**DOI**：10.13234/j.issn.2095-2805.2026.2.244 **中图分类号**：TM724 **文献标志码**：A

# 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

田继浩[1]，周凌云[2]，刘顺攀[2]，麦瑞坤[2]
(1.西南交通大学唐山研究院，唐山 063000；2.西南交通大学电气工程学院，成都 610031)

**摘要**：无线电能传输 WPT(wireless power transfer)技术可在无人工辅助的条件下为无人机提供灵活便捷的电能补给，是未来无人机智能化发展的重要探索方向。为适应无人机 WPT 系统轻量化、恒流恒压充电、高能量传输效率等实际需求，提出了 1 种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。在系统发射线圈回路中采用压控电容作为补偿电容，通过动态调节该压控电容的等效阻抗，可在实现系统输出电流/电压有效控制的同时，保障宽负载范围条件下逆变器的软开关状态，且无需额外辅助电源及电感器件。详细分析了所提无人机 WPT 系统的工作原理及损耗模型，设计了 1 套完整的压控电容直流偏置电压调节模块、闭环控制策略及其参数设计方法。实验证明，在 25.2 V-6 A 的额定输出条件下，系统整体效率达 88.8%。

**关键词**：无人机；无线电能传输技术；恒流/恒压控制；压控电容；软开关；轻量化

# High-efficiency CC/CV Output Regulating Method for UAV-WPT System Based on Voltage-controlled Capacitor

TIAN Jihao[1], ZHOU Lingyun[2], LIU Shunpan[2], MAI Ruikun[2]
(1. Tangshan Institute, Southwest Jiaotong University, Tangshan 063000, China; 2. School of Electrical Engineering, Southwest Jiaotong University, Chengdu 610031, China)

**Abstract:** The wireless power transfer (WPT) technology, which can provide flexible and convenient power supply for unmanned aerial vehicles (UAVs) without human assistance, is an important research direction for the intelligent development of UAVs in the future. To meet the practical requirements of lightweight, constant current (CC) and constant voltage (CV) charging, and a high-power transmission efficiency for a UAV-WPT system, a high-efficiency CC/CV output regulating method for the UAV-WPT system based on voltage-controlled capacitor (VCC) is proposed. On the transmitter side, a VCC is utilized as the compensated capacitor. By dynamically adjusting the equivalent impedance of the VCC, the output current and voltage from the system can be effectively controlled. Meanwhile, zero-voltage switching can also be achieved in the inverter in a wide load range without any extra auxiliary power sources or inductors. The operating principle for the proposed UAV-WPT system and its power loss model are analyzed in detail. In addition, a DC bias voltage regulation module, a closed-loop control strategy and a parameter design method for the VCC are designed. Experimental results show that under the rated output conditions of 25.2 V and 6 A, the system's overall efficiency can reach 88.8%.

**Keywords:** Unmanned aerial vehicle (UAV); wireless power transfer (WPT) technology; constant current (CC)/ constant voltage (CV) control; voltage-controlled capacitor (VCC); zero-voltage switching; lightweight

**收稿日期**：2023-02-06；**修回日期**：2023-06-08；**录用日期**：2023-07-13；**网络首发日期**：2023-09-27
**基金项目**：河北省自然科学基金面上项目(E2022105047)；四川省科技创新创业苗子工程重点项目(2022JDRC0078)；四川省科技创新苗子工程资助项目(MZGC20230014)
This work is supported by Natural Science Foundation of Hebei Province under the grant E2022105047; Sichuan Science and Technology Innovation and Entrepreneurship Seedling Project under the grant 2022JDRC0078; Sichuan Province Science and Technology Innovation Seedling Project under the grant MZGC20230014

近年来，无人机 UAV(unmanned aerial vehicle)应用在社会需求推动下快速发展，并在交通管理[1]、货物交付[2]、空中巡检/测绘[3]和无线网络中继[4]等

领域提供了全新的应用思路。然而，其自身载重小、续航时间短等问题[5]制约着无人机的进一步发展与应用。通过在无人机巡航路径上布置充电平台，实现无人机灵活、高效充电是解决这一问题的有效途径。但传统接触式无人机充电系统需人工参与，且存在磨损老化等问题。无线电能传输 WPT (wireless power transfer)技术通过在地面端充电平台敷设发射线圈，并在无人机上布置接收线圈，使得无需物理接触即可获取能量，有效避免了接触式充电存在的弊端，具有广阔的发展前景。

一方面，考虑到无人机小型化、轻量化的发展需求，因此提升系统功率密度，尤其是磁耦合机构的功率密度尤为重要。现有无人机 WPT 系统工作频率仍集中在 10~100 kHz[6]，探索更高频率下的无人机 WPT 系统技术将是实现功率密度提升的重要手段[7]。然而若提高系统工作频率，使变流器工作在硬开关状态，那么轻则增加开关损耗使开关管发烫，重则使开关管烧坏。为了降低高频变流器开关损耗，保护开关管，需保障系统变流器的高频软开关状态。

另一方面，为满足无人机 WPT 系统恒流 CC (constant current)和恒压 CV(constant voltage)的充电需求，实现高效率的系统输出增益调节必不可少。目前，国内外学者已提出诸多实现 WPT 系统恒流/恒压输出的方法，主要可以分为 2 大类。①可配置补偿网络：通过开关切换 WPT 系统中的补偿网络结构和参数，实现对输出功率的有效控制[8-9]。此类方法操作简单可靠，但需在能量发射和接收端添加额外的线圈、无功元件及开关，不利于系统功率密度的进一步提升。②变流器控制：在发射端或接收端引入 DC-DC 变流器[10]，或采用脉冲调制技术[11-13]对逆变器或整流器进行动态调节以实现对输出电流/电压的控制。然而，引入 DC-DC 变流器将显著增加系统成本及额外功率损耗。而脉冲宽度调制[11]、脉冲密度调制[12]及脉冲频率调制[13]等变流器调制技术则面临软开关范围窄[14]、功率调节范围窄[15]和频率分裂[16]等问题。

