

DOI: 10.19650/j.cnki.cjsi.J2614878

基于可变电容调控的抗偏移性输出无线电能传输系统*

刘焱晨¹, 寇志伟^{1,2,3}, 马蕴文¹, 崔啸鸣^{1,3}, 齐咏生^{1,2,3}

(1. 内蒙古工业大学电力学院 呼和浩特 010080; 2. 大规模储能技术教育部工程研究中心 呼和浩特 010080;
3. 机电控制自治区高等学校重点实验室 呼和浩特 010080)

摘 要:针对磁耦合式无线电能传输系统(MC-WPT)在耦合机构偏移时易出现的输出电流波动、传输效率下降及稳定性变差的问题,提出了一种基于可变电容(SCC)调控的X形-环周复合发射线圈与圆形接收线圈(XRPC-CR)组成的双边LCC型WPT系统抗偏移方法。首先,构建XRPC-CR双边LCC型WPT拓扑,分析其工作模式、谐振条件与传输特性,建立输出电流与系统关键参数之间的数学模型。其次,研究系统在不同偏移工况下的抗偏移特性,揭示基于SCC调节的抗偏移机理,设计了一种基于DSP的SCC双通道控制策略,通过改变调节系数实现了系统在偏移工况下的恒流输出。然后,在Mworks中搭建了系统仿真模型,仿真分析了接收线圈绕自身旋转、水平和竖直偏移、接收线圈绕发射线圈公转3种工况下的输出电流与传输效率。结果表明,所提方法能够在多种偏移条件下保持较好的输出稳定性,系统误差保持在2.5%以内,效率稳定在75.0%以上,表现出较强的抗偏移调节能力。最后,搭建实验平台对所提方法进行验证,实验结果表明了接收线圈在1/4线圈尺寸偏移范围内仍可实现电流稳定输出,误差低至2.5%,传输效率高达89.50%。仿真与实验结果具有较好一致性,验证了所提抗偏移方法在偏移容差与系统性能提升方面的有效性及工程应用价值。

关键词:无线电能传输;可变电容;双通道;抗偏移性;恒流

中图分类号: TH162 TM724 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 470.99

An output-regulated misalignment-tolerant wireless power transfer system based on switched-control capacitor

Liu Yanchen¹, Kou Zhiwei^{1,2,3}, Ma Yunwen¹, Cui Xiaoming^{1,3}, Qi Yongsheng^{1,2,3}

(1. College of Electric Power, Inner Mongolia University of Technology, Hohhot 010080, China; 2. Engineering Research Center of Large Energy Storage Technology, Hohhot 010080, China; 3. Key Laboratory of Mechanical and Electrical Control at Universities of Inner Mongolia Autonomous Region, Hohhot 010080, China)

Abstract: To address the output-current fluctuation, transfer-efficiency degradation, and stability deterioration caused by coupler misalignment in magnetically coupled wireless power transfer (MC-WPT) systems, this paper proposes a misalignment-tolerant method for a dual-sided LCC-compensated WPT system based on switch-controlled capacitor (SCC) regulation. This system employs an X-shaped ring-periphery composite transmitter coil and a circular receiver coil (XRPC-CR). First, the XRPC-CR-based dual-sided LCC topology is established, and its operating modes, resonant conditions, and transfer characteristics are analyzed. A mathematical model relating the output current to the key system parameters is then derived. Second, the misalignment characteristics of the system under different offset conditions are investigated, and the underlying SCC-enabled misalignment-tolerant mechanism is revealed. On this basis, a DSP-based dual-channel SCC control strategy is developed to achieve constant-current output under misaligned conditions by adjusting the tuning coefficients. Subsequently, an MWorks simulation model is built to evaluate the output current and transfer efficiency under three representative scenarios, namely receiver self-rotation, horizontal and vertical misalignment, and receiver revolution around the transmitter coil. The results show that the proposed method maintains favorable output stability under multiple misalignment conditions, with system error constrained within 2.5% and the transfer efficiency remaining above 75.0%, demonstrating strong misalignment-tolerant regulation capability. Finally, an experimental platform is established to validate the proposed method. Experimental results demonstrate that stable current output can still be achieved when the receiver-coil offset is within one-quarter of the coil dimension, with

收稿日期: 2026-01-21 Received Date: 2026-01-21

* 基金项目: 国家自然科学基金(62363029)、内蒙古自治区自然科学基金(2024LHMS06023)、首批英才兴蒙工程团队项目资助

the error as low as 2.5% and the transfer efficiency reaching up to 89.50%. The close agreement between simulation and experimental results verifies the effectiveness of the proposed method in improving both misalignment tolerance and overall system performance, thereby indicating its practical engineering value.

Keywords: wireless power transfer; switch-controlled capacitor; dual-channel; anti-offset capability; constant current

0 引言

近年来,无线电能传输(wireless power transfer, WPT)技术因其非接触、安全、便捷的优势,在电动汽车^[1-2]、植入式医疗器件^[3-4]及水下装备^[5-7]等领域展现出广阔应用前景。然而,实际运行过程中,发射与接收线圈的相对位置往往不可避免地发生偏移,包括横向、纵向间隙变化以及绕中心旋转角度失配等^[8-9]。这些偏移导致耦合系数与互感参数显著偏离额定值,从而引起输出功率、电流及效率的波动,削弱系统的稳定性和鲁棒性。如何在复杂偏移条件下实现恒定输出与高效率传输,已成为制约WPT技术工程化落地的关键难题。

在线圈设计方面,文献[10]通过反向绕制同轴线圈并结合竖直双接收线圈,抑制平移与旋转引起的互感波动^[11],方法简洁但对几何对称性依赖较高。文献[12]采用双层双D(double-D, DD)型耦合结构,利用正对互感与交叉互感的互补作用,实现了水平与旋转偏移下的高鲁棒性,但整体实现复杂。文献[13]采用阵列式发射线圈,通过磁场分布重构与耦合路径“多样化”维持较平坦的互感变化,提升抗偏移稳定性。但在间隙变化时效率下降仍难完全避免。文献[14]采用双蚊合成线圈,通过磁场塑形与优化算法实现平坦化互感,但旋转适应性不足^[15]。文献[16]通过双环发射线圈与铁氧体阵列平坦化互感,实现水平、对角与旋转的综合容忍性,但效率在大角度旋转下仍存在权衡。

在电路与补偿设计方面,文献[17]提出在发射端引入反 Γ 型补偿网络并在接收端设计阻抗逆变网络,使功率波动在宽耦合范围内被抑制在10%以下,效率保持较高,但需额外补偿元件,电路复杂度上升。文献[18]通过多通道叠层线圈与磁通可控电感,实现了恒流/恒压输出与零电压开关(zero-voltage switching, ZVS)控制,在大范围水平偏移下兼顾鲁棒性与功率可控性,但器件成本与复杂度增加。文献[19]通过被动阵列结合多目标优化与串联-串联(series-series, S-S)补偿,获得中距离的抗偏移能力,但旋转容忍性有限。文献[20]结合双发射器、分段螺线管接收器与相位差控制,实现旋转与轴向偏移下功率波动小于5%的性能,但制造复杂度较高。文献[21]针对水下应用,提出五极板耦合机构结合屏蔽设计,实现横向、纵向及旋转条件下几乎恒定的输出性能,但增加了结构体积与复杂度。

在电路控制方面,文献[22]提出“结构-电路-控制”协同方法,结合DD/双D四元结构(double-D quad coil, DDQ)线圈与电感-电容-电容(inductor-capacitor-capacitor, LCC)/S-LCC补偿并引入在线参数辨识与可变电感-电容调谐(variable inductor-capacitor, VLC)调谐,实现对水平/竖直/旋转的鲁棒性,但复杂度和损耗增加。文献[23]则在旋转场景中提出电场耦合结构,并通过参数优化引入抗偏移约束,实现水下稳定供能,但效率受限于电场耦合的固有限制。文献[24]利用“非线性谐振塑形”构建Duffing振子模型,使系统具备自补偿区间,有效减弱失配对阻抗与频率的敏感性,方法新颖但器件实现复杂。文献[25]将主线圈与补偿电感一体化设计,并结合双逆变相位差调控,结构紧凑且控制自由度高,但需要双路相位的协调控制。文献[26]采用可重构双频S-S拓扑,通过切换工作频率拓展功率平坦区,方法实现简单,但切换点仍存在效率扰动。文献[27]则提出印刷电路板(printed circuit board, PCB)线圈不等节距设计,通过遗传算法^[28]优化磁场分布,使偏移 ≤ 5 cm内功率与效率保持平坦,具备小型化优势但覆盖范围有限。

