

基于接收侧变结构补偿的恒流恒压无线充电系统

郭彩霞, 张志俊, 李阳阳

(河南师范大学 电子与电气工程学院; 河南省光电传感集成应用重点实验室, 河南 新乡 453007)

摘要: 随着无线电能传输技术快速发展, 磁耦合式无线充电技术被广泛应用在锂电池充电领域. 为进一步提升无线充电系统的安全性与充电效率, 在串联-串联(series-series, S-S)型补偿网络的基础上设计一种基于接收侧 π /T 型变结构补偿网络的恒流恒压无线充电系统. 利用等效电路分别建立恒流和恒压充电的模型, 通过附加的电容电感和开关改变接收侧拓扑结构, 实现无线充电系统输出稳定的电流电压. 该结构无需原边和副边复杂的控制和通信, 几乎没有无功功率输出. 通过 DSP 控制器作为恒流恒压输出的切换控制器. 最后通过仿真和实验验证了基于接收侧 π /T 型变结构补偿网络恒流恒压输出特性和参数设计的准确性.

关键词: 无线电能传输; 磁耦合; 恒压; 恒流; 变结构补偿

中图分类号: TM724

文献标志码: A

文章编号: 1000-2367(2024)03-0025-08

无线电能传输(wireless power transfer, WPT)技术具有方便、安全、传输稳定、无需接触等优点^[1]. 这使得 WPT 技术广泛应用于工业、医疗、水下供电、电动车充电等领域. 传统有线接触式充电存在触电和长时间使用导致线路老化等安全隐患. WPT 技术有效解决了传统有线接触式充电存在的问题. 锂电池具有对环境污染小、质量轻、使用寿命长、无记忆等优点^[2-4], 因此锂电池充电特性成为近年的研究热点^[5-6]. 首先, 锂电池进行恒流(constant current, CC)充电, 恒流充电模式下电池等效负载上的充电电流几乎不变, 充电电压不断增加, 当电池等效负载的电压达到锂电池的阈值电压时, 系统转为恒压(constant voltage, CV)充电. 该充电模式下电池等效负载上的电压几乎不变, 电流不断减小, 经过一段时间小电流充电后电流减小至零, 整个充电过程结束. 在锂电池充电过程中电池的等效电阻不断变大^[7-8]. 因此找到适合锂电池的充电方法对延长电池寿命和推动 WPT 技术发展具有重要意义.

目前 WPT 系统实现恒流或恒压输出的方式主要分为两类. 第一类采用较为复杂的闭环控制, 在发射侧或者接收侧采用额外的 DC-DC 变换器、调节逆变器的基波电压、调频实现系统恒流或者恒压输出. 这类方法需要建立发射侧和接收侧之间的通信, 通过算法调节输出电流电压. 并且, 这类方法控制程序复杂, 通信的时延不适用于高频电路. 第二类采用补偿拓扑的方法, 即 WPT 系统补偿网络串联-串联(series-series, S-S)类型. 此类方法具备恒流或恒压的输出特性^[9]. 文献[10]提出了一种基于移相全桥逆变器移相控制的方式, 通过控制逆变器来输出恒定的电流或电压. 文献[11-12]通过逆变器的变频控制方式输出恒定电流或电压, 这种方式增加了复杂的控制和通信. 调频的方式在负载增大的过程中可能会出现两个频率点符合条件的情^[13], 与移相控制相同, 调频控制 WPT 系统发射侧和接收侧之间也需要通信链路. 文献[14]要求输入电源为

收稿日期: 2022-12-09; **修回日期:** 2023-08-09.

基金项目: 国家自然科学基金(61627818).

作者简介: 郭彩霞(1979-), 女, 河南商丘人, 河南师范大学副教授, 博士, 研究方向为智能控制系统, E-mail: guocaixia@htu.edu.cn.

通信作者: 张志俊, E-mail: 1751575025@qq.com.

引用本文: 郭彩霞, 张志俊, 李阳阳. 基于接收侧变结构补偿的恒流恒压无线充电系统[J]. 河南师范大学学报(自然科学版), 2024, 52(3): 25-32. (Guo Caixia, Zhang Zhijun, Li Yangyang. Constant current and constant voltage wireless charging system based on variable structure compensation on the receiving side[J]. Journal of Henan Normal University(Natural Science Edition), 2024, 52(3): 25-32. DOI: 10.16366/j.cnki.1000-2367.2022.12.09.0001.)

电流源,并且电路中有四阶补偿网络,补偿网络结构复杂,且极板之间存在高感应电场,误触会引起危险.文献[15-16]根据 T 型网络和 F 型网络的基本特性提出了一种基于发射侧 T/F 变结构补偿网络系统,虽然 WPT 系统能实现恒流恒压输出和运行在零相角(zero phase angle, ZPA)状态,然而发射侧开关较多.文献[17-18]所提出的变结构补偿网络不仅系统发射侧和接收侧结构都较复杂,而且也未考虑恒压恒流之间的切换.

