引用格式：于林, 周冶迪, 黄雪松, 等. 适用于工业无人机的磁耦合无线充电系统研究 [J]. 电子科技大学学报, 2026, 55(3): 339-344.
YU L, ZHOU Y D, HUANG X S, et al. Research on magnetic coupling wireless charging system for industrial UAV[J]. Journal of University of Electronic Science and Technology of China, 2026, 55(3): 339-344.

适用于工业无人机的磁耦合无线充电系统研究

于 林[1]，周冶迪[2*]，黄雪松[1]，曾 勇[1]，高 玥[1]，卢相宇[3]，曾 婷[1]

（1. 中国石油西南油气田分公司川东北气矿，达州 635000；2. 电子科技大学长三角研究院（湖州），湖州 313000；
3. 四川鑫川丰越科技有限公司，成都 610041）

摘要：无线充电技术作为一种非接触式充电方式在无人机充电应用场景中具有较强的适用性，然而，在实际应用过程中却面临着一些问题。一方面，无线充电对无人机停靠的精准度有着极高的要求，只要出现偏移情况，充电效率就会随之降低；另一方面，不同型号无人机的充电效率也存在差异。受这些因素影响，目前无线充电在无人机场景中的应用并不广泛。鉴于此，该文着重关注由偏移以及不同无人机电池型号所引发的效率下降问题，提出了一种基于切比雪夫滤波器理论的磁耦合无线充电抗偏移与抗负载变化匹配网络设计方法。该方法将互感和负载电阻当作可变因素，并且把它们与滤波器设计中的频率相对应，进而借助成熟的滤波器设计方法来设计高稳定性的无线充电系统。以一阶切比雪夫滤波器为例，通过开展仿真以及实验操作，验证了所提方法的科学性与合理性，并且实现了在特定互感变化范围以及负载范围之内，保持稳定传输效率的目标。

关键词：无人机；无线充电；磁耦合；切比雪夫滤波器理论；稳定传输效率
中图分类号：TN74 **文献标志码：**A DOI: 10.12178/1001-0548.2025020

Research on magnetic coupling wireless charging system for industrial UAV

YU Lin[1], ZHOU Yedi[2*], HUANG Xuesong[1], ZENG Yong[1], GAO Yue[1], LU Xiangyu[3], and ZENG Ting[1]

(1. Southwest Oil and Gas Field Company Northeast Sichuan Gas Division, Dazhou 635000, China;
2. Yangtze Delta Region Institute (Huzhou), University of Electronic Science and Technology of China, Huzhou 313000, China;
3. Sichuan Xinchuan Fengyue Technology Co., Ltd., Chengdu 610041, China)

Abstract: As a non-contact charging method, wireless charging technology has strong applicability in UAV charging application scenarios, however, it faces some problems in the actual application process. On the one hand, wireless charging has very high requirements for the accuracy of UAV docking, and as long as there is a deviation, the charging efficiency will be reduced; on the other hand, and the charging efficiency of different models of UAVs also has differences. On the other hand, the charging efficiency varies among different UAV models. Due to these factors, wireless charging is not widely used in UAV scenarios at present. In view of this, this paper focuses on the efficiency degradation issue caused by offset and different UAV battery models, and proposes a matching network design method based on Chebyshev filter theory for magnetic coupling wireless charging against offset and load variation. The method innovatively treats mutual inductance and load resistance as variable factors and relates them to the frequency in the filter design. Then by leveraging well-established filter design methods, a high-stability wireless charging system is designed. Taking the first-order Chebyshev filter as an example, the scientific validity and reasonableness of the proposed method are verified through simulation and experimental operation, and the goal of maintaining stable transmission efficiency within a specific mutual inductance variation range and load range is successfully achieved.

