

doi:10.11835/j.issn.1000.582X.2024.08.007

电动汽车无线充电系统恒流/恒压输出与抗偏移 磁能耦合机构研究

陆虹辰¹, 董金熹¹, 刘浠流¹, 陈冠霖¹, 张景海²

(1. 广西电网有限责任公司柳州供电局, 广西柳州 545000; 2. 重庆大学自动化学院, 重庆 400044)

摘要:在电动汽车无线充电系统中, 负载锂电池的充电过程为先恒流再恒压, 因此, 无线电能传输(wireless power transfer, WPT)系统需要同时具备实现双输出的能力, 且在双输出状态之间进行平稳切换。基于此, 分析双边 LCC(inductor-capacitor-capacitor)拓扑实现与负载无关的恒流/恒压输出条件, 给出参数设计方法。针对系统可能会随机在不同方向上出现位移的情况, 采用了双向同轴平面线圈的结构, 即原边线圈由内外 2 个沿相反方向绕制的线圈串联组成。通过仿真和实验验证了本文提出的电动汽车无线充电系统具备同时实现恒流/恒压输出的能力, 且在多方向偏移工况下实现稳定输出。

关键词:电动汽车; 恒流/恒压输出; 耦合机构; 抗偏移; 移相控制

中图分类号: TM724

文献标志码: A

文章编号: 1000-582X(2024)08-065-16

Research on constant current/constant voltage output of electric vehicle wireless charging system and anti-offset magnetic energy coupling mechanism

LU Hongchen¹, DONG Jinxi¹, LIU Xiliu¹, CHEN Guanlin¹, ZHANG Jinghai²

(1. Liuzhou Power Supply Bureau of Guangxi Power Grid Co., Ltd., Liuzhou, Guangxi 545000, P. R. China;

2. College of Automation, Chongqing University, Chongqing 400044, P. R. China)

Abstract: In the EV (electric vehicle) wireless charging system, the charging process of the loaded lithium battery is constant current followed by constant voltage. Therefore, the WPT(wireless power transfer) system needs to have the ability to achieve two output states at the same time, and smoothly switch between the two output states. Based on this, this article analyzes the conditions for achieving load independent constant current and constant voltage output in a bilateral LCC(inductor-capacitor-capacitor) topology, and provides a parameter design method. In response to the possibility of random displacement in different directions in the system, a bidirectional coaxial planar coil structure is adopted, where the primary coil is composed of two coils wound in opposite directions, inner and outer, in series. The proposed EV wireless charging system has the ability to simultaneously achieve constant current/voltage output through simulation and experimental verification, and can still achieve stable output under

收稿日期: 2023-05-11

基金项目: 广西电网公司科技项目(040200KK52210009)。

Supported by Guangxi Power Grid Company Technology Project (040200KK52210009).

作者简介: 陆虹辰(1990—), 女, 工程师、经济师, 主要从事电动汽车充电策略优化方向研究, (E-mail)356559084@qq.com。

multi-directional offset conditions.

Keywords: electric vehicles; constant current/constant voltage output; coupling mechanism; anti-offset; phase shift control

无线电能传输(wireless power transfer, WPT)是以空间介质为载体,实现电能从输入电源到用电负载非接触式传递的技术,取代利用输电线缆从电源对负载进行供电。它实现了输入电源和用电负载的物理隔离,避免电线短路漏电造成事故风险,具有不受线缆束缚、没有电火花、移动能力强的优点^[1]。在诸多传能介质中以磁场为媒介的磁耦合无线电能传输系统(magnetically coupled wireless power transfer, MC-WPT)以传输功率大、距离远、抗偏移能力强而广泛应用^[2]。

随着全球化石能源危机以及“碳达峰”“碳中和”政策的提出,电动汽车为代表的新能源交通工具获得广泛使用。目前的电动汽车普遍采用有线充电方式,但这种充电方法需要有人值守且存在安全隐患,不利于电动汽车行业的发展和普及。因此,研究电动汽车的无线充电技术显得很有必要。

目前,电动汽车普遍采用锂电池作为储能材料。锂电池的充电过程分为“恒流”和“恒压”2个阶段。因此,需要研究对应的补偿拓扑和控制方法以实现2种充电方式之间的平稳切换。文献[3]通过改变原边输入电压 V_{in} 和高频逆变器的工作频率 f 实现恒流/恒压的充电过程。文献[4]将有源整流和调频控制相结合,通过移相全桥占空比和移相角联合控制实现不同负载和互感下的软开关。文献[5-6]利用拓扑切换实现恒流和恒压状态的过渡。通过将2个MOSFET串联形成双向导通开关,在拓扑中加入多个双向开关利用其不同的通断组合形成不同形式的拓扑,达到控制输出状态切换的目的。文献[7-8]在副边串联可变电容,通过改变与电容并联的2个开关管导通占空比实现对电容等效阻值的调节,基于此方法实现对无功功率的补偿。文献[9-10]采用脉冲频率调制(pulse frequency modulation, PFM)方法,在补偿拓扑的感性区间频率范围内连续改变工作频率实现先恒流再恒压的输出曲线。此外,当电动汽车停车时难免存在能量发射线圈与接收线圈未完全对准的情况,需要对耦合机构进行研究。针对线圈偏移带来耦合系数降低的问题,文献[11-12]提出多线圈的设计结构来增强系统对偏移的容忍能力,在偏移工况下调节不同线圈的能量注入来调节负载电能输出。文献[13]通过在原边和副边采用并联方式将LCC-LCC和SS组合成混合型补偿拓扑,充分利用2个补偿回路的耦合系数互补特性实现原、副边发生偏移时整体耦合系数维持稳定。文献[14]则是将LCC-S和S-LCC分别原边并联、副边串联组成混合拓扑。这种方法适用于多发射线圈的复杂结构,带来的设计难度较大且各种拓扑需要具备相同的恒压或恒流输出特性。文献[15-17]中发射端则采用阵列式线圈的设计结构,通过辅助检测或定位装置将对应的激励线圈通电实现能量的无线传递。这种方法需要得到接收端线圈的具体位置,对定位检测的精度要求高,往往需要配合高精度的定位传感器,无形中造成系统设计难度和硬件成本大幅上升。

基于前述研究,笔者分析了双边LCC谐振拓扑恒流/恒压输出的物理机理和零相角(zero phase angle, ZPA)实现条件,提出拓扑参数设计方法。为增强系统的抗偏移能力,原边发射线圈采用双向同轴平面线圈结构,对结构和各项参数进行优化。

1 双边LCC拓扑恒流恒压输出研究

MC-WPT系统常用补偿拓扑包括SS、SP、PS、PP 4类,但这些拓扑往往只能实现恒流或恒压中的1种,无法满足如图1所示的锂电池先恒流再恒压的要求。因此,从双边LCC拓扑本身的机理出发,研究补偿网络的谐振条件,从实现多种状态输出角度出发提出拓扑的参数设计流程。

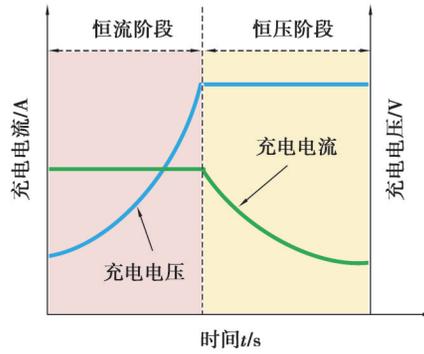


图 1 锂电池充电过程示意图

Fig. 1 Schematic diagram of lithium battery charging process

1.1 恒流输出分析

将图 2 中的双边 LCC 互感模型原、副边各支路的等效阻抗分别用 $Z_{P_1} \sim Z_{P_3}, Z_{S_1} \sim Z_{S_3}$ 来代替,得到如图 3 所示的补偿网络等效简化电路。图 3 中各阻抗定义如下。

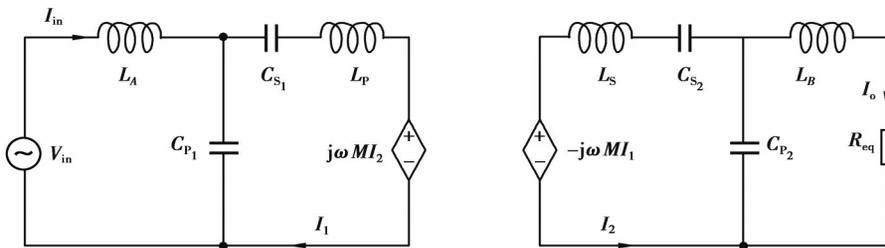


图 2 双边 LCC 拓扑基于互感模型的等效电路图

Fig. 2 Equivalent circuit diagram of bilateral LCC topology based on mutual inductance model

