

doi:10.11835/j.issn.1000.582X.2024.06.012

基于分布式发射线圈的 WPT 抗偏移与互操作性研究

沈涛¹, 苏东¹, 吴战礼¹, 董金熹¹, 刘浞流¹, 王博²

(1. 广西电网有限责任公司柳州供电局, 广西柳州 545000; 2. 重庆大学自动化学院, 重庆 400044)

摘要:无线电能传输系统中接收端与发射端之间相对位置的偏移会在一定程度上影响系统传输效率, 笔者从耦合机构的全范围抗偏移性、互操作性 2 个方面进行研究, 提出一种多对一的耦合模式, 发射线圈类型为平面分布式发射单元线圈组合, 对不同的接收线圈类型、轴向偏移工况和旋转偏移工况的位置模态研究分布式发射线圈的开启模式, 实现接收线圈的互操作性和大范围全方向的抗偏移性。为提高分布式发射线圈的自由度, 提出分布式串联控制逻辑电路, 并对发射线圈串联连接工况下的谐振参数进行设计以减少交叉耦合影响。结合分布式发射线圈的磁场特性和基于 LCC-S 谐振拓扑的拾取电压检测法, 提出接收线圈位置检测的搜索策略。搭建实验装置, 综合所有位置的轴向偏移及旋转偏移, 平面式接收线圈的最大效率波动为 3.3%, 垂直式接收线圈的最大效率波动为 5.57%, 螺线管式接收线圈的最大效率波动为 4.45%, 实验结果表明, 其具有良好的抗偏移特性与互操作性, 验证了系统的可行性、高效性。

关键词:抗偏移; 互操作性; 分布式发射线圈; 位置识别

中图分类号: TM724

文献标志码: A

文章编号: 1000-582X(2024)06-118-19

Anti-deflection and interoperability study of WPT based on distributed transmitting coils

SHEN Tao¹, SU Dong¹, WU Zhanli¹, DONG Jinxi¹, LIU Xiliu¹, WANG Bo²

(1. Liuzhou Power Supply Bureau of Guangxi Power Grid Co., Ltd., Liuzhou 545000, Guangxi, P. R. China;

2. College of Automation, Chongqing University, Chongqing 400044, P. R. China.)

Abstract: The offset in the relative position between the receiver and the transmitter in a radio energy transmission system can significantly impact transmission efficiency. We investigate the full-range offset resistance and the interoperability of the coupling mechanism, and propose a novel many-to-one coupling mode. By utilizing planar distributed transmit unit coil combination and studying the open mode of the distributed transmit coil with various receive coil types, axial offset conditions and rotational offset conditions, the interoperability and wide-range all-directional offset resistance of the receive coil is achieved. To improve the degree of freedom of the distributed transmit coil, a distributed series control logic circuit is proposed, and the resonance parameters of the transmit coil are designed for series connection condition to reduce cross-coupling effect. A search strategy for receiving coil position detection is proposed by combining the magnetic field characteristics of the distributed transmit coil with a pickup voltage detection method based on the LCC-S resonant topology. An experimental setup is

收稿日期: 2023-05-20

基金项目: 广西电网公司科技资助项目(040200KK52210009)。

Supported by Guangxi Power Grid Company Technology Project (040200KK52210009).

作者简介: 沈涛(1976—), 女, 工程师, 主要从事电动汽车充电技术方向研究, (E-mail)452256420@qq.com。

constructed with considering axial and rotational offsets in all positions. The maximum efficiency fluctuation of the planar receiving coil is found to be 3.3%, the maximum for the vertical receiving coil is 5.57%, and for the solenoid receiving coil is 4.45%. Experimental results show that the proposed system exhibits good anti-offset characteristics and interoperability, verifying the feasibility and efficiency of the system.

Keywords: anti offset; interoperability; distributed emission coil; location awareness

近年来,随着无线电能传输技术(wireless power transfer, WPT)不断发展,其理论及关键技术的研究不断深入,使该技术在电动汽车、智能家居、工业设备等诸多领域得到应用^[1-3]。对于无线电能传输系统,发射端和接收端之间相对位置的偏移会影响系统的输出功率及传输效率,因此,很多学者通过异形线圈重构来重塑磁场,实现系统在一定范围内的抗偏移性。另一方面,不同类型的接收端线圈只与特定类型的发射线圈相互兼容,因此,需要设计一类发射线圈能兼容各类接收线圈,提高互操作性。

传输效率波动是衡量一个WPT系统抗偏移性的重要指标,文献[4]提出以2*2阵列摆放的4个线圈独立控制并统一谐振,使发射阵列上的磁场分布均匀,提高耦合机构的抗偏移性,但其在某些区域的效率波动较高,韩国学者提出由3层6边形阵列叠加组成的发射线圈,给每一层组合连接的阵列分别通入三相电流,通过载波电流移相控制,分析接收线圈的位置及形状,从而产生相对均匀的磁场区域^[5],但其整体传输效率较低,文献[6]提出一种6边形阵列式的耦合机构,通过切换开关组实现相应位置的能量传输,并给出系统切换前后耦合系数变化最优负载的匹配条件,但开关切换的控制过于复杂且对开关应力要求很高。文献[7]提出一种由凹形磁芯结构的圆形子线圈交错排布而成的平面阵列发射线圈,线圈间采用开关管串联方式,对接收线圈的位置识别需要借助传感器等三方平台。除了通过改变发射子线圈形状对均匀磁场的构建外,还有文献研究线圈绕制形式重塑磁场。文献[8-9]将发射线圈用分组串绕形式进行设计,提高耦合机构的抗偏移性。文献[10]提出一种DLD组合式发射线圈及复合式补偿拓扑,为适用于无人机的几种典型接收线圈供能,该组合式发射线圈由矩形线圈和2组L型线圈共同组成,通过复合式拓扑开关的控制对部分线圈电流方向切换,获得多个自由度的磁场强度。

综上所述,目前对较大范围抗偏移耦合机构的设计集中在发射线圈形状、尺寸、线圈排布,采用分组串绕式线圈获得范围更大的均匀磁场发射区域,增加发射线圈磁场范围带来的漏磁及效率跌落问题,有文献通过已知接收线圈位置开启对应的最优效率传输发射线圈组合,接收线圈的位置识别需要依靠额外的辅助识别线圈或传感器^[11],系统整体的复杂度过高。

研究首先提出了分布式发射线圈结构,仿真分析其与不同类型接收线圈相对偏移时的互感波动;然后,提出发射线圈组合切换控制策略实现接收线圈的精确位置识别;最后,搭建了系统装置验证其可行性。

1 分布式发射线圈耦合模式

在平面内能构成分布式发射线圈的常见单元线圈形状有圆形线圈、方形线圈、6边形线圈以及垂直螺线管线圈等,但由于垂直螺线管线圈占用空间体积很大、偏移工况下耦合系数小,导致应用场景受限。通过对比分析其余三类单元线圈组成的分布式发射线圈的组合磁场及单元发射线圈的排布状态,最终,选择如图1所示的分布式发射线圈仿真模型。其传输效率更高且效率波动较低,方形线圈可通过控制电流方向来对磁场进行重塑。

当接收端线圈与发射端线圈之间发生相对偏移时,通过切换不同的发射单元线圈组合维持全平面互感稳定性。为实现系统的互操作性,在面向不同的接收线圈时,发射单元线圈有不同组合及连接方向。对平面式接收线圈需要垂直方向的磁场,其线圈组合为同向四线圈组合,如图2所示。

