DOI: 10.19666/j.rlfd.202508047

混合型储能系统的高效无线电能传输一次侧控制设计

吴　峻[1]，谢洪平[1]，孔　军[1]，韩　超[1]，孙　科[1]，刘志伟[1]，王有康[2]，李苏港[2]，张仕清[2]，杨超然[2]
（1. 国网江苏省电力工程咨询有限公司，江苏　南京　210011；
2. 西安交通大学电气工程学院，陕西　西安　710049）

［摘　　要］提出了一种高效可行的一次侧控制方法，用于混合型储能（hybrid energy storage system，HESS）与无线电能传输（wireless power transfer，WPT）系统，该方法能够使系统在混合储能单元不同充电状态下动态维持最大功率传输以及 E 类功率放大器（class E power amplifier，Eop）的开关管处于软开关工作状态，确保混合型储能稳定高效地进行无线能量补充。系统拓扑由 Eop、串联-串联（S-S）型 WPT 电路和 HESS 构成，基于对 HESS 不同充电模式下无线电能传输特性及 Eop 软开关特性的分析，提出了针对 HESS 无线充电的 Eop 最优频率追踪控制及 Eop 软开关占空比控制策略。该控制策略的优势是所有控制机构均位于发射侧，这样可有效减少接收侧储能单元的附加电路体积，提升系统的体积能量密度。最后，基于 ZYNQ 处理器搭建了实验样机，实验结果表明，该系统能够在混合储能不同充电状态及耦合条件下实现高效稳定的无线电能传输。

［关　键　词］混合储能系统；无线电能传输；负载扰动；线圈耦合系数

［引用本文格式］吴峻，谢洪平，孔军，等. 混合型储能系统的高效无线电能传输一次侧控制设计[J]. 热力发电，2026，55(2)：170-179.　WU Jun，XIE Hongping，KONG Jun，et al. Primary-side control design for high-efficiency wireless power transfer system in hybrid energy storage system[J]. Thermal Power Generation，2026，55(2)：170-179.

Primary-side control design for high-efficiency wireless power transfer system in hybrid energy storage system

WU Jun[1], XIE Hongping[1], KONG Jun[1], HAN Chao[1], SUN Ke[1], LIU Zhiwei[1], WANG Youkang[2], LI Sugang[2], ZHANG Shiqing[2], YANG Chaoran[2]
(1. State Grid Jiangsu Electric Power Engineering Consulting Co., Ltd., Nanjing 210011, China;
2. School of Electrical Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

Abstract: An efficient and feasible primary-side control method is proposed for the hybrid energy storage system (HESS) and wireless power transfer (WPT) system. This method can enable the system to dynamically maintain maximum power transfer under different charging states of the hybrid energy storage unit and keep the switching transistors of the Class E power amplifier (Eop) in a soft-switching operating state, ensuring stable and efficient wireless energy supplementation for the hybrid energy storage system. The system topology consists of an Eop, a series-series (S-S) type WPT circuit, and HESS. Based on the analysis of WPT transmission characteristics and Eop soft switching characteristics under different charging modes, the Eop optimal frequency tracking control and Eop soft switching duty cycle control strategies for HESS wireless charging are proposed. The key advantage is that all control mechanisms are located on the transmitting side, which can effectively reduce the volume of additional circuits in the energy storage unit on the receiving side and improve the volumetric energy density of the system. Finally, an experimental prototype is built based on the ZYNQ controller, and the experimental results show that

收 稿 日 期：2025-08-21　修 回 日 期：2025-09-22　接 受 日 期：2025-10-14　网络首发日期：2025-12-10
基 金 项 目：国网江苏省电力工程咨询有限公司科技项目（J202309）
Supported by: Science and Technology Project of State Grid Jiangsu Electric Power Engineering Consulting Co., Ltd. (J202309)
第一作者简介：吴峻（1974），男，硕士，高级工程师，主要研究方向为电力工程建设技术，1029758729@qq.com。
通信作者简介：王有康（2002），男，硕士，主要研究方向为无线电能传输，wangyoukang@stu.xjtu.edu.cn。

the system can achieve efficient and stable wireless power transfer under different charging states and coupling conditions of the hybrid energy storage.

Key words: hybrid energy storage system; wireless power transfer; load disturbance; coil coupling coefficient

无线电能传输（wireless power transfer，WPT）技术通过非接触方式实现能量传递，具备供电灵活性与安全性[1-2]，在旋转设备状态监测系统供电或高压隔离区域设备供电等特殊场景中具有独特的优势[3-5]。与此同时，混合储能系统（hybrid energy storage system，HESS）融合了蓄电池的高能量密度与超级电容器的高功率密度及快速响应特性，显著提升了储能单元的综合性能[6-8]。将 WPT 技术与 HESS 相结合构成 HESS＋WPT 系统，有望为海上风电离岸储能平台、厂区/电站内的移动巡检系统和电动运输车辆等提供安全、便捷的无线能量补充方案，应用前景广阔[9]。

然而，HESS＋WPT 系统的高效稳定运行面临一个核心挑战：WPT 系统对负载阻抗、线圈耦合系数等参数高度敏感[10]，而 HESS 的等效直流输入阻抗会随其充电模式、荷电状态（state of charge，SOC）、工作温度及老化程度发生显著变化[11]。如锂离子电池在 SOC 从 5%升至 100%时，其内阻可由约 43 mΩ降至 24 mΩ；当温度从 10 ℃升至 40 ℃时，电池内阻则可能从 25 mΩ增至约 75 mΩ[12-13]。这种宽范围的内阻波动使系统直流输入阻抗变化进而使系统偏离谐振状态，导致传输效率下降和功率不稳定[14]。

为应对 HESS 输入阻抗变化带来的扰动，现有研究普遍采用在 WPT 接收侧（二次侧）引入额外电路结构的设计方案：如文献[15]在 WPT 接收侧添加并联匹配网络以抵消负载变化，但引入的谐振元件增加了损耗，而且在负载与耦合系数同时扰动时难以实现精准匹配，易导致发射侧功率器件的软开关失效与系统效率降低。文献[16]提出 L-π型阻抗匹配网络，旨在将实际负载阻抗映射至不同耦合系数下的高效工作区，但同样增加了系统复杂性与潜在损耗。文献[14,17]则在 WPT 接收侧引入 DC-DC 变换器，利用其阻抗变换能力补偿 HESS 等效阻抗变化，并结合智能控制算法追踪最优功率点。然而，DC-DC 变换器本身会引入开关损耗与传导损耗。

综上所述，现有解决方案均存在接收侧增加匹配网络或 DC-DC 变换器等功率电路，将不可避免地带来以下问题[18]：新增的电感、电容、开关管等电路元件会产生附加损耗，降低系统整体效率[19]；额外电路占用接收侧宝贵空间，显著降低系统的体积能量密度，尤其不利于空间受限的集成化应用。为解决上述问题，本文提出一种面向 HESS+WPT 系统的一次侧闭环控制方法。该方法的核心思想是：HESS+WPT 无需配置接收侧的任何额外匹配或功率变换电路，仅通过对发射侧 E 类功率放大器（Eop）的精准调控，即可有效适配 HESS 等效输入阻抗的宽范围变化。其控制目标是在 HESS 不同充电状态下，同时确保系统实现最大功率传输（maximum power transfer，MPT）并维持发射侧 Eop 的零电压开关（zero voltage switching，ZVS）状态，从而实现高效和稳定的无线能量传输。并减少对接收侧的空间占用，有效提升系统的体积能量密度与工程实用性。

