

基于互补 PWM 控制的 Buck/Boost 双向变换器 在超级电容器储能中的应用

张国驹, 唐西胜, 周龙, 齐智平

(中国科学院电工研究所, 北京市海淀区 100190)

Research on Complementary PWM Controlled Buck/Boost Bi-directional Converter in Supercapacitor Energy Storage

ZHANG Guoju, TANG Xisheng, ZHOU Long, QI Zhiping

(Institute of Electrical Engineering, Chinese Academy of Sciences, Haidian District, Beijing 100190, China)

ABSTRACT: Supercapacitor has imponderable advantages on the application of short and high power, and is very suitable for instantaneous power balance control in MicroGrid. In order to improve the utilization, the structure of supercapacitor bank, which is connected to the DC-bus of voltage source inverter (VSI) through Buck/Boost bi-directional converter, was presented in this paper. The DC-bus voltage of the VSI usually fluctuates with the change of the working state of the VSI, which may makes the unstable operation both of the Buck/Boost bi-directional converter and the VSI. The characteristic of complementary PWM control was analyzed and the mathematical model of complementary PWM controlled Buck/Boost bi-directional converter was established. Due to the fact that current and voltage dual-loop control cannot restrain DC-bus voltage fluctuation and improve the transient respond effectively, a power feed-forward compensator was added. Additionally, the beat observer was proposed instead of current sensor to improve load current measure accuracy. Experimental and simulation studies were presented to show the effectiveness of the proposed control.

KEY WORDS: Buck/Boost bi-directional converter; complementary pulse width modulation (PWM) control; beat observer; power feed-forward; DC-bus voltage; supercapacitor energy storage

摘要: 超级电容器等快速储能技术在短时大功率应用中具有较好的技术经济性, 非常适宜于微型电网运行过程中的瞬时功率平衡控制。提出超级电容器通过 Buck/Boost 双向变换器与脉宽调制(pulse width modulation, PWM)逆变器相连的

储能主电路结构, 以实现功率的双向调节并提高超级电容器利用率。为解决直流母线电压易受 PWM 逆变器工作状态切换而波动的问题, 采用互补 PWM 控制技术, 分析其特点及其在提高系统运行稳定性与动态响应的优势; 建立互补 PWM 控制的 Buck/Boost 双向变换器的小信号模型, 应用电压电流双闭环与功率前馈相结合的方法以抑制直流母线电压波动; 针对直流母线负载电流不易测量的问题, 提出采用最小拍观测器的方法对负载电流进行虚拟测量。仿真和实验证实了该方法的有效性。

关键词: Buck/Boost 双向变换器; 互补 PWM 控制技术; 最小拍观测器; 功率前馈; 直流母线电压; 超级电容器储能

0 引言

超级电容器具有功率密度大、循环寿命长、充放电速度快等优点, 在制动能量回收^[1-2]、电动汽车^[3-4]、分布式发电系统^[5]等领域具有广阔的应用前景。在微型电网中, 作为快速储能设备, 超级电容器储能可以对系统进行瞬时功率平衡控制, 提高系统稳定性。超级电容器可以直接与脉宽调制(pulse width modulation, PWM)逆变器的直流母线相连^[5], 但会造成容量上的浪费。本文提出超级电容器通过 Buck/Boost 双向变换器与 PWM 逆变器的母线相连的储能主电路结构, 超级电容器位于 Buck/Boost 双向变换器的低压侧, 提高了利用率。

PWM 逆变器的直流母线是超级电容器与微型电网能量交换的通道, 当微型电网功率波动引起流经 PWM 逆变器的功率发生变化时, 必然引起直流母线电压的变化。若控制不当, 则母线电压会因为储存能量迅速升高而过压, 或母线电压因为释放能

基金项目: 国家 863 高技术基金项目(2009AA05Z210)。

The National High Technology Research and Development of China (863 Program)(2009AA05Z210).

量引起电压迅速降低导致 PWM 逆变器无法正常工作。因此,抑制母线电压的波动在超级电容器储能中有着重要意义。在背靠背交流系统中,为了抑制直流母线电压波动,可以增大母线电容^[6],但是这会导致系统响应变慢。文献[7-8]提出了优化前馈的方法,有效地抑制了直流母线电压波动。但目前尚无采用 Buck/Boost 双向变换器抑制直流母线电压波动的相关研究。

本文将 Buck/Boost 双向变换器应用于超级电容器储能系统,分析互补 PWM 控制技术的特点及其应用于双向功率频繁切换场合的优势;建立基于互补 PWM 控制的 Buck/Boost 双向变换器的小信号模型,并进行控制系统设计;针对电压电流双闭环控制在抑制母线电压波动时的不足,增加功率前馈环节;鉴于直流母线电流不易测量的情况,提出基于最小拍观测器的方法对负载电流进行虚拟测量。最后,通过仿真和实验证实上述方法的有效性。

