

基于宇称时间对称原理的无人机无线充电技术*

郑萃翀, 肖文勋, 唐哲人

华南理工大学电力学院, 广东 广州 510640

摘要: 针对带锂电池负载的无人机无线充电系统轻量化和大偏移容忍度的需求, 提出一种基于宇称时间对称原理 (PT 对称, parity-time symmetry) 的无线充电原边控制技术, 该控制方法不需要通信及副边控制, 简化了拾取端结构。首先, 利用电路理论对 PT 对称无线电能传输系统进行建模; 其次, 提出了锂电池分段式充电原边控制算法, 阐明了控制流程; 最后, 搭建了实验样机, 验证了原边控制的可行性。结果表明, 系统可以在错位 80 mm 以上的范围内对 65 W 无人机实现 1C 快充, 最高充电效率约 90%。

关键词: 无人机; 无线充电; 宇称时间对称; 锂电池分段式充电

中图分类号: TM724 **文献标志码:** A **文章编号:** 2097-0137(2022)06-0151-07

Wireless charging technology for UAV based on parity-time symmetry

ZHENG Cuichong, XIAO Wenxun, TANG Zheren

School of Electric Power, South China University of Technology, Guangzhou 510640, China

Abstract: Aiming at the requirements of lightweight and large offset tolerance of UAV wireless charging system with lithium battery load, a wireless charging primary-side control technology based on parity-time symmetry is proposed. This control method does not need communication and secondary side control, and simplifies the structure of the pickup end. First of all, the PT symmetric wireless charging system is modeled by using circuit theory. Next, the primary side control algorithm of lithium battery segmented charging is proposed, and the control flow is clarified. Finally, an experimental prototype is built to verify the feasibility of primary side control. The system can realize 1C fast charging of 65 W UAV within the range of dislocation of more than 80 mm, and the maximum charging efficiency is about 90%.

Key words: unmanned aerial vehicle; wireless charging; parity-time symmetry; sectional charging of lithium battery

无线电能传输 (WPT, wireless power transfer) 实现了电源与负载之间的完全电气隔离, 具有灵活、安全和可靠等特点。目前, WPT 技术已广泛应用于电动汽车、手机和机器人充电中^[1-4]。同时, 无人机作为一项新兴技术, 极大推动了电力巡检、边境巡防等行业的发展。WPT 技术为无人机续航

提供了一种理想的解决方案, 是推动工业无人化、智能化的关键一环^[5-6]。

目前, 已有一些学者对无人机无线充电技术展开了研究。文献[7]研究了采用空心拾取线圈进行无人机无线充电, 但系统传输功率较低, 效率仅为 63.4%。文献[8]提出了在无人机起落架底部

* 收稿日期: 2022-03-08 录用日期: 2022-03-18 网络首发日期: 2022-04-20

基金项目: 广东省基础与应用基础研究(2020A1515010763, 2022A1515010064)

作者简介: 郑萃翀(1997年生), 男; 研究方向: 电力电子与电力传动; E-mail: 536445987@qq.com

通信作者: 肖文勋(1979年生), 男; 研究方向: 电力电子与电力传动; E-mail: xiaowx@scut.edu.cn

装设小型平面线圈, 该方案不会对无人机底部设备产生干扰, 但系统对于错位容忍度低。文献[9]提出了一种采用原边功率闭环控制进行恒流-恒压充电的无人机无线输电拓扑, 但该方法抗偏移能力差且需要原副边通信, 容易受延迟或电磁干扰的影响, 从而影响系统稳定性。

由文献分析可知, 无线充电技术在无人机充电领域存在系统抗偏移能力差、锂电池的恒流-恒压充电控制、拾取线圈对无人机自身设备的干扰等亟待解决的问题。因此, 本文提出一种基于PT对称的原边控制方法, PT对称系统指的是经过宇称-时间反演变换时系统特性保持不变, 而在单独的时间反转或是单独的宇称反转时系统特性发生变化的一类系统^[10-11]。基于PT对称的WPT系统可以自动实现与耦合系数无关的恒定输出功率和恒定传输效率, 无需原副边通信及副边控制, 可以解决无人机无线充电抗偏移能力差的问题。

1 宇称时间对称无线充电系统

1.1 系统建模

S-S型无线电能传输系统的电路模型, 如图1所示。 $-R_n$ 为交流功率源, R_L 为负载, L_1 、 L_2 为发射、接收线圈自感, M 为两线圈之间的互感, C_1 、 C_2 为发射、接收端补偿电容, r_1 、 r_2 为发射、接收线圈内阻。

