

基于直流母线快充站技术的分析与研究

何春林^{1,2}, 戚佳金^{1,2}, 甘江华³, 郑正仙^{1,2}, 朱金卫², 刘连庆³

(1. 国网浙江省电力公司杭州供电公司, 浙江 杭州 310016; 2. 杭州大有科技发展有限公司, 浙江 杭州 310052;
3. 许继集团有限公司, 河南 许昌 461000)

摘要: 为了解决传统充电站中无法实现储能充电一体化的不足, 分析了国内充电站系统的发展趋势, 提出一种基于直流母线的储能快充站技术, 通过直流母线把储能系统和充电系统连接起来, 提出一种基于功率平衡的控制方法, 利用集中控制器对系统各个单元进行实时控制, 不仅适用于电动汽车的多场景应用, 同时也满足未来电网对电动汽车功率调节与控制的要求。试验结果表明, 该方法可优化公共充电设施供电方式, 提升充电设施运行效率, 提高公共电网的运行稳定性, 具有较好的实用性。

关键词: 新能源; 直流母线; 快速充电; 功率平衡控制; 储能系统

Analysis and research of a fast charging station based on DC bus

HE Chunlin^{1,2}, QI Jiajin^{1,2}, GAN Jianghua³, ZHENG Zhengxian^{1,2}, ZHU Jinwei², LIU Lianqing³

(1. Hangzhou Power Supply Company, State Grid Zhejiang Electric Power Company, Hangzhou 310016, China;

2. Hangzhou Dayou Science and Technology Development Co., Ltd, Hangzhou 310052, China;

3. XJ Group Corporation, Xuchang 461000, China)

Abstract: In order to solve the insufficiency that the integration of energy storage and charging can't be realized in traditional substation, this paper analyzes the development trend of domestic charging station system and presents a new technique based on DC bus charging station. Combining the energy storage system with the charging system through DC bus, a control method based on power control is proposed, which uses centralized controller to real-timely control each unit of system. It not only applies to multi-scenario application of the electric vehicles, but also satisfies the requirement of power grid to power regulation and control of electric vehicles in the future. Experiments show that this method can optimize the power supply mode of public charging facilities, promote the efficiency of charging facilities, and improve operation stability of public power grid, so it has better practicability.

Key words: new energy; DC bus; fast charging; power balance control; energy storage system

0 引言

近几年化石燃料日益枯竭, 环境问题也日益严峻, 传统汽车不仅需要消耗大量化石燃料而且排放大量有害尾气, 以电力作为驱动能源的新能源汽车不仅能缓解化石燃料的危机而且能实现零排放, 这几年得到了快速的发展。目前电动汽车充电站大体可分为2种模式, 一种是分布式储能充电站, 一种是并网充电站。特斯拉超级充电站就属于前一种, 其通过光伏电池为充电站提供电能, 无需并入电网, 这种充电站的优点是无需考虑并网问题, 太阳能也属于可再生清洁能源, 缺点是建设成本高, 占地面积大。我国目前的充电站主要是并网模式, 直接从电网获取电能, 优点是建设成本低占地面积

小, 缺点是对电网冲击比较大。本文的论述基于直流母线的储能快充站, 由集中整流器来并网整流, 充电机和储能系统挂在直流母线上, 大大减小了并网所带来的问题, 并且利用充电汽车退役的梯次电池作为储能电池, 晚上对储能电池充电, 白天利用储能电池对充电汽车进行充电, 不仅通过削峰填谷减小了电网的负荷波动, 而且利用电价的峰谷差提高了充电站运营的经济效益^[1-2]。

1 基于直流母线快充站的系统框架

图1为整个系统的框图, 由500 kW的AC/DC整流器、750 V直流母线、250 kW DC/DC变流器、储能电池组, 2组120 kW的充电机、4个充电桩几部分组成。500 kW的AC/DC整流器为750 V直

