

DOI:10.3969/j.issn.1671-024x.2024.01.009

## 基于改进型 ZVT Buck 电路的 IPT 充电系统设计

刘雪莉, 徐睿, 李阳, 汪学亮, 寇苏雅, 孟航  
(天津工业大学电气工程学院, 天津 300387)

**摘要:** 为了避免在感应式无线电能传输系统的耦合机构中增加多余的开关器件以及额外的无源元件, 同时减小系统工作在高频率、大功率时全控型开关器件存在的开关损耗, 提出基于改进型 ZVT Buck 电路闭环控制的方法实现对电池的恒流、恒压充电, 通过分析改进型 ZVT Buck 电路的工作模式以及对电路参数的设计, 确保在整个充电过程中 DC-DC 变换器均工作在软开关状态, 最后搭建充电电流为 35 A、充电电压为 370 V 的实验平台验证该方法的可行性。结果表明: 该方法控制简单, 并且降低了系统电路结构的复杂度, 传输效率相对较高, 能够满足恒流恒压充电需求。

**关键词:** 感应式无线电能传输; 改进型 ZVT Buck 电路; 恒流恒压充电; 软开关

中图分类号: TM72

文献标志码: A

文章编号: 1671-024X(2024)01-0064-10

### Design of IPT charging system based on improved ZVT Buck circuit

LIU Xueli, XU Rui, LI Yang, WANG Xueliang, KOU Suya, MENG Hang  
(School of Electrical Engineering, Tiangong University, Tianjin 300387, China)

**Abstract:** In order to avoid adding redundant switching devices and additional passive components in the coupling mechanism of the inductive wireless power transmission system, and to reduce the switching loss of the fully-controlled switching devices when the system operates at high frequency and high power, proposes a closed-loop control method based on the improved ZVT Buck circuit is proposed to achieve the constant current and constant voltage charging of the battery. By analyzing the working mode of the improved ZVT Buck circuit and designing the circuit parameters, it is ensured that the DC-DC converter works in a soft switching state during the whole charging process. Finally, an experimental platform with a charging current of 35 A and a charging voltage of 370 V was built to verify the feasibility of the method, this method is simple in control and reducing the complexity of the system circuit structure, and the transmission efficiency is relatively high. The method can meet the requirements of constant current and constant voltage charging.

**Key words:** inductive wireless power transfer; improved ZVT Buck circuit; constant current and constant voltage charging; soft switch

感应式无线电能传输 (inductive power transfer, IPT) 技术的出现给电气设备带来了一种安全、方便、可靠的新型供电方式<sup>[1-3]</sup>。其能量通过磁场耦合方式从电源传递到负载, 实现了电能的非接触传输。目前广泛应用于家用电子设备<sup>[4]</sup>、电动车充电<sup>[5-6]</sup>和轨道交通等领域。新能源电动汽车的快速发展正在逐步改变人们安全、低碳、便捷的出行方式。将 IPT 技术应用在电动汽车充电中, 可以有效地避免传统的接触式充电<sup>[7]</sup>的触头磨损、老化<sup>[8]</sup>以及漏电、跳闸等隐患。

典型的电池充电过程分为 2 个阶段<sup>[9-10]</sup>。恒流 (con-

stant current, CC) 充电: 充电电流以设定电流值保持恒定, 充电电压不断上升; 当充电电压升至设定电压值时进入恒压 (constant voltage, CV) 充电阶段: 充电电压以设定电压值保持恒定, 充电电流不断下降, 减小到截止电流时充电结束。

变负载情况下 IPT 系统的恒流恒压充电大致可以通过 3 种方式实现。①采用不同的负反馈控制方式。通过控制高频逆变器中超前臂与滞后臂之间的移相角对电源的输出电压进行调节<sup>[11-13]</sup>。但是随着系统负载阻值的增大, 两桥臂之间的相角差会逐渐减小, 这

收稿日期: 2022-09-29 基金项目: 国家自然科学基金资助项目(5187070275)

通信作者: 刘雪莉(1979—), 女, 博士, 讲师, 主要研究方向包括电力电子应用、无线电能传输及其应用。E-mail: liuxueli@tiangong.edu.cn

将导致充电效率大大降低,同时系统很难实现零电压开关(zero voltage switch,ZVS);通过对逆变器频率的调节同样能够实现系统输出与负载无关的恒定电流和电压<sup>[14-17]</sup>,但该方法同样会导致逆变器实现零相位角困难以及传输效率低等问题;通过控制接收端 DC-DC 变换器来调节输出电流或输出电压<sup>[18-19]</sup>。②变补偿拓扑方式。文献<sup>[20-21]</sup>在副边电路加入 2 个交流开关和 1 个附加电容,文献<sup>[22]</sup>在原边电路加入 3 个交流开关和 1 个附加电感,该方法在不同的充电阶段使用相应的电路拓扑,并通过切换开关管的通断实现系统恒流恒压充电状态的切换。③变补偿参数方式。文献<sup>[23]</sup>基于 S-SP 补偿拓扑在副边电路增加 1 个交流开关和 1 个附加电容,文献<sup>[24]</sup>基于 SS 补偿拓扑提出通过原边电路加入 1 个附加电容和 1 个半导体开关,利用开关的通断改变串联在电路中的补偿电容,从而实现系统的恒流恒压切换。采用变补偿拓扑与变补偿参数的方法在电路中均加入了额外的开关器件以及附加电容或电感,这大大增加了系统电路结构的复杂度以及控制难度,并且每个交流开关通常由 2 个 MOSFET 组成,系统成本也大大增加。

结合上述充电方法的分析,本文提出通过控制系统一次侧改进型 ZVT Buck 电路的方法实现恒流恒压充电。该方法无需在系统中加入多余的开关器件以及无源元件,简化了系统电路结构的复杂度,电路也无需复杂的移相控制以及调频控制。该方法不但能根据负载阻值大小自动控制改进型 ZVT Buck 的占空比  $D$  实现系统恒流、恒压及其切换的输出,同时 DC-DC 变换器在整个充电过程中工作在软开关状态,减小了全控型开关器件存在的开关损耗。最后搭建了 IPT 充电系统的仿真模型以及实验平台,验证了本文所提出方法的可行性与正确性。

## 1 改进型 ZVT Buck 电路

### 1.1 工作原理

改进型 ZVT Buck 在 1 个周期内共有 7 个模式,本文将不同的模式使用  $t_0-t_7$  进行划分,其工作模式与主要变量的波形如图 1 所示。

假设在  $t_0$  之前,主开关管与辅开关管均为关断状态,滤波电感上的电流  $I_{Lr}$  通过主二极管  $D_1$  续流,此时  $i_{q_1} = 0, i_{q_2} = 0, i_{Lr} = 0, u_{C_r} = U_1, u_{C_c} = 0$ 。

(1) 模式 1( $t_0-t_1$ )——辅助开关管导通。在  $t_0$  时刻,辅助开关管  $Q_a$  导通,由于流经  $Q_a$  的电流  $i_{Lr}$  受到谐振电感  $L_r$  的控制不能发生突变,因此辅助开关管  $Q_a$  可以

