

超级电容器储能控制技术研究

劳斯佳，尹忠东，单任仲

(华北电力大学电力系统保护与动态安全监控教育部重点实验室，北京102206)

摘要：提出了双向DC-DC变换器在超级电容器充放电过程中的控制方法，能够解决绝大多数需要对超级电容器充放电的场合。在PSCAD/EMTDC电力系统仿真软件中构建超级电容器的充放电电路模型，通过对无补偿时双向控制模型分析，采用PI或者PID补偿环节实现系统的稳定，并进行仿真验证。为减小充电电流脉动，进一步提出对超级电容器进行多重充电的思路，给出仿真结果。仿真系统的稳定和好的仿真结果说明所提出的方法可行。

超级电容器是近年来新型能源器件的一个研究热点，它与常规电容器不同，其容量可达到法拉级甚至数万法拉，而且能在电极端电压超过额定电压的过充电状态下不被击穿。作为一种理想的新型能源器件，它的比功率和比能量介于常规电容器和充电电池之间，在众多的应用领域里弥补了常规储能器件的单方面缺陷。此外，它还具有内阻小，充放电效率高（90%~95%）、循环寿命长（几万至十万次）、低温性能优越、无污染等独特的优点^[1]。这些优点使得超级电容器非常适合用于短时间高功率输出的场合。

追求稳定运行、可靠供电的电力系统近几年也引进超级电容器作为新型储能设备，使其在电力系统出现电压波动、短时间供电中断等情况下快速充放电，从而保证系统的安全性及可靠性。目前对超级电容器在电力系统中应用的研究才掀起热潮，实用化的超级电容器充放电控制尚未成熟。本文将双向DC-DC变换器应用于超级电容器的充放电过程，对双向控制模型分析，采用PWM的控制策略，并针对充放电情况的不同分别加装PI及PID补偿环节，使系统比较稳定，满足绝大多数需要快速对超级电容器充放电的场合。

1 双向DC-DC变换器模型

双向DC-DC变换器是直流母线和超级电容器之间的一个周期性通断的开关控制装置，它的作用是改变供给超级电容器的电压，实际上是作为一个电压调节系统而工作的。

为了满足使用需要，采用的变换器应该是电流可反向的两象限变换器，当电容对外放电时，DC-DC变换器处于升压状态，而对电容充电时，电流反馈，DC-DC变换器处于降压状态。

系统设计变换器可采用半桥式，由全控型晶体管IGBT S1和S2，以及续流二极管D1和D2，保护超级电容器的二极管D3和D4，电感L组成，见图1。

当S1处于工作状态，S2关断，S1和D2构成降压斩波电路，此时双向DC-DC变换器处于Buck状态。在一个开关周期 T_s 内，当S1闭合时（即 $0 < t < t_{on}$ ，其中 t 为时间变量），二极管D2承受反向电压，电流反向向电容充电，能量从直流母线直接充入超级电容器，同时电感L存储部分能量；当S1断开时（即 $t_{on} < t < T_s$ ），二极管D2承受正向偏压为电感L释放能量构成通路，向电容充电。当电路处于降压Buck状态时，两端电压的相互关系为：

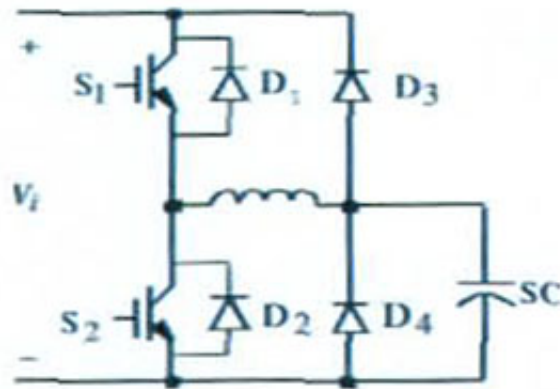


图 1 双向 DC-DC 变换器电路结构图

Fig.1 Circuit structure of bi-directional DC-DC converter

$$V_o = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} V_i = DV_i \quad (1)$$

