

并网型半桥式两级结构蓄电池充放电系统研究

为提高并网型蓄电池充放电系统的集成度,降低成本,给出了一种可同时实现直流侧和电网侧双向功率控制的蓄电池充放电系统。以单相H桥逆变器为基础,一个桥臂结合一个直流侧电感形成直流双向升降压功率变换器,另一个桥臂结合直流分压电容形成单桥臂并网逆变器,实现直流-交流的升降压并网逆变控制。进一步采用并网电流滞环控制策略以降低电容电压波动的影响。试验结果证明了该系统及其控制方法的正确性和可行性。

王贵忠/哈工大(张家口)工业技术研究院

马健程/东北农业大学电气工程系

0 引言

随着电动汽车等交通设备和分布式发电技术的不断发展,蓄电池作为电能存储和电能调节的主要形式,为保证整个电能供应系统的持续稳定运行起到了越来越关键的作用^[1-4]。由于蓄电池的工作特性,需要在充电之前对其进行放电,以提高储能容量,延长使用寿命。传统方法中采用泄放电阻的方式将其消耗掉,这种方式显然造成了能源的浪费。而将蓄电池和具有双向电能流动特性的并网逆变器相结合,一方面能够将发电能量回馈到电网,另一方面在充电过程中可以对电网侧的电流进行实时的波形和相位控制,将充放电系统等效为纯阻性负载,可以有效降低对电网的谐波和无功污染,成为当前的研究热点^[5-7]。

用于蓄电池充放电系统的一种典型功率变换方案是采用双向升降压DC-DC变换器结合全桥式DC-AC逆变器的结

构,这种结构需要六个功率开关管,造成系统结构较为复杂,同时存在成本、体积和效率等问题^[8]。本文研究了一种简化的并网型蓄电池充放电系统,采用双向升降压DC-DC变换器结合半桥式DC-AC逆变器的结构,只需要两个桥臂即可同时实现直流母线电压的恒定控制、蓄电池充放电电压、电流控制和网侧电流的正弦化闭环控制,有效降低了系统体积和成本,提高了系统的集成度和可靠性。

1 半桥式两级结构功率变换器及控制策略

1.1 总体结构

在由电网向蓄电池充电时,直流侧DC-DC变换器应为一个降压变换器,而将为蓄电池的电能回馈到电网,直流侧DC-DC变换器需工作在升压模式,以使直流母线电压满足并网电压条件。因此该系统需要一个双向升降压型DC-DC变换器和DC-AC逆变器相结合的两级功率变换结构。其结构如图1所示,其中开关器件 $T_1 \sim T_4$ 构成了一个H桥逆变器,直流滤波电感 L_b 和 T_1 、 T_2 以及直流电容 C_1 、 C_2 构成了直流双向变换器, T_3 、 T_4 以及



王贵忠/高级工程师

关键词/Keywords

蓄电池充放电 ·
H桥逆变器 ·
双向变换器 ·
电流滞环控制 ·

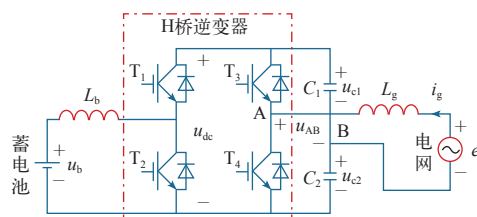


图1 蓄电池充放电系统原理图

黑龙江省自然科学基金项目(E2016031)。

直流电容 C_1 、 C_2 和交流滤波电感 L_g 构成了并网逆变器。本系统只需要一个H桥逆变器,可以采用现有的集成功率模块,从而降低系统的体积和成本,有利于提高系统集成度和可靠性。