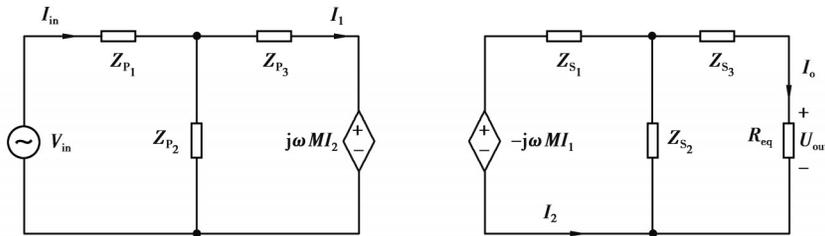


图 3 系统补偿网络等效简化电路

Fig. 3 Equivalent simplified circuit of system compensation network

$$\begin{cases} Z_{P_1} = j\omega L_A, \\ Z_{P_2} = \frac{1}{j\omega C_{P_1}}, \\ Z_{P_3} = \frac{1}{j\omega C_{S_1}} + j\omega L_P, \\ Z_{S_1} = \frac{1}{j\omega C_{S_2}} + j\omega L_S, \\ Z_{S_2} = \frac{1}{j\omega C_{P_2}}, \\ Z_{S_3} = j\omega L_B, \end{cases} \quad (1)$$

对于图 3 中的原、副边各回路列出基尔霍夫电压方程

$$V_{in} = (Z_{P_1} + Z_{P_2}) I_{in} - Z_{P_2} I_1, \quad (2)$$

$$I_{in}Z_{P_2} - I_1(Z_{P_1} + Z_{P_2}) - j\omega MI_2 = 0, \quad (3)$$

$$(Z_{S_1} + Z_{S_2})I_2 + Z_{S_2}I_o - j\omega MI_1 = 0, \quad (4)$$

$$(Z_{S_2} + Z_{S_3} + R_{eq})I_o + Z_{S_2}I_2 = 0. \quad (5)$$

定义电流传输增益 G_I 为流过负载的输出电流 I_o 与原边输入电压 U_{in} 的比值。可求得在基于图3建模方式下系统的电流传输增益 G_I 的表达式(6)。若要实现输出电流 I_o 与负载 R_{eq} 无关, 必须保证负载 R_{eq} 的系数始终为0。

$$G_I = \frac{I_o}{V_{in}} = \frac{1}{AR_{eq} + B}, \quad (6)$$

式(6)中各字母的含义如下

$$\begin{cases} A = \frac{Z_{P_1}Z_{P_2} + Z_{P_1}Z_{P_3} + Z_{P_2}Z_{P_3}}{Z_{P_1}} \frac{Z_{S_1} + Z_{S_2}}{Z_{S_2}} \frac{1}{j\omega M} - j\omega M \frac{Z_{P_1} + Z_{P_2}}{Z_{P_2}Z_{S_2}}, \\ B = \frac{Z_{P_1}Z_{P_2} + Z_{P_1}Z_{P_3} + Z_{P_2}Z_{P_3}}{Z_{P_2}} \frac{Z_{S_1}Z_{S_2} + Z_{S_1}Z_{S_3} + Z_{S_2}Z_{S_3}}{Z_{S_2}} \frac{1}{j\omega M} - \\ j\omega M \frac{Z_{P_1} + Z_{P_2}}{Z_{P_2}} \frac{Z_{S_2} + Z_{S_3}}{Z_{S_2}}. \end{cases} \quad (7)$$

将式(1)中各支路的等效阻抗代入式(7)中 A 的表达式并使其为0, 得到如下关系

$$\frac{L_P}{L_A} + \frac{L_S}{L_B} = \frac{L_P L_B + L_S L_A}{L_A L_B} = \frac{(1-k)^2}{k^2}, \quad (8)$$

式中, k 为耦合系数, 与互感和线圈的自感有关, 表达式如下

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_P L_S}}. \quad (9)$$

原、副边补偿拓扑在完全谐振状态时有如下参数关系

$$Z_{P_1} + Z_{P_2} = \omega_{cc} L_A - \frac{1}{\omega_{cc} C_{P_1}} = 0, \quad (10)$$

$$\omega_{cc} L_B - \frac{1}{\omega_{cc} C_{P_2}} = 0, \quad (11)$$

此时的输出电流 I_o 为

$$I_o = \frac{M V_{in}}{j\omega_{cc} L_A L_B}. \quad (12)$$

工作在恒流输出时的双边 LCC 系统实现 ZPA, 此时的谐振频率 ω_{cc} 计算公式为

$$\begin{aligned} \omega_{cc} &= \frac{1}{\sqrt{L_A C_{P_1}}} = \frac{1}{\sqrt{L_B C_{P_2}}} = \\ &= \sqrt{\frac{1}{L_P} \left(\frac{1}{C_{P_1}} + \frac{1}{C_{S_1}} \right)} = \sqrt{\frac{1}{L_S} \left(\frac{1}{C_{P_2}} + \frac{1}{C_{S_1}} \right)}. \end{aligned} \quad (13)$$

1.2 恒压输出分析

定义电压传输增益 G_V 为负载输出电压和原边输入电压的比值。基于图3的模型和式(2)~(5), 此时 G_V 的表达式为

$$G_V = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{R_{eq}}{AR_{eq} + B} = \frac{1}{A + B \frac{1}{R_{eq}}}. \quad (14)$$

从电压传输增益的表达式可以看出, 如果需实现与负载无关的输出电压则要保持系数 B 始终为0。把式(1)代入式(7)中 B 的表达式, 可求得实现与负载无关的恒压输出时系统频率和拓扑各谐振参数之间满足的关系为

$$-M^2(1 - \omega_{cv}^2 L_A C_{P_1})(1 - \omega_{cv}^2 L_B C_{P_2}) = 0. \quad (15)$$

将式(13)中的各参数取值代入式(15), 可以得到恒压输出时的频率为

$$\omega_{CV} = \sqrt{\frac{1}{1-k}} \omega_{CC}, \quad (16)$$

此时系统的输入阻抗可以表示为

$$Z_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}} = \frac{AR_{eq} + jB}{C + jDR_{eq}} = \frac{(AC + BD)R_{eq} + j(BC - ADR_{eq}^2)}{C^2 + D^2R_{eq}^2}, \quad (17)$$

式中,参数 C 和 D 的表达式如下

$$\begin{cases} C = \frac{Z_{S_1}Z_{S_2} + Z_{S_1}Z_{S_3} + Z_{S_2}Z_{S_3}}{Z_{S_2}} \frac{Z_{P_2} + Z_{P_3}}{Z_{P_2}} \frac{1}{j\omega_{CV}M} - j\omega_{CV}M \frac{Z_{S_2} + Z_{S_3}}{Z_{P_2}Z_{S_2}}, \\ D = \frac{(Z_{P_2} + Z_{P_3})(Z_{S_1} + Z_{S_2})}{Z_{P_2}Z_{S_2}} \frac{1}{j\omega_{CV}M} - \frac{j\omega_{CV}M}{Z_{P_2}Z_{S_2}}, \end{cases} \quad (18)$$

实现电压和电流同相位需要保持阻抗虚部在不同 R_{eq} 取值时始终为 0,因此

$$BC - ADR_{eq}^2 = 0. \quad (19)$$

将式(18)代入式(19)中,可得到需要实现电压和电流同相位时各原件参数的关系

$$\begin{cases} AD = 0, \\ BC = 0. \end{cases} \quad (20)$$

在原、副边各支路阻抗 $Z_{P_1} \sim Z_{P_3}, Z_{S_1} \sim Z_{S_3}$ 满足式(20)成立的情况下,双边 LCC 拓扑可以保证在实现与负载无关的恒压输出时系统仍处于 ZPA 状态。因此,ZPA 成立的条件可以转换为式(21)

$$\begin{cases} \frac{Z_{P_1}Z_{P_2} + Z_{P_1}Z_{P_3} + Z_{P_2}Z_{P_3}}{\omega_{CV}^2 M^2} = \frac{Z_{P_1} + Z_{P_2}}{Z_{S_1} + Z_{S_2}}, \\ Z_{S_1}Z_{S_2} + Z_{S_1}Z_{S_3} + Z_{S_2}Z_{S_3} = -(Z_{S_1} + Z_{S_2})(Z_{S_2} + Z_{S_3}). \end{cases} \quad (21)$$