为在实现 WPT 系统宽负载范围输出调节的前提下保障变流器的零电压开关 ZVS(zero voltage switch)状态，一些动态调节补偿网络中无功元件阻抗的方法[14,17-18]被提出。文献[14]和[17]提出了基于可变电感的 WPT 系统输出控制策略，实现输出电压和电流的动态控制。然而在高频情况下，采用可变电感将显著增加铁氧体磁心的涡流损耗和系统整体体积。文献[18]提出采用开关控制电容实现动态调谐及 ZVS 状态的控制策略，但此类方法均需要对电容电压和电流进行高频开关操作，不仅增加了控制复杂程度，还引入了额外的开关管导通损耗和开关损耗。

为了满足无人机 WPT 系统在体积/重量、充电需求和充电效率等方面的实际应用需求，本文提出了 1 种基于压控电容的轻量化无人机 WPT 系统高效率 CC/CV 输出调节方法。通过将系统工作频率提升至 1 MHz，有效地提高了磁耦合机构的功率密度，减小了无人机的额外负重。同时，在系统发射线圈回路中采用压控电容以替代原有的补偿电容，并调节该压控电容的直流偏置电压，即可实现对其等效阻抗的连续、宽范围动态调节。最后，通过设计相关控制模块和控制策略，在实现系统输出电流/电压的有效控制的同时，保障了系统变流器的 ZVS 状态，且无需额外的辅助电源及电感器件，最终实现了系统宽负载范围条件下的高效率能量传输。

## 1　基于压控电容的 WPT 系统电路模型分析

### 1.1　系统电路拓扑结构

基于压控电容的串-串 S-S(series-series)补偿的 WPT 系统电路结构如图 1 所示，压控电容 $C_P$ 放置在能量发射端。图中：$V_d$ 和 $I_d$ 分别为直流输入电压和电流；$Q_1$~$Q_4$ 为高频逆变器的开关管；$L_P$ 和 $L_S$ 分别为发射和接收线圈的自感；$M$ 为互感；$C_S$ 为接收线圈的补偿电容；$I_P$ 和 $I_S$ 分别为发射和接收线圈中的电流；$R_P$ 和 $R_S$ 分别为发射与接收线圈的等效寄生电阻；$D_1$~$D_4$ 为高频整流器的二极管；$V_o$ 和 $I_o$ 分别为系统输出电压和电流；$C_f$ 为输出侧支撑电容；$R_L$ 为系统输出负载。

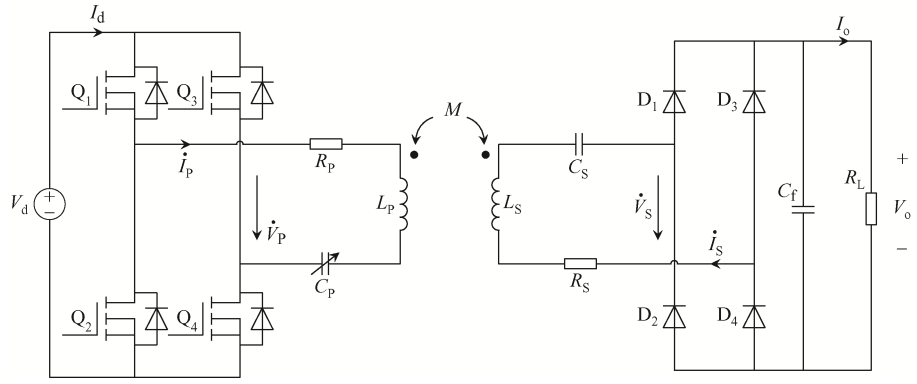



**图 1 基于压控电容的 S-S 补偿 WPT 系统电路结构**

**Fig. 1 Circuit structure of S-S compensated WPT system based on voltage-controlled capacitor**

压控电容的本质是 X7R、X5R 等类型陶瓷电容的介电常数在不同直流端电压下不一致，使电容呈现高电压依赖性，即电容容值在不同的直流偏置电压下会发生大范围偏移。通过设计直流偏置电压调节模块来提供直流偏置电压，可使 $C_P$ 的容值发生大范围连续变化，进而实现对发射线圈等效阻抗的有效调节。直流偏置电压调节模块的相关原理和具体结构将在第 2 节中详述。

### 1.2 系统电路建模与分析

在本系统中，逆变器的工作频率固定为 $f$，占空比固定，且移相角为 0。线圈电流中的基波占主要成分，在分析系统增益和损耗的过程中，可以忽略高次谐波的影响。

系统等效电路如图 2 所示。$\dot{V}_P$ 为逆变器输出电压，$Z_{in}$ 为等效输入阻抗，$R_{eq}$ 为整流器和电池的等效交流负载阻抗。假设逆变器开关管为理想器件，则 $V_P$ 与输入电压 $V_d$ 间的关系为

$$V_P = \frac{2\sqrt{2}V_d}{\pi} \tag{1}$$

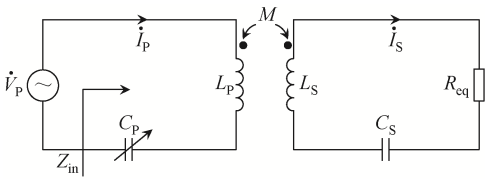



**图 2 WPT 系统等效电路**

**Fig. 2 Equivalent circuit of WPT system**

根据基尔霍夫电压定律和互感电路模型，当忽略回路等效寄生电阻 $R_P$ 和 $R_S$ 时，系统发射线圈和接收线圈 2 个回路的电压方程可表示为

$$\begin{cases} \dot{V}_P = \mathrm{j}X_P\dot{I}_P + \mathrm{j}\omega M\dot{I}_S \\ 0 = \mathrm{j}\omega M\dot{I}_P + \dot{I}_S(\mathrm{j}X_S + R_{eq}) \end{cases} \tag{2}$$

