DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2025.5.197 **中图分类号**：TM724 **文献标志码**：A

LCC-S 型箭地无线电能传输系统谐振网络参数优化方法

王 展，蓝 鲲，张金刚，俞 达
(北京宇航系统工程研究所，北京 100076)

摘要：LCC-S 型磁耦合谐振式无线电能传输 WPT(wireless power transfer)系统在不同参数配置下的输出特性具有较大的差异。针对运载火箭箭上负载功率变化范围大的特点，建立箭地 WPT 系统稳态效率模型，首次提出以平均功效积作为优化目标的谐振网络参数设计方法，提升系统在全功率范围下的整体输出特性。在此基础上，为实现逆变器开关管软开关，建立考虑高次谐波的逆变器输出电流时域模型，综合考虑谐振参数扰动对逆变器开通/关断损耗及电压增益等指标的影响，给出了谐振网络的扰动设计方法。最后通过仿真验证了模型的合理性及参数配置方法的优越性。

关键词：无线电能传输；参数优化；运载火箭；平均功效积；零电压开关

Parameter Optimization Method for Wireless Power Transfer System Between Rocket and Ground with LCC-S-type Resonant Network

WANG Zhan, LAN Kun, ZHANG Jingang, YU Da
(Beijing Institute of Astronautical Systems Engineering, Beijing 100076, China)

Abstract: The output characteristics of an LCC-S-type magnetically coupled resonant wireless power transfer(WPT) system are quite different under different parameter configurations. Aimed at the characteristic that the load power on launch vehicles varies in a wide range, a steady-state efficiency model of the WPT system between the rocket and ground was established, and a parameter design method for a resonant network with the average power-efficiency product as an optimization objective was proposed for the first time, so as to improve the system's overall output characteristics in the full power range. On this basis, a time-domain model of inverter output current considering high-order harmonics was built to achieve zero voltage switching of the inverter. In view of the influence of resonance parameter disturbance on indexes such as the switching losses of inverter and the voltage gain, a disturbance design method for resonance network was also given. Finally, the rationality of the model and the superiority of the parameter configuration method were verified by simulation results.

Keywords: Wireless power transfer (WPT); parameter optimization; launch vehicle; average power-efficiency product; zero voltage switching

无线电能传输 WPT(wireless power transfer)技术以非接触的方式进行供电，摆脱了常规线缆和接插件的束缚，在提升系统整体安全性及可靠性的同时，使操作趋于自动化及智能化，在电动汽车、水下航行器及航空航天等领域得到了广泛的关注[1-6]。目前，我国现役运载火箭均采用脱插和脱拔等机械式电连接器作为箭地电气系统之间的接口，其存在分离可靠性难以提升、操作约束多等问题。箭地 WPT 技术可有效解决上述问题，对促进运载火箭电气系统轻质化、智能化发展具有重要意义[7]。

箭地 WPT 系统主要包含地面电源变换器、补

收稿日期：2022-08-03；**修回日期**：2022-09-15；**录用日期**：2022-10-11；**网络首发日期**：2022-12-08

偿与耦合机构、能量接收处理器、箭上电池和功率设备 5 个部分。按照功率大小及工作时间长短，可将箭上负载分为 3 种类型：①平稳负载，包含各类仪器设备，功率为百瓦级，长时间工作；②大电流脉冲负载，如火工品等，瞬时功率达千瓦级，工作时间为百毫秒级；③大功率负载，如推力调节装置，功率为千瓦级，工作时间为秒级。其中，大电流脉冲负载与大功率负载由箭上电池直接供电，而 WPT 系统主要完成为平稳负载提供能量及为电池充电的工作。

当前，WPT 技术的主流体制为感应式电能传输，其可在有限范围内实现能量的高效传输。但随着传输距离的增加，系统过渡至松耦合状态，较大的漏感使系统效率无法达到理想水平，需采用补偿网络将漏感能量以谐振的形式储存起来，从而提升效率[8-10]。此外，谐振网络的选择与谐振参数的配置会对系统传输性能产生较大的影响。相较于 S-S 型等传统低阶补偿网络，LCC-S 型补偿网络可在恒压输入条件下，实现近似恒压输出[11]，适用于运载火箭等负载端具有恒压需求的场景。文献[12]以最大化功率、效率为目标，以谐振元件的应力为约束，利用多目标遗传算法对 LCC-S 拓扑进行了优化配置，提升了系统多工作模式的性能；文献[13]利用约束性粒子群算法解决 LCC 拓扑参数配置困难的问题，在输出功率满足负载需求的同时使传输效率最大化。上述方法虽然起到了较好的优化效果，但均局限于固定负载条件，无法保证负载大范围变化时系统输出特性最优。文献[14]在二次侧利用 Buck-Boost 变换器实现最优阻抗匹配，通过一次侧 Buck 电路对输出电压进行闭环控制，得到 LCC-S 拓扑最优效率会随一次侧补偿电感的增大而增大的结论，但该结论仅限于负载功率较小时成立，具有一定的局限性。

相较于电动汽车等应用环境，运载火箭箭上负载功率变化范围大，同时要求母线电压具有较高的稳定度。本文针对 LCC-S 补偿网络在上述约束下的优化配置方法展开研究，提出了“平均功效积”指标用于描述系统在宽负载变化范围下的整体性能，并以其作为优化目标对谐振参数进行配置。在此基础上，为实现逆变器零电压开关 ZVS(zero voltage switching)，本文建立逆变器输出电流的时域模型，考虑拓扑参数变化对逆变器输出电流的具体影响，给出了补偿网络不对称设计方法。最后通过仿真验证了模型的合理性及参数优化指标、方法的优越性。