式中： V_o 为电容电压的平均值； t_{on} 为 IGBT 处于通态的时间； t_{off} 为 IGBT 处于断态的时间； V_i 为直流输入电压； D 为导通比。

当 S_2 处于工作状态， S_1 关断， S_2 和 D_1 构升压斩波电路，此时 DC-DC 变换器处于 Boost 状态。当 S_2 闭合时（即 $0 < t < t_{on}$ ），能量从超级电容器经 S_2 传递到电感 L ；当 S_2 断开时（即 $t_{on} < t < T_s$ ），能量从电感 L 经 D_1 释放到直流母线。当处于升压 Boost 状态时，两端电压的相互关系为：

$$V_i = \frac{t_{on} + t_{off}}{t_{off}} V_o \quad (2)$$

即：
$$V_o = \frac{1}{1-D} V_i$$

2 双向 DC-DC 变换器的控制模型

系统测量直流母线和超级电容器的电压，以确定双向 DC-DC 变换器是工作在 Boost 状态还是 Buck 状态。当直流母线电压迅速增大，调节双向 DC-DC 变换器工作于 Buck 状态，将系统能量传送到超级电容器。在此之前，系统的控制必然使电容电压处于较低状态。相反，当直流母线电压迅速降低，则会控制双向 DC-DC 变换器转入 Boost 状态，将超级电容器储存的能量释放到系统。通过控制 S 的占空比来调节双向 DC-DC 变换器两端电压。

2.1 Buck 型双向 DC-DC 变换器的控制

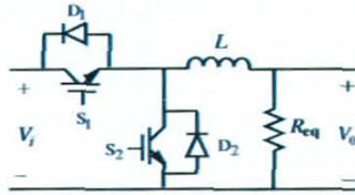


图2 Buck型直流斩波器等效电路图

Fig.2 Equivalent circuit of Buck type DC chopper

当 S_1 闭合时 (即 $0 < t < t_{on}$), 电感电流线性上升增量为:

$$\Delta i_{L1} = \int_0^{t_{on}} \frac{V_i - V_o}{L} dt = \frac{V_i - V_o}{L} D T_s = \frac{V_i - V_o}{L f_s} D \quad (3)$$

式中: t_{on} 为 IGBT 处于通态的时间; V_o 为电容电压的平均值; V_i 为直流输入电压; L 为等效电路中的电感; D 为导通比; T_s 为开关周期; f_s 为开关频率。

当 S_1 断开时 (即 $t_{on} < t < T_s$), i_L 电流增量为:

$$\Delta i_{L2} = -\int_{t_{on}}^{T_s} \frac{V_o}{L} dt = -\frac{V_o}{L} (1 - D) T_s = -\frac{V_o}{L f_s} (1 - D) \quad (4)$$

由稳态时 $V_o = D V_i$, 推出 $\Delta i_{L1} = |\Delta i_{L2}|$, 得

$$\Delta i_L = \frac{V_o}{L f_s} (1 - D) \quad (5)$$

由文献[3]可得 Buck 变换器的控制模型为:

$$\begin{cases} \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_i(s)} \Big|_{\hat{d}(s)=0} = \frac{D}{LCs^2 + \frac{L}{R_{eq}}s + 1} \\ \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} \Big|_{\hat{v}_i(s)=0} = \frac{V_o}{D(LCs^2 + \frac{L}{R_{eq}}s + 1)} \end{cases} \quad (6)$$

式中: \hat{v}_o 为电容电压扰动量; \hat{v}_i 为直流输入电压扰动量; \hat{d} 为导通比扰动量; D 为导通比; L 为等效电路中的电感; C 为等效电路中的电容; R_{eq} 为耗散型负载; s 为复频率。

设系统参数为: $V_i = 400 \text{ V}$, $V_o = 200 \text{ V}$, $R = 2 \Omega$, $L = 300 \mu\text{H}$, $C = 1 \text{ F}$ 。无补偿环节时, 其控制到输出的开环传递函数 Bode 图如图 3 所示。由图可知, 无补偿环节的 Buck 型变换系统, 当占空比 D 在 0.2~0.4 范围内变化时, 对应的相角裕量相对较小, 系统稳定性差。