1 HESS+WPT 系统理论分析

本文所构建的 HESS+WPT 系统拓扑结构如图 1 所示。该系统主要由三部分构成：高频变换器采用 E 类功率放大器拓扑；WPT 部分采用串联−串联（S-S）型拓扑；接收侧部分由全桥不控整流器及混合储能系统构成。值得注意的是，HESS 中的超级电容同时作为全桥不控整流器的滤波电容。

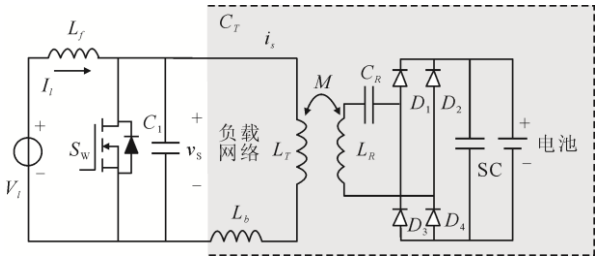


图 1 HESS+WPT 系统拓扑

Fig.1 Topology diagram of the HESS+WPT system

1.1 考虑等效输入阻抗的系统最优工作频率

针对 E 类功放负载网络中的 S-S 型 WPT 拓扑进行分析，建立其对应的耦合模方程为：

$$\begin{bmatrix} \dfrac{\mathrm{d}a_{\mathrm{T}}}{\mathrm{d}t} \\ \dfrac{\mathrm{d}a_{\mathrm{R}}}{\mathrm{d}t} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} j\omega_{\mathrm{T}} - \Gamma_{\mathrm{T}} & jk \\ jk & j\omega_{\mathrm{R}} - \Gamma_{\mathrm{R}} - \Gamma_{\mathrm{L}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{\mathrm{T}} \\ a_{\mathrm{R}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} F\mathrm{e}^{j\omega t} \\ 0 \end{bmatrix} \tag{1}$$

式中：a_{T}、a_{R} 分别为发射线圈和接收线圈的储能模幅值；ω_{T}、ω_{R} 分别为发射线圈和接收线圈的固有谐

振角频率；负载损耗率$\Gamma_L=R_L/(2L_R)$；Γ_T、Γ_R分别为发射线圈和接收线圈的损耗率，$\Gamma_T=R_T/(2L_T)$、$\Gamma_R=R_R/(2L_R)$；R_L、R_T和R_R分别为HESS等效输入电阻、发射和接收线圈电阻；$F_m(t)=Fe^{j\omega t}$为加在发射线圈上的供电电源表达式，其中$F=U_{in}\Big/\left(2\sqrt{L_T}\right)$；$U_{in}$为$\dot{u}_{in}$的有效值；$\omega$为$\dot{u}_{in}$的角频率；$k$为发射线与接收线圈之间的耦合系数，表示2个线圈之间的耦合程度，k的表达式为：

$$k=\frac{M}{\sqrt{L_T\cdot L_R}} \tag{2}$$

式中：M为发射线圈和接收线圈的互感；L_T和L_R分别为发射线圈和接收线圈的自感。

求解耦合模方程(1)，可得系统发射侧和接收侧电路的储能模幅值分别为：

$$a_T=\frac{[\Gamma_1-j\omega_2]Fe^{j\omega t}}{k^2+\Gamma_T\Gamma_1-\omega_1\omega_2-j[\Gamma_T\omega_2+\Gamma_1\omega_1]} \tag{3}$$

$$a_R=\frac{+jkFe^{j\omega t}}{k^2+\Gamma_T\Gamma_1-\omega_1\omega_2-j[\Gamma_T\omega_2+\Gamma_1\omega_1]} \tag{4}$$

式中：$\Gamma_1=\Gamma_R+\Gamma_L$；$\omega_1=\omega_T-\omega$；$\omega_2=\omega_R-\omega$；储能模幅值$\alpha_T$和$\alpha_R$定量表征了无线电能传输系统中发射线圈、接收线圈存储电磁能量的能力，其大小直接反映线圈在特定工作状态下的电磁储能水平。

根据式(3)，系统的输出功率P_0可表示为：

$$P_0=2\Gamma_L|a_R|^2 \tag{5}$$

考虑到HESS在充电过程中等效输入电阻R_L的变化，需分析系统在不同R_L下的传输特性，图2为输出功率随HESS等效输入电阻的变化关系。由图2可知，随着HESS等效输入电阻R_L减小，系统输出功率的峰值由单值分裂为2个以固谐振角频率ω_0（图2中绿色虚线）为对称中心的对称频率点。为确保系统在充电过程中维持较高输出功率，选取输出功率峰值对应的频率点作为系统实际工作点。

进一步分析选定工作点处的系统传输效率，首先，根据式(3)和式(4)计算系统的输入功率P_{in}：

$$P_{in}=2\Gamma_T|a_T|^2+2(\Gamma_R+\Gamma_L)|a_R|^2 \tag{6}$$

联立式(5)，系统传输效率η为：

$$\eta=\frac{\Gamma_L k^2}{(\Gamma_R+\Gamma_L)[\Gamma_T(\Gamma_R+\Gamma_L)+k^2]} \tag{7}$$

图3展示了不同HESS等效输入电阻R_L下系统传输效率的变化关系。从图3可知，在不同R_L下，系统传输效率的最大值均出现在固有谐振频率ω_0处。然而，输出功率曲面中分裂峰值对应的传输效率低于ω_0处的效率值（图3中的红色曲线）。

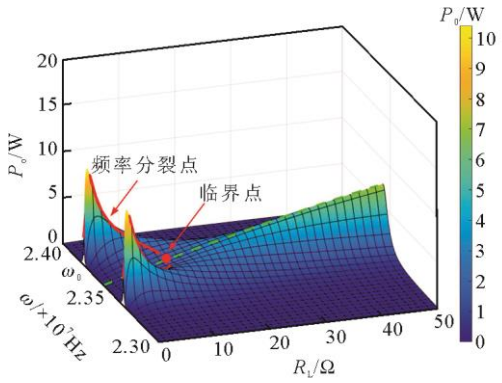


图2 输出功率随HESS等效输入电阻的变化关系
Fig.2 Relationship between output power and equivalent input resistance of the HESS

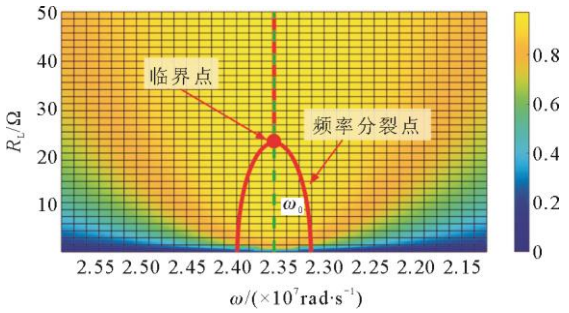


图3 传输效率随HESS等效输入电阻的变化关系
Fig.3 Relationship between transmission efficiency and equivalent input resistance of the HESS

