DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2026.9.275 **中图分类号**：TM724 **文献标志码**：A

具有恒功率特性的水下无线电能传输系统研究与设计

祖建中，赵 进，孙作民(中国电源学会学生会员)，穆亚宇，钱 伟
(江苏科技大学自动化学院，镇江 212000)

摘要：提出了一种适用于水下环境的单级功率控制无线电能传输 WPT (wireless power transfer)系统，该系统的输出功率在互感、输入频率及负载发生变化时可以保持恒定。相较于传统的水下无线电能传输 UWPT (underwater wireless power transfer)系统，本系统可实现输入频率自适应及二次侧功率自定义，具有更宽的输出调控范围，可使得包括自主水下航行器 AUV (autonomous underwater vehicle)在内的水下设备更好地适应不同的充电条件。该 UWPT 系统采用 S-S 补偿网络，但二次侧串联的是可变电容 SCC(switched-controlled capacitor)。首先通过控制 SCC 实现二次侧频率跟随，同时调整半控整流桥 SAR (semi-active rectifier)的导通角重新配置等效阻抗；其次进一步调控 SCC 以消除二次侧多余容抗，保障系统恒流特性，从而实现输出功率调控，该系统仅通过二次侧单级功率定义，有效规避了水下无线通信；最后通过多环境模拟实验验证了 UWPT 系统及控制策略的可行性。

关键词：自主水下航行器；水下无线电能传输；半控整流桥；恒功率

Research and Design of Underwater Wireless Power Transfer System with Constant Power Characteristic

ZU Jianzhong, ZHAO Jin, SUN Zuomin, *Student Member*, *CPSS*, MU Yayu, QIAN Wei
(College of Automation, Jiangsu University of Science and Technology, Zhenjiang 212000, China)

Abstract: A single-stage power-controlled wireless power transfer (WPT) system for underwater environments is proposed, in which the output power can be kept constant when the mutual inductance, input frequency, and load change. Compared with the conventional underwater wireless power transfer (UWPT) system, this system can achieve input frequency adaptation and second-side power customization, and has a wider output regulation range, which can enable underwater devices including autonomous underwater vehicle (AUV) to better adapt to different charging conditions. This UWPT system uses an S-S compensation network, but the secondary side is connected in series with a switched-controlled capacitor (SCC). Secondary side frequency following is achieved by controlling the SCC, while the conduction angle of the semi-active rectifier (SAR) is adjusted to reconfigure the equivalent impedance, and then the SCC is further regulated to eliminate the excess capacitive reactance of the secondary side, which ensures the constant current characteristics of the system and thus achieves the output power regulation. The system is defined only by the single-stage power definition of the second-side, which effectively circumvents the underwater wireless communication. The feasibility of the UWPT system as well as the control strategy was finally verified by multi-environmental simulation experiments.

Keywords: Autonomous underwater vehicle (AUV); underwater wireless power transfer (UWPT); semi-active rectifier (SAR); constant power

无线电能传输 WPT (wireless power transfer)是一种新兴技术，无需任何物理接触即可传输电能，更加安全可靠。因此，WPT 技术在众多领域得到了推广，包括消费电子、医疗电子及水下充电等[1-9]，对于水下无线电能传输 UWPT (underwater wireless

收稿日期：2025-01-20；**修回日期**：2025-02-20；**录用日期**：2025-02-28；**网络首发日期**：2025-03-27

power transfer)，应用最多的则是自主水下航行器 AUV (autonomous underwater vehicle)。AUV 作为一种海底探测的重要设备得到了广泛应用，为了提高 AUV 的灵活性，其体积一般设定较小，因此所携带的电池数量会严重受限，这就导致 AUV 的航程较短。为了有效增大 AUV 的探测范围，一方面要提高单体电池容量，另一方面则是提高对其充电的便捷性，相较于有线充电，无线充电省去了插拔过程，可以有效降低漏电风险，因此无线充电能够更好地适应海水环境。

在对 UWPT 系统的研究中，如何实现恒功率传输一直是热点。难以保持恒功率传输主要存在 2 方面问题：一方面是海底暗流涌动，磁耦合装置非常容易发生偏移，这会导致互感发生变化，互感的波动将直接影响系统的输出电压及输出电流；另一方面则是电磁波通信系统难以在海水环境下运行，无法以通信反馈的形式实现功率调控。对此，众多学者提出了不同的解决方案，对于磁耦合装置偏移，文献[10]提出了一种发射线圈与接收线圈形状相同、传输距离为 15 mm 的同轴环绕式磁耦合装置，该装置在 360°旋转偏移范围内耦合系数波动率约为 9%；文献[11]提出了一种接收端为近似环形的磁耦合装置，其在 360°旋转偏移范围内互感的波动率约为 5%，虽然互感在一定程度上得到了控制，但对于负载变化引起的功率失常作用甚微；对此，文献[12-13]通过在二次侧整流桥后加装 DC-DC 变换器的方式实现输出功率调控，但系统效率仅可保持在 70%以上，并且额外的变换器增加了元件数量，提高了成本；文献[14]通过在二次侧引入半控整流桥 SAR (semi-active rectifier)重新配置等效阻抗的方法，在不添加额外器件的条件下实现输出功率的单级调控，但 SAR 产生的多余电抗严重影响了系统效率；文献[15-16]在二次侧引入 SAR 的基础上又添加了可变电容 SCC(switched-controlled capacitor)用于补偿额外电抗，但该方案并未考虑互感及输入频率对于系统的影响，严格限制了 AUV 的充电条件。

为了使 UWPT 系统在输入频率、互感及负载发生变化时能够保持恒功率传输，本文提出了一种二次侧单级调控结构及方法。该 UWPT 系统采用 S-S 补偿网络，但二次侧串联的是 SCC，整流桥为 SAR。首先通过增大 SCC 的导通角，实现二次侧频率跟随，同时根据输出采样结果计算并调整 SAR 的导通角，实现等效负载的切换；其次 SCC 在频率跟踪的基础上进一步增大导通角，用于消除 SAR 产生的多余容抗，保障系统的恒流输出及逆变器的零相位角 ZPA (zero phase angle)特性，实现了与输入频率、互感及负载无关的恒定功率传输，该 UWPT 系统有效拓宽了输出范围，使得 AUV 可以更好地适应不同充电条件；最后，通过多场景模拟实验验证了无反馈通信的二次侧单级输出功率控制策略的可行性。

1 系统结构模型

1.1 SAR 建模

SAR 的基本工作原理是通过改变 MOS 管 S_5 和 S_6 的导通时间来控制整流桥的导通角 $\alpha\in[0,\pi]$。SAR 的结构及控制波形如图 1 所示。S_5 和 S_6 在一个脉冲宽度调制 PWM(pulse width modulation)周期内互补且都只开通 1/2 个周期，$\theta\in[0,\pi]$为半控整流桥的移相控制量，当 θ 为 0 时，整流桥呈现为同步整流，此时等效负载呈现为纯阻性；随着 θ 的增大，交流输出电压 U_1 的基波分量 $U_{1,1}$ 与交流输出电流 I_R 之间产生了 $\beta=(\pi-\alpha)/2=\theta/2$ 的相位差，此时等效负载不再是纯阻性而是阻抗性，可表示为

$$Z_{\mathrm{eq}}=\frac{4}{\pi^2}R_{\mathrm{o}}(1-\cos\alpha)\sin\frac{\alpha}{2}\cdot\mathrm{e}^{\mathrm{j}(\alpha/2-\pi/2)} \tag{1}$$

式中，R_{o} 为负载电阻。

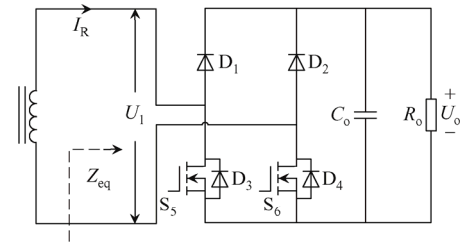
等效电阻和等效电抗分别为

$$R_{\mathrm{eq}}=\mathrm{Re}(Z_{\mathrm{eq}})=\frac{8}{\pi^2}R_{\mathrm{o}}\sin^4\frac{\alpha}{2} \tag{2}$$

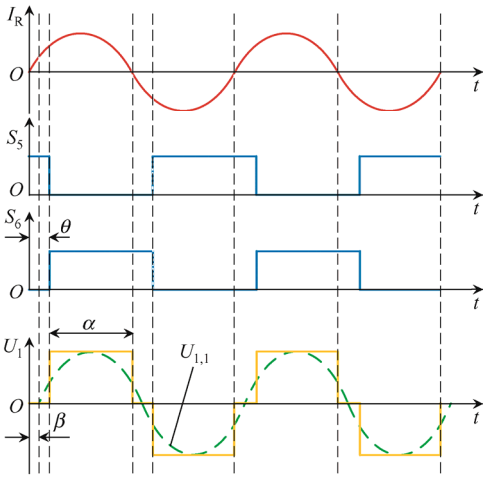
$$X_{\mathrm{eq}}=\mathrm{Im}(Z_{\mathrm{eq}})=-\frac{8}{\pi^2}R_{\mathrm{o}}\sin^3\frac{\alpha}{2}\cos\frac{\alpha}{2} \tag{3}$$

