

电动汽车动态无线充电系统集成线圈设计与实验研究

杨雅晴¹, 张立炎¹, 龙容², 陈启宏¹

(1. 武汉理工大学自动化学院, 湖北 武汉 430070;

2. 华中农业大学理学院, 湖北 武汉 430070)

摘要: 高效性和紧凑性是电动汽车无线充电的两个重要指标, 双端 LCC 补偿网络为无线充电系统提供了一种高效补偿方式, 但两个谐振电感导致系统体积和电磁干扰增大, 限制了该方法在动态无线充电系统中的使用。为解决该问题, 本文提出一种新型集成式电磁耦合机构, 将谐振线圈集成到主线圈上, 利用 3D 有限元分析工具 ANSYS Maxwell 对新型电磁耦合机构进行优化, 给出可提供系统高效率的耦合线圈的标准化设计与优化过程。本文在 4.8kW 动态无线充电实验平台上, 对比分析非集成式动态无线充电系统和集成式动态无线充电系统, 验证了新型集成式耦合机构在效率、体积、磁场屏蔽方面具有更大优势。

关键词: 动态无线充电; LCC 补偿网络; 集成线圈; Maxwell

DOI: 10.12067/ATEEE1812010

文章编号: 1003-3076(2020)02-0073-08

中图分类号: TM72

1 引言

近年来, 电动汽车作为有可能解决能源和环境问题的重要手段, 越来越受到重视^[1], 电动汽车产业化是一项系统工程, 其充电系统则是主要环节之一。动态无线充电技术可使行驶中的电动汽车动态持续充电, 显著减小了电动汽车动力电池的携带量, 具有广阔的应用前景, 该技术将会逐渐发展成为电动汽车主要充电方式^[2]。该领域的研究涉及线圈设计^[3,4]、补偿拓扑^[5-9]、电力电子变流器及控制方法^[10]、异物检测^[11,12]、安全^[13,14]等方面, 其中, 线圈设计和补偿拓扑是两个主要研究领域, 本文的工作重点是优化线圈结构。

文献[9]分析了双端 LCC 补偿网络的优越性及其实现零电压关断的方法, 确保系统谐振频率与耦合系数和负载条件无关, 并满足 MOSFET 的零电压开关 (Zero Voltage Switch, ZVS) 条件, 提高系统效率。但是, 与 SS 型补偿网络相比, LCC 补偿方式运用于动态无线充电系统时, 一个尺寸较大的空芯谐振线圈占用很大的体积, 使原边系统体积过大, 且实

际应用于电动汽车时, 受到空间限制, 系统控制、采样等 PCB 板因距离谐振电感较近而被其产生的漏磁干扰正常工作, 此外, 流过谐振电感的电流与线圈电流相同, 需要考虑额外的磁心和散热问题。

本文的目标是基于文献[9]对 LCC 补偿网络的分析与应用, 保留该方法优势的同时解决 LCC 补偿带来的上述问题, 提出一种可运用于动态无线充电系统的集成电磁耦合机构, 将 LCC 补偿网络中的谐振电感集成到主线圈上, 该结构具有以下优点: ①谐振线圈与主线圈共用磁心, 提高系统经济性; ②将磁场进行集成, 高磁导率的磁心起到磁屏蔽作用, 减小耦合结构漏磁, 消除磁场干扰; ③显著减小系统体积, 使系统更紧凑。

本文首先分析了基于 LCC 补偿的动态无线充电系统的能效特性, 然后针对动态系统的特性要求, 对集成耦合结构中引入的多余耦合进行理论分析, 利用 3D 有限元分析工具 ANSYS Maxwell 优化电磁耦合机构的空间特性、功率密度特性、屏蔽特性, 最后搭建 4.8kW 动态无线充电实验平台, 验证新型集成式电磁耦合机构的可行性与优越性。

收稿日期: 2018-12-07

基金项目: 国家自然科学基金项目(61673306;61703174)

作者简介: 杨雅晴(1994-), 女, 广西籍, 硕士研究生, 主要研究方向为电动汽车无线充电;

张立炎(1971-), 男, 湖北籍, 教授, 博士, 主要研究方向为无线电能传输、车用新能源动力装置与控制。

2 系统工作原理分析

本文设计的动态无线充电系统采用磁耦合谐振原理,集成式动态无线充电系统电路拓扑如图 1 所示,每套原边设备中的逆变器通过其前级整流电路提供一个稳定的直流电压 U_{in} ,发射端包括高频逆变器模块、一次侧补偿网络、一次侧发射主线圈,接收端包括接收主线圈、二次侧补偿网络、整流与滤波模