流母线提供恒定的直流电压, 充电机从直流母线取能对电动汽车进行充电, DC/DC 变换器通过直流母线对储能电池进行充放电^[3-5]。

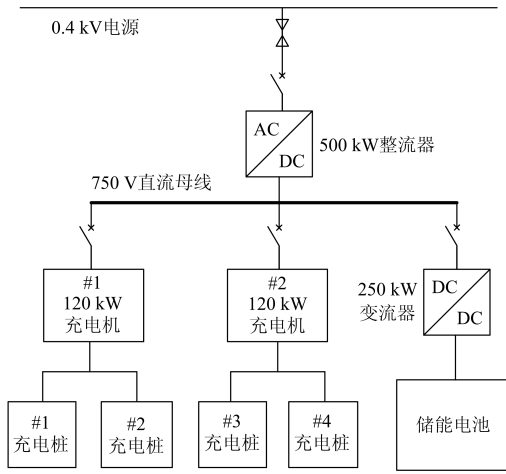


图 1 基于直流母线快充站的系统原理图
Fig. 1 System schematic of the charging station

2 系统拓扑结构

本论文主要针对 AC/DC 整流器和 DC/DC 变流器进行描述。

2.1 AC/DC 整流器的拓扑结构

如图 2 所示, AC/DC 整流器主要由直流滤波电容、2 电平 3 相桥电路、LCL 滤波回路组成。其中 C_1 和 C_2 是直流滤波电容, 起到稳定直流母线电压的作用; 2 电平 3 相桥电路有 3 个桥臂, 每个桥臂由 2 个 IGBT 构成; LCL 滤波回路用于滤除并网电流与并网电压的谐波。

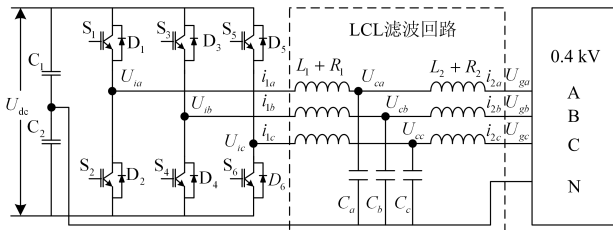


图 2 AC/DC 整流器拓扑结构图
Fig. 2 Schematic of AC/DC rectifier

2.2 DC/DC 变流器的拓扑结构

如图 3 所示, DC/DC 变流器利用双向 buck-boost 电路拓扑, U_{dc} 为高压侧, 储能电池为低压侧, L 为续流电感, S_1 、 S_2 为 IGBT。当对储能电池充电时, S_2 处于工作状态, S_1 闭锁, 图 3 电路工作在 buck 模式下。当对储能电池放电时 S_1 处于工作状态, S_2 闭锁, 图 3 电路工作在 boost 模式。

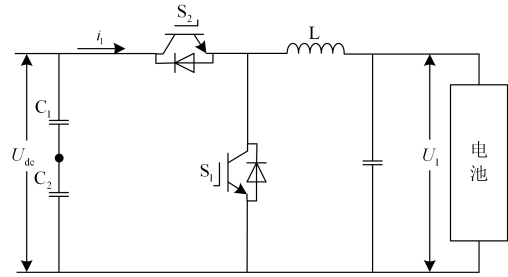


图 3 DC/DC 变流器拓扑结构图
Fig. 3 Topology of DC/DC converter

3 系统的控制算法

3.1 系统的能量分析

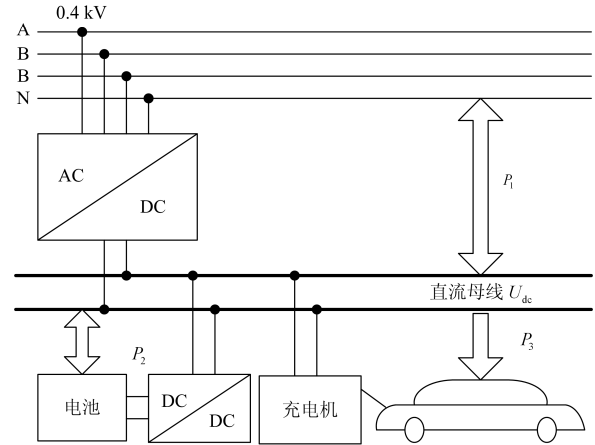


图 4 系统能量流动图
Fig. 4 System energy flow

直流母线是通过电容来稳压的, 假设直流母线的电压为 U_{dc} , 电容在单位时间 t 内能量变化为 ΔQ , 可表示为

$$\Delta Q = (P_1 + P_2 + P_3) \times t \quad (1)$$

式中: P_1 为电网与直流母线的之间能量交换的功率; P_2 为储能电池和直流母线之间能量交换的功率; P_3 为充电机为汽车充电的功率。

又有:

