

基于新型拓扑结构的直流充电桩负荷建模与仿真

李华捷, 李培强

(福建理工大学 电子电气与物理学院, 福建 福州 350118)

摘要: 为解决电动汽车充电桩充电效率低的问题, 以契合高功率因数运行, 提高充电效率为应用背景, 提出了一种新型拓扑结构的直流充电桩, 该结构由三相电压型 PWM 整流器和半桥 LLC 谐振变换器组成。运用双闭环控制方法及空间矢量脉宽调制技术作为控制策略, 得出其在不同坐标系下的数学模型及外特性。基于 Matlab/Simulink 平台, 搭建了一台 100 kW/500 V 输出的实验样机, 仿真结果表明: 在双闭环及空间矢量脉宽调制的控制策略下, 该新型结构可实现高功率因数运行、输出电压稳定的功能, 验证了该结构可提高充电效率的优势。

关键词: 直流充电桩; 三相电压型 PWM 整流器; 空间矢量脉宽调制; LLC 谐振变换器

中图分类号: TM74

文献标志码: A

文章编号: 2097-3853(2024)01-0030-09

Modeling and simulation of DC charging pile load based on a novel topology structure

LI Huajie, LI Peiqiang

(School of Electronic, Electrical Engineering and Physics, Fujian University of Technology, Fuzhou 350118, China)

Abstract: To solve the problem of low charging efficiency of electric vehicle charging piles, a new topology of DC charging pile was proposed against the application background of high-power factor operation and charging efficiency improvement. The structure consists of a three-phase voltage source PWM rectifier and a half-bridge LLC resonant converter. With the dual closed-loop control method and space vector pulse width modulation technology as the control strategy, its mathematical model and external characteristics in different coordinate systems were obtained. Based on the Matlab/Simulink platform, an experimental prototype with 100 kW/500 V output was built. Simulation results show that under the control strategy of dual closed-loop and space vector pulse width modulation, this new structure can realize high-power factor operation and stable output voltage, verifying the advantages of this structure in improving charging efficiency.

Keywords: DC charging station; three-phase voltage source PWM rectifier; space-vector pulse-width modulation; LLC resonant converter

随着新能源汽车行业的发展, 充电站不断接入配电网, 对配电网产生了不小的影响。对充电站布局进行合理规划并选择合适的充电桩拓扑结构可以降低配电网运行风险^[1]。文献[2]提出了一款由模块化多电平变流器组成的新型拓扑结构减小了充电站面积和充电站集成对电网的影响。文献[3]认为三相三开关(TPTS)因其高效率和宽输出电压的特性备受欢迎。国内对直流充电桩

拓扑结构的选择也是各有千秋。文献[4]选择了三相电压型 PWM+半桥结构作为直流充电桩拓扑结构, 但其后级开关损耗较大, 不利用充电效率。文献[5][6]分别选择了三相三电平、三相五电平结构作为直流充电桩前级拓扑, 但因其所用开关管数量极多, 成本高等缺点, 市场应用较少。文献[7]基于双谐振电路结构设计了直流充电桩, 拥有高频电气隔离、软开关、大功率能量传输

收稿日期: 2023-11-09

第一作者简介: 李华捷(1995—), 男, 福建宁德人, 硕士研究生, 研究方向: 综合负荷建模。

通信作者: 李培强(1975—), 男, 山西忻州人, 教授, 博士, 研究方向: 电力系统运行与控制及负荷建模。

等优点,但其结构太过复杂,成本高,不适合量产。

为弥补上述直流充电桩或拓扑结构过于复杂或充电效率较差的缺点,本研究提出一种新型拓扑结构的直流充电桩。该结构由三相电压型 PWM 电路与半桥 LLC 谐振变换电路组成,运用双闭环控制方法及空间矢量脉宽调制技术作为控制策略。

1 直流充电桩工作原理及拓扑结构

直流充电桩的工作原理如图 1 所示。直流充电桩输入侧为电网 380V 三相交流电,经滤波电路和整流电路后将电网侧交流电转化为直流电,接着经过后级 DC-DC 变换电路以及变压器,最后二极管整流输出符合蓄电池充电时标准电压的直流电。这个过程中最重要的就是前级 AC-DC 变换和后级 DC-DC 变换。

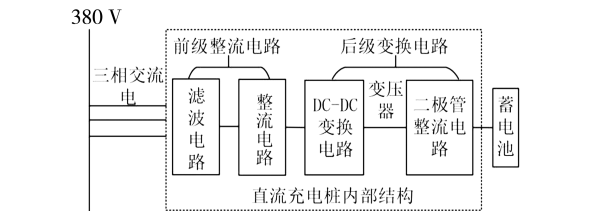


图 1 直流充电桩工作原理

Fig.1 Working principle of DC charging pile

当前直流充电桩市场上前级 AC-DC 变换电路拓扑结构主要为:二极管不可控整流电路、三相四开关管整流电路、三相电压型 PWM 整流电路、三相三电平整流电路以及三相五电平整流电路。其优缺点如表 1 所示。

表 1 前级拓扑电路

Tab.1 Pre-stage topology circuit

电路拓扑	开关数量	结构复杂程度	功率损耗
三相四开关	4	简单	中等
三相二极管	6	中等	较大
三相电压型 PWM	6	中等	较小
三相三电平	12	复杂	中等
三相五电平	18	复杂	中等

