

中国电机工程学报
Proceedings of the CSEE
ISSN 0258-8013, CN 11-2107/TM

《中国电机工程学报》网络首发论文

题目: 集成 LCC-S 拓扑的二维全向无线电能传输系统无盲区能量捕获方法研究
作者: 张献, 王冉, 王奉献, 苑朝阳, 李慕松, 杨庆新, 代中余
DOI: 10.13334/j.0258-8013.pcsee.230520
网络首发日期: 2023-09-06
引用格式: 张献, 王冉, 王奉献, 苑朝阳, 李慕松, 杨庆新, 代中余. 集成 LCC-S 拓扑的二维全向无线电能传输系统无盲区能量捕获方法研究[J/OL]. 中国电机工程学报. <https://doi.org/10.13334/j.0258-8013.pcsee.230520>



网络首发: 在编辑部工作流程中, 稿件从录用到出版要经历录用定稿、排版定稿、整期汇编定稿等阶段。录用定稿指内容已经确定, 且通过同行评议、主编终审同意刊用的稿件。排版定稿指录用定稿按照期刊特定版式(包括网络呈现版式)排版后的稿件, 可暂不确定出版年、卷、期和页码。整期汇编定稿指出版年、卷、期、页码均已确定的印刷或数字出版的整期汇编稿件。录用定稿网络首发稿件内容必须符合《出版管理条例》和《期刊出版管理规定》的有关规定; 学术研究成果具有创新性、科学性和先进性, 符合编辑部对刊文的录用要求, 不存在学术不端行为及其他侵权行为; 稿件内容应基本符合国家有关书刊编辑、出版的技术标准, 正确使用和统一规范语言文字、符号、数字、外文字母、法定计量单位及地图标注等。为确保录用定稿网络首发的严肃性, 录用定稿一经发布, 不得修改论文题目、作者、机构名称和学术内容, 只可基于编辑规范进行少量文字的修改。

出版确认: 纸质期刊编辑部通过与《中国学术期刊(光盘版)》电子杂志社有限公司签约, 在《中国学术期刊(网络版)》出版传播平台上创办与纸质期刊内容一致的网络版, 以单篇或整期出版形式, 在印刷出版之前刊发论文的录用定稿、排版定稿、整期汇编定稿。因为《中国学术期刊(网络版)》是国家新闻出版广电总局批准的网络连续型出版物(ISSN 2096-4188, CN 11-6037/Z), 所以签约期刊的网络版上网络首发论文视为正式出版。

集成 LCC-S 拓扑的二维全向无线电能传输系统无盲区能量捕获方法研究

张献¹, 王冉¹, 王奉献¹, 苑朝阳¹, 李慕松¹, 杨庆新², 代中余¹

- (1. 省部共建电工装备可靠性与智能化国家重点实验室(河北工业大学), 天津市北辰区 300130;
2. 新能源电力变换传输与智能控制天津市重点实验室(天津理工大学), 天津市西青区 300382)

Research on Energy Harvesting Method Without Blind Spots for a Two-dimensional Omni-directional Wireless Power Transfer System With Integrated LCC-S Topology

ZHANG Xian¹, WANG Ran¹, WANG Fengxian¹, YUAN Zhaoyang¹, LI Musong¹, YANG Qinxin², DAI Zhongyu¹

(1. State Key Laboratory of Reliability and Intelligence of Electrical Equipment (Hebei University of Technology), Beichen District, Tianjin 300130, China; 2. Tianjin Key Laboratory of New Energy Power Conversion, Transmission and Intelligent Control (Tianjin University of Technology), Xiqing District, Tianjin 300382, China)

ABSTRACT: This paper proposes a method for capturing wireless power in a two-dimensional omnidirectional manner without blind spots by integrating the LCC-S topology. The approach addresses the competition between spatial magnetic field integrity and the complexity of current control strategies in two-dimensional omnidirectional wireless power transfer technology. The system uses two-dimensional orthogonal coils as electromagnetic coupling mechanisms and integrates them into the LCC-S compensation topology. Additionally, the paper presents a system parameter design condition and a self-adjusting parameter adjustment strategy to achieve the system's production of an evenly rotating magnetic field in two-dimensional space and a Zero-Phase Angle (ZPA) input. The magnetic field distribution in the system in two-dimensional space is analyzed using a field-road coupling finite element model, and the peak magnetic field intensity vector trajectory over time is circular. An integrated two-dimensional omnidirectional wireless power transfer experimental prototype was constructed, and experimental results demonstrate that the system achieves two-dimensional omnidirectional electromagnetic energy capture without blind spots under a single power source drive.

KEY WORDS: omni-directional wireless power transfer; integrated topology; time-averaged rotating magnetic field self-decoupling; Zero-Phase Angle

摘要: 针对二维全向无线电能传输技术存在空间磁场完整度与电流控制策略复杂度的竞争问题, 该文提出一种集成 LCC-S 拓扑的二维全向无线电能传输系统无盲区能量捕获方法。该系统以二维正交线圈为电磁耦合机构, 并将其

集成于 LCC-S 型补偿拓扑。同时提出一种自调整参数设计方法, 实现系统在二维空间内产生时均旋转磁场以及系统的零相角(Zero-Phase Angle, ZPA)输入。通过场-路耦合有限元模型分析系统在二维空间内磁场分布情况, 随时间峰值磁场强度矢量轨迹为圆形。搭建了集成型二维全向无线电能传输的实验样机, 实验结果表明, 该系统实现单一电源驱动下无盲区的二维全向电磁能量捕获。

关键词: 全向无线电能传输; 拓扑集成; 时均旋转磁场; 零相角输入

0 引言

无线电能传输(wireless power transfer, WPT)技术实现了电能从电源端到用电设备端无导体接触传输, 相比于传统的接触式电能传输方式, 摆脱了导线的束缚, 具有灵活^[1]、安全^[2-4]、可靠^[5-7]等优点。现有 WPT 技术存在传输距离和接收位置受限这两大瓶颈, 当发射线圈和接收线圈发生一定偏移, 将导致系统传输效率^[8, 9]和功率的下降^[10-12], 甚至引发系统瘫痪。为实现位置高自由度的无线电能传输, 全向 WPT 技术应运而生。实现全向 WPT 的关键在于空间内的均匀分布电磁场, 目前针对全向 WPT 技术的研究主要包括电磁耦合机构的设计与优化和磁场矢量调控。

应用于全向 WPT 系统的电磁耦合机构通常采用立体机构, 主流结构包括二维正交线圈、三维正交线圈。本文关注于二维全向电能无线传输场景, 以二维正交线圈为系统发射单元。对于二

维全向 WPT 系统,若其发射单元的驱动方式为单一电源激励,无法保证空间中电磁场的均匀分布,此时存在电磁能量的捕获盲区^[16]。若采用相位差为 90° 的电流驱动二维正交线圈,其可在空间内产生密度均匀的旋转电磁场^[17],但该驱动方式不仅需要双电源激励,而且电路结构、控制系统复杂。为了简化系统控制,文献[18]提出了一种单源立方发射线圈结构,可在二维空间内产生电磁场。但由于立方结构的边缘导线耦合,这种立方发射线圈产生的电磁场并非完全二维全向。综合上述分析,二维全向 WPT 技术存在空间磁场完整度与电流控制策略复杂度的矛盾。如何实现单一电源驱动下无电磁能量捕获盲区的二维全向电能无线传输,是本文研究的重点。

拓扑集成化研究是目前 WPT 技术研究热点之一,将耦合机构集成于高阶补偿拓扑中,实现不同功能的集成化复用。文献[19]提出了一种集成双耦合 LCC-S 拓扑结构,其中发射机构由两个相互解耦的发射线圈构成。通过结构设计使得两个发射线圈与接收线圈之间的互感随偏移量变化的趋势相反,从而实现系统的高偏移容忍度,同时提高了系统传输能力。文献[20]为实现双频条件下电能的无接触传递,提出了具有自解耦紧凑型耦合线圈的混合拓扑,以基波和三次谐波同时谐振作为约束条件,减少对变频器的要求,同时系统的横向偏移容忍度获得提升。拓扑集成化研究主要集中于将线圈与高阶拓扑混合,功能上集中于提升系统的位置自由度。

