DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2026.5.297 中图分类号：TM724 文献标志码：A

基于无人机无线充电系统接收侧的轻量化设计

李 刚[1]，贾 龙[1]，毕旒宇[2]，李英杰[2]，陈宇翔[2]，彭 博[2]
(1.北京航天自动控制研究所，北京 100048；2.重庆大学自动化学院，重庆 400044)

摘要：针对无人机UAV(unmanned aerial vehicle)无线充电过程中无线充电装置给无人机增加的总质量和飞行阻力使其飞行效率降低及飞行时间缩短的问题，提出了一种基于无人机无线充电系统接收侧轻量化的设计方法。首先对耦合机构磁心材料与尺寸进行优化设计；接着通过提升系统频率实现接收线圈轻量化的优化方法研究并验证其可行性，并从磁心损耗角度分析提升系统频率对主电路的影响；然后结合无人机实际结构，使用整体建模分析方法分析无人机碳纤维材料机身对磁耦合机构的性能影响；最后，搭建无人机无线充电系统实物模型，进行原系统和升频轻量化系统的性能测试，并通过对比实验验证其可行性。

关键词：无人机；无线电能传输技术；轻量化；升频

Lightweight Design Based on the Receiver Side of UAV Wireless Charging System

LI Gang[1], JIA Long[1], BI Liuyu[2], LI Yingjie[2], CHEN Yuxiang[2], PENG Bo[2]
(1. Beijing Institute of Aerospace Automatic Control, Beijing 100048, China; 2. School of Automation, Chongqing University, Chongqing 400044, China)

Abstract: The total weight and flight resistance added to the UAV by the wireless charging device during wireless charging of the UAV can reduce its flight efficiency as well as its flight time. A lightweight design method based on the receiver side of UAV wireless charging system is proposed to address this problem. Firstly, the core material and size of the coupling mechanism are optimized. Then the feasibility of the optimization method to realize the lightweighting of the receiving coil by increasing the system frequency is studied and verified, and the impact of increasing the system frequency on the main circuit is analyzed from the perspective of magnetic core loss. Then combined with the actual structure of the UAV, the effect of the carbon fiber fuselage on the performance of the magnetic coupling mechanism of the UAV is analyzed by using the overall modeling and analysis method. Finally, the physical model of wireless charging system for UAVs is built, and the performance tests of the original system and the up-frequency lightweight system are carried out, and the feasibility is verified through comparative experiments.

Keywords: Unmanned aerial vehicle (UAV); wireless power transfer technology; lightweight; up-frequency

无人机UAV(unmanned aerial vehicle)作为集多种技术于一体的科技产品，已成为信息科技新的宠儿。与传统的有线插拔式充电相比，无线电能传输WPT (wireless power transfer)技术可以通过非物理直接接触实现能量的无线传输，具有高安全性、强可靠性和易于实现充电过程自动化的优势[1-8]。

收稿日期：2023-10-07；**修回日期：**2023-11-13，2023-12-13；**录用日期：**2023-12-25；**网络首发日期：**2024-05-27

然而，无人机无线充电技术发展至今依然存在着亟需解决的问题，如加装于无人机的机载无线充电装置会改变机身外形的流线型设计，增加无人机的总质量和飞行阻力，缩短其飞行时间。对于无人机无线充电系统，其接收线圈的结构会影响无人机云台的视角、增重又会缩短无人机的续航时间，针对该问题，国内外学者展开了对无人机无线充电轻量化的研究。文献[9]研发了一款应用于无人机的无

线充电平台 Power Pad，其耦合机构发射端选用多匝平面螺旋线圈，接收端选用单匝圆形线圈安装于无人机脚架底部，总质量仅 22 g，实现了接收线圈的轻量化；文献[10]提出了一种阵列式发射线圈，其采用多个相互重叠且具有独立激励的发射线圈，根据无人机着陆位置激活和接收线圈耦合强度最大的发射线圈，从而提高着陆偏差容忍，在轻量小型化机载系统的同时实现了充电区域内任意一点的效率均超过 85%；文献[11]提出了一种应用于小型无人机的创新线圈配置，该耦合机构将大发射线圈与单匝接收线圈相结合，将接收线圈集成于无人机机身，用于保护螺旋桨，显著减小了接收线圈的质量，但这种接收线圈仍需铝管固定，且间接改造了无人机旋翼，增加了机身质量。

国内对 WPT 领域的研究起步较晚，近年来应用于无人机 WPT 技术的研究成果均集中于国内高校和科研机构。文献[12]提出了一种鼠笼式接收线圈，由于其嵌在无人机起落架上，因此不会增加无人机的飞行阻力，同时实现了接收线圈结构的轻量简化；文献[13]采用一种新型材料减小了无人机质量；文献[14]提出了一种双 L 型正交磁耦合机构，增大了线圈耦合强度，同时降低了漏磁对无人机机体的干扰，但并未考虑无人机磁耦合机构的偏移容忍。对比发现，国内外基于无人机无线充电技术的研究均从耦合机构的结构入手，采用对其结构进行创新或进行多种耦合机构结合的方式实现轻量化，没有对无人机整体进行建模优化，或者并未考虑其抗偏移容忍性，具有一定的局限性。

为此，本文提出了一种基于无人机无线充电系统轻量化的设计方法。首先对磁耦合机构中接收线圈磁心的配置必要性、材料与厚度进行分析，从而对接收线圈进行轻量优化设计；其次，通过分析无线充电系统电路参数的数学模型，研究一种通过提升系统频率来实现接收线圈轻量化的优化方法，并分析提升系统频率对主电路的影响；最后，对无人机机身和磁耦合机构进行整体磁场建模，分析推导碳纤维材料机身对磁耦合机构性能的影响。

1 无人机无线充电系统设计

1.1 无人机无线充电系统主电路设计

由于 LCC-S 型 WTP 系统输出电压恒定，非常适用于输出电压保持恒定的场景，因此本文选择 LCC-S 谐振补偿网络设计无人机 WPT 系统，建立的 LCC-S 谐振补偿拓扑网络整体模型如图 1 所示。图中：U_{in} 为输入电压；I_{in} 为输入电流；U_{out} 为输出电压；L_T 为一次侧补偿电感；C_T 和 C_P 均为一次侧补偿电容；L_P 为发射线圈自感；R_P、R_T 分别为 L_P 的寄生内阻/发射线圈内阻和 L_T 的寄生内阻；I_{P1} 为流经 C_T 的电流；I_P 为发射线圈电流；L_S 为二次侧接收线圈自感；C_S 为二次侧补偿电容；R_S 为 L_S 寄生内阻/接收线圈内阻；R_L 为二次侧补偿网络外接等效负载；I_S 为接收线圈电流；M 为耦合机构互感。

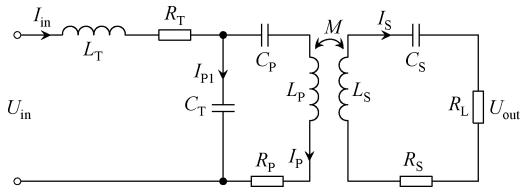


图 1 LCC-S 谐振补偿拓扑网络

Fig. 1 LCC-S resonance compensation topology network

1.2 系统磁耦合机构参数设计

本文系统采用一种特殊磁耦合机构，如图 2 所示。其发射线圈由 2 个反向绕制同轴竖直螺旋管线圈串联组成，接收线圈由 2 个同向绕制竖直螺线管线圈串联组成，并有磁心配置在发射线圈中间区域和接收线圈内部区域。