1 超级电容器储能结构

本文采用的超级电容器储能如图 1 所示,它由超级电容器组、Buck/Boost 双向变换器、电压型三相 PWM 逆变器以及并网电抗组成。电压型三相 PWM 逆变器采用功率控制^[9-11],根据实际需要既可以工作在逆变模式,也可以工作在整流模式。超级电容器位于 Buck/Boost 双向变换器的低压侧,有利于提高超级电容器的利用率,在满足微型电网正常运行所需的条件下尽量减小超级电容器的数量,提高储能的经济性。

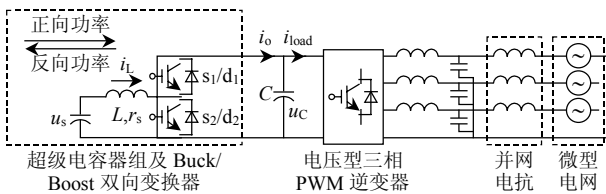


图 1 超级电容器储能主电路结构

Fig. 1 System diagram of supercapacitor storage

Buck/Boost 双向变换器体积小,器件数量少,工作效率较高^[12]。该变换器有两种 PWM 控制方法:1) 独立 PWM 控制方法^[13-14];2) 互补 PWM 控制方法^[15]。在独立 PWM 控制中,两个开关管 s_1/d_1 和 s_2/d_2 不同时动作,可以等效为单向 Buck 电路和单向 Boost 电路的反并联组合,为了保证双向功率流动的平滑稳定,避免瞬时冲击,需要一个状态逻辑单元来实现 Buck 和 Boost 状态的平稳切换,这种状态逻辑单元一般采用滞环的形式来实现^[2]。互

补 PWM 控制的方法中两个开关管 s_1/d_1 和 s_2/d_2 同时动作,该法使 Buck/Boost 双向变换器获得软开关环境,不需要状态逻辑单元就可以获得双向状态切换,系统响应更快。在微型电网中,超级电容器作为快速储能,需要迅速且频繁的吸收/发出有功功率,其双向状态切换频繁,更适合采用互补 PWM 方法。

2 基于互补 PWM 控制的 Buck/Boost 双向变换器的建模

Buck/Boost 双向变换器电路结构如图 1 所示。设 s_1/d_1 导通的时间为 d ,以电感电流 i_L 和理想电容电压 u_C 为状态变量,利用状态空间平均法,建立状态方程:

$$\begin{cases} \frac{du_C}{dt} = \frac{d}{C}i_L - \frac{i_{load}}{C} \\ \frac{di_L}{dt} = -\frac{r_s}{L}i_L - \frac{d}{L}u_C + \frac{u_s}{L} \end{cases} \quad (1)$$

则在稳态工作点(u_{c0} , i_{L0} , i_{load0} , d_0 , u_{s0})处,有

$$\begin{cases} d_0 i_{L0} = i_{load0} \\ -r_s i_{L0} - d_0 u_{c0} + u_{s0} = 0 \end{cases} \quad (2)$$

从式(2)可知,当 $d_0 > u_{s0}/u_{c0}$ 时, $i_{L0} < 0$,即 Buck/Boost 双向变换器工作在反向功率状态;反之,当 $d_0 < u_{s0}/u_{c0}$ 时则工作在正向功率状态,当 $d_0 = u_{s0}/u_{c0}$ 时,工作在零功率交换状态。

在稳态工作点处对系统添加扰动: $u_c = u_{c0} + \Delta u_c$, $i_L = i_{L0} + \Delta i_L$, $i_{load} = i_{load0} + \Delta i_{load}$, $d = d_0 + \Delta d$, $u_s = u_{s0} + \Delta u_s$,忽略二阶分量,线性化后可得小信号模型:

$$\begin{bmatrix} \Delta \dot{u}_c \\ \Delta \dot{i}_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{d_0}{C} \\ -\frac{d_0}{L} & -\frac{r_s}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta u_c \\ \Delta i_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{i_{L0}}{C} \\ -\frac{u_{c0}}{L} \end{bmatrix} \Delta d + \begin{bmatrix} -\frac{1}{C} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_{load} \\ \Delta u_s \end{bmatrix} \quad (3)$$

取电感电流 i_L 、输出电流 i_o 与电压 u_C 为输出量,则系统的输出方程为

$$\begin{bmatrix} u_c \\ i_L \\ i_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_c \\ i_L \end{bmatrix} \quad (4)$$