$$\Delta Q = \frac{1}{2} C (U_{dc2}^2 - U_{dc1}^2) \quad (2)$$

由式(2)可知, 电容的能量变化会导致其电压的变化, 若在保证直流母线电压波动为零则需要满足:

$$P_1 + P_2 + P_3 = 0 \quad (3)$$

保证从直流母线流进流出电能功率实时为零。

3.2 系统的控制算法

基于直流母线快充站系统的核心是 AC/DC 整流器, 其通过控制交直流能量的转换来支撑直流母

线电压，故在此重点阐述 AC/DC 整流器的控制算法。

假设输入 AC/DC 整流器的三相交流电压为

$$\begin{cases} \bar{V}_a = \sqrt{2}V_a \cdot \sin(\omega t + \phi) \\ \bar{V}_b = \sqrt{2}V_b \cdot \sin(\omega t + \frac{2}{3}\pi + \phi) \\ \bar{V}_c = \sqrt{2}V_c \cdot \sin(\omega t - \frac{2}{3}\pi + \phi) \end{cases} \quad (4)$$

$$\begin{cases} \bar{I}_a = \sqrt{2}I_a \cdot \sin(\omega t + \alpha) \\ \bar{I}_b = \sqrt{2}I_b \cdot \sin(\omega t + \frac{2}{3}\pi + \alpha) \\ \bar{I}_c = \sqrt{2}I_c \cdot \sin(\omega t - \frac{2}{3}\pi + \alpha) \end{cases} \quad (5)$$

式中： \bar{V}_a 、 \bar{V}_b 、 \bar{V}_c 分别是三相交流相电压矢量； \bar{I}_a 、 \bar{I}_b 、 \bar{I}_c 分别是三相交流线电流矢量； V_a 、 V_b 、 V_c 分别是三相电压的有效值； I_a 、 I_b 、 I_c 分别是三相电流的有效值。

$$\begin{cases} \bar{V}_d = \frac{2}{3}(\bar{V}_a \cdot \sin(\omega t) + \bar{V}_b \cdot \sin(\omega t - \frac{2}{3}\pi) + \bar{V}_c \cdot \sin(\omega t + \frac{2}{3}\pi)) \\ \bar{V}_q = \frac{2}{3}(\bar{V}_a \cdot \cos(\omega t) + \bar{V}_b \cdot \cos(\omega t - \frac{2}{3}\pi) + \bar{V}_c \cdot \cos(\omega t + \frac{2}{3}\pi)) \\ \bar{V}_0 = \frac{1}{3}(\bar{V}_a + \bar{V}_b + \bar{V}_c) \end{cases} \quad (6)$$

公式(6)为三相交流电压的 dq 变换， \bar{V}_d 、 \bar{V}_q 、 \bar{V}_0 分别表示变换后 d 轴电压分量， q 轴电压分量和 0 轴电压分量。

$$\begin{cases} \bar{I}_d = \frac{2}{3}(\bar{I}_a \cdot \sin(\omega t) + \bar{I}_b \cdot \sin(\omega t - \frac{2}{3}\pi) + \bar{I}_c \cdot \sin(\omega t + \frac{2}{3}\pi)) \\ \bar{I}_q = \frac{2}{3}(\bar{I}_a \cdot \cos(\omega t) + \bar{I}_b \cdot \cos(\omega t - \frac{2}{3}\pi) + \bar{I}_c \cdot \cos(\omega t + \frac{2}{3}\pi)) \\ \bar{I}_0 = \frac{1}{3}(\bar{I}_a + \bar{I}_b + \bar{I}_c) \end{cases} \quad (7)$$

公式(7)为三相交流电压的 dq 变换， \bar{I}_d 、 \bar{I}_q 、 \bar{I}_0 分别表示变换后 d 轴电流分量、 q 轴电流分量和 0 轴电流分量。 \bar{I}_d 也可以称为有功电流， \bar{I}_q 也可以称为无功电流，其有效值分别为 I_d 、 I_q 。