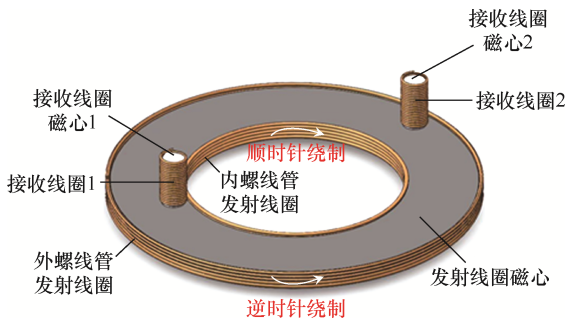


图 2 磁耦合机构示意图

Fig. 2 Schematic diagram of the magnetic coupling mechanism

为简化图 2 所示的磁耦合机构，提出一种等效发射线圈圆环柱状磁心的铺设方式，如图 3 所示。该新型磁耦合机构的优势为：①其发射线圈产生的环形磁场区域能够容忍无人机降落产生的全方向旋转偏移和一定程度的横向偏移；②其接收线圈是贴合无人机脚架结构设计的，既贴合了无人机外形，又不影响无人机平衡配重，还满足了磁耦合机构接收线圈对无人机的普适性、小型化要求；③磁心的配置聚拢了耦合机构磁路，减少了漏磁，使耦合机构具有更高的耦合系数和互感。根据系统主电路的需求互感对耦合机构的线圈匝数进行调整，从而满足系统主电路的需求。需求互感 $M_{\mathrm{Mrequired}}$ 的表达式为

$$M_{\mathrm{Mrequired}}=\frac{U_{\mathrm{out}}}{\mathrm{j}\omega_1 I_{\mathrm{P}}} \tag{1}$$

式中，ω_1 为升频后的系统角频率。

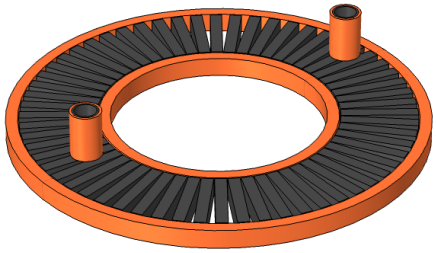


图 3　等效磁心铺设方式

Fig. 3 Equivalent core laying method

确定电磁耦合机构的基本结构框架后，需要进一步对框架的各项具体尺寸参数进行设计以确定最终的框架模型。在全向共形式磁耦合机构的横截面模型中确定需要进行设计的尺寸参数及其定义，如图 4 所示。

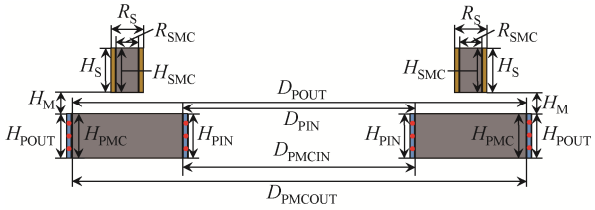


图 4　全向共形式磁耦合机构尺寸参数图

Fig. 4 Dimensional parameters of omnidirectional common form magnetic coupling mechanism

在本文设计的无人机全向共形式磁耦合机构中，接收线圈是贴合在无人机脚架内侧进行设计的。根据发射线圈线径和其数据手册规定的耐流参数选取发射线圈电流为 8 A。设计对象为多旋翼无人机，以华科尔 R500 型号无人机为例，具体配置为：充电电压为 25.2 V±5%，最大充电功率达 100 W；负重小于 200 g；Li-Po 型锂离子电池，其充电电压为 22.2 V、容量为 7 000 mAh。因此，将系统需求输出电压 25.2 V、系统谐振频率 100 kHz 均代入式(1)可得需求互感值 $M_{\mathrm{Mrequired}}$ 为 4.98 μH，实际设计的磁耦合机构互感值 M 应大于 $M_{\mathrm{Mrequired}}$。通过在 COMSOL 仿真软件中修改接收线圈匝数调整磁耦合机构互感值，确定无人机无线充电磁耦合机构尺寸参数见表 1、性能参数见表 2。

表 1　无人机无线充电系统磁耦合机构尺寸参数

Tab. 1 Dimensional parameter of omnidirectional common form magnetic coupling mechanism

参数	数值
内螺线管发射线圈外径 D_{PIN}/mm	180
内螺线管发射线圈高度 H_{PIN}/mm	15
发射线圈磁心外径 D_{PMCOUT}/mm	300
发射线圈磁心的高度 H_{PMC}/mm	15
接收线圈外径 D_{S}/mm	24
接收线圈磁心高度 H_{SMC}/mm	36
发射线圈用线线径 D_{wirep}/mm	3
内螺线管发射线圈匝数 N_{PIN}	15
接收螺线管线圈匝数 N_{S}	18
外螺线管发射线圈内径 D_{POUT}/mm	300
外螺线管发射线圈高度 H_{POUT}/mm	15
发射线圈磁心内径 D_{PMCIN}/mm	180
充电距离 H_{M}/mm	10
接收线圈高度 H_{S}/mm	36
接收线圈磁心直径 D_{SMC}/mm	20
接收线圈用线线径 D_{wires}/mm	2
外螺线管发射线圈匝数 N_{POUT}	15
发射线圈层数 N	3

1.3　磁耦合机构抗偏移性能测试

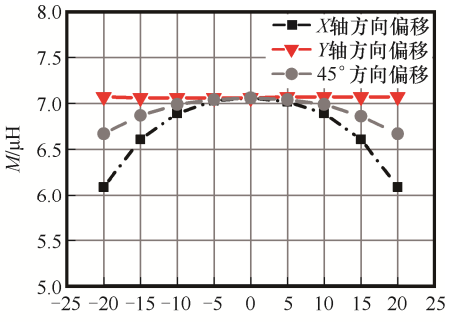
恒定的电感和互感是使一次侧和二次侧谐振补偿拓扑稳定工作及稳定功率传输的基础。磁耦合机构互感、发射线圈自感和接收线圈自感会随着耦合机构错位程度的变化而变化，其变化的大小决

表 2 无人机无线充电系统磁耦合机构性能参数

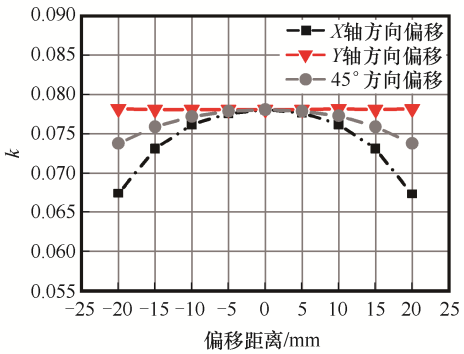
Tab. 2 Performance parameters of omnidirectional common form magnetic coupling mechanism

参数	数值
发射线圈自感 L_P/μH	212.5
发射线圈内阻 R_P/mΩ	377
系统频率 f/kHz	100
接收线圈自感 L_S/μH	38.5
接收线圈内阻 R_S/mΩ	42
互感 M/μH	7.07

