

DOI:10.19651/j.cnki.emt.2210290

锥形线圈无线电能传输特性优化

刘扬靖 曹彪

(华南理工大学机械与汽车工程学院 广州 510640)

摘要: 锥形线圈具有平面螺旋线圈与柱形螺旋线圈的综合特性,可用于无线电能传输系统中的磁耦合机构。本文首先基于电路理论建立模型,推导出磁耦合机构参数与系统输出参数的关系;然后利用 Maxwell 软件,从磁感应强度与互感的角度分析与比较传统平面螺旋线圈与圆柱螺旋线圈,提出匝间距不同的两种锥形线圈,两种线圈分别使用铁氧体板及铁氧体条;最后搭建无线电能传输系统实验样机。实验与仿真结果表明,与柱形螺旋线圈相比,锥形线圈结构作为发射线圈时,接收线圈在偏移距离为 0~75 mm 内可获得最高达 85.5% 的电能传输效率,最高提升 4.9%;偏移距离为 0~50 mm 内输出功率也较高,最高达 264 W,提升 15.3%。

关键词: 锥形线圈;Maxwell;传输效率;输出功率

中图分类号: TM724 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510

Optimization of wireless power transfer characteristics of conical coil

Liu Yangjing Cao Biao

(School of Mechanical and Automotive Engineering, South China University of Technology, Guangzhou 510640, China)

Abstract: Conical coil has the comprehensive characteristics of planar spiral coil and cylindrical spiral coil and can be used in magnetic coupling mechanism of wireless power transmission system. In this paper, a model is established based on circuit theory, and the relationship between the magnetic coupling mechanism parameters and system output parameters is deduced. Then, Maxwell software was used to analyze and compare the traditional planar spiral coil and cylindrical spiral coil from the perspective of magnetic induction intensity and mutual inductance, and two kinds of conical coils with different turns spacing were proposed. Ferrite plate and ferrite strip were used for the two kinds of coils respectively. Finally, an experimental prototype of the wireless power transmission system is built. Experimental and simulation results show that compared with the cylindrical spiral coil, when the conical coil is used as the transmitting coil, the power transmission efficiency of the receiving coil is up to 85.5% when the offset distance is 0~75 mm, and the power transmission efficiency is up to 4.9%. When the offset distance is 0~50 mm, the output power is also high, up to 264 W, which increases by 15.3%.

Keywords: conical coil;Maxwell;transmission efficiency;output power

0 引言

磁耦合机构作为实现电能传输无线传输的关键,当前研究与应用都主要集中在平面线圈,其中应用最为广泛的是平面螺旋线圈,由对称的发射线圈与接收线圈组成磁耦合机构。然而,传统的平面螺旋线圈在传输距离较大时耦合系数迅速降低,需要增大线圈的尺寸以抵消耦合系数的减小。若线圈尺寸无法增大,要获得较大的耦合系数,可以在电能的传输方向上扩展线圈,使用三维的线圈结构,例如将线圈设计为柱状,减小发射线圈与接收线圈间的距离。然而,传输距离较近时,柱状线圈相比平面线圈的磁通利用

率低,磁漏大,因此系统效率相对较低^[1]。为此,可以改进柱状线圈的结构,提高磁通利用率,进而提高效率。

一般而言,接收端设备受限于体积与重量等因素,接收线圈可供改进的空间不大,通常使用平面螺旋形线圈。与之相对的是,发射端受到的限制较少,发射线圈可选择有助于减小电能传输距离的柱形螺旋线圈。同时为改善柱形线圈在近距离情况下的传输特性,可结合平面螺旋线圈直径逐匝递减的特性,设计为线圈直径沿轴向递减的结构,即锥形结构,在外径大小受到限制的情况下进一步增大耦合系数,达到与平面螺旋线圈相似的电能传输特性,从而改善磁耦合机构电能传输效率,提高电能传输功率。

收稿日期:2022-06-12

目前已有许多关于锥形线圈的研究。Wen 团队^[2]通过理论计算最优半径,将接收线圈设计为半径逐渐增大的重构螺旋线圈,使传输距离从 0.2 m 增加到 0.3 m 时接收线圈的磁通量保持不变,同时磁耦合机构的互感变化不显著。随后,该团队研究线圈的弯曲角分裂现象^[3],得出接收线圈为锥形线圈或弯曲线圈,且曲率角在 50° 到 130° 变化时,接收的电流变化率仅为 4.3%。Rong 团队^[1]基于遗传算法搭建无人机无线充电系统的磁耦合机构,其中发射线圈采用方形平面结构,接收线圈采用锥形结构,使得该结构获得更大更均匀的磁场,抗水平与抗对角偏移性能分别提高 32.89% 与 56.23%。Ali 等^[5]提出利用锥形线圈来发射信号的调谐技术,通过在锥形线圈内部放入圆柱形的谐振线圈,使得磁场有效传输距离与波束宽度都有所增大。倪晨睿等^[6]使用 COMSOL 在工作频率为 6.5 MHz 下对比研究锥形线圈与圆柱螺旋线圈,发现在线圈纵向间距较小的情况下锥形线圈的传输效率高于圆柱螺旋形线圈,且锥形线圈存在最优匝数、间距、铜线半径与最大直径。王红等^[7]研究发射线圈最优半径与传输距离间的表达式,设计出每匝线圈半径均为最优值的锥形发射线圈,该线圈相比柱形线圈具有显著的优势。

