

DOI: 10.19650/j.cnki.cjsi.J2311977

网格型螺线管线圈单管逆变无线电能传输系统研究与设计*

杨奕^{1,2}, 郭科^{1,2}, 郭强^{1,2}, 王零语^{1,2}, 谢诗云^{1,2}

(1. 重庆理工大学电气与电子工程学院 重庆 400054; 2. 重庆理工大学重庆市能源互联网工程技术研究中心 重庆 400054)

摘要:无线电能传输系统磁耦合机构发生偏移和偏转时,存在耦合系数和效率急剧下降的问题。该文面向中小功率无线充电应用,设计了一种单磁通回路网格型螺线管(GFSP)磁耦合机构,磁场均匀分布兼具抗偏移和抗偏转性能。此外针对补偿拓扑构建了一种单管逆变P[#]LCC-S谐振网络拓扑结构,在保留传统LCC-S补偿网络性能的同时有效简化电路结构。首先,建立磁动势模型,揭示机构不同空间位置磁场分布规律,并对机构参数进行优化;其次,建立双路P[#]LCC-S谐振网络电路等效模型,推导出在发射线圈激励电流恒定及输出电压恒定状态下的谐振元件参数配置条件;最后,搭建一台300 W实验样机,分别在XOY平面偏移±120 mm,Z轴偏移50~100 mm,绕Z轴偏转0°~90°范围内,样机的耦合系数保持率始终高于50%,传输效率大于80%,从而验证了所提出系统的有效性与可行性。

关键词:无线电能传输;P[#]LCC-S;GFSP磁耦合机构;抗偏移和抗偏转

中图分类号: TM724 TH86 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 470.40

Research and design of single-switch inverter wireless power transfer system for grid flat spiral pad coils

Yang Yi^{1,2}, Guo Ke^{1,2}, Guo Qiang^{1,2}, Wang Yuyu^{1,2}, Xie Shiyun^{1,2}

(1. School of Electrical and Electronic Engineering, Chongqing University of Technology, Chongqing 400054, China;
2. Chongqing Engineering Research Center of Energy Internet, Chongqing University of Technology, Chongqing 400054, China)

Abstract: When the magnetic coupling mechanism of the wireless power transfer system is deviated and deflected, there are problems of a drastic decrease in coupling coefficient and efficiency. In this article, a single flux loop grid flat spiral pad (GFSP) magnetic coupling mechanism is designed for medium or small power wireless charging applications. The uniform distribution of the magnetic field makes it both anti-misalignment and anti-deflection. In addition, a single-switch inverter P[#]LCC-S resonant network topology is proposed for the compensation topology, which effectively simplifies the circuit structure while retaining the performance of the traditional LCC-S compensation network. Firstly, a magnetomotive force model is formulated to reveal the magnetic field distribution law at different spatial positions of the mechanism and optimize the parameters of the mechanism. Secondly, an equivalent model of the dual P[#]LCC-S resonant network circuit is established to derive the parameter configurations of the resonant elements under the constant excitation current of the transmitting coil and the constant output voltage. Finally, a 300 W experimental prototype is constructed, and the coupling coefficient retention rate of the prototype is always larger than 50% and the transmission efficiency is greater than 80% within the ranges of ±120 mm of XOY plane misalignment, 50 ~ 100 mm of Z-axis misalignment, and 0° ~ 90° of Z-axis deflection, respectively. Therefore, the validity and feasibility of the proposed system are evaluated.

Keywords: wireless power transfer; P[#]LCC-S; GFSP magnetic coupling mechanism; anti-misalignment and anti-deflection

0 引言

无线电能传输(wireless power transfer, WPT)技术具有高安全性、灵活性、便捷性等优点,在电动汽车、智能无人系统、水下航行器及医疗电子设备等领域具有广阔的应用前景^[1-4]。单管逆变电路拓扑相较于传统拓扑具有可靠性高、控制简单、成本低、易于实现零电压开通等优势,随着电力电子器件的发展,功率半导体的功率容量以及耐压水平得到极大提高,一些研究人员提出了单管逆变并联结构,显著提高了单管逆变 WPT 系统功率容量^[5-8]。

WPT 中磁耦合机构接收端相对于发射端不可避免存在偏移和偏转情况,从而引起耦合机构耦合系数和传输能效性的急剧下降^[9-10]。因此,提高 WPT 系统磁耦合机构的抗偏移和抗偏转性能,同时保证接收端接收功率的稳定性是 WPT 系统待解决的关键问题^[11]。相关研究人员分别从磁耦合机构、补偿拓扑以及系统控制 3 个方面进行了相应的研究。

在磁耦合机构设计方面,研究人员从构造均匀磁场出发改善磁耦合机构的抗偏移偏转性能,相继提出圆形(circular pad, CP)线圈^[12]、双 D 型(double-d, DD)线圈^[4]、螺旋线(flat spiral pad, FSP)线圈^[13]、双 D 型正交(double-d quadrature, DDQ)线圈^[14]、双极型(bi-polar, BP)线圈^[15]、三极性(triple polar, TP)线圈^[16]、螺旋线串联双 D 型(series solenoid and DD pads, SDDP)线圈^[17]、双层正交 DD(double-layer quadrature DD, DQDD)线圈^[18]。但是,现有方案存在不能兼具抗偏移抗偏转效果、多发射线圈之间存在交叉不平衡耦合等不足。

在补偿拓扑设计方面,SP-S 拓扑^[19]克服了传统补偿拓扑抗偏移性能差的弊端,能够保证在 25% 偏移下发射端激励电流恒定。S-SP 拓扑^[20]实现了最大 1.7 倍耦合变化及 3 倍负载变化下保持输出基本恒定。LCC-LCC 拓扑^[4]在实现偏移时发射端激励电流恒定基础上,进一步减小了系统阻抗与线圈自感的相关度,使线圈自感、互感变化对系统谐振状态的影响减小。LCC-S 拓扑^[21]在继承 LCC-LCC 拓扑优点的同时,使用更少的谐振元件。总的来说,合理设计补偿拓扑可在一定程度上提高系统的抗偏移性能。

在系统控制设计方面,研究人员通过调节逆变器占空比^[22]、频率^[23]或相角控制^[24]实现磁耦合机构偏移时的稳定功率、电压输出,但该类控制方式会给系统带来电流振荡、频率分叉、硬开关等问题。文献[25]提出了一种互感识别方法对系统进行实时调谐,在一定偏移范围内具有抗偏移性能,但不能从根本上提高 WPT 系统抗偏移和抗偏转性能。

基于上述背景,本文提出了一种基于网格型螺旋管(grid flat spiral pad, GFSP)线圈的单管逆变无线电能传输系统。首先,建立磁动势模型,分析线圈磁场分布特性,揭示机构不同空间位置磁场分布规律,通过有限元仿真对磁耦合机构参数进行优化,给出偏移和偏转情况下耦合系数的变化规律;然后,建立双路 P[#]LCC-S 谐振网络等效电路模型,分析电路谐振工作特性,推导具有发射线圈恒定激励电流及输出恒定电压的谐振元件参数配置条件;最后,搭建 300W 实验样机验证磁耦合机构的抗偏移和抗偏转性能及电路系统的有效性和可行性。

1 GFSP 磁耦合机构磁场分析

1.1 GFSP 磁耦合机构

FSP 线圈优势在于可以产生均匀磁场,本文以 FSP 线圈为基础,设计的 GFSP 磁耦合机构如图 1(a)所示,发射端、接收端为相同结构的 GFSP 线圈。

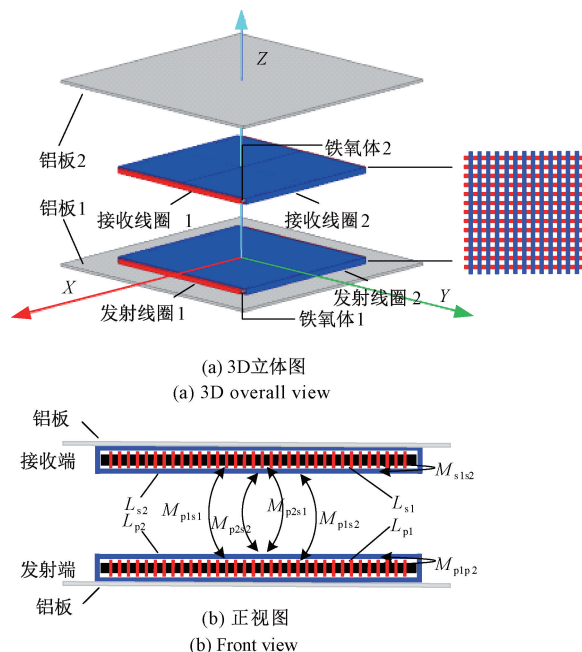


图1 GFSP 磁耦合机构

Fig. 1 GFSP magnetic coupling mechanism

图 1(b)给出了 GFSP 磁耦合机构的堆叠次序,由两对等间距正交分布的 FSP 线圈以网格形式分别绕制于发射端与接收端铁氧体上,屏蔽铝板放置于 GFSP 线圈下面。

图 2 给出了 GFSP 线圈绕制方案,FSP 线圈 1 沿 X 轴方向以固定间隔绕制,仅在 Y 轴方向具有单个磁通回路,FSP 线圈 2 沿 Y 轴方向以同等间隔绕制,仅在 X 轴方向具有单个磁通回路。另外,由于正交结构,两个 FSP 线圈不会匝链,因此同端 FSP 线圈之间的互感 M_{p1p2} 、 M_{s1s2} 均为 0,即同端 FSP 线圈不存在交叉耦合。