式中：$\omega$ 为系统工作角频率，$\omega=2\pi f$；$X_P$、$X_S$ 分别为发射和接收线圈回路无功器件的等效阻抗。为减小接收端的损耗，补偿电容 $C_S$ 应完全补偿接收线圈自感 $L_S$，即

$$\begin{cases} X_P = \omega L_P - \dfrac{1}{\omega C_P} \\ X_S = \omega L_S - \dfrac{1}{\omega C_S} = 0 \end{cases} \tag{3}$$

在此条件下，对式(2)进行求解，可分别得出发射线圈和接收线圈的电流为

$$\begin{cases} \dot{I}_P = \dfrac{\dot{V}_P R_{eq}}{\omega^2 M^2 + X_P R_{eq}} \\ \dot{I}_S = \dfrac{-\mathrm{j}\omega M\dot{V}_P}{\omega^2 M^2 + X_P R_{eq}} \end{cases} \tag{4}$$

由式(4)可知，电流 $I_S$ 的相位滞后于 $I_P$ 相位 $\pi/2$。对于无源整流器，其交直流侧电压电流关系式为

$$\begin{cases} V_S = \dfrac{2\sqrt{2}}{\pi} V_o \\ I_S = \dfrac{\pi}{2\sqrt{2}} I_o \end{cases} \tag{5}$$

将式(5)代入式(4)，可得系统输出电压和电流为

$$\begin{cases} V_o = \dfrac{\pi\omega M R_{eq} V_P}{2\sqrt{2}A} \\ I_o = \dfrac{2\sqrt{2}\omega M V_P}{\pi A} \end{cases} \tag{6}$$

式中，$A=\sqrt{\omega^4M^4+(\omega L_\mathrm{P}-1/\omega C_\mathrm{P})^2R_\mathrm{eq}^{\ 2}}$。

系统逆变器交流侧等效输入阻抗 $Z_\mathrm{in}$ 及逆变器输出电压 $v_\mathrm{P}$ 与电流 $i_\mathrm{P}$ 间的相位差 $\theta$ 可表示为

$$Z_\mathrm{in}=\frac{\dot{V}_\mathrm{P}}{\dot{I}_\mathrm{P}}=\frac{\omega^2M^2}{R_\mathrm{eq}}+\mathrm{j}\frac{\omega^2L_\mathrm{P}C_\mathrm{P}-1}{\omega C_\mathrm{P}} \tag{7}$$

$$\theta=\arctan\left[\frac{\mathrm{Im}(Z_\mathrm{in})}{\mathrm{Re}(Z_\mathrm{in})}\right]=\arctan\left[\frac{R_\mathrm{eq}(\omega^2C_\mathrm{P}L_\mathrm{P}-1)}{M^2\omega^3C_\mathrm{P}}\right] \tag{8}$$

由式(6)可知，在系统逆变器输出电压 $V_\mathrm{P}$ 和等效交流负载 $R_\mathrm{eq}$ 恒定的条件下，调节发射线圈回路无功器件等效阻抗 $X_\mathrm{P}$，可实现对直流侧输出电压 $V_\mathrm{o}$ 和电流 $I_\mathrm{o}$ 的调节。为了在高频情况下保护开关管并减小开关损耗，保障逆变器的 ZVS 状态，需调节压控电容 $C_\mathrm{P}$ 使 $Z_\mathrm{in}$ 呈感性[17]，即

$$C_\mathrm{P}>\frac{1}{\omega^2L_\mathrm{P}} \tag{9}$$

考虑式(9)的边界条件，根据式(3)和(6)可知，在给定输出参考电流 $I_\mathrm{ref}$ 和参考电压 $V_\mathrm{ref}$ 的条件下，CC 和 CV 模式下压控电容 $C_\mathrm{P}$ 的取值应满足的条件为

$$C_\mathrm{P}=\begin{cases}\dfrac{1}{\omega^2L_\mathrm{P}-\sqrt{\dfrac{8\omega^4M^2V_\mathrm{P}^{\ 2}}{\pi^2I_\mathrm{ref}^{\ 2}R_\mathrm{eq}^{\ 2}}-\dfrac{\omega^6M^4}{R_\mathrm{eq}^{\ 2}}}} & \text{CC模式}\\ \dfrac{1}{\omega^2L_\mathrm{P}-\sqrt{\dfrac{\pi^2\omega^4M^2V_\mathrm{P}^{\ 2}}{8V_\mathrm{ref}^{\ 2}}-\dfrac{\omega^6M^4}{R_\mathrm{eq}^{\ 2}}}} & \text{CV模式}\end{cases} \tag{10}$$

综上，在动态调节压控电容等效阻抗的过程中，可实现对系统输出电压和电流的实时控制，进而实现系统 CC 和 CV 输出，同时保障逆变器的 ZVS 状态。由于仅在系统发射线圈中加入了压控电容对系统输出增益进行调节，即仅有发射线圈回路谐振状态受到了改变，而接收线圈回路始终保持较好的谐振状态。因此，在保障系统输出增益和输出功率的前提下，压控电容的引入不会对系统线圈损耗及变流器导通损耗产生额外影响[14]，且对系统整体效率的影响极小。