综上所述,改变补偿网络结构的过程和实现恒流恒压输出的同时,应尽量减少开关的数量,并且消除电路中的无功功率.本文在 S-S 补偿网络基础上,研究了一种接收端变结构补偿网络,通过附加 2 个补偿电容和 2 个补偿电感,实现不同补偿结构配置,从而在改变系统恒流恒压输出特性的同时,减少无功功率.为了实现恒压充电和恒流充电的平滑过渡,对补偿参数进行了分析和设计,通过施密特触发器作为恒压恒流输出的切换开关,该工作简化了系统结构和控制难度,使系统摆脱了对通信的依赖,对推动 WPT 技术用于锂电池的充电具有积极意义.

1 补偿网络原理分析

WPT 系统的基本补偿网络中 S-S 型补偿网络具有无源元件少的优势,因此本文在 S-S 型补偿网络的基础上增加了接收端 π /T 型变结构补偿网络.S-S 型补偿网络的等效电路图如图 1 所示.图 1 中的 I_{in} 和 V_{in} 分别为激励电流和激励电压,S-S 谐振槽中补偿电容分别为 C_p 和 C_s ,线圈输入电流为 I_p 和 I_s ,等效电感为 L_p 和 L_s ,系统等效电池等效电阻为 R_o , M 和 ω 分别为耦合线圈互感系数和角频率,电池等效电阻上的电流和电压为 I_o 和 V_o .不考虑电源损耗和线圈损耗的情况下,S-S 补偿网络分为恒流输出模式和恒压输出模式.

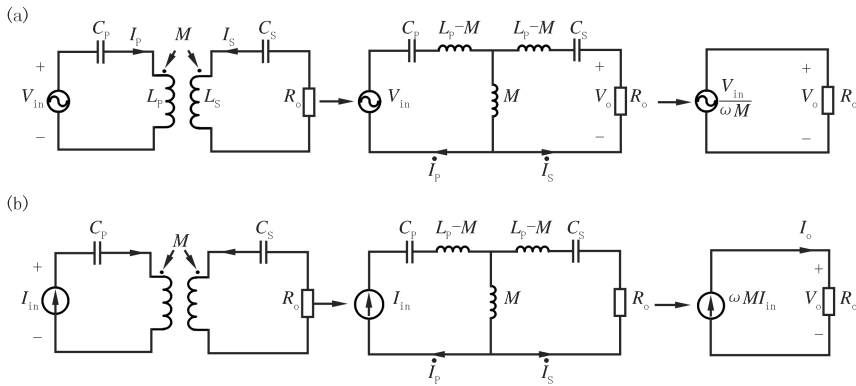


图1 S-S补偿拓扑的电源输入

Fig. 1 Voltage source input of S-S compensation topology

在 S-S 谐振槽接收侧和负载等效电阻断开级联后,在两者之间增加一个变结构补偿网络.根据变结构补偿网络和电池等效电阻的增益就可以计算出整个系统的增益,当 S-S 谐振槽接收侧和负载等效电阻处于谐振状态时可得系统的增益 $H_{V1} = \frac{I_o}{V_{in}} = \omega M$. 当系统处于谐振状态时,由基尔霍夫电压定律(Kirchhoff's voltage law, KVL)可得出系统的电流增益

$$H_{V1} = \frac{I_o}{V_{in}} = \frac{1}{\omega M}, \quad (1)$$

其中, I_o 和 V_{in} 分别为输出电流和输入电压.在 S-S 型补偿网络下,当电压源或电流源作为 S-S 型补偿网络的输入电源时,在固定互感和角频率参数不变的条件下,实现输出电流电压不随电池等效电阻的大小而变动.S-S 型补偿网络中的输入电源为电压源时,输出电压与电池等效负载无关.系统实现输出 CC 和 CV 模式就需要改变电路的拓扑结构.无线充电系统中输入电源类型多为电压源,因此需要在 S-S 谐振槽接收侧增加一个变结构的补偿网络.改变补偿网络结构,从而改变输入电源类型,满足电池的 CC 或 CV 充电需求.

2 系统构成原理与补偿参数设计

本文设计了接收侧 π/T 变结构补偿网络系统,拓扑电路图如图 2 所示.整个系统由直流电压源 U_{in} 、高频桥式逆变电路、S-S 谐振槽、 π/T 型补偿网络、整流二极管 VD、滤波电容 C_f 和锂电池等效电阻 R 组成.系统通过辅助控制开关 S1 和 S2 的通断,改变接收侧 π/T 型补偿网络的切换,从而完成 CC 和 CV 两种充电方式.当开关 S1 和 S2 同时闭合时,组成 π 型补偿网络.当开关 S1 和 S2 同时断开时,组成 T 型补偿网络.