综上,本文从线圈设计与补偿控制两角度切入,设计由X形-环周复合发射线圈与圆形接收线圈(X-shaped ring-periphery composite transmitter coil and circular receiver coil, XRPC-CR)构成的WPT系统,并提出基于调节系数的可变电容(switched-control capacitor, SCC)控制方法。同时引入调节系数,针对不同工况下的互感变化情况提供不同的调节方案,提高线圈与补偿拓扑之间的适配能力,补偿因偏移产生的互感的变化,保证系统稳定输出。

1 基于可变电容的XRPC-CR线圈LCC-LCC型WPT系统分析

1.1 拓扑结构分析

WPT系统电路结构图如图1所示,系统采用3个LCC结构作为系统的发射侧,单个LCC作为系统的接收侧。

图1中 V_{dc_A} (V_{dc_B} , V_{dc_C})是直流输入电压,通过一次侧的全桥逆变器将其逆变为交流电压 V_{inA} (V_{inB} , V_{inC})(只考虑基波电压),工作频率为100 kHz。发射(TX)线圈的电感为 L_{PA} (L_{PB} , L_{PC}),流经TX线圈的电流为 I_{LPA} (I_{LPB} , I_{LPC}), L_s 为接收(RX)线圈的电感, I_s 为流经RX线圈的电流。 M_{AS} (M_{BS} , M_{CS})是TX线圈 L_{PA} (L_{PB} , L_{PC})与RX线

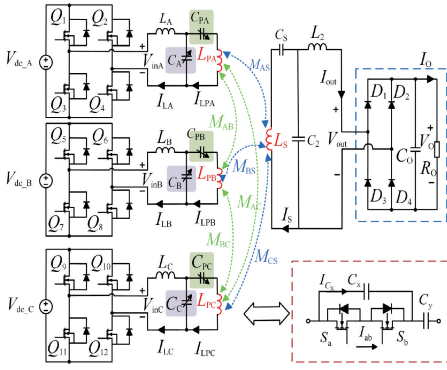


图1 WPT系统电路结构

Fig. 1 Electrical schematic of the WPT system

圈 L_s 之间的互感。 M_{AB} 、 M_{AC} 、 M_{BC} 分别为发射侧电感之间的互感。发射侧补偿(CX)线圈电感为 L_A (L_B , L_C), 其流过的电流为 I_{LA} (I_{LB} , I_{LC})。补偿电容为 C_A (C_B , C_C), TX 线圈谐振电容为 C_{PA} (C_{PB} , C_{PC}), C_s 为 RX 线圈的谐振电容。 C_2 为接收侧补偿电容, 为可变电容; L_2 为接收侧 CX 线圈电感。 V_{out} 为二次侧二极管桥式整流器的输入电压, C_0 为滤波电容, I_0 和 V_0 分别为直流充电电流和电压。SCC 结构图如图 1 中右下方虚线所示, 分别由两个 MOSFET 管 S_a 和 S_b 串联连接, 并与电容器 C_x 并联连接, 为了减少 S_a 和 S_b 的电压应力, 电容器 C_y 被用作分压器串联连接。

1) SCC 工作方式

SCC 工作示意图如图 2 所示。对于 C_{PA_eq} 而言, 流经它的电流为 I_{LPA} 。以 C_{PA_eq} 为例, 对于 S_a , 检测到 I_{LPA} 的上升沿过零 A 点时, S_a 在时间延迟 θ 后关断, 关断时间为 $2\pi - 2\theta$; 检测到 I_{LPA} 的下降沿过零 B 点, S_b 在时间延迟 θ 后关断, 同样关断时间为 $2\pi - 2\theta$ 。同一个周期内, S_a 和 S_b 相继导通, 当仅有 S_a 导通时, C_x 充电; 当仅有 S_b 导通时, C_x 开始放电; 同时导通时 C_x 被短路^[2]。因此, SCC 的等效电容可以通过开关的导通角控制。

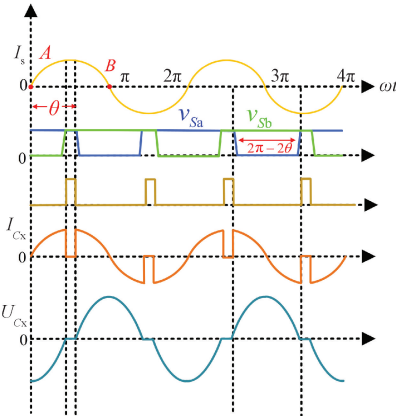


图2 SCC的工作波形示意图

Fig. 2 Representative operating waveforms of the SCC

SCC 由正弦电流 I_s 激发, 即:

$$I_s = I_m \sin(\omega t) \quad (1)$$

式中: I_m 是 I_s 的峰值; $\omega = 2\pi f$ 为逆变器的工作频率。

整体等效电容 C_{scc_eq} 可以表示为:

$$C_{scc_eq} = \frac{\pi C_x C_y}{\pi C_x + [2\pi - 2\theta - \sin(2\theta)] C_y} \quad (2)$$

由式(2)可知, C_x 和 C_y 的选取以及时间延迟 θ 都会影响 C_{scc_eq} 的取值范围。

2) XRPC-CR 结构与去耦方式

XRPC-CR 结构如图 3 所示。图 3 中 L_{PA} 、 L_{PB} 和 L_{PC} 分别代表一组发射线圈, 其中 L_{PB} 虽在图中呈两段, 但在背面统一闭合绕组, 属于同一发射线圈, L_{PC} 同样如此。同心圆为接收线圈 L_s ^[29]。后续图沿用该标识, 为清晰起见不再重复标注。

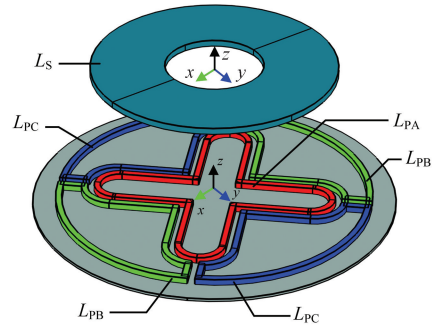


图3 线圈结构

Fig. 3 Schematic of the coil structure

本文采用的线圈参数如表 1 所示。

表1 线圈物理参数

Table 1 Physical parameters of the coils

参数	数值	参数	数值
原边线圈半径/cm	13	副边线圈外半径/cm	10
传输距离/cm	4	副边线圈内半径/cm	4
发射线圈 L_{PA} 匝数	20	接收线圈 L_s 匝数	21
发射线圈 L_{PB} 、 L_{PC} 匝数	18		

由图 3 可知, 3 组发射线圈在空间上 120° 等角度对称分布, 根据对称性, 它们在空间产生的磁动势分量满足:

$$\cos 0^\circ + \cos 120^\circ + \cos 240^\circ = 0 \quad (3)$$

因此, 任意外部圆盘线圈链接到这三相绕组的净磁通为 0。由互感的定义为:

$$M_{AB} = \frac{N_B \Phi_{BA}}{I_{LPA}} \quad (4)$$

式中: N_B 为 L_{PB} 线圈匝数; Φ_{BA} 为电流 I_{LPA} 产生并穿过线

圈 L_{PB} 时产生的净磁通。

其中,净磁通 Φ_{BA} 为 0,互感 M_{AB} 为 0。故可推断发射线圈 L_{PA} 、 L_{PB} 与 L_{PC} 之间的两两互感 M_{AB} 、 M_{AC} 和 M_{BC} 值在对称激励的条件下均近似抵消为 0,该环形磁耦合发射线圈结构能够生成自然的解耦磁场。自然解耦的 3 个发射线圈具有便于独立控制各线圈组的输入电流、系统的复杂度比较低、发射线圈的互相影响比较小等优点。为了进一步验证其去耦特性,各组线圈的磁通密度及轴测图如图 4 所示。