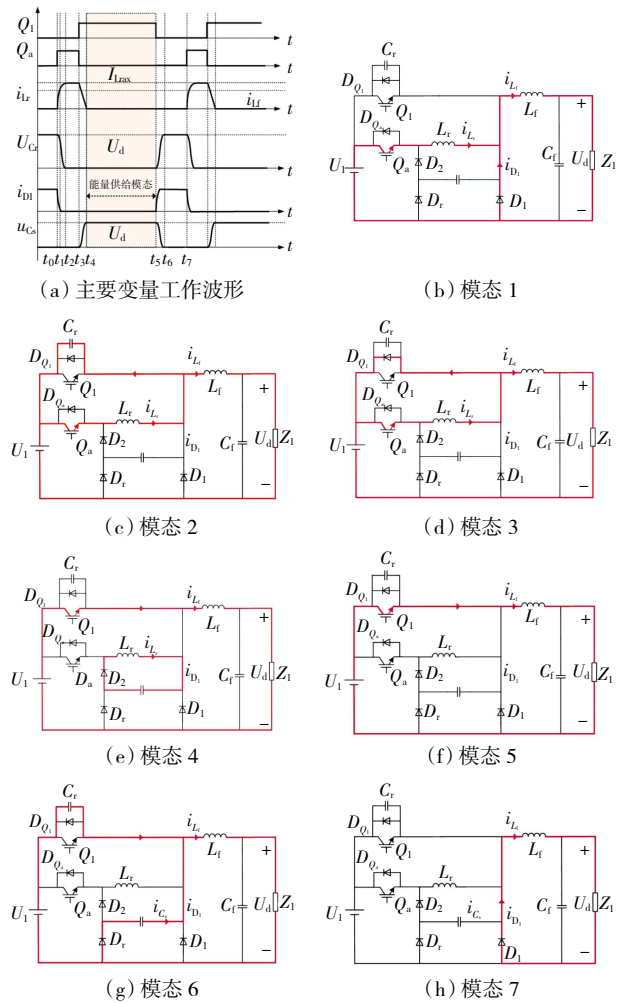


图 1 改进型 ZVT Buck 电路工作模式与主要波形

Fig.1 Working mode and main waveform of improved ZVT Buck circuit

实现近似零电流开通。当  $Q_a$  导通后,谐振电感电流  $i_{Lr}$  开始线性上升,因为滤波电感  $L_r$  的取值较大,其电流  $I_{Lr}$  近似恒定,又因为流经滤波电感的电流  $I_{Lr} = i_{Lr} + i_{D_1}$ ,所以主二极管的电流  $i_{D_1}$  随着  $i_{Lr}$  的上升而线性下降,当到达  $t_1$  时刻时,  $I_{Lr} = i_{Lr}$ ,主二极管  $D_1$  自然关断。

(2) 模式 2( $t_1-t_2$ )——谐振状态。在  $t_1-t_2$  时刻内,  $i_{Lr}$  继续线性上升,大于  $I_{Lr}$  的部分流至谐振电容  $C_r$ ,此时谐振电容  $C_r$  与谐振电感  $L_r$  开始谐振,  $C_r$  两端电压按谐振规律下降至 0。

(3) 模式 3( $t_2-t_3$ )——主开关管导通。由于在  $t_2$  时刻后,  $C_r$  两端电压为 0,此时主开关管的反并联二极管  $D_{Q_1}$  导通,此时主开关两端电压被钳位为 0,在  $t_2-t_3$  时刻内开通主开关管可以实现零电压开通。

(4) 模式 4( $t_3-t_4$ )——辅助开关管关断。在  $t_3$  时刻,主开关管  $Q_1$  零电压导通,辅开关管  $Q_a$  关断,谐振

电感  $L_r$  中的能量开始通过二极管  $D_2$  向缓冲电容  $C_s$  释放, 由于主开关管和二极管  $D_2$  处于导通状态, 缓冲电容  $C_s$  相当于直接并联在辅开关管  $Q_a$  两端, 使其两端电压的上升率受到限制, 因此辅开关管  $Q_a$  的关断可以近似实现零电压关断。

(5) 模态 5( $t_4-t_5$ )——能量释放阶段+主开关管零电压关断。在  $t_4-t_5$  时刻内, 直流电压源  $U_1$  通过主开关管向负载释放能量, 其工作模式与典型 Buck 电路的导通状态相同。在  $t_5$  时刻, 由于谐振电容  $C_r$  同时具有缓冲作用抑制了主开关两端电压的上升率, 因此主开关管  $Q_1$  近似实现了零电压关断。

(6) 模态 6( $t_5-t_6$ )。在  $t_5-t_6$  时刻内, 谐振电容  $C_r$  两端电压上升至  $U_1$ , 缓冲电容  $C_s$  两端电压下降至 0。在达  $t_6$  时刻, 主续流二极管  $D_1$  在零电压条件下导通, 辅助二极管  $D_r$  零电压关断。

(7) 模态 7( $t_6-t_7$ )。在此模态, 电路通过主续流二极管  $D_1$  进行续流, 工作模式与典型 Buck 电路的关断状态相同, 此模态为 1 个开关周期内最后 1 个模态, 进入下 1 周期后工作模式回到模态 1。

## 1.2 参数设计

### 1.2.1 谐振元件参数设计

谐振电容  $C_r$  的作用是抑制主开关管  $Q_1$  两端电压的上升率实现的近似零电压关断, 谐振电容两端电压从 0 上升至输入电压  $U_1$  的时间应为主开关管  $Q_1$  关断时间的 2~3 倍, 则  $C_r$  需满足公式(1):

$$C_r \geq \frac{I_{L_r \max}}{U_d} t_{1 \text{ off}} \times (2 \sim 3) \quad (1)$$

式中:  $t_{1 \text{ off}}$  为主开关管  $Q_1$  的关断时间。

谐振电感  $L_r$  的选择应考虑主续流二极管  $D_1$  的关断时间  $t_{tr}$ , 当辅开关管  $Q_a$  完成零电流导通后, 谐振电感电流  $i_{L_r}$  在电源电压  $U_1$  的作用下能够尽快上升至滤波电感最小电流使主续流二极管  $D_1$  完成自然关断。若  $T_1 = t_1 - t_0$ , 则限制  $T_1$  需满足公式(2):

$$T_1 = \frac{I_r I_{L_r}}{U_d} \leq 3t_{tr} \quad (2)$$

即谐振电感  $L_r$  需满足:

$$L_r \leq 3t_{tr} \frac{U_1}{I_{L_r}} \quad (3)$$

在设计缓冲电容  $C_s$  的容量时应考虑能够完全吸收谐振电感  $L_r$  中储存能量, 使缓冲电容  $C_s$  两端电压能够上升至  $U_1$ , 因此  $C_s$  的容量需满足公式(4):

$$C_s \geq \frac{L_r I_{L_r \max}^2}{U_1^2} \quad (4)$$

此外, 谐振电容  $C_r$ 、缓冲电容  $C_s$  的电压上升时间

不得小于主、辅开关管的关断时间, 即需满足:

$$t_4 - t_3 = \frac{\pi}{2} \sqrt{L_r C_s} > t_{2 \text{ off}} \quad (5)$$

$$t_6 - t_5 = \frac{U_1(C_s + C_r)}{I_{L_r}} > t_{1 \text{ off}} \quad (6)$$

式中:  $t_{1 \text{ off}}$  为主开关管  $Q_1$  的关断时间;  $t_{2 \text{ off}}$  为辅开关管  $Q_a$  的关断时间。

