

应用于超级电容储能系统的双向 DC/DC 变换器混沌控制方法研究^{*}

王擎宇, 卢振坤, 文国富, 李 燕, 马伏花
(广西民族大学 信息科学与工程学院, 广西 南宁 530006)

摘 要: 超级电容储能系统 (SCESS) 主要通过对双向 DC/DC 变换器进行控制来快速平抑直流母线电压的波动。为了抑制控制过程中所产生的一些分岔和混沌现象, 提出了一种应用于 SCESS 的混沌控制方法。分析了该方法的控制原理, 并根据非线性动力学理论建立了双向 DC/DC 变换器的离散迭代模型; 然后设计了一种能够自动调节补偿斜率的混沌控制信号; 最后对该信号作用下的异步切换函数和同步切换映射式进行了数值求解, 从而绘出系统分叉图。通过仿真和试验证明, 该方法能够有效抑制 SCESS 的分岔和混沌现象, 提高了系统的稳定工作范围和动态响应速度。

关键词: 超级电容储能系统; 双向 DC/DC 变换器; 非线性动力学; 混沌控制

中图分类号: TM 46 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2019)12-0081-07

Research on Chaos Control of Bidirectional DC/DC Converter for Super-Capacitor Energy Storage System Application^{*}

WANG Qingyu, LU Zhenkun, WEN Guofu, LI Yan, MA Fuhua
(School of Information Science and Engineering, Guangxi University for Nationalities,
Nanning 530006, China)

Abstract: In super-capacitor energy storage system (SCESS), the DC bus voltage could be stabilized rapidly by controlling the bidirectional DC/DC converter. In order to suppress some bifurcation and chaos phenomena in the control process, a chaos control method for the SCESS application was proposed. The control principle of this method was analyzed. The discrete iteration model of bidirectional DC/DC converter was established by nonlinear dynamics theory. A chaos control signal which could automatically adjust the compensation slope was designed. The asynchronous switching function and synchronous switching mapping were solved numerically under the action of the chaos control signal, so that the bifurcation diagrams of the system could be drawn. Simulation and experiment showed that the bifurcation and chaos phenomena of SCESS could be effectively suppressed by the method. The stable working range and dynamic response speed of the system were improved.

Key words: super-capacitor energy storage system (SCESS); bidirectional DC/DC converter; nonlinear dynamics; chaos control

0 引 言

超级电容是一种电容量大、功率密度高、循环寿命长、充放电速度快的重要储能元件, 广泛应用

于微电网系统、轨道交通、电动汽车等领域^[1-2]。在这些应用领域中, 超级电容往往需要通过双向 DC/DC 变换器^[3-4]来实现直流电能的双向流动, 从而快速平抑母线电压波动。因此, 双向 DC/DC

^{*} 基金项目: 国家自然科学基金项目(61561008); 广西民族大学相思湖青年学者创新团队项目(2018RSCXSHQN03); 广西民族大学人才引进项目(2018KJQD18)

作者简介: 王擎宇(1988—), 男, 博士, 讲师, 研究方向为电力电子变换器建模和控制。

变换器的控制性能将直接影响整个超级电容储能系统(SCESS)综合性能的好坏^[5-7]。

针对 SCCESS 双向 DC/DC 变换器的经典控制方法是电压和电流环均采用 PI 控制的平均电流法。文献[8]采用该方法对双向 DC/DC 变换器进行了控制,获得了较高的电流控制精度和抗干扰性能,然而其动态响应速度慢,且控制参数不能自动调节。相比之下,峰值电流控制方法具有更快的动态响应速度。文献[9]提出了一种双向 Buck-Boost DC/DC 变换器峰值电流控制法,并通过对超级电容的充放电试验,证明了该方法比平均电流法具有更好的动态性能。然而,当脉宽调制(PWM)控制信号的占空比大于 50%时,电流内环存在不稳定性,电感电流可能出现亚谐波振荡甚至混沌等非线性现象。文献[10]对上述现象展开过深入研究,并采用斜坡补偿法^[11]对分岔和混沌现象进行了控制,虽然获得了较好的抑制效果,但所采用的固定斜率斜坡补偿信号容易引起过补偿或欠补偿现象,减低了系统动态响应速度和稳定工作范围。目前,还有一些混沌控制方法,如滑模控制法^[12-13]、延迟微分反馈法^[14]、参数微扰法^[15-16]等。这些方法虽然能够获得较好的控制效果,但将其应用于双向 DC/DC 变换器还有待进一步研究,且有关 SCCESS 混沌控制方面的研究鲜有报道。

