

DOI:10.16356/j.1005-2615.2024.05.010

多负载转动的正交双发射 MCR-WPT 系统研究

陈旭玲, 田 婷, 董 硕, 张 帆, 孙永豪

(南京航空航天大学机电学院, 南京 210016)

摘要: 目前, 磁谐振式无线电能传输 (Magnetic coupling resonance-wireless power transmission, MCR-WPT) 的研究主要集中于静止状态下的双发射单负载和三发射单负载系统。本文对双发射多负载低速转动系统进行了研究, 通过建立双发射多负载系统的理论模型, 结合 COMSOL 软件进行仿真, 并搭建接收端转动的二维全向磁谐振式无线电能传输实验平台, 验证了正交发射线圈不同相位差、不同接收线圈数量及线圈相对位置改变对转动系统能量传输效率的影响。结果表明, 当正交双发射线圈存在 90° 相位差时, 系统在接收端线圈固定距离内能够维持稳定的磁场传输特性, 随着负载线圈数量的增加, 系统的总传输效率波动幅度有所改变, 当负载为 4 个时波动最小。

关键词: 无线电能传输; 磁谐振; 转动; 正交双发射; 多负载; 传输效率

中图分类号: V242.2

文献标志码: A

文章编号: 1005-2615(2024)05-0876-08

Study on Orthogonal Dual-Transmitter MCR-WPT System with Multi-load Rotation

CHEN Xuling, TIAN Ting, DONG Shuo, ZHANG Fan, SUN Yonghao

(College of Mechanical & Electrical Engineering, Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, Nanjing 210016, China)

Abstract: Currently, research on magnetic coupling resonance-wireless power transmission (MCR-WPT) primarily concentrates on dual-transmitter single-load and triple-transmitter single-load systems in a stationary state. This article explores the dual-transmitter multi-load low-speed rotating system. By establishing a theoretical model for the dual-transmitter multi-load system and utilizing COMSOL software for simulation, we have constructed a two-dimensional omnidirectional magnetic resonance wireless energy transmission experimental platform for the rotating receiving end. This platform allows us to verify the impact of various factors on the energy transmission efficiency of the rotating system, including different phase differences of orthogonal transmitting coils, varying numbers of receiving coils and alterations in coil relative positions. The results indicate that when there is a 90° phase difference between the orthogonal dual-transmitter coils, the system can maintain stable magnetic field transmission characteristics within a fixed distance from the receiving coil. As the number of load coils increases, the fluctuation range of the system's overall transmission efficiency changes. Notably, the fluctuation is minimal when there are four load coils.

Key words: radio energy transmission; magnetic resonance; rotation; orthogonal dual-transmitter; multi-load; transmission efficiency

磁谐振式无线电能传输 (Magnetic coupling resonance-wireless power transmission,

MCR-WPT) 是一种通过磁场进行电能传输的技术, 其供电系统与负载无需借助金属导线进行连

基金项目: 国家自然科学基金 (52275492); 江苏省自然科学基金 (BK20211184)。

收稿日期: 2024-07-10; **修订日期:** 2024-09-27

通信作者: 陈旭玲, 女, 副教授, E-mail: chenxuling@nuaa.edu.cn。

引用格式: 陈旭玲, 田婷, 董硕, 等. 多负载转动的正交双发射 MCR-WPT 系统研究[J]. 南京航空航天大学学报, 2024, 56(5): 876-883. CHEN Xuling, TIAN Ting, DONG Shuo, et al. Study on orthogonal dual-transmitter MCR-WPT system with multi-load rotation[J]. Journal of Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, 2024, 56(5): 876-883.

接。这项技术为应对导线触电引发的放电风险、插头损坏导致的安全隐患以及过多导线缠绕影响供电体验等问题,提供了全新的解决方案^[1-2]。该技术具备传输距离长、功率大等优势,拥有广阔的应用前景和重要的实际价值,能够应用于轨道交通车辆、智能家居以及生物医疗等多个领域^[3]。

目前,对转动多负载同时供电的需求日益迫切,然而对全向磁耦合谐振式无线电能传输系统的研究多集中在接收端静止状态^[4-6],或通过调频实现全向单负载多位置定向供电^[7],对全向多负载转动系统的相关研究较为缺乏。无线供电设备的位置大多会变化,发射线圈和接收线圈的空间位置随机变化,导致它们之间的距离发生改变,从而引起互感变化,进而影响输出功率和传输效率的稳定性^[8]。

文献[7]针对拾取单元自旋引起角度不对准导致发射功率急剧下降的现象,提出并实现了一种新颖的拾取线圈拓扑结构,以补偿功率传输中的巨大波动,从而确保角度失调不敏感的全向无线供电。文献[9]对二维全向无线电能传输系统进行了数学分析,在发射线圈中采用电流控制,可以产生指向各个方向的二维磁场矢量。该理论允许在输入磁场矢量的所有角度下确定系统的总输入功率和输出功率的方程,最后提出并实现了一种确定负载位置 and 有效引导无线电源的机制。

