

井下磁耦合无线电能传输系统的全谐振特性分析

张莲, 杨洪杰, 经廷伟, 李涛, 张路

(重庆理工大学 电气与电子工程学院, 重庆 400054)

摘要:在井下应用磁耦合无线电能传输(MC-WPT)系统供电时,如果系统参数配置不当会引起系统输入阻抗呈非纯阻性,从而造成系统失谐,影响井下电力设备的供电效率。MC-WPT系统二次侧采用串联补偿(S)时易于实现谐振,但在二次侧采用并联补偿(P)时,现有研究都是在系统仅一次侧谐振、二次侧未谐振导致系统未全谐振的基础上进行的。针对上述问题,提出了一种MC-WPT系统的全谐振补偿方式。以SP型、PP型、LCC-P型和LCL-P型补偿拓扑作为二次侧并联MC-WPT系统研究对象,利用阻抗分析法得到系统处于全谐振状态的参数约束关系,并采用Matlab/Simulink对传统补偿方式和全谐振补偿方式进行仿真对比,结果表明:全谐振补偿方式下的SP型、PP型、LCL-P型补偿拓扑输出功率大于传统补偿方式下的输出功率,LCC-P型补偿拓扑输出功率小于传统补偿方式下的输出功率;在全谐振补偿方式下,SP型与PP型拓扑效率与传统补偿方式下的效率相差不大,LCC-P型拓扑效率远高于传统补偿方式下的效率,LCL-P型拓扑效率略低于传统补偿方式下的效率;全谐振模式下系统无需提供无功功率,视在功率等于给定的输出功率;全谐振补偿方式下SP型拓扑更适合应用于煤矿井下,不受互感变化影响,但受电阻负载影响较大。针对全谐振补偿方式下SP型MC-WPT系统谐振频率受电阻负载影响及电阻负载具有下限值的问题,利用DC-DC变换器,将阻抗匹配与有源功率因数校正相结合,实现系统整流桥输入侧等效阻抗始终等于预设谐振频率对应电阻值,同时保证系统整流桥输入电流与电压同相位,降低DC-DC变换器的引入对系统阻抗的影响。以SP型MC-WPT系统为实验对象进行验证,结果表明:SP型MC-WPT系统在全谐振补偿优化方式下能脱离电阻负载的束缚,系统不受互感影响及负载变化影响,稳定在全谐振模式下,提高了输出功率与输出效率。

关键词:井下磁耦合无线电能传输;全谐振;阻抗匹配;二次侧并联补偿;全谐振补偿方式;四开关Buck-Boost变换器;SP型MC-WPT系统

中图分类号:TD60 文献标志码:A

Analysis of full resonance characteristics of underground magnetic coupling wireless power transfer system

ZHANG Lian, YANG Hongjie, JING Tingwei, LI Tao, ZHANG Lu

(School of Electrical and Electronic Engineering, Chongqing University of Technology, Chongqing 400054, China)

Abstract: When the magnetic coupling wireless power transfer (MC-WPT) system is used for power supply underground, if the system parameters are not properly configured, the input impedance of the system will show non pure resistance, which will cause the system detuning and affect the power supply

收稿日期:2021-11-25;修回日期:2022-01-23;责任编辑:王晖,郑海霞。

基金项目:重庆市教委科学技术研究项目(KJQN201801142,KJQN202001144);重庆市技术创新与应用发展专项面上项目(cstc2019jsex-msxmX0003)。

作者简介:张莲(1967-),女,重庆人,教授,硕士,主要研究方向为电气控制技术、电气设备状态监测等,E-mail:zh_lian@cqut.edu.cn。通信作者:张路(1986-),男,重庆人,讲师,博士,主要研究方向为无线电能传输技术等,E-mail:road@cqut.edu.cn。

引用格式:张莲,杨洪杰,经廷伟,等.井下磁耦合无线电能传输系统的全谐振特性分析[J].工矿自动化,2022,48(2):83-92.

ZHANG Lian, YANG Hongjie, JING Tingwei, et al. Analysis of full resonance characteristics of underground magnetic coupling wireless power transfer system[J]. Industry and Mine Automation, 2022, 48(2): 83-92.



扫码移动阅读

efficiency of underground power equipment. When the series compensation (S) is used in the secondary side of MC WPT system, it is easy to realize resonance. However, when the parallel compensation (P) is used in the secondary side, the existing research is based on the fact that the system only resonates at the primary side and the system does not fully resonate due to the non-resonance at the secondary side. In order to solve the above problems, a full resonance compensation method for magnetic coupling wireless power transfer (MC-WPT) system is proposed. In this paper, SP-type, PP-type, LCC-P type and LCL-P type compensation topologies are taken as the research object of the secondary side parallel MC-WPT system. The parameter constraint relation of the system in full resonance state is obtained by using impedance analysis method. The simulation comparison between the traditional compensation method and the full resonance compensation method is carry out by using Matlab/Simulink. The results show that the output power of SP type, PP type and LCL-P type compensation topology under the full resonance compensation method is greater than that under the traditional compensation method, and the output power of the LCC-P type compensation topology is less than that under the traditional compensation method. In the full resonance compensation method, the efficiency of SP-type and PP-type topology is not much different from that under the traditional compensation method, the LCC-P-type topology efficiency is much higher than that under the traditional compensation method, and the LCL-P-type topology efficiency is slightly lower than that under the traditional compensation method. In the full resonance method, the system does not need to provide reactive power, and the apparent power is equal to the given output power. In the full resonance compensation method, the SP topology is more suitable for underground coal mines, which is not affected by the change of mutual inductance, but is greatly affected by the resistance load. In order to solve the problem that the resonant frequency of SP Type MC WPT system is affected by the resistance load and the resistance load has a lower limit value under the full resonance compensation method, a DC-DC converter is used to combine impedance matching with active power factor correction. Therefore, the equivalent impedance of the input side of the rectifier bridge of the system is always equal to the corresponding resistance value of the preset resonant frequency. At the same time, it also ensures that the system rectifier bridge input current is in phase with the voltage, reducing the impact of the DC-DC converter introduction on the system impedance. The SP MC WPT system is taken as the experimental object for verification. The results show that the SP-type MC-WPT system can be free from the constraints of the resistance load in the full resonance compensation optimization method, the system is not affected by the mutual inductance and load changes, and is stable in the full resonance method, which improves the output power and output efficiency.