上述文献中关于锥形线圈的研究通常集中在高频与远距离传输方面,涉及锥形线圈的低频、近距离方面的研究较少。因此本文主要研究低频、近距离情况下锥形线圈作为发射线圈相比于柱形线圈的偏移特性以及功率、效率特性,设计并优化锥形线圈相关参数,通过实验验证所设计的锥形线圈具有的优越性。

1 无线电能传输系统设计与分析

1.1 系统总体设计

感应耦合电能传输技术通过发射线圈与接收线圈间的电磁感应实现电能的无线传输。由于耦合机构需要输入高频交流电,发射端前级需要对电流进行变换,接收端后级还需要对高频电流进行整流。设计所用输入直流电源由工频交流电、调压器及整流电路等效替代,系统电路原理如图 1 所示。其中, U_b 为等效直流电源电压, L_f 、 C_f 、 C_1 、 L_1 、 R_1 分别为发射端的谐振电感、谐振电容、补偿电容、线圈的电感及内阻; C_2 、 L_2 、 R_2 分别为接收端补偿电容、线圈的电感及内阻; R_L 、 U_L 、 I_L 分别为负载、负载电压及负载电流; C_0 为滤波电容。逆变电路输出高频方波电流,因此需要经过发射端的补偿电路,电流经过滤波后输出到磁耦合机构中,接收线圈产生的电流经过滤波与整流电路,最终对负载输出稳定的直流电。单片机发出的控制信号通过驱动电路控制 4 个开关管。

1.2 LCC-S 补偿分析

为得到磁耦合机构参数与系统输出参数间的关系,使用交流阻抗分析法对补偿电路进行分析。设交流电源 U_{in} 为电源电压 U_b 的基波,频率为 ω_0 ,发射线圈与接收线圈电

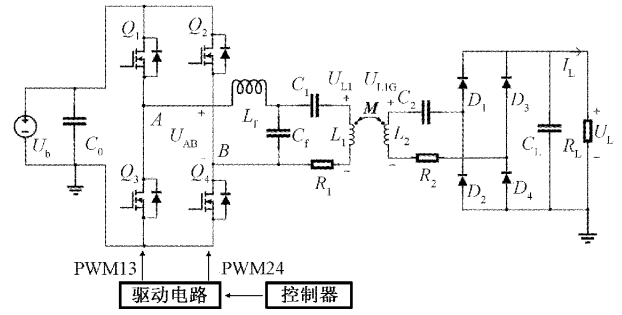


图 1 系统电路设计

流分别为 I_1 、 I_2 , 两线圈间互感为 M , 负载为 R_{eq} , 负载电压为 U_{eq} , 接收端等效到发射端的阻抗为 R_{ref} 。若忽略发射线圈内阻 R_1 , 则图 1 中 LCC-S 补偿结构等效为如图 2 所示电路^[8]。

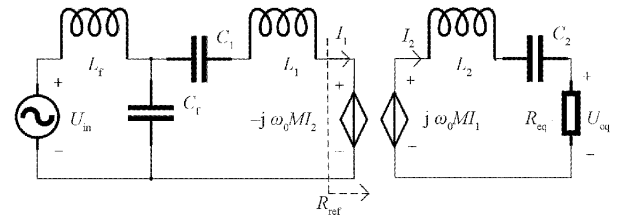


图 2 LCC-S 等效电路

接收端电感 L_2 与电容 C_2 串联谐振时^[9],

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} \quad (1)$$

此时接收端电感与电容相当于短路,则接收端电流为:

$$I_2 = \frac{j\omega_0 M I_1}{R_{eq}} \quad (2)$$

代入到发射端中,则:

$$-j\omega_0 M I_2 = -j\omega_0 M \frac{j\omega_0 M I_1}{R_{eq}} = \frac{\omega_0^2 M^2}{R_{eq}} I_1 = I_1 R_{ref} \quad (3)$$

即

$$R_{ref} = \frac{\omega_0^2 M^2}{R_{eq}} \quad (4)$$

若原边 LCC 结构电路谐振,即输入电阻为阻性负载时,则^[10]:

$$\omega_0 L_f = \frac{1}{\omega_0 C_f} = \omega_0 L_1 - \frac{1}{\omega_0 C_1} \quad (5)$$

$$G'_i = \frac{I_1}{U_{in}} = \frac{1}{j\omega_0 L_f} \quad (6)$$

G'_i 为 U_{in} 到 I_1 的增益。由式(2)、(5)、(6)可得:

$$G_i = \frac{I_1}{U_{in}} \frac{I_2}{I_1} = G'_i \frac{j\omega_0 M}{R_{eq}} = \frac{1}{j\omega_0 L_f} \frac{j\omega_0 M}{R_{eq}} = \frac{M}{L_f R_{eq}} \quad (7)$$