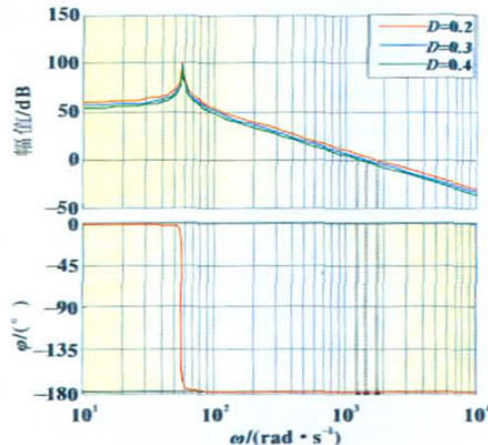


图3 Buck型直流斩波器无补偿环节的 Bode 图

Fig.3 Bode plots of Buck type DC chopper without compensation links

2.2 Boost型双向DC-DC变换器的控制

在图2所示电路 V_i 侧稳压时，为Boost型的直流斩波器。设图2中S2的占空比为 D ，则D1的占空比（即S2开断时间占空比）为 $(1 - D)$ 。

当 S_2 闭合时 (即 $0 < t < t_{on}$), 电感电流线性上升增量为:

$$\Delta i_{L1} = \frac{V_i}{L} D T_s = \frac{V_i}{L f_s} D \quad (7)$$

当 S_2 断开时 (即 $t_{on} < t < T_s$), i_L 电流增量为:

$$\Delta i_{L2} = -\frac{V_o - V_i}{L} (1 - D) T_s = -\frac{V_o - V_i}{L f_s} (1 - D) \quad (8)$$

由稳态时 $V_o = (1 - D) V_i$, 推出 $\Delta i_{L1} = |\Delta i_{L2}|$, 得

$$\Delta i_L = \frac{V_i}{L f_s} D \quad (9)$$

由文献[3]可得 Boost 变换器的控制模型为:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\hat{v}_i(s)}{\hat{v}_o(s)} \Big|_{\hat{d}(s)=0} = \frac{D}{LCs^2 + \frac{L}{R}s + D^2} \\ \frac{\hat{v}_i(s)}{\hat{d}(s)} \Big|_{\hat{v}_o(s)=0} = \frac{V_o(D^2 - \frac{L}{R}s)}{D(LCs^2 + \frac{L}{R}s + D^2)} \end{array} \right. \quad (10)$$

设系统参数为: $V_i = 400 \text{ V}$, $V_o = 200 \text{ V}$, $R = 10 \text{ } \Omega$, $L = 300 \text{ } \mu\text{H}$, $C = 500 \text{ } \mu\text{F}$ 。无补偿环节时, 其控制到输出的传递函数 Bode 图见图 4。由图可知, 无补偿环节的 Boost 型变换系统, 当占空比 D 在 $0.6 \sim 0.8$ 范围内变化时, 相角裕量均为负值, 系统不稳定。

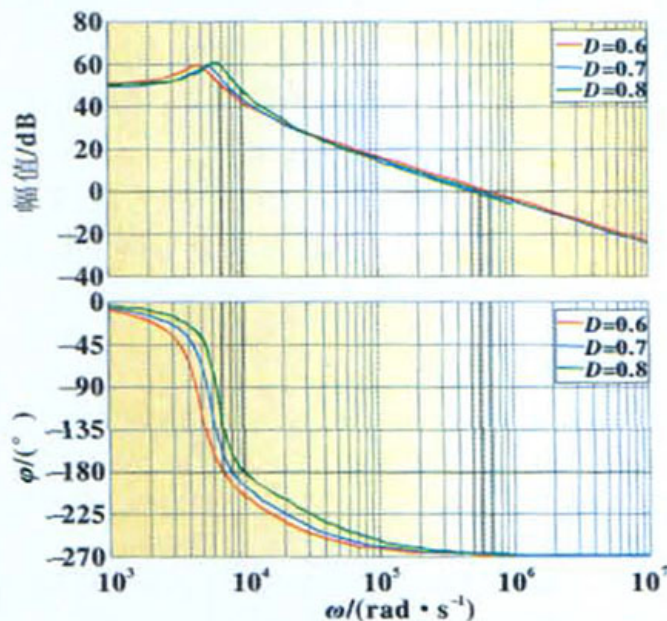


图 4 Boost 型直流斩波器无补偿环节的 Bode 图
Fig.4 Bode plots of Boost type DC chopper without compensation links