Key words: unmanned aerial vehicle (UAV); wireless charging; magnetic coupling; Chebyshev filter theory; stable transmission efficiency

收稿日期：2025−02−22
基金项目：国家自然科学基金面上项目（62271122）
作者简介：于林，高级工程师，主要从事电力电子线路方面的研究。
*通信作者 E-mail: zyd022@163.com

随着无人机技术进步与低空经济发展，其在各行业应用日益广泛，可降低人力成本并减少事故伤亡[1-6]。但无人机续航有限，野外作业需定期补能，有线充电易受野外环境影响产生安全隐患，磁耦合式无线充电虽能实现安全非接触补能，却对停靠精度要求极高，偏移会导致充电效率骤降，成为其推广应用的瓶颈[7-12]。

针对磁耦合充电效率过于依赖停靠精准度的问题，国内外学者已开展多方面研究：1）根据收发线圈的位置关系来改变系统的工作频率使系统达到最佳工作频率[13-14]，该方法结构简单但实用性不高，需占用较宽的频谱资源；2）动态调控匹配网络参数[15-16]，可根据失配情况及时调整接收端状态，但系统结构复杂；3）采用多线圈收发系统，可确保在不同位置下传输效率的稳定性，但发射端重量成本均有所增加[17]。上述这些方法在应对偏移导致的效率下降方面具有一定的效果。然而，无人机对挂载设备有严格的重量和体积限制，必须兼顾系统的简洁性与可靠性，确保其能够适应无人机的作业需求和特殊环境。

为弥补高稳定性无线能量传输（wireless power transfer, WPT）系统在无人机领域难以应用的问题。本文介绍了一种无线能量传输系统设计方法，该方法以滤波器理论为基础。具体而言，将无线传输系统效率表达式中的互感和负载作为变量，与切比雪夫滤波器传递函数中的频率相对应。借助成熟的滤波器设计理论来构建无线能量传输系统。该方法设计的系统具备传输效率稳定、结构简洁等优势，并且能够有效抵御偏移和负载变化的影响。

1 基于切比雪夫滤波器的 WPT 系统设计理论

1.1 基于切比雪夫多项式的带通滤波器功率传递函数分析

在滤波器设计领域，有多种函数多项式可用于设计不同类型滤波器，其传递函数也不尽相同。本文以一阶切比雪夫多项式设计带通滤波器的方式为例，其对应的振幅平方传递函数或功率传递函数 $|H(\mathrm{j}\omega)|^2$ 具体表达为：

$$|H(\mathrm{j}\omega)|^2=\frac{\omega^2\omega_0^2}{\omega^4\varepsilon^2\beta^2+\omega^2\omega_0^2(1-2\varepsilon^2\beta^2)+\varepsilon^2\beta^2\omega_0^4D} \tag{1}$$

式中，ω_0 为中心角频率；β 为截止系数；ε 为纹波系数，ω_0 与 β 的计算公式如下：

$$\omega_0=\sqrt{\omega_1\omega_2} \tag{2}$$

$$\beta=\frac{\omega_0}{\omega_2-\omega_1} \tag{3}$$

在式 (1) 中，引入修正因子 D，其目的在于确保当其与 WPT 系统传输效率表达式相匹配时，能够获得实数解。若将式 (1) 里的频率 ω 视作系数，那么式 (1) 便可以重新表述为：

$$|H(\mathrm{j}\omega)|^2=\frac{G_{11}\omega^2}{G_{22}\omega^4+G_{33}\omega^2+G_{44}} \tag{4}$$

式中，

$$\begin{aligned}G_{11}&=\omega_0^2\\G_{22}&=\varepsilon^2\beta^2\\G_{33}&=\omega_0^2\left(1-2\varepsilon^2\beta^2\right)\\G_{44}&=\varepsilon^2\beta^2\omega_0^4D\end{aligned} \tag{5}$$

1.2 三线圈 WPT 系统效率表达式

图 1 为传统 WPT 系统的等效电路图，该电路由三线圈组成。其中 V_s 为源电压，R_s 为源内阻，R_L 为负载电阻，L_1、L_2、L_3 分别为线圈的自感，R_1、R_2、R_3 分别为线圈的电阻，M_{12} 为线圈 1 和 2 之间的互感，M_{23} 为线圈 2 和 3 之间的互感。在每个线圈回路里，都添加了匹配电容或电感，这样做的目的是为了调节效率对偏移和负载的敏感性。以图 1 的等效电路为基础，同时依据基尔霍夫电压定律，能够推导出以下表达式：

$$\begin{cases}V_s=Z_1I_1+R_sI_1-\mathrm{j}\omega M_{12}I_2\\0=Z_2I_2-\mathrm{j}\omega M_{12}I_1-\mathrm{j}\omega M_{23}I_3\\0=Z_3I_3+R_LI_3-\mathrm{j}\omega M_{23}I_2\end{cases} \tag{6}$$