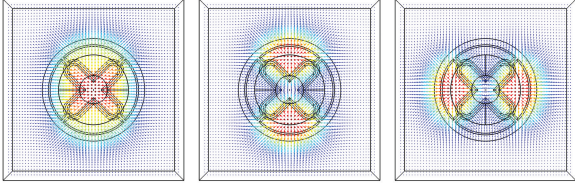


图 4 线圈 L_{PA} 、 L_{PB} 和 L_{PC} 轴向磁场图

Fig. 4 Axial magnetic field of coils L_{PA} 、 L_{PB} and L_{PC}

由图 4 可知,激励其中任意一组线圈时,磁场分布主要集中在对应相及其对称区域,其他两组线圈区域内的磁密分布极弱,磁力线亦未穿越非激励线圈区域。表明 3 组线圈之间实现了良好的磁通分离与空间正交布置,有效抑制了相互耦合,验证了该结构具备两两电磁解耦的能力。

1.2 传输特性分析

图 1 电路去耦的等效电路如图 5 所示。

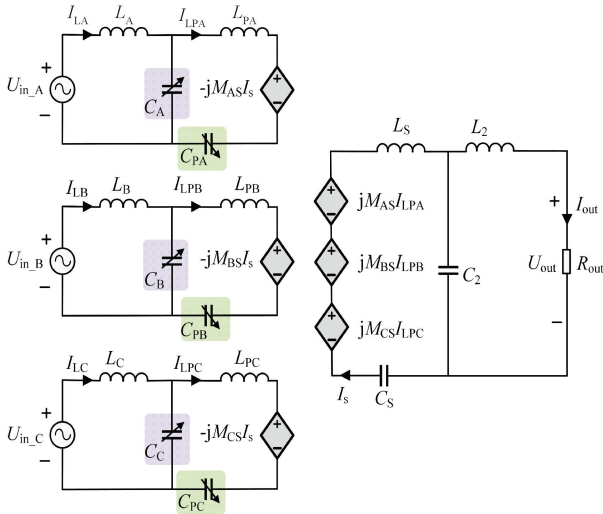


图 5 WPT 系统电路解耦图

Fig. 5 Decoupled circuit diagram of the WPT system

发射端各自的电感 L_K 与 L_{PK} (K 为 A、B 和 C) 以及接收侧的电感 L_S 与 L_2 在建模过程中均假定为理想电感元件,不考虑其寄生电阻。 $U_{in,K}$ 为:

$$U_{in,K} = V_{in,K} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_{dc,K} \quad (5)$$

式中: K 可为 A、B 和 C,分别表示不同发射线圈。

R_{out} 是等效负载电阻,为:

$$R_{out} = \frac{8R_o}{\pi^2} \quad (6)$$

整流器输入电流相量的均方根值与输出电流 I_o 之间的关系为:

$$I_{out} = \frac{\sqrt{2}\pi}{4} I_o \quad (7)$$

经过 KVL 方程运算,可以得到:

$$\begin{cases} \left(j\omega L_k + \frac{1}{j\omega C_k}\right) I_{Lk} - \frac{1}{j\omega C_k} I_{LPk} = U_{in,k} \\ -\frac{1}{j\omega C_k} I_{Lk} + \left(j\omega L_{Pk} + \frac{1}{j\omega C_{Pk}} + \frac{1}{j\omega C_k}\right) I_{LPk} - \\ j\omega M_{kS} I_s = 0 \\ -\sum_{K=A}^C j\omega M_{kS} I_{LPk} + \left(j\omega L_s + \frac{1}{j\omega C_s} + \frac{1}{j\omega C_2}\right) I_s - \\ \frac{1}{j\omega C_2} I_{out} = 0 \\ -\frac{1}{j\omega C_2} I_s + \left(j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} + R_{out}\right) I_{out} = 0 \end{cases} \quad (8)$$

式中: k 和 K 可为 A、B 和 C。

引入 SCC 之后,系统发射侧工作在失谐条件下,而接收侧完全谐振,有:

$$\begin{cases} j\omega L_k + \frac{1}{j\omega C_k} = jm_k \\ j\omega L_{Pk} + \frac{1}{j\omega C_{Pk}} + \frac{1}{j\omega C_k} = jn_k \\ j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} = 0 \\ j\omega L_s + \frac{1}{j\omega C_s} + \frac{1}{j\omega C_2} = 0 \end{cases} \quad (9)$$

式中: m_k 和 n_k 为调节系数,表示发射侧的谐振状态, m_k 和 n_k 为 0 时,表示发射侧回路完全谐振特,不为 0 时则为不完全谐振; $k=A, B, C$; $m_k \neq 0$; $n_k \neq 0$ 。

由式(8)和(9)可知,输出电流 I_{out} 为:

$$I_{out} = \frac{K_1 - \frac{1}{j\omega C_2}}{K_2} \quad (10)$$

有:

$$\begin{cases} K_1 = \sum_{k=A}^C \frac{m_k \omega^3 M_{kS}^2 C_2 R_{out}}{(\omega L_k - m_k)^2 - jm_k n_k} \\ K_2 = \sum_{k=A}^C \frac{\omega M_{kS} U_{in,k} (m_k - \omega L_k)}{(m_k - \omega L_k)^2 - jm_k n_k} \end{cases} \quad (11)$$

该系统的效率为:

$$\eta = \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{in}_A} + P_{\text{in}_B} + P_{\text{in}_C}} = \frac{U_{\text{out}} I_{\text{out}}}{U_{\text{in}_A} I_{\text{LA}} + U_{\text{in}_B} I_{\text{LB}} + U_{\text{in}_C} I_{\text{LC}}} \quad (12)$$

由式(10)和(11)可知,输出电流与负载无关且恒定,有以下两种情况:

1) $m_k = 0$

此时,系统发射侧被要求工作在完全谐振状态,与SCC的工作场景不符。

2) $f(m_k, n_k) \times R_{\text{out}} = c$

式中: c 为常数, $f(m_k, n_k)$ 为 $\sum_{k=A}^C \frac{m_k \omega^3 M_{kS}^2 C_2}{(\omega L_k - m_k)^2 - j m_k n_k}$ 。

此时,主动调节系数 m_k, n_k 被动跟随变化,满足整体适应负载的变化,输出电流保持不变。设输出参考电流 $|I_{\text{ref}}|$ 为:

$$|I_{\text{ref}}| = \left| \sum_{k=A}^C \frac{m_k \omega^2 M_{kS} C_2 R_{\text{out}}}{U_{\text{in}_k} (m_k - \omega L_k)} \right| \sqrt{(1 + \omega^2 C_2^2)} = 2A \quad (13)$$

本文定义恒流输出为输出电流 I_{out_cc} 在参考值的 $\pm 5\%$ 范围内保持不变,即电流在 $1.9 \sim 2.1 A$ 范围的波动均视为恒流输出,有:

$$\Delta I_{\text{out}_cc} = \left| \frac{I_{\text{out}_k} - I_{\text{ref}}}{I_{\text{ref}}} \right| \times 100\% \leq 5\% \quad (14)$$

式中, ΔI_{out_cc} 为输出电流的误差率; I_{out_k} 为第 k 种工况的输出电流。

2 抗偏移性分析

在工程应用中,接收线圈的位姿扰动会使互感偏离标称值,进而影响输出电流的稳定性。本文假定三发射线圈在同一平面,以 120° 均匀分布,互感仅由几何位姿决定且满足叠加与互易关系。为在空间合成定幅可转向的磁场,3个激励电流取^[28]:

$$\begin{cases} I_{\text{LPA}} = I_m \cos(2\pi f_0 t) \\ I_{\text{LPB}} = I_m \cos(2\pi f_1 t) \sin(2\pi f_0 t) \\ I_{\text{LPC}} = I_m \sin(2\pi f_1 t) \sin(2\pi f_0 t) \end{cases} \quad (15)$$

式中: I_m 为激励电流幅值; $f_0 = 100 \text{ kHz}$ 为交流电频率; $f_1 = 10 \text{ kHz}$ 为电流调制频率。

为评估位姿扰动对输出电流的影响,定义 ρ 为水平位移, z 为竖直间隙, ϕ 为绕阵列中心的方位角, β 为接收线圈倾角, γ 为接收线圈圆心与发射线圈圆心的夹角。

2.1 接收线圈绕自身旋转

线圈参数采用表1所示的参数,取中心对准且位置固定: $\rho=0, z=110 \text{ mm}, \phi=0, \gamma=0$ 。定义自旋角为 φ ,由