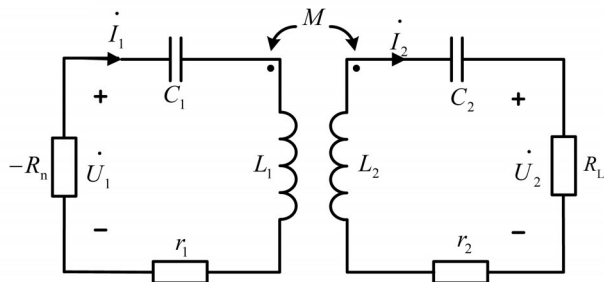


图1 S-S型无线电能传输系统

Fig. 1 S-S magnetic coupling resonant WPT system

对图1列写电路方程, 为

$$\begin{pmatrix} \frac{1}{\omega L_1 C_1} - \omega + j \frac{-R_n + r_1}{L_1} & \omega k \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \\ \omega k \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} & \frac{1}{\omega L_2 C_2} - \omega + j \frac{R_L + r_2}{L_2} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \dot{I}_1 \\ \dot{I}_2 \end{pmatrix} = 0, \quad (1)$$

其中 $k = M / \sqrt{L_1 L_2}$ 为线圈的耦合系数, ω 为交流功

率源的角频率, \dot{I}_1, \dot{I}_2 分别为发射线圈和接收线圈的电流, \dot{U}_1, \dot{U}_2 分别为原边负电阻的电压和副边负载的电压。记 $\omega_1 = 1 / \sqrt{L_1 C_1}$ 为发射端固有谐振角频率, $\omega_2 = 1 / \sqrt{L_2 C_2}$ 为接收端固有谐振角频率。

当系统谐振时, 发射端与接收端固有谐振角频率相等, 记 $\omega_1 = \omega_2 = \omega_0$, 若式(1)有解, 则其矩阵行列式为0(实部与虚部为0), 有

$$\begin{cases} \left(\frac{\omega_0}{\omega} - \frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 - \left(\frac{\omega k}{\omega_0} \right)^2 - \frac{(-R_n + r_1)(R_L + r_2)}{\omega_0^2 L_1 L_2} = 0, \\ \left(\frac{\omega_0}{\omega} - \frac{\omega}{\omega_0} \right) \left(\frac{-R_n + r_1}{\omega_0 L_1} + \frac{R_L + r_2}{\omega_0 L_2} \right) = 0. \end{cases} \quad (2)$$

根据式(2), 分别讨论 $\omega = \omega_0$ 与 $\omega \neq \omega_0$ 两种情况下的解。

1) 当 $\omega = \omega_0$ 时, 系统工作在PT破碎态, 由式(2)解得

$$k^2 = \frac{(-R_n + r_1)(R_L + r_2)}{\omega_0^2 L_1 L_2}. \quad (3)$$

将式(3)代入式(1), 可推导出系统在破碎态区域的输出功率 P_L 、效率 η 表达式为

$$P_L = \frac{\omega^2 k^2 L_1 L_2 R_L U_1^2}{[r_1(R_L + r_2) + \omega^2 k^2 L_1 L_2]^2}, \quad (4)$$

$$\eta = \frac{\omega^2 k^2 L_1 L_2 R_L}{\omega^2 k^2 L_1 L_2 (R_L + r_2) + r_1 (R_L + r_2)^2}. \quad (5)$$

此时, 系统与S-S型磁耦合无线电能传输系统等效。由于 $\omega = \omega_0$, 系统恒工作于谐振频率点 f_0 。

2) 当 $\omega \neq \omega_0$ 时, 系统工作在PT非破碎态, 自然满足

$$\frac{-R_n + r_1}{\omega_0 L_1} + \frac{R_L + r_2}{\omega_0 L_2} = 0. \quad (6)$$

即

$$R_L = \frac{L_2}{L_1} \left(\frac{U_1}{I_1} - r_1 \right) - r_2. \quad (7)$$

将式(2)、(6)代入(1), 可得

$$\frac{I_1}{I_2} = \left| \frac{\dot{I}_1}{\dot{I}_2} \right| = \sqrt{\frac{L_2}{L_1}}, \quad (8)$$

$$\frac{U_1}{U_2} = \left| \frac{\dot{U}_1}{\dot{U}_2} \right| = \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} \frac{R_L + r_2}{R_L} + \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \frac{r_1}{R_L}. \quad (9)$$