式中，I_i 为各回路中的电流；Z_i 是各回路中的阻抗，可表示为：

$$Z_i=R_i+\mathrm{j}X_i\quad i=1,2,3 \tag{7}$$

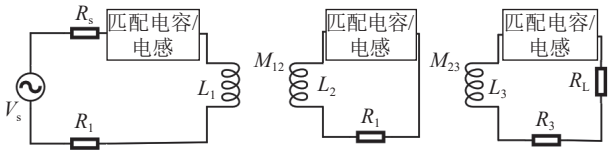


图 1 三线圈 WPT 系统等效电路

根据式 (6)，可写出输出电压 V_L 和输出电流 I_L 的表达式，进而得到效率传输表达式：

$$\eta=\frac{P_{LD}}{P_{\mathrm{in,max}}}=\frac{\mathrm{Re}\left(V_LI_L^*\right)}{V_s^2/(4R_s)}=\frac{G_1M_{23}^2}{G_2M_{23}^4+G_3M_{23}^2+G_4} \tag{8}$$

式中，

$$G_1 = 4\omega^4 M_{12}^2 R_L R_s$$

$$G_2 = \omega^4\left(\left(R_1+R_s\right)^2 + X_1^2\right)$$

$$G_3 = 2\omega^2\left(R_2R_3 - X_2X_3 + R_2R_L\right)\left(\left(R_1+R_s\right)^2 + X_1^2\right) + 2\omega^4 M_{12}^2\left(\left(R_3+R_L\right)\left(R_1+R_s\right) + X_1X_3\right)$$

$$G_4 = \left(\left(R_3+R_L\right)^2 + X_3^2\right)\left(\left(R_1+R_s\right)^2 + X_1^2\right)\left(R_2^2 + X_2^2\right) + \left(\left(R_3+R_L\right)^2 + X_3^2\right)\left(\omega^4 M_{12}^4 + 2\omega^2 M_{12}^2\left(R_2\left(R_1+R_s\right) - X_1X_2\right)\right) \tag{9}$$

将式 (4) 与式 (8) 进行比较，会发现二者仅在变量频率 ω 和互感系数 M_{23} 上存在差异，其余部分的形式保持一致。鉴于此，引入比例变量 F，通过这一操作，能够使两者的系数达到相等的状态。从而可以顺利求解所提出的具备抗互感变化特性的 WPT 系统的电路参数：

$$G_iF = G_{ii} \quad i = 1,2,3,4 \tag{10}$$

依据式 (10)，能够计算出具体的 X_i 值。通过该等式求得的 WPT 系统传输效率曲线，理应呈现出近似带通的特性，即在特定的互感区间内，效率能够维持在较为稳定的状态。具体表达式为：

$$X_1 = \sqrt{\frac{4\varepsilon^2\beta^2 M_{12}^2 R_L R_s}{\omega_0^2} - \left(R_1+R_s\right)^2} \tag{11}$$

$$X_3 = \frac{A}{B - X_2} \tag{12}$$

式中，

$$A = \frac{\left(1-2\varepsilon^2\beta^2\right)\left(2\omega^2 M_{12}^2 R_L R_s\right)}{\left(R_1+R_s\right)^2 + X_1^2} - \frac{\omega^2 M_{12}^2\left(R_3+R_L\right)\left(R_1+R_s\right)}{\left(R_1+R_s\right)^2 + X_1^2} - R_2R_3 - R_2R_L \tag{13}$$

$$B = \frac{\omega^2 M_{12}^2 X_1}{\left(R_1+R_s\right)^2 + X_1^2} \tag{14}$$

对于 X_2，直接求得其解析等式存在难度，然而能够推导出一个涉及 X_2 的高次方程。借助绘图手段，可以求得该方程的解。具体关于 X_2 的方程为：

$$f(X_2) = \left(\left(R_3+R_L\right)^2 + \left(\frac{A}{B-X_2}\right)^2\right)C - \varepsilon^2\beta^2\omega_0^2 \times 4\omega^4 M_{12}^2 R_L R_s D = 0 \tag{15}$$

