

DOI:10.11918/202404063

用于动态无线电能传输的新型线圈结构设计

李争^{1,2}, 孙仲淳¹, 唐明磊¹, 谢奇龙¹, 孙鹤旭¹

(1. 河北科技大学 电气工程学院, 石家庄 050018; 2. 燕山大学 电气工程学院, 河北 秦皇岛 066004)

摘要: 为改善动态无线电能传输 (dynamic wireless power transfer, DWPT) 过程中, 因发射阵列之间摆放间距过大而产生的输出电压和输出功率的波动问题, 提出一种新型发射结构。首先, 在 BPP (bipolar pad) 线圈结构基础上, 将主发射 (domination transmitter, Dtx) 线圈与补偿 (compensation, Cx) 线圈串联组成一个发射段, 并对 DWPT 系统采用分段控制, 以减小损耗; 其次, 采用解耦电容解耦 Dtx 线圈与 Cx 线圈, 并分析了系统的电路原理; 然后, 利用 Ansys Maxwell 有限元分析软件对耦合结构进行优化设计, 并选择最佳的切换位置, 以减小功率的波动; 最后, 搭建实验平台以验证结构的可行性。实验结果表明: 新型磁耦合结构输出功率的波动为 3.9%, 输出电压的波动为 2.9%, 与改进前的耦合结构相比, 输出功率的波动降低了 15.8%, 输出电压的波动降低了 7.6%; 在相邻 Dtx 线圈的过渡区域中, 与改进前的耦合结构相比, 输出功率提高了 33.8%, 且系统传输效率稳定在 88% 左右。所提出的新型发射结构有助于减小移动过程中输出电压和输出功率的波动, 可为磁耦合结构的设计与应用提供理论支持。

关键词: 动态无线电能传输; 磁耦合结构; 功率波动; 补偿线圈; 分段控制

中图分类号: TM724

文献标志码: A

文章编号: 0367-6234(2024)09-0085-10

Design of a novel coil structure for dynamic wireless power transfer

LI Zheng^{1,2}, SUN Zhongchun¹, TANG Minglei¹, XIE Qilong¹, SUN Hexu¹

(1. School of Electrical Engineering, Hebei University of Science and Technology, Shijiazhuang 050018, China;

2. School of Electrical Engineering, Yanshan University, Qinhuangdao 066004, Hebei, China)

Abstract: To improve the voltage and power fluctuations arising from large spacing between the transmitting arrays in the dynamic wireless power transfer (DWPT) systems, this paper proposes a novel transmitting structure. Firstly, based on the bipolar pad (BPP) coil structure, the domination transmitter (Dtx) coil and the compensation (Cx) coil are connected serially to form a transmission segment. The DWPT system adopts segment control to minimize losses. Secondly, decoupling capacitors are used to decouple the Dtx coil and Cx coils, and the circuit principles of the system are analyzed. Then, the coupling structure is optimized and designed using Ansys Maxwell finite element analysis software, and the optimal switching positions are selected to minimize power fluctuations. Finally, an experimental platform is set up to validate the feasibility of the structure. The experimental results show that the power fluctuation of the new magnetic coupling structure is 3.9%, and the voltage fluctuation is 2.9%. Compared with the previous coupling structure, the power fluctuation has decreased by 15.8%, and the voltage fluctuation has decreased by 7.6%. In the transition region between adjacent Dtx coils, compared with the improved coupling structure, the power output has increased by 33.8%, with the system's transmission efficiency stabilizing around 88%. The proposed novel transmitting structure in this paper helps reduce the fluctuations in output voltage and power during the movement process, and provides a theoretical support for the design and application of magnetic coupling structures.

Keywords: dynamic wireless power transfer; magnetic coupling structure; power fluctuation; compensation coil; segmented control

在动态无线电能传输 (dynamic wireless power transfer, DWPT) 系统中, 耦合结构分为两种类型: 长轨道型和阵列型。相比于长轨道型, 阵列型耦合结构具有更高的效率和更低的电磁干扰^[1-3]。但在阵

列型耦合结构中, 由于结构自身原因, 相邻发射器为消除交叉耦合而增大间距, 会产生功率脉动, 造成系统的输出功率不稳定与效率显著下降。

为解决上述问题, 有学者提出多级发射器并联、

收稿日期: 2024-04-24; 录用日期: 2024-05-18; 网络首发日期: 2024-06-26

网络首发地址: <https://link.cnki.net/urlid/23.1235.t.20240625.1735.007>

基金项目: 国家自然科学基金(51877070, U20A20198); 河北省自然科学基金(E2021208008)

作者简介: 李争(1980—), 男, 教授, 博士生导师

通信作者: 李争, lzem@163.com

紧密排布的方式。文献[4]提出一种连续 DWPT 系统,在初级侧将多个矩形单极线圈紧密放置在一起作为发射器,实现了最大 89.78% 的传输效率和 $\pm 7.50\%$ 的功率脉动;文献[5]研究一种基于多发射线圈并联方式的无线供电系统,与单收发线圈结构相比,功率提升了 25%,效率提升了 7%。但这种方式会诱导相邻线圈之间的自耦合,产生额外的损耗。文献[6]提出了一种空心多发射线圈结构,当接收(receive, Rx)线圈在发射矩阵上移动时,二者之间磁场分布基本均匀,系统效率基本不变。虽然减小了线圈之间的自耦合,但 Rx 线圈在垂直方向上占据了大量空间,并且由于没有放置铁氧体,会导致更多的电磁辐射问题。文献[7]提出交叉 DD(double-D)线圈结构,将功率脉动降低至 5.8% 左右,但该结构无法使所有 Rx 线圈同时处于工作状态,从而产生功率损耗。文献[8]在 DDQ(double-D quadrature)线圈结构的基础上,提出交替 DDQ 线圈结构,该耦合结构可以实现高效率 and 稳定的输出功率,但复杂的结构使得材料的需求和系统的损耗增多。一些学者为了更好地减小输出功率的波动,同时减少损耗,不仅研究新型的耦合结构,还提出了对 DWPT 系统分段控制策略。文献[9]提出了一种用于 DWPT 系统中的新型耦合结构和自动分段控制方法;文献[10]介绍了一种低成本的分段结构和灵活的控制策略,提出的线圈设计流程具有很高的自由度,可随时根据需求调整。然而复杂的控制会降低系统的可靠性,但为研究人员提供了很好的思路。

为了使 DWPT 系统的输出功率稳定在一定的偏置范围内,本文采用阵列型发射结构,主发射(domination transmitter, Dtx)线圈与补偿(compensation, Cx)线圈串联构成一个发射段,每个发射段之间通过交叠的方式消除交叉耦合;结合分段时序策略,减少不必要的损耗;利用 Ansys Maxwell 软件进行仿真优化,使结构更加紧凑,降低输出功率的波动。本文旨在探索一种新型耦合结构,推动 DWPT 的发展。

1 磁耦合器结构与分段策略

1.1 磁耦合器结构

图 1 为两个矩形发射线圈之间的互感 M 绝对值随交叠长度变化的曲线。其中, d 为两发射线圈之间交叠的长度, D_{opt} 为两发射线圈之间耦合为零时的交叠长度。当两线圈交叠到一定程度时,即 $d = D_{opt}$, 其互感下降至零。因此,将相邻发射线圈按照特定的交叠长度摆放时,两线圈的耦合为零,补偿参数的设计更直观方便。需要注意的是,由于不相邻