块。 L_1 和 L_0 分别是发射线圈和接收线圈的自感, L_{r1} 、 C_{r1} 和 C_{p1} 分别是发射端的谐振电感和补偿电容, L_{r0} 、 C_{r0} 、 C_{p0} 分别是接收端的谐振电感和补偿电容, M_{10} 为发射端第一原边主线圈 L_1 与接收端主线圈 L_0 之间的互感, M_{1r1} 为第一原边主线圈 L_1 与第一原边谐振线圈 L_{r1} 之间的互感, M 的下标表示两个存在耦合的线圈。

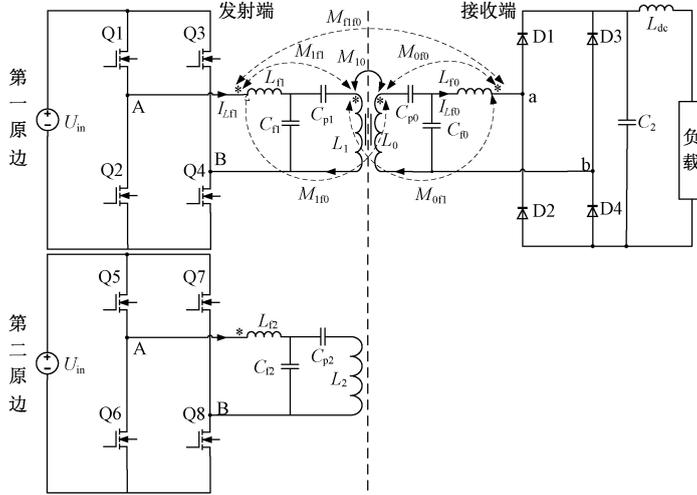


图 1 集成式动态无线充电系统

Fig.1 Integrated dynamic wireless charging system

当只存在原副边主线圈互感 M_{10} 时,谐振电路一次侧等效电路如图 2 所示^[9], U_{AB} 是发射端进入补偿网的电压, U'_{ab} 是谐振电路后级电容等效电压, I_{Lr1} 、 I'_{Lr0} 为流过 L_{r1} 、 L'_{r0} 的电流。

的电流,由式(1)可知,谐振网络的传输功率与线圈耦合因子 k 、输入电压基频分量幅值 U_{AB} 、输出电压基频分量幅值 U_{ab} 相关。在实际应用中,谐振网络的输入和输出电压通常为固定值,传输功率与耦合系数 k 呈正相关,可见优化耦合系数 k 是保证电磁耦合机构满足能效特性要求的关键。

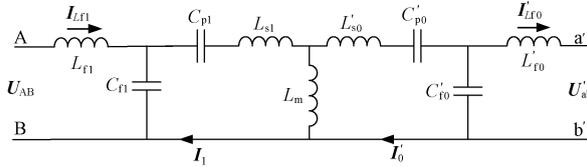


图 2 双端 LCC 补偿网络等效电路

Fig.2 Equivalent circuit of double-sided LCC compensation topology

在固定谐振频率点 ω_0 处对电路进行特性分析,可知 LCC 补偿网络可实现输入端与输出端单位功率因数,系统的谐振特性与线圈耦合情况及负载情况无关^[9],谐振网络的传输功率可表示为:

3 集成电磁耦合机构分析设计

目前,关于电磁耦合机构参数设计及优化的文献中,基本是以单个具体的优化指标为目标,导致电磁机构设计非全局性优化品质问题,为此,本文提出了反映系统传输功率、效率的能效特性、反映系统传输距离、接收端可偏移范围的空间特性、当系统传能距离、偏移距离已知时,反映传能区域内单位体积可提供的输出功率的功率密度特性、减少漏磁干扰的屏蔽特性四大特性,本文将综合上述四大特性体系对新型集成式电磁耦合机构进行全面优化。

$$P = U_{AB} I_{Lr1} = \frac{\sqrt{L_1 L_0}}{\omega_0 L_{r1} L_{r0}} k U_{AB} U_{ab} \quad (1)$$

式中, k 为原副边线圈之间的耦合因子; U_{AB} 为发射端进入补偿网络的电压; I_{Lr1} 为流过原边谐振电感 L_{r1}

称系统的一套原副边主线圈及其双端 LCC 补偿网络为系统的一套电磁耦合机构,由图 1 可知,当谐振线圈集成到主线圈上时,存在 6 种耦合, k_{10} 表

示第一原边主线圈 L_1 与副边主线圈 L_0 间的耦合系数, k_{1n} 为第一原边主线圈 L_1 与其谐振线圈 L_n 之间的耦合系数, k 的下标即表示耦合的两个对象, 称 k_{1n} 、 k_{0n} 为同侧耦合系数, k_{10} 、 k_{01} 为交叉侧耦合系数, 由式(2)可知无线充电系统的功率传输效果依赖于主线圈间的耦合 k_{10} , 另外 5 个耦合不参与系统电能传输为多余耦合, 同侧多余耦合会使系统参数设计复杂化, 交叉侧多余耦合会增加系统的无功功率, 因此对线圈进行集成时, 应满足下列条件:

(1) 主线圈间的耦合达到理想状态, 满足能效特性要求, 在系统动态运行时, 5 种多余耦合应减小至可忽略;

(2) 接收端动态移动过程中谐振线圈感量、主线圈感量基本不变, 耦合结构漏磁干扰小, 以保证整个系统稳定运行。

3.1 新型集成耦合机构分析

本文提出的新型集成式电磁耦合机构如图 3 所示, 系统采用双端 LCC 对称补偿, 所以发射端与接收端结构对称。以次级侧为例, 接收端尺寸较小的单极性谐振线圈 L_0 在最顶层, 其次为磁心层, 第三层为接收端 DD 形主线圈, 谐振线圈与主线圈共用中间的磁心。

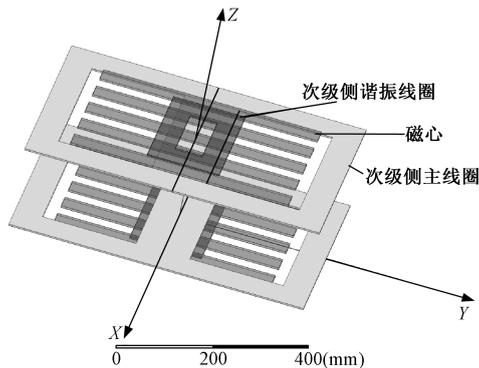


图 3 集成耦合机构三维俯视图

Fig.3 Three-dimensional top view of integrated magnetic coupler

以初级侧为例, DD 形主线圈 L_1 可看作一个磁偶极子, 其产生的磁通穿过谐振线圈 L_n , 磁通量可表示为 ψ_{1n} , ψ_{n1} 为谐振线圈 L_n 产生的穿过主线圈 L_1 部分的磁通量, ψ_{11} 、 ψ_{n1} 分别表示第一原边主线圈 L_1 与谐振线圈 L_n 各自的总磁通。

由磁偶极子的特性可知, 主线圈在空间内产生的磁通从一个磁极到另一个磁极是对称的, 所以进出谐振线圈 L_n 的磁通量相等, 即 $\psi_{1n} = 0$, 则 $k_{1n} = 0$ 。

$$\psi_{1n} = \iint \mathbf{B}_1 d\mathbf{S}_n \quad (2)$$

式中, ψ_{1n} 为 L_1 产生的穿过谐振线圈 L_n 的磁通量; \mathbf{B}_1 表示磁通密度; \mathbf{S}_n 为谐振线圈 L_n 的面积。

$$k_{1n} = \frac{\psi_{1n}\psi_{n1}}{\sqrt{\psi_{11}\psi_{n1}}} = 0 \quad (3)$$

二次侧与一次侧对称, 同理, 耦合系数 $k_{0n} = 0$, 此外, 由 L_1 产生的穿过 L_0 的净磁通为 0, 由 L_0 发出的穿过 L_1 的净磁通量也为 0, 即交叉耦合系数 $k_{10} = 0$ 、 $k_{01} = 0$, 显然一次侧与二次侧完全对准, 四种多余耦合 k_{1n} 、 k_{0n} 、 k_{10} 、 k_{01} 可忽略。

动态充电过程产生偏移时, 同一侧的主线圈与谐振线圈间的相对位置不变, 所以 k_{1n} 、 k_{0n} 仍为 0; 理论上说, 由于谐振线圈的感量远远小于主线圈的感量且主线圈与异侧谐振线圈的距离相对较远, 所以在接收端移动过程中 k_{10} 、 k_{01} 很小; 两个谐振线圈的感量很小且在接收端线圈移动过程中原副边谐振线圈距离会越来越远, 所以多余耦合 k_{n10} 的值也很小, 利用 3D 有限元工具进一步优化集成耦合机构的空间特性, 目标是使原副边线圈产生偏移时, 5 种多余耦合低至可忽略, 这将在下一节中进行讨论。

3.2 主线圈设计

偏移情况下, DD 形线圈比传统的圆形线圈、单极性线圈有更好的耦合特性^[4], 图 4 为 DD 形磁耦合线圈模型, 本文所选取的主线圈面积为 2500cm^2 , 主线圈设计过程涉及两个变量: 线圈绕制宽度 w 、线圈长宽比 r , 通过 3D 有限元仿真软件 ANSYS Maxwell 对变量进行分析, 主线圈设计与优化流程如图 5 所示。

