验证。

2 WPT 系统耦合线圈优化因素分析

2.1 WPT 系统的组成

图 1 所示为 WPT 系统的组成框图, 从图中可以看出, 系统主要由电源、高频逆变部分、线圈及补偿部分、电能变换部分和和负载组成。从电网获取的直流电通过逆变器转化为高频交变电流, 再经过补偿拓扑电路到达发射线圈。线圈内流过的交变电流将感应产生交变磁场, 从而在车辆所搭载的接收线圈上产生感应电动势, 进而产生感应电流, 再

经过电能变换为负载供电，完成电能的传递。

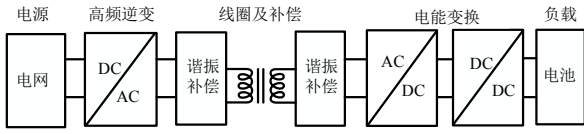


图1 系统组成框图

本文采用如图2所示的LCC补偿拓扑^[10]。发射侧谐振网络由 L_r 、 C_r 、 C_p 、 L_p 构成，接收侧谐振网络由 L_s 、 C_s 构成， R_{Lr} 、 R_p 、 R_s 、 R_{eq} 分别表示谐振电感、发射线圈、接收线圈的内阻、等效负载电阻， M 为互感， U_{in} 为逆变器输出高频交流电压， I_{in} 、 I_p 、 I_s 分别表示逆变器输出电流、发射线圈电流、接收线圈电流。

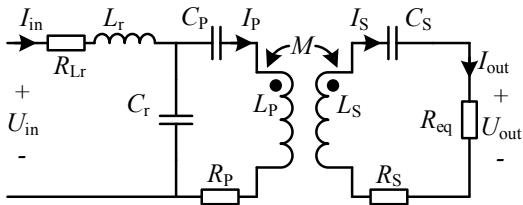


图2 LCC型补偿拓扑

根据KVL，可将图中电压电流关系表示为矩阵方程，其中 ω 表示开关角频率。

$$\begin{bmatrix} \dot{U}_{in} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{Lr} + Z_1 & -\frac{1}{j\omega C_r} & 0 \\ -\frac{1}{j\omega C_r} & R_p + Z_2 & -j\omega M \\ 0 & -j\omega M & R_{eq} + R_s + Z_3 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \dot{I}_{in} \\ \dot{I}_p \\ \dot{I}_s \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\text{其中, } \begin{cases} Z_1 = j\left(\omega L_r - \frac{1}{\omega C_r}\right) \\ Z_2 = j\left(\omega L_p - \frac{1}{\omega C_p} - \frac{1}{\omega C_r}\right) \\ Z_3 = j\left(\omega L_s - \frac{1}{\omega C_s}\right) \end{cases} \quad (2)$$

2.2 耦合线圈优化因素

当满足如式3所示的谐振条件时， Z_1 、 Z_2 、 Z_3 的模值均为零。

$$\begin{cases} \omega L_s = \frac{1}{\omega C_s} \\ \omega L_r = \frac{1}{\omega C_r} = \omega L_p - \frac{1}{\omega C_p} \end{cases} \quad (3)$$

解矩阵方程可得到各回路电流的表达式：

$$\begin{cases} I_{in} \Big|_{\omega=\omega_0} = \frac{U_{in} \left[(\omega_0 M)^2 + R_p (R_{eq} + R_s) \right]}{\xi} \\ I_p \Big|_{\omega=\omega_0} = \frac{U_{in} \omega_0 L_r (R_{eq} + R_s)}{\xi} \\ I_s \Big|_{\omega=\omega_0} = \frac{U_{in} \omega_0^2 M L_r}{\xi} \end{cases} \quad (4)$$

其中：

$$\xi = R_{Lr} (\omega_0 M)^2 + (R_{eq} + R_s) \left[(\omega_0 L_r)^2 + R_{Lr} R_p \right]。$$