如上所述,以二维全向无盲区电磁能量捕获为目的,将二维正交线圈引入高阶补偿拓扑中,尚无文献报告。为解决二维全向 WPT 技术中空间磁场完整度与电流控制策略复杂度的竞争问题,本文提出一种集成型二维全向 WPT 系统无盲区能量捕获方法,其中二维正交线圈被集成于 LCC-S 补偿拓扑中。同时提出一种自调整参数设计方法,保证系统谐振频率与电磁耦合机构的自然谐振频率一致,同时实现空间电磁场矢量调整,保证了二维空间磁场完整度。实验结果表明,本文所提出的集成型二维全向 WPT 系统实现了二维平面内无盲区能量捕获。

1 集成型二维全向 WPT 系统

1.1 拓扑集成与二维全向磁场分析

为实现二维全向 WPT 系统的无盲区能量捕

获并简化电流控制策略的复杂度,基于 LCC-S 拓扑提出一种集成型二维全向 WPT 系统。如图 1 所示,以 TXp1、TXp2 标示正交线圈,其中线圈 TXp1 具有功能复用作用,一方面作为能量的发射线圈,另一方面与补偿电容 C_{p1} 和 C_{p2} 构成 LCC 型高阶拓扑网络。

为实现系统的最大化能量捕获,需保证接收线圈 RX 在二维平面内任意处,系统均工作于最佳谐振点。开关电容 (switched-controlled

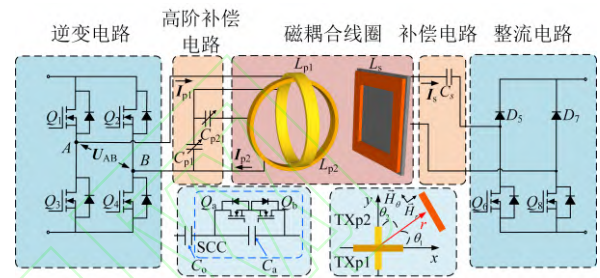


图 1 基于 LCC-S 拓扑的集成型二维全向 WPT 系统

Fig.1 Two-dimensional omnidirectional wireless power transfer system with integrated LCC-S topology

compensation capacitor, SCC)可主动调节容值,其由固定值 C_a 和两个反并联 MOSFET 开关 Q_a 和 Q_b 组成,通过调节 Q_a 和 Q_b 占空比实现容值调整。本文所提出的集成型二维全向 WPT 系统采用双开关电容(DSCC)方案,保证在二维平面内系统的无盲区能量捕获。副边整流电路为半有源整流器(Semiactive Rectifier, SAR),其映射电阻可通过调节 Q_6 和 Q_8 占空比调整。

本文提出的集成型二维全向 WPT 系统的工作原理可概述为,系统经逆变电路在空间内激发交变电磁场,并由接收线圈 RX 捕获,其中 DSCC 保证系统谐振频率与电磁耦合机构的自然谐振频率一致。同时调控空间电磁场矢量,保证空间磁场完整度。最终实现接收线圈 RX 在二维平面内的无盲区能量捕获。

为得到二维全向 WPT 系统生成无盲区旋转电磁场的必要条件,假定二维正交线圈 TXp1 和 TXp2 分别以相位相差 90° 的交流电流源 I_1 和 I_2 驱动时,其中 $I_1 = I_0 \sin(\omega t)$, $I_2 = I_0 \sin(\omega t + \pi/2)$ 。空间内任意点 (r, θ_1) 处的磁场强度可表示为:

$$\begin{aligned} \mathbf{H}_{\text{total}} = & \frac{S}{2\pi} I_0 \cos(\omega t - \theta_1) \left(\frac{1}{r^3} + \frac{jk}{r^2} \right) e^{-ikr} \mathbf{a}_r \\ & + \frac{S}{4\pi} I_0 \sin(\omega t - \theta_1) \left(\frac{1}{r^3} + \frac{jk}{r^2} \right) e^{-ikr} \mathbf{a}_r \end{aligned} \quad (1)$$

式中 S 是单个发射线圈的面积, ω 是角频率, k 是波数, r 是接收线圈中心到发射线圈中心的距离, \mathbf{a}_r 是由发射线圈中心指向接收线圈中心方向上的单位向量, θ_1 和 θ_2 分别是组成发射线圈的 TX_{p1} 和 TX_{p2} 的法线与接收线圈法线所形成的夹角, 且 θ_1 和 θ_2 满足 $\theta_2 = (\pi/2 - \theta_1)$ 。

由式(1)可知, 发射单元在二维平面内产生的磁场强度方向随时间周期性的绕发射单元中心点旋转, 且幅值保持恒定, 即若二维正交线圈的电流相位差为 90° , 其在二维平面内的峰值磁场强度矢量轨迹为圆形, 可保证二维平面内磁场的完整度。

1.2 集成型二维全向 WPT 系统参数设计

根据集成型二维全向 WPT 系统的电磁耦合关系, 对本文提出的集成型系统进行解耦分析, 其解耦后的电路模型如图 2 所示。 U_{AB} 是原边逆变电路输出电压, L_{p1} , L_{p2} 和 L_s 分别是发射线圈 TX_{p1}、TX_{p2} 和接收线圈 RX 的自感, M_{Lp1s} 、 M_{Lp2s} 分别为两发射线圈与接收线圈之间的互感, C_{p1} , C_{p2} 和 C_s 分别是发射和接收线圈的补偿电容。 I_{p1} 、 I_{p2} 和 I_s 分别是流过发射线圈 TX_{p1}、TX_{p2} 和接收线圈的电流, R_{eq} 是半有源桥整流电路等效到交流侧的映射电阻。

图 2 所示基尔霍夫电压回路方程可表示为:

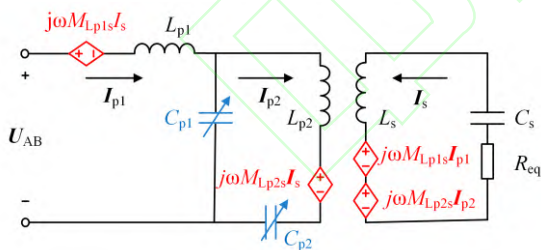


图 2 集成型二维全向 WPT 系统解耦模型

Fig.2 Integrated two-dimensional omnidirectional WPT system decoupling circuit

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{j\omega C_{p1}} + j\omega L_{p1} & -\frac{1}{j\omega C_{p1}} & j\omega M_{Lp1s} \\ \frac{1}{j\omega C_{p1}} & -\frac{1}{j\omega C_{p1}} - Z_p & -j\omega M_{Lp2s} \\ j\omega M_{Lp1s} & j\omega M_{Lp2s} & Z_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{p1} \\ I_{p2} \\ I_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_{AB} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$\begin{cases} Z_p = \frac{1}{j\omega C_{p2}} + j\omega L_{p2} \\ Z_s = \frac{1}{j\omega C_s} + j\omega L_s + R_{eq} \end{cases} \quad (3)$$

式中 Z_p 为发射侧等效阻抗, Z_s 为接收侧等效阻抗。

为保证接收单元处于谐振状态, 需满足:

$$C_s = \frac{1}{\omega^2 L_s} \quad (4)$$

将式(4)代入式(2)并化简, 可求得各支路电流为:

$$\begin{cases} I_{p1} = \frac{U_{AB} (jC_{p1} M_{Lp2s}^2 \omega^3 + Z_s + jC_{p1} \omega Z_p Z_s)}{\omega^2 \tau_1 + Z_s \tau_2} \\ I_{p2} = \frac{U_{AB} (-jC_{p1} M_{Lp1s} M_{Lp2s} \omega^3 + Z_s)}{\omega^2 \tau_1 + Z_s \tau_2} \\ I_s = \frac{U_{AB} (-jM_{Lp1s} \omega - jM_{Lp2s} \omega + C_{p1} M_{Lp1s} \omega^2 Z_p)}{\omega^2 \tau_1 + Z_s \tau_2} \end{cases} \quad (5)$$

式中

$$\begin{cases} \tau_1 = -M_{Lp1s}^2 - 2M_{Lp1s} M_{Lp2s} - M_{Lp2s}^2 + \\ \quad C_{p1} L_{p1} M_{Lp2s}^2 \omega^2 - jC_{p1} M_{Lp1s}^2 \omega Z_p \\ \tau_2 = -jL_{p1} \omega - Z_p + C_{p1} L_{p1} \omega^2 Z_p \end{cases} \quad (6)$$

综合上述分析, 为保证集成系统在二维平面内无盲区能量捕获, 系统拓扑集成化设计的目标为:

1. 流经二维正交发射线圈的电流幅值相同, 且两者相位相差 90° 。从而实现随时间变化的密度均匀的圆形旋转磁场, 保证二维平面内无电磁能量捕获盲区。

2. 通过补偿参数设计使逆变电路后级拓扑的等效阻抗为纯阻性, 实现集成型系统的 ZPA 输入, 降低逆变电路的功率容量和系统损耗。

基于上述的参数设计目标, 定义流经发射线圈 TX_{p1} 和 TX_{p2} 的电流比值为 $\delta = a_\delta + jb_\delta$, 其中 a_δ 和 b_δ 分别代表电流比值的实部和虚部。由式(4)和(5)可得:

$$\begin{cases} a_\delta = \frac{C_{p1}^2 M_{Lp1s} M_{Lp2s}^3 \omega^6 - C_{p1}^2 M_{Lp1s} M_{Lp2s} \omega^4 Z_p Z_s + Z_s^2}{C_{p1}^2 M_{Lp1s}^2 M_{Lp2s}^2 \omega^6 + Z_s^2} \\ b_\delta = \frac{C_{p1} M_{Lp1s} M_{Lp2s} \omega^3 Z_2 + C_{p1} M_{Lp2s}^2 \omega^3 Z_s + C_{p1} \omega Z_p Z_s^2}{C_{p1}^2 M_{Lp1s}^2 M_{Lp2s}^2 \omega^6 + Z_s^2} \end{cases} \quad (7)$$

为保证发射单元在二维平面内产生随时间变化的密度均匀的圆形旋转磁场, 设计目标可等效为 $a_\delta = 0$ 且 $b_\delta = 1$ 。

求解可得电容 C_{p1} 和电容 C_{p2} 需满足:

$$\begin{cases} C_{p1} = \frac{R_{eq}}{\omega^3 M_{Lp2s}^2} \\ C_{p2} = \frac{R_{eq}^2}{\omega^4 L_s^2 \left(\frac{M_{Lp1s} M_{Lp2s} R_{eq}}{\omega L_s^2} - \frac{M_{Lp2s}^2 R_{eq}}{\omega L_s^2} + \frac{L_p R_{eq}^2}{\omega^2 L_s^2} \right)} \end{cases} \quad (8)$$

为实现系统 ZPA 输入, 需满足虚部为零。

由式(5)可得:

$$R_{eq} = \frac{M_{Lp1s} M_{Lp2s} \omega + \omega M_{Lp2s}^2}{L_{p1}} \quad (9)$$

进一步将式(9)代入式(8), 可得同时满足参数设计条件 1 和条件 2 下补偿电容 C_{p1} 和 C_{p2} 为:

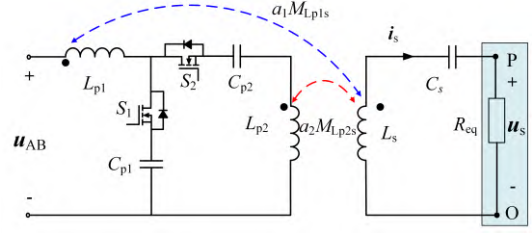
$$\begin{cases} C_{p1} = \frac{M_{Lp1s} + M_{Lp2s}}{L_{p1} M_{Lp2s} \omega^2} \\ C_{p2} = \frac{M_{Lp1s} + M_{Lp2s}}{(L_{p1} (M_{Lp1s} - M_{Lp2s}) + L_{p2} (M_{Lp1s} + M_{Lp2s})) \omega^2} \end{cases} \quad (10)$$

综上所述, 当系统补偿参数满足式(9)、(10)时, 系统在二维平面内产生时变旋转圆形电磁场以及实现系统 ZPA 输入。由式(9)、(10)可知, C_{p1} , C_{p2} , R_{eq} 均与 M_{Lp1s} 和 M_{Lp2s} 有关, 当接收线圈 RX 与发射单元之间的相对位置改变时, 将引起 M_{Lp1s} 、 M_{Lp2s} 变化, 此时为保证参数满足设计条件需调整补偿电容 C_{p1} 和 C_{p2} 以及映射电阻 R_{eq} 。其中映射电阻 R_{eq} 可通过半桥有源整流器(SAR)调整, 补偿电容 C_{p1} 、 C_{p2} 由开关电容调节。

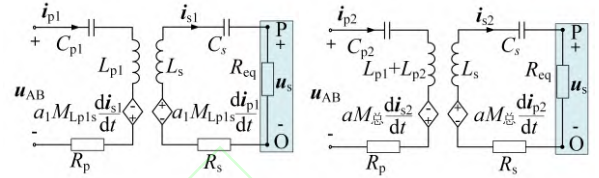
1.3 基于分时检测的互感感知

本文提出的二维全向无线电能传输系统无盲区能量捕获方法, 通过调节补偿电容 C_{p1} 、 C_{p2} , 保证二维正交线圈的电流相位差为 90° 。根据 1.2 节分析可知, 补偿电容的调节依赖于发射线圈与接收线圈之间的耦合关系, 故需对发射线圈与接收线圈之间的互感进行感知。

本文提出一种基于分时检测的互感感知方法, 与文献[21]方案类似。互感感知电路如图 3(a)所示, 其由两个 Mosfet 开关电路 S_1 , S_2 构成, 并通过开关通断实现两种线圈接入方式的切换。当 S_1 导通, S_2 关断时, 系统解耦电路如图 3(b)所示, 此时发射线圈 L_{p1} 与补偿开关电容 C_{p1} 组成 S 型发射结构, 同时保证发射单元处于谐振状态。当 S_2 导通, S_1 关断时, 系统解耦电路如图 3(c)所示, 此时两串



(a) 互感感知检测电路



(b) S_1 导通, S_2 关断时解耦电路

(c) S_1 导通, S_2 关断解耦电路

图 3 互感感知电路

Figure 3 Mutual inductance sensing circuit

联发射线圈与补偿开关电容 C_{p2} 发生谐振。同时为判断发射线圈与接收线圈之间的耦合方向, 在负载两侧放置电势检测装置。具体感知流程如下:

(1) 校正发射线圈线圈与接收线圈之间的耦合方向, 初始状态发射线圈 L_{p1} 与接收线圈 L_s 处于反向耦合范围内, 且 S_1 导通, S_2 关断。受电磁感应影响, 负载电阻两侧产生电势压, 规定高电平点为 P 点, 低电平点为 O 点。当发射线圈 L_{p1} 与接收线圈 L_s 处于反向耦合范围内, V_P 大于 V_O 。换言之通过初始规定反向耦合是负载两侧电势点的关系, 判断两侧线圈之间的耦合方向。

(2) 发射线圈 L_{p1} 与接收线圈 L_s 之间的耦合方向检测, 此时 S_1 导通, S_2 关断。检测 P 点与 O 点电势关系, 当 V_P 大于 V_O 时, 此时处于发射线圈 L_{p1} 与接收线圈 L_s 反向耦合区域, 规定 $a_1=-1$, 反之, 当 V_P 小于 V_O 时, 规定 $a_1=1$ 。

(3) 发射线圈 L_{p1} 与接收线圈 L_s 之间的互感识别, 此时 S_1 导通, S_2 关断。此时互感感知电路的等效解耦电路如图 3(b)所示, 根据[21]可知发射线圈 L_{p1} 和接收线圈 L_s 之间的耦合关系可由接收线圈电流峰值表示, 发射线圈 L_{p1} 和接收线圈 L_s 之间的互感 M_{Lp1s} 满足:

$$M_{Lp1s} = \frac{4V_{in}}{\omega |i_{s1-peak}|} \quad (11)$$

式中 V_{in} 为直流电源电压, i_{s-peak} 为接收线圈电流峰值, ω 为角频率。

(4) 两串联发射线圈与接收线圈 L_s 之间的耦合方向检测, 此时 S_2 导通, S_1 关断。检测 P 点与 O 点电势关系, a 的规定原则同步骤(2)。

(5) 两串联发射线圈与接收线圈 L_s 之间的互感识别, 开关电路 S_1 关断, S_2 关断导通。同步骤(3)可得两发射线圈串联时与接收线圈之间的互感 $M_{总}$ 为:

$$M_{总} = \frac{4V_{in}}{\omega |i_{s2-peak}|} \quad (12)$$

考虑耦合方向对 $M_{总}$ 影响, 发射线圈 L_{p2} 与接收线圈之间的互感 M_{Lp2s} 可以表示为:

$$\begin{aligned} aM_{总} - a_1M_{Lp1s} &= \frac{4V_{in}}{\omega} \left(\frac{a}{|i_{s2-peak}|} - \frac{a_1}{|i_{s1-peak}|} \right) \\ &= \frac{4V_{in}a_2}{\omega} \left| \frac{a}{|i_{s2-peak}|} - \frac{a_1}{|i_{s1-peak}|} \right| \\ &= a_2M_{Lp2s} \end{aligned} \quad (13)$$