基于前面的分析内容,提出图 4 中的双边 LCC 补偿拓扑实现恒流/恒压输出的参数设计流程。首先需要确定恒流模式工作频率和恒流输出状态下最大充电电流 I_c ,本文的这 2 个参数取决于指定数值。接下来根据实际要求设计耦合机构,测量 M, L_p 和 L_s 的值,再通过式(16)计算出恒压充电时的工作频率。首先,可通过式(8)和式(12)求出 L_A 和 L_B ;然后,通过式(10)和式(14)分别计算出 C_{P_1} 和 C_{P_2} 。接下来,同理可由式(19)计算求出 C_{S_1} 和 C_{S_2} 。为确保在恒流/恒压输出时都能实现电压和电流同相位,必须保证等式(20)和式(21)的条件始终成立。若基于上述流程计算出的各谐振参数不满足条件,则需要重新设计耦合机构直至满足所有条件成立。

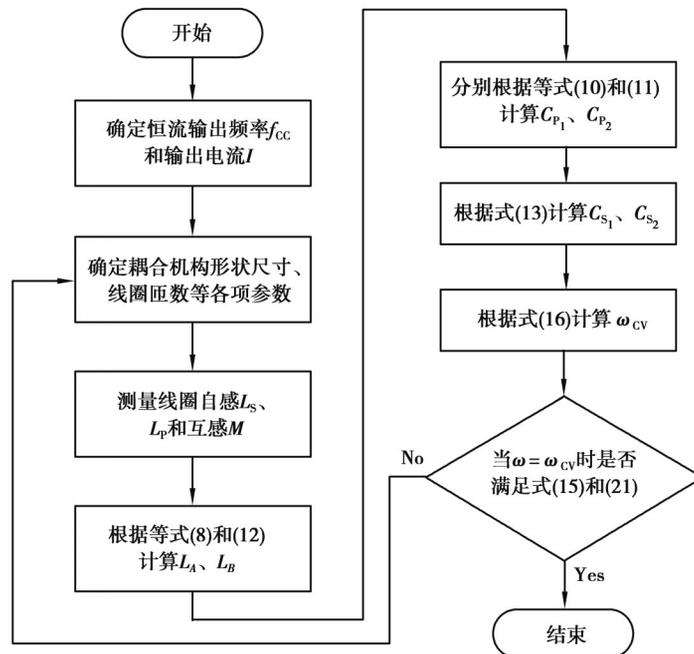


图 4 补偿拓扑参数设计流程

Fig. 4 Compensation topology parameter design process

1.3 恒流/恒压切换输出控制

WPT系统在 f_{cc} 和 f_{cv} 的频率时可分别实现与负载无关的恒流/恒压输出能力,并且在2种输出模式下同时满足ZPA条件,控制逻辑如图5所示。频率的切换以输出电压 U_o 为判断依据,将 U_o 与输出参考电压 U_{o-ref} 作比较,如果电池电压 $U_o < U_{o-ref}$,则全桥逆变器开关管的开关频率为 f_{cc} ,此时以恒定电流输出模式进行充电。当 $U_o \geq U_{o-ref}$ 时,逆变器开关管的输出频率切换为 f_{cv} ,实现充电状态由恒流至恒压的切换。系统设置2个使能端信号 v_{en_cc} 和 v_{en_cv} ,各自的高电平分别对应恒流和恒压输出状态。2个控制回路的PI控制器分别产生频率为 f_{cc} 和 f_{cv} 的PWM波实现对应输出占空比。输出信号 $v_{GS_1} \sim v_{GS_4}$ 为逆变电路中开关管 $Q_1 \sim Q_4$ 的驱动信号。为了验证参数设计流程的正确性,分别绘制电流传输增益 G_I 和电压传输增益 G_V 及各自输入阻抗 Z_{in} 的频率特性曲线,无线充电系统的参数如表1所示。

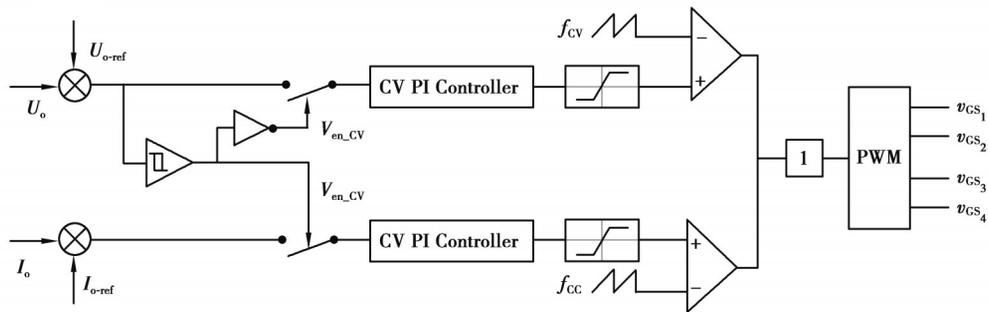


图5 WPT系统控制逻辑示意图

Fig. 5 Schematic diagram of WPT system control logic

表1 MC-WPT系统基本参数

Table 1 Basic parameters of the system

参数	值
输入电压 V_{in}/V	220.00
恒流频率 f_{cc}/kHz	100.00
发射线圈自感 $L_p/\mu H$	255.60
接收线圈自感 $L_s/\mu H$	200.70
线圈互感 $M/\mu H$	29.89
原、副边补偿电感 $L_A, L_B/\mu H$	21.7, 18.20
原、副边串联补偿电容 $C_{S_1}, C_{S_2}/nF$	24.9, 43.80
原、副边并联补偿电容 $C_{P_1}, C_{P_2}/nF$	171.9, 112.50

如图6所示,当系统工作频率 $f=f_{cc}$ 时,不同负载阻值对应的电流传输增益 G_I 曲线相交,说明此时流过负载的输出电流是与负载电阻大小无关的恒定值,实现了与负载无关的恒流输出,且所有输入阻抗角均为0,证明在恒流输出状态下满足ZPA状态条件。经过计算,系统的恒压输出频率应该为 $f_{cv}=107.3kHz$ 。在图7中,当系统工作在 $f=f_{cv}$ 频率时各负载曲线的电压传输增益 G_V 大小相等,实现了与负载无关的恒定电压输出,此时的输入阻抗角为0,同时满足ZPA谐振条件,因此,本系统的恒压工作频率确定为 $f_{cv}=107.3kHz$ 。因此,通过频率特性曲线验证了补偿拓扑参数设计流程的有效性。

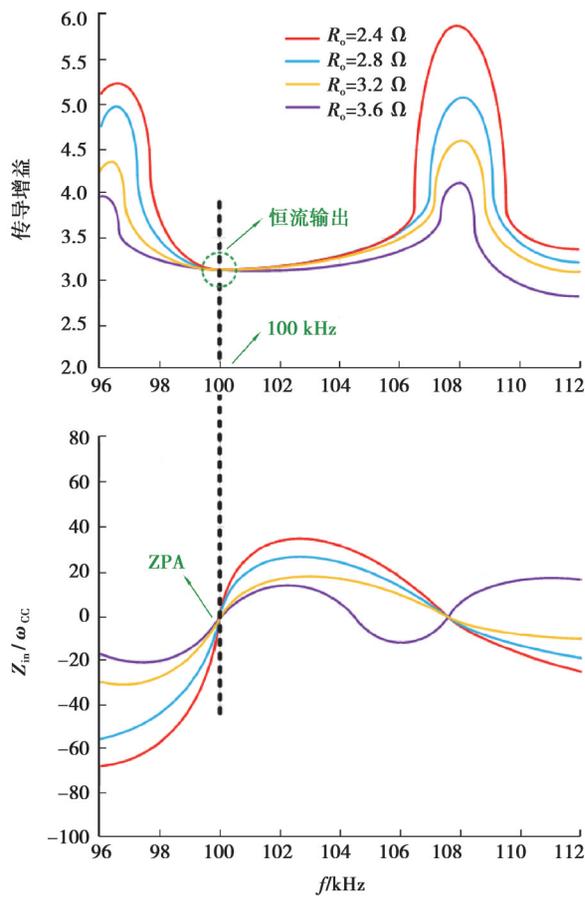


图 6 电流传输增益和输入阻抗角的频率特性曲线
Fig. 6 Frequency characteristic curve of current transmission gain and input impedance angle