基于图2所示的LCC补偿拓扑，可得到系统输出功率 P_{out} 、损耗 P_t 和传输效率 η 的表达式如下：

$$\begin{cases} P_t = I_{in}^2 R_{Lr} + I_p^2 R_p + I_s^2 R_s \\ P_{out} = I_{out}^2 R_{eq} = I_s^2 R_{eq} \end{cases} \quad (5)$$

$$\eta = \frac{1}{1 + P_t / P_{out}} \quad (6)$$

结合式4、5、6可得到系统效率的表达式：

$$\eta \Big|_{\omega=\omega_0} = \frac{\omega_0^4 M^2 L_r^2 \frac{R_{eq}}{(R_s + R_{eq})^2}}{\left[\frac{(\omega_0 M)^2}{R_s + R_{eq}} + R_p \right] \left[\frac{(\omega_0 M)^2 R_{Lr}}{R_s + R_{eq}} + R_{Lr} R_p + (\omega_0 L_r)^2 \right]} \quad (7)$$

由式7可以看出，效率的大小与互感 M 、等效负载 R_{eq} 、谐振频率 ω_0 等多个参数有关。本文主要对耦合线圈进行分析和设计，考虑负载为电阻性，故将负载、频率等设定为恒定值，得到效率与互感的关系曲线图，如图3所示。

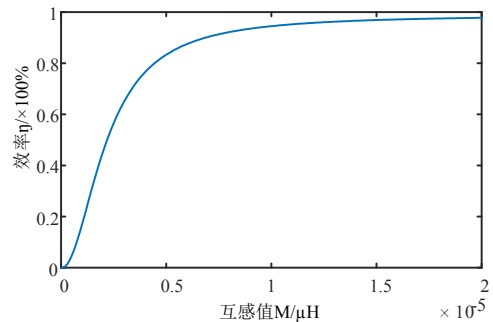


图3 效率与互感的关系曲线

从图中可以看出，系统效率随互感的增大而增大，因此可以通过提高互感的大小来提高传输效率。互感大小与线圈的绕制方式、线圈匝数、尺寸大小等因素有关，因此，选择合适的线圈类型并设计合适的线圈结构可以有效提高WPT系统耦合线

圈部分的传输效率。

3 耦合线圈特性研究

3.1 线圈类型选择

按照绕制方式分,线圈一般有两种:螺线管式和平面式。螺线管式是将多匝导线绕制成内部空出、半径相同的立体式同心圆,类似于传统形式的电感。平面式也是由多匝导线绕制,但形状类型较多,目前在大功率场合一般选择平面式线圈。在WPT系统中常用的耦合线圈类型有圆形、方形、双D形(8字形)^[1],如图4所示。本文以移动式无线充电为研究背景,采取发射线圈为长线圈、接收线圈为短线圈的方案,因在实际绕制过程中使用圆形线圈进行铺设的方案无法实现,故不再考虑。接下来对矩形和双D形两种耦合线圈类型进行分析。

发射线圈统一设置为 $12 \times 0.6\text{m}$,均为2匝;接收线圈为 $0.6 \times 0.6\text{m}$,均为4匝。谐振频率 $f=50\text{kHz}$,等效负载 $R_L=8.5\Omega$ 。使用ANSYS软件搭建矩形、双D形两种耦合线圈模型,进行仿真分析。

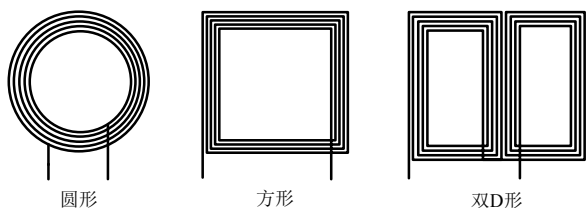


图4 常见类型的耦合线圈

3.1.1 水平位移

以接收线圈与发射线圈中心位置对准、垂直距离为 10cm 处为坐标原点,通过改变接收线圈的水平位移,得到不同位置坐标处的互感值,根据仿真得到线圈互感和内阻,根据式7计算不同位置处的效率,绘制互感随水平位移变化的曲线如图5所示,效率随水平位移变化的曲线如图6所示。