线性化后可得

$$\begin{bmatrix} \Delta u_c \\ \Delta i_L \\ \Delta i_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & d_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta u_c \\ \Delta i_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ i_{L0} \end{bmatrix} \Delta d \quad (5)$$

由式(3)和式(5)建立 Buck/Boost 双向变换器,系统框图如图 2 所示。

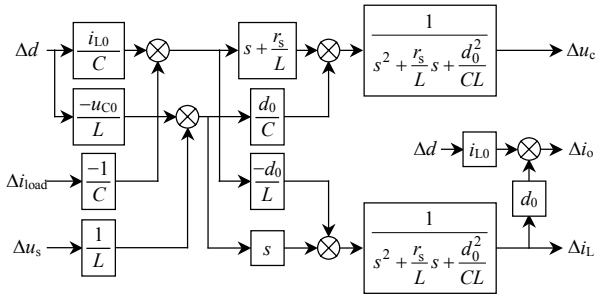


图 2 Buck/Boost 双向变换器系统框图

Fig. 2 Block diagram of Buck/Boost bi-directional converter system

3 基于互补 PWM 控制的 Buck/Boost 双向变换器的控制系统设计

已经有研究^[16-17]证明，在恒功率负载下，由于恒功率负载的负阻特性，使得系统存在着正极点，故开环不稳定，且为非最小相位系统。同时，Buck/Boost 双向变换器为二阶仿射非线性系统，即使以某一稳态点为基础对其进行线性化，也有可能丧失大信号稳定性；且输出功率或者参考输入的变化动态过程体现了非线性，不适合用线性模型表示。因此，为了保证 Buck/Boost 双向变换器在各种负载下，尤其是恒功率负载下的动态静态特性，根据本文稳定直流母线电压的控制目标以及串级控制的思想，可以采用电容电压和电感电流状态反馈双闭环控制^[18]，系统控制框图如图 3 所示。

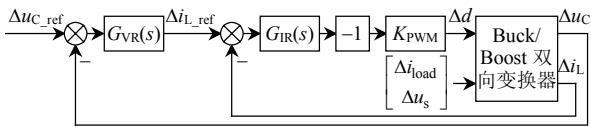


图 3 系统控制框图

Fig. 3 Block diagram of control system

由图 2 和图 3 可建立电流内环的传递函数：

$$\Delta i_L = \frac{(sCu_{C0} + d_0 i_{L0}) G_{IR}(s) K_{PWM} \Delta i_{L_ref} + sC \Delta u_s + d_0 \Delta i_{load}}{(sCu_{C0} + d_0 i_{L0}) G_{IR}(s) K_{PWM} + s^2 LC + sr_s C + d_0^2} \quad (6)$$

由于 L 、 C 的值都很小(一般都为 10^{-3} 数量级)， d_0 为稳态占空比，其值在 $(0,1)$ 范围内。所以 Δi_{load} 和 Δu_s 的系数远远小于 Δi_{L_ref} 的系数以及分母，故可忽略 Δi_{load} 和 Δu_s 对电流环的影响。如果不考虑系统及控制延时，则电流内环可以表示为增益为 K 的比例环节。

对于电容电压外环，采取恒压控制时有 $\Delta u_{C_ref} = 0$ ，可以建立电压外环的传递函数为

$$\Delta u_C = \frac{-u_{C0} \Delta i_{load} + i_{L0} \Delta u_s}{Cs + i_{load0} + K(u_{s0} - 2r_s i_{L0}) G_{VR}(s)} \quad (7)$$

从式(7)中可以看出，引起母线电压波动 Δu_C 的

主要原因是 Δi_{load} 和 Δu_s 的变化。为降低母线电压波动，一是可以增大母线电容 C ，但是增大母线电容会带来系统体积增大，延缓系统响应速度；二是通过加强调节器 $G_{VR}(s)$ 的作用，但是如果在负载波动较大的情况下，短时间内仍然会造成母线电压波动。

为了消除 Δi_{load} 和 Δu_s 对母线电压 Δu_C 造成的影响，可以采用功率前馈的方法。引入功率前馈后系统控制框图如图 4 所示。

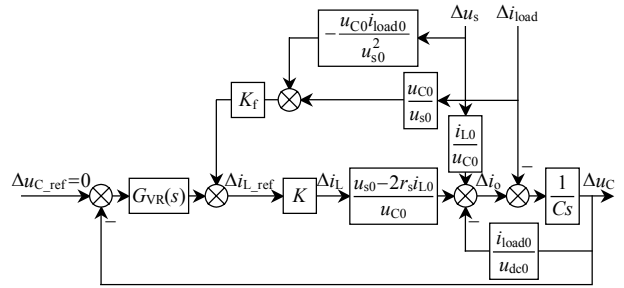


图 4 带功率前馈的系统控制框图

Fig. 4 Control diagram with power feed-forward compensator

由图 4 可以建立电压外环的传递函数：

$$\Delta u_C = [(KK_f \frac{u_{s0} - 2r_s i_{L0}}{u_{s0}} - 1) \Delta i_{load} - (KK_f \frac{u_{s0} - 2r_s i_{L0}}{u_{s0}^2} i_{load0} - \frac{i_{L0}}{u_{C0}}) \Delta u_s] / (Cs + K \frac{u_{s0} - 2r_s i_{L0}}{u_{C0}} G_{VR} + \frac{i_{load0}}{u_{C0}}) \quad (8)$$