式中

$$a_2 = \begin{cases} 1, & \frac{a}{|i_{s2-peak}|} > \frac{a_1}{|i_{s1-peak}|} \\ -1, & \frac{a}{|i_{s2-peak}|} < \frac{a_1}{|i_{s1-peak}|} \end{cases} \quad (14)$$

表示发射线圈 L_{p2} 和接收线圈 L_s 之间的耦合方向。

(6) 当接收线圈电流峰值 i_{r-peak} 波动大于 10% 时, 系统重新进行互感检测 重复步骤(2)-(5)。

1.4 参数自调整策略

为保证接收线圈在空间内任意位置处集成型二维全向 WPT 系统的参数设计条件恒成立, 本文提出一种参数自调整策略, 控制流程如图 4 所示。

补偿电容 C_{p1} , C_{p2} 由开关电容调节, 其容值调整通过控制 Q_a 和 Q_b 的导通角 α 实现^[22], 式(15)为不同导通角下开关电容的等效容值, 满足式(15)的补偿电容 C_{p1} 和 C_{p2} 是实现二维全向时变旋转圆形电磁场的必要条件。

$$C_{eq} = \frac{C_a}{2 - (2\alpha - \sin 2\alpha) / \pi} \quad (15)$$

式中 $\pi/2 \leq \alpha \leq \pi$ 。

映射电阻 R_{eq} 由半有源整流桥进行调节, 其阻值通过控制 Q_6 和 Q_8 的占空比 θ 调整^[23], 式(16)为不同占空比下等效阻值, 满足式(16)的映射电阻 R_{eq} 是系统实现 ZPA 输入的必要条件。

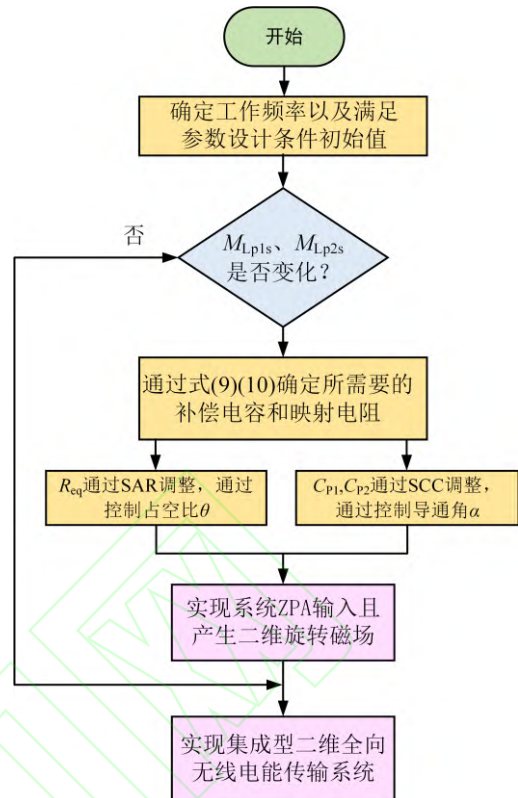


图 4 自调整的集成型二维全向 WPT 系统

Fig.4 Self-adjusting integrated two-dimensional

$$R_{eq} = \frac{8}{\pi^2} R_L \sin^4\left(\frac{\theta}{2}\right) \quad (16)$$

图 4 所示参数自调整策略流程可概述为:

(1) 初始化系统参数, 确定系统工作频率以及补偿电容 C_{p1} , C_{p2} , C_s 和映射电阻 R_{eq} 的初始值。需注意初始参数满足参数设计条件, 此时集成型二维全向 WPT 系统可在空间内激发二维全向时变旋转圆形电磁场, 并满足系统 ZPA 输入。

(2) 判断发射单元与接收线圈之间的互感是否变化。若接收线圈与发射单元之间的相对位置改变, 二维正交线圈与接收线圈之间的互感值 M_{Lp1s} , M_{Lp2s} 将产生变化。结合式(11)和(13)可得发射线圈与接收线圈之间的耦合关系(包含耦合方向)。当 M_{Lp1s} , M_{Lp2} 确定后, 根据式(9)和式(10), 对于不同的 M_{Lp1s} , M_{Lp2s} 可得一组对应的补偿电容 C_{p1} , C_{p2} 和映射电阻 R_{eq} 。

(3) 通过 SCC 和 SAR 共同调节, 保证系统匹配最优的补偿电容 C_{p1} , C_{p2} , 和映射电阻 R_{eq} , 维持参数设计条件, 实现系统 ZPA 输入且在二维平面内激发二维全向时变旋转圆形磁场。

2 集成型二维全向 WPT 模型

为验证本文所提出的集成型二维全向 WPT 系统无盲区能量捕获方法的可行性,搭建场-路耦合有限元模型,其仿真模型参数如表 1 所示。定义变量 d (接收线圈中心到发射线圈中心的传输距离)、 φ (接收线圈相对于发射线圈中心旋转角度),变化范围 $0\sim 360^\circ$,表示接收线圈 RX 与发射单元之间的位置关系,并规定初始参考位置,接收线圈正对于发射线圈 TX_{p1},正

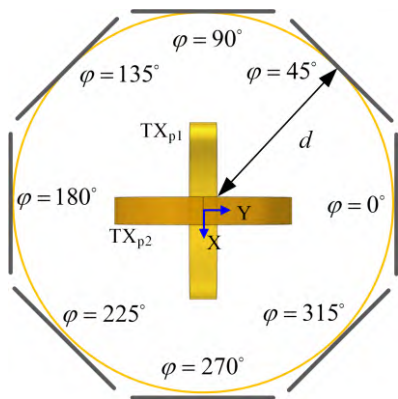


图 5 接收线圈相对于发射单元位置示意图

Fig.5 Schematic diagram of the position of the receiving coil relative to the transmitting unit

交于线圈 TX_{p2},如图 5 所示。

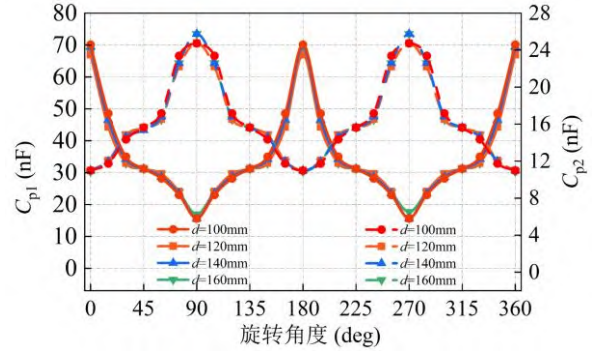
表 1 仿真模型参数

Tab.1 Simulation model parameters

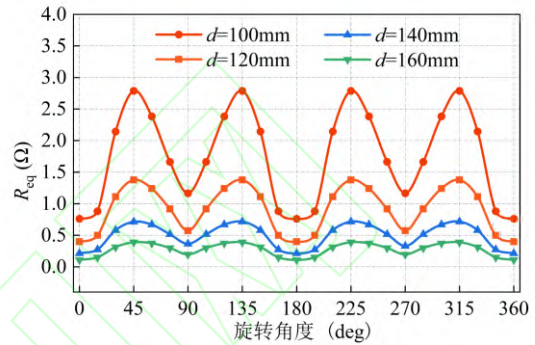
参数	描述	数值
U_{in}	输入电压	50 V
f	开关频率	200 kHz
L_{p1}, L_{p2}	发射线圈自感	40.52 μ H
L_s	接收线圈自感	48 μ H
C_s	副边谐振电容	13.19 nF
C_a	可变开关电容	10 nF
C_o	SCC 结构串联电容	80 nF
N	原副边线圈匝数	10
D_1	发射线圈直径	200mm
D_2	接收线圈外径	200mm

2.1 接收线圈位置对系统性能的影响分析

根据 1.2 节对集成型二维全向 WPT 系统参数设计条件分析,若接收线圈与发射单元之间的相对位置改变,将引起 M_{Lp1s} , M_{Lp2s} 变化。为保证拓扑集成化设计的目标实现,需调节系



(a) 补偿电容 C_{p1} , C_{p2} 与传输距离 d 、旋转角度 φ 关系



(b) 映射电阻 R_{eq} 与传输距离 d 、旋转角度 φ 关系

图 6 系统参数与传输距离 d 、旋转角度 φ 关系

Fig.6 Relationship between system parameters and transmission distance d , rotation angle φ