当开启的发射线圈电流方向为同向时,产生的磁场为需要磁场方向,相邻内边界的磁场相互抵消,外部表现为聚合同向平面式线圈,其磁密云图及磁感线分布如图3所示。

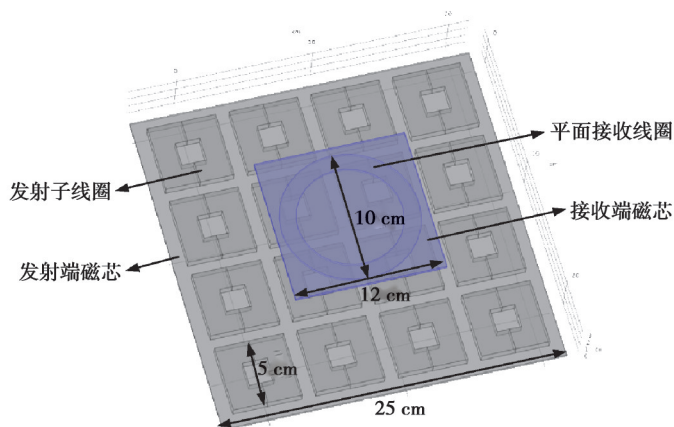


图1 分布式发射线圈仿真模型

Fig. 1 Distributed Launch Coil Simulation Model

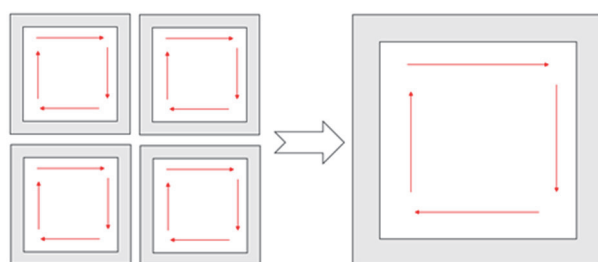


图2 同向四线圈组合

Fig. 2 Combination of Four Coils in the Same Direction

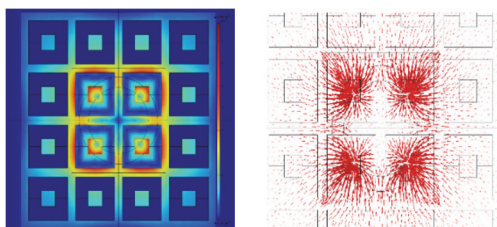


图3 同向四线圈组合磁密云图及磁感线分布图

Fig. 3 Magnetic density cloud map and magnetic induction line distribution map of the four coil combination in the same direction

从磁密云图可以看出,磁场最强的区域在4个单元线圈组合的边缘位置。越靠近几何中心的磁场强度越小,且在中心位置的磁场强度达到极小值;从磁感线分布图来看,这种发射模式产生的磁感线为4个方向向内集中,产生的 z 轴向磁场符合平板式接收线圈。

对于垂直式及螺线管式接收线圈需要水平方向的磁场,其线圈组合为间隔对称反向四线圈组合,如图4所示。由中间1列单元线圈作为偏移过渡,左右2列单元线圈同对称反向开启模式的电流方向相同,产生的磁场方向均为垂直 y 轴。且左右2列单元线圈产生的磁场在中间1列单元线圈内部相互抵消,实现开启线圈与未开启线圈之间的相互解耦。其磁密云图及磁感线分布如图5所示。

由磁密云图可知,发射线圈组合磁场最强的区域主要在开启线圈与间隔线圈的两边交界处,中间间隔的未开启线圈内部磁场几乎为0,磁感线分布图进一步展示了磁场分布垂直于 y 轴方向,磁场特性适合垂直接收线圈。当垂直式、螺线管式接收线圈发生旋转偏移时,发射线圈的开启组合及电流方向如图6所示,相对的开线圈电流方向相同,且4个单元发射线圈相互解耦,临边产生的磁场相互叠加,将此开启模式定义为十字四线圈组合。从磁感线分布图可知,磁场方向与接收线圈电流方向垂直,符合垂直式接收线圈所需的磁

场方向。

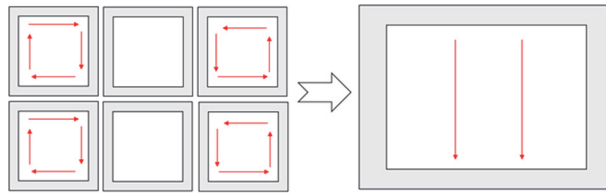


图 4 间隔对称反向四线圈组合

Fig. 4 Symmetrical reverse four coil combination with spacing

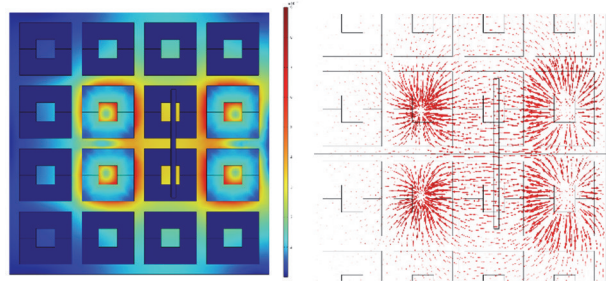


图 5 间隔对称反向四线圈组合磁密云图及磁感线分布图

Fig. 5 Magnetic density cloud diagram and magnetic induction line distribution diagram of the symmetrical and reverse

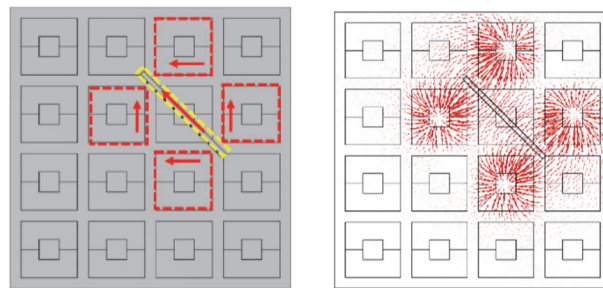


图 6 十字四线圈组合及其磁感线分布

Fig. 6 Cross four coil combination and its magnetic induction line distribution

2 基于分布式发射线圈抗偏移特性分析

2.1 偏移工况下系统能效分析

在无线充电系统工作环境中,发射线圈恒流特性更适合充电、多接收端等运行环境,而原边采用 LCC 型拓扑不仅可以通过参数配置实现发射线圈的恒流特性,还可以起到阻抗匹配的效果,副边在体积限制的情况下,不宜采用 LCC 结构,P 结构又容易引起频率漂移等问题,因此,副边采用 S 结构。LCC-S 型谐振拓扑如图 7 所示。

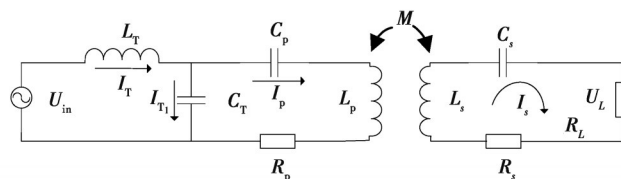


图 7 LCC-S 型谐振拓扑

Fig. 7 LCC-S type resonant topology

其中: U_{in} 为等效输入交流电; I_T 为系统输入电流; I_{T_1} 为发射线圈电流; I_s 为接收线圈电流; M 为发射线圈与接收线圈之间的互感; U_L 为输出电压。

当系统输入电压角频率为 ω 时, 由 KVL 定律可得发射端回路方程

$$\begin{cases} U_{in} = j\omega L_T I_T + \frac{1}{j\omega C_T} I_T, \\ \frac{1}{j\omega C_T} I_T = I_p \left(\frac{1}{j\omega C_p} + j\omega L_p + R_p \right) - j\omega M I_s, \end{cases} \quad (1)$$

对于接收端回路, 由 KVL 定律可得

$$U_L = I_s R_L = \left(\frac{1}{j\omega C_s} + j\omega L_s + R_s \right) I_s - j\omega M I_p, \quad (2)$$

原边电流满足 KCL

$$I_T = I_{T_1} + I_p, \quad (3)$$

系统完全谐振时, 存在公式

$$\begin{cases} j\omega L_T + \frac{1}{j\omega C_T} = 0, \\ \frac{1}{j\omega C_T} + \frac{1}{j\omega C_p} + j\omega L_p = 0, \\ j\omega L_s + \frac{1}{j\omega C_s} = 0. \end{cases} \quad (4)$$

将公式(4)代入公式(1), 得到输入电压和输入电流的表达式为

$$U_{in} = I_p j\omega L_T, \quad (5)$$

$$I_T = (I_p R_p - j\omega M I_s) j\omega C_T. \quad (6)$$

同理将公式(4)代入公式(2), 得到输出电压的表达式为

$$U_L = j\omega M I_p, \quad (7)$$

结合上式, 可得发射线圈电流表示为

$$I_p = \frac{U_L}{j\omega M} = \frac{U_{in}}{j\omega L_T}, \quad (8)$$

结合公式(5)和公式(7), 可得系统输出效率 η_1 表示为

$$\eta_1 = \frac{\omega^2 M^2 R_L}{R_p (R_L + R_s)^2 + \omega^2 M^2 (R_L + R_s)}. \quad (9)$$

由以上推导, LCC-S 补偿拓扑下的无线电能传输系统正常工作时, 影响原边电流值及谐振拓扑端效率最大的变量为原副边之间的互感 M , 因此, 只要维持互感值在较小范围内波动, 即能保证系统具有良好的抗偏移性。