结合式(2)，由式(8)可知，如果忽略电感及电源损耗 r_s ，则取 $K_f = 1/K$ 就可以完全消除 Δi_{load} 和 Δu_s 带来的干扰，即直流母线电压理论上不再受负载电流和电源电压的变化，暂态下仍保持稳定。

4 负载电流最小拍观测器的设计与实现

为了引入功率前馈，抑制直流母线电压的波动，则必须引入负载电流 i_{load} 的值，但是在实际系统中，直流母线的负载十分复杂，除了电阻负载之外，更多的是恒功率负载，如 PWM 逆变器等。此时， i_{load} 的值是与开关频率相关的脉冲波，且由于采样频率的限制，并不能采样到所需要的电流实际值。因此，本文提出了基于最小拍观测器的负载电流虚拟测量方法。

由于控制器的采样延时与采样周期处于一个数量级，可以通过现今观测器的方法来设计最小拍观测器^[19]来对 i_{load} 进行虚拟测量。将如下状态方程进行离散化：

$$C \frac{du_{dc}}{dt} = i_o - i_{load} \quad (9)$$

即可构造如下状态方程以及输出方程:

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} u_{dc}(k+1) \\ i_{load}(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{T}{C} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{dc}(k) \\ i_{load}(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{T}{C} \\ 0 \end{bmatrix} i_o(k) \\ u_{dc}(k+1) = [1 \quad 0] \begin{bmatrix} u_{dc}(k+1) \\ i_{load}(k+1) \end{bmatrix} \end{cases} \quad (10)$$

建立现今观测器的模型如图5所示。

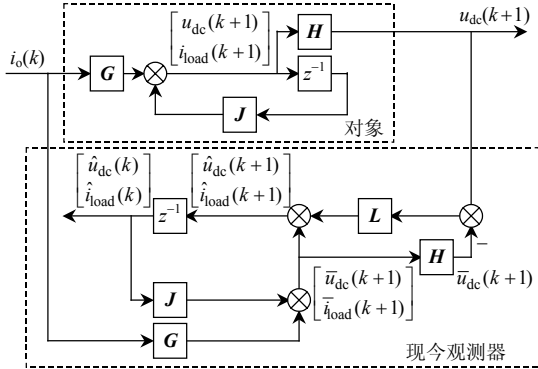


图5 现今观测器模型框图

Fig. 5 Block diagram of present value observer

图5中: $G = \begin{bmatrix} \frac{T}{C} \\ 0 \end{bmatrix}$; $J = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{T}{C} \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$; $H = 0$; $L =$

$\begin{bmatrix} L_1 \\ L_2 \end{bmatrix}$; $\begin{bmatrix} \hat{u}_{dc}(k) \\ \hat{i}_{load}(k) \end{bmatrix}$ 为 k 时刻的观测值; $\begin{bmatrix} \bar{u}_{dc}(k+1) \\ \bar{i}_{load}(k+1) \end{bmatrix}$ 与 $\bar{u}_{dc}(k+1)$ 为 $k+1$ 时刻的预测值; L 为观测器增益。

当已有了 k 时刻的观测值, 根据系统的模型可以预测 $k+1$ 时刻的状态; 测量 $k+1$ 时刻系统的实际输出值, 并利用观测误差 $u_{dc}(k+1) - \bar{u}_{dc}(k+1)$ 修正预测值, 从而得到 $k+1$ 时刻的观测值:

$$\begin{bmatrix} \hat{u}_{dc}(k+1) \\ \hat{i}_{load}(k+1) \end{bmatrix} = (J - LHJ) \begin{bmatrix} \hat{u}_{dc}(k) \\ \hat{i}_{load}(k) \end{bmatrix} + (G - LHG)i_o(k) + Lu_{dc}(k+1) \quad (11)$$