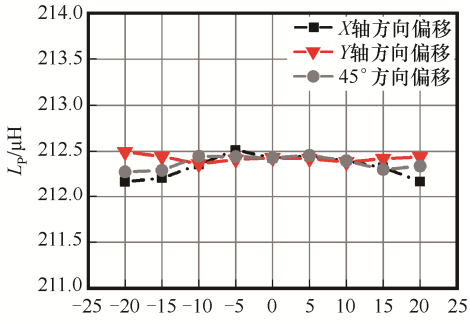
定了磁耦合机构容错位能力的强弱。无人机无线充电系统的发射端通常固定于地面，磁耦合机构的偏移一般由无人机降落偏移导致。为测试该无人机 WPT 系统磁耦合机构的抗横向偏移性能，在 COMSOL 仿真软件中固定发射线圈，对接收线圈的水平位置进行调整以模拟无人机降落横向偏移，并分别测试在不同程度的横向偏移下，磁耦合机构的性能参数。以发射同轴螺线管线圈轴心为原点，以发射同轴螺线管线圈底面为 XY 平面，使接收线圈分别在 X 轴、Y 轴及 θ=45° 方向上产生−20~20 mm 的偏移，M、耦合系数 k、L_P 和 L_S 的仿真结果如图 5 所示。



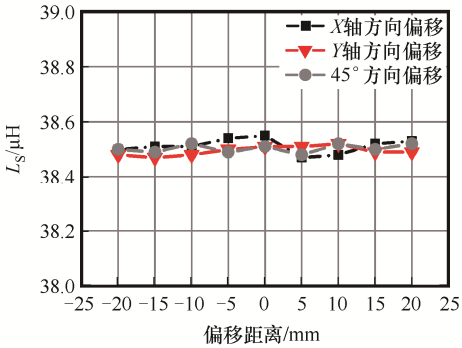
(a) 横向偏移时M的变化



(b) 横向偏移时k的变化



(c) 横向偏移时L_P的变化



(d) 横向偏移时L_S的变化

图 5 横向偏移时仿真磁耦合机构参数变化

Fig. 5 Variation of simulated magnetic coupling mechanism parameters during lateral excursion

由图可知，在 3 个方向的−20~20 mm 偏移范围内，耦合机构的互感跌落范围为 0~1 μH、耦合系数跌落范围为 0~0.011、发射线圈自感跌落范围为 0~0.4 μH、接收线圈自感跌落范围为 0~0.1 μH。其中，X 轴方向产生偏移时，耦合机构的性能参数变化最大，在偏移 20 mm 时耦合机构的互感减小了 0.97 μH、耦合系数减小了 0.011、发射线圈自感减小了 0.26 μH、接收线圈自感减小了 0.1 μH；Y 轴方向产生偏移时，耦合机构的性能参数几乎没有变化，能够满足无人机无线充电的良好性能。

2 接收线圈磁心轻量化设计与分析

在无人机 WPT 系统的设计中，配置磁心尤为重要。由于 PC95 材质的 Mn-Zn 功率磁心相比于其他材料具有更好的中低温特性和更高的磁导率，并且其磁导率随温度变化小，利于谐振，

因此应用 PC95 材质功率磁心的系统能获得更大的 M 和 k 及更低的损耗。本文设计的磁耦合机构磁心均选用 PC95 材质的 Mn-Zn 铁氧体功率磁心。

2.1 接收线圈磁心尺寸优化设计

在接收线圈圆柱状磁心的中心镂空 1 个小圆柱状磁心来减小接收线圈的磁心质量，如图 6 所示。

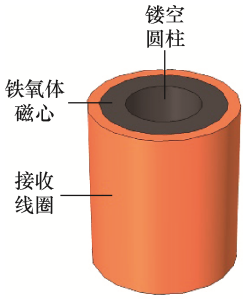
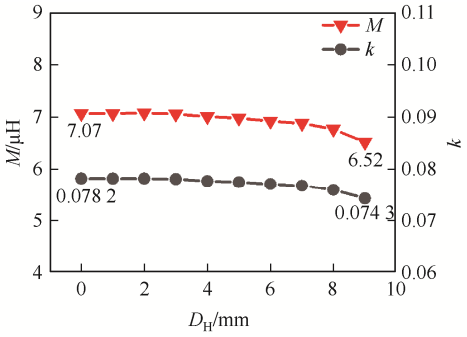


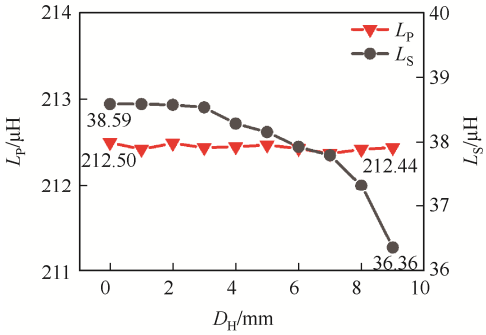
图 6　接收线圈磁心镂空示意图

Fig. 6 Schematic diagram of skeletonization of receiving coil magnetic core

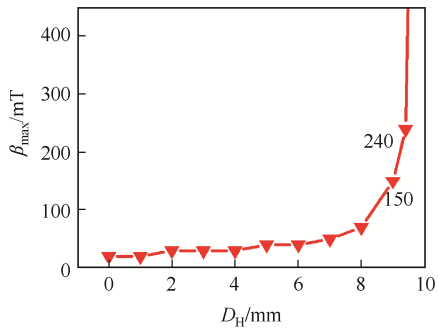
但这会导致剩余部分接收线圈圆环柱状磁心的磁通密度大幅增大，甚至达到磁饱和，继而使磁心的磁导率大幅减小，导致耦合机构的传输效率也大幅减小，影响无线充电系统的正常工作。此外，磁心的磁饱和还会产生较大的磁滞损耗和涡流损耗，增加磁耦合机构的能量损失，降低系统的充电效率。因此在设计镂空小圆柱体积时，要考虑接收线圈磁心的磁通密度最大值 β_{max} 是否达到了所使用的 PC95 材质的 Mn-Zn 铁氧体功率磁心的饱和磁通密度 β_s。在 COMSOL 仿真软件中修改镂空圆柱的直径 D_H，并记录 M、k 和 β_{max} 的值，如图 7 所示。



(a) M与k的变化



(b) L_P与L_S的变化



(c) β_{max}的变化

图 7　接收线圈磁心镂空圆柱直径变化时磁耦合机构参数变化

Fig. 7 Variation of magnetic coupling mechanism parameters when the diameter of the receiving coil core hollow cylinder changes

由图 7 可以看出，随着接收线圈磁心中 D_H 的增大，L_P 基本没有变化；M 和 k 略有减小，在 D_H 达到 9 mm 时分别减小了 0.55 μH 和 0.003 9；L_S 则在 D_H 达到 9 mm 时减小了 2.23 μH。可以看出接收线圈磁心中 D_H 的增大并不会对磁耦合机构的耦合强度产生较大影响，磁耦合机构性能仍能满足无人机 WPT 系统的正常工作。同时，由图 7(c)可以看出，仅当 D_H 达到 9.5 mm 时，磁耦合机构工作磁场的 β_{max} 才超过 PC95 材质功率磁心的 β_s，远远大于 450 mT；当 D_H 为 9 mm 时，β_{max} 仅为 150 mT，故选取设计的磁耦合机构的接收线圈磁心 D_H 为 9 mm。

接收线圈磁心尺寸优化前、后磁耦合机构性能参数对比见表 3。由表可知，优化设计磁心尺寸后的接收线圈总质量 G 仅为 61 g，轻量化效果显著。

表 3 接收线圈磁心尺寸优化前后磁耦合机构性能参数

Tab. 3 Performance parameters of the magnetic coupling mechanism before and after optimization of the magnetic core dimension of the receiving coil

参数	原磁心尺寸	优化磁心尺寸
发射线圈自感 L_P/μH	212.5	212.4
接收线圈自感 L_S/μH	38.5	36.4
互感 M/μH	7.07	6.53
耦合系数 k	0.078 0	0.074 3
接收线圈总质量 G/g	149	61