于发射线圈结构的对称性,故仅考虑绕 X 轴旋转的情况,此时 $\beta = \varphi_x$ 。旋转示意图如图6所示。

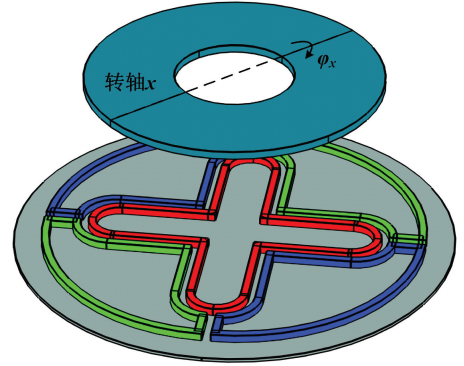


图6 接收线圈绕自身旋转示意图

Fig. 6 Schematic of the receiver coil rotating about its own axis

按照图6所示的旋转方式,仿真可以得到各互感变化曲线如图7所示。图7中 $M_{\text{BCS}} = M_{\text{BS}} + M_{\text{CS}}$ 。

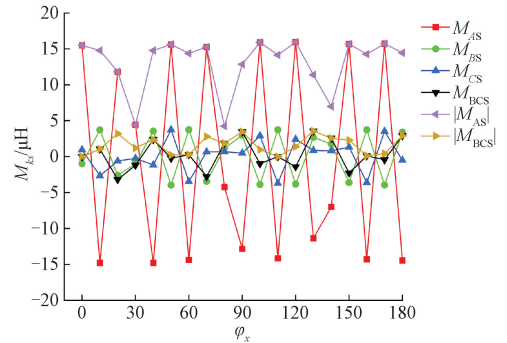


图7 接收线圈绕自身旋转互感变化曲线

Fig. 7 Mutual inductance variation under receiver-coil self-rotation

由图7可知, $|M_{\text{AS}}|$ 的最大值为 $15.91 \mu\text{H}$, 最小为 $4.24 \mu\text{H}$; $|M_{\text{BCS}}|$ 的最大值为 $3.46 \mu\text{H}$, 最小值为 $0.10 \mu\text{H}$ 。接收线圈绕自身旋转时,结合后文系统参数,此时输出电流 $|I_{\text{out}_1}|$ 为:

$$|I_{\text{out}_1}| = \left| 2.17 \times 10^5 \left[\frac{m_A M_{\text{AS}} R_{\text{out}}}{m_A - 24.19} + \frac{2m_B M_{\text{BCS}} R_{\text{out}}}{m_B - 18.1} \right] \right| \quad (16)$$

2.2 接收线圈水平和竖直偏移

为评估水平与竖直方向的抗偏移能力,本文将接收线圈特征尺寸的 $1/4$ 设定为主要控制区间。竖直每次偏移 0.5 cm , 水平每次偏移 0.25 cm 进行互感值的仿真。偏移示意图如图8所示。

按图8的偏移方式,当 $\phi = \beta = \gamma = 0, z = 40 \text{ mm}$ 时,不断改变 ρ 的情况下,互感变化图如图9所示。其中 M_{kS_x}

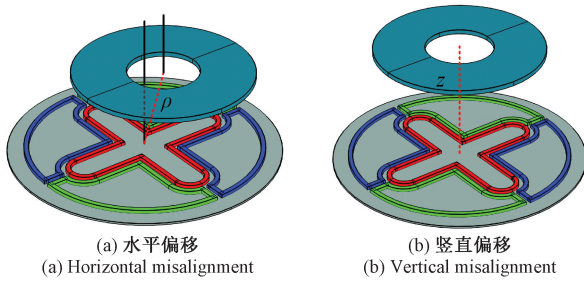


图8 线圈水平和竖直偏移结构

Fig. 8 Schematic of horizontal and vertical coil misalignment

和 M_{AS_y} 分别表示线圈发生 x 和 y 方向偏移时,线圈 L_{pk} 与 L_s 的互感。

由图9可知,水平 x 轴偏移时和 y 轴偏移时,发射线圈 L_{PB} 和 L_{PC} 与接收线圈的互感之和 $|M_{BCS_x}|$ 和 $|M_{BCS_y}|$ 几乎相等,故本文仅讨论 x 轴方向水平偏移。该情况下, $|M_{AS}|$ 的最大值为 $23.65 \mu\text{H}$,最小值为 $4.13 \mu\text{H}$ 。 $|M_{BCS}|$ 的最大值为 $11.91 \mu\text{H}$,最小值为 $0.16 \mu\text{H}$ 。

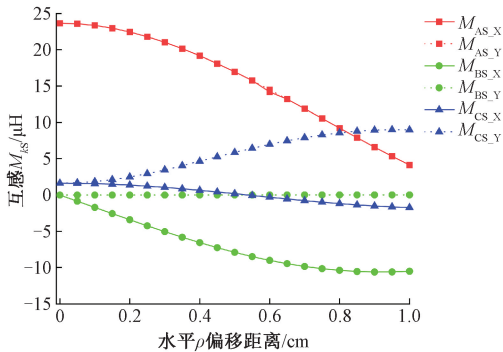


图9 线圈水平偏移互感变化曲线

Fig. 9 Mutual inductance variation under horizontal coil offset

当 $\rho = \phi = \beta = \gamma = 0$ 时,不断改变 z 的情况下,互感变化如图10所示。

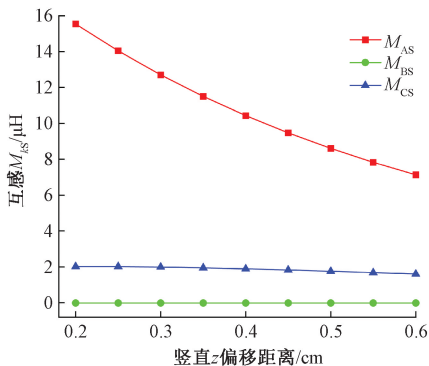


图10 线圈竖直偏移互感变化曲线

Fig. 10 Mutual inductance variation under vertical coil offset

由图10图可知, $|M_{AS}|$ 的最大值为 $15.54 \mu\text{H}$,最小值为 $7.13 \mu\text{H}$ 。发射线圈 L_{PB} 和 L_{PC} 与接收线圈的互感之和 $|M_{BCS}|$ 随着 z 轴的偏移变化很小,可取其为 $1.95 \mu\text{H}$ 。

综合所有情况,考虑水平和竖直偏移下 ρ 与 z 的变化, $|M_{AS}|$ 最大值为 $23.6 \mu\text{H}$,最小值为 $4.13 \mu\text{H}$, $|M_{BCS}|$ 最大值为 $11.91 \mu\text{H}$,最小值为 $0.16 \mu\text{H}$,该偏移情况下输出电流为 I_{out_1} 。

2.3 接收线圈绕发射线圈公转

在轴向间隙 $z = 65 \text{ mm}$ 下,固定接收线圈倾角以及其与发射线圈圆心的夹角 $\beta = \gamma = 45^\circ$,旋转过程中接收线圈始终面朝发射线圈。绕阵列中心的方位角 ϕ 不断变化,移动示意图如图11所示。

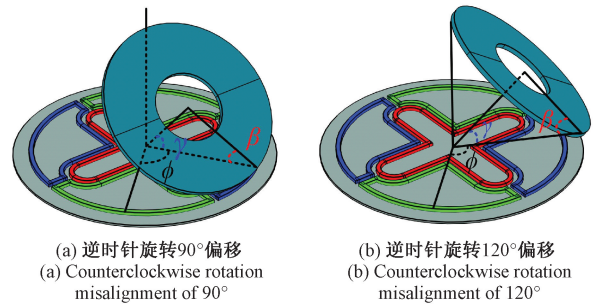


图11 接收线圈绕发射线圈公转示意图

Fig. 11 Schematic of the receiver coil revolving around the transmitter coil

按图11的旋转方式,不断改变 ϕ 的大小使其绕线圈旋转一周。可以得到接收线圈与发射线圈之间的互感如图12所示。

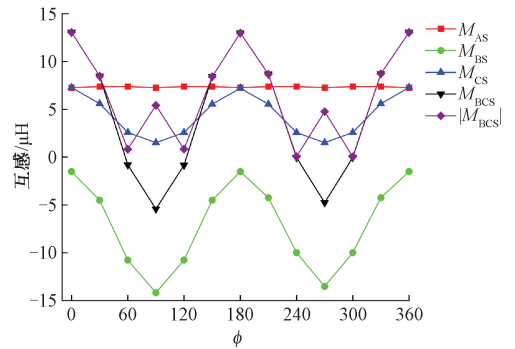


图12 接收线圈绕发射线圈公转互感变化曲线

Fig. 12 Mutual inductance variation during receiver-coil revolution around the transmitter