2.3双向DC-DC变换器的控制框图

由自动控制理论的知识，对于双向DC-DC变换器在超级电容器充电过程中处于Buck工作状态，通过比例积分（PI）补偿环节校正就可使系统具有一定的相角裕度，从而使系统闭环稳定。PI补偿环节的传递函数模型：

$$G_c(S) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i S}\right) \quad (11)$$

式中： G_c 为以复频率 S 为自变量的 PI 控制的传递函数； K_p 为比例系数； T_i 为积分时间常数； S 为复频率。

对于双向 DC-DC 变换器在超级电容器充电过程中处于 Boost 工作状态，再加装微分环节，通过比例积分微分（PID）补偿环节校正才能使系统具有一定的相角裕度，最终使系统闭环稳定。PID 补偿环节的传递函数模型：

$$G_c(S) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i S} + T_d S\right) \quad (12)$$

式中： G_c 为以复频率 S 为自变量的 PID 控制的传递函数； K_p 为比例系数； T_i 为积分时间常数； T_d 为微分时间常数； S 为复频率。

图 5 给出的是三角载波控制双向 DC-DC 变换器的控制框图，电流为控制量时采用 PI 补偿环节，电压为控制量时采用 PID 补偿环节。指令信号由参考值和实际值相减得到，指令信号与三角波交截产生控制信号，控制 IGBT 的导通及关断。

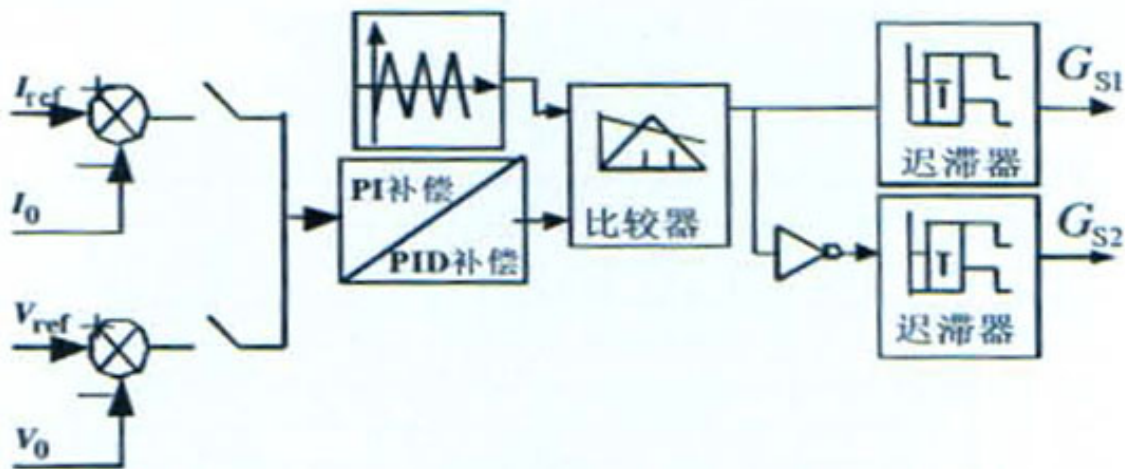


图 5 双向 DC-DC 变换器控制框图

Fig.5 Diagram of control bi-directional DC-DC converter

3仿真验证

3.1恒流充电仿真

在PSCAD/EMTDC电力系统仿真软件建立了对超级电容器以电流为控制量的恒流充电仿真模型。仿真参数见表1。仿真图形见图6和图7。

表 1 充电仿真参数

Tab.1 Simulation parameters of charge

输入直流母线电压 V/V	400
恒定电流参考值 I_{ref}/A	40
电感 $L/\mu H$	300
超级电容 C/F	1
开关频率 f_s/kHz	50
电感电流脉动大小 $\Delta i_L/A$	2