1 箭地 WPT 系统建模

箭地 WPT 系统的基本结构如图 1 所示，其系统拓扑结构如图 2(a)所示。图中：开关管 S_1~S_4 构成全桥逆变电路，将地面直流电源 U_{in} 逆变为交流方波 U_{AB}，同时通过移相控制对 U_{AB} 有效值进行调节[15]；电感 L_1 与电容 C_1、C_p 构成一次侧 LCC 谐振电路；L_p、L_s 分别为一、二次侧线圈自感；M 为耦合线圈互感；C_s 为二次侧补偿电容；二极管 D_1~D_4 构成不控全桥整流电路，将二次侧感应出的交流电 U_{ab} 转换为直流电 U_{dc}，再通过 Buck 变换器对输出电压 U_o 进行控制，从而为箭上负载提供稳定的母线电压。

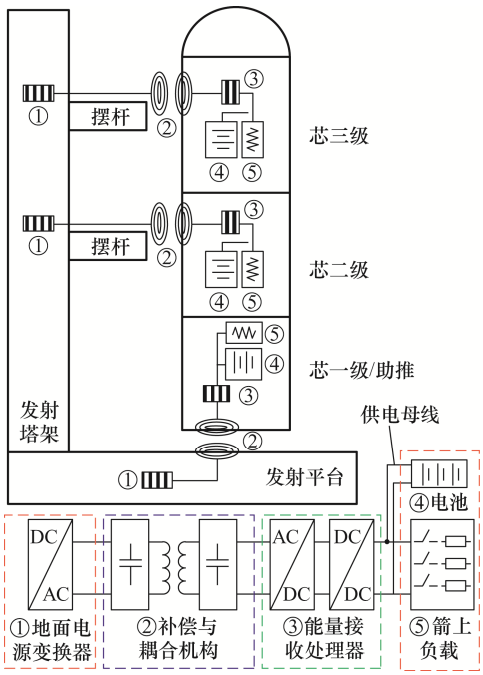
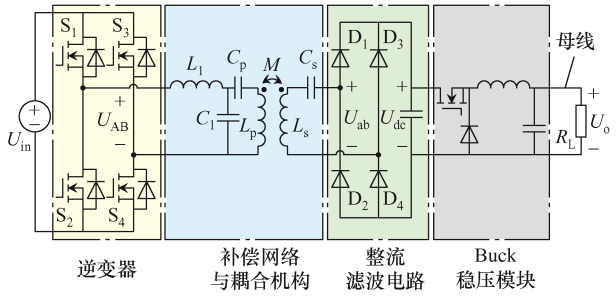
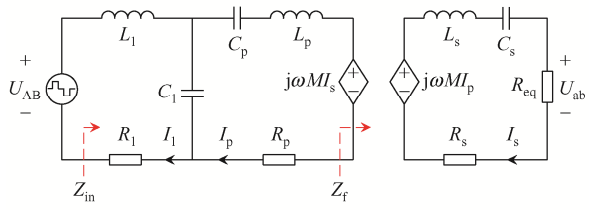


图 1 箭地 WPT 系统基本结构

Fig. 1 Basic structure of WPT system between rocket and ground



(a)整体拓扑架构



(b)等效电路模型

图 2　LCC-S 型箭地 WPT 系统

Fig. 2 WPT system between rocket and ground with LCC-S-type resonant network

1.1 基于 FHA 的稳态效率模型

利用基波等效法将图 2(a)简化为图 2(b)所示电路。图中：I_1 为逆变器输出电流；由于 L_1、C_1 的滤波作用，发射线圈电流 I_p 为准正弦波；I_s 为接收线圈电流；R_{eq} 为整流器侧等效负载；R_1、R_p、R_s 分别为补偿电感、发射线圈及接收线圈的等效内阻。谐振回路通常具有较高的品质因数，对方波电压 U_{AB} 中的高次谐波呈高阻抗特性，谐振腔中流过的电流可近似为正弦波。基波分析法 FHA(fundamental harmonic analysis)对 WPT 系统的稳态分析具有足够高的精度[16]。因此，可将方波电压 U_{AB} 简化为只包含基波分量的正弦波。全桥逆变器移相角记为 φ，则其输出电压有效值[17]为

$$U_{AB}=\left|\dot{U}_{AB}\right|=\frac{2\sqrt{2}}{\pi}U_{in}\sin\frac{\varphi}{2} \tag{1}$$

LCC-S 补偿网络的参数配置应满足关系

$$\begin{cases}\omega_0^2L_1C_1=\omega_0^2L_sC_s=1\\ \omega_0^2(L_p-L_1)C_p=1\end{cases} \tag{2}$$