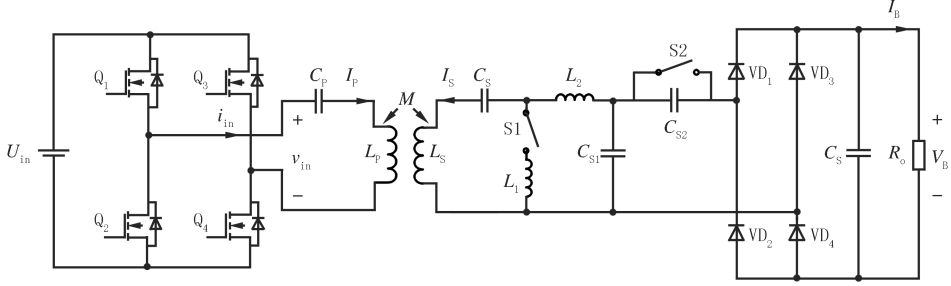


图2 π/T 变结构补偿系统

Fig.2 π/T type variable structure compensation network

2.1 恒流模式

CC 充电模式时开关 S1 和 S2 闭合,补偿电容 C_2 被短路,接收侧为 π 型补偿网络,等效电路图 3 所示.接收侧整流滤波电路折合的等效电阻为 R_{eq} ,等效电阻两端的电压为 U_R ,接收侧补偿网络各支路上的电流为 I_2, I_3 和 I_4 .

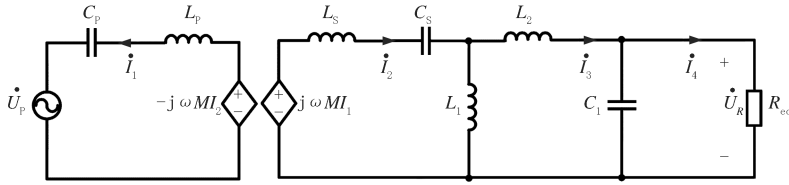


图3 CC充电模式补偿网络

Fig.3 CC charging mode compensation network

根据 KVL 定律,可以得出

$$\begin{cases} (j\omega L_p + \frac{1}{j\omega C_1})\dot{I}_1 - j\omega M\dot{I}_2 = \dot{U}_p, \\ (j\omega L_s + \frac{1}{j\omega C_s} + j\omega L_1)\dot{I}_2 - j\omega M\dot{I}_1 - j\omega L_1\dot{I}_3 = 0, \\ -j\omega L_1\dot{I}_2 + (j\omega L_1 + j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_1})\dot{I}_3 - \frac{1}{j\omega C_1}\dot{I}_4 = 0, \\ (R_{eq} + \frac{1}{j\omega C_1})\dot{I}_4 - \frac{1}{j\omega C_1}\dot{I}_3 = 0, \end{cases} \quad (2)$$

其中, R_{eq} 为整流电路的等效负载且 $R_{eq} = \frac{\pi^2}{8} R_B$. C_p 与 L_p 以及 M 满足

$$\omega = ((L_p - M)C_p)^{-\frac{1}{2}} = ((L_s - M)C_s)^{-\frac{1}{2}}. \quad (3)$$

S-S 谐振槽中原边线圈漏感 $(L_p - M)$ 的感抗等于补偿电容 C_p 产生的容抗,副边线圈漏感的感抗也等于补偿电容 C_s 产生的容抗.接收侧 L_s, C_s, L_1, L_2, C_1 以及 M 满足

$$j\omega(L_s - M) + (j\omega C_s)^{-1} + j\omega L_1 + j\omega L_2 + (j\omega C_1)^{-1} = 0. \quad (4)$$

将式(3)和式(4)带入式(2)可以得出锂电池的等效负载的电流关系

$$\dot{I}_4 = \frac{M}{j\omega L_1 L_2 (1 + \frac{L_2}{L_1} - \omega C_1)} \dot{U}_p, \quad (5)$$

电流增益 $g_\pi = \frac{\dot{I}_4}{\dot{I}_1}$, 互阻增益 $Z_{in} = \frac{\dot{U}_p}{\dot{I}_1} = \frac{\omega L_1 L_2 M}{-\omega^3 M R_{eq} C_1^2 + j\omega^2 M C_1}$, 恒流模式时, 整个 WPT 系统阻抗呈阻性且实现零电压开关状态(zero voltage switch, ZVS).

2.2 恒压模式

当开关 S1 和 S2 断开时, WPT 系统处于 CV 充电模式, 此时充电模式拓扑结构如图 4 所示, 整个补偿网络可看成 S-S 型补偿网络和 T 型补偿网络组成. 接收侧整流和滤波电路折合的等效电阻为 R_{eq} . U_R 为接收侧整流和滤波电路折合的等效电阻两端的电压, I_2 和 I_3 分别 CV 模式各支路电流.