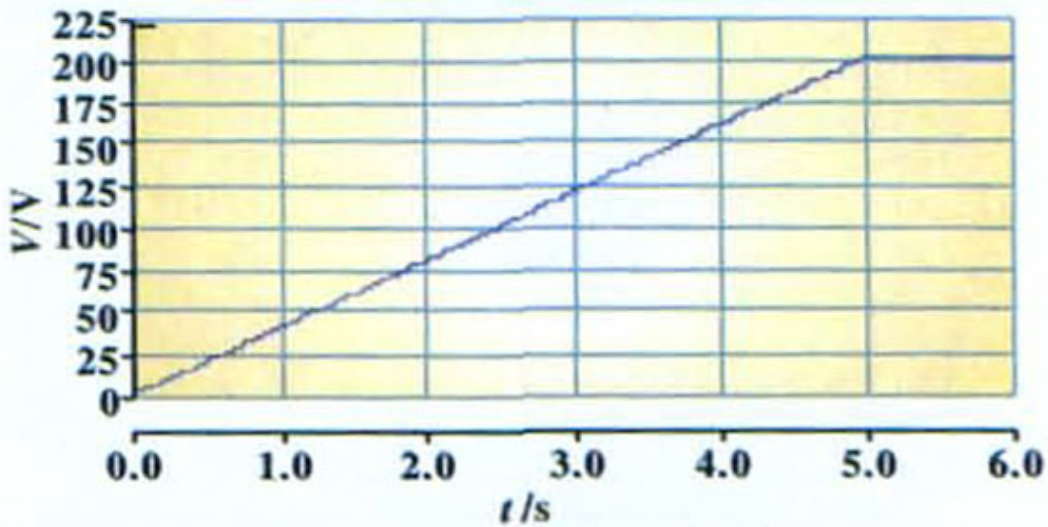


图 6 超级电容器电压的仿真波形

Fig.6 Simulation waveforms of supercapacitor voltage

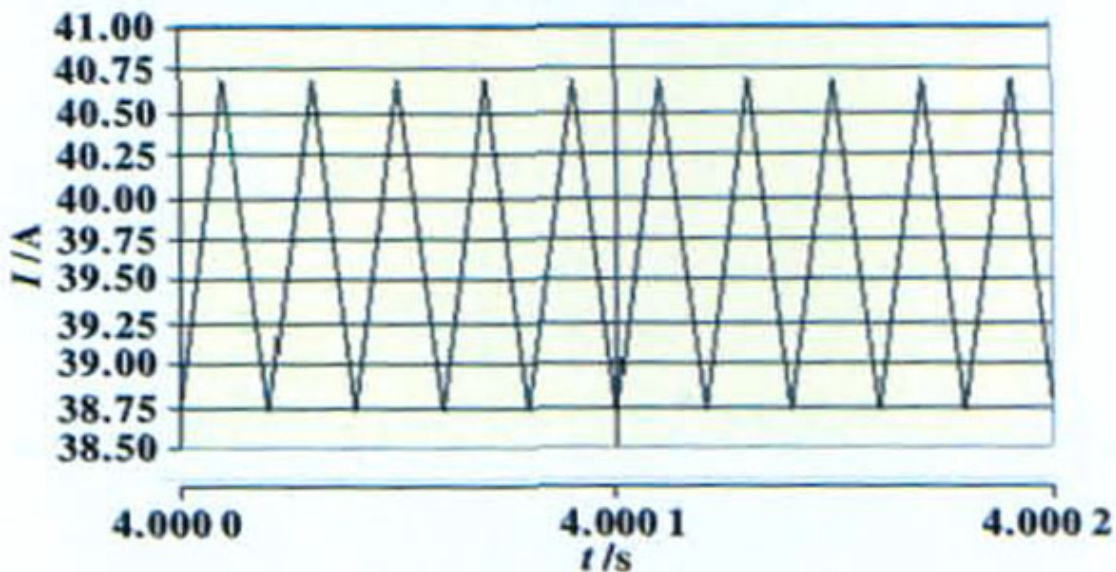


图 7 电感电流的仿真波形

Fig.7 Simulation waveforms of inductance current

由图6可见，对超级电容器进行恒定的大电流充电，其电压随时间近似直线上升直至饱和，这种电压随时间大幅度上升表明超级电容器可以在短时间内吸收高能量。由图7可见，采用PI补偿环节可以得到仅有5%脉动的较为恒定的充电电流，同时使系统较开环时稳定。

