

DOI: 10.19650/j.cnki.cjsi.J2312218

基于旋转磁场耦合的非对称式无线电能传输系统*

谢诗云,官涵宇,黄 杰,肖蕙蕙,吴 莲
(重庆理工大学电气与电子工程学院 重庆 400054)

摘 要:为了解决无线电能传输系统耦合机构偏移偏转致使耦合系数和传输能效骤降的问题,提出了一种基于旋转磁场耦合的非对称式 WPT 系统。所提出的双层正交 DD 发射机构用以激发旋转耦合磁场,交叉偶极式接收机构可实现旋转磁场的充分拾取。围绕 DQDD-CD 非对称耦合机构,分析了发射线圈激发磁场的旋转分布特性以及接收线圈偏移偏转位置下拾取磁通的耦合路径;构建了双能道谐振拓扑并推导了谐振元件参数配置条件以及系统传输能效表达式;给出了获得最高耦合系数的线圈绕制、位置和尺寸 3 类特征参数的配置方法,分析了偏移偏转位置下 DQDD-CD 耦合机构的互感及耦合系数变化规律,分析结果表明 DQDD-CD 机构相比于现有 6 种典型耦合机构具有更全方位和更宽范围的抗偏移偏转性能。最后,在水平偏移 50% 和垂直偏转 90° 范围内的情况下,建立了 500 W 实验样机,传输间距为 130 mm,验证了 DQDD-CD 磁耦合机构的抗偏移偏转性能和系统传输能效性。

关键词: 无线电能传输; 磁耦合机构; 旋转磁场; 偏移; 偏转

中图分类号: TH162 TM724 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 470.40

Wireless power transfer system with an asymmetric coupling structure based on rotating magnetic field

Xie Shiyun, Guan Hanyu, Huang Jie, Xiao Huihui, Wu Lian

(School of Electrical and Electronic Engineering, Chongqing University of Technology, Chongqing 400054, China)

Abstract: To overcome the intense decrease in coupling coefficient and transfer efficiency caused by deviation and deflection of the coupling structure of the WPT system, this article proposes a wireless power transfer system with a asymmetric coupling structure based on rotating magnetic field coupling. The transmitter adopts a DQDD coil, and the receiver adopts a CD coil. Firstly, the rotation characteristics of the magnetic field excited by the transmitting coil and the coupling route of the receiving coil under deviation and deflection are analyzed. The LCC-S resonant topology is constructed, and the component configuration and the system efficiency expression are derived. Secondly, the effects of winding, position and size parameters of coupling structure on mutual inductance and coupling coefficient are established; and the mutual inductance and coupling coefficient of DQDD-CD coupling structure under deviation and deflection are given. The superiority of the proposed coupling structure in resisting deviation and deflection compared with the existing six structure is analyzed. Finally, a 500 W prototype is built with a transmission distance of 130 mm under the conditions of 50% horizontal deviation and 90° vertical deflection, which evaluates the anti-deflection performance of the DQDD-CD magnetic coupling mechanism and the transmission energy efficiency of the system.

Keywords: wireless power transfer; magnetic coupler; rotating magnetic field; misalignment; deflection

0 引 言

无线电能传输(wireless power transfer, WPT)技术的

应用已经实现了非接触式充电方式,这一技术具有无接触损耗、方便灵活、不受恶劣环境影响等一系列优势,在电动汽车、机器人作业及消费电子等领域具有广泛的应用前景^[1-3]。随着应用场合对充电位置灵活性需求的不

断提高,耦合机构的抗偏移偏转特性提升成为 WPT 技术的研究热点之一。

耦合机构的抗偏移偏转特性主要包括在水平方向的偏移、沿垂直方向的偏移及偏转。这些情况都会影响发射机构和接收机构之间的耦合系数^[4]。为了扩展充电范围、提升无线电能传输系统的实用性,WPT 系统必须具备抗偏移和偏转的能力,需要不断提高耦合机构的稳定性、抗敏感性以及接收机构功率的可靠性和稳定性,这是当前亟需解决的难题^[5-6]。

为了增强 WPT 系统抗偏移和抗偏转的能力,以往研究文献中常见的优化方法包括:新增能量传输通道、优化磁场耦合的分布空间、以及调整谐振结构拓扑。

在新增能量传输通道方面,现有文献通过增加发射线圈和接收线圈的能量传输通道有效提高系统的输出功率稳定性^[6-7]。文献[8-9]采用了基于中继线圈的单发射-单接收磁耦合机构,减缓了接收机构偏移后的输出效率和功率波动。文献[10-13]分别提出了基于单发射-双接收、双发射-单接收、三发射-双接收的 4 种磁耦合机构,优化了接收端功率分配策略,提高了系统等效耦合系数并减少了偏移位置的漏磁通。

引入多能量传输通道可获得更宽范围的发射端激励磁场,有效提高磁耦合机构的抗偏移偏转特性。然而,现有方案的优化主要体现在横向和纵向抗偏移性能,无法兼顾多个方向的抗偏移偏转性能^[6-7]。

在优化磁场耦合的分布空间方面,针对线圈与磁芯的尺寸参数以及发射线圈激励方式的优化能够提升耦合机构抗偏移能力,使接收端在发生偏移偏转时,系统能保持稳定的互感。文献[14]优化了 DD (double-D, DD) 铁氧体导磁机构的外形尺寸和与线圈之间的放置,减小了互耦合区磁阻,获得了更高的耦合系数。文献[15-16]分别提出了扁平螺旋机构(flat solenoid coupler, FSP)、正交双螺旋耦合机构(double-solenoid quadrature pad, DSQP),分析了偏移过程中耦合磁场分布的变化规律,优化了发射与接收端线圈与磁芯的尺寸参数,获得了优异的抗偏移性能。这 3 类耦合机构改善了发射线圈激发磁场的空间分布密度,优化了接收线圈拾取磁通的路径,但是仍不兼具抗偏移及抗偏转性能。

文献[17]提出了多交叉偶极式线圈(crossed dipole, CD),由发射偶极子线圈产生的旋转磁场实现了大范围内耦合机构的自由定位和全向耦合。文献[18]在增设传输能道的基础上,通过调整发射线圈的激励相位和接收线圈的拾取极性,提高了系统的抗偏移偏转性能。此两种耦合机构通过控制发射线圈组的激励电流相位来实现耦合磁场的定向分布,使得接收线圈在偏移偏转位置下可拾取稳定的磁通量。然而,所设计的接收机构一方面采用了较大尺寸的导磁机构,同时线圈结构不紧凑,使

其在空间有限的应用场合具有一定局限性;另一方面,接收机构为了调整拾取极性而设置了投切开关,由此增加了系统成本和复杂性。

在调整谐振结构拓扑方面,为了实现偏移偏转位置下系统输出特性的稳定,现有文献主要采用两种方式:1) 调节谐振拓扑的元件参数;2) 变换拓扑形式。对于拓扑参数的调谐方式,文献[19-21]为了消除接收机构偏移偏转引起系统传输功率减小的问题,分别提出了一种基于开关占空比控制的可变电容和可变电感;文献[20]则提出了一种面向基频和 3 倍频谐波的双频调谐方法,构建了等效于 SS 和 LCL-S 拓扑的两路传输能道,提高了系统在偏移时输出功率的稳定性。对于拓扑结构的变换方式,文献[21]和[22]利用三阶谐振拓扑(LCC、LCL)与 S 谐振拓扑之间的形式转换,克服了耦合机构偏移对传输功率稳定性的影响。

谐振拓扑配置方法对耦合机构无特定要求,即可在偏移偏转情况下取得稳定的系统输出性能。然而,倘若耦合机构能具有更优异的抗偏移偏转性能,这种方法将进一步发挥其调谐优势。

本文通过引入旋转磁场耦合的非对称式 WPT 系统,以解决既有方案的局限性。系统所采用双层正交 DD (double-layer quadrature DD, DQDD) 线圈作为发射机构,而接收机构则采用了交叉偶极式(crossed dipole, CD)线圈。发射线圈由两对正交放置的解耦 DD 线圈组成,接收线圈则由两组正交放置的扁平偶极式线圈构成。通过在 DQDD 发射线圈上加载正交电流使得激发磁场呈周期性旋转,CD 接收线圈在大范围偏移偏转位置下可充分拾取激发的磁通量。给出了以最大耦合系数作为最大期望值所对应的发射与接收机构特征参数值。分析了偏移偏转位置下 DQDD-CD 耦合机构的互感及耦合系数变化规律,对比分析了所提耦合机构相比于现有六种耦合机构的抗偏移偏转优势。采用了 LCC-S 谐振拓扑,双路逆变器与双路整流器相结合,推导出谐振电路的元件配置参数和系统传输效率表达式。最终完成了 500 W 实验样机,在 130 mm 传输距离情况下,通过水平 50% 偏移和 0°~90°范围内的垂直偏转实验验证了 DQDD-CD 磁耦合机构的抗偏移、抗偏转性能以及系统的传输能效性。

1 旋转磁场耦合式非对称 WPT 系统

1.1 系统结构及原理

图 1 为旋转磁场耦合式非对称 WPT 系统结构图,由两组并联全桥逆变器、LCC-S 谐振拓扑、DQDD-CD 磁耦合机构以及两组串联整流滤波电路构成,图中用了 I 至 IV 进行区别。该系统利用两路独立的高频逆变器产生高频的交流电压 U_1 和 U_2 ,设置 90°的相位差,并通

过 LCC 谐振拓扑为 DQDD-CD 耦合机构的发射线圈供电,利用发射线圈产生的旋转磁场使接收线圈拾取到电能,然后经过补偿电容进入整流电路,最终为负载输送电能。