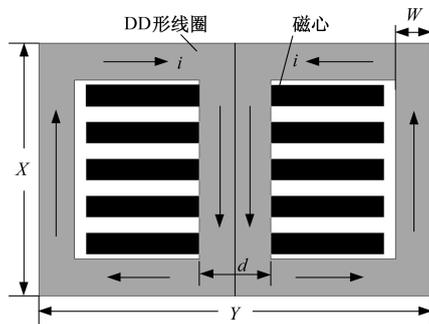


图 4 DD 形线圈模型

Fig.4 DD type coil model

在实际应用中, 电动车行驶在不平坦的路面上时, 主线圈长宽比 r 太大会使固定在电动车底盘的接收线圈在行驶过程中因碰撞、刮擦等因素受损, 不

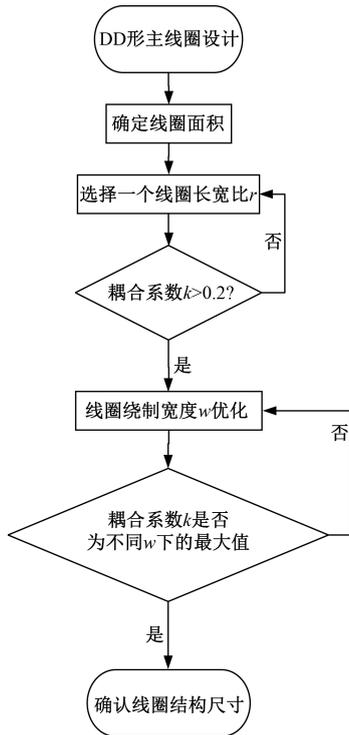
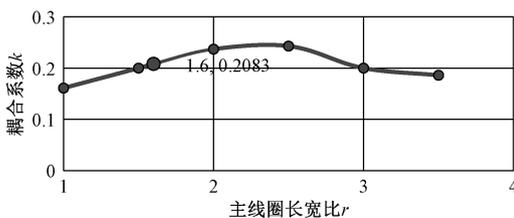


图5 主线圈设计与优化流程图

Fig.5 Design and optimization process of main coil

同 r 下主线圈耦合系数变化情况如图 6 所示, 选择长宽比 $r=1.6$, 为降低磁耦合线圈的损耗以及线圈在高频下的集肤效应和邻近效应, 采用 800 股 0.1 规格的利兹线绕制主线圈。最终确定磁耦合主线圈尺寸为 $655\text{mm} \times 410\text{mm}$, 绕制宽度 $w=60\text{mm}$ 即 15 匝。从经济角度出发, 磁耦合机构的设计要在数量最少的线圈匝数和磁心数量下达到感量要求, 本文采用间隔放置铁氧体磁条组成磁心层的方法, 不仅提高主线圈之间的耦合, 还对集成电磁耦合机构具有磁场屏蔽作用, 条状磁心由尺寸 $48\text{mm} \times 35\text{mm} \times 5\text{mm}$ 的“I”型磁心拼接而成, 原副边线圈的传输距离为 200mm , 仿真结果为 $L_1=L_0=396\mu\text{H}$, $k_{10}=0.208$, $k_{10}>0.2$, 满足图 5 中的设计要求, 此时主线圈传输效率较高, 具有良好的能效特性。

图6 不同 r 下主线圈耦合系数变化情况Fig.6 Variation of coupling coefficient of main coil under different r

3.3 谐振线圈设计

由 3.2 节可知 $L_1=L_0=396\mu\text{H}$, 由文献[9]可计算满足系统实现软开关的谐振电感感量为 $L_{\text{ri}}=L_{\text{ro}}=45\mu\text{H}$ 。在设计谐振线圈时, 在满足感量要求的同时需达到第 2 节推出的动态系统线圈集成条件。通过 ANSYS Maxwell 电磁仿真得到图 7 所示主线圈磁场分布图, 磁场强度大小由图右侧色度标识, 由上至下逐渐降低。为消除动态过程中集成耦合机构中的多余耦合, 考虑将谐振线圈放在主线圈磁场强度最弱的区域, 即图 7 中虚线框所示区域。

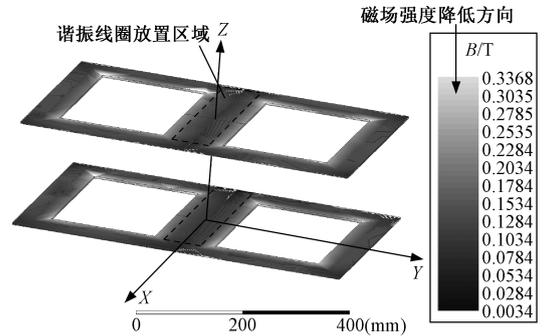


图7 主线圈磁场强度分布

Fig.7 Magnetic field strength analysis of main coil

谐振线圈的设计通过 ANSYS Maxwell 完成, 仿真结果: $L_{\text{ri}}=L_{\text{ro}}=47.3\mu\text{H}$, 尺寸为 $250\text{mm} \times 160\text{mm}$, 绕制宽度 $w=48\text{mm}$, 将主线圈和共振线圈进行集成后, 其磁场仿真结果如图 8 所示, 其中高磁导率磁心引导磁力线走向, 具有磁场屏蔽作用, 可消除谐振电感漏磁影响。

