

电压型 buck-boost 变换器的混沌控制

郑连清 彭一

Chaos control of voltage mode controlled buck-boost converter

Zheng Lian-Qing Peng Yi

引用信息 Citation: *Acta Physica Sinica*, 65, 220502 (2016) DOI: 10.7498/aps.65.220502

在线阅读 View online: <http://dx.doi.org/10.7498/aps.65.220502>

当期内容 View table of contents: <http://wulixb.iphy.ac.cn/CN/Y2016/V65/I22>

---

您可能感兴趣的其他文章

Articles you may be interested in

改进的保群算法及其在混沌系统中的应用

Modified group preserving methods and applications in chaotic systems

物理学报.2016, 65(11): 110501 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.65.110501>

基于原对偶状态转移算法的分数阶多涡卷混沌系统辨识

Parameter identification for fractional-order multi-scroll chaotic systems based on original dual-state transition algorithm

物理学报.2016, 65(6): 060503 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.65.060503>

半导体激光器混沌法拉第效应控制方法

Control of chaos in a semiconductor laser using the Faraday effect

物理学报.2015, 64(24): 240505 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.64.240505>

冠状动脉系统高阶滑模自适应混沌同步设计

Chaos synchronization of coronary artery system based on higher order sliding mode adaptive control

物理学报.2015, 64(21): 210508 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.64.210508>

一种基于强跟踪滤波的混沌保密通信方法

A method of chaotic secure communication based on strong tracking filter

物理学报.2015, 64(14): 140501 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.64.140501>

## 电压型 buck-boost 变换器的混沌控制\*

郑连清 彭一†

(重庆大学电气工程学院, 重庆 400044)

(2016年5月19日收到; 2016年8月20日收到修改稿)

由于科学技术发展水平的限制, 还无法利用处于混沌态的 DC-DC 变换器来达成一些期望的目标, 所以对于 DC-DC 变换器中的混沌现象几乎都是抑制它的出现. 本文针对工作在断续模式的电压型 buck-boost 变换器的混沌分岔现象, 分别采用两种方法控制系统稳定工作在单周期态. 第一种是无源延时反馈控制, 它具有动态响应速度快、不改变系统频率的优点, 但它在扰动过大时失效. 第二种是改进的滑模控制, 它具有动态响应特性好、鲁棒性好的优点. 仿真结果表明, 两种控制方法都能使 buck-boost 变换器稳定工作在单周期态, 达到抑制其进入混沌态的目的.

**关键词:** buck-boost 变换器, 混沌控制, 无源延时反馈控制, 滑模控制

**PACS:** 05.45.Gg

**DOI:** 10.7498/aps.65.220502

## 1 引言

随着新能源技术的不断发展, DC-DC 功率变换器的作用日益显著, 得到了广泛的应用<sup>[1,2]</sup>. 由于混沌现象是非线性系统的固有特性, 而 DC-DC 变换器也是非线性系统, 故 DC-DC 变换器在一定的条件下会发生倍周期分岔<sup>[3]</sup>、边界碰撞分岔<sup>[4,5]</sup>、鞍结分岔等<sup>[6]</sup>, 此时, 它们的输出达不到理想值, 甚至超过误差允许范围, 而且电压纹波会大大增加. 故寻求能将处于混沌态的 DC-DC 变换器稳定在单周期态上的有效控制方法具有重要的意义.

混沌控制的研究是在混沌现象出现 10 年后, 也就是 20 世纪 90 年代兴起的<sup>[7]</sup>, 比较早期的控制方法有 Ott, Grebogi, York<sup>[8]</sup> 提出的参数扰动法, 即 OGY 控制法, 它是通过在系统参数中加入比较小的扰动来对系统进行控制的. 随后, Pyragas 提出了一种延时反馈控制法 (DFC)<sup>[9,10]</sup>, 并用它控制了 Rossler 系统的混沌. DFC 是利用系统的输出信号与其延时信号的差来实施控制的, 文献<sup>[11]</sup> 运用该控制法实现了对电压型 buck 变换器的混沌控制, 并且控制效果比较好, 但文中并未指出该控制

