

# 基于两级结构的电动汽车直流充电桩建模

杨闯闯<sup>1</sup>, 俞波<sup>1,2</sup>

(1. 国网电力科学研究院有限公司, 南京 211106; 2. 国网电力科学研究院实验验证中心, 南京 211106)

**摘要:** 基于电动汽车直流充电桩的 AC/DC 和 DC/DC 两级结构, 通过对两级电路结构的功能要求进行分析, 选择 Vienna 电路作为前级 AC/DC 整流电路, Buck-Boost 电路作为后级 DC/DC 电压变换电路, 组合作为主电路搭建 MATLAB/Simulink 仿真模型, 并分别将负载设置为纯阻性负载和电池的 PNGV 模型进行仿真。仿真结果满足输出电压稳压精度、输出电压纹波和输入电流谐波等参数要求, 证明了该模型具有应用于含电动汽车负载电网分析的价值, 对于研究电动汽车充电对电网的影响具有积极的促进作用。

**关键词:** 直流充电桩; 两级电路; 仿真模型; PI 控制

## Modeling of DC Charging Pile for Electric Vehicles Based on Two-stage Structure

YANG Chuangchuang<sup>1</sup>, YU Bo<sup>1,2</sup>

(1. State Grid Electric Power Research Institute, Nanjing 211106, China; 2. Experiment and Verification Center,  
State Grid Electric Power Research Institute, Nanjing 211106, China)

**Abstract:** Based on the two-stage (AC/DC and DC/DC) structure of a DC charging pile for electric vehicles (EVs) and through the analysis of the functional requirements of the two-stage circuit structure, a MATLAB/Simulink simulation model is built with a main circuit which consists of a Vienna circuit as the front-stage AC/DC rectifier and a Buck-Boost circuit as the rear-stage DC/DC voltage conversion circuit. Simulations are performed with load set as a pure resistive load and the PNGV model of a battery, respectively. Simulation results meet the requirement of parameters such as output voltage stability accuracy, output voltage ripple and input current harmonics, which proves that the model can be used to analyze the power grid loaded by EVs and promote the study on the impact of EVs on power grid.

**Keywords:** DC charging pile; two-stage circuit; simulation model; PI control

我国电动汽车 EV(electric vehicle)的数量在飞速增加中, 根据中国汽车工业协会网站的统计信息, 2021年1月—10月我国新能源汽车的累计产、销分别为 256.6 万辆和 254.2 万辆, 其中纯电动汽车产、销分别为 213.2 万辆和 210.5 万辆<sup>[1]</sup>。电动汽车的充电是制约其发展的一个重要因素。目前, 电动汽车的充电方式可以分为传导式充电和无线充电<sup>[2]</sup>。其中, 根据充电设备的输出电能类型, 传导式充电又可分为交流充电和直流充电。

直流充电桩是实现直流充电的主要载体, 电能

由交流变为直流的过程在充电桩中实现, 其电能变换需要通过 AC/DC 整流和 DC/DC 电压变换两级过程<sup>[3]</sup>。在直流充电桩的两级结构中, 前级 AC/DC 的作用是为后级 DC/DC 提供稳定的直流输入电压, 降低网侧谐波对电网的污染<sup>[4-8]</sup>。这就要求该部分电路应满足以下条件: ①效率和功率密度高; ②可实现功率因数校正, 抑制谐波对电网的污染; ③具有良好的动态性能。

对于后级 DC/DC 部分则需提供可调节的直流输出, 实现为不同规格电动汽车蓄电池充电的目的。这就要求该部分电路应满足以下条件<sup>[9-11]</sup>: ①输出电压可在较大范围内调节; ②输出电压稳定, 电压波动小; ③生产成本较低。

# 1 两级电路的选择

电动汽车直流充电桩的电能变化过程如图 1 所示。

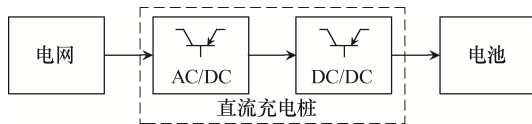


图 1 电动汽车直流充电桩电能变换过程  
 Fig. 1 Electric energy conversion of DC charging pile for EVs

## 1.1 前级 AC/DC 整流电路的选择

根据前级 AC/DC 部分应满足的条件对不同电

路的特点进行对比分析, 结果如表 1 所示。

Vienna 整流器电路由维也纳大学的学者 Kolar J W 等<sup>[12]</sup>在 1994 年提出, 其拓扑结构如图 2。可知, Vienna 整流器是三电平整流器, 其直流侧采用 2 个相同大小的电容进行滤波和稳定输出电压, 可以将开关管的电压应力降至输出电压的 1/2; 同时, 当开关频率和功率相同时, 三电平整流器的电感值更小, 可有效提高设备的能量密度; 此外, Vienna 整流器的每相开关桥臂中仅包含 1 个开关管, 在设计中并不需要考虑死区问题, 降低了控制的复杂度, 同时单开关管的设计也可以降低设备的生产成本。综上所述, 前级 AC/DC 部分选择 Vienna 整流器作为主电路。

表 1 不同整流器特点对比

Tab. 1 Comparison of characteristics among different rectifiers

整流器	优点	缺点	主要应用领域
三相两电平整流器	电路结构简单, 技术和控制策略较为成熟, 能量双向流动。	开关应力大, 存在上下开关臂直通问题, 体积大, 能量密度小。	中小功率场合
钳位式三电平整流器	开关管电压应力仅为直流输出电压的 1/2, 能量密度大。	使用开关器件数量多, 经济效益低。	中大功率场合
Vienna 整流器	开关管电压应力仅为直流输出电压的 1/2, 不存在上下桥臂直通问题, 体积小, 能量密度大。	直流输出侧存在电容中点电位不平衡问题, 能量仅能单向流动。	中小功率场合