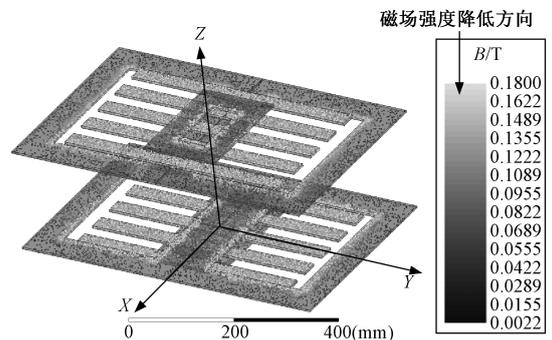


图8 集成耦合机构磁场强度分布

Fig.8 Magnetic field strength distribution of integrated magnetic coupler

利用 ANSYS Maxwell 软件对动态过程线圈的感量及各个耦合状态的变化情况进行仿真分析, 并采用 800 股 0.1 规格的利兹线绕制主线圈和共振线圈并对其进行集成, 集成式电磁耦合机构实物图如图

9所示。测量动态过程各线圈实际感量和耦合系数的变化,图10为仿真结果和实际测量结果,根据其对于新型集成式耦合机构的可行性进行验证分析。

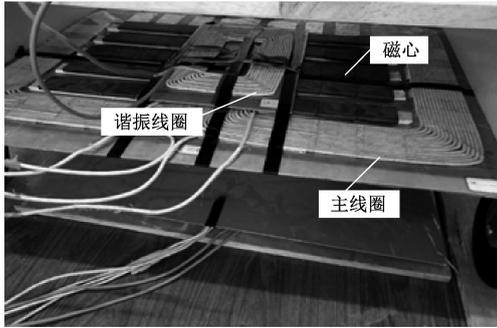


图9 集成式电磁耦合机构实物图

Fig.9 Physical map of integrated magnetic coupler

新型集成式耦合机构可行性分析:定义电动车门到门为 X 方向,垂直于门到门为竖直的 Y 方向,由图10(a)可见:主线圈耦合系数实测值略小于仿真值,是因为线圈实际应用时存在外包装,电能传输距离略大于20cm,但耦合系数实测值与仿真值在 Y 方向偏移下的变化趋势相同;图10(b)中,接收端在 Y 方向移动时,多余耦合系数很小且变化趋势与理论分析保持一致,实测多余耦合系数 k_{110} 、 k_{001} 、 k_{111} 、 k_{000} 最大时小于0.01,可以忽略;由图10(c)和图10(d)可见,无论 X 方向或 Y 方向偏移,谐振电感感量与主线圈感量基本不变,多余耦合系数可忽略。

综上所述:①主线圈耦合系数在沿 Y 方向移动过程中不断变化,加入适当控制策略可保持高输出功率;②Maxwell仿真结果及实际绕制线圈的测量值验证了在产生 X 或 Y 方向偏移时,多余耦合 k_{110} 、 k_{001} 、 k_{111} 、 k_{000} 、 k_{110} 、 k_{110} 低至可忽略,与理论分析结果一致,且在动态过程中线圈感量基本不变,其空间特性满足偏移条件及动态下实现ZVS条件^[9];③谐振线圈与主线圈在高磁导率磁心的引导下,磁场集中在原副边主线圈的传输空间内,屏蔽谐振电感漏磁,解决谐振电感漏磁对系统采集板、控制板造成干扰的问题,其屏蔽特性满足动态运行的稳定性要求。

4 实验结果与分析

为验证新型耦合结构的可行性与优越性,搭建动态无线充电实验平台,传输距离20cm,测量系统参数与仿真结果进行比较,如表1所示,实际测量值与仿真值在误差范围内,图11为基于LCC补偿的动态无线充电实验平台,图9中可以看到本文提出