下面对直流变换器和交流逆变器的工作原理分别加以介绍。

1.2 直流变换器的原理分析

该直流变换器通过 T_1 、 T_2 的独立控制可以实现升压或者降压运行。在蓄电池放电时,直流变换器处于升压模式,将蓄电池的输出电压提升为满足并网电压条件的较高直流电压。此时 T_1 关断, T_2 为开关状态,直流电压 u_{dc} 与蓄电池电压 u_b 的关系为

$$\frac{u_b}{u_{dc}} = \frac{1}{1-d} \quad (1)$$

式中, d 为 T_2 的占空比。因此通过调节 T_2 的占空比即可调节蓄电池的输出电压和放电电流。为使蓄电池处于合理运行状态,避免过放电以及放电过程出现过电流,采用电压、电流双闭环的方式,同时设置最低输出电压,当蓄电池电压 u_b 小于该值时,停止放电。

在蓄电池充电时,直流变换器处于降压模式,此时 T_2 关断, T_1 为开关状态, u_{dc} 与 u_b 的关系为

$$\frac{u_b}{u_{dc}} = d \quad (2)$$

通过调节 T_1 的占空比即可改变蓄电池的充电电流。在蓄电池电压较低时,采用恒流充电,在接近充满电时,采用恒压充电方式。

1.3 半桥式并网逆变器的原理分析

由H桥逆变器的右桥臂和直流电容以及交流滤波电感 L_g 构成了并网逆变器。下面以蓄电池充电状态,即整流状态为例分析其工作原理,假设电容值 $C_1 = C_2 = C$,且有电容电压 $u_{C1} = u_{C2}$ 。 T_3 、 T_4 互补工作。在正半周, T_3 导通时,其等效电路如图2a所示,此时电网为电容 C_1 充电,其电压方程为

$$L_g \frac{di_g}{dt} = u_{C1} - e \quad (3)$$

式中, e 为电网电压瞬时值。

由并网逆变器的工作原理可知,应有 u_{C1} 大于

电网电压幅值 E_m 。由此可知,此时并网电流 i_g 逐渐减小。

T_4 导通时,其等效电路如图2b所示,此时电容 C_2 处于放电状态,其电压方程为

$$L_g \frac{di_g}{dt} = u_{C2} + e \quad (4)$$

由此可知,此时并网电流 i_g 逐渐增加。

由此得到在一个开关周期内的并网电流、开关状态以及电容电压波形如图2c所示。以此类推,在整个正半周内, C_1 均处于充电状态,而 C_2 始终处于放电状态。

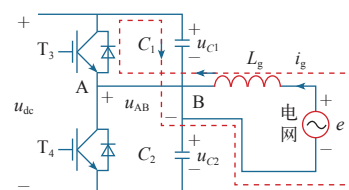
下面再来分析负半周的情况,同样在 T_3 导通时,其等效电路如图2d所示,此时电容 C_1 处于放电状态,其电压方程为

$$L_g \frac{di_g}{dt} = u_{C1} + e \quad (5)$$

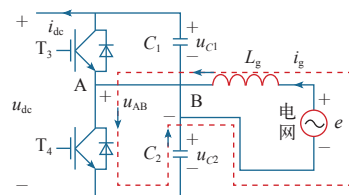
T_4 导通时,其等效电路如图4e所示,此时电网为电容 C_2 充电,其电压方程为

$$L_g \frac{di_g}{dt} = u_{C2} - e \quad (6)$$

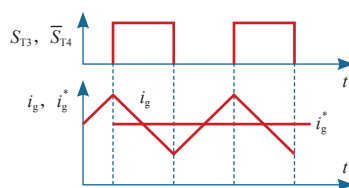
由此得到在负半周时的一个开关周期内的并网电流和开关状态以及电容电压波形如图2f所示。