单路充电时电流存在脉动，考虑采用多重电路减小充电电流的脉动，仍将超级电容器充电直至饱和。本文以二重充电为例，将两个双向DC-DC变换器并联后向超级电容器充电。

在PSCAD/EMTDC电力系统仿真软件建立其仿真模型，各路仿真参数同单路恒流充电的参数，进行仿真。仿真图形见图8。

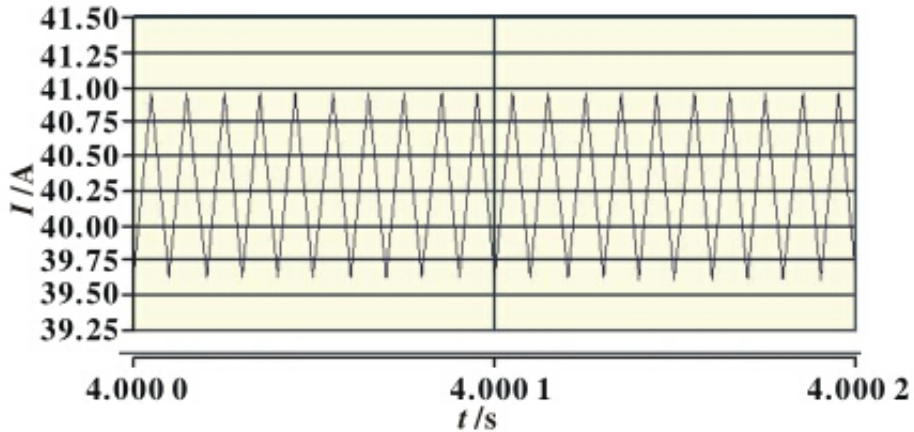


图 8 电感电流的仿真波形

Fig.8 Simulation waveforms of inductance current

由图8可见，可得到相对图7的电流脉动有所减小的较恒定的充电电流。可见采用二重电路能减小充电电流脉动，此方法可以推广到多重电路。

3.2恒压放电仿真

在PSCAD/EMTDC电力系统仿真软件中建立了超级电容器以电压为控制量的恒压放电仿真模型。仿真参数见表2。仿真图形见图9。

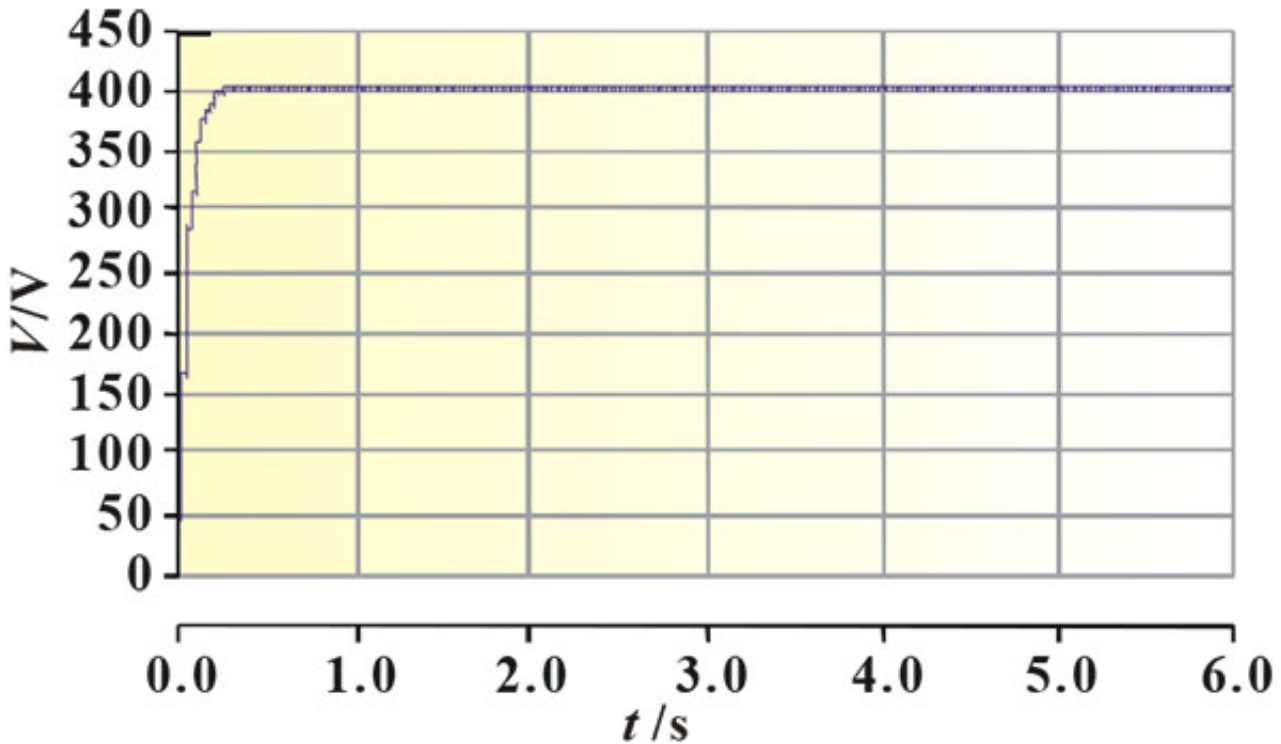


图 9 直流母线电压的仿真波形

Fig.9 Simulation waveforms of DC bus voltage

表 2 放电仿真参数

Tab.2 Simulation parameters of discharge

超级电容器放电电压 V_c/V	200
直流母线电压参考值 V_{ref}/V	400
电感 $L/\mu H$	300
电阻 R/Ω	40
电容 $C/\mu F$	500
开关频率 f_s/kHz	50

由图9可见，在超级电容器放电时采用PID补偿，直流母线电压稳定在参考值。所以，加装PID补偿环节能使系统较开环时稳定，满足电力系统的稳定要求。

4总结

本文通过双向DC-DC变换器向超级电容器充放电，根据变换器不同的工作状态选择不同的控制量，经PWM控制驱动TGBT，快速稳定。利用PSCAD/EMTDC电力系统仿真软件对超级电容器进行单路充放电的仿真，综合分析超级电容器充放电的控制具有以下特点：

