**DOI**：10.13234/j.issn.2095-2805.2026.9.254 **中图分类号**：TM46 **文献标志码**：A

# 抗偏移单端驱动无线电能传输系统

黄智聪(中国电源学会高级会员)，王京雨，王 宇(中国电源学会学生会员)，徐 海
(华南理工大学吴贤铭智能工程学院，广州 510000)

**摘要**：为解决传统单端驱动无线电能传输 WPT(wireless power transfer)系统对位置偏移敏感及依赖检测控制的问题，提出了一种新型单端驱动抗偏移 WPT 系统。该系统基于单极性与双极性线圈的复合，在位置偏移条件下保持恒定耦合磁通，通过 2 组单端驱动电路的正交激励与对补偿电路参数的优化设计，在不依赖检测与控制的条件下实现了抗位置偏移的恒压输出。此外，系统在全位置偏移范围内，可以保持效率不发生衰减。仿真和实验结果验证了所提抗偏移系统的有效性，系统可以在[−24.24%, 24.24%]的偏移下，实现脉动小于 0.77%的恒压输出，保持脉动小于 1.96%的 85.14%的传输效率。该系统不仅采用了较少的开关管及相应的驱动电路，而且实现了良好的抗偏移能力。

**关键词**：单端驱动；无线电能传输；抗偏移

# Anti-misalignment Single-ended Wireless Power Transfer System

HUANG Zhicong, *Senior Member*, *CPSS*, WANG Jingyu, WANG Yu, *Student Member*, *CPSS*, XU Hai
(Shien-Ming Wu School of Intelligent Engineering, South China University of Technology, Guangzhou 510000, China)

**Abstract:** In order to address the problems that sensitivity of traditional single-ended driven wireless power transfer (WPT) systems to positional misalignment and their reliance on detection and control mechanisms, a novel single-ended driven WPT system with misalignment tolerance is proposed. The system is based on a hybrid configuration of unipolar and bipolar coils, maintaining constant coupling magnetic flux under misalignment conditions. By utilizing orthogonal excitation from two sets of single-ended driving circuits and optimizing the parameters of the compensation circuit, the system achieves constant voltage output resistant to positional misalignment without relying on detection and control. Furthermore, the system maintains efficiency without degradation across the entire range of positional misalignment. Simulation and experimental results validate the effectiveness of the proposed anti-misalignment system, demonstrating a constant voltage output with less than 0.77% ripple under [−24.24%, 24.24%] misalignment, while achieving an efficiency of 85.14% with ripple less than 1.96%. This approach not only reduces the number of switching devices and associated driving circuits but also ensures robust offset resistance capabilities.

**Keywords:** Single-ended; wireless power transfer (WPT); misalignment tolerance

无线电能传输 WPT(wireless power transfer)技术能够在一定距离内依靠电磁场、微波等媒介隔空进行能量传输，带给人们安全、便捷、美观、享受的体验[1-4]。WPT 技术可应用于家用电子设备[5]、植入式医疗设备[6]、物联网[7]、水下探测设备[8]、汽车交通[9]和航空航天等领域，有利于推动我国在环境保护、国防安全、医疗水平等方面的发展，并为实现国家“双碳”目标作出一定的贡献，具有十分重要的意义。

目前，WPT 系统中的高频逆变电路可以分为 3 种：半桥型、全桥型和无桥型。全桥和半桥逆变电路作为当今主流的逆变拓扑，已经得到了广泛的推

**收稿日期**：2024-12-07；**修回日期**：2024-12-31，2025-01-22；
**录用日期**：2025-02-14；**网络首发日期**：2025-03-06
**基金项目**：广东省科技计划资助项目(2023A0505050124)；广东省自然科学基金资助项目(2023A1515011623)；广州市基础研究计划资助项目(SL2024A04J01675)
This work is supported by Guangdong Science and Technology Plan Project under the grant 2023A0505050124; Guangdong Natural Science Foundation Project under the grant 2023A1515011623; Guangzhou Basic Research Program Project under the grant SL2024A04J01675

广和应用。然而从全桥和半桥逆变电路的本质来说，它们也存在一些缺点，如驱动电路的设计及相关控制较为复杂，生产成本较高，并且存在上、下桥臂直通的风险，降低了 WPT 系统的安全稳定性[10-11]。无桥逆变电路仅靠单个开关管完成高频逆变功能，具有天然的成本优势，在设计驱动电路时无需考虑死区和直通问题，在 WPT 系统可靠性方面相比于全桥和半桥逆变电路可发挥出更大的优势[12-13]。因此，使用无桥逆变电路对推广应用 WPT 技术具有重要的意义。

单端 WPT 系统一般通过基于松耦合的磁耦合器来实现 WPT。在大多数应用场景中，磁耦合器存在不可避免的线圈偏移情况[14-16]。当偏移发生时，磁耦合器的有效耦合值会随着偏移的发生而减小，系统的输出特性(输出电压、电流、传输功率、传输效率等)会发生剧烈变化，这对单端 WPT 系统的稳定性提出了挑战。为了提高 WPT 系统的抗偏移性能以提升 WPT 系统的稳定性，国内外学者展开了一系列针对磁耦合机构抗偏移性能的研究[17-18]。