统参数。此时不同位置下对应一组补偿电容 C_{p1} , C_{p2} 和映射电阻 R_{eq} , 并对系统传输效率和功率产生影响。图 6 所示为补偿电容 C_{p1} , C_{p2} 和映射电阻 R_{eq} 随接收线圈位置的变化情况,当传输距离变化范围为 100 mm ~ 160 mm 时,随着旋转角度变化,补偿电容 C_{p1} 变化范围为 17.2 ~ 68.5 nF, 补偿电容 C_{p2} 变化范围为 10.9 ~ 25.7 nF, 式(15)表明半有源整流器的映射电阻小于实际电阻。全向无线电能传输多应用于电子设备,无人机以及传感器等设备,其负载电阻阻值普遍大于 5Ω ^[18,24-26]。式(9)可知半有源整流器的映射电阻与双侧耦合机构之间的耦合情况相关,表 1 参数设置下,映射电阻 R_{eq} 变化范围为 0.15 ~ 2.78 Ω 。为保证参数设计方法的可行性,实际负载阻值需大于 2.78 Ω ,满足绝大部分应用场景需要。若实际负载电阻小于满足参数条件的映射电阻的最大调节值,需重新调整耦合机构设计,以保证映射电阻的最大调节值小于实际负载电阻。

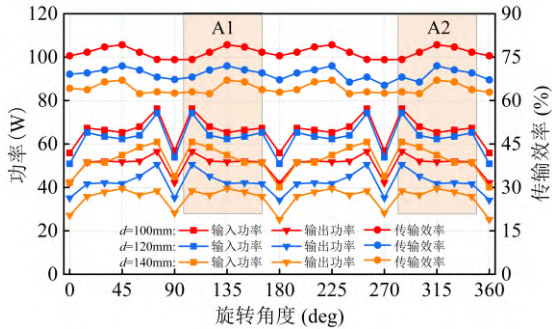
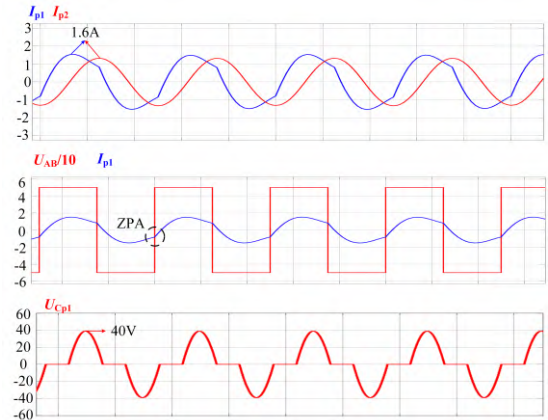


图7 系统功率效率随接收线圈角度距离变化曲线
Fig.7 System power efficiency variation curve with receiving coil angle distance

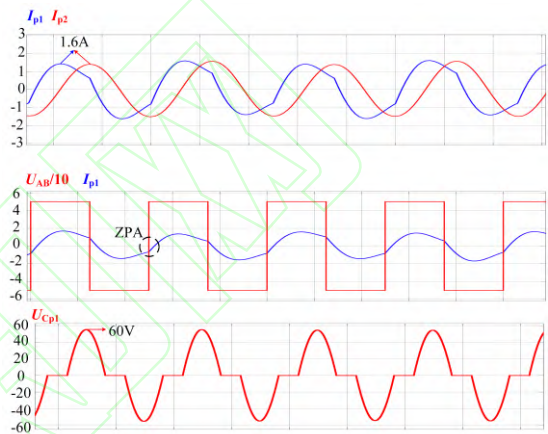
集成型二维全向 WPT 系统传输效率和功率随接收线圈位置的变化情况如图 7 所示，相同传输距离 d 下，接收线圈处于任意旋转角度 φ 时传输效率基本恒定，当其处于 $\varphi=45^\circ$ 时，传输效率最大。随着 d 增大，集成型二维全向 WPT 系统传输效率随之下降。系统传输效率有类似的规律，接收线圈处于不同旋转角度下功率波动不大，随着 d 增大，系统输入和输出功率呈下降趋势。由 1.1 节关于二维全向时交变旋转圆形磁场理论分析可知，发射单元的驱动方式为单一电源激励时，无法保证空间中电磁场的均匀分布，此时存在电磁能量的捕获盲区，系统传输效率和传输功率接近 0，无法进行传能，捕获盲区如图 7 中 A1 和 A2 两个区域所示，然而本文所提出的集成型二维全向 WPT 系统仍可以保持稳定的传输效率以及功率。

为了验证 1.2 节集成型二维全向 WPT 系统参数设计方法的可行性，接收线圈选取 ($d=140\text{mm}, \varphi=45^\circ$) 和 ($d=140\text{mm}, \varphi=60^\circ$) 两个位置对系统电压电流波形进行分析，仿真结果如图 8 所示。当接收线圈处于 ($d=140\text{mm}, \varphi=45^\circ$) 位置时，补偿电容 C_{p1} 两端电压幅值为 40V，流经二维正交发射线圈的电流 I_{p1} 、 I_{p2} 间的相位差为 90° ，幅值均为 1.6A，发射单元在二维平面内能够产生随时间变化密度均匀的圆形旋转磁场，同时 U_{AB} 和 I_{p1} 相位接近于 0，系统实现 ZPA 输入。当接收线圈位置变化为 ($d=140\text{mm}, \varphi=60^\circ$) 时，发射线圈与接收线圈互感发生变化，系统参数通过自调整匹配到最优值，此时补偿电容 C_{p1} 端电压幅值变为 60V，输入电流 I_{p1} 与 I_{p2} 相位差仍保持 90° ，幅值保持恒定，同时系统维持 ZPA 输入状态。

通过上述分析可知，当系统匹配到最优设



(a) $d=140\text{mm}, \varphi=45^\circ$



(b) $d=140\text{mm}, \varphi=60^\circ$

图8 接收线圈不同位置时系统电压电流波形图

Fig.8 System voltage and current waveforms at different positions of the receiving coil

计参数，接收线圈处于不同位置时，系统均可保证 ZPA 输入。特别的，接收线圈在 $\varphi=135^\circ$ 和 $\varphi=315^\circ$ 两个位置仍可以保持稳定的传输效率以及功率，改善了单一电源激励时电磁能量的捕获盲区问题。

2.2 集成型全向 WPT 系统磁场分布分析

由 1.1 节理论分析可知，若采用相位差为 90° 的电流驱动二维正交线圈，其可以产生随时间变化的密度均匀的圆形旋转磁场，可保证二维平面内磁场的完整度。为验证该理论的准确性，通过有限元场-路耦合模型分析空间内电磁场分布情况如图 9 所示，此时 I_{p1} 、 I_{p2} 幅值均为 1.6A，且相位差为 90° 。发射单元产生随时间变化的密度均匀的圆形旋转磁场。其峰值磁场强度矢量方向随时间周期性旋转，幅值保持恒定。

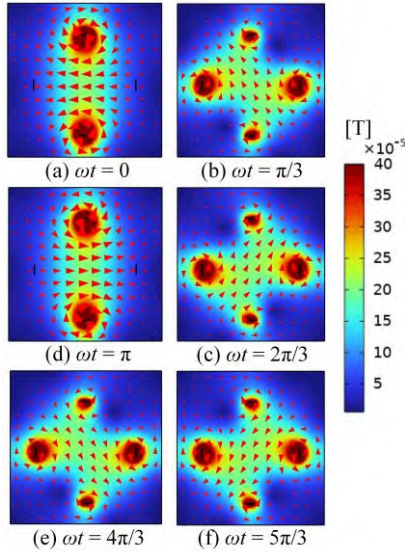


图9 二维正交线圈周期磁场分布

Fig.9 Two-dimensional orthogonal coil period magnetic field distribution

满足集成系统生成无盲区旋转电磁场的条件时,空间内任意点处的磁感应强度如图10所示。相同传输距离 d 下,任意旋转角度 φ 处磁感应强度保持恒定,可实现无盲区能量捕获。假定旋转角度 $\varphi=45^\circ$,当传输距离 d 从100mm增加到160mm,磁感应强度变化范围为126.6 μ T到22.73 μ T。随着传输距离 d 继续增大,