3 系统升频轻量化方法设计与分析

在磁耦合 WPT 系统中，二次侧感应电压与线圈电流的关系为

$$U_S = \mathrm{j}\omega M I_P \tag{2}$$

由式(2)与 $\omega = 2\pi f$ 可知，二次侧拾取电压 U_S 与系统频率 f 有关，而磁耦合机构的 M 与 f 无关，因此本文提出一种提升系统频率来实现无人机无线充电系统接收侧轻量化设计的优化方法，并验证其可行性。首先根据无人机 WPT 系统主电路所需求的互感 $M_{\mathrm{Mrequired}}$ 调整耦合机构的线圈匝数。由式(1)可知，二次侧感应电压不变时，$M_{\mathrm{Mrequired}}$ 与 f 和 I_P 呈反比例关系。因此二次侧感应电压不变时，可以通过提升系统频率来降低系统对耦合机构的 $M_{\mathrm{Mrequired}}$，进而对接收线圈进行轻量化设计。根据式(2)可知，要实现基于提升系统频率的接收侧轻量化设计就需要使提升系统频率后的 I_P 不变。根据 LCC-S 的输入输出特性可得 I_P 的表达式为

$$I_P = \frac{U_{\mathrm{in}}}{\mathrm{j}\omega L_T} \tag{3}$$

根据式(3)可知，在提升系统频率的同时，需要调整 L_T，才能保持 I_P 不变。由于在提升系统频率后，系统一、二次侧谐振补偿拓扑一定会偏离谐振状态。故提升系统频率后，应重新配置 LCC-S 谐振补偿拓扑网络的元件参数使其处于谐振状态，保证系统的输入阻抗为纯阻性。

通过减少磁耦合机构接收线圈的匝数来降低 G，但要满足提升系统频率后的 $M_{\mathrm{Mrequired1}}$。在原系统频率 f=100 kHz 的基础上，由于基于提升系统谐振频率的接收线圈轻量化设计方法会导致系统发射端电路的器件电压应力上升，故出于安全考虑只对 150 kHz 频率下的轻量化设计进行了研究。本文将其提升至 f_1=150 kHz 以测试基于提升系统频率的接收侧轻量化设计方法的可行性。将 f_1=150 kHz 代入式(1)可得升频轻量化后的 $M_{\mathrm{Mrequired}}$ 为升频轻量化前的 2/3。在 $M_{\mathrm{Mrequired1}}$ 互感要求下，在 COMSOL 仿真软件中对接收线圈的匝数和磁心高度同时进行调整，最终确定的耦合机构参数见表 4。

表 4 升频轻量化前、后磁耦合机构参数

Tab. 4 Magnetic coupling mechanism parameters before and after up-frequency and lightweight design

参数	升频前	升频后
发射线圈匝数 N_S	18	14
发射线圈磁心高度 H_{SMC}/mm	36	28
发射线圈自感 L_P/μH	212.4	212.1
接收线圈自感 L_S/μH	36.4	21.1
互感 M/μH	6.53	4.46
耦合系数 k	0.074 3	0.066 6
接收线圈总质量 G/g	61	48

同样考虑耦合机构互感参数设计的余量，减小接收线圈的匝数和磁心高度，轻量化设计后的 M 约降为了原耦合机构的 2/3，为 4.46 μH；L_P 几乎没有变化；L_S 减小了 15.3 μH；k 减小了 0.007 7；G 减小了 13 g。

4 无人机机身与耦合机构整体磁场建模分析

无人机机身材料对其性能和飞行里程至关重要。因为碳纤维材料的存在会对耦合机构的磁场产生一定的影响，所以需要在设计无人机无线充电系统时建立其与无人机机身的等效电路模型，并分析其对无人机 WPT 系统的具体影响。由于无人机机身与无线充电系统的整体建模过于复杂，本文将其等效为 1 个附加线圈与磁耦合机构进行相互作用[8]。

在 LCC-S 谐振补偿拓扑网络的基础上，增加了无人机机身的等效自感 L_{UAV}、无人机机身产生涡流时的等效电阻 R_{UAV}、无人机机身等效回路中的等效电流 I_{UAV}。图中：M_1 为发射线圈与附加线圈的互感；M_2 为接收线圈与附加线圈的互感。

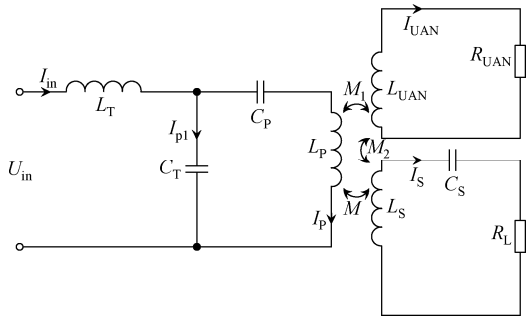


图 8　无人机机身与磁耦合机构的等效电路模型

Fig. 8 Equivalent circuit model of UAV body and magnetic coupling mechanism

根据文献[15]中的等效模型，L_{UAV} 和 R_{UAV} 可分别表示为

$$L_{\mathrm{UAV}}=\mu_{\mathrm{r}}\mu_0 r_{\mathrm{f}}\left(\ln\left(\frac{8r_{\mathrm{f}}}{r_{\mathrm{w}}}\right)-2\right) \tag{4}$$

$$R_{\mathrm{UAV}}=\frac{\pi\mu_{\mathrm{r}}\mu_0 f\delta_{\mathrm{CF}}{}^2 l_{\mathrm{eff}}}{A_{\mathrm{eff}}} \tag{5}$$

式中：μ_{r} 为碳纤维的相对磁导率；μ_0 为真空磁导率；r_{f} 为等效线圈的有效半径；r_{w} 为等效线圈的内径；δ_{CF} 为碳纤维材料的趋肤深度；l_{eff} 为等效导电截面积；A_{eff} 为等效导线长度。根据基尔霍夫电压定律对 LCC-S 谐振补偿网络中的等效互感模型列写方程组可得

$$\begin{cases}\mathrm{j}\omega L_{\mathrm{T}}I_{\mathrm{in}}+\left(\dfrac{1}{\mathrm{j}\omega C_{\mathrm{P}}}+\mathrm{j}\omega L_{\mathrm{P}}\right)I_{\mathrm{P}}+\mathrm{j}\omega MI_{\mathrm{S}}+\\ \quad\mathrm{j}\omega M_1 I_{\mathrm{UAV}}=U_{\mathrm{in}}\\ \mathrm{j}\omega MI_{\mathrm{P}}+I_{\mathrm{S}}\left(\mathrm{j}\omega L_{\mathrm{S}}+\dfrac{1}{\mathrm{j}\omega C_{\mathrm{S}}}+R_{\mathrm{L}}\right)+\mathrm{j}\omega M_2 I_{\mathrm{UAV}}=0\\ \mathrm{j}\omega M_1 I_{\mathrm{P}}+\mathrm{j}\omega M_2 I_{\mathrm{S}}+I_{\mathrm{UAV}}(\mathrm{j}\omega L_{\mathrm{UAV}}+R_{\mathrm{UAV}})=0\end{cases} \tag{6}$$

简化后得

$$\begin{bmatrix}Z_1 & \mathrm{j}\omega M & \mathrm{j}\omega M_1\\ \mathrm{j}\omega M & Z_2 & \mathrm{j}\omega M_2\\ \mathrm{j}\omega M_1 & \mathrm{j}\omega M_2 & Z_3\end{bmatrix}\begin{bmatrix}I_{\mathrm{P}}\\ I_{\mathrm{S}}\\ I_{\mathrm{UAV}}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}0\\0\\0\end{bmatrix} \tag{7}$$