## 2　基于压控电容的 WPT 系统功率调节方法

### 2.1　压控电容设计

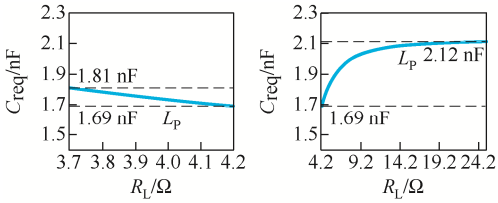
锂电池的充电过程通常包括 CC 充电和 CV 充电模式，设计恒流状态下输出电流为 6 A，负载变化范围是 3.7~4.2 Ω；恒压状态下输出电压为 25.2 V，负载变化范围是 4.2~25.2 Ω。

系统关键电路参数及器件选型见表 1，将表 1 中的数据带入式(10)，即可得到所需的发射线圈补偿电容 $C_\mathrm{req}$ 的范围。如图 3(a)所示，在 CC 模式下，所需电容 $C_\mathrm{req}$ 的范围为 1.69~1.81 nF。在 CV 模式下，如图 3(b)所示，所需电容 $C_\mathrm{req}$ 的范围为 1.69~2.12 nF。综上所述，$C_\mathrm{req}$ 的变化范围应满足 CC 与 CV 模式的需求，则 $C_\mathrm{req}$ 应为 1.69~2.12 nF。

**表 1　系统关键电路参数及器件选型**

**Tab. 1 Key circuit parameters and device selection of system**

| 参数 | 数值/型号 |
|---|---|
| $V_\mathrm{d}$/V | 130 |
| $L_\mathrm{P}$/μH | 22.1 |
| $R_\mathrm{P}$/Ω | 0.3 |
| $M$/μH | 2.0 |
| $Q_1$~$Q_4$ | BSC900N20NS3 |
| $f$/MHz | 1 |
| $L_\mathrm{S}$/μH | 3.1 |
| $R_\mathrm{S}$/Ω | 0.1 |
| $R_\mathrm{L}$/Ω | 3.7~25.2 |
| $C_\mathrm{S}$/nF | 7.55 |
| $D_1$~$D_4$ | PMEG100T100ELPE |




(a) CC模式　　(b) CV模式

**图 3　CC 和 CV 模式下 $C_\mathrm{req}$ 随 $R_\mathrm{L}$ 的变化趋势**

**Fig. 3 Changing trend of $C_\mathrm{req}$ against $R_\mathrm{L}$ in CC and CV modes**

本文选用的压控电容介质为 X7R，型号为 C1206X103K，其容值随直流偏置电压的变化曲线如图 4 所示。可知，压控电容的容值随施加的直流偏置电压的升高而连续非线性降低，最大减小其额定容值的 75%，利用该特性可进行大范围输出功率调节。通过并联压控电容，不仅可降低内阻，还能增加其耐受电流，满足系统的工程应用需求。

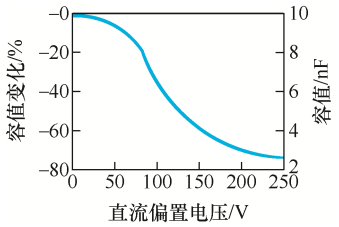
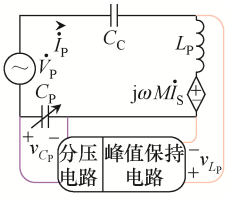



**图 4 压控电容容值随直流偏置电压变化曲线**

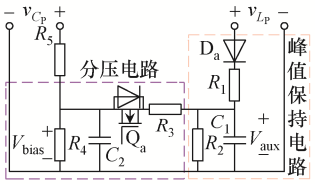
**Fig. 4 Curve of VCC capacitance against DC bias voltage**

## 2.2 直流偏置电压调节模块设计

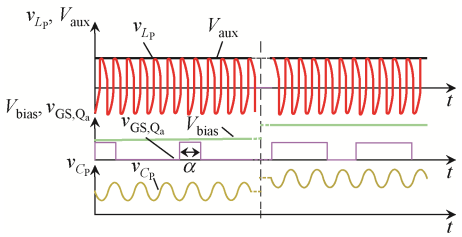
为了实现对压控电容直流偏置电压的连续可靠调节，同时在降低系统控制复杂程度的基础上尽量减少额外的功率损耗，本文提出如图 5 所示的直流偏置电压调节模块。该模块主要包含 2 部分，即峰值保持电路和分压电路。如图 5(a)所示，为在无需额外直流电源的情况下获取一足够大的直流辅助电压 $V_{aux}$，设计峰值保持电路的输入端与发射线圈 $L_P$ 并联，$V_{aux}$ 为 $L_P$ 两端电压与感应电压之和的最大值。