则现今观测器的误差方程为

$$e(k+1) = (J - LHJ)e(k) \quad (12)$$

由于 $(J - LHJ)$ 是可观的, 则可以通过选择反馈增益 L 来保证观测器的动态响应要求。误差方程的特征方程如下:

$$|z - J + LHJ| = 0 \quad (13)$$

带入可计算得

$$(z - 1 + L_1)(z - 1 - \frac{L_2 T}{C}) = L_2 (\frac{T}{C} - \frac{L_1 T}{C})$$

当特征根 $z^2 = 0$ 时, 观测误差将在两个周期内衰减到零, 过渡时间最短, 又称为最小拍观测器, 此时有

$$L = \begin{bmatrix} L_1 \\ L_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ -\frac{C}{T} \end{bmatrix}$$

则可以建立负载电流的最小拍观测方程为

$$\hat{i}_{load}(k+1) = \frac{C}{T} [\hat{u}_{dc}(k) - u_{dc}(k+1)] + i_o(k) \quad (14)$$

5 仿真与实验

5.1 仿真

为了验证上述方法的有效性, 采用 PSIM 软件建立了超级电容器储能的模型并进行了仿真。仿真参数如下: 超级电容器组 200 V, 10 F, 0.1 Ω ; 直流母线电压 350 V; 直流侧电感 0.8 mH, 0.2 Ω ; 直流母线电容 3.3 mF, 2 k Ω ; 开关频率 10 kHz。三相 PWM 逆变器采用功率控制。

图6为超级电容器储能在0.1 s时启动, 0.2 s时加10 kW负载, 0.3 s时负载突变为-10 kW, 0.4 s时负载为0的仿真波形, 电流内环采取了限幅。从图6可以看出, 空载启动时, 互补 PWM 控制下 i_L 可以迅速反向, 这有效的抑制了电压的超调。在0.3 s功率由正变负时, 电感电流快速反向, 维持直流母线电压的稳定。在0.2、0.3和0.4 s时负载发生波动, 相比较于采用双闭环控制, 功率前馈+双闭环控制能更有效的抑制直流母线电压波动。

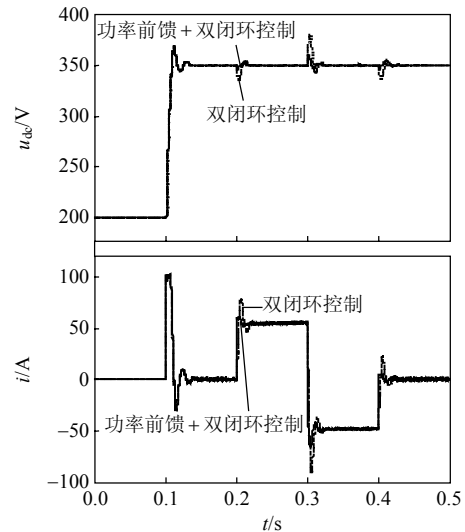


图6 功率前馈仿真效果图

Fig. 6 Effect of power feed-forward compensator

图7为仿真时采用最小拍观测器计算得 \hat{i}_{load} 的值与实际值经过滤波后的 i_{load} 的值。从图7可以看出, 在负载突变时, 尽管没有考虑内阻等因素, 最小拍观测器仍能较好的跟踪负载电流波形。0.1 s时启动现今观测器时, 能够迅速收敛, 满足系统所需。

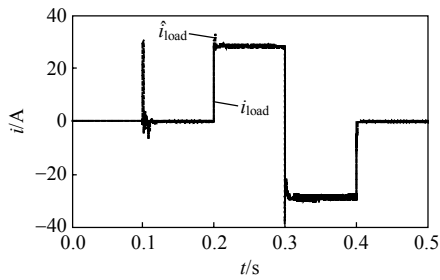


图 7 负载电流(最小拍观测器/实际测量)

Fig. 7 Load current(beat observer vs. current censor)

5.2 实验

在上述研究的基础上，搭建了如图 1 所示 10kW，0.05kW·h 的超级电容器组储能实验平台，系统参数为：超级电容器组 300V，20F，0.12Ω；直流母线电压 750V；直流侧电感 0.8mH，0.2Ω；直流母线电容 5mF，2kΩ；开关频率 10kHz。为了保证互补 PWM 控制下，Buck/Boost 双向变换器能够正常工作，需要为两个开关器件设置死区。三相 PWM 逆变器采用功率控制。

图 8 是空载时，Buck/Boost 双向变换器电感电流 i_L 和互补 PWM 脉冲 u_{gate} 的波形。从图 8 中可以看出，电感电流的平均值为零(忽略内阻损耗)，且 Buck/Boost 双向变换器获得了软开关的环境。超级电容器的电压为 300V，直流母线的电压为 750V，故根据式(2)可得 $d_0=0.4$ 。