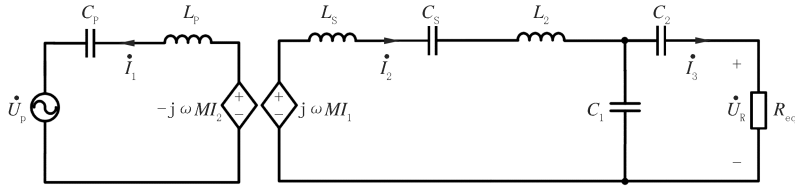


图4 CC充电模式补偿网络

Fig.4 CV charging mode compensation network

根据 KVL 定律, CV 模式下等效电路方程为

$$\begin{cases} (j\omega L_p + (j\omega C_1)^{-1}) \dot{I}_1 - j\omega M \dot{I}_2 = \dot{U}_p, \\ (j\omega L_s + (j\omega C_1)^{-1} + j\omega L_2 + (j\omega C_1)^{-1}) \dot{I}_2 - (j\omega C_1)^{-1} \dot{I}_3 = \dot{U}_p, \\ (j\omega C_1)^{-1} \dot{I}_2 - (j\omega C_1)^{-1} \dot{I}_3 = \dot{I}_3 ((j\omega C_2)^{-1} + R_{eq}). \end{cases} \quad (6)$$

S-S 谐振槽中原边线圈漏感的感抗等于补偿电容 C_p 产生的容抗, 副边线圈漏感的感抗也等于补偿电容 C_s 产生的容抗. L_s, C_s, L_1, C_1, C_2 以及 M 满足关系式

$$U_R = \frac{M I_1 R_{eq}}{((j\omega L_2 + (j\omega C_1)^{-1}) R_{eq} + j\omega L_2 (j\omega C_1)^{-1} + \frac{L_2^2}{C_1} - (\omega^2 C_1 C_2)^{-1}) C_1}. \quad (7)$$

为了实现负载上的电压或电流不受负载大小的影响, 需要在式(6)中消除负载 R_{eq} , 应使 $j\omega(L_s - M) + (j\omega C_s)^{-1} + j\omega L_2 + (j\omega C_1)^{-1} + (j\omega C_2)^{-1} = 0$, $U_R = jMI_1 / (\omega L_2 C_1 + 1)$. WPT 系统在恒压模式下充电需要很长时间, 因此在恒压模式中保持高效充电非常重要. 为了提高系统在恒压充电时的效率和减少无功功率, 互感 M 与补偿电容 C_1 满足如下关系: $\omega^2 M C_1 - 1 = 0$. 系统工作在纯阻性和零电压相角状态, 无功功率损耗较少, WPT 系统的输入阻抗 $Z_{in} = \dot{U}_p / \dot{I}_1 = R_{eq}$.

2.3 恒流恒压切换电路设计

锂电池的恒流过程中, 电池电压不断上升, 充电电流几乎不变, 负载等效电阻增大. 充电电压上升到电池的阈值电压时, 通过开关动作使得系统接收侧补偿网络结构从 π 型切换至 T 型, 此时由恒流充电模式进入恒压充电模式. 系统进入恒压充电模式后, 充电电流逐渐减小, 充电电压保持与阈值电压相同, 当充电电流减小直至零时充电过程结束. 充电过程中电池等效电阻上电压达到阈值电压时, 施密特触发器动作, 最后触发控制由 DSP 控制器完成, 此刻闭合开关 S1 和 S2 即可实现模式的平滑过渡. 系统切换电路的控制原理示意图见图 5.

3 仿真分析验证

为验证本文所提出的 π /T 型接收侧变结构补偿网络恒流恒压无线充电系统设计参数的准确性, 参照图 5 所示的系统结构搭建 Simulink 仿真模型, 电路参数见附录表 S1. 电池等效电阻 R_B 选取范围为 $5 \sim 400 \Omega$. 首先通过确定恒流或恒压充电模式, 改变电池等效电阻 R_B , 得出副边接收端和负载输出的电流、电压

波形,验证系统的恒流恒压输出和 ZPA 特性.