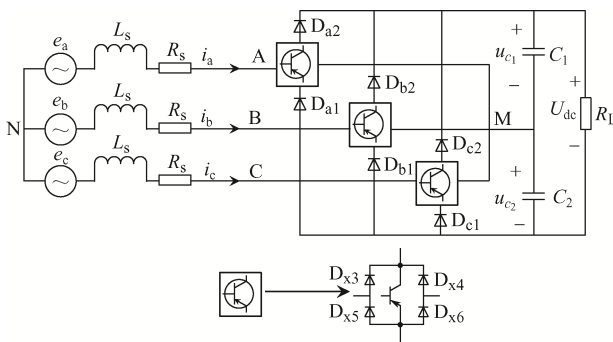


图 2 Vienna 整流器电路  
 Fig. 2 Circuit of Vienna rectifier

## 1.2 后级 DC/DC 电压变换电路的选择

根据后级 DC/DC 部分应满足的条件对不同电路的特点进行对比分析, 结果如表 2 所示。

在隔离型电压变换器中, 仅有全桥式电压变换器可以做到较大功率, 但其存在电路复杂、经济性差等问题, 因此 DC/DC 部分选择非隔离型电压变换器。由于 Buck 电路和 Boost 电路仅能实现单一的降压/升压, 不能满足输出电压的调节范围, 因

此选择同时具有升、降压功能的 Buck-Boost 作为 DC/DC 部分的主电路, 其拓扑结构如图 3 所示。

表 2 不同电压变换器电路特点对比

Tab. 2 Comparison of circuit characteristics among different voltage converters

电压变换器	优点	缺点
非隔离型电压变换器	结构简单、体积小、成本较低、输出电压调节范围宽。	输入输出没有隔离, 存在一定安全风险。
隔离型电压变换器	输入输出隔离安全性高, 抗噪声能力强。	成本高、控制困难、体积大。

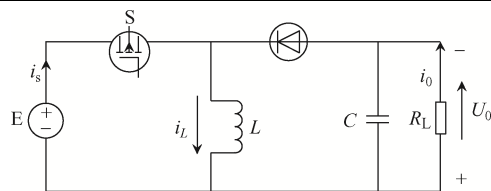


图 3 Buck-Boost 电路  
 Fig. 3 Buck-Boost circuit

由图 2 和图 3 可得充电桩的两级电路, 如图 4 所示。

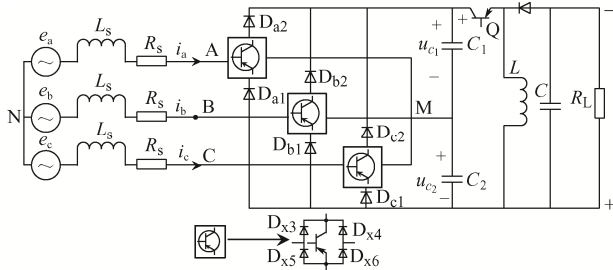


图 4 直流充电桩两级电路  
Fig. 4 Two-stage circuit of DC charging pile

## 2 仿真模型的搭建

### 2.1 主电路参数的选择及模型搭建

#### 2.1.1 Vienna 电路的电感电容设计

在本文所提设计中, 对于 Vienna 电路, 主要考虑其电感的滤波性能和电容对于输出电压的滤波效果。电感的滤波性能可表示为

$$\frac{(2U_{dc} - 3U_m)U_m}{2f_s U_{dc} \Delta i_L} \leq L_s \leq \frac{2U_{dc}}{3I_m \omega} \quad (1)$$

式中:  $U_{dc}$  为直流侧输出电压;  $U_m$  为三相电网相电压峰值;  $f_s$  为电路中开关管的开关频率;  $\Delta i_L$  为最大允许的谐波电流脉动量;  $\omega$  为交流侧角速度;  $I_m$  为交流侧相电流幅值。

本研究中, 开关频率  $f_s = 20$  kHz, 输出电压  $U_{dc} = 600$  V, 相电压峰值  $U_m = 220\sqrt{2}$  V, 输出功率  $P = 30$  kW, 效率  $\eta = 0.96 > 0.93$  (标准要求直流充

电桩在输出功率不低于额定功率 50% 时, 效率应大于等于 93%), 取  $\Delta i_L = 5$  A。

电容对于输出电压的滤波效果可表示为

$$C_1 > \frac{T_{imax} \Delta P_{max}}{2U_{dc} \Delta U_{dcmax}} \quad (2)$$

式中:  $T_{imax}$  为整流器的最大惯性时间常数, 取值 10 ms;  $\Delta P_{max}$  为负载最大功率变化, 取值 5 kW;  $\Delta U_{dcmax}$  为直流侧电压最大变化值, 取直流侧电压的 10%。