### 1.2.2 滤波元件参数设计

在改进型 ZVT Buck 电路中, 由于辅助电路在一个开关周期内的工作时间很短, 因此在设计滤波参数时可以将其忽略。本文首先按照典型 Buck 电路的工作方式进行参数设计, 在仿真和实验中进行手动整定。

在典型 Buck 电路中若想工作在电流连续模式下, 则输出滤波电感  $L_r$  的最小值需满足:

$$L_r = \frac{1-D}{2f_Q} Z_L \quad (7)$$

式中:  $D$  为变换器的占空比;  $f_Q$  为开关管的工作频率;  $Z_L$  为等效负载电阻。

滤波电容  $C_r$  的容量可根据输出电压纹波分量  $\Delta U_0$  和其他给定的设计数据确定如式(8)所示:

$$C_r \geq \frac{U_d}{8L_r f_Q^2 \Delta U_d} (1-D) \quad (8)$$

根据前文所述的参数设计方法最终确定: 谐振电容  $C_r = 10 \text{ nF}$ , 谐振电感  $L_r = 22 \text{ } \mu\text{H}$ , 缓冲电容  $C_s = 18.6 \text{ nF}$ , 滤波电容  $C_f = 33 \text{ } \mu\text{F}$ , 滤波电感  $L_f = 300 \text{ } \mu\text{H}$ 。

## 2 变负载 IPT 系统恒流恒压充电控制设计

### 2.1 恒流恒压充电控制原理

本文选用最典型的串串(SS)结构作为补偿拓扑, 如图 2 所示。其中:  $U_p$  为等效高频逆变电压源;  $I_p$  和  $I_s$  分别为流过发射线圈和接收线圈的电流值;  $L_p$  和  $L_s$  分别为发射线圈和接收线圈的等效自感;  $C_p$  和  $C_s$  分别为发射线圈和接收线圈的串联调谐电容;  $R_p$  和  $R_s$  分别为发射线圈和接收线圈的内阻;  $M$  为发射线圈与接收线圈之间的互感;  $R_{eq}$  为等效负载阻抗。

根据互感耦合理论和基尔霍夫电压定律可得电路等效方程:

$$\begin{cases} (R_p + j\omega L_p + \frac{1}{j\omega C_p}) I_p - j\omega M I_s = U_p \\ -j\omega M I_p + (R_s + R_{eq} + j\omega L_s + \frac{1}{j\omega C_s}) I_s = 0 \end{cases} \quad (9)$$

当电容  $C_p$ 、电感  $L_p$  与电容  $C_s$ 、电感  $L_s$  满足如下关系式时

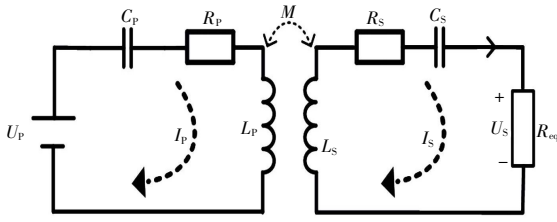


图 2 SS 拓扑等效电路模型

Fig.2 SS topology equivalent circuit model

$$\omega^2 = \frac{1}{L_p C_p} = \frac{1}{L_s C_s} \quad (10)$$

可得流过等效负载  $R_{eq}$  的电流  $I_s$  及其两端的电压  $U_s$  为:

$$\begin{cases} I_s = \frac{\omega M}{R_p(R_s + R_{eq}) + (\omega M)^2} U_p \\ U_s = \frac{\omega M_{eq}}{R_p(R_s + R_{eq}) + (\omega M)^2} U_p \end{cases} \quad (11)$$

要实现变负载情况下 IPT 系统恒流恒压充电需要进一步分析负载值变化对于 IPT 系统输出电压与输出电流的影响。基于 SS 补偿拓扑的 IPT 系统等效电路模型如图 3 所示。其中:  $U_1$  为系统输入的直流电压;  $U_d$  为经过改进型 ZVT Buck 电路降压后的直流母线电压;  $U_p$  和  $I_p$  分别为全桥逆变电路输出高频交流电压和交流电流的有效值;  $U_s$  和  $I_s$  分别为高频整流滤波电路输入电压与电流的有效值;  $C_n$  为滤波电容;  $U_0$  与  $I_0$  分别表示系统负载端的充电电压与充电电流。

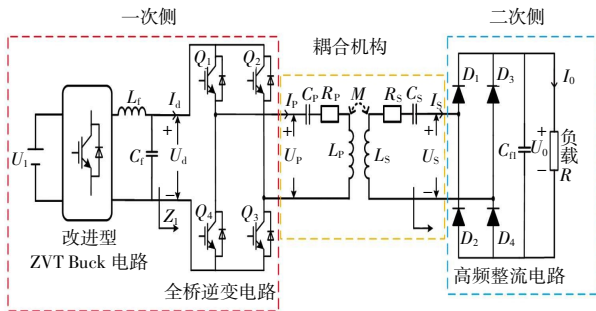


图 3 IPT 系统等效电路模型

Fig.3 Equivalent circuit model of IPT system

在 IPT 等效电路的一次侧,对于改进型 ZVT Buck 电路,  $U_1$  经过该直流变换器变换后的电压  $U_d$  表示为:

$$U_d = D U_1 \quad (12)$$

假设开关  $Q_1$ — $Q_4$  均为 50% 占空比,则高频逆变电路输出电压  $U_p$  与输入电压  $U_d$  之间的关系满足:

$$U_p = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_d \quad (13)$$

在该系统的二次侧,高频整流电路将耦合机构输出的交流电整流为直流,根据高频整流电路前后电压和电流关系,可得  $U_0$ 、 $I_0$  分别为:

$$\begin{cases} I_0 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_s \\ U_0 = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} U_s \end{cases} \quad (14)$$

当不计高频整流电路的器件损耗时,整流前端的功率  $P_s$  与负载端的功率  $P_0$  满足功率守恒定律,即:

$$P_s = \frac{U_s^2}{R_{eq}} = P_0 \quad (15)$$

结合式(14)与式(15)可得等效阻抗  $R_{eq}$  为:

$$R_{eq} = \frac{U_s^2}{P_s} = \frac{U_s^2}{P_0} = \frac{U_s^2 R}{U_0^2} = \left(\frac{\sqrt{2}}{\pi}\right)^2 R \quad (16)$$