本文设计了一种接收端转动的二维全向 MCR-WPT 系统模型,对多负载线圈进行仿真,并搭建接收端转动的二维全向磁谐振式无线电能传输实验平台进行验证,通过正交发射线圈不同相位差、不同负载数量的对比、线圈相对位置改变等对比,探究转动多负载的能量传输情况,为全向多负载转动的研究和应用提供参考。

1 系统模型搭建与理论分析

MCR-WPT 系统根据补偿电容不同的接入位置分为:串串(Series series, SS)补偿、并并(Parallel parallel, PP)补偿、串并(Series parallel, SP)补偿和并串(Parallel series, PS)补偿^[10-11]。本文补偿电路选用 SS 补偿,在此补偿电路中,发射端电路和接收端电路呈现纯阻特性^[12],发射端的总等效输入电抗不受线圈参数、等效负载等其他参数影响,可以简化系统电路的复杂度。

1.1 系统模型搭建

本文针对发射线圈正交的条件,设计了一种正交双发射的 MCR-WPT 系统,系统物理模型如图 1(a)所示,系统等效电路图如图 1(b)所示。其中,

\dot{V}_1 和 \dot{V}_2 表示两个发射线圈的电源, R_1 与 R_2 为两个发射线圈各自的内阻, R_3 与 Z_{LR} 分别表示接收线圈的内阻与负载电阻, i_1 、 i_2 与 i_3 表示两发射线圈与接收线圈的电流, C_1 、 C_2 和 C_3 为两个发射线圈与接收线圈的谐振补偿电容, M_{12} 、 M_{13} 、 M_{23} 为线圈间的互感, L_1 、 L_2 、 L_3 为两个发射线圈与接收线圈的自感。

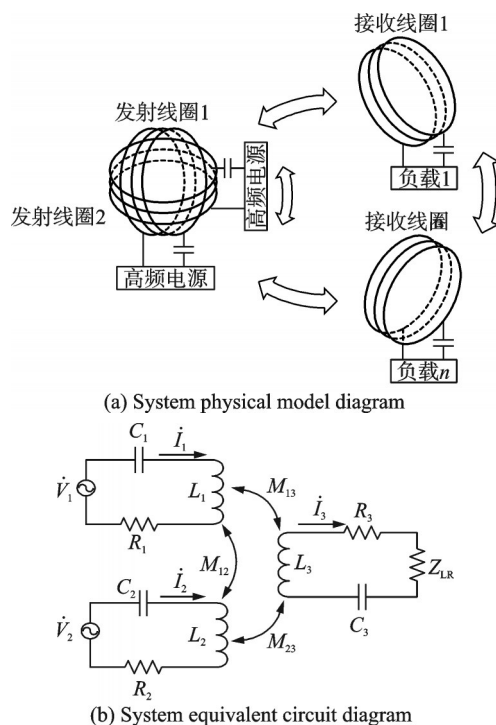


图1 正交双发射的 MCR-WPT 系统模型图

Fig.1 Model diagram of MCR-WPT system with orthogonal dual-transmitter

1.2 系统输出功率与传输效率

正交双发射系统相比单发射无线电能传输系统,多了一个发射线圈,这两个线圈之间的耦合情况需要纳入考虑范围。在实际系统设计时,正交双发射的两发射源线圈回路结构与参数设计相同,此处回路仅分析其中一个,另一个可等同类。

当两个发射线圈之间的耦合较弱、可以忽略时, $M_{12} = 0$, 假设 3 个线圈的固有频率相同均为 ω_0 , 且系统在这个频率下运行, 有

$$\begin{aligned} j\omega_0 L_1 + \frac{1}{j\omega_0 C_1} &= j\omega_0 L_2 + \frac{1}{j\omega_0 C_2} = \\ j\omega_0 L_3 + \frac{1}{j\omega_0 C_3} &= 0 \end{aligned} \quad (1)$$

发射端电路等效阻抗 Z_{1e} 可以简化为

$$\frac{R_1[\omega_0^2 M_{23}^2 + R_2(R_3 + Z_{LR})] + R_2 \omega_0^2 M_{13}^2}{\omega_0^2 M_{23}^2 + R_2(R_3 + Z_{LR}) - K \omega_0^2 M_{13} M_{23}} \quad (2)$$

式中 K 为耦合系数。此时发射端等效电阻为纯阻性, 此时 $R_1[\omega_0^2 M_{23}^2 + R_2(R_3 + Z_{LR})] = R_2 \omega_0^2 M_{13}^2$,