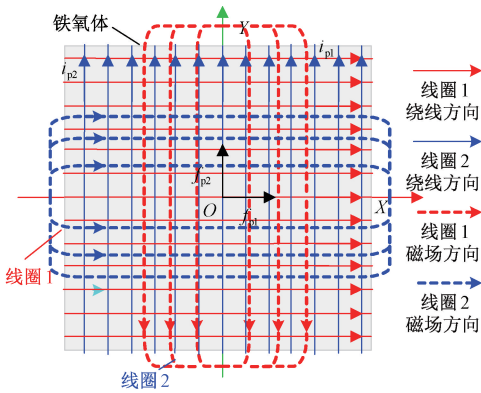


图 2 GFSP 线圈绕制方案

Fig. 2 GFSP coil winding scheme

传统线圈由于具有双磁通回路,发生平面偏移时相反方向磁通在通过线圈时会相互抵消,因而其抗偏移性能较差。图 3(a)给出了 GFSP 磁耦合机构接收端与发射端对准时的磁通分布,横截面只有单个磁通回路;发生平面偏移时磁通分布如图 3(b)所示,偏移过程不会存在磁通抵消现象,因此发生平面偏移时耦合系数下降较慢,单个 FSP 线圈在其绕线方向具有抗偏移性能,正交双线圈结构使得 GFSP 线圈在 X 轴方向和 Y 轴方向均具有抗偏移性能。

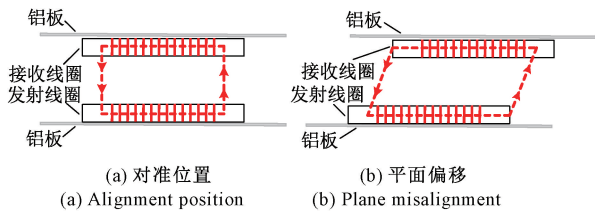


图 3 GFSP 磁耦合机构横截面磁通

Fig. 3 GFSP magnetic coupling mechanism cross-section flux

定义 GFSP 线圈中两个 FSP 线圈磁动势分别记为 f_{p1} 和 f_{p2} , 其幅值表达式记为:

$$\begin{cases} F_{p1} = N_{p1} i_{p1} \\ F_{p2} = N_{p2} i_{p2} \end{cases} \quad (1)$$

式中: N_{p1} 和 N_{p2} 分别为两个 FSP 线圈的匝数。

两个线圈结构完全相同,取 $F_{p1} = F_{p2} = F_p$, 设定发射端两个 FSP 线圈电流相位差为 β , 参考空间角为 θ_s , 两个 FSP 线圈激励电流产生的磁动势 f_{p1} f_{p2} 可表示为:

$$\begin{cases} f_{p1} = F_p \cos \omega t \cos \theta_s \\ f_{p2} = F_p \cos(\omega t + \beta) \cos(\theta_s + 90^\circ) \end{cases} \quad (2)$$

由式 (2) 可知,空间内任意处合成磁动势 f_p 为:

$$f_p = f_{p1} + f_{p2} = F_p [\cos \omega t \cos \theta_s - \cos(\omega t + \beta) \sin \theta_s] \quad (3)$$

电流移相 180° 抵消输入电流纹波,故 f_p 表达式为:

$$f_p = \sqrt{2} F_p \cos \omega t \cos(\theta_s - 45^\circ) \quad (4)$$

磁耦合机构发射端 GFSP 线圈同相激励磁场分布如图 4(a)所示,磁场主要分布在正 45° 对角,移相 180° 激励磁场分布如图 4(b)所示,磁场主要分布在 -45° 对角,与式 (4) 结论一致。GFSP 磁耦合机构对准时的磁场分布如图 4(c)所示,磁场均匀分布在发射端与接收端气隙两侧,相较于非均匀磁场,均匀磁场可提供更好的抗偏移性能。

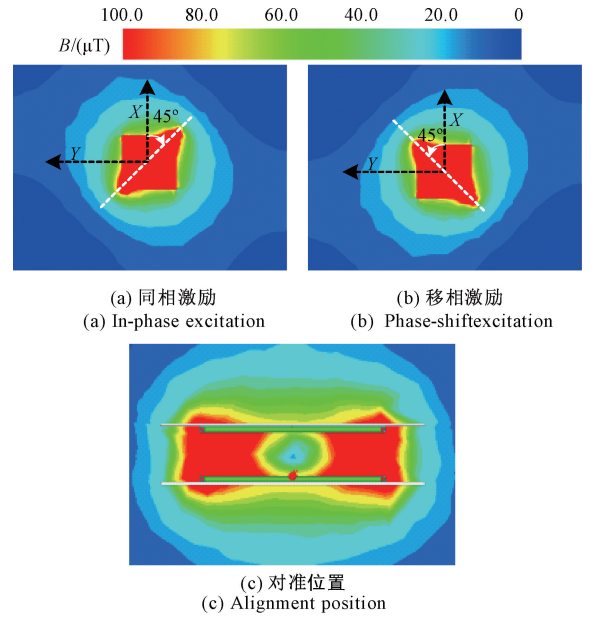


图 4 GFSP 磁耦合机构磁场分布

Fig. 4 GFSP magnetic coupling mechanism magnetic field distribution

1.2 GFSP 磁耦合机构等效耦合系数

GFSP 磁耦合机构同端线圈正交解耦,等效为单发单收线圈^[18],有效耦合系数 k_{eff} 可表示为:

$$k_{eff} = \sqrt{\frac{S_{u1} + S_{u2}}{VA_{p1} + VA_{p2}}} \quad (5)$$

式中: S_{u1} 和 S_{u2} 为接收端拾取容量, VA_{p1} 和 VA_{p2} 为发射端输入容量。

发射端两个 FSP 线圈输入容量表达式为:

$$\begin{cases} VA_{p1} = |j\omega L_{p1} I_{p1}^2| \\ VA_{p2} = |j\omega L_{p2} I_{p2}^2| \end{cases} \quad (6)$$

接收端两个 FSP 线圈拾取容量表达式为:

$$\begin{cases} S_{u1} = \left| \frac{(j\omega M_{p1s1} \dot{I}_{p1} + j\omega M_{p2s1} \dot{I}_{p2})^2}{j\omega L_{s1}} \right| \\ S_{u2} = \left| \frac{(j\omega M_{p1s2} \dot{I}_{p1} + j\omega M_{p2s2} \dot{I}_{p2})^2}{j\omega L_{s2}} \right| \end{cases} \quad (7)$$

将式 (6)、(7)代入式 (5),有效耦合系数 k_{eff} 可简化为:

$$k_{eff} = \sqrt{\frac{M_{p1s1}^2 + M_{p2s1}^2}{L_{p1}L_{s1} + L_{p2}L_{s1}} + \frac{M_{p1s2}^2 + M_{p2s2}^2}{L_{p1}L_{s2} + L_{p2}L_{s2}}} \quad (8)$$

磁耦合机构抗偏移和抗偏转性能可以用耦合系数保持率 $CCRR$ 进行量化,耦合系数保持率可定义为:

$$CCRR = \frac{k_{eff1}}{k_{eff0}} \quad (9)$$

式中: k_{eff0} 和 k_{eff1} 分别为对齐位置和偏移或偏转位置下的等效耦合系数。

本节所推导的 k_{eff} 及 $CCRR$ 表达式用于后文的磁耦合机构参数优化及抗偏移和抗偏转性能分析。

2 GFSP 磁耦合机构参数优化及性能分析

2.1 GFSP 磁耦合机构参数优化

WPT 系统磁耦合机构耦合系数直接受线圈和铁氧体尺寸的影响,因此需要对所提出的 GFSP 磁耦合机构进行参数优化。以轻量化、低成本和高效率作为设计目标,不同应用场景下,GFSP 磁耦合机构的参数不尽相同,线圈绕制于磁芯上,因此磁芯尺寸大小决定了线圈平面尺寸大小,以磁芯尺寸 200×200 mm 为例,气隙距离 d 取 50 mm,屏蔽铝板尺寸比磁芯尺寸大 100 mm,线圈匝数 N 和铁氧体厚度 H_F 为待进一步优化参数。

通过有限元仿真软件计算仿真得到如图 5 所示线圈匝数 N 及铁氧体厚度 H_F 对有效耦合系数 k_{eff} 影响规律图。图 5(a)给出了线圈匝数 N 对 k_{eff} 影响规律,无论处于对准、偏移还是偏转状态, N 对 k_{eff} 均无影响,为实现高传输效率和低线圈端电压的目的,综合考虑自感大小选择 N 为 20 匝。图 5(b)给出了铁氧体厚度 H_F 对 k_{eff} 影响规律,随 H_F 增大, k_{eff} 快速上升后趋于平缓,综合考虑铁氧体的重量和体积限制,最终选择 H_F 为 3 mm。综合优化结果,GFSP 磁耦合机构的整体尺寸参数如表 1 所示。

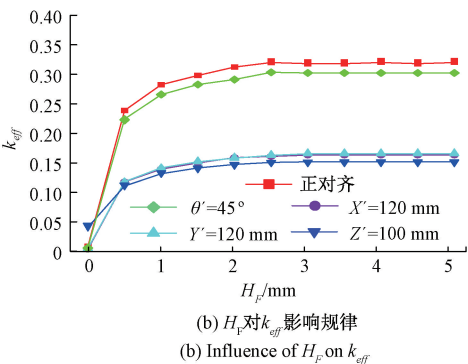
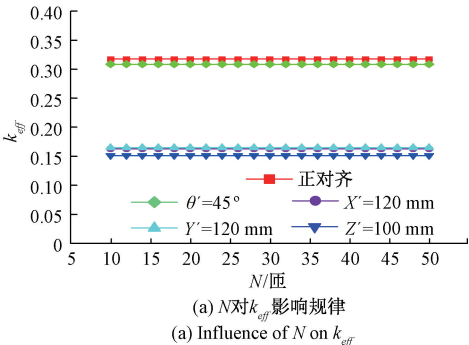