式中，

$$C = \left(\left(R_1+R_s\right)^2 + X_1^2\right)\left(R_2^2 + X_2^2\right) + \omega^4 M_{12}^4 + 2\omega^2 M_{12}^2\left(R_2\left(R_1+R_s\right) - X_1X_2\right) \tag{16}$$

根据式 (11)、式 (12) 和式 (15)，可以计算得到所提抗互感变化 WPT 系统的电路参数。

式 (8) 是以互感 M_{23} 作为变量整理得到，若以负载 R_L 作为变量整理，可以推导出如下等式：

$$\eta = \frac{P_{LD}}{P_{\text{in,max}}} = \frac{\text{Re}\left(V_L I_L^*\right)}{V_s^2/(4R_s)} = \frac{Q_1R_L}{Q_2R_L^2 + Q_3R_L + Q_4} \tag{17}$$

式中，

$$Q_1 = 4\omega^4 M_{12}^2 M_{23}^2 R_s$$

$$Q_2 = C$$

$$Q_3 = 2R_3C + \begin{pmatrix} 2\omega^2 R_2\left(\left(R_1+R_s\right)^2 + X_1^2\right) + \\ 2\omega^4 M_{12}^2\left(R_1+R_s\right) \end{pmatrix} M_{23}^2$$

$$Q_4 = \left(R_3^2+X_3^2\right)C + \begin{pmatrix} 2\omega^2\left(R_2R_3 - X_2X_3\right)\left(\left(R_1+R_s\right)^2 + X_1^2\right) + \\ 2\omega^4 M_{12}^2\left(R_3\left(R_1+R_s\right) + X_1X_3\right) \end{pmatrix} \times M_{23}^2 + \omega^4\left(\left(R_1+R_s\right)^2 + X_1^2\right)M_{23}^4 \tag{18}$$

同样的，将式 (4) 和式 (17) 进行对比，会发现二者仅在变量频率 ω 和负载 R_L 的二分之一次方上存在差异，其余部分的形式保持一致。鉴于此情况，可以引入比例变量 F，通过这一操作，能够使两者的系数达到相等的状态。从而可以顺利求解所提出的具备抗负载变化特性的 WPT 系统的电路参数：

$$Q_iF = G_{ii} \quad i = 1,2,3,4 \tag{19}$$

通过式 (19)，可以求解电路参数 X_i：

$$X_1 = \sqrt{\frac{R_0^2\left(1-2\varepsilon^2\beta^2\right) - 2R_3\varepsilon^2\beta^2}{F' \times 2\omega^2 M_{23}^2 R_2} - \left(R_1+R_s\right)^2 - \frac{\omega^2 M_{12}^2\left(R_1+R_s\right)}{R_2}} \tag{20}$$

$$X_2 = \frac{-b_{X_2}}{2a_{X_2}} = \frac{\omega^2 M_{12}^2 X_1}{\left(R_1+R_s\right)^2 + X_1^2} \tag{21}$$

$$X_3 = \pm\sqrt{\frac{R_3^2Q_2 + 2\omega^2 R_2R_3\left(\left(R_1+R_s\right)^2 + X_1^2\right)M_{23}^2 + 2\omega^4 M_{12}^2 R_3\left(R_1+R_s\right)M_{23}^2 + \omega^4\left(\left(R_1+R_s\right)^2 + X_1^2\right)}{Q_2}} \tag{22}$$

根据式 (20)～式 (22)，可以计算得到所提抗负载变化 WPT 系统的电路参数。

从前面的分析能够发现，无论选取互感 M_{23} 还

是负载 R_L 作为变量，两个表达式的形式均保持一致。这表明存在适配的电路参数，既可以确保在互感范围内效率维持稳定，又能在负载范围内达成效率的稳定。需要强调的是，鉴于 M_{13} 数值较小，且修正因子 D 能够涵盖其影响，故而在上述公式中，M_{13} 的影响被忽略。