(a) 电路连接示意




(b) 电路结构




(c) 关键波形

**图 5 直流偏置电压调节模块**

**Fig. 5 DC bias voltage regulation module**

如图 5(b)所示，峰值保持电路的主体由二极管 $D_a$ 和电容 $C_1$ 构成。为防止流经 $C_1$ 的瞬时电流过大，并保障在断电情况下 $C_1$ 上的电流能及时泄放，设置电阻 $R_1$ 和 $R_2$ 分别为峰值保持电路的限流电阻和泄放电阻。分压电路则主要由开关管 $Q_a$ 和电容 $C_2$ 构成，$R_3$ 作为 $Q_a$ 的限流电阻，$R_4$ 作为 $C_2$ 的泄放电阻。通过调节开关管 $Q_a$ 的导通占空比 $\alpha$，可实现直流偏置电压 $V_{bias}$ 的动态调节，$Q_a$ 开关频率为 $f_0$。$R_3$、$R_4$ 的阻值决定 $V_{bias}$ 的调节范围，当 $\alpha$=1 时，$V_{bias}=V_{aux}\cdot[R_4/(R_3+R_4)]$；当 $\alpha$=0 时，$V_{bias}$=0，则 $V_{bias}$ 的调节范围为[0, $V_{aux}\cdot R_4/(R_3+R_4)$]。$R_5$ 为直流偏置电压调节模块与电容 $C_P$ 之间的隔离电阻，在为 $C_P$ 提供偏置电压的同时，避免 $v_{C_P}$ 中的交流分量对直流偏置电压调节模块的影响。该模块各关键波形如图 5(c)所示。

所提出的直流偏置电压调节模块仅为压控电容 $C_P$ 提供可控的偏置电压，而不影响系统能量传递。直流偏置电压调节模块中的电阻较大，可将模块中的电流限制在 mA 级。在稳态条件下，功率损耗仅为几 mW。当可变电容的直流偏置电压升高时，该模块会从主电路中吸收能量。然而，由于 $C_P$ 和 $C_2$ 的容值较小，因此吸收的能量很少。当 $V_{aux}$ 达到 $v_{L_P}$ 的峰值电压后，由于二极管 $D_a$ 的存在，电路几乎保持静态运行。因此，本文提出的直流偏置电压调节模块具有功耗低、不影响主电路的优点。设计的模块内部电流均为 μA 至 mA 级，模块功率损耗低，对系统整体效率的影响较小。直流偏置电压调节模块电路参数及器件选型见表 2。

如图 5(a)所示，发射线圈回路中还需加入 1 个额外的薄膜电容 $C_C$，该电容能够补偿发射线圈回路中的偏置电压，并使压控电容 $C_P$ 的调节范围满足发射线圈回路所需补偿电容的容值变化范围。同时，由于电容 $C_C$ 具有隔离直流的特点，因此可避

免直流偏置电压影响主电路，系统的输入阻抗为

$$Z_{\text{in}}=\omega^2M^2/R_{\text{eq}}+\text{j}\left(\omega L_{\text{P}}-\frac{1}{\omega C_{\text{P}}}-\frac{1}{\omega C_{\text{C}}}\right) \tag{11}$$

**表 2　直流偏置电压调节模块电路参数及器件选型**

**Tab. 2　Circuit parameters and device selection of DC bias voltage regulation module**

| 参数 | 数值/选型 |
|---|---|
| $R_1$/Ω | 100 |
| $R_2$/MΩ | 1 |
| $R_3$/kΩ | 65 |
| $R_4$/kΩ | 235 |
| $R_5$/Ω | 10 |
| $C_1$/nF | 100 |
| $C_2$/nF | 22 |
| $f_0$/kHz | 10 |
| $\text{Q}_\text{a}$ | IPD50R3K0 |
| $\text{D}_\text{a}$ | MUR420 |

所提直流偏置电压调节模块可为压控电容提供连续可控的直流偏置电压，无需额外的锁相等环节即可实现压控电容的宽负载范围调节，控制方法简单。同时，模块通过峰值保持电路以获取所需的直流辅助电源，通过开关管调控的分压电路实现直流偏置电压的连续调节，无需额外的电感器件和外部辅助电源，该模块的体积得到了限制。

### 2.3　闭环控制器设计

系统整体控制框图如图 6 所示，系统直流输出电压 $V_{\text{o}}$ 和电流 $I_{\text{o}}$ 可通过闭环控制压控电容的直流偏置电压进行调节。当 WPT 系统在 CV 模式下运行时，$V_{\text{o}}$ 由电压传感器进行测量，并通过无线通信模块发送至地面端控制器，地面端通过 PI 控制器动态调节直流偏置电压调节模块中开关管 $\text{Q}_\text{a}$ 的导通占空比 $\alpha$，进而调节压控电容 $C_{\text{P}}$ 两端的直流偏置电压，以调节 $C_{\text{P}}$ 的容值，并使输出电压维持在参考值 $V_{\text{ref}}$。当 WPT 系统工作在 CC 模式下时，同样可通过调节 $\text{Q}_\text{a}$ 的导通占空比 $\alpha$ 以实现恒定的电流输出。本方法仅需采集输出直流电压和电流，无需复杂的高频相位检测等操作，即可改变系统等效阻抗，实现精确的输出电压、电流连续控制，控制方法简单、可靠且成本较低。

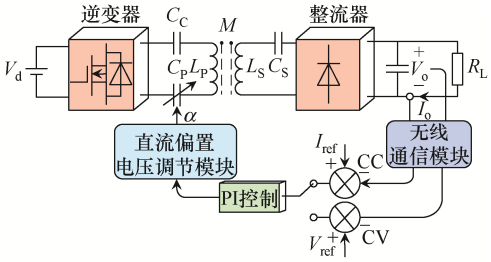



**图 6　系统控制框图**

**Fig. 6 Control block diagram of system**

## 3　实验验证

### 3.1　实验样机

在本文中，正交式磁耦合机构[18]被应用于所提出的无人机 WPT 系统中。如图 7 所示，双极型发射线圈及其铁氧体磁心放置在地面端，接收线圈垂直于发射线圈以便安装于无人机脚架上。该磁耦合机构无需在接收线圈上放置额外的磁心，且双极型发射线圈与垂直放置的接收线圈间具备较高的耦合系数。磁耦合机构尺寸参数也被标注在图 7 中。