鉴于此,本文提出了一种应用于 SCCESS 双向

DC/DC 变换器的混沌控制方法,从控制结构原理、变换器建模和混沌控制信号设计 3 个方面阐述了实现过程。最后通过仿真和试验验证了该方法的有效性和优越性。

1 超级电容储能系统结构

图 1 所示为常见的 SCCESS 结构框图。

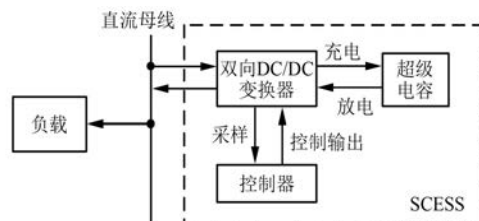


图 1 SCCESS 结构框图

系统主要由双向 DC/DC 变换器、超级电容和控制器 3 个部分构成。在控制器的作用下,超级电容通过双向 DC/DC 变换器将直流电能传输到母线和负载,当母线功率过剩时又将其回馈到超级电容储存起来。因为超级电容充放电速度快,所以能够快速平抑母线电压的波动。

2 混沌控制方法设计

2.1 控制结构原理

本文所采用的混沌控制结构原理如图 2 所

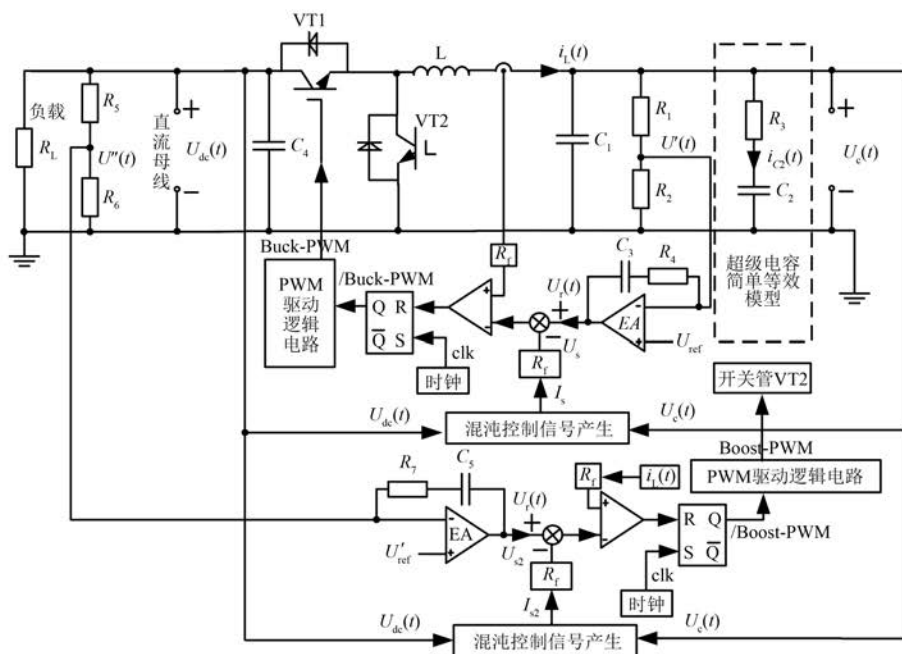


图 2 混沌控制结构原理图

示。其中双向 DC/DC 变换器工作于独立 PWM 控制模式, 即当开关管 VT1 动作, 而 VT2 管驱动信号可靠封锁作为二极管使用时, 变换器工作在 Buck 模式, 此时 SCESS 处于充电状态, 对超级电容充电。为了便于分析, 超级电容用 RC 简单模型表示^[17], 并用 $U_c(t)$ 表示其两端电压。 $U_c(t)$ 经采样电阻 R_1 、 R_2 分压后得到反馈电压 $U'(t)$, 并通过误差放大器 EA 与参考电压 $U_{ref}(t)$ 进行比较。EA 的输出电压 $U_r(t)$ 与混沌控制信号 I_s 叠加后作为电流内环参考信号。然后通过峰值电流控制原理产生 PWM 信号, 驱动开关管 VT1 工作。混沌控制信号 I_s 通过输入和输出电压自动调整其补偿斜率, 有效避免了 PWM 信号因占空比过大造成的亚谐波振荡, 从而起到抑制分岔和混沌的效果。