具体而言，将式 (11)、式 (12) 和式 (15) 中的 X_1、X_2、X_3 求出后，反带入式 (17) 中计算滤波器参数，如下所示：

$$\beta = \sqrt{\frac{1-\frac{Q_3}{Q_1}}{2\varepsilon^2}} \tag{23}$$

$$\omega_0 = \sqrt{\varepsilon^2\beta^2\frac{Q_1}{Q_2}} \tag{24}$$

$$D = \frac{Q_4}{\varepsilon^2\beta^2\omega_0^2 Q_1} \tag{25}$$

另一种方法是，可以优先着手于抗负载变化的 WPT 系统设计。在完成相关计算，得到 X_1、X_2、X_3 之后，将其反向代入式 (11)，以此来确定能够抵御互感变化的区间范围。

综上所述，设计能够抵抗互感及负载变化的 WPT 系统，其具体步骤如下。

1）确定一个适宜的频率区间 $[\omega_1, \omega_2]$，进而计算切比雪夫滤波器传输函数里所包含的 β 和 ω_0 参数。

2）选定合适的修正因子 D，并绘制出式 (1) 所对应的图像。当 D=1 时，$[\omega_1, \omega_2]$ 即为系统的稳定工作范围；若 D>1，要仔细核查稳定范围以及该范围内效率是否合乎要求（通常而言，实际稳定范围会大于 $[\omega_1, \omega_2]$）。倘若不满足要求，就需要返回步骤 1），重新选定 $[\omega_1, \omega_2]$；反之，则可继续执行下一步操作。而当 D<1 时，同样要返回第一步，对 $[\omega_1, \omega_2]$ 进行重新选择。

3）将频率区间 $[\omega_1, \omega_2]$ 与互感区间 $[M_{23,1}, M_{23,2}]$ 进行映射。根据实际需要对源线圈、发射线圈以及接收线圈的匝数、线宽和间距进行设计，使得 3 种线圈在空间位置变化的过程中，互感变化范围在区间 $[M_{23,1}, M_{23,2}]$ 中，并且要记录下线圈的自感数值。

4）依据公式对 3 种线圈的电抗值 X_1，X_2，X_3 进行求解，再进一步求解各线圈串联的电容电感值。

5）以负载为变量做出负载与效率的函数图像，从而得到效率较为稳定的负载区间 $[R_{L1}, R_{L2}]$，至此，整个设计工作宣告完成。

2 收发线圈设计与互感范围分析

从之前的分析中可以明确，M_{12} 被设定为固定值，这表明源线圈与发射线圈的相对位置是固定的。为简化结构，本文将源线圈和发射线圈视为一个整体并确保两线圈中心在同一平面内，其具体布局可参考图 2。

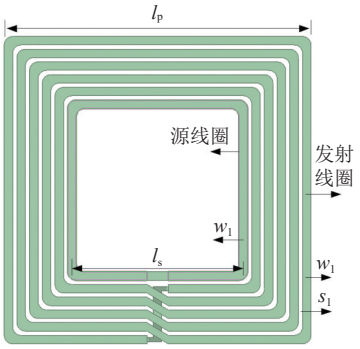


图 2 源线圈与发射线圈示意图

图 2 中源线圈为单匝平面线圈，相对位置位于内部，线宽为 w_1，线圈长度为 l_s，线圈上设有开口，该开口是电容 C_1 或电感 L_1'的预留位置，焊接后与源线圈形成串联。发射线圈同样为平面螺旋线圈，匝数为四匝，相对位置位于外部，线宽为 w_1，匝间距为 s_2，线圈长度为 l_p，线圈上开口是电容 C_2 或电感 L_2'的预留位置。源线圈与发射线圈的具体参数取值详见表 1。