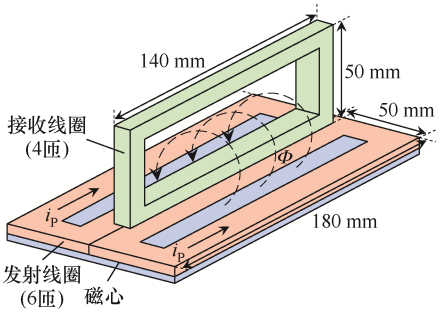



**图 7　磁耦合机构结构及尺寸示意**

**Fig. 7 Schematic of structure and dimension of magnetic coupler**

因此，在所搭建的实验平台中，$C_{\text{P}}$ 采用了 2 个压控电容并联，其容值为 20.00 nF，在直流偏置电压作用下，其容值变化范围为 5.89~20.00 nF，$C_{\text{C}}$ 的容值为 2.37 nF。所搭建的实验平台如图 8 所示。

### 3.2　实验波形

为验证所提控制方法的可行性，实验中记录了逆变器和整流器的交流侧电压电流波形，逆变器 MOS 管 $\text{Q}_2$ 的栅源电压 $v_{\text{GS,Q}_2}$ 和漏源电压 $v_{\text{DS,Q}_2}$ 波形及压控电容和直流偏置电压调节模块的关键波形

如图 9~图 12 所示。

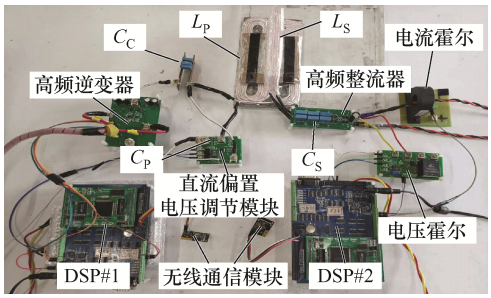
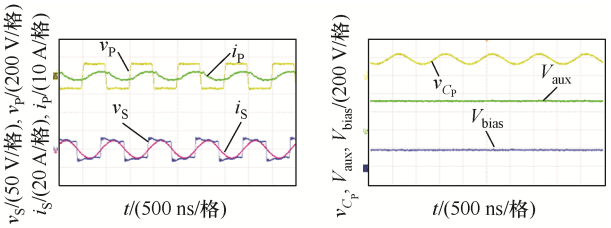



**图 8 实验原理样机**

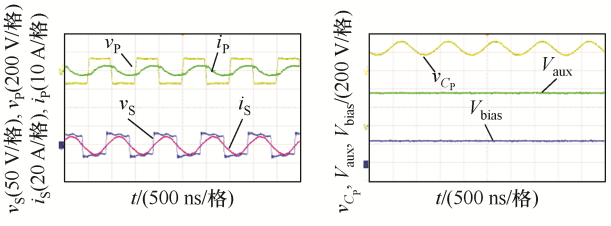
**Fig. 8 Experimental prototype**




(a) $v_P$、$i_P$、$v_S$及$i_S$波形　　(b) $v_{C_P}$、$V_{aux}$及$V_{bias}$波形

**图 9 CC 模式下的实验波形**

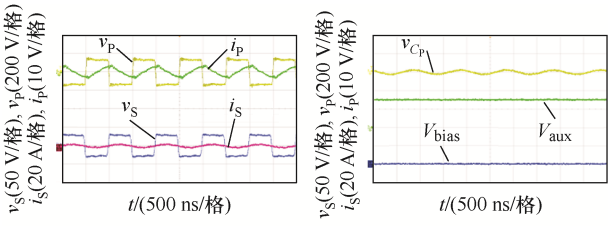
**Fig. 9 Experimental waveforms in CC mode**




(a) $v_P$、$i_P$、$v_S$及$i_S$波形　　(b) $v_{C_P}$、$V_{aux}$及$V_{bias}$波形

**图 10 CC/CV 切换点实验波形**

**Fig. 10 Experimental waveforms at CC/CV switching point**

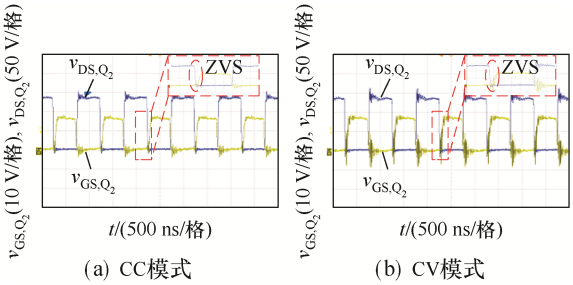



(a) $v_P$、$i_P$、$v_S$及$i_S$波形　　(b) $v_{C_P}$、$V_{aux}$及$V_{bias}$波形

**图 11 CV 模式下的实验波形**

**Fig. 11 Experimental waveforms in CV mode**

(1)CC 模式：设置输出电压 $V_o$=22.2 V，输出电流 $I_o$=6 A，如图 9(a)所示，逆变器输出电流 $i_P$滞后于电压 $v_P$，整流器输出电压和电流同相。压控电容及直流偏置电压调节模块的关键波形如图 9(b)所示，峰值保持电路所提供的直流辅助电压 $V_{aux}$≈330 V，经分压电路调节后，所提供的直流偏置电压 $V_{bias}$≈195 V。此时，恒定输出电流和 ZVS 状态得到了有效保障，系统整体效率为 88.4%。