的发射线圈之间有足够的距离,使得互感非常小,造成的影响可忽略不计。

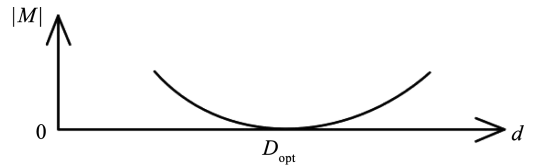
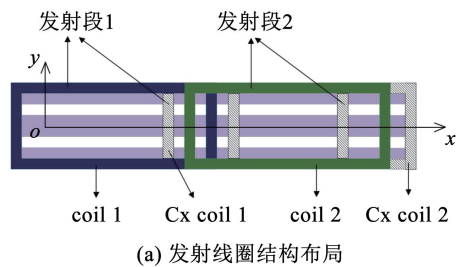


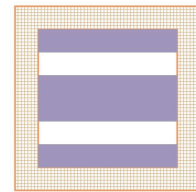
图 1 两发射线圈之间的互感绝对值变化

Fig. 1 Absolute change in mutual inductance between two solenoid coils

图 2 为本文所提出的耦合器结构。coil 1 与 Cx coil 1 串联,组成一个发射段,每个发射段依次排列。相邻的 coil 1 和 coil 2 通过交叠特定的距离,从而抵消相邻两个线圈之间的耦合,使其互感为零^[11]。而 Cx 线圈的作用是减小 coil 1 与 coil 2 切换期间的功率波动,从而使系统保持在相对稳定的功率范围内。系统沿 x 轴方向运动。



(a) 发射线圈结构布局



(b) 接收线圈结构

图 2 磁耦合器结构

Fig. 2 Magnetic coupler structure

1.2 参数影响

由文献[12]中式(4)可知,磁耦合器之间的传输性能与一二次侧线圈的匝数、线圈之间的距离、内外径等有关。为了有效减小行进过程中功率的波动,本文重点讨论 Cx 线圈的结构参数。互感与线圈结构参数之间的关系为

$$M = \frac{\mu_0 N_1 N_2 S}{l} \quad (1)$$

式中: μ_0 为真空中的磁导率,约为 $4\pi \times 10^{-7}$ H/m; N_1 、 N_2 分别为 Cx 线圈与 Rx 线圈的匝数; S 为两个线圈的正对面积; l 为两个线圈之间的平均磁路长度。由式(1)可知,磁耦合器之间的互感大小与一二次侧线圈的匝数成正比。因此,匝数是影响 Cx 线

圈与 Rx 线圈之间传输性能的重要参数。

1.3 分段控制时序策略

分段控制 DWPT 系统的线圈耦合和开关时序控制方案见图 3。其中传感器可以帮助检测磁耦合器之间互感的变化,当达到某一点时,通过系统处理自动打开或关闭发射机。 Δx 为 Rx 线圈沿 x 轴方向移动距离的变化量。如图 3(a)所示,在 $\Delta x = 0$ 的位置时,接收机刚好移动到 Cx 线圈的边缘,此移动过

程中,coil 1 作为 Dtx 线圈向接收机传递能量;继续移动到图 3(b)时,接收机与 Cx 线圈之间耦合增强,而与 coil 1 的耦合减弱;直到 $\Delta x = e$ (图 3(c)),在切换点 A 处,接收机开始与 coil 2 耦合并逐渐增强;继续移动到图 3(d)时,Cx 线圈向接收机传递能量。上述过程为一个传输周期。在整个充电长度中,当 Rx 线圈扫描发射线圈段时,有 n 个周期,均为同样的分段策略。

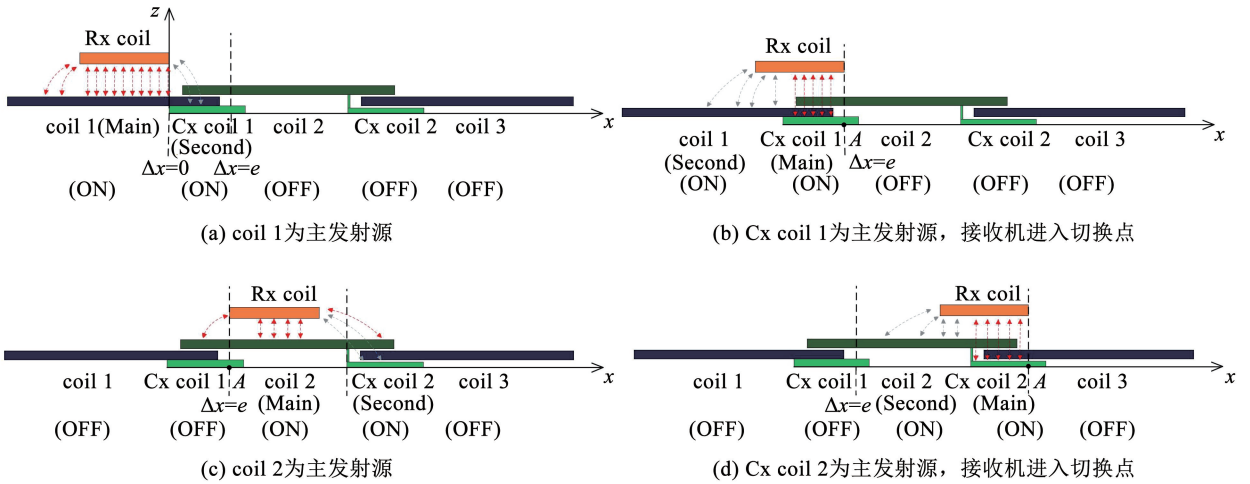


图 3 分段控制时序图

Fig. 3 Segmentation control timing diagram

以上分析可知,Cx 线圈的尺寸对一二次侧之间的耦合系数的波动有很大影响。在移动过程中,接收机与发射机之间的互感与耦合系数会随着接收机的位置变化而变化。然而,通过优化发射器结构,互感与耦合系数将会保持稳定,详见第 3 节。

2 电路理论与移相调压控制

2.1 电路建模与分析

本文所提出的 DWPT 系统的电路原理详见图 4。其中, U_{DC} 为输入的直流电压; I_{DC} 为逆变器输入电流; \dot{U}_{in} 为逆变器输出电压; i_{in} 为流经 Dtx 线圈

L_{Dn} ($n = 1, 2, 3, \dots$) 的电流; $\dot{I}_{L_{Cn}}$ ($n = 1, 2, 3, \dots$) 为流经 Cx 线圈 L_{Cn} ($n = 1, 2, 3, \dots$) 的电流; C_T 为解耦电容,可以抵消 Dtx 线圈 L_{Dn} 与 Cx 线圈 L_{Cn} 之间的互感 M_{DC} ; \dot{U}_o 为整流器输入电压; i_s 为流经 Rx 线圈 L_s 的电流; I_o 为整流器的输出电流; R_{Dn} ($n = 1, 2, 3, \dots$)、 R_{Cn} ($n = 1, 2, 3, \dots$)、 R_s 、 C_{Dn} ($n = 1, 2, 3, \dots$) 和 C_s 分别为一次侧和二次侧的寄生电阻和补偿电容; C_1 为逆变器直流侧的电容; R_{load} 为负载电阻; $Q1 \sim Q4$ 为高频逆变电路的 MOS 管; $D1 \sim D4$ 为整流二极管; S_n ($n = 1, 2, 3, \dots$) 为控制开关; M_{DS} 和 M_{CS} 分别为 L_{Dn} 与 L_s 、 L_{Cn} 与 L_s 之间的互感。