后级 DC-DC 变换电路拓扑结构也分为多种,主要为:降压斩波电路、PWM 型不对称半桥电路、半桥 LLC 谐振变换电路以及双谐振 DC-DC 变换电路。其优缺点如表 2 所示。

表 2 后级拓扑电路

Tab.2 Post-stage topology circuit

电路拓扑	开关数量	结构复杂程度	功率损耗
降压斩波	1	简单	较大
PWM 型不对称半桥	2	中等	中等
半桥 LLC 谐振变换	2	中等	较小
双谐振 DC-DC 变换	8	复杂	较大

在直流充电桩前级 AC-DC 变换电路拓扑结构中,三相电压型 PWM 整流电路具有能够实现高功率因数运行、网侧电流正弦化、能量双向流动、直流侧电压稳定等优点,因而获得广泛的应用^[8]。后级 DC-DC 变换电路拓扑结构中因半桥 LLC 谐振变换电路有良好的调压特性,开关频率仅在小范围变化即可实现对输出电压的精准调节,可实现原边开关管的 ZVS 并且功率密度高、损耗低、使充电桩体积更小、成本低,从而获得市场青睐^[9]。综上,本研究前级采用三相电压型 PWM 整流器,后级采用半桥 LLC 谐振变换器作为直流充电桩拓扑结构进行建模。

由三相电压型 PWM 电路和半桥 LLC 谐振变换电路组成的直流充电桩拓扑结构如图 2 所示。

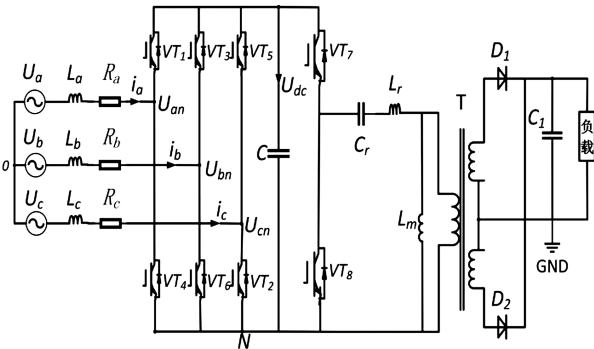


图 2 直流充电桩拓扑结构

Fig.2 Topological structure of DC charging pile

图 2 左侧为三相电压型 PWM 整流电路,包括:电源电压 U_a 、 U_b 、 U_c ;交流侧的电感 L_a 、 L_b 、 L_c ;交流侧电阻 R_a 、 R_b 、 R_c ;全控开关管 IGBT: $VT_1 \sim VT_6$ 、直流侧电容 C 。以 a 相为例,单相 PWM 整流相当于由两个升压斩波电路组成,第一阶段给电感 L_a 进行储能,第二阶段电感 L_a 经过 VT_1 、 VT_2 形成闭环对直流侧电容 C 进行充电,从而完成整流过程,三相同理。

图 2 右侧为半桥 LLC 谐振变换电路,主要包

括:前级直流电源即电容 C ; 全控开关管 IGBT (VT_7, VT_8); 谐振电容 C_r 、谐振电感 L_r 、励磁电感 L_m 、中心抽头式结构变压器 T 、整流二极管 D_1 、 D_2 ; 滤波电容 C_1 以及负载电阻。半桥 LLC 谐振变换电路以前级整流电路输出电压为电源, 经过开关管高频率切换和电感电容谐振后再经过变压器变压、二极管整流, 最终为蓄电池充电。

半桥 LLC 谐振变换器有两个谐振频率, 分别为 f_r 与 f_m 。谐振频率 f_r 的参与器件有谐振电感 L_r 、谐振电容 C_r , 定义如式(1)。

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r \cdot C_r}} \quad (1)$$

谐振频率 f_m 的参与器件有谐振电感 L_r 、谐振电容 C_r 、励磁电感 L_m , 定义如式(2)。

$$f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_r + L_m) \cdot C_r}} \quad (2)$$

由于半桥 LLC 谐振变换器采用的是变频控制, 因此其能量传输是通过改变开关频率 f_s 来调节的。根据开关管的工作频率 f_s 和谐振频率 f_r 、 f_m 的关系以及输入电压和负载等因素, 将工作频率 f_s 控制在 $f_s = f_r$ 的条件下最为合适。

2 直流充电桩控制结构分析

精准的控制系統有助于直流充电桩在高功率因数下运行, 后级视为等效负载, 则对直流充电桩进行化简, 如图 3 所示。

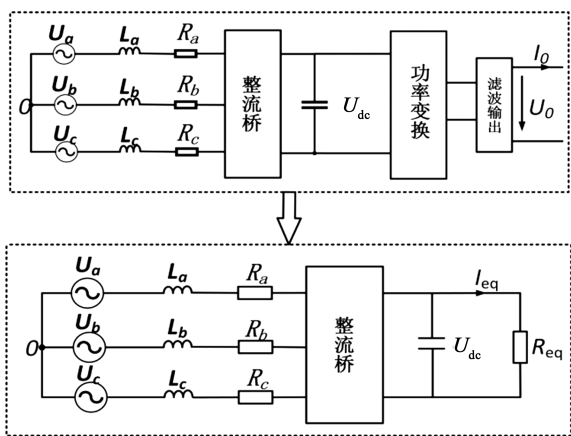


图 3 直流充电桩化简结构图

Fig.3 Simplified structure diagram of DC charging pile

直流充电桩控制系统为双闭环结构, 外环由电压控制, 内环由电流控制, 经过 PI 调节与解耦, 最后将电压信号进行反派克变化, 作为 SVPWM (空间矢量调制) 的输入来驱动整流器开关。其