Key words: underground magnetic coupling wireless power transfer; full resonance; impedance matching; secondary side parallel compensation; full resonance compensation method; four-switch Buck-Boost converter; SP type MC-WPT system

0 引言

煤矿井下大功率电力设备在采用煤油燃气作为燃料时产生的粉尘、尾气在井下不通风的环境下不易排放,采用电能传输时会减少污染,但裸露的插口在开关过程中易产生火花,电线易老化;狭窄的巷道和工作面无法为井下监控系统及照明系统提供有线供电线路,只能采用容量电池供电,然而电池的容量有限,无法保证工作时长,无线电能传输(Wireless Power Transfer, WPT)技术的出现与发展为井下复杂环境的供电提供了可能。

在井下巷道有限空间内,主要应用的 WPT 技术有微波式、电磁感应式和磁耦合谐振式。微波式和电磁感应式 WPT 通过放射电磁波进行能量传输,对人体有辐射影响且存在安全隐患。磁耦合 WPT(Magnetic Coupling, MC-WPT)利用高频逆变、磁场耦合等技术实现能量传输,具有传输效率高、传输有效距离范围广、安全性高等优点^[1-4]。煤矿井下含有易燃易爆气体,发射功率不能超过 6 W,目的是为了避开电磁场在远场区产生的电磁波辐射到金属刀片上产生热效应引起爆炸,但在一定范围内,MC-WPT 技术在近场区(米级范围)可实现发

射源产生不向外辐射的交变磁场,从而实现发射级宽范围搭载功率(在理论意义上发射功率可以较宽调节,但该技术目前仍在理论研究阶段)^[5-8]。

MC-WPT 技术现主要应用在安装有防爆装置的井下配电房或变电所,对矿井大功率运输设备如采掘车、猴车等电力设备的蓄电池充电。对矿井安全监控系统的传感器进行无线输电,由于磁能发射与拾取机构的完全电气隔离,电气设备安装、检修、移动都较灵活,可以有效保障井下电气设备的安全与灵活供电^[7-8]。

在井下应用 MC-WPT 系统供电时,由于系统的强耦合性,如果系统参数配置不当将会引起系统输入阻抗呈现非纯阻性,从而造成系统失谐。失谐状态下的 MC-WPT 系统无功功率增大,谐波增加,功率因数、输出功率和输出效率降低,影响井下电力设备的供电效率,所以对 MC-WPT 系统进行全谐振优化配置尤为重要。在 MC-WPT 系统中,低阶补偿及高阶补偿存在不同的谐振特性^[9-14],在保证全谐振的情况下,需根据拓扑特性选择适合煤矿井下应用的 MC-WPT 系统。

文献[15]为解决煤矿井下大量无线传感器节点电池更换问题,建立了井下移动式充电模型,利用 MC-WPT 系统对煤矿井下无线传感器进行充电。文献[16]针对传统串联-串联(Series-Series, SS)、串联-并联(Series-Parallel, SP)、并联-串联(Parallel-Series, PS)、并联-并联(Parallel-Parallel, PP)4种补偿基本拓扑的缺点,在综合考虑煤矿井下瓦斯、粉尘对用电安全影响的基础上,提出了一种煤矿井下电气设备无线供电系统,通过与纯互感耦合模型阻抗模频率特性进行对比分析,保证系统全谐振工作的同时,得出了系统最优化谐振频率计算方法。文献[17]通过分析 SS 型 MC-WPT 系统模型,推导了使系统保持全谐振频率的负载电阻和传输距离范围。文献[18]为解决矿灯因锂电池容量有限而无法长时间工作及在井下充电存在安全隐患等问题,利用二次侧并联型 MC-WPT 系统,设计了一种可在井下无线充电的矿灯。文献[19]在煤矿井下运输装备特定的传输距离约 20 cm 的情况下,搭建了改进三线圈结构的 MC-WPT 系统,采用传统串联电容方式来抵消线圈互感对系统的影响,在实现系统全谐振的同时提高了系统传输效率和传输功率。文献[20]针对煤矿井下复杂的应用场景,以 SS 型拓扑为基础,提出了一种改进四线圈的 MC-WPT 系统,提高了电能传输功率。文献[21]建立了井下谐振耦合 WPT 系统的等效模型,分析了负载电流和谐振线圈电感变化量的特性,提出了一种

基于负载电流和谐振线圈电感变化量的鲁棒性衡量系数。

MC-WPT 系统二次侧采用串联补偿时易实现谐振,但在二次侧采用并联补偿时,现有研究都是在系统仅一次侧谐振、二次侧未谐振,造成系统阻抗呈感性,从而导致系统未全谐振的基础上进行的。针对该问题,提出一种全谐振补偿方式,在系统体积、成本不增大的基础上,通过系统阻抗分析得到补偿电容的计算方式,使系统一次侧及二次侧电路完全谐振,并通过互感跃变实验分析对比了 SP 型、PP 型、LCC-P 型和 LCL-P 型 4 种二次侧并联拓扑的全谐振特性,得出 SP 型 MC-WPT 系统更适合应用于煤矿井下。针对井下传输设备在线路老化、运作时长及环境因素等影响下负载容易产生变化的问题,对 SP 型补偿方式进行优化,通过仿真和实验对理论分析进行了验证。

1 二次侧并联 MC-WPT 系统传统补偿方式

以 SP 型、PP 型、LCC-P 型和 LCL-P 型补偿拓扑作为二次侧并联 MC-WPT 系统研究对象。二次侧并联 MC-WPT 系统模型如图 1 所示。其中, V_{DC} 为直流电压源(注:PP 型补偿拓扑需提供稳定电流源); Q_1-Q_4 为全桥型开关管,组成全桥逆变电路; V_i 为一次侧补偿结构输入电压; I_i 为一次侧补偿结构输入电流; I_p 为一次侧补偿结构输出电流; L_p 为一次侧补偿电感; M 为互感; L_s 为二次侧补偿电感; C_s 为二次侧补偿电容; R_L 为电阻负载; I_s 为流经 L_s 的电流; R_p, R_s 分别为 L_p, L_s 的内阻。

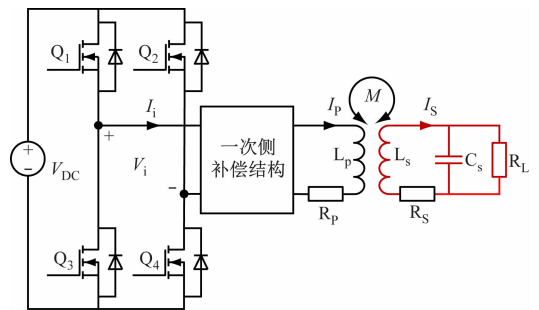


图 1 二次侧并联 MC-WPT 系统模型

Fig. 1 MC-WPT system model of secondary side parallel

SP 型、PP 型、LCC-P 型和 LCL-P 型补偿拓扑的一次侧补偿结构由补偿电感 L_T 和补偿电容 C_P, C_T 的不同组合构成,如图 2 所示,其中 R_T 为 L_T 的内阻。利用交流阻抗分析法从频域角度对系统进行分析。由于 4 种补偿拓扑二次侧补偿结构相同,可得二次侧并联 MC-WPT 系统的二次侧阻抗 Z_s 及二次侧反射至一次侧的等效阻抗 Z_R :

$$\begin{cases} Z_S = j\omega L_S + R_S + \frac{R_L}{j\omega C_S R_L + 1} \\ Z_R = \frac{\omega^2 M^2}{Z_S} \end{cases} \quad (1)$$