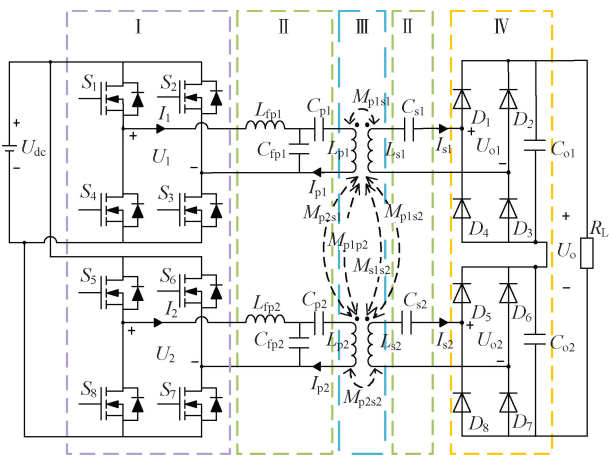


图 1 旋转磁场耦合式非对称 WPT 系统结构图

Fig. 1 The WPT system with asymmetric structure based on rotating magnetic field

图 1 中 $U_i, I_i (i=1,2)$ 为逆变器输出电压和电流。在 LCC-S 谐振拓扑中, L_{fp1} 为原边补偿电感; C_{fp1} 为原边并联补偿电容; C_{p1} 为原边串联电容, $C_{sj} (j=1,2)$ 为副边串联谐振电容,在 DQDD-CD 磁耦合机构中, M_{ps1s2}, M_{ps2s2} 为发射线圈正对互感, M_{ps1s2}, M_{ps2s1} 为交叉耦合互感, M_{ps1p2}, M_{ps1s2} 为同侧线圈耦合互感, U_{oi}, I_{si} 为两个能道的输出电压与电流, C_{o1}, C_{o2} 为整流电路的滤波电容, U_o 为等效阻性负载 R_L 端电压。

1.2 DQDD-CD 旋转磁场式非对称耦合机构

图 2(a) 为本文提出的 DQDD-CD 旋转磁场式非对称耦合机构。发射端 DQDD 线圈由正交堆叠的两组 DD 线圈和方形磁芯构成,其中每个 D 线圈尺寸相同;接收端 CD 线圈由正交同层的两组偶极式线圈与磁芯组成,其中每个扁平螺旋线圈尺寸均相同,并在发射端底部和接收端顶部各放置一块方形屏蔽铝板。图 2(b) 给出了磁耦合机构的叠放次序。

图 3(a) 给出了 DQDD 线圈的绕制方法。同层两侧 D 线圈的绕制方向相反,并且两者的首尾端彼此连接;图 3(b) 给出了 CD 线圈的绕制方法。接收机构 CD 线圈使用十字型磁条绕制两组偶极式线圈,偶极式线圈则由相同方向绕制的两个扁平螺旋线圈串联组成。

DQDD 发射线圈中的两层 DD 线圈正交放置及同层同轴 D 线圈的反向绕制是为了实现两层 DD 线圈相互解耦。因为由其中一层 DD 线圈激发并进入另一层 DD 线圈的磁通量与对应的穿出分量近似相等,从而可使得两组 DD 线圈之间的耦合净磁通接近零;此外,同层 D 线圈

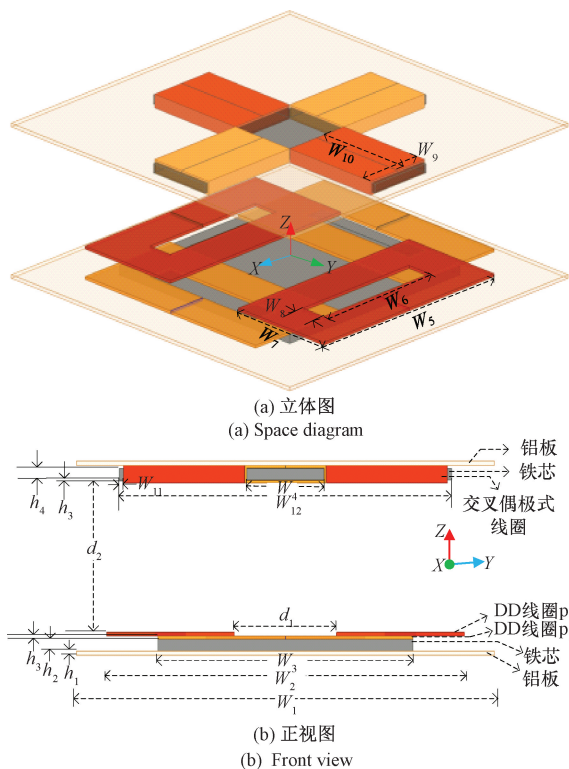


图 2 DQDD-CD 旋转磁场式非对称耦合机构示意图

Fig. 2 DQDD-CD asymmetric structure

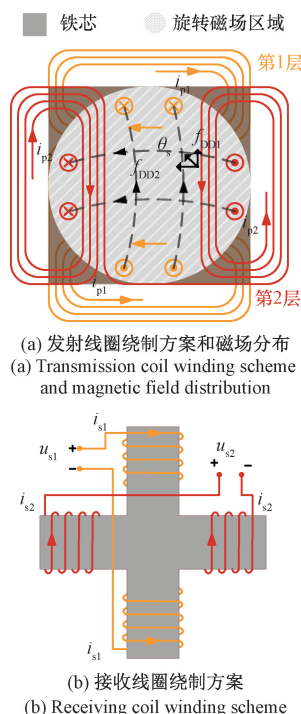


图 3 线圈绕制方向及磁场分布

Fig. 3 Winding and magnetic field distribution

中剩余净磁通产生的感应电压相互抵消,由此又进一步

削弱了两层 DD 线圈的耦合。其次,通过两层 DD 线圈的解耦设计,实现了各线圈间的独立控制,确保激励电流之间互不干扰,由此减小了补偿元件的计算复杂度和系统输出的控制复杂度。DQDD 发射线圈所采用的正交放置及反向绕制使其可在耦合空间内获得旋转磁场。当 DD 线圈的激励电流有效值 I_1 、 I_2 相等且相位相差 α 时,可以将其表达式列写为如下形式:

$$\dot{I}_1 = I_1 \angle 0, \dot{I}_2 = I_2 \angle \alpha \quad (1)$$

DD 线圈的磁动势 f_{DD1} 和 f_{DD2} 是由正交的线圈 p_1 和 p_2 产生的,可表示为:

$$\begin{cases} f_{DD1} = F_{DD1} \cos \omega t \cos \theta_s \\ f_{DD2} = F_{DD2} \cos(\omega t + \alpha) \cos(\theta_s + 90^\circ) \end{cases} \quad (2)$$

在上述方程中, θ_s 代表空间的参考角度, ω 表示系统

的角频率。此外,由于两组 DD 线圈的结构和匝数完全相同,故 $F_{DD1} = F_{DD2}$, 因此合成磁势 f_ϕ 可以表示为:

$$f_\phi = f_{DD1} + f_{DD2} = F_{DD1} [\cos \omega t \cos \theta_s - \cos(\omega t + \alpha) \sin \theta_s] \quad (3)$$

当 DD 线圈 p_1 、 p_2 的激励电流相位差 90° , 即 $\alpha = 90^\circ$, 此时的合成磁动势为:

$$f_\phi = F_{DD1} \cos(\omega t - \theta_s) \quad (4)$$

由式(4)可知,两极磁场合成磁动势以角频率 ω 呈周期性旋转分布,且幅值相等。图 4 为合成磁感应强度的俯视图,说明了 DQDD-CD 磁耦合机构的磁场呈中心对称分布,而且在 $T = 1/2T_s$ 内完成一次旋转,这表明了 DQDD 发射线圈在耦合空间内所激发的磁感应强度 B 具有旋转特性。

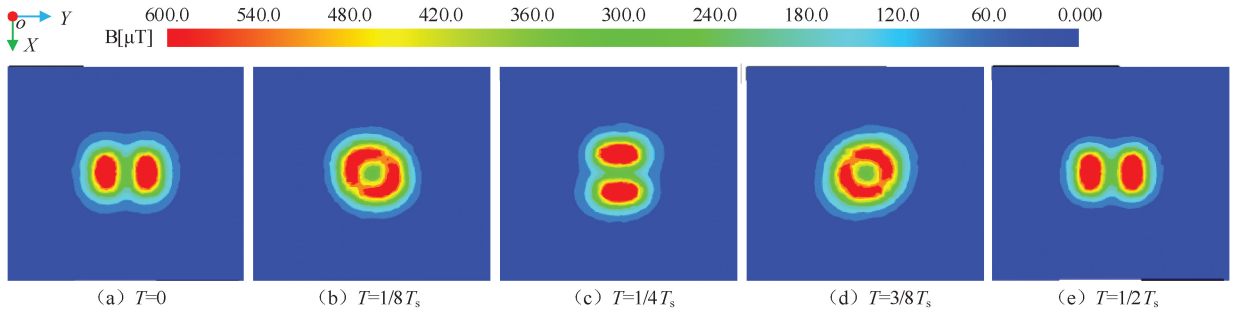


图 4 DQDD 在 XOY 面合成磁场特性

Fig. 4 DQDD synthesizes magnetic field characteristics in the XOY plane

接收端 CD 线圈采用扁平窗口是为了充分拾取耦合磁场的水平分量,同轴同向串联绕制则可实现拾取磁通感应电势的叠加。CD 线圈未绕至十字型导磁机构的交叉区域是为了在偏移偏转情况下提供导磁通路,从而确保拾取磁通量的高保持率。

在固定的激励磁动势条件下,如图 5(a)所示,当接收机构的偏移处于 $W_3/5$ 范围内,呈扁平分布的耦合磁场以及扁平绕制的同轴偶极式接收线圈使得拾取磁通在 $W_3/5$ 偏移范围内可维持在较高密度;图 5(b)给出了接收机构偏移至 $W_3/5$ 范围外,接收机构右侧 D 线圈的拾取磁通量密度降低,此时,十字型导磁机构的交叉区域将提供耦合主路径进而缩短耦合磁路,由此,接收机构左侧 D 线圈的拾取磁通量密度增高,左右两侧 D 线圈拾取磁通“此消彼长”的互补作用减缓了拾取磁通量的衰减率。在接收机构存在偏转的情况下,耦合磁场的旋转分布特性以及接收机构 CD 线圈的正交绕制方法使得拾取磁通在任意偏转角度下可维持在较高密度。