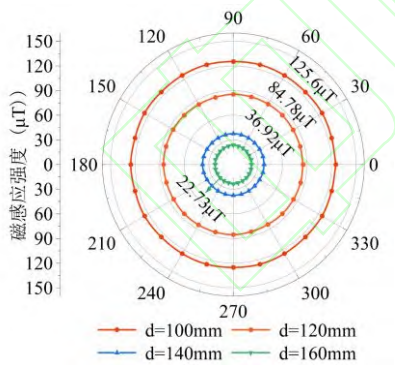


图10 不同 (d, φ) 下的磁感应强度分布情况

Fig.10 Distribution of magnetic flux density at different (d, φ)

磁感应强度随之下降。

通过对集成系统全向WPT系统二维平面内磁场分布的分析,发射单元可以产生随时间变化的密度均匀的圆形旋转磁场。相同传输距离 d 下,任意旋转角度 φ ,发射单元在空间内激发的磁感应强度恒稳,验证了集成系统在二维平面内可实现无盲区能量捕获。

3 集成型二维全向无盲区能量捕获方法验证

3.1 实验方案及样机

为验证本文提出设计的可行性,搭建了40W的集成型全向WPT系统验证平台,如图11所示。原边由直流电源,全桥逆变电路,开关电容和二维正交线圈构成的发射单元组成。副边由接收线圈,补偿电容,可调负载组成。其中发射单元由一对无磁芯紧密绕制的圆环线圈正交构成,接收线圈采用平面方形紧密方式绕制,发射线圈直径和接收线圈外径均为200mm,均绕制10匝。实验时选取发射线圈和接收线圈传输距离为140mm,分析接收线圈在不同旋转角度下系统传输效率和功率情况。具

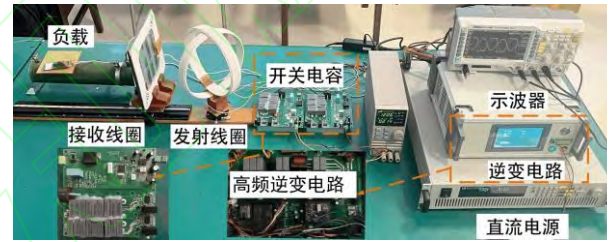


图11 实验样机

Fig.11 Experimental prototype

体的实验参数如表2所示。

表2 实验样机参数

Tab.2 Experimental prototype parameters

参数	描述	实验	仿真
f/kHz	开关频率	196.5	200
$L_{p1}/\mu\text{H}$	TX _{p2} 自感	42	40.52
$L_{p2}/\mu\text{H}$	TX _{p1} 自感	40.5	40.52
$L_s/\mu\text{H}$	接收线圈自感	49.1	48
C_s/nF	副边谐振电容	13	13.19
C_a/nF	可变开关电容	10	10.2
C_o/nF	SCC 结构串联电容	80	79.8
R_{TX}/Ω	发射线圈内阻	0.24	0.23
R_{RX}/Ω	接收线圈内阻	0.25	0.24

3.2 接收线圈与发射单元之间的相对位置对互感影响分析

为分析接收线圈与发射单元之间的相对位置对互感影响,图12所示为接收线圈随传输距离 d 和旋转角度 φ 变化时,互感的仿真和实测结果对比,其中图12(a)所示为互感随接收线圈与发射单元 d 的变化曲线图,当接收线圈保持

旋转角度 $\varphi=30^\circ$ 时, 随着 d 继续增大, 接收线圈与发射单元间的耦合逐渐减弱, 互感值逐渐下降。当 $d=140\text{mm}$, 接收线圈处于任意旋转角度时, 接收线圈与发射单元间的互感变化曲线如图 12(b) 所示, 互感变化成对称分布。

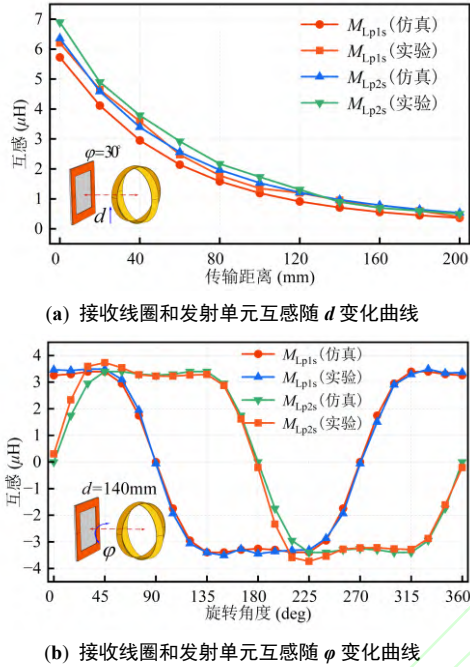


图 12 接收线圈和发射单元互感随 d 和 φ 变化曲线
Fig.12 Receiving coil and transmitting coil mutual inductance curve with d and φ

3.3 互感感知验证

验证基于分时检测的互感感知方法的准确性, 图 13 (a)-(h) 分别为典型位置下的互感感知状态的电压电流波形。 U_{AB} 是原边逆变电路输出电压, I_P 为发射端电流, I_S 为接收线圈的电流, U_S 是输出电压。互感感知电路直流电压 $V_{in}=10\text{V}$, 通过电流互感器测量接收线圈电流 I_S 峰值, 由式 (11) 和 (13) 可得发射线圈 L_{p1} 、 L_{p2} 与接收线圈 L_S 之间的互感。其中典型位置分别选择 ($d=140\text{mm}$, $\varphi=60^\circ$)、($d=140\text{mm}$, $\varphi=165^\circ$)、($d=140\text{mm}$, $\varphi=255^\circ$) 和 ($d=140\text{mm}$, $\varphi=345^\circ$), 分别对应于 ($2.94\mu\text{H}$, $3.39\mu\text{H}$)、($-3.29\mu\text{H}$, $1.74\mu\text{H}$)、($-1.74\mu\text{H}$, $-3.29\mu\text{H}$) 和 ($3.29\mu\text{H}$, $-1.74\mu\text{H}$) 的实测互感。

通过负载电阻两侧的电势检测, 判定发射线圈与接收线圈之间的耦合方向, 图 14 所示为四个典型位置下互感感知结果与实测值比较。耦合方向通过电势检测判定获得, 互感感知误差小于 8%, 表明本文所提出的基于分时检测的互感感知方法可行。结合式 (10), 可得该位置状态下补偿电容

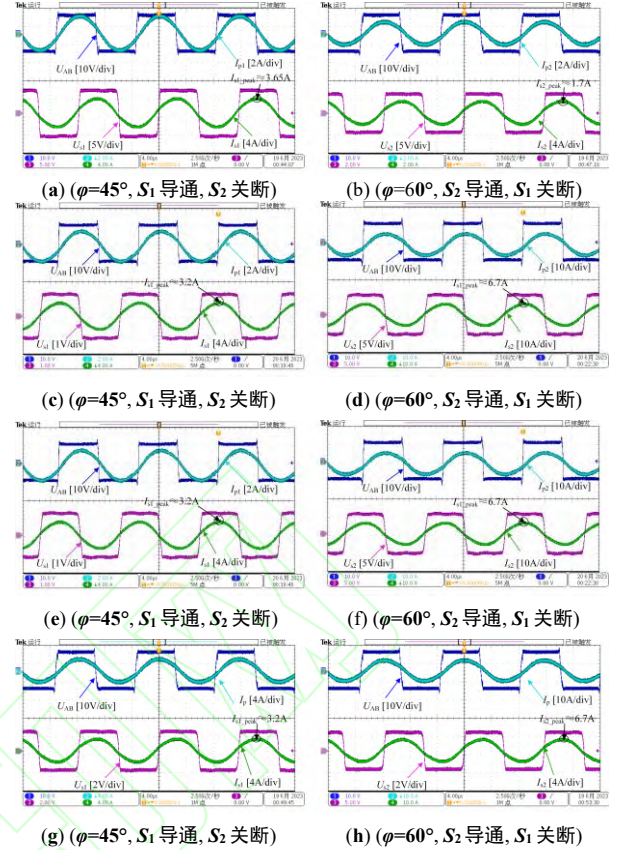


图 13 四个典型位置下逆变电路输出电压 U_{AB} 、输入电流 I_{p1} 、输出电压 U_S 和输出电流 I_S 的波形
Fig.13 Waveforms of the Inverter circuit output voltage U_{AB} , the input current I_{p1} , output voltage U_S , and output current I_S at four typical positions