当系统以 A 相电压进行锁相也就是 $\phi = 0^\circ$ ，那么由式(4)、式(6)可知。

$\bar{V}_q = 0$ ，那么系统的有功功率 P 和无功功率 Q 为

$$\begin{cases} P = V_d \cdot I_d \\ Q = V_d \cdot I_q \end{cases} \quad (8)$$

式中， V_d 、 V_q 、 I_q 的模值为 \bar{V}_d 、 \bar{V}_q 、 \bar{I}_q 。

上述是基于 dq 功率变换的功率控制策略，下面对 AC/DC 整流器的数学模型进行分析。

根据 KVL、KCL 定律，可以得到 AC/DC 变流器侧电感电流、网侧滤波电感电流以及滤波器电容电压的描述方程^[6-8]。

对于整流器侧滤波电感 L_1 其电流 i_1 如式(9)所示。

$$\begin{cases} L_1 \cdot \frac{di_{1a}}{dt} + R_1 \cdot i_{1a} = u_{ia} - u_{ca} \\ L_1 \cdot \frac{di_{1b}}{dt} + R_1 \cdot i_{1b} = u_{ib} - u_{cb} \\ L_1 \cdot \frac{di_{1c}}{dt} + R_1 \cdot i_{1c} = u_{ic} - u_{cc} \end{cases} \quad (9)$$

简化得式(10)。

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{1a} \\ i_{1b} \\ i_{1c} \end{bmatrix} = \frac{1}{L_1} \begin{bmatrix} u_{ia} - u_{ca} - R_1 \cdot i_{1a} \\ u_{ib} - u_{cb} - R_1 \cdot i_{1b} \\ u_{ic} - u_{cc} - R_1 \cdot i_{1c} \end{bmatrix} \quad (10)$$

对网侧滤波电感 L_1 其电流 i_2 如式(11)所示。

$$\begin{cases} L_2 \cdot \frac{di_{2a}}{dt} + R_2 \cdot i_{2a} = u_{ca} - u_{ga} \\ L_2 \cdot \frac{di_{2b}}{dt} + R_2 \cdot i_{2b} = u_{cb} - u_{gb} \\ L_2 \cdot \frac{di_{2c}}{dt} + R_2 \cdot i_{2c} = u_{cc} - u_{gc} \end{cases} \quad (11)$$

简化得式(12)。

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{2a} \\ i_{2b} \\ i_{2c} \end{bmatrix} = \frac{1}{L_1} \begin{bmatrix} u_{ca} - u_{ga} - R_2 \cdot i_{2a} \\ u_{cb} - u_{gb} - R_2 \cdot i_{2b} \\ u_{cc} - u_{gc} - R_2 \cdot i_{2c} \end{bmatrix} \quad (12)$$

对滤波电容 C ，其电压 U_c 如式(13)。

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} u_{ca} \\ u_{cb} \\ u_{cc} \end{bmatrix} = \frac{1}{C} \begin{bmatrix} i_{1a} - i_{2a} \\ i_{1b} - i_{2b} \\ i_{1c} - i_{2c} \end{bmatrix} \quad (13)$$

根据式(11)一式(13)得出整流器工作时交流侧的状态方程如式(14)所示。

$$\dot{x}_{abc} = A_{abc} \cdot x_{abc} + B_{abc} \cdot u_{abc} \quad (14)$$

式中：

$$A_{abc} = \begin{bmatrix} -\frac{R_1}{L_1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_1} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_1}{L_1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_1}{L_1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_1} \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{R_1}{L_1} & 0 & 0 & \frac{1}{L_2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{R_1}{L_1} & 0 & 0 & \frac{1}{L_2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{R_1}{L_1} & 0 & 0 & \frac{1}{L_2} \\ \frac{1}{C} & 0 & 0 & -\frac{1}{C} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C} & 0 & 0 & -\frac{1}{C} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C} & 0 & 0 & -\frac{1}{C} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, x_{abc} = \begin{bmatrix} i_{1a} \\ i_{1b} \\ i_{1c} \\ i_{2a} \\ i_{2b} \\ i_{2c} \\ u_{ca} \\ u_{cb} \\ u_{cc} \end{bmatrix}$$

$$B_{abc} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_2} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, u_{abc} = \begin{bmatrix} u_{1a} \\ u_{1b} \\ u_{1c} \\ u_{ga} \\ u_{gb} \\ u_{gc} \end{bmatrix}$$

从 ABC 三相转换到 dq 旋转坐标系下变换矩阵如式(15)所述。

$$T_{abc-dq} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \sin wt & \sin(wt - 2\pi/3) & \sin(wt + 2\pi/3) \\ \cos wt & \cos(wt - 2\pi/3) & \cos(wt + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (15)$$