由图12可知,随着接收线圈公转, L_{PA} 线圈与接收线圈的互感 M_{AS} 稳定在 $7.35 \mu\text{H}$ 左右。 $|M_{BCS}|$ 互感最大为 $13.05 \mu\text{H}$,最小为 $0.05 \mu\text{H}$ 。而由式(13)可知,此时输出电流 $|I_{out_3}|$ 为:

$$\left| I_{\text{out}_3} \right| = \left| 2.17 \times 10^5 \left[\frac{m_A 7.35 \times 10^{-6} R_{\text{out}}}{m_A - 24.19} + \frac{2m_B M_{\text{BCS}} R_{\text{out}}}{m_B - 18.1} \right] \right| \quad (17)$$

3 控制方法设计

为在互感 M_{AS} 、 M_{BCS} 与负载 R_{out} 同时变化时实现恒定电流,本文不估计 M_{AS} 、 M_{BCS} 与 R_{out} ,而将调制量 m_A 、 m_B 通过单调变换线性化,在仅用电流误差的前提下闭环调节两个等效控制量,使输出电流在全偏移范围内收敛到 I_{ref} 。

由式(2)可知,SCC 的 C_{k_x} 和 C_{k_y} 的选取影响 m_A 和 m_B 的上下界, k 可为 A、B 和 C,分别表示不同发射线圈支路中可变电容内部的并联电容。故先对其进行选择,确定主要参数,满足输出电流的要求。在此基础上,将目标输出电流 I_{out} 代入模型进行求解判定。若存在可行性解则完成选取并且进入调节阶段。随后,采样输出电流 I_{out} ,更新两通道并且得到最新的 x_A^* 和 x_B^* 。结合式(18)和(20),求得更新后的电流。该过程以双通道为核心,实现恒流控制。

由式(16)可知,在接收线圈绕自身旋转以及水平和竖直偏移情况下,输出电流线性形式为:

$$I_{\text{out}_1} = PR_{\text{out}}(M_{\text{AS}}x_A + 2M_{\text{BS}}x_B) \quad (18)$$

式中: $P=2.17 \times 10^5$; x_k 为含 m_k 的一次方程。

令 $e = I_{\text{ref}} - I_{\text{out}_1}$ 。采用公共通道 u + 平衡通道 v 两自由度控制:

$$\begin{cases} u_{k+1} = u_k + K_{u,p}e_k + K_{u,i}T_s e_k \\ v_{k+1} = v_k + K_{v,T_s}[\varepsilon_A(x_A) - \varepsilon_B(x_B)] \end{cases} \quad (19)$$

式中: u_k 和 v_k 为第 k 次采集的公共控制量和平衡控制量; e_k 为第 k 次采集的电流误差; $K_{u,p}$ 为公共通道比例系数; $K_{u,i}$ 为公共通道积分系数, T_s 为控制周期,为 0.1 ms; K_v 为平衡通道增益; ε_A 为安全裕度指标,衡量 m_A 和 m_B 距离边界的程度。

由式(19)得到的 u_{k+1} 和 v_{k+1} 合成该周期的目标 x_A^* 和 x_B^* ,并在各自允许的区间内饱和,即:

$$\begin{cases} x_A^* = \text{sat}(u_k + \lambda v_k; x_A^-, x_A^+) \\ x_B^* = \text{sat}(u_k - v_k; x_B^-, x_B^+) \end{cases} \quad (20)$$

式中: $\text{sat}(d; l, g) = \min\{\max(d, l), g\}$; λ 为分配权重; x_A^- 和 x_A^+ 为 x_A 的下界和上界,由 m_A 上下界决定。

最后将式(20)计算出最新的 x_A^* 和 x_B^* 代入式(18)反向求解得满足条件的 m_A 和 m_B 。该方法计算量小、对参数不确定性鲁棒,并可直接映射到 SCC 实现。

4 仿真分析

采用 Mworks 建立系统模型,用不同范围的互感变化来模拟不同工况,采用的配置参数如表 2 所示。为验证

所提出的抗偏移方法在 3 类工况下的抗偏移程度,全部仿真在额定工作频率及既定补偿参数下进行,并与 $\pm 5\%$ 目标带进行对照评估。

表 2 补偿网络与线圈参数配置

Table 2 Compensation Network and Coil Parameter

Configuration			
参数	数值	参数	数值
U_{in_K}/V	25	f_0/kHz	100
$L_A/\mu\text{H}$	38.5	$L_B, L_C/\mu\text{H}$	28.8
C_{K_x}/nF	100	C_{PK_x}/nF	70
C_{K_y}/nF	200	C_{PK_y}/nF	15
$L_{PA}/\mu\text{H}$	48.1	$L_{PB}, L_{PC}/\mu\text{H}$	159.9
$L_s/\mu\text{H}$	168.2	C_s/nF	18.7
$L_2/\mu\text{H}$	32.4	C_2/nF	78.2

4.1 接收线圈绕自身旋转

在 $\phi=\gamma=0$ 与 $z=110$ mm 的条件下, $\beta=\varphi_x$ 在不同角度下对偏移进行了扫描,步长为 30° ,仿真结果如图 13 所示。

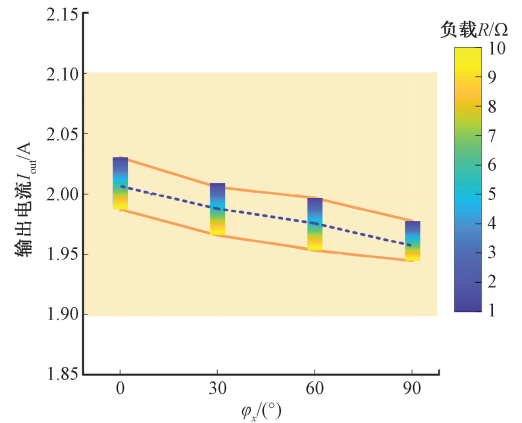


图 13 接收线圈绕自身旋转电流变化

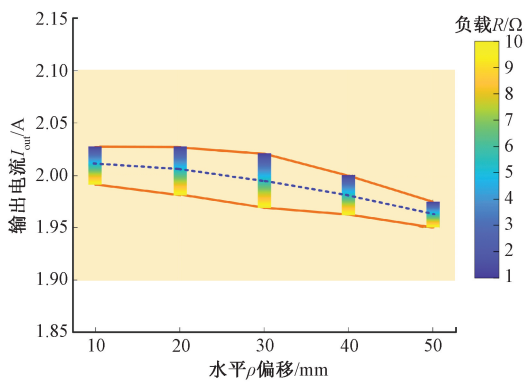
Fig. 13 Output current variation under receiver-coil self-rotation

由 13 可知,每一偏移点以“圆柱”展示不同负载下的 I_{out} 分布。因为结构的对称性,故仅考虑 φ_x 在 $0^\circ \sim 90^\circ$ 的变化。当 φ_x 从 0° 增至 90° 时,各负载下的 I_{out} 呈下降趋势,电流最大为 2.03 A,误差率为 1.5%;最小为 1.95 A,误差率为 2.5%。整体分布落入 ± 0.05 A 的容差带内。

4.2 接收线圈水平和竖直偏移

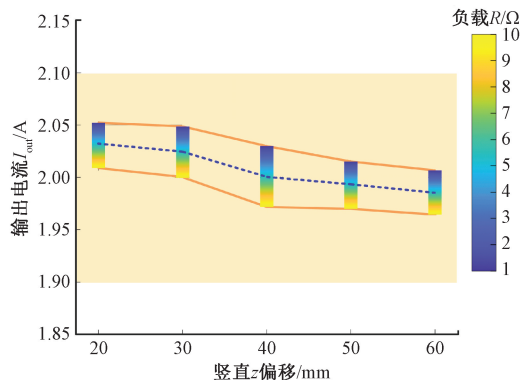
水平偏移 x 与 y 情况相同,只考虑 x 的偏移情况。 $\phi=\beta=\gamma=0, z=40$ mm 时,对水平偏移进行了扫描。仿真结果图如图 14 所示。