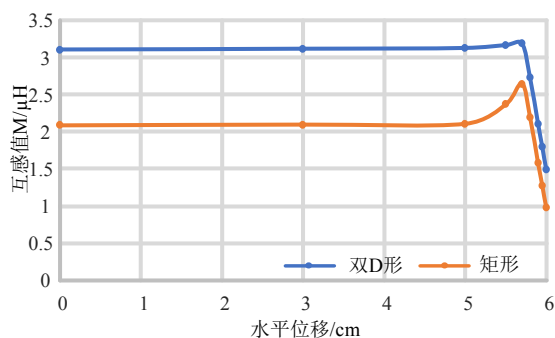


图5 互感随水平位移变化曲线图

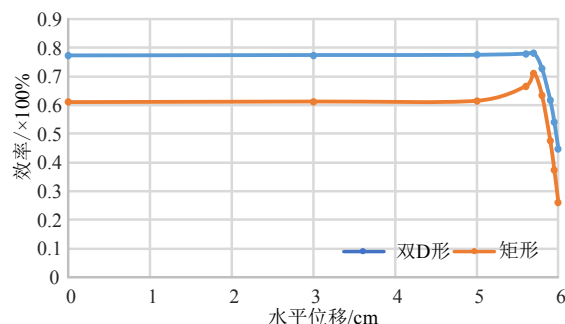


图6 效率随水平位移变化曲线图

从图中可以看出,两种类型线圈的互感随水平位移发生变化的趋势大致是相同的,但矩形线圈的互感变化幅度较大,而双D形线圈的互感变化范围短且幅度小;随着耦合线圈不重合面积的增加,两种线圈的互感都表现为下降的趋势。另一方面也可以看出在任意时刻,双D形耦合线圈总能为系统提供更大的互感值。同样的,效率与互感值变化趋势一致,相同位置处双D形线圈的传输效率比矩形线圈大。

3.1.2 垂直距离

在垂直距离变化的情况下对两种耦合线圈进行分析,研究垂直间距的改变对互感产生的影响,从而对两种类型的耦合线圈的能量传输性能进行进一步的对比分析。以接收线圈与发射线圈中心位置对准、垂直距离为 5cm 处为起点,分别将接收线圈沿着垂直方向进行位置的改变,得到不同点处的互感值,并计算效率,分别绘制曲线如图7、8所示。

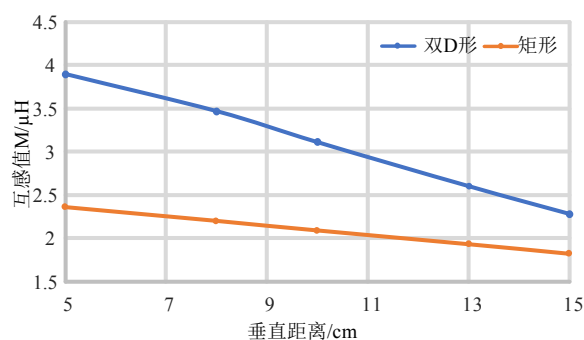


图7 互感随垂直距离变化曲线图

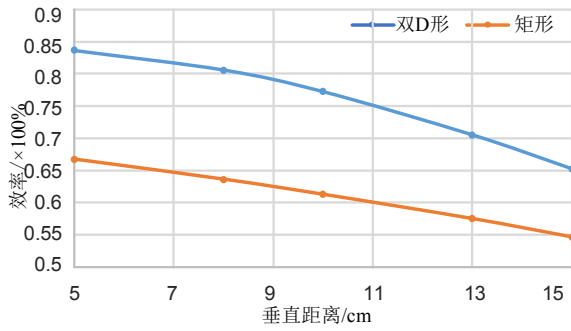
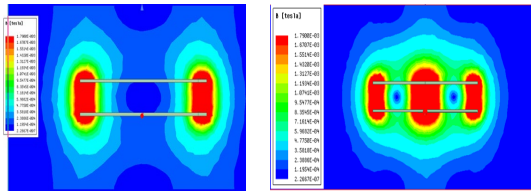


图 8 效率随垂直距离变化曲线图

从图中可以看出，随着两侧线圈间距的增大，互感逐渐减小。另一方面，当传输距离较近时，双 D 形耦合线圈比矩形线圈更具有在互感大小上的优势；相反，距离增加时，其互感将会逼近矩形耦合线圈，即其优势将会逐渐消失。矩形线圈的互感随垂直间距的变化曲线相比于双 D 形较平稳，但在相同传输距离下能达到的互感仍一直低于双 D 形线圈。相同的，效率与互感变化趋势一致，相同位置处双 D 形线圈的传输效率比矩形线圈大。