1.3 面向 DQDD-CD 耦合机构的双路 LCC-S 拓扑

为了使得 DQDD 发射线圈的激励电流与拾取机构相对位置无关,同时输出电压又不受负载等效电阻影响,面向 DQDD-CD 耦合机构建立了 LCC-S 谐振拓扑。图 6 包

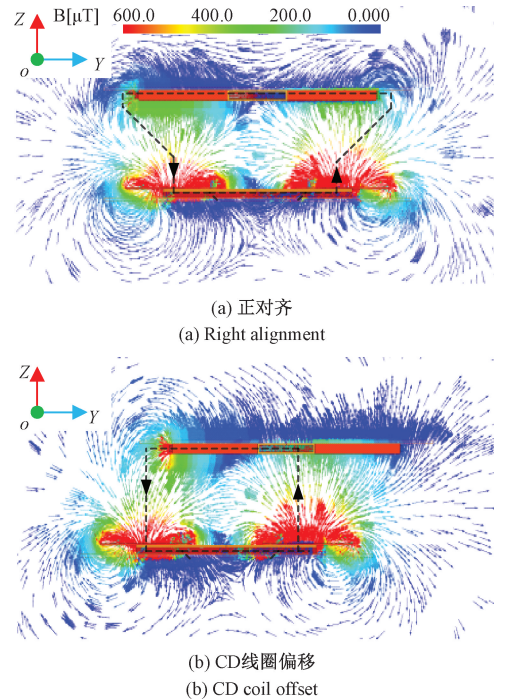


图 5 DQDD-CD 耦合机构 YOZ 平面磁场分布

Fig. 5 The YOZ plane magnetic field distribution of the DQDD-CD coupling structure

含 DQDD-CD 耦合机构等效互感模型的 LCC-S 谐振电路。 R_1 与 R_2 分别表示为接收线圈 s_1 和 s_2 所在回路的等效负载电阻,为了简化分析,省略了电感与电容的寄生电阻。

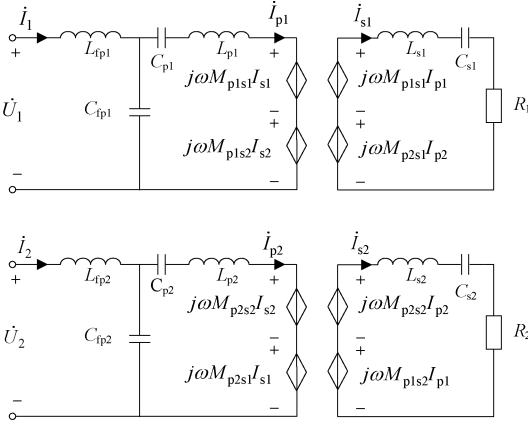


图 6 LCC-S 谐振拓扑

Fig. 6 LCC-S resonance topology

由于 LCC 谐振拓扑对谐波的高阻作用,系统传输特性的分析过程采用了基波近似法。当两组全桥逆变器的占空比为 50% 时,谐振网络输入电压 U_1 、 U_2 与输入直流电压 U_{dc} 的关系可表示为:

$$\begin{cases} \dot{U}_1 = \frac{4U_{dc}}{\sqrt{2}\pi} \angle 0^\circ \\ \dot{U}_2 = \frac{4U_{dc}}{\sqrt{2}\pi} \angle 90^\circ \end{cases} \quad (5)$$

图 6 对应的 KVL 方程如式(6)

$$\begin{cases} \dot{U}_1 = \dot{I}_1(X_{L_{fp1}} + X_{C_{fp1}}) - \dot{I}_{p1}X_{C_{fp1}} \\ \dot{U}_{p11} + \dot{U}_{p12} = \dot{I}_{p1}(X_{C_{p1}} + X_{L_{p1}} + X_{C_{fp1}}) - \dot{I}_1X_{C_{fp1}} \\ \dot{U}_{s11} + \dot{U}_{s12} = \dot{I}_{s1}(X_{L_{s1}} + X_{C_{s1}} + R_1) \\ \dot{U}_2 = \dot{I}_2(X_{L_{fp2}} + X_{C_{fp2}}) - \dot{I}_{p2}X_{C_{fp2}} \\ \dot{U}_{p21} + \dot{U}_{p22} = \dot{I}_{p2}(X_{C_{p2}} + X_{L_{p2}} + X_{C_{fp2}}) - \dot{I}_2X_{C_{fp2}} \\ \dot{U}_{s21} + \dot{U}_{s22} = \dot{I}_{s2}(X_{L_{s2}} + X_{C_{s2}} + R_2) \end{cases} \quad (6)$$

式中: U_{pij} 、 U_{sij} 为各个互感 M_{pij} 产生的感应电压; X_L 、 X_C 为谐振电感和电容的电抗,其具体含义为:

$$\begin{cases} X_{L_{fp1}} = j\omega L_{fp1}, & X_{L_{p1}} = j\omega L_{p1}, & X_{L_{s1}} = j\omega L_{s1} \\ X_{C_{fp1}} = \frac{1}{j\omega C_{fp1}}, & X_{C_{p1}} = \frac{1}{j\omega C_{p1}}, & X_{C_{s1}} = \frac{1}{j\omega C_{s1}} \\ \dot{U}_{pij} = j\omega M_{pij} \dot{I}_{sj}, & \dot{U}_{sij} = j\omega M_{pij} \dot{I}_{pi} \end{cases} \quad (7)$$

式(8)给出了 LCC-S 谐振元件参数配置方法:

$$\begin{cases} C_{fp1} = \frac{1}{\omega^2 L_{fp1}} \\ C_{pi} = \frac{1}{\omega^2 (L_{pi} - L_{fp1})} \\ C_{sj} = \frac{1}{\omega^2 L_{sj}} \end{cases} \quad (8)$$

由式(6)~(8),可求得各回路电流:

$$\begin{cases} \dot{I}_1 = \frac{4U_{dc}}{\sqrt{2}\pi} \left(\frac{M_{p1s1}^2}{R_1 L_{fp1}^2} + \frac{M_{p1s2}^2}{R_2 L_{fp1}^2} \right) \\ \dot{I}_{p1} = -j \frac{4U_{dc}}{\sqrt{2}\pi \omega L_{fp1}} \\ \dot{I}_{s1} = \frac{4U_{dc}}{\sqrt{2}\pi R_1} \left(\frac{M_{p1s1}}{L_{fp1}} + j \frac{M_{p2s1}}{L_{fp2}} \right) \\ \dot{I}_2 = j \frac{4U_{dc}}{\sqrt{2}\pi} \left(\frac{M_{p2s1}^2}{R_1 L_{fp2}^2} + \frac{M_{p2s2}^2}{R_2 L_{fp2}^2} \right) \\ \dot{I}_{p2} = \frac{4U_{dc}}{\sqrt{2}\pi \omega L_{fp2}} \\ \dot{I}_{s2} = \frac{4U_{dc}}{\sqrt{2}\pi R_2} \left(\frac{M_{p1s2}}{L_{fp1}} + j \frac{M_{p2s2}}{L_{fp2}} \right) \end{cases} \quad (9)$$

由式(9)可知,在工作频率保持不变时,两路发射线圈的激励电流只与 U_{dc} 和 L_{fp1} 有关,与负载及互感无关,实现了两路激励电流独立控制特性。若电感 $L_{fp1} = L_{fp2}$,则两路的幅值相等,耦合机构所需的激励电流,始终保持着 90° 的相位差,确保电流激励的条件。由式(5)和(9)可知,电路的输入阻抗呈纯阻性,因此输入无功功率为零。

R_{eq} 为整流输入端后级电路的等效电阻,且 R_1 与 R_2 损耗的功率与 R_L 上损耗的功率相等,由此 R_1 与 R_2 可表示为:

$$\begin{cases} R_1 = \frac{A}{A+B} R_{eq} \\ R_2 = \frac{B}{A+B} R_{eq} \end{cases} \quad (10)$$

其中,

$$\begin{cases} A = \sqrt{M_{p1s1}^2 + M_{p2s1}^2} \\ B = \sqrt{M_{p1s2}^2 + M_{p2s2}^2} \\ R_{eq} = \frac{8}{\pi^2} R_L \end{cases} \quad (11)$$

结合式(9)~(11)可推出输出电压 U_o 为:

$$U_o = \frac{(A+B)U_{dc}}{L_{fp1}} \quad (12)$$

由式(12)可知,输出电压 U_o 与负载 R_L 无关,而取决于 U_{dc} 、 L_{fp1} 和发收线圈的相对位置。

进一步考虑线圈内阻对传输功率的影响,设 $r_1、r_3$ 为发射线圈 $p_1、p_2$ 的内阻, $r_2、r_4$ 为接收线圈 $s_1、s_2$ 的内阻,由此可得出两组偶极式线圈所在回路的输出功率分别为:

$$\begin{cases} P_{s1} = \frac{AR_1 U_1^2}{(R_1 + r_2) L_{fp1}^2} \\ P_{s2} = \frac{BR_2 U_2^2}{(R_2 + r_4) L_{fp2}^2} \end{cases} \quad (13)$$

系统输出总功率 P_0 为:

$$P_0 = \frac{U_2^2 [BR_2 (R_1 + r_2)^2 + AR_1 (R_2 + r_4)^2]}{(R_1 + r_2)^2 (R_2 + r_4)^2 L_{fp1}^2} \quad (14)$$

结合式(14),可求得系统传输效率表达式为:

$$\eta = (\nu + \lambda^2) \left\{ \lambda^2 + 2 \frac{\rho_1}{\rho_0} M_r \nu s^2 - \frac{\nu \lambda}{1 - M_r - \rho_1 M_r} \cdot \left(1 + \rho_1 + \frac{Q_{lp1}}{\sqrt{Q_1^2 + Q_2^2}} \right) \left[1 + \frac{\rho_1^3 M_r^3 s^2}{\nu \lambda} \left(\frac{Q_1^2}{r_2} + Q_2^2 \right) \right] \right\}^{-1} \quad (15)$$