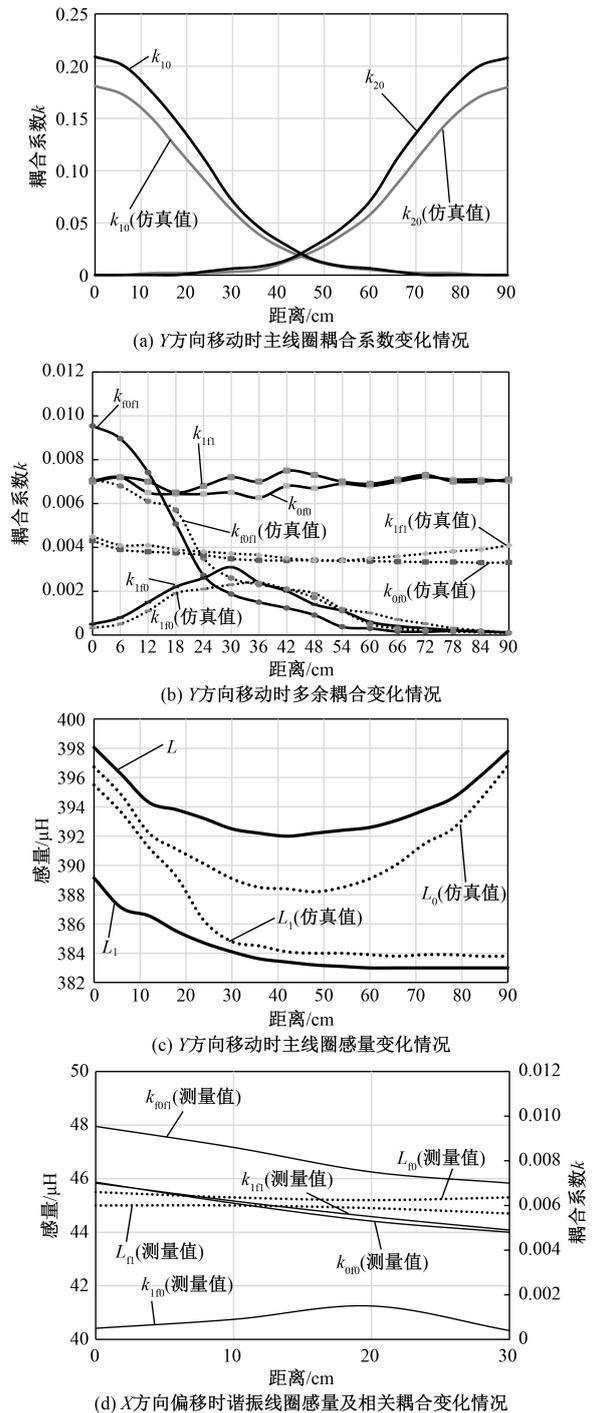


图10 偏移情况下耦合结构各个参数变化情况

Fig.10 Variation of different parameters of coupling structure under offset

的新型耦合结构实物图,显然谐振线圈集成后系统将更紧凑,集成电磁耦合机构的功率密度更大。

在同等系统参数下对比分析采用集成式与非集成式耦合机构的实验结果,分析内容包括:①观察偏移情况下逆变器的输出电流和电压波形,对动态无线充电系统动态运行时的逆变器工作情况进行分析

表1 动态无线充电系统电路参数

Tab.1 Dynamic wireless charging system circuit parameters

参数	测量值	设计值
第一原边主线圈 $L_1/\mu\text{H}$	396	395.5
副边主线圈 $L_0/\mu\text{H}$	398	396
第二原边主线圈 $L_2/\mu\text{H}$	395	396
第一原边谐振线圈 $L_{r1}/\mu\text{H}$	45.4	47.3
副边谐振线圈 $L_{r0}/\mu\text{H}$	45.2	47.3
第二原边谐振线圈 $L_{r2}/\mu\text{H}$	45.2	47.3
第一原边补偿电容 C_{p1}/nF	9.85	9.87
第一原边谐振电容 C_{r1}/nF	77.88	77.9
副边补偿电容 C_{p0}/nF	9.86	9.87
副边谐振电容 C_{r0}/nF	77.9	77.9
第二原边补偿电容 C_{p2}/nF	9.86	9.86
第二原边谐振电容 C_{r2}/nF	77.9	77.9

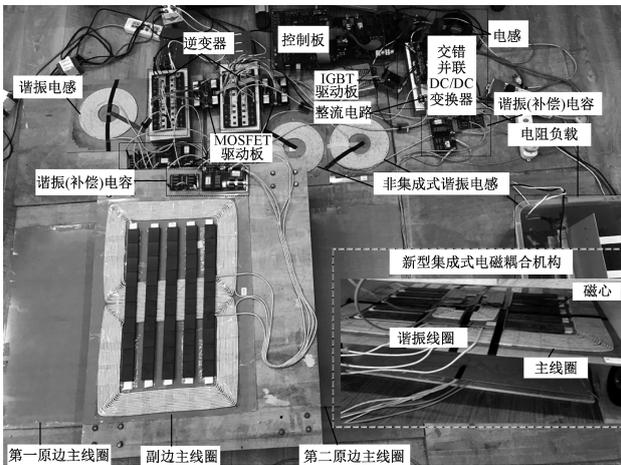


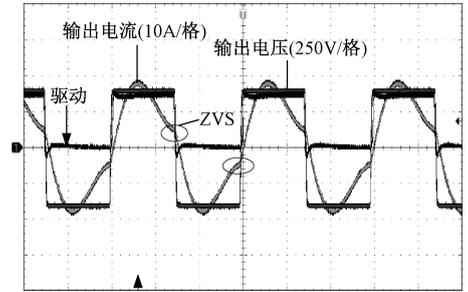
图11 动态无线充电平台

Fig.11 Dynamic wireless charging platform

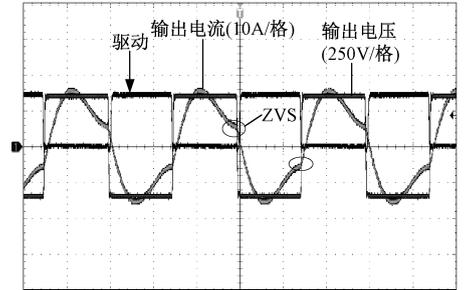
析;②观察动态运行情况下系统输出总电流;③对比分析系统采用集成式和非集成式耦合结构的传输功率和传输效率,并绘制动态功率效率曲线。