设整个偏移过程中原副边之间最大的互感为 M_1 , 总输出功率为 P_{out} , 对应最大互感 M_1 的系统最大输入功率 P_{inx}

$$P_{inx} = \frac{100 [R_p (R_L + R_s)^2 + \omega^2 M_1^2 (R_L + R_s)]}{\omega^2 M_1^2 R_L}, \quad (10)$$

同理, 对应最小互感 M_2 的系统最小输入功率 P_{inn}

$$P_{inn} = \frac{100 [R_p (R_L + R_s)^2 + \omega^2 M_2^2 (R_L + R_s)]}{\omega^2 M_2^2 R_L}, \quad (11)$$

公式(10)–(11)可得互感波动引起的额外输入功率损耗 P_x

$$P_x = P_{inx} - P_{inn} = \frac{100 R_p (R_L + R_s) (M_1^2 - M_2^2)}{M_1^2 M_2^2 \omega^2 R_L}, \quad (12)$$

其中: R_p 为原边电路参数的总阻抗; R_s 为副边电路参数的总阻抗; R_L 为负载电阻。

结合公式(5)和公式(7)可得

$$\frac{U_L}{U_{in}} = \frac{M}{L_T}, \quad (13)$$

U_{in} 为谐振端输入电压,当互感 M 减小时,需要增加 U_{in} 来维持输出电压恒定。而WPT系统增加 U_{in} 的方法是在逆变全桥驱动控制端增大移相占空比值。

逆变全桥电路在不同移相占空比下的损耗不同,对于MOSFET而言,其大部分功率损耗 P_M 为开通损耗 P_{on} 、关闭损耗 P_{off} 和导通损耗 P_{cs} 之和,分别表示为

$$P_{on} = f_{sw} \int_0^{t_{on}} U_{DS}(t) I_d(t) dt, \quad (14)$$

$$P_{off} = f_{sw} \int_0^{t_{off}} U_{DS}(t) I_d(t) dt, \quad (15)$$

$$P_{cs} = f_{sw} R_{on} I_D^2 (t_g + t_d), \quad (16)$$

$$P_M = P_{on} + P_{off} + P_{cs}, \quad (17)$$

其中: f_{sw} 为开关频率; U_{DS} 为漏源极间电压,其值为谐振电路输入电压的1/2; I_d 为漏极电流,与前文的 I_T 相等; t_g 为MOSFET导通时间; t_d 为关断延迟时间。

随着耦合机构的互感减小,逆变移相占空比增加导致MOSFET导通时间为 $t_1 \sim t_2$,且谐振网络的输入电流也从 I_{inx} 变为 I_{inn} ,结合公式(13)表示为

$$I_{inx} = \frac{P_{inx}}{U_{inx}} = \frac{P_{inx} M_1}{L_T U_L}, \quad (18)$$

$$I_{inn} = \frac{P_{inn}}{U_{inn}} = \frac{P_{inn} M_2}{L_T U_L}, \quad (19)$$

其中,逆变全桥电路移相前后开关损耗变化可以忽略不计,因此,可计算随着互感跌落单个MOSFET的额外损耗 ΔP_M 为

$$\Delta P_M = f_{sw} R_{on} (I_{inx}^2 t_1 - I_{inn}^2 t_2). \quad (20)$$

总效率波动 P_A 表示为

$$P_A = P_X + 4\Delta P_M. \quad (21)$$

以系统的最大效率 η_1 计算5%的效率波动

$$\frac{P_{out}}{\eta_1} - \frac{P_{out}}{\eta_1 - 0.05} = P_A. \quad (22)$$

在LCC原边谐振电路中,为了降低 L_T 流经的电流, L_T 的取值一般不超过原边自感的70%,结合公式(13)选取最大的互感值 $M_1=6.2 \mu\text{H}$,本系统无线充电的工作频率 $f=100 \text{ kHz}$,公式(22)已知的参数如表1所示。

表1 功率损耗计算参数表

Table 1 Power Loss Calculation Parameters

参数	数值
$R_p/\text{m}\Omega$	150.00
$R_r/\text{m}\Omega$	100.00
R_L/Ω	6.25
$R_{on}/\text{m}\Omega$	39.00
$L_T/\mu\text{H}$	51.00
U_L/V	25.00
$M_1/\mu\text{H}$	6.20
f/kHz	100.00

将表1的参数代入公式(22),最终计算得 $M_2=4.214 \mu\text{H}$,将 M_1 、 M_2 代入,计算2种互感条件下原边电流 I_{p_1} 、 I_{p_2} 分别为6.42 A和9.44 A,因此,原边线圈线径=2.5 mm,其最大饱和电流=12 A,满足系统需求。

综上所述,当接收线圈在整个平面偏移情况下,只要保证原副边的最大互感值=6 μH ,且互感波动在2 μH 以内,即可满足系统的效率波动<5%的指标。

2.2 互操作性及抗偏移性能研究

分布式发射线圈通过平面内发射线圈的不同组合实现大范围抗偏移,而小范围的偏移需要通过4个单元线圈自身产生的均匀磁场维持互感稳定。

为了验证这种小范围抗偏移性,在COMSOL中建立平面式接收线圈对应的耦合机构模型,如图7所示,参数化扫描接收线圈相对偏移时的互感分布图,如图8所示。

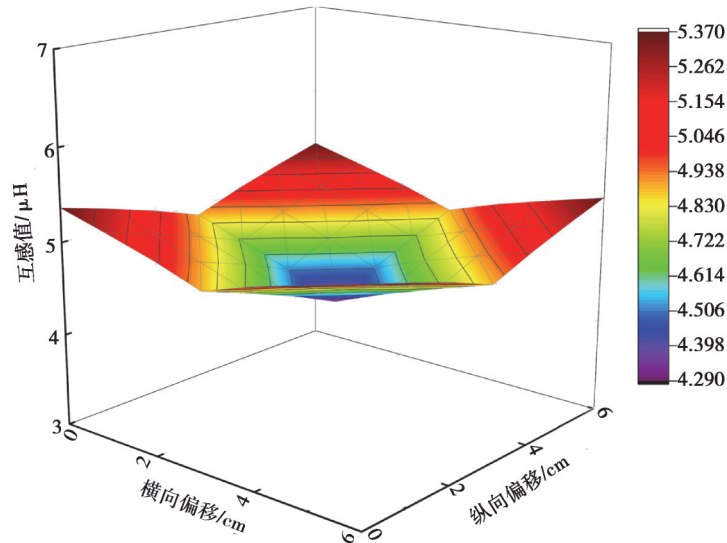


图8 平面式接收线圈对应互感分布图

Fig. 8 Distribution diagram of mutual inductance corresponding to planar receiving coil

分布式发射线圈在与3种耦合模式正对时互感达到最大,为6.266 uH,随着接收线圈偏移距离增加,互感先减小后增加,且在中心耦合模式位置到角耦合模式位置的几何中心存在互感最小值,为5.172 uH。因此,耦合机构之间的总体互感在5.172~6.266 uH范围内,满足系统正常工作的互感范围。

同理,分别建立垂直式接收线圈对应的耦合机构模型并参数化扫描接收线圈相对偏移时的互感分布图,分别如图9、图10所示。

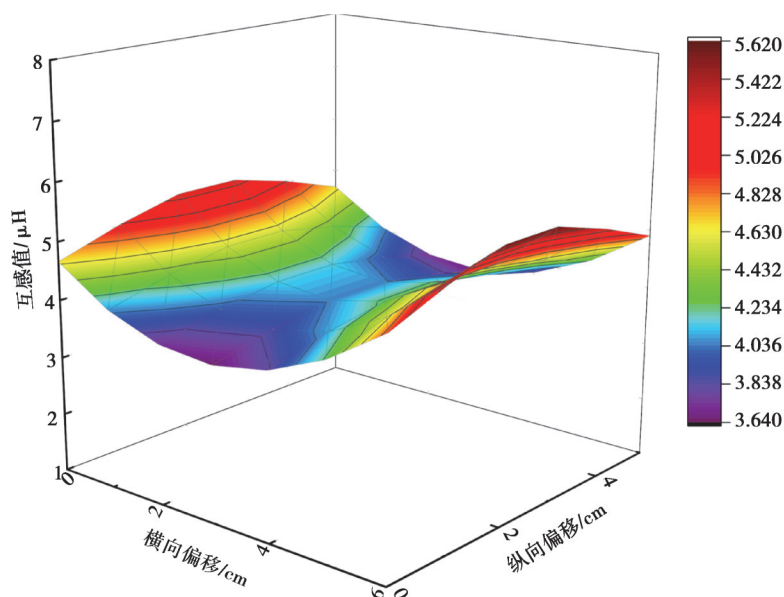


图9 垂直式接收线圈对应互感分布图

Fig. 9 Distribution diagram of mutual inductance corresponding to vertical receiving coil