G_i 为 U_{in} 到 I_2 的增益。由式(7)可得:

$$G_v = \frac{U_{eq}}{U_{in}} = \frac{I_2}{U_{in}} \frac{U_{eq}}{I_2} = G_i R_{eq} = \frac{M}{L_f} \quad (8)$$

G_v 为 U_{in} 到 U_{eq} 的电压增益。由式(8)可知,当发射端补偿电感 L_f 确定时,LCC-S 补偿的电压增益仅受发射线圈

与接收线圈间的互感 M 决定,而影响互感 M 的因素较多,如线圈匝数、匝间距、线圈间的距离、偏移大小、有无铁芯、铁芯的形状等。本文接收线圈使用平面螺旋线圈,并添加铁氧体板以增强磁导率。在实际应用中,搭载接收线圈的物体通常在水平面上运动,竖直方向上的距离通常固定不变。因此本文主要研究线圈间竖直方向距离不变时水平偏移对磁耦合机构互感的影响。

1.3 接收端电路分析

图 1 中接收端整流滤波和负载可等效为图 2 负载 R_{eq} , 等效负载计算公式为^[11]:

$$R_{eq} = \frac{8}{\pi^2} R_L \quad (9)$$

若忽略整流二极管导通压降,利用基波分析法,对图 1 的 U_b 、 U_L 进行傅里叶分析,可得基波有效值分别为^[12]:

$$U_{in} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_b \quad (10)$$

$$U_{eq} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_L \quad (11)$$

则由式(8)、(10)及(11)可得直流电源输出电压到负载 R_L 两端电压增益为:

$$G_{VT} = \frac{U_L}{U_b} = \frac{U_{eq}}{U_{in}} = G_V = \frac{M}{L_f} \quad (12)$$

2 磁耦合机构分析与建模

2.1 线圈磁场与互感关系分析

由于接收线圈为平面螺旋线圈,形状固定,假设发射线圈中的电流 I 在线圈内任意一点产生的磁感应强度为 B ,与接收线圈相交链的磁通量为 ϕ ,接收线圈面积为 A ,匝数为 N ,互感磁通量为 ψ ,互感为 M ,则^[13]:

$$\phi = \int_A B \cdot dA \quad (13)$$

$$\psi = N \cdot \phi \quad (14)$$

$$M = \frac{\psi}{I} \quad (15)$$

由式(13)~(15)可知,穿过接收线圈的磁通量越大,即磁感线在垂直方向上的分量越密集,则互感越大。因此通过分析初级线圈产生的磁场可以确定接收线圈在不同位置下的互感大小。

2.2 线圈互感分析

对平面螺旋线圈与立体螺旋线圈的磁场进行仿真分析,设置线圈类型为利兹线,线径为 2.2 mm,匝数为 20 匝。平面螺旋线圈外半径 $r_1 = 150$ mm,匝间距为 2.4 mm $\leq P \leq 7$ mm;立体螺旋线圈外半径为 75 mm $\leq r_1 \leq 150$ mm,匝间距为 4 mm。

经过仿真得到距离平面螺旋线圈 60 mm 处的磁感应强度如图 3(a)所示。可得匝间距 $P > 4$ mm 时,随着中心偏移量 S 增大,磁感应强度 B 单调减小;匝间距 $P \leq 4$ mm 时,随着中心偏移量 S 增大,磁感应强度小幅增大至最大

79.5 μ T 后迅速减小。距离立体螺旋线圈 20 mm 处的磁感应强度则如图 3(b)所示。可得外径 $r_1 \geq 80$ mm 时,磁感应强度 B 随着中心偏距离 S 的增大而先增大后减小,且在 $S = r_1$ 附近取得 $B = 90 \mu$ H 的最大值;外径 $r_1 < 80$ mm 时,磁感应强度 B 随着偏移量 S 的增大而逐渐减小,在中心线上的最大值 $B_{max} \leq 90.5 \mu$ H; $S > 150$ mm 时磁感应强度 B 趋于 0。

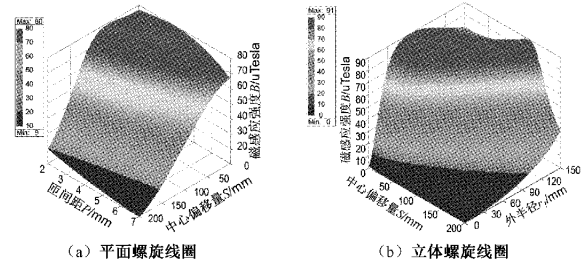


图 3 平面螺旋线圈与立体螺旋线圈的磁场

2.3 耦合线圈选择与分析

结合平面螺旋线圈与立体螺旋线圈的磁场特性,本文设计的锥形线圈二维轴对称图及参数如图 4 所示,其中发射线圈外径 $r_1 = 150$ mm,接收线圈外径 $r_2 = 75$ mm。根据平面螺旋线圈与立体螺旋线圈的磁场分析,选择锥形线圈匝间距范围为 $P \leq 5$ mm,即 50 mm $< r_{o1} < 150$ mm。