#### 2.1.2 Buck-Boost 电路的电感电容设计

在本研究中, Buck-Boost 电路工作在连续状态, 电感的大小可表示为

$$L > \frac{U_{dc} D}{f_s \Delta i_L} \quad (3)$$

式中,  $D$  为图 4 所示电路中开关管 Q 的占空比。

电容的大小可表示为

$$C > \frac{I_o D}{f_s \Delta U_o} \quad (4)$$

式中:  $I_o$  为输出电流;  $\Delta U_o$  为最大允许的电容电压波动量。

计算得电感电容参数:  $L_s = 0.8$  mH,  $C_s = 2$  mF,  $L = 0.08$  mH,  $C = 1$  mF。

在 MATLAB/Simulink 中搭建主电路的模型如图 5 所示。

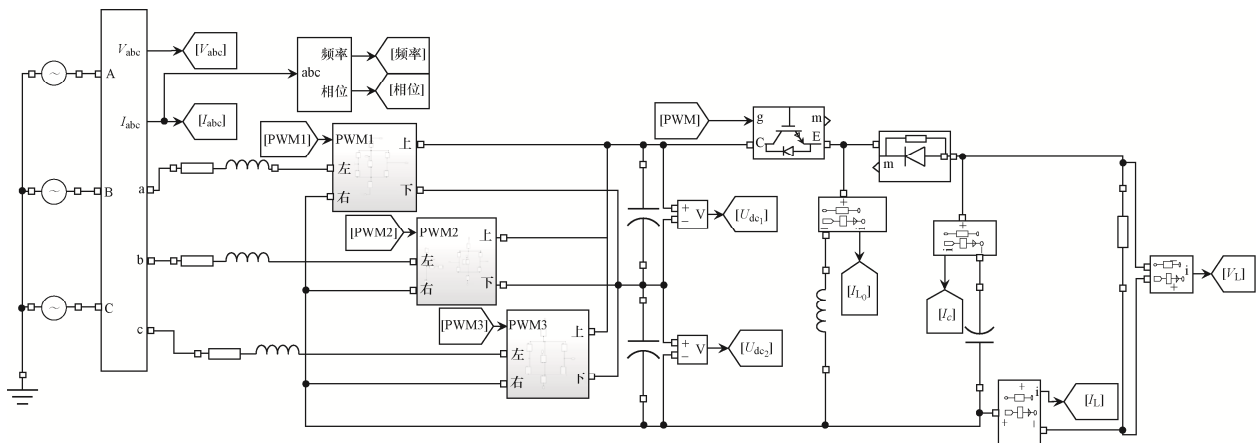


图 5 主电路

Fig. 5 Main circuit

## 2.2 控制策略的设计及模型的搭建

### 2.2.1 Vienna 整流器的控制策略

Vienna 整流在理想情况下,  $C_1 = C_2 = C$ ,  $u_{c_1} = u_{c_2} = \frac{U_{dc}}{2}$ 。对图 2 所示电路分析可得, 可使用开关函数等效开关桥部分, 即

$$s'_k = \begin{cases} -1 & \text{开关器件关断且流过该相电流为负} \\ 0 & \text{开关器件导通} \\ 1 & \text{开关器件关断且流过该相电流为正} \end{cases} \quad (5)$$

式中,  $k = a, b, c$ 。

通过对图 2 所示电路进行 KVL 和 KCL 方程的构建, 化简后得到 Vienna 整流器在三相静止(abc)坐标系下的数学模型为

$$\begin{cases} L_s \frac{di_a}{dt} = e_a - i_a R_s - \left( s_{ap} - \frac{s_{ap} + s_{bp} + s_{cp}}{3} - s_{an} + \frac{s_{an} + s_{bn} + s_{cn}}{3} \right) \frac{U_{dc}}{2} \\ L_s \frac{di_b}{dt} = e_b - i_b R_s - \left( s_{bp} - \frac{s_{ap} + s_{bp} + s_{cp}}{3} - s_{bn} + \frac{s_{an} + s_{bn} + s_{cn}}{3} \right) \frac{U_{dc}}{2} \\ L_s \frac{di_c}{dt} = e_c - i_c R_s - \left( s_{cp} - \frac{s_{ap} + s_{bp} + s_{cp}}{3} - s_{cn} + \frac{s_{an} + s_{bn} + s_{cn}}{3} \right) \frac{U_{dc}}{2} \\ C_1 \frac{du_{c_1}}{dt} = (s_{ap} i_a + s_{bp} i_b + s_{cp} i_c) - \frac{U_{dc}}{R_L} \\ C_2 \frac{du_{c_2}}{dt} = -(s_{an} i_a + s_{bn} i_b + s_{cn} i_c) - \frac{U_{dc}}{R_L} \end{cases} \quad (6)$$

式中,  $i_a$ 、 $i_b$ 、 $i_c$  分别为交流侧三相电流;  $e_a$ 、 $e_b$ 、 $e_c$  分别为交流侧三相电网电压;  $R_s$  为交流侧等效电阻;  $R_L$  为直流侧负荷等效电阻;  $C_1$ 、 $C_2$  分别为 Vienna 电路的分压电容, 保证三电平输出的稳定;  $u_{c_1}$ 、 $u_{c_2}$  分别为  $C_1$ 、 $C_2$  的电压;  $s_{kp}$ 、 $s_{k0}$ 、 $s_{kn}$  在  $s'_k$  不同取值情况下的定义:  $s'_k = 1$  时,  $s_{kp} = 1$ ,  $s_{k0} = 0$ ,  $s_{kn} = 0$ ;  $s'_k = 0$  时,  $s_{kp} = 0$ ,  $s_{k0} = 1$ ,  $s_{kn} = 0$ ;  $s'_k = -1$  时,  $s_{kp} = 0$ ,  $s_{k0} = 0$ ,  $s_{kn} = 1$ 。

对电网电压和电网电流进行 Clarke 变换, 可得到 Vienna 整流电路在  $\alpha\beta$  坐标系下的电路数学模型为

$$\begin{cases} L_s \frac{di_\alpha}{dt} = e_\alpha - i_\alpha R_s - (s_{\alpha p} - s_{\alpha n}) \frac{U_{dc}}{2} \\ L_s \frac{di_\beta}{dt} = e_\beta - i_\beta R_s - (s_{\beta p} - s_{\beta n}) \frac{U_{dc}}{2} \\ C_1 \frac{du_{c_1}}{dt} = (s_{\alpha p} i_\alpha + s_{\beta p} i_\beta) - \frac{U_{dc}}{R_L} \\ C_2 \frac{du_{c_2}}{dt} = -(s_{\alpha n} i_\alpha + s_{\beta n} i_\beta) - \frac{U_{dc}}{R_L} \end{cases} \quad (7)$$