由(7)~(9)式, 推导出系统在非破碎态区域的输出功率和效率为

$$P_L = \frac{U_1^2 R_L}{\frac{L_1}{L_2} (R_L + r_2)^2 + 2r_1 (R_L + r_2) + \frac{L_2}{L_1} r_1^2}. \quad (10)$$

$$\eta = R_L / \left(\frac{L_2}{L_1} r_1 + r_2 + R_L \right). \quad (11)$$

由式(10)、(11)可知, 系统输出功率、效率均与耦合系数无关, 系统具有很强的抗偏移特性。输出功率仅由功率源输出电压、负载、发射和接收线圈自感的比值以及线圈内阻决定; 效率仅由负载、发射和接收线圈自感的比值以及线圈内阻决定。线圈内阻越小、 R_L 越大, 系统效率越高。

将式(6)代入式(2), 得

$$\omega = \omega_0 \frac{1}{\sqrt{2(1-k^2)}} \left\{ 2 - \left(\frac{R_L + r_2}{\omega_0 L_2} \right)^2 \pm \sqrt{\left[2 - \left(\frac{R_L + r_2}{\omega_0 L_2} \right)^2 \right]^2 + 4(k^2 - 1)} \right\}^{\frac{1}{2}}. \quad (12)$$

为保证 ω 有真实值, 可解得

$$\begin{cases} \frac{R_L + r_2}{\omega_0 L_2} < 2, \\ k \geq \sqrt{-\left[\frac{1}{2} \left(\frac{R_L + r_2}{\omega_0 L_2} \right)^2 - 1 \right]^2 + 1} = k_c. \end{cases} \quad (13)$$

其中 k_c 为临界耦合系数。当 $k > k_c$ 时, 系统处于PT对称非破碎态, 即磁耦合谐振中的过耦合区域; 当 $k = k_c$ 时, 系统处于临界耦合状态; 当 $k < k_c$ 时, 系统处于PT对称破碎态, 即磁耦合谐振中的欠耦合区域。为保证系统工作于非破碎态, 在系统设计时, 必须满足 $k > k_c$ 并留取一定裕度。

3) 记接收侧品质因数 $Q_2 = \frac{\omega_0 L_2}{R_L + r_2}$, 由式

(13) 得

$$\begin{cases} Q_2 > \sqrt{2}/2, \\ k_c = \sqrt{-\left(\frac{1}{2} Q_2^2 - 1 \right)^2 + 1}, \\ \frac{f}{f_0} = \sqrt{\frac{2 - Q_2^2 \pm \sqrt{(2 - Q_2^2)^2 + 4(k^2 - 1)}}{2(1 - k^2)}}, k \geq k_c, \\ \frac{f}{f_0} = 1, k < k_c, \end{cases} \quad (14)$$

式中 $f_0 = \omega_0/2\pi$ 。归一化频率 f/f_0 与 k 和 Q_2 的关系, 如图2所示。

在过耦合区域, 工作频率向固有谐振频率 f_0 的两边偏移, 分裂成为高频分支 f_H 和低频分支 f_L 。随着 k 的减小, 与逐渐汇聚至 f_0 。可以看到, 相较于

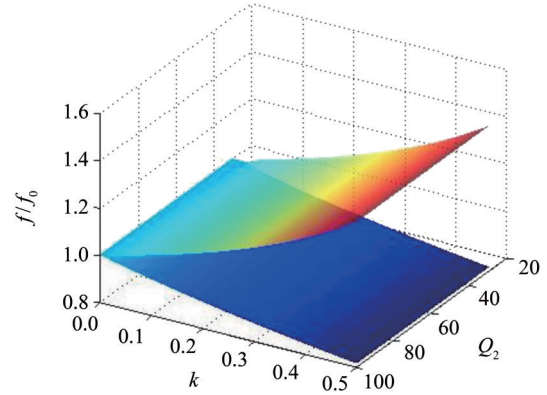


图2 非破碎态PT对称系统频率特性
Fig. 2 Frequency characteristics of non-broken PT symmetric system

受耦合系数的偏移影响更小, 并且两个分支几乎不受 Q_2 的影响。在实际中, 非破碎态PT对称系统仅能稳定工作于其中一个频率分支 f_L 或 f_H 。

1.2 基于宇称时间对称的原边控制技术

针对无人机轻量化与恒流-恒压充电的需求, 本文提出一种基于PT对称的原边控制系统, 如图3所示。该控制技术不涉及副边控制与原副边通信, 副边电路可以尽量简化。图3中, U_{in} 为输入直流电源, U_d 为Buck变换器输出电压, 也是全桥逆变器输入直流电压, R_o 为负载等效电阻, r_o 为锂电池等效欧姆电阻, U_{oc} 为锂电池空载电压。该控制包括逆变器自振荡控制和原边Buck变换器的闭环调节控制两个部分。