可实现负载匹配,负载端可以获得最大功率输出。

接收端等效阻抗可以简化为

$$Z_{3e} = R_3 + Z_{LR} + \frac{\omega_0^2 M_{13}^2}{R_1} + \frac{\omega_0^2 M_{23}^2}{R_2} \quad (3)$$

此时接收端等效电阻为纯阻性,可实现负载匹配,负载端可以获得最大功率输出。

$$R_3 + Z_{LR} = R_j \quad (4)$$

式中 R_j 为接收线圈的内阻与负载电阻之和。当 M_{12} 不能被忽略时,发射端与接收端的等效电阻分别为

$$Z_{1e} = \frac{R_1[\omega^2 M_{23}^2 + R_2 R_j] + R_j \omega^2 M_{12}^2 + R_2 \omega^2 M_{13}^2 + j2M_{12}M_{13}M_{23}\omega^3}{\omega^2 M_{23}^2 + R_2 R_j - K\omega^2 M_{12}M_{23} + jK\omega M_{12}R_j} \quad (5)$$

$$Z_{3e} = R_3 + Z_{LR} + \frac{R_2 \omega^2 M_{13}^2 + R_1 \omega^2 M_{23}^2 + j2M_{12}M_{13}M_{23}\omega^3}{R_1 R_2 + \omega^2 M_{12}^2} \quad (6)$$

此时, Z_{1e} 与 Z_{3e} 不再是纯阻性,可以通过调节各回路之间的自阻抗、互感等参数,使得系统工作在次级回路振荡状态或初级回路的部分振荡状态。

由以上分析可知,系统在共振态下工作时,系统电流最大值可在接收端等效阻抗最小时取得,发射端两线圈的电路参数设为相同, $R_1 = R_2 = R$, $V_1 = V_2 = V$, $C_1 = C_2 = C$, $L_1 = L_2 = L$, 发射端电抗为 X , 接收端电抗为 X_3 , 由式(3)可得系统电流最大时发射线圈与接收线圈间的互感

$$M = \sqrt{M_{13}^2 + M_{23}^2} = \sqrt{R(R_3 + Z_{LR})} \quad (7)$$

则

$$M = \sqrt{M_{13}^2 + M_{23}^2} = \sqrt{RR_j} \quad (8)$$

系统最大传输功率为

$$P = \frac{V^2 \omega^2 M^2 R_j}{(RR_j + \omega^2 M^2 - XX_3)^2 + (RX_3 + R_j X)^2} \quad (9)$$

系统最大传输效率为

$$\eta = \frac{(R_3 + Z_{LR})(R^2 + X^2)}{(R_3 + Z_{LR})(R^2 + X^2) + \omega^2 M^2 R} \quad (10)$$

由式(10)可知,系统传输效率与发射线圈和接收线圈间的耦合强度密切相关,而耦合强度受到线圈结构、几何相对位置以及空间磁介质的影响。因此,可通过改变线圈之间的相对位置,即线圈之间的距离、相对角度等,或改变线圈数量,直接改变系统传输效率。

1.3 正交发射磁场分析

线圈之间产生谐振,需要源端高频电流在周围空间激发磁场,在有两个发射源的情况下,需要考虑两线圈之间电流的相位差对周围磁场可能产生的影响。

如图2所示,在两个正交摆放的线圈上通入相同频率的激励电流,以一个接收线圈为例,调节接收线圈电路参数,系统工作在谐振状态,电流的表达式为

$$\begin{cases} i_1 = I_1 \sin(\omega t) \\ i_2 = I_2 \sin(\omega t + \theta) \end{cases} \quad (11)$$

式中: i_1 表示竖直放置的线圈所通入的高频正弦电流, i_2 表示水平放置的线圈所通入的高频正弦电流, I_1 与 I_2 分别表示两线圈电流的最大值, θ 为两发射线圈电流的相位差。

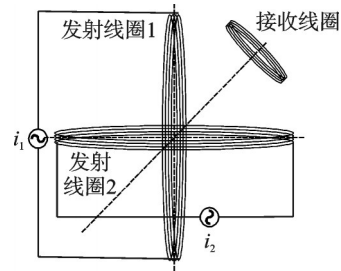


图2 正交双发射的MCR-WPT系统结构图

Fig.2 Structural diagram of orthogonal dual-transmitter MCR-WPT system

记两发射线圈的匝数分别为 N_1 和 N_2 , 可以得到两个发射线圈的磁矢量表达式为

$$\begin{cases} f_1 = N_1 i_1 \mathbf{i} = F_1 \sin(\omega t) \mathbf{i} \\ f_2 = N_2 i_2 \mathbf{j} = F_2 \sin(\omega t + \theta) \mathbf{j} \end{cases} \quad (12)$$