图 5 磁耦合机构参数对 k_{eff} 影响规律
Fig. 5 Influence of magnetic coupling mechanism size parameters of k_{eff}

表 1 GFSP 磁耦合机构参数取值
Table 1 Parameter values of GFSP magnetic coupling mechanism

参数	取值
磁芯边长 W_F /mm	200
铝板边长 A_F /mm	300
气隙距离 d /mm	50
绕组匝数 N /匝	20
磁芯厚度 H_F /mm	3

2.2 GFSP 磁耦合机构抗偏移和抗偏转性能分析

通过有限元仿真软件对不同位置接收端 GFSP 磁耦合机构进行仿真分析,得到如图 6 所示磁场分布图。图 6(a)和(b)给出了接收端在 X 和 Y 轴方向偏移 120 mm 磁场分布,图中接收端磁场向发射端聚集,从偏移方向往发射端方向依次增强,进而缓解发生偏移时磁阻的增大,由于 GFSP 磁耦合机构为正交网格分布的双线圈结构,故在 X 轴和 Y 轴方向皆具有抗偏移性能。图 6(c)给出了接收端在 Z 轴方向偏移 100 mm 磁场分

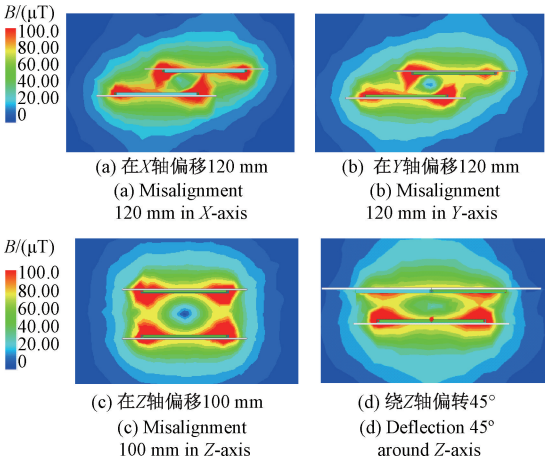


图 6 偏移和偏转磁场分布
Fig. 6 Misalignment and deflection magnetic field distribution

布,图中磁场仍然保持均匀分布,耦合系数未发生显著变化,故 GFSP 磁耦合机构在 Z 轴方向具有抗偏移性能。图 6(d) 给出了接收端绕 Z 轴偏转 45° 的磁场分布,图中磁场仍然呈现两边聚集且对称分布,故 GFSP 磁耦合机构具有抗偏转性能。

为进一步说明 GFSP 磁耦合机构抗偏移和抗偏转性能,以气隙距离 50 mm 位置为参考基准,对磁耦合机构接收端相对偏移和偏转进行具体的有限元仿真分析,根据无线充电应用标准 GB/T 38775,划定 XOY 平面偏移范围为线圈边长的 60%,即在 XOY 平面上沿 X 和 Y 轴方向偏移范围为 $-120 \sim 120$ mm;划定沿 Z 轴偏移范围为线圈边长的 25%~50%,即设定在 Z 轴方向偏移范围为 50~100 mm;根据磁耦合机构完全对称特性, $0^\circ \sim 360^\circ$ 偏转过程中互感发生周期性变化,故设定绕 Z 轴偏转范围为 $0^\circ \sim 90^\circ$ 。

图 7 给出了在 XOY 平面偏移互感 M_{p1s1} 、 M_{p2s2} 、 M_{p1s2} 、 M_{p2s1} 变化规律,仅在 X 轴方向或 Y 轴方向发生偏移时,正对互感 M_{p1s1} 和 M_{p2s2} 分别以 $0.87 \mu\text{H}/\text{cm}$ 和 $0.82 \mu\text{H}/\text{cm}$ 变化率衰减,交叉互感 M_{p1s2} 和 M_{p2s1} 保持为 0;同时 X 轴方向和 Y 轴方向发生偏移时,正对互感 M_{p1s1} 和 M_{p2s2} 分别以 $2.50 \mu\text{H}/\text{cm}$ 和 $2.60 \mu\text{H}/\text{cm}$ 变化率衰减,交叉互感 M_{p1s2} 和 M_{p2s1} 分别以 $0.73 \mu\text{H}/\text{cm}$ 和 $0.74 \mu\text{H}/\text{cm}$ 变化率增加。

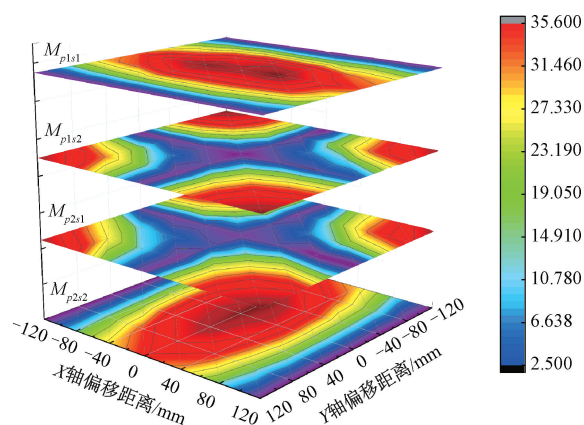


图 7 在 XOY 平面偏移互感变化规律

Fig. 7 Variation of mutual inductance with misalignment in XOY plane

将所得互感数据代入式(8)和(9),得到如图 8 所示在 XOY 平面偏移 $CCRR$ 变化规律,仅在 X 轴方向或 Y 轴方向发生偏移时, $CCRR$ 在 ± 120 mm 范围内始终大于 50%,同时 X 轴方向和 Y 轴方向发生偏移时, $CCRR$ 在 ± 50 mm 范围内始终高于 50%。在 XOY 平面偏相移等距离不同位置情况下, $CCRR$ 几乎相同。因此,仅在 X 轴方向或 Y 轴方向发生偏移时,GFSP 磁耦合机构具有较强的抗偏移性能; X 轴方向和 Y 轴方向同时发生偏移时,交叉

互感对正对互感起到补充作用,从而提高了 GFSP 磁耦合机构在 XOY 平面上抗偏移性能。

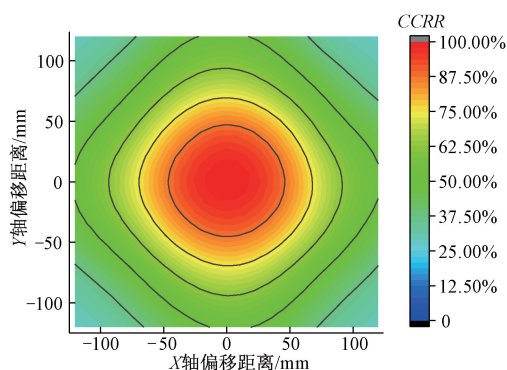
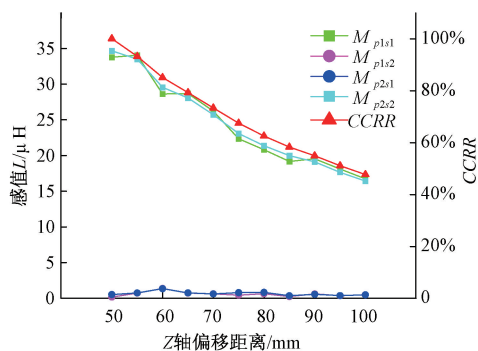


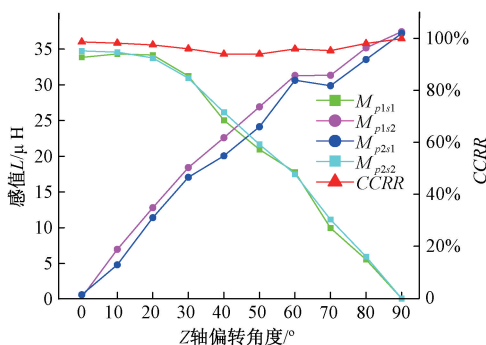
图 8 在 XOY 平面偏移时 $CCRR$ 变化规律

Fig. 8 Variation of $CCRR$ with misalignment in XOY plane

图 9(a) 给出了在 Z 轴偏移 M_{p1s1} 、 M_{p2s2} 、 M_{p1s2} 、 M_{p2s1} 及 $CCRR$ 的变化规律,偏移 50~100 mm 范围内,正对互感 M_{p1s1} 和 M_{p2s2} 分别以 $0.34 \mu\text{H}/\text{cm}$ 和 $0.36 \mu\text{H}/\text{cm}$ 变化率衰减,交叉互感 M_{p1s2} 、 M_{p2s1} 始终保持为 0, $CCRR$ 始终大于 50%。图 9(b) 给出了绕 Z 轴偏转互感 M_{p1s1} 、 M_{p2s2} 、 M_{p1s2} 、 M_{p2s1} 及 $CCRR$ 变化情况,偏转 $0 \sim 90^\circ$ 范围内,随着角度增



(a) 在 Z 轴偏移
(a) Misalignment in Z -axis



(b) 绕 Z 轴偏转
(b) Deflection around the Z -axis

图 9 在 Z 轴偏移和绕 Z 轴偏转时互感与 $CCRR$ 变化规律

Fig. 9 Variation of mutual inductance and $CCRR$ with misalignment in Z -axis and deflection around the Z -axis