法的局限性. 随着神经网络引起越来越多的关注, Alsing 和 Garielides<sup>[12]</sup> 提出利用反向传播 BP 网络来实现对混沌的控制, Lin<sup>[13]</sup> 采用基于 GA 的再励学习神经网络来控制混沌, 都取得了不错的控制效果. 模糊数学的发展也为混沌控制提供了一个新的研究方向, Chen 等<sup>[14]</sup> 提出应用混沌时间序列对混沌系统进行预测和控制. 还有一些控制方法, 如 Patidar 等<sup>[15]</sup> 提出的应用互耦合控制策略来控制混沌的方法, 文献<sup>[16]</sup> 运用该控制法实现了对电压型 buck 变换器的混沌控制, 文献<sup>[17]</sup> 运用该控制法实现了对电流型 boost 变换器的混沌控制. Wei 等<sup>[18]</sup> 提出了一种积分最优跟踪控制的方法来控制连续的混沌系统, 并运用该方法实现了对洛伦兹系统的混沌控制. 另外, 由于滑模控制具有优良的鲁棒性, 已成为各个学科的研究热点, Maity<sup>[19]</sup> 提出了一种离散化的滑模控制法, 并运用于 buck 变换器的混沌控制. 文献<sup>[20]</sup> 采用基于模糊状态的滑模控制实现了对永磁同步电动机的混沌控制.

现有的所有的控制方法的实施对象几乎都是工作在连续导通模式 (CCM) 的 buck 变换器或者 boost 变换器, 而且大多是基于电流控制型的,

\* 国家自然科学基金 (批准号: 51577019) 和国家“111 计划” (批准号: B08036) 资助的课题.

† 通信作者. E-mail: 751498430@qq.com

但对于DC-DC变换器,它需要在重载时能工作在连续导通模式,在轻载时能工作在断续导通模式(DCM).因为如果它一直工作在连续导通模式,在轻载时,将导致电感电流小于0,引起导通损耗增加,功率变换效率降低<sup>[21]</sup>,而且有时电力变换器需要在空载时运行,这也要求它能在断续导通模式下正常工作<sup>[22]</sup>,并且对于DC-DC变换器,它们大多是作为电源对外供电的,所以输出电压更为重要,故研究电压型DC-DC变换器的控制更有实用价值.对于buck-boost变换器,它工作在变工作点时会出现明显的震荡现象,所以对它进行控制比较困难<sup>[23]</sup>.但作为既能升压又能降压的buck-boost变换器来说,它在应用时的适应性更强.然而目前对buck-boost变换器输出电压进行优化控制的文献较少,抑制buck-boost变换器混沌现象的研究文献则更少.

本文针对工作在断续模式下的电压型buck-boost变换器在电压反馈系数 $k$ 变化时出现的混沌现象,分别利用无源延时反馈控制法和滑模控制法加以控制.在简要介绍文献<sup>[24]</sup>中对电压型buck-boost变换器混沌现象的研究成果的基础上,引入无源延时反馈控制,给出仿真结果,并指出它的应用局限.文献<sup>[25]</sup>提出了一种滑模控制法,并利用它对断续导通模式下电压型buck变换器的输出电压进行优化控制.本文采用在其基础上改进的滑模控制法来抑制buck-boost变换器的混沌现象,并给出仿真结果.

## 2 电压型 buck-boost 变换器的混沌现象

文献<sup>[24]</sup>对电压型buck-boost变换器的混沌现象进行了详细分析,下面对其简要介绍,便于后文分析.

典型的脉冲宽度调制型电压控制的buck-boost变换器如图1所示,电路由一个开关器件 $S$ ,一个二极管 $D_1$ ,一个输入电压 $E$ ,一个电容 $C$ ,一个电感 $L$ ,一个负载电阻 $R$ ,两个比较器和一个放大倍数为电压反馈系数 $k$ 的放大器构成, $u$ 为输出电压, $U$ 为期望输出电压, $d$ 为占空比, $D$ 为稳态时的占空比.

buck-boost变换器工作在断续模式的状态方程为

$$\dot{x} = A_k x + B_k E, \quad k = 1, 2, 3, \quad (1)$$

其中,

$$A_1 = \frac{1}{RC} \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad B_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ 1/L \end{bmatrix}, \quad t_1 = d_n T, \quad (2)$$

$$A_2 = \frac{1}{RC} \begin{bmatrix} -1 & R \\ -RC/L & 0 \end{bmatrix}, \quad B_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad t_2 = \frac{Et_1}{u}, \quad (3)$$

$$A_3 = \frac{1}{RC} \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad B_3 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad t_3 = T - t_1 - t_2. \quad (4)$$