系统控制结构如图 4 所示。

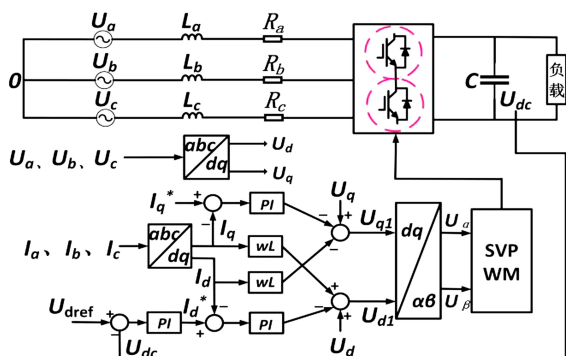


图 4 直流充电桩控制结构图

Fig.4 Control structure of DC charging pile

图 4 中, L_k ($k=a, b, c$) 为充电桩电感, R_k ($k=a, b, c$) 为充电桩电阻, C 为充电桩整流侧电容, U_{dc} 为电容 C 上的电压, U_k ($k=a, b, c$)、 I_k ($k=a, b, c$) 为电网侧三相电压和电流, U_d 、 U_q 为电网电压的 dq 轴分量, I_d 、 I_q 为电网电流的 dq 轴分量, i_d^* 、 i_q^* 分别为 dq 分量的参考电流, U_{dref} 为整流侧参考电压, w 为电网同步角速度。SVPWM 控制是根据不同扇区开关管通断所对应的时间选择对应扇区。若开关管通断时间超过一个周期则有相应的过调制处理。开关作用时间不一定是连续的, 若切换频率足够高则可以进行补偿。其中, 扇区判断和切换点时间判断最为重要。

根据三相电压瞬时表达式可以得到式(3)。

$$\begin{cases} U_a = U_m \cos wt \\ U_b = U_m \cos \left(wt - \frac{2}{3}\pi \right) \\ U_c = U_m \cos \left(wt + \frac{2}{3}\pi \right) \end{cases} \quad (3)$$

其中, U_m 为相电压幅值。则合成电压空间矢量如式(4)。

$$\vec{U}_{out} = U_a + U_b e^{j\frac{2}{3}\pi} + U_c e^{j\frac{4}{3}\pi} \quad (4)$$

当三相电压为标准正弦波时, 其合成电压矢量的轨迹为一个圆, 半径长度为相电压的幅值。根据矢量调制原理利用整流桥开关对应 8 种开关函数状态。在一个周期时间 T_{PWM} 内, 控制对应开关通断时间来合成电压矢量, 如图 5 所示。

以上述合成电压矢量及相应开关函数状态图第一扇区为例进行分析, 结果如图 6 所示。

设开关周期为 T_{PWM} , U_a 作用时间为 T_1 , U_b 作用时间为 T_2 , 可得出式(5)。

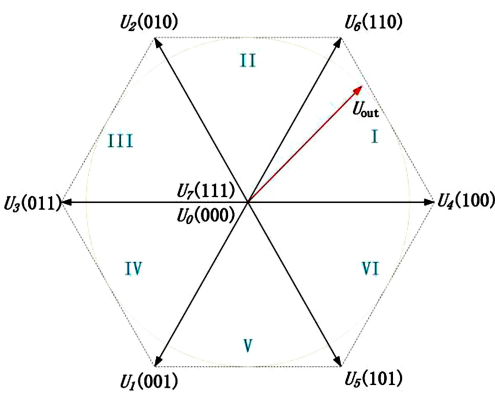


图 5 合成电压矢量及相应开关函数状态

Fig.5 Synthetic voltage vector and corresponding switch function states

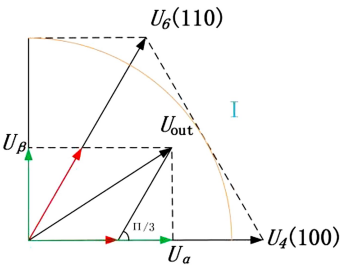


图 6 第一扇区合成电压矢量图

Fig.6 First sector synthesized voltage vector diagram

$$\begin{cases} U_{\alpha} = \frac{T_1}{T_{PWM}} |\vec{U}_4| + \frac{T_2}{T_{PWM}} |\vec{U}_6| \cos \frac{\pi}{3} \\ U_{\beta} = \frac{T_2}{T_{PWM}} |\vec{U}_6| \sin \frac{\pi}{3} \end{cases} \quad (5)$$

根据 U_{α} 、 U_{β} 的值可进行扇区判断:当 $U_{\beta} > 0$, 令 $A = 1$, 否则 $A = 0$; 当 $(\sqrt{3}/2)U_{\alpha} - (1/2)U_{\beta} > 0$, 令 $B = 1$, 否则 $B = 0$; 当 $-(\sqrt{3}/2)U_{\alpha} - (1/2)U_{\beta} > 0$, 令 $C = 1$, 否则 $C = 0$ 。