在传统磁耦合器的设计当中，耦合器的一次侧与二次侧结构通常是由 2 组相同的线圈组成的对称式结构[19-20]。文献[21]通过对对称式磁耦合器的磁心进行设计，并优化耦合器的磁心布局与线圈内外径来提高其整体的耦合性能；文献[22]对磁耦合器的磁心厚度及磁心与线圈的安装间隙进行了优化，但这种设计方法仅能在一定程度上缓解磁场的分布变化，抗偏移效果一般。部分研究则通过利用非对称式的磁耦合器来实现 WPT 系统的抗偏移性能。文献[23]通过优化一次侧与二次侧线圈的尺寸，实现了系统的抗偏移性能；文献[24]中一次侧与二次侧分别采用了螺旋线圈及矩形线圈以提高耦合磁场的均匀性。但以上方法对系统抗偏移性能的提升十分有限，且这些方法易使磁耦合器的有效耦合能力有所降低，并带来磁场泄露问题。

利用主动控制方法，通过调节发生偏移系统中的功率开关器件，可实现偏移条件下系统输出特性的稳定[25]。主要控制策略包括调频控制、占空比控制、移相控制和多变量复合控制等。这些方法需实时采样系统的目标电流、电压或功率信号，并根据目标输出精确调整电力电子器件的工作状态，以实现稳定的输出。然而，复杂的控制策略往往响应速度较慢，工作状态难以快速调整，导致系统的鲁棒性与适用性较差。

综上所述，偏移问题显著影响 WPT 系统的传输效率与输出稳定性，而当前针对磁耦合器抗偏移性能的研究仍存在较大的优化空间。基于此，本文提出了一种新型单端驱动抗偏移 WPT 系统。该系统针对传统抗偏移 WPT 系统成本高、硬件结构复杂、存在安全风险等问题，在降低 WPT 系统成本的同时提高了系统整体的安全性与稳定性。同时针对单端驱动 WPT 系统在抗偏移设计中对复杂检测与控制的高度依赖性，提出了正交激励设计与补偿参数优化策略，实现了单极性与双极性线圈磁通的动态补偿，有效提升了抗偏移能力，减少了对检测与控制的依赖。

## 1　原理分析及参数设计

单端 LC 逆变电路属于无桥电路，其拓扑结构如图 1 所示，其中，$L_S$ 为接收线圈，为单极线圈。

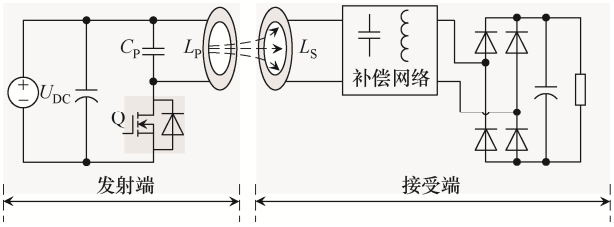



**图 1　单端无线电能传输拓扑**

**Fig. 1 Topology of single-ended wireless power transfer**

### 1.1　所提电路拓扑

本文所提电路拓扑如图 2 所示，采用双单端并联拓扑。图中：$Q_1$ 与 $Q_2$ 为并联单端 WPT 拓扑中的开关管；电感 $L_1$、发射端补偿电容 $C_{P1}$ 与电感 $L_2$、发射端补偿电容 $C_{P2}$ 构成 LC 谐振电路；$L_3$、$L_4$ 为一次侧补偿电感；$C_1$~$C_4$ 为一次侧补偿电容；$M_1$、$M_2$ 为线圈之间的互感；$C_5$ 为二次侧补偿电容；$R$ 为等效负载。

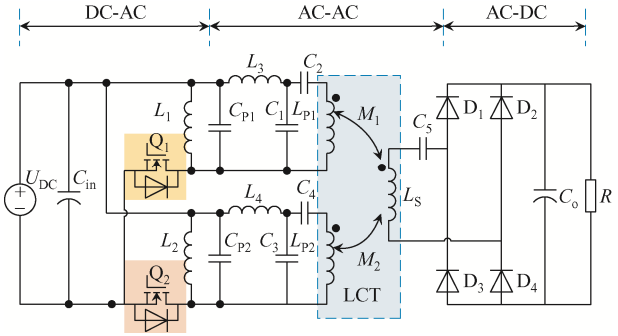



**图 2 提出的电路拓扑**

**Fig. 2 Topology of proposed circuit**

图 3 为本文采用的松耦合变压器结构，其中，$L_{P1}$、$L_{P2}$ 构成松耦合变压器的发射线圈，(1 个单极线圈与 1 个双极线圈)，$L_{P1}$ 与 $L_{P2}$ 相互解耦。该结构单极线圈采用矩形线圈，如 $L_S$ 所示；双极线圈采用如 $L_{P2}$ 所示的 DD 型线圈。