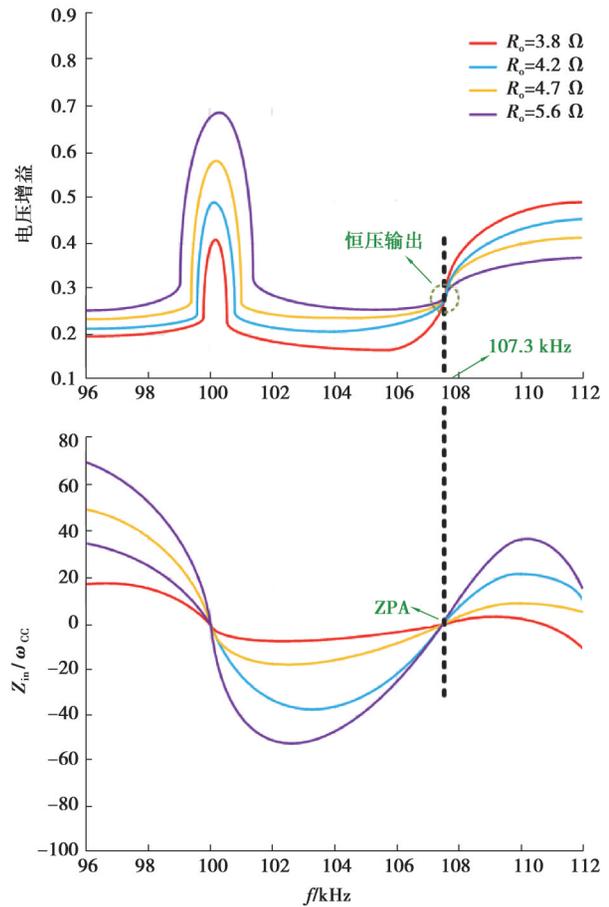


图 7 电压传输增益和输入阻抗角的频率特性曲线
Fig. 7 Frequency characteristic curve of voltage transmission gain and input impedance angle

2 磁能耦合机构设计

2.1 抗偏移特性分析

电动汽车充电时的位置偏移往往会随机在不同方向上同时出现。采用双向同轴平面线圈的结构,即原边线圈由内外 2 个沿相反方向绕制的线圈串联组成,如图 8 所示。2 个电流相反的通电线圈会产生方向相反的磁通量,内部串联的反向绕制线圈产生的磁通会抵消部分外部主线圈的磁通。

本文所实现的抗偏移原理为:当充电位置发生偏移时,发射线圈 L_a 与发射线圈 L_c 之间的互感 M_{ac} 和发射线圈 L_b 与发射线圈 L_c 之间的互感 M_{bc} 同步降低。如果两者的减小值 ΔM_{ac} 和 ΔM_{bc} 相同,则 M_{ac} 和 M_{bc} 之间的差值 M_e 保持不变,即此时原、副边线圈总体互感维持不变。考虑到电动汽车 (electric vehicle, EV) 充电时的停机位置误差在 x 和 y 方向同时存在,有必要研究多个方向同时发生充电线圈偏移的问题。假设 x 和 y 轴的偏移分量相等,即沿对角线方向发生偏移,如图 9 所示, $M_i-x(i=ac, bc, e)$ 为 x 轴方向上发生偏移时的对应互感值与差值, M_i-Dia 为对角方向上发生偏移时的对应互感值。

通过记录 M_e 、 M_{ac} 、 M_{bc} 在沿 x 轴和 xy 方向不同偏移距离的值来分析抗偏移能力,如图 10 所示。不难看出 M_{ac} 、 M_{bc} 随偏移距离的增加而减少的互感变化量 ΔM_{ac} 和 ΔM_{bc} 几乎相同,即双向同轴平面线圈在偏移状态下维持互感的原理来自于内外线圈互感减小的变化量相同。

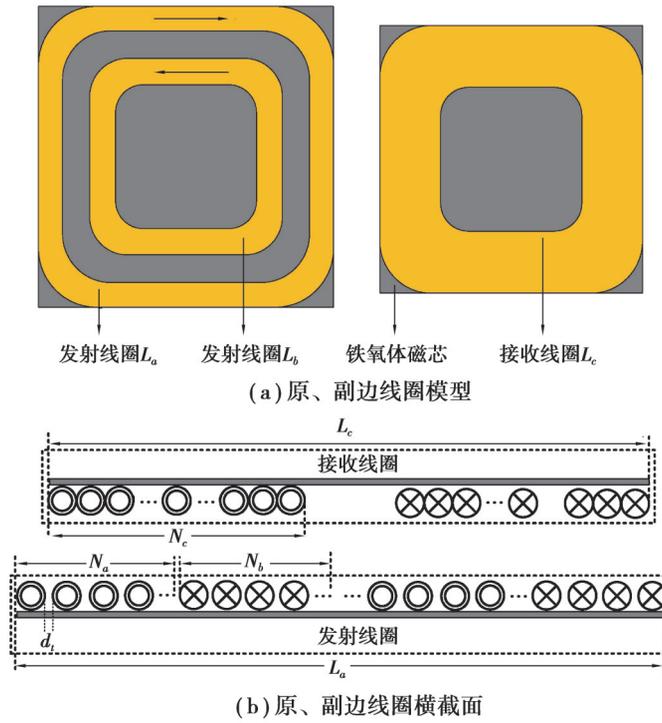


图8 原、副边线圈模型和横截面示意图

Fig. 8 Model and cross-sectional diagram of primary and secondary side coils

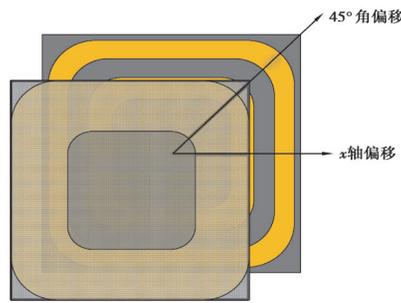


图9 x轴和对角方向偏移示意图

Fig. 9 Schematic diagram of x-axis and diagonal direction offset

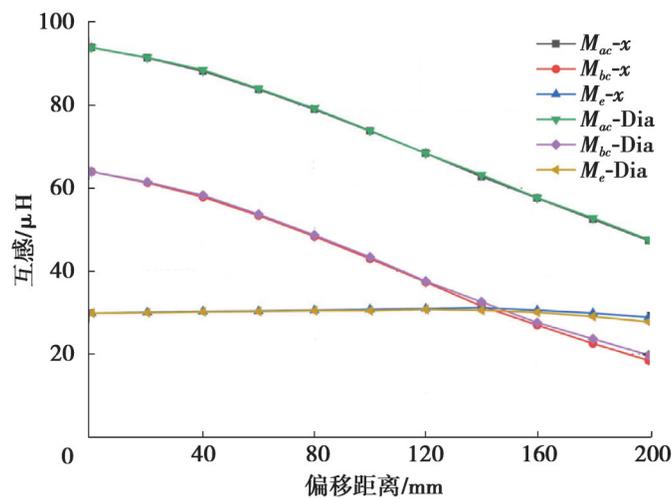


图10 线圈互感随偏移距离变化曲线

Fig. 10 Curve of coil mutual inductance variation with offset distance

2.2 耦合机构设计与优化

如图 11 所示,假设发射端外线圈的边长为 L_a ,接收线圈与发射线圈平面的垂直距离为 h 。定义相对充电高度为 2 个线圈平面的垂直距离 h 与外线圈边长 L_a 之比

$$\rho = \frac{h}{L_a} \quad (22)$$

研究发射端线圈边长和充电距离关系的目的是在接收线圈所在平面形成 1 个较为平整均匀的磁场平面。根据毕奥-萨伐尔定律和磁通的叠加定理可求得原边通电线圈在接收线圈平面任意点产生的磁通量沿 z 轴的分量 B_z 。本文选取相对具有代表性的 x 轴和对角线上的位置,研究垂直距离 h 由 4~24 cm 范围内 B_z 与 ρ 的关系,如图 12 所示。