式中，Z_1、Z_2、Z_3 分别为发射端回路阻抗、接收端回路阻抗、无人机机身等效回路阻抗，可分别表示为

$$\begin{cases}Z_1=\dfrac{-\omega^2(M^2R_{\mathrm{UAV}}+M_1{}^2R_{\mathrm{L}})}{R_{\mathrm{L}}R_{\mathrm{UAV}}}\\ Z_2=\mathrm{j}\omega L_{\mathrm{S}}+\dfrac{1}{\mathrm{j}\omega C_{\mathrm{S}}}+R_{\mathrm{L}}\\ Z_3=\mathrm{j}\omega L_{\mathrm{UAV}}+R_{\mathrm{UAV}}\end{cases} \tag{8}$$

由式(8)可推导出

$$I_{\mathrm{UAV}}=-\frac{(\mathrm{j}\omega M_1 I_{\mathrm{P}}+\mathrm{j}\omega M_2 I_{\mathrm{S}})}{(\mathrm{j}\omega L_{\mathrm{UAV}}+R_{\mathrm{UAV}})} \tag{9}$$

设 Z_1^* 为一次侧等效阻抗，Z_2^* 为二次侧等效阻抗，M^* 为等效互感，其表达式分别为

$$\begin{cases}Z_1^*=\dfrac{-\omega^2(M^2R_{\mathrm{UAV}}+M_1{}^2R_{\mathrm{L}})}{R_L R_{\mathrm{UAV}}}+\dfrac{\omega^2 MM_1}{(\mathrm{j}\omega L_{\mathrm{UAV}}+R_{\mathrm{UAV}})}\\ Z_2^*=\mathrm{j}\omega L_{\mathrm{S}}+\dfrac{1}{\mathrm{j}\omega C_{\mathrm{S}}}+R_{\mathrm{L}}+\dfrac{\omega^2 M_2^2}{(\mathrm{j}\omega L_{\mathrm{UAV}}+R_{\mathrm{UAV}})}\\ M^*=M-\dfrac{\mathrm{j}\omega M_1 M_2}{(\mathrm{j}\omega L_{\mathrm{UAV}}+R_{\mathrm{UAV}})}\end{cases} \tag{10}$$

由式(9)可以看出，I_{UAV} 是 I_{P} 和 I_{S} 的函数。故将式(10)代入式(9)得

$$\begin{bmatrix}Z_1^* & M^*\\ M^* & Z_2^*\end{bmatrix}\begin{bmatrix}I_{\mathrm{P}}\\ I_{\mathrm{S}}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}0\\0\end{bmatrix} \tag{11}$$

将式(10)代入式(8)可得，加入等效附加线圈后的一次侧等效阻抗 R_1^* 和感抗 L_1^*、二次侧等效阻抗 R_2^* 和感抗 L_2^*、互感 M^* 分别为

$$\begin{cases}L_1^*=L_1-\dfrac{\omega^2 MM_1 L_{\mathrm{UAV}}}{(\omega^2L_{\mathrm{UAV}}^2+R_{\mathrm{UAV}}^2)}\\ R_1^*=R_1+\dfrac{\omega^2 MM_1 R_{\mathrm{UAV}}}{(\omega^2L_{\mathrm{UAV}}^2+R_{\mathrm{UAV}}^2)}\\ L_2^*=L_2-\dfrac{\omega^2 M_2^2 L_{\mathrm{UAV}}}{(\omega^2L_{\mathrm{UAV}}^2+R_{\mathrm{UAV}}^2)}\\ R_2^*=R_2+\dfrac{\omega^2 M_2^2 R_{\mathrm{UAV}}}{(\omega^2L_{\mathrm{UAV}}^2+R_{\mathrm{UAV}}^2)}\\ M^*=M-\dfrac{\mathrm{j}\omega M_1 M_2(R_{\mathrm{UAV}}-\mathrm{j}\omega L_{\mathrm{UAV}})}{(\omega^2L_{\mathrm{UAV}}^2+R_{\mathrm{UAV}}^2)}\end{cases} \tag{12}$$

在加入碳纤维机身后，磁耦合机构的线圈自感

和互感均有所下降，而线圈内阻上升，线圈的品质因数下降，磁耦合机构的功率传输能力和效率下降。故在无人机磁耦合机构设计中，必须考虑无人机碳纤维机身对磁耦合机构的影响，并在参数设计中留有一定余量，保证无人机无线充电系统的实际正常运行。

5 系统仿真及硬件实验平台搭建与实验验证

5.1 系统整体仿真模型建立

为验证所设计的基于无人机无线充电系统接收侧轻量化设计方案的可行性，在 MATLAB 中使用 Simulink 仿真工具建立无人机无线充电系统的仿真模型，如图 9 所示。

5.1.1 系统闭环控制仿真验证

在 MATLAB 软件中使用 Simulink 仿真工具分别配置原系统和升频轻量化系统的仿真参数，见表 5 和表 6。

根据系统输出参数计算，系统输出电压为 25.2 V、输出电流为 4 A，负载电阻为 6.2 Ω 时为满载运行。将系统频率分别配置为 100 kHz 和 150 kHz，在空载和满载 2 种状态下分别仿真分析 2 种系统频率下经过移相全桥逆变电路的输出电压和输出电流波形，仿真结果如图 10 所示。

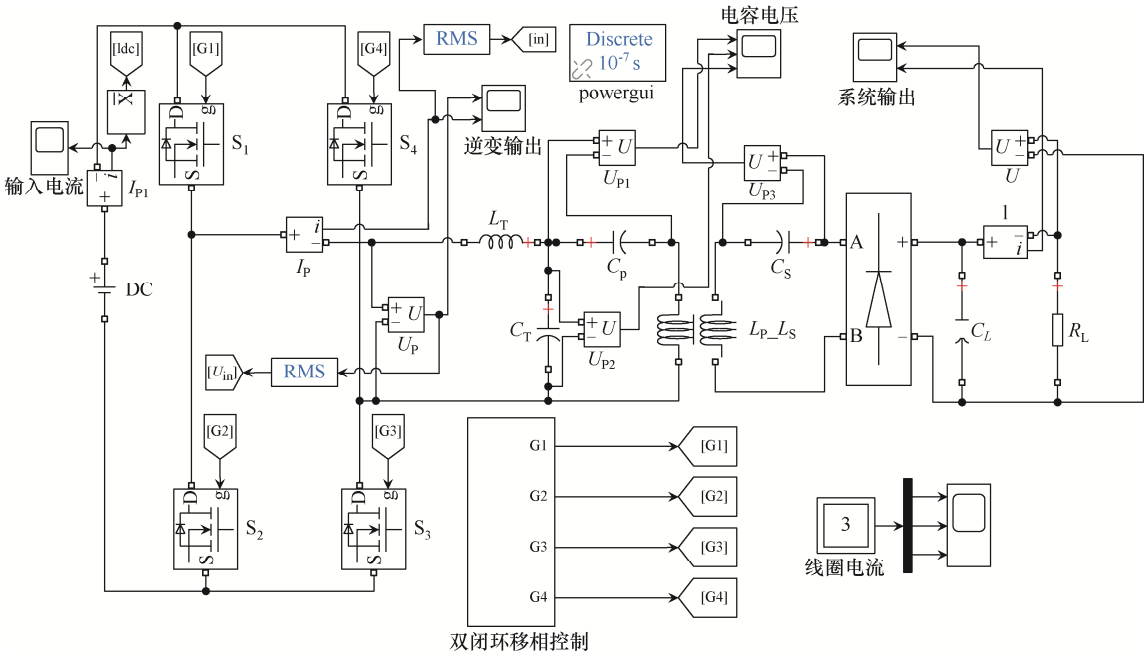


图 9 无人机无线充电系统仿真模型

Fig. 9 Simulation model of UAV wireless charging system

由图 10 可以看出，在 100 kHz 和 150 kHz 这 2 种系统频率下，系统空载和满载状态下的逆变输出电压、电流相位基本相同，系统输入阻抗角基本为 0，呈阻性负载，保证了逆变电路 MOSFET 开关管能够实现零电压开通，减小了逆变电路的开关损耗，提高了系统效率。同时可以看出，系统在满载状态下的逆变电流过零点相较于逆变 MOSFET 的开通点相位滞后角比空载状态下更小，这表示输出功率提升到一定程度后会影响逆变电路开关管的零电压开通，在实际电路配置中应使系统输入阻抗呈弱感性以保障系统的高效稳定运行。