式中:  $i_\alpha$ 、 $i_\beta$  分别为  $\alpha$  轴、 $\beta$  轴等效电流;  $e_\alpha$ 、 $e_\beta$  分别为  $\alpha$  轴、 $\beta$  轴等效电压;  $s_{\alpha p}$ 、 $s_{\beta p}$ 、 $s_{\alpha n}$ 、 $s_{\beta n}$  为式(6)中含  $s_{kp}$ 、 $s_{k0}$ 、 $s_{kn}$  项经 Clarke 变换后所得。

同理, 对电网电压和电网电流进行 Park 变换, 可得到 Vienna 整流电路在  $dq$  坐标系下的电路数学模型为

$$\begin{cases} L_s \frac{di_d}{dt} = e_d - i_d R_s + \omega L i_q - (s_{dp} - s_{dn}) \frac{U_{dc}}{2} \\ L_s \frac{di_q}{dt} = e_q - i_q R_s - \omega L i_d - (s_{qp} - s_{qn}) \frac{U_{dc}}{2} \\ C_1 \frac{du_{c_1}}{dt} = (s_{dp} i_d + s_{qp} i_q) - \frac{U_{dc}}{R_L} \\ C_2 \frac{du_{c_2}}{dt} = -(s_{dn} i_d + s_{qn} i_q) - \frac{U_{dc}}{R_L} \end{cases} \quad (8)$$

式中:  $i_d$ 、 $i_q$  分别为  $d$  轴、 $q$  轴电流;  $e_d$ 、 $e_q$  分别为  $d$  轴、 $q$  轴电压;  $s_{dp}$ 、 $s_{qp}$ 、 $s_{dn}$ 、 $s_{qn}$  为式(6)中含  $s_{kp}$ 、 $s_{k0}$ 、 $s_{kn}$  项经 Park 变换后所得。

对基于 Vienna 整流器在  $dq$  坐标系下的数学模型进行 Vienna 整流器电流内环和电压外环的 PI 控制器设计, 从而实现整流器系统的双闭环控制, 提高系统的工作稳定性, 加快系统动态响应速度。

由式(8)可知, Vienna 整流器在  $dq$  坐标系下的数学模型存在耦合现象, 因此在电流内环的设计中需要完成对耦合电流的前馈解耦, 解耦后的电流方程为

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} + i_d R_s = \left( K_{ip} + \frac{K_{il}}{s} \right) (i_d^* - i_d) \\ L \frac{di_q}{dt} + i_q R_s = \left( K_{ip} + \frac{K_{il}}{s} \right) (i_q^* - i_q) \end{cases} \quad (9)$$

式中:  $K_{ip}$ 、 $K_{il}$  分别为 PI 控制器的比例系数和积分系数;  $s$  为复频域变量;  $i_d^*$ 、 $i_q^*$  分别为  $d$  轴、 $q$  轴电流给定值。

对于电压外环的设计, 仍然采用 PI 控制, 将其输出作为电流内环  $d$  轴的电流给定值, 从而控制

交流侧输入电流变化, 以实现整流器的单位功率因数运行。电压外环与电流内环共同构成双闭环控制, 控制框图如图 6 所示。

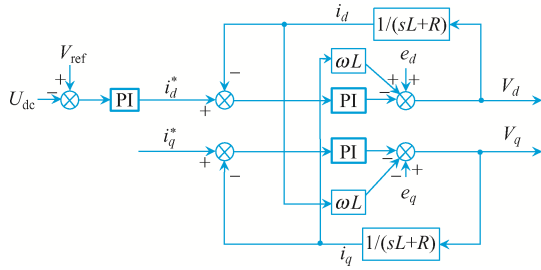


图 6 前馈解耦的双闭环 PI 控制框图

Fig. 6 Block diagram of dual closed-loop PI control for feedforward decoupling

经过 PI 调节得到的  $V_d$ 、 $V_q$  经过坐标变换后得到  $V_\alpha$ 、 $V_\beta$ , 再经过 SVPWM 调制后得到 Vienna 电路的开关管的 PWM 控制信号。在 MATLAB/Simulink 中搭建的 Vienna 控制部分电路如图 7 所示。

2.2.2 Buck-Boost 电压变换器控制方法设计

充电桩后级 DC/DC 部分采用 Buck-Boost 电压变换器, 该电路结构简单, 易于控制。本研究对于电路的控制也采用电流内环加电压外环的双闭环 PI 控制, 开关管的控制信号由 SPWM 调制得到, 其整体控制框图如图 8 所示。