结合式(11)、(12)、(13)、(14)和(16)得 IPT 系统的充电电流  $I_0$  与充电电压  $U_0$  为:

$$\begin{cases} I_0 = \frac{\frac{8}{\pi^2} \omega M D}{R_p(R_s + \frac{8}{\pi^2} R) + (\omega M)^2} U_1 \\ U_0 = \frac{\frac{8}{\pi^2} \omega M D R}{R_p(R_s + \frac{8}{\pi^2} R) + (\omega M)^2} U_1 \end{cases} \quad (17)$$

由于线圈内阻  $R_p$  和  $R_s$  很小,因此可以忽略不计。由于纯阻性等效负载的变化不会改变系统的谐振频率,所以发射与接收线圈距离固定(互感  $M$  不变)时,系统能实现与负载  $R$  无关的恒流输出,且该电流仅与占空比  $D$  有关,但系统的充电电压  $U_0$  不仅会随着负载  $R$  的变化而变化,同样与占空比  $D$  成正比关系。

## 2.2 变负载 IPT 系统恒流恒压充电控制器设计

### 2.2.1 恒流恒压充电控制方案

通过分析系统充电电压与充电电流的影响参数,在系统的一次侧与二次侧均加入恒流恒压充电控制器,两侧通过无线通信协同作用,自动调节改进型 ZVT Buck 电路中开关管的占空比  $D$  实现系统变负载下的恒流恒压充电控制,基于改进型 ZVT Buck 电路恒流恒压控制原理图如图 4 所示。

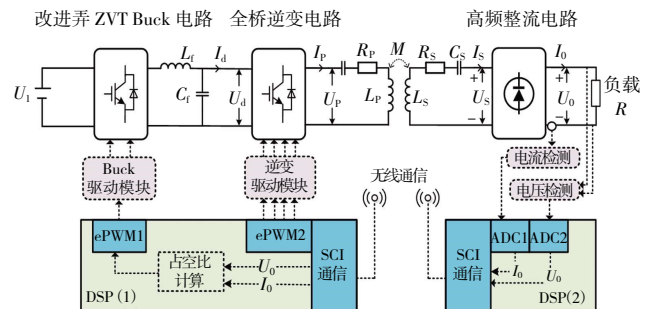


图 4 基于改进型 ZVT Buck 电路恒流恒压控制原理

Fig.4 Schematic diagram of constant current and constant voltage control based on improved ZVT Buck circuit

图 4 中, 负荷侧通过电压、电流检测获取系统的充电电压  $U_0$  与充电电流  $I_0$ , DSP(2) 通过 ADC 模块对检测到的数值进行采集, 同时利用无线通信在系统的一次侧与二次侧之间建立联系, 将采集到的数据实时发送并由 DSP(1) 接收。以 SCI 模块接收到的电压电流值为依据对系统负载阻值大小进行计算并判断当前系统充电状态, 计算当前阻值下稳定在预设充电电流或充电电压所需的占空比, 当负载变化时通过调整改进型 ZVT Buck 电路的占空比  $D$  来调节 ePWM1 的输出以实现系统变负载的恒流恒压充电控制。与此同时, 由于纯阻性负载的变化不会影响系统谐振频率, 因此只需控制 ePWM2 输出与系统谐振频率相等的频率即可。

### 2.2.2 控制流程图

本文控制器基于所使用的 TMS320F28335 型号, 用 CCS6.1 仿真软件编写控制程序, 其控制流程如图 5 所示。

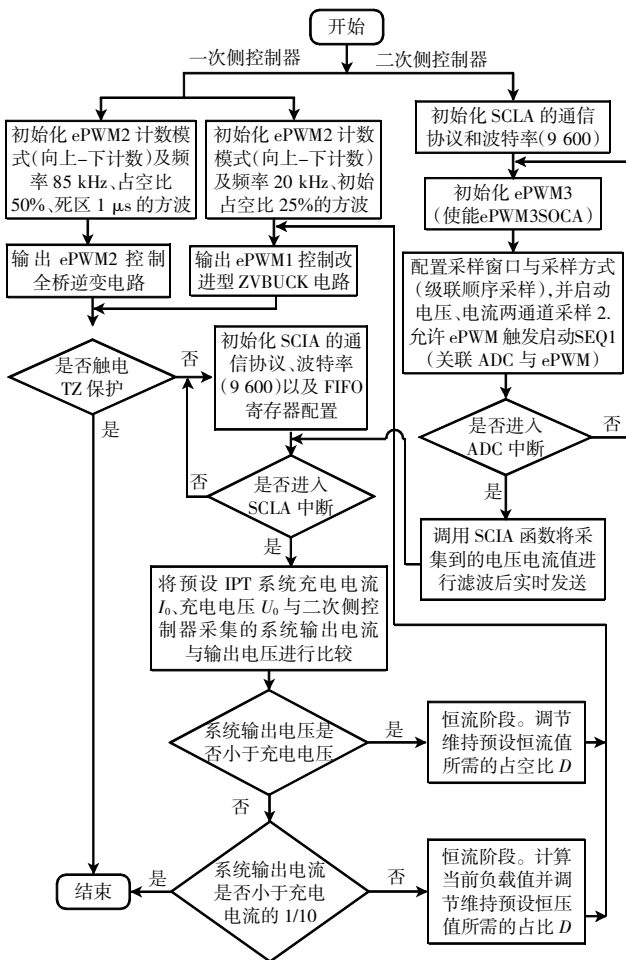


图 5 变负载 IPT 系统恒流恒压充电控制流程

Fig.5 Constant current and constant voltage charging control flow chart for variable load IPT system

图 5 中, 二次侧控制器主函数包括 ePWM3、SCIA 和 ADC 模块的初始化以及 ADC 中断函数, 通过配置相同的通信协议和波特率在二次侧与一次侧控制器之间建立联系, 在 ADC 中断里把数据实时发送至一次侧。一次侧控制器主函数包括 ePWM1、ePWM2 和 SCIA 模块的初始化以及 SCIA 中断函数, 其中 ePWM1 和 ePWM2 相互独立输出, 分别控制改进型 ZVT Buck 电路和全桥逆变电路。在 SCIA 中断里将接收到的值和预设充电电流与充电电压值进行比较, 在达到充电电压值之前系统处于恒流阶段, 由于 SS 拓扑具有恒流特性, 此阶段只在初始时刻调节一次占空比; 当达到充电电压值时进入恒压阶段, 该阶段不断计算系统负载阻值大小并计算控制系统输出电压与充电电压相等所需的占空比, 实时对 ePWM1 的输出进行调节。

## 3 仿真研究

### 3.1 仿真模型设计

图 6 所示为变负载 IPT 和改进型 ZVT Buck 电路的 IPT 充电系统仿真模型。为了验证上述理论的正确性与可行性, 搭建了恒流输出 35 A 恒压输出 370 V 的变负载 IPT 充电系统 Simulink 仿真模型, 如图 6(a) 所示。该模型包括主电路、控制模块和测量模块, 同时搭建了可变负载模块模拟实际充电时电池内阻的变化。当检测到负载阻值变化时, 控制模块调节该阻值下维持当前充电状态预设值所需的占空比, 并通过测量模块对整个系统实时检测。改进型 ZVT Buck 电路仿真如图 6(b) 所示, 其电路参数均采用第 1 节中的设计结果。