其反变换为如式(16)所示。

$$T_{abc-dq}^{-1} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \sin wt & \cos wt \\ \sin(wt - 2\pi/3) & \cos(wt - 2\pi/3) \\ \sin(wt + 2\pi/3) & \cos(wt + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (16)$$

对式(10)、(12)、(13)进行 dq 变换得：

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \end{bmatrix} = \frac{1}{L_1} \begin{bmatrix} u_{1d} - u_{cd} - R_1 \cdot i_{1d} \\ u_{1q} - u_{cq} - R_1 \cdot i_{1q} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & w \\ -w & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \end{bmatrix} \quad (17)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{2d} \\ i_{2q} \end{bmatrix} = \frac{1}{L_1} \begin{bmatrix} u_{cd} - u_{gd} - R_2 \cdot i_{2d} \\ u_{cq} - u_{gq} - R_2 \cdot i_{2q} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & w \\ -w & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{2d} \\ i_{2q} \end{bmatrix} \quad (18)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} u_{cd} \\ u_{cq} \end{bmatrix} = \frac{1}{c} \begin{bmatrix} i_{1d} - i_{2d} \\ i_{1q} - i_{2q} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & w \\ -w & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{cd} \\ u_{cq} \end{bmatrix} \quad (19)$$

进一步可得整流器的在并网模式下交流侧的状态方程如式(20)所示。

$$\dot{x}_{dq} = A_{dq} \cdot x_{dq} + B_{dq} \cdot u_{dq} \quad (20)$$

式中：

$$A_{dq} = \begin{bmatrix} -\frac{R_1}{L_1} & w & 0 & 0 & -\frac{1}{L_1} & 0 \\ -w & -\frac{R_1}{L_1} & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_1} \\ 0 & 0 & -\frac{R_2}{L_1} & w & \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & -w & -\frac{R_2}{L_1} & 0 & \frac{1}{L_1} \\ \frac{1}{C} & 0 & -\frac{1}{C} & 0 & 0 & w \\ 0 & \frac{1}{C} & 0 & -\frac{1}{C} & -w & 0 \end{bmatrix}, x_{dq} = \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \\ i_{2d} \\ i_{2q} \\ u_{cd} \\ u_{cq} \end{bmatrix}$$

$$B_{dq} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L_2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_2} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, u_{dq} = \begin{bmatrix} u_{1d} \\ u_{1q} \\ u_{gd} \\ u_{gq} \end{bmatrix}$$

上述对 AC/DC 整流器的数学模型进行分析，并通过 dq 变换得出其 dq 旋转坐标系下的状态方程，下面是基于上述内容搭建的控制框图^[9]。

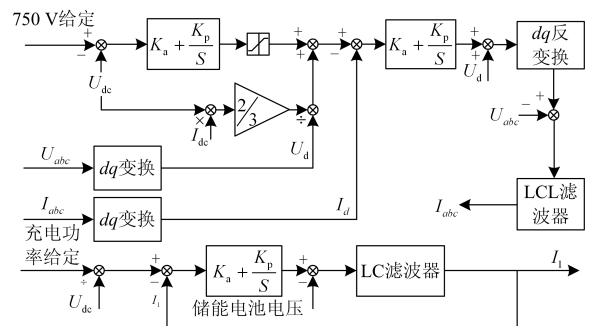


图 5 系统控制框图

Fig. 5 Block diagram of system control

图 5 中 U_{abc} 是指三相交流电压, I_{abc} 是指三相

交流电流， I_{dc} 是直流侧电流。

$$I_{dc} = I_1 + I_2 + I_3 \quad (21)$$

式中： I_1 、 I_2 、 I_3 分别是 DC/DC 变流器电流和 2 个充电机电流。

根据能量平衡有：

$$P = V_d \cdot I_d = U_{dc} \cdot I_{dc} = U_{dc} \cdot (I_1 + I_2 + I_3) \quad (22)$$

4 系统仿真

仿真是按照《国网浙江省电力公司基于直流母线的储能快充站关键技术研究项目》而搭建，此项目为国网浙江省电力公司 2016 年科技项目，并在杭州九堡储能快充站进行工程示范^[10-17]。

4.1 仿真参数

表 1 AC/DC 和 DC/DC 仿真参数

Table 1 Simulation parameter of AC/DC and DC/DC

名称	AC/DC	DC/DC
开关频率	3 kHz	2 kHz
额定功率	500 kW	250 kW
滤波电感 1	180 μH	1.8 mH
滤波电容	200 μF	200 μF
滤波电感 2	50 μH	—
直流母线电容	15 mF	—