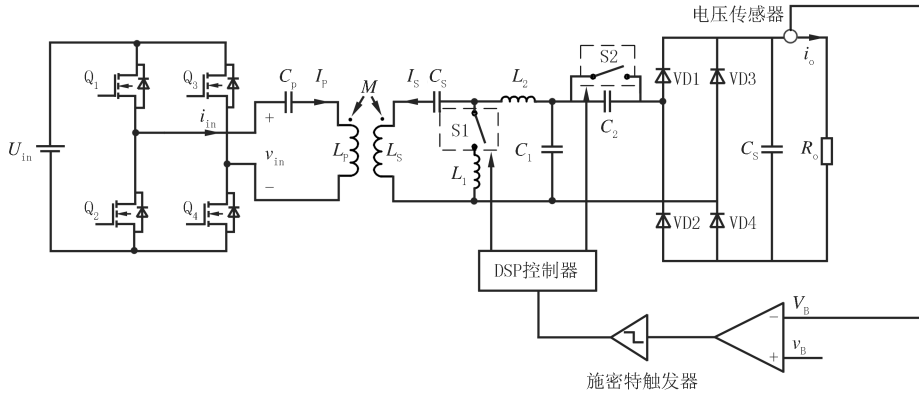


图5 WPT系统恒流恒压切换电路

Fig. 5 Constant current and voltage switching circuit of WPT system

仿真结果如下.为验证 WPT 系统的恒流恒压无线充电系统在不同大小的负载情况和参数设计的正确性,分别对 π /T 型补偿网络下不同大小电池等效电阻的恒流恒压充电进行仿真分析,其中 v_{in} 和 i_{in} 为 S-S 谐振槽输入侧的电压和电流, V_B 和 I_B 为电池等效负载上的电压和电流.WPT 系统工作在恒流充电模式时,此时接收侧的补偿网络为 π 型补偿,电池等效电阻 R_B 为 5Ω ,S-S 谐振槽原边和电池等效电阻上的输出电流和电压波形(见图 6(a))相位相同.当电池等效电阻 R_B 逐渐增大时,S-S 谐振槽原边和电池等效电阻上的输出电流和电压波形(见图 6(b))相位相同.电池等效负载上电压等于阈值电压时,WPT 系统切换至恒压充电模式时,此时接收侧的补偿网络变为 T 型补偿,电池等效电阻 R_B 为 40Ω ,S-S 谐振槽原边和电池等效负载上的电流和电压波形(见图 6(c))相位相同.当电池等效负载电阻 R_B 继续增大时,系统的输入输出损耗也随之增大,电池等效负载上的电流将减小,输出电压不变(见图 6(d)).在电阻 R_B 变大时,由图 6 可知,两种充电模式下,电压 v_{in} 和电流 i_{in} 同相,即 WPT 系统处于 ZPA 状态.

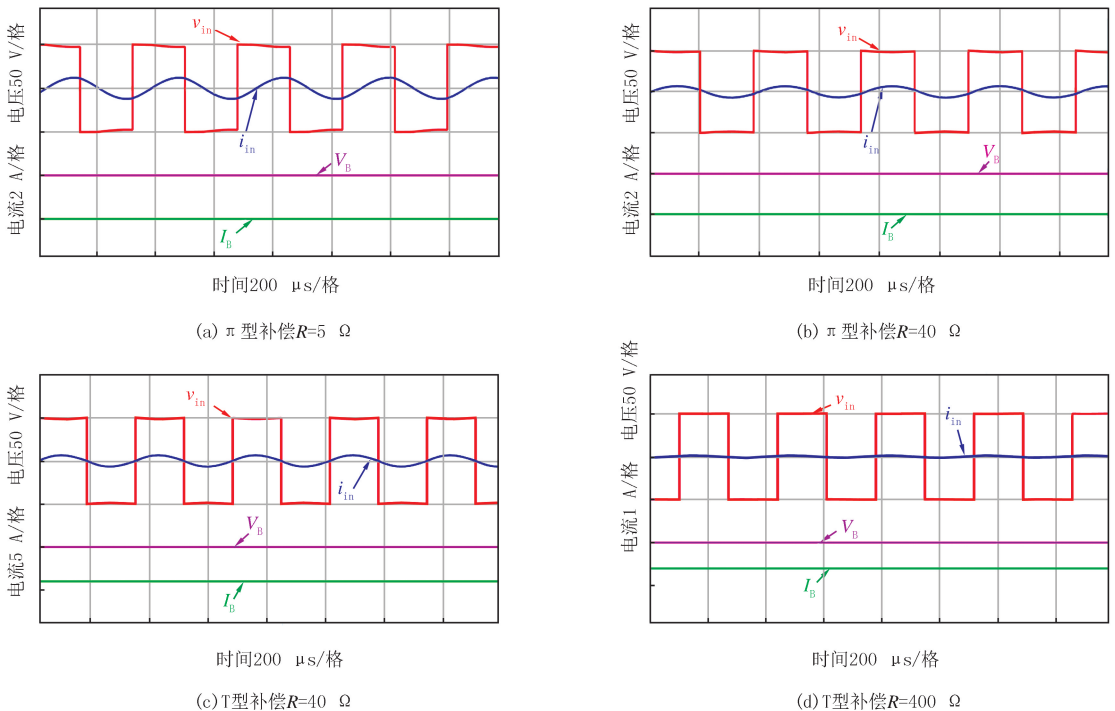


图6 不同电阻值下电流电压波形

Fig. 6 Current and voltage waveform under different resistance values

充电过程中锂电池等效电阻 R_B 从 $5 \sim 400 \Omega$ 的变化,因为锂电池的等效负载变化范围较大,所以横轴取等效电阻 R_B 的对数值 $\lg(R_B/\Omega)$.从图 7(a)可知,两种充电模式切换时刻为电池等效电阻达到 40Ω ,的电池电压 $V_B = 100 \text{ V}$,负载电流为 2.06 A ,仿真结果与计算的理论值 2.12 A 较吻合.理论计算误差与仿真中逆变电路、整流电路、补偿网络和线圈电阻等因素有关.

WPT 系统的电池充电效率曲线如图 7(b)所示.首先在恒流充电下,系统效率随着电池等效电阻的增大而增大.系统效率达到 93.74% 时切换至恒压充电模式,此时系统的输出功率最高,为 201 W ,随着电池等效电阻的继续增大,输出电压不变,输出电流减小,输出功率减小.逆变电路、整流电路、发射接收电路、补偿网络的损耗增加,所以系统效率逐渐下降.当输出功率低于 25 W 时,系统效率下降到 20% 以下.