此外，随着R_L减小，分裂峰值点处的传输效率降低，这源于R_L相对于系统等效串联损耗减小所致。尽管如此，该点处的传输效率仍可表示为：

$$\eta=\frac{R_L}{R_T+R_R+R_L} \tag{8}$$

在此工作点，系统效率损失主要来源于原、副边谐振子的等效串联损耗。鉴于储能锂电池的直流等效输入电阻通常在几欧姆至几十欧姆之间，而原、副边谐振子的等效串联损耗仅为几十至几百毫欧，因此该点对应的系统传输效率仍可维持在较高水平。综合系统传输特性分析结果，选取最终输出功率峰值对应的频率点作为系统实际工作频率点。

1.2 考虑等效输入阻抗的系统最优开关管占空比

对系统的高频变换器（E类功放）拓扑进行分析，系统实际工作频率范围为数十万赫兹到数兆赫兹，而HESS等效输入电阻R_L的变化时间尺度要远大于该频率范围，因此在应用基尔霍夫定律分析时，可将R_L视为准静态值，假设流过E类功放负载网络的电流为：

$$\dot{i} = I_{\mathrm{m}} \sin(\omega t + \phi) \tag{9}$$

式中：ω为系统工作的角频率；ϕ为负载网络电流相对于开关管控制方波信号的移相角；I_{m}为负载网络电流的幅值。

通过列写电路基尔霍夫电压与电流方程，得到描述 E 类功放拓扑的瞬态响应方程组：

$$\begin{aligned} R_{\mathrm{eq}}(t)I_{\mathrm{m}} = {} & \frac{1}{\omega(t)C_1\pi} I_1\left[(2\pi D(t)-2\pi)\cos(2\pi+\phi)+\sin(2\pi+\phi)-\sin(2\pi D(t)+\phi)\right]+ \\ & \frac{1}{\omega(t)C_1\pi} I_{\mathrm{m}} \left[\begin{array}{l} \frac{1}{4}\cos[2(2\pi D(t)+\phi)]-\frac{1}{4}\cos[2(2\pi+\phi)]+\cos(2\pi+\phi)\cos(2\pi D(t)+\phi)- \\ \cos(2\pi D(t)+\phi)\cos(2\pi D(t)+\phi) \end{array}\right] \end{aligned} \tag{10}$$

$$\begin{aligned} X_{\mathrm{eq}}(t)I_{\mathrm{m}} = {} & \frac{1}{\omega(t)C_1\pi} I_1\left[(2\pi-2\pi D(t))\sin(2\pi+\phi)+\cos(2\pi+\phi)-\cos(2\pi D(t)+\phi)\right]+ \\ & \frac{1}{\omega(t)C_1\pi} I_{\mathrm{m}} \left[\begin{array}{l} \frac{1}{4}\sin[2(2\pi+\phi)]-\frac{1}{4}\sin[2(2\pi D(t)+\phi)]+\frac{1}{2}(2\pi-2\pi D(t))+ \\ \sin(2\pi D(t)+\phi)\cos(2\pi D(t)+\phi)-\sin(2\pi+\phi)\cos(2\pi D(t)+\phi) \end{array}\right] \end{aligned} \tag{11}$$

$$V_1 = \frac{1}{2\pi\omega(t)C_1}\left\{\begin{array}{l} \frac{1}{2}[2\pi(D(t)-1)]^2 I_1+\left[\sin\phi-\sin(2\pi D(t)+\phi)+\right. \\ \left.2\pi(D(t)-1)\cos(2\pi D(t)+\phi)\right]I_{\mathrm{m}} \end{array}\right\} \tag{12}$$

式中：C_1为开关管并联电容；V_1为直流电源电压；D为 E 类功放开关管占空比。

在实际工作中，系统负载网络的等效电阻 R_{eq}与等效电抗 X_{eq}会随着充电状态及线圈耦合系数变化而变化，因此可表示为时间 t 的函数，即 $R_{\mathrm{eq}}(t)$、$X_{\mathrm{eq}}(t)$。相应的，控制参数$\omega(t)$和 $D(t)$也表示为时间 t 的函数，以反映系统对扰动的实时响应。其中$\omega(t)$为上文通过传输特性分析得到的最优工作角频率，式(10)—式(12)建立了系统控制参数（ω, D）与扰动参数（$R_{\mathrm{eq}}, X_{\mathrm{eq}}$）之间的关系。进一步结合 E 类功放的零电压开关（ZVS）约束方程：

$$I_{\mathrm{m}} = I_1 \frac{2\pi(1-D(t))}{\cos(2\pi D(t)+\varphi)-\cos\varphi} \tag{13}$$

针对 HESS 等效输入阻抗以及耦合系数变化，联立求解式(10)—式(13)，可动态调节开关管占空比 $D(t)$，由于方程组包含三角函数、非线性项及时间变量，解析法难以直接求解，实际采用数值解法—牛顿迭代法，具体求解的步骤如下：

1）牛顿迭代法

设残差方程为：

$$\boldsymbol{F}(D,\varphi) = \left\{\begin{array}{l} f_1(D,\varphi)=0 \\ f_2(D,\varphi)=0 \\ f_3(D,\varphi)=0 \end{array}\right. \tag{14}$$

其中 f_1、f_2、f_3 分别对应式(10)、式(11)、式(12)的左侧与右侧的差值。

2）雅可比矩阵计算

求解残差函数对 D 和φ的偏导数矩阵：

$$\boldsymbol{J} = \left[\begin{array}{cc} \frac{\partial f_1}{\partial D} & \frac{\partial f_1}{\partial \varphi} \\ \frac{\partial f_2}{\partial D} & \frac{\partial f_2}{\partial \varphi} \\ \frac{\partial f_3}{\partial D} & \frac{\partial f_3}{\partial \varphi} \end{array}\right] \tag{15}$$

3）迭代更新

利用牛顿迭代公式修正变量：

$$\left[\begin{array}{c} D_{k+1} \\ \varphi_{k+1} \end{array}\right] = \left[\begin{array}{c} D_k \\ \varphi_k \end{array}\right] - \boldsymbol{J}^{-1}(D_k,\varphi_k)\cdot\boldsymbol{F}(D_k,\varphi_k) \tag{16}$$

4）收敛判断

考虑到 HESS 等效阻抗的变化时间尺度（秒级）远大于开关周期（微秒级），可将 $R_{\mathrm{eq}}(t)$和 $X_{\mathrm{eq}}(t)$视为准静态变量，在每个控制周期内固定其值进行求解，从而降低计算复杂度。当残差绝对值$|f_1|$、$|f_2|$、$|f_3|$均小于设定阈值（本文设置为 10^{-6}）时，停止迭代，输出当前 D 和φ。