逆变器输出波形如图12所示,由图12可知,谐振电路实现了原边逆变器软开关,不仅降低系统开关损耗,逆变器的工作状态也更稳定,当主线圈发生X或Y方向偏移时耦合系数下降,如图12(b)~图12(d)所示,逆变器输出电流中的基波分量下降,逆变器输出电流 I_{Lr1} 的有效值变小,高次谐波占主要部分,导致输出波形出现一定程度失真产生畸变,传输功率下降。图13为副边主线圈从正对第一原边主线圈运动至正对第二原边主线圈时输出电流电压波形,由图13可知,输出电流与耦合系数变化趋势保持一致,可运用此特点加入闭环控制,保持系统高功率输出。

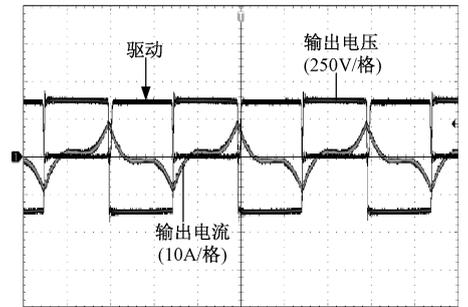
实验对比了采用集成式和非集成式耦合机构的



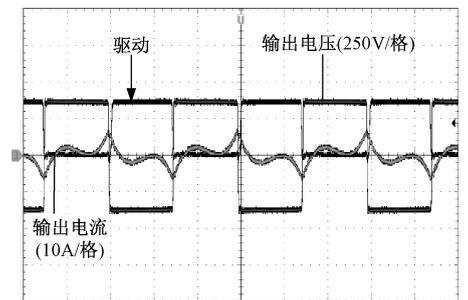
(a) Y方向偏移距离=0



(b) Y方向偏移距离=30cm



(c) Y方向偏移距离=60cm



(d) X方向偏移距离=30cm

图12 逆变器输出波形

Fig.12 Inverter output waveform

动态无线充电系统的输出功率和传输效率,结果如图14、图15所示。其中传输效率为系统从逆变器输入到系统输出的整体传输效率,由图14、图15可以看到,传输距离为20cm时,集成式动态无线充电系统传输功率可达4.8kW,传输效率91.2%,非集成式动态无线充电系统效率为89.1%,相同系统参数下,集成式系统效率大于非集成式系统的传输效率。

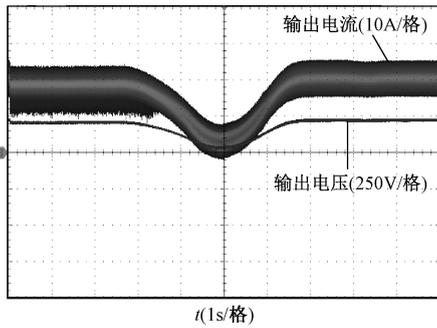


图 13 输出电流和电压波形

Fig.13 Output current and voltage waveform

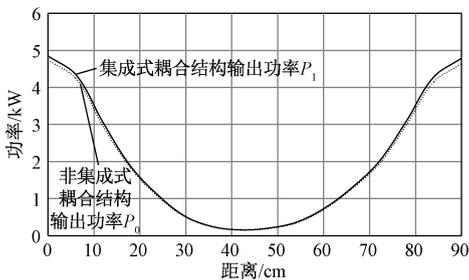


图 14 功率曲线

Fig.14 Power curves

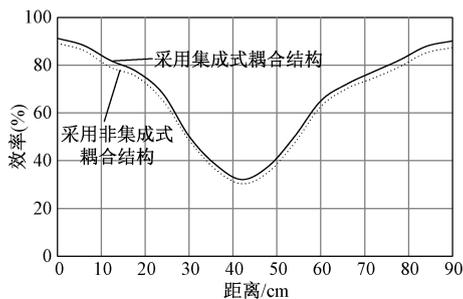


图 15 效率曲线

Fig.15 Efficiency curves

5 结论

本文针对 LCC 补偿网络运用于动态无线充电系统时造成系统体积过大和磁场干扰问题,提出一种新型集成式电磁耦合机构,实验证明该新型集成式电磁耦合机构可运用于动态无线充电系统中,与采用非集成式电磁耦合机构的系统相比,集成式动态无线充电系统满足能效特性、空间特性、功率密度特性、屏蔽特性要求,保持高效率的同时体积、磁场干扰显著减小。

参考文献 (References):

[1] 中国电工技术学会电动车辆专业委员会 (Electrical

Vehicle Committee, China Electro Technical Society). 我国电动汽车市场化进程中相关问题综述 (Annual report on technical and industrial development of electric vehicle power supply and drive in China) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2015, 34 (7): 1-10.