1.2 SCC 建模

SCC 是一种由开关器件与电容组成的特殊拓扑，其结构和控制波形如图 2 所示。S_a 和 S_b 在 1



(a) SAR结构



(b) SAR控制波形

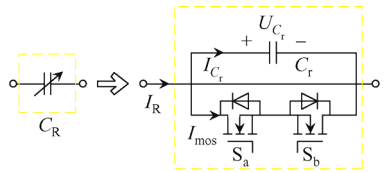
图 1　SAR 的结构及控制波形

Fig. 1 Structure and control waveforms of SAR

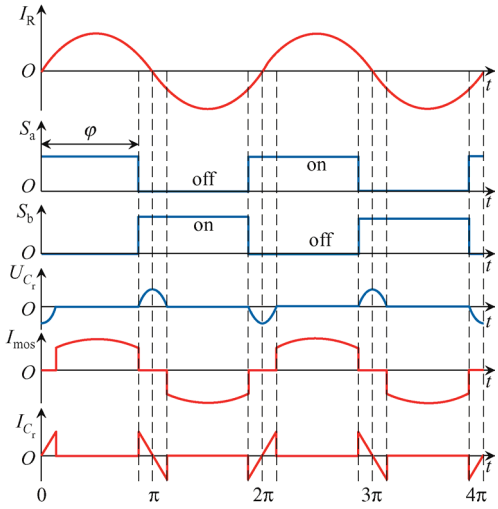
个 PWM 周期内互补，且都只开通 1/2 个周期。S_a 和 S_b 经过控制角 $\varphi\in[\pi/2, \pi)$的延时后分别关断和导通。在 1/2 个周期内，可变电容的基础电容 C_r 的充电或放电时间为 $\pi-\varphi$,其随着 φ 的增大而减小，并且可变电容两端电压 U_{Cr} 的等效方均根 RMS (root-mean-square)也随之减小。因此，SCC 的等效容值 C_R 可通过改变 φ 进行调整。根据已有的研究数据，C_R 的计算公式为

$$\frac{C_R}{C_r}=\frac{\pi}{2\pi-2\varphi+\sin(2\varphi)}\approx \frac{\pi}{2\pi+1.67\varphi^2-9.87\varphi+8.29}(\varphi\in[\pi/2,\pi)) \tag{4}$$

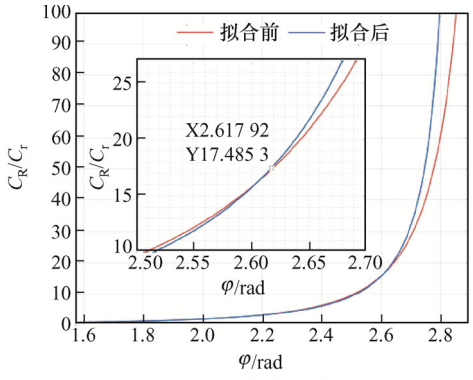
为了方便后续求解，本文对 SCC 公式进行了二次函数拟合，图 2(c)为可变电容变比 C_R/C_r 与 φ 在拟合前和拟合后的对比。从图中可以看出，拟合效果在 π/2~5π/6 区间内较好，当 φ 超出 5π/6 时，C_R/C_r 进入快速增长模式；在此之前 SCC 的容抗 X_{C_R} 已经减小了近 95%，通过二次函数拟合的方式



(a) SCC结构



(b) SCC控制波形



(c) SCC拟合曲线

图 2　SCC 的结构和控制波形

Fig. 2 Structure and control waveforms of SCC

已满足了较高精度的控制需求，对于更大范围的调控，可对拟合曲线进一步调整以满足要求。

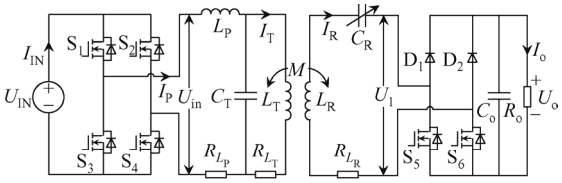
1.3 补偿网络比较分析

1.3.1 恒压网络建模

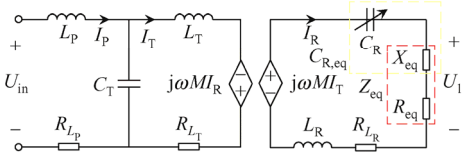
LCL-S 为最具代表性的恒压补偿网络，其完整结构如图 3(a)所示，图中：U_{in} 为交流输入电压；L_T 为发射端自感；I_T 为交流输入电流；L_R 为接收端自感；R_{L_T} 和 R_{L_R} 分别为发射端和接收端的寄生电阻；M 为发射端与接收端之间的总互感，一次侧由补偿电感 L_P 和一次侧补偿电容 C_T 进行补偿；R_{L_P} 同

样为补偿电感的寄生电阻，二次侧则由 C_{R} 进行补偿。基于基波分析法，将电路等效后可得图 3(b)，其中 C_{R} 用于补偿半控整流产生的容性电抗，补偿后的容值用 $C_{\mathrm{R,eq}}$ 表示，因此系统的回路电流方程可表示为

$$\begin{cases}\dot{U}_{\mathrm{in}}=\dot{I}_{\mathrm{p}}\left(\mathrm{j}\omega L_{\mathrm{p}}+\dfrac{1}{\mathrm{j}\omega C_{\mathrm{T}}}+R_{L_{\mathrm{p}}}\right)-\dot{I}_{\mathrm{T}}/(\mathrm{j}\omega C_{\mathrm{T}})\\ \dot{I}_{\mathrm{p}}/(\mathrm{j}\omega C_{\mathrm{T}})=\dot{I}_{\mathrm{T}}\left(\mathrm{j}\omega L_{\mathrm{T}}+\dfrac{1}{\mathrm{j}\omega C_{\mathrm{T}}}+R_{L_{\mathrm{T}}}\right)-\mathrm{j}\omega M\dot{I}_{\mathrm{R}}\\ \mathrm{j}\omega M\dot{I}_{\mathrm{T}}=\dot{I}_{\mathrm{R}}\left(\mathrm{j}\omega L_{\mathrm{R}}+\dfrac{1}{\mathrm{j}\omega C_{\mathrm{R,eq}}}+R_{L_{\mathrm{R}}}+R_{\mathrm{eq}}\right)\\ \dot{U}_{1}=\dot{I}_{\mathrm{R}}(R_{\mathrm{eq}}+\mathrm{j}X_{\mathrm{eq}})\end{cases}\tag{5}$$



(a) 完整结构



(b) 等效电路

图 3 具有 LCL-S 补偿网络的 WPT 系统电路

Fig. 3 Circuit of WPT system with LCL-S compensation network

当系统谐振时有

$$\omega L_{\mathrm{p}}-\frac{1}{\omega C_{\mathrm{T}}}=\omega L_{\mathrm{T}}-\frac{1}{\omega C_{\mathrm{T}}}=\omega L_{\mathrm{R}}-\frac{1}{\omega C_{\mathrm{R,eq}}}=0\tag{6}$$

代入式(1)求解可得系统的输出功率为

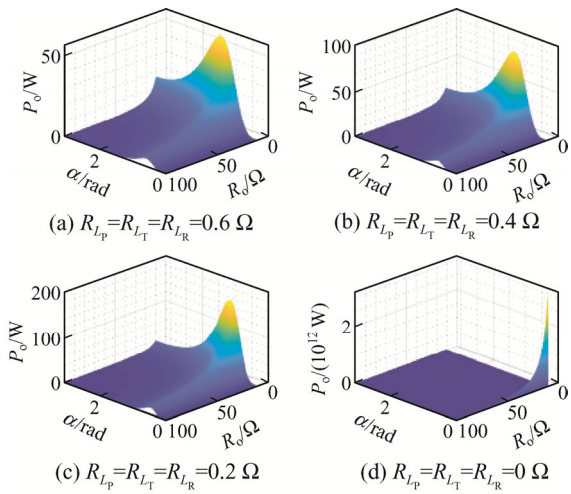
$$\begin{aligned}P_{\mathrm{o}}=&\omega^4M^2C_{\mathrm{T}}^2U_{\mathrm{in}}^2R_{\mathrm{eq}}\Big/[\omega^2C_{\mathrm{T}}^2R_{L_{\mathrm{p}}}R_{L_{\mathrm{T}}}(R_{L_{\mathrm{R}}}+R_{\mathrm{eq}})+\\ &\omega^4M^2C_{\mathrm{T}}^2R_{L_{\mathrm{p}}}+R_{L_{\mathrm{R}}}+R_{\mathrm{eq}}]^2=\\ &8\omega^4M^2C_{\mathrm{T}}^2U_{\mathrm{in}}^2R_{\mathrm{o}}\sin^4\frac{\alpha}{2}\Big/\\ &\pi^2\left[\omega^2C_{\mathrm{T}}^2R_{L_{\mathrm{p}}}R_{L_{\mathrm{T}}}\left(R_{L_{\mathrm{R}}}+\frac{8R_{\mathrm{o}}\sin^4(\alpha/2)}{\pi^2}\right)+\right.\\ &\left.\omega^4M^2C_{\mathrm{T}}^2R_{L_{\mathrm{p}}}+R_{L_{\mathrm{R}}}+\frac{8R_{\mathrm{o}}\sin^4(\alpha/2)}{\pi^2}\right]^2\end{aligned}\tag{7}$$