由 14 可知,当偏移从 10 mm 增至 50 mm 时, I_{out} 的中位值由 2.01 A 降低到 1.96 A。全负载范围内,电流最大

图 14 水平沿 x 轴偏移电流变化Fig. 14 Output current versus x -axis offset

为 2.025 A, 误差为 1.25%; 最小为 1.95 A, 误差为 2.5%。整体分布落入 ± 0.05 A 的容差带内。

在竖直偏移过程中, $\rho = \phi = \beta = \gamma = 0$, 改变接收线圈的高度 z 。竖直扫描中设 $\Delta z = 10$ mm, 对每个偏移点, 记录稳态输出电流 I_{out} , 以评估所提出方案在位置偏移下的抗偏移能力与误差上限。竖直沿 Z 轴偏移的仿真结果如图 15 所示。

图 15 竖直沿 z 轴偏移电流变化Fig. 15 Output current versus z -axis offset

由图 15 可知, 随着 z 由 20 mm 递增至 60 mm, 输出电流 I_{out} 的中位值由略高于参考值 $I_{ref} = 2.00$ A 逐步下降至 1.96 A。输出电流最大值为 2.05 A, 误差为 2.5%; 最小值为 1.96 A, 误差为 2%。

4.3 接收线圈绕发射线圈公转

在 $\beta = \gamma = 45^\circ$, $z = 65$ mm 情况下, 接收线圈始终面朝发射线圈。绕阵列中心的方位角 ϕ 不断变化, 电流变化图如图 16 所示。

因为其对称性, 故仅考虑 ϕ 在 $0^\circ \sim 180^\circ$ 范围内的变化。由图 16 可知, 当 ϕ 从 0° 增至 90° 时, 各负载下的 I_{out} 整体呈轻微下降趋势, 其中位值由 2.02 A 降低到 1.98 A; 当 ϕ 从 90° 增至 180° 时, 整体轻微上升, 其中位

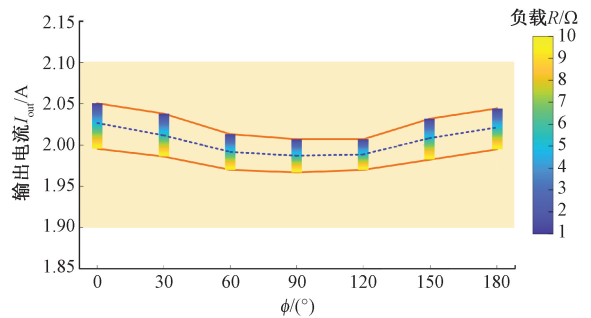


图 16 接收线圈绕发射线圈公转电流变化

Fig. 16 Output current versus receiver-coil revolution angle around the transmitter

值由 1.98 A 增加到 2.03 A。整体过程中电流最大为 2.05 A, 误差率为 2.5%, 电流最小为 1.97 A, 误差率为 1.75%。电流分布 ± 0.05 A 的容差带内。

5 实验分析

XRPC-CR 线圈采用多层平面线圈的结构, 放置在 PETG 模板中; 接收线圈为圆形线圈, 放置在亚克力板上, 如图 17 所示。为了验证改结构及其参数设计方法的有效性, 搭建了如图 18 所示的 WPT 实验平台, 系统参数如表 2 所示。

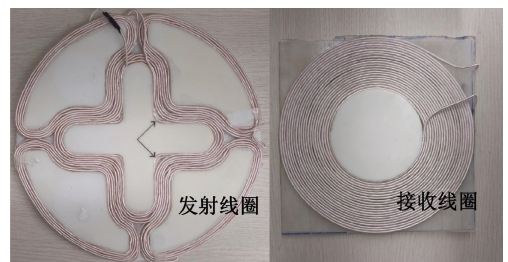


图 17 线圈实物

Fig. 17 Photograph of the coil assembly

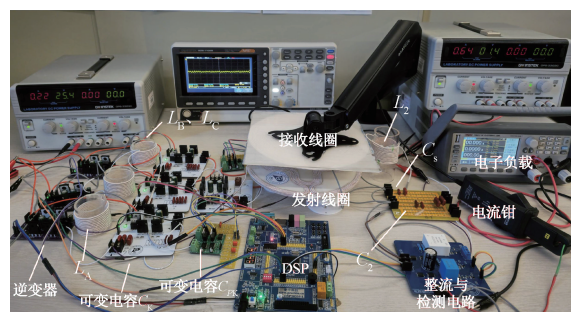


图 18 实验装置

Fig. 18 Photograph of the experimental setup

发射线圈与接收线圈中间传输距离 40 mm。H 桥逆变器 SCC 采用的 Mosfet 管型号为 IRFP260N, 副边采用 TMS320F28335 作为信号处理器, 采用 FFSH30120A 肖特基二极管作为整流器。每个 SCC 中, LM311N 采集过零信号输入到信号处理器。输出电流使用 HSP-10A 传感器芯片进行采集, 并作为反馈信号连接到信号处理器中进行计算与输出。

5.1 实验结果

选择 1、5 和 10 Ω 作为代表负载, 所有图中数据点均为完成参数调节后的稳态输出电流, 只记录稳态结果, 不包含任何调节或过渡过程。

1) 接收线圈绕自身旋转

在 $\phi = \gamma = 0$ 与 $z = 110$ mm 的条件下, $\beta = \varphi_x$ 在不同角度下对偏移进行了扫描, 步长为 30°, 输出电流和效率如图 19 所示。

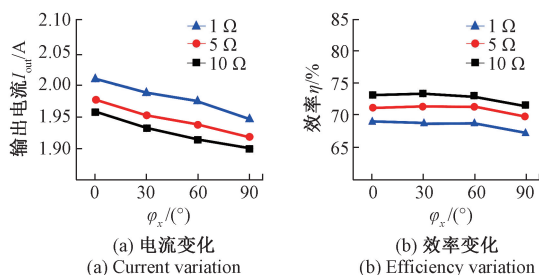


图 19 接收线圈绕自身旋转电流与效率

Fig. 19 Output current and efficiency under receiver-coil self-rotation

由图 19(a) 可知, 随 φ_x 从 0° 增加至 90°。电流整体呈下降趋势, 负载为 1 Ω 时, 有最大电流为 2.01 A, 此时, 误差最小为 0.5%; 负载为 10 Ω 时, 有最小电流为 1.9 A, 此时, 误差最大为 5%。由图 19(b) 可知系统效率整体保持稳定, 且在同一角度的情况下, 负载越大效率越高。整体效率稳定在 67.5% 以上, 效率最高为 73.5%。

2) 水平和竖直偏移

在 $\phi = \beta = \gamma = 0$ 与 $z = 40$ mm 的条件下, 对水平偏移进行了扫描, 水平扫描中设 $\Delta\rho = 10$ mm, 输出和电流与效率变化如图 20 所示。

由图 20(a) 可知, 随 ρ 从 10 mm 增加至 50 mm, 电流整体呈下降趋势。负载为 1 Ω 时, 有最大电流为 2.06 A, 误差最小为 1.2%; 负载为 10 Ω 时, 有最小电流为 1.91 A, 误差最大为 4.5%。负载 5 Ω 时有最小误差 0.2%。由图 20(b) 可知系统效率随 ρ 的增大逐渐降低, 其中 0~40 mm 最高效率下降缓慢, 40~50 mm 最大效率下降较大, 且在同一偏移量的情况下, 负载越大效率越高。整体效率稳定在 74.8% 以上, 效率最高可达 88.5%。

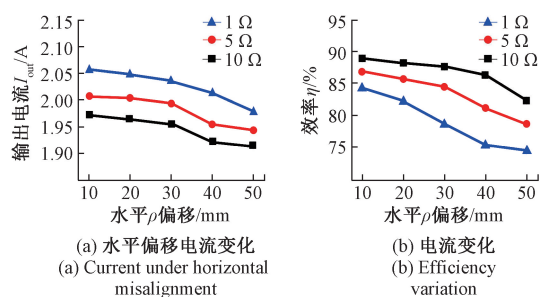


图 20 接收线圈水平偏移电流与效率

Fig. 20 Current and efficiency versus horizontal misalignment of the receiving coil