- [2] 朱春波, 姜金海, 宋凯, 等 (Zhu Chunbo, Jiang Jinhai, Song Kai, et al.). 电动汽车动态无线充电关键技术研究进展 (Research progress of key technologies for dynamic wireless charging of electric vehicle) [J]. 电力系统自动化 (Automation of Electric Power Systems), 2017, 41 (2): 60-65, 72.
- [3] 吴晓康, 杨庆新, 张献, 等 (Wu Xiaokang, Yang Qingxin, Zhang Xian, et al.). 电动汽车动态充电中耦合结构研究及其效率分析 (Coil structure study and efficiency analysis for the driving wireless charging system of electric car) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2016, 35 (9): 8-13.
- [4] Nguyen T D, Li S, Li W, et al. Feasibility study on bipolar pads for efficient wireless power chargers [A]. 2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition-APEC 2014 [C]. 2014. 1676-1682.
- [5] Zhang W, White J C, Abraham A M, et al. Loosely coupled transformer structure and interoperability study for EV wireless charging systems [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30 (11): 6356-6367.
- [6] Park C, Lee S, Jeong S Y, et al. Uniform power I-type inductive power transfer system with DQ-power supply rails for on-line electric vehicles [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30 (11): 6446-6455.
- [7] 侯春, 朱旺, 水恒琪, 等 (Hou Chun, Zhu Wang, Shui Hengqi, et al.). 基于 LCL-LC /LCL 混合补偿的多电动汽车恒流恒压无线充电系统特性分析 (Characteristic analysis of constant current and voltage wireless charging system for multi-electric vehicles based on LCL-LC /LCL hybrid compensation) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2018, 37 (11): 58-68.
- [8] Zahid Z U, Dalala Z M, Zheng C, et al. Modeling and control of series-series compensated inductive power transfer system [J]. IEEE Journal of Emerging & Selected Topics in Power Electronics, 2015, 3 (1): 111-123.
- [9] Li S, Li W, Deng J, et al. A double-sided LCC compensation network and its tuning method for wireless power transfer [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2015, 64 (6): 2261-2273.
- [10] Li Y, Mai R, Lu L, et al. Active and reactive currents

- decomposition based control of angle and magnitude of current for a parallel multi-inverter IPT system [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 32 (7): 1602-1614.
- [11] Choi S, Gu B W, Lee S W, et al. Generalized active EMF cancel methods for wireless electric vehicles [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29 (11): 5770-5783.
- [12] 马中原, 廖承林, 王丽芳 (Ma Zhongyuan, Liao Chenglin, Wang Lifang). 金属异物对电动汽车无线充电系统影响分析 (Analysis of metal foreign object setting on electric vehicle wireless power transfer system) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2017, 36 (2): 14-20.
- [13] Bi Z C, Song L J, Kleine R D, et al. Plug-in vs. wireless charging: Life cycle energy and greenhouse gas emissions for an electric bus system [J]. Applied Energy, 2015, 146: 11-19.
- [14] 李海燕, 逯迈, 董绪伟 (Li Haiyan, Lu Mai, Dong Xuwei). 纯电动汽车典型无线充电线圈电磁暴露安全评估研究 (Research on electromagnetic exposure safety assessment of typical wireless charging coil for battery electric vehicle) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), DOI: 10.12067/ATEEE1807077.

Design and experimental study on integrated coils of electric vehicle dynamic wireless charging system

YANG Ya-qing¹, ZHANG Li-yan¹, LONG Rong², CHEN Qi-hong¹

(1. College of Automation, Wuhan University of Technology, Wuhan 430070, China;

2. College of Science, Central China Agricultural University, Wuhan 430070, China)

Abstract: High efficiency and compactness are two important indicators for wireless charging of electric vehicles. The double-sided LCC compensation network provides an efficient compensation method for wireless charging systems. However, two resonant inductors will cause a large increase in system volume and electromagnetic interference, which limits the use of this method in dynamic wireless charging system. To solve this problem, a new type of integrated magnetic coupler is proposed, which integrates the resonant coil into the main coil. Using the 3D finite element analysis tool Ansys Maxwell to optimize the new integrated magnetic coupler, the standardized design and optimization process of the coupled coils which can provide high efficiency for the system is given. In this paper, the non-integrated dynamic wireless charging system and the integrated dynamic wireless charging system are compared and analyzed on the 4.8kW dynamic wireless charging experiment platform. It is proved that the new integrated magnetic coupler has greater advantages in efficiency, volume and magnetic field shielding.

Key words: dynamic wireless charging; LCC compensation network; integrated coils; Maxwell