式中，$\omega_0=2\pi f_0$，f_0 为补偿电路的谐振频率。当系统工作频率 $f=f_0$，输入阻抗的虚部为 0。此时，基于网孔电流法可以求得等效负载 R_{eq} 两端电压 $\dot{U}_{ab}$ 及传输效率 η 的表达式[12]分别为

$$\dot{U}_{ab}=\dot{I}_sR_{eq}=\frac{\omega^2ML_1R_{eq}\dot{U}_{AB}}{R_1\omega^2M^2+(R_{eq}+R_s)(\omega^2L_1^2+R_1R_p)} \tag{3}$$

$$\eta=\frac{\left|\dot{I}_s\right|^2R_{eq}}{\mathrm{Re}(\dot{U}_{AB}\dot{I}_1^*)}\times100\%=\frac{\omega^4M^2L_1^2\dfrac{R_{eq}}{(R_{eq}+R_s)^2}}{\left[R_p+\dfrac{\omega^2M^2}{(R_{eq}+R_s)}\right]\left[\dfrac{R_1\omega^2M^2}{(R_{eq}+R_s)}+\omega^2L_1^2+R_1R_p\right]} \tag{4}$$

式中，ω 为系统工作角频率。

当 Buck 变换器工作在电感电流连续模式时，依据输入输出的功率平衡关系[18]可得

$$\begin{cases}U_o=\left|\dot{U}_{ab}\right|\dfrac{\pi D}{2\sqrt{2}}\\ R_{eq}=\dfrac{8R_L}{\pi^2D^2}\end{cases} \tag{5}$$

式中：D 为 Buck 变换器占空比，取值范围为(0, 1)；R_L 为负载电阻。

为减少变量、简化分析，定义一次侧谐振电感 L_1 与发射线圈自感 L_p 的比值为变量 p，即 $p=L_1/L_p$。由式(2)可知，变量 p 的取值范围为(0, 1)。当耦合线圈设计完成后，自感参数 L_p、L_s 随之确定，谐振元件 L_1、C_1、C_p 及 C_s 的取值完全取决于变量 p。因此，LCC-S 补偿网络参数的稳态优化配置，可简化为对变量 p 的设计。

1.2 考虑高次谐波的时域模型

为减小输入噪声、降低逆变器损耗，通常需要微调补偿参数使系统输入阻抗呈弱感性，从而实现逆变器开关管的零电压开通。由于逆变器输出电流 I_1 中包含大量的高次谐波，且其对 ZVS 的实现起决定作用，故需要建立其时域模型，分析补偿参数扰动对 ZVS 实现条件的具体影响。为简化分析，分别设定参数

$$\begin{cases}\alpha=\dfrac{\omega L_1}{X_1}\\ \beta=\dfrac{\omega L_p-1/\omega C_p}{X_1}\\ \gamma=\dfrac{1/\omega C_s}{X_2}\end{cases} \tag{6}$$

式中：X_1=1/(ωC_1)，X_2=ωL_s。当系统处于完全谐振状态时，有 $\alpha=\beta=\gamma=1$。补偿参数的调整方案一般有以下 3 种[19-21]：①调整 γ 使其略小于 1，即增大谐振电容 C_s；②调整 α 使其略大于 1，即减小谐振电感 L_1；③调整 β 使其略小于 1，即减小谐振电容 C_p。由于二次侧接收电压 U_{ab} 对 γ 过于敏感，扰动 C_s 会造成 U_{ab} 的大幅跌落[19]，可能导致后端 Buck 变换器工作异常。因此，本文考虑对一次侧谐振元件进行调整。

补偿网络的等效输入阻抗 Z_{in} 可表示为

$$Z_{in}=\mathrm{j}\alpha X_1+(\mathrm{j}\beta X_1+Z_f)//(-\mathrm{j}X_1)=\frac{(\alpha+\beta-\alpha\beta)X_1^2+\mathrm{j}(\alpha-1)X_1Z_f}{Z_f+\mathrm{j}(\beta-1)X_1} \tag{7}$$

式中，Z_f 为二次侧在一次侧的反射阻抗，Z_f = $(\omega M)^2/R_{eq}$。由式(7)得，流经发射线圈的电流 I_p 为

$$I_p=\frac{U_{AB}}{Z_{in}}\cdot\frac{-\mathrm{j}X_1}{(\mathrm{j}\beta X_1+Z_f)//(-\mathrm{j}X_1)}=\frac{U_{AB}}{-(\alpha-1)Z_f+\mathrm{j}(\alpha+\beta-\alpha\beta)X_1} \tag{8}$$

从式(8)可以看出，当 α 取 1 时，电流 I_p 与负载无关，此时其时域表达式为

$$I_p(t)=\frac{4U_{in}}{\pi X_1}\sin\frac{\varphi}{2}\sin\left(\omega t-\frac{\pi}{2}\right) \tag{9}$$

根据基尔霍夫电压定律 KVL(Kirchhoff voltage laws)可得电容 C_1 两端的电压为

$$\begin{cases}U_{C_1}(t)=\dfrac{4U_{in}Z_f}{\pi X_1}\sin\dfrac{\varphi}{2}[\tan\phi\sin(\omega t)-\cos(\omega t)]\\ \tan\phi=\dfrac{\beta X_1}{Z_f}\end{cases} \tag{10}$$

利用电压源 U_{C_1} 代替发射线圈支路及补偿电容 C_1 支路，可将 LCC-S 补偿网络简化为图 3 所示模型。

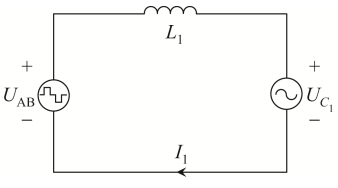


图 3 LCC-S 补偿网络简化模型

Fig. 3 Simplified model of LCC-S compensation network

电流 I_1 包含基波分量及所有的高次谐波分量，其表达式为

$$I_1(t)=\frac{1}{L_1}\int_{t_0}^{t}[U_{AB}(\tau)-U_{C_1}(\tau)]\tau+I_1(t_0) \tag{11}$$