逆变器自振荡控制采用模拟控制方式, 通过采样逆变器输出电流 i_1 进行过零比较, 经过驱动环节最终驱动逆变器开关管。逆变器输出电压 u_1 始终与输出电流 i_1 保持同相位, 方波 u_1 的幅值等于 U_d , 其有效值 U_1 与的关系为

$$U_1 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_d. \quad (15)$$

Buck变换器闭环调节控制采用数字控制方式, 通过采样 U_d 以及全桥逆变器输出电流有效值 I_1 , 利用DSP执行控制算法, 最终控制Buck变换器占空比, 实现恒流-恒压充电控制。

接收侧采用全桥整流电路, 输入电流 i_2 为正弦波, 电池电流 I_o 与电流 i_2 的有效值 I_2 的关系为

$$I_o = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi \sqrt{2} I_2 \sin(\omega t) d(\omega t) = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_2. \quad (16)$$

若忽略整流桥损耗, 则 $I_2^2 R_L = I_o^2 R_o$, 可得

$$R_L = \frac{8}{\pi^2} R_o. \quad (17)$$

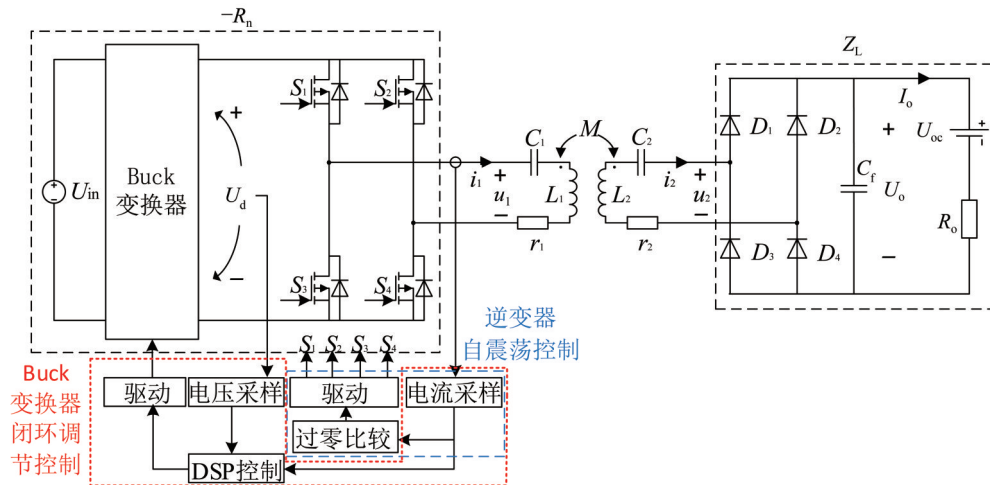


图3 基于宇称时间对称原理的原边控制方法系统框架

Fig. 3 System framework of primary edge control method based on PT symmetric principle

$$U_o = \frac{2\sqrt{2}\pi}{8} U_2 \cdot \quad (18)$$

由上推导出输出端电池电流 I_o 、电池电压 U_o 、负载等效电阻 R_o 为

$$I_o = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} I_1, \quad (19)$$

$$U_o = \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} U_d - \frac{2\sqrt{2}\pi}{8} \left(\sqrt{\frac{L_2}{L_1}} r_1 + \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} r_2 \right) I_1, \quad (20)$$

$$R_o = \frac{\pi^2 L_2}{8 L_1} \left(\frac{2\sqrt{2} U_d}{\pi I_1} - r_1 \right) - \frac{\pi^2}{8} r_2, \quad (21)$$

式中 L_1 、 L_2 、 r_1 、 r_2 可以通过阻抗分析仪进行测量。频率在 150~200 kHz 范围内变化时, 线圈内阻变化小于 0.02Ω , 可以认为基本保持不变; 两线圈发生垂直距离、水平偏移距离变化时, 由于发射侧与接收侧线圈结构、铁氧体结构均对称且相同, 因此 L_1 与 L_2 的比值基本保持恒定。