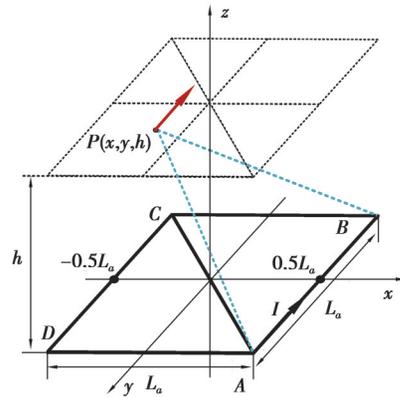


图 11 单匝方形线圈平面磁通密度示意图

Fig. 11 Schematic diagram of planar magnetic flux density of a single turn square coil

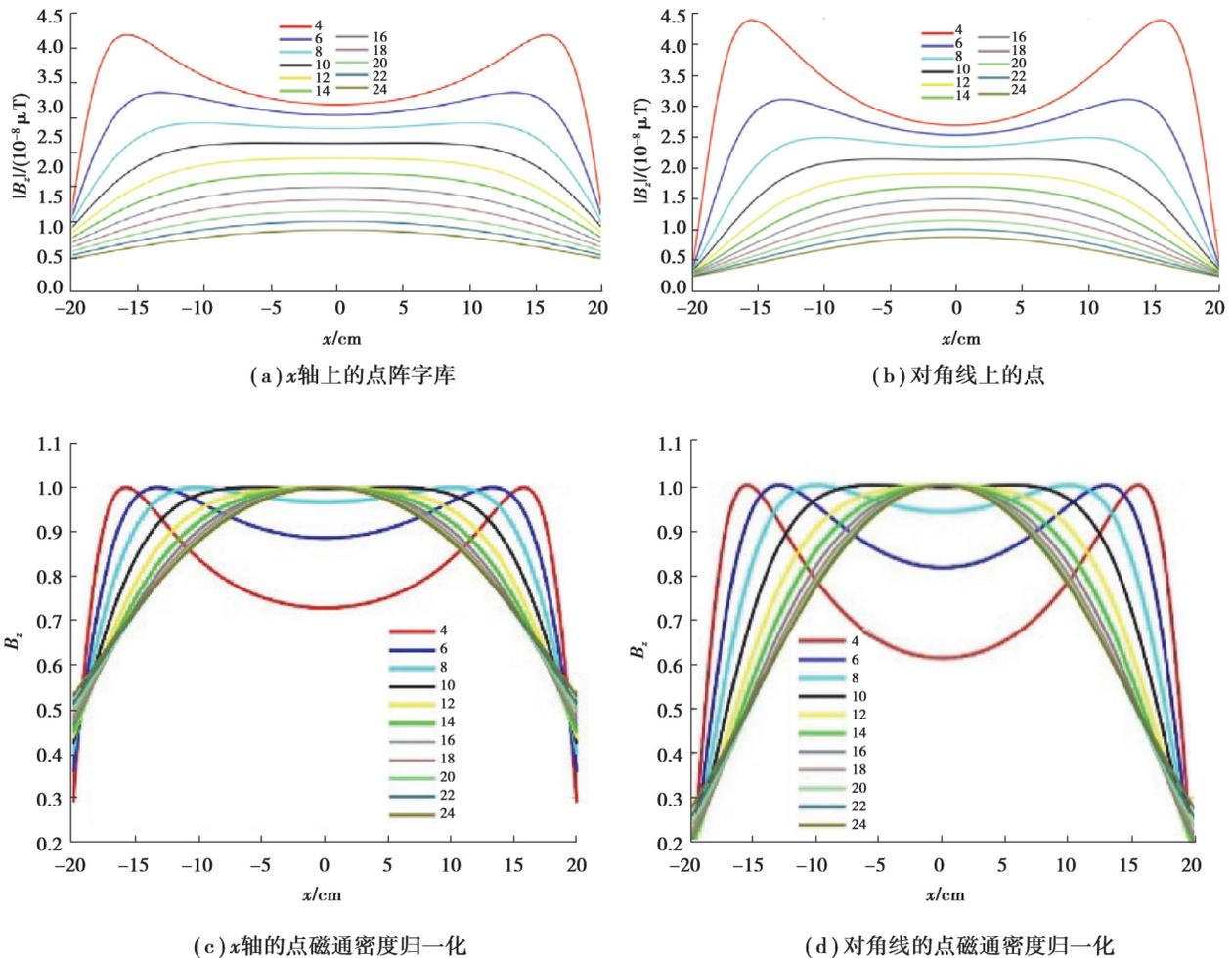


图 12 空间中的 $|B_z|$ 分布

Fig. 12 Distribution of $|B_z|$

将如图 11 所示的坐标系中 $y=0$ 和 $y=x$ 上各点的三维坐标带入磁通密度的计算公式,绘制不同 ρ 取值下的 $|B_z|$ 数值图,绘制了 $|B_z|$ 的归一化曲线,如图 13 所示。当 ρ 取值较小时,在充电区域边缘的磁通密度分布远远

强于中间部分;当 $\rho > 0.25$ 时, $|B_z|$ 归一化曲线为凸形,意味着中心部分的磁通密度超过边缘部分。产生这种现象的原因是随着 ρ 增大,中间部分的磁通密度衰减速度小于边缘磁通密度衰减速度。

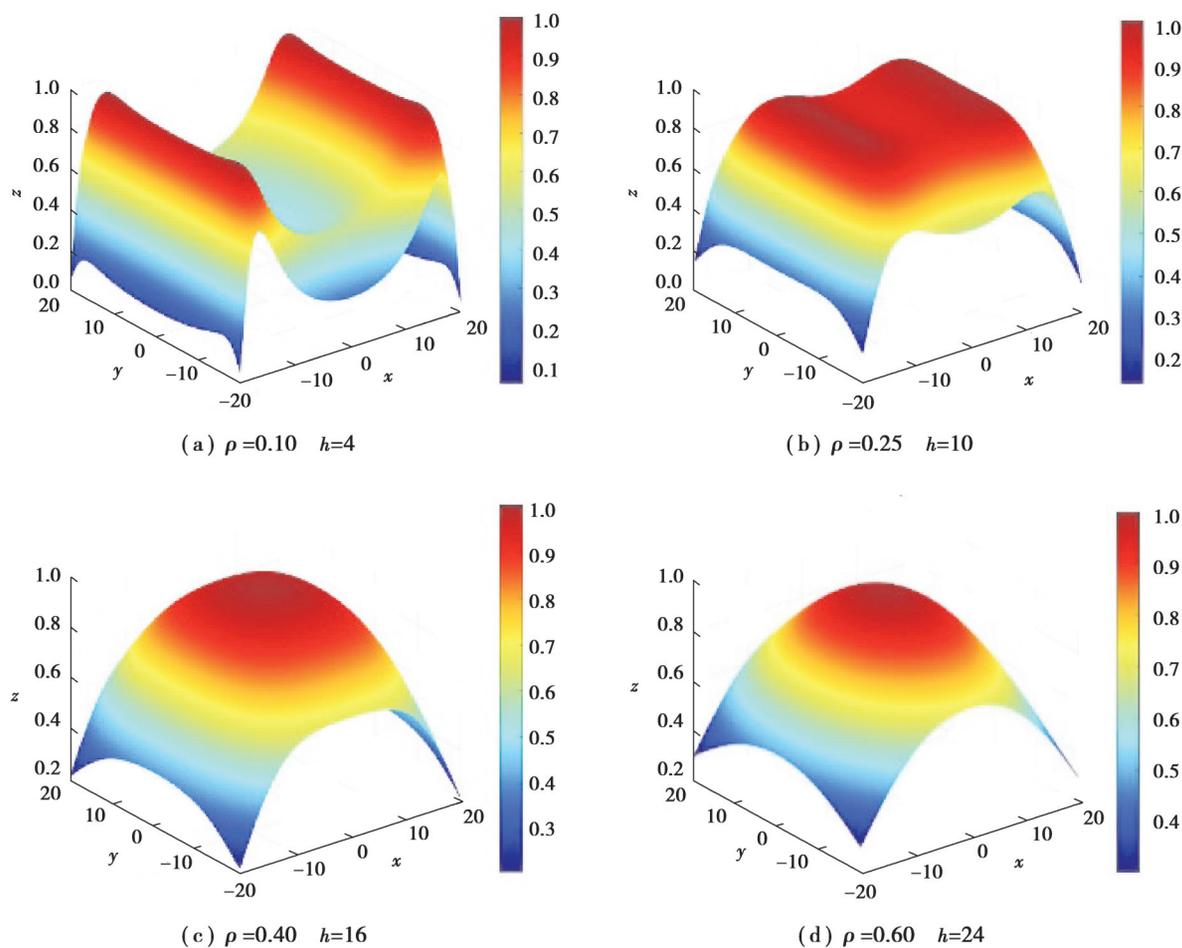


图13 不同充电距离的 $|B_z|$ 的归一化三维分布图

Fig. 13 Normalized three-dimensional distribution map for different charging distances