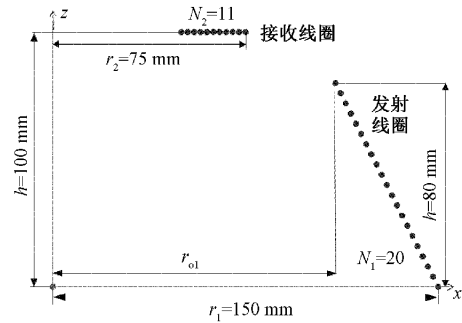


图 4 磁耦合机构二维轴对称图

经过仿真得到距离锥形线圈底部 $h = 100$ mm 处的磁感应强度如图 5 所示。

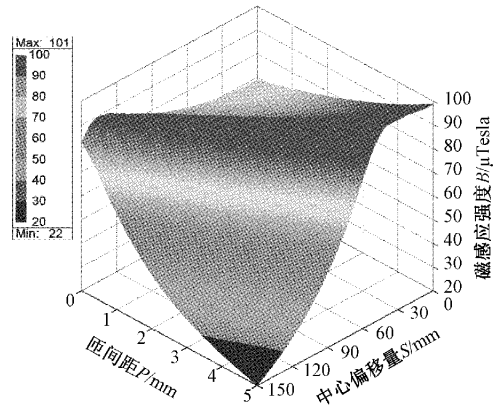


图 5 锥形线圈目标区域磁感应强度

由图 5 可知, $P > 3 \text{ mm}$ 时在 $S = 150 \text{ mm}$ 处磁感应强度较小, 由式(13)~(15)可知此处发射线圈与接收线圈间的互感也较小; $P < 1 \text{ mm}$ 时在 $S = 0$ 处同理, 因此选择 $1 \text{ mm} \leq P \leq 3 \text{ mm}$, 在此范围内对磁耦合机构的互感进行三维仿真。

图 6(a) 为 $P = 1.0, 1.5, 2.0, 2.5, 3.0, 5.0 \text{ mm}$ 及 $P = 0$ 时发射线圈在 $h = 100 \text{ mm}, 0 < S < 150 \text{ mm}$ 处磁感应强度变化图, 图 6(b) 则为磁耦合机构互感 M 随接收线圈偏移量 Δ 的变化图, 其中, 最大偏移量设置为接收线圈半径, 即 $\Delta \leq r_2 = 75 \text{ mm}$ 。

由图 6(a) 与 (b) 可得, $P = 2.5 \text{ mm}$ 时, 在 $S < 110 \text{ mm}$ 的范围内磁感应强度能保持 $B > 80 \mu\text{T}$ 的相对较大值, 此时在 $\Delta \leq 50 \text{ mm}$ 的范围内互感值 M 在图 6 所示的七种线圈中最大, 且 $\Delta = 0$ 时为最大值 $M_{\max} = 8.4 \mu\text{H}$, $\Delta = 75 \text{ mm}$ 时最小值为 $M_{\min} = 6.2 \mu\text{H}$ 。

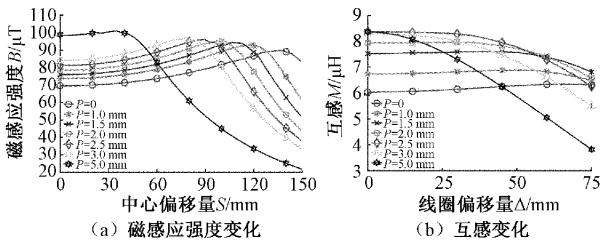


图 6 磁感应强度及互感变化

2.4 带铁氧体板磁耦合机构分析

由图 6(b) 可看出, 互感 $M < 9 \mu\text{H}$, 发射线圈与接收线圈间的耦合系数较小, 此时电能传输效率较低^[14]。为增大磁耦合机构的互感以及对磁耦合机构进行磁屏蔽, 可分别对发射线圈与接收线圈添加铁氧体板, 如图 7 所示。使用的发射线圈铁氧体尺寸为 $318 \text{ mm} \times 318 \text{ mm} \times 2.5 \text{ mm}$, 接收线圈铁氧体尺寸为 $159 \text{ mm} \times 159 \text{ mm} \times 2.5 \text{ mm}$ 。

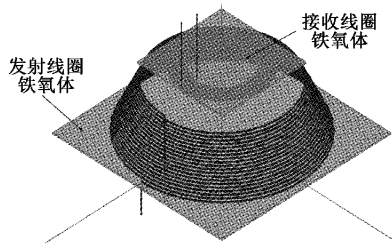


图 7 带铁氧体板的磁耦合机构

分别设置匝间距 $P = 0, 0.5, 1.0, 1.5, 2.0, 2.5 \text{ mm}$, 对磁耦合机构进行三维仿真, 得到互感 M 随接收线圈偏移量 Δ 变化如图 8 所示。