式中 ω 为系统工作角频率。

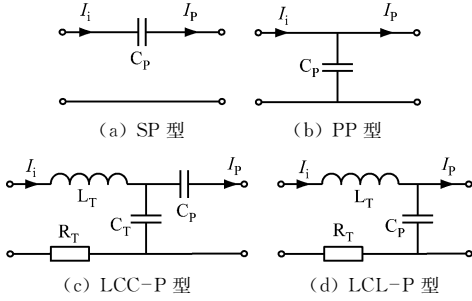


图 2 一次侧补偿结构

Fig. 2 Primary side compensation structure

SP 型、PP 型、LCC-P 型和 LCL-P 型补偿拓扑的一次侧阻抗为

$$Z_p = \begin{cases} j\omega L_P + R_P + \frac{1}{j\omega C_P} + Z_R & \text{SP 型} \\ \frac{1}{\frac{1}{j\omega L_P + R_P + Z_R} + j\omega C_P} & \text{PP 型} \\ \frac{1}{\frac{1}{j\omega L_P + R_P + \frac{1}{j\omega C_P} + Z_R} + j\omega C_T} + \frac{1}{j\omega L_T + R_T} & \text{LCC-P 型} \\ \frac{1}{\frac{1}{j\omega L_P + R_P + Z_R} + j\omega C_P} + \frac{1}{j\omega L_T + R_T} & \text{LCL-P 型} \end{cases} \quad (2)$$

忽略开关损耗, V_i 有效值近似等于 V_{DC} 基波有

$$A = \frac{\omega_0^2 L_P L_S^4 (L_P + 2L_T) - 2\omega_0^2 M^2 L_S^3 (L_P + L_T) + \omega_0^2 M^4 L_S^2 + M^4 R_L^2}{2\omega_0^2 L_T [\omega_0^2 L_S^2 (M^2 - L_P L_S)^2 + M^4 R_L^2]} \quad (7)$$

$$B = \frac{\sqrt{[\omega_0^2 L_S^2 (M^2 - L_P L_S)^2 + M^4 R_L^2]^2 - (2\omega_0 M^2 L_T L_S^2 R_L)^2}}{2\omega_0^2 L_T [\omega_0^2 L_S^2 (M^2 - L_P L_S)^2 + M^4 R_L^2]} \quad (8)$$

传统补偿方式下 LCC-P 型补偿拓扑的一次侧补偿电容表达式为^[14]

$$\begin{cases} C_P = \frac{1}{\omega_0^2 (L_P - L_T)} \\ C_T = \frac{1}{\omega_0^2 L_T} \end{cases} \quad (9)$$

传统补偿方式仅保证了 SP 型、PP 型及 LCL-P 型补偿拓扑一次侧电路处于谐振状态,二次侧并未谐振;而 LCC-P 型补偿拓扑由于其一次侧具有 3 个谐振回路,其一次侧补偿电容的特殊性造成一、二次侧均未谐振。MC-WPT 系统未谐振会造成补偿电容的电能与电感的磁能无法完全相互转换,电

效值^[22],即 $|V_i| \approx 2\sqrt{2}V_{DC}/\pi$,则二次侧并联 MC-WPT 系统有功功率为

$$\begin{cases} P_i = \frac{|V_i|^2}{\text{Re}[Z_P]} = \frac{8V_{DC}^2}{\pi^2 \text{Re}[Z_P]} \\ P_o = |I_S|^2 (\text{Re}[Z_S] - R_S) \end{cases} \quad (3)$$

式中: P_i 为一次侧电源提供的有功功率,即系统输入功率; P_o 为二次侧电阻负载消耗的有功功率,即系统输出功率。

为提高系统功率传输能力,利用谐振原理对系统进行无功补偿,使系统工作在谐振状态,即 $\omega = \omega_0$, ω_0 为系统谐振角频率。针对系统二次侧并联补偿结构,采用传统补偿方式时, ω_0 计算公式为

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_S C_S}} \quad (4)$$

系统处于谐振状态时,系统二次侧阻抗为

$$Z_S = R_S + \frac{\omega_0^2 L_S^2 (R_L + j\omega_0 L_S)}{\omega_0^2 L_S^2 + R_L^2} \quad (5)$$

由于内阻对补偿电容的影响较小,为便于分析计算,在计算补偿电容时不考虑内阻影响。利用式(2)和式(5)可得传统补偿方式下,SP 型、PP 型及 LCL-P 型补偿拓扑一次侧补偿电容表达式:

$$C_P = \begin{cases} \frac{L_S}{\omega_0^2 (L_P L_S - M^2)} & \text{SP 型} \\ \frac{L_S^3 (L_P L_S - M^2)}{\omega_0^2 L_P L_S^3 (L_P L_S - 2M^2) + M^4 (\omega_0^2 L_S^2 + R_L^2)} & \text{PP 型} \\ A + B & \text{LCL-P 型} \end{cases} \quad (6)$$

源需提供一定的无功功率,对系统传输功率、效率及功率密度均有一定影响。

2 全谐振补偿方式

在式(1)的基础上,令二次侧阻抗虚部为零,得到谐振时二次侧补偿电容表达式,从而得到一次侧补偿电容的表达式,保证系统两侧电路均处于谐振状态,呈纯阻性。系统二次侧阻抗虚部为

$$\text{Im}[Z_S] = \frac{\omega L_S - \omega C_S R_L^2 (1 - \omega^2 L_S C_S)}{1 + \omega^2 C_S^2 R_L^2} \quad (10)$$

令式(10)为零,得到全谐振补偿方式下二次侧

并联 MC-WPT 系统的二次侧补偿电容表达式:

$$C_S = \frac{R_L + \sqrt{R_L^2 - 4\omega_0^2 L_S^2}}{2\omega_0^2 L_S R_L} \quad (11)$$