式中: \mathbf{i}, \mathbf{j} 分别表示空间中两个单位正交向量, F_1 和 F_2 表示磁势的最大值。

空间中的合成磁势为式(12)中两式的矢量和,其模型图如图3所示。

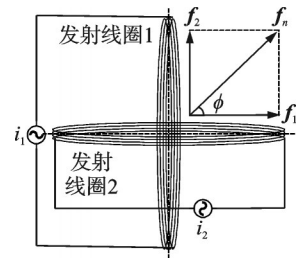


图3 正交双发射的MCR-WPT系统磁势空间图

Fig.3 Magnetic potential space diagram of orthogonal dual-transmitter MCR-WPT system

由图3可知空间中的磁势大小与方向受到两个发射线圈磁势大小与方向的影响。由图3中的几何关系可得

$$\tan \phi = \frac{|f_2|}{|f_1|} = \frac{F_2}{F_1} \left[\cos \theta + \frac{\sin \theta}{\tan(\omega t)} \right] \quad (13)$$

式中 ϕ 为合成矢量 f_n 和水平方向的夹角。

由式(13)可以得到合成矢量角 ϕ 和电流相位差 θ 、磁势以及时间的变化关系,根据不同的取值,可以得到不同的磁场。磁势幅值的比值,可视为整体等式的放大因子,为简化分析,将两者的比值设为1。将式(13)进行进一步简化

$$\phi = \arctan \left[\cos \theta + \frac{\sin \theta}{\tan(\omega t)} \right] \quad (14)$$

式(14)由两部分式构成,当 θ 取值为 $k\pi$ ($k=0,1$) 时,第二项等于0,不再对合成磁势的夹角起作用,此时合成磁势夹角 ϕ 等于 45° 或 -45° ,合成磁势的方向恒定,不随时间变化而变化,且 $k=0$ 与 $k=1$ 时,合成磁场方向互相垂直,当 θ 取值不为 $k\pi$ ($k=0,1$) 时,合成磁势的夹角将随时间变化而变化,变化范围在 -90° 到 90° 之间,合成的磁场为旋转矢量场。特别的,当 θ 取值为 $(1/2+k)\pi$ ($k=0,1$) 时,左边的一部分为0,对磁场夹角不再有影响,但依旧随时间变化而发生变化。当激励相位差为 0° 时,接收线圈周围的磁场强度会随着其与正交双发射线圈间的偏差角度发生最大波动, 45° 对角线区间内强度达到峰值, 135° 对角线区间内则为最低值。而当激励相位差为 90° 时,磁场强度随偏差角度的波动最小。由于 MCR-WPT 系统的输出功率和传输效率与磁场强度直接相关,因此,当双发射线圈的交流激励相位差为 90° 时,接收线圈在固定距离内可以获得较为稳定的磁场传输特性^[13]。

2 MCR-WPT 系统仿真

2.1 仿真系统搭建

本文设计了一种正交双发射多负载系统,为降低趋肤效应和邻近效应对电能传输产生影响,线圈采用利兹线紧密缠绕的多匝圆柱型,导线上均匀分布电流,可满足较远的传输距离和较高的传输效率。选定系统谐振频率为 1 MHz,线圈参数如表1所示。

表1 线圈参数
Table 1 Coil parameters

参数	数值
利兹线直径 d/mm	3.13
利兹线股径/mm	0.10
利兹线股数	480
线圈匝数 N	8
发射线圈内径 D_1/mm	200
接收线圈内径 D_2/mm	100
8匝线圈宽度 l/mm	25.04

使用 COMSOL 搭建电能传输系统,除发射线圈和接收线圈,仿真模型还包含高频电源、调谐电容和负载电阻。为了简化计算提高效率,由经验公式(15)计算线圈电感,系统整体工作在谐振状态下,可由式(16)来计算出接收端所需谐振电容

$$L = \frac{D^2 N^2}{1\,000l + 440D} \quad (15)$$

$$C = \frac{1}{(2\pi f)^2 L} \quad (16)$$

式中: L 为线圈电感,单位为 μH ; D 为线圈直径,单位为 mm ; N 为线圈匝数; l 为线圈长度,单位为 mm 。发射线圈与接收线圈间距离 150 mm。将表1的数据代入式(15),计算出发射线圈与接收线圈电感量分别为 $22.65\,\mu\text{H}$ 和 $9.27\,\mu\text{H}$ 。利用 COMSOL 仿真软件计算获得的电感量分别为 $22.38\,\mu\text{H}$ 和 $9.28\,\mu\text{H}$,可以发现计算值与仿真值相近,由式(16)可得发射线圈谐振补偿电容为 $1.13\,\text{nF}$,接收线圈谐振补偿电容为 $2.73\,\text{nF}$,选择系统输入电压为 15 V,接入系统的负载电阻为 $10\,\Omega$ 。

2.2 仿真结果

MCR-WPT 系统仿真环境为理想情况,没有考虑实际电路中出现的线圈磁芯损耗。发射线圈和接收线圈正交,固定发射线圈与接收线圈距离为 150 mm,在 COMSOL 中设置接收线圈以发射线圈轴转动,如图4所示。