通过对 PT 对称无线电能传输系统的分析, 得到了接收侧参数估计式。这表明通过采样发射端的 U_d 与 I_1 , 不仅可以进行负载识别, 而且可以得到电池电流与电压的估计值, 从而进行相应的控制, 全程无需检测互感值, 且不需要原副边通信。

2 原边控制系统设计

2.1 锂电池充电曲线

目前, 无人机电池大多为动力锂电池, 恒流-恒压分段式充电不仅可以缩短锂电池充电时间, 提高锂电池充电效率, 并且可以延长电池寿命。本文选用规格为 5 300 mAh/11.1 V 的无人机动力锂电池作为负载进行研究, 该电池允许快速充放电, 能够承受 1C 充电速率下的充电电流。1C 是指 1 小

时充满电池, 对于该款电池的容量而言, 恒流充电电流为 5.3 A, 恒压充电电压为 12.6 V。设定充电电流为 0.2 倍恒流充电电流时停止充电, 该款锂电池恒流-恒压充电曲线如图 4 所示。充电过程中, 锂电池等效欧姆电阻 r_o 逐渐增大, 对应的等效负载电阻 R_o 也在增大。

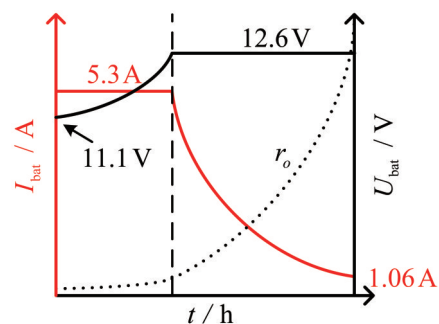


图4 恒流-恒压充电曲线

Fig. 4 Constant current-voltage charging curve

2.2 控制算法与流程

当负载发生变化时, 可通过式(19)、(20)得到电池电流、电压的估计值, 通过 PI 算法产生 PWM 信号驱动发射端 Buck 电路的开关管, 从而实现恒流或恒压控制, 控制算法框图见图 5。

以上参数估计式与控制算法均以 PT 对称无线电能传输系统为基础, 因此必须保证系统工作于非破碎态区域, 可以通过检测 i_1 的频率判断系统是否处于 $k > k_c$ 区域。当系统处于破碎态区域时, 发错位警告并重新定位。对于该系统而言, 可允许线圈之间 8 cm 以上的水平偏移以及 8 cm 以上的垂直传输距离, 可满足绝大部分无人机无线充电应用场景。根据锂电池恒流-恒压充电曲线, 不难

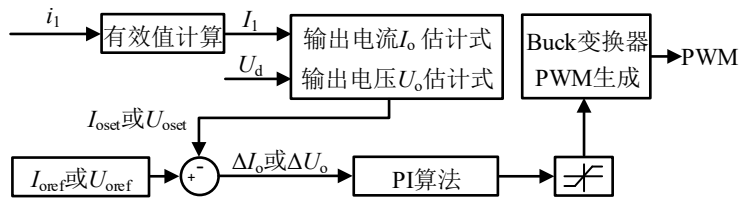


图 5 电池电流、电压控制算法框图

Fig. 5 Block diagram of battery current and voltage control algorithm

计算出充电开始、恒流恒压切换、充电结束时对应的负载等效电阻 R_L 分别为 2.09、2.38、11.89 Ω 。根据式(21)进行负载识别,判断当前电池的充电阶段,并执行相应的控制算法。恒流-恒压充电控制流程见图 6。

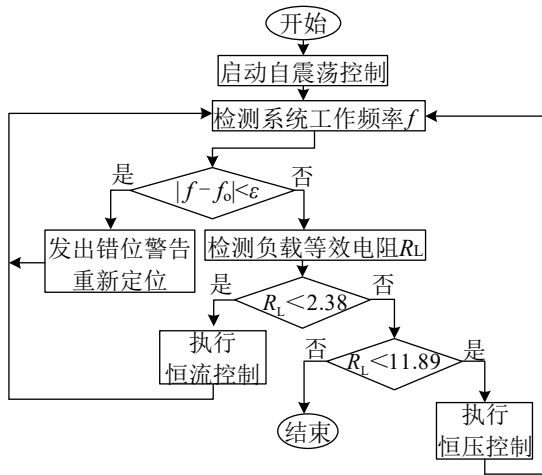


图 6 恒流-恒压充电控制流程图

Fig. 6 Constant current-voltage charging control flow chart

3 实验验证

3.1 实验设计

为了验证所提出的锂电池充电控制方法,搭建如图 7 所示的实验样机。实验中,负载由直流电子负载提供,以模拟实际锂电池充电特性。实验样机的具体参数见表 1,PI 控制器的参数设定为比例系数 $P=1$,积分系数 $I=0.002$ 。