大,正对互感 M_{p1s1} 和 M_{p2s2} 逐渐减小,交叉互感 M_{p1s2} 和 M_{p2s1} 逐渐增大,偏转至 45° 左右时, M_{p1s1} 、 M_{p2s2} 、 M_{p1s2} 和 M_{p2s1} 大小相同,整个偏转过程中 $CCRR$ 始终大于 95% 。

综上所述,所提出 GFSP 磁耦合机构在 XOY 平面和 Z 轴方向具有较好的抗偏移性能,绕 Z 轴具有较好的抗偏转性能。

2.3 抗偏移和抗偏转性能对比分析

为了突出所提出 GFSP 磁耦合机构在抗偏移和抗偏转性能的优势,借助有限元仿真软件建立了 CP 线圈、DD 线圈、FSP 线圈、DQDD 线圈及所提出 GFSP 线圈的磁耦合机构仿真模型,得到偏移和偏转情况下不同线圈磁耦合机构 $CCRR$ 的变化情况如图 10 所示。

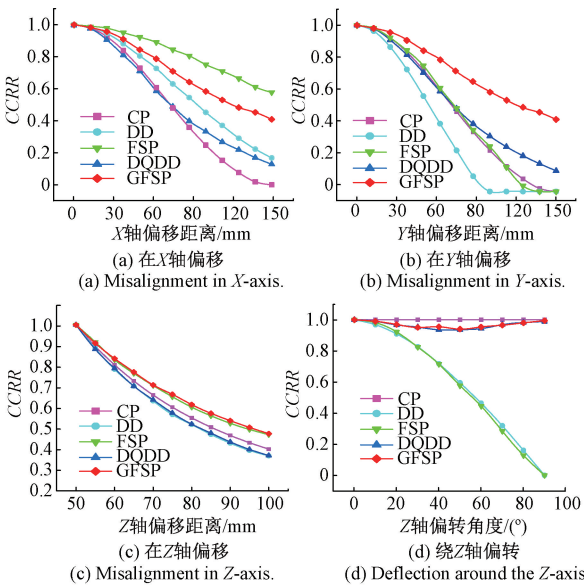


图 10 不同线圈 $CCRR$ 的变化规律

Fig. 10 Variation of $CCRR$ with different coils

图 10(a) 给出了磁耦合机构接收端在 X 轴方向发生偏移时 $CCRR$ 变化情况,在 X 轴方向偏移时,CP 线圈抗偏移性能最弱,DD 线圈与 DQDD 线圈相对较弱,FSP 线圈与 GFSP 线圈抗偏移性能最强。图 10(b) 给出了磁耦合机构接收端在 Y 轴方向发生偏移时 $CCRR$ 变化情况,在 Y 轴方向偏移时,DD 线圈抗偏移性能最弱,FSP 线圈与 CP 线圈抗偏移性能较弱,DQDD 线圈抗偏移性能较强,GFSP 抗偏移性能最强。图 10(c) 给出了磁耦合机构接收端在 Z 轴方向发生偏移时 $CCRR$ 变化情况,在 Z 轴方向偏移时,DD 线圈和 DQDD 线圈在 Z 轴方向抗偏移性能最弱,CP 线圈抗偏移性能较强,FSP 线圈与 GFSP 线圈抗偏移性能最强。图 10(d) 给出了磁耦合机构接收端绕 Z 轴发生偏转时 $CCRR$ 变化情况,绕 Z 轴偏转时,DD 线圈和 FSP 线圈不具有抗偏转性能,CP 线圈、DQDD 线圈和 GFSP 线圈均具有抗偏转性能。

综上所述,对比现有研究成果,所提出 GFSP 磁耦合机构兼具抗偏移和抗偏转性能,且综合性能最优。

3 双路 P[#]LCC-S 补偿电路拓扑与建模

3.1 双路 P[#]LCC-S 补偿电路拓扑

基于 GFSP 磁耦合机构的单管无线电能传输系统电路拓扑如图 11 所示,包括单管谐振式逆变器 (I)、双路 LCC-S 补偿网络 (II)、GFSP 磁耦合机构 (III)、整流电路 (IV) 4 部分。图中 L_{ai} 和 C_{ai} ($i=1,2$) 为谐振电感与电容, L_{pi} 、 C_{pi} 、 C_{si} 和 C_{si} ($i=1,2$) 组成 LCC-S 补偿网络, L_{pi} 和 L_{si} ($i=1,2$) 为线圈自感, M_{p1s1} 和 M_{p2s2} 为正对互感, M_{p1s2} 和 M_{p2s1} 为交叉互感, $D_1 \sim D_8$ 为快恢复整流二极管, C_{o1} 与 C_{o2} 为输出滤波电容。图 11 中 V_{dc} 和 I_{in} 为总输入直流电压与电流, u_i 和 i_i ($i=1,2$) 为 LCC 补偿网络输入电压与电流, i_{pi} 和 i_{si} ($i=1,2$) 为发射端和接收端的线圈电流, u_{oi} 为全桥整流输入电压, V_{out} 与 I_{out} 为总输出直流电压与电流。

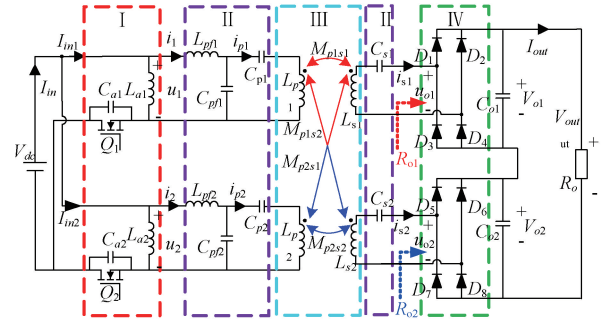


图 11 GFSP-WPT 系统电路拓扑

Fig. 11 Circuit topology of GFSP-WPT system

3.2 P[#]单管逆变电路模型分析

单管逆变电路软开关特性与谐振电感电容 L_a 、 C_a 及负载情况有关^[26],为实现宽负载范围内开关管的零电压开通,通常谐振频率取 $1.3 \sim 1.5$ 倍开关频率,参数设计应满足:

$$\begin{cases} \omega_0 = 1.5\omega_s = \frac{1}{\sqrt{L_a C_a}} \\ \sqrt{\frac{L_a}{C_a}} = k_f R_o \end{cases} \quad (10)$$

式中: ω_0 为单管逆变电路谐振频率, ω_s 为开关频率, R_o 为额定负载, k_f 负载调节系数,取 $0.2 \sim 1.5$ 之间。

由式 (10) 得到谐振电容表达式:

$$C_a = \frac{1}{\omega_0 k_f R_o} \quad (11)$$

根据面积等效法则^[7],单管逆变电路输出电压波形可等效为周期方波电压和正弦半波电压,如图 12 所示,

等效交流输出电压表达式为:

$$U_{in} = \begin{cases} V_{dc}, & 0 \leq t \leq (D+d)T_s \\ -U_p \sin(\omega_n t), & (D+d)T_s \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (12)$$

式中: D 为占空比, d 为软开关裕量, V_{dc} 为输入直流电压, U_p 为半波电压峰值, ω_n 为开关角频率。

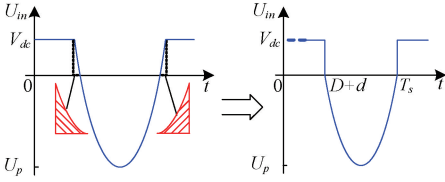


图 12 单管逆变电路输出电压波形

Fig. 12 Output voltage waveform of single-switch inverter circuit

根据伏秒平衡得到表达式:

$$(D+d)V_{dc} = \frac{U_p}{\sqrt{2}}(1-D-d) \quad (13)$$

解得:

$$U_p = \sqrt{2}V_{dc} \frac{(D+d)}{(1-D-d)} \quad (14)$$

由式 (14) 可知, 当 V_{dc} 、 D 和 d 恒定时, 单管逆变输出电压保持不变。

3.3 双路 P[#]LCC-S 补偿拓扑等效模型分析

由于补偿网络良好的高阶滤波特性, LCC-S 补偿拓扑电路可采用基波近似法进行分析, 基波等效电路如图 13 所示。

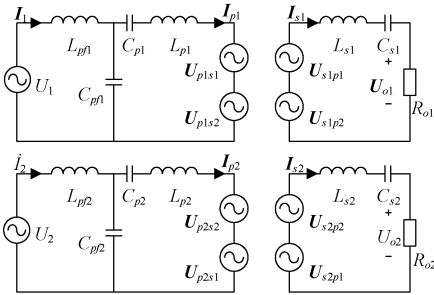


图 13 双路 LCC-S 交流等效模型

Fig. 13 Dual-channel LCC-S AC equivalent model

单管逆变器输出电压以向量形式可表示为:

$$\begin{cases} U_1 = U_{in} \angle 0^\circ \\ U_2 = U_{in} \angle 180^\circ \end{cases} \quad (15)$$

磁耦合机构互感 M_{p1s1} 、 M_{p2s2} 、 M_{p1s2} 及 M_{p2s1} 所产生的 4 组感应电压为图中 4 组受控电压源, 表达式为:

$$\begin{cases} U_{p1s1} = -j\omega M_{p1s1} I_{s1} \\ U_{p1s2} = -j\omega M_{p1s2} I_{s2} \\ U_{p2s1} = -j\omega M_{p2s1} I_{s1} \\ U_{p2s2} = -j\omega M_{p2s2} I_{s2} \end{cases} \quad (16)$$