由图 8 可得, $P = 2.5 \text{ mm}$ 时, 线圈中心处互感 M 可达最大值 $15.5 \mu\text{H}$, 且随着 P 减小至 0, 中心处互感 M 逐渐减小至 $12 \mu\text{H}$ 。然而 P 越小, 此时随着线圈偏移量 Δ 增大互感降低幅度越小。在 $P = 2.5 \text{ mm}$ 时, M 变化幅度为 $3.7 \mu\text{H}$; 而在 $P = 0$ 时, M 变化幅度仅为 $0.4 \mu\text{H}$ 。因此

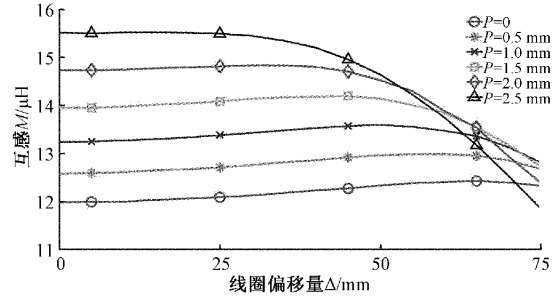


图 8 互感随线圈偏移量变化

$P = 0$ 时磁耦合机构抗偏移性能较 $P = 2.5 \text{ mm}$ 时好。

综合考虑互感在 $\Delta = 0$ 时的互感及随着偏移量增大互感的衰减, 选取 $P = 1.5 \text{ mm}$, 可得互感变动范围为 $12.7 \mu\text{H} \leq M \leq 14.2 \mu\text{H}$ 。令 $\Delta = 0$, 磁感应强度 B 分布如图 9(a) 所示, 此时发射线圈自感 $L_T = 168.2 \mu\text{H}$, 接收线圈自感 $L_R = 42 \mu\text{H}$, 耦合系数 $k = 0.17$ 。达到最大偏移, 即 $\Delta = 75 \text{ mm}$ 时耦合系数 $k = 0.15$, 磁感应强度分布如图 9(b) 所示。

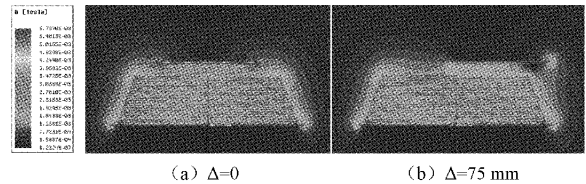


图 9 磁感应强度分布图

2.5 带铁芯磁耦合机构分析

由图 9 可看出, 发射线圈内部磁感应强度较大, 磁漏较大, 不利于两线圈间的耦合。同时, 考虑到发射线圈内部空间会用于安装发射端的主电路与控制电路, 需要较好的磁屏蔽环境, 将发射线圈的铁氧体板替换为贴近线圈锥面的铁氧体条。由于锥形发射线圈垂直高度为 80 mm , 选择铁氧体长度为 90 mm ; 铁氧体条厚度为 10 mm 时导磁效果较好^[15]; 选择铁氧体宽度为 30 mm , 共使用 10 条铁氧体, 位置则如图 10 所示。

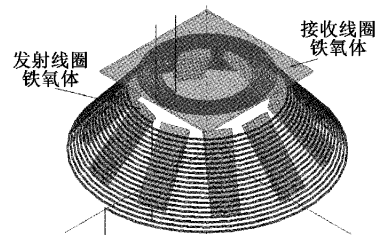


图 10 磁耦合机构铁芯位置

分别设置匝间距 $P = 2.5, 3.0, 3.5, 4.0, 4.5, 5.0 \text{ mm}$, 对磁耦合机构进行三维仿真, 得到互感 M 随接收线圈偏移量 Δ 变化如图 11 所示。

由图 11 可得, $P = 4.5 \text{ mm}$, 偏移量为 0 时互感 M 可达最大互感, 为 $21.9 \mu\text{H}$, 然而此时随着线圈偏移量 Δ 增大

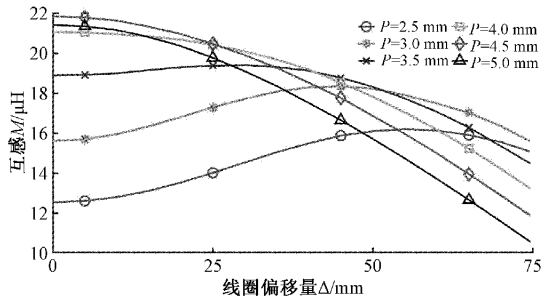


图 11 互感随线圈偏移量变化

互感迅速降低至 $11.8 \mu\text{H}$, 因此 $P=4.5 \text{ mm}$ 时该磁耦合机构抗偏移性较差。当 $P=3.5 \text{ mm}$ 时, 线圈偏移量在 $\Delta \leq 50 \text{ mm}$ 的范围内 $18.3 \mu\text{H} \leq M \leq 19.4 \mu\text{H}$, 变化相对较小。