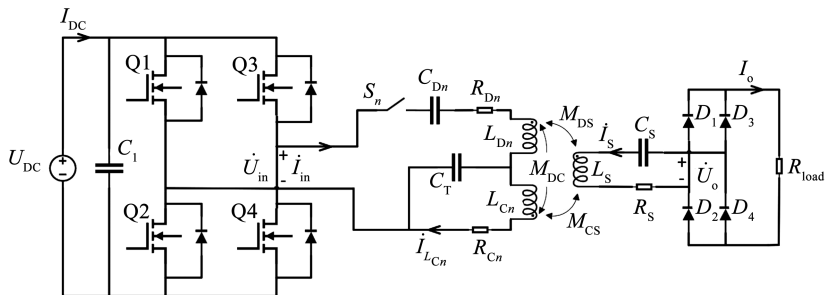


图 4 DWPT 系统电路原理

Fig. 4 DWPT system circuit principle

在不考虑接收端整流桥损耗的情况下,将负载电阻 R_{load} 与二次侧整流桥等效为电阻 R_L ^[13-14],其值大小满足:

$$R_L = \frac{8}{\pi^2} R_{load} \quad (2)$$

图 5 为 S-S 拓扑的等效电路模型。其中, ω 为电路自然谐振角频率。

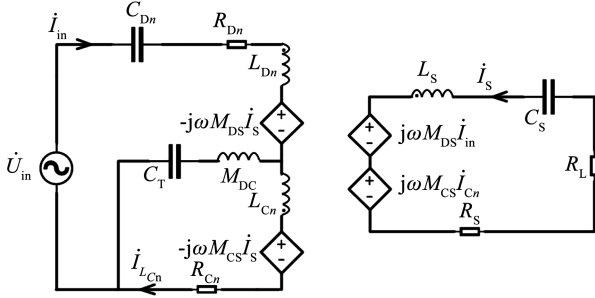


图 5 S-S 拓扑系统等效电路

Fig. 5 Equivalent circuit of S-S topology system

由图 5 可列 KVL 方程为

$$\begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & Z_{13} \\ Z_{21} & Z_{22} & Z_{23} \\ Z_{31} & Z_{32} & Z_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{in} \\ I_{L_{Cn}} \\ I_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{U}_{in} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3)$$

式(3)中每个阻抗变量的表达式为

$$\begin{cases} Z_{11} = R_{Dn} + j\omega L_{Dn} + \frac{1}{j\omega C_{Dn}} + j\omega M_{DC} + \frac{1}{j\omega C_T} \\ Z_{12} = -\left(j\omega M_{DC} + \frac{1}{j\omega C_T}\right) \\ Z_{13} = -j\omega M_{DS} \\ Z_{21} = -\left(j\omega M_{DC} + \frac{1}{j\omega C_T}\right) \\ Z_{22} = j\omega L_{Cn} + j\omega M_{DC} + \frac{1}{j\omega C_T} \\ Z_{23} = -j\omega M_{CS} \\ Z_{31} = j\omega M_{DS} \\ Z_{32} = j\omega M_{CS} \\ Z_{33} = -\left(R_L + R_S + j\omega L_S + \frac{1}{j\omega C_S}\right) \end{cases} \quad (4)$$

由文献[15]可知,解耦电容 C_T 需要满足:

$$j\omega M_{DC} + \frac{1}{j\omega C_T} = 0 \quad (5)$$

当系统处于谐振状态时,原边和副边有

$$\begin{cases} j\omega L_{Dn} + \frac{1}{j\omega C_{Dn}} = 0 \\ j\omega L_S + \frac{1}{j\omega C_S} = 0 \\ j\omega M_{DC} + \frac{1}{j\omega C_T} = 0 \end{cases} \quad (6)$$

将式(4)和式(6)代入式(3),可得

$$I_s = \frac{j\omega M_{DS} L_{Cn} \dot{U}_{in}}{(R_L + R_S) R_{Dn} L_{Cn} + \omega^2 M_{DS}^2 L_{Cn} - j\omega M_{CS}^2 R_{Dn}} \quad (7)$$

当 Rx 线圈与 Dtx 线圈耦合时, M_{CS} 的值很小,可以忽略。此时输出电流 I_s 与输出功率 P_{out1} 为

$$\begin{cases} I_s = \frac{j\omega M_{DS} \dot{U}_{in}}{(R_L + R_S) R_{Dn} + (\omega M_{DS})^2} \\ P_{out1} = |I_s|^2 R_L = \left| \frac{(j\omega M_{DS})^2 \dot{U}_{in}^2}{[(R_L + R_S) R_{Dn} + (\omega M_{DS})^2]^2} \right| R_L \end{cases} \quad (8)$$

当 Rx 线圈与 Cx 线圈耦合时, M_{DS} 的值很小,可以忽略。此时输出电流 I_s 与输出功率 P_{out2} 为

$$\begin{cases} I_s = \frac{j\omega M_{DS} L_{Cn} \dot{U}_{in}}{(R_L + R_S) R_{Dn} L_{Cn} - j\omega M_{CS}^2 R_{Dn}} \\ P_{out2} = |I_s|^2 R_L = \left| \frac{(j\omega M_{DS})^2 L_{Cn}^2 \dot{U}_{in}^2}{[(R_L + R_S) R_{Dn} L_{Cn} - j\omega M_{CS}^2 R_{Dn}]^2} \right| R_L \end{cases} \quad (9)$$

由式(8)和式(9)可知,忽略线圈的寄生电阻,即 $\lim_{R_{Dn} \rightarrow 0} R_{Dn}$ 和 $\lim_{R_S \rightarrow 0} R_S$,系统的输出功率 P_{out1} 随着互感 M_{DS} 的减小而增大,利用这种传输特性可以减小移动过程中功率的下降;系统的输出功率 P_{out2} 同样增大,因此可以很大程度地减小过渡区域中功率的急剧下降,从而实现 C_x 线圈的补偿作用。

2.2 移相调压控制

当接收端在发射线圈上移动时,磁耦合器之间的互感 M_s ($M_s = M_{DS} + M_{CS}$) 不是稳定值, M_s 会随着移动距离的变化而发生改变。图 6 为不同位置下 M_s 的变化曲线。其中椭圆区域为主耦合区,矩形区域为次耦合区。在次耦合区中, M_s 出现了激增和陡降。而在主耦合区内,互感值出现驼峰和驼谷,但总体的变化不大,易于调节。所以,为了使 DWPT 系