其中,

$$\begin{cases} Q_1 = \frac{\omega M_{p1s2}}{r_4}, & Q_2 = \frac{\omega M_{p2s2}}{r_4}, & Q_{lp1} = \frac{\omega A}{R_{eq}} \\ \rho_0 = \frac{r_2}{r_1}, & \rho_1 = \frac{r_2}{R_{eq}}, & M_r = \frac{A + B}{A} \\ \lambda = (M_r - 1)(1 + M_r \rho_1) \\ s = \frac{1 + M_r \rho_1}{M_r Q_{lp1}} \\ \nu = \frac{(M_r \rho_1 + M_r - 1)^2}{(M_r - 1)} \end{cases} \quad (16)$$

由式(15)可知,最大化传输效率意味着 ρ_0 具有下限值。即,接收线圈内阻 r_2 尽可能接近于发射线圈 r_1 ;收发线圈绕制完成后,传输效率 η 则取决于负载 R_L 。据式(15)可推导出最大效率所对应的最优负载 R_L 。

根据式(12)和(16),可推导出输入输出电压增益 G_v 表达式为:

$$G_v = \frac{U_o}{U_{dc}} = \frac{8}{\pi^2 Q_0} \sqrt{\frac{1}{M_r s^2} + \frac{M_r \rho_1^2 (Q_1^2 + Q_2^2)}{\nu}} \quad (17)$$

其中,

$$Q_0 = \frac{\omega L_{fp1}}{R_L} \quad (18)$$

由式(17)可知,电压增益 G_v 与 Q_0 成反比例关系,这说明了需要高电压增益的场合应配置尽可能小的 Q_0 。

2 DQDD-CD 耦合机构参数配置及性能分析

2.1 DQDD-CD 耦合机构的参数配置

在发射端和接收端子线圈满足解耦条件下,“双发射-双接收”形式耦合机构的传输性能可采用等效耦合

系数 k_{eff} 来描述^[18],如式(19)。

$$k_{eff} = \sqrt{\frac{Su_{s1} + Su_{s2}}{VA_{p1} + VA_{p2}}} = \sqrt{\frac{V_{oc1} I_{sc1} + V_{oc2} I_{sc2}}{V_{p1} I_{p1} + V_{p2} I_{p2}}} \quad (19)$$

式中:发射线圈传输的容量表示为 VA_{pi} ,接收线圈接收的容量用 Su_{sj} 表示;发射线圈的激励电流和端电压分别为 I_{pi} 和 V_{pi} ,而接收线圈的短路电流和开路电压则分别为 I_{sej} 和 V_{ocj} 。

$$\begin{cases} Su_{sj} = \frac{(j\omega M_{p1sj} I_{p1} + j\omega M_{p2sj} I_{p2})^2}{j\omega L_{sj}} \\ VA_{pi} = \omega L_{pi} I_{pi}^2 \end{cases} \quad (20)$$

结合 DQDD-CD 耦合机构同侧线圈的参数对称性,因此 $L_{p1}=L_{p2}, L_{s1}=L_{s2}$ 。联立(19)和(20)进一步推导发现:

$$k_{eff} = \sqrt{\frac{M_{p1s1}^2 + M_{p2s1}^2}{L_{s1} L_{p1}} + \frac{M_{p1s2}^2 + M_{p2s2}^2}{L_{s2} L_{p1}} + \frac{M_{eff}}{\sqrt{2} L_{s1} L_{p1}}} \quad (21)$$

式中: M_{eff} 为耦合机构的等效互感。 k_{eff} 的仿真值可通过有限元分析工具获得,并据此对发射端与接收端的线圈和磁芯尺寸参数进行优化,从而得到最高 k_{eff} 对应的最佳参数组合。

DQDD-CD 耦合机构各个组成部分的尺寸关系到耦合机构的抗偏移偏转能力。图 2 中发射机构的同轴 DD 线圈间距 d_1 和磁芯长度 W_3 决定了旋转磁场的覆盖区域;导磁机构的磁芯厚度决定了穿入的磁通密度;而接收机构的磁芯长度及其线圈的绕制长度则关系到耦合磁场的可拾取范围。

以正对准位置下 k_{eff} 作为目标函数,将图 2 中发射线圈整体长度 W_2 及收发机构间距 d_2 作为基准值,借助有限元分析软件内置的 3D optimization 工具箱,对发射端与接收端线圈及其导磁结构尺寸进行优化,优化范围及优化结果一并列于表 1。其余尺寸 $W_7、W_8、W_9、W_{11}$ 为关联参量,且满足式(22)。

表 1 待优化的尺寸参数、优化范围及优化值
Table 1 Optimization range of size parameters

耦合机构	参数	基准	优化范围/%	优化值/%
发射端	线圈间距 d_1	W_2	0~40	28.6
	线圈长度 W_5		20~100	71.5
	线圈窗口长度 W_6		10~80	44
	磁芯长度 W_3		20~100	71.4
接收端	磁芯厚度 h_2	d_2	3~25	7.7
	磁芯长度 W_{12}		80~100	92.9
	磁芯截面宽度 W_4	W_2	10~30	21.4
	线圈长度 W_{10}		10~40	36.4
	磁芯厚度 h_4	d_2	4~20	7.7

依据表 1 给出的耦合机构参数最佳组合并结合式 (22), 设定耦合机构基准值 W_2 和 d_2 , 折中考虑重量、体积、市面成品及整体成本, 即可获得耦合机构的整体尺寸配置参数。

本文面向电动助力车无线充电场合, 选定基准值 $W_2 = 420\text{ mm}$, $d_2 = 130\text{ mm}$, 表 2 中列出了耦合机构的整体尺寸参数, 在后续的研究中, 这些参数将被用于分析抗偏移偏转性能并进行实验验证。

$$\begin{cases} W_7 = \frac{W_2 - d_1}{2}, & W_8 = W_6 + W_7 - W_5 \\ W_9 = W_4 - 2h_3, & W_{11} = \frac{W_{12} - W_4 - 2W_{10}}{2} \end{cases} \quad (22)$$

2.2 DQDD-CD 耦合机构的抗偏移偏转性能分析

通过施加激励电流使得 DQDD-CD 耦合机构内形成旋转磁场, 其相位差为 90° , 从而使接收端产生正对互感 M_{p1s1} 、 M_{p2s2} 和交叉互感 M_{p2s1} 、 M_{p1s2} 。通过观察正对互感和交叉互感的变化情况, 分析 DQDD-CD 耦合机构抗偏移偏转的特性。

表 2 磁耦合机构尺寸参数			
Table 2 Parameters of coupling structure			
参数	参数值/mm	参数	参数值/mm
W_1	490	W_{10}	142
W_2	420	W_{11}	5
W_3	300	W_{12}	390
W_4	90	h_1	4
W_5	300	h_2	10
W_6	186	h_3	3
W_7	150	h_4	10
W_8	36	d_1	120
W_9	96	d_2	130

图 7 和图 8 为接收机构发生偏移情况下正对互感和交叉互感的变化规律。其中, X' 和 Y' 分别表示沿 X 和 Y 轴的偏移量。

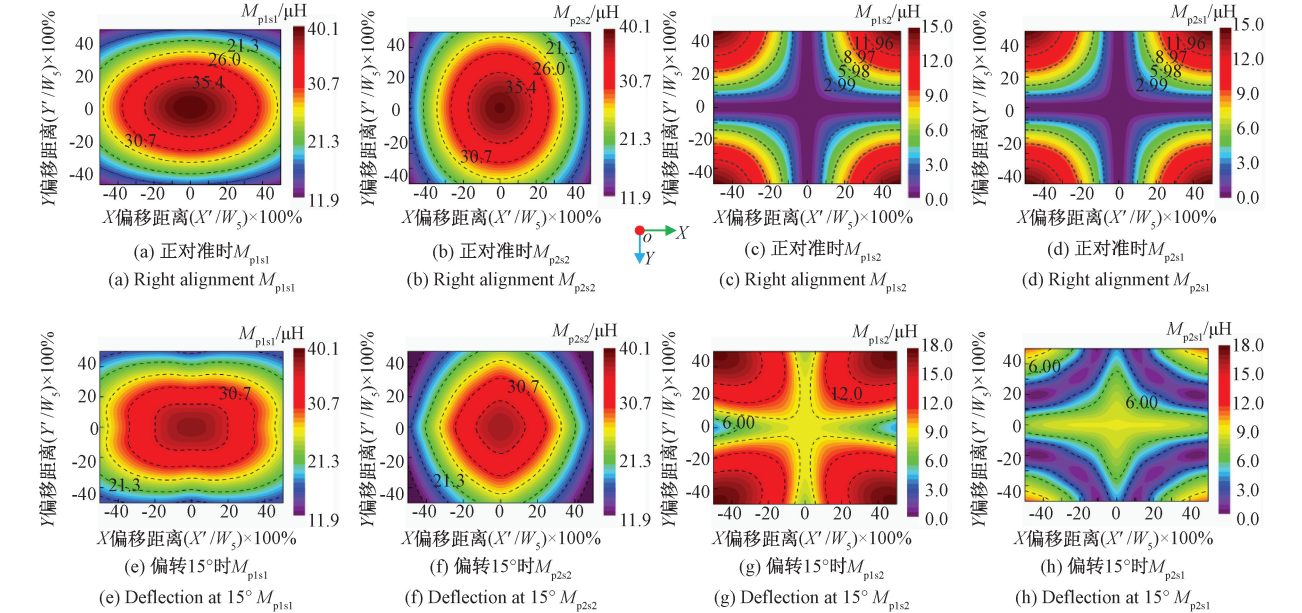


图 7 接收端正对准及偏转 15° 时水平偏移下各互感变化情况
Fig. 7 Mutual inductance under horizontal migration at different angles of the receiver