5.2 系统硬件实验平台搭建

为继续验证所设计的基于无人机无线充电系统接收侧轻量化设计方案的可行性，搭建实物装置并对其进行升频轻量化，通过质量测试验证升频轻量化方法的可行性。无人机无线充电系统硬件实验平台如图 11 所示，主要由直流电源、电子负载、发射端电路板、全向共形式磁耦合机构、接收端电

路板和示波器组成。

表 5　系统频率 100 kHz 时的仿真参数

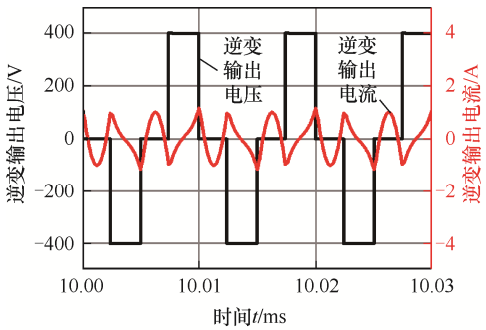
Tab. 5 Simulation parameters at 100 kHz system frequency

参数	数值
系统频率 f/kHz	100
发射线圈自感 L_P/μH	212.6
接收线圈自感 L_S/μH	39.3
补偿线圈自感 L_T/μH	79.6
互感 M/μH	7
一次侧补偿电容 C_P/nF	19
直流输入电压 U_{in}/V	400
发射线圈内阻 R_P/mΩ	377
接收线圈内阻 R_S/mΩ	42
补偿线圈内阻 R_T/mΩ	108
一次侧补偿电容 C_T/nF	31.8
二次侧补偿电容 C_S/nF	64.4

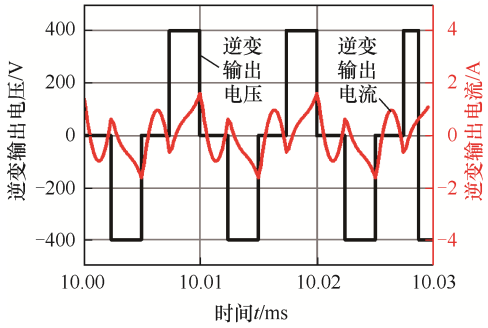
表 6　系统频率 150 kHz 时的仿真参数

Tab. 6 Simulation parameters at 150 kHz system frequency

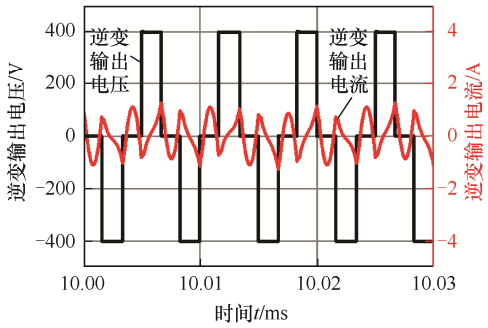
参数	数值
系统频率 f/kHz	150
发射线圈自感 L_P/μH	212.6
接收线圈自感 L_S/μH	21.2
补偿线圈自感 L_T/μH	53
互感 M/μH	4.7
一次侧补偿电容 C_P/nF	7.1
直流输入电压 U_{in}/V	400
发射线圈内阻 R_P/mΩ	377
接收线圈内阻 R_S/mΩ	32.5
补偿线圈内阻 R_T/mΩ	72
一次侧补偿电容 C_T/nF	21.2
二次侧补偿电容 C_S/nF	53.1



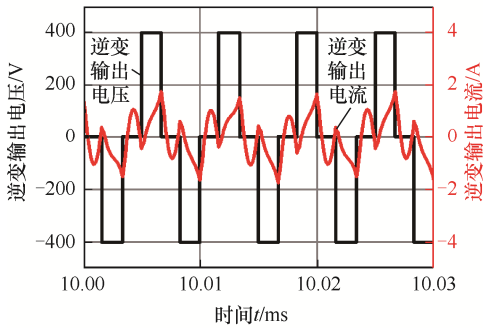
(a) 100 kHz 频率空载逆变输出



(b) 100 kHz 频率满载逆变输出



(c) 150 kHz 频率空载逆变输出



(d) 150 kHz 频率满载逆变输出

图 10　逆变输出电压电流仿真波形

Fig. 10 Inverter output voltage and current simulation waveforms

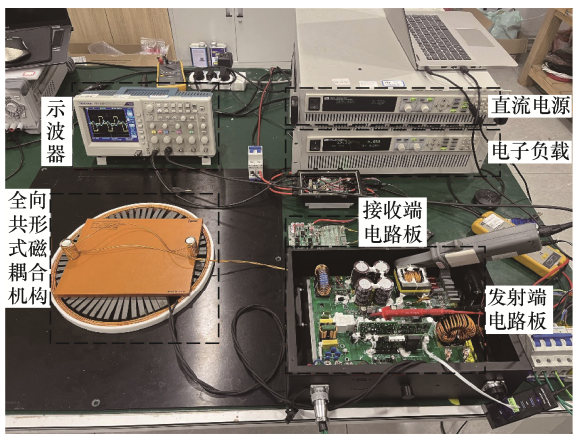


图 11　无人机无线充电系统硬件实验平台

Fig. 11 UAV wireless charging system hardware experimental platform

5.2.1 磁耦合机构轻量化质量测试

使用 IM 3536 LCR 测试仪和电子秤对无人机进行轻量化前、后磁耦合机构实物的相关参数进行测量，如图 12 所示，具体数值见表 7。由表 7 可以看出轻量化后的 G 仅为 47 g，相较于轻量化前减小了 21 g。



(a) 树脂圆柱模具质量　(b) 接收线圈总质量　(c) 轻量化接收线圈总质量

图 12 接收线圈质量测试

Fig. 12 Receiving coil weight test

表 7 轻量化前、后磁耦合机构测试参数

Tab. 7 Magnetic coupling mechanism parameters before and after up-frequency and lightweight design

参数	轻量化前	轻量化后
发射线圈自感 L_P/μH	221.1	221.1
接收线圈自感 L_S/μH	34.4	24.3
互感 M/μH	6.78	4.70
接收线圈总质量 G/g	68	47