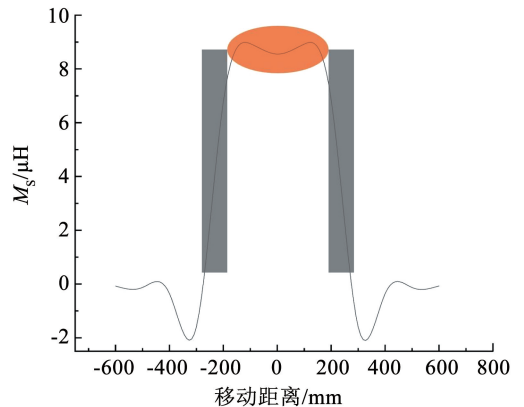


图 6 不同位置下 M_s 的变化曲线

Fig. 6 Variation curves of M_s at different positions

统能够实现稳定的输出功率, 本文采用移相调压的方法, 控制逆变器的输出电压。本小节只叙述主耦合区的控制, 次耦合区的调节见第3节。

在全桥逆变电路中, 通过改变 Q1 和 Q4 的导通时间, 使其形成一个导通相位差, 即移相角。通过控制移相角的大小改变原边输出电压占空比, 从而调节输出电压。移相角与输出电压的占空比成正比关系。图7为采用移相调压控制策略的逆变器工作波形。其中 \dot{U}_1 为交流输出电压 \dot{U}_m 的基波分量; D 为占空比, $D \in [0, 1]$, $D\pi$ 为全桥逆变器的移相角。

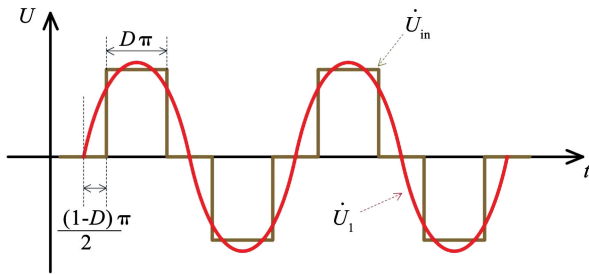


图7 采用移相调压控制逆变器输出波形

Fig. 7 Adopting phase-shift voltage control to regulate inverter output waveform

交流输出电压 \dot{U}_m 的基波有效值为

$$U_1^* = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_{DC} \sin \frac{D\pi}{2} \quad (10)$$

S-S 拓扑的跨导增益为

$$G_{iv} = \frac{\left| \frac{I_s}{U_1^*} \right|}{kL_s\omega_m^3}$$

$$\frac{1}{\sqrt{L_{Dn}L_s \{ R_L^2\omega_m^2 (\omega_m^2 - 1)^2 + \omega^2 L_s^2 [2\omega_m^2 - 1 + (k^2 - 1)\omega_m^4]^2 \}}} \quad (11)$$

式中: I_s 为二次侧电流 I_s 的有效值; k 为耦合系数; ω_m 为归一化角频率, $\omega_m = \omega_0/\omega$, 其中 ω_0 为逆变器的工作角频率。

DWPT 系统的跨导增益为

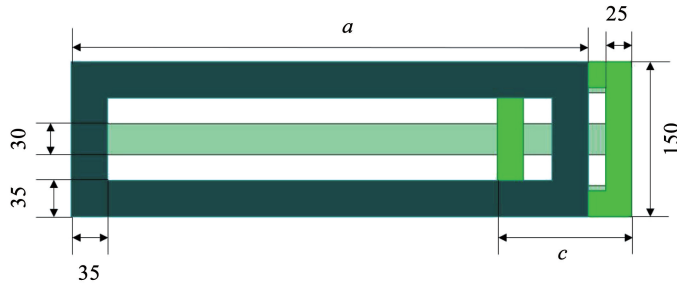
$$G_{iv-DWPT} = \frac{\left| \frac{I_o}{U_{DC}} \right|}{\pi U_1^* / \left(2\sqrt{2} \sin \frac{D\pi}{2} \right)} = \frac{8}{\pi^2} G_{iv} \sin \frac{D\pi}{2} \quad (12)$$

由式(11)、(12)可知, 通过调节逆变电路的占空比, 可适当调节 DWPT 系统的跨导增益 $G_{iv-DWPT}$ 。所以, 当直流电压 U_{DC} 恒定时, 通过移相控制策略调节输出电压, 输出功率可稳定在一定的偏差范围内。

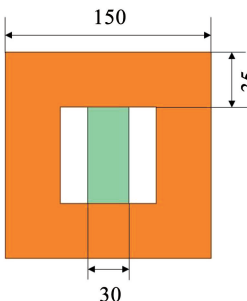
3 磁耦合器结构仿真与切换点 A 设计

3.1 参数设计与优化

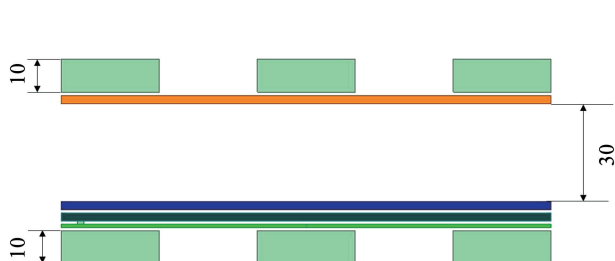
由图6可知, 次耦合区的 M_s 在短距离下的变化很大, 因此 M_s 是在此区域中影响输出功率稳定的重要变量。为了实现次耦合区域输出功率的稳定, 在动态过程中需要保证一个恒定的 M_s 。Rx 线圈设置为单极性方形线圈, 本文重点对发射机进行设计。磁耦合器具体结构及参数值见图8。其中, a 为 Dtx 线圈的长度, c 为 Cx 线圈的长度。



(a) 发射段



(b) 接收线圈



(c) 磁耦合器侧视图

单位: mm

图8 磁耦合器结构与参数值

Fig. 8 Magnetic coupler structure and parameter values

图 9 为改进前的发射结构,其参数与图 8 磁耦合器结构参数相同。接收结构均为方形线圈。

每个单独的发射线圈设计都需要考虑有效耦合面积。Dtx 线圈和 Cx 线圈串联组成一个发射段,见图 8(a)。Dtx 线圈和 Cx 线圈通入相同的电流方向串联起来,以方便调节发射和接收之间的等效 M_{S} 。Dtx 线圈的设计是为了减少 M_{S} 沿短边的变化,而



图 9 改进前发射结构

Fig. 9 Improved transmitter structure prior to modification

根据聂伊曼公式, a_0 侧和 r_0 侧线圈之间的互感为

$$M_{\text{DaR}(o)} = \frac{\mu_0}{4\pi} \oint_{l_{\text{D}'\text{R}}} \frac{d\vec{l}_{\text{D}} \cdot d\vec{l}_{\text{R}}}{|\vec{r}_{\text{D}} - \vec{r}_{\text{R}}|} = \frac{\mu_0}{4\pi} \times \int_{-\frac{a_0}{2}}^{\frac{a_0}{2}} \int_0^{2\pi} \frac{r_0 \cos \theta dx d\theta}{\sqrt{(r_0 \cos \theta - x)^2 + \left(r_0 \sin \theta + w + \frac{a_0}{2}\right)^2 + h^2}} \quad (13)$$