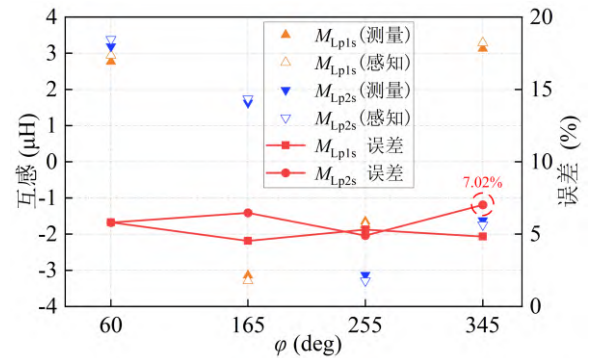


Fig.14 The comparison between perception results and measured values

C_{p1} 和 C_{p2} 的参数设计需要, 互感感知为后续参数调节提供数值参考。

3.4 集成型系统的输出功率和效率分析

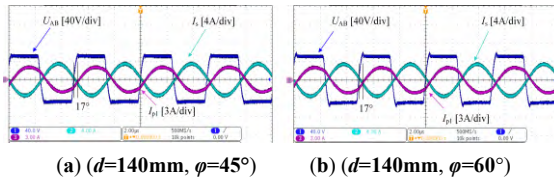


图 15 逆变电路输出电压 U_{AB} 、发射线圈 TXp1 电流 I_{p1} 和输出电流 I_s 波形

Fig.15 Waveforms of the Inverter circuit output voltage U_{AB} , the transmitter coil TXp1 current I_{p1} , and the output current I_s

图 15 所示为接收线圈处于 ($d=140\text{mm}$, $\varphi=45^\circ$) 和 ($d=140\text{mm}$, $\varphi=60^\circ$) 两个位置时, 原边逆变电路输出电压 U_{AB} 、发射线圈 TXp1 电流 I_{p1} 和副边输出电流 I_s 实验波形, 实验结果表明, U_{AB}

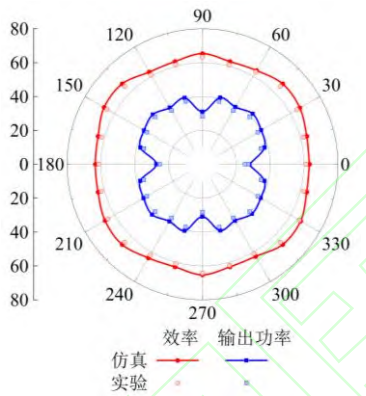


图 16 集成型系统的输出功率和效率

Fig.16 Integrated system output power and efficiency

和 I_{p1} 之间的相位角是 17° , 忽略元件参数的误差, 可以认为系统实现了 ZPA。同时输出电流近似保持恒定, 实现系统功率稳定输出, 验证理论分析和仿真结果的正确性。

当传输距离 $d=140\text{mm}$ 时, 接收线圈处于不同旋转角度下, 系统传输效率如图 16 所示, 当 $\varphi=45^\circ$ 时, 系统传输效率最大值为 66.04%, 当 $\varphi=120^\circ$ 时, 系统传输效率最小值为 61.4%, 效率可以保持在 60% 以上且波动仅为 4.64%, 实现二维平面内无电磁能量捕获盲区。同时, 最大输出功率为 39.51W, 最小输出功率为 27.14W, 可以保持较为稳定的输出功率。实验结果表明, 所设计的集成 LCC-S 拓扑的二维全向 WPT 系统, 实现二维全向 WPT 系统的无盲区能量捕获。

4 结论

本文提出了一种集成型二维全向 WPT 系统, 该系统以二维正交线圈为电磁耦合机构, 并将其集成于 LCC-S 型补偿拓扑。分析了二维全向 WPT 系统激发时均旋转电磁场的必要条件, 并提出一种自调整参数设计方法, 实现集成系统的 ZPA 输入以及在二维平面内无盲区能量捕获。

通过集成型二维全向 WPT 有限元场-路耦合模型, 验证了无盲区能量捕获方法的可行性。搭建实验平台对所提方法的有效性进行验证, 实验结果表明, 本文所提出的集成 LCC-S 拓扑的二维全向 WPT 系统, 当传输距离 $d=140\text{mm}$, 接收线圈以任意角度旋转时, 系统效率可以保持在 60% 以上, 实现单一电源驱动下无电磁能量捕获盲区的二维全向电能无线传输。

参考文献

- [1] 杨庆新, 张献, 章鹏程. 电动车智慧无线电能传输云网[J]. 电工技术学报, 2023, 38(1): 1-12.
YANG Qingxin, ZHANG Xian, ZHANG Pengcheng. Intelligent wireless power transmission cloud network for electric vehicles[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(1): 1-12 (in Chinese).
- [2] 杨庆新, 章鹏程, 祝丽花, 等. 无线电能传输技术的关键基础与技术瓶颈问题[J]. 电工技术学报, 2015, 30(5): 1-8.
YANG Qingxin, ZHANG Pengcheng, ZHU Lihua, et al. Key fundamental problems and technical bottlenecks of the wireless power transmission technology[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(5): 1-8 (in Chinese).
- [3] KURS A, KARALIS A, MOFFATT R, et al. Wireless power transfer via strongly coupled magnetic resonances[J]. Science, 2007, 317(5834): 83-86.
- [4] LI Siqi, MI C C. Wireless power transfer for electric vehicle applications[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2015, 3(1): 4-17.
- [5] 朱春波, 姜金海, 宋凯, 等. 电动汽车动态无线充电关键技术研究进展[J]. 电力系统自动化, 2017, 41(2): 60-65, 72.
ZHU Chunbo, JIANG Jinhai, SONG Kai, et al. Research progress of key technologies for dynamic wireless charging of electric vehicle[J]. Automation of Electric Power Systems, 2017, 41(2): 60-65, 72 (in Chinese).
- [6] PATIL D, MCDONOUGH M, MILLER J M, et al. Wireless power transfer for vehicular applications:

- overview and challenges[J]. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 2018, 4(1): 3-37.
- [7] 赵争鸣, 张艺明, 陈凯楠. 磁耦合谐振式无线电能传输技术新进展[J]. *中国电机工程学报*, 2013, 33(3): 1-13.
ZHAO Zhengming, ZHANG Yiming, CHEN Kainan. New progress of magnetically-coupled resonant wireless power transfer technology [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2013, 33(3): 1-13 (in Chinese).
- [8] 苏玉刚, 侯信宇, 戴欣. 磁耦合无线电能传输系统异物检测技术综述[J]. *中国电机工程学报*, 2021, 41(2): 715-727.
SU Yugang, HOU Xinyu, DAI Xin. Review of foreign object detection technology in magnetic coupling wireless power transfer system[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2021, 41(2): 715-727 (in Chinese).
- [9] 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 Yang, YANG Bin, PENG Yun'er, et al. Review of anti-misalignment technology in inductive wireless power transfer system[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2023, 43(14): 5537-5557 (in Chinese).
- [10] 黄学良, 王维, 谭林林. 磁耦合谐振式无线电能传输技术研究动态与应用展望[J]. *电力系统自动化*, 2017, 41(2): 2-14, 141.
HUANG Xueliang, WANG Wei, TAN Linlin. Technical progress and application development of magnetic coupling resonant wireless power transfer[J]. *Automation of Electric Power Systems*, 2017, 41(2): 2-14, 141 (in Chinese).
- [11] 夏晨阳, 李晓丽, 韩潇左, 等. IPT系统线性自抗扰恒压输出和最大效率跟踪复合控制方法[J]. *中国电机工程学报*, 2022, 42(16): 6042-6052.
XIA Chenyang, LI Xiaoli, HAN Xiaozuo, et al. A hybrid control method for achieving constant voltage output with LADRC and maximum efficiency tracking for IPT systems[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2022, 42(16): 6042-6052 (in Chinese).
- [12] 陈庆彬, 杨丰钢, 陈为. 具有可变增益恒压特性的三线圈WPT系统补偿网络结构及参数确定新方法[J]. *中国电机工程学报*, 2021, 41(6): 2277-2288.
CHEN Qingbin, YANG Fenggang, CHEN Wei. A new compensation network structure and parameter determination method with variable constant voltage gain characteristics based on three-coil WPT system[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2021, 41(6): 2277-2288 (in Chinese).
- [13] 戴欣, 李璐, 余细雨, 等. 基于正四面体的无线电能传输系统多自由度电能拾取机构[J]. *中国电机工程学报*, 2016, 36(23): 6460-6467.
DAI Xin, LI Lu, YU Xiyu, et al. Multi-degree-of-freedom pick-up mechanism of wireless power transfer systems based on the regular tetrahedron[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2016, 36(23): 6460-6467 (in Chinese).
- [14] 郭海潮, 张献, 杨庆新, 等. 空间全向无线电能传输技术研究与应用综述[J]. *中国电机工程学报*, 2022, 42(24): 9006-9021.
GUO Haichao, ZHANG Xian, YANG Qingxin, et al. Review of research and application of spatial omnidirectional wireless power transmission technology[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2022, 42(24): 9006-9021 (in Chinese).
- [15] 辛本钊, 马秀娟, 蔡春伟, 等. 基于空间旋转磁场的全方向无人机无线电能传输系统[J]. *中国电机工程学报*, 2023, 43(12): 4769-4779.
XIN Benzao, MA Xiujian, CAI Chunwei, et al. Omnidirectional wireless power transfer system for unmanned aerial vehicle based on spatial rotating magnetic field[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2023, 43(12): 4769-4779 (in Chinese).
- [16] NG W M, ZHANG Cheng, LIN Deyan, et al. Two- and three-dimensional omnidirectional wireless power transfer[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2014, 29(9): 4470-4474.
- [17] CHE Bangjun, YANG Guohui, MENG Fanyi, et al. Omnidirectional non-radiative wireless power transfer with rotating magnetic field and efficiency improvement by metamaterial[J]. *Applied Physics A*, 2014, 116(4): 1579-1586.
- [18] HA-VAN N, SEO C. Analytical and experimental investigations of omnidirectional wireless power transfer using a cubic transmitter[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2018, 65(2): 1358-1366.
- [19] YAN Zhengchao, ZHANG Yiming, ZHANG Kehan, et al. Fault-tolerant wireless power transfer system with a dual-coupled LCC-S topology[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2019, 68(12): 11838-11846.
- [20] DAI Zhongyu, WANG Junhua. A dual-frequency WPT based on multilayer self-decoupled compact coil and dual CLCL hybrid compensation topology[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2022, 37(11): 13955-13965.
- [21] XU Fei, WONG S C, TSE C K. Inductive power transfer system with maximum efficiency tracking control and real-time mutual inductance estimation[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2022, 37(5): 6156-6167.