4.2 仿真波形

图 6、图 7 和图 8 是 Matlab 仿真波形，分别给出了三相电压、三相电流和直流母线的仿真波形。

5 实验平台搭建

实验平台是针对基于直流母线的储能快充站研究项目而搭建的，基于直流母线的直流快充站可广泛用于电网调峰调频场合，有利于提高供电可靠性和电能质量，与储能电池相互配合可实现调峰控制，可满足应用于不同领域快充站的削峰填谷、应急供电等实际应用需求。

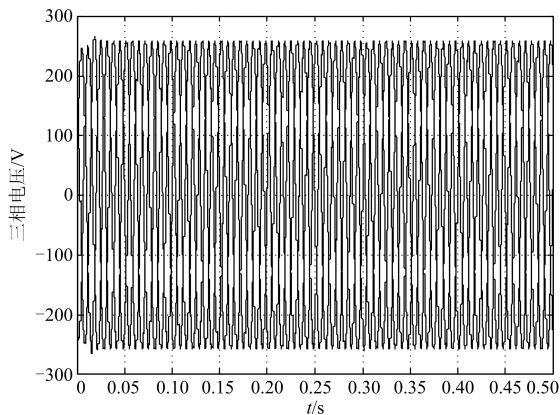


图 6 3 相交流电压波形

Fig. 6 Three-phase AC voltage waveform

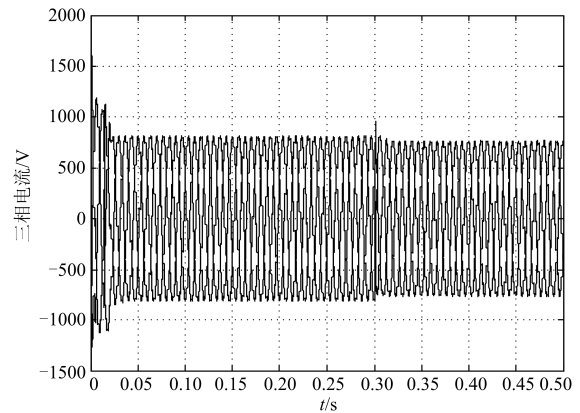


图 7 三相交流电流波形

Fig. 7 Three-phase AC current waveform

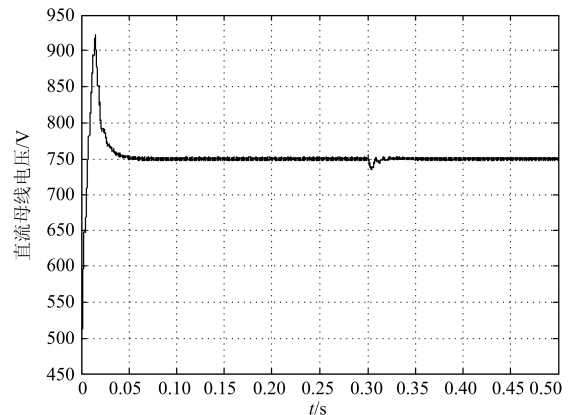


图 8 直流母线电压波形

Fig. 8 Voltage waveform of DC bus

5.1 系统组成

- 1) 系统监控；
 - 2) 电源接入配电系统；
 - 3) 500 kW 变流器(PCS21A-500)；
 - 4) 直流充电机(4×120 kW)；
 - 5) 50 kW 双向变流器；
 - 6) 50 kW×3 h 梯次电池系统；
- 直流充电桩。

图 9—图 13 是按照仿真参数搭建的实际系统。

5.1 实验波形

图 14 是并网电流波形，并网电流谐波过大会增加系统损耗，引起系统谐振，过大会严重地污染电网，导致电能质量下降。利用电能质量分析仪测试得出实际三相电流畸变率(THD)分别是：A 相 1.54%、B 相 1.82%、C 相 1.92%，并网电流谐波含量控制在 2% 以下，控制效果良好。图 16 是启动过程中的直流母线电压波形，由图可知整个并网启动有 3 个阶段：预充电阶段、闭合主接触器阶段、并网发波阶段，由图可知母线电压在启动过程中超调