仅在 X 轴和 Y 轴上偏移时, 由图 7(a) 和 (b) 可知, 正对互感 M_{p1s1} 、 M_{p2s2} 在 X 、 Y 轴上分别以 $1.88\text{ }\mu\text{H/cm}$ 的变化率减小, 且在偏移 30.6% (91.8 mm) 的互感值仍能达到 $26.00\text{ }\mu\text{H}$; 当接收端偏转 15° 时, 如图 7(e)、(f) 所示, 正对互感 M_{p1s1} 、 M_{p2s2} 在 X 、 Y 轴上变化规律基本与正对准时一致。

仅在 Z 轴上偏移情况下, 由图 8(a) 可知, M_{p1s1} 、 M_{p2s2} 以 $3.03\text{ }\mu\text{H/cm}$ 的变化率减小, 且在偏移 61.5% (80 mm)

时的互感值能达到 $18.98\text{ }\mu\text{H}$; 联合图 7(a) ~ (d) 和图 8(a) 可知, 仅在 X 、 Y 、 Z 轴上偏移时的交叉互感 M_{p2s1} 、 M_{p1s2} 接近于 0, 说明了发射机构 DD 线圈 p_1 和 p_2 与接收线圈 s_1 和 s_2 不存在交叉耦合。对于同时沿 X 轴和 Y 轴偏移的情况, 由图 7(a) ~ (d) 可知, 交叉互感 M_{p2s1} 、 M_{p1s2} 以 $1.0\text{ }\mu\text{H/cm}$ 的变化增大, 而正对互感 M_{p1s1} 、 M_{p2s2} 以 $1.85\text{ }\mu\text{H/cm}$ 的变化减小; 结合图 9(a) 发现等效互感 M_{eff} 以 $1.94\text{ }\mu\text{H/cm}$ 的变化率减小; 这说明了交叉互感与正

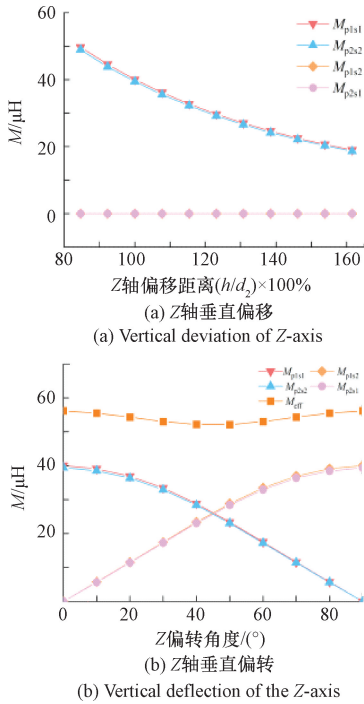
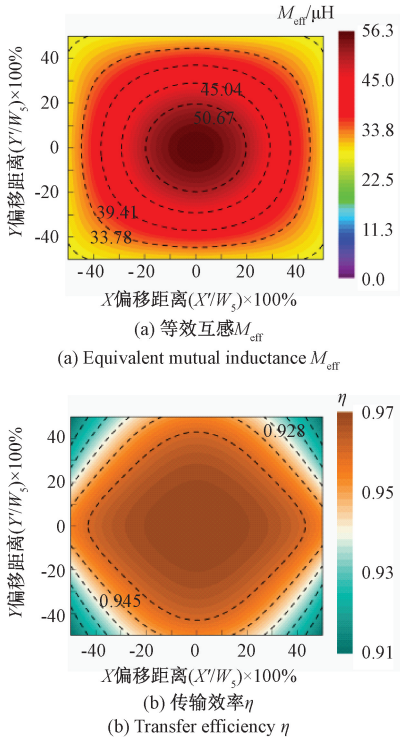


图8 Z轴垂直偏移和偏转下各互感变化情况

Fig. 8 Changes of mutual inductance under vertical deviation and deflection of Z-axis

图9 正对准时 M_{eff} 与 η 在水平偏移下的变化情况Fig. 9 M_{eff} and η under alignment and shift

对互感的互补作用减缓了耦合机构的等效互感 M_{eff} 的衰减。

联合图 7(e)~(h) 和图 8(b), 表明了随着偏转角度增大, M_{p1s1} 和 M_{p2s2} 减小, M_{p2s1} 和 M_{p1s2} 增加, 且两者变化率的绝对值相近, 两者的互补作用使得削弱了 M_{eff} 的波动程度, M_{eff} 基本保持在 55 μH 。

需要指出的是, 联合式 (15) 可作出同时沿 X 和 Y 轴偏移情况下的传输效率 η , 如图 9(b)。可知, 随偏移量增大 η 以 0.93%/cm 的变化率逐渐减小, 但始终能保持不低于 90%。

综合以上分析可知, DQDD-CD 耦合机构通过正对互感 (M_{p1s1} 、 M_{p2s2}) 与交叉互感 (M_{p2s1} 、 M_{p1s2}) 的协同作用, 在水平偏移和垂直偏转的情况下展现出互补优势, 有效确保了该耦合机构不仅具备优越的抗偏移性能, 还具备强抗偏转性能, 同时又能保持高传输效率。

3 耦合机构性能对比分析

耦合系数保持率 (coupling coefficient retaining ratio, CCRR) 是评估耦合机构抗偏移、抗偏转能力的重要依据^[18], 其定义式为:

$$CCRR = \frac{k_{\text{mis}}}{k_{\text{ali}}} \quad (23)$$

式中: k_{ali} 和 k_{mis} 分别表示正对准与偏移偏转后的耦合系数。CCRR 越大, 则耦合机构抗偏移偏转能力越强。本文选择现有 6 种耦合机构作为对比对象。其中, 3 种单能道线圈 (CP^[6]、FSP 和 DD), 3 种多能道线圈 (DDQ^[23]、DQDD 和 DQDD-BP^[18]), 各个耦合机构所使用的导磁机构尺寸、传输间距以及线圈匝数均统一。

图 10(a)、(b) 分别为单能道与多能道不同耦合机构在水平偏移时的 CCRR 变化规律。与 DD、DDQ 和 DQDD-BP 线圈相比, DQDD-CD 机构在 X 偏移方向的 CCRR 减小速度明显小于这 3 种线圈, DQDD-CD 耦合机构显示出比这 3 种线圈更强的抗纵向偏移性能, 且随着偏移距离的增加, 其性能显著提升; 相比于 CP 线圈和 DQDD 线圈, DQDD-CD 线圈在 CCRR 不低于 90%、75%、60% 和 50% 的对应区域的面积都明显大于这两个线圈, 特别是 DQDD-CD 线圈在 CCRR 不低于 50% 所对应的区域面积是 CP 线圈的 2.16 倍, 其抗偏移性能明显优于 CP 线圈。相比于 FSP 线圈, DQDD-CD 耦合机构在 CCRR 不低于 90%、75%、60% 对应区域的面积都小于 FSP 线圈, 这是因为 FSP 线圈的单个磁通路径在发生横向偏移 (Y 轴方向) 时, 磁芯内的主磁通会往偏移相反的方向聚集, 由此减缓了耦合路径磁阻的增大。从图 10(a) 来看, 在水平方向偏移距离达到 40% 时, FSP 线圈的 CCRR 下降速度明显快于 DQDD-CD 线圈, 并且 DQDD-CD 线圈随偏移距离变化的规律呈中心对称分布, 在抗偏移性能方面展现出更

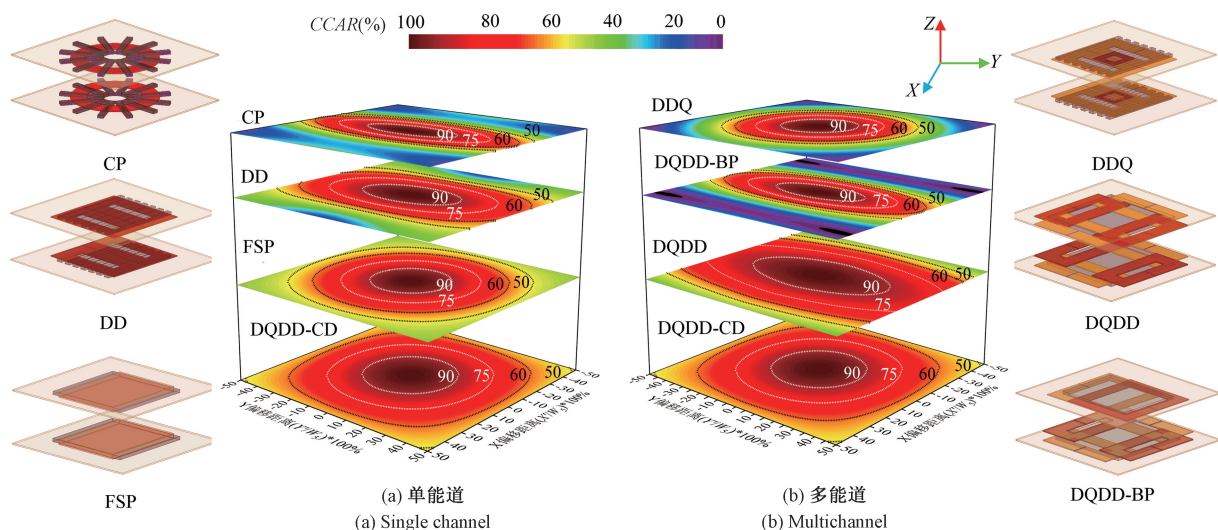


图 10 水平偏移时不同耦合机构的 $CCRR$ 变化规律
Fig. 10 The change law of $CCRR$ of different coupling structures during horizontal offset