当开关管 VT1 截止而 VT2 动作时, 变换器工作在 Boost 模式, 此时 SCESS 处于放电状态以维持母线电压 $U_{dc}(t)$ 稳定, 同时可以向负载 R_L 供电。其控制原理及参数与充电模式类似, 在此不再赘述。

2.2 双向 DC/DC 变换器建模

在独立 PWM 控制下, 双向 DC/DC 变换器工作状态随开关管的通断在 2 个模态间周期性切换: 当 $nT \leq t < (n+D)T$ 时工作在模态 1, 当 $(n+D)T \leq t < (n+1)T$ 时工作在模态 2, 其中 T 为开关周期, D 表示占空比。其连续时间状态方程为

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_1 \mathbf{x} + \mathbf{B}_1 \mathbf{E} & \text{模态 1} \\ \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_2 \mathbf{x} + \mathbf{B}_2 \mathbf{E} & \text{模态 2} \end{cases} \quad (1)$$

当变换器工作在 Buck 模式时, 令状态变量 $\mathbf{x} = [i_L \ U_c \ i_{C2} \ U_r]^T$, $\mathbf{E} = [U_{dc} \ U_{ref}]^T$, 则系数矩阵 $\mathbf{A}_1$ 、 $\mathbf{A}_2$ 、 $\mathbf{B}_1$ 、 $\mathbf{B}_2$ 分别为

$$\mathbf{A}_1 = \mathbf{A}_2 =$$

$$\begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_1} & -\frac{1}{C_1(R_1 + R_2)} & -\frac{1}{C_1} & 0 \\ \frac{1}{C_1 R_3} & -\frac{1}{C_1 R_3(R_1 + R_2)} & -\frac{C_1 + C_2}{R_3 C_1 C_2} & 0 \\ -\frac{R_4}{R_1 C_1} & \frac{R_4}{C_1 R_1(R_1 + R_2)} - \frac{1}{R_1 C_3} & \frac{R_4}{R_1 C_1} & 0 \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$\mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & \frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 C_3} \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$\mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & \frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 C_3} \end{bmatrix} \quad (4)$$

当变换器工作在 Boost 模式时, 令 $\mathbf{x} = [i_L \ U_{dc} \ U'_r]^T$, $\mathbf{E} = [U_c \ U'_{ref}]^T$, 则系数矩阵 $\mathbf{A}_1$ 、 $\mathbf{A}_2$ 、 $\mathbf{B}_1$ 、 $\mathbf{B}_2$ 分别为

$$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_5 + R_6 + R_L}{C_4 R_L(R_5 + R_6)} & 0 \\ 0 & \frac{R_7(R_5 + R_6 + R_L)}{C_4 R_5 R_L(R_5 + R_6)} - \frac{1}{R_5 C_5} & 0 \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$\mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} & 0 \\ -\frac{1}{C_4} & -\frac{R_5 + R_6 + R_L}{C_4 R_L(R_5 + R_6)} & 0 \\ \frac{R_7}{R_5 C_4} & \frac{R_7(R_5 + R_6 + R_L)}{C_4 R_5 R_L(R_5 + R_6)} - \frac{1}{R_5 C_5} & 0 \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$\mathbf{B}_1 = \mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & \frac{R_5 + R_6}{R_5 R_6 C_5} \end{bmatrix} \quad (7)$$

虽然双向 DC/DC 变换器具有能量的双向流动性, 但在独立 PWM 控制下能量只能单向流动。因此, 可以统一用等效控制原理框图来表示, 如图 3 所示。

根据图 3 的控制原理, 利用频闪映射可以推导出离散时间映射的表达式为

$$X_{n+1} = X[(n+1)T] = N_2(1 - D_n)N_1(D_n)X_n + [N_2(1 - D_n)M_1(D_n) + M_2(1 - D_n)]E \quad (8)$$

其中: $N_1(D_n) = N_1(D_n T)$; $N_2(1 - D_n) = N_2[(1 - D_n)T]$; $X_n = X(nT)$ 。

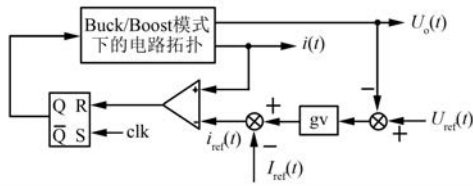


图3 双向DC/DC变换器的等效控制原理框图

式中： D_n ——第 n 个周期 T 内的占空比；

$$N_i(t_i) = e^{A_i t_i} i = 1, 2;$$

$$M_i(t_i) = -A_i^{-1}(e^{A_i t_i} - I)。$$

由图3可求出参考电流：

$$i_{ref} = g_v [U_{ref} - U_o(nT + D_n T)] - I_s = g_v U_{ref} - g^T \cdot X(nT + D_n T) - I_s \quad (9)$$