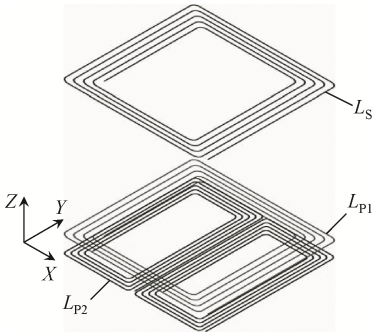



**图 3 线圈结构及参考方向**

**Fig. 3 Coil structure and reference direction**

### 1.2 单端 WPT 电路工作原理分析

单端 LC 逆变电路的独特结构，使得输入到补偿网络的等效电压波形不是一个完整的方波，因此在电路波形的分析方面也与全桥有所不同。

对于单端 LC 逆变电路，在一个工作周期 $T$ 内，当开关管或其体二极管开通时，$C_{P1}$ 与 $C_{P2}$ 的电压 $U_{C_{P1}}$ 和 $U_{C_{P2}}$ 将被输入直流电压源钳制。当开关管处于关断期间，$U_{C_{P1}}$ 和 $U_{C_{P2}}$ 波形由谐振网络决定。假定 $U_{C_{P1}}$ 和 $U_{C_{P2}}$ 的波形完全一致，则在电路正常工作时，相关的电压波形如图 4 所示。由于输入到谐振网络的等效交流电压由 $C_{P1}$ 和 $C_{P2}$ 的电压波形决定，因此需要计算等效输入交流电压源的基波有效值，为进一步分析做准备。

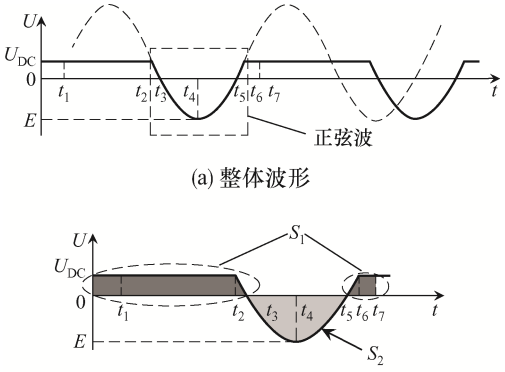



**图 4 $C_{P1}$ 或 $C_{P2}$ 的电压波形**

**Fig. 4 The voltage waveforms of $C_{P1}$ or $C_{P2}$**

图 4 中：0~$t_7$ 为一个 $T$；$U_{DC}$ 为输入直流电压；$E$ 为 $C_{P1}$ 或 $C_{P2}$ 的谐振电压峰值。为了确保 $Q_1$ 和 $Q_2$ 能够实现零电压开通 ZVS(zero voltage switching)，进而减少电路工作时的开关损耗，需要在计算等效电压的同时考虑 ZVS 裕量。定义 $D_{ZVS}$ 为 ZVS 裕量，$D$ 为占空比。将一个 $T$ 分为 3 个阶段：0~$t_2$ 阶段，$Q_1$ 和 $Q_2$ 处于正向开通状态，此时 $U_{C_{P1}}$ 和 $U_{C_{P2}}$ 均为 $U_{DC}$；$t_2$~$t_6$ 阶段，$Q_1$ 和 $Q_2$ 处于关断状态，$C_{P1}$ 和 $C_{P2}$ 均处于谐振状态，此时的电压波形类似于正弦波；$t_6$~$t_7$ 阶段，$Q_1$ 和 $Q_2$ 处于反向开通状态，有电流流过 $Q_1$ 和 $Q_2$ 中的反并联二极管，为实现 ZVS 提供了条件，此时 $U_{C_{P1}}$ 和 $U_{C_{P2}}$ 均为 $U_{DC}$。

根据图 4 可以列出 $C_{P1}$ 或 $C_{P2}$ 的电压波形状态方程。在一个 $T$ 内的 $u_{C_p}(t)$ 可表示为

$$u_{C_p}(t)=\begin{cases}U_{DC} & 0<t\leqslant t_2\\ U_{DC}-(E+U_{DC})\sin[\omega_1(t-t_2)] & t_2<t\leqslant t_6\\ U_{DC} & t_6<t\leqslant t_7\end{cases} \tag{1}$$

式中，$\omega_1$ 为正弦半波的角频率，可表示为

$$\omega_1=\frac{\pi}{t_6-t_2}=\frac{\pi}{(1-D-D_{ZVS})T} \tag{2}$$

定义 $\Delta t=t_3-t_2=t_6-t_5$，则 $\Delta t$ 可表示为

$$\Delta t=\frac{\pi\arcsin\left(\dfrac{U_{DC}}{E+U_{DC}}\right)}{180^\circ\omega_1} \tag{3}$$

$t_3$、$t_5$ 和 $t_6$ 可表示为

$$\begin{cases} t_3 = DT + \Delta t \\ t_5 = (1 - D_{ZVS})T - \Delta t \\ t_6 = (1 - D_{ZVS})T \end{cases} \tag{4}$$