通过初始值设定、残差方程构建及迭代更新实现数值收敛，结合高频谐波忽略和准静态假设简化计算。求解精度可通过残差收敛性、实验波形对比及理论边界验证确保，最终实现 E 类功放开关管的软开关控制，提升系统效率。该策略旨在在一定耦合系数范围内实现与 R_{L} 变化无关的软开关工作模式，从而保障系统整体高效运行。

2 控制方法实现

基于第 1 节选取的最优工作频率及开关管占空

比，设计系统闭环控制策略。系统整体控制策略逻辑流程如图 4 所示。

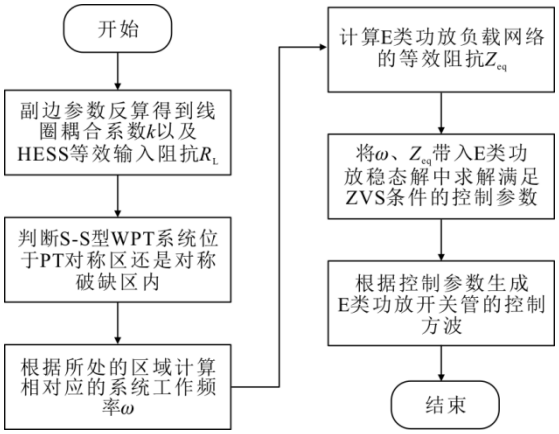


图 4 HESS+WPT 系统控制策略流程

Fig.4 Flowchart of control strategy for the HESS+WPT system

2.1 一次侧参数辨识方法

为实现 HESS+WPT 系统闭环控制，需实时获取发射线圈与接收线圈间的耦合系数 k 及 HESS 等效输入电阻 R_L。本文提出一种仅需在系统一次侧测量的参数辨识方法。

在系统发射侧同步采集 Eop 负载网络端电压及流经该网络的电流波形，结果如图 5 所示。

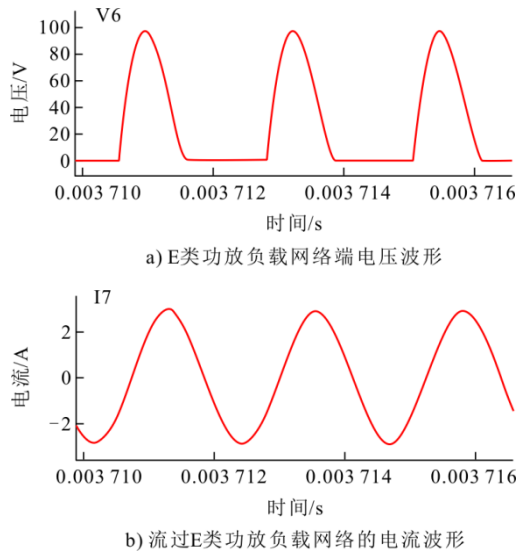


图 5 系统一次侧电压与电流测量波形

Fig.5 Waveform diagram of primary-side voltage and current measurement in the system

由于 E 类功放负载网络的端电压包含直流、基波和谐波（主要为倍频）分量，需首先提取其基波分量，随后结合 Eop 负载网络等效阻抗与电压、电流基波分量间关系方程（式(17)和式(18)），联立求解可得线圈耦合系数 k 及 HESS 等效输入电阻 R_L：

$$\frac{A_u}{A_I}\cos(\varphi_u-\varphi_I)=\mathrm{imag}\left(X_{L_T}+X_{L_b}+X_{C_T}+\frac{\omega^2\times k^2\times L^2}{X_{L_T}+X_{C_T}+R_L}\right) \tag{17}$$

$$\frac{A_u}{A_I}\sin(\varphi_u-\varphi_I)=\mathrm{real}\left(X_{L_T}+X_{L_b}+X_{C_T}+\frac{\omega^2\times k^2\times L^2}{X_{L_T}+X_{C_T}+R_L}\right) \tag{18}$$

其中：$X_{C_T}=\dfrac{1}{\omega\times C_T\times j}$，$X_{L_T}=\omega\times L\times j$，$X_{L_b}=\omega\times L_b\times j$。

2.2 工作频率控制策略

利用参数辨识得到的线圈耦合系数 k 和 HESS 等效输入电阻 R_L，动态调整系统工作频率至最优值，以确保在 R_L 变化时系统实现最大功率传输。控制流程（图 4）的核心是判断系统当前工作点是否处于频率分裂区域。

可以根据式(19)判断系统是否处于频率分裂区域[16]：

$$k_c=\sqrt{1-\left[1-\frac{1}{2}\left(\frac{r_R+R_L}{\omega_0 L_R}\right)^2\right]^2} \tag{19}$$

处于分裂区域（$k\geqslant k_c$）：将系统工作频率设定为输出功率峰值对应的频率（即频率分裂点）。研究表明，在非过渡的分裂区域，输出功率峰值点与宇称−时间（PT）对称磁耦合谐振式 WPT（MCR-WPT）系统的对称工作频率点高度重合。因此，可采用 PT 对称频率近似替代分裂点频率，简化计算。PT 对称频率计算公式为：

$$\omega(t)=\sqrt{\frac{\omega_0^2-2\Gamma_2^2}{1-k(t)^2}\pm\sqrt{\frac{[\omega_0^2-2\Gamma_2^2]^2}{(1-k(t)^2)^2}-\frac{1}{1-k(t)^2}\omega_0^4}} \tag{20}$$

$$\Gamma_2=\frac{R_R+R_L(t)}{2L} \tag{21}$$

式(20)表明，S-S 型 MCR-WPT 系统在对称区内存在 2 个 PT 对称频率解，分别对应频率分裂后的 2 个输出功率峰值点。2 点的传输特性相同，可任选其一作为系统的实际工作频率。然而实际应用中，较高的工作频率对系统的低损耗设计及开关管驱动挑战更大。因此，控制策略中通常选取低频分支作为实际工作频率。

处于非分裂区域（$k<k_c$）：将系统工作频率设定为：

$$\omega(t)=\omega_0 \tag{22}$$

2.3 开关管占空比设计

在系统工作频率调整至最优值的基础上，结合第 1 节选取的最优占空比，确保 Eop 开关管在 R_L 变化下实现零电压（ZVS）软开关工作。

Eop 开关管占空比 D 的设计依赖其负载网络的等效阻抗 $Z_{eq}(t)=R_{eq}(t)+jX_{eq}(t)$。而该阻抗值取决于系统当前所处区域（分裂或非分裂）及辨识得到的参数。

处于分裂区域：此时，副边回路折算到原边的电抗与原边回路电抗相互抵消。负载网络的总电阻 R_{eq} 由副边负载电阻 R_L 和等效串联电阻（ESR）折算到原边后，与原边等效串联电阻共同构成：

$$R_{eq}(t)=R_L(t)+R_R+R_T \tag{23}$$

负载网络的电抗 $X_{eq}(t)$仅由剩余电感 L_b 贡献，其大小为：

$$X_{eq}(t)=j\omega(t)L_b \tag{24}$$

处于非分裂区域：此时，原副边谐振子各自在其谐振频率附近工作。负载网络的电阻 R_{eq} 为：

$$R_{eq}(t)=\frac{\omega(t)^2k(t)^2L_R^2(R_L(t)+R_R)}{(R_L(t)+R_R)^2+\left(\omega(t)L_R-\dfrac{1}{\omega(t)C_R}\right)^2}+R_T \tag{25}$$