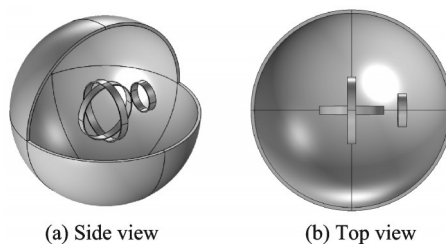


图4 发射线圈与接收线圈位置关系

Fig.4 Position relationship between transmitting coil and receiving coil

图5为正反双发射线圈磁场分布。其中 H 表示磁场强度, $\omega_1 t$ 表示交流激励的相位, Ψ 表示接收端线圈相对于双发射线圈的偏转角度。当激励相位差为 0 时,接收端线圈周围的磁场强度随着其与双发射线圈的偏差角度呈现出最大波动,其中在 45° 对角线区间内达到峰值,在 135° 对角线区间内达到谷值。而当激励相位差为 90° 时,磁场强度随偏差角度的波动幅度最小。由于 MCR-WPT 系统的输出功率与传输效率直接受

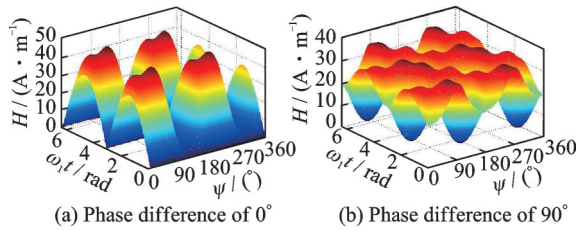


图5 正交双发射线圈磁场分布

Fig.5 Magnetic field distribution of orthogonal dual-transmitter coils

磁场强度影响,因此,当双发射线圈的交流激励相位差为 90° 时,接收线圈在固定距离内可以实现更稳定的磁场传输特性。

测量负载两端的电压、电源端电流和电压。把测得的数据依次代入功率计算公式(17~18)以及效率计算公式(19),可得出系统的总传输效率

$$P_{\text{out}} = U^2/R \quad (17)$$

$$P_{\text{in}} = U_{\text{in}} I \quad (18)$$

$$\eta = nP_{\text{out}}/P_{\text{in}} \quad (19)$$

式中: P_{out} 为系统输出功率, U 为负载两端电压, P_{in} 为系统输入功率, U_{in} 为电源端电压, I 为电源端电流, η 为效率, R 为负载电阻, n 为接收端负载个数。

为了满足多负载的传输要求及多负载线圈旋转能获得相对较高且较为平稳的传输效率,增加接收线圈数量,并确定接收线圈间的位置关系,如图6所示。通过仿真得到不同负载数量下,正交双发射多负载MCR-WPT系统仿真图如图7所示。绘制系统的总传输效率曲线,如图8所示。由仿真可知,在不同数量接收线圈情况下,系统的总传输效率会产生一定波动,随着接收线圈数量的增加,当负载为4个时系统的总传输效率虽然有所下降,但波动最小。

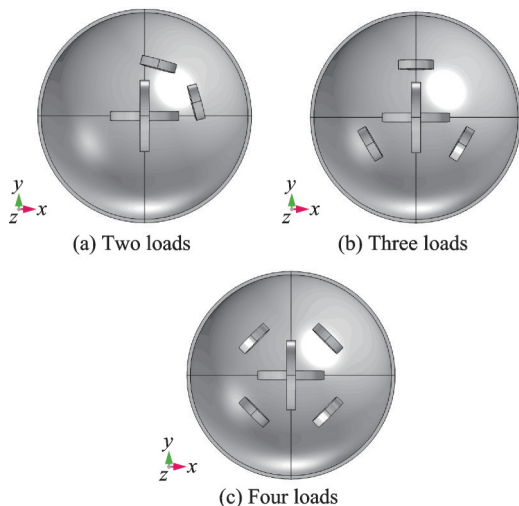


图6 正交双发射多负载MCR-WPT系统示意图

Fig.6 Schematic diagram of orthogonal dual-transmitter multi-load MCR-WPT system

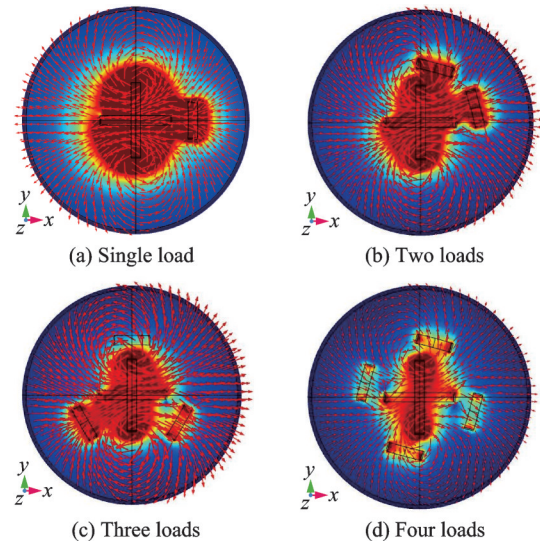


图7 正交双发射多负载MCR-WPT系统仿真图

Fig.7 Simulation diagram of orthogonal dual-transmitter multi-load MCR-WPT system