式中： I_s ——图2中的混沌控制信号；

g_v ——反馈因子。

当工作在充电模式时， $U_o = U_c$ ， $g^T = [0 \ g_v \ 0 \ 0]$ ；当系统工作在放电模式时， $U_o = U_{dc}$ ， $g^T = [0 \ g_v \ 0 \ 0]$ 。当 $i_L(nT + D_n T) = i_{ref}$ 时发生异步切换，定义异步切换函数：

$$S(X_n, D_n, \sigma_1) = i_{ref} - i_L[nT + (D_n + \sigma_1)T] = U - g^T [N_1(D_n + \sigma_1)X_n + M_1(D_n + \sigma_1)E] = 0 \quad (10)$$

其中： $U = g_v U_{ref} - I_s$ 。

式中： σ_1 —— t_n 到 t_{n+1} 内模式1跳跃的周期数；

t_n ——第 n 次同步切换时间；

g^T ——同式(9)。

由 $S(X_n, D_n, \sigma_1) = 0$ ，可利用牛顿-拉夫逊迭代法求出 D_n 。同步切换离散迭代映射式为：

$$X_{n+1} = N_2(1 - D_n)N_1(D_n + \sigma_1)X_n + [N_2(1 - D_n)M_1(D_n + \sigma_1) + M_2(1 - D_n)]E \quad (11)$$

因为式(10)是超越方程，所以系统离散迭代映射方程一般不能写成闭式，应采用数值求解方式。

2.3 混沌控制信号的设计

如前文所述，当开关管PWM控制信号的占空比大于50%时，系统会出现分岔现象甚至进入混沌状态；此时可利用斜坡补偿来抑制这些非线性现象的发生。若占空比越大，则需要的补偿斜率就越大^[18]。根据电流环稳定的条件^[19]，可推出使系统稳定的最小补偿斜率为

$$m_{cmin} = \frac{m_2 - m_1}{2} = \frac{aU_{out} - bU_{in}}{2L} \quad (12)$$

式中： m_1 、 m_2 ——电感电流上升和下降斜率。

当系统处于充电状态时取 $a=2$ ， $b=1$ ；在放电状态时取 $a=1$ ， $b=2$ 。为了避免固定补偿造成的过补偿或欠补偿现象，引入一个自适应因子 k ，并根据式(11)，可得自适应补偿信号的斜率为

$$m_c(n+1) = k[c \cdot e \cdot U_{out}(n) - c \cdot f \cdot U_{in}(n)] > \frac{1}{L} \left[\frac{a}{2} U_{out}(n) - \frac{b}{2} U_{in}(n) \right] = m_{cmin} \quad (13)$$

式中： c ——常数，在充电状态下取 $e=1/c$ ， $f=1$ ，放电状态下取 $e=1$ ， $f=1/c$ 。

如果用 $\text{mod}(t, T)$ 表示时间 t 对周期 T 取余，并将其与式(13)相乘，可得混沌控制信号：

$$I_s(n+1) = \begin{cases} k[c \cdot e \cdot U_{out}(n) - c \cdot f \cdot U_{in}(n)] \text{mod}(t, T) & D \geq 50\% \\ 0 & D < 50\% \end{cases} \quad (14)$$

从式(14)可以看到，该混沌控制信号可以根据输入或输出电压的变化(可等效为PWM信号占空比的变化)进行自动调节。选取合适的自适应因子 k ，可有效抑制分岔、混沌现象的产生。

3 数值仿真及试验验证

将混沌控制信号式(14)代入式(9)，并对异步切换函数式(10)和同步切换离散迭代映射式(11)进行数值求解，可以绘出系统的分岔图，以观察混沌控制的效果。对系统的相轨迹和时域波形进行仿真验证，按图2进行仿真和试验控制。主要电路参数如表1所示。

3.1 系统分岔图

以直流母线电压 U_{dc} 作为分岔参数，经数值求解后得到 SCESS 处于充电状态时的分岔图，如图4所示。图4(a)为未加入混沌控制时，电感电流 i_L 随直流母线电压变化的分岔图，可见当 U_{dc} 设置为290V时开始出现倍周期分岔，减小到280V时出现周期4状态，随后逐渐进入混沌状态。图4(b)为加入混沌控制信号(自适应因子 $k=1200$)后的分岔图，可见加入混沌控制后， $U_{dc}=290V$ 和 $U_{dc}=280V$ 时的分岔现象被消除，图4