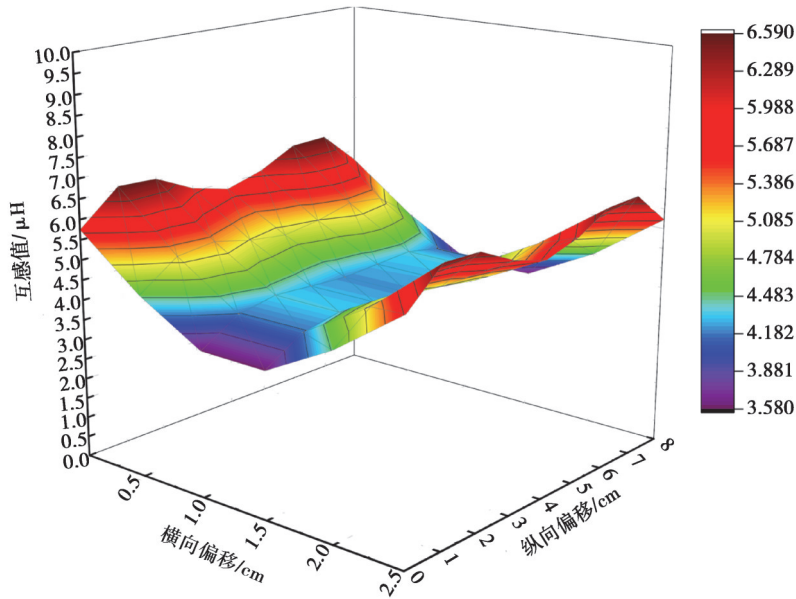
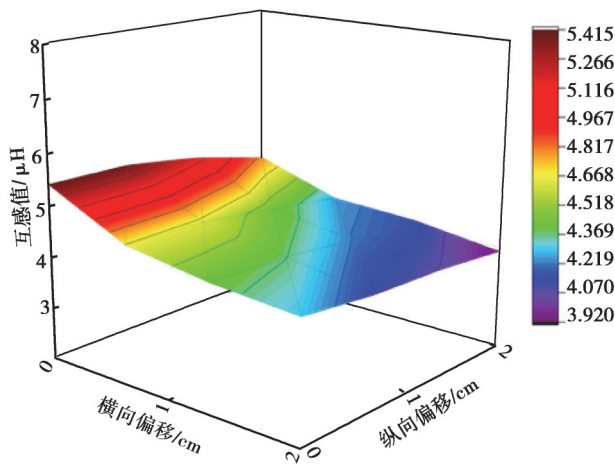


图 10 螺线管式接收线圈互感分布图

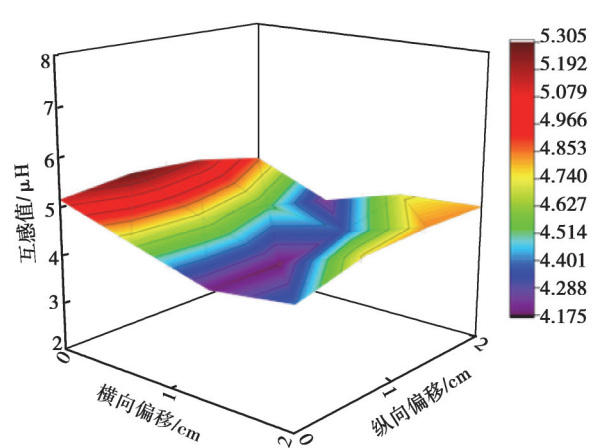
Fig. 10 Distribution diagram of mutual inductance of solenoid type receiving coil

当垂直接收线圈纵向偏移时,互感呈先增加后减小的趋势;横向偏移时,互感呈先减小后增加的趋势,表现为越靠近发射线圈正对时互感越大,反之越小。从整个偏移平面来看,越远离两端发射线圈的中轴位置纵向偏移越大,互感越小。综合所有互感极值点数据,在平面内所有位置的互感均在 3.845~5.619 uH 之间。螺线管接收线圈横向及纵向偏移时与垂直接收线圈的互感趋势图相似,但不同点在螺线管线圈纵向偏移时存在 2 个极值点位置,分别是发射线圈任意一对间隔开启的线圈正对螺线管接收线圈的位置,接收线圈在整个平面移动的互感变化在 4.086 5~6.234 7 μH 范围内,轴向抗偏移性良好。

当垂直式或螺线管式接收线圈发生旋转偏移时,根据接收线圈的位置,分布式发射线圈做间隔对称反向开启模式与十字开启模式间的相互切换。通过参数化扫描全角度、全范围的互感分布得出结论:在接收线圈旋转偏移 10° 范围内保持间隔对称反向开启模式;在接收线圈偏移 10°~30° 的范围内采用间隔对称反向与十字开启交替模式;在 30°~45° 的范围内采用对称反向与十字开启交替模式,能维持接收线圈同时在较大范围轴向偏移和全角度旋转偏移的互感平稳。图 11 分别为接收线圈旋转偏移 10°、20° 和 40° 时随着轴向偏移的互感分布图,互感维持在正常工作范围内。



(a) 10° 旋转偏移



(b) 20° 旋转偏移

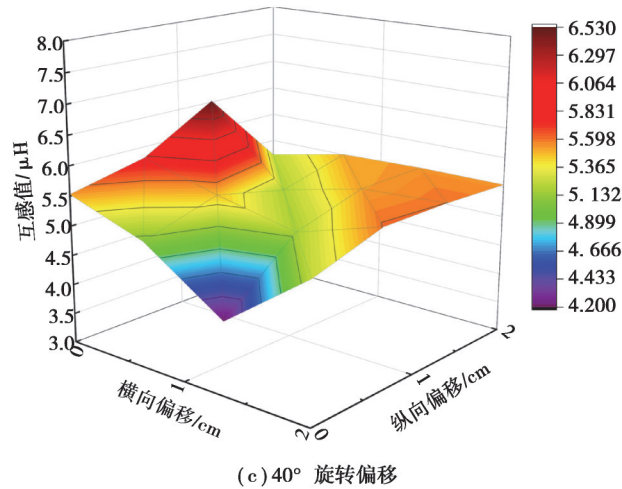


图 11 不同旋转偏移角度下轴向偏移互感分布图

Fig. 11 Distribution of Axial Offset Mutual Inductance under Different Rotation Offset Angles

由此可见,分布式发射线圈与 3 种平面式、垂直式、螺线管式 3 种不同类型的接收线圈之间能进行较好耦合,实现无线电能传输功能,整个分布式发射线圈平面上 3 种类型的接收线圈抗偏移性能良好,这表明了所提出的分布式发射线圈具有优良的互操作性。

3 充电区位识别及线圈切换控制策略

3.1 线圈切换控制逻辑电路

相比有规则的逐个串联线圈,本文的分布式发射线圈开启组自由度很大,若在每个线圈两端并联一个控制开关元件(MOS管或继电器),通过此元件使线圈关闭实现整个线圈阵列的串联,会在整个发射线圈工作过程中产生很大的损耗,且无法控制电流方向。研究将 4*4 分布式发射单元线圈分别编号 1~16,如图 12 所示。

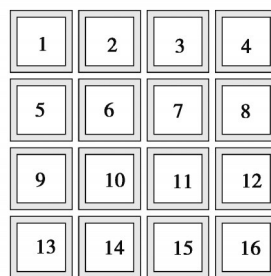


图 12 分布式发射线圈编号

Fig. 12 Distributed Transmission Coil Numbering

分布式发射线圈在面对不同接收线圈时会开启不同的发射线圈组合串联,但在 4*4 阵列中存在始终不会串联在一起的发射单元线圈,将这些不会同时串联的发射线圈相互并联在同一条支路再串联起来,通过开关切换即可实现需要的发射线圈组合,组成的分布式串联控制逻辑电路如图 13 所示。在分布式串联的基础上,每个单元并联模块加上图 14 所示的电流方向选择电路,即可实现任意的串联线圈组合且电流方向可控。每个控制模块相并联有 4 个开关,若开启 S_1 和 S_4 则正向导通,开启 S_2 和 S_3 则反向导通,以此控制每个模块的电流方向。