为保证二次侧补偿电容存在有效值,需满足 $R_L \geq 2\omega_0 L_S$ 。当系统处于谐振状态时,全谐振补偿方式二次侧阻抗为

$$Z_S = R_s + \frac{R_L}{1 + \omega_0^2 C_S^2 R_L^2} \quad (12)$$

$$E = \frac{\omega_0^4 M^4 C_S^2 R_L^2 (\omega_0^2 C_S^2 R_L^2 + 2) + \omega_0^4 M^4 + (L_P + 2L_T) R_L^2}{2\omega_0^2 L_T [\omega_0^4 M^4 C_S^2 R_L^2 (\omega_0^2 C_S^2 R_L^2 + 2) + \omega_0^4 M^4 + L_P^2 R_L^2]} \quad (14)$$

$$F = \frac{\sqrt{[\omega_0^2 M^4 (\omega_0^2 C_S^2 R_L^2 + 1)^2 + L_P^2 R_L^2]^2 - [2\omega_0^2 M^2 L_T R_L (\omega_0^2 C_S^2 R_L^2 + 1)]^2}}{2\omega_0^2 L_T [\omega_0^4 M^4 C_S^2 R_L^2 (\omega_0^2 C_S^2 R_L^2 + 2) + \omega_0^4 M^4 + L_P^2 R_L^2]} \quad (15)$$

LCC-P 型补偿拓扑在全谐振补偿方式下的一次侧补偿电容表达式仍为式(9)。全谐振补偿方式下,系统一次侧、二次侧均处于完全谐振状态。对于 SP 型补偿拓扑,全谐振补偿方式下系统的谐振频率仅受电阻负载的影响,且一次侧补偿电容计算方式仅与一次侧补偿电感有关。

3 仿真分析

为使二次侧并联 MC-WPT 系统传统补偿方式和全谐振补偿方式的对比分析更准确,在相同参数(补偿电容取值不同)下,利用 Matlab/Simulink 对 2 种补偿方式进行仿真对比。仿真参数: $V_{DC} = 24 \text{ V}$, $L_P = 100 \mu\text{H}$, $R_P = 0.2 \Omega$, LCC-P 型拓扑 $L_T = 20 \mu\text{H}$, LCL-P 型拓扑 $L_T = 50 \mu\text{H}$, LCC-P 型拓扑 $R_T = 0.04 \Omega$, LCL-P 型拓扑 $R_T = 0.1 \Omega$, $L_S = 100 \mu\text{H}$, $R_S = 0.2 \Omega$, $M = 30 \mu\text{H}$, 谐振频率 $f_0 = 22 \text{ kHz}$, 补偿电容可由式(6)、式(9)、式(11)及式(13)求得。

随着电阻负载变化,传统补偿方式与全谐振补偿方式的输出功率比值变化如图 3 所示。可看出 SP 型、PP 型和 LCL-P 型补偿拓扑在全谐振补偿方式下的输出功率大于传统补偿方式下的输出功率,随着电阻负载增大,输出功率差值逐渐减小; LCC-P 型补偿拓扑在全谐振补偿方式下的输出功率小于传统补偿方式下的输出功率。

传统补偿方式与全谐振补偿方式下的系统效率随电阻负载变化如图 4 所示。可看出 SP 型与 PP 型补偿拓扑的效率有着相似的变化趋势,且在全谐振补偿方式与传统补偿方式下相差不大; LCC-P 型补偿拓扑在全谐振补偿方式下的效率远高于在传统补偿方式下的效率; LCL-P 型补偿拓扑在传统补偿方式下的效率略高于在全谐振补偿方式下的效率。

在相同输出功率(100, 200, 300 W)下,二次侧并联 MC-WPT 系统在全谐振补偿方式与传统补偿方式下的视在功率(系统输出有功功率与无功功率

根据式(2),可得全谐振补偿方式下一次侧补偿电容在忽略内阻影响时的表达式。

$$C_P = \begin{cases} \frac{1}{\omega_0^2 L_P} & \text{SP 型} \\ \frac{L_P R_L^2}{\omega_0^4 M^4 (\omega_0^2 C_S R_L^2 + 1)^2 + \omega_0^2 L_P^2 R_L^2} & \text{PP 型} \\ E + F & \text{LCL-P 型} \end{cases} \quad (13)$$

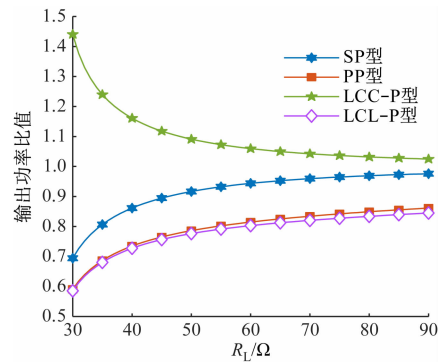


图 3 输出功率对比

Fig. 3 Output power comparison

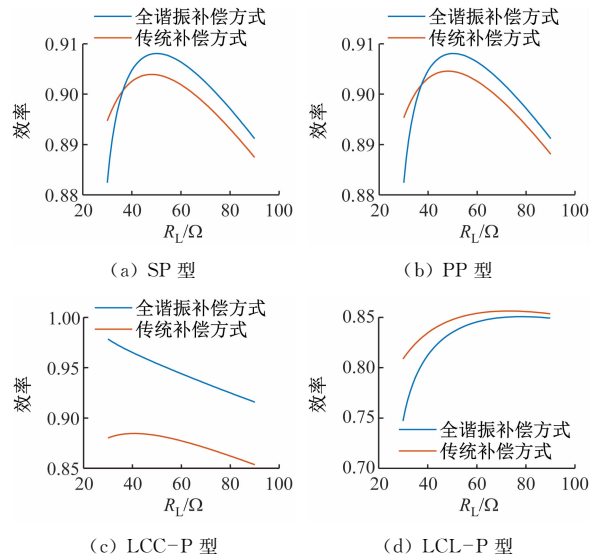


图 4 系统效率对比

Fig. 4 System efficiency comparison

总和)对比如图 5 所示。

从图 5 可看出,在全谐振补偿方式下一次侧与二次侧电路均处于谐振状态,系统呈纯阻性,所以 4 种补偿拓扑的视在功率等于给定的输出功率,系统无需提供无功功率;而在传统补偿方式下二次侧电路未谐振,系统不仅需提供有功功率,还需提供无功功率,因此在输出功率相等的前提下,传统补偿方式下系统的视在功率和功率密度较大。

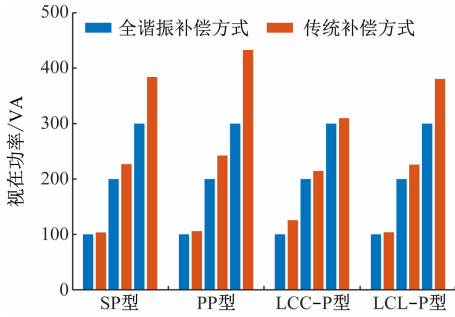


图 5 视在功率对比

Fig. 5 Apparent power comparison

从式(6)、式(9)、式(11)及式(13)可发现,PP型及LCL-P型补偿拓扑的一次侧补偿电容表达式较复杂,系统谐振频率均受到互感及电阻负载的影响。4种补偿拓扑在全谐振补偿方式下,系统谐振频率均受到电阻负载的影响,且电阻负载需满足 $R_L \geq 2\omega_0 L_S$ 。SP型补偿拓扑在全谐振补偿方式下,系统谐振频率仅受电阻负载的影响,摆脱了互感的束缚。在Simulink中搭建仿真电路,测得互感及电阻负载跃变时,SP型补偿拓扑一次侧功率因素的变化(图6),分析参数变化对系统谐振状态的影响。