表 1 源线圈与发射线圈参数

符号	取值/mm	符号	取值/mm
w_1	4	s_1	2
l_p	145	l_s	80

接收线圈采用螺旋绕制方式，共有 7 匝，其示意图如图 3 所示，接收线圈的具体参数可参考表 2。

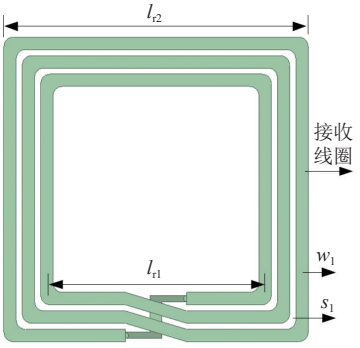


图 3 接收线圈示意图

表 2　接收线圈参数

符号	取值/mm	符号	取值/mm
w_1	4	s_1	1
l_{r1}	100	l_{r2}	70

最终，通过仿真分析得知，在收发线圈的垂直距离变化区间为 [40, 50] mm，或者在垂直距离固定的情况下，水平方向变化区间为 [0, 25] mm，互感 M_{23} 的变化区间值大致为 [352, 517] nH。

3　仿真与实验结果分析

图 4 为所设计的能够抵御互感及负载波动的 WPT 系统实验样机。其中，源线圈连接正弦信号发生器，其型号为 Gratten ATF20E，该型号信号发生器的内阻为 50 Ω。线圈材质为铜，厚度达 35 μm，基板则采用 FR4 材料。接收线圈连接示波器用于观察接收电压进而计算系统效率，示波器型号为 Keysight DSO-X2024A，其内阻为 50 Ω。所设计 WPT 系统的电路参数详见表 3。

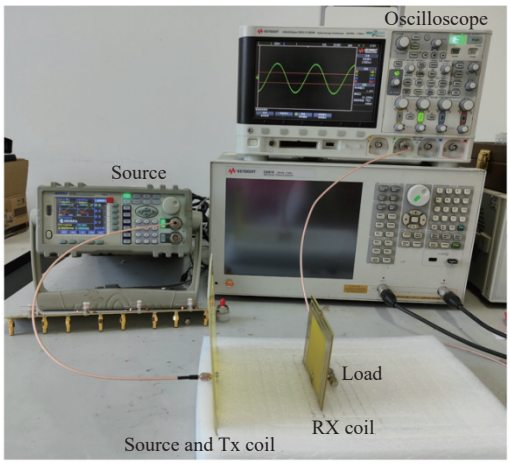


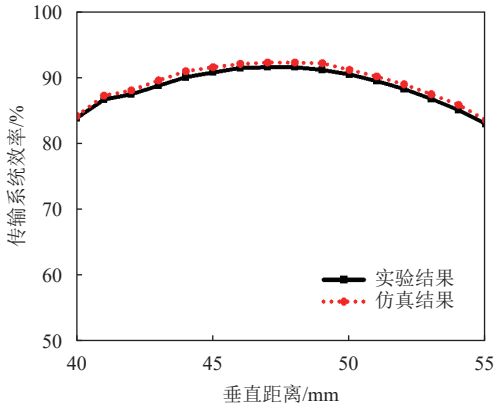
图 4　所提出 WPT 系统实验原型示意图

实验结果如图 5 所示。从图 5a 可以明显看出，在特定的距离范围内，所设计的无线能量传输系统的效率保持在 84.5%～91.8% 之间。图 5b 展示了在水平错位情况下，系统实验效率的变化。此时，两个线圈互相平行且中心对称，距离为 45 mm，水平方向变化区间为 [0, 25] mm，从图中可以看到，效率在 84%～91.6% 之间波动。图 6 则呈现了在负载变化下系统的效率情况，当负载从 40 Ω 变化到 120 Ω 时，系统传输效率稳定维持在 87%～93% 之间。

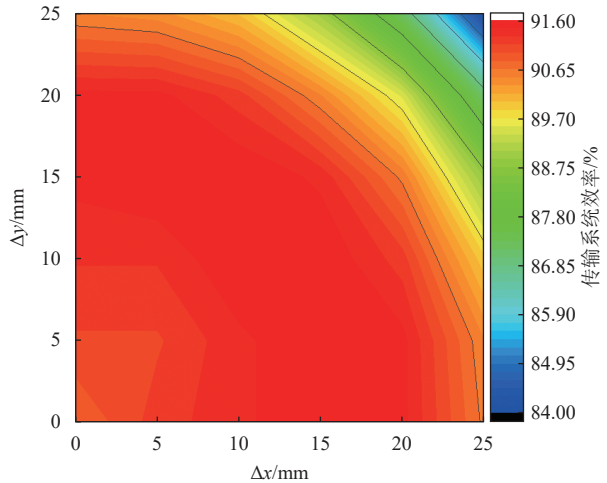
综上所述，上述实验结果充分证明了所提出的 WPT 系统设计方法的有效性。该方法能够确保在收发线圈之间出现垂直距离变化、水平和角度偏移，以及负载变化的情况下，系统效率依然能够保持稳定。