量很小, 且启动后纹波峰峰值控制在 3%以下, 控制效果良好。



图 9 ESS1400 集中整流器
Fig. 9 Centralized rectifier of ESS1400



图 12 PCS31-250 DC/DC 变换器
Fig. 12 DC/DC converter of PCS31-250



图 10 EVQC63-180A750V 充电机柜
Fig. 10 Charging cabinet of EVQC63-180A750V



图 13 BSR21-01-C 储能电池架
Fig. 13 Energy storage battery rack of BSR21-01-C



图 11 直流充电桩
Fig. 11 DC charging pile

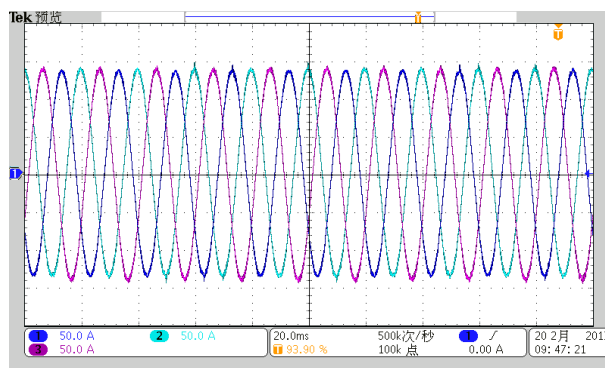


图 14 并网电流波形
Fig.14 Waveform of grid-connected current

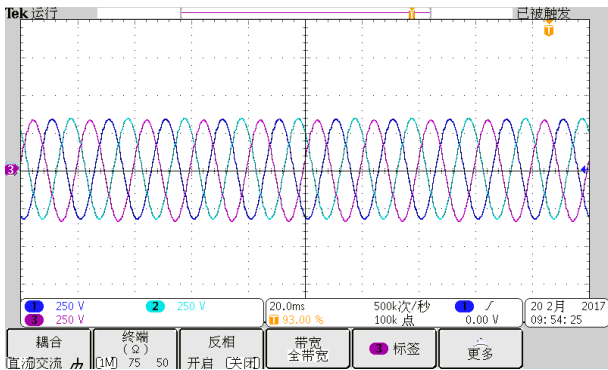


图 15 并网电压波形

Fig. 15 Grid-connected voltage waveform

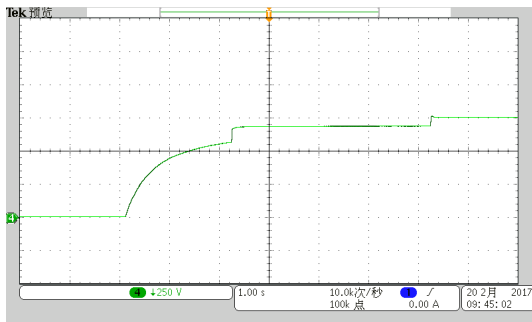


图 16 直流母线电压波形

Fig. 16 Voltage waveform of DC bus

6 结论

本文结合实际的工程项目，详细阐述了基于直流母线快充站的系统架构、系统的电路拓扑、控制策略以及系统控制框图，结合 Matlab 仿真对上述内容进行了仿真验证，根据工程合同搭建了实际的实验平台并对其进行了性能测试，测试结果证明本方案正确可行。基于直流母线的快充站系统，把储能系统和电动汽车充电系统结合起来，利用峰谷电价差对储能电池充放电，并对电动汽车充电，不仅可以通过削峰填谷维护电网的可靠运行，而且提高了充电站设备的利用率，故具有较高的社会效益和经济效益。

参考文献

[1] 赵彪, 于庆广, 孙伟欣. 双重移相控制的双向全桥 DC-DC 变换器及其功率回流特性分析[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(12): 43-50.
ZHAO Biao, YU Qingguang, SUN Weixin. Bi-directional full-bridge DC-DC converters with dual-phase-shifting control and its backflow power characteristic analysis[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(12): 43-50.

[2] 高宁, 李睿, 陈强, 等. 双级式中频隔离型储能变流器

的直流母线电压优化控制[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(17): 1-7.

GAO Ning, LI Rui, CHEN Qiang, et al. Optimized DC-link voltage control for double-stage medium frequency isolated power conversion system[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(17): 1-7.

[3] 王克, 王泽忠, 柴建云, 等. 同步控制逆变电源并网预同步过程分析[J]. 电力系统自动化, 2015, 39(12): 152-158.
WANG Ke, WANG Zezhong, CHAI Jianyun, et al. Synchronous control of inverter power supply grid synchronization process analysis[J]. Automation of Electric Power Systems, 2015, 39(12): 152-158.