3.1.3 磁感应强度分布

利用 ANSYS 仿真软件得到两种耦合线圈的磁感应强度分布图如图 9 所示。



(a)矩形线圈磁感应强度分布图 (b)双D形线圈磁感应强度分布图

图 9 耦合线圈磁感应强度分布图

从仿真结果中可以看出，越靠近线圈的地方，显示的颜色越深，即磁感应强度 B 的值越大。另外，双 D 形耦合线圈的磁场分布相对来说比较集中，且大部分在中间位置，从而有利于减少漏磁，并且强磁场区域面积较大，有效增大了耦合线圈的互感。从而可以解释上述在相同条件下测得双 D 形耦合线圈的互感较矩形线圈大的原因。

3.2 双 D 形耦合线圈特性

耦合线圈的互感取决于穿过线圈的磁通量，单纯的线圈因没有对磁场进行约束，会产生较大的漏磁，不适用于大功率系统，而添加磁芯可对磁场进行约束，从而提高线圈之间的耦合系数。仿真中加入高频性能较好的铁氧体作为磁芯材料，通过在接收线圈侧添加磁芯，得到如图 10 所示的磁感应强度分布图，可以看出相比于单纯的线圈，其磁场分

布更加集中，可以说明添加磁芯对提高耦合线圈的互感具有一定的作用。

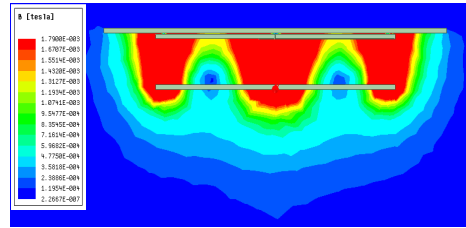


图 10 添加磁芯的双 D 形线圈磁感应强度分布图

磁芯的厚度和与发射线圈的距离会对磁芯本身对磁场的约束能力有一定的影响，设置线圈位置条件为：水平位移为 0，垂直距离为 10cm。在保持双 D 形线圈自身条件不变的情况下，改变磁芯的厚度，范围为 2-14mm，并在相同磁芯下改变其与发射线圈的距离，范围为 1-30mm，仿真得到互感并绘制曲线如图 11 所示。

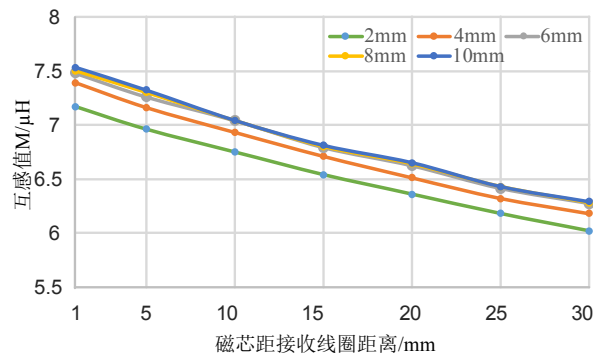


图 11 互感随磁芯厚度及与接收线圈距离变化曲线

从图中可看出，相同距离下，互感随磁芯厚度的增大而增大，且在厚度较小时，变化明显，而 6-10mm 范围内几乎不发生改变。在磁芯厚度相同时，随着磁芯距接收线圈距离的增大，互感逐渐减小。

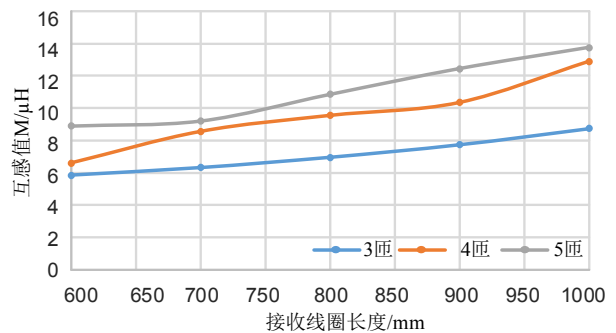


图 12 互感随接收线圈长度及匝数变化曲线

设置线圈位置条件为：水平位移为 0，垂直距离为 10cm，发射线圈仍保持不变，接收线圈宽度与发射线圈一致。通过改变接收线圈的匝数和长度，利用电磁仿真得到耦合线圈的互感，绘制互感