为提高 PT 对称无线充电系统的工作范围,减少对无人机本身设备的干扰,接收线圈采用空心结构并悬挂于无人机机翼下方,方便无人机腹部支架与摄像头穿过。同时,添加铁氧体薄膜不仅增强了线圈磁屏蔽效果,也增大了线圈之间的耦合程度。在 Maxwell 中绘制线圈模型并进行磁场仿真,空心接收线圈如图 8 所示,发射线圈结构与接收线圈相同。从磁场仿真结果中可以看出,空心接收线圈的磁场主要集中于线圈外围,线圈内径

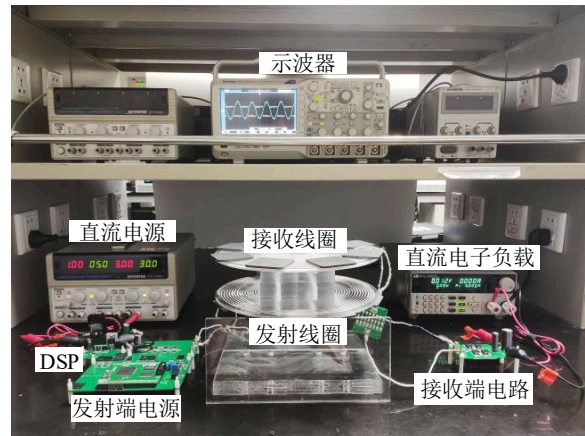


图 7 PT 对称无线输电样机

Fig. 7 PT symmetric wireless transmission prototype

表 1 实验参数表

Table 1 Experimental parameters table

参量	数值
直流输入电压 U_m / V	30
固有谐振频率 f_0 / kHz	193
线圈自感 $L_1 / \mu H$	36.86
线圈自感 $L_2 / \mu H$	36.58
谐振电容 C_1 / nF	18.43
谐振电容 C_2 / nF	18.59
线圈内阻 r_1 / Ω	0.151
线圈内阻 r_2 / Ω	0.152
负载等效电阻 R_L / Ω	2.09 ~ 11.89

中空部分磁通密度很低,对穿过其中的无人机自身设备影响较小。

3.2 结果及分析

首先对样机在不同水平偏移距离和传输距离下的传输特性进行了研究。将负载设置为 2.3 Ω ,即 $R_0 = 2.3 \Omega$,此时为恒流充电阶段,实验波形见图 9 和图 10。