电路模型 KVL 方程表示为:

$$\begin{cases} U_1 = I_1(X_{Lpf1} + X_{Cpf1}) - I_{p1}X_{Cpf1} \\ U_2 = I_2(X_{Lpf2} + X_{Cpf2}) - I_{p2}X_{Cpf2} \\ U_{p1s1} + U_{p1s2} = I_{p1}(X_{Cpf1} + X_{Lp1} + X_{Cp1}) - I_1X_{Cpf1} \\ U_{p2s1} + U_{p2s2} = I_{p2}(X_{Cpf2} + X_{Lp2} + X_{Cp2}) - I_2X_{Cpf2} \\ U_{s1p1} + U_{s2p1} = I_{s1}(X_{Ls1} + X_{Cs1} + R_{o1}) \\ U_{s2p1} + U_{s2p2} = I_{s2}(X_{Ls2} + X_{Cs2} + R_{o2}) \end{cases} \quad (17)$$

式中: X_L 和 X_C 为谐振元件电抗, 表达式为:

$$\begin{cases} X_{L_{pf1}} = j\omega L_{pf1} \\ X_{L_{pi}} = j\omega L_{pi} \\ X_{L_{si}} = j\omega L_{si} \end{cases} \quad \begin{cases} X_{C_{pf1}} = 1/j\omega C_{pf1} \\ X_{C_{pi}} = 1/j\omega C_{pi} \\ X_{C_{si}} = 1/j\omega C_{si} \end{cases} \quad (18)$$

电路发生谐振时, 存在如下关系:

$$\begin{cases} L_{pf1}C_{pf1} = L_{s1}C_{s1} = (L_{p1} - L_{pf1})C_{p1} = 1/\omega_n^2 \\ L_{pf2}C_{pf2} = L_{s2}C_{s2} = (L_{p2} - L_{pf2})C_{p2} = 1/\omega_n^2 \end{cases} \quad (19)$$

解得各网孔的电流分别为:

$$\begin{cases} I_{p1} = -j \frac{\dot{U}_1}{\omega L_{pf1}} \\ I_{p2} = -j \frac{\dot{U}_2}{\omega L_{pf2}} \end{cases} \quad \begin{cases} I_{s1} = \frac{M_{p1s1}U_1}{R_{o1}L_{pf1}} + \frac{M_{p2s1}U_2}{R_{o1}L_{pf2}} \\ I_{s2} = \frac{M_{p2s2}U_1}{R_{o2}L_{pf2}} + \frac{M_{p1s2}U_2}{R_{o2}L_{pf1}} \end{cases} \quad (20)$$

由式 (20) 可知, 工作频率恒定时, 谐振网络发射线圈激励电流仅与补偿电感和交流输入电压有关, 与互感、自感及负载无关, 发射线圈激励电流具有恒流特性。

因此整流电路输入电压 $\dot{U}_{o1}$ 与 $\dot{U}_{o2}$ 分别为:

$$\begin{cases} U_{o1} = I_{s1}R_{o1} = \left(\frac{M_{p1s1}U_1}{R_{o1}L_{pf1}} + \frac{M_{p2s1}U_2}{R_{o1}L_{pf2}} \right) R_{o1} \\ U_{o2} = I_{s2}R_{o2} = \left(\frac{M_{p2s2}U_1}{R_{o2}L_{pf2}} + \frac{M_{p1s2}U_2}{R_{o2}L_{pf1}} \right) R_{o2} \end{cases} \quad (21)$$

求得系统电压增益 G_{VV} 为:

$$G_{VV} = \frac{\sqrt{2}(\sqrt{M_{p1s1}^2 + M_{p2s1}^2} + \sqrt{M_{p2s2}^2 + M_{p1s2}^2})}{2\pi L_{pf1}} \quad (22)$$

由式 (22) 可知, 输出电压增益 G_{VV} 仅与补偿电感和互感有关, 与负载无关, 输出电压具有恒压特性。

4 双路 P[#]LCC-S 补偿电路仿真分析

4.1 仿真模型搭建

利用 MATLAB/Simulink 软件搭建了双路 P[#]LCC-S 补偿电路仿真模型, 电路参数如表 2 所示。

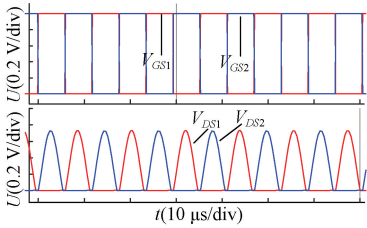
4.2 仿真结果及分析

图 14 为仿真结果单管逆变电路软开关波形。空载输出时, 两路逆变器软开关波形如图 14(a) 所示, 在开关

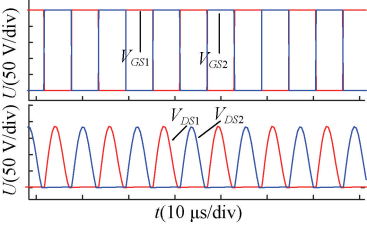
表2 GFSP-WPT 系统电路参数

Table 2 GFSP-WPT system circuit parameters

参数	数值	参数	数值	参数	数值
V_{DC}/V	50	$L_{p1}/\mu H$	27.2	$L_{p2}/\mu H$	27.4
f/kHz	85	C_{p1}/nF	129.0	C_{p2}/nF	131.4
$L_{a1}/\mu H$	15.2	$L_{p1}/\mu H$	73.1	$L_{p2}/\mu H$	70.9
$C_{a1}/\mu F$	163.4	C_{p1}/nF	77.1	C_{p2}/nF	81.0
$L_{a2}/\mu H$	15.1	$L_{s1}/\mu H$	71.5	$L_{s2}/\mu H$	71.8
$C_{a2}/\mu F$	183.9	C_{s1}/nF	49.5	C_{s2}/nF	48.3



(a) 空载
(a) No-load



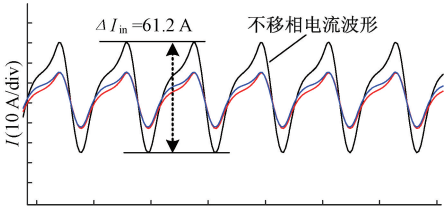
(b) 满载
(b) Full-load

图14 单管逆变软开关波形

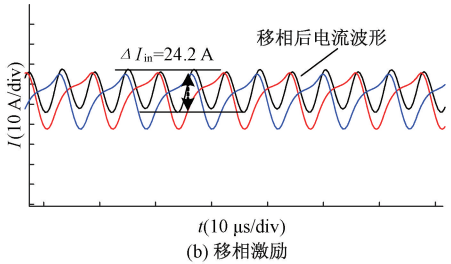
Fig. 14 Waveform of the single-switch soft switch

管开启前,漏源极电压 V_{DS1} 和 V_{DS2} 已降为 0,有效实现零电压开通;300 W 满载输出时,两路逆变器软开关工作波形如图 14(b)所示,同样系统可有效实现零电压开通。

图 15 为仿真结果 300 W 满载输出总输入电流波形。两发射线圈采用同相激励,总输入电流波形如图 15(a)所示,有效值为 6.6 A,峰峰值为 61.2 A,两发射线圈采用移相 180°激励,总输入电流波形如图 15(b)所示,有效值为 6.6 A,峰峰值降至 24.4 A,因此采用移相 180°激励可有效减小输入电流纹波。



(a) 同相激励
(a) In-phase excitation

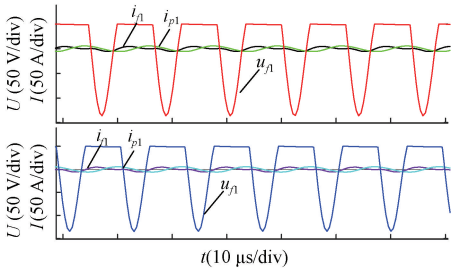


(b) 移相激励
(b) Phase-shift excitation

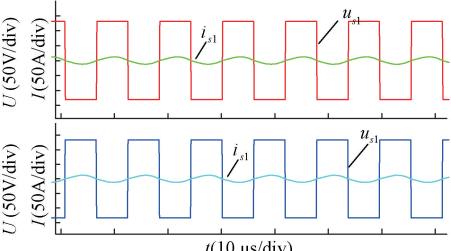
图15 仿真模型输入电流波形

Fig. 15 Input current waveform of the simulation model

图 16 为仿真结果 300 W 满载输出逆变器整流器电压电流波形。逆变器输出电压、输出电流及发射线圈激励电流如图 16(a)所示,输出电压相位略超前于电流,逆变器输出电压超前发射线圈激励电流 90°;整流器输入电压、输入电流波形如图 16(b)所示,此时电压电流相位相同,系统处于谐振状态。以上仿真结果与理论分析一致,验证了理论分析的正确性。