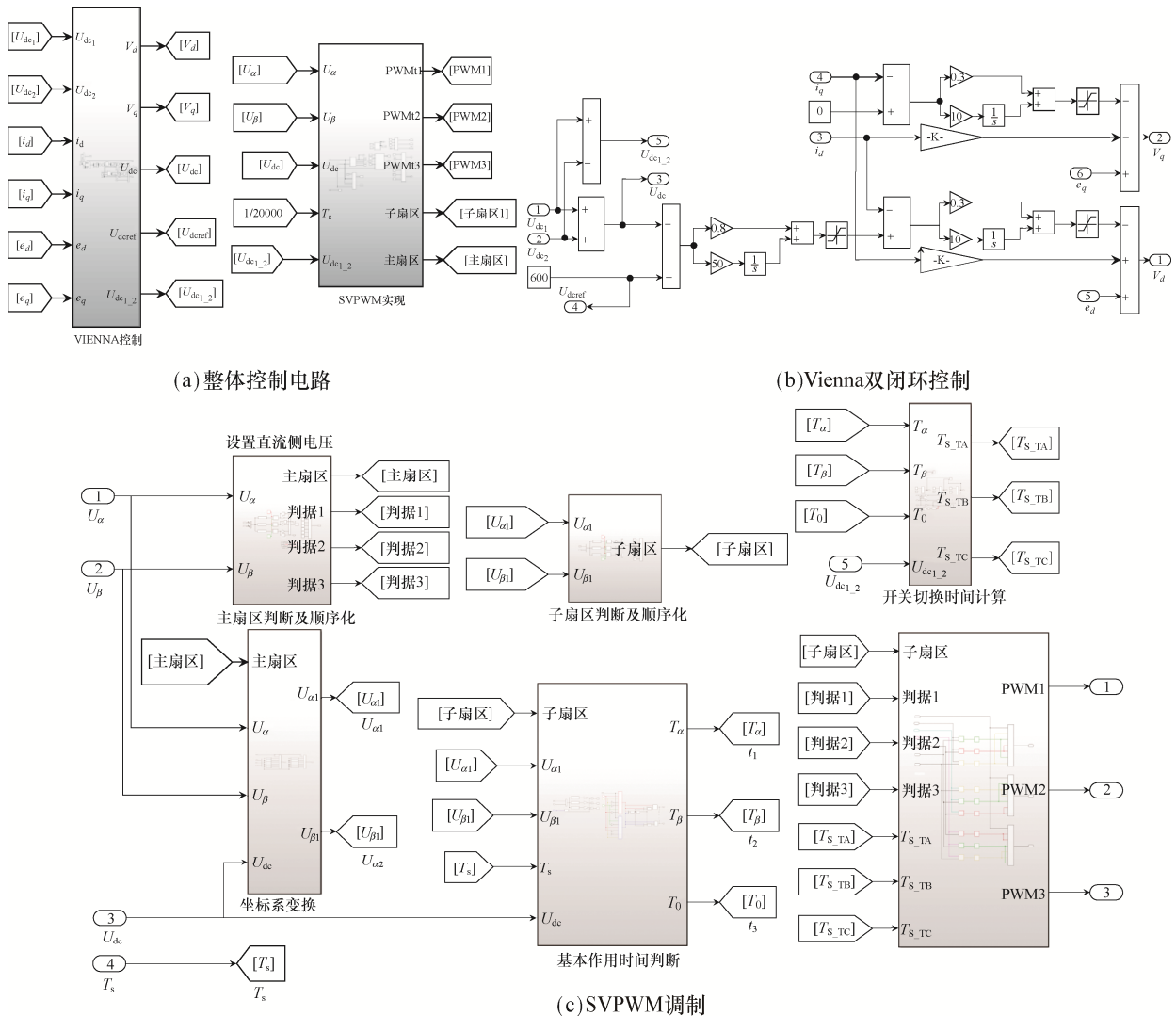


图 7 Vienna 整流器的控制模型

Fig. 7 Control model of Vienna rectifier

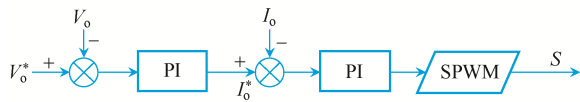


图 8 Buck-Boost 电路控制框图

Fig. 8 Control block diagram of Buck-Boost circuit

在 MATLAB/Simulink 中搭建的 Buck-Boost 控制部分电路如图 9 所示。在电动汽车充电过程中,

电池初始电量较低时, 采用电流单环控制, 此时电动汽车处于恒流充电模式; 随着充电时间的增加, 电池两端电压升高, 将控制方式由电流单环控制转变为电压电流双环控制。本文主要研究在双环控制下的两级充电桩模型。综上, 在 MATLAB/Simulink 中搭建的整体仿真模型如图 10 所示。