由图可知,通过逆变器自振荡控制,系统工作频率小于固有谐振频率,系统工作于低频分支 f_L 。在不同的传输距离与水平偏移距离,系统可以

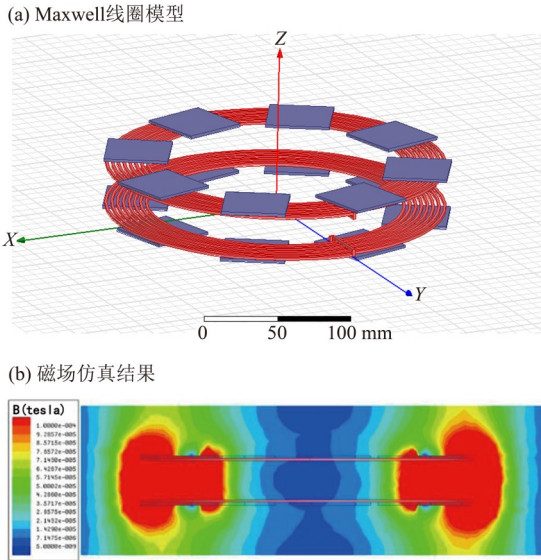


图 8 空心接收线圈
Fig. 8 Hollow receiving coil

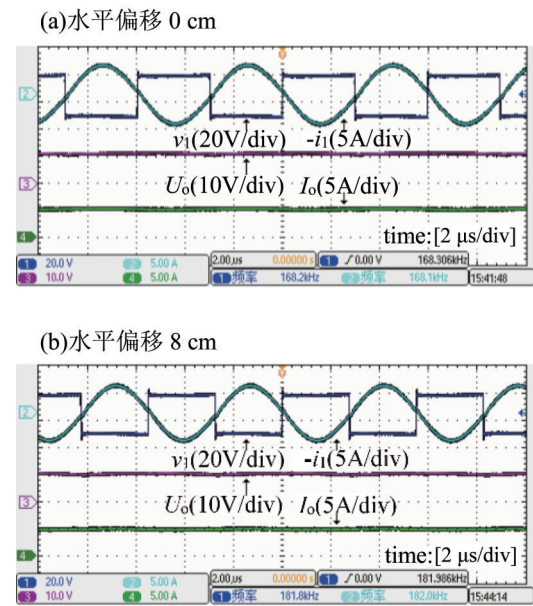


图 9 不同偏移距离的实验波形
Fig. 9 Experimental waveforms of different offset distance

自动选择工作频率, 当水平偏移距离由 0 cm 变为 8 cm 时, 系统频率由 168.2 kHz 自动调整为 181.8 kHz; 当传输距离由 2 cm 变为 8 cm 时, 系统频率由 151.4 kHz 自动调整为 185.6 kHz。逆变器输出电压 u_1 与输出电流 i_1 基本保持同相, 输出电流 I_o 稳定在参考值 5.3 A, 由于电子负载不变, 输出电压 U_o 同样稳定。在传输距离、偏移距离变化的过程中, 功率稳定在 64.6 W 左右, 效率稳定在 78% 左右, 系统具有很强的抗偏移特性, 实验结果见图 11。

设定传输距离为 4 cm, 水平偏移距离为 0 cm,

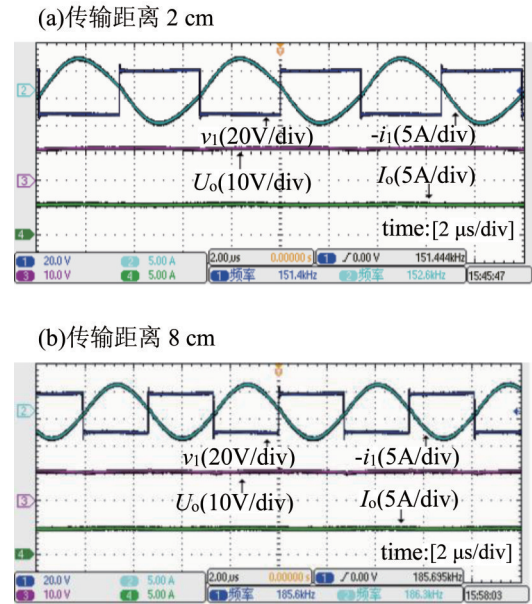


图 10 不同传输距离的实验波形 (偏移距离为 0 cm)
Fig. 10 Experimental waveforms of different transmission distance (offset distance is 0 cm)

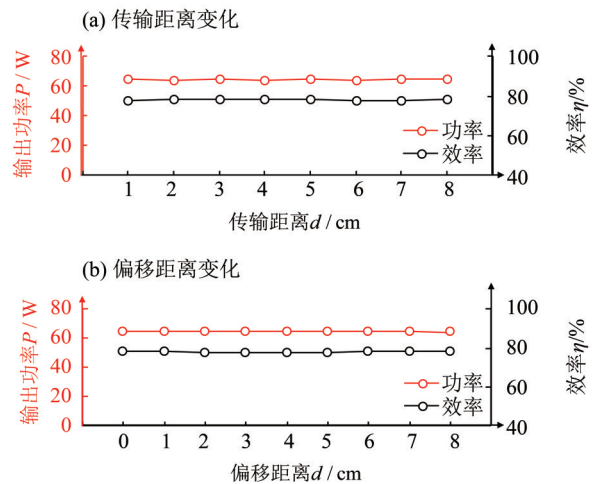


图 11 系统传输特性随传输距离与偏移距离变化
Fig. 11 The transmission characteristics of the system vary with the transmission distance and offset distance

改变负载 R_o , 可得恒流与恒压阶段的动态响应波形如图 12 所示。由图 12 可知, 对于恒流控制阶段的负载变化, 输出电流稳定在参考值 5.3 A; 对于恒压控制阶段的负载变化, 输出电压稳定在参考值 12.6 V。电池电流、电压随负载变化的曲线如图 13 所示, 随着负载的增加, 系统先进行 5.3 A 恒流充电, 而后进入 12.6 V 恒压充电, 所提出的恒流-恒压控制策略正确有效。整机效率如图 14 所示, 整机效率与负载大小有关, 负载电阻越大, 效率越高, 效率最高接近 90%。