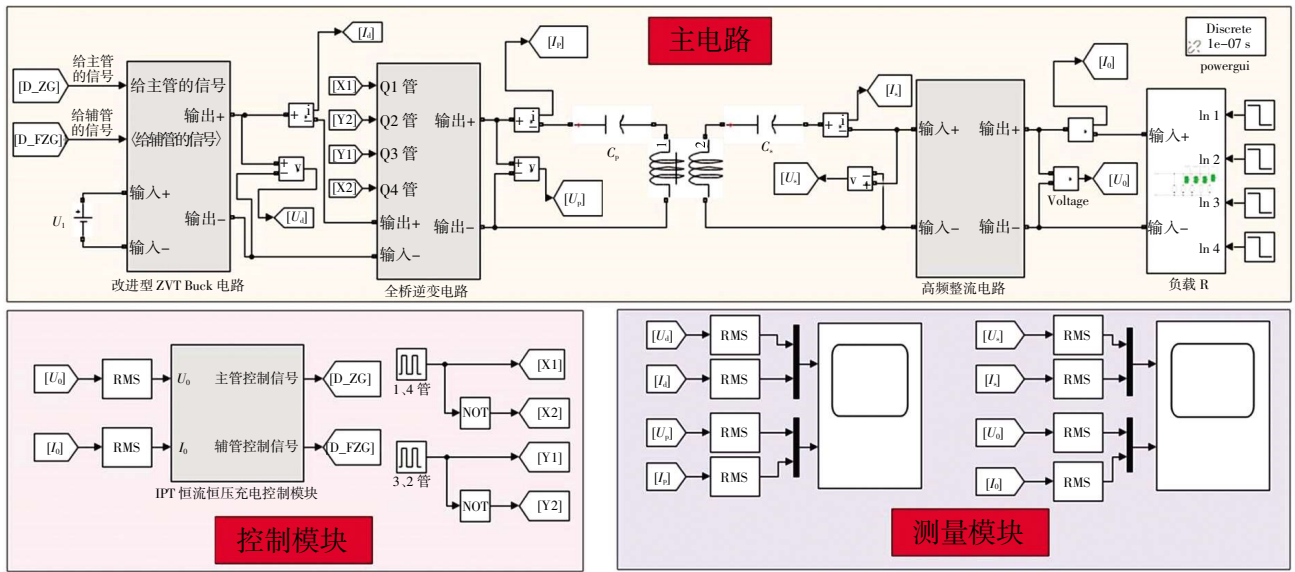
### 3.2 仿真验证

#### 3.2.1 改进型 ZVT Buck 电路仿真

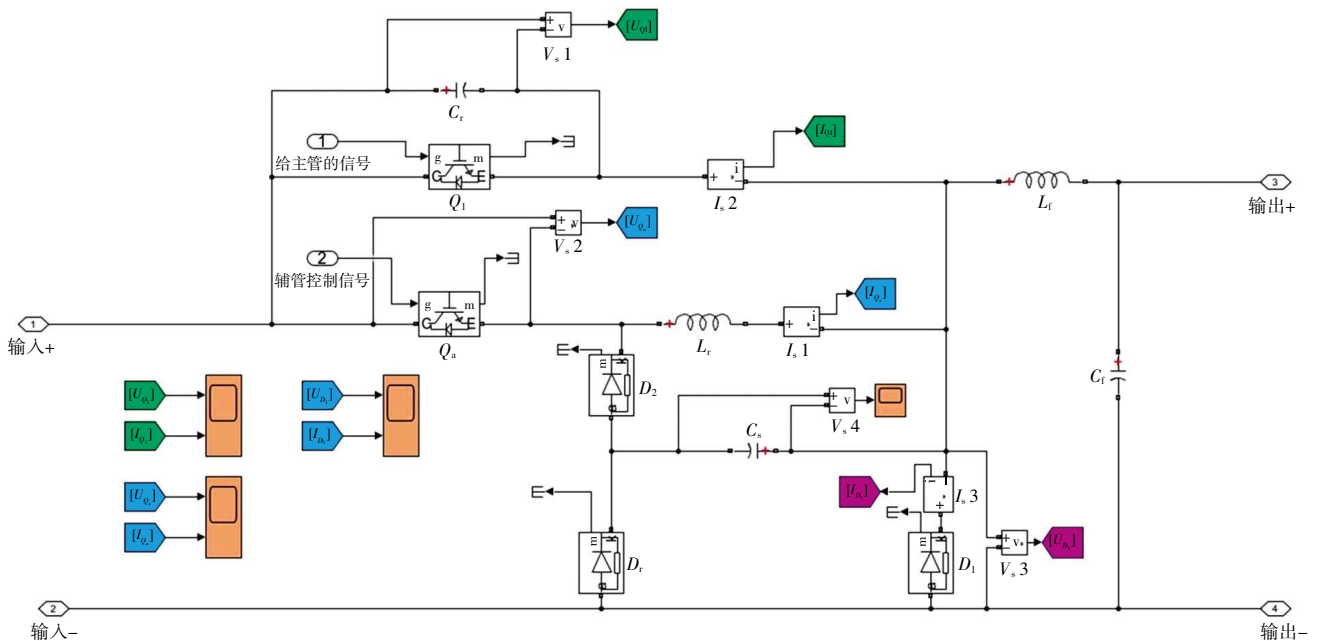
设定上述模型主开关管 PWM 控制信号的占空比为 40% 进行仿真, 得到仿真波形如图 7 所示。

图 7(a) 为主开关管  $Q_1$  的电压电流波形。从图中可以看出在主开关管  $Q_1$  导通之前体二极管已导通, 其两端电压被钳位为零, 实现了零电压导通, 在主开关管关断时其两端电压的上升率受到抑制, 上升缓慢, 实现了近似零电压关断。

图 7(b) 为辅助开关管  $Q_a$  的电压电流波形。从图中可以看出, 在  $Q_a$  导通时电流受到谐振电感  $L_r$  抑制上升缓慢, 关断时因缓冲电容  $C_s$  的存在电压上升缓慢, 分别实现了零电流导通和零电压关断, 此外还可以看出当  $Q_a$  关断后其两端电压没有直接上升至输入电压  $U_i$ , 这是因为在  $Q_a$  关断后, 主开关管  $Q_1$  导通, 此时一部分能量供给缓冲电容  $C_s$  充电, 直至主开关管完



(a) 变负载 IPT 充电系统仿真模型



(b) 改进型 ZVT Buck 电路仿真模型

图 6 变负载 IPT 和改进型 ZVT Buck 电路的 IPT 充电系统仿真模型

Fig.6 Simulation model of variable load IPT and IPT charging system based on improved ZVT Buck circuit