令 $\Delta = 0$, 磁感应强度 B 分布如图 12(a) 所示, 此时发射线圈自感 $L_T = 144.6 \mu\text{H}$, 接收线圈自感 $L_R = 43.6 \mu\text{H}$, 耦合系数 $k = 0.24$ 。达到最大偏移, 即 $\Delta = 75 \text{ mm}$ 时耦合系数 $k = 0.17$, 磁感应强度分布如图 12(b) 所示。由图 12(a) 可知此时磁场集中分布在线圈外部与上部, 内部磁场强度较小, 能与接收线圈达到较好的耦合效果。

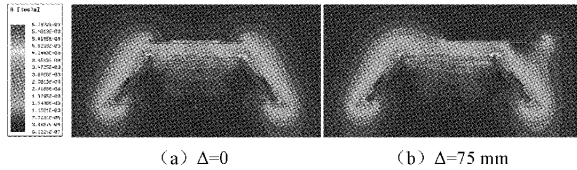


图 12 磁感应强度分布

3 实验研究

3.1 耦合装置参数测量

对图 7 所示结构令 $P=0$ 及 $P=1.5 \text{ mm}$, 对图 10 所示结构令 $P=3.5 \text{ mm}$, 分别搭建磁面柱形装置、磁面锥形装置及磁芯锥形装置三种耦合装置, 如图 13 所示。使用 LCR 检测仪可测得磁面柱形装置、磁面锥形装置中接收线圈自感为 $39.4 \mu\text{H}$, 磁芯锥形装置中接收线圈自感为 $40.1 \mu\text{H}$, 三种耦合装置中发射线圈自感分别为 $193.1, 166, 148.4 \mu\text{H}$ 。

根据互感模型测量发射线圈与接收线圈间的互感参数, 得到耦合装置互感 M 随线圈偏移量 Δ 变化如图 14 实线所示, 使用 MAXWELL 软件得到的仿真值则如虚线所示。由图可得, 磁面柱形装置互感在 $12.3 \sim 12.7 \mu\text{H}$ 间变化, 取 $M_1 = 12.5 \mu\text{H}$, 则耦合系数 $k_1 = 0.14$; 磁面锥形装置互感在 $13 \sim 14.5 \mu\text{H}$ 间变化, 取 $M_2 = 14 \mu\text{H}$, 则耦合系数 $k_2 = 0.17$; 磁芯锥形装置互感在 $14.4 \sim 19 \mu\text{H}$ 间变化, 取 $M_3 = 17 \mu\text{H}$, 则耦合系数 $k_3 = 0.22$ 。

由于磁耦合机构的电能传输效率与互感及耦合系数相关, 由图 14 可知磁面锥形装置与磁芯锥形装置相比于磁面柱形装置具有更高的效率。

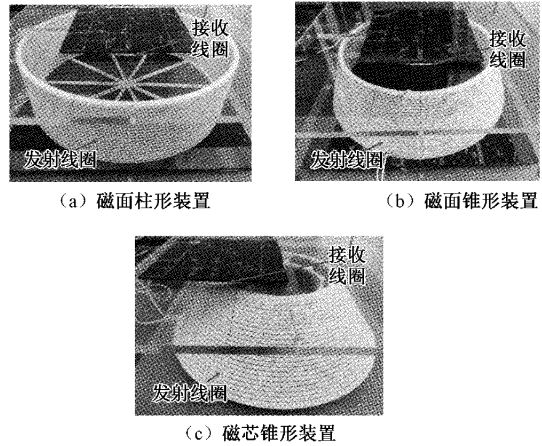


图 13 耦合装置

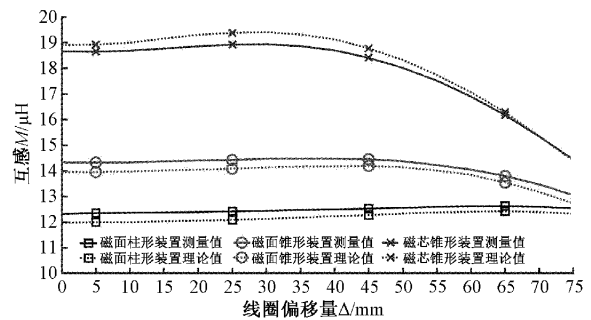


图 14 互感随线圈偏移量变化

3.2 输出电压及效率随偏移距离变化

按照图 1 搭建无线充电系统实验装置, 如图 15 所示。

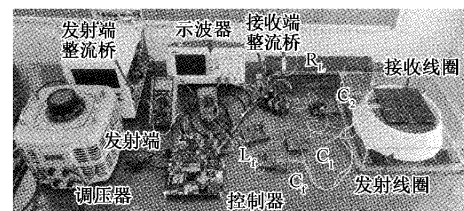


图 15 无线充电系统实验装置

通过三种耦合装置参数及式(5)得到补偿电路及其他相关参数如表 1 所示。其中, f 为全桥逆变电路逆变频率, 发射线圈与接收线圈采用利兹线。直流电源由工频交流电、调压器与整流电路组成, 通过调压器可为发射端提供可变直流电源。发射端控制器采用 TMS320F28335 开发板, 控制器发出 PWM13, PWM24 两路信号, 两路信号互补且占空比均为 50%, 通过驱动电路控制四个开关管。接收端为整流滤波电路。由表 1 参数及式(12)计算可得 $U_L = 50 \text{ V}$ 。