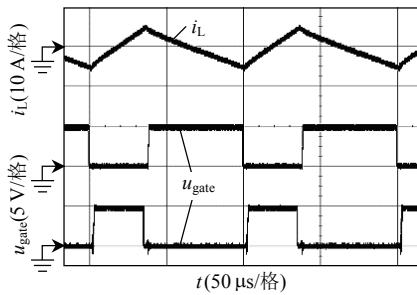


图 8 Buck/Boost 双向变换器空载时电感电流及驱动脉冲波形

Fig. 8 Buck/Boost converter's current and drive pulse waveforms when no-load

图 9 为空载启动时的 Buck/Boost 双向变换器输出电压 u_{DC} 与电感电流 i_L 波形(对电流内环采取了限幅，取图 1 中反向功率方向为实验时电流的正方向)。相比较于独立 PWM 控制技术，互补 PWM 控制下电流内环给定在电压超过给定值时迅速反向有效的抑制了电压超调，加速了响应过程。

图 10 为 PWM 逆变器并网运行且发生状态突变时，Buck/Boost 双向变换器电感电流 i_{Lg} ，并网电抗上的电流波形以及超级电容器组端电压 u_{SC} 波形，并对 B、C、D、E 4 个时刻的波形进行了放大。在

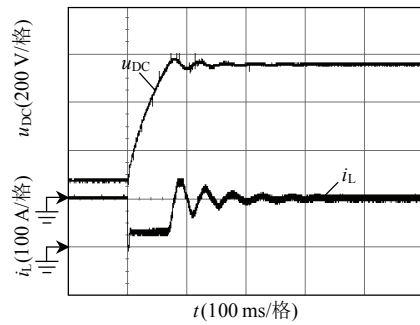
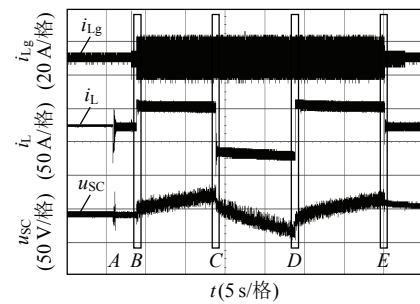


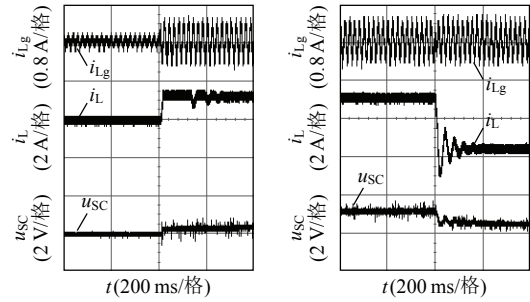
图 9 Buck/Boost 双向变换器空载启动时母线电压及电感电流波形

Fig. 9 Buck/Boost converter's voltage and current waveforms when no-load start

A 点时 Buck/Boost 双向变换器启动；B 点时 PWM 逆变器启动，并进入整流状态；C 点时反向运行，进入逆变状态；D 点时功率再次发生突变，再次进入整流状态运行；E 点时停止运行。从图 10 中可以看出，Buck/Boost 双向变换器电感电流可以迅速反

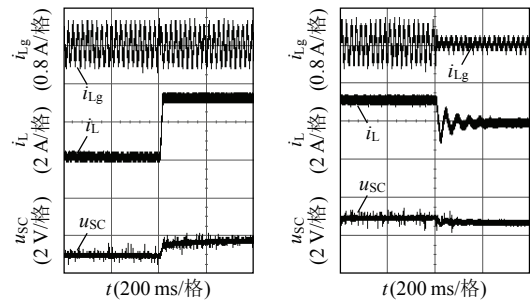


(a) 实验波形



(b) B 点放大图

(c) C 点放大图



(d) D 点放大图

(e) E 点放大图

图 10 PWM 逆变器状态突变时 Buck/Boost 双向变换器电感电流及并网电流波形

Fig. 10 Grid current and the Buck/Boost converter's current waveforms when PWM inverter's working state changed

向以响应负载的变化,满足超级电容器储能快速性的要求。

图11为双闭环控制方式下母线电压 u_{DC} 和功率前馈+双闭环方式下母线电压 u'_{DC} 在B、C、D、E 4个时刻时的波形比较图。从图中可以看出功率前馈+双闭环的控制策略可以有效地抑制母线电压的波动,且减少了过渡过程的响应时间。