$x = [v_c; i_L] = [u; i_L]$ ,  $v_c$ 为电容电压,  $v_L$ 为电感电压,  $i_L$ 为电感电流,  $i_c$ 为电容电流,  $i_R$ 为电阻电流,  $i_d$ 为二极管电流,它们的参考方向如图1.  $d_n$ 为第 $n$ 个周期的占空比,  $T$ 为开关周期,  $t_n = nT$ ,  $x_n = x(t_n)$ .  $k = 1$ 时,  $t_n \leq t \leq t'_n$ , 开关闭合, 持续时间为 $t_1$ ;  $k = 2$ 时,  $t'_n \leq t \leq t''_n$ , 开关断开但电感电流不为0, 持续时间为 $t_2$ ;  $k = 3$ 时,  $t''_n \leq t \leq t_{n+1}$ , 开关断开且电感电流为0, 持续时间为 $t_3$ .  $t_1, t_2, t_3$ 和 $t_n, t'_n, t''_n$ 之间的关系为 $t_1 = t'_n - t_n, t_2 = t''_n - t'_n, t_3 = t_{n+1} - t''_n$ .

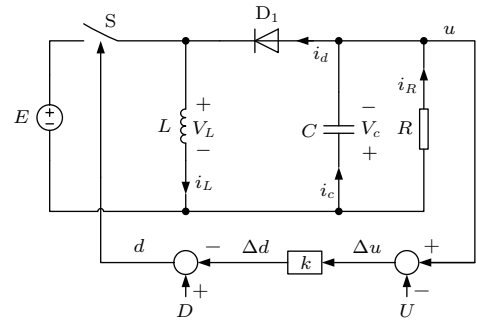


图1 电压反馈控制型 buck-boost 变换器

Fig. 1. Figure of the voltage mode controlled buck-boost converter.

由(1)式迭代两次可以递推得到<sup>[3]</sup>:

$$\begin{aligned} x_{n+1} &= \phi_3(t_3)\phi_2(t_2)\phi_1(t_1) \left[ x_n + \int_{t_n}^{t'_n} \phi_1(t_n - \tau) B_1 E d\tau \right] \\ &+ \phi_3(t_3)\phi_2(t_2) \int_{t'_n}^{t''_n} \phi_2(t'_n - \tau) B_2 E d\tau \\ &+ \phi_3(t_3) \int_{t''_n}^{t_{n+1}} \phi_3(t''_n - \tau) B_3 E d\tau. \end{aligned} \quad (5)$$

对  $\phi_k$  进行简化, 用它的泰勒展开前三项进行近似可以得到:

$$\phi_k(\varepsilon) = e^{A_k \varepsilon} \approx \mathbf{I} + A_k \varepsilon + \frac{1}{2} A_k^2 \varepsilon^2, \quad (6)$$

其中  $\mathbf{I}$  为二阶单位阵. 由于当 buck-boost 变换器工作在断续模式时, 每个开关周期的起始时刻电感电流都为 0, 即:

$$i_L(t_n) = 0. \quad (7)$$

所以, 该系统实际上是一个一阶系统, 只有  $u$  一个变量. 将 (2)—(4) 和 (6) 式代入 (5) 式, 化简即可得到工作在断续模式的电压型 buck-boost 变换器输出电容电压的离散迭代式:

$$u_{n+1} = \alpha u_n + \beta d_n^2 E^2 / u_n, \quad (8)$$

其中  $\alpha = 1 - \frac{T}{RC} + \frac{T^2}{2R^2C^2}$ ,  $\beta = \frac{T^2}{2LC}$ . 由图 1 的反馈部分可得:

$$d_n = D - k(u_n - U). \quad (9)$$

系统达到稳态时, 有  $u_{n+1} = u_n = U$ ,  $d_n = D$ , 代入 (8) 式可得:

$$D = \frac{U}{E} \sqrt{\frac{1 - \alpha}{\beta}}. \quad (10)$$

上式要有意义, 必须满足条件:  $(1 - \alpha)/\beta > 0$ , 而且为保证电路工作在断续模式, 应使电感  $L < (1 - D)^2 RT/2$ , 在文献 [24] 中 buck-boost 变换器工作在 boost 状态, 为进一步证实 buck-boost 变换器在电压反馈系数  $k$  变化时会出现混沌现象, 本文在研究过程中都让 buck-boost 变换器工作在 buck 状态, 再结合以上各式的限制, 基本电路采用如下参数:  $T = 333.33 \mu\text{s}$ ,  $E = 33 \text{ V}$ ,  $R = 12.5 \Omega$ ,  $C = 222 \mu\text{F}$ ,  $L = 208 \mu\text{H}$ ,  $U = 25 \text{ V}$ .