由第 1.1 节可知，R_{eq} 会随着 α 的减小而减小，在恒压网络中，这会使系统的输出功率在二次侧单级调控的作用下不降反增。对此，本文依据表 1 中的数据对恒压网络的输出特性进行了仿真，结果如图 4 所示。在输入电压及输入频率恒定的情形下，仅通过协调控制 SAR 和 SCC 并不能立刻有效地对 P_{o} 进行限幅，相反 P_{o} 会随着调控而反向增长。这种情况在系统谐振元器件自身寄生电阻小时更加明显，因此恒压网络并不适用于二次侧单级输出功率调控策略。

表 1 仿真参数

Tab. 1 Simulation parameters

参数	数值
交流输入电压 U_{in}/V	100
互感 M/μH	40
一次侧补偿电容 C_{T}/nF	25
频率 f/kHz	100



(a) $R_{L_{\mathrm{p}}}=R_{L_{\mathrm{T}}}=R_{L_{\mathrm{R}}}=0.6\ \Omega$　(b) $R_{L_{\mathrm{p}}}=R_{L_{\mathrm{T}}}=R_{L_{\mathrm{R}}}=0.4\ \Omega$

(c) $R_{L_{\mathrm{p}}}=R_{L_{\mathrm{T}}}=R_{L_{\mathrm{R}}}=0.2\ \Omega$　(d) $R_{L_{\mathrm{p}}}=R_{L_{\mathrm{T}}}=R_{L_{\mathrm{R}}}=0\ \Omega$

图 4 恒压网络下 P_{o} 与 α 的关系

Fig. 4 Relationship between P_{o} and α in constant voltage network

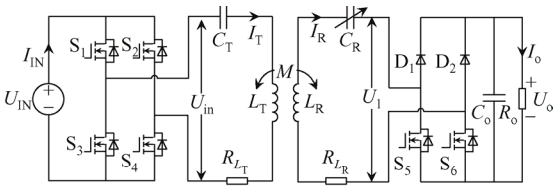
1.3.2 恒流网络建模

图 5 为具有 S-S 补偿网络的 WPT 系统，是最简单的恒流补偿网络，与 1.3.1 节中的建模方式相近，SCC 置于二次侧，一次侧则用 C_{T} 进行补偿。同样按照回路电流法可得

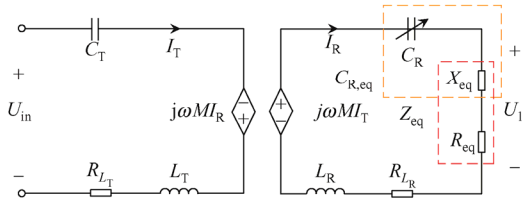
$$\begin{cases}\dot{U}_{\text{in}}+\text{j}\omega M\dot{I}_{\text{R}}=\dot{I}_{\text{T}}\left(\text{j}\omega L_{\text{T}}+\dfrac{1}{\text{j}\omega C_{\text{T}}}+R_{L_{\text{T}}}\right)\\ \text{j}\omega M\dot{I}_{\text{T}}=\dot{I}_{\text{R}}\left(\text{j}\omega L_{\text{R}}+\dfrac{1}{\text{j}\omega C_{\text{R,eq}}}+R_{L_{\text{R}}}+R_{\text{eq}}\right)\\ \dot{U}_{1}=\dot{I}_{\text{R}}\left(R_{\text{eq}}+\text{j}X_{\text{eq}}\right)\end{cases}\tag{8}$$

谐振条件为

$$\omega L_{\text{T}}-\frac{1}{\omega C_{\text{T}}}=\omega L_{\text{R}}-\frac{1}{\omega C_{\text{R,eq}}}=0\tag{9}$$



(a) 完整结构



(b) 等效电路

图 5　具有 S-S 补偿网络的 WPT 系统

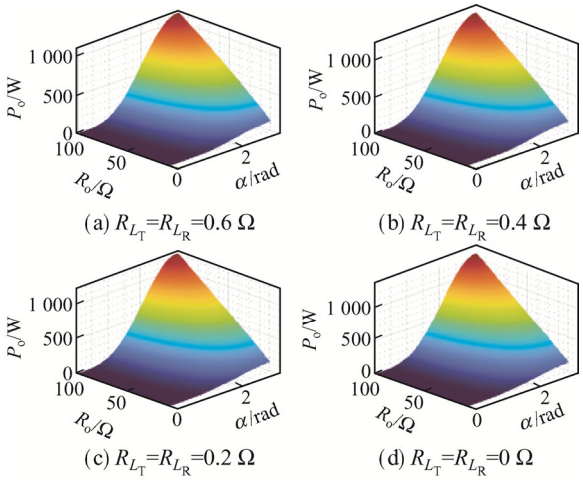
Fig. 5 WPT system with S-S compensation network

此时系统的输出功率 P_{o} 及效率 $\eta_{\text{DC-DC}}$ 分别为

$$P_{\text{o}}=\frac{U_{\text{in}}^2\omega^2M^2R_{\text{eq}}}{\left[R_{L_{\text{T}}}\left(R_{L_{\text{R}}}+R_{\text{eq}}\right)+\omega^2M^2\right]^2}=\frac{8U_{\text{in}}^2\omega^2M^2R_{\text{o}}\sin^4\dfrac{\alpha}{2}}{\pi^2\left[R_{L_{\text{T}}}\left(R_{L_{\text{R}}}+\dfrac{8}{\pi^2}R_{\text{o}}\sin^4\dfrac{\alpha}{2}\right)+\omega^2M^2\right]^2}\tag{10}$$

$$\eta_{\text{DC-DC}}=\frac{P_{\text{o}}}{U_{\text{IN}}I_{\text{IN}}}\times100\%\tag{11}$$

根据表 1 的数据，本节同样对恒流网络的输出特性进行了仿真，结果如图 6 所示。仅通过二次侧的 SCC 与 SAR 配合便可实现对输出功率的线性限幅，最低可控至 0 W，并且谐振元件自身的寄生电阻几乎不对控制效果产生影响。由此说明，想实现输出功率的二次侧单级定义，恒流补偿网络更具优势。



(a) $R_{L_{\text{T}}}=R_{L_{\text{R}}}=0.6\ \Omega$　(b) $R_{L_{\text{T}}}=R_{L_{\text{R}}}=0.4\ \Omega$

(c) $R_{L_{\text{T}}}=R_{L_{\text{R}}}=0.2\ \Omega$　(d) $R_{L_{\text{T}}}=R_{L_{\text{R}}}=0\ \Omega$

图 6　恒流网络下 P_{o} 与 α 的关系

Fig. 6 Relationship between P_{o} and α in constant-current network

2　系统控制逻辑

2.1　输出功率调控

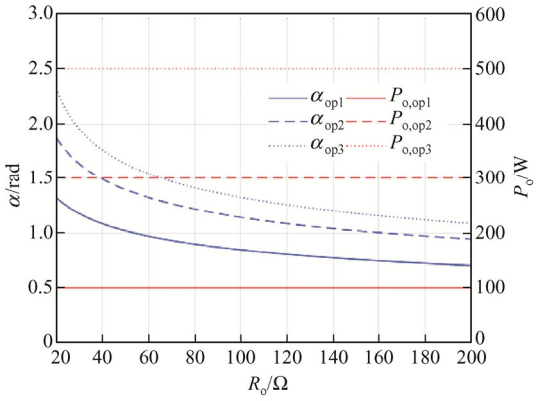
水下无线电能传输需要考虑的核心问题是功率的调控，在大气环境下，功率的调控一般是输出端采样后通过实时电磁波通信将数据传输至逆变端，逆变器根据差值做出相应调整，从而实现功率的闭环控制。但在淡水和海水环境下，电磁波衰减严重且存在严重滞后，因此通过一、二次侧建立实时通信的方式进行功率调控并不安全。不含实时通信意味着只能通过一次侧或二次侧单级调控的方式对功率进行束缚，如果仅由一次侧调控，则系统很难适应不同 AUV 的功率等级需求，输出端极易出现过功率及欠功率的现象，因此二次侧单级调控是更好的选择。