(a) 逆变器输出
(a) Inverter output



(b) 整流器输入
(b) Rectifier input

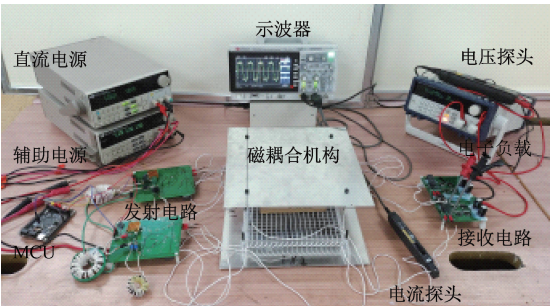
图16 逆变器和整流器电压电流波形

Fig. 16 Waveform of working voltage and current of inverter and rectifier

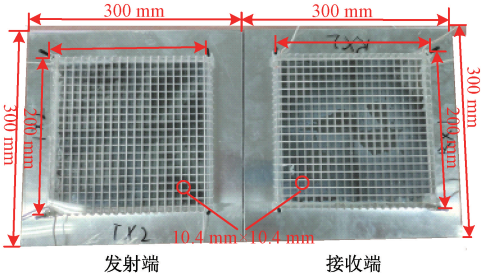
5 实验验证

5.1 实验样机搭建

为了验证系统的有效性可行性,搭建如图 17 所示实验样机测试平台。图 17(a)中调试设备包括直流电源(IT6722A)、辅助电源(IT6322)、示波器(DSOX112G)、电压探头(RIGOL RP1025D)、电流探头(RIGOL RP1003C)



(a) GFSP-WPT系统实验平台
(a) GFSP-WPT system experimental platform



(b) GFSP磁耦合机构
(b) GFSP magnetic coupling mechanism

图 17 实验样机

Fig. 17 Experimental prototype

和直流电子负载(CH9710C),实验样机包括控制器MCU(STM32F407ZGT6)、发射电路(驱动芯片型号为UCC27511,开关管型号为B33N60E)、接收电路(二极管型号为SS520,电容规格为220 uF/100 V)和GFSP磁耦合机构。图17(b)中左图为GFSP磁耦合机构发射端,右图为GFSP磁耦合机构接收端。磁耦合机构主要参数与表1一致,双路P^HLCC-S谐振电路参数与表2一致。

5.2 实验结果及分析

图18为实验系统软开关波形,空载输出时,两路逆变器软开关波形如图18(a)所示,软开关裕量时间分别为1.12和1.04 μs,漏源极电压 V_{DS1} 和 V_{DS2} 分别为218.6和218.1 V;额定300 W输出时,两逆变器软开关工作波形如图18(b)所示,软开关裕量时间分别为1.22和1.24 μs,即系统可实现与负载无关的0电压开通, V_{DS1} 和 V_{DS2} 分别为220.4和221.6 V。

图19为系统300 W满载输出总输入电流波形,两发射线圈采用同相激励,总输入电流波形如图19(a)所示,输入电流有效值为7.59 A,峰峰值为1.9 A;两发射线圈采用移相180°激励,总输入电流波形如图19(b)所示,输入电流有效值为7.56 A,峰峰值为1.6 A。因此,移相180°激励可有效减小输入电流纹波。

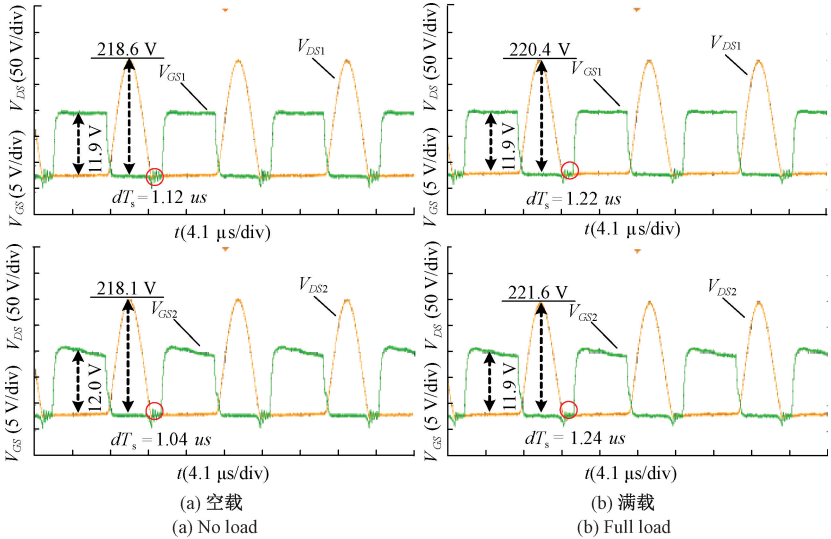


图 18 实验系统软开关波形

Fig. 18 Waveform of soft switch of experimental system

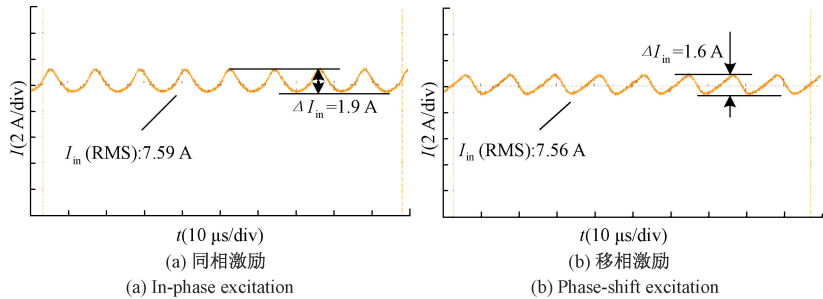
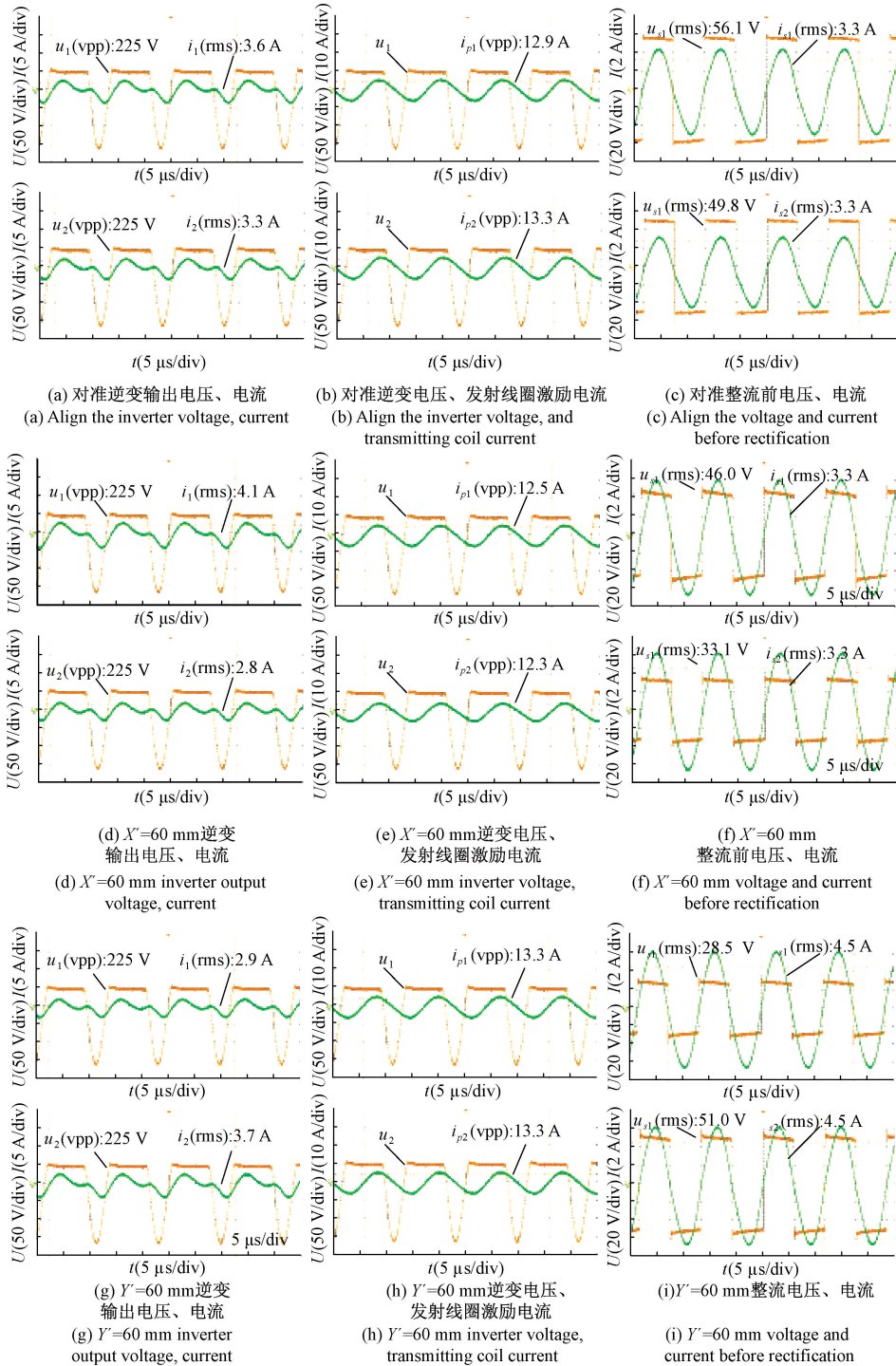


图 19 实验系统输入电流波形

Fig. 19 Waveform of input current of experimental system

图 20 为 GFSP 磁耦合机构接收端在 5 种不同位置下的系统工作电压电流波形。接收端在 5 种不同位置下单管逆变器输出电压与电流波形如图 20(a)、(d)、(g)、(j)和(m)所示,5 种位置下逆变器 1 和逆变器 2 输出电压峰值均为 225 V 左右,电压相位略超前于电流,系统阻抗处于弱感性,保证了开关管工作在零电压开通模式,由此证明单管逆变电路具有与偏移和偏转状态无关的软开关特性。