随接收线圈长度及匝数变化曲线如图 12 所示。从曲线可以看出,随着线圈尺寸和线圈匝数的增加,耦合线圈的互感都逐渐增大。

从两组曲线中可以看出,随着磁芯厚度、线圈匝数和长度的增加,耦合线圈的互感均会增大,但是受到实际的安装空间及经济性等因素的制约,在实际工程中需从多方面考虑进行合理选择,从而达到线圈优化的目的。

4 实验验证

本次实验中耦合线圈的绕制选择利兹线,它是由多股独立绝缘的细线绞合而成的,可有效减小趋肤效应的影响。绕制矩形和双 D 形线圈各一组,匝数均为 7 匝,两种类型的线圈尺寸保持一致:发射线圈为 $0.6 \times 0.4\text{mm}$,接收线圈为 $0.2 \times 0.4\text{mm}$ 。绕制的实物图如图 13 所示。

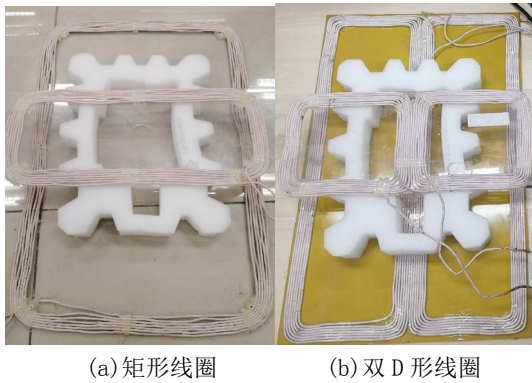


图 13 耦合线圈的绕制方式

使用阻抗分析仪,分别测量两侧线圈同名端、异名端串联情况下的电感值,通过计算得到互感值。同名端串联时,测量电感为 L_1 ,将异名端串联,测量电感为 L_2 , L_1 、 L_2 与两侧线圈自感的关系为:

$$\begin{cases} L_1 = L_p + L_s - 2M \\ L_2 = L_p + L_s + 2M \end{cases} \quad (8)$$

可得互感 M 的表达式为:

$$M = \frac{L_2 - L_1}{4} \quad (9)$$

以两线圈中心对准位置为起点,垂直距离设置为 2.5cm ,测量计算水平位移过程中两种类型线圈的互感变化情况,并通过固定起点处的水平位移,改变垂直距离得到互感变化情况,并根据数据绘制曲线如图 14、15。