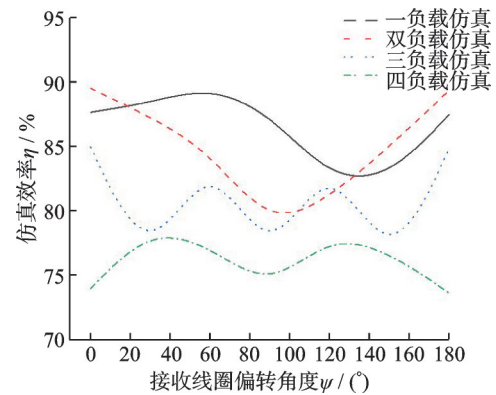


图8 接收线圈偏转角度与系统总传输效率的关系

Fig.8 Relationship between deflection angle of receiving coil and total transmission efficiency of system

3 实验验证

如图9所示搭建MCR-WPT系统样机进行实验验证。发射线圈和接收线圈用利兹线紧密缠绕成圆柱形,接收线圈固定在旋转平面上,接收线圈和发射线圈距离为150 mm,平面的旋转用减速电机和调速器控制。

硬件电路包括信号发生装置、逆变器、谐振补偿电容、负载端整流模块。信号发生器采用如图10所示的系统架构。

该电路的直流电源分别为LM317T和LM338T这两款三端可调线性稳压器供电。其中,LM317T为温度补偿晶体振荡器(TCXO)供电,该振荡器输出频率为2 MHz,占空比为50%的方波信号。之后,该方波信号被输入到D触发器构成的分频电路,生成频率为1 MHz的方波信号。为了增强信号的负载能力,方波信号会传输到MOS-

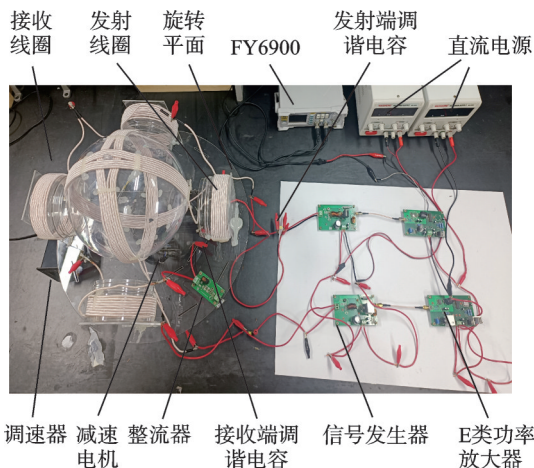


图 9 正交双发射多负载 MCR-WPT 实验平台

Fig.9 Experimental platform of orthogonal dual-transmitter multi-load MCR-WPT system

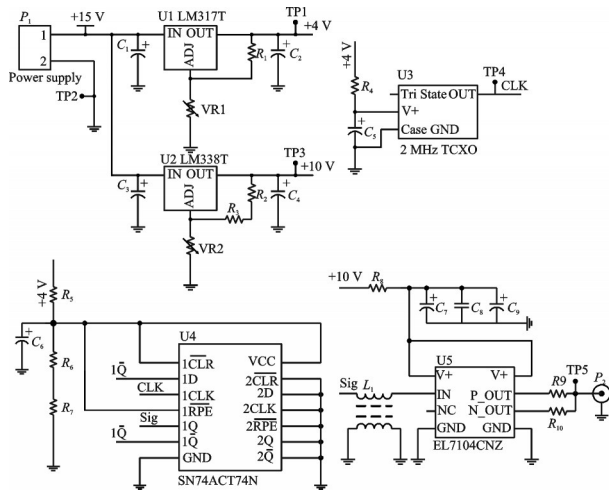


图 10 信号发生器电路拓扑

Fig.10 Signal generator circuit topology

FET 驱动器,产生占空比为 50% 的驱动信号,用于控制 E 类功率放大器中的 MOSFET 开关,进而生成方波信号。接着,通过后续的 LC 串联选频滤波网络提取基频成分,最终在电感线圈上获得 1 MHz 的正弦交流电。接收端电感线圈与谐振补偿电容、整流滤波电路及 $10\ \Omega$ 负载电阻连接。

为实现两个线圈发射端的相位可调,在一个发射线圈上使用 FeelTech 的 FY6900 双通道 DDS 函数任意波形信号发生器来产生信号,接入 FY6900 来进行信号的产生与相位控制。最终信号发生器输出波形如图 11 所示。