根据二进制原则,设 $N = 4C + 2B + A$, 可得到扇区 I~VI 对应的 N , 如表 3 所示。

表 3 扇区判断

Tab.3 Sector judgment

扇区	A	B	C	N
I	1	1	0	3
II	1	0	0	1
III	1	0	1	5
IV	0	0	1	4
V	0	1	1	6
VI	0	1	0	2

以第一扇区为例,三相电压型 PWM 整流桥开关切换点时间判断如图 7 所示。

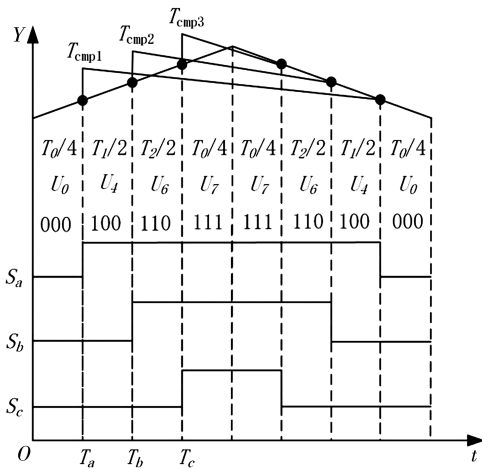


图 7 切换点时间原理图

Fig.7 Schematic diagram of switching point time

其中 S_a 、 S_b 、 S_c 为二值开关函数,取 0 或 1。 T_{cmp1} 、 T_{cmp2} 、 T_{cmp3} 是切换点时间值,在不同扇区里对应着不同 T_a 、 T_b 、 T_c 。

T_0 为 0 矢量所经历时间长度, T_1 为 U_4 矢量所经历时间长度, T_2 为 U_6 矢量所经历时间长度; 且 $T_0 + T_1 + T_2 = T_{PWM}$ 。则切换点的时间计算为:

$$\begin{cases} T_a = (T_{PWM} - T_1 - T_2) / 4 \\ T_b = T_a + T_1 / 2 \\ T_c = T_b + T_2 / 2 \end{cases} \quad (6)$$

同理,可分别算出扇区 I~VI 的切换点,具体结果如表 4 所示。

表 4 切换点时间判断

Tab.4 Switching point time judgment

扇区	N	T_{cmp1}	T_{cmp2}	T_{cmp3}
I	3	T_a	T_b	T_c
II	1	T_b	T_a	T_c
III	5	T_c	T_a	T_b
IV	4	T_c	T_b	T_a
V	6	T_b	T_c	T_a
VI	2	T_a	T_c	T_b

3 直流充电桩外特性分析

如图 2 所示,在前级三相静止坐标系下, U_{kn} ($k=a,b,c$) 为对应相的电压,0 为三相电源的中性点。并定义单极性二值逻辑开关函数 S_k 为:

$$S_k = \begin{cases} 1 & \text{上桥臂导通, 下桥臂关断} \\ 0 & \text{上桥臂关断, 下桥臂导通} \end{cases} \quad (7)$$

其中 $k=a, b, c$ 。

由基尔霍夫电压定律可知:

$$\begin{cases} L_a \frac{di_a}{dt} + R_a i_a = U_a - (U_{an} + U_{N0}) \\ L_b \frac{di_b}{dt} + R_b i_b = U_b - (U_{bn} + U_{N0}) \\ L_c \frac{di_c}{dt} + R_c i_c = U_c - (U_{cn} + U_{N0}) \end{cases} \quad (8)$$

在根据三相对称系统以及在直流侧电容节点处应用基尔霍夫电流定律得:

$$C \frac{dU_{dc}}{dt} = i_a S_a + i_b S_b + i_c S_c - \frac{U_{dc}}{R_{eq}} \quad (9)$$

联立(7)(8)(9)可得三相静止坐标系下描述得数学模型, 如式(10):

$$\begin{cases} L_k \frac{di_k}{dt} + i_k R_k = U_k - U_{dc} \left(S_k - \frac{1}{3} \sum_{k=a,b,c} S_k \right) \\ C \frac{dU_{dc}}{dt} = \sum_{k=a,b,c} i_k S_k - I_{eq} \end{cases} \quad (10)$$

其中, U_{dc} 是电容 C 上的电压, S_k 是开关函数。

由上述分析可知, 三相静止坐标系下各输入量都是随时间变化的交流量, 用开关函数模型控制电压结构过于复杂, 不利于控制系统设计。

三相静止坐标系下物理意义清晰但控制结构复杂, 且无法做到无稳态误差控制。所以将 abc 坐标系下的数学模型转化为与电网基波同频率旋转的 $d-q$ 坐标系下。要使三相静止坐标系转换为两相旋转坐标需要经 Clark 变换和 Park 变换。这个过程又可分为等量变换和等功率变换。

图 8 以电流为例解释 Clark 变换过程。

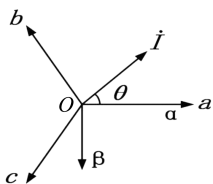


图 8 Clark 变换原理图

Fig.8 Clark transformation principle diagram

若 I 与 α 轴之间夹角为 θ , 则 I 在 α, β 轴上投影满足:

$$\begin{cases} i_\alpha = I_m \cos \theta \\ i_\beta = I_m \cos(\theta - 120^\circ) \\ I_m = \sqrt{i_\alpha^2 + i_\beta^2} \end{cases} \quad (11)$$