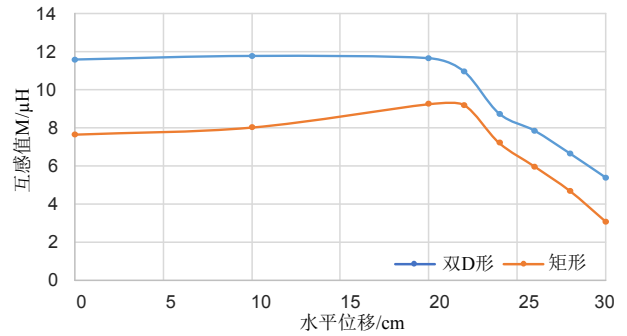


图 14 互感随水平位移变化曲线图

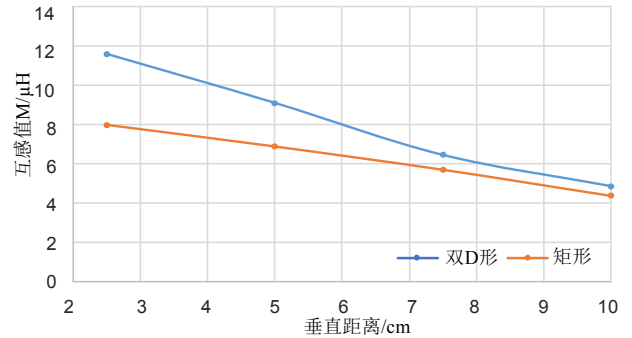


图 15 互感随垂直距离变化曲线图

从图中可以看出,在整个过程中,相同位置处双 D 形耦合线圈的互感始终大于矩形线圈;对于水平方向的变化,当接收线圈全部在发射线圈上方时 ($0\text{-}20\text{cm}$ 范围内),矩形线圈的互感波动较大,且在靠近发射线圈边缘时具有最大值;随着两侧线圈不重合面积的增加,两种线圈的互感都表现为下降的趋势;对于垂直方向的变化,当传输距离增加时,双 D 形耦合线圈的互感将会逼近矩形线圈,其优势会逐渐消失。这与仿真得到的结论一致,验证了仿真结果的正确性。

5 总结

针对矩形和双 D 形两类耦合线圈,通过 ANSYS 仿真软件搭建发射线圈为长线圈,接收线圈为短线圈的耦合线圈模型,分别进行了水平位移和垂直方向偏移特性的分析,并通过仿真得到的磁感应强度分布图,对相同条件下双 D 形线圈的互感较大的原因进行了解释。针对互感较大且在水平移动过程中互感波动较小的双 D 形线圈,分析了磁芯厚度和与线圈的距离、线圈匝数和长度对互感的影响。通过分析可知:增大磁芯厚度、线圈匝数和长度可在不同程度上增加互感,而增大磁芯与线圈的距离则会减小互感。最后通过实验对水平位移和垂直方向偏移特性进行了验证。

本文以水平位移和垂直偏移特性为指标对耦合线圈类型进行评价,针对双 D 形线圈进行了磁芯厚度和与线圈的距离、线圈匝数和长度四个方面因素对互感影响的分析。然而影响互感的因素还有很多,这里考虑的较少,今后可进行更为详细的研究,并进行实验验证。

参考文献

- [1] 范兴明,莫小勇,张鑫. 无线电能传输技术的研究现状与应用[J]. 中国电机工程学报, 2015, (10): 2584-2600.
- [2] 杨芳勋. 基于 ICPT 的无线电能传输网关键技术研究[D]. 重庆: 重庆大学, 2012. 张贤达. 现代信号处理[M]. 北京: 清华大学出版社, 2002.
- [3] Budhia M, Covic G A, Boys J T. Design and Optimization of Circular Magnetic Structures for Lumped Inductive Power Transfer Systems [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(11): 3096-3108.
- [4] Grant A. Covic, Mickel Budhia, Chang-Yu Huang, et al. Development of a Single-Sided Flux Magnetic Coupler for Electric Vehicle IPT Charging Systems[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(1): 318-328.
- [5] Puqi Ning, John M. Miller, Omer C. Onar, et al. A Compact Wireless Charging System Development[C]. // 2013 Twenty-eighth annual IEEE applied power electronics conference and exposition: APEC 2013, Long Beach, California, USA, 17-21 March 2013, pages 2498-3357, [v.4]. 2013: 3045-3050.
- [6] 郭尧,朱春波,宋凯,等. 平板磁芯磁耦合谐振式无线电能传输技术 [J]. 哈尔滨工业大学学报.
- [7] 李江,张鹏,马腾,等. 磁耦合谐振式无线电能传输系统的仿真与实验[J]. 电机与控制学报, 2015, (11): 72-77.
- [8] 刘言伟,卢闻州,陈海英. 大功率谐振式无线电能传输线圈仿真优化研究[J]. 中国科技文, 2017, 12(23): 2678-2684.
- [9] 张献,章鹏程,杨庆新,等. 基于有限元方法的电动汽车无线充电耦合机构的磁屏蔽设计与分析[J]. 电工技术学报, 2016, 31(1): 71-79.
- [10] 李彬. 有轨电车无线电能传输系统谐振补偿器设计及效率优化研究[D]. 北京交通大学, 2017.
- [11] 王俊超. 有轨电车无线电能传输系统耦合线圈的设计[D]. 北京: 北京交通大学, 2016.

作者简介: 高欣芳,女,在读研究生,主要从事无线电能传输技术有关线圈优化设计方面的研究工作, 19121427@bjtu.edu.cn.