在第 1.3 节中，本文对恒压恒流补偿网络对应于二次侧单级功率调控方法进行了定量分析，结果表明恒流网络控制效果较好。恒流补偿网络种类繁多，也均可通过在二次侧引入 SCC 的方式进行宽范围补偿，但出于成本及简单性考虑，S-S 补偿网络无疑是最佳选择。由式(10)可知，在 U_{in} 确定的情形下，P_{o} 会受到 f、M 及 R_{o} 的影响。为了使 $P_{\text{o}}=P_{\text{o,op}}$ 且保持恒定，系统可通过调节 α 使得 $\alpha=\alpha_{\text{op}}$，即 $R_{\text{eq}}=R_{\text{eq,op}}$，从而对 P_{o} 进行调控。图 7 为不同 M

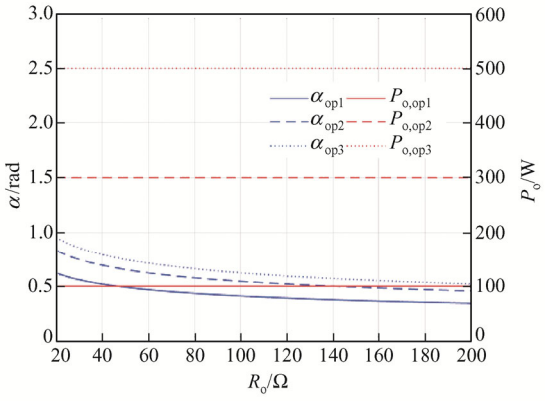
和 f 下恒功率输出与 α 的关系，仿真参数见表 2，在不同 $P_{o,op}$ 下，即使 R_o 发生变化，通过实时调控 α_{op} 便可实现 P_o 的选择与保持。

2.2 二次侧调谐补偿

由第 1.3 节和第 2.1 节可知，系统的输出功率计算及调控的前提是一、二次侧环路处于谐振状态，而二次侧 C_r 与 L_R 的固有谐振频率为 f_0，当一次侧输入步率 f_1 与 f_0 不同时，二次侧会产生不必要的电抗，并且 SAR 在调控过程中也会在二次侧产生一定的容抗，这都会使得系统产生多余的无功功率，导致效率下降，因此二次侧需要进行及时的调谐补偿。由于系统一、二次侧不存在实时电磁波通信，因此二次侧首先需要对 f_1 进行跟踪以保障基础谐振特性，但根据 SCC 的特性可知，C_R 仅可在 C_r 的基础上增大，随着 C_R 的增加，f_0 会减小，因此 f_1 需满足小于 f_0 的基础要求。根据谐振特性，当输入频率为 f_1 时，SCC 所需的二次侧可变电容 $C_{R,1}$ 为



(a) M=40 μH, f=150 kHz



(b) M=20 μH, f=70 kHz

图 7 恒功率传输与 α 的关系

Fig. 7 Relationship between constant power transfer versus and α

表 2 电路仿真参数

Tab. 2 Parameters of circuit simulation

参数	数值
交流输入电压 U_{in}/V	250
发射线圈等效电阻 R_{L_T} /Ω	0.5
接收线圈等效电阻 R_{L_R} /Ω	0.5

$$C_{R,1}=\frac{1}{4\pi^2 f_1^2 L_R} \tag{12}$$

将式(12)代入式(4)中可求得 SCC 的基础移相角 φ_1 为

$$\varphi_1=\frac{-b_1-\sqrt{b_1^2-4a_1c_1}}{2a_1} \tag{13}$$

式中：a_1=1.67；b_1=−9.87；c_1=8.29+2π−4π$^3 f_1 L_R C_r$。

在频率跟踪的基础上，SCC 还需对 SAR 产生的额外容抗 $X_{eq,op}$ 进行补偿，结合式(2)和式(3)可得到 $X_{eq,op}$、$R_{eq,op}$ 和 α_{op} 三者的关系为

$$X_{eq,op}=-R_{eq,op}\cdot\cot\frac{\alpha_{op}}{2} \tag{14}$$

为保持系统谐振，$C_{R,1}$ 还需要增大 ΔC_R 以抵消 $X_{eq,op}$，ΔC_R 的计算式为

$$\Delta C_R=\frac{\pi C_r}{2\pi-2\varphi_2+\sin(2\varphi_2)}-\frac{\pi C_r}{1.67\varphi_1^2-9.87\varphi_1+8.29+2\pi} \tag{15}$$

联合式(4)、式(14)和式(15)可得

$$2\varphi_2-\sin(2\varphi_2)\approx-1.67\varphi_2^2+9.87\varphi_2-8.29=2\pi^2 f_1 C_r R_{eq}\cot\frac{\alpha_{op}}{2}-1.67\varphi_1^2+9.87\varphi_1-8.29 \tag{16}$$

式中，φ_2 为最终移相角。

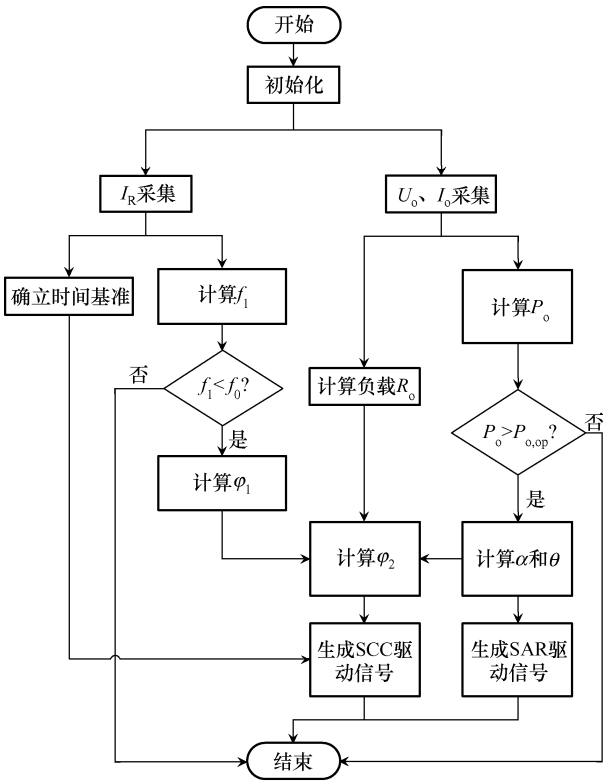
根据二次函数求根公式可得出 φ_2 为

$$\varphi_2=\frac{-b_2+\sqrt{b_2^2-4a_2c_2}}{2a_2} \tag{17}$$

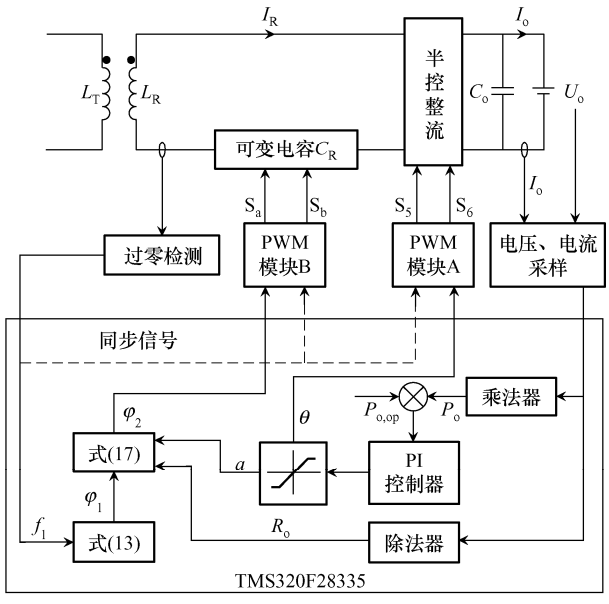
式中：a_2=−1.67；b_2=9.87；$c_2=1.67\varphi_1^2-9.87\varphi_1-2\pi^2 f_1 C_r R_{eq}\cot(\alpha_{op}/2)$。