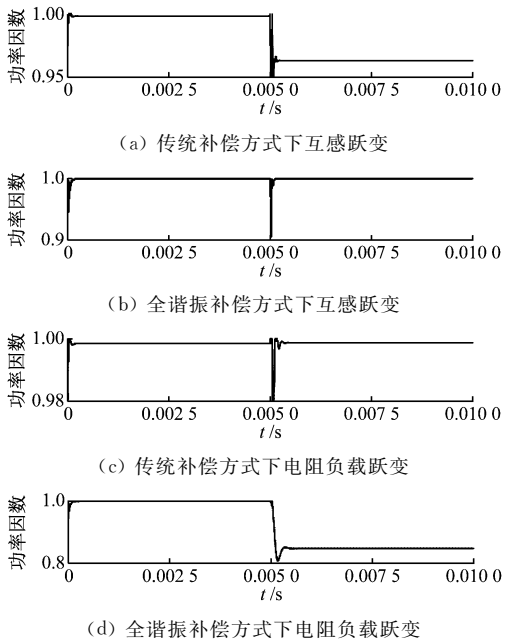


图 6 SP型补偿拓扑功率因数对比

Fig. 6 Power factor comparison of SP type compensation topology

图6(a)、图6(b)为SP型补偿拓扑在 $t = 0.005\text{ s}$ (t 为时间),互感从系统谐振参数 $30\ \mu\text{H}$ 跃变到 $60\ \mu\text{H}$ 时,一次侧功率因数的变化。可发现重新稳定后,传统补偿方式下的功率因数降低,系统处于失谐状态;而全谐振补偿方式下由于谐振频率不受互感影响,系统功率因素波动后重新稳定于1,系统仍处于谐振状态。

图6(c)、图6(d)为SP型补偿拓扑在 $t =$

0.005 s 电阻负载从系统谐振参数 $40\ \Omega$ 跃变到 $90\ \Omega$ 时,一次侧功率因数的变化。由于补偿电容计算忽略了内阻影响,传统补偿方式下一次侧补偿电容计算不精确,系统即使处于预设谐振参数 ($M = 30\ \mu\text{H}$) 下,系统功率因数仍不为1,但不受负载变化影响;全谐振补偿方式下由于电阻负载对系统谐振频率有影响,在电阻负载变化后,系统一次侧功率因数降低,系统处于失谐状态,说明电阻负载变化对系统谐振效果的影响较明显。

通过互感跃变验证了SP型MC-WPT系统在全谐振补偿方式下即使互感发生变化,也能快速趋于稳定。因此,SP型MC-WPT系统在煤矿井下受复杂因素如粉尘、振动等引起互感变化时,系统不受影响,因此SP型MC-WPT系统更适合应用于互感容易变化的煤矿井下,但仍然受电阻负载的影响较大。井下用电设备受复杂因素(如线路老化等)影响会引起负载电阻变化,需进一步改进,使系统脱离负载束缚,以适用于煤矿井下电阻负载多变的情况。

4 全谐振补偿方式的优化

针对二次侧并联型MC-WPT系统谐振频率受电阻负载影响及电阻负载具有下限值(需满足 $R_L \geq 2\omega_0 L_S$) 的问题,利用DC-DC变换器,将阻抗匹配思想与有源功率因数校正思想相结合,实现系统整流桥输入侧等效阻抗始终等于预设谐振频率对应电阻值,同时保证系统整流桥输入电流与电压同相位,降低DC-DC变换器的引入对系统阻抗的影响。

采用四开关Buck-Boost变换器对二次侧并联MC-WPT系统全谐振补偿方式进行优化^[23]。四开关Buck-Boost变换器拓扑结构如图7所示。变换器由4个功率开关管 $T_1 \sim T_4$ 及电感 L 和电容 C 构成。 I_{Cin} 为Buck-Boost变换器输入电流, V_{Cin} 为四开关Buck-Boost变换器输入电压, V_{Cout} 为四开关Buck-Boost变换器输出电压, I_{CL} 为电感电流。

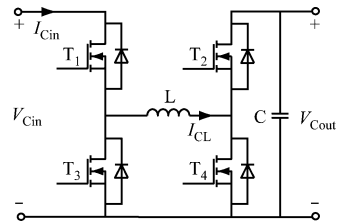


图 7 四开关 Buck-Boost 变换器拓扑结构

Fig. 7 Four switch Buck-Boost converter topology

为降低系统损耗及共模干扰,采用双模态切换的控制方式,即当 $V_{Cout} > V_{Cin}$ 时, T_1 常通, T_3 常断, T_2 与 T_4 互补导通,四开关Buck-Boost变换器工作在Boost模式;当 $V_{Cout} < V_{Cin}$ 时, T_2 常通, T_4 常断, T_1 与 T_3 互补导通,四开关Buck-Boost变换器

工作在 Buck 模式。通过开关管的导通与关断控制 I_{CL} 变化,当四开关 Buck-Boost 变换器输入电流 I_{Cin} 等于输入电压 V_{Cin} 与等效电阻的比值时,即可实现系统的阻抗匹配。

当四开关 Buck-Boost 变换器工作在 Boost 模式下, I_{Cin} 连续时, $I_{Cin} = I_{CL}$, 系统可实现理想的阻抗匹配控制; 工作在 Buck 模式下, I_{Cin} 不连续, $I_{Cin} \neq I_{CL}$, MC-WPT 系统难以实现阻抗匹配。针对此现象, 引入补偿电阻 R , 通过对功率开关管 T_5 的控制, 可实现四开关 Buck-Boost 变换器在 Buck 模式下 I_{Cin} 连续, 使二次侧并联 MC-WPT 系统在全谐振补偿方式下电阻负载可全范围调节。以 SP 型补偿拓扑为例, 系统完整电路如图 8 所示, 其中 R_{eq} 为整流桥输入侧等效电阻, R 等于 R_{eq} 。当四开关 Buck-Boost 变换器工作在 Boost 模式下时, T_5 常断; 当四开关 Buck-Boost 变换器工作在 Buck 模式下时, T_3 与 T_5 同通断。故可得四开关 Buck-Boost 变换器阻抗匹配电路控制逻辑, 如图 9 所示。