[4] 李军徽, 朱昱, 严干贵, 等. 储能系统控制策略及主电路参数设计的研究[J]. 电力系统保护与控制, 2012, 40(7): 7-12.
LI Junhui, ZHU Yu, YAN Gangui, et al. Research on the control strategy and the design of main circuit parameters of energy storage system[J]. Power System Protection and Control, 2012, 40(7): 7-12.

[5] 黄贵鸿, 雷霞, 芦杨, 等. 考虑用户满意度的电动汽车用户侧最优智能充放电策略[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(24): 40-47
HUANG Guihong, LEI Xia, LU Yang, et al. Optimus smart charge-discharge tactics in electric vehicle user profile considering user's satisfaction[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(24): 40-47.

[6] 刘刚, 梁燕, 胡思正, 等. 电池储能系统双向 PCS 的研制[J]. 电力电子技术, 2010, 44(10): 12-13.
LIU Gang, LIANG Yan, HU Siquan, et al. Development of bi-directional PCS in battery energy storage system[J]. Power Electronics, 2010, 44(10): 12-13.

[7] 邱培春, 葛宝明, 毕大强. 基于蓄电池储能的光伏并网发电功率平抑控制研究[J]. 电力系统保护与控制, 2011, 39(3): 29-33.
QIU Peichun, GE Baoming, BI Daqiang. Battery energy storage-based power stabilizing control for grid-connected photovoltaic power generation system[J]. Power System Protection and Control, 2011, 39(3): 29-33.

[8] 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 Ming, CHEN Zhong, SU Jianhui, et al. An overview of battery energy storage system for renewable energy generation[J]. Automation of Electric Power Systems, 2013, 37(1): 19-25.

[9] 丁明, 林根德, 陈自年, 等. 一种适用于混合储能系统的控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(7): 1-6.
DING Ming, LIN Gende, CHEN Zinian, et al. A control

- strategy for hybrid energy storage systems[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(7): 1-6.
- [10] 方支剑, 段善旭, 陈天锦, 等. 储能逆变器预测控制误差形成机理及其抑制策略[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(30): 1-9.
FANG Zhijian, DUAN Shanxu, CHEN Tianjin, et al. Formation mechanism and suppression strategy of prediction control error applied in a battery energy storage inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(30): 1-9.
- [11] 陈丽丽, 牟龙华, 刘仲. 光储柴微电网运行特性分析[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(12): 86-91.
CHEN Lili, MU Longhua, LIU Zhong. Analysis of the operating characteristics of a PV-Diesel-BESS microgrid system[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(12): 86-91.
- [12] 彭思敏, 施刚, 蔡旭, 等. 基于等效电路法的大容量蓄电池系统建模与仿真[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(7): 11-18.
PENG Simin, SHI Gang, CAI Xu, et al. Modeling and simulation of large capacity battery systems based on the equivalent circuit method[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(7): 11-18.
- [13] 张兴, 余畅周, 刘芳, 等. 光伏并网多逆变器并联建模及谐振分析[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(3): 336-345.
ZHANG Xing, YU Changzhou, LIU Fang, et al. Modeling and resonance analysis of multi-paralleled grid-tied inverters in PV systems[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(3): 336-345.
- [14] 张蕴昕, 孙运全. 混合储能在风光互补微网中的控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(21): 93-98.
ZHANG Yunxin, SUN Yunquan. Control strategy of a hybrid energy storage in wind-solar hybrid generation micro-grid[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(21): 93-98.
- [15] 周林, 张密, 居秀丽, 等. 电网阻抗对大型并网光伏系统稳定性影响分析[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(34): 34-41.
ZHOU Lin, ZHANG Mi, JU Xiuli, et al. Stability analysis of large-scale photovoltaic plants due to grid impedances[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(34): 34-41.
- [16] HE J, LI Y, BOSNJAK D, et al. Investigation and active damping of multiple resonances in a parallel-inverter-based microgrid[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(1): 234-246.
- [17] HE J, LI Y. Generalized closed-loop control schemes with embedded virtual impedances for voltage source converters with LC or LCL filters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(4): 1850-1861.

收稿日期: 2017-08-15

作者简介:

何春林(1966—), 男, 硕士研究生, 高级工程师, 主要研究方向为配电网及智能用电技术。E-mail: dayou82@qq.com