根据伏秒平衡原理，由于 $C_{P1}$ 与 $L_{P1}$ 并联，所以 $C_{P1}$ 和 $L_{P1}$ 的电压相同，在一个 $T$ 内，电感的平均电压为 0。如图 4(b)所示，$S_1$ 代表深色区域的面积，$S_2$ 代表浅色区域的面积，根据伏秒平衡原理，$S_1$=$S_2$。$S_1$ 和 $S_2$ 的表达式分别为

$$\begin{cases} S_1 = U_{DC}(D + D_{ZVS})T + 2\int_{t_2}^{t_2+\Delta t} U_{DC} - (E + U_{DC}) \cdot \\ \qquad \sin[\omega_1(t - t_2)]\mathrm{d}t \\ S_2 = \left| \int_{t_2+\Delta t}^{(1-D_{ZVS})T-\Delta t} U_{DC} - (E + U_{DC}) \sin[\omega_1(t - t_2)]\mathrm{d}t \right| \end{cases} \tag{5}$$

为了得到等效输入交流电压源的基波有效值，对图 4 中的电压波形进行傅里叶分解，得

$$u_{C_P}(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t)] \tag{6}$$

式中：$n$ 为谐波次数；$\omega$ 为角频率；$a_0$、$a_1$、$b_1$ 为对应的系数，可分别表示为

$$\begin{cases} a_0 = \dfrac{1}{T}\int_0^{(D+D_{ZVS})T} U_{DC}\mathrm{d}t + \dfrac{1}{T} \cdot \\ \qquad \int_{t_2}^{t_6} U_{DC} - (E + U_{DC}) \sin[\omega_1(t - t_2)]\mathrm{d}t \\ a_1 = \dfrac{2}{T}\int_0^{(D+D_{ZVS})T} U_{DC} \cos(\omega t)\mathrm{d}t + \\ \qquad \dfrac{2}{T}\int_{t_2}^{t_6} U_{DC} - (E + U_{DC}) \sin[\omega_1(t - t_2)] \cos(\omega t)\mathrm{d}t \\ b_1 = \dfrac{2}{T}\int_0^{(D+D_{ZVS})T} U_{DC} \sin(\omega t)\mathrm{d}t + \\ \qquad \dfrac{2}{T}\int_{t_2}^{t_6} U_{DC} - (E + U_{DC}) \sin[\omega_1(t - t_2)] \sin(\omega t)\mathrm{d}t \end{cases} \tag{7}$$

$u_{C_P}(t)$ 的傅里叶级数展开式也可表示为

$$u_{C_P}(t) = E_0 + E_1 \cos(\omega t + \varphi) + \sum_{n=2}^{\infty} E_n \cos(n\omega t + \varphi_n) \tag{8}$$

式中：$E_0$ 为波形中包含的直流分量；$E_1$ 和 $\varphi$ 分别为基波幅值及其初始相位；$E_n$ 和 $\varphi_n$ 分别为第 $n$ 次谐波幅值及其对应的初始相位。因此 2 个并联单端电路的输出高频电压幅值均用 $E_1$ 表示，即

$$\begin{cases} E_1 = \sqrt{a_1^2 + b_1^2} \\ E_0 = a_0 \end{cases} \tag{9}$$

### 1.3 补偿参数设计

$L_{P1}$ 与 $L_S$ 为单极线圈，$L_{P2}$ 为双极线圈，所提电路拓扑的 2 个发射电路均采用 LCC 型补偿，二次侧电路采用 S 型补偿。当线圈正对时，只有 $L_{P1}$ 向 $L_S$ 传能。根据第 1.2 节求解出的等效输入电压与所需输出电压，按照全桥电路拓扑中 LCC-S 型补偿拓扑的参数设计方法，可以得到谐振关系为

$$\begin{cases} \omega L_3 = \dfrac{1}{\omega C_1} = \omega L_{P1} - \dfrac{1}{\omega C_2} \\ \dfrac{1}{\omega C_5} = \omega L_S \end{cases} \tag{10}$$

单极性发射线圈电流幅值可以表示为

$$I_{L_{P1}} = \frac{E_1}{\mathrm{j}\omega L_3} \tag{11}$$

与负载无关的交流输出电压幅值可以表示为

$$U_{o1} = \frac{M_1 E_1}{L_3} \tag{12}$$

### 1.4 抗偏移设计

$L_{P2}$ 所对应的补偿网络同样为 LCC 型补偿，谐振关系满足

$$\omega L_4 = \frac{1}{\omega C_3} = \omega L_{P2} - \frac{1}{\omega C_4} \tag{13}$$

双极性发射线圈电流幅值可以表示为

$$I_{L_{P2}} = \frac{E_1}{\mathrm{j}\omega L_4} \tag{14}$$

其与负载无关的交流输出电压幅值可以表示为

$$U_{o2} = \frac{M_2 E_1}{L_4} \tag{15}$$

通过研究发现，单极性与双极性线圈的磁通随偏移量的变化规律如图 5 所示。以线圈中心为坐标原点，图 5 中三角形标记线条表示单极性线圈磁通 $\Phi_1$，圆形标记线条表示双极性线圈磁通 $\Phi_2$。合适

地配比双极性线圈的磁通可以在 $X$ 轴的正半轴抵消偏移所造成的单极性线圈的磁通变化。文献[25]已详细讨论了具体的匹配方法，此处不再赘述。此外，为使在 $X$ 轴的负半轴也能起到同样的磁通补偿效果，将 $\Phi_2$ 改变为与 $\Phi$=0 轴对称的圆形标记线条部分。