负载网络的电抗 $X_{eq}(t)$表达式与分裂区相同（式(24)），由剩余电感决定。

根据系统当前区域确定的工作频率$\omega(t)$和计算得到的 $Z_{eq}(R_{eq},X_{eq})$，将其代入 Eop 设计方程（式(10)—式(13)），即可解出实现软开关所需的最优占空比 D。

2.4 控制优势

相较于传统的 HESS+WPT 系统固定频率或占空比的控制方案，本文通过同时动态调控工作频率 $\omega(t)$和开关管占空比 D 2 个自由度，使系统能够在 R_L 宽范围变化的情况下，同时实现最大功率传输（MPT）和 Eop 开关管的软开关工作，从而显著提升系统效率和功率传输能力。

本文参数辨识速度显著优于传统二次侧辨识方法，图 6 为一次侧参数辨识与二次侧参数辨识精度误差。由图 6 可见，一次侧参数辨识和二次侧参数辨识方法精度相差小于 0.5%。本文在提高能量密度、减小系统体积的同时避免了传统二次侧控制方法的通信延迟问题，进一步保障了系统在动态工况下的高效稳定运行。

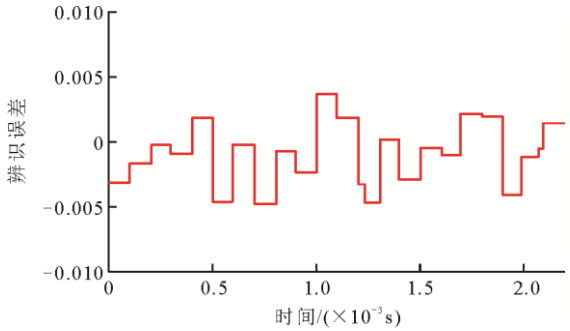


图 6　一次侧参数辨识与二次侧参数辨识精度误差

Fig.6 Accuracy errors of primary side parameter identification and secondary side parameter identification

3 试验样机设计与结果验证

3.1 试验样机参数匹配与搭建

结合 HESS 在“车载辅助储能”场景等典型应用场景的需求，本文使用能量配比为 1:12（超级电容能量：锂电池能量）。参考《GB/T 31467.3—2015 电动汽车用锂离子动力蓄电池包和系统 第 3 部分：安全性要求与测试方法》中“常温充电测试”标准，将充电环境温度固定为(25±1) ℃。实验样机设计包含主电路与控制器两部分，其中主电路依据图 1 所示拓扑设计，系统的固有频率ω_0（即 L_TC_T 和 L_RC_R 的谐振频率）设定为 433 kHz。其他主要参数可按照扼流电感 L_f 为 $2\left(\dfrac{\pi^2}{4}+1\right)\dfrac{R_L}{f}$，剩余电感 L_b 为 $\dfrac{\pi(\pi^2-4)R_L}{16\omega_0}$，开关管并联电容 C_1 为 $\dfrac{8}{\pi(\pi^2+4)\omega_0R_L}$ 进行设计。

为降低系统传导损耗，发射与接收线圈采用利兹线绕制；并通过对绕制线圈分段串接补偿电容，减小线圈匝间的介质损耗，绕制的传能线圈如图 7 所示。使用阻抗分析仪测量谐振子阻抗特性，结果如图 8 所示。

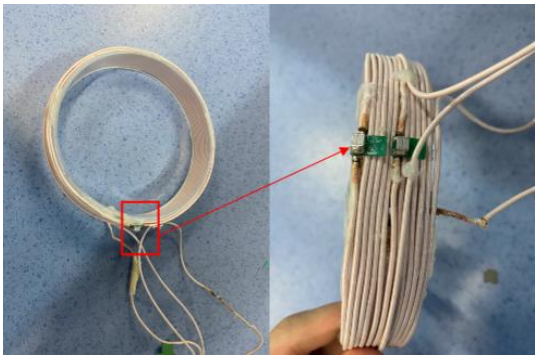


图 7　绕制的传能线圈

Fig.7 Wound energy transfer coil

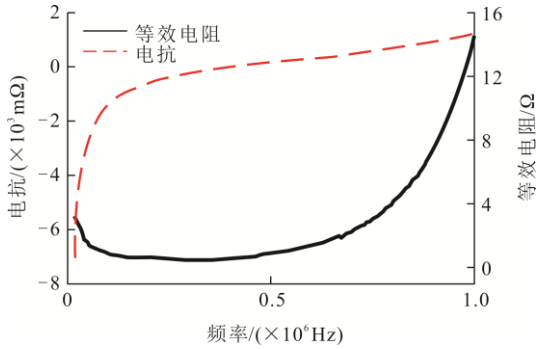


图 8 谐振子的阻抗特性曲线
Fig.8 Impedance characteristic curve of the resonator

由图 8 可见，在 433 kHz 处，红色曲线过零（电抗值 X=0），谐振子发生串联谐振，该点即为固有频率点。计算可得绕制线圈电感值为 134.86 μH。谐振频率下，谐振子等效串联阻抗为 673 mΩ。发射与接收侧线圈对称，谐振子总等效串联电阻约为 1.2 Ω。将绕制的发射与接收线圈安装于可轴向移动的导轨上，通过调整线圈相对位置，模拟系统实际工作过程中的线圈偏移。HESS+WPT 测试系统如图 9 所示。其中发射与接收侧线圈固定于同一导轨上，其轴向中心保持对齐，仅发射侧的采样与控制接口连接至控制器。

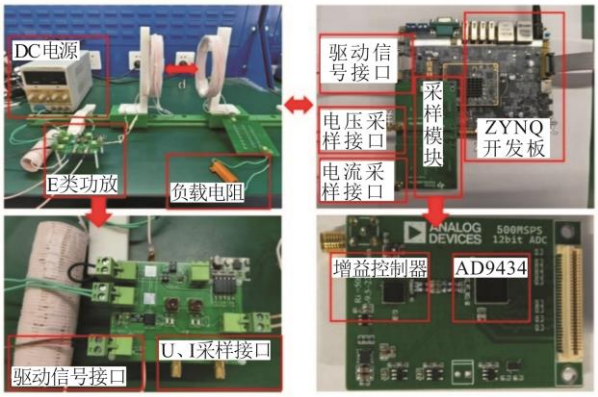


图 9 HESS+WPT 实验系统
Fig.9 The HESS+WPT experimental system

控制器由 AD9434 采样模块和 ZYNQ 处理器构成，ZYNQ 处理器内部逻辑如图 10 所示。首先，对系统负载网络端口电压以及流入电流进行采样与滤波。鉴于主电路工作频率高，采样与控制速率要求严苛，此部分由 ZYNQ 的 FPGA 单元（PL）实现。随后，基于采样波形辨识 k 和 R_L，并计算开关管控制信号，此部分由 ZYNQ 的 ARM 单元（PS）实现。