式中：τ 为时间常数；t_0 为起始时刻。

LCC-S 补偿网络中关键电流、电压的时域波形如图 4 所示[20]。

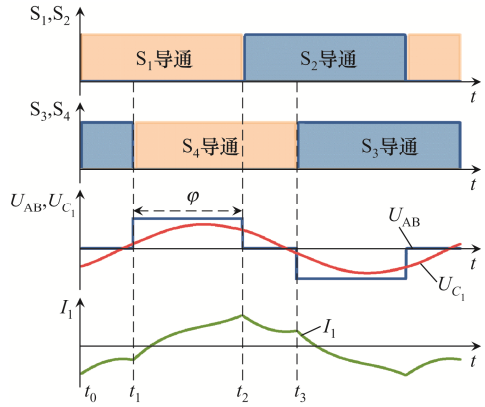


图 4 LCC-S 补偿网络电压、电流关键波形

Fig. 4 Key waveforms of voltage and current of LCC-S compensation network

逆变器在移相控制作用下输出电压的时域表达式为

$$U_{AB}(\tau)=\begin{cases}0 & t_0<\tau\leqslant t_1\\ U_{in} & t_1<\tau\leqslant t_2\\ 0 & t_2<\tau\leqslant t_3\end{cases} \tag{12}$$

式中：t_1、t_2、t_3 分别为逆变器输出电压在 1 个周期内的跳变时间点。

由电流波形的对称性可得

$$I_1(t_0=0)+I_1(t_3=\pi/\omega)=0 \tag{13}$$

将式(13)代入式(11)可得

$$I_1(t_0)=\frac{-1}{2L_1}\int_0^{\pi/\omega}[U_{AB}(\tau)-U_{C_1}(\tau)]\mathrm{d}\tau=-\frac{U_{in}\varphi}{2X_1}+\frac{4U_{in}Z_f}{\pi X_1^2}\sin\frac{\varphi}{2}\tan\phi \tag{14}$$

将式(10)、式(12)及式(14)代入式(11)，可得电流 I_1 在 t_1、t_2 时刻的瞬时值分别为

$$\begin{cases}I_1(t_1)=-\dfrac{U_{in}\varphi}{2X_1}+\dfrac{2U_{in}\beta}{\pi X_1}(1-\cos\varphi)+\dfrac{2U_{in}Z_f}{\pi X_1^2}\sin\varphi\\ I_1(t_2)=\dfrac{U_{in}\varphi}{2X_1}-\dfrac{2U_{in}\beta}{\pi X_1}(1-\cos\varphi)+\dfrac{2U_{in}Z_f}{\pi X_1^2}\sin\varphi\end{cases} \tag{15}$$

要实现逆变器开关管的零电压开通，需要满足以下 3 个条件：①$I_1(t_1)<0$；②$I_1(t_2)>0$；③开关管结电容放电所需时间 t_c 小于死区时间 t_d。观察式(15)可知 $I_1(t_1)+I_1(t_2)>0$，即当条件①成立时，条件②必然成立。此外，由于死区时间通常较短，可认为结电容放电过程中其放电电流 I_{off} 保持不变。为满足条件①和条件③，应有以下关系成立

$$I_{off}=\frac{1}{2}I_1(t_1)\leqslant-\frac{C_{ds}U_{in}}{t_c}<0 \tag{16}$$

式中，C_{ds} 为开关管结电容。在实际应用中，考虑到开关管具有开通时间及关断时间，为保证结电容充分放电，通常设计 $t_c=0.5t_d$，因此式(16)可化简为

$$I_1(t_1)\leqslant-\frac{4C_{ds}U_{in}}{t_d}=I_{th}<0 \tag{17}$$

式中，I_{th} 为实现零电压开通的电流阈值。

将式(15)代入式(17)，得到开关管零电压开通的实现条件为

$$\beta\leqslant\frac{\pi X_1U_{in}\varphi-4U_{in}Z_f\sin\varphi-2\pi X_1^2I_{th}}{4X_1U_{in}(1-\cos\varphi)} \tag{18}$$

2　系统特性分析与参数设计

为分析不同参数配置对系统输出特性的影响，本文使用表 1 数据，对系统进行数值分析及优化。

表 1　WPT 系统基本参数

Tab. 1 Basic parameters of WPT system

参数	数值/范围
谐振频率 f_0/kHz	85
发射线圈自感 L_p/μH	163.0
接收线圈自感 L_s/μH	33.3
耦合系数 k	0.15~0.20
直流输入电压 U_{in}/V	100
谐振电感等效内阻 R_1/Ω	0.23
接收线圈等效内阻 R_s/Ω	0.10
发射线圈等效内阻 R_p/Ω	0.12
母线电压 U_o/V	30
负载功率 P_{out}/W	100~1 000

将表 1 中的数据代入式(4)~式(6)，得到系统效率随输出功率变化的曲线如图 5 所示。可以看出，参数 p 和移相角 φ 对系统的传输效率具有较大影响。当系统输出功率较大时，传输效率 η 随着 p 值的增大而单调递减，随着 φ 的增加而单调递增；而当系统输出功率较小时，变化趋势相反。