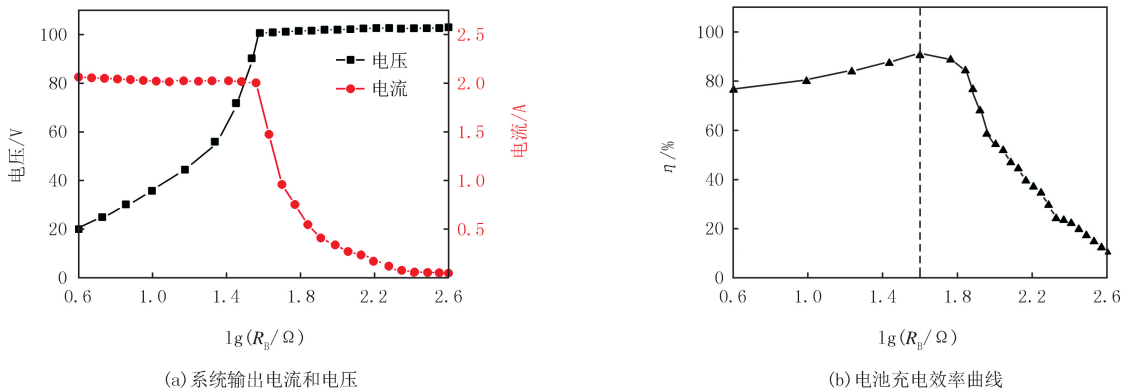


图7 系统输出变量和效率

Fig. 7 System output variables and efficiency

4 实验验证

4.1 系统实验平台搭建

为了验证本文所提出的基于接收侧变结构补偿参数的正确性,建立了一个输出 $2 \text{ A}/50 \text{ V}$ 的实验样机.实验设置的电路图见图 5.系统实验平台主要由示波器、 50 V 直流电源、逆变器驱动电路、拓扑网络、发射线圈、接收线圈、整流滤波器、负载电阻、电压传感器、DSP 控制器构成.发射侧逆变电路由 4 个型号为 IR-FP250N 的 MOSFET 管组成,所提出的切换方法在 DSP28335 开发板中实现,逆变器驱动电路频率设置为 118 kHz .实验选用不同规格电阻等效锂电池负载 R_B .实验平台见附录图 S1.附录表 S2 为 WPT 系统电路测试参数,与表 S1 的理论电路参数略有不同.

4.2 实验波形

系统工作在 π 型补偿网络下,此时系统处于恒流充电模式.分别对 5Ω 和 40Ω 的负载电阻进行恒流充电实验,实验波形如图 8 所示.在此充电模式下,当电池等效电阻 R_B 逐渐增大时,充电电流保持不变,充电电压逐渐增大.不同时刻,充电电压电流保持同一相位,即整个恒流充电过程中电路呈 ZPA 特性.

电池等效负载上电压等于阈值电压时,WPT 系统切换至恒压充电模式,此时接收侧的补偿网络变为 T 型补偿,系统切换为恒压充电模式.电池等效电阻在 $40 \sim 400 \Omega$ 时,系统输出电压 $V_B = 100 \text{ V}$,负载电流逐渐减小(见图 9).

通过实验可以看出在恒流充电模式下,恒压模式和恒流模式切换时,输出电压 V_B 和输出电流 I_B 波动较小,系统效率随着电池等效电阻的增大而增大.系统效率达到 92.5% 时切换至恒压充电模式,此时系统的输出功率最高,为 201 W ,随着电池等效电阻的继续增大,输出电压不变,输出电流减小,输出功率减小.整个 WPT 系统损耗增加,所以系统效率逐渐下降.

5 结论

本文设计的无线充电系统是在 S-S 补偿网络的基础上改变接收侧网络补偿结构来实现 WPT 系统的恒流恒压输出.在恒流充电模式和恒压充电模式下可以实现 ZVS 和 ZPA.该系统能在 $5 \sim 400 \Omega$ 的负载下实现