全关断后,辅助开关管  $Q_a$  的电压上升至  $U_1$ 。

图 7(c)为主续流二极管的电压电流波形。从图中不难发现由于缓冲电容  $C_s$  的存在,辅助开关管实现了零电流导通与零电压关断。

### 3.2.2 基于改进型 ZVT Buck 电路的充电系统仿真

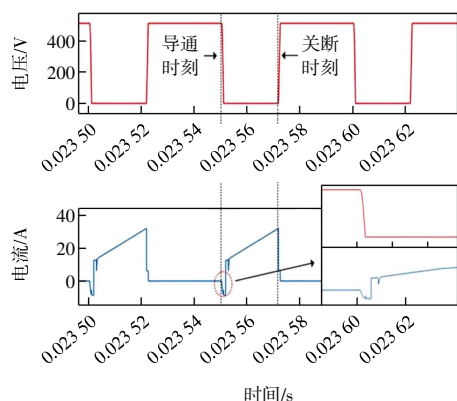
图 8 所示为变负载时基于改进型 ZVT Buck 电路的 IPT 充电系统工作于恒流模式时全桥逆变电路输出电压  $U_p$ 、全桥逆变电路输出电流  $I_p$ 、系统充电电压  $U_0$ 、系统充电电流  $I_0$  的电路仿真波形。其中,图 8(a)的电池等效负载阻值为  $6.9 \Omega$ ,系统充电电流  $I_0$  和电压  $U_0$

分为  $34.17 \text{ A}$  和  $236.8 \text{ V}$ ;图 8(b)的电池等效负载阻值变为  $10.8 \Omega$ ,系统充电电流  $I_0$  和电压  $U_0$  变为  $34.1 \text{ A}$  和  $369.98 \text{ V}$ 。

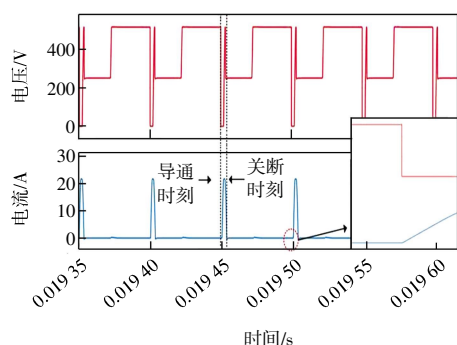
进入恒压模式时  $U_p$ 、 $I_p$ 、 $U_0$  和  $I_0$  的电路仿真波形如图 9 所示。

图 9(a)的电池等效负载阻值为  $11.6 \Omega$ ,系统充电电压  $U_0$  和电流  $I_0$  分别为  $365.5 \text{ V}$  和  $31.5 \text{ A}$ ;图 9(b)的电池等效负载阻值变为  $110 \Omega$ ,系统充电电压  $U_0$  和电流  $I_0$  分别为  $370.8 \text{ V}$  和  $3.37 \text{ A}$ 。

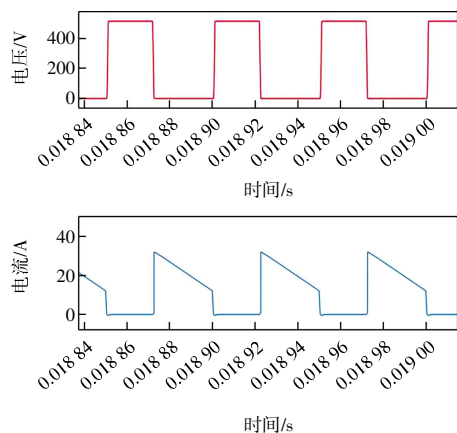
通过上述仿真分析,在实现恒流恒压充电时改



(a) 主开关管电压、电流波形



(b) 辅开关管电压、电流波形



(c) 主续流二极管电压、电流波形

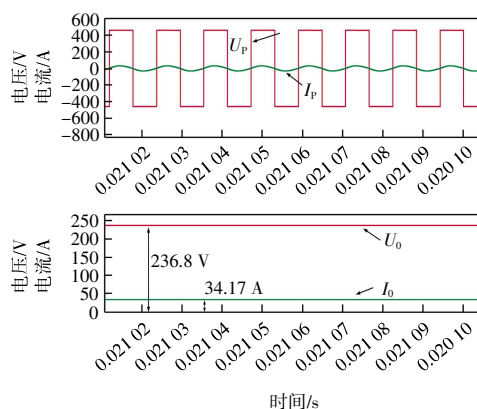
图 7 改进型 ZVT Buck 电路仿真结果

Fig.7 Simulation results of improved ZVT Buck circuit

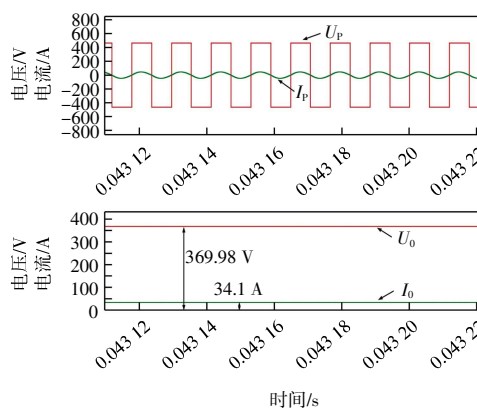
改进型 ZVT Buck 电路中的开关管均能实现软开关,降低了开关器件损耗。此外,全桥逆变电路输出的电压  $U_p$  与输出电流  $I_p$  几乎同相位,系统几乎没有无功功率输入。

#### 4 实验验证

为了验证上述理论与仿真分析的正确性,搭建了一套基于 ZVT Buck 电路的 IPT 充电系统实验平台,如图 10 所示。该系统由大功率数字逆变电源、控制



(a)  $R = 6.9 \Omega$



(b)  $R = 10.8 \Omega$

图 8 恒流模式时  $U_p, I_p, U_0$  和  $I_0$  的电路仿真波形

Fig.8 Circuit simulation waveforms of  $U_p, I_p, U_0$  and  $I_0$  in constant current mode

器、耦合机构和负载组成。在实验过程中逆变电源输出的电压和电流,系统负载端的充电电压与充电电流用 YOKOGAW 公司的 PX8000 功率分析仪进行测量。实验平台详细参数如表 1 所示。

本文用 CC-CV 的充电模式。在 CC 充电阶段,电池等效系统负载阻值从  $6.9 \Omega$  增加到  $10.8 \Omega$ ,充电电流基本稳定在  $35 \text{ A}$ ,充电电压不断上升。CV 充电阶段,电池等效系统负载阻值从  $11.6 \Omega$  增大到  $110 \Omega$ ,充电电压基本稳定在  $370 \text{ V}$ ,充电电流开始逐渐减小至  $3.37 \text{ A}$ ,本文取充电电流的  $10\%$ ,即小于  $3.5 \text{ A}$  时充电结束。

图 11 为 CC 模式时的实验波形图。其中: $U_{ms3}, I_{ms3}$  和  $P_3$  分别表示逆变电源输出电压、电流和功率; $U_{ms2}, I_{ms2}$  和  $P_2$  分别表示系统负载端充电电压、充电电流和输出功率; $\eta_3$  为效率(系统负载端输出功率  $P_2$  与逆变电源输出功率  $P_3$  之比)。