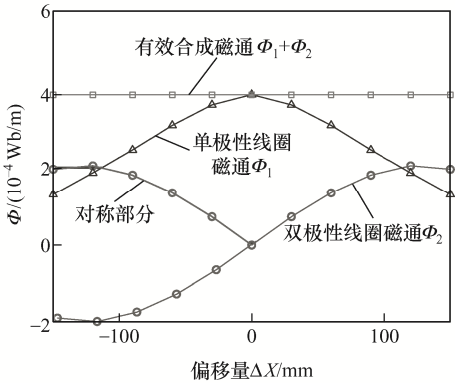



**图 5 单极性与双极性线圈磁通随偏移量的变化**

**Fig. 5 Variation of magnetic flux in unipolar and bipolar coils with displacement**

此时所提系统的输出电压为

$$U_{\mathrm{OUT}}=\frac{E_1}{L_3}\sqrt{\frac{2L_3}{L_4}M_1M_2\cos\theta+M_1^2+\frac{L_3^2}{L_4^2}M_2^2} \tag{16}$$

式中，$\theta$ 为 2 组线圈间的电流相位差。

根据式(16)可知，单端 WPT 系统的输出电压主要由 2 组线圈互感、补偿电感值 $L_3$、$L_4$ 以及 $\theta$ 决定。当 $\theta$ 工作在正交激励状态时，即 $\theta$=90°时，系统的输出特性不受耦合互感极性的影响。此时式(16)可表示为

$$U_{\mathrm{OUT}}=\frac{E_1}{L_3}\sqrt{M_1^2+\frac{L_3^2}{L_4^2}M_2^2} \tag{17}$$

当 $\theta$=90°时，偏移发生时的电压波动量可以被定义为

$$\Delta U=M_1^2+\frac{L_3^2}{L_4^2}M_2^2 \tag{18}$$

由于 $M_1$ 与 $M_2$ 在偏移发生的过程中呈现一增一减的互补特性，因而在系统设计过程中，通过对耦合器线圈互感及补偿电感的合理选取与设计，可以实现系统稳定的抗偏移性能。参数设计过程中引入的波动因子 $\alpha$，可表示为

$$\alpha=\frac{\Delta U_{\max}-\Delta U_{\min}}{\Delta U_{\max}+\Delta U_{\min}} \tag{19}$$

式中，$\Delta U_{\max}$ 与 $\Delta U_{\min}$ 分别为在偏移过程中系统电压波动量的最大值与最小值。在不同的补偿电感参数 $L_3^2/L_4^2$ 的情况下，将 $M_1$ 与 $M_2$ 代入式(18)，并结合式(19)进行计算，获得 $\alpha$ 的极小值，即为系统最佳的抗偏移参数。

文中的所有电路参数可以通过理论推导计算得出，见表 1。

**表 1 所提出电路的参数**

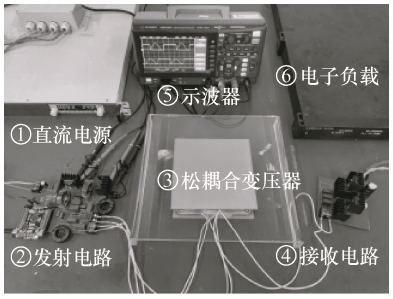
**Tab. 1 Parameters of the proposed circuit**

| 参数 | 数值 |
|---|---|
| 输入直流电压 $U_{\mathrm{DC}}$/V | 32 |
| 输出直流电压 $U_{\mathrm{OUT}}$/V | 25 |
| 开关频率 $f$/kHz | 100 |
| 占空比 $D$/% | 50 |
| 一次侧补偿电感 $L_1$, $L_2$, $L_3$, $L_4$/μH | 45.00, 45.00, 15.00, 11.09 |
| 一次侧补偿电容 $C_{\mathrm{P1}}$, $C_{\mathrm{P2}}$, $C_1$, $C_2$, $C_3$, $C_4$/nF | 60, 60, 168.87, 346.04, 228.41, 75.64 |
| 二次侧补偿电容 $C_5$/nF | 66.71 |
| 一次线圈电感 $L_{\mathrm{P1}}$, $L_{\mathrm{P2}}$/μH | 22.32, 44.58 |
| 二次线圈电感 $L_{\mathrm{S}}$/μH | 37.69 |
| 未偏移互感 $M_1$, $M_2$/μH | 8.25, 0.34 |

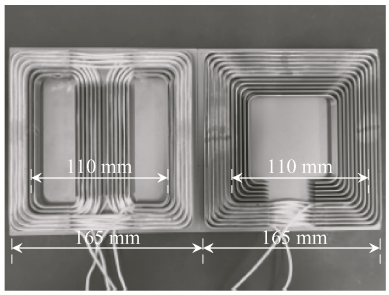
## 2 实验验证

为了验证本文所提出的单端式WPT系统的有效性，搭建了图 6 所示的实验平台。实验设备包括直流电源、发射电路、松耦合变压器、接收电路、示波器及电子负载。其中，系统的松耦合变压器由 2 个对称的方形线圈组成，耦合器的边长为 16.5 cm，传输距离为 4.5 cm。MOSFET 型号为 CGE1M1 20080，二次侧 4 个二极管型号为 MBR20150。采用单片机 STM32RCT6 实现系统控制。系统额定功率为 25 W。