$\rho = \phi = \beta = \gamma = 0$ 时, 对竖直偏移进行了扫描, 竖直扫描中设 $\Delta z = 10$ mm。电流和效率变化如图 21 所示。

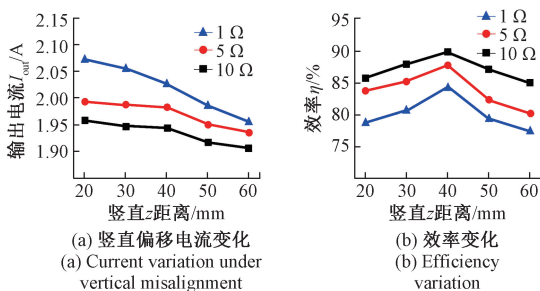


图 21 接收线圈竖直偏移电流与效率

Fig. 21 Current and efficiency curves under vertical misalignment of the receiving coil

由图 21(a) 可知, 随 z 从 20 mm 增加至 60 mm, 电流整体呈下降趋势。负载为 1 Ω 时, 有最大电流为 2.07 A, 误差为 3.5%; 负载为 10 Ω 时, 有最小电流为 1.9 A, 误差最大为 5%。竖直偏移过程中, 负载从 1 Ω 增加到 5 Ω 时, 电流变化较大, 并且随着 z 增加逐渐降低。由图 21(b) 可知系统效率随 z 的增大先升高后逐渐降低, 随负载的增大而逐渐升高。其中 40 mm 处, 负载 10 Ω 时有效率的最大值为 89.5%; 最低效率出现在 60 mm 处, 负载 1 Ω 时为 78%。整体效率在 40 mm 左右效率较高, 远离 40 mm 处效率逐渐降低, 保持在 78% 以上。

3) 绕接收线圈公转

在 $\beta = \gamma = 45^\circ$, $z = 65$ mm 情况下, 接收线圈始终面朝发射线圈。绕阵列中心的方位角 ϕ 不断变化, 电流和效率变化如图 22 所示。

由图 22(a) 可知, 随 ϕ 从 0° 增加至 90° 时, 电流整体呈下降趋势。负载为 1 Ω 时, 有最大电流为 2.05 A, 误差为 1.2%; 负载为 10 Ω 时, 有最小电流为 1.9 A, 误差最大为 5%。从 90° 增加至 180° 时, 整体电流趋势相反。误差最小出现在 90°, 负载为 1 Ω 时, 电流为 2.01 A, 误差为 0.2%。由图 22(b) 可知系统效率基本保持稳定, 负载越

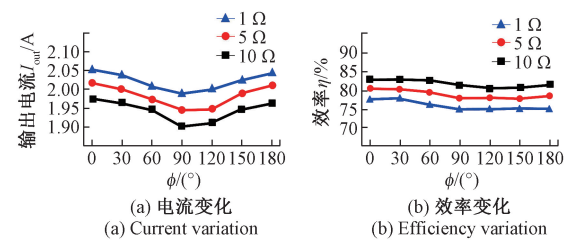


图 22 接收线圈公转电流与效率

Fig. 22 Output current and efficiency versus receiver-coil revolution angle around the transmitter

大效率越高。整体效率保持在 75% 以上,最高可达 83.5%。

5.2 比较分析

为进一步验证所提方案在实际应用中的综合性能和先进性,将本实验所得的关键性能参数与已有的相关文献做对比,对比结果如表 3 所示。

由表 3 可知,本文提出的基于 SCC 的 XRPC-CR 线圈无线电能传输系统,在多工况下进行抗偏移性分析,最大误差率控制在 5% 以内,最小误差为 0.2%,峰值效率

表 3 与部分文献相比较

Table 3 Comparison with selected literature

文献	拓扑结构	线圈结构	线圈尺寸/cm	额外补偿元件	工况	最大误差率/%	最小误差率/%	最高效率/%
[8]	S-S	圆形线圈	发射 d :12 接收 d :12	有	平面偏移	10	/	75.3
[10]	LCC-S	同轴圆形发射 非同轴接收	发射 d :15 接收 d :2.4	无	平面偏移	/	/	89.2
					旋转偏移	/	/	90.2
[12]	LCC-S	双层正交 DD 线圈	发射 l :49, w :30 接收 l :39, w :15	无	平面偏移	9.8	0.140	88.4
					垂向旋转偏移	9.1	0.024	82.0
[21]	LCC-LCC	柱形线圈	发射 d :15 接收 d :10	无	竖直偏移	2	/	85.6
					旋转偏移	4.08	/	82.1
本文	LCC-LCC	XRPC-CR 线圈	发射 d :13 接收 d :10	无	绕自身旋转	5.0	0.5	73.5
					水平、竖直偏移	3.5	0.2	89.5
					公转偏移	5.0	0.2	83.5

注:表 3 中“/”表示该文献无相关内容; d 为圆形线圈直径; l 为矩形线圈长度; w 为矩形线圈宽度。

为 89.5%。相较于篇只覆盖单一偏移或需附加器件的工作,本方案工况覆盖更广、结构简洁、调控手段统一,无需引入其他拓扑元器件。与其他平移/旋转的案例相比,稳态一致性较好。

6 结 论

针对磁耦合式无线电能传输(MC-WPT)系统耦合机构偏移所引起的输出电流不稳定的问题,本文提出一套基于 SCC 控制的 XRPC-CR 线圈双边 LCC-WPT 系统抗偏移方案。发射端由 3 组共面绕组(X 形十字臂与环周双环)构成,接收端为同心圆线圈。在理论与实验中引入调节系数 m_A 和 m_B ,依据自旋、平移、公转等工况下的互感变化规律,确定 SCC 的参数与控制区间;通过连续调谐等效电容补偿互感漂移,实现各工况下的恒定电流输出。该系统允许在轻度失谐下运行,以一定效率为代价换取更强的抗偏移鲁棒性;在个别极端工况效率偏低,整体输出仍保持稳定且波动较小。后续可结合智能优化/多目标调度,在保证鲁棒性的同时进一步降低损耗、提升全域效率。该研究为消费电子与电动汽车等场景提供了

一种可集成、鲁棒且安全的无线电力传输解决方案。

参考文献

[1] LU F, ZHANG H, ZHU CH, et al. A tightly coupled inductive power transfer system for low-voltage and high-current charging of automatic guided vehicles[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(9): 6867-6875.

[2] 寇志伟,刘焱晨,马蕴文,等. 基于控制可变电容的恒流/恒压输出 WPT 系统研究[J/OL]. 电机与控制学报, 1-16[2025-10-20].

KOU ZH W, LIU Y CH, MA Y W, et al. Study of a constant-current/constant-voltage output wireless power[J/OL]. Electric Machines and Control, 1-16 [2025-10-20].

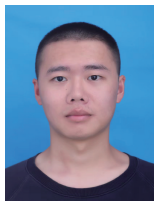
[3] 闫孝姮,黄明鑫,陈伟华. 无 SAR 评估条件下心脏起搏器谐振式无线供能系统研究[J]. 仪器仪表学报, 2020, 41(5): 185-195.