图 11(a)和(b)的电池等效负载阻值分别为  $6.9 \Omega$  和  $10.8 \Omega$ ,系统负载端充电电流  $I_{ms2}$  分为  $34.182 \text{ A}$  和  $34.106 \text{ A}$ ,该阶段系统输出电流与负载无关,充电电流

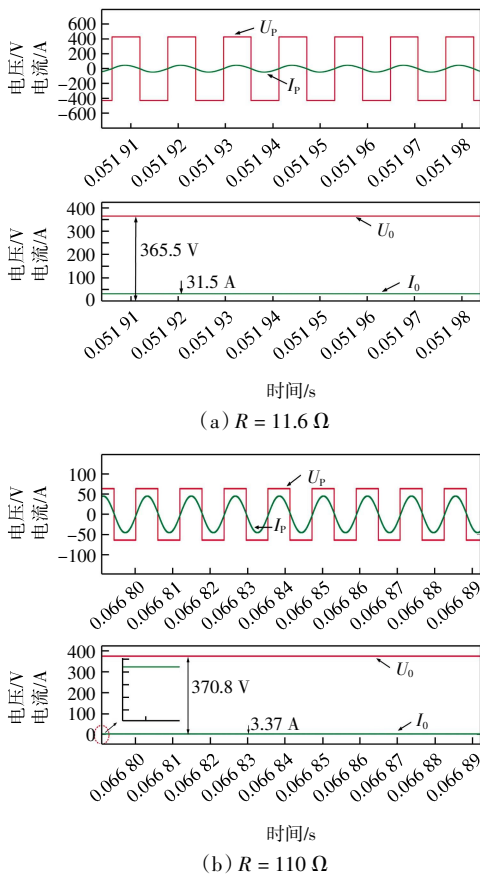


图 9 恒压模式时  $U_p$ 、 $I_p$ 、 $U_o$  和  $I_o$  的电路仿真波形

Fig.9 Circuit simulation waveforms of  $U_p$ ,  $I_p$ ,  $U_o$  and  $I_o$  in constant voltage mode

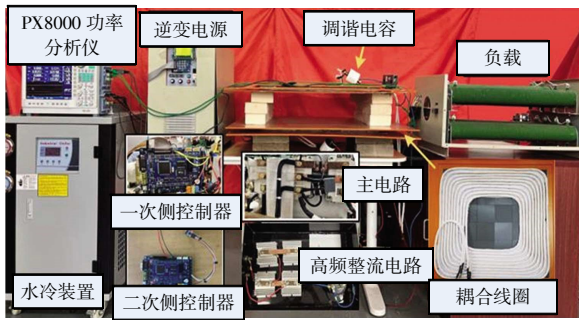


图 10 基于改进型 ZVT Buck 电路的 IPT 充电系统实验平台  
Fig.10 Experimental platform of IPT charging system based on improved ZVT Buck circuit

表 1 实验平台主要参数

Tab.1 Main parameters of experimental platform

系统谐振频率 /Hz	发射线圈电感 $L_p/\mu\text{H}$	发射线圈调谐电容 $C_p/\text{nF}$	发射线圈内阻 $R_p/\Omega$	线圈间互感 $M/\mu\text{H}$	接收线圈电感 $L_s/\mu\text{H}$	接收线圈调谐电容 $C_s/\text{nF}$	接收线圈内阻 $R_s/\Omega$
85 000	113.9	30.78	0.5	19.83	111	31.58	0.42

基本无变化,效率始终保持在 90%以上。此外,逆变电源输出电压  $U_{\text{ms3}}$  和电流  $I_{\text{ms3}}$  基本实现零相位差。

图 12 为 CV 模式时的实验波形图。



(a)  $R = 6.9 \Omega$  (b)  $R = 10.8 \Omega$

图 11 恒流模式时  $R = 6.9 \Omega$  和  $R = 10.8 \Omega$  的实验波形

Fig.11 Experimental waveforms of  $R = 6.9 \Omega$  and  $R = 10.8 \Omega$  in constant current mode



(a)  $R = 11.6 \Omega$  (b)  $R = 110 \Omega$

图 12 恒压模式时  $R = 11.6 \Omega$  和  $R = 110 \Omega$  的实验波形

Fig.12 Experimental waveforms of  $R = 11.6 \Omega$  and  $R = 110 \Omega$  in constant voltage mode

图 12(a)和(b)的电池等效负载阻值分别为  $11.6 \Omega$  和  $110 \Omega$ , 系统负载端充电电压  $U_{\text{ms2}}$  分为  $365.66 \text{ V}$  和  $371.26 \text{ V}$ , 电压变化率为  $1.508\%$ , 充电电压略有波动,但基本保持恒定。当充电至截止电流时,虽然系统输出功率  $P_2$  降低到  $1.25 \text{ kW}$ , 但效率仍能保持在一个合理的数值。

为突出本文所提充电方法的优势,本文将与其他充电控制方式在恒流阶段电流波动、恒压阶段电压波动、最大充电效率、交流开关数量以及额外元件总数等 5 个方面进行对比,如表 2 所示。

表 2 与其他充电控制方式的比较

Tab.2 Comparison with other charging control methods

充电控制方式	恒流阶段电流波动/%	恒压阶段电压波动/%	最大充电效率/%	交流开关数量/个	额外元件总数/个
本文	0.222	1.508	91.72	0	0
变频率控制 <sup>[17]</sup>	0.600	6.100	92.07	2	1
变补偿拓扑 <sup>[20]</sup>	0.350	5.600	88.65	2	1
变补偿参数 <sup>[24]</sup>	3.180	3.990	76.89	1	1

由表 2 可知,与采用变频控制方式相比,本文所提方法的充电电流与电压的设计自由度较高,且充电时电流与电压的波动较小。与变补偿拓扑方式相比,无需额外的交流开关与元件,降低了副边电路结构的复杂度与成本,并且提高了充电效率。变补偿参数的充电方式需要一个额外的开关器件与一个电容元件,降低了系统的功率密度与不稳定性,而本文通过对改

进型 ZVT Buck 电路的负反馈控制在各充电阶段实现了较低的电流、电压波动且充电时传输功率较高。通过上述对比,表明了本文所提充电方式的有效性与其可行性。

## 5 结 论

在 IPT 系统中,大多采用加入交流开关和无源元件的方式实现电池恒流恒压充电,增大了系统复杂度和控制难度。本文首先分析了改进型 ZVT Buck 电路的工作原理并设计了具体电路参数,其次分析了基于 SS 型补偿拓扑 IPT 系统的电压、电流输出特性,提出调节系统一次侧改进型 ZVT Buck 电路的负反馈控制方式实现恒流恒压充电。通过仿真与实验验证得出,恒流充电阶段,电池等效负载阻值从  $6.9 \Omega$  切换至  $10.8 \Omega$  时充电电流几乎无变化,符合 SS 拓扑恒流特性的理论推导;恒压充电阶段,电池等效负载阻值从  $11.6 \Omega$  切换至  $110 \Omega$  时,由于实际系统中存在线圈内阻,充电电压虽略有变化,但仍能满足恒压要求;且整个充电过程中较高的效率也验证了 DC-DC 变换器软开关的实现有利于降低功率损耗。因此该方法能够较好地实现 IPT 系统的充电需求。