2.3 二次侧协同控制策略

系统二次侧整体控制方案如图 8 所示，当 AUV 在海底充电基站内停稳并通过某种方式(机械装置及红外装置等)触发充电程序时，充电基站即一次侧网络以 f_1 为基准向二次侧供电。此时 AUV 针对 I_R、直流输出电流 I_o 及直流电压 U_o 进行实时采样监测。在 1 个周期内，DSP 第一步根据直流采样对 P_o 及当前状态下的 R_o 进行计算，如果 P_o 大于当前所需功率 $P_{o,op}$，则 PI 控制器迅速对差值进行校正并解调出 SAR 当前状态下的 θ 和 α；DSP 第二步根据增强捕获模块 ECAP(enhanced capture)结果对 f_1 和时基基准进行计算，本系统预设情形下 $f_1<f_0$，因此 DSP 首先依据 f_1 计算出 φ_1，结合第一步求得的 α 和 R_o，最终求解出 φ_2。系统全部求解完成后，DSP 依据求得的时基基准生成 4 路两两互补的 PWM 信号，用于完成 SAR 和 SCC 的联调控制，进而实现频率跟随下的二次侧输出功率单级调控。



(a) 系统流程



(b) 系统控制框图

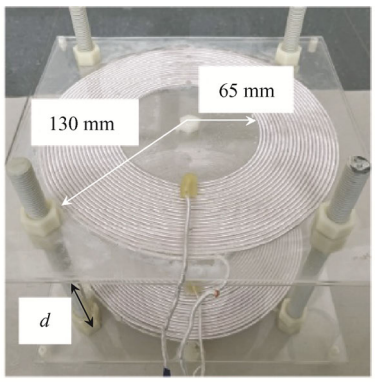
图 8　系统控制方案说明

Fig. 8 Description of the system control scheme

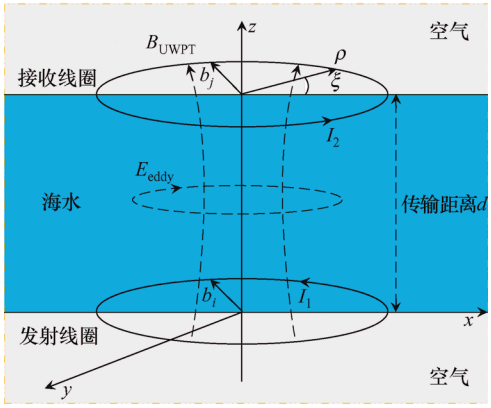
3　磁耦合装置建模及涡流损耗分析

为验证控制方案的普适性，本文所选取的磁耦合装置为 2 个完全相同的圆形线盘，其具体结构和涡流模型如图 9 所示。对于 UWPT 系统来说，与空气中的无线充电相比，最大的区别就是磁场传导的介质不同，水下环境具有一定的导电性，这意味着磁耦合装置产生的高频磁场会在周围的传导介质中产生方向随磁场变化的涡电流，电流的存在必将引起一定量的热损耗，并且海水中含有较高的盐分，使得损耗进一步加剧，因此水下无线充电必须考虑涡流损耗对系统的影响。

对于涡流的分析，首先需要利用分离变量法并结合麦克斯韦方程组求解磁耦合结构柱面坐标系



(a) 具体结构



(b) 涡流模型

图 9 磁耦合装置

Fig. 9 Magnetic coupling device

表征的亥姆霍兹方程，可以得到平面线圈的电场强度为

$$E_i(\rho,z)=\int_0^{\infty}\mathrm{J}(\lambda\rho)(C_1\mathrm{e}^{uz}+C_2\mathrm{e}^{-uz})\mathrm{d}\lambda \tag{18}$$

式中：J(x)为第一类贝塞尔函数；ρ 为海水密度；C_1、C_2 为系数；λ 为分离常数；$u=\sqrt{\lambda^2-k^2}$；z 为轴向偏移量。可得出海水中电场强度 E_2 在一、二次侧线圈的合成分量为

$$E_{2\mathrm{tx}}=-\frac{\mathrm{j}\omega\mu I_1 b_1}{2}\int_0^{\infty}\frac{\lambda}{u}\mathrm{J}(\lambda b_1)\mathrm{J}(\lambda\rho)\mathrm{e}^{-uz}\mathrm{d}\lambda\boldsymbol{e}_{\zeta} \tag{19}$$

$$E_{2\mathrm{rx}}=-\frac{\mathrm{j}\omega\mu I_2 b_2}{2}\int_0^{\infty}\frac{\lambda}{u}\mathrm{J}(\lambda b_2)\mathrm{J}(\lambda\rho)\mathrm{e}^{u(z-d)}\mathrm{d}\lambda\boldsymbol{e}_{\zeta} \tag{20}$$

式中，μ 为磁导率；d 为传输距离；$\boldsymbol{e}_{\zeta}$ 为单位矢量。

式(19)和式(20)是单匝线圈在 E_2 中产生的合成电场分量，但在实际 UWPT 系统中，一、二次侧线圈应考虑匝数的影响，b_i 和 b_j 分别为一、二次侧第 i 匝及第 j 匝线圈的半径，则有

$$E_{2\mathrm{tx}}=\sum_{i=1}^{M}E_{2\mathrm{tx},i} \tag{21}$$

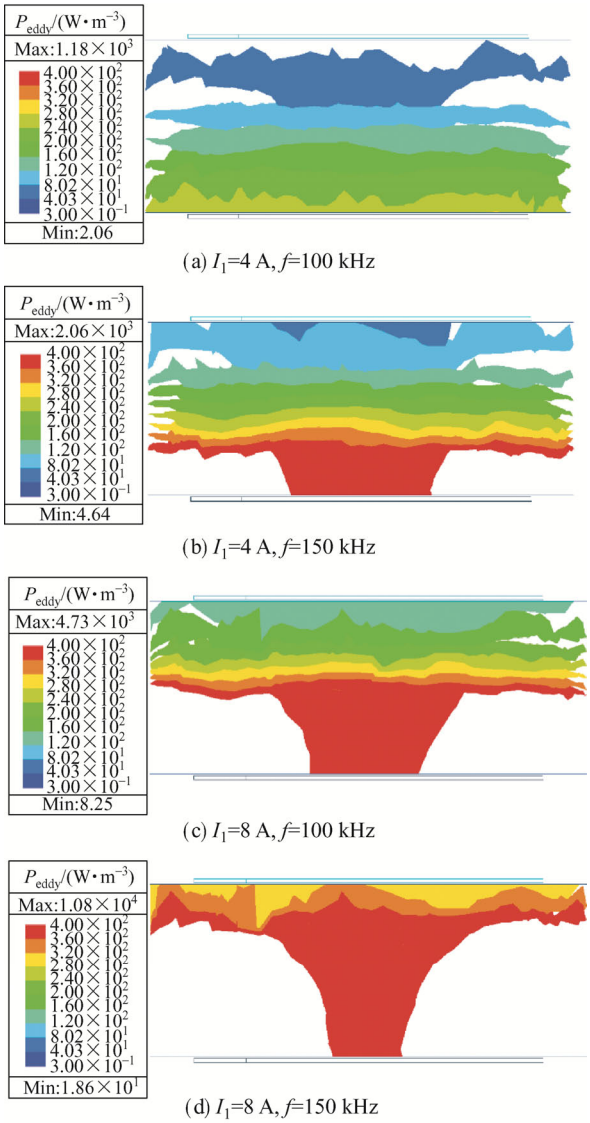
$$E_{2\mathrm{rx}}=\sum_{j=1}^{N}E_{2\mathrm{rx},j} \tag{22}$$

涡流损耗可以通过对海水区域电场进行体积分得到，海水区域的电场是由发射线圈和接收线圈两者激发的电场叠加得到的。发射线圈和接收线圈产生的电场是由流经线圈的电流所激发，两线圈流过的电流存在相位差，其相位差与两线圈所激发电场的相位差大致相同，则涡流损耗为

$$P_{\mathrm{eddy}}=\int_V\sigma\left|E_2\right|^2\mathrm{d}V=\int_V\sigma\left|E_{2\mathrm{t}}+E_{2\mathrm{r}}\right|^2\mathrm{d}V=\pi^2f^2\mu^2\sigma I_1I_2$$
$$\int_0^{2\pi}\int_0^{\mathrm{r}}\int_0^{\mathrm{gap}}\left|\sum_{i=1}^{M}\int_0^{\infty}\frac{\lambda}{u}b_i\mathrm{J}(\lambda b_i)\mathrm{J}(\lambda\rho)\mathrm{e}^{-uz}\mathrm{d}\lambda+\right.$$
$$\left.\mathrm{e}^{\mathrm{j}\theta}\sum_{j=1}^{N}\int_0^{\infty}\frac{\lambda}{u}b_j\mathrm{J}(\lambda b_j)\mathrm{J}(\lambda\rho)\mathrm{e}^{u(z-d)}\mathrm{d}\lambda\right|^2\mathrm{d}\zeta\mathrm{d}\rho\mathrm{d}z \tag{23}$$