当 $\rho=0.25$ 时,磁场在线圈中间位置近似于平面,如果接收线圈发生相对位置偏移,则磁通量不会发生明显改变。对比 ρ 的其他几个取值,当线圈发生偏移时难以维持恒定磁通量,互感跌落较大。本节将针对发射端线圈的设计和 optimization 展开研究。其中,各参数的含义为: N_a 、 N_b 、 N_c 分别为发射端外侧、内侧与接收线圈的匝数, d_i 为匝距, L_a 、 L_c 分别为发射与接收线圈的边长。

图14为发射线圈不同外径下互感随偏移位置增加而变化的曲线和各互感曲线的标准差,标准差越小代表互感受偏移的影响越小。通过对比图13,在充电区域尺寸约束下尽可能选择较大的 L_a 实现相对较大的互感值和平稳的互感变化曲线。

影响传输能力的主要参数有以下几个:线圈的尺寸、内外线圈的匝数比以及匝距。为了分析这3个参数对系统的影响,采用控制变量的方式对线圈直径、内外线圈匝数比及匝间距进行研究,每次通过改变1个量以分析其取值对互感值的影响,为线圈的设计提供指导。图14为线圈 $N_a:N_b$ 匝数比为1.5:1,匝间距为0时,不同 L_a 取值下互感随偏移位置的变化特性。图15为发射端外边长 L_a 为0.4 m,匝间距为0时,不同 $N_a:N_b$ 取值下互感随偏移位置的变化特性。图16为 L_a 为0.4 m, $N_a:N_b$ 匝数比为1.5:1时,不同匝距取值下互感随偏移位置的变化特性。

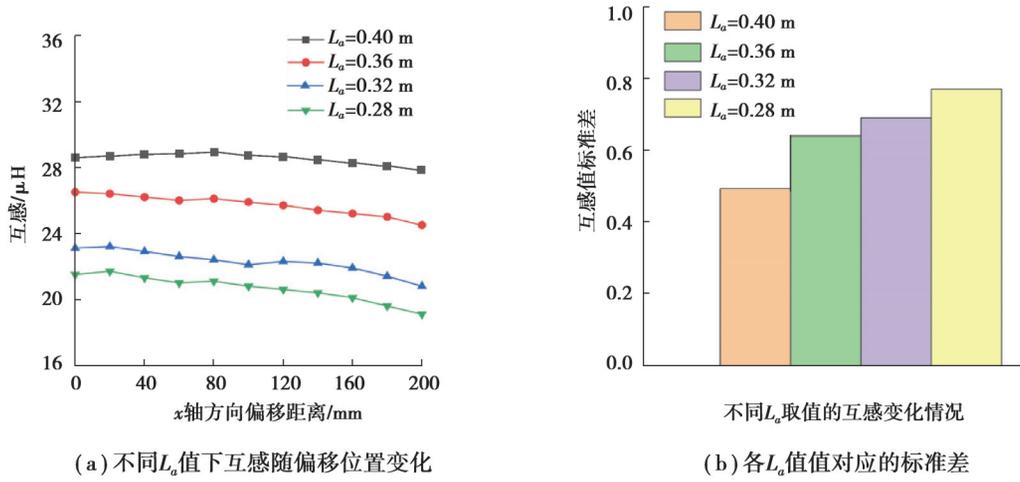


图 14 不同 L_a 取值下互感随偏移位置变化及对应的标准差

Fig. 14 The variation of mutual inductance with offset position and corresponding standard deviation under different L_a values

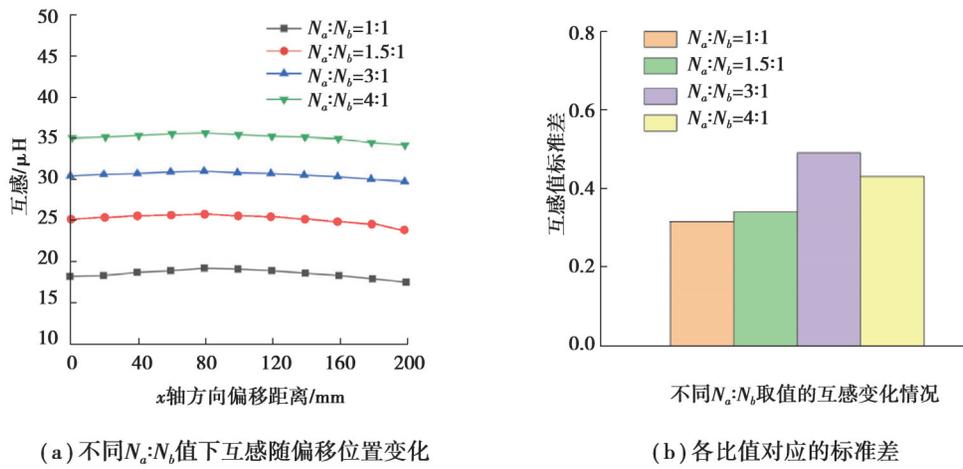


图 15 不同 $N_a:N_b$ 取值下互感随偏移位置变化及对应的标准差

Fig. 15 The variation of mutual inductance with offset position and corresponding standard deviation under different $N_a:N_b$

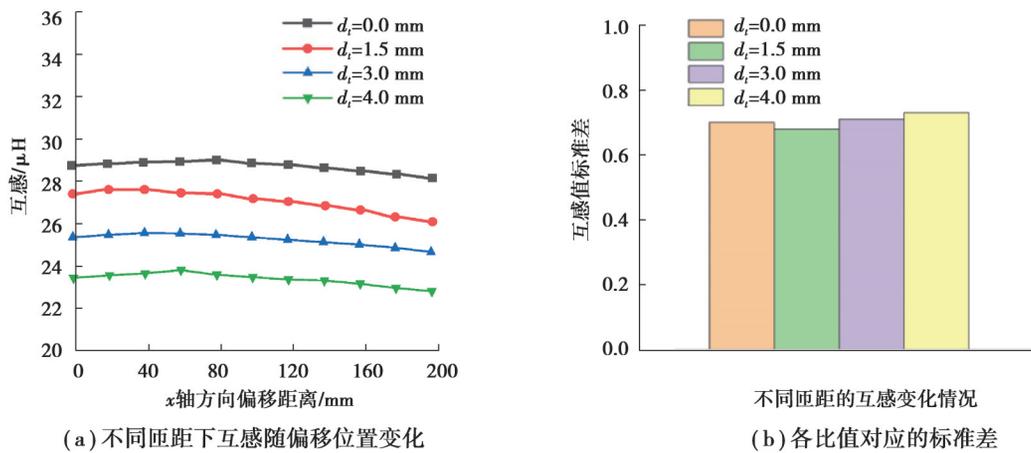


图 16 不同匝距取值下互感随偏移位置变化及对应的标准差

Fig. 16 The variation of mutual inductance with offset position and corresponding standard deviation under different pitch values

当外线圈与内线圈匝数比越大时互感值越大,因为相对较少的内线圈匝数对主磁通的抵消较小,总互感较强。值得注意的是,从标准差的对比可看出,在选取发射端外部和内部线圈匝数比较大的组合时,互感的跌落程度明显比匝数比小的线圈组合更大。因此,匝数比的确定并非单纯越大或者越小越好,而要综合考量线圈尺寸、互感大小和抗偏移能力等因素。

相比前面的几个参数,从互感标准差对比图可以看出,在不同的匝距取值下在指定偏移范围内其标准差数值的差距并不大,说明匝距对耦合机构的抗偏移能力影响不大。因此,选择匝距最小的紧密绕制是适合本文的最佳方案,以获得发射与接收端之间的最大互感值,提高电能传输密度。

图17为磁耦合机构的设计流程图。首先给定内线圈半径 L_b 和匝数 N_b 的初始值 L_0 和 N_0 ,然后以步长 ΔL 和1逐步递增至最大值。线圈设计的评价指标为等效互感 M_e 的标准差 σ 。标准差 σ 的值越小,说明系统在发生偏移的时候互感变化越小,对偏移的抵抗和容忍能力越强。本文最终设计目标是要获得在指定最大偏移范围内的最小等效互感标准差 σ 所对应的参数组合。