其中, I_m 为矢量电流 I 的模长。

I 分别在三相静止坐标系 a, b, c 上的投影如下:

$$\begin{cases} i_a = I_m \cos \theta \\ i_b = I_m \cos(\theta - 120^\circ) \\ i_c = I_m \cos(\theta + 120^\circ) \end{cases} \quad (12)$$

假设零轴分量为:

$$i_0 = \frac{1}{3} (i_a + i_b + i_c) \quad (13)$$

经过三角函数关系转换, 联立式子(11)(12)(13), 写成矩阵形式, 可得式(14):

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \mathbf{M} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (14)$$

其中, $\mathbf{M}$ 为 Clark 变化即三相静止坐标系 a, b, c 到静止坐标系 $\alpha, \beta, 0$ 的变换矩阵。

同理, Park 变换写成矩阵形式, 如式(15)

$$\begin{bmatrix} i_q \\ i_d \\ i_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 120^\circ) & \cos(\theta + 120^\circ) \\ \sin \theta & \sin(\theta - 120^\circ) & \sin(\theta + 120^\circ) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \mathbf{R} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (15)$$

其中, $\mathbf{R}$ 为 Park 变化即三相静止坐标系 a, b, c 到两相旋转坐标系 d, q 的变换矩阵。

经过上述变换后得到前级同步旋转 $d-q$ 坐标系下的数学模型如式(16)所示:

$$\begin{cases} C \frac{dU_{dc}}{dt} = \frac{3}{2} (i_d S_d + i_q S_q) - I_{eq} \\ L_k \frac{di_d}{dt} - \omega L_k i_q + R_k i_d = U_d - U_{dc} S_d \\ L_k \frac{di_q}{dt} + \omega L_k i_d + R_k i_q = U_q - U_{dc} S_q \end{cases} \quad (16)$$

其中, (i_d, i_q) 、 (U_d, U_q) 、 (S_d, S_q) 、 $(U_{d1} = U_{dc} S_d, U_{q1} = U_{dc} S_q)$ 分别为负荷母线电流、负荷母线电压、开关函数 S_k 、直流侧输出电压的 d 、 q 轴分量, $k = (a, b, c)$, w 为电网同步角速度。

将式(16)中后两等式分别同乘 i_d 、 i_q , 接着相加移相并同时乘以系数 $3/2$ 可得出充电桩前级整流在 d 、 q 轴坐标系下的瞬时有功功率平衡方程, 同理可推其无功功率。则单台充电桩暂态外特性可以描述为:

$$\begin{cases} P_{\text{single}} = \frac{3}{2} (U_d i_d + U_q i_q) \\ Q_{\text{single}} = \frac{3}{2} (U_q i_d - U_d i_q) \end{cases} \quad (17)$$

式中, (i_d, i_q) 、 (U_d, U_q) 分别为负荷母线电流、负荷母线电压。 P_{single} 、 Q_{single} 为充电桩消耗的有功功率和无功功率。

取 d 轴为交流侧电压合成矢量方向, 因电压矢量正交所以 q 轴方向电压分量 $U_q = 0$, 为使得充电机在单位功率因素下运行, 参考指令电流 $i_q^* = 0$ 。所以重写上述式子可得, 单台充电桩在稳定运行状态的外特性有:

$$\begin{cases} P_{\text{single}} = \frac{3}{2} U_d i_d \\ Q_{\text{single}} = 0 \end{cases} \quad (18)$$

4 直流充电桩参数设计

根据当前直流充电桩市场上输出功率, 本研究以 $100 \text{ kW}/500 \text{ V}$ 输出为例进行参数设计。其中前级网侧交流电 380 V 输入, 整流侧目标电压为 700 V 输出。后级电路根据前级输出 700 V 作为电源输入, 经过 DC-DC 变换后输出目标电压为 500 V 。充电效率设置值为 90% 以上, 且响应能力快速。

前级主要参数为交流侧电感及直流侧电容以及控制环节中 PI 调节器的参数, 主要为电压外环参数 k_{up} 、 k_{ui} 和电流内环参数 k_{ip} 、 k_{ii} 。

三相电压型 PWM 整流电感取值关乎电流内环的动静态响应, 还对直流侧的输出有着重大影响, 如电压、功率以及功率因数。

综上, 以 a 相为例, 简化分析时忽略网侧电阻的影响。设电感压降应该小于电源额定电压 30% , 且三相整流器功率因数角度为 θ , 额定输出

功率为 100 kW , 当相电压 U_m 为 220 V , 功率因数 $\theta = 0$ 时, 电感 L 上限最大值应该满足:

$$L \leq \frac{0.9 U_m \cos \theta}{\omega P_L} \quad (19)$$

其中, w 为交流侧的角速度; P_L 为设计功率。

当网侧电流达到峰值时, 可以减小电流的谐波, 控制畸变率 THD 小于 5% 。根据电流内环采样周期 T_s 内的电流瞬时状态方程以及最大允许谐波电流脉动量, 可得:

$$L \geq \frac{(2U_{dc} - 3U_m) U_m T_s}{2U_{dc} \Delta i_m} \quad (20)$$

其中, U_m 为交流侧相电压的幅值; Δi_m 为最大允许谐波电流脉动量; U_{dc} 为直流侧电容电压, 目标值为 700 V 。

直流侧电容的设计主要考虑控制系统的快速跟踪特性和系统抗干扰能力, 使得直流输出侧的电压维持稳定以及对整流桥输出的电压进行滤波。

则直流侧电容参数应满足的取值范围为:

$$\begin{cases} \frac{1}{2\Delta U_m^* R_{\text{eq}}} < C \leq \frac{t_r}{0.74 R_{\text{eq}}} \\ \Delta U_m^* = \frac{U_{dc} - U_{dc_{\min}}}{U_{dc}} \end{cases} \quad (21)$$