表 3　所提出 WPT 系统电路参数取值

符号	参数	取值
F/MHz	工作频率	13.560
X_1	源线圈总电抗分量	54.670
X_2	发射线圈总电抗分量	16.200
X_3	接收线圈总电抗分量	12.845
M_{12}/nH	源线圈与发射线圈互感	382
V_{in}/V	源电压	10
R_s/Ω	源内阻	50
R_1/Ω	源线圈损耗电阻	0.500
L_1'/nH	源线圈添加电感	434
L_1/nH	源线圈自感	208
R_2/Ω	发射线圈损耗电阻	0.500
C_2/pF	发射线圈添加电容	28.500
L_2/uH	发射线圈自感	4.830
R_3/Ω	接收线圈损耗电阻	0.500
C_3/pF	接收线圈添加电容	63
L_3/uH	接收线圈自感	1.310
R_L/Ω	负载电阻	50



a. 垂直距离变化下结果



b. 水平错位下结果

图 5　垂直距离变化区间和水平角度错位下仿真与实验系统效率

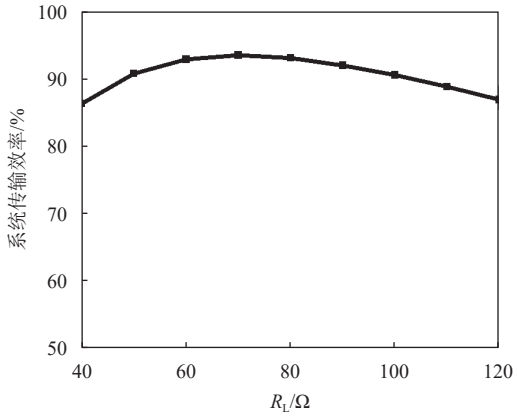


图 6 所提出系统在负载区间内实验效率结果

4 结束语

无人机在众多领域的广泛应用，使其续航能力成为关注焦点。磁耦合无线充电技术为无人机的能源补给提供了有效解决方案，能够显著延长其续航时间。本文提出的抗互感和负载变化的 WPT 系统设计方法，具有系统结构简洁、设计流程精确等优势。通过仿真与实验验证，该方法展现出解决无人机因停靠精度不足或型号差异导致充电效率下降问题的潜力。未来将致力于拓展互感与负载的稳定区间，优化 WPT 系统效率，并减少稳定区间内的效率波动，以助力无人机在各行业的进一步发展。

参 考 文 献

[1] 刘金华, 况祥, 钟伟锋, 等. 电动汽车动态无线充电自适应控制方法[J]. 电子科技大学学报, 2019, 48(4): 533-538.
LIU J H, KUANG X, ZHONG W F, et al. Adaptive control method for dynamic wireless charging of electric vehicles[J]. Journal of University of Electronic Science and Technology of China, 2019, 48(4): 533-538.

[2] 周文辉, 钟伟锋, 吴杰, 等. 面向电动汽车无线充电市场的迭代双边拍卖算法[J]. 电子科技大学学报, 2017, 46(6): 861-865.
ZHOU W H, ZHONG W F, WU J, et al. Iterative double auction algorithm for wireless electric vehicle charging market[J]. Journal of University of Electronic Science and Technology of China, 2017, 46(6): 861-865.

[3] 赵航, 贾静, 陈小飞, 等. 基于磁耦合谐振式无人机无线供电桩干扰屏蔽特性[J/OL]. 电源学报, (2024-08-24), https://xueshu.baidu.com/usercenter/paper/show?paperid=1j1k0cy0dp200p10m65a0jy0v0413187&site=xueshu_se.
ZHAO H, JIA J, CHEN X F, et al. Research on interference shielding characteristics of unmanned air vehicle wireless power supply pile based on magnetic coupling resonance[J/OL]. Journal of Power Supply, (2024-08-24), https://xueshu.baidu.com/usercenter/paper/show?paperid=1j1k0cy0dp200p10m65a0jy0v0413187&site=xueshu_se.