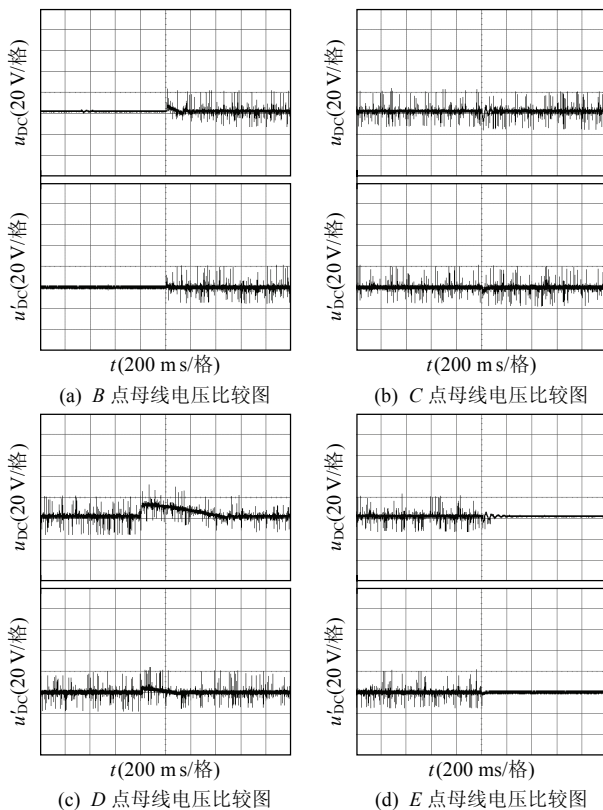


图11 PWM逆变器状态突变时直流母线电压瞬态响应波形(双闭环控制/带功率前馈的双闭环控制)

Fig. 11 DC-bus voltage waveform comparison when PWM inverter's working state changed(dual-loop controller vs. power feed-forward compensator controller)

6 结论

本文针对 Buck/Boost 双向变换器在超级电容器储能中的应用,提出了一种新型的控制方法。该方法采用了互补 PWM 控制技术,加快了系统响应速度;提出了功率前馈+双闭环控制技术,实现了对直流母线电压波动的抑制。同时,本文提出了采用最小拍观测器对不易直接测量的负载电流进行虚拟测量,该方法简单有效,易于实现。仿真及实验结果表明本文理论分析正确,提出的控制方法简单有效。

参考文献

[1] Rufer A, Barrade P. A supercapacitor-based energy-storage system for

elevators with soft commutated interface[J]. IEEE Trans. on Industry Applications, 2002, 38(5): 1151-1159.

- [2] Wang Sibao, Qi Zhiping, Wei Tongzhen. Fuzzy logic energy management strategy for supercapacitor-based energy saving system for variable-speed motor drives[C]//International Conference on Electrical Machines and Systems. Wuhan: IEEE, 2008: 1473-1478.
- [3] Do Y J, Young H K. Development of ultracapacitor modules for 42-V automotive electrical systems[J]. Journal of Power Sources, 2003, 114: 366-373.
- [4] 汪殿龙, 王军, 胡云岩, 等. 燃料电池车用大功率 DC-DC 变换器复合输入输出特性控制系统[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(18): 60-64.
Wang Dianlong, Wang Jun, Hu Yunyan, et al. Compound input and output feature control system of high power DC-DC converter for fuel cell electric vehicles[J]. Proceedings of the CSEE, 2009, 29(18): 60-64(in Chinese).
- [5] 鲁蓉, 张建成. 超级电容器储能系统在分布式发电系统中的应用[J]. 电力科学与工程, 2006(3): 63-67.
Lu Rong, Zhang Jiancheng. Application of super capacitor energy storage system to distributed generation system[J]. Electric Power Science and Engineering, 2006(3): 63-67(in Chinese).
- [6] Wu R, Dewan S, Slemmon G. A PWM AC to DC converter with fixed switching frequency[J]. IEEE Trans. on Industry Applications, 1990, 2(5): 880-885.
- [7] 李时杰, 李耀华, 陈睿. 背靠背交流系统中优化前馈控制策略的研究[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(22): 74-79.
Li Shijie, Li Yaohua, Chen Rui. Study of the optimum feed-forward control strategy in back-to-back converter system[J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(22): 74-79(in Chinese).
- [8] Antoniewicz P, Jasinski M, Kazmierkowski M P. AC/DC/AC converter with reduced DC side capacitor value[C]//The International Conference on Computer as A Tool. Belgrade: IEEE, 2005: 1481-1484.
- [9] 徐志英, 许爱国, 谢少军. 采用 LCL 滤波器的并网逆变器双闭环入网电流控制技术[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(27): 36-41.
Xu Zhiying, Xu Aiguo, Xie Shaojun. Dual-loop grid current control technique for grid-connected inverter using an LCL filter[J]. Proceedings of the CSEE, 2009, 29(27): 36-41(in Chinese).
- [10] 沈国桥, 徐德鸿. LCL 滤波并网逆变器的分裂电容法电流控制[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(18): 36-41.
Shen Guoqiao, Xu Dehong. Current control for grid-connected inverters by splitting the capacitor of LCL filter[J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(18): 36-41(in Chinese).
- [11] 赵清林, 郭小强, 郭伟扬. 单相逆变器并网控制技术[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(16): 60-64.
Zhao Qinglin, Guo Xiaoqiang, Wu Weiyang. Research on control strategy for single-phase grid-connected inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2007, 27(16): 60-64(in Chinese).
- [12] Zubieta L, Bonert R. Characterization of Double-layer capacitors for power electronics applications[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2000, 36(1): 199-205.
- [13] 王兆安, 黄俊. 电力电子技术[M]. 北京: 机械工业出版社, 2000: 108-109.
Wang Zhao'an, Huang Jun. Power electronics[M]. Beijing: China Machine Press, 2000: 108-109(in Chinese).
- [14] 张方华, 朱成花, 严仰光. 双向 DC-DC 变换器的控制模型[J].