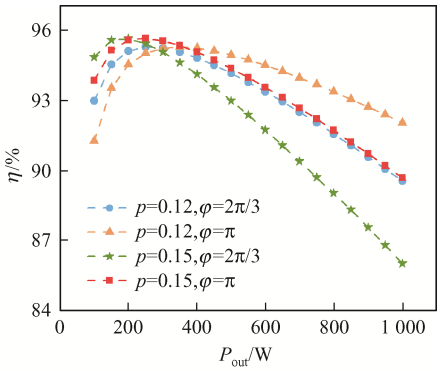


图 5　η 随 P_{out} 变化曲线(k=0.15)

Fig. 5 Curves of η versus P_{out} when k is 0.15

在满足输出功率的基础上，为提升系统效率，文献[22]提出了以效率和输出功率积为优化目标的系统参数配置方法，同时定义该优化指标为功效积，即

$$\psi=P_{out}\cdot\eta \tag{19}$$

功效积指标描述的是特定负载条件下系统的输出性能，其无法评价系统在宽负载变化范围下的输出特性。为保证箭地 WPT 系统工作在不同功率等级时均具有较高的效率，本文定义传输效率在负载全功率范围下的积分为平均功效积 Θ，其表达式为

$$\Theta=\int_{P_{out,min}}^{P_{out,max}}\eta\mathrm{d}P_{out} \tag{20}$$

式中：$P_{out,min}$ 为最小输出功率；$P_{out,max}$ 为最大输出功率。Θ 的值等于 η-P_{out} 图像中效率曲线与 P_{out} 轴所围成的面积，如图 6 所示。

当忽略电路寄生电阻时，对式(3)进行化简得

$$\dot{U}_{ab}\approx\frac{k}{p}\sqrt{\frac{L_s}{L_p}}\dot{U}_{AB} \tag{21}$$

从式(21)可以看出，整流桥输入电压 U_{ab} 的有效值与耦合系数 k 成正比、与 p 成反比，且表达式中不包含等效负载 R_{eq}，即 LCC-S 补偿网络具有变负载条件下的近似恒压输出特性。根据式(3)绘制 U_{ab} 随 P_{out} 变化的曲线，如图 7 所示。由于二次侧整流

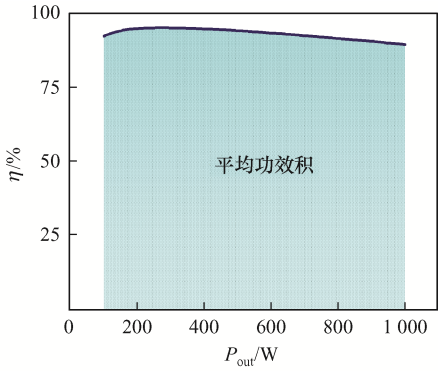


图 6 平均功效积 Θ 定义示意

Fig. 6 Schematic of definition of Θ

滤波电路后接有 Buck 型功率变换器，其要求输入电压 U_{dc} 始终大于输出电压 U_o。因此，补偿网络的参数优化，应满足在 k 取最小值、P_{out} 取最大值时，Buck 变换器输入电压 U_{dc} 仍然大于母线电压 U_o。

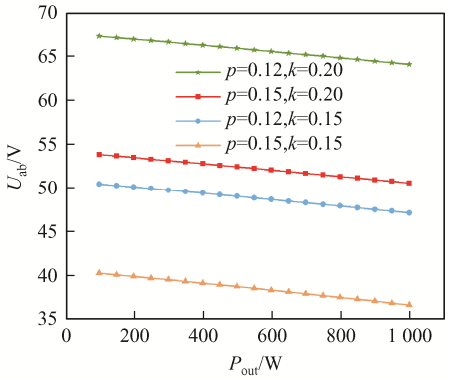


图 7 U_{ab} 随 P_{out} 变化曲线(φ=π)

Fig. 7 Curves of U_{ab} versus P_{out} when φ is π

基于式(3)、式(5)及式(20)，本文选择 p 和 φ 作为优化变量，以最大化 Θ 作为优化目标，以 Buck 变换器在 k 取最小值、P_{out} 取最大值时的输入电压 U_{dc} 大于母线电压 U_o 为约束，构造优化模型为

$$\begin{cases} \text{Max} \quad \Theta = \int_{P_{out,min}}^{P_{out,max}} \eta \mathrm{d}P_{out} \\ \text{s.t.} \quad \dfrac{\pi}{2\sqrt{2}} \left| \dot{U}_{ab} \right|_{(P_{out}=P_{out,max},\, k=k_{min})} > U_o \end{cases} \tag{22}$$

式中，k_{min} 为线圈耦合系数最小值。

将表 1 中的数据代入式(20)，得到平均功效积 Θ 随 p、φ 变化的曲线如图 8 所示。可以看出，Θ-p 曲线的峰值随 φ 的增加而增加；当 φ 一定时，Θ 随 p 的增加呈先增后减趋势。箭地 WPT 系统稳态参数的优化结果见表 2。

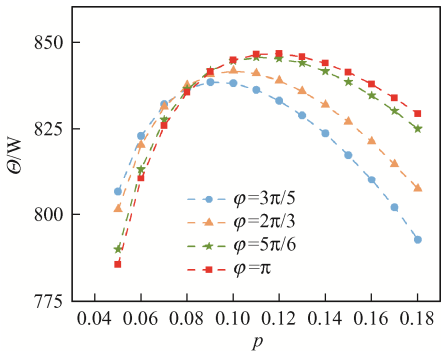


图 8 Θ 随 p 和 φ 变化曲线(k=0.15)