接收端在 5 种不同位置下单管逆变器输出电压与发射线圈激励电流波形如图 20(b)、(e)、(h)、(k)和(n)所示,5 种位置下发射线圈 1 激励电流峰峰值分别为 12.9、12.5、13.3、13.3、12.5 A,5 种位置下发射线圈 2 激励电流峰峰值分别为 13.3、12.3、13.3、13.3、13.3 A。上述 5 种位置下,两路发射线圈激励电流幅值近似相等,相位相差 180° ,与式 (20) 给出的理论推导一致,由此证明双路 LCC-S 谐振电路参数配置条件与传输特性的准确性。



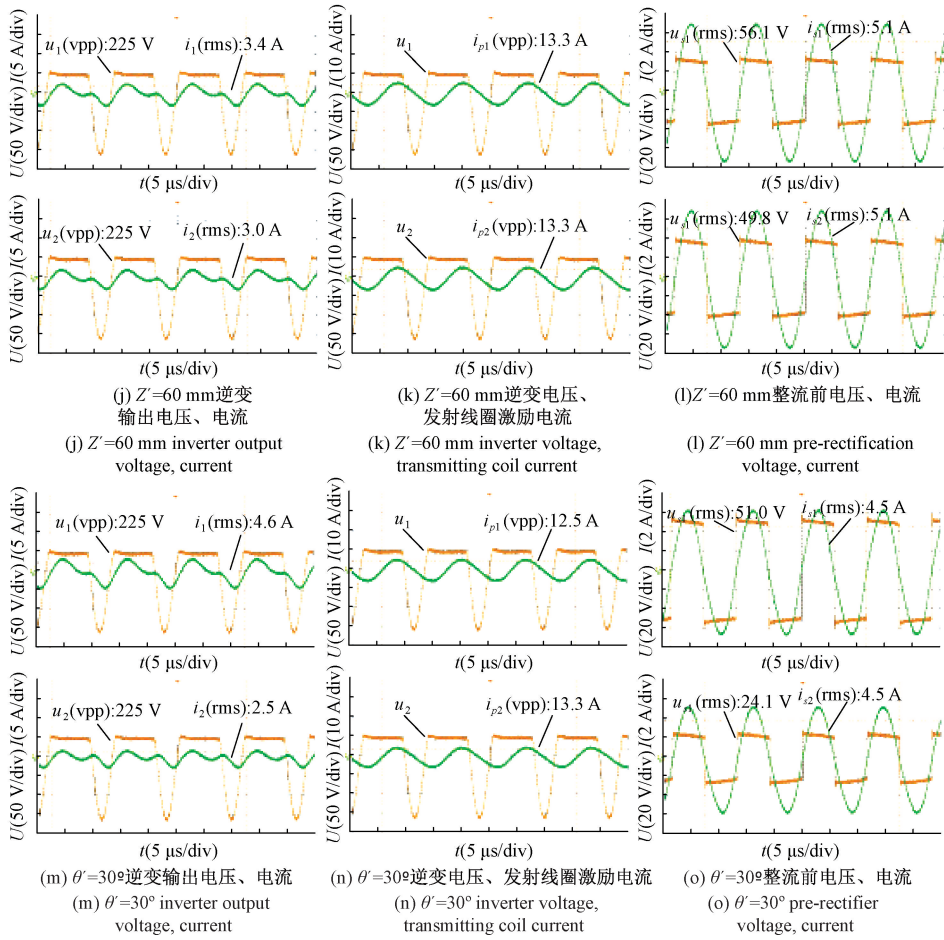


图 20 5 种不同位置下实验系统工作电压电流波形

Fig. 20 Experimental system operating current and voltage waveform in five different positions

接收端在 5 种不同位置下整流器输入电压、电流波形如图 20(c)、(f)、(i)、(l)和(o)所示,整流器 1 输入电压有效值分别为 56.1、46.0、28.5、32.4、51.0 V,输入电流有效值分别为 3.3、4.5、4.5、5.1、4.5 A,整流器 1 输入电压有效值分别为 49.8、33.1、51.0、38.2、24.1 V,输入电流有效值分别为 3.3、4.5、4.5、5.1、4.5 A,两路整流器电流近似相等,与式 (20) 给出的理论推导一致。可以看出,上述 5 种位置下,两路整流器输入电压、输入电流相位均保持同相,处于谐振状态。

图 21 给出了磁耦合机构接收端偏移和偏转时总输出电压 V_{out} 与整机效率 η 变化情况图。接收端对准时,输出电压为 102.4 V,效率为 89.4%,在 X 轴偏转 -120 mm 时, V_{out} 降至 38.7 V, η 降至 80.4%,在 X 轴偏转 120 mm 时, V_{out} 降至 41.8 V, η 降至 80.8%,在 Y 轴偏转 -120 mm 时, V_{out} 降至 38.8 V, η 降至 81.4%,当在 Y 轴偏转 120 mm 时, V_{out} 降至 39.5 V, η 降至 80.9%,在 Z 轴偏转 100 mm 时, V_{out} 降至 40.2 V, η 降至 81.5%,绕 Z 轴偏转 45° 时, V_{out} 降至 94.9 V, η 降至 85.8%,绕 Z 轴偏转 90° 时, V_{out} 恢复到 102.1 V, η 恢复到 89.4%。偏移和偏转时效率下降主要原

因是偏移后耦合系数减小,导致输出功率不变情况下系统电流增大,逆变器、整流器和补偿电感损耗增加。

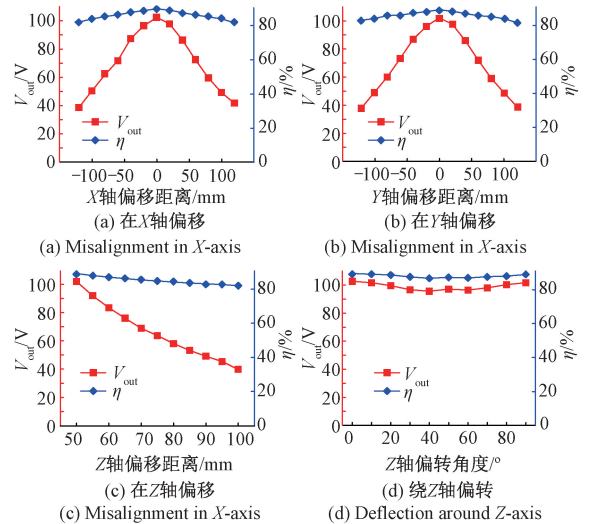


图 21 偏移和偏转时 V_{out} 和 η 变化情况

Fig. 21 Variation of V_{out} and η with misalignment and deflection

综上所述,发射线圈交错移相激励可有效减小输入电流纹波,接收端在设定范围内偏移和偏转时,系统谐振状态及软开关状态不会发生较大变化,可以保持能量稳定传输,仅会因为耦合系数减小导致输出电压在一定范围内减小,传输效率始终大于 80%,由此证明所提出 WPT 系统具有较好的抗偏移和抗偏转性能。

将以上实验结果与现有文献进行对比,对比结果见表 3 所示。不同尺寸线圈允许偏移距离不同,最大偏移距离占线圈边长的比例可统一描述磁耦合机构抗偏移性能,对比文献[4,12-13,16,18]及本文所提出磁耦合机构,其中文献[12]和本文所提出磁耦合机构允许偏移距离更大,且偏移至最大距离时文献[13]和本

文 *CCRR* 最高,即抗偏移性能最佳。另一方面,文献[13]所提出磁耦合机构在 *X* 轴方向偏移距离仅占线圈边长的 36.7%,远低于本文的 60%,因此文献[13]综合抗偏移性能弱于本文所提出磁耦合机构。从抗偏转性能来看,文献[4,12-13,16,18]和本文所提出系统具有抗偏转性能,文献[4]和[13]所提系统不具备抗偏转性能。通过以上对比,证明了本文所提磁耦合机构兼具抗偏移及抗偏转性能,且综合性能最优。从系统整体效率来看,系统额定功率越大,效率相对越高,因为系统固有损耗所占更小,在相同功率水平下,对比文献[4,12-13,16,18],本文所提出系统效率更有优势。

表 3 与现有工作的对比
Table 3 Comparisons with existing methods

文献	发射-接收线圈	补偿拓扑类型	尺寸大小/mm	偏移距离/mm	抗偏转性能	<i>CCRR</i>	功率/kW	效率/%
[12]	CP-CP	S-S	Φ800	<i>X</i> :300(37.5%) <i>Y</i> :300(37.5%)	具有	0.29	3.3	≥91
[16]	TP-TP	P-P	Φ600	<i>X</i> :230(38.3%) <i>Y</i> :230(38.3%)	具有	0.45	1	≥90
[4]	DD-BP	LCC-LCC	512×248	<i>X</i> :180(35.2%) <i>Y</i> :75(30.24%)	不具有	0.2	0.5	≥81
[13]	FSP-FSP	LCC-S	300×300	<i>X</i> :110(36.7%) <i>Y</i> :230(76.7%)	不具有	0.61	0.5	≥83
[18]	DQDD-DQDD	LCC-S	390×390	<i>X</i> :150(50.0%) <i>Y</i> :150(50.0%)	具有	0.45	0.5	≥82
本文	GFSP-GFSP	LCC-S	200×200	<i>X</i> :120(60.0%) <i>Y</i> :120(60.0%)	具有	0.51	0.3	≥80

图 22 给出了系统 300 W 满载输出损耗分布,磁耦合机构对准时,磁耦合机构铜损和铁损占比最大,其次是整流电路损耗占比较大,电容、电感损耗占比较低,单管逆

变电路损耗占比最低。磁耦合机构接收端在 *X* 轴上偏移 120 mm 时,耦合系数减小,在输出功率保持不变情况下,系统电流增大,单管逆变器、整流器、补偿电感损耗增加,由于 LCC 补偿网络具有恒流特性,磁耦合机构损耗几乎保持不变。