表 1 主要电路参数

参数名称	数值
开关周期 $T/\mu\text{s}$	100
直流母线电压范围 U_{dc}/V	226~322
超级电容端电压 U_c/V	145
电容 $C_1、C_4/\mu\text{F}$	220
电容 $C_3、C_5/\mu\text{F}$	0.1
电容 C_2/F	55
电感 L/mH	1
电阻 $R_1/\text{k}\Omega$	13.5
电阻 $R_2、R_6/\text{k}\Omega$	1
电阻 R_3/Ω	6
电阻 $R_4/\text{k}\Omega$	0.3
电阻 $R_5/\text{k}\Omega$	47
电阻 $R_7/\text{k}\Omega$	0.8
电阻 R_l/Ω	0

(a)中的混沌区域也被控制到稳定周期 1 状态。说明当直流母线电压出现大范围波动的情况下,所提出的混沌控制方法能使超级电容两端的充电电压始终保持稳定。

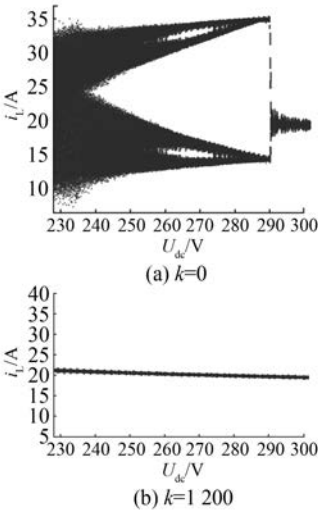


图 4 充电状态下电感电流随 U_{dc} 变化的分岔图

当 SCESS 处于放电状态时,直流母线电压 $U_{\text{dc}}=[(R_5+R_6)/R_6]U'_{\text{ref}}=48U'_{\text{ref}}$,电感电流随参考电压 U'_{ref} 变化的分岔图如图 5 所示。由图 5(a)可知,若未加入混沌控制, U'_{ref} 设置为 5.0 V 时出现倍周期分岔,增大到 5.2 V 时出现周期 4 状态,约 5.7 V 时逐渐进入混沌态。图 5(b)为加入混沌控

制信号 ($k=1\ 200$) 后的分岔图,可以看到在 $4.7\text{ V}<U'_{\text{ref}}<6.7\text{ V}$ (对应母线电压 $226\text{ V}<U_{\text{dc}}<322\text{ V}$) 范围内,分岔和混沌现象被完全消除,系统始终处于稳定周期 1 状态。

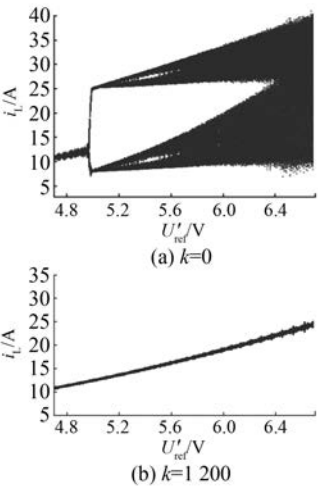


图 5 放电状态下电感电流随 U'_{ref} 变化的分岔图

3.2 系统相轨迹图

相轨迹图描述了系统运动的轨迹,是观察动力学行为的直观方法。充电状态下电感电流与充电电压 U_c 的相图,如图 6 所示。图 6(a)中,在没有混沌控制下,设置母线电压 U_{dc} 为 287 V,此时 $D=U_c/U_{\text{dc}}=145/287\approx 50.5\%>50\%$,SCESS 开始进入周期 2 分岔状态。加入自适应因子 ($k=1\ 200$) 的混沌控制信号后,系统退出周期 2,进入稳定周期 1;即使当母线电压为 230 V,系统处于混沌状态,在加入了混沌控制后也会退