(a) 正半周上桥臂导通等效电路



(b) 正半周下桥臂导通等效电路



(c) 正半周电压电流波形

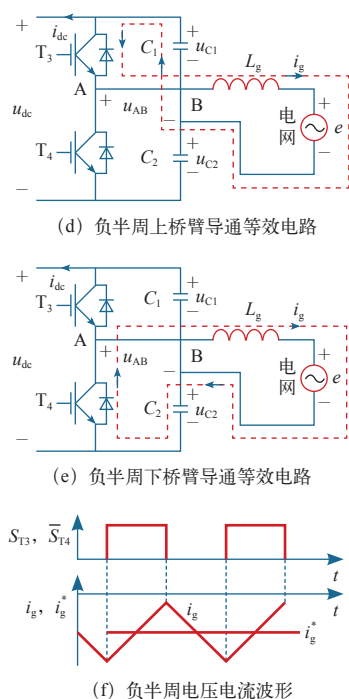


图2 单桥臂逆变器工作原理图

由前述分析可知,在整个正半周内, C_1 均处于充电状态,电容电压不断升高,而 C_2 始终处于放电状态,电容电压不断下降。负半周情况与此相反。说明在整个周期内两个电容电压均存在波动。通过适当增加直流电容,并尽可能保证电容值相等,可以降低电压波动。而采取比例控制等并网电流控制策略时,直流电容的波动将引起并网电流的低次谐波,造成波形质量恶化,为此需要深入研究并网电流控制策略。

并网逆变器采用直流母线电压外环、并网电流内环的双闭环控制策略。直流电压闭环采用比例-积分调节器,以保证直流母线电压保持稳定,其输出作为并网电流幅值的给定。为避免直流电压的波动导致给定电流存在波动,在直流电压反馈环节加入低通滤波器,以滤除掉直流电压反馈信号的瞬态波动。

电流幅值给定与电网电压同相位的标准正弦波相乘,获得与电网电压同相位或反相位的并网电流瞬时给定值,再由电流闭环控制策略获得H桥逆变器右桥臂的占空比,以实现整个系统的控制。

为了消除直流电压波动对并网电流波形质量的影响,同时获得较快的动态响应,本文采用

并网电流滞环控制策略。在给定电流波形的基础上,取一个固定的环宽,在每一个采样时刻,采样实际并网电流,计算给定电流 $i_g^* \pm i_h$ (i_h 为环宽),将二者相比较,比较结果取反后作为 T_3 和 T_4 的控制信号。比较原则为

$$\begin{cases} i_g > i_g^* + i_h & T_3 \text{ 导通, } T_4 \text{ 关断} \\ i_g^* + i_h \leq i_g \leq i_g^* - i_h & \text{保持不变} \\ i_g < i_g^* - i_h & T_3 \text{ 关断, } T_4 \text{ 导通} \end{cases} \quad (7)$$

其核心原理在于,若实际电流大于电流上限时, T_3 导通, T_4 关断,使得电流下降,而实际电流小于电流下限时, T_3 关断, T_4 导通,使得电流上升。而实际电流落于环内时,两个开关器件的开关状态保持不变。由上述原理可知,该算法通过实时比较给定电流值与瞬时电流值,直接获得开关信号,因此可以消除直流电压波动对并网电流波形质量的影响。

另外,为避免两个直流侧电容电压偏差过大,需要引入电容电压均衡控制环节。其基本原理是采集两个电容电压,并做差后得到电容差值,进一步在并网电流的正、负半周,分别用1和-1乘以与该电容差值成比例的系数,并与直流电压闭环调节器输出值相加共同作为并网电流幅值的给定,从而实现电容电压均衡。为避免对并网电流的波形质量造成过大影响,需要对该比例系数进行限幅,在每个电网周期内只进行较小的电流正负半周幅值偏移,由于电容电压的偏差变化较为缓慢,可以经过多个电网周期后实现电容电压均衡。

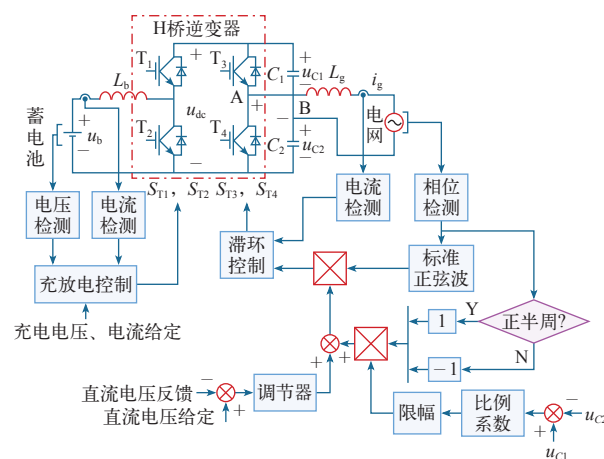


图3 系统总体控制结构图

由此得到如图3所示的整个系统的控制结构图。直流侧包括充电控制和放电控制两个模块，并网逆变器侧包括直流电压外环和并网电流内环滞环控制器。实际运行过程中，充电时直流电压外环调节器的输出为正值，放电时该输出为负值，再通过电流闭环调节器控制实际并网电流的幅值和相位，进而自动保证电能的流动方向，实现系统的充放电控制。