全方位和更宽范围的性能,相较于 FSP 线圈而言,DQDD-CD 线圈具有更综合的抗偏移优势。

图 11(a)表明在正对准情况下增加 Z 轴的偏移距离,DQDD-CD 线圈与 FSP 线圈的 $CCRR$ 都大于其他 5 个线圈,且 $CCRR$ 都以 $0.072/\text{cm}$ 变化率进行衰减;CP 线圈、DQDD 线圈和 DQDD-BP 线圈的 $CCRR$ 则以 $0.089/\text{cm}$ 变化速率衰减;而 DD 线圈与 DDQ 线圈的 $CCRR$ 衰减速度都高于其他 5 种线圈。图 11(b)表明当接收线圈发生偏移时 DQDD-CD 线圈和 FSP 线圈的 $CCRR$ 都高于其他 5 种线圈。在实际应用中,耦合机构处于正对准时的概率极小,通常处于水平偏移状态,因此 DQDD-CD 线圈与 FSP 线圈的抗垂向偏移能力都优于其他 5 种线圈。

图 11(c)、(d)分别为在正对准和 X 、 Y 同时偏移 33.3% (10 cm)时 Z 轴垂向偏转时 7 种耦合机构 $CCRR$ 的变化规律。其中,在正对准情况下,CP 线圈的 $CCRR$ 保持不变,DQDD-CD 线圈、DQDD 线圈以及 DQDD-BP 线圈在 Z 轴偏转 $40^\circ \sim 50^\circ$ 时,曲线波动较大,但 $CCRR$ 都不低于 90% ;相反,FSP 线圈、DD 线圈和 DDQ 线圈的 $CCRR$ 随偏转角度的增加呈抛物线逐渐减小。在 X 、 Y 同时偏移的情况下,DQDD-CD 线圈的 $CCRR$ 不仅高于 CP 线圈和 DQDD 线圈,而且 $CCRR$ 的变化率也低于 DQDD-BP 线圈,因此 DQDD-CD 线圈受偏转角度的影响更小。进一步结合图 10(a)观察,可以看出,尽管 FSP 线圈在抗横向偏移性能表现上优于 DQDD-CD 线圈,但是 DQDD-CD 线圈同时具备抗水平偏移以及 Z 轴垂直方向的偏移和偏转的能力。

综合上述对比分析可知,本文所提出的 DQDD-CD

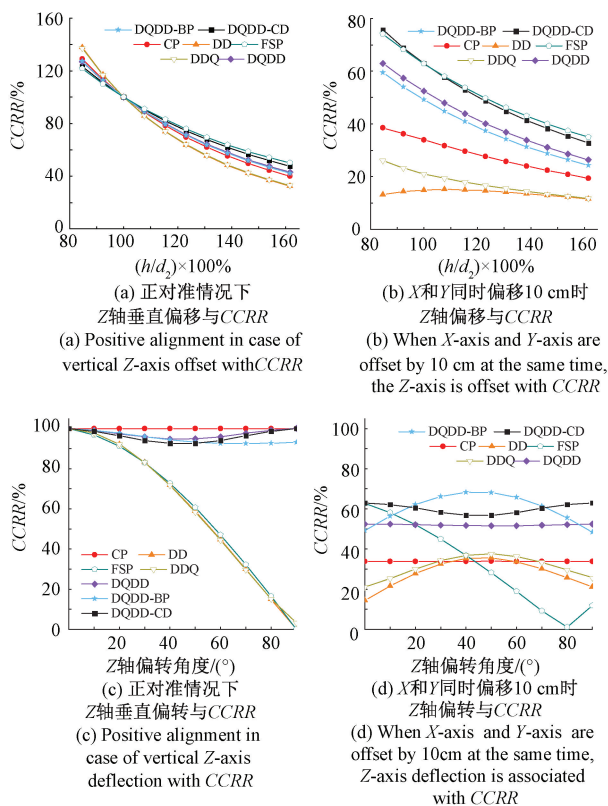


图 11 水平偏移、垂直偏移以及垂直偏转下耦合机构的 $CCRR$ 变化规律

Fig. 11 The change law of $CCRR$ of coupling structure under horizontal offset, vertical offset, and vertical deflection

耦合机构比现有 6 种耦合机构具有更宽范围和更全方位的抗偏移、抗偏转特征,且偏移偏转程度越大其优势越突出。

4 实验验证

以电动助力车作为充电对象,采用表 2 中的尺寸参数,结合 LCC-S 谐振拓扑的参数配置方法,搭建了一台功率为 500 W 的实验样机,如图 12 所示。实验验证了 DQDD-CD 耦合机构在抗偏移偏转能力和传输特性。发射和接收机构的线圈采用直径为 0.1 mm×300 股的利兹线进行绕制。磁芯选用 PC44 级锰锌铁氧体材料。另外,铝板采用 6061 铝材制作,厚度为 4 mm,主要用于屏蔽磁场泄漏。

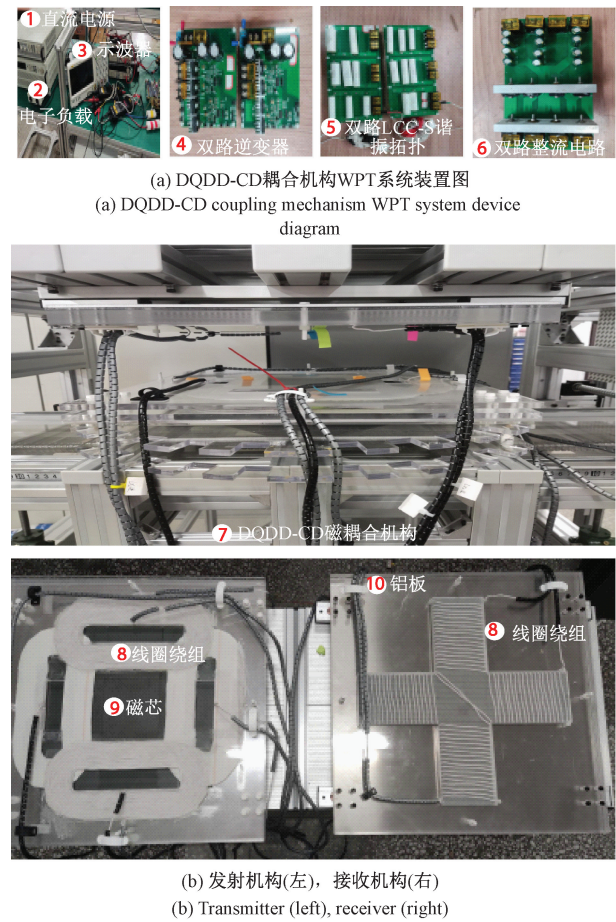


图 12 实验样机
Fig. 12 Experimental prototype

系统各参数数值及器件规格信息已列于表 3 中。发射装置中的一个 DD 线圈有 0.36 Ω 的内阻,同时两层 DD 线圈之间具有 0.38 μH 的互感值,相对于自感值可以忽略不计,从而推论出两层 DD 线圈之间已达到解耦效果。

为了验证耦合机构抗偏移偏转性能,本文选取气隙高度为 130 mm 作为基准,依次进行水平偏移、垂直偏移和垂直偏转实验,测量不同位置处的 k_{eff} ,并在图 13 中给出了测量值与仿真值之间的误差。

表 3 实验样机具体参数值及器件型号
Table 3 Experimental prototype specific parameter value and component type

参数或器件	参数值或型号	参数或器件	参数值或型号
f/kHz	95	C_{p1}/nF	12.21
S_1-S_4	IPW60R070C6	C_{p2}/nF	13.31
D_1-D_4	IDW20G65C5	C_{fp1}/nF	55.84
$L_{p1}/\mu\text{H}$	275.6	C_{fp2}/nF	55.84
$L_{p2}/\mu\text{H}$	254.0	C_{s1}/nF	11.44
$L_{s1}/\mu\text{H}$	245.3	C_{s2}/nF	12.12
$L_{s2}/\mu\text{H}$	231.5	C_{o1}/nF	220
$L_{fp1}/\mu\text{H}$	50.26	C_{o2}/nF	220
$L_{fp2}/\mu\text{H}$	50.26	R_L/Ω	15

在水平抗偏移性能方面,采用 DD 线圈长度 W_s (300 mm) 为参考基准,10% (30 mm) 的步长,在 X 轴偏移百分比 $X' = \pm 50\%$ 、 Y 轴偏移百分比 $Y' = \pm 50\%$ ($X = \pm 150\text{ mm}$ 、 $Y = \pm 150\text{ mm}$) 的边界偏移范围内,图 13(a) 中正对位置下,对应的 k_{eff} 为 0.138,在全范围内偏移,测量值与仿真值的相对误差分别在 2.46% ~ 9.49%,整体平均相对误差约为 4.28%,测量结果与仿真数据在一定误差范围内, k_{eff} 和 $CCRR$ 的变化规律与仿真分析结果呈现出一致性。通过分析结果表明,本文提出的耦合机构在水平面上具有抗偏移性能。

在垂直方向抗偏移性能方面,测量结果如图 13(b) 所示,以气隙高度为 130 mm 的位置作为基准,步长为 15.38% (20 mm),发射端与接收端间距范围为 85% ~ 160% (110~210 mm) 作为边界,通过实验数据与仿真结果的对比,发现偏移范围内的测量值与仿真值的相对误差在 2.59% ~ 5.34% 波动,平均相对误差约为 3.63%。整体而言,测量数据与仿真结果基本吻合,验证了本文提出的耦合机构具有垂直抗偏移性能。

在垂直抗偏转性能方面,以 10° 作为步进角度,垂直抗偏转范围覆盖了从 0° ~ 90° 的范围。如图 13(c) 所示。在正对齐情况下,最大相对误差为 5.15%,最小相对误差为 3.01%,平均相对误差为 3.93%;在 X 、 Y 同时偏移 33.3% (10 cm) 情况下,最大相对误差为 5.33%,最小相对误差为 1.83%,平均相对误差为 3.72%。存在垂直偏转误差最大的原因在于电磁仿真时采用窗口化长方体 DD 线圈,而实际线圈在对角处为弧形,导致在该位置的耦合机构误差达到最大值。实验结果显示,通过全面的偏转后, k_{eff} 和 $CCRR$ 的测量值与仿真值基本一致,从而验证了所研究的耦合机构在不同位置下的垂直抗偏转性能。