## 参考文献:

- [1] CHEN Y, YANG B, LI Q, et al. Reconfigurable topology for IPT system maintaining stable transmission power over large coupling variation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(5): 4915-4924.
- [2] CHEN Y, YANG B, ZHOU X B, et al. A hybrid inductive power transfer system with misalignment tolerance using quadruple-D quadrature pads[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(6): 6039-6049.
- [3] LI Y, MA J N, SHI S B, et al. Transfer characteristics analysis of bilayer coil structures for wireless power transfer systems[J]. Journal of Power Electronics, 2021, 21(5): 840-851.
- [4] 薛明, 杨庆新, 章鹏程, 等. 无线电能传输技术应用研究现状与关键问题[J]. 电工技术学报, 2021, 36(8): 1547-1568.  
XUE M, YANG Q X, ZHANG P C, et al. Application status and key issues of wireless power transmission technology[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(8): 1547-1568(in Chinese).
- [5] ZHAO L, THRIMAWITHANA D J, MADAWALA U K, et al. A misalignment-tolerant series-hybrid wireless EV charging system with integrated magnetics[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(2): 1276-1285.
- [6] 范兴明, 莫小勇, 张鑫. 磁耦合谐振无线电能传输的研究现状及应用[J]. 电工技术学报, 2013, 28(12): 75-82, 99.  
FAN X M, MO X Y, ZHANG X. Research status and application of wireless power transfer via coupled magnetic resonances[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(12): 75-82, 99(in Chinese).
- [7] 程时杰, 陈小良, 王军华, 等. 无线输电关键技术及其应用[J]. 电工技术学报, 2015, 30(19): 68-84.  
CHENG S J, CHEN X L, WANG J H, et al. Key technologies and applications of wireless power transmission[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(19): 68-84(in Chinese).
- [8] 赵争鸣, 张艺明, 陈凯楠. 磁耦合谐振式无线电能传输技术新进展[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(3): 1-13, 21.  
ZHAO Z M, ZHANG Y M, CHEN K N. New progress of magnetically-coupled resonant wireless power transfer technology[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(3): 1-13, 21(in Chinese).
- [9] 刘苗苗. 电动汽车无线充电 S/SP 补偿拓扑能效特性研究[D]. 西安: 西安理工大学, 2018.  
LIU M M. Research on energy efficiency characteristics of S/SP compensation topology for electric vehicles wireless charging[D]. Xi'an: Xi'an University of Technology, 2018(in Chinese).
- [10] 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.  
WANG Q. Research on constant current and constant voltage output characteristics of wireless power transfer system[D]. Xi'an: Xi'an University of Technology, 2019(in Chinese).
- [11] BERGER A, AGOSTINELLI M, VESTI S, et al. A wireless charging system applying phase-shift and amplitude control to maximize efficiency and extractable power[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(11): 6338-6348.
- [12] 张文杰, 秦伟, 宋建成, 等. 具有原边互感识别功能的恒流恒压无线充电系统开发[J]. 电机与控制学报, 2021, 25(4): 52-60.  
ZHANG W J, QIN W, SONG J C, et al. Development of constant current and constant voltage wireless charging system with mutual inductance identification function in primary side[J]. Electric Machines and Control, 2021, 25(4): 52-60(in Chinese).
- [13] BERGER A, AGOSTINELLI M, VESTI S, et al. Phase-shift and amplitude control for an active rectifier to maximize the efficiency and extracted power of a Wireless Power Transfer system [C]//2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition(APEC). Charlotte, NC, USA: IEEE, 2015: 1620-1624.
- [14] ZHANG W, WONG S C, TSE C K, et al. Design for efficiency optimization and voltage controllability of series-series compensated inductive power transfer systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(1): 191-200.

- [15] LIU N, HABETLER T G. Design of a universal inductive charger for multiple electric vehicle models[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(11): 6378-6390.
- [16] ZHENG C, LAI J S, CHEN R, et al. High-efficiency contactless power transfer system for electric vehicle battery charging application[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2015, 3(1): 65-74.
- [17] MAI R K, LI Q A, CHEN Y, et al. Variable parameter and variable frequency-based IPT charging system with configurable charge current and charge voltage[J]. IET Power Electronics, 2020, 13(4): 751-757.
- [18] 李志超. 磁耦合谐振式无线电能传输系统设计及恒压控制策略的研究[D]. 天津: 天津理工大学, 2020.
- LI Z C. Research on the design and constant voltage control strategy of the magnetic coupled resonances wireless power transfer system[D]. Tianjin: Tianjin University of Technology, 2020(in Chinese).
- [19] 徐栋. 变负载磁共振无线电能传输的双边协同恒压控制[D]. 青岛: 青岛大学, 2020.
- XU D. Bilateral coordinated constant voltage control of variable load magnetic resonance wireless power transmission[D]. Qingdao: Qingdao University, 2020(in Chinese).
- [20] 麦瑞坤, 张友源, 陈阳, 等. 可配置充电电流的变结构无线充电系统研究[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(11): 3335-3343.
- MAI R K, ZHANG Y Y, CHEN Y, et al. Study on IPT charging systems with hybrid topology for configurable charge currents[J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(11): 3335-3343 (in Chinese).
- [21] 吉莉, 王丽芳, 廖承林, 等. 副边自动切换充电模式的电动汽车无线充电系统设计[J]. 电力系统自动化, 2017, 41(23): 137-142.
- JI L, WANG L F, LIAO C L, et al. Design of electric vehicle wireless charging system with automatic charging mode alteration at secondary side[J]. Automation of Electric Power Systems, 2017, 41(23): 137-142(in Chinese).
- [22] QU X H, HAN H D, WONG S C, et al. Hybrid IPT topologies with constant current or constant voltage output for battery charging applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(11): 6329-6337.
- [23] 李乔, 李明轩, 杨斌, 等. 基于副边可变电容的 IPT 恒流恒压充电系统研究[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(19): 5741-5749, 5902.
- LI Q, LI M X, YANG B, et al. Secondary-side variable capacitor-based IPT system for constant current and constant voltage charging[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(19): 5741-5749, 5902(in Chinese).
- [24] 麦瑞坤, 陈阳, 刘野然. 基于变补偿参数的 IPT 恒流恒压电池充电研究[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(21): 5816-5821, 6024.
- MAI R K, CHEN Y, LIU Y R. Compensation capacitor alteration based IPT battery charging application with constant current and constant voltage control[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(21): 5816-5821, 6024(in Chinese).

#### 本文引文格式:

刘雪莉,徐睿,李阳,等. 基于改进型 ZVT Buck 电路的 IPT 充电系统设计[J]. 天津工业大学学报, 2024, 43(1):64-73.

LIU X L, XU R, LI Y, et al. Design of IPT charging system based on improved ZVT Buck circuit[J]. Journal of Tiangong University, 2024, 43(1): 64-73(in Chinese).