通过实验, 分别测量偏移距离为 0 时三种装置发射端的逆变器输出电压 U_{AB} 、发射线圈电压 U_{L1} 及接收线圈正极对地电压 U_{L2G} 、负载电压 U_L , 如图 16(a)~(f) 所示。

增大偏移距离, 可测得输出电压 U_L 随偏移距离 Δ 变化如图 17(a) 实线所示。通过万用表测量直流电源输出电

表 1 实验装置相关参数

参数	磁面柱形装置	磁面锥形装置	磁芯锥形装置
U_b/V		100	
f/kHz		85	
$L_1/\mu H$	193.1	166.4	148.4
R_1/Ω	0.48	0.36	0.85
$L_2/\mu H$	39.4	39.4	40.1
C_2/nF	89	89	87.4
R_2/Ω		0.08	
$L_f/\mu H$	25	28	34
C_f/nF	140.2	125.2	103.1
C_1/nF	20.9	25.3	30.6
$M/\mu H$	12.5	14	17
R_L/Ω		10	

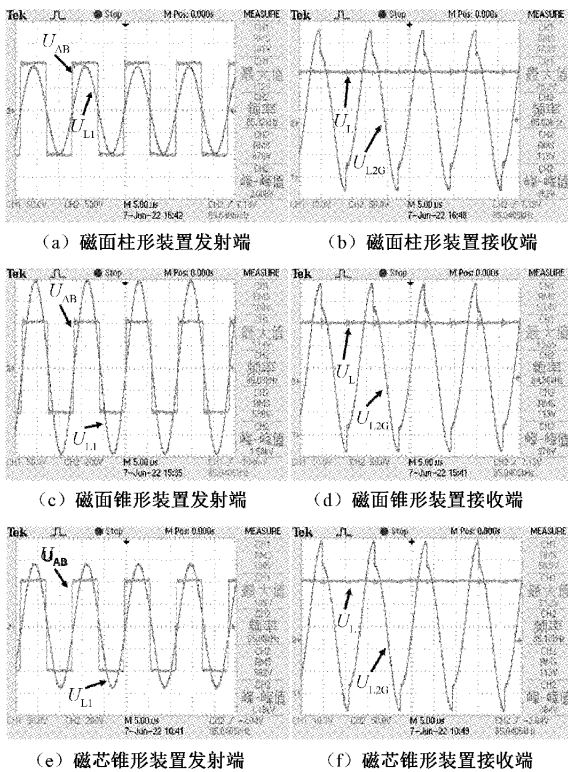
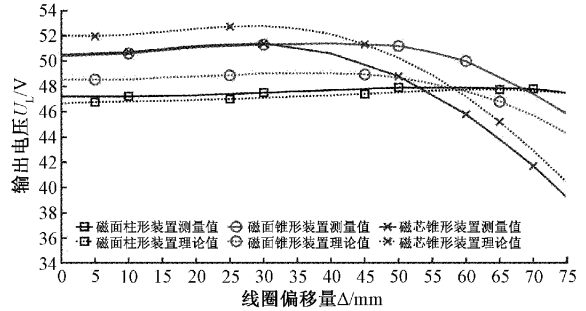


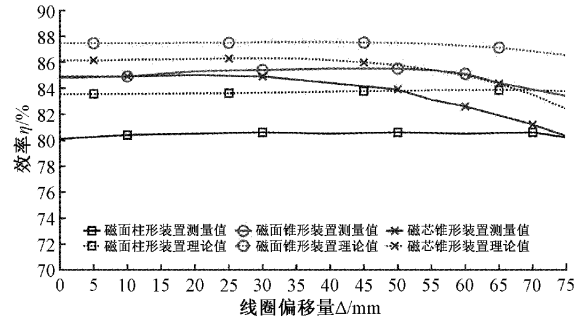
图 16 $\Delta = 0$ 时三种装置电压波形

流,可得系统总效率 η 随线圈偏移量 Δ 变化如图 17(b) 实线所示。图 17 中虚线为使用 Matlab/simulink 模块仿真所得理论值。

由图 17(a)可知, $\Delta \leq 75$ mm 时,磁面柱形装置输出电压在 47.2~47.9 V 之间,输出电压较低但变化较小;磁面锥形装置输出电压在 45.8~51.4 V 之间,在 $\Delta \leq 65$ mm 时输出电压比磁面柱形装置高,但 $\Delta > 60$ mm 时输出电压由 50 V 降至 45.8 V,衰减幅度为 8.4%;磁芯锥形装置输出电压在 39.2~51.4 V 之间,在 $\Delta \leq 55$ mm 时输出电压