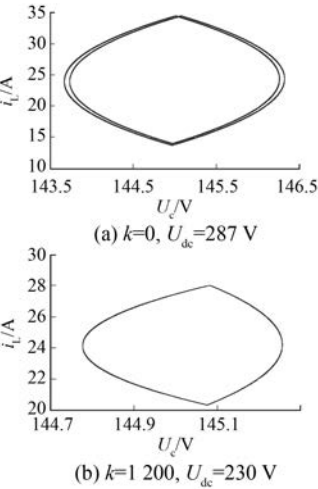


图 6 充电状态下电感电流与充电电压 U_c 的相图

出混沌状态,被控制到稳定周期 1,如图 6(b)所示。

SCESS 处于放电状态下电感电流与直流母线电压的相图如图 7 所示。图 7(a)说明了如果没有混沌控制信号,当参考电压 $U'_{\text{ref}} = 6.6 \text{ V}$ (即母线电压 $U_{\text{dc}} = 317 \text{ V}$) 时, SCESS 已进入混沌状态,母线电压幅度约有 9 V 的波动。加入自适应因子 $k = 1\ 200$ 的混沌控制信号后,系统退出混沌状态并进入稳定周期 1,母线电压波动被控制在 3 V 以内,如图 7(b)所示。

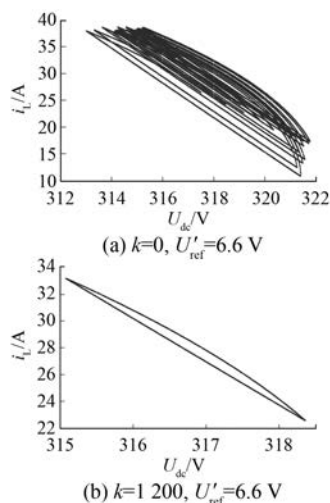


图 7 放电状态下电感电流与 U_{dc} 的相图

3.3 母线电压变化下 SCESS 的动态响应

图 8 所示为母线电压阶跃变化下 SCESS 动态响应。考虑 SCESS 在充电状态下直流母线电压发生阶跃变化时的动态响应,设定 U_{dc} 在 0.050 s 时由 275 V 变化到 250 V ,在 0.065 s 时再由 250 V 变化到 275 V 。

若未加入混沌控制,如图 8(a)所示,系统开始时处于周期 4 状态,受到扰动后转变为混沌状态;当分别加入 $k = 1\ 100$ 和 $k = 1\ 500$ 的混沌控制信号后,如图 8(b)、图 8(c)所示,系统不仅将周期 4 状态稳定到周期 1,还能在受到扰动影响后,经过 0.005 s 恢复到稳定状态,但超调量会因自适应因子 k 的增加而增加,因此 k 不是越大越好。由式(12)可知要保持在稳定周期 1 状态, k 的理论取值至少为 $1/L = 1/(1 \times 0.001) = 1\ 000$ 。图 8(d)为固定斜率($m_c = 20\ 000$)的斜坡补偿作用下的系统阶跃响应,可见响应时间明显变长,在

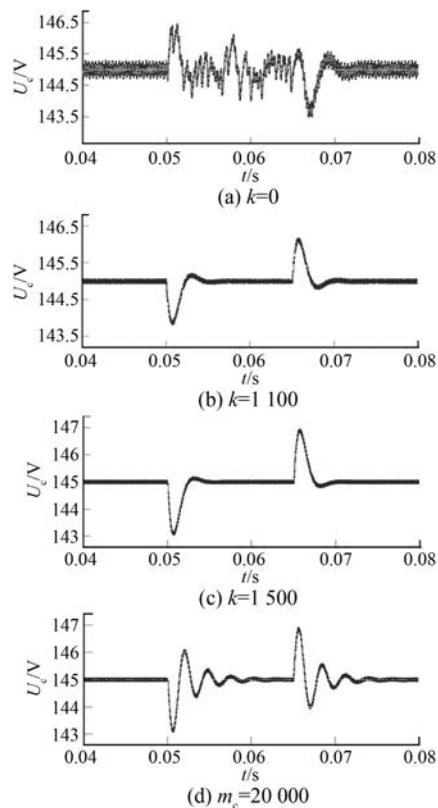


图 8 母线电压阶跃变化下 SCESS 的动态响应

0.015 s 后仍未达到稳定。由此可见,当母线电压出现较大幅度变化时, SCESS 混沌控制方法能快速地将系统从混沌状态稳定到周期 1 状态,使系统具有较好的动态响应特性。

3.4 试验验证

为了验证理论分析和仿真结果的正确性,基于 OP5600 RT-LAB 半实物仿真平台搭建了控制器部分,并进行了相关试验,电路参数同表 1。超级电容部分选用 3 个 Maxwell $48 \text{ V } 165 \text{ F}$ 型超级电容进行串联,而双向 DC/DC 变换器的开关管选用 IRFP4868 MOSFET。试验波形如图 9 所示。