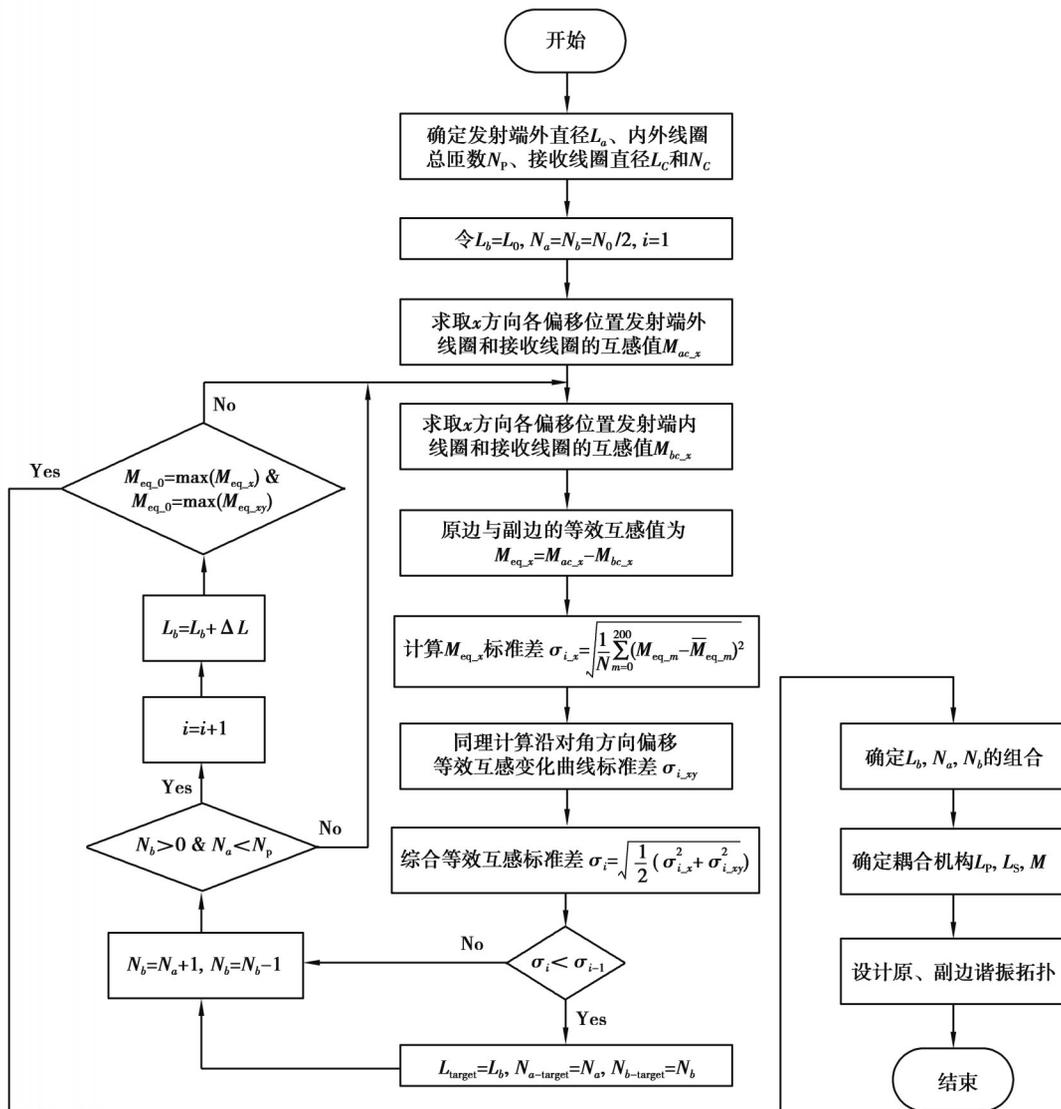


图17 耦合机构设计流程图

Fig. 17 Flow chart of coupling mechanism design

3 实验验证

基于平面线圈式耦合机构及其参数设计优化方法,如图 18 所示,以线径为 5 mm 的利兹线绕制了原、副边线圈。发射端外部线圈为 12 匝,内部反向绕制的线圈为 8 匝。接收端的线圈匝数为 15 匝,均采用单层绕制。考虑经济成本与实际应用情况,选择海康 Q7-1000E 型号小车电池组特性作为电子负载所模拟的供电对象,其充电过程中电池组内阻变化较小,搭建的实验装置如图 18(c) 所示。线圈在正对和偏移时互感的仿真与实测对比值如图 19 所示。互感的实测值变化趋势与仿真结果基本相同,且在接近极限偏移时的值更接近正对时的互感值,验证了双向同轴平面线圈抗偏移能力的有效性。



图 18 实验中原、副边线圈及装置图

Fig. 18 Diagram of the primary and secondary side coils and devices in the experiment

如图 20 所示,双向同轴平面线圈系统在初始线圈正对条件下,系统效率达到 87.4%,而输出功率为 1 643 W。当未对准度从 0 mm 增加到 200 mm 时,效率基本维持在 86%,输出功率先逐步上升,因为发生偏移时流过原边线圈电流增大,因此流过负载电流增大。当偏移位置从 80 mm 增加到 200 mm 时,系统效率略有上升,从 86.2% 逐渐上升到 88.9%,而输出功率则是先下降再回升一直保持在 1.6 kW 左右。对比方形线圈的方案,在偏移达到 40 mm 时传输效率开始下滑,从最高的 86.5% 随距离增大最终跌落至 82.2%。输出功率方面则波动更为明显,从发射与接收端线圈产生偏移开始输出功率一直在跌落,从额定 1.63 kW 最终跌落至 1.24 kW。这说明方形线圈的设计方案虽然能够维持传输效率,但线圈和流过负载的电流会急剧减小,输出功率下降明显。

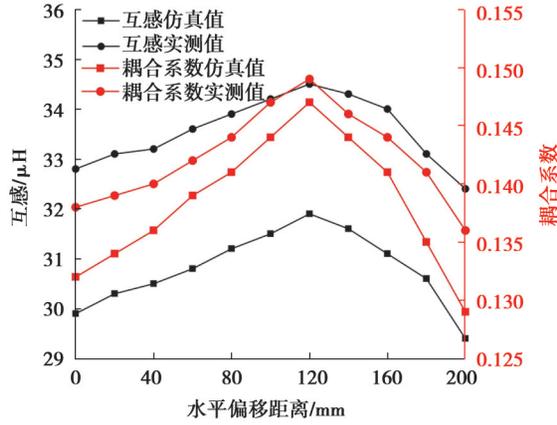


图 19 互感与耦合系数的实测值与仿真值对比

Fig. 19 Comparison between measured and simulated values of mutual inductance and coupling coefficient

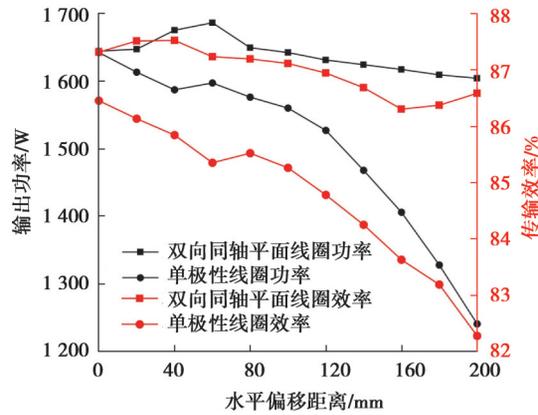


图 20 双向同轴平面线圈和方形线圈输出功率和效率值对比

Fig. 20 Comparison of output power and efficiency values between bidirectional coaxial planar coil and square coil