Fig. 8 Curves of Θ versus p and φ when k is 0.15

表 2 WPT 系统稳态优化结果

Tab. 2 Steady-state optimization results of WPT system

参数	优化结果
φ	π
谐振电感 L_1/μH	19.60
谐振电容 C_1/nF	179.20
谐振电容 C_s/nF	105.30
p	0.12
电抗 X_1/Ω	10.45
谐振电容 C_p/nF	24.43

将稳态优化结果代入式(18)，得 ZVS 实现条件为

$$\beta \leqslant 1.233\,7 - 0.082 I_{th} \tag{23}$$

可以发现，在 β 值略大于 1 时，同样可以实现逆变器开关管的零电压开通。这是因为逆变器输出电流中包含大量的高次谐波，其波形会发生较为严重的畸变，如图 9 所示，使得系统的输入阻抗呈弱感性，即电流 I_1 滞后于电压 U_{AB}。虽然较小的 β 值会使逆变器导通/关断时刻的输出电流增加，这有利于实现开关管的零电压开通，但较大的关断电流会增加

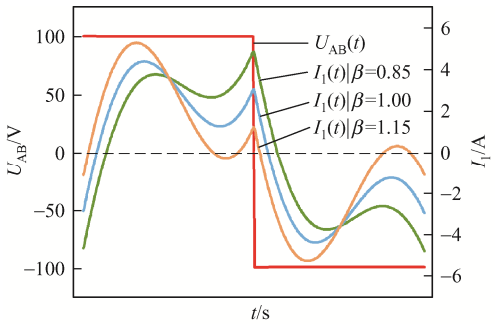


图 9 逆变器输出波形

Fig. 9 Output waveforms of inverter

开关管的关断损耗。因此，β 值的选取应在保证开关管实现零电压开通的同时，减小关断电流，即在满足式(23)的同时，尽可能大。

3　仿真验证

本文利用 MATLAB/Simulink 软件搭建如图 2 所示的箭地 WPT 系统仿真模型。开关管 S_1~S_4 为 ST 公司的 STW58N60DM2AG 型 N 沟道 MOSFET，其在漏源电压为 100 V 时，结电容 C_{ds} 约为 200 pF。若死区时间设置为 100 ns，由式(16)得结电容放电电流 I_{off} 最小为 0.4 A，即 I_{th}=−0.8 A。由式(23)得 $\beta\leqslant1.17$，本文选取 β=1.15，对应谐振电容 C_p 的值为 24.95 nF。

不同参数配置下系统效率随输出功率的变化曲线如图 10 所示。系统重载工作时，仿真结果与

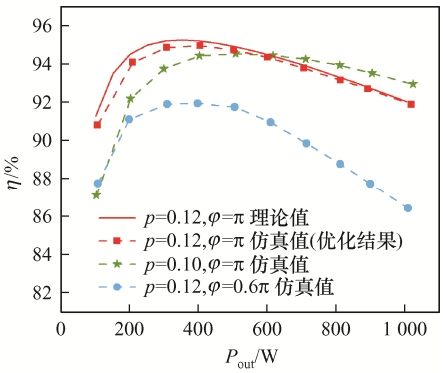


图 10　η 随 P_{out} 变化曲线(k=0.15，φ=π)

Fig. 10 Curves of η versus P_{out} when k is 0.15 and φ is π

理论推导模型吻合度较高；而在轻载工作时，由于逆变器输出电流 I_1 存在畸变，此时基于 FHA 的稳态效率模型略有误差，如图 11 所示。

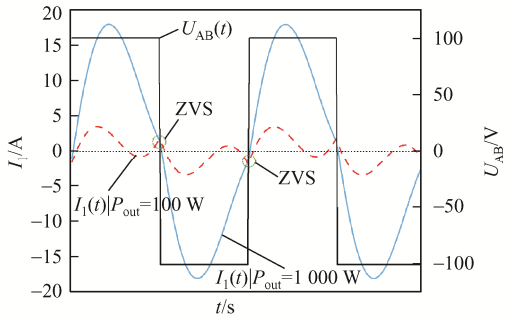


图 11　逆变器输出电压电流波形(P_{out} 为 100 W 和 1 000 W)

Fig. 11 Waveforms of output voltage and current from inverter (P_{out} is equal to 100 W or 1 000 W)

通过对仿真结果进行拟合，可得系统效率与输出功率的函数关系。之后根据式(20)，求得系统在不同参数配置下的平均功效积指标见表 3，其中 x 代表系统输出功率 P_{out}，取值范围[100, 1 000]。可以看出，参数最优配置(配置 2)下系统的平均功效积比非最优配置 1、配置 3 分别高 0.29%、3.99%。此外，优化后的系统在全负载功率范围内效率均保持在 90%以上，而非最优配置的系统在轻、重载情况下，会出现传输效率低于 90%的情况。可见，基于平均功效积的补偿网络参数配置方法，其最终的优化效果是在宽负载功率变化范围下系统输出效率的整体最优，优化效果明显。

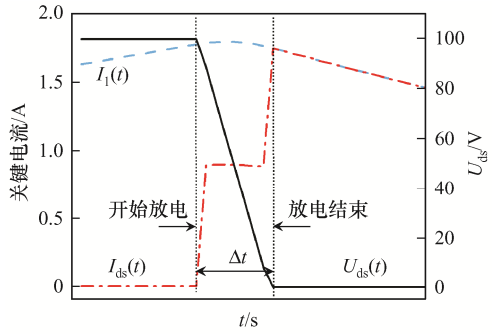
箭地 WPT 系统在不同负载下，逆变器的输出

表 3　拟合结果(η 与 P_{out} 之间的函数关系)