(a) 输出电压随线圈偏移量变化



(b) 效率随线圈偏移量变化

图 17 输出电压及效率随线圈偏移量变化

比磁面柱形装置高,但 $\Delta > 55$ mm 时输出电压由 48.8 V 降至 39.2 V,衰减幅度高达 19.7%。

由于负载 $R_L = 10 \Omega$,可知磁面柱形装置最高输出功率为 229 W;磁面锥形装置与磁芯锥形装置最高输出功率则为 264 W,比磁面柱形装置高 15.3%。

由图 17(b)可知, $\Delta \leq 75$ mm 时,磁面柱形装置效率在 80.1%~80.6%之间,效率最低,但变化最小;磁面锥形装置效率在 83.4%~85.5%之间,磁芯锥形装置效率在 80.3%~85%之间,两者效率都比磁面柱形装置高。

4 结 论

本文对无线电能传输所用磁耦合机构的磁场与互感进行分析,并通过建立有限元仿真模型确定了两种锥形发射线圈的最优参数。利用设计的无线电能传输系统对磁面柱形装置、磁面锥形装置与磁芯锥形装置进行对比分析。仿真与实验结果分析获得的结论如下:

磁面锥形装置与磁芯锥形装置分别在 0~65 mm 与 0~50 mm 的范围内比磁面柱形装置具有更高的输出功率,两种装置最高可达 264 W,比磁面柱形装置高 15.3%。

磁面锥形装置与磁芯锥形装置电能传输效率比磁面柱形装置高,其中磁面锥形装置效率最高为 85.5%,比磁面柱形装置高 4.9%;磁芯锥形装置效率最高为 85%,比磁面柱形装置高 4.4%。

参考文献

[1] 吴理豪,张波. 电动汽车静态无线充电技术研究综述(下篇)[J]. 电工技术学报,2020,35(8):1662-1678.
 [2] WEN F, LI R, LI Q, et al. Optimization of

- asymmetrical coil structures for magnetic coupled wireless power transfer systems[C]. 22nd International Conference on Electrical Machines and Systems, ICEMS 2019, DOI: 10.1109/ICEMS.2019.8921714.
- [3] WEN F, JING F, LI Q, et al. Curvature angle splitting suppression and optimization on nonplanar coils used in wireless charging system [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(9): 9070-9081.
- [4] RONG C, HE X, WU Y, et al. Optimization design of resonance coils with high misalignment tolerance for drone wireless charging based on genetic algorithm[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2022, 58(1): 1242-1253.
- [5] ALI MOHAMED N F, AGBINYA J I, OKAF A. Magnetic field tuning and control for wireless power transfer using inductive tuning plunger and conical coils[C]. 2018 IEEE PELS Workshop on Emerging Technologies: Wireless Power Transfer, Wow 2018, DOI: 10.1109/WoW.2018.8450912.
- [6] 倪晨睿,陈海川,李登帅,等.磁耦合谐振式无线电能传输系统中锥形谐振线圈结构优化[J].四川大学学报(自然科学版),2020,57(2):304-310.
- [7] 王红,荆凡胜,李颖.基于最优发射半径的锥形线圈 WPT 系统优化[J].电气传动,2021,51(24):57-62.
- [8] 李中照,王鹏,巩兆伟,等.具有抗偏移特性的无线电能传输系统研究[J].电子测量技术,2021,44(20):11-16.
- [9] 闫孝姮,黄明鑫,陈伟华.无 SAR 评估条件下心脏起搏器谐振式无线供能系统研究[J].仪器仪表学报,2020, 41(5):185-195.
- [10] 万祖岩,陈星,张永超.基于 LCC 的谐振式无线电能传输负载无关性研究[J].机电工程技术,2021,50(10): 52-55.
- [11] PELLITTERI F, BOSCAINO V, DI TOMMASO A O, et al. Experimental test on a contactless power transfer system [C]. 2014 9th International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies, EVER 2014, DOI: 10.1109/EVER.2014.6844092.
- [12] LI Z, ZHU C, JIANG J, et al. A 3-kW wireless power transfer system for sightseeing car supercapacitor charge[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(5): 3301-3316.
- [13] 高浚凯,齐红丽,王天泽,等.一种应用于不同轴径转轴的感应供电平面阵列线圈结构[J].电子测量与仪器学报,2020,34(4):65-71.
- [14] 刘伟,黄军辉,王赞.多负载无线充电技术在无人机应用分析[J].国外电子测量技术,2021,40(6):38-43.
- [15] 夏晓雪,朱玉玉,曹鑫,等.基于有限元分析的无线充电线圈的铁氧体设计[J].传感器与微系统,2021,40(8): 68-72.

作者简介

刘扬靖,硕士研究生,主要研究方向为无线电能传输。

E-mail:675566582@qq.com

曹彪,教授,主要研究方向为现代焊接技术与数字化电源。

E-mail:mebcao@scut.edu.cn