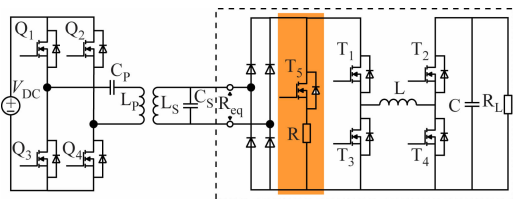


图 8 系统完整电路

Fig. 8 Complete circuit diagram of the system

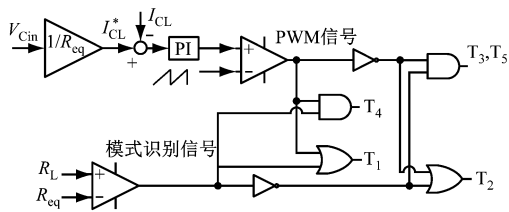


图 9 阻抗匹配电路控制逻辑

Fig. 9 Impedance matching circuit control logic

整流桥输出侧电压 V_{Cin} 与 R_{eq} 相除得到电感电流期望值 I_{CL}^* ; I_{CL}^* 与电感电流测量值 I_{CL} 作差得到电流误差信号, 再经 PI 调节与三角载波比较得到 PWM 控制信号; R_L 与 R_{eq} 比较后得到四开关 Buck-Boost 变换器的模式识别信号, 该信号与 PWM 控制信号经逻辑电路控制开关管的导通与关断。

为验证上述理论的正确性, 利用 Simulink 搭建 SP 型 MC-WPT 系统, 仿真参数: $L_p = 202.642 \mu\text{H}$, $L_s = 144.2 \mu\text{H}$, $R_p = 0.4 \Omega$, $R_s = 0.35 \Omega$, $R_{eq} = 100 \Omega$, $V_{DC} = 24 \text{ V}$, $C_p = C_s = 0.05 \mu\text{F}$, $f_0 = 50 \text{ kHz}$, $M = 50 \mu\text{H}$ 。

不同电阻负载下 SP 型 MC-WPT 系统一次侧电压、电流仿真波形如图 10 所示。图 10(a) 和图 10(c) 为系统未接入阻抗匹配电路时的波形, 当

系统电阻负载偏离预设谐振参数 ($R_L = 100 \Omega$) 时, 系统一次侧电路明显失谐, 电压与电流未同相; 图 10(b) 和图 10(d) 为接入阻抗匹配电路后的波形, 可看出经阻抗匹配后, 即使电阻负载发生变化, 一次侧电路仍处于谐振状态, 一次侧电压、电流同相, 说明二次侧电路也处于谐振状态。

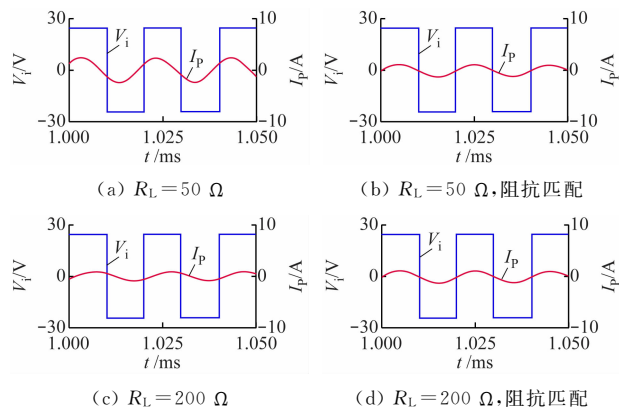


图 10 一次侧电压、电流仿真对比

Fig. 10 Primary side voltage and current simulation comparison

5 实验验证

为验证上述理论及仿真分析的正确性, 以 SP 型 MC-WPT 系统为实验对象, 搭建 SP 型 MC-WPT 实验系统, 如图 11 所示。

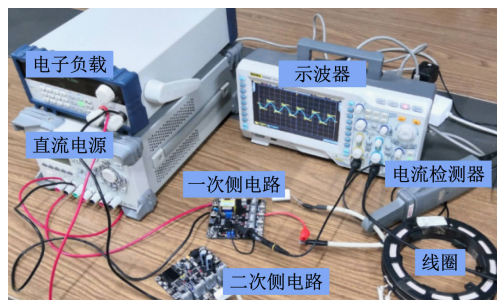


图 11 实验系统

Fig. 11 Experimental system

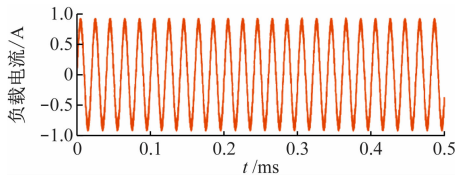
实验系统所用开关管均为 IPP320N20N3, 控制芯片采用 STM32F103C8T6, 开关管驱动器为 IR2104, 系统采用固定 50 kHz 逆变开关频率。实验系统参数见表 1。 $R_L = 100 \Omega$ 时传统补偿方式与全谐振补偿方式下系统负载电流如图 12 所示。

通过图 12 计算得传统补偿方式下系统输出功率为 37.93 W, 全谐振补偿方式下系统输出功率为 50.10 W, 相较于传统补偿方式, 全谐振补偿方式在同等参数条件下, 将输出功率提升了 25% 左右。

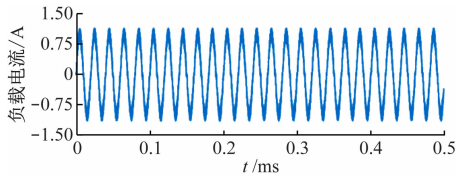
系统从预设谐振参数 $M = 50 \mu\text{H}$ 变为 $M = 90 \mu\text{H}$ 后, 一次侧电压、电流波形如图 13 所示, 可看出在传统补偿方式下, 互感变化后一次侧电压、电流有明显相位差, 系统处于失谐状态, 全谐振补偿方式

表 1 系统参数
Table 1 System parameters

| 参数 | 取值 | |
|--------------|--------|---------|
| | 传统补偿方式 | 全谐振补偿方式 |
| V_{DC}/V | 24 | 24 |
| $L_P/\mu H$ | 202.9 | 202.9 |
| $L_S/\mu H$ | 143.5 | 143.5 |
| $C_P/\mu F$ | 0.07 | 0.05 |
| $C_S/\mu F$ | 0.055 | 0.050 |
| R_P/Ω | 0.3 | 0.3 |
| R_S/Ω | 0.2 | 0.2 |
| f_0/kHz | 50 | 50 |
| $M/\mu H$ | 50 | 50 |