图 7(a)为电路在线圈对准状态、$R$=25 Ω 时的 2 个开关管漏源极电压 $U_{\mathrm{DS1}}$、$U_{\mathrm{DS2}}$ 和栅源极驱动电压 $U_{\mathrm{GS1}}$、$U_{\mathrm{GS2}}$ 波形图，可以看出，在此工作状态下，2 个开关管均可实现 ZVS；图 7(b)为线圈在偏移量($\Delta X$=40 mm)最大时的相关电压波形，可以看出，2 个开关管可以在线圈最大偏移的情况下实现 ZVS。



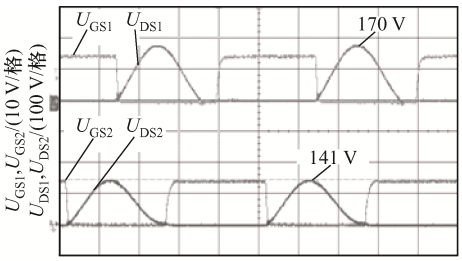

(a) 系统实验平台



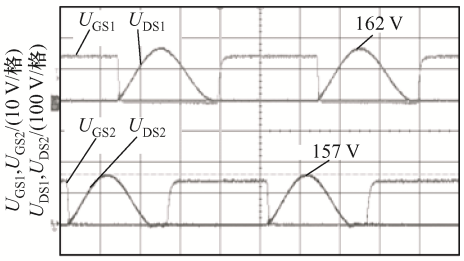

(b) 系统松耦合变压器

**图 6　实验平台示例**

**Fig. 6 Example of experimental platform**




(a) 未偏移




(b) 偏移量Δ$X$=40 mm

**图 7　软开关波形**

**Fig. 7 Waveforms for soft switching**

为分析电路的恒压特性，恒压模态下将 $R$ 由 25 Ω 切至 50 Ω 再切至 25 Ω，$U_{OUT}$ 与 $I_{OUT}$ 的实验波形如图 8 所示。可以看出，当电路工作在恒压模式下，即使 $R$ 大范围跳变，$U_{OUT}$ 相比于初始电压基本保持不变，而输出电流的变化较大，表明变换器较好地实现了 $U_{OUT}$ 与 $R$ 的解耦，具有恒压输出的特性。

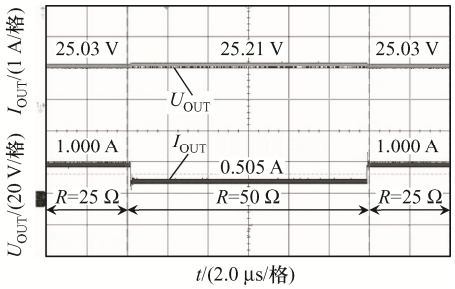
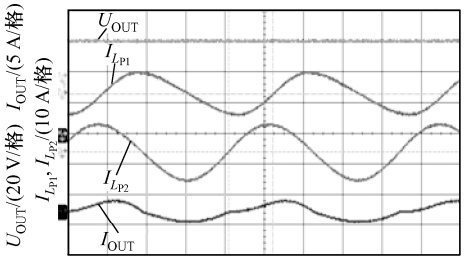


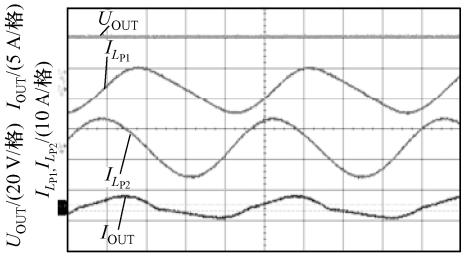

**图 8　切负载实验波形**

**Fig. 8 Waveforms of load-switching experiment**

图 9(a)为 $R$=25 Ω 且未发生偏移情况下，以输出电压作为参考的一次线圈电流，图 9(b)为线圈在 Δ$X$=40 mm 时的相关波形。可以看出，线圈电流的相位偏差约为设定值 90°，线圈错位前、后对与负载无关的恒压输出几乎没有影响。图 10 为系统的功率分析，所提系统的效率在未偏移时为 85.140%，而当 Δ$X$=40 mm 时，系统的效率为 83.469%，表明系统效率在偏移过程中基本保持一致，并未随着偏移的发生而显著下降。