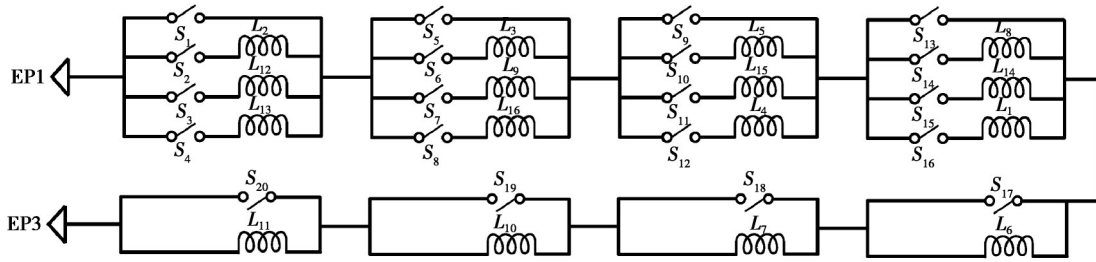


图 13 分布式串联控制逻辑电路

Fig. 13 Distributed Series Control Logic Circuit

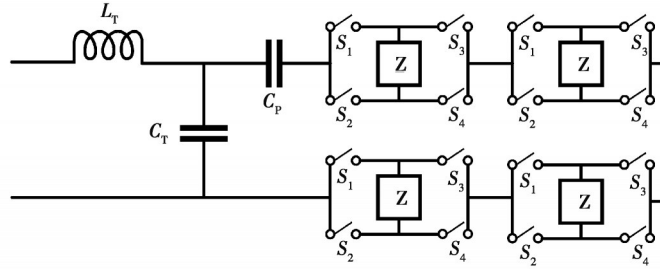


图 14 电流方向控制逻辑电路

Fig. 14 Current Direction Control Logic Circuit

3.2 线圈串联谐振条件分析

4 个单元线圈串联等效的 LCC-S 拓扑结构如图 15 所示。

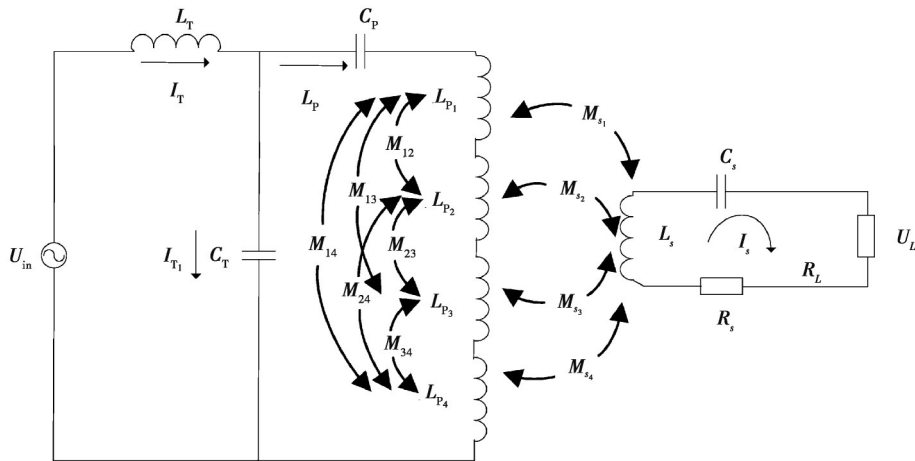


图 15 四线圈串联等效 LCC-S 拓扑

Fig. 15 Equivalent LCC-S Topology of Four Coil Series Connection

由于 4 个发射线圈分别与接收线圈存在互感 M_{s_1} 、 M_{s_2} 、 M_{s_3} 、 M_{s_4} ，且发射线圈之间存在互感 M_{12} 、 M_{13} 、 M_{14} 、 M_{23} 、 M_{24} 、 M_{34} ，由于单元发射线圈的尺寸很小，计算中忽略内阻，由公式(2)变换得到副边电压 U_L 表达式

$$U_L = I_s \left(j\omega L_s + \frac{1}{j\omega C_s} \right) - j\omega I_P (M_{s_1} + M_{s_2} + M_{s_3} + M_{s_4}), \quad (23)$$

对于 LCC 拓扑结构由公式(1)变换得到

$$\begin{cases} U_{in} = j\omega L_T I_T + \frac{1}{j\omega C_T} I_T, \\ \frac{1}{j\omega C_T} I_T = I_P \left[\frac{1}{j\omega C_P} + j\omega C - j\omega A \right] - j\omega B I_s, \\ A = M_{11} + M_{12} + M_{13} + M_{23} + M_{24} + M_{34}, \\ B = (M_{s_1} + M_{s_2} + M_{s_3} + M_{s_4}), \\ C = (L_{P_1} + L_{P_2} + L_{P_3} + L_{P_4}). \end{cases} \quad (24)$$

系统正常工作时,拓扑满足公式(4)完全谐振条件变换得到

$$\begin{cases} j\omega L_T + \frac{1}{j\omega C_T} = 0, \\ \frac{1}{j\omega C_T} + \frac{1}{j\omega C_P} + j\omega C = 0, \\ j\omega L_s + \frac{1}{j\omega C_s} = 0. \end{cases} \quad (25)$$

联立上式,可得

$$\begin{cases} U_{in} = j\omega L_T I_P, \\ U_L = j\omega B I_P, \\ \frac{1}{j\omega C_T} I_T = j\omega A I_P + j\omega B I_s. \end{cases} \quad (26)$$

系统的输出功率 P_{out}

$$P_{out} = U_L I_s = j\omega B I_P I_s = \frac{U_{in}^2 A}{j\omega L_T^2} - U_{in} I_T. \quad (27)$$

由公式(27)可得,在不考虑内阻的影响下,影响系统输出功率的变量有 U_{in} 、 A 、 L_T 和 I_T , 其中: L_T 为固定参数; U_{in} 和 I_T 为系统工作时的随机变量。因此,影响最大的变量为 A , 即单元线圈之间的交叉耦合互感之和。对于设计的发射单元线圈,4个一组开启时两两之间的互感值相比原副边之间的互感值很小,但仍然不可忽略,因此,将原边LCC拓扑谐振条件增加为

$$\frac{1}{j\omega C_t} + \frac{1}{j\omega C_p} + j\omega C - j\omega A = 0. \quad (28)$$

此时,系统的输入电流 I_t 及原边线圈电流 I_p

$$\begin{cases} I_T = \omega^2 M C_T I_s, \\ I_P = \frac{U_L}{j\omega M}. \end{cases} \quad (29)$$

由于 C_t 需要维持与 L_t 的谐振关系相对不变,因此,需要减小 C_p , 此时, C_p 上承受的电压 U_{CP} 表示为

$$U_{CP} = \frac{I_P}{j\omega C_p} = \frac{U_L}{\omega^2 C_p M}. \quad (30)$$

相对电压值变化量 ΔU_{CP} 表示为

$$\Delta U_{CP} = \frac{U_L}{\omega^2 M} \left(\frac{1}{C_p} - \frac{1}{C_p'} \right). \quad (31)$$

谐振变化导致的 C_p 容值变化会导致 C_p 上承受的电压增加,因此,需要对 C_p 电容的选型耐压要求更高且在软开关的谐振范围内。

3.3 线圈位置识别技术

为了实现接收线圈的互操作性和抗偏移性,需要精确控制分布式发射线圈的开启模式,使原副边之间的互感满足正常工作要求,精确控制的前提在于对接收线圈的类型及精确位置识别。研究采用基于无线充电过程参数的拾取电压对比检测法。由前文对LCC-S谐振拓扑的分析可得,在副边完全谐振的情况下,副边等效阻抗为纯电阻,输出功率只与副边输出电压有关。此时,原边恒定电流表示为

$$I_p = \frac{U_{out}}{j\omega M} \quad (32)$$

由公式(32)变换可得

$$U_{out} = \frac{U_{in} * M}{L_t} \quad (33)$$

由公式(33)可知,无线充电系统原边电流只与互感有关,且在原边输入电压固定时,副边拾取电压 U_{out} 只与互感 M 有关,因此,可以通过副边拾取电压来判断系统目前所处的耦合模态。