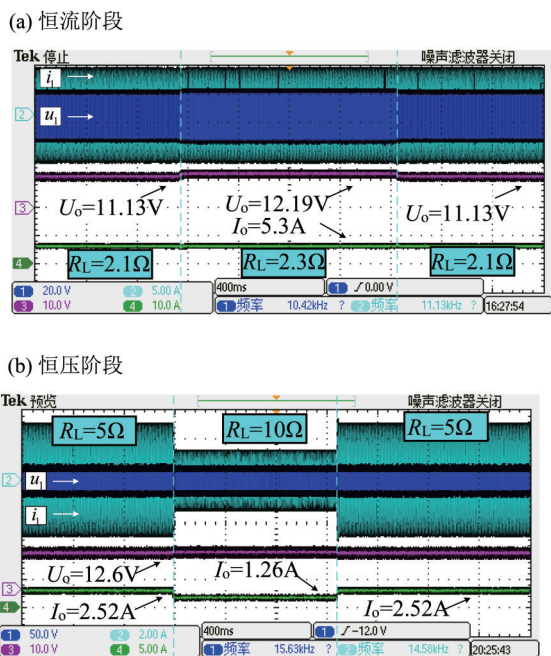


图12 负载切换实验波形图

Fig. 12 Load switching experiment waveform

4 结论

本文提出了一种基于PT对称原理的无线充电系统, 采用原边控制技术实现对无人机锂电池的充电控制, 减轻了机载负重, 控制系统无需原副边通信及互感检测, 具有较强的适用性。实验结果表明, 该系统传输距离远、抗偏移能力强, 可

参考文献:

- [1] 黄学良, 谭林林, 陈中, 等. 无线电能传输技术与应用综述[J]. 电工技术学报, 2013, 28(10): 1-11.
- [2] MAHESHA, CHOKKALINGAM B, MIHET-POPA L. Inductive wireless power transfer charging for electric vehicles—A review [J]. IEEE Access, 2021, 9: 137667-137713.
- [3] 赵争鸣, 刘方, 陈凯楠. 电动汽车无线充电技术研究综述[J]. 电工技术学报, 2016, 31(20): 30-40.
- [4] 宋凯, 朱春波, 李阳, 等. 基于磁耦合谐振的自主无线充电机器人系统设计[J]. 电工技术学报, 2014, 29(9): 38-43.
- [5] ZHANG Z, PANG H L, GEORGIADIS A, et al. Wireless power transfer—An overview [J]. IEEE Trans Ind Electron, 2019, 66(2): 1044-1058.
- [6] LONG T, OZGER M, OKTAY C, et al. Energy neutral Internet of drones [J]. IEEE Commun Mag, 2018, 56(1): 22-28.

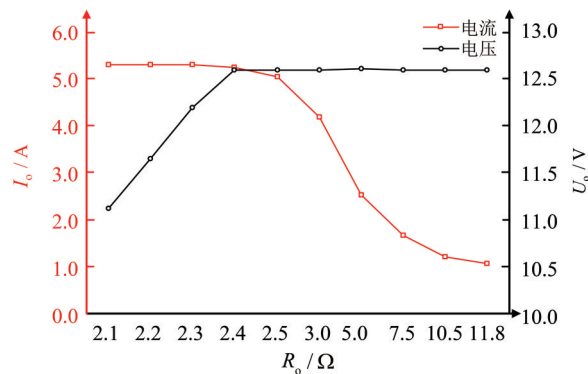


图13 电池电流、电压随负载变化

Fig. 13 Battery current and voltage vary with load

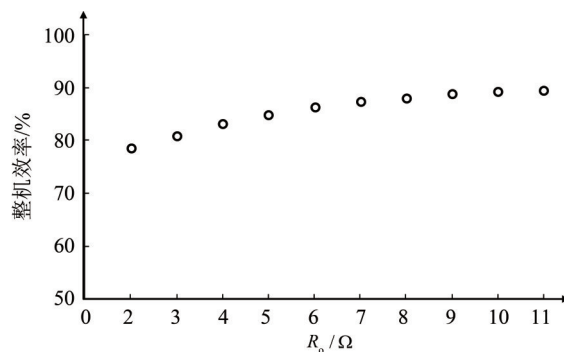


图14 整机效率

Fig. 14 Overall efficiency

实现锂电池恒流-恒压充电, 系统可有效传输 65 W 充电功率, 整机效率最高接近 90%。

(责任编辑 王海蓉)

(终校 本刊编辑部)