恒流恒压输出和恒流恒压两种充电模式的自动切换,恒压充电最大充电效率可达到92.5%,最后通过仿真和实验验证了理论分析的正确性。

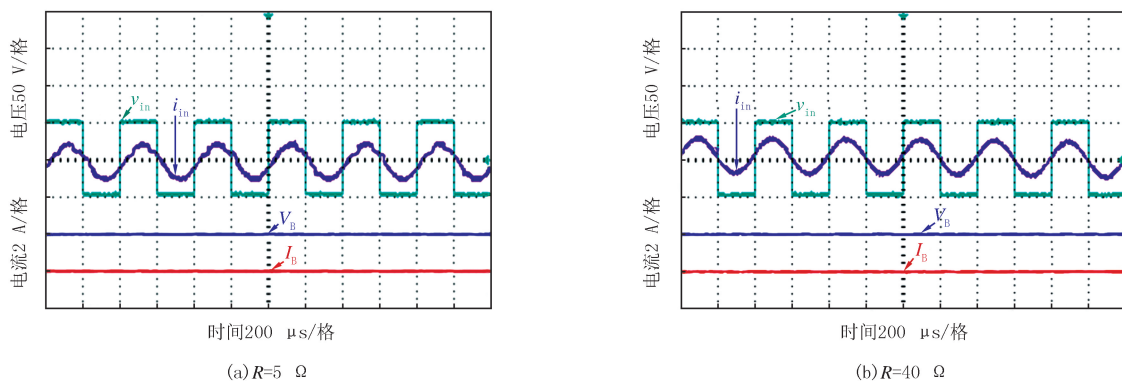


图8 π 型补偿结构不同阻值负载下电流电压波形

Fig.8 Current and voltage waveform of π -type compensation structure

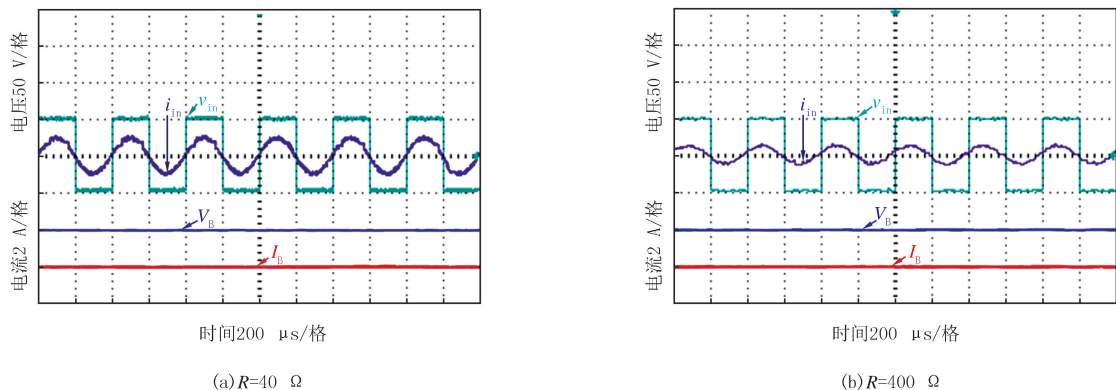


图9 T型补偿结构电流电压波形

Fig.9 Current and voltage waveform of T-type compensation structure

附录见电子版(DOI:10.16366/j.cnki.1000-2367.2022.12.09.0001)。

参 考 文 献

- [1] 张金发,张仙花,陈学良.无线输电技术应用发展概述[J].技术与市场,2022,29(5):85-86.
- [2] 李毓贵,韩民义.电动汽车电池的使用现状和发展趋势[J].农机使用与维修,2022(10):73-75.
LI J G, HAN M Y. Current situation and future development trend of electric vehicle batteries[J]. Agricultural Machinery Using & Maintenance, 2022(10):73-75.
- [3] 史风梅.废镍镉电池中镉的回收及资源化研究[D].青岛:青岛大学,2004.
- [4] 魏丽君,章若冰.高精度铅酸蓄电池充放电管理系统研究[J].仪表技术与传感器,2022(2):57-60.
WEI L J, ZHANG R B. Research on charge and discharge management system of high precision lead acid battery[J]. Instrument Technique and Sensor, 2022(2):57-60.
- [5] 陈硕翼,张丽,唐明生,等.无线电能传输技术发展现状与趋势[J].科技中国,2018(7):7-10.
- [6] 张俊强.无线电能传输技术的研究现状与应用[J].冶金管理,2019(21):66.
- [7] 丁明,陈忠,苏建徽,等.可再生能源发电中的电池储能系统综述[J].电力系统自动化,2013,37(1):19-25.
DING M, CHEN Z, SU J H, et al. An overview of battery energy storage system for renewable energy generation[J]. Automation of Electric Power Systems, 2013, 37(1):19-25.
- [8] KHALIGH A, LI Z H. Battery, ultracapacitor, fuel cell, and hybrid energy storage systems for electric, hybrid electric, fuel cell, and plug-in hybrid electric vehicles: state of the art[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2010, 59(6):2806-2814.
- [9] 于富强.具有阶段式恒流恒压输出特性的无线充电系统研究[D].马鞍山:安徽工业大学,2021.
- [10] LI Z J, LIU H, TIAN Y H, et al. Constant current/voltage charging for primary-side controlled wireless charging system without using