当 U_{dc} 从 285 V 降低到 265 V 时,内环参考信号 $U_r(t) - U_s(t)$ 与电感电流 $i_L(t)$ 的波形如图 9(a)、图 9(b)所示。从图 9(b)可见参考信号的斜率增加,是因为当 U_{dc} 下降时,混沌控制信号 $U_s(t)$ 的斜率增加,电感电流 $i_L(t)$ 始终被控制在周期 1 状态且 $i_L(t)$ 的波动幅度减小。图 9(c)所示为 SCESS 处于充电状态,当自适应因子 $k = 0$, U_{dc} 设定为 287 V 时的相图,可见系统处于不稳定周

期 2 状态。当 $k=1\ 600$ 时,如图 9(d)所示,SCES 始终稳定在周期 1 状态。图 9(e)所示为 SCES 处于放电状态,当参考电压设定为 6.6 V (即母线电压 $U_{dc}=317\text{ V}$) 时,系统处于混沌状态。但加入 $k=1\ 600$ 的混沌控制信号后被稳定到周期 1 状态,如图 9(f)所示。

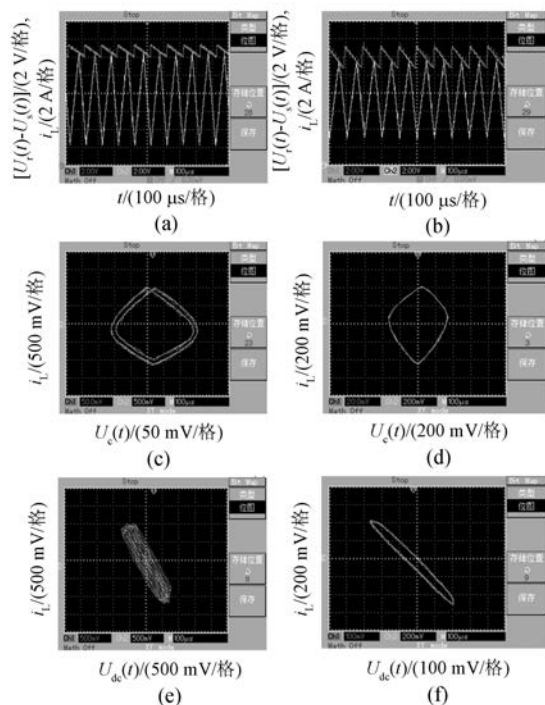


图 9 试验波形

4 结 语

本文提出了一种应用于超级电容储能系统的双向 DC/DC 变换器混沌控制方法。阐述了该方法的控制原理,建立了变换器的离散迭代模型,设计了一种能够自动调节补偿斜率的混沌控制信号,并对该信号作用下的异步切换函数和同步切换映射式进行了数值求解,然后通过分岔图对比了混沌控制的效果。研究表明,该方法能够有效抑制 SCES 控制过程中所产生的一些分岔和混沌现象,拓宽了系统的稳定工作范围,避免了固定斜率补偿信号造成的过补偿和欠补偿现象,提高了系统的动态响应速度,能够满足 SCES 快速充放电的要求。

【参考文献】

[1] 宋朝锋,张红娟,靳宝全,等.超级电容储能系统的

状态识别与动态控制设计[J].电机与控制应用,2018,45(5):20.

[2] LEI Z, HU X, WANG Z, et al. a review of supercapacitor modeling, estimation, and applications: A control/management perspective[J]. Renewable and Sustainable Energy Reviews, 2017, 81 (6): 1.

[3] 吴少龙,蔡骏,向程,等. Buck/Boost 双向 DC/DC 变换器的数字控制研究[J].电器与能效管理技术, 2018(20):86.

[4] 荣军,彭振衡,熊欢,等.一种改进型移相控制 ZVS PWM DC/DC 变换器的技术研究[J].电器与能效管理技术, 2018(13):58.

[5] ZHANG Y, CHENG X F, YIN C, et al. A soft-switching bidirectional DC-DC converter for the battery super-capacitor hybrid energy storage system [J]. IEEE Transaction on Industrial Electronics, 2018, 65(10):7856.

[6] 陈亚爱,梁新宇,周京华,等.多重化双向 Buck/Boost 变换器控制策略仿真研究[J].电机与控制应用, 2018, 45(7):38.

[7] 张国驹,唐西胜,周龙,等.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[J].中国电机工程学报, 2011, 31(6):15.

[8] 胡斌,杨中平,黄先进,等.用于超级电容储能系统的三电平双向直流变换器及其控制[J].电工技术学报, 2015, 30(8):83.