式中，V 为发射线圈和接收线圈间海水的体积。

当 UWPT 系统在空气和淡水中工作时，两者电导率 σ 近似于 0，通过式(23)可知，此时几乎不存在涡流损耗；但在海水中工作时，电导率 σ 约为 4~6 S/m，此时耦合线圈周围会产生涡电流引发热损耗。对此，本小节在 Ansys Maxwell 中对磁耦合装置进行了涡流仿真，结果如图 10 所示。从图中



(a) I_1=4 A, f=100 kHz

(b) I_1=4 A, f=150 kHz

(c) I_1=8 A, f=100 kHz

(d) I_1=8 A, f=150 kHz

图 10 涡流分布

Fig. 10 Distribution of eddy current

可以看出，涡流损耗随着接收线圈与发射线圈之间距离的增加而减弱，发射线圈中电流的增大以及频率的升高都会使得涡流损耗增强，这与式(23)推导所得趋势相同。

4　实验验证

为了验证水下无线电能传输系统的恒功率输出性能，本文搭建了 1 台 35 W 左右的实验样机，实验平台如图 11 所示。实验样机中包含了直流电源、全桥逆变器、一次侧补偿电容、磁耦合装置、盐水箱(用于模拟海水和淡水环境)、二次侧可变电容、半控整流桥、输出电压电流采样电路、控制电路(TMS320F28335)及电阻(用于模拟电池负载)，系统各项具体参数见表 3。

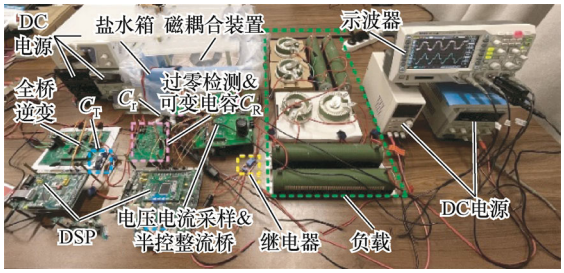


图 11　UWPT 系统实验样机

Fig. 11 Experimental prototype of UWPT system

4.1　稳态性能验证

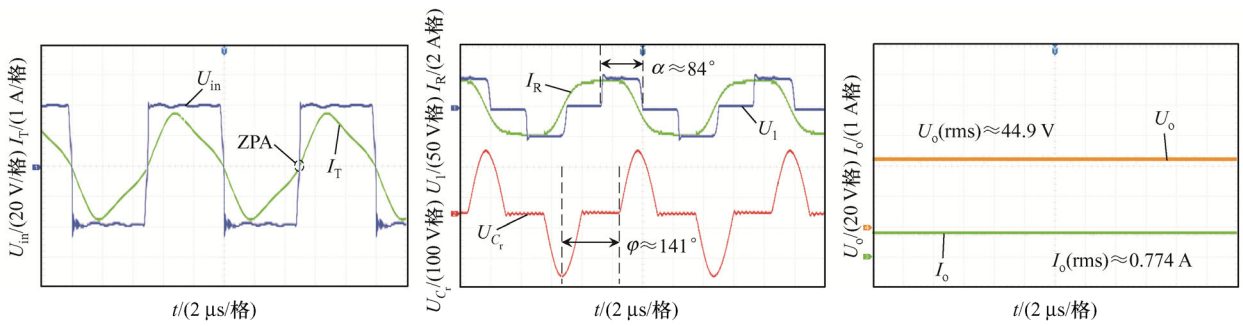
一般情形下，电池负载的阻值会随着自身电量的增加而增大，因此实验模拟的负载 R_o 分为 60 Ω 和 120 Ω 2 种情况。依据第 2 节提出的调控方式，对应于不同数值的负载，通过调整半控整流桥的 α 和可变电容的导通角 φ 可实现对于输出功率的调控。本实验将恒定输出功率 $P_{o,op}$ 设置为 35 W，分别对 R_o 为 60 Ω 和 120 Ω 时在不同输入频率和不同互感情形下的 U_{in}、I_T、U_{Cr}、U_1、I_R、U_o 及 I_o 做了测量，结果如图 12 所示。

表 3　系统规格参数

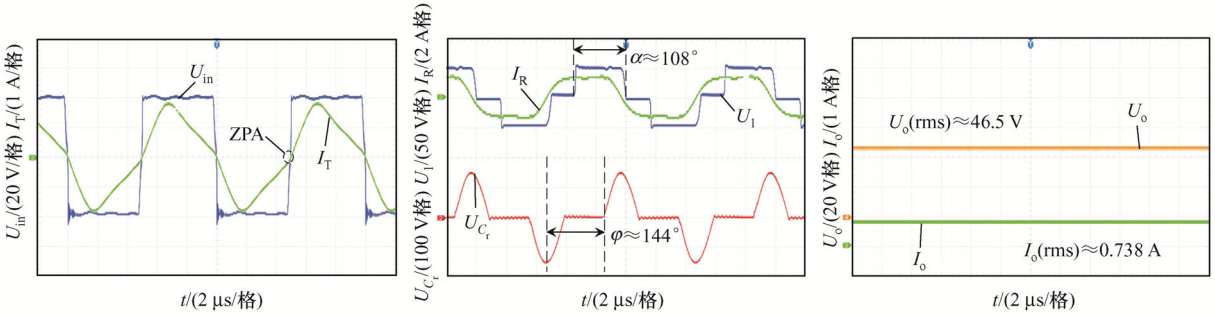
Tab. 3 System specification parameters

参数	数值
直流输入电压 U_{IN}/V	40
发射端串联补偿电容 C_T/nF	24.36、10.83
接收端串联补偿电容 C_r/nF	7.5
发射线圈自感 L_T/μH	104
接收线圈自感 L_R/μH	104.1
输入频率 f_1/kHz	100、150
互感 M/μH	35~45
负载 R_o/Ω	60~120

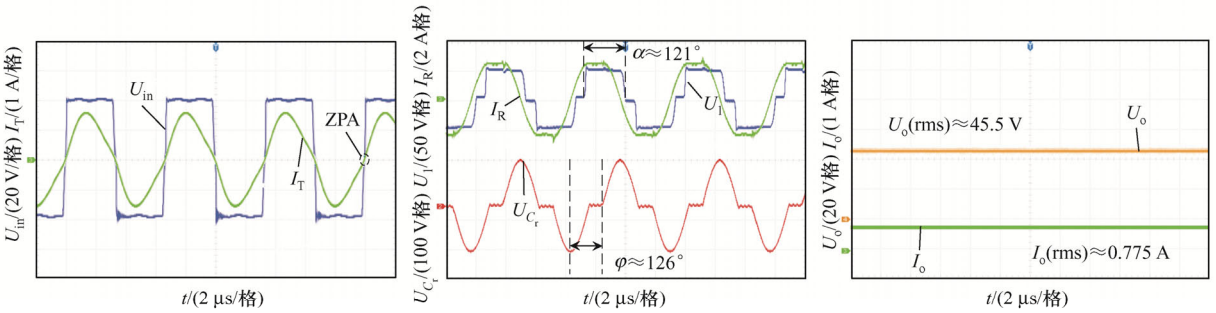
从测量结果可以看出，二次侧能够准确追踪输入频率，并且在不同工况下 U_{in} 与 I_T 之间几乎不存在相位差，使得逆变器实现 ZPA 导通，这表明可变电容在频率跟踪的基础上对不同的 $X_{eq,op}$ 进行了有效的定量补偿。当 R_o 为 60 Ω 时，工况 1 的 P_o 为 34.75 W，输入功率为 41.20 W，$\eta_{DC\text{-}DC}$ 约为 84.3%；工况 2 的 P_o 为 34.32 W，输入功率为 41.20 W，$\eta_{DC\text{-}DC}$ 约为 83.3%；工况 3 的 P_o 为 35.26 W，输入功率为 39.60 W，$\eta_{DC\text{-}DC}$ 约为 89.0%；工况 4 的 P_o 为 35.26 W，输入功率为 38.00 W，$\eta_{DC\text{-}DC}$ 约为 92.8%。当 R_o 为 120 Ω 时，工况 5 的 P_o 为 34.43 W，输入功率为 40.00 W，$\eta_{DC\text{-}DC}$ 约为 86.1%；工况 6 的 P_o 为 35.70 W，输入功率为 39.60 W，$\eta_{DC\text{-}DC}$ 约为 90.2%；工况 7 的 P_o 为 36.20 W，输入功率为 39.60 W，$\eta_{DC\text{-}DC}$ 约为 91.4%；工况 8 的 P_o 为 33.90 W，输入功率为 38.00 W，