图 21 为恒流输出模式下($f_{cc}=100\text{ kHz}$)采用双边 LCC 拓扑 WPT 系统的示波器显示输入与输出电压和电流波形。

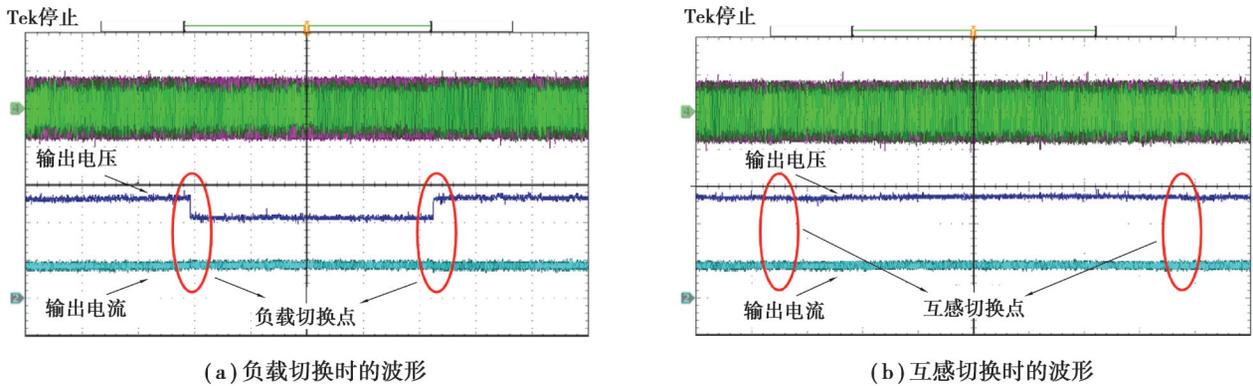


图 21 恒流模式流过负载直流电流和电压波形

Fig. 21 Waveform of DC current and voltage flowing through the load in constant current mode

输出负载先是由 $R_L=3.2\ \Omega$ 切换至 $2.8\ \Omega$, 再由 $2.8\ \Omega$ 切换回 $3.2\ \Omega$ 。输出电流在负载切换瞬间会产生电流冲击之外基本保持不变, 证明设计的系统能够实现与负载无关的恒定电流输出。线圈由正对到极限偏移再恢复正对时的输出电压和电流波形以及输出电流在互感减小瞬间会产生突变, 随后在控制器的作用下恢复

稳定,电流校正对时 18.1A 上升至 18.5 A,改变幅度约为 2%,实现输出电流基本稳定,验证了本文恒流输出设计及控制方案的有效性。

图 22 为恒压模式($f_{cv}=107.3$ kHz)的输入与输出电压和电流波形。在图 22(a)所示的负载切换实验中,将负载由 $R_L=3.8 \Omega$ 切换至 4.7Ω 再切换回 3.8Ω ,可以看出,恒压输出模式与恒流模式其实是对偶关系。在阻值切换时输出电压变化幅度非常小,电压波动幅度为 0.5 V,占比约为 1%,可认为是恒压输出,此时电流值会随电阻的改变而改变。图 22(b)为互感切换实验,线圈由正对移动至最大偏移位置再移回正对位置,可以看出,由于 PI 电压控制环的作用,输出电压基本保持不变,电流也基本不变,在不同互感条件下维持近似恒功率输出。

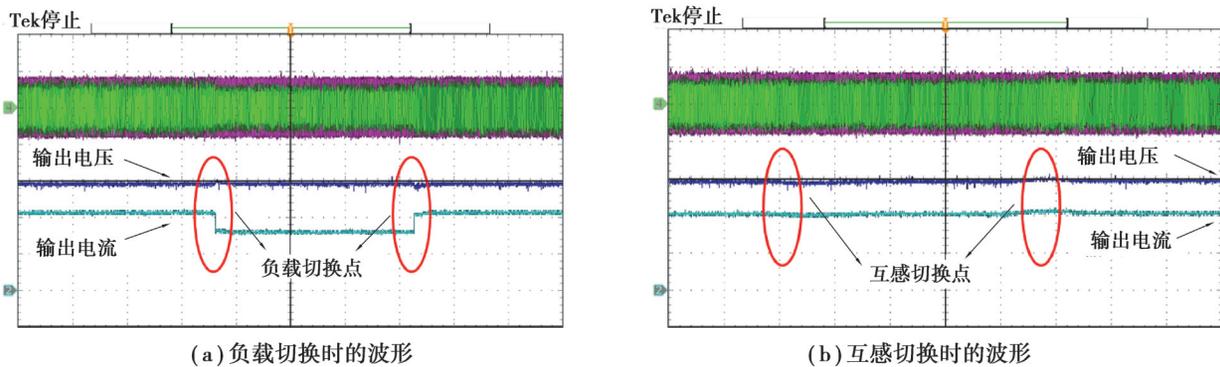


图 22 恒压模式流过负载直流电流和电压波形

Fig. 22 Waveform of DC current and voltage flowing through the load in constant voltage mode

4 结 论

在总结了 EV 无线充电系统的研发需求和难点基础上,分析了采用双边 LCC 补偿拓扑的 WPT 系统实现与负载无关的恒流/恒压输出和 ZPA 的条件,设计了基于部分指定参数的谐振网络设计流程,提出通过切换系统工作频率实现输出状态改变的控制方法。提出双向同轴平面线圈的结构,研究线圈各参数对抗偏移能力的影响,给出参数优化流程。搭建实验平台验证本文理论分析和仿真结果的有效性。通过实物线圈的偏移互感检测,确定本文提出的双向同轴平面线圈模式在较大偏移位置时仍可以维持较大互感。验证了采用本文建模方法设计的谐振网络和控制策略能有效实现与负载无关的恒流/恒压输出。

参考文献

- [1] 苏玉刚, 侯信宇, 戴欣. 磁耦合无线电能传输系统异物检测技术综述[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(2): 715-728.
Su Y G, Hou X Y, Dai X. Review of foreign object detection technology in magnetic coupling wireless power transfer system[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(2): 715-728.(in Chinese)
- [2] Peschiera B, Williamson S S. Review of inductive power transfer technology for electric and plug-in hybrid electric vehicles[C]// IECON 2013-39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. Vienna: IEEE, 2013: 4672-4677.
- [3] Zhang Y M, Yan Z C, Liang Z W, et al. A high-power wireless charging system using LCL-N topology to achieve a compact and low-cost receiver[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(1): 131-137.
- [4] Colak K, Asa E, Bojarski M, et al. A novel phase-shift control of semibridgeless active rectifier for wireless power transfer[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(11): 6288-6297.
- [5] Qu X H, Han H D, Wong S C, et al. Hybrid IPT topologies with constant current or constant voltage output for battery charging applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(11): 6329-6337.
- [6] Mai R K, Chen Y, Li Y, et al. Inductive power transfer for massive electric bicycles charging based on hybrid topology switching with a single inverter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(8): 5897-5906.
- [7] Huang Z C, Lam C S, Mak P I, et al. A single-stage inductive-power-transfer converter for constant-power and maximum-

efficiency battery charging[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(9): 8973-8984.

- [8] Wong C S, Wong M C, Cao L L, et al. Design of high-efficiency inductive charging system with load-independent output voltage and current tolerant of varying coupling condition[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(12): 13546-13561.
- [9] Zheng C, Lai J S, Chen R, et al. High-efficiency contactless power transfer system for electric vehicle battery charging application[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2015, 3(1): 65-74.
- [10] Jiang Y B, Wang L L, Wang Y, et al. Analysis, design, and implementation of WPT system for EV's battery charging based on optimal operation frequency range[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(7): 6890-6905.
- [11] Ke G J, Chen Q H, Gao W, et al. Research on IPT resonant converters with high misalignment tolerance using multicoil receiver set[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(4): 3697-3712.
- [12] Tejada A, Kim S, Lin F Y, et al. A hybrid solenoid coupler for wireless charging applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(6): 5632-5645.
- [13] Zhao L, Thrimawithana D J, Madawala U K. Hybrid bidirectional wireless EV charging system tolerant to pad misalignment [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(9): 7079-7086.
- [14] Zhao L, Thrimawithana D J, Madawala U K, et al. A misalignment-tolerant series-hybrid wireless EV charging system with integrated magnetics[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(2): 1276-1285.
- [15] Han W, Chau K, Jiang C, et al. Accurate position detection in wireless power transfer using magnetoresistive sensors for implant applications[C]//2018 IEEE International Magnetics Conference (INTERMAG). Singapore: IEEE, 2018: 1.
- [16] Liu X Y, Liu C H, Han W, et al. Design and implementation of a multi-purpose TMR sensor matrix for wireless electric vehicle charging[J]. IEEE Sensors Journal, 2019, 19(5): 1683-1692.
- [17] Zhang B, Chen Q H, Ke G J, et al. Coil positioning based on DC pre-excitation and magnetic sensing for wireless electric vehicle charging[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(5): 3820-3830.

(编辑 侯 湘)