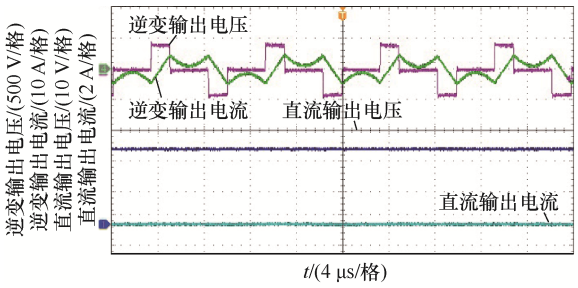
5.2.2 原系统性能实验测试与分析

利用硬件实验平台验证 100 kHz 系统频率下的无人机无线充电系统性能，表 8 为使用 IM 3536 LCR 测试仪测试在 100 kHz 系统频率下实际搭建的系统硬件实验平台参数，测试波形如图 13 所示。

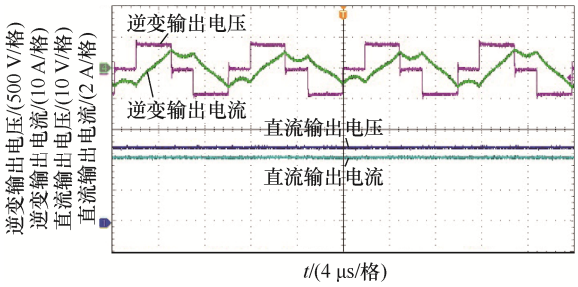
表 8 100 kHz 频率系统硬件实验平台参数

Tab. 8 Parameters of the system hardware experimental platform at 100 kHz frequency

参数	数值
直流输入电压 U_{in}/V	400.00
补偿线圈自感 L_T/μH	80
一次侧补偿电容 C_T/nF	32.5
一次侧补偿电容 C_P/nF	16.4
发射线圈自感 L_P/μH	221.1
接收线圈自感 L_S/μH	34.4
互感 M/μH	6.78
二次侧补偿电容 C_S/nF	73.5



(a) 空载测试波形



(b) 满载测试波形

图 13 100 kHz 频率下系统空载和满载测试波形

Fig. 13 No-load and full-load test waveforms of the system at 100 kHz frequency

在输入电压为 400.00 V，空载情况下，测量的系统逆变输出电压、电流波形如图13(a)所示。由图可知，逆变输出电流波形相位滞后于电压相位，系统呈现感性，保证了系统带载情况下在全功率段均能够实现软开关。空载时直流输出电压值为 24.40 V。输入电压为400.00 V、负载电阻为6 Ω的满载情况下，测量的系统逆变输出电压、电流波形如图 13(b)所示。此时逆变输出电流波形相位仍然滞后于电压相位，系统输入阻抗呈现感性，逆变开关管实现零电压开通。满载时直流输出电压值为 24.70 V、直流输出电流为 4.1 A，满足系统输出电压电流性能指标。

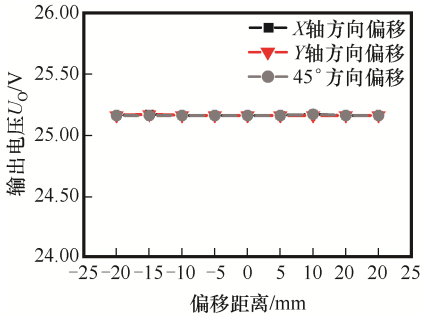
图 14 为在不同情况下系统输出电压及输出效率的变化，由图可知，系统输出电压为 25.16±0.10 V，为恒压输出，系统最优效率达 89.2%。

5.2.3 升频轻量化系统性能实验测试与分析

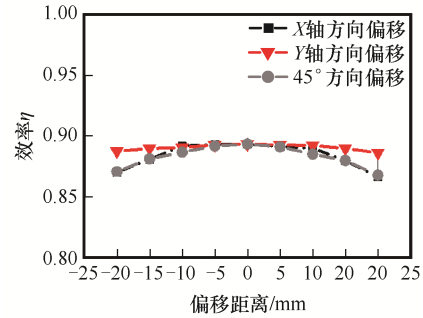
修改系统频率为 150 kHz，调整谐振补偿拓扑元器件参数。表 9 为使用 IM 3536 LCR 测试仪测试在 150 kHz 系统频率下实际搭建的系统硬件实验平台参数。

在系统频率为 150 kHz、输入电压为 400.00 V 的空载情况下，测量的系统逆变输出电压电流波形

如图 15(a)所示。由图可知，逆变输出电流波形相位明显滞后于电压相位，系统呈现感性且裕量较大，保证了系统带载情况下在全功率段均能够实现软开关。空载时直流输出电压值为 25.00 V。在系统频率为 150 kHz 的满载情况下，系统逆变输出电压电流波形如图 15(b)所示。由图可知，逆变输出电流波形相位仍滞后于电压相位，系统输入阻抗呈现感性，逆变开关管实现零电压开通。满载时直流输出电压值为 24.70 V、直流输出电流为 4.1 A，满足系统输出电压电流性能指标。



(a) 输出电压变化



(b) 输出效率变化

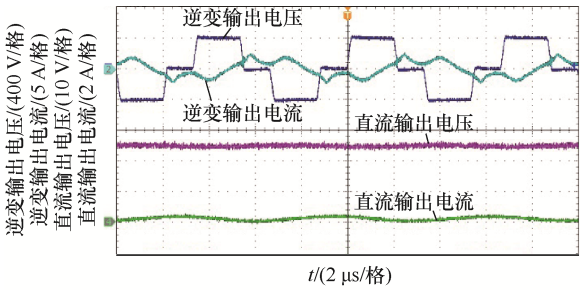
图 14　100 kHz 频率系统输出测试

Fig. 14 System output test at 100 kHz frequency

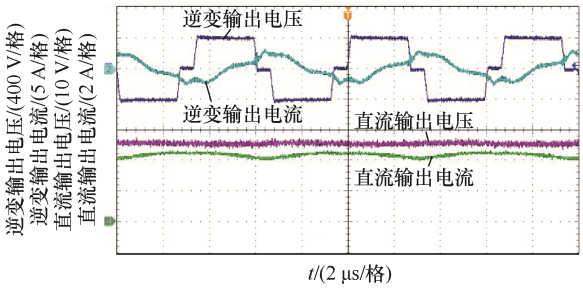
表 9　150 kHz 频率系统硬件实验平台参数

Tab. 9 Parameters of the system hardware experimental platform at 150 kHz frequency

参数	数值
直流输入电压 U_{in}/V	400.00
补偿线圈自感 L_T/μH	53.3
一次侧补偿电容 C_T/nF	21.6
一次侧补偿电容 C_P/nF	6.4
发射线圈自感 L_P/μH	221.2
接收线圈自感 L_S/μH	24.3
互感 M/μH	4.7
二次侧补偿电容 C_S/nF	46.3



(a) 空载测试波形

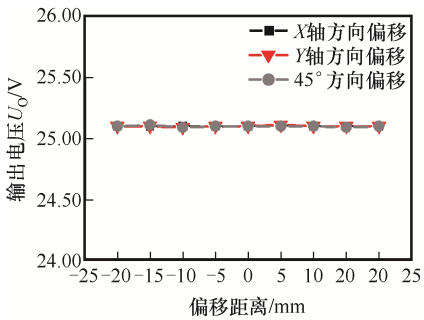


(b) 满载测试波形

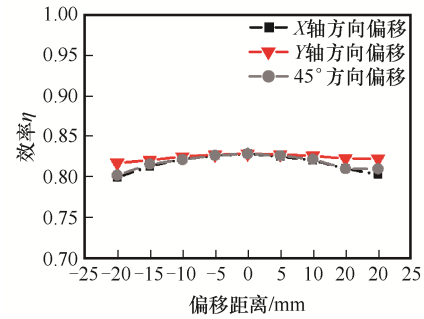
图 15　150kHz 频率下系统空载和满载测试波形

Fig. 15 No-load and full-load test waveform of the system at 150kHz frequency

构建出与前文 COMSOL 仿真软件搭建的横向偏移测试所用的相同测试环境，测试在不同程度的水平偏移下系统输出电压和效率，测试结果如图 16 所示。由图可知，在提升系统频率后，输出