耦合系数随发射线圈与接收线圈之间距离的变化如图 11 所示。由图 11 可见，耦合系数随线圈距离的增加呈现显著的下降趋势。当发射线圈与接收线圈之间的距离较小时，耦合系数下降速率极快。在近距离下，线圈间的磁场耦合程度对距离变化极为敏感，微小的距离增加会导致磁场的有效交链面积和磁通量密度大幅降低，从而使耦合系数迅速衰减。随着距离进一步增大，耦合系数的下降速率逐渐变缓，呈现出缓慢趋近于 0 的趋势。这是由于当距离较大时，线圈产生的磁场在空间中扩散范围广，能够交链到接收线圈的磁通量占比已很小，后续距离的增加对磁通量交链的影响程度相对减弱，此时线圈间几乎无有效磁耦合，能量难以通过磁耦合方式传输，直观地反映了无线电能传输系统中磁耦合程度与线圈间距密切相关，且距离对耦合的影响在不同间距阶段表现出不同敏感性的特性。

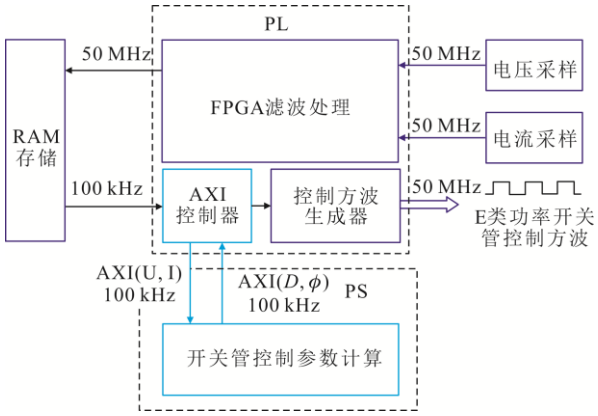


图 10 ZYNQ 芯片内部逻辑
Fig.10 Internal logic block diagram of ZYNQ chip

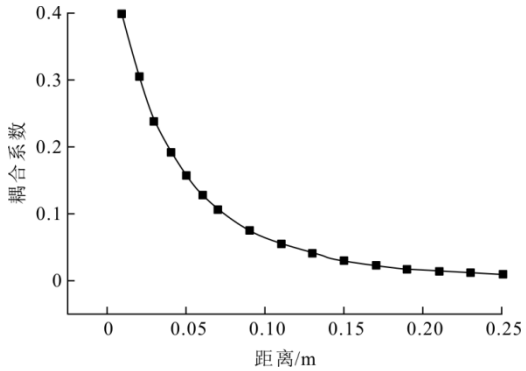


图 11 耦合系数随发射线圈与接收线圈之间距离的变化
Fig.11 Change of the coupling coefficient with the distance between the emitting coil and the receiving coil

验证系统在多种充电模式下的工作状态。首先测试其能否跟踪系统最优频率工作点。选取 5 V1 A（R_L≈5 Ω）、5 V0.5 A（R_L≈10 Ω）、5 V0.33 A（R_L≈15 Ω）共 3 种充电模式。系统工作频率随耦合系数的变化关系如图 12 所示。由图 12 可见，实验结果与理论值基本吻合，最大频率误差低于 1%。误差主要源于有限的采样精度及电路高频寄生参

数，导致辨识得到的 k 和 R_L 存在偏差，进而影响工作频率计算精度。

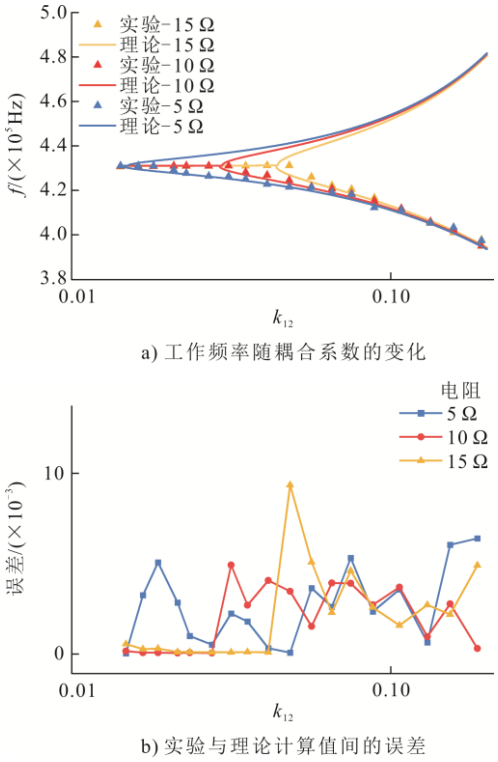


图 12　不同充电模式下系统工作频率跟踪效果
Fig.12 Frequency tracking effect of the system under different charging modes

随后测试不同 HESS 充电模式及 WPT 工作区域下前级 Eop 的工作状态。开关管端电压在一个周期内的波形如图 13 所示。

由图 13 可见，在不同充电模式及耦合系数下，当开关管导通时，其端电压均能够降至 0 附近，表明 Eop 的 ZVS 工作条件基本独立于充电模式及耦合系数。这有效降低了激励源开关管的电压与电流应力要求及高频开关损耗。

图 14 展示了测量得到的不同充电模式下，系统传输效率随耦合系数的变化关系。图 14 中阴影区域标示对应充电模式下的频率分裂区域，在最优频率追踪下，分裂区间内的传输效率最大标准差小于 0.023 8%，且效率值近似等于 HESS 等效输入电阻与谐振子等效串联电阻的分压比。这是由于激励源的软开关特性使得开关管损耗极低，系统效率损失主要集中于谐振子及 PCB 板。同时可见，在分裂区内系统效率基本保持恒定，与理论分析一致，这对系统稳定工作至关重要。

3.2 系统适用边界的实验验证

为验证系统适用边界，开展“负载电阻−耦合系数−工作频率”的全工况实验，结果如图 15 所示。结合频率分裂理论与 E 类功放软开关约束，对适用边界分析如下：

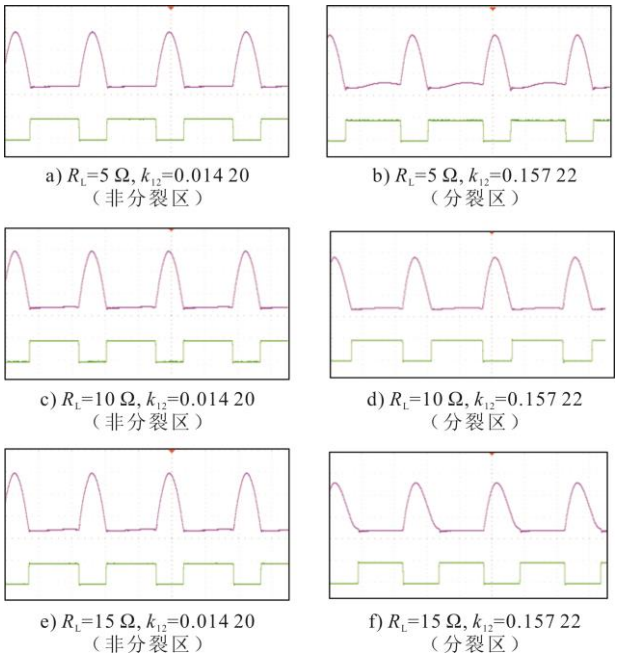


图 13　不同充电模式及耦合系数下 Eop 开关管端电压与负载网络电流波形图
Fig.13 Waveform diagram of Eop switch terminal voltage and load network current under different charging modes and coupling coefficients