YAN X H, HUANG M X, CHEN W H. Research on the resonant wireless energy supply system of pacemaker without SAR evaluation[J]. Chinese Journal of Scientific

- Instrument, 2020, 41(5):185-195.
- [4] 辛文辉,曹忠鲁,辛亚娟,等. 植入式医学装置电场耦合式电能传输新方法[J]. 仪器仪表学报, 2015, 36(8):1816-1821.
- XIN W H, CAO ZH L, XIN Y J, et al. Novel wireless power transfer method based on electrical-field coupling for implantable medical devices[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2015, 36(8):1816-1821.
- [5] 缪远杰,刘宁,王海涛,等. 水下无线电能传输系统建模与分析[J]. 国外电子测量技术, 2021, 40(8):13-17.
- MIU Y J, LIU N, WANG H T, et al. Modeling and analysis of underwater wireless power transmission system[J]. Foreign Electronic Measurement Technology, 2021, 40(8):13-17.
- [6] SCHORMANS M, VALENTE V, DEMOSTHENOUS A. Practical inductive link design for biomedical wireless power transfer: A tutorial[J]. IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems, 2018, 12(5):1112-1130.
- [7] 陈希有,许康,牟宪民,等. 海水中感应耦合与超声耦合无线电能传输技术对比[J]. 电机与控制学报, 2018, 22(3):9-16.
- CHEN X Y, XU K, MOU X M, et al. Comparisons of inductive coupling and ultrasonic coupling wireless power transfer under seawater[J]. Electric Machines and Control, 2018, 22(3):9-16.
- [8] 尹有为,赵金伟,李磊,等. 基于 SS 拓扑的无线电能传输偏移特性研究[J]. 电力电子技术, 2021, 55(5):73-77.
- YIN Y W, ZHAO J W, LI L, et al. Research on offset characteristics of wireless power transmission based on SS topology[J]. Power Electronics, 2021, 55(5):73-77.
- [9] 秦伟,张文杰,吝伶艳,等. 基于失谐的无线电能传输系统抗偏移性研究[J]. 电测与仪表, 2022, 59(3):32-37.
- QIN W, ZHANG W J, LIN L Y, et al. Research on anti-misalignment performance of wireless power transfer system based on detuning[J]. Electronic Measurement & Instrumentation, 2022, 59(3):32-37.
- [10] 左志平,李英杰,彭博,等. 基于共形式磁耦合机构的全方向偏移容忍性无人机无线电能传输系统[J]. 电工技术学报, 2025, 40(14):4355-4368.
- ZUO ZH P, LI Y J, PENG B, et al. Omnidirectional misalignment tolerant an unmanned aerial vehicle wireless power transfer system with conform magnetic coupler[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2025, 40(14):4355-4368.
- [11] 杨奕,林治浩,张路,等. 凹型扁平螺旋管线圈抗偏移性能研究[J]. 仪器仪表学报, 2025, 46(10):142-155.
- YANG Y, LIN ZH H, ZHANG L, et al. Research on misalignment tolerance of concave planar spiral coils for wireless power transfer systems[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2025, 46(10):142-155.
- [12] 荣灿灿,段晓宇,陈蒙蒙,等. 基于双正交 DD-双组合式螺旋管的强抗偏移性无人机无线电能传输系统[J]. 电工技术学报, 2026, 41(1):46-59.
- RONG C C, DUAN X Y, CHEN M M, et al. A robust anti-offset wireless power transfer system for UAVs based on dual-orthogonal DD-Dual combined solenoid[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2026, 41(1):46-59.
- [13] 江兵,王子博,刘响,等. 多负载 MCR-WPT 系统耦合线圈的优化方法研究[J]. 电子测量与仪器学报, 2025, 39(1):112-121.
- JIANG B, WANG Z B, LIU X, et al. Research on optimization methods for coupling coils in multi-load MCR-WPT systems[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2025, 39(1):112-121.
- [14] HUANG W C, HUANG J Y, HU Y, et al. Design and parameter optimization of double-mosquito combination coils for enhanced anti-misalignment capability in inductive wireless power transfer systems[J]. Electronics, 2024, 13(5):838.
- [15] 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, 2023, 43(14):5537-5557.
- CHEN Y, YANG B, PENG Y ER, et al. Review of anti-misalignment technology in inductive wireless power transfer system[J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(14):5537-5557.
- [16] ZHAO Y H, SHEN S CH, YIN F H, et al. An advanced multidimensional anti-misalignment coupler for AUV wireless charging systems[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2025, 11(2):5641-5653.
- [17] 唐坪,陈海川,林海燕,等. 强抗偏移性 WPT 系统双端补偿网络参数设计[J]. 电机与控制学报, 2025, 29(1):185-192.
- TANG P, CHEN H CH, LIN H Y, et al. Design of two-terminal compensation network parameters for WPT system with strong anti-offset performance[J]. Electric Machines and Control, 2025, 19(1):185-192.
- [18] 李振杰,霍玉昇,何家房,等. 兼具强抗偏移性与功率可控性的可重构无线充电系统研究[J]. 电源学报, 2023, 21(6):24-34.

- LI ZH J, HUO Y SH, HE J F, et al. Research on reconfigurable wireless charging system with strong anti-misalignment capability and power controllability [J]. Journal of Power Supply, 2023, 21(6):24-34.
- [19] RONG C C, CHEN M M, DUAN X Y, et al. Optimized design of passive array coils for high-efficiency and anti-misalignment WPT system [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2024, 39(5):6504-6514.
- [20] YAN ZH CH, WU M, ZHAO CH X, et al. Free-rotation wireless power transfer system based on composite anti-misalignment method for AUVs [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(4):4262-4266.
- [21] 钱林俊,于博泉,刘亚兵,等. 具有抗偏移及漏电场屏蔽特性的 UUV 电场耦合无线电能传输系统[J]. 电源学报, 2026, 24(2):254-263.
- QIAN L J, YU B Q, LIU Y B, et al. Electric-field coupled wireless power transfer system for UUV with anti-offset and leakage field shielding characteristics [J]. Journal of Power Supply, 2026, 24(2):254-263.
- [22] WANG D SH, WU J J, JIA R L, et al. Design of a dual LCC-S compensated anti-misalignment WPT system based on improved DD coil [J]. Electric Power Systems Research, 2025:112099.
- [23] 苏玉刚,钱林俊,刘哲,等. 水下具有旋转耦合机构的电场耦合无线电能传输系统及参数优化方法[J]. 电工技术学报, 2022, 37(10):2399-2410.
- SU Y G, QIAN L J, LIU ZH, et al. Underwater electric-field coupled wireless power transfer system with rotary coupler and parameter optimization method [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(10):2399-2410.
- [24] WANG M, SONG G CH, YIN R L, et al. Design and analysis of an anti-misalignment wireless power transfer system [J]. IEEE Microwave and Wireless Technology Letters, 2023, 33(2):228-231.
- [25] WU M, YANG X, CHEN W J, et al. A compact coupler with integrated multiple decoupled coils for wireless power transfer system and its anti-misalignment control [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(10):12814-12827.
- [26] XU K R, ZHOU J, WANG B, et al. Reconfigurable detuned dual-frequency series-series compensated WPT system for high anti-misalignment tolerance [J]. IET Power Electronics, 2024, 17(15):2192-2205.
- [27] ZHU X G, QI D Y, YAN G, et al. Design of anti-misalignment PCB coil for wireless power transfer [J]. AIP Advances, 2023, 13(4):0147602.
- [28] 程江洲,罗应权,鲍刚,等. 输电线路 U 型三线圈 WPT 系统参数优化研究 [J]. 电子测量技术, 2025, 48(18):20-28.
- CHENG J ZH, LUO Y Q, BAO G, et al. Research on parameter optimization of U-shaped three-coil WPT system for power transmission lines [J]. Electronic Measurement Technology, 2025, 48(18):20-28.
- [29] 寇志伟,王楠,刘焱晨,等. 基于二维磁耦合线圈的 WPT 多自由度磁场发射机构设计 [J]. 电机与控制学报, 2025, 29(9):159-168.
- KOU ZH W, WANG N, LIU Y CH, et al. Design of WPT multi-degree-of-freedom magnetic field transmitting mechanism based on two-dimensional magnetic coupling structuring [J]. Electric Machines and Control, 2025, 29(9):159-168.

作者简介



刘焱晨, 2023 年于江西理工大学获得学士学位, 现为内蒙古工业大学研究生, 主要研究方向为无线电能传输。

E-mail: 13473247115@163.com

Liu Yanchen received his B.Sc. degree from Jiangxi University of Science and Technology in 2023. He is currently a graduate student at Inner Mongolia University of Technology. His main research interests include wireless power transfer.



寇志伟(通信作者), 2006 年于内蒙古工业大学获得学士学位, 2012 年于内蒙古工业大学获得硕士学位, 2018 年于中北大学获得博士学位, 现为内蒙古工业大学副教授, 硕士生导师, 主要研究方向为电工理论与新技术、导航与测控技术、模式识别与智能系统等。

E-mail: kouzhiwei@imut.edu.cn

Kou Zhiwei (Corresponding author) received his B.Sc. and M.Sc. degrees both from Inner Mongolia University of Technology in 2006 and 2012, respectively. and his Ph.D. degree from Beihang University in 2018. He is currently an associate professor and M.Sc. supervisor at Inner Mongolia University of Technology. His main research interests include electrical theory and emerging technologies, navigation and guidance/control technologies, pattern recognition, and intelligent systems.