E 类功放可使晶体管工作在开关状态,晶体管的集电极耗散功率很小,理想效率为 100%^[14-16]。E 类功放的拓扑结构如图 12 所示。

以 E 类功放的直流输入功率作为系统的输入功率,而电阻上的功率作为输出功率,根据效率公式便可计算出 MCR-WPT 系统的传输效率^[14]。

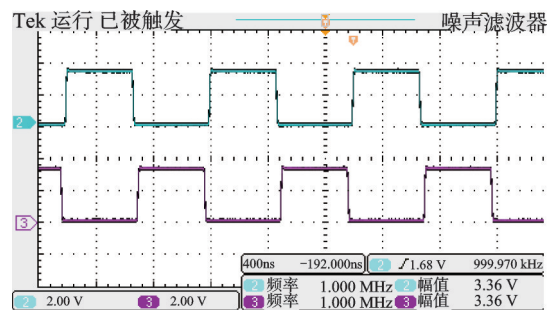


图 11 信号发生器输出波形

Fig.11 Signal generator output waveform

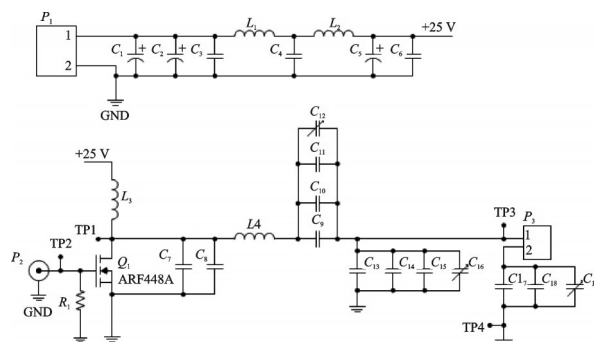


图 12 E 类功率放大器电路拓扑

Fig.12 Circuit topology of E-class power amplifier

搭建好实验平台后,通过调整调谐电容的大小,使得电路电压相位与电流相位一致,电路呈现纯阻特性,系统可以在谐振状态下传输能量。调节减速电机的调速器旋钮,使旋转平面转速为 60 r/min,改变接收线圈数量,得到不同负载个数时系统总效率,实验与仿真数据对比如图 13 所示。仿真与实验之间的差距较大,原因分析如下:(1)模型简化假设。在仿真过程中,系统通常使用理想化的模型,忽略了现实中可能存在的一些非理想因素,如寄生电容、电阻、磁耦合损失等,而实验中这些因素都可能存在,导致实际结果偏离仿真结果。(2)环境因素。实验过程中,环境中的电磁干扰、温度

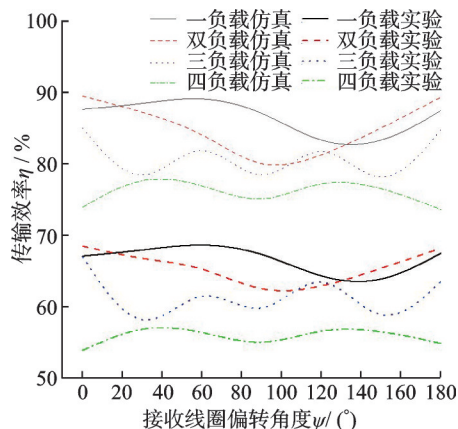


图 13 不同负载个数时系统总传输效率

Fig.13 The total transmission efficiency of system under different loads

变化以及设备老化等因素可能影响传输效率,而仿真通常在理想环境下进行,未考虑这些实际因素。(3)元器件不理想性。实验中使用的元器件可能存在参数偏差,如电容、电感的实际值与标称值不符,或者线圈的电阻等非理想特性,这些都会影响系统的效率,而仿真中往往假设这些元器件是理想的,参数精确无误。(4)测量误差。实验数据的采集也可能存在误差,包括仪器的精度、测量方法等,这些都会导致实验结果与仿真结果产生差距。总体来说,仿真与实验的差距通常是由于现实中的复杂性无法完全在仿真模型中反映出来,因此这种差距在一定范围内是正常的,在后续研究中会通过优化仿真模型和改进实验方法来减少。

4 结 论

本文主要研究低转速条件下,相位差、接收线圈位置及数量变化对正交双发射MCR-WPT系统总传输效率的影响,并通过对比实验进行验证。首先,从理论角度推导了正交双发射单负载条件下MCR-WPT系统的输出功率与传输效率模型,并对其磁场分布特性进行了分析。通过COMSOL仿真结果表明,当正交双发射交流激励相位差为 90° 时,接收线圈在固定距离内的周围磁场分布能够保持较为稳定的传输特性。随着负载线圈数量的增加,系统总传输效率的波动有所变化,其中当负载线圈数量为4时,波动最小,且传输效率最为稳定。本研究为优化MCR-WPT系统在不同运行条件下的传输性能,以及相关系统设计的改进提供了参考。