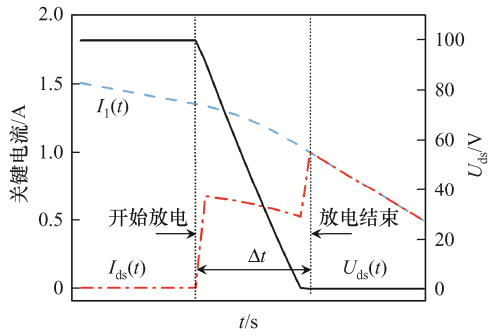
Tab. 3 Fitting results (functional relationship between η and P_{out})

序号	p	φ	拟合结果	Θ/W
配置 1	0.10	π	$\eta(x)=-3.576\times10^{-16}x^6+1.392\times10^{-12}x^5-2.195\times10^{-9}x^4+1.8\times10^{-6}x^3-8.216\times10^{-4}\cdot x^2+2.014\times10^{-1}x+73.391$	841.682
配置 2 (最优)	0.12	π	$\eta(x)=-3.027\times10^{-16}x^6+1.139\times10^{-12}x^5-1.735\times10^{-9}x^4+1.4\times10^{-6}x^3-6.117\times10^{-4}\cdot x^2+1.441\times10^{-1}x+81.006$	844.094
配置 3	0.12	3π/5	$\eta(x)=-6.442\times10^{-16}x^6+2.314\times10^{-12}x^5-3.306\times10^{-9}x^4+2.4\times10^{-6}x^3-9.571\times10^{-4}\cdot x^2+1.996\times10^{-1}x+74.845$	811.722

波形如图 11 所示。可以看出，无论是在轻载(P_{out}=100 W)还是在重载(P_{out}=1000 W)条件下，逆变器开关管均能实现零电压开通。开关管结电容具体的放电过程如图 12 所示，轻载、重载情况下的放电时间 Δt 分别为 23 ns、33 ns，均小于设计值 50 ns，可以实现零电压开通。



(a) 轻载(P_{out}=100 kW)



(b) 重载(P_{out}=1 000 W)

图 12 不同负载情况下开关管结电容的放电过程

Fig. 12 Discharge process of switch junction capacitance under different loads

4 结论

本文从提升箭地 WPT 系统效率的角度出发，利用互感模型推导出系统稳态效率模型及时域电流模型，提出了“平均功效积”优化指标，给出了箭地 WPT 系统在恒压输出及宽负载功率变化范围约束下 LCC-S 型补偿网络参数的具体设计方法与流程。最后通过仿真验证了模型的合理性及参数配置算法的优越性。本文得到的关键结论如下。

(1)系统平均功效积 Θ 的峰值随逆变器移相角 φ 的增加而增加，为使系统在全负载功率范围下的输出效率整体最优，φ 的取值应尽可能大。

(2)减小一次侧串联谐振电容 C_p，会增加逆变器导通/关断时刻的输出电流 $I_1(t_1)$，有利于实现开关管的零电压开通，但同时会增加开关管的关断损耗。因此，C_p 的选取应在满足式(18)的同时，尽可能大。

(3)由于运载火箭要求母线电压具有较高的稳定度，本文选择 LCC-S 型补偿网络进行设计。但所提出的优化设计指标和方法同样适用于其他类型的补偿网络，具有一定的通用性。

参考文献：

[1] 朱春波, 姜金海, 宋凯, 等. 电动汽车动态无线充电关键技术研究进展[J]. 电力系统自动化, 2017, 41(2): 60-65, 72.
Zhu Chunbo, Jiang Jinhai, Song Kai, et al. Research progress of key technologies for dynamic wireless charging of electric vehicle [J]. Automation of Electric Power Systems, 2017, 41(2): 60-65, 72. (in Chinese)

[2] 吴旭升, 孙盼, 杨深钦, 等. 水下无线电能传输技术及应用研究综述[J]. 电工技术学报, 2019, 34(8): 1559-1568.
Wu Xusheng, Sun Pan, Yang Shenqin, et al. Review on underwater wireless power transfer technology and its application [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(8): 1559-1568. (in Chinese)

[3] 武帅, 蔡春伟, 陈轶, 等. 多旋翼无人机无线充电技术研究进展与发展趋势[J]. 电工技术学报, 2022, 37(3): 555-565.
Wu Shuai, Cai Chunwei, Chen Yi, et al. Research progress and development trend of multi-rotor unmanned aerial vehicles wireless charging technology [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(3): 555-565. (in Chinese)

[4] 朱焕杰, 张波. 家用电器无线电能传输技术发展及现状[J]. 电源学报, 2020, 18(6): 168-178.
Zhu Huanjie, Zhang Bo. Present situation and development of wireless power transfer technology for household appliances [J]. Journal of Power Supply, 2020, 18(6): 168-178. (in Chinese)

[5] 李马炎，张希. 电动汽车无线电能传输系统建模与电磁安全评估[J]. 电源学报, 2023, 21(4): 177-185.
Li Mayan, Zhang Xi. Modelling and electromagnetic safety evaluation of wireless power transfer system for electric vehicles [J]. Journal of Power Supply, 2023, 21(4): 177-185. (in Chinese)