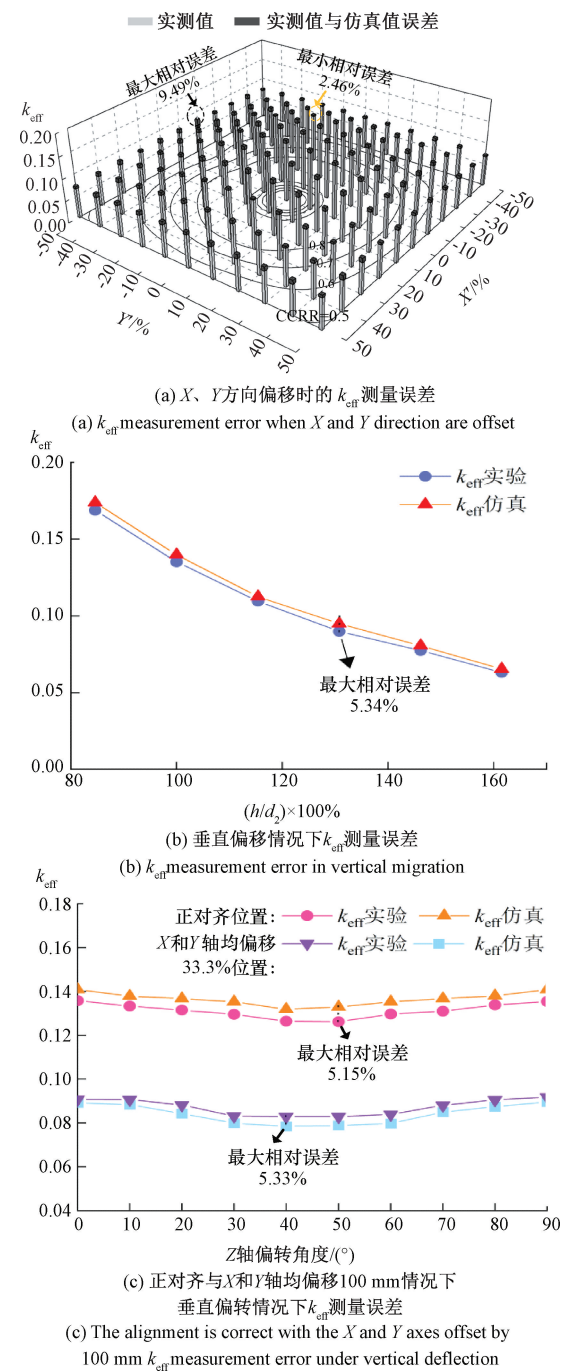


图 13 等效耦合系数 k_{eff} 实验值及误差

Fig. 13 The experimental value and error of equivalent coupling coefficient k_{eff}

经过验证,DQDD-CD 耦合机构在样机实测值与仿真值中表现出一致性,具有抗偏移和抗偏转特性,与此同时,Ansys Maxwell 有限元分析工具的准确性也得到了验证。进一步表明在各个参数一致的情况下,本文所提磁耦合机构的抗偏移、抗偏转综合性能优于现有 6 种耦合机构。

为了比较 $CCRR$ 、输出功率以及传输效率在 DQDD-CD 耦合机构和其他 6 种耦合机构之间的差异,通过设定水平偏移量为线圈边长的一半,并将传输间距设置为线圈边长的 $1/3$,以便进行统一的对比,具体的对比结果如下表 4 所示。对比表 4 第 5 列可知,DQDD-CD 的 $CCRR$ 优于除 FSP 外的其他 5 种耦合机构。然而,FSP 在抗 X 轴偏移和抗垂向偏转的能力较弱,因此 DQDD-CD 机构具有更宽范围和更全方位的抗偏移、抗偏转性能。

表 4 DQDD-CD 耦合机构与其他耦合机构抗偏移偏转性能对比

Table 4 Comparison of anti-deflection performance of DQDD-CD structure and other structures							
线圈类型	线圈尺寸 /mm	耦合间距 /mm	水平偏移距离 /mm	$CCRR$	输出功率	传输效率 /%	参考文献
CP	直径 800	266	300	0.29	3.3 kW	91	[6]
DD	350×350	120	130	0.44	250 W	78	[7]
FSP	300×300	176	120	0.60	500 W	83	[15]
DDQ	400×300	100	150	0.49	458 W	84	[23]
DQDD	390×390	130	150	0.45	500 W	82	[18]
DQDD-BP	390×390	130	150	0.45	1.8 kW	88	[18]
DQDD-CD	300×390	130	150	0.51	500 W	86	本文

在实验中,验证了采用双路逆变器结构和 LCC-S 谐振拓扑系统时的传输特性。实验考虑了 4 种不同位置情况,包括正对准、 X 轴或 Y 轴偏移 33.3% (10 cm)、以及 X 轴和 Y 轴同时偏移 33.3% (10 cm) 并且垂直偏转 15° 。通过观察实验样机的功率转换电路和谐振电路,测取其电压和电流的波形,如图 14 所示。

图 14(a)~(d) 测取了 4 种不同位置下系统在逆变器输出的电压和电流波形。在 4 种位置下逆变输出的电流中,电流的相位均存在滞后电压相位的情况,表明系统的输入阻抗具有一定的弱感性,这有助于确保开关器件在零电压开关(ZVS)模式下正常运行。图 14(e)~(h) 测取了 4 种不同位置下发射机构线圈的电流波形, I_{p1} 和 I_{p2} 的有效值近似相等,激励电流相位差保持稳定在 90° ,符合系统中磁场激励电流的需要。此外, I_1 和 I_2 的实验值与仿真值对应的误差百分比范围在 2%~6%。 I_{p1} 和 I_{p2} 的实验值与仿真值对应的误差百分比在 2%~8% 之间。图 14(i)~(l) 测取了 4 种不同位置下整流前,接收机构输出的电压、电流波形, I_{s1} 、 I_{s2} 的实验值与相应仿真值存在 2%~5% 的误差范围,验证了 LCC-S 谐振电路传输特性推导的准确性。

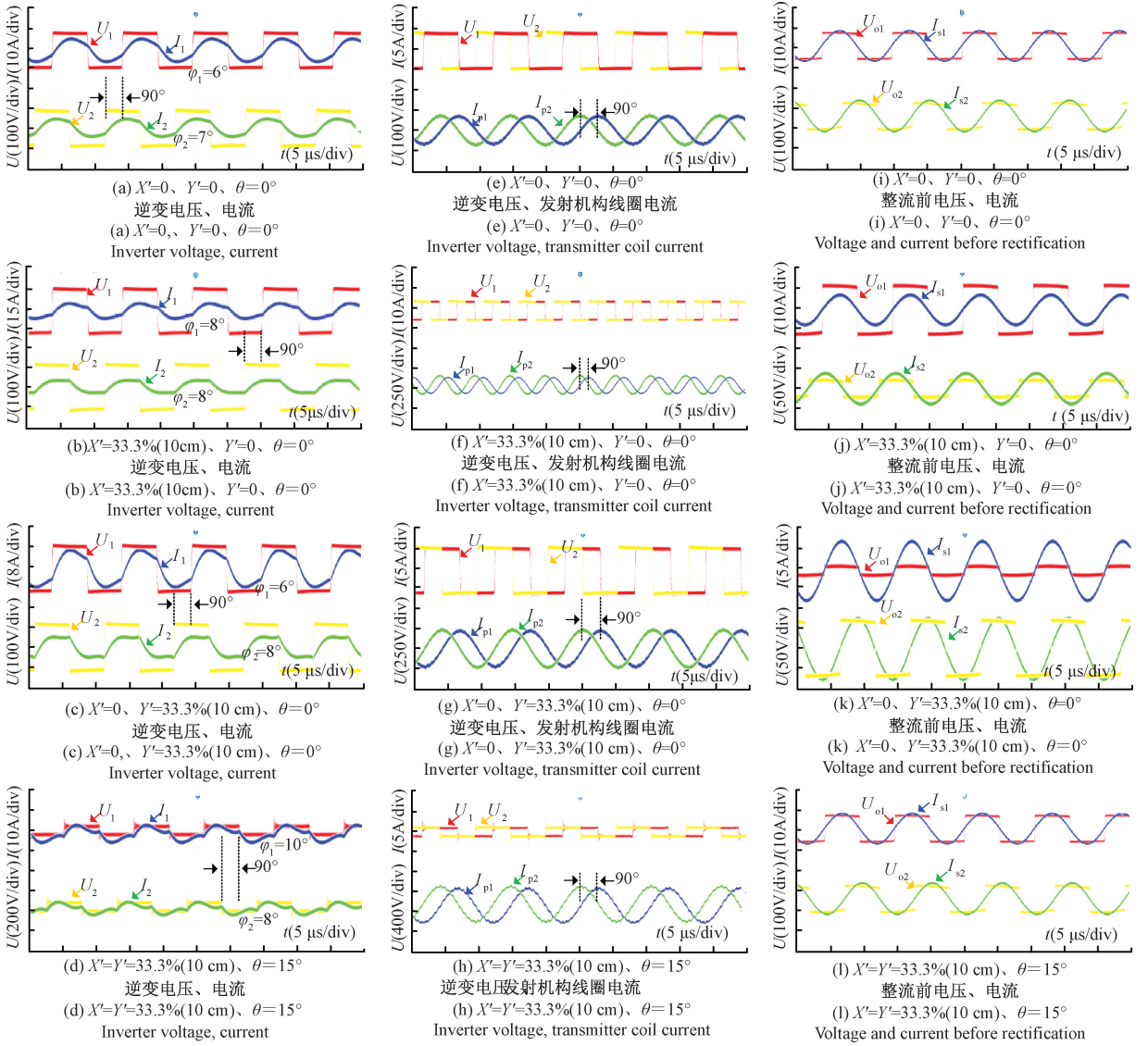


图 14 4 种情况下实验波形

Fig. 14 Experimental waveforms in four scenarios

样机系统在这 4 个位置处的输出功率约为 500 W, 并且其传输效率依次为 88.3%、86.1%、85.5% 和 83.6%, 与仿真值的偏差依次为 8%、9.4%、10% 以及 10.4%。偏移偏转位置下效率误差较大是因为此情况下发射机构、接收机构子线圈之间同侧耦合引发了环流损耗。子线圈之间的同侧耦合源于 DQDD-CD 线圈在实际绕制过程中不可避免存在不对称性。即, M_{p1p2} 和 M_{s1s2} 的影响不可忽略。 M_{p1p2} 和 M_{s1s2} 的存在使得两路逆变器之间形成了高频环流, 由此增加了逆变器的开关损耗和谐振电感的损耗。另外, 考虑了 M_{p1p2} 和 M_{s1s2} 影响的谐振电容 C_{p1} 和 C_{p2} 配置表达式为:

$$\begin{cases} C_{p1} = \frac{R_1 R_2 + M_{s1s2}^2 \omega^2}{\omega^3 E} + \frac{1}{(L_{p1} - L_{fp1}) \omega^2} \\ C_{p2} = \frac{R_1 R_2 + M_{s1s2}^2 \omega^2}{\omega^3 F} + \frac{1}{(L_{p2} - L_{fp2}) \omega^2} \end{cases} \quad (24)$$