- dual-side communication[J].IEEE Transactions on Power Electronics,2021,36(12):13562-13577.
- [11] 邹静,徐耘英,彭娟娟,等.基于频率切换实现电池恒流和恒压充电的 LCC-S 补偿 WPT 系统研究[J].电源学报,2023,21(3):117-124.
ZOU J,XU Y Y,PENG J J,et al.Research on LCC-S compensated WPT system based on frequency switching to realize CC and CV charging for battery[J].Journal of Power Supply,2023,21(3):117-124.
- [12] 王灿,蒋帅,贺坤宇,等.基于频率切换的 S/SP 拓扑恒流恒压输出 WPT 系统研究[J].电源学报,2022,20(6):49-57.
WANG C,JIANG S,HE K Y,et al.Research on S/SP topology WPT system with constant current and constant voltage output based on frequency switching[J].Journal of Power Supply,2022,20(6):49-57.
- [13] 刘素凡,韩如成,王涛鸣.频率分叉现象对无线电能传输系统的影响[J].电气传动自动化,2017,39(6):14-18.
LIU S F,HAN R C,WANG T M.The effect of frequency bifurcation phenomenon on wireless power transmission system[J].Electric Drive Automation,2017,39(6):14-18.
- [14] 谢诗云.具有恒压/恒流输出特性的电场耦合无线电能传输系统拓扑研究[D].重庆:重庆大学,2017.
- [15] 谭平安,廖佳威,谭廷玉,等.基于发射侧 T/F 变结构补偿网络的恒压/恒流无线充电系统[J].电工技术学报,2021,36(2):248-257.
TAN P A,LIAO J W,TAN T Y,et al.Constant voltage/constant current wireless charging system based on T/F variable structure compensation network of transmitter-side[J].Transactions of China Electrotechnical Society,2021,36(2):248-257.
- [16] 廖佳威.基于发射端 TS/FS 变结构补偿网络的恒压/恒流型无线充电系统[D].湘潭:湘潭大学,2019.
- [17] 张旭泽.基于二端口网络的无线电能传输双侧 LCC 系统研究[D].西安:西安理工大学,2020.
- [18] 王泉.无线电能传输系统恒流—恒压输出特性的研究[D].西安:西安理工大学,2019.

Constant current and constant voltage wireless charging system based on variable structure compensation on the receiving side

Guo Caixia, Zhang Zhijun, Li Yangyang

(College of Electronic and Electrical Engineering; Academician Workstation of Henan Electromagnetic Wave Engineering, Henan Normal University, Xinxiang 453007, China)

Abstract: With the rapid development of radio energy transmission technology, magnetic coupling wireless charging technology is widely used in the field of lithium battery charging. In order to further improve the security and charging efficiency of the wireless charging system, this paper designs a constant current and constant voltage wireless charging system based on the π/T variable structure compensation network on the receiving side on the basis of the series-series(S-S) compensation network. The models of constant current and constant voltage charging are established respectively by using equivalent circuits. The topology of the receiving side is changed by adding capacitors, inductors and switches to achieve stable current and voltage output of the wireless charging system. The structure does not need complicated control and communication between the primary side and secondary side with almost no reactive power output. DSP controller is used as the switching controller of constant current and constant voltage output. Finally, the accuracy of constant current and constant voltage output characteristics and parameter design of π/T variable structure compensation network based on the receiving side is verified by simulation.

Keywords: wireless power transfer; magnetic coupling; constant voltage; constant current; variable structure compensation

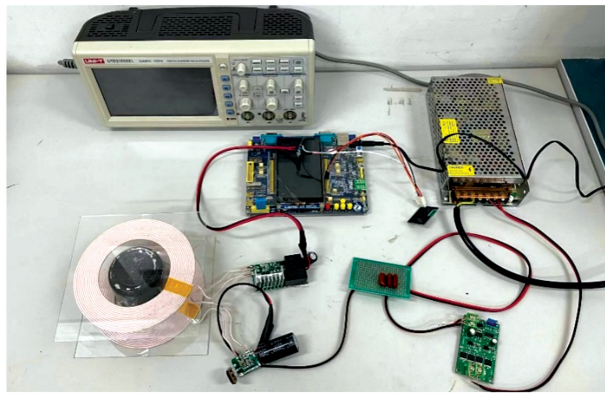
[责任编辑 杨浦 刘洋]

附 录

表 S1 WPT 系统电路参数

Tab. S1 WPT system circuit parameters

| 参数 | 电压源 U_{in}/V | 电容 C_p/nF | 电容 C_s/nF | 电感 $L_p/\mu H$ | 电感 $L_s/\mu H$ | 互感 $M/\mu H$ |
|----|----------------|----------------|-------------|----------------|----------------|--------------|
| 数值 | 50 | 49.63 | 49.89 | 54.01 | 54.02 | 27 |
| 参数 | 电感 $L_1/\mu H$ | 电感 $L_2/\mu H$ | 电容 C_1/nF | 电容 C_2/nF | 电容 C_f/nF | 频率 f/kHz |
| 数值 | 55 | 30.09 | 28.11 | 56.01 | 480 | 118 |



图S1 WPT系统实验平台

Fig.S1 WPT system experiment platform

表 S2 WPT 系统电路测试参数

Tab. S2 Measured parameters of WPT system circuit

| 参数 | 电压源 U_{in}/V | 电容 C_p/nF | 电容 C_s/nF | 电感 $L_p/\mu H$ | 电感 $L_s/\mu H$ | 互感 $M/\mu H$ |
|----|----------------|----------------|-------------|----------------|----------------|--------------|
| 数值 | 50 | 50.13 | 49.89 | 54.51 | 53.12 | 25.9 |
| 参数 | 电感 $L_1/\mu H$ | 电感 $L_2/\mu H$ | 电容 C_1/nF | 电容 C_2/nF | 电容 C_f/nF | 频率 f/kHz |
| 数值 | 54.2 | 30.12 | 29.01 | 57.21 | 480 | 118 |