[9] RIGOGIANNIS N, VOGLITSIS D, PAPANIKOLAOU N P. Microcontroller based implementation of peak current control method in a bidirectional buck-boost DC-DC converter[C]//2018 20th International Symposium on Electrical Apparatus and Technologies (SIELA), 2018.

[10] 包伯成,周国华,许建平,等.斜坡补偿电流模式控制开关变换器的动力学建模与分析[J].物理学报, 2010, 59(6):3769.

[11] YE Q, LAI X, LI Y, et al. A piecewise linear slope compensation circuit for DC-DC converters [J]. Journal of Semiconductors, 2008, 29(2):281.

[12] 郑连清,彭一.电压型 Buck-Boost 变换器的混沌控制[J].物理学报, 2016, 65(22):207.

[13] HE J, ZHENG X, WANG W. Terminal sliding mode control for buck converter with chaos [C]// Proceedings of the 7th International Power Electronics and Motion Control Conference, 2012.

(下转第 98 页)

表 6 综合的隶属度数组

i	$MS1(i)$	$MS2(i)$	$MS(i)$
1	1.000 0	1.000 0	0
2	1.000 0	1.000 0	0
3	1.000 0	1.000 0	0
4	1.000 0	0.069 0	0.931 0
5	1.000 0	1.000 0	0
6	1.000 0	1.000 0	0
7	1.000 0	1.000 0	0
8	1.000 0	1.000 0	0
9	1.000 0	1.000 0	0
10	0.500 0	1.000 0	0.500 0
11	0	1.000 0	1.000 0
12	1.000 0	1.000 0	0
13	1.000 0	1.000 0	0
14	1.000 0	1.000 0	0
15	1.000 0	0.525 0	0.475 0
16	1.000 0	0.990 5	0.009 5
17	1.000 0	0.534 5	0.465 5
18	1.000 0	0.534 5	0.465 5
19	1.000 0	0.500 0	0.500 0
20	1.000 0	1.000 0	0
21	1.000 0	0.999 5	0.000 5
22	1.000 0	0.999 5	0.000 5
23	1.000 0	1.000 0	0

度分别为 0.931 0、0.500 0、1.000 0,隶属度大于或

等于0.5,说明了该电机很有可能处于“定转子机械接触”的故障模式,与预先假设一致。

4 结 语

本文提出了一种可以部署电机运维工业互联网的多传感器数据融合的电机诊断方法,可以直接接入多传感器采集的数据,在边缘端或云端快速计算得到基于电机机理和大数据结合的故障诊断结果,形成电机远程运维工业互联网的核心机理模块。为了验证电机诊断方法的有效性,本文以 1 台电机故障模型为例进行了分析计算,结果表明,该方法可以准确判断电机的故障模式。

【参 考 文 献】

[1] 周洪发.基于云平台的电机设备远程运维系统设计[J].电机与控制应用,2018,45(10): 96.

[2] 沈标正.电机故障诊断技术[M].北京:机械工业出版社,1996.

[3] 陈理渊,黄进.电机故障诊断的多传感器数据融合方法[J].电力系统及其自动化学报,2005,17(1): 48.

[4] 朱大奇,徐振斌,于盛林.基于证据理论的电机故障诊断方法研究[J].华中科技大学学报(自然科学版),2001,29(12): 58.

[5] 周洪发.边缘计算在电机远程运维系统中的应用探讨[J].电机与控制应用,2019,46(4): 101.

收稿日期: 2019-08-27

(上接第 87 页)

[14] 贾美美.电流控制型 Boost 变换器的一种新混沌控制策略[J].控制工程,2017,24(11): 2256.

[15] 杨昌烨,陈艳峰,张波,等.基于参数扰动的混沌控制方案在 Buck-Boost 变换器中的应用研究[J].电源学报,2018,16(2): 32.

[16] 周宇飞,陈军宁,谢智刚,等.参数共振微扰法在 Boost 变换器混沌控制中的实现及其优化[J].物理学报,2004,53(11): 3676.

[17] 杨惠,孙向东,钟彦儒,等.基于双向 DC-DC 变换器的超级电容器储能系统研究[J].西安理工大学学

报,2011,27(4): 456.

[18] 高原,邱新芸,汪晋宽.峰值电流控制开关电源斜坡补偿的研究[J].仪器仪表学报,2003,24(增刊1): 118.

[19] GUO Z, WU L, LIU Y. Design and implementation of adaptive slope compensation in current mode DC-DC converter[J]. Chinese Journal of Semiconductors, 2010,31(12): 109.

收稿日期: 2019-09-09