图 16 为平面式接收线圈所需要的位置检测区域,每一块数字区域代表接收线圈的几何中心在此区域内满足抗偏移性。

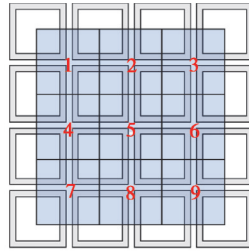


图 16 平面式接收线圈位置检测区域划分

Fig. 16 Location detection area division of planar receiving coil

由上文接收线圈全范围偏移时互感分布趋势,绘制以接收线圈几何中心偏移时映射的磁场耦合区域,如图 17 所示。

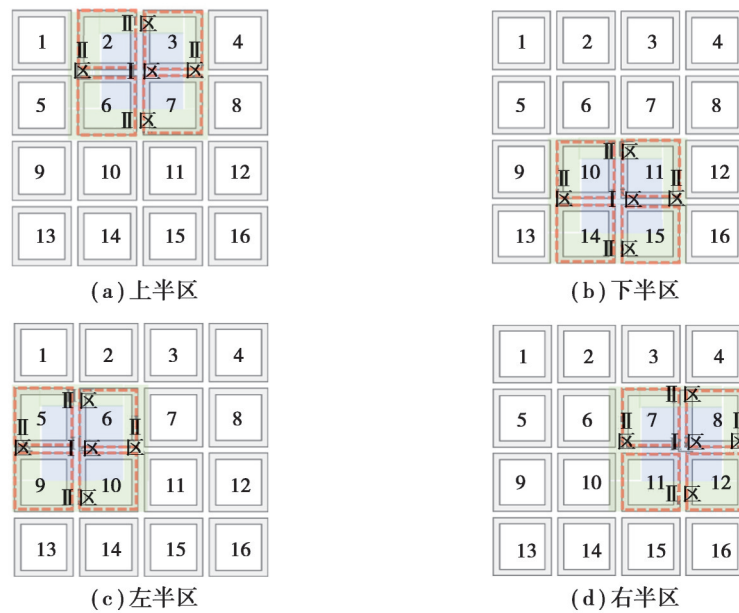


图 17 检测开启线圈及磁场耦合区域

Fig. 17 Detection of the opening coil and magnetic field coupling area

图中红色虚线为开启发射线圈组合,蓝色I区表示此区域内平面式接收线圈存在强耦合,绿色II区表示此区域内接收线圈弱耦合,其余区域表示范围内无耦合,通过上述4次变换判断接收线圈的精确位置。在开启4个半区的检测时,副边拾取电压分别为 $U_{左}$ 、 $U_{上}$ 、 $U_{下}$ 、 $U_{右}$,结合图 16 的耦合区域分布,接收线圈在图 16 所示的9个位置的磁场耦合区域如表 2 所示。

表2 9个位置耦合区域判断
Table 2 9 position coupling area judgment

线圈位置	上半区检测	下半区检测	左半区检测	右半区检测
1	II区	无	II区	无
2	I区	无	II区	II区
3	II区	无	无	II区
4	II区	II区	I区	无
5	II区	II区	II区	II区
6	II区	II区	无	I区
7	无	II区	II区	无
8	无	I区	II区	II区
9	无	II区	无	II区

从表2可以看出,通过分别开启4个半区的检测模式,对副边输出电压进行采样后送入控制芯片,与设定的阈值进行比较得出所处耦合区域。控制芯片如表2数据,根据耦合区域是否在I区内判断接收线圈是否在2、4、6、8这4个区域,且所有位置的4个半区检测特性均不一致,因此,可以通过表2判断接收线圈所在区域。

如图18所示,系统分布式发射线圈对其搭载的未知接收线圈进行线圈类型识别、线圈位置检测及开启无线充电功能的整体流程图。

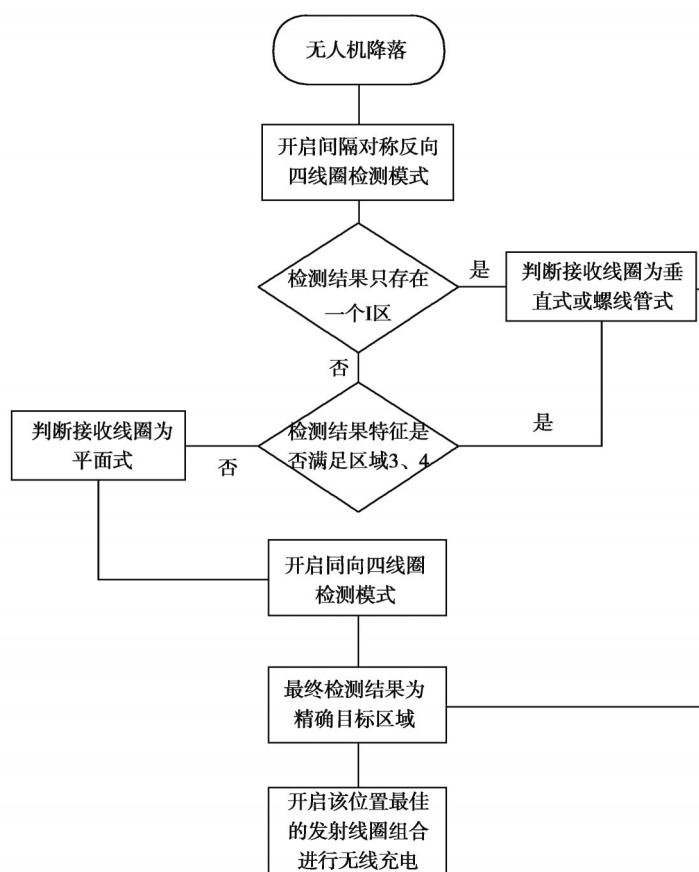


图18 系统整体判断定位流程图

Fig. 18 Overall system judgment and positioning flowchart

4 实验验证

研究搭建的无线充电系统实验装置如图 19 所示,主要由高频逆变装置、切换开关、谐振电路、耦合机构、副边整流装置以及示波器等组成。

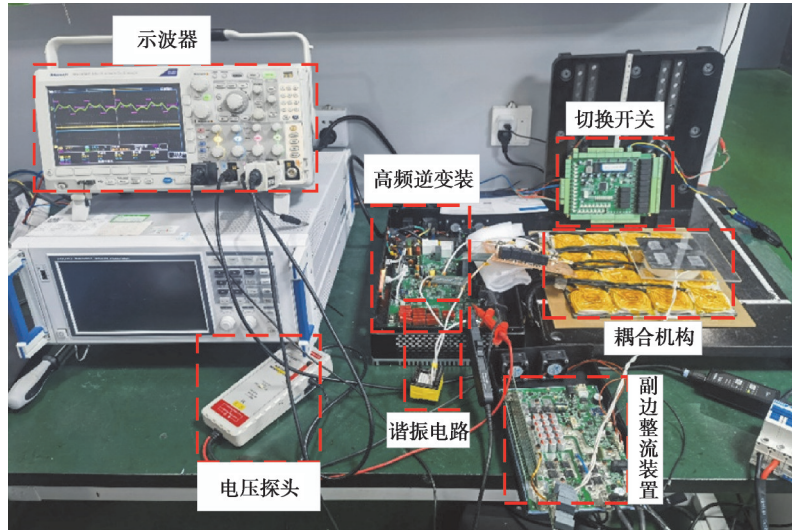


图 19 无线充电系统实验装置

Fig. 19 Wireless Charging System Experimental Device

其中,分布式发射线圈如图 20 所示,单个线圈由线径 2 mm 的利兹线绕制成边长=5 cm 的正方形,且每个单元线圈之间的间隙=1 cm,组成 4*4 分布式排布。



图 20 分布式发射线圈实物图

Fig. 20 Physical image of distributed transmission coil

实物绕制的线圈参数如表 3 所示。系统输入等效电压 $U_{in}=310\text{ V}$,输出目标电压 $U_{out}=25\text{ V}$,系统平均互感 $M=5\text{ }\mu\text{H}$, $L_r=51\text{ }\mu\text{H}$,结合谐振条件,计算系统的谐振电路参数如表 4 所示。

笔者设计的切换开关在发射线圈与谐振拓扑中间的位置串联连接,承受的电流为原边线圈电流 I_p 在互感波动的极值条件下 AC 8~10 A,选择宏发声电有限公司的 HF3FF-012-1HST 继电器。它的最大切换电压=277V/AC,最大切换电流=15 A,单个继电器损耗=360 MW,共 $16\times 4=64$ 个,共计约 23 W 损耗。参数满足系统

需求。对于继电器的驱动采用TI公司的ULN2003ADR型达林顿晶体管阵列芯片,如图21所示。它具有7路驱动输出,每一路输出500 mA 额定的集电极电流,钳位二极管反向电压50 V,能满足继电器的驱动需求。