式中: w 为接收侧沿运动方向的水平位移, θ 为所求空间某点与电流流向之间的夹角, l_{D} 与 l_{R} 分别为 Dtx 线圈与 Rx 线圈的积分路径, r_{D} 与 r_{R} 分别为对应平面的中心到 a_0 与 r_0 的距离。类似地,可以得到 b_0 、 b_0^* 、 a_0^* 与 r_0 侧和 b_j 、 b_j^* 、 a_j^* 与 r_j 侧线圈之间的互感,分别为 $M_{\text{DbR}(o)}$ 、 $M_{\text{Db}^*\text{R}(o)}$ 和 $M_{\text{Da}^*\text{R}(o)}$ 、 $M_{\text{DbR}(j)}$ 、 $M_{\text{Db}^*\text{R}(j)}$ 、 $M_{\text{Da}^*\text{R}(j)}$ 和 $M_{\text{DaR}(j)}$ 。所以,Dtx 线圈最外侧与 Rx 线圈最外侧之间的互感表示为

$$M_{\text{DR}(o)} = (M_{\text{DaR}(o)} + M_{\text{Da}^*\text{R}(o)} + M_{\text{DbR}(o)} + M_{\text{Db}^*\text{R}(o)}) \quad (14)$$

同理,Dtx 线圈最内侧与 Rx 线圈最内侧之间的互感表示为

$$M_{\text{DR}(j)} = (M_{\text{DaR}(j)} + M_{\text{Da}^*\text{R}(j)} + M_{\text{DbR}(j)} + M_{\text{Db}^*\text{R}(j)}) \quad (15)$$

根据 Lyle 方法,当线圈的外径和内径确定后, M_{DS} 的大小仅与线圈的匝数有关^[16]。在 Rx 线圈参数确定后, M_{DS} 的表达式可简化为

$$M_{\text{DS}} = N_{\text{D}} N_{\text{R}} \left(\frac{M_{\text{DR}(o)} + M_{\text{DR}(j)}}{2} \right) \quad (16)$$

式中 N_{D} 和 N_{R} 分别为 Dtx 线圈和 Rx 线圈的匝数。由式(16)可知,在匝数确定情况下,当 $M_{\text{DR}(o)} + M_{\text{DR}(j)}$ 保持不变时,磁耦合器的互感是保持稳定的。由于 Dtx 线圈的尺寸不仅影响到相邻 Dtx 线圈交叠的长度,还影响到 Cx 线圈的大小,所以,首先需要找到并确定 Dtx 线圈的长度参数 a ,以使 M_{DS} 保持稳

Cx 线圈的设计是为了稳定相邻发射线圈过渡时的 M_{S} 的变化。设 a_0 和 b_0 分别为 Dtx 线圈最外侧的长和宽, a_j 和 b_j 分别为 Dtx 线圈最内侧的长和宽, r_0 和 r_j 分别为 Rx 线圈的最外侧边长和最内侧边长; a_0^* 和 b_0^* 为 a_0 和 b_0 的对边, a_j^* 和 b_j^* 为 a_j 和 b_j 的对边。为方便研究,本文将 Rx 线圈产生的互感等效为无数个半径递增的同心圆产生的。

定。图 10 展示了沿 x 轴方向匝数相同、长度不同的 Dtx 线圈与给定参数的 Rx 线圈之间的互感。

由图 10 可知,Dtx 线圈的长度 $a > 500$ mm 时,驼峰与驼谷之间的互感变化率很大; $a < 500$ mm 时,有效充电区域不能满足需求;而 $a = 500$ mm 时,互感的变化相对平稳。所以,为保证 DWPT 系统获得稳定的功率, $a = 500$ mm 为最佳选择。

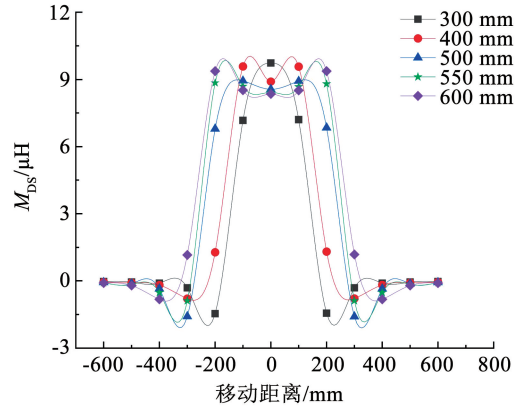


图 10 不同长度的发射机与接收机之间的互感

Fig. 10 Mutual inductance between transmitter and receiver of different lengths

Dtx 线圈的长度确定后,需要确定 Cx 线圈的两个重要参数,即前文提及的匝数与长度 c 的值。由于材料和应用的限制,Dtx 线圈和 Rx 线圈的匝数均设置为 10 匝,Cx 线圈的匝数为 4 匝。图 11 为 Cx 线圈位置示意。首先固定 Cx 线圈前端所在位置为 P_1 ,然后使其末端位置 P_2 在一定区间内改变,通过仿真寻找出最佳的末端位置点 P_2 。

图 12 为 Cx 线圈末端位于不同位置时耦合系数 k 的变化。由图 12 可知,当 Cx 线圈位于 150 mm 位置时,耦合系数的波动幅度过大;当 Cx 线圈位于 170 ~ 200 mm 之间时,磁耦合器的主耦合区偏小。Cx 线圈的末端点 P_2 位于 160 mm 位置时更为合适,故确定 Cx 线圈的长度 $c = 173.8$ mm。

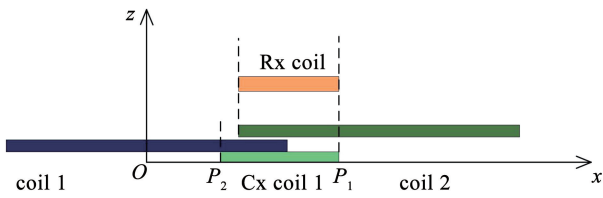


图 11 Cx 线圈位置示意

Fig. 11 Schematic of Cx coil position

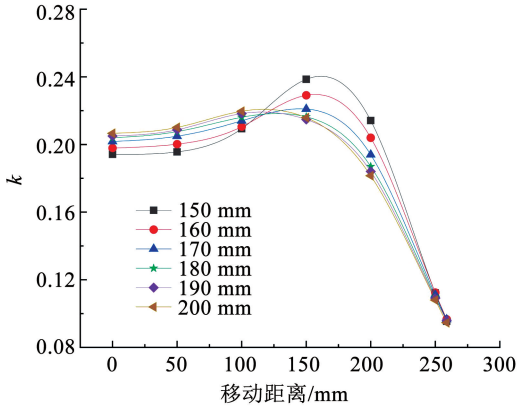


图 12 Cx 线圈末端位于不同位置时耦合系数 k 的变化

Fig. 12 Variation of coupling coefficients k with different positions of the end of Cx coil