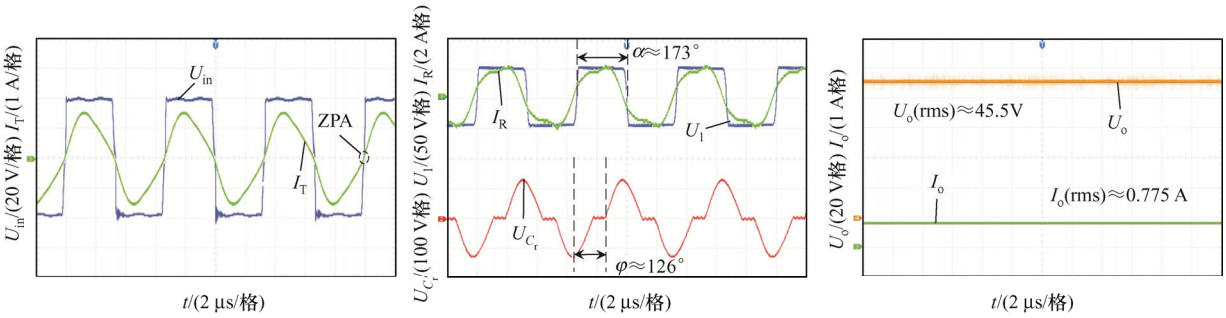
(a) 工况1：R_o=60 Ω, f_1=100 kHz, M=35 μH



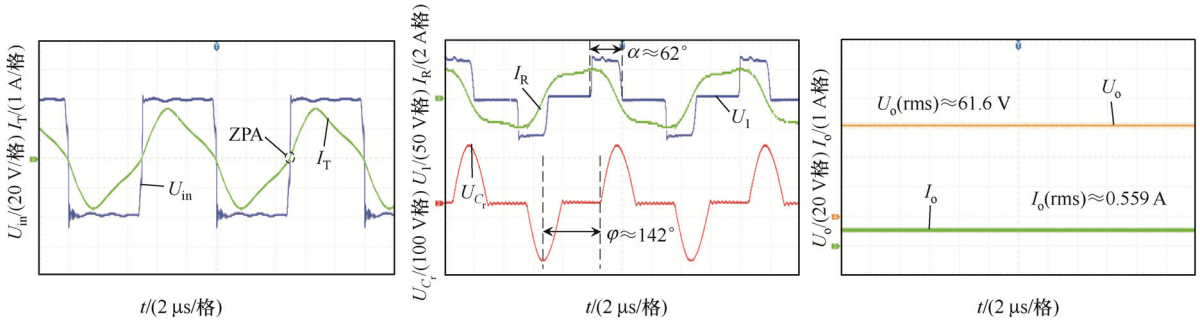
(b) 工况2：R_o=60 Ω,f_1=100 kHz, M=45 μH



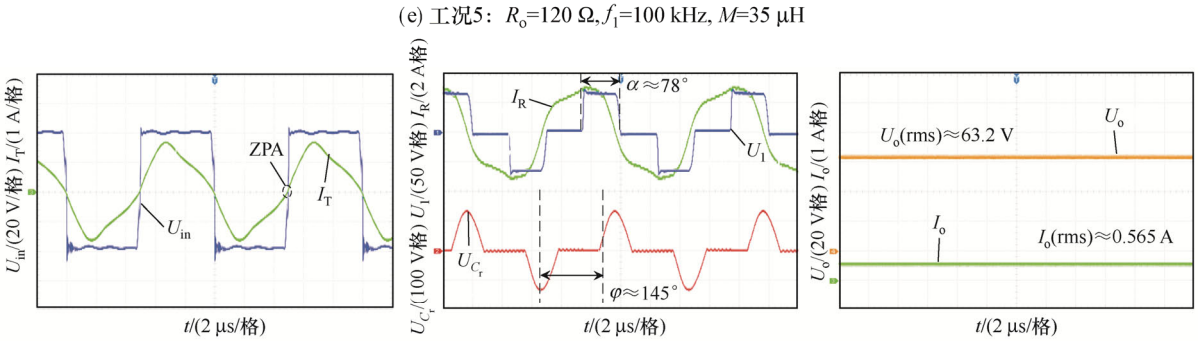
(c) 工况3：R_o=60 Ω,f_1=150 kHz, M=35 μH



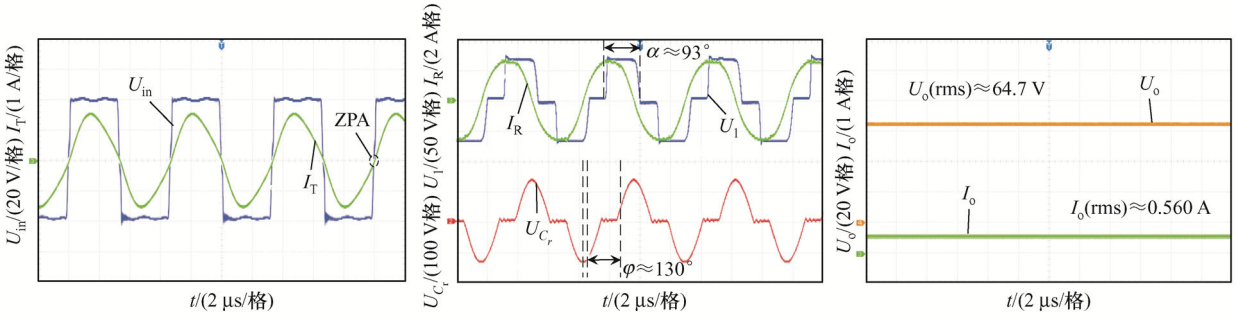
(d) 工况4：R_o=60 Ω,f_1=150 kHz, M=45 μH



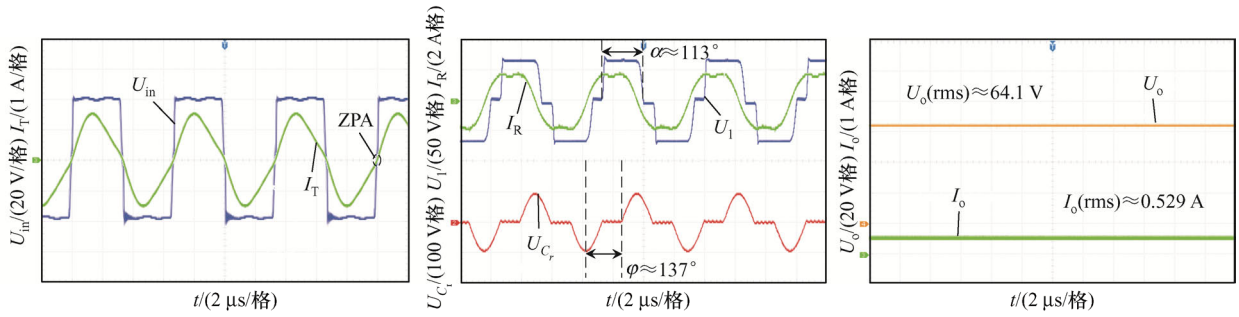
(e) 工况5：R_o=120 Ω,f_1=100 kHz, M=35 μH



(f) 工况6：R_o=120 Ω,f_1=100 kHz, M=45 μH



(g) 工况7：R_o=120 Ω, f_1=150 kHz, M=35 μH



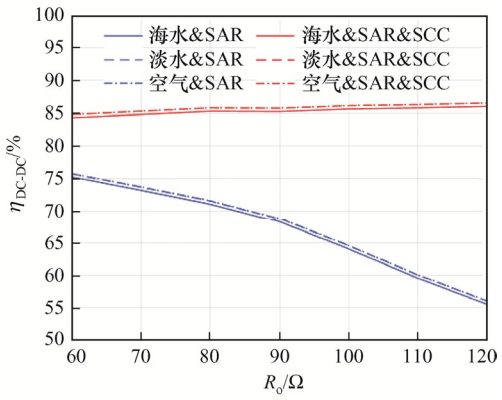
(h) 工况8：R_o=120 Ω, f_1=150 kHz, M=45 μH

图 12　输入输出测量结果

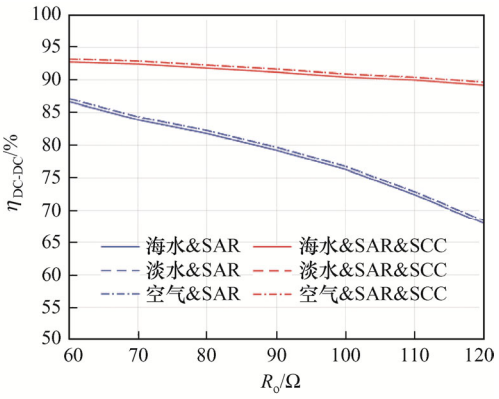
Fig. 12 Input and output measurement results

$\eta_{DC\text{-}DC}$ 约为 89.2%。

此外，本节在海水、淡水及空气环境下，分别对加装 SCC 和不加装 SCC 情形下的 DC-DC 效率做了测量并记录在了图 13 中。从图中可以看出，涡流损耗的存在导致海水环境下的 $\eta_{DC\text{-}DC}$ 有所降低，随着 R_o 的不断增大，具备 SCC 的电路由于能够及时追踪输入频率并补偿SAR产生的多余容抗，系统效率得到有效保障且能维持在较高水平，而仅有SAR的电路在系统失谐叠加多余容抗的情形下，DC-DC 效率持续走低且无法得到有效控制。