(a) 未偏移

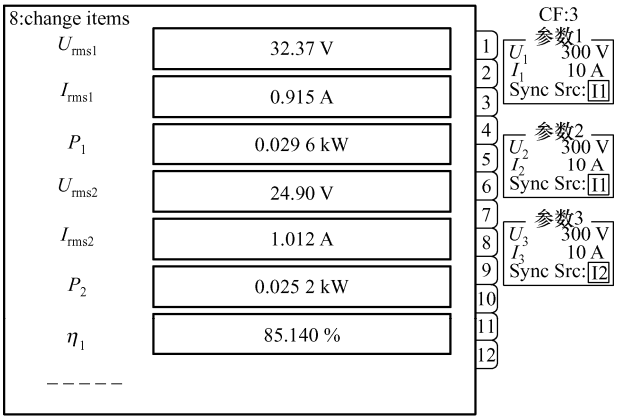



(b) 偏移量Δ$X$=40 mm

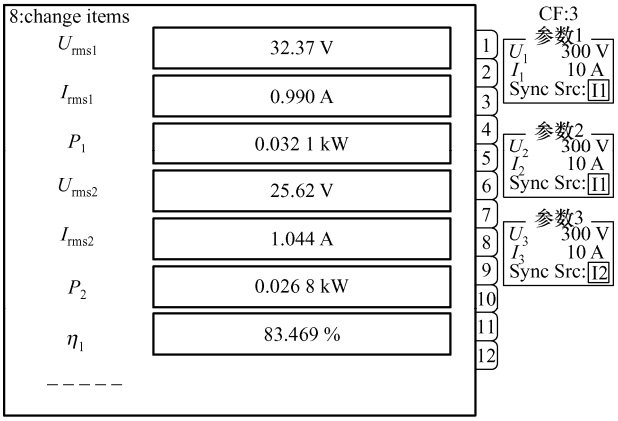
**图 9　以输出电压为参考的线圈电流波形**

**Fig. 9 Waveforms of the coil currents with output voltage as reference**

图 11 为 $R$=25 Ω 时 $U_{OUT}$ 随线圈位置偏移的变




(a) 未偏移




(b) 偏移Δ$X$=40 mm

**图 10 不同偏移条件下的功率分析**

**Fig. 10 Power analysis graph under different misalignment conditions**

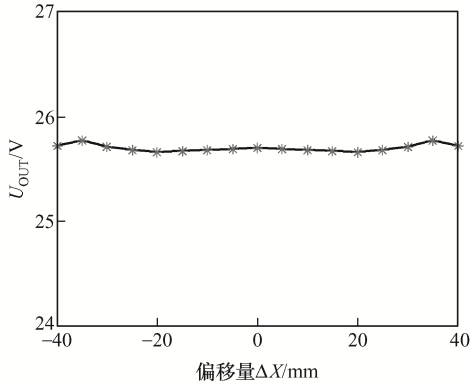



**图 11 输出电压随线圈偏移量的变化**

**Fig. 11 Variation of output voltage with coil misalignment**

化趋势。可以看出，Δ$X$在[−40, 40] mm 内(偏移范围[24.24%, 24.24%])时，$U_{OUT}$几乎稳定在 25.7 V，且脉动小于 0.77%，表明所提抗偏移方法是有效的。图 12 为系统效率在偏移发生过程中的变化趋势。可以看出，系统效率并未随着偏移的发生而产生显著变化，呈现轻微波动的趋势，传输效率维持在 85.14%，且效率脉动小于 1.96%，表明了所提系统的优越性与稳定性。

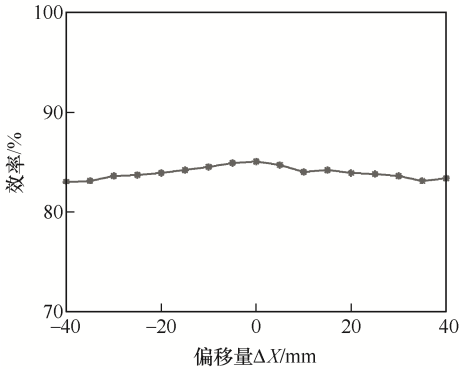



**图 12 系统效率随线圈偏移量的变化**

**Fig. 12 Variation of system efficiency with coil misalignment**

## 3 结语

本文提出了一种新型单端驱动抗偏移 WPT 系统，旨在解决传统单端驱动 WPT 系统对位置偏移的敏感性及对检测控制的依赖。为验证所提设计的有效性，搭建了一组额定功率为 25 W 的实验电路。实验结果表明，在[−24.24%, 24.24%]的偏移范围内，系统实现了脉动小于 0.77%的恒压输出，传输效率维持在 85.14%，效率脉动小于 1.96%。该方案不仅有效减少了开关管的数量及相应的驱动电路，而且在确保良好抗偏移能力的同时，提升了系统的整体性能。这一设计使单端驱动 WPT 系统能够广泛应用于多种场景，具有重要的实际应用价值。

**参考文献：**

[1] Zhu Xirui, Jin Ke, Hui Qi, et al. Long-range wireless microwave power transmission: A review of recent progress [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2021, 9(4): 4932-4946.

[2] Zhu Jiaqi, Ban Yongling, Zhang Yiming, et al. Three-coil

wireless charging system for metal-cover smartphone applications [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(5): 4847-4858.

[3] Yao Yousu, Wang Yijie, Liu Xiaosheng, et al. A novel unsymmetrical coupling structure based on concentrated magnetic flux for high-misalignment IPT applications [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(4): 3110-3123.

[4] Clerckx B, Kim J, Choi K W, et al. Foundations of wireless information and power transfer: Theory, prototypes, and experiments [J]. Proceedings of the IEEE, 2022, 110(1): 8-30.

[5] Li Siqi, Mi C C. Wireless power transfer for electric vehicle applications [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2015, 3(1): 4-17.