3.2 切换点 A 设计

在 1.3 小节中已经叙述了分段控制策略中最为关键的问题。为保证切换前后输出功率稳定,因此, A 点切换前后的输出电压 \dot{U}_L 需保持不变。在完全补偿后,输出电压 \dot{U}_L 为

$$\dot{U}_L = j\omega M_{DS} \dot{I}_{in} + j\omega M_{CS} \dot{I}_{L_{Cn}} = j\omega k (\sqrt{L_{Dn} L_S} \dot{I}_{in} + \sqrt{L_{Cn} L_S} \dot{I}_{L_{Cn}}) \quad (17)$$

由式(17)可知,输出电压 \dot{U}_L 受到耦合系数 k 、原副边电感量 L_{Dn} 、 L_{Cn} 、 L_S 和原边谐振电流 \dot{I}_{in} 、 $\dot{I}_{L_{Cn}}$ 的影响。但是系统在切换后,原副边电感保持不变,原边谐振电流可通过移相调压控制实现恒流输出,所以只有耦合系数 k 会影响切换前后输出电压 \dot{U}_L 的稳定。

DWPT 系统在进行过程中,切换点 A 位置的分析见图 13。当 Rx 线圈行进至点 A 时,系统切换前后的耦合系数 k 均为 0.15,可使输出电压 \dot{U}_L 保持稳定,符合切换要求。

3.3 系统仿真

图 14 为磁耦合器的磁感应强度仿真。当接收机移动到图 14(a) 所在位置时,coil 1 与接收机之间耦合强度达到最大;当接收机移动到图 14(b) 所在位置时,与 coil 1 之间的耦合强度达到最小,但正对 Cx 线圈,所以磁耦合器仍然保持较大的耦合强度;

当接收机移动到图 14(c) 所在位置时,coil 2 与接收机之间耦合强度达到最大。由此可知,由于 Cx 线圈的存在,可使系统的耦合系数稳定在一定的偏差范围内,避免突变。

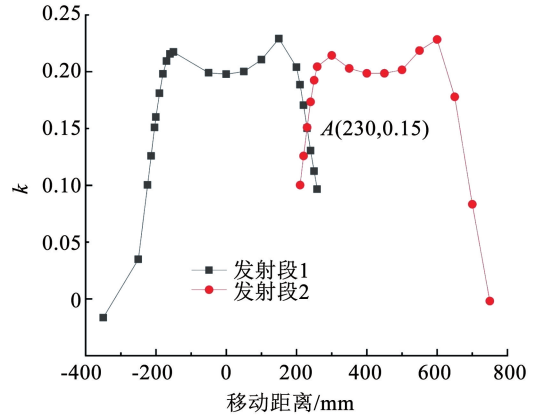
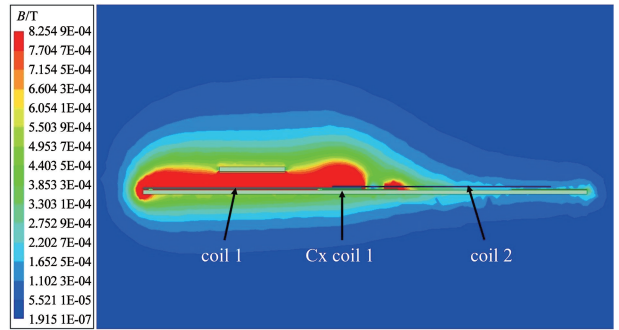
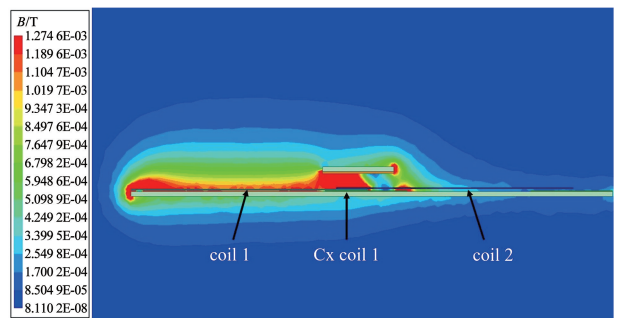


图 13 切换点 A 位置分析

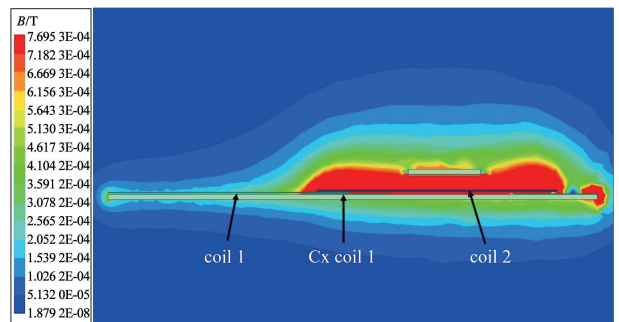
Fig. 13 Analysis of switching point A position



(a) 接收机正对 coil 1



(b) 接收机正对 Cx coil 1



(c) 接收机正对 coil 2

图 14 不同位置下的磁感应强度分布

Fig. 14 Magnetic field intensity distribution at different positions

图 15 为改进前后耦合系数的对比结果。改进前的磁耦合结构没有 C_x 线圈, 仅为两个矩形线圈在相邻位置摆放, 在切换过程中的耦合系数出现了骤降和陡增, 波动幅度约为 60%。与改进前的相比, 改进后的磁耦合结构的耦合系数波动明显减小, 波动幅度在 20% 以内, 能较好地满足 DWPT 系统的应用要求。

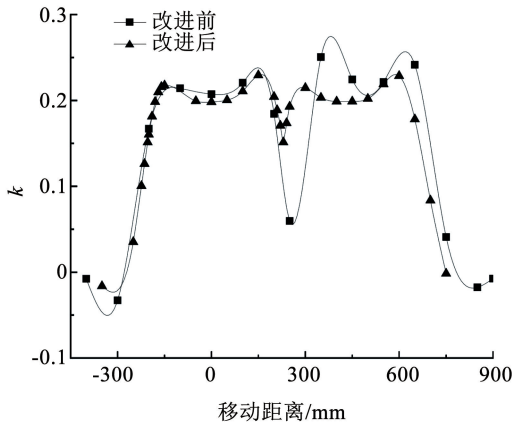


图 15 改进前后耦合系数对比

Fig. 15 Comparison of coupling coefficients before and after improvement

中, 高频逆变电路为原边线圈提供 85 kHz 的高频交流电流, 接收线圈下的支撑移动平台为接收磁耦合结构提供支撑移动作用。

本文中使用的线圈均为 Litz 线手工缠绕。发射线圈依次摆放在平台上, R_x 线圈并联在负载上。实验装置中, D_{tx} 线圈为 50 cm × 15 cm 的矩形线圈, C_x 线圈的尺寸为 17 cm × 15 cm, R_x 线圈的尺寸为 15 cm × 15 cm。发射线圈交叠放置, 交叠长度为 6 cm, 磁耦合结构之间的间隙为 3 cm。具体实验参数见表 1。

表 1 线圈拓扑结构参数与数值

Tab. 1 Coil topology parameters and values

直流电压 U_{DC}/V	原边线圈自感 $L_{D1}/\mu H$	C_x 线圈自感 $L_{C1}/\mu H$
30.00	96.48	7.67
副边线圈自感 $L_S/\mu H$	原边补偿电容 C_{D1}/nF	解耦电容 C_T/nF
23.91	36.40	750.00
副边补偿电容 C_S/nF	负载电阻 R_L/Ω	系统工作频率 f/kHz
135.10	12.00	85.00