[6] 郑小瑶, 江彦伟, 疏许健, 等. 宇称-时间对称电场耦

合无线电能传输系统电场分布特性研究[J]. 电源学报, 2024, 22(5): 60-66.
Zheng Xiaoyao, Jiang Yanwei, Shu Xujian, et al. Study on electric-field distribution characteristics of parity-time symmetric electric-field coupled wireless power transfer system [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22 (5): 60-66. (in Chinese)

[7] 彭越, 牟宇, 宋敬群. 中国下一代运载火箭电气系统技术发展研究[J]. 宇航总体技术, 2020, 4(2): 13-24.
Peng Yue, Mou Yu, Song Jingqun. Research on the development of avionics and electrical system in Chinese next generation launch vehicle [J]. Astronautical Systems Engineering Technology, 2020, 4(2): 13-24. (in Chinese)

[8] Li Siqi, Li Weihan, Deng Junjun, et al. A double-sided LCC compensation network and its tuning method for wireless power transfer [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2015, 64(6): 2261-2273.

[9] Liu Fuxin, Yang Yong, Jiang Dan, et al. Modeling and optimization of magnetically coupled resonant wireless power transfer system with varying spatial scales [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(4): 3240-3250.

[10] Zhang Wei, Wong S C, Tse C K, et al. Analysis and comparison of secondary series- and parallel-compensated inductive power transfer systems operating for optimal efficiency and load-independent voltage-transfer ratio [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(6): 2979-2990.

[11] Niu Songyan, Xu Haiqi, Sun Zhirui, et al. The state-of-the-arts of wireless electric vehicle charging via magnetic resonance: Principles, standards and core technologies [J]. Renewable and Sustainable Energy Reviews, 2019, 114: 109302.

[12] 国玉刚, 崔纳新. LCC-S 型无线电能传输系统优化配置及特性研究[J]. 电工技术学报, 2019, 34(18): 3723-3731.
Guo Yugang, Cui Naxin. Research on optimal configuration and characteristics based on LCC-S type wireless power transfer system [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(18): 3723-3731. (in Chinese)

[13] 吴晓伟, 刘宏昭. 约束型粒子群的 LCC/S 磁谐振耦合机构参数优化算法[J]. 机械科学与技术, 2022, 41(1): 127-133.
Wu Xiaowei, Liu Hongzhao. Parameter optimization of LCC/S type magnetic resonance coupling mechanism with constrained particle swarm algorithm [J]. Mechanical Science and Technology for Aerospace Engineering, 2022, 41(1): 127-133. (in Chinese)

[14] 夏晨阳, 李晓丽, 韩潇左, 等. IPT 系统线性自抗扰恒压输出和最大效率跟踪复合控制方法[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(16): 6042-6052, 6178.
Xia Chenyang, Li Xiaoli, Han Xiaozuo, et al. A hybrid control method for achieving constant voltage output with LADRC and maximum efficiency tracking for IPT systems [J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(16): 6042-6052, 6178. (in Chinese)

[15] Yang Yun, Zhong Wenxing, Kiratipongvoot S, et al. Dynamic improvement of series-series compensated wireless power transfer systems using discrete sliding mode control [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(7): 6351-6360.

[16] 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.

[17] 麦瑞坤, 刘野然, 陈阳. 基于最优等效负载控制的感应电能传输系统效率优化方法研究[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(23): 6468-6475, 6613.
Mai Ruikun, Liu Yeran, Chen Yang. Studies of efficiency optimization methods based on optimal equivalent load control in IPT systems [J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(23): 6468-6475, 6613. (in Chinese)

[18] Huang Yong, Shinohara N, Mitani T. Impedance matching in wireless power transfer [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2017, 65(2): 582-590.

[19] Qi Jiajin. Analysis, design, and optimisation of an LCC/S compensated WPT system featured with wide operation range [J]. IET Power Electronics, 2020, 13(9): 1819-1827.

[20] Zhang Xiaoming, Cai Tao, Duan Shanxu, et al. A harm-

onic-considered time domain model of LCC compensated wireless power transfer systems [C]// 2018 IEEE International Power Electronics and Application Conference and Exposition (PEAC). Shenzhen, China, 2018: 1-5.

[21] Wang Xiaoqiang, Xu Jianping, Leng Minrui, et al. A hybrid control strategy of LCC-S compensated WPT system for wide output voltage and ZVS range with minimized reactive current [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 68(9): 7908-7920.

[22] 张智娟, 董苗苗. 谐振式无线电能传输系统的研究[J]. 电子技术应用, 2013, 39(8): 54-56, 63.
Zhang Zhijuan, Dong Miaomiao. Research on wireless power transfer based on magnetic coupling resonant [J]. Application of Electronic Technique, 2013, 39(8): 54-56, 63. (in Chinese)



王展

作者简介：

王展(1998—)，男，通信作者，硕士研究生。研究方向：无线电能传输。E-mail：957746593@qq.com。

蓝鲲(1976—)，男，博士，研究员。研究方向：运载火箭总体设计。E-mail：lancurve@163.com。

张金刚(1984—)，男，硕士，高级工程师。研究方向：测控通信系统总体设计。E-mail：zhangjg2009@126.com。

俞达(1984—)，男，硕士，高级工程师。研究方向：飞行器供配电测控设计。E-mail：brook_yu@126.com。

(责任编辑：郭凯凯)