- 中国电机工程学报, 2005, 25(11): 46-49.
- Zhang Fanghua, Zhu Chenghua, Yan Yangguang. The controlled model of bi-directional DC-DC converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(11): 46-49(in Chinese).
- [15] Sable D M, Lee F C, Cho B H. A zero-voltage-switching bidirectional battery charger/discharger for the NASA EOS satellite[C]//Applied Power Electronics Conference and Exposition. Boston: IEEE, 1992: 614-621.
- [16] 高朝晖, 林辉, 张晓斌. Boost 变换器带恒功率负载状态反馈精确线性化与最优跟踪控制技术研究[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(13): 70-75.
- Gao Zhaohui, Lin Hui, Zhang Xiaobin. Exact linearization and optimal tracking control of Boost converter with constant power loads[J]. Proceedings of the CSEE, 2007, 27(13): 70-75(in Chinese).
- [17] Grigore V, Hatonen J, Kyyra J, et al. Dynamics of a buck converter with a constant power load[C]//Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Fukuoka: IEEE, 1998: 72-78.
- [18] 徐德鸿. 电力电子系统建模及控制[M]. 北京: 机械工业出版社, 2006: 95-110.

- Xu Dehong. Model and control of power electronics system[M]. Beijing: China Machine Press, 2006: 95-110(in Chinese).
- [19] 高金源. 计算机控制系统[M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2001: 166-169.
- Gao Jinyuan. Computer control system[M]. Beijing: Beihang University Press, 2001: 166-169(in Chinese).



张国驹

收稿日期: 2011-01-18。

作者简介:

张国驹(1984), 男, 博士研究生, 主要从事微型电网及储能技术研究, zhangguojun@mail.iee.ac.cn;
唐西胜(1975), 男, 副研究员, 主要从事电力系统稳定性控制、分布式发电与储能、微电网研究;
周龙(1982), 男, 助理研究员, 主要从事飞轮储能、电机控制、变流器控制等研究;
齐智平(1958), 女, 研究员, 博士生导师, 主要从事分布式电力与储能、微型电网和智能电网的研究。

(责任编辑 吕鲜艳)

“2011 继电保护与电力系统自动化国际会议 (APAP2011)” 通知及征稿启事

2011 继电保护与电力系统自动化国际会议 (APAP2011) 将于 2011 年 10 月 16 日至 20 日在北京国际会议中心举办。会议由清华大学和中国电机工程学会联合主办, 美国电气和电子工程师协会 (IEEE)、英国工程技术学会 (IET)、中国科学杂志社和韩国明知大学 (Myongji University, Korea) 协办。中国国家自然科学基金委员会、中国水力发电工程学会、中国电工技术学会、国际大电网会议继电保护委员会 (CIGRE-SC B5) 等学术机构提供技术支持。

作为 16 年来首次在中国大陆举办的大型继电保护国际会议, 2011 继电保护与电力系统自动化国际会议 (APAP2011) 主题为“智能电网环境下的继电保护与电力系统自动化”; 将就继电保护和电力系统自动化的设计、制造、运行和管理等新技术进行交流与探讨, 共享经验和成果。APAP2011 会期五天, 10 月 16 日会议注册, 17 日至 19 日为主旨报告、论文宣讲、论文张贴, 20 日安排技术参观和代表旅游。会议将同期举办电力装备展览, 展示近年来的电力科技新成果和设备。

欢迎继电保护和电力系统自动化领域的专家、学者、工程师踊跃投稿, 也欢迎国内外电力设备制造商积极参展。会议论文将被 IEEE Explore、EI、ISTP 全文收录, 优秀论文将由中国科学 (Science in China) 杂志发表, 并被 SCI 收录。

会议详细信息请登录网站: www.apap2011.org

会务联系人: 辛建伟; 电话: 010-62782894; E-mail: apap2011@mail.tsinghua.edu.cn