[6] Sedehi R, Budgett D, Jiang Jincheng, et al. A wireless power method for deeply implanted biomedical devices via capacitively coupled conductive power transfer [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(2): 1870-1882.

[7] Ejaz W, Naeem M, Zeadally S. On-demand sensing and wireless power transfer for self-sustainable industrial Internet of Things networks [J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2021, 17(10): 7075-7084.

[8] Yan Zhengchao, Song Baowei, Zhang Yiming, et al. A rotation-free wireless power transfer system with stable output power and efficiency for autonomous underwater vehicles [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(5): 4005-4008.

[9] 王金明, 胡越, 于长虹, 等. 电动汽车双向无线充电系统及其控制技术研究[J]. 电源学报, 2025, 23(7): 210-217.
Wang Jinming, Hu Yue, Yu Changhong, et al. Research on bidirectional wireless charging system and control technology for electric vehicles [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(7): 210-217. (in Chinese)

[10] Tebianian H, Salami Y, Jeyasurya B, et al. A 13.56-MHz full-bridge class-D ZVS inverter with dynamic dead-time control for wireless power transfer systems [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(2): 1487-1497.

[11] Lee Y D, Kim K W, Moon G W. A self-compensated planar coil with integrated single-switch regulator for wireless power transfer (WPT) systems [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(10): 10954-10958.

[12] Huang Xiaosheng, Kong Yipeng, Ouyang Ziwei, et al. Analysis and comparison of push-pull class-E inverters with magnetic integration for megahertz wireless power transfer [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(1): 565-577.

[13] 刘耀, 肖晋宇, 赵小令, 等. 无线电能传输技术发展与应用综述[J]. 电工电能新技术, 2023, 42(2): 48-67.
Liu Yao, Xiao Jinyu, Zhao Xiaoling, et al. Development and application review on wireless power transmission technology [J]. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy, 2023, 42(2): 48-67. (in Chinese)

[14] 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.
Wu Lihao, Zhang Bo. Overview of static wireless charging technology for electric vehicles: PartⅡ [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(8): 1662-1678. (in Chinese)

[15] 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.
Wu Lihao, Zhang Bo. Overview of static wireless charging technology for electric vehicles: PartⅡ [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(8): 1662-1678. (in Chinese)

[16] Luo Zhichao, Wei Xuezhe. Analysis of square and circular planar spiral coils in wireless power transfer system for electric vehicles [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(1): 331-341.

[17] 黄文聪, 蒋煊焱, 常雨芳, 等. 基于恒压输出区间追踪的 WPT 系统抗偏移方法[J]. 电源学报, 2025, 23(2): 179-187.
Huang Wencong, Jiang Xuanyan, Chang Yufang, et al. Anti-offset method for WPT system based on constant-voltage output interval tracking [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(2): 179-187. (in Chinese)

[18] 周学斌, 董康帅, 杨林. 恒流与恒压双路输出 WPT 系统研究[J]. 电源学报, 2026, 24(3): 259-269.

Zhou Xuebin, Dong Kangshuai, Yang Lin. Research on constant-current and constant-voltage dual-output WPT system [J]. Journal of Power Supply, 2026, 24 (3): 259-269. (in Chinese)

[19] Jayalath S, Khan A. Design, challenges, and trends of inductive power transfer couplers for electric vehicles: A review [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2021, 9(5): 6196-6218.

[20] Budhia M, Covic G A, Boys J T. Design and optimization of circular magnetic structures for lumped inductive power transfer systems [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(11): 3096-3108.

[21] Zhang Wei, White J C, Abraham A M, et al. Loosely coupled transformer structure and interoperability study for EV wireless charging systems [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(11): 6356-6367.

[22] Song Kai, Yang Guang, Guo Yu, et al. Design of DD coil with high misalignment tolerance and low EMF emissions for wireless electric vehicle charging systems [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(9): 9034-9045.

[23] Yao Yousu, Wang Yijie, Liu Xiaosheng, et al. A novel unsymmetrical coupling structure based on concentrated magnetic flux for high-misalignment IPT applications [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(4): 3110-3123.

[24] Budhia M, Covic G A, Boys J T, et al. Development and evaluation of single sided flux couplers for contactless electric vehicle charging [C]// 2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. Phoenix, AZ, USA, 2011: 614-621.

[25] Gati E, Kampitsis G, Manias S. Variable frequency controller for inductive power transfer in dynamic conditions [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(2): 1684-1696.



黄智聪

**作者简介：**

黄智聪(1987— )，男，中国电源学会高级会员，通信作者，博士，副教授。研究方向：无线电能传输机理及应用。E-mail：zhiconghuang@scut.edu.cn。

王京雨(1996— )，男，博士研究生。研究方向：无线电能传输及电力电子技术。E-mail：202210190813@mail.scut.edu.cn。

王宇(2001— )，男，中国电源学会学生会员，硕士研究生。研究方向：无线电能传输及电力电子技术。E-mail：wiyuwang@mail.scut.edu.cn。

徐海(1991— )，男，博士研究生。研究方向：无线电能传输及电力电子技术。E-mail：xuhai1568.scut@gmail.com。

(责任编辑：郭凯凯)