4 实验验证

4.1 实验设置

为了验证本文所提出的新型发射线圈结构能够有效减小 DWPT 系统中存在的输出功率波动问题, 搭建了一个 150 W 的 DWPT 系统实验平台, 见图 16。

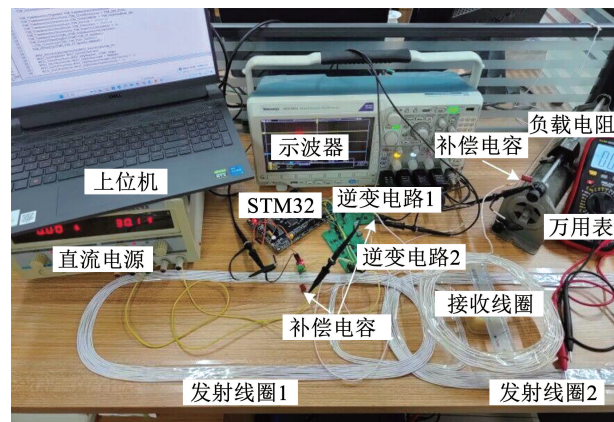


图 16 DWPT 系统实验平台

Fig. 16 Experimental platform of DWPT system

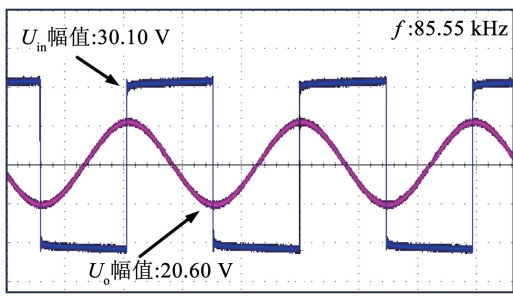
实验装置主要由直流电压源、高频逆变电路、补偿电路、电能传输机构和电能接收机构等组成。其

4.2 实验结果分析

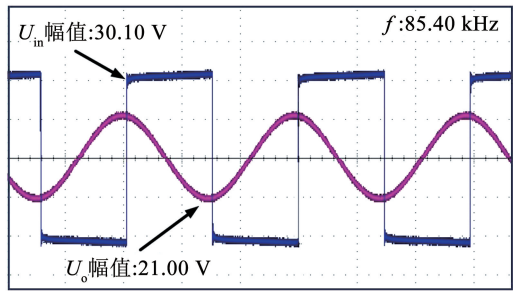
图 17 为 R_x 线圈在不同位置时, 系统输入电压和输出电压的波形。由图 17 可知, 系统在行进过程中, 输出电压的幅值波动较小; 在过渡区域中, 输出电压仍能保持在 20 V 以上。

图 18 为改进前后输出电压对比。由图 18 可知, 虽然改进前的磁耦合结构输出电压峰值大于改进后的, 但改进后的磁耦合结构输出的电压整体更为稳定。改进前的磁耦合结构输出电压的波动为 10.5%, 而改进后的输出电压的波动为 2.9%, 波动变化率同比减小了 7.6%。

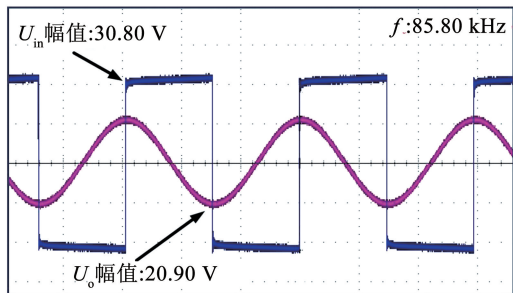
图 19 为改进前后输出功率与效率的对比曲线。由图 19(a) 可以看出, 在最低点处, 改进后的磁耦合结构输出功率比改进前的磁耦合结构输出功率提高了 33.8%, 并且改进后的磁耦合结构输出功率的波动为 3.9%, 整体更为稳定。由图 19(b) 可以看出, 改进前的发射结构在过渡区域内传输效率波动较大, 而改进后的发射结构使整体的传输效率保持在 88% 左右。



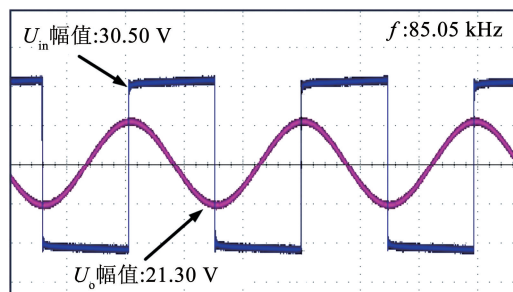
(a) -180 mm



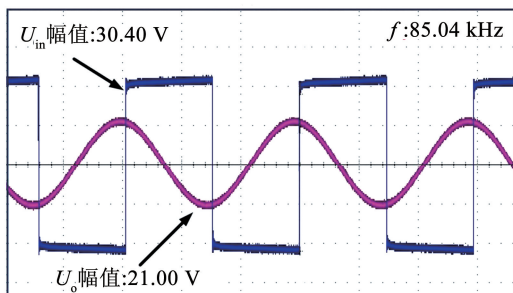
(b) -140 mm



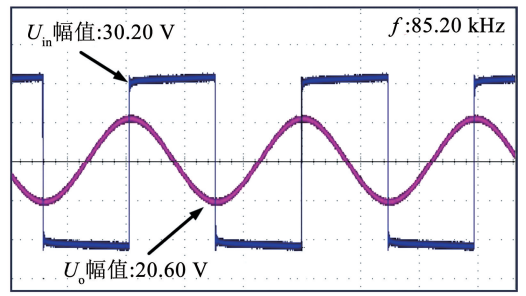
(c) 0 mm



(d) 100 mm



(e) 200 mm



(f) 350 mm

图 17 不同位置下的系统输入与输出电压波形变化

Fig. 17 Variation of system input and output voltage waveforms at different positions

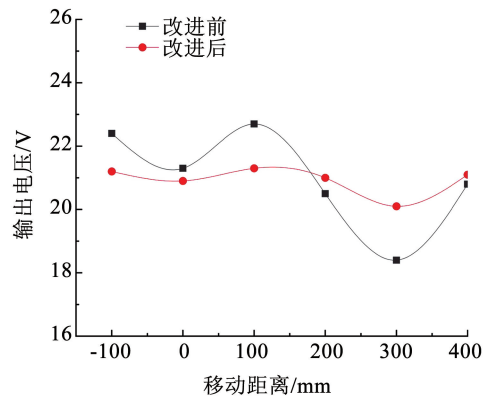
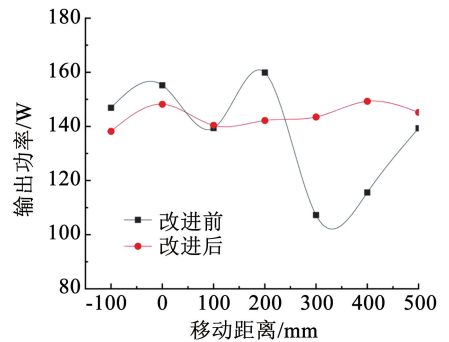
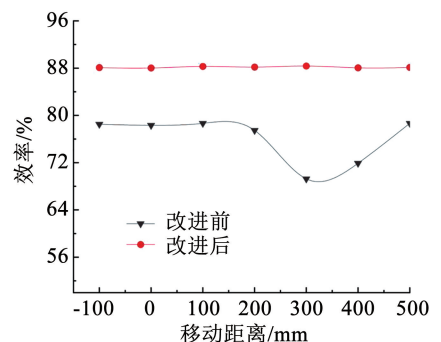