(a) CC模式　　(b) CV模式

**图 12 CC 和 CV 模式下 $v_{GS,Q2}$ 与 $v_{DS,Q2}$ 波形**

**Fig. 12 Waveforms of $v_{GS,Q_2}$ and $v_{DS,Q_2}$ in CC and CV modes**

(2)CC/CV 切换点：设置输出电压 $V_o$=25.2 V，输出电流 $I_o$=6 A，为系统工作在 CC 和 CV 模式的切换点，其输出功率达到最大值 151.2 W。图 10(a)和(b)分别为电压和电流波形。由于负载功率增大，需降低 $C_P$ 的等效容值，直流偏置电压调节模块所提供的辅助电压和直流偏置电压分别为 $V_{aux}$≈375 V，$V_{bias}$≈215 V。此时，系统整体效率为 88.8%。

(3)CV 模式：设置输出电压 $V_o$=25.2 V，输出电流 $I_o$=1 A，此时系统工作在 CV 模式，相关波形如图 11(a)和(b)所示。直流偏置电压调节模块所提供的辅助电压和直流偏置电压分别为 $V_{aux}$≈290 V，$V_{bias}$≈10 V，系统整体效率为 74.9%。

由图 12 可知，无论系统工作在 CV 还是 CC 状态，MOS 管 $Q_2$ 的栅源电压 $v_{GS,Q_2}$ 总是在漏源电压 $v_{DS,Q_2}$ 完全下降到 0 后才开始上升，证明逆变器 ZVS 状态能在全功率范围内得到有效保障。

### 3.3 效率分析

为客观评估所提基于压控电容的 WPT 系统 CC/CV 输出调节方法的适用性，基于所搭建的实验样机，对逆变器在移相控制下的系统能量传输效率进行了测试。图 13 展示了系统传输效率随输出负载 $R_L$ 的变化趋势。

如图 13(a)所示，CC 模式时，在本方案压控电容控制方法下，系统整体效率均维持在 88.0%以上；在移相控制方法下，系统效率为 84.0%~85.4%。

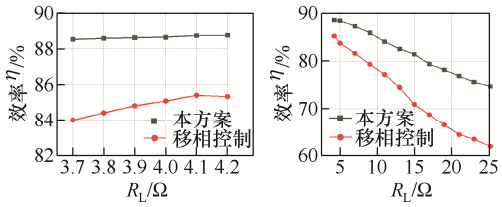



**图 13　不同控制方式的系统能量传输效率**

**Fig. 13 Energy transmission efficiency of system under different control methods**

而在 CV 模式下，如图 13(b)所示，随着输出负载不断增大，输出功率不断降低，基于压控电容的 WPT 系统均可通过调节压控电容的等效阻抗，在保障输出电压恒定的同时，将系统效率维持在较高的水平。在移相控制条件下，系统效率明显降低。以上实验结果证明了所提 WPT 控制系统的高效性。

2 种控制方法功率损耗分布实测如图 14 所示，压控电容控制和移相控制的整流器损耗、寄生电阻损耗比较接近，且移相控制无压控电容损耗，但是由于移相控制没有实现软开关，开关管在高频(1 MHz)工作条件下，开关损耗较大。因此，相比于移相控制方法，采用压控电容控制方法的逆变器损耗更小，效率更高。

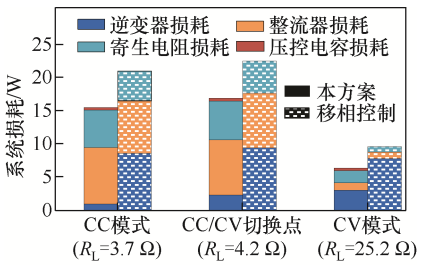



**图 14　系统功率损耗分布**

**Fig. 14 Distribution of system power loss**

### 3.4　与现有无人机 WPT 系统对比分析

为了突出本方案的优势，表 3 从工作频率、输出功率、传输效率和接收线圈用线长度等方面进行对比。其中，接收线圈用线长度越小，代表接收线圈的重量越小。可以看出，本方案运行频率高，在保证输出效率的同时，减小了接收线圈的重量和无人机的额外负重，有效提升了系统的功率密度。

**表 3　无人机 WPT 系统对比分析**

**Tab. 3 Comparative analysis of UAV-WPT system**

| | 工作频率/kHz | 输出功率/W | 传输效率/% | 接收线圈用线长度/cm |
|---|---|---|---|---|
| 文献[19] | 100 | 500.00 | 90.86 | 532 |
| 文献[20] | 150 | 500.00 | 91.25 | 660 |
| 文献[21] | 302 | 183.70 | 90.80 | 590 |
| 文献[6] | 50 | 77.62 | 77.81 | 360 |
| 本文 | 1 000 | 151.20 | 88.81 | 152 |

## 4　结语

本文提出了 1 种基于压控电容的无人机 WPT 系统高效率 CC/CV 输出调节方法。文章先后介绍了系统的结构、工作原理及损耗分析，设计了 1 套完整的直流偏置电压调节模块、闭环控制策略及系统参数设计方法，并搭建了 1 套无人机 WPT 系统样机。实验结果表明，本方案可大大减少系统耦合机构尤其是能量接收线圈的体积/重量，且无需额外辅助电源及大体积电感器件，实现了系统功率密度的有效提升。同时，该系统的最大效率可达 88.8%，逆变器 ZVS 状态也可在宽负载范围条件下得到保障，相比于传统的移相控制，系统效率在全功率范围内均有明显提升。

**参考文献：**

[1] Ho F, Geraldes R, Gonçalves A, et al. Decentralized multi-agent path finding for UAV traffic management [J]. IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems, 2022, 23(2): 997-1008.

[2] Sawadsitang S, Niyato D, Tan P S, et al. Joint ground and aerial package delivery services: A stochastic optimazation approach [J]. IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems, 2019, 20(6): 2241-2254.