- [22] WONG C s, CHAN Yiupang, CAO Lingling, et al. A single-stage dynamically compensated IPT converter with unity power factor and constant output voltage under varying coupling condition[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(10): 10121-10136.
- [23] HUANG Zhicong, LAM C S, MAK P I, et al. A single-stage inductive-power-transfer converter for constant-power and maximum-efficiency battery charging[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(9): 8973-8984.
- [24] HA-VAN N, LIU Yining, JAYATHURATHNAGE P, et al. Cylindrical transmitting coil for two-dimensional omnidirectional wireless power transfer[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(10): 10045-10054.
- [25] TIAN Xiaoyang, CHAU K T, LIU Wei, et al. Maximum power tracking for magnetic field editing-based omnidirectional wireless power transfer[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(10): 12901-12912.
- [26] JAYATHURATHNAGE P, DANG Xiaojie, SIMOVSKI C R, et al. Self-tuning omnidirectional wireless power transfer using double-toroidal helix coils[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(7): 6828-6837.



张献

收稿日期: 2023-03-24

作者简介:

张献(1983), 男, 博士, 教授, 主要研究方向为无线电能传输技术, 工程电磁场与磁技术, zhangxian@tjpu.edu.cn;

王冉(1998), 男, 硕士研究生, 主要研究方向为无线电能传输技术, rwangeeri@163.com;

王奉献(1995), 男, 博士研究生, 主要研究方向为无线电能传输技术, 本文通信作者, fx-wang@outlook.com;

Research on Energy Harvesting Method Without Blind Spots for a Two-dimensional Omni-directional Wireless Power Transfer System With Integrated LCC-S Topology

ZHANG Xian¹, WANG Ran¹, WANG Fengxian¹, YUAN Zhaoyang¹, LI Musong¹, YANG Qinxin², DAI Zhongyu¹

(1. State Key Laboratory of Reliability and Intelligence of Electrical Equipment (Hebei University of Technology);

2. Tianjin Key Laboratory of New Energy Power Conversion, Transmission and Intelligent Control (Tianjin University of Technology))

KEY WORDS: omni-directional wireless power transfer; integrated topology; time-averaged rotating magnetic field self-decoupling; Zero-Phase Angle

This paper proposes a method for capturing wireless power in a two-dimensional omnidirectional manner without blind spots by integrating the LCC-S topology. The approach addresses the competition between spatial magnetic field integrity and the complexity of current control strategies in two-dimensional omnidirectional wireless power transfer technology. The system uses two-dimensional orthogonal coils as electromagnetic coupling mechanisms and integrates them into the LCC-S compensation topology. The schematic diagram of the integrated two-dimensional omnidirectional WPT system is shown in Figure 1.

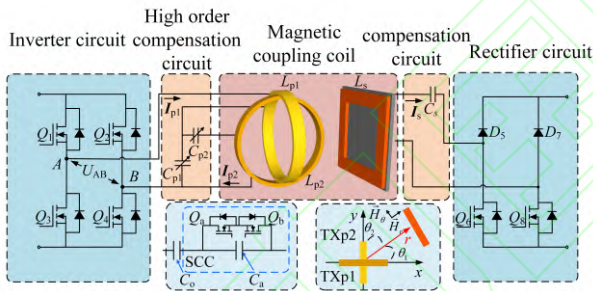


Fig.1 Two-dimensional omnidirectional wireless power transfer system with integrated LCC-S topology

In order to ensure that the integrated system has no blind energy capture in the two-dimensional plane, the conditions for satisfying the parameter design of the system topology integration are shown in the Eq.(1).

$$\begin{cases} C_{p1} = \frac{M_{Lp1s} + M_{Lp2s}}{L_{p1}M_{Lp2s}\omega^2} \\ C_{p2} = \frac{M_{Lp1s} + M_{Lp2s}}{(L_{p1}(M_{Lp1s} - M_{Lp2s}) + L_{p2}(M_{Lp1s} + M_{Lp2s}))\omega^2} \\ R_{eq} = \frac{M_{Lp1s}M_{Lp2s}\omega + \omega M_{Lp2s}^2}{L_{p1}} \end{cases} \quad (1)$$

The simulation results and the integrated two-dimensional omnidirectional WPT experimental platform verify the correctness of the theoretical analysis. Some simulation and experimental results are shown in

Figs. 2, 3, and 4.

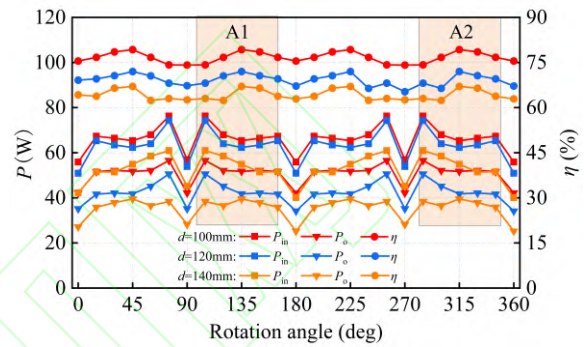


Fig.2 System power efficiency variation curve with receiving coil angle distance

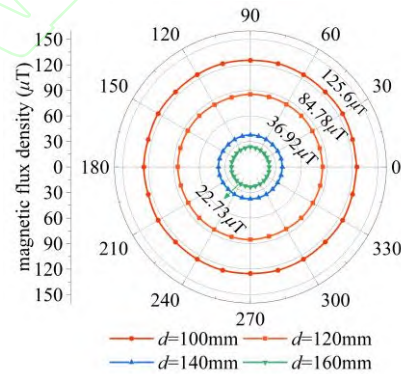


Fig.3 Distribution of magnetic flux density at different (d, phi)

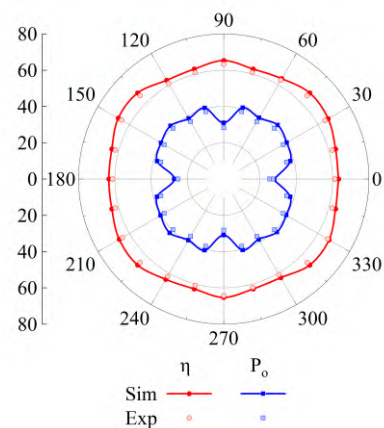


Fig.4 Integrated System Output Power and Efficiency