图 18 改进前后磁耦合结构的输出电压比较

Fig. 18 Comparison of output voltage between magnetic coupling structure before and after improvement



(a) 改进前后输出功率对比



(b) 改进前后效率对比

图 19 改进前后输出功率与效率的比较

Fig. 19 Comparison of output power and efficiency before and after improvement

5 结 论

本文提出了一种新型磁耦合结构,能有效减小动态无线电能传输系统存在的输出功率波动问题。 D_{tx} 线圈与 C_x 线圈串联组成一个发射段,优化 D_{tx} 线圈与 C_x 线圈的尺寸,以保持磁耦合结构的耦合系数相对稳定。通过电路分析、仿真优化与实验验证,得出结论如下:

1) 通过理论分析,论证了新型发射结构的可行性。 D_{tx} 线圈与 C_x 线圈之间可实现解耦;利用 C_x 线圈,可有效减小过渡区域中的功率波动。

2) 利用 Ansys Maxwell 有限元分析软件对结构优化设计,并确定最佳切换点 A 。接收机在 A 点切换前后,磁耦合结构的耦合系数仍保持在 0.15。

3) 构建了一个 150 W 的实验平台以验证结构的可行性。实验结果表明,新型磁耦合结构输出功率的波动为 3.9%,比改进前的磁耦合结构降低了 15.8%,输出功率提高了 33.8%,传输效率稳定在 88% 左右。

参 考 文 献

- [1] 孙敏,戴欣,李艳玲,等. 双向无线电能传输技术的研究现状[J/OL]. 中国电机工程学报. (2023-09-14) [2024-04-19]. <https://link.cnki.net/urlid/11.2107.TM.20230913.2140.003>
SUN Min, DAI Xin, LI Yanling, et al. Research status of bidirectional wireless power transfer technology[J/OL]. Proceedings of the CSEE. (2023-09-14) [2024-04-19]. <https://link.cnki.net/urlid/11.2107.TM.20230913.2140.003>
- [2] XIANG Lijuan, SUN Yue, TANG Chunsen, et al. Design of crossed DD coil for dynamic wireless charging of electric vehicles[C]//2017 IEEE PELS Workshop on Emerging Technologies: Wireless Power Transfer (WoW). Chongqing: IEEE, 2017: 353. DOI:10.1109/WoW.2017.7959422
- [3] 李阳,朱春波,宋凯,等. 无线电能传输系统驱动源负载网络分析[J]. 哈尔滨工业大学学报, 2014, 46(5): 18
LI Yang, ZHU Chunbo, SONG Kai, et al. Analysis of load network on wireless energy transfer[J]. Journal of Harbin Institute of Technology, 2014, 46(5): 18
- [4] LU Fei, ZHANG Hua, HOFMANN H, et al. A dynamic charging system with reduced output power pulsation for electric vehicles[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(10): 6580. DOI:10.1109/TIE.2016.2563380
- [5] 宋凯,朱春波,李阳,等. 用于电动汽车动态供电的多初级绕组并联无线电能传输技术[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(17): 4445
SONG Kai, ZHU Chunbo, LI Yang, et al. Wireless power transfer technology for electric vehicle dynamic charging using multi-parallel primary coils[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(17): 4445. DOI:10.13334/j.0258-8013.pcsee.2015.17.020
- [6] ZHANG Zhen, CHAU K T. Homogeneous wireless power transfer for move-and-charge[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(11): 6213. DOI:10.1109/TPEL.2015.2414453
- [7] LÜ Xingchu, DAI Xin, JIANG Cheng, et al. A cross double-D coil for electric vehicles dynamic wireless transfer system to reduce output power pulsation [C]//8th International Conference on Power Electronics Systems and Applications (PESA). Hong Kong: IEEE, 2020. DOI:10.1109/PESA50370.2020.9344038
- [8] LI Yong, HU Jiefeng, LIN Tianren, et al. A new coil structure and its optimization design with constant output voltage and constant output current for electric vehicle dynamic wireless charging[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2019, 15(9): 5244. DOI:10.1109/TII.2019.2896358
- [9] LI Xiaofei, HU Jiefeng, WANG Heshou, et al. A new coupling structure and position detection method for segmented control dynamic wireless power transfer systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(7): 6741. DOI:10.1109/TPEL.2019.2963438
- [10] CAI Changsong, SAEEDIFARD M, WANG Junhua, et al. A cost-effective segmented dynamic wireless charging system with stable efficiency and output power[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(7): 8682. DOI:10.1109/TPEL.2022.3143128
- [11] ZAHEER A, KACPRZAK D, COVIC G A. A bipolar receiver pad in a lumped IPT system for electric vehicle charging applications [C]//4th Annual IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE 2012. Raleigh: IEEE, 2012: 283. DOI:10.1109/ECCE.2012.6342811
- [12] 闻枫,荆凡胜,李强,等. 基于曲面柔性线圈的无线充电系统曲率角分裂抑制与性能优化[J]. 电工技术学报, 2020, 35(增刊2): 346
WEN Feng, JING Fansheng, LI Qiang, et al. Curvature angle split suppression and performance optimization of wireless charging system based on curved flexible coil[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(Sup. 2): 346. DOI:10.19595/j.cnki.1000-6753.tces.191541
- [13] LI Yong, HU Jiefeng, CHEN Feibin, et al. A new variable coil structure based IPT system with load independent constant output current or voltage for charging electric bicycles[J]. IEEE Transactions Power Electron, 2018, 33(10): 8226. DOI:10.1109/TPEL.2018.2812716
- [14] LIU Suqi, TAN Jianping. Using uniform magnetic field to obtain the constant output power and transfer efficiency for MCR-WPT[J]. Circuit World, 2020, 46(1): 42. DOI:10.1108/CW-07-2019-0079
- [15] 荆锐,张耀,刘顺攀,等. AGV 动态无线供电系统无通信自动分段切换技术研究[J/OL]. 电工技术学报. (2024-04-17) [2024-04-19]. <https://doi.org/10.19595/j.cnki.1000-6753.tces.231097>
JING Rui, ZHANG Yao, LIU Shunpan, et al. Research on automatic segment switching without communication in AGV dynamic wireless power transfer system[J/OL]. Transactions of China Electrotechnical Society. (2024-04-17) [2024-04-19]. <https://doi.org/10.19595/j.cnki.1000-6753.tces.231097>
- [16] HARRISON R R. Designing efficient inductive power links for implantable devices[C]//2007 IEEE International Symposium on Circuits and Systems(ISCAS). New Orleans: IEEE, 2007: 2080. DOI:10.1109/ISCAS.2007.378508