(a) 输出电压变化



(b) 输出效率变化

图 16　150 kHz 频率系统输出测试

Fig. 16 System output test at 150 kHz frequency

电压为 25.10 V、波动在 0.10 V 以内；且 150 kHz 频率下的系统最优效率为 82.8%，与 100 kHz 频率下的效率相比下降了 6.4%，这是升频后电能变换电路中MOSFET的开关损耗和导线线损增加所致。

实验测试结果表明，升频轻量化前、后的系统均能满足其主要性能指标，具有良好的软开关特性和输出恒压特性，验证了基于无人机无线充电系统轻量化设计的可行性。

6 结语

本文针对无人机无线充电系统接收侧轻量化设计需求研究了一种通过提升系统频率来实现接收线圈轻量化的优化方法。首先进行了磁心尺寸优化设计；接着提出一种通过提升系统频率来实现接收线圈轻量化的方法并验证其可行性，同时分析了提升系统频率对主电路的影响；然后通过整体磁场建模分析无人机碳纤维材料机身对磁耦合机构性能的影响；最后搭建实物装置后通过重量测试验证了升频轻量化方法的可行性，并结合所搭建的无人机无线充电系统硬件实验平台，测试了原系统和升频轻量化系统的系统性能，实验结果验证了基于无人机无线充电系统的轻量化方法的可行性。

参考文献：

[1] 李振杰, 白玉鸿, 刘一琦, 等. 基于 IPSO-BP 算法的 WPT 系统结构参数优化方法[J]. 电源学报, 2025, 23(8): 174-181.
Li Zhenjie, Bai Yuhong, Liu Yiqi, et al. Optimization method for structural parameters of WPT system based on IPSO-BP algorithm [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(8): 174-181. (in Chinese)

[2] 冯群群, 殷佳斌, 熊飚, 等. 具有恒定输出的双分支共面式无线电能传输系统[J]. 电源学报, 2025, 23(8): 191-199.
Feng Qunqun, Yin Jiabin, Xiong Biao, et al. Coplanar dual-branch wireless power transfer system with constant output [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(8): 191-199. (in Chinese)

[3] 田继浩, 周凌云, 刘顺攀, 等. 基于压控电容的无人机WPT系统高效率恒流/恒压输出调节方法[J]. 电源学报, 2026, 24(2): 244-253.
Tian Jihao, Zhou Lingyun, Liu Shunpan, et al. High-efficiency CC/CV output regulating method for UAV-WPT system based on voltage-controlled capacitor [J]. Journal of Power Supply, 2026, 24(2): 244-253. (in Chinese)

[4] 孔德乐, 赵晋斌, 毛玲, 等. 无线电能传输系统中利用匝间电容分段补偿线圈的设计与分析[J]. 电工技术学报, 2025,40(12): 3803-3814.
Kong Dele, Zhao Jinbin, Mao Ling, et al. Design and analysis of segmental compensation coils utilizing inter-turn capacitance in wireless power transfer systems [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2025, 40(12): 3803-3814. (in Chinese)

[5] 荣灿灿, 段晓宇, 陈蒙蒙, 等. 基于双正交 DD-双组合式螺线管的强抗偏移性无人机无线电能传输系统[J]. 电工技术学报, 2026,41(1): 46-59.
Rong Cancan, Duan Xiaoyu, Chen Mengmeng, et al. A robust anti-offset wireless power transfer system for unmanned aerial vehicles based on dual-orthogonal DD-dual combined solenoid [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2026,41(1): 46-59. (in Chinese)

[6] 徐先峰, 吴慧玲, 杨雄政, 等. 空间约束下电动汽车无线充电系统磁耦合结构优化[J]. 电工技术学报, 2024, 39(12):3581-3588.
Xu Xianfeng, Wu Huiling, Yang Xiongzheng, etal. Optimization of magnetically coupled structure of wireless charging system for electric vehicles under space constraint [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(12): 3581-3588. (in Chinese)

[7] 张鹏飞, 龚立娇, 马欣欣, 等. 具有可变增益恒压特性的双线圈无线电能传输系统补偿网络设计与分析[J]. 电工技术学报, 2024, 39(5): 1256-1269,1283.
Zhang Pengfei, Gong Lijiao, Ma Xinxin, etal. Analysis and design of compensation network for two-coil wireless power transfer system with variable constant voltage gain characteristics [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(5): 1256-1269, 1283. (in Chinese)

[8] 潘子峻, 李建贵, 王隆扬, 等. 基于旋转无线输电系统的电机闭环控制[J]. 电源学报, 2025, 23(5): 207-215.
Pan Zijun, Li Jiangui, Wang Longyang, etal. Closed-loop

control of motor based on rotational wireless power transfer system [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(5): 207-215. (in Chinese)

[9] Jawad A M, Jawad H M, Nordin R, et al. Wireless power transfer with magnetic resonator coupling and sleep/ active strategy for a drone charging station in smart agriculture [J]. IEEE Access, 2019, 7: 139839-139851.

[10] Campi T, Cruciani S, Rodríguez G, et al. Coil design of a wireless power transfer charging system for a drone [C]// 2016 IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation (CEFC). Miami, FL, USA, 2017: 1.

[11] Campi T, Cruciani S, Maradei F, et al. Wireless charging system integrated in a small unmanned aerial vehicle (UAV) with high tolerance to planar coil misalignment [C]// 2019 Joint International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Sapporo and Asia-Pacific International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC Sapporo/APEMC). Sapporo, Japan, 2019: 601-604.

[12] Cao Pengcheng, Lu Yong, Zhang Haigang, et al. Embedded lightweight squirrel-cage receiver coil for drone misalignment-tolerant wireless charging [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(3): 2884-2888.

[13] Zhang Peng. Design of a modular, high-power-density wireless charging system for unmanned aerial vehicles [D]. Harbin Institute of Technology, 2021.

[14] Chai Wenping, Zhang Haigang, Wu Shuai, et al. Design of two orthogonal transmitters with double L-type ferrite for the wireless charging system in unmanned aerial vehicles [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2023, 9(1): 1985-1992.

[15] Mohammad M, Wodajo E T, Choi S, et al. Modeling and design of passive shield to limit EMF emission and to minimize shield loss in unipolar wireless charging system for EV [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(12): 12235-12245.



李刚

作者简介：

李刚（1979— ），男，硕士，高级工程师。研究方向：控制系统综合设计。E-mail：lig1@12.calt.casc，lig23@163.com。

贾龙（1982— ），男，博士，研究员。研究方向：控制系统总体。E-mail：jial@12.calt.casc,truelongvip@sina.com。

毕旒宇(1999—)，男，通信作者，硕士研究生。研究方向：无线电能传输。E-mail：202213131159@stu.cqu.edu.cn。

李英杰(1997—)，男，博士研究生。研究方向：无线电能传输。E-mail：20221301006@stu.cqu.edu.cn。

陈宇翔(1999—)，男，硕士研究生。研究方向：无线电能传输。E-mail：202213131174@stu.cqu.edu.cn。

彭博(1999—)，男，硕士研究生。研究方向：无线电能传输。E-mail：202013131081@stu.cqu.edu.cn,shaoran227@163.com。

(责任编辑：孙美菊)