其中, t_r 为 U_{dc} 从初始值上升到目标值所经历的时间, R_{eq} 为直流侧的等效电阻, 为 50Ω , $U_{dc_{\min}}$ 为直流侧电压最小值, 为 500 V , ΔU_m^* 为抗干扰性能指标。

确定交流侧电感 L 、直流侧电容 C 后, 接着就是对 PI 参数的选取。通过调节 PI 参数可以影响直流电压波形的输出效果。通过文献[10-11]可得出 PI 参数的初始值并根据输出电压的响应值, 进行再次调整以逐渐达到期望的目标值。则 PI 参数设计如式(22)。

$$\begin{cases} k_{\text{up}} = \frac{4C}{3T_s + T_u} \\ k_{\text{ui}} = 5 \cdot (3T_s + T_u) \\ k_{\text{ip}} = \frac{L}{3T_s K_{\text{pwm}}} \\ k_{\text{ii}} = \frac{R}{3T_s K_{\text{pwm}}} \end{cases} \quad (22)$$

其中, C 为直流侧电容, T_s 、 T_u 分别为电流环采样周期和电压环采样周期, L 为交流侧电感, K_{pwm} 为整流桥等效增益, R 为交流侧电阻。

后级主要参数为:谐振电感、谐振电容以及励磁电感。其设计步骤主要如下:

- (1)计算 DC-DC 变换电路在额定输入、工作在谐振频率点 f_r 时,变压器变比 n 。
- (2)确定归一化增益的最大、最小值。
- (3)计算最大归一化频率,选定电感比 k 的值。
- (4)计算品质因素 Q_s ,计算负载电阻并将负载电阻等效到变压器原边。
- (5)根据已知条件计算出谐振电感、谐振电容以及励磁电感的参数值,公式如下所示:

$$\begin{cases} L_r = \frac{Q_s \cdot n^2 \cdot R_e}{2\pi f_r} \\ L_m = \frac{L_r}{k} \\ C_r = \frac{1}{2\pi \cdot f_r \cdot n^2 \cdot R_e \cdot Q_s} \end{cases} \quad (23)$$

其中, Q_s 一般取值范围为 $[0.45,0.6]$; R_e 为变压器原边等效电阻,取 $33\ \Omega$; f_r 为谐振频率即开关管工作频率; k 为电感比,一般取值为 3;变比 n 取 1.4。

5 实验仿真

5.1 实验参数及结果

为了验证直流充电桩负荷模型的功能和准确性,本研究以 100 kW/500 V 输出为例,在 Matlab/Simulink 上搭建了如图 2 所示的直流充电桩拓扑结构,其他额定值在第 4 节中已列出。具体实验参数如表 5 所示,仿真波形如图 9 所示。

表 5 前级三相电压型 PWM 整流实验参数
 Tab.5 Experimental parameters of pre-stage three-phase voltage PWM rectification

参数名称/单位	数值
交流侧相电压有效值/V	220
直流侧目标电压/V	700
交流侧电感 L/mH	10
交流侧电阻 R/Ω	0.1
直流侧电容 C/mF	1.262
电网频率 f/Hz	50
电压外环比例/积分增益系数 $k_{\text{up}}/k_{\text{ui}}$	0.75/10
电流内环比例/积分增益系数 $k_{\text{ip}}/k_{\text{ii}}$	22/20
电压外环采样周期 T_u /电流内环采样周期 T_s	0.000 5

三相电压型 PWM 整流输出电压波形图的网侧输入电压为 380 V。由仿真波形结果可知整流侧输出电压维持在 700 V 左右。与三相二极管不可控整流电路相比,三相电压型 PWM 整流电路输出电压的波形更加稳定、可靠性高。与三相三电平整流电路以及三相五电平整流电路相比,三相电压型 PWM 整流电路开关数量少,节约成本。且通过仿真波形可知,电压波形经过 0.2 s 左右电压保持稳定,响应能力快速。

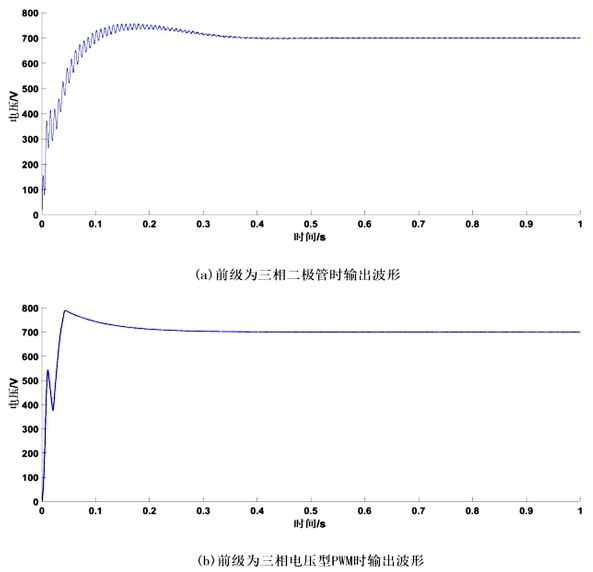


图 9 前级直流侧输出电压对比

Fig.9 Comparison of output voltages on pre-stage DC side
 后级半桥 LLC 谐振变换模型参数如表 6 所示。