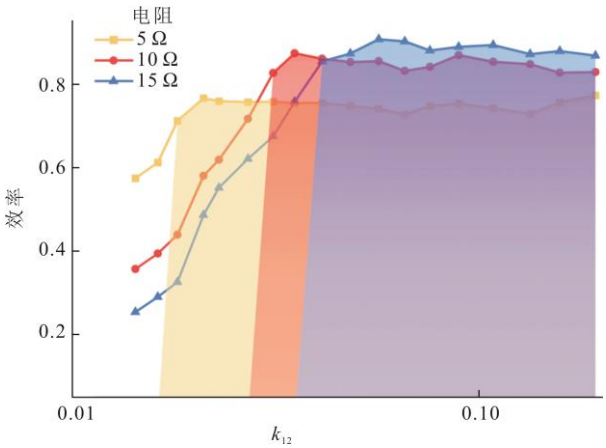


图 14　不同充电模式下系统传输效率随耦合系数的变化
Fig.14 Variations of system transmission efficiency with coupling coefficient under different charging modes

非极端工况　耦合系数 k_{12} 反映发射线圈与接收线圈间的磁耦合程度。当 k_{12} 增大时，线圈间能量传输效率提升，系统谐振特性更稳定。为维持 E 类功放的零电压开关条件（ZVS），占空比 D 需适配变化的谐振参数，因此占空比呈现出随 k_{12} 变化的平滑过渡趋势；负载电阻 R_L 决定系统的能量消耗与功率传输需求。当 R_L 在合理范围内变化时，系统需

通过调整占空比 D 来匹配功率需求：若 R_L 减小，负载功率需求增大，E 类功放需增大占空比以输出更多能量；若 R_L 增大，功率需求减小，占空比则相应降低。

极端工况 当 R_L 超过阈值时，系统无法正常传输功率，此阈值为负载电阻的最大适用值。占空比的变化维持能量传输效率与功放工作稳定性，对功率需求、磁耦合特性的动态适配；而极端工况下占空比置零，作为系统在故障风险下的保护机制。

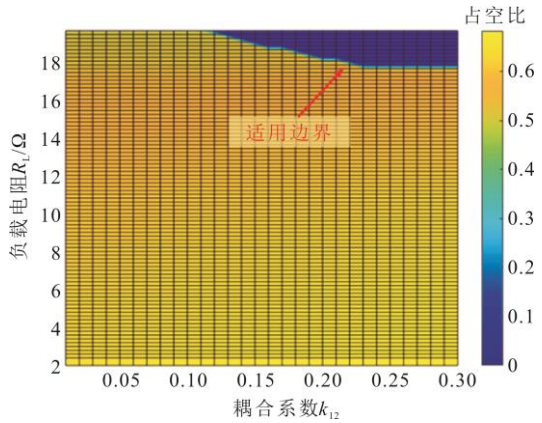


图 15 占空比 D 随耦合系数 k_{12} 和负载电阻 R_L 的变化

Fig.15 Changes of duty cycle D with coupling coefficient k_{12} and load resistance R_L

3.3 与传统二次侧控制对比

一次侧控制方法将所有控制策略设于发射侧，无需在二次侧配置任何额外的采样电路与通信电路，有效减少了接收侧储能单元的附加电路体积，显著提升了系统的体积能量密度，同时精度可满足工业控制的要求，更适应集成化应用。同时，传统二次侧辨识方法存在参数采集、信号传输、数据处理的完整流程，采集参数后，需通过通信电路将数据传输至发射侧，这一过程会产生一定的信号延迟，导致时序控制速度受限。而一次侧控制方法直接在发射侧完成参数采集与数据处理，无需经过二次侧采样与跨侧通信环节，大幅缩短了参数辨识与控制策略制定的时间，使系统能更快速地响应 HESS 等效输入阻抗变化及线圈耦合系数扰动。图 16 为一次侧负载扰动辨识速度与二次侧负载扰动辨识速度对比，图 17 为耦合系数一次侧辨识与二次侧辨识对比。从图 16 和图 17 可以看到一次侧控制在负载扰动和耦合系数变化的辨识速度上均优于二次侧控制，本质源于检测位置和信号处理传输的简便，减少了间接推导与跨侧通信带来的延迟，更适配负载频繁波动、线圈相对偏移的动态工况。

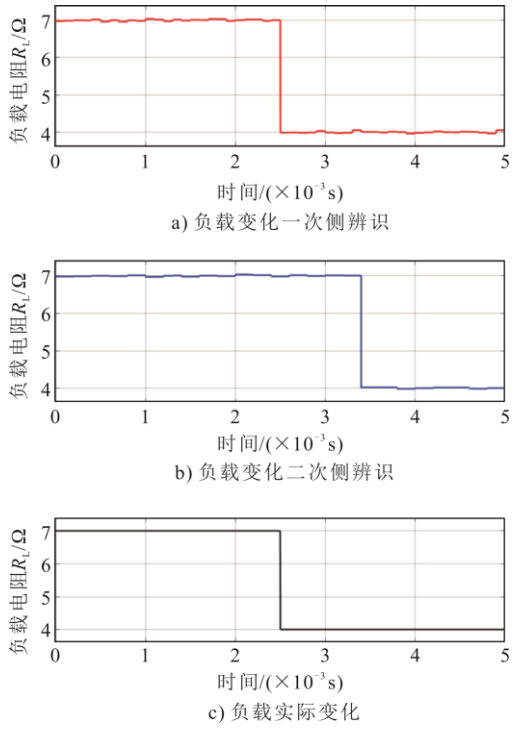


图 16 一次侧负载扰动辨识速度与二次侧负载扰动辨识速度对比

Fig.16 Comparison of the primary side load disturbance identification speed and the secondary side load disturbance identification speed

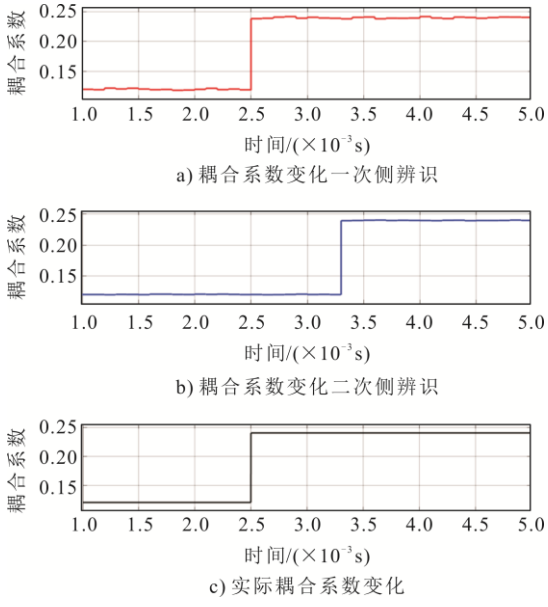


图 17 耦合系数一次侧辨识与二次侧辨识对比

Fig.17 Comparison of coupling coefficient identification on the primary side and the secondary side