参考文献:

- [1] 俞子豪. 磁耦合谐振式无线电能传输系统特性研究[D]. 南京:南京邮电大学, 2021.
YU Zihao. Research on the characteristics of magnetic coupled resonant radio energy transmission system[D]. Nanjing: Nanjing University of Posts and Telecommunications, 2021.
- [2] 王圣明. 磁耦合谐振式无线电能传输系统功效分析及优化设计[D]. 武汉:华中科技大学, 2018.
WANG Shengming. Efficiency analysis and optimization design of magnetic coupled resonant radio energy transmission system[D]. Wuhan: Huazhong University of Science and Technology, 2018.
- [3] 陈艳霞, 唐涛南, 陈嘉沁, 等. 基于球形线圈结构的多接收端无线电能传输系统优化设计[J]. 武汉大学学报(工学版), 2022, 55(5): 503-509.
CHEN Yanxia, TANG Taonan, CHEN Jiaqin, et al. Optimization design of multi receiver wireless energy transmission system based on spherical coil structure[J]. Journal of Wuhan University (Engineering Edition), 2022, 55(5): 503-509.
- [4] 王茜. 小功率多向负载无线电能传输系统设计[D]. 重庆:重庆大学, 2020.
WANG Xi. Design of low power multi directional load radio energy transmission system[D]. Chongqing: Chongqing University, 2020.
- [5] 冯天旭. 全方位WPT系统的复合型磁耦合机构及磁场调控方法研究[D]. 重庆:重庆大学, 2022.
FENG Tianxu. Research on composite magnetic coupling mechanism and magnetic field control method for omni directional WPT system[D]. Chongqing: Chongqing University, 2020.
- [6] WANG H, DENG L, LUO H, et al. Omnidirectional wireless power transfer system with a multidirectional receiver inside a cubic transmitter[J]. IEICE Electronics Express, 2020, 17(18): 20200257.
- [7] ZHANG Z, ZHANG B. Angular-misalignment insensitive omnidirectional wireless power transfer[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(4): 2755-2764.
- [8] 裴存会. 超材料设计及其增强单双相磁谐振无线电能传输特性研究[D]. 南京:南京航空航天大学, 2019.
PEI Cunhui. Research on the design of metamaterials and the enhancement of single and dual phase magnetic resonance radio energy transmission characteristics[D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2019.
- [9] LIN D, ZHANG C, HUI S Y R. Mathematical analysis of omnidirectional wireless power transfer—Part-I: Two-dimensional systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(1): 625-633.
- [10] 傅超伟. 具有高空间自由度与稳定传能特性的动态无线充电系统[D]. 秦皇岛:燕山大学, 2023.
FU Chaowei. A dynamic wireless charging system with high spatial freedom and stable energy transfer characteristics[D]. Qinhuangdao: Yanshan University, 2023.
- [11] 张劲霄. 现代有轨电车动态无线电能传输系统线圈切换策略与定位方法研究[D]. 北京:北京交通大学, 2022.
ZHANG Jinxiao. Research on coil switching strategy and positioning method of dynamic radio energy transmission system for modern tram[D]. Beijing: Beijing Jiaotong University, 2022.
- [12] 周傲波. 变负载磁耦合谐振式无线电能传输系统传输特性研究[D]. 南京:南京航空航天大学, 2021.
ZHOU Aobo. Research on transmission characteristics of variable load magnetic coupled resonant radio ener-

- gy transmission system[D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2021.
- [13] ZHANG C, LIN D Y, HUI S Y. Basic control principles of omnidirectional wireless power transfer[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(7): 5215-5227.
- [14] 刘海军, 刘骁繁, 雷林绪, 等. 变电站地电位升对智能组件的耦合计算模型[J]. 电气应用, 2016, 35(1): 68-71.
LIU Haijun, LIU Xiaofan, LEI Linxu, et al. Coupling calculation model of substation ground potential rise on intelligent components[J]. Electrical Application, 2016, 35(1): 68-71.
- [15] 孙壮. 基于 E 类逆变器的磁谐振式无线电能传输系统设计[D]. 天津: 天津理工大学, 2020.
SUN Zhuang. Design of magnetic resonance radio energy transmission system based on E-class inverters [D]. Tianjin: Tianjin University of Technology, 2020.
- [16] 刘洋, 逢海萍. 基于 E 类逆变器的无线电能传输创新实验设计[J]. 实验技术与管理, 2019, 36(12): 66-71.
LIU Yang, PANG Haiping. Innovative experimental design of wireless energy transmission based on E-class inverters[J]. Experimental Technology and Management, 2019, 36(12): 66-71.

(编辑: 孙静, 王婕)