2 试验研究

基于DSP芯片TMS320F28035搭建了低压小功率试验系统，包括蓄电池的电压、电流检测模块、直流电压检测模块以及电网电压和并网电流检测模块。其中变压器将电网电压转换为低电压，以便降低直流母线电压。所有算法均在一片控制芯片中完成，指令信号由外部给定。试验参数：蓄电池工作电压范围为100~150 V，额定工作电流为20 A，直流母线电压为300 V，直流侧开关频率为20 kHz，直流侧滤波电感为0.5 mH，交流侧电感为2 mH。

图4为相应的试验结果。由图4可知，蓄电池充电电流保持恒定，并网电流的极性随着工作模式的变化而变化，在充电模式，并网电流与电网电压同相位，电能从电网流向蓄电池。在放电模

式，并网电流与电网电压相位相反，电能从蓄电池流向电网。两种模式下电流波形均保持较好的正弦性，谐波含量较低。

3 结束语

所研制的并网型半桥式两级结构蓄电池充放电系统只需较少的功率器件就同时实现了蓄电池的端电压在较大范围内变化时的充放电控制和网侧电流的实时正弦化波形控制，通过采用电流滞环控制策略，保证了网侧电流波形的优良控制效果。具有集成度高、节能、清洁及安全可靠等优点。

参考文献

- [1] 王振浩, 刘金龙, 李国庆, 等. 基于超级电容器储能的并网风电场功率与电压调节技术 [J]. 电力自动化设备, 2011, 31 (3): 113-116.
- [2] 郭青龙, 廉世军. 面向储能充电桩应用的双输入变换装置 [J]. 电气应用, 2018, 37 (1): 60-66.
- [3] 李娜, 黄梅. 不同类型电动汽车充电机接入后电力系统的谐波分析 [J]. 电网技术, 2011, 35 (1): 170-174.
- [4] 王斯然, 姚文熙, 周霞, 等. 锂电池馈电并网系统的设计与实现 [J]. 电网技术, 2009, 33 (6): 92-95.
- [5] 李建林. 分布式可再生能源、领域中储能的应用现状及发展趋势 [J]. 电气应用, 2018, 37 (1): 6-9.
- [6] Xia Zezhong, Tao Xiaopeng, Li Yuanzheng, et al. Digital control of distributed converter system for battery charge and discharge [C]. International Conference on Electrical and Control Engineering, Dhaka, Bangladesh, 2010, 12: 3650-3654.
- [7] Zhu Jun-jie, Chen Cheng, Xu Jin. A battery charge and discharge device using PID genetic algorithm based on PWM rectifier [C]. IEEE Proceeding of ICEEE, Wuhan, China, 2010, 12: 1-4.
- [8] 丁石川, 陈权, 薛钟兵, 等. 智能电动汽车充放电技术分析与仿真研究 [J]. 电气应用, 2013, 32 (9): 24-28.

(收稿日期: 2018-02-10) EA

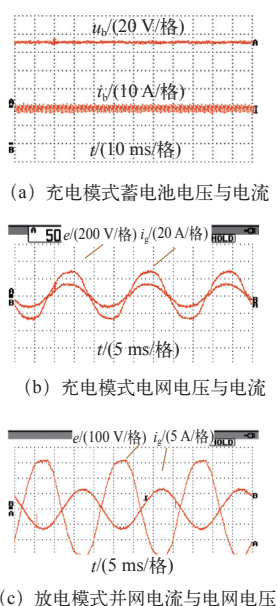


图4 试验波形