4 结 论

本文提出了一种用于混合型储能的高效 WPT 系统一次侧控制方法。主要结论如下。

1）基于对 HESS 不同充电模式下 WPT 传输特

性的分析，发现当系统工作频率调整至输出功率峰值点时，可实现原副边线圈谐振匹配，确保传输效率稳定。据此选取该点作为系统最优工作频率点。

2）建立了系统激励源（Eop）瞬态方程，通过使 WPT 系统与 Eop 谐振匹配，求解出维持软开关工作的最优开关管占空比。

3）结合最优频率与占空比，设计了基于副边参数反演与分区控制原理的一次侧控制方法，实现了在发射侧对系统全工况的控制，使系统在分裂区与非分裂区均能实现最大功率传输（MPT）及软开关工作。

4）基于 ZYNQ 控制器实现了闭环控制方案，利用其 FPGA 单元处理高速信号，ARM 单元处理低速计算。实验验证表明，系统能在不同充电模式及耦合系数下准确跟踪传输功率峰值点，且开关管始终维持软开关工作状态，从而保障 HESS+WPT 系统在充电过程中高效稳定的能量传输。

［参 考 文 献］

［1］ 杨庆新, 张献, 李阳, 等. 无线电能传输技术及其应用[M]. 北京: 机械工业出版社, 2014: 190.
YANG Qingxin, ZHANG Xian, LI Yang, et al. Wireless power transmission technology and its applications[M]. Beijing: China Machine Press, 2014: 190.

［2］ RAABE S, ELLIOTT G A J, COVIC G A, et al. A quadrature pickup for inductive power transfer systems[C]//Proceedings of the 2007 2nd IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications, 23-25 May, 2007: 15.

［3］ 乐琦. 植入式医疗设备无线电能传输系统的研究[D]. 杭州: 浙江科技大学, 2020: 1.
LE Qi. Research on wireless power transmission systems for implantable medical devices[D]. Hanzhou: Zhejiang University of Science and Technology, 2020: 1.

［4］ 王林, 黄智慧, 邹积岩. 用于高压无线供电设备的线圈研究[J]. 电力电子技术, 2017, 51(11): 72-74.
WANG Lin, HUANG Zhihui, ZOU Jiyan. The research on coil of wireless power supply equipment in high voltage[J]. Power Electronics Technology, 2017, 51(11): 72-74.

［5］ 李登帅. 具有无线电能传输能力的绝缘子特性研究[D]. 成都: 西华大学, 2020: 1.
LI Dengshuai. Study on the characteristics of insulators with wireless power transfer capabilities[D]. Chengdu: Xihua University, 2020: 1.

［6］ 张纯江, 董杰, 刘君, 等. 蓄电池与超级电容混合储能系统的控制策略[J]. 电工技术学报, 2014, 29(4): 334-340.
ZHANG Chunjiang, DONG Jie, LIU Jun, et al. A control stratrgy for battery-ultracapacitor hybrid energy storage system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(4): 334-340.

［7］ 诸斐琴, 杨中平, 林飞, 等. 基于加速时间预测的现代有轨电车储能系统能量管理与容量配置优化研究[J]. 电工技术学报, 2017, 32(23): 158-166.
ZHU Feiqin, YANG Zhongping, LIN Fei, et al. Research on acceleration-time-prediction-based energy management and optimal sizing of onboard energy storage system for modern trams[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(23): 158-166.

［8］ HERRERA V I, GAZTA ñAGA H, MILO A, et al. Optimal energy management and sizing of a battery-supercapacitor-based light rail vehicle with a multiobjective approach[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2016, 52(4): 3367-3377.

［9］ LEE S H, LORENZ R D. Development and validation of model for 95%-efficiency 220 W wireless power transfer over a 30 cm air gap[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2011, 47(6): 2495-2504.

［10］ 程丽敏, 崔玉龙, 闫贯博. 磁耦合谐振式无线电能传输频率跟踪控制研究[J]. 电力电子技术, 2014, 48(11): 3-6.
CHENG Limin, CUI Yulong, YAN Guanbo. Research on frequency tracking control of wireless power transfer via magnetic resonance coupling[J]. Power Electronics Technology, 2014, 48(11): 3-6.

［11］ 熊栩巍, 王苗, 徐松, 等. 超级电容无线充电系统研究与设计[J]. 电力电子技术, 2024, 58(7): 17-22.
XIONG Xuwei, WANG Miao, XU Song, et al. Research and design of supercapacitor wireless charging system[J]. Power Electronics Technology, 2024, 58(7): 17-22.

［12］ LI Q, YI D, DANG G, et al. Electrochemical impedance spectrum (EIS) variation of lithium-ion batteries due to resting times in the charging processes[J]. World Electric Vehicle Journal, 2023, 14(12): 321.

［13］ FAN C, TIAN X, GU C. Perturbation-based battery impedance characterization methods: from the laboratory to practical implementation[J]. Batteries, 2024, 10(12): 414.

［14］ MAI J, WANG Y, ZENG X, et al. A multi-segment compensation method for improving power density of long-distance IPT system[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(12): 12795-806.

［15］ 周海东. 基于改进型 E 类功放的无线电能传输系统的设计与实现[D]. 广州: 广东工业大学, 2019: 1.
ZHOU Haidong. Design and implementation of wireless power transfer system based on improved class E power amplifier[D]. Guangzhou: Guangdong University of Technology, 2019: 1.

［16］ 翁婉莹, 章意, 吴建德, 等. 用于无线电能传输的 E 类功放阻抗匹配方法[J]. 电力电子技术, 2022, 56(11): 45-48.
WENG Wanying, ZHANG Yi, WU Jiande, et al. Class E power amplifier impedance matching method for wireless power transfer[J]. Power Electronics Technology, 2022, 56(11): 45-48.

［17］ YANG C, ZHANG L, XIU S. An analysis of wireless power transfer with a hybrid energy storage system and its sustainable optimization[J]. Sustainability, 2025, 17(6): 2358-2358.

［18］ 李均锋, 廖承林, 王丽芳. 基于 E 类放大器的中距离无线能量传输系统[J]. 电工技术学报, 2014, 29(9): 7-11.
LI Junfeng, LIAO Chenglin, WANG Lifang. Mid-distance wireless power transfer system using E-class amplifier[J]. Transactions of the CSE Electrotechnical Journal, 2014, 29(9): 7-11.

［19］ 张波. 无线电能传输原理[M]. 北京: 科学出版社, 2018: 173.
ZHANG Bo. Principle of wireless power transmission[M]. Beijing: Science Press, 2018: 173.

（责任编辑　杜亚勤）