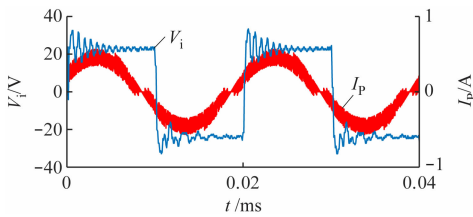
(a) 传统补偿方式



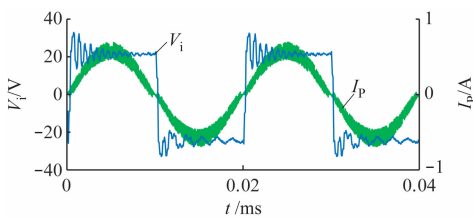
(b) 全谐振补偿方式

图 12 负载电流对比

Fig. 12 Load current comparison



(a) 传统补偿方式



(b) 全谐振补偿方式

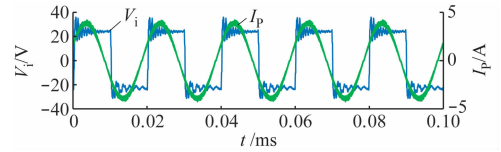
图 13 $M=90 \mu H$ 时一次侧电压、电流对比

Fig. 13 Comparison of primary side voltage and current under $M=90 \mu H$

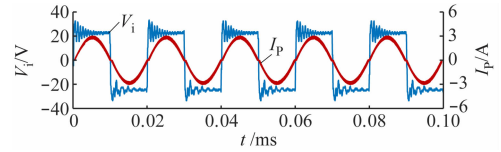
下系统仍处于谐振状态。

全谐振补偿方式下电阻负载不同时系统一次侧电流与电压波形如图 14 所示。

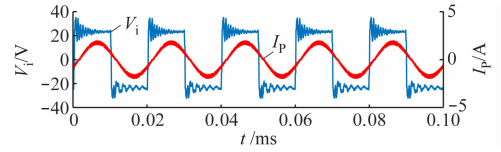
图 14(a)与图 14(c)为系统未接入阻抗匹配电路时,一次侧电压与电流在不同电阻负载下的波形,



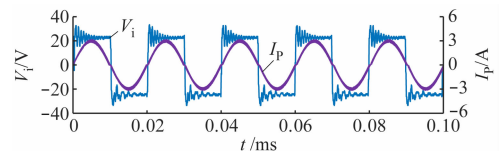
(a) $R_L=50 \Omega$



(b) $R_L=50 \Omega$ 阻抗匹配



(c) $R_L=200 \Omega$



(d) $R_L=200 \Omega$ 阻抗匹配

图 14 不同电阻负载下一次侧电压、电流对比

Fig. 14 Comparison of primary side voltage and current under different resistance loads

可看出系统一次侧电压、电流不同相, $R_L=50 \Omega$ 时,电压滞后于电流; $R_L=200 \Omega$ 时,电压超前于电流。图 14(b)与图 14(d)为系统接入阻抗匹配电路后,在不同电阻负载下的一次侧电压、电流波形,可看出电压、电流无相位差,系统谐振效果较理想。

未加入及加入阻抗匹配电路时,系统一次侧电压、电流相位差(正值表示电压超前电流,负值表示电压滞后电流)随电阻负载的变化趋势如图 15 所示。

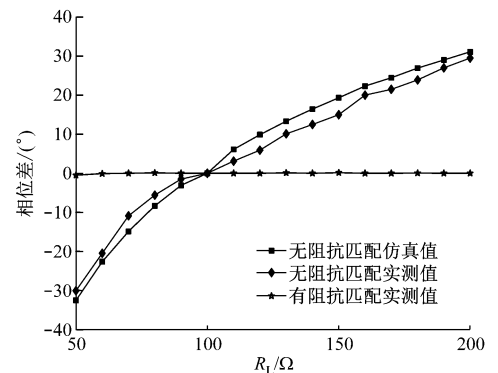


图 15 一次侧电压、电流相位差

Fig. 15 Phase difference of primary side voltage and current

从图 15 可看出,系统经阻抗匹配后,一次侧电压、电流相位差不受电阻负载的影响,说明系统谐振状态不受影响,同时由于谐振补偿方式下互感不影响谐振频率,所以可采用固定逆变开关管频率的控

制方式,保证系统始终谐振,简化了系统一次侧控制难度。上述实验证明本文设计的阻抗匹配电路可使二次侧并联 MC-WPT 系统在全谐振补偿方式下,在电阻负载全范围内均可实现系统处于谐振状态,摆脱了电阻负载对系统谐振频率的影响。

6 结论

(1) 针对井下应用 MC-WPT 系统二次侧并联补偿结构时,传统补偿方式存在二次侧未谐振的问题,以 SP 型、PP 型、LCC-P 及 LCL-P 型补偿拓扑为例,在未添加任何元件的前提下,得到系统处于全谐振状态的参数约束关系,使一次侧、二次侧电路均处于谐振状态。

(2) 通过对比分析 2 种补偿方式的功率及效率,发现 SP 型、PP 型及 LCL-P 型补偿拓扑在全谐振补偿方式下的功率均优于传统补偿方式下的功率,4 种补偿拓扑在全谐振补偿方式下均可提高系统功率因数及功率密度,且全谐振补偿方式下的 SP 型拓扑不受互感影响。在全谐振补偿方式下,4 种二次侧并联结构的 MC-WPT 系统无需提供无功功率,输出功率增加。通过互感与电阻负载跃变仿真,验证了 SP 型 MC-WPT 系统更适合应用于煤矿井下,在全谐振补偿方式下,即使受煤矿井下复杂因素影响造成系统互感跃变,也会快速趋于稳定,系统保持谐振。

(3) 对二次侧并联型 MC-WPT 系统提出了优化方案,并使用 SP 型拓扑为实验对象进行了验证,实验结果表明本文理论分析有效,SP 型 MC-WPT 系统在全谐振补偿优化方式下能脱离电阻负载的束缚,系统不受互感影响及负载变化影响,稳定在全谐振状态下,提高了系统输出功率与输出效率,为煤矿井下应用二次侧并联型 MC-WPT 提供了理论依据。

参考文献(References):

[1] 黄学良,王维,谭林林.磁耦合谐振式无线电能传输技术研究动态与应用展望[J].电力系统自动化,2017,41(2):2-14.
HUANG Xueliang, WANG Wei, TAN Linlin. Technical progress and application development of magnetic coupling resonant wireless power transfer [J]. Automation of Electric Power Systems, 2017, 41(2):2-14.

[2] CHEN Yafei, ZHANG Hailong, SHIN C S, et al. A comparative study of S-S and LCC-S compensation topology of inductive power transfer systems for EV chargers[C]//IEEE 10th International Symposium on

Power Electronics for Distributed Generation Systems, Xian, 2019:99-104.