(1) 分别采用PI和PID补偿环节可使超级电容器充放电过程平稳，满足电力系统的稳定要求；

(2) 在电路其它参数不变的前提下，根据相应关系选择电感L，可以控制电流脉动为设定值；

(3) 在保证电路参数不变的前提下，为减小充电电流脉动，可进一步采用多重充电方式。仿真结果说明本文提出的控制方法可行。

参考文献：

[1]储军，陈杰，李忠学.电动车用超级电容器充放电性能的实验研究[J].机械，2004，31(3)：20-35.

[2]尹忠东，朱永强.基于超级电容器储能的统一负荷质量调节器的研究[J].电工技术学报，2005，21(5)：122-126.

[3]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.

[4]肖华锋，谢少军.一端稳压一端稳流型软开关双向DC/DC变换器()——电路原理和控制策略[J].电工技术学报，2006,21(10)：31-37.

[5]JANG S，LEE T，LEE W，et al.Bi-directional DC-DC converter for fuel cell generation system[J].IEEE,2004(6)：4722-4728.

[6]JAN L，PAVOL B，PETR B，et al.Bi-directional DC-DC converters for supercapacitor based energy buffer for electrical gensets[J].IEEE,2007,9(2/5)：1-10.

[7]SHIGENORI I，HIROFUMI A.A bi-directional DC-DC converter for an energy storage system[J].IEEE，2007，22(2)：761-767.

原文地址：<http://www.china-nengyuan.com/tech/91275.html>