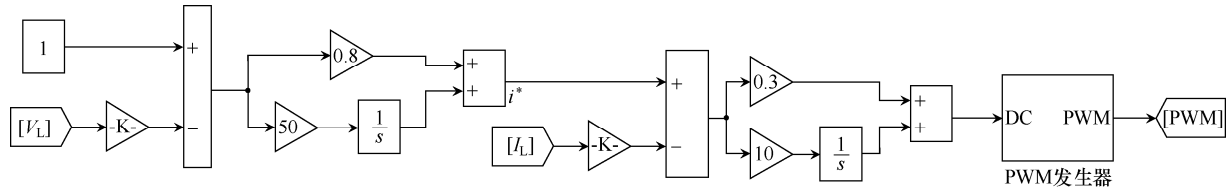


图 9 Buck-Boost 电路的控制模型

Fig. 9 Control model of Buck-Boost circuit

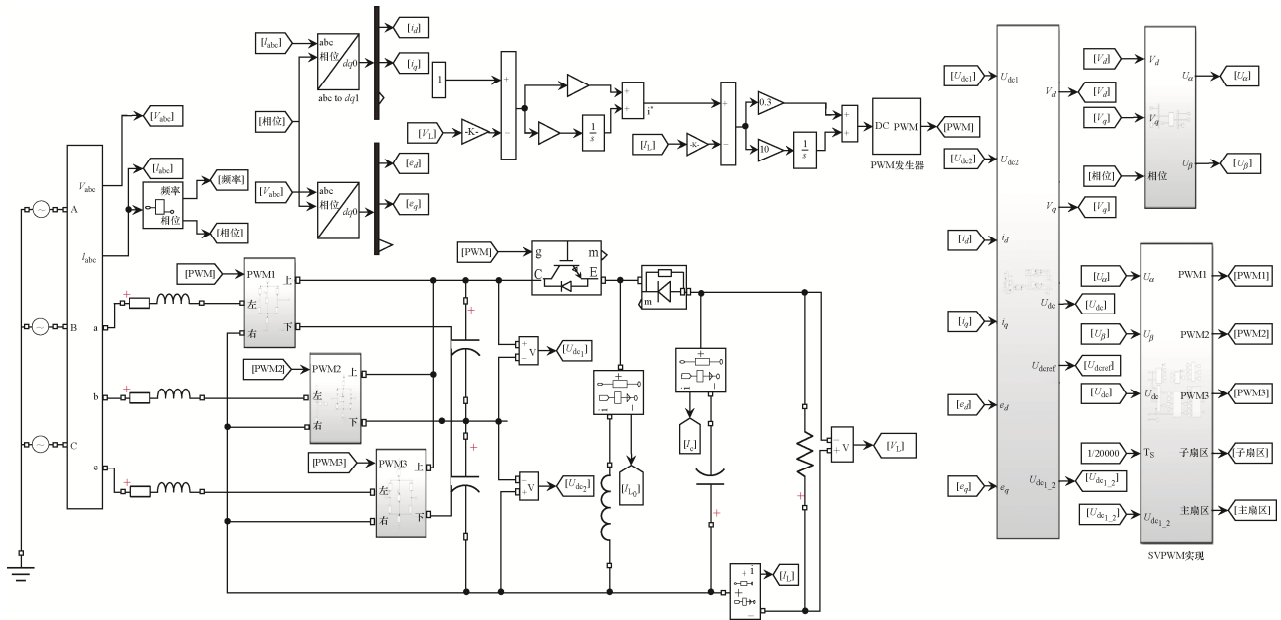


图 10 直流充电桩的两级电路仿真模型

Fig. 10 Simulation model of two-stage circuit of DC charging pile

### 3 仿真结果及分析

在电动汽车直流充电桩的检测中, 对于输出电压稳压精度、输出电压纹波和网侧输入电流谐波要求如下。

#### 1) 输出电压稳压精度

负载为纯阻性, 设定输出电压值, 调整输入电压分别为 85%、100%、115% 额定值时, 测量得到

的输出电压稳压精度不应超过  $\pm 0.5\%$ 。

#### 2) 输出电压纹波

负载为纯阻性, 设定输出电压值, 调整输入电压分别为 85%、100%、115% 额定值时, 测量得到的直流输出电压和直流电压的交流分量峰峰值, 电压纹波系数不应超过 1%。

#### 3) 网侧输入电流谐波含量

输入电压为额定电压时, 谐波电流总畸变率 THD (total harmonic distortion) 不大于 13%。

### 3.1 纯阻性负载下的仿真结果

将输出电压设置为 600 V, 负载大小分别为 8  $\Omega$  和 12  $\Omega$  时, 两级输出电压和负荷电流如图 11 所示; 网侧电流谐波分析结果如图 12 所示。

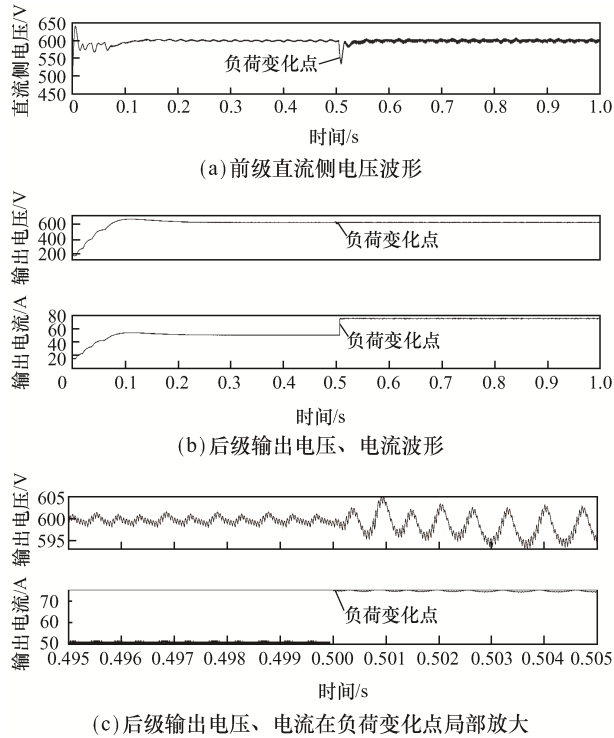


图 11 两级电路输出波形

Fig. 11 Output waveforms of two-stage circuit

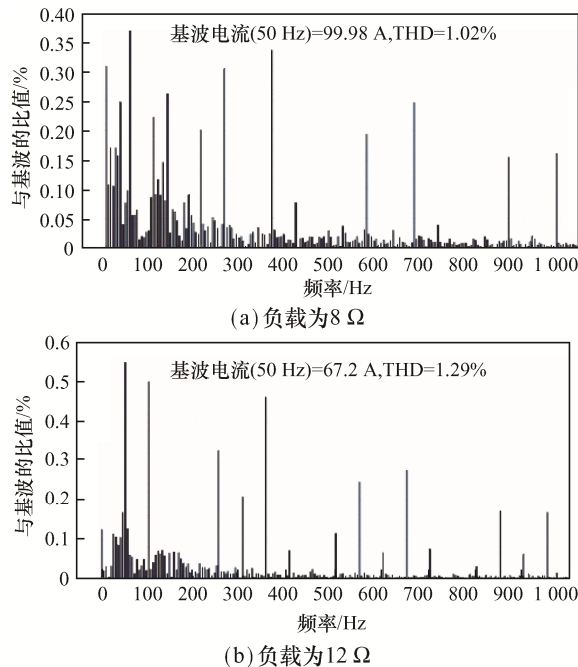


图 12 不同负载下的谐波分析结果

Fig. 12 Harmonic analysis results under different load conditions

由图 11 和图 12 可知, 初始状态下(8  $\Omega$ ), 输出电压可以在 0.3 s 内达到设定值, 当负载切换时, 输出电压也可在 0.1 s 内达到设定值, 电压输出范围分别为 597.9~601.8 V、598.8~601.1 V; 电流谐波含量分别为 1.02%、1.29%。各项参数均满足要求。