6 结 论

该文提出了一种基于网格型螺线管线圈的单管逆变无线电能传输系统,经分析研究,得到下列结论:

- 1) GFSP 磁耦合机构仅有单个磁通回路,磁场集中在两侧且均匀分布,使磁耦合机构兼具抗偏移和抗偏转性能,与传统线圈相比综合性能最优。
- 2) 单管逆变 P[#]LCC-S 谐振网络拓扑结构电路兼具单管逆变拓扑与 LCC-S 补偿拓扑优点,单管逆变拓扑输入电流纹波较大,通过交错移相激励发射线圈可有效减

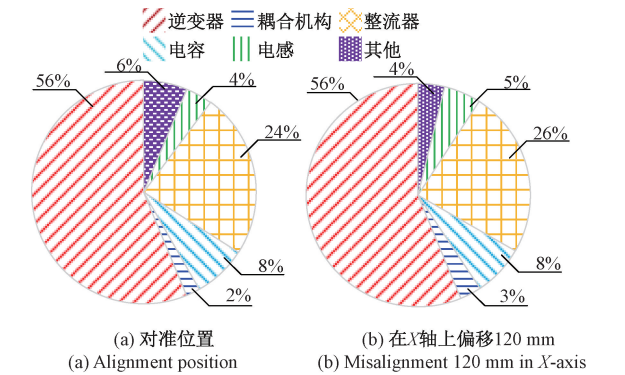


图 22 实验系统损耗分布
Fig. 22 Loss distribution of experimental system

小输入电流纹波。

3) 通过实验验证,在 XOY 平面偏移 ± 120 mm,在 Z 轴方向偏移 $50 \sim 100$ mm,绕 Z 轴偏转 $0 \sim 90^\circ$ 范围内,样机耦合系数保持率始终高于 50%,传输效率大于 80%。

4) GFSP 磁耦合机构及单管逆变双路 P^rLCC-S 谐振网络拓扑针对中小功率无线充电应用场合,具有电路结构简单、抗偏移和抗偏转性能强的优势。

参考文献

- [1] 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. A review of anti-misalignment techniques for inductive wireless energy transmission systems[J]. Chinese Journal of Electrical Engineering, 2023, 43(14): 5537-5557.
- [2] 徐佳毅,李洪宇,谢子铭,等. 面向最优效率的潜标耦合电能传输系统[J]. 仪器仪表学报, 2021, 42(4): 75-82.
XU J Y, LI H Y, XIE Z M, et al. Latent marker coupled power transmission system for optimal efficiency[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2021, 42(4): 75-82.
- [3] 江兵,王子博,俞子豪,等. MCR-WPT 系统接收线圈偏移角度的测量方法研究[J]. 电子测量与仪器学报, 2023, 37(9): 1-7.
JIANG B, WANG Z B, YU Z H, et al. Research on measuring method of offset angle of receiving coil in MCR-WPT system[J]. Chinese Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2023, 37(9): 1-7.
- [4] RASEKH N, KAVIANPOUR J, MIRSALEM M. A novel integration method for a bipolar receiver pad using LCC compensation topology for wireless power transfer[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2018, 67(8): 7419-7428.
- [5] YUAN H, WANG CH F, XIA D W. Research on input-parallel single-switch WPT system with load-independent constant voltage output[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2023, 9(1): 1888-1896.
- [6] YANG Y, ZHANG X, GUO K, et al. Optimization of a single-switch wireless power transfer circuit based on a multi-coil array[J]. Electronics, 2023, 12(10): 2213-2229.
- [7] 杨奕,张葛,曹桂梅,等. 基于多线圈阵列的单管无线电能传输电路优化[J]. 电工技术学报, 2023, 38(20): 5398-5410.
YANG Y, ZHANG G, CAO G M, et al. Optimization on single-switch wireless power transfer circuit based on multi-coils array[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(20): 5398-5410.
- [8] 杨奕,张学健,罗蕾,等. 单管无线电能传输系统纹波抑制研究[J]. 西南大学学报(自然科学版), 2023, 45(1): 183-193.
YANG Y, ZHANG X J, LUO L, et al. Research on ripple suppression of single-tube wireless power transmission inverter system[J]. Journal of Southwest University (Natural Science Edition), 2023, 45(1): 183-193.
- [9] BUJA G, BERTOLUZZO M, KISHORE N M. Design and experimentation of WPT charger for electric city car[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(12): 7436-7447.
- [10] YAO Y, WANG Y J, LIU X SH, et al. A Novel unsymmetrical coupling structure based on concentrated magnetic flux for high-misalignment IPT applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(4): 3110-3123.
- [11] COVIC G A, BOYS J T. Inductive power transfer[J]. Proceedings of the IEEE, 2013, 101(6): 1276-1289.
- [12] MOON S C, 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.
- [13] 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. Wireless energy transmission system for electric vehicles with strong misalignment resistance[J]. Chinese Journal of Electrical Engineering, 2019, 39(13): 3907-3917.
- [14] BUDHIA M, BOYS J T, COVIC G A, et al. Development of a single-sided flux magnetic coupler for electric vehicle ipt charging systems[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(1): 318-328.
- [15] ZAHEER A, COVIC G A, KACPRZAK D A. Bipolar pad in a 10 kHz 300 W distributed IPT system for AGV applications[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(7): 3288-3301.
- [16] KIM S, COVIC G A, BOYS J T. Tripolar pad for inductive power transfer systems for EV charging[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(7): 5045-5057.
- [17] MAI J W, WANG Y J, YAO Y S, et al. High-misalignment tolerant IPT systems with solenoid and double D pads[J]. IEEE Transactions on Industrial

- Electronics, 2021, 69(4): 3527-3535.
- [18] 肖蕙蕙, 周青山, 熊山香, 等. 基于双层正交 DD 线圈抗偏移偏转的无线电能传输系统[J]. 电工技术学报, 2022, 37(16): 4004-4018.
- XIAO H H, ZHOU Q SH, XIONG SH X, et al. Wireless power transfer system based on double-layer quadrature double-D coupling structure with anti-misalignment and anti-deflection[J]. Journal of Electrotechnology, 2022, 37(16): 4004-4018.
- [19] HOU J, CHEN Q H, WONG S C, et al. Analysis and control of series/series-parallel compensated resonant converter for contactless power transfer[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2015, 3(1): 124-136.
- [20] 麦建伟, 曾宪瑞, 刘治钢, 等. 基于 S/SP 补偿拓扑的强抗偏移感应式无线电能传输系统[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(4): 1525-1537.
- MAI J W, ZENG X R, LIU ZH G, et al. A strong misalignment-resistant inductive wireless energy transmission system based on S/SP compensation topology[J]. Chinese Journal of Electrical Engineering, 2023, 43(4): 1525-1537.
- [21] WEI Y CH, WU F J, LIU H CH. Indirect control strategy of secondary charging voltage and current and transient analysis of LCC-S WPT system [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2023, 11(2): 2364-2376.
- [22] CHEN SH X, LI H CH, TANG Y. Extending the operating region of inductive power transfer systems through dual-side cooperative control [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(11): 9302-9312.
- [23] GATI E, KAMPITSIS G, MANIAS S. Variable frequency controller for inductive power transfer in dynamic conditions [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(2): 1684-1696.
- [24] LIU Y, MADAWALA U K, MAI R K, et al. An optimal multivariable control strategy for inductive power transfer systems to improve efficiency[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(9): 8998-9010.
- [25] LI W H, WEI G, CUI CH, et al. A double-side self-tuning lcc/s system using a variable switched capacitor based on parameter recognition[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(4): 3069-3078.
- [26] 李厚基, 刘明, 杨煜志, 等. 基于 E 类逆变电路的宽负载范围软开关无线充电补偿网络研究[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(20): 7375-7387.
- LI H J, LIU M, YANG Y ZH, et al. Study on soft-switching wireless charging compensation network with wide load range based on class E inverter circuit [J]. Chinese Journal of Electrical Engineering, 2022, 42(20): 7375-7387.

作者简介



杨奕, 1991 年于西南师范大学获得学士学位, 2003 年于西安交通大学获得硕士学位, 现为重庆理工大学教授, 主要研究方向为无线电能传输技术、电能变换与控制技术。

E-mail: yangyi@cqut.edu.cn

Yang Yi received his B.Sc. degree from Southwest Normal University in 1991, and received his M.Sc. degree from Xi'an Jiaotong University in 2003. He is currently a professor at Chongqing University of Technology. His main research interests include wireless power transfer and power conversion and control technology.



郭科, 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研究生, 主要研究方向为无线电能传输技术、电能变换与控制技术。

E-mail: guoke@stu.cqut.edu.cn

Guo Ke received his B.Sc. degree from Chongqing University of Technology in 2021. He is currently a master student at Chongqing University of Technology. His main research interests include wireless power transfer and power conversion and control technology.



郭强(通信作者), 2010 年于西南大学获得硕士学位, 2015 年于重庆大学获得博士学位, 现为重庆理工大学副教授, 主要研究方向为 PWM 整流器、混合微电网及存储系统等。

E-mail: guoqiang@cqut.edu.cn

Guo Qiang (Corresponding author) received his M.Sc. degree from Southwest University in 2010, and received his Ph.D. degree from Chongqing University in 2015. He is currently an associate professor at Chongqing University of Technology. His main research interests include PWM rectifiers, hybrid microgrid and storage systems.