其中, E, F 表示:

$$\begin{cases} E = M_{p1s2} M_{p2s2} R_1 + M_{p1s1} M_{p2s1} R_2 - 2 M_{p1s1} M_{p1s2} M_{s1s2} \omega \\ F = M_{p1s2} M_{p2s2} R_1 + M_{p1s1} M_{p2s1} R_2 + 2 M_{p2s1} M_{s1s2} M_{p2s2} \omega \end{cases} \quad (25)$$

此时, 由式(24)计算的 C_{p1} 和 C_{p2} 分别为 12.0 nF 和 14.2 nF。

5 结 论

本文提出了一种基于旋转磁场耦合的非对称式 WPT 系统,构建了由双层正交 DD 线圈与交叉偶极式线圈组成的 DQDD-CD 耦合机构,给出了 DQDD 发射线圈所激发旋转磁场的分布特点及激励电流条件,并分析了 CD 接收线圈所拾取磁场的磁路分布特点,建立了双路 LCC-S 谐振元件参数配置的条件,进而推导出系统的传输能效性,分析了 DQDD-CD 耦合机构特征参数与等效耦合系数的作用规律。所搭建的实验样机表明:相比于现有单、多能道的耦合机构,DQDD-CD 耦合机构展现出更宽范围和更为全面的抗偏移、抗偏转性能,且偏移偏转程度越大其性能越突出。需要指出的是,接收机构偏移偏转所引发的高频环流将增加两路逆变器和谐振电路的损耗。有关 DQDD-CD 耦合机构的能效提高将在后续的工作中研究和改进。

参考文献

[1] 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.

XUE M, YANG Q X, ZHANG P CH, et al. Application status and key issues of wireless power transmission technology[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2021, 36(8): 1547-1568.

[2] 吴理豪,张波. 电动汽车静态无线充电技术研究综述(上篇)[J]. 电工技术学报,2020,35(6): 1153-1165.

WU L H, ZHANG B. Overview of static wireless charging technology for electric vehicles: Part I[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(6): 1153-1165.

[3] 黄学良,王维,谭林林. 磁耦合谐振式无线电能传输技术研究动态与应用展望[J]. 电力系统自动化,2017,41(2): 2-14, 141.

HUANG X L, WANG W, TAN L L. Technical progress and application development of magnetic coupling resonant wireless power transfer[J]. Automation of Electric Power System,2017, 41(2): 2-14, 141.

[4] 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.

REN J, LIU Y R, YUE P F, et al. Study on anti-misalignment inductive power transfer system based on parameter optimized method[J]. Proceedings of the CSEE,2019, 39(5): 1452-1461.

[5] 陈阳,杨斌,彭云尔,等. 感应式无线电能传输系统

抗偏移技术研究综述[J]. 中国电机工程学报,2022,43(14): 5537-5557.

CHEN Y, YANG B, PENG Y E, et al. Review of anti-misalignment technology in inductive wireless power transfer system[J]. Proceedings of the CSEE,2022, 43(14): 5537-5557.

[6] MOON S CH, MOON G W. Wireless power transfer system with an asymmetric four-coil resonator for electric vehicle battery chargers[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(10): 6844-6854.

[7] 张献,韩大稳,沙琳,等. 一种共享磁通多耦合模式的无线电能传输系统抗偏移方法[J]. 电工技术学报,2022,37(21): 5359-5368.

ZHANG X, HAN D W, SHA L, et al. An anti-offset method under flux-sharing Multi-coupling mode for wireless power transmission system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(21): 5359-5368.

[8] 程少宇,王钰博,张雪莹,等. 带有大中继线圈的无线充电磁耦合器抗偏移特性研究[J]. 电力自动化设备,2023,43(4): 213-219.

CHENG SH Y, WANG Y B, ZHANG X Y, et al. Anti-misalignment characteristics of wireless charging magnetic coupler with large relay coil[J]. Electric Power Automation Equipment,2023, 43(4): 213-219.

[9] 杨云虎,梁大壮,洪若飞,等. 遗传算法对三线圈无线电能传输系统参数优化[J]. 电机与控制学报,2023,27(8): 122-129,141.

YANG Y H, LIANG D ZH, HONG R F, et al. Parameter optimization of three coils by genetic algorithm for wireless power transmission systems[J]. Electric Machines and Control,2023, 27(8): 122-129,141.

[10] 陈国东,吴剑青,孙跃,等. 基于互感差异的双拾取无线电能传输系统功率分配控制策略[J]. 电力系统自动化,2018,42(21): 154-159.

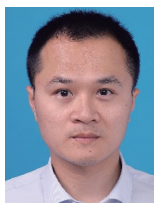
CHEN G D, WU J Q, SUN Y, et al. Power distribution control strategy of wireless power transfer system with dual-pickup coils based on mutual inductance difference[J]. Automation of Electric Power Systems,2018, 42(21): 154-159.

[11] LI SH F, WANG L F, GUO Y J, et al. Power stabilization with double transmitting coils and T-type compensation network for dynamic wireless charging of EV[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2020, 8(2): 1801-1812.

[12] LI H CH, LIU Y R, ZHOU K ZH, et al. Uniform power IPT system with three-phase transmitter and bipolar receiver for dynamic charging[J]. IEEE Transactions on

- Power Electronics, 2019, 34(3): 2013-2017.
- [13] KIM S, COVIC G A, BOYS J T. Comparison of tripolar and circular pads for ipt charging systems [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(7): 6093-6103.
- [14] ZENG H, LIU ZH ZH, HOU Y J, et al. Optimization of magnetic core structure for wireless charging coupler[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2017, 53(6): 1-4.
- [15] 王懿杰, 陆凯兴, 姚友素, 等. 具有强抗偏移性能的电动汽车用无线电能传输系统[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(13): 3907-3917.
- WANG Y J, LU K X, YAO Y S, et al. An electric vehicle (EV)-oriented wireless power transfer system featuring high misalignment tolerance[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(13): 3907-3917.
- [16] 彭云尔, 张滨山, 杨斌, 等. 基于双螺旋正交线圈的强抗偏移 IPT 系统[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(20): 7352-7363.
- PENG Y ER, ZHANG B SH, YANG B, et al. A high misalignment tolerant inductive power transfer system based on double-solenoid quadrature pad [J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(20): 7352-7363.
- [17] CHOI B H, LEE E S, SOHN Y H, et al. Six degrees of freedom mobile inductive power transfer by crossed dipole Tx and Rx coils [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(4): 3252-3272.
- [18] 谢诗云, 杨奕, 李恋, 等. 基于双极性耦合磁场调控的高抗偏移偏转无线电能传输系统[J]. 电工技术学报, 2023, 38(18): 4838-4852.
- XIE SH Y, YANG Y, LI L, et al. Wireless power transfer system with high misalignment tolerance based on bipolar coupling magnetic-field control[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(18): 4838-4852.
- [19] TIAN J L, HU A P. A DC-voltage-controlled variable capacitor for stabilizing the ZVS frequency of a resonant converter for wireless power transfer [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(3): 2312-2318.
- [20] LIU Z X, SU M, ZHU Q, et al. A dual frequency tuning method for improved coupling tolerance of wireless power transfer system [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(7): 7360-7365.
- [21] ZHANG ZH H B, ZHU F, XU D H, et al. An integrated inductive power transfer system design with a variable inductor for misalignment tolerance and battery charging applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(11): 11544-11556.
- [22] 黎伟阳, 杨斌, 何双江, 等. 具有抗偏移恒压输出特性的复合式双频感应电能传输系统研究[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(18): 7232-7239.
- LI Y Y, YANG B, HE SH J, et al. Research on hybrid dual-frequency IPT system against misalignment with constant output voltage [J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(18): 7232-7239.
- [23] 李砚玲, 杜浩, 何正友. 基于双 D 形正交混合拓扑的感应电能传输系统恒流输出研究[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(3): 942-951.
- LI Y L, DU H, HE ZH Y. Research on constant current output of inductive power transfer system with double-D quadrature hybrid topology [J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(3): 942-951.

作者简介



谢诗云, 2010 年和 2017 年于重庆大学获得学士学位和博士学位, 现为重庆理工大学副教授, 硕士生导师, 主要从事无线电能传输技术、电能变换与控制研究。

E-mail: xieshiyun1987@cqut.edu.cn

Xie Shiyun received his B. Sc. and Ph. D. degree both from Chongqing University in 2010 and 2017, respectively. He is currently an associate professor at Chongqing University of Technology. His main research interests include wireless power transfer and power conversion and control.



官涵宇(通信作者), 2021 年于重庆理工大学获得学士学位, 现为重庆理工大学硕士生, 主要研究方向为无线电能传输技术。

E-mail: 1150947688@qq.com

Guan Hanyu (Corresponding author) received her B.Sc. degree from Chongqing University of Technology in 2021. She is currently a master student at Chongqing University of Technology. Her main research is wireless power transfer.