[3] 律方成, 牛雷雷, 王胜辉, 等. 基于优化 YOLOv4 的主要电气设备智能检测及调参策略[J]. 电工技术学报, 2021, 36(22): 4837-4848.
Lü Fangcheng, Niu Leilei, Wang Shenghui, et al. Intelligent detection and parameter adjustment strategy of major electrical equipment based on optimized YOLOv4

[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(22): 4837-4848. (in Chinese)

[4] Liang Yipeng, Xiao Lin, Yang Dingcheng, et al. Joint trajectory and resource optimization for UAV-aided two-way relay networks [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2022, 71(1): 639-652.

[5] Chen Shaonan, Xiao Jing, Chen Qianyi, et al. Research on magnetic integration coupling mechanism of UAV wireless power transfer system [C]// 2021 IEEE 16th Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA). Chengdu, China, 2021: 1007-1010.

[6] 马秀娟, 武帅, 蔡春伟, 等. 应用于无人机的无线充电技术研究[J]. 电机与控制学报, 2019, 23(8): 1-9.
Ma Xiujuan, Wu Shuai, Cai Chunwei, et al. Research on wireless charging technology applied to UAVs [J]. Electric Machines and Control, 2019, 23(8): 1-9. (in Chinese)

[7] 曾利彬, 陈艳峰, 张波, 等. 数十兆赫兹级 DC-DC 变换器关键技术研究进展[J]. 电源学报, 2023, 21(1): 45-54.
Zeng Libin, Chen Yanfeng, Zhang Bo, et al. Research progress in key technologies for multi-tens MHz DC-DC converter [J]. Journal of Power Supply, 2023, 21(1): 45-54. (in Chinese)

[8] 吉莉, 王丽芳, 廖承林, 等. 副边自动切换充电模式的电动汽车无线充电系统设计[J]. 电力系统自动化, 2017, 41(23): 137-142.
Ji Li, Wang Lifang, Liao Chenglin, et al. Design of electric vehicle wireless charging system with automatic charging mode alteration at secondary side [J]. Automation of Electric Power Systems, 2017, 41(23): 137-142. (in Chinese)

[9] 谢诗云, 刁勤晴, 杨奕, 等. 基于复合谐振网络的恒定输出型 ECPT 系统[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(24): 8165-8178.
Xie Shiyun, Diao Qinqing, Yang Yi, et al. Electric-field coupled power transfer system based composite resonant networks with constant output [J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(24): 8165-8178. (in Chinese)

[10] Li Hongchang, Li Jie, Wang Kangping, et al. A maximum efficiency point tracking control scheme for wireless power transfer systems using magnetic resonant coupling [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(7): 3998-4008.

[11] Liu Yeran, Madawala U K, Mai Ruikun, et al. Zero-phase-angle controlled bidirectional wireless EV charging systems for large coil misalignments [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(5): 5343-5353.

[12] Li Hongchang, Wang Kangping, Fang Jingyang, et al. Pulse density modulated ZVS full-bridge converters for wireless power transfer systems [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(1): 369-377.

[13] Jiang Yongbin, Wang Laili, Wang Yue, et al. Analysis, design, and implementation of WPT system for EV's battery charging based on optimal operation frequency range [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(7): 6890-6905.

[14] Li Yong, Liu Shunpan, Zhu Xiao, et al. Extension of ZVS region of series-series WPT systems by an auxiliary variable inductor for improving efficiency [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(7): 7513-7525.

[15] Sheng Xuerui, Shi Liming. An improved pulse density modulation strategy based on harmonics for ICPT system [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(7): 6810-6819.

[16] Narayanamoorthi R, Vimala Juliet A, Chokkalingam B. Cross interference minimization and simultaneous wireless power transfer to multiple frequency loads using frequency bifurcation approach [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(11): 10898-10909.

[17] Zhu Xiao, Zhao Xing, Li Yong, et al. High-efficiency WPT system for CC/CV charging based on double-half-bridge inverter topology with variable inductors [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(2): 2437-2448.

[18] Zhou Lingyun, Mai Ruikun, Liu Shunpan, et al. Minimizing input current of the rectifier of LCC-LCC compensated IPT systems by switch-controlled capacitor for improving efficiency [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2022, 58(1): 1010-1021.

[19] 蔡春伟, 姜龙云, 陈轶, 等. 基于正交式磁结构及原边

功率控制的无人机无线充电系统[J]. 电工技术学报, 2021, 36(17): 3675-3684.
Cai Chunwei, Jiang Longyun, Chen Yi, et al. Wireless charging system of unmanned aerial vehicle based on orthogonal magnetic structure and primary power control [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(17): 3675-3684. (in Chinese)

[20] Wu Shuai, Cai Chunwei, Liu Xichen, 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.

[21] Cai Changsong, Wang Junhua, Nie Hui, et al. Effective-configuration WPT systems for drones charging area extension featuring quasi-uniform magnetic coupling [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2020, 6(3): 920-934.



田继浩

**作者简介：**

田继浩(1996— )，男，硕士研究生。研究方向：无线电能传输技术。E-mail：1306335924@qq.com。

周凌云(1995— )，女，博士研究生。研究方向：无线电能传输技术。E-mail：zhouly@my.swjtu.edu.cn。

刘顺攀(1997— )，男，博士研究生。研究方向：无线电能传输技术。E-mail：liusp@my.swjtu.edu.cn。

麦瑞坤(1980— )，男，通信作者，博士，教授。研究方向：无线电能传输技术在轨道交通中的应用。E-mail：mairk@swjtu.edu.cn。

(责任编辑：孙美菊)




公益广告来源：重庆市人民政府网