表3 线圈实物参数

Table 3 Physical parameters of the coil

参数名称	符号	参数值	符号	参数值
发射单元线圈	$L_p/\mu\text{H}$	24.5	$R_p/\text{m}\Omega$	72
平面式接收线圈	$L_{s1}/\mu\text{H}$	24.56	$R_s/\text{m}\Omega$	35
垂直式接收线圈	$L_{s2}/\mu\text{H}$	22.38	$R_{s2}/\text{m}\Omega$	62
螺线管式接收线圈	$L_{s3}/\mu\text{H}$	43.9	$R_{s3}/\text{m}\Omega$	62

表4 系统谐振电路参数

Table 4 System resonance circuit parameters

符号	参数值	符号	参数值
C_p/nF	46.00	C_{s3}/nF	113.18
C_t/nF	56.30	C_{s4}/nF	98.17
C_{s1}/nF	103.12	C_{s5}/nF	57.69
C_{s2}/nF	93.46	C_{s6}/nF	54.94

由于分布式线圈组合的抗偏移特性,在整个平面内只要存在正对的4个线圈组合即可实现抗偏移性。图22为在原副边正对时系统满载输出波形图,此时,负载=6 Ω ,输出电压=24.7 V,输出电流=4.23 A,输出功率=104.5 W。

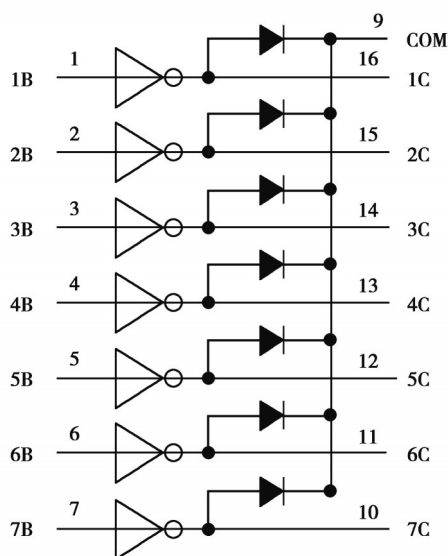


图21 驱动阵列芯片内部方框图

Fig. 21 Internal block diagram of the driver array chip

如图22所示,逆变器输出电压为方波,采用基波近似法(Fundamental Harmonic Approximation, FHA)分析系统特性,实际上电路中仍存在一定谐波分量,这会导致输出电流波形畸变。实验中将原边谐振回路配置为弱感性,使得逆变器输出电流略微滞后于输出电压,容易实现零电压开通(ZVS),此时电路工作在失谐状态,加大了逆变器输出电流的畸变程度,有利于减小系统逆变器损耗。

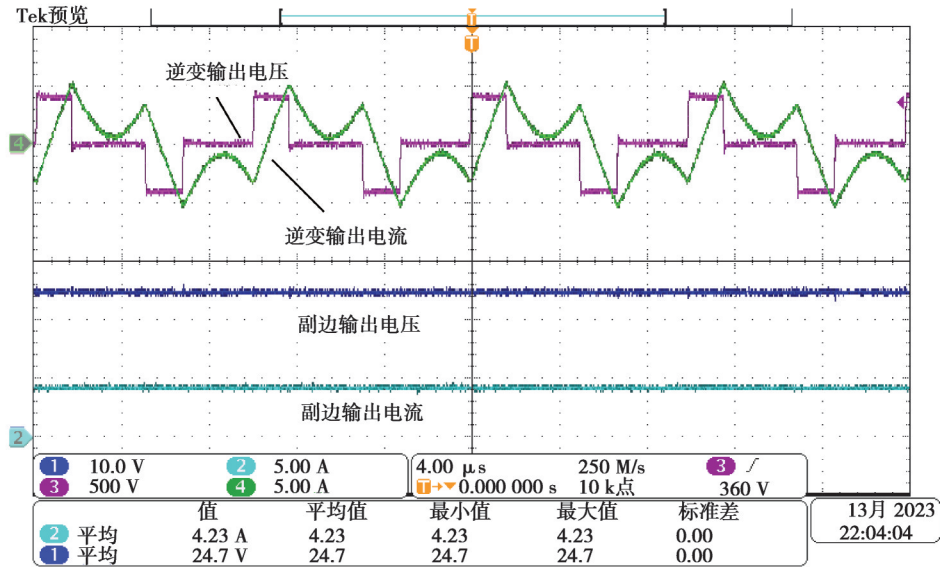


图 22 系统满载输出电压电流波形

Fig. 22 Full load output voltage and current waveform of the system

实验 3 种不同类型的接收线圈在分布式发射线圈上沿水平以 1 cm 的步进距离在平面内移动时的系统输出效率,并绘制系统输出效率随水平偏移的变化曲线,如图 23~25 所示。

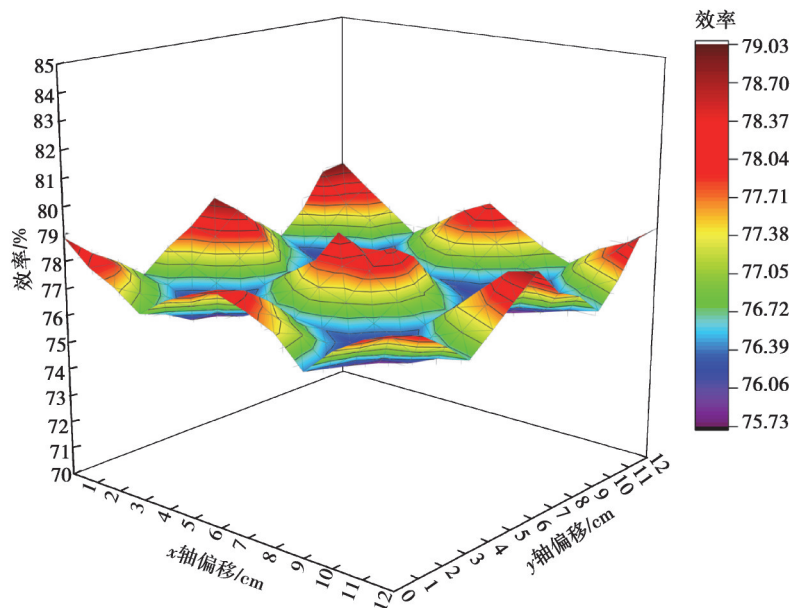


图 23 平面式接收线圈系统传输效率随水平偏移变化曲线

Fig. 23 Transmission efficiency curve of planar receiving coil system with horizontal offset

如图 25 所示,3 类接收线圈在平面内偏移的效率跌落在正对位置存在极大值,整体的效率跌落不大。平面式接收线圈对应的系统最大效率为 79.03%,效率波动在 3.3% 的范围内,垂直式接收线圈对应的系统最大效率为 75.31%,效率波动在 4.97% 的范围内,螺线管式接收线圈对应的系统最大效率为 76.13%,效率波动在 4.05% 的范围内。从总体来看,分布式发射线圈针对 3 种接收线圈的水平抗偏移性良好。

在水平偏移的基础上,通过实验验证接收线圈的旋转偏移特性。由于平面式接收线圈为圆形设计,本身

具备抗偏移特性,因此,不实验其旋转偏移性。分别实验垂直式及螺线管式接收线圈在水平偏移下效率最高及位置最低处,从相对旋转偏移角度 0° 开始以步进 10° 的角度旋转到 90° 时输出效率值,并绘制系统输出效率随旋转角度的变化曲线,如图26~27所示。

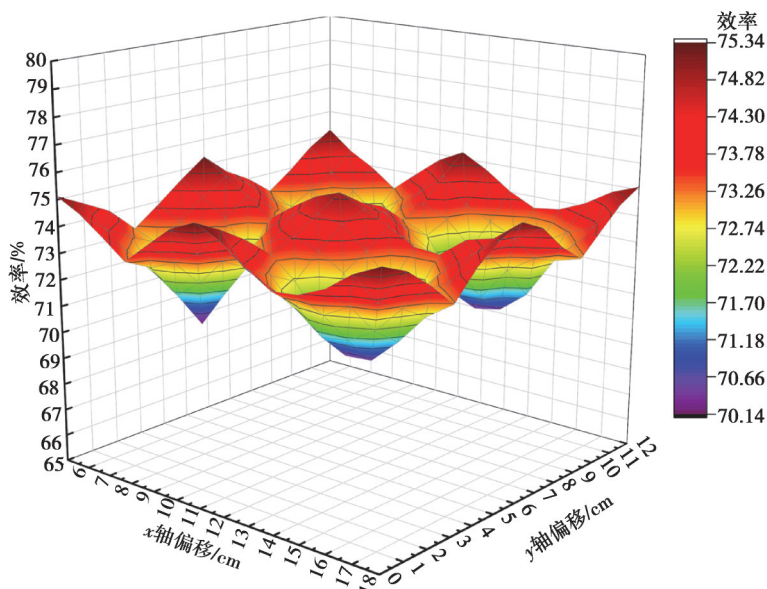


图24 垂直式接收线圈系统传输效率随水平偏移变化曲线

Fig. 24 Curve of Transmission Efficiency of Vertical Receiving Coil System with Horizontal Offset