为进一步验证在不同输出电压和非额定输出功率下模型的输出特性, 选择输出电压为 400、700、1 000 V, 输出电流为 20 A, 调节输入电压分别为额定输入电压的 85%、100%、115% 进行仿真, 得到的仿真结果分别如表 3~表 5 所示。

表 3 输出电压为 400 V, 负载大小为 20  $\Omega$  时的仿真结果  
Tab. 3 Simulation result when output voltage is 400 V and load is 20  $\Omega$

输入电压设定值/%	输出电压有效值/V	输出电压范围/V	电流谐波含量
85	400	399.4~400.4	—
100	400	399.5~400.4	3.80%
115	400	399.4~400.4	—

表 4 输出电压为 700 V, 负载大小为 35  $\Omega$  时的仿真结果  
Tab. 4 Simulation result when output voltage is 700 V and load is 35  $\Omega$

输入电压设定值/%	输出电压有效值/V	输出电压范围/V	电流谐波含量
85	700	699.4~700.5	—
100	700	699.4~700.6	2.53%
115	700	699.4~700.4	—

表 5 输出电压为 1 000 V, 负载大小为 50  $\Omega$  时的仿真结果  
Tab. 5 Simulation result when output voltage is 1 000 V and load is 50  $\Omega$

输入电压设定值/%	输出电压有效值/V	输出电压范围/V	电流谐波含量
85	1 000	998.4~1000.5	—
100	1 000	999.5~1000.4	1.79%
115	1 000	999.4~1000.4	—

由表 3~表 5 可知, 在不同的纯阻性负载和输出电压下, 该模型均可得到满足要求的仿真结果。

为进一步验证模型的实用性, 将负载更换为电池再次进行仿真。常见的电池模型可以分为 Rint

模型、Thevenin 模型和 PNGV 模型, 其中 PNGV 模型为《PNGV 电池实验手册》中的标准电池模型<sup>[13]</sup>, 如图 13 所示。

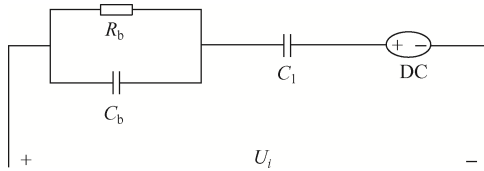


图 13 电池 PNGV 模型

Fig. 13 PNGV model of battery

将电池的 PNGV 模型作为负载加入本文模型, 运行得到直流侧输出电压、网侧电流谐波分析结果、负载侧电池电流电压的变化分别如图 14(a)、(b)、(c)所示。

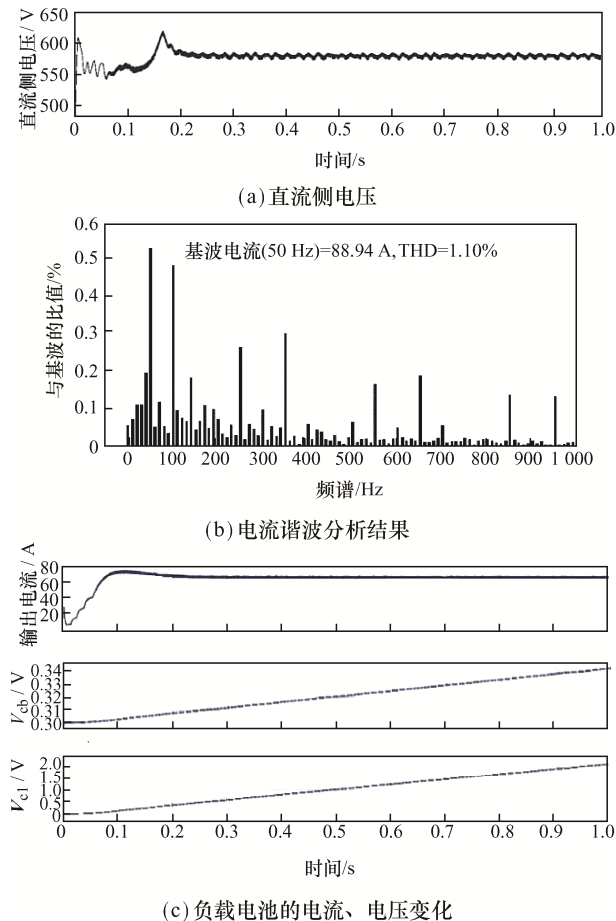


图 14 电池侧仿真结果

Fig. 14 Simulation results on battery side

由图 14 可知, 该模型在负载为电池 PNGV 模型时, 可以在 0.3 s 内进入稳定状态, 输出电压等效值为 600.1 V, 电压峰峰值为 10.52 V, 电