表 6 后级半桥 LLC 谐振变换实验参数
 Tab.6 Experimental parameters of post-stage half-bridge LLC resonant conversion

参数名称/单位	数值
直流电源/V	700
输出目标电压/V	500
开关频率 f_s/kHz	100
谐振电感 $L_r/\mu\text{H}$	12.43
谐振电容 C_r/nF	204
励磁电感 $L_m/\mu\text{H}$	37.29
滤波电容 $C_1/\mu\text{F}$	1 000

后级半桥 LLC 谐振变换器输出电压波形如图 10 所示。由图 10 可知,由前级整流侧提供的 700 V 直流电压作为后级输入,后级输出侧经 0.2 s 电压维持在 500 V 左右,同理其波形稳定性好、可靠性高、响应速度快。

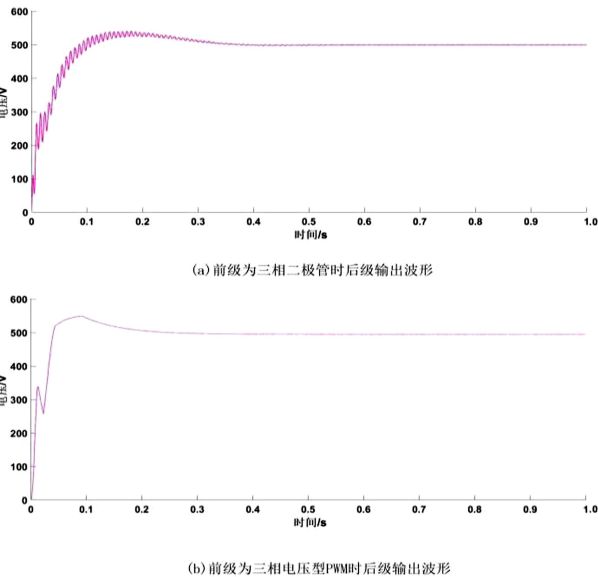


图 10 后级输出电压

Fig.10 Post-stage output voltage

当直流充电桩稳态时,直流充电桩有功功率响应曲线如图 11 所示。通过仿真波形可以看出直流充电桩消耗有功功率约为 100 kW,且波形稳定,符合当前市场上直流充电桩快充特性。

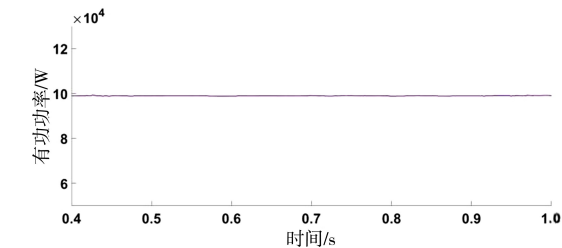


图 11 直流充电桩有功功率响应曲线

Fig.11 Active power response curve of DC charging pile

直流充电桩无功功率响应曲线如图 12 所示。通过仿真波形可知,在本研究的控制系统下直流充电桩消耗无功功率极低,且接近 0,说明本研究的双闭环控制系统跟踪性能良好、误差小。

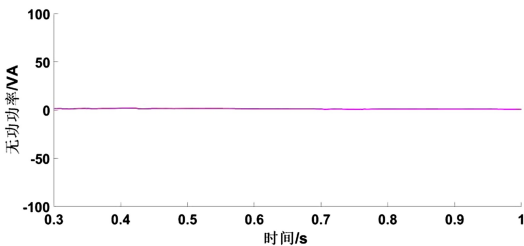


图 12 直流充电桩无功功率响应曲线

Fig.12 Reactive power response curve of DC charging pile

6 结束语

本研究基于三相电压型 PWM 整流电路加半桥 LLC 谐振变换电路组成的直流充电桩,对其参数、控制系统进行了设计,波形表明所提的控制系统跟踪性能良好、误差小。基于该拓扑结构,分析直流充电桩外特性并得出其数学模型,最后在 Matlab/Simulink 平台上进行建模。仿真结果证实该新型充电桩无论输出电压稳定性、结构复杂程度还是电能利用率均优于其他不同拓扑结构的充电桩,可以实现网侧高功率因数运行,提高了充电效率。

虽然本研究为仿真,但是许多文献都已经指出,三相电压型 PWM 整流电路良好的特性,如文献[12][13]通过对比其他拓扑结构的充电桩,最后结果也验证了其他结构输出电压不稳定,且输出幅值在小范围内形成振荡,并需要用到无功补偿才能实现网侧同相位,说明其功率因数较低。

本研究基于双闭环以及空间矢量脉宽调制技术作为控制策略,若在其他控制策略下,充电桩性能是否更优或者控制策略是否更简便就能实现同样功能值得进一步研究,关于不同的控制方法值得深入讨论。该建模视充电桩为负荷,主要研究充电桩直流侧等效至网侧交流侧的负荷模型。后续是为充电桩辨识参数以及对配网的影响作分析,主要考虑配网侧发生故障时,对充电桩输出响应 P、Q 的影响。得出其外特性为输入侧而不是输出侧,故电池方面不是侧重点。对于整车充电过程主要分为恒流、恒压、浮充 3 个阶段。本研究视其近似过程为恒功率充电。

参考文献:

[1] 曲大鹏,范晋衡,刘琦颖,等. 考虑配电网综合运行风险的充电桩接纳能力评估与优化[J]. 电力系统保护与控制, 2022,50(3):131-139.