- [3] ZAKERIAN A, VAEZ-ZADEH S, BABAKI A. A dynamic WPT system with high efficiency and high power factor for electric vehicles [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(7): 6732-6740.
- [4] 谢文燕,陈为.全方向无线电能传输技术研究进展[J].电力系统自动化,2020,44(4):202-215.
XIE Wenyang, CHEN Wei. Research progress of omnidirectional wireless power transfer technology [J]. Automation of Electric Power Systems, 2020, 44(4):202-215.
- [5] 张新超,吴银成,黄绍锦.矿用便携式气体检测仪无线充电装置设计[J].工矿自动化,2015,41(5): 109-112.
ZHANG Xinchao, WU Yincheng, HUANG Shaojin. Design of wireless charging device for mine-used portable gas detector [J]. Industry and Mine Automation, 2015, 41(5):109-112.
- [6] 薛慧.磁耦合谐振式无线电能传输系统建模与分析[D].徐州:中国矿业大学,2015.
XUE Hui. Modeling and analysis of wireless powertransfer system based on magnetic coupling resonance[D]. Xuzhou: China University of Mining and Technology, 2015.
- [7] 赵端.基于 WPT 技术的井下定位系统关键技术研究[D].徐州:中国矿业大学,2014.
ZHAO Duan. Study on key technology of the localization system in coal mine based on wireless power transmission [D]. Xuzhou: China University of Mining and Technology, 2014.
- [8] 冯柳.煤矿井下磁耦合谐振式无线电能传输的研究[D].北京:中国矿业大学(北京),2020.
FENG Liu. Research on magnetic coupled resonance wireless power transmission in coal mine[D]. Beijing: China University of Mining and Technology(Beijing), 2020.
- [9] XIAO Chunyan, CHENG Dingning, WEI Kangzheng. An LCC-C compensated wireless charging system for implantable cardiac pacemakers: theory, experiment and safety evaluation [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(6):4894-4905.
- [10] 孙跃,张欢,唐春森,等. LCL 型非接触电能传输系统电路特性分析及参数配置方法[J].电力系统自动化, 2016, 40(8):103-107.
SUN Yue, ZHANG Huan, TANG Chunsen, et al. Circuit characteristic analysis and parameter configuration method of LCL type contactless power transfer system [J]. Automation of Electric Power Systems, 2016, 40(8):103-107.

- [11] CHEN Yafei, ZHANG Hailong, SHIN C S, et al. An efficiency optimization-based asymmetric tuning method of double-sided LCC compensated WPT system for electric vehicles[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(11):11475-11487.
- [12] 王懿杰, 陆凯兴, 姚友素, 等. 具有强抗偏移性能的电动汽车用无线电能传输系统[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(13):3907-3917.
- WANG Yijie, LU Kaixing, YAO Yousu, et al. An electric vehicle(EV)-oriented wireless power transfer system featuring high misalignment tolerance [J]. Proceedings of the Chinese Society for Electrical Engineering, 2019, 39(13):3907-3917.
- [13] MOSTAK M, SAEED A, OMER O, et al. Sensitivity analysis of an LCC-LCC compensated 20-kW bidirectional wireless charging system for medium-duty vehicles [C]//IEEE Transportation Electrification Conference and Expo, Detroit, MI, 2019:1-7.
- [14] 赵靖英, 周思诺, 崔玉龙, 等. LCL 型磁耦合谐振式无线电能传输系统的设计方法研究与实现[J]. 高电压技术, 2019, 45(1):228-235.
- ZHAO Jingying, ZHOU Sinuo, CUI Yulong, et al. Research and implementation on design method for LCL type magnetically-coupled resonant wireless power transfer system[J]. High Voltage Engineering, 2019, 45(1):228-235.
- [15] 张国圆. 井下移动式无线电能传输关键技术研究[D]. 徐州:中国矿业大学, 2017.
- ZHANG Guoyuan. Research on the key technologies of coal mine mobile wireless power transmission[D]. Xuzhou:China University of Mining and Technology, 2017.
- [16] 夏晨阳, 庄裕海, 贾娜, 等. 高瓦斯粉尘矿井无线安全供电系统建模研究[J]. 煤炭学报, 2014, 39(增刊 1):279-284.
- XIA Chenyang, ZHUANG Yuhai, JIA Na, et al. Modeling of wireless security power transfer system for high gas dust mining application[J]. Journal of China Coal Society, 2014, 39(S1):279-284.
- [17] 张莲, 经廷伟, 张路, 等. 磁耦合无线电能传输系统频率稳定性研究[J]. 工矿自动化, 2021, 47(3):95-100.
- ZHANG Lian, JING Tingwei, ZHANG Lu, et al. Research on frequency stability of magnetic coupling wireless power transfer system[J]. Industry and Mine Automation, 2021, 47(3):95-100.
- [18] 任志山, 黄春耀. 可无线充电的锂电池矿灯设计[J]. 工矿自动化, 2017, 43(12):76-81.
- REN Zhishan, HUANG Chunyao. Design of lithium battery miner's lamp using wireless charge [J]. Industry and Mine Automation, 2017, 43(12):76-81.
- [19] 刘晓文, 王习, 金雷, 等. 煤矿井下双路三线圈磁耦合谐振无线电能传输系统[J]. 河南理工大学学报(自然科学版), 2017, 36(5):78-84.
- LIU Xiaowen, WANG Xi, JIN Lei, et al. Magnetically coupled resonant wireless power transmission system with double three coils in coal mine[J]. Journal of Henan Polytechnic University (Natural Science), 2017, 36(5):78-84.
- [20] 刘晓文, 王习, 陈迪, 等. 煤矿井下磁耦合谐振 WPT 系统优化设计 [J]. 煤炭学报, 2016, 41(11):2889-2896.
- LIU Xiaowen, WANG Xi, CHEN Di, et al. Optimal design of magnetically coupled resonant WPT system in coal mine[J]. Journal of China Coal Society, 2016, 41(11):2889-2896.
- [21] 丁恩杰, 孙志峰, 张国圆. 井下谐振耦合无线电能传输系统的鲁棒性研究[J]. 工矿自动化, 2014, 40(12):46-48.
- DING Enjie, SUN Zhifeng, ZHANG Guoyuan. Research of robustness of underground resonant coupling wireless power transmission system [J]. Industry and Mine Automation, 2014, 40(12):46-48.
- [22] 赵志斌, 孙跃, 翟渊, 等. 电压型 CPT 系统动态负载恒压输出研究[J]. 华中科技大学学报(自然科学版), 2011, 39(9):66-71.
- ZHAO Zhibin, SUN Yue, ZHAI Yuan, et al. Constant voltage output of dynamic loads in voltage-fed CPT systems [J]. Journal of Huazhong University of Science and Technology (Natural Science Edition), 2011, 39(9):66-71.
- [23] 任小永, 唐钊, 阮新波, 等. 一种新颖的四开关 Buck-Boost 变换器[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(21):15-19.
- REN Xiaoyong, TANG Zhao, RUAN Xinbo, et al. A novel four switch Buck-Boost converter [J]. Proceedings of the Chinese Society for Electrical Engineering, 2008, 28(21):15-19.