(a) f_1=100 kHz , M=35 μH



(b) f_1=150 kHz , M=45 μH

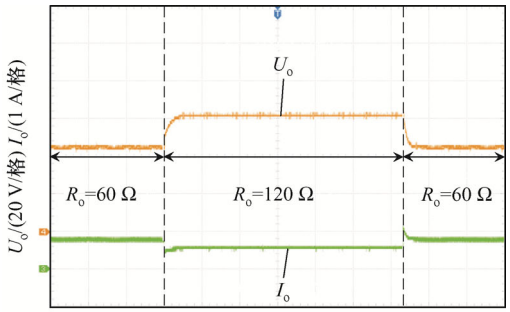
图 13　不同工况下的 DC-DC 效率

Fig. 13 DC-DC efficiency under different operating conditions

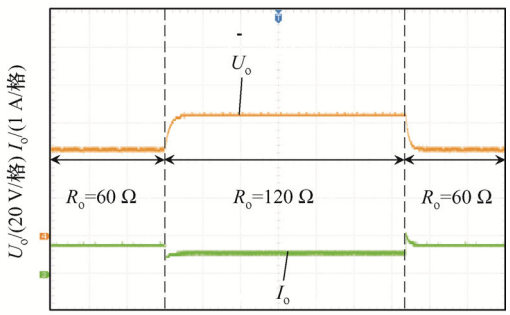
4.2　动态性能验证

本文在第 2.3 节中对二次侧闭环控制方案进行了说明，闭环作用是实现系统的频率跟随，保障谐振特性，以及通过电抗补偿实现输出功率的单级调控。充电基站在对 AUV 的供电过程中，输入频率及互感等参数一般而言是恒定的，贯穿充电过程的变化量是电池负载，因此本节针对负载突变做

了动态响应测试，测量结果如图 14 所示。系统 $P_{o,op}$ 预设值为 35 W，动态调整前、后波形与稳态相似，说明输出功率得到了实际控制，并且系统响应时长可以控制在 0.3 s 内，有效缩短了过充时长，保护了系统器件。



(a) f_1=100 kHz, M=35 μH



(b) f_1=150 kHz, M=45 μH

图 14 动态响应

Fig. 14 Dynamic responses

5 结语

本文基于谐振原理提出了一种适用于 AUV 的无线电能传输系统，该系统可实现 AUV 侧频率自适应及输出功率调控。基于 S-S 拓扑提出了一种二次侧调制方法：首先，通过控制 φ_1 实现二次侧频率跟随，同时调整 θ 实现等效阻抗转换；然后，SCC 在 φ_1 的基础上根据 SAR 的调整进一步增大导通角至 φ_2 以消除多余容抗，保障系统谐振特性，结合逆变器 ZPA 的优点，实现了与负载、互感及输入频率无关的恒定功率传输。所提方法极大地拓宽了单级控制 UWPT 系统的输出电压、电流范围，使得 AUV 可以更好地适应不同充电条件；最后，通过多场景模拟实验实现了无反馈通信的二次侧单级输出功率调控，有效消除了负载、互感及输入频率变化对于 AUV 恒功率无线电能传输系统的影响。

参考文献：

[1] 宗思佳, 李明, 王呈轩, 等. 基于脉冲密度调制的 PSK 通信下无线电能传输系统前馈功率补偿器的设计研究[J]. 电源学报, 2026, 24(8): 220-229.
ZongSijia, Li Ming, Wang Chengxuan, et al. Research on design of PDM-based feedforward power compensator for PSK communication in WPT system [J]. Journal of Power Supply, 2026, 24(8): 220-229. (in Chinese)

[2] 周少聪, 俞小明, 王骏, 等. 基于一、二次侧协同控制的无线充电系统能效提升方法[J]. 电源学报, 2026, 24(7): 265-274.
Zhou Shaocong, Yu Xiaoming, Wang Jun, et al. Energy efficiency improvement method of wireless charging system based on primary and secondary cooperative control [J]. Journal of Power Supply, 2026, 24(7): 265-274. (in Chinese)

[3] Wen Haibing, Yang Jiadong, Li Jiayuan, et al. A multi-load WPT system with CC/CV output based on LCC-S topology for UAV clusters [C]// 2023 IEEE 4th China International Youth Conference on Electrical Engineering (CIYCEE). Chengdu, China, 2023: 1-6.

[4] Parveen T, Ma Haoshuang, Yao Weichong, et al. Wireless power transfer platform to re-charging UAVs using sandwich coils with planar ferrite cores and renewable source [C]// 2023 IEEE International Conference on Energy Technologies for Future Grids (ETFG). Wollongong, Australia, 2024: 1-7.

[5] Pang Shui, Xu Jiayi, Xie Ziming, et al. Lightweight UAV's wireless power transfer system for constant current charging without secondary feedback control [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2023, 72 (12): 15611-15621.

[6] 李佳原, 文海兵, 张克涵, 等. 磁耦合无线电能传输系统电磁干扰抑制研究进展[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(20): 7387-7402.

Li Jiayuan, Wen Haibing, Zhang Kehan, et al. Research progress on electromagnetic interference suppression of magnetically-coupled wireless power transfer system [J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(20): 7387-7402. (in Chinese)

[7] Inoue R, Iwamoto T, Komoda H, et al. Basic experimental study on a 1 kW-class WPT system using HTS and copper coils for EVs [J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2024, 34(3): 5901305.

[8] 田勇, 冯华逸, 田劲东, 等. 电动汽车动态无线充电系统输出电流模型预测控制[J]. 电工技术学报, 2023, 38(9): 2310-2322, 2447.
Tian Yong, Feng Huayi, Tian Jindong, et al. Model predictive control for output current of electric vehicle dynamic wireless charging systems [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(9): 2310-2322, 2447. (in Chinese)

[9] Zhang Yiming, Wu Yuanchao, Shen Zhiwei, et al. Integration of onboard charger and wireless charging system for electric vehicles with shared coupler, compensation, and rectifier [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(7): 7511-7514.

[10] Mostafa A, Wang Yao, Tangirala S, et al. A 5 kW hull-compatible inductive charging system with 360° folded spatial unipolar coupler for autonomous underwater vehicles (AUVs) [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2023, 59(6): 7001-7012.

[11] Yan Zhengchao, Wu Min, Zhao Chenxu, et al. Free-rotation wireless power transfer system based on composite anti-misalignment method for AUVs [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(4): 4262-4266.

[12] Abe A, Deng Mingcong. Simultaneous control of transmission efficiency and power in WPT systems considering mutual inductance variation [C]// 2023 13th International Conference on Power, Energy and Electrical Engineering (CPEEE). Tokyo, Japan, 2023: 182-187.

[13] Wei Leyuan, Ma Yan, Meng Xiangyao, et al. Control strategy for constant voltage regulation of dual active bridge in MC-WPT system with LCC-LCC topology [C]// 2024 Prognostics and System Health Management Conference (PHM). Stockholm, Sweden, 2024: 410-414.

[14] Bajelvand S, Varjani A Y, Babaki A, et al. Design of high-efficiency WPT battery charging system with constant power and voltage [C]// 2022 13th Power Electronics, Drive Systems, and Technologies Conference (PEDSTC). Tehran, Iran, Islamic Republic of, 2022: 180-185.

[15] Huang Zhicong, Lam C S, Mak P I, et al. A single-stage inductive-power-transfer converter for constant-power and maximum-efficiency battery charging [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(9): 8973-8984.

[16] 黄智聪, 邹博维, 黄振威. 基于开关可控电容和半控整流桥的功率源型感应式耦合电能传输系统[J]. 电工技术学报, 2022, 37(24): 6272-6283.
Huang Zhicong, Zou Bowei, Huang Zhenwei. Programmable constant-power inductive coupled power transfer system based on switch-controlled capacitor and semi-active rectifier [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(24): 6272-6283. (in Chinese)



祖建中

作者简介：

祖建中(1999—)，男，硕士研究生。研究方向：无线电能传输。E-mail：221210301132@stu.just.edu.cn。

赵进(1987—)，男，通信作者，博士，讲师。研究方向：无线电能传输，电力电子谐振变换器。E-mail：zhaojin@just.edu.cn。

孙作民(1998—)，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。E-mail：231210302109@stu.just.edu.cn。

穆亚宇(2003—)，男，硕士研究生。研究方向：无线电能传输。E-mail：241110301110@stu.just.edu.cn。

钱伟(1999—)，男，硕士研究生。研究方向：无线电能传输。E-mail：231710301104@stu.just.edu.cn。

(责任编辑：孙美菊)