压纹波系数为  $0.9\% < 1.0\%$ , 网侧电流谐波含量为 1.10%, 同样满足 Vienna 整流器的高功率因数运行条件。

## 4 结语

本文通过对电动汽车直流充电桩两级结构进行分析, 在 MATLAB/Simulink 搭建了以 Vienna 整流器加 Buck-Boost 电压变换器作为主电路, 以电压外环加电流内环的双环 PI 控制作为控制策略的直流充电桩仿真模型。不同运行情况下的仿真结果表明, 该模型与实际充电桩的运行特性相似, 可用于对含电动汽车的电网的仿真研究, 对于研究电动汽车充电对电网的影响具有积极的促进作用。

## 参考文献:

- [1] 中汽协会行业信息部. 2021 年 10 月汽车工业经济运行情况 [EB/OL]. (2021-11-10)[2021-11-13]. [http://www.caam.org.cn/chn/4/cate\\_31/con\\_5234955.html](http://www.caam.org.cn/chn/4/cate_31/con_5234955.html)  
Ministry of Information Industry of China Association of Automobile Manufacturers. Economic operation of the automobile industry in October 2021 [EB/OL]. (2021-11-10)[2021-11-13]. [http://www.caam.org.cn/chn/4/cate\\_31/con\\_5234955.html](http://www.caam.org.cn/chn/4/cate_31/con_5234955.html) (in Chinese).
- [2] 钱程. 储能式电动汽车充电桩的设计[D]. 合肥: 安徽理工大学, 2018.  
Qian Cheng. Design of charging pile for energy storage electric vehicle [D]. Hefei: Anhui University of Science and Technology, 2018 (in Chinese).
- [3] 姚乐平. 电动汽车充电桩前级 PWM 整流研究[D]. 马鞍山: 安徽工业大学, 2018.  
Yao Leping. Research on PWM rectifier of preceding stage for electric vehicle charging pile [D]. Maanshan: Anhui University of Technology, 2018 (in Chinese).
- [4] 张龙威. 基于 VIENNA 的电动汽车大功率充电桩整流器的设计与实现[D]. 武汉: 武汉理工大学, 2018.  
Zhang Longwei. Design and implementation of electric vehicle high power [D]. Wuhan: Wuhan University of Technology, 2018 (in Chinese).

- [5] 孟涛. 三电平充电桩的研究与设计[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2018.  
Meng Tao. Research and design of three level charging pile [D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2018 (in Chinese).
- [6] 肖梁乐, 陈昌松, 王涛, 等. 基于三电平 SVPWM 调制的 Vienna 整流器中点电压均衡控制[J]. 电源学报, 2017, 15(5): 80-86, 107.  
Xiao Liangle, Chen Changsong, Wang Tao, et al. Neutral-point voltage balancing control of Vienna rectifier based on three-level space vector pulse width modulation [J]. Journal of Power Supply, 2017, 15(5): 80-86, 107 (in Chinese).
- [7] 杨玉波, 谢运祥. 三电平 Vienna 整流器的一种简化 SVPWM 算法[J]. 电气应用, 2015, 34(11): 54-57.  
Yang Yubo, Xie Yunxiang. A simplified SVPWM algorithm for three-level vienna rectifier [J]. Electrotechnical Application, 2015, 34(11): 54-57 (in Chinese).
- [8] 周奖, 陆翔, 权运良. VIENNA 型三相三电平 PWM 整流器研究[J]. 科学技术与工程, 2013, 13(15): 4159-4164.  
Zhou Jiang, Lu Xiang, Quan Yunliang. Research of VIENNA-type three-phase three-level PWM rectifier [J]. Science Technology and Engineering, 2013, 13(15): 4159-4164 (in Chinese).
- [9] 汤厚涛. DC/DC 充电机功率损耗分析及电路设计[D]. 成都: 电子科技大学, 2016.  
Tang Houtao. DC/DC charger power loss analysis and circuit design [D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2016 (in Chinese).
- [10] 邹承宇. 充电机后级 DC/DC 变换器的充电控制方法与均流策略研究[D]. 西安: 西安理工大学, 2017.  
Zou Chengyu. Research on charging control method and current sharing control strategy for DC/DC converter of charger [D]. Xi'an: Xi'an University of Technology, 2017 (in Chinese).
- [11] 丁志刚, 汪世平, 周华良, 等. 一种适用于电动汽车充电机的变压器钳位 DC/DC 变换器[J]. 电力系统自动化, 2010, 34(24): 78-82.  
Ding Zhigang, Wang Shiping, Zhou Hualiang, et al. A transformer clamping DC/DC convertor suitable for electric vehicle charger [J]. Automation of Electric Power Systems, 2010, 34(24): 78-82 (in Chinese).
- [12] 罗异, 刘和平, 程章格. VIENNA 整流器网侧电流过零点波形畸变抑制方法[J]. 南方电网技术, 2016, 10(2): 18-23.  
Luo Yi, Liu Heping, Cheng Zhangge. A method for inhibiting grid side current waveform distortion at zero-crossing point for VIENNA rectifier [J]. Southern Power System Technology, 2016, 10(2): 18-23 (in Chinese).
- [13] 杨杰, 王婷, 杜春雨, 等. 锂离子电池模型研究综述[J]. 储能科学与技术, 2019, 8(1): 58-64  
Yang Jie, Wang Ting, Du Chunyu, et al. Overview of the modeling of lithium-ion batteries [J]. Energy Storage Science and Technology, 2019, 8(1): 58-64 (in Chinese).



杨闯闯

**作者简介:**

杨闯闯(1996—), 男, 通信作者, 硕士研究生。研究方向: 电动汽车充电设施建模与检测。E-mail: 1512843605@qq.com。

俞波(1963—), 男, 博士, 研究员级高级工程师。研究方向: 电网保护与控制。E-mail: yubo@sgepri.sgcc.com.cn。