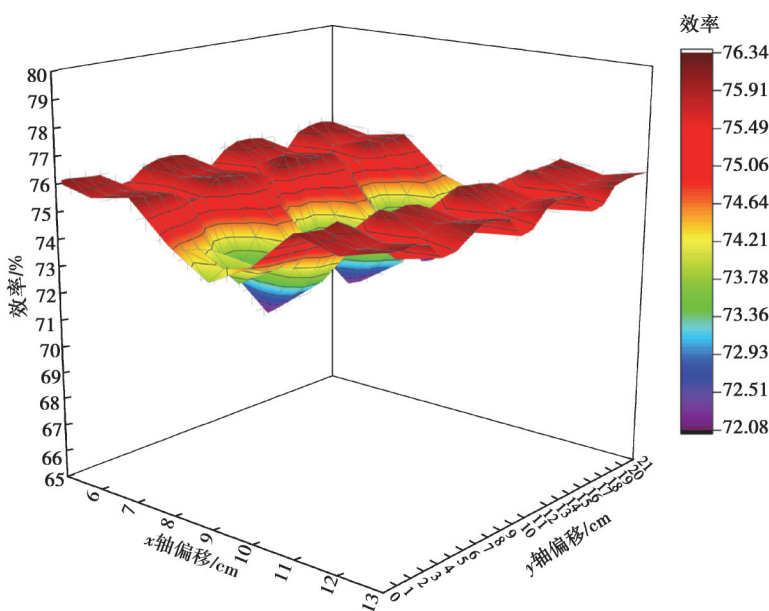


图25 螺线管式接收线圈系统传输效率随水平偏移变化曲线

Fig. 25 Transmission efficiency curve of solenoid type receiving coil system with horizontal deviation

综合所有位置的轴向偏移及旋转偏移,平面式接收线圈的最大效率波动为3.3%,垂直式接收线圈的最大效率波动为5.57%,螺线管式接收线圈的最大效率波动为4.45%,符合系统的设计目标。

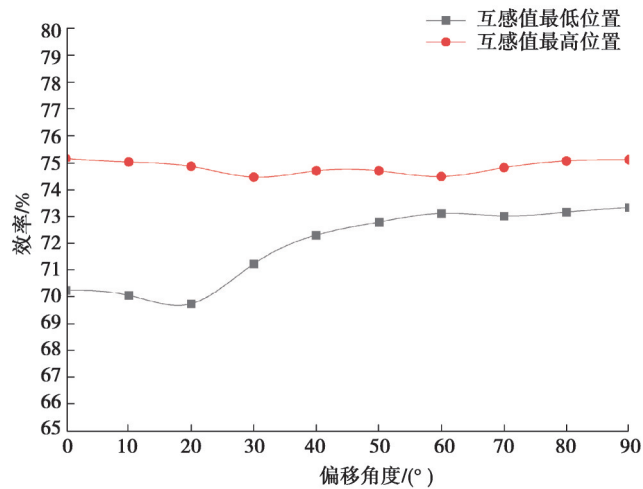


图26 垂直式接收线圈系统传输效率随旋转角度变化曲线

Fig. 26 Curve of Transmission Efficiency of Vertical Receiver Coil System with Rotation Angle

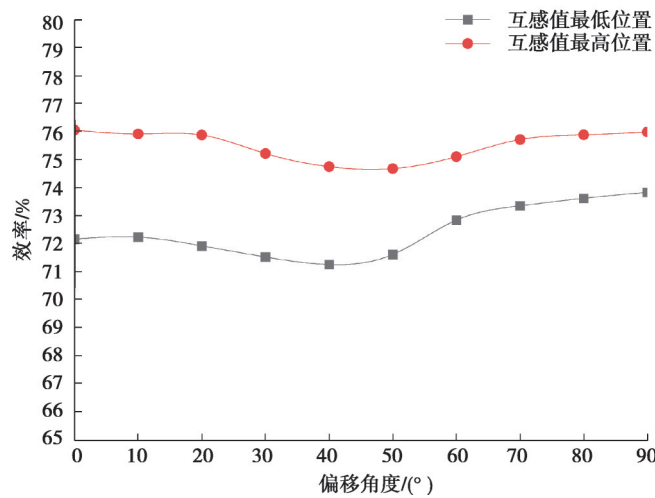


图27 螺线管式接收线圈系统传输效率随旋转角度变化曲线

Fig. 27 Transmission efficiency curve of solenoid type receiving coil system with rotation angle

5 结 论

本文针对无线充电技术发展中耦合机构互操作性及抗偏移性需求,提出具有互操作性的分布式发射线圈结构及串联切换控制策略,通过开关管的切换实现任意单元线圈、任意方向的组合,基于分布式发射线圈磁场特性和LCC-S谐振拓扑的拾取电压检测法提出了接收线圈位置识别检测法。最后,搭建实验装置验证了系统的互操作性及抗偏移性。

参 考 文 献

- [1] 范兴明,高琳琳,莫小勇,等.无线电能传输技术的研究现状与应用综述[J].电工技术学报,2019,34(7):1353-1380.
Fan X M, Gao L L, Mo X Y, et al. Overview of research status and application of wireless power transmission technology[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(7): 1353-1380.(in Chinese)
- [2] 薛明,杨庆新,章鹏程,等.无线电能传输技术应用研究现状与关键问题[J].电工技术学报,2021,36(8):1547-1568.
Xue M, Yang Q X, Zhang P C, et al. Application status and key issues of wireless power transmission technology[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(8): 1547-1568.(in Chinese)
- [3] 孙跃,陈宇,唐春森,等.感应耦合电能传输系统稳定域的分析[J].控制理论与应用,2017,34(10):1293-1302.

- Sun Y, Chen Y, Tang C S, et al. Analysis on the regions of stability for inductive coupled power transfer systems[J]. *Control Theory & Applications*, 2017, 34(10): 1293-1302.(in Chinese)
- [4] Jolani F, Yu Y Q, Chen Z D. Electromagnetic modeling and optimization of magnetic resonant coupling wireless power transfer using coil array[C]//2015 IEEE MTT-S International Conference on Numerical Electromagnetic and Multiphysics Modeling and Optimization (NEMO). Ottawa, Canada: IEEE, 2015: 1-3.
- [5] Lee B, Ahn D, Ghovanloo M. Three-phase time-multiplexed planar power transmission to distributed implants[J]. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2016, 4(1): 263-272.
- [6] 谭平安, 刘春霞, 叶良伟, 等. 多发射切换式无线电能传输系统耦合特性机理分析[J]. *电工技术学报*, 2018, 33(22): 5244-5253.
- Tan P A, Liu C X, Ye L W, et al. Coupling mechanism analysis for multi-transmitter switching wireless power transfer system [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2018, 33(22): 5244-5253.(in Chinese)
- [7] 李嘉禄. 阵列式多发射多类型负载无线电能传输系统研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2020.
- Li J L. Research on array type multi-transmission coil multi-type load wireless energy transmission system[D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2020. (in Chinese)
- [8] Zhang H L, Chen Y F, Jo C H, et al. DC-link and switched capacitor control for varying coupling conditions in inductive power transfer system for unmanned aerial vehicles[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2021, 36(5): 5108-5120.
- [9] Cai C S, Wang J H, Nie H, et al. Effective-configuration WPT systems for drones charging area extension featuring quasi-uniform magnetic coupling[J]. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 2020, 6(3): 920-934.
- [10] 王幸琪. 无人机无线充电系统耦合机构及复合式补偿拓扑研究[D]. 重庆: 重庆大学, 2021.
- Wang X Q. Research on coupling structure and composite compensation topology for UAV-WPT system[D]. Chongqing: Chongqing University, 2021. (in Chinese)
- [11] Wang X Q, Jiang C, Wang S C. Research on interoperability of coupling structure for UAV-WPT system[C]//2020 8th International Conference on Power Electronics Systems and Applications (PESA). Hong Kong: IEEE, 2020: 1-5.

(编辑 侯 湘)