[2] ATANALIAN S,SEBAALY F,ZGHEIB R,et al. Modular multilevel converters for fast charging stations of electric vehicles: an overview[C]//IEEE International Conference on Industrial Technology. Orlando,2023:1-6.

- [3] CHANNEGOWDA J, AZEEZ N A, WILLIAMSON S S. Simplified carrier-based modulation scheme for three-phase three-switch rectifier for dc fast charging applications[C]//IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. Tampa, 2017:3501-3506.
- [4] 杨涛. 电动汽车充电桩设计及充放电控制策略研究[D]. 芜湖:安徽工程大学,2020.
- [5] 董德智,徐德鸿. 三相四线制三电平整流器小信号模型与改进控制[J]. 高电压技术,2021,47(4):1363-1373.
- [6] 朱艺锋,李岩,张紫阳,等. 含耦合电感的三相五电平整流器积分滑模控制[J]. 高电压技术,2023,49(11):4613-4621.
- [7] 张超,陶鹏,贾焦心,等. 基于双谐振电路的直流充电桩拓扑结构研究[J]. 电力电子技术,2022,56(11):68-70,75.
- [8] 贺诗明,熊健,代大一,等. 三相电压型 PWM 整流器建模、控制及稳定性分析[J]. 电网技术,2019,43(6):2049-2057.
- [9] 王镇道,赵亚魁,章兢,等. LLC 半桥式谐振变换器参数模型与设计[J]. 电工技术学报,2012,27(12):51-55.
- [10] 张兴. PWM 整流器及其控制策略的研究[D]. 合肥:合肥工业大学,2003.
- [11] 汪万伟,尹华杰,管霖. 双闭环矢量控制的电压型 PWM 整流器参数整定[J]. 电工技术学报,2010,25(2):67-72,79.
- [12] 孟繁宇. 充电桩接入电网无功补偿研究[D]. 太原:太原科技大学,2020.
- [13] 钱程. 储能式电动汽车充电桩的设计[D]. 淮南:安徽理工大学,2018.

(责任编辑:方素华)

(上接第 29 页)

- [5] ZHU J S, LU Z Y, ZHANG C. A marker-free method for structural dynamic displacement measurement based on optical flow[J]. Structure and Infrastructure Engineering, 2022, 18(1):84-96.
- [6] LIU T, LEI Y, MAO Y B. Computer vision-based structural displacement monitoring and modal identification with subpixel localization refinement[J]. Advances in Civil Engineering, 2022, 2022:5444101.
- [7] CHEN T C, ZHOU Z. An improved vision method for robust monitoring of multi-point dynamic displacements with smartphones in an interference environment[J]. Sensors, 2020, 20(20):5929.
- [8] SONG L M, WU W F, GUO J R, et al. Survey on camera calibration technique[C]//2013 5th International Conference on Intelligent Human-Machine Systems and Cybernetics. Hangzhou, IEEE, 2013:389-392.
- [9] JIANG H Z, SUN D Q, JAMPANI V, et al. Super SloMo: high quality estimation of multiple intermediate frames for video interpolation[C]//2018 IEEE/CVF Conference on Computer Vision and Pattern Recognition. Salt Lake City, IEEE, 2018:9000-9008.
- [10] LEE H, KIM T, CHUNG T Y, et al. AdaCoF: adaptive collaboration of flows for video frame interpolation[C]//2020 IEEE/CVF Conference on Computer Vision and Pattern Recognition (CVPR). Seattle, IEEE, 2020:5316-5325.
- [11] NIKLAUS S, MAI L, LIU F. Video frame interpolation via adaptive separable convolution[C]//2017 IEEE International Conference on Computer Vision (ICCV). Venice. IEEE, 2017:261-270.
- [12] LIU Y H, XIE L B, LI S Y, et al. Enhanced quadratic video interpolation[C]//Computer Vision - ECCV 2020 Workshops; Glasgow, Proceedings, Part IV. ACM, 2020:41-56.
- [13] WANG X T, CHAN K C K, YU K, et al. EDVR: video restoration with enhanced deformable convolutional networks[C]//2019 IEEE/CVF Conference on Computer Vision and Pattern Recognition Workshops (CVPRW). Long Beach, IEEE, 2019:DOI:10.1109/CVPRW.2019.D0247.
- [14] TRUJILLO-PINO A, KRISSIAN K, ALEMÁN-FLORES M, et al. Accurate subpixel edge location based on partial area effect[J]. Image and Vision Computing, 2013, 31(1):72-90.
- [15] HUANG Z W, ZHANG T Y, HENG W, et al. Real-time intermediate flow estimation for video frame interpolation[C]//AVIDAN S, BROSTOW G, Cissé M, et al. European Conference on Computer Vision. Cham:Springer, 2022:624-642.
- [16] DONG J, OTA K, DONG M X. Video frame interpolation; a comprehensive survey[J]. ACM Transactions on Multimedia Computing, Communications, and Applications, 2023, 19(2s):1-31.
- [17] 李俊燕. 基于自由衰减响应信号的工程结构时变模态阻尼识别[D]. 哈尔滨:哈尔滨工业大学,2022.

(责任编辑:方素华)