[4] HOSSEIN M N, TALEB T, AROUK O. Low-altitude unmanned aerial vehicles-based Internet of Things services: Comprehensive survey and future perspectives[J]. IEEE Internet of Things Journal, 2016, 3(6): 899-922.

[5] 段涛, 邓宇峰, 郭猛猛, 等. 无人机低空遥感技术在崩塌地质灾害动态监测中的应用[J]. 能源技术与管理, 2024, 49(3): 31-34.
DUAN T, DENG Y F, GUO M M, et al. Application of low-altitude remote sensing technology of UAV in dynamic monitoring of collapse geological disasters[J]. Energy Technology and Management, 2024, 49(3): 31-34.

[6] 谈重磊, 梁辛征, 蔡斌, 等. 面向风电场线路运维的无人机智能巡检系统[J]. 信息技术, 2024, 48(2): 108-113.
TAN C L, LIANG X Z, CAI B, et al. UAV intelligent inspection system for wind farm line operation and maintenance[J]. Information Technology, 2024, 48(2): 108-113.

[7] CHITTOOR P K, BHARATIRAJA C. Wireless-sensor communication based wireless-charging coil positioning system for UAVs with maximum power point tracking[J]. IEEE Sensors Journal, 2022, 22(8): 8175-8182.

[8] WU S, CAI C W, LIU X C, et al. Compact and free-positioning omnidirectional wireless power transfer system for unmanned aerial vehicle charging applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(8): 8790-8794.

[9] LI Y, SUN W J, LIU J J, et al. A new magnetic coupler with high rotational misalignment tolerance for unmanned aerial vehicles wireless charging[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(11): 12986-12991.

[10] 李阳, 寇苏雅, 安张磊, 等. 移动中继双向无线充电系统拓扑结构设计[J]. 电源学报, 2023, 21(6): 15-23.
LI Y, KOU S Y, AN Z L, et al. Topological structure design of mobile relay bidirectional wireless charging system[J]. Journal of Power Supply, 2023, 21(6): 15-23.

[11] 郑红星, 左非, 孙雪戈. 强抗偏移轻量化无人机无线传能耦合机构研究[J]. 重庆大学学报, 2023, 46(9): 110-119.
ZHENG H X, ZUO F, SUN X G. Coupling mechanism of wireless power transfer of UAV with strong anti-offset and lightweight[J]. Journal of Chongqing University, 2023, 46(9): 110-119.

[12] MO X P, HUANG Y W, XU J. Radio-map-based robust positioning optimization for UAV-enabled wireless power transfer[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2020, 9(2): 179-183.

[13] MO Y H, XIAO J, WU X R, et al. Parameter design method for series-series compensated wireless power transfer system based on natural frequency tracking[C]// Proceedings of the IEEE 6th International Conference on Information Systems and Computer Aided Education. New York: IEEE, 2023: 170-173.

[14] XIONG W J, YU Q H, LIU Z X, et al. A dual-frequency-detuning method for improving the coupling tolerance of wireless power transfer[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(6): 6923-6928.

[15] JEONG S, LIN T H, TENTZERIS M M. Range-adaptive impedance matching of wireless power transfer system using a machine learning strategy based on neural networks[C]//Proceedings of the IEEE MTT-S International Microwave Symposium. New York: IEEE, 2019: 1423-1425.

[16] CHUNG E, HA J I, AL BASTAMI A, et al. Impedance compressing matching network based on two-port network analysis for wireless power transfer system[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Industrial Electronics, 2022, 3(3): 432-442.

[17] KANG N, SHAO Y X, ROUHI ARDESHIRI R, et al. A planar multi-coil transmitter for visible magnetic field shaping in wireless power transfer[C]//Proceedings of the IEEE 30th International Symposium on Industrial Electronics. New York: IEEE, 2021: 1-6.

责任编辑 叶 芳