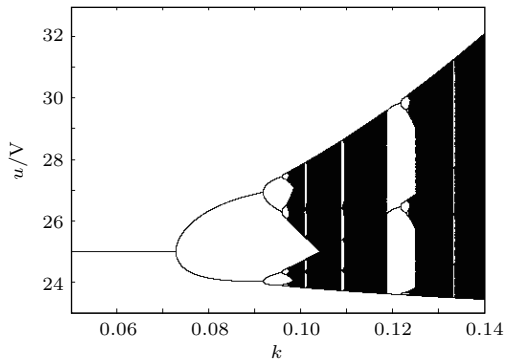


图 2 buck-boost 变换器的输出电压随  $k$  增大的分岔图  
Fig. 2. Bifurcation diagram of buck-boost converter with  $k$  increasing.

由 (10) 式可得  $D = 0.2321$ . 根据 (8) 式和 (9) 式, 可以得到电压反馈系数  $k$  增大时, 系统从 1-周期态, 2-周期态……逐渐过渡到混沌态的分岔图, 如图 2.

根据图 1 搭建 Matlab/Simulink 仿真模型, 逐渐增大电压反馈系数  $k$  可得一系列电容电压和电感电流波形图和相应的相图, 最终系统处于混沌态, 此时的电容电压和电感电流波形图及其相图, 如图 3 所示.

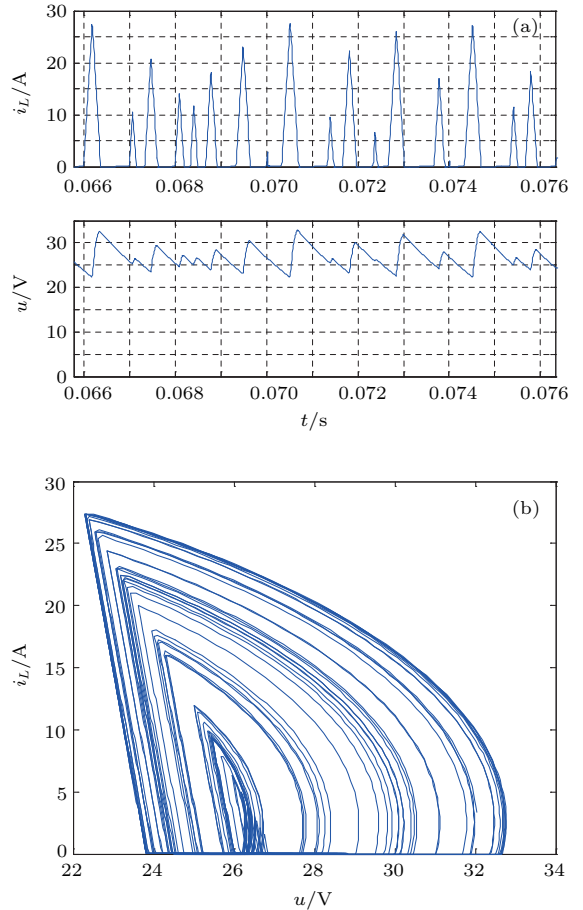


图 3 (a)  $k = 0.115$  时系统的电容电压和电感电流图; (b)  $k = 0.115$  时系统的电容电压和电感电流相图  
Fig. 3. (a) Figure of  $u-i_L$  with  $k = 0.115$ ; (b) phase diagram of  $u-i_L$  with  $k = 0.115$ .

### 3 电压型 buck-boost 变换器的无源延时反馈控制

#### 3.1 引入无源延时反馈控制

原系统为一阶系统, 由 (8) 式和 (9) 式可得系统的一阶 Jacobian 矩阵:

$$\mathbf{J}_1 = \alpha - \frac{2\beta E^2 k [D - k(u_n - U)]}{u_n}$$

$$-\frac{\beta E^2 [D - k(u_n - U)]^2}{u_n^2}. \quad (11)$$

由于  $J_1$  为一阶, 所以特征值就是其本身. 由分岔基本理论, 当 Jacobian 矩阵的所有特征值均落在单位圆内, 闭环系统才是稳定的. 设  $\lambda$  为 Jacobian 矩阵的特征值, 当  $\lambda$  中某个特征值为  $-1$  时, 系统发生倍周期分岔; 当  $\lambda$  中某个特征值为  $1$  时, 系统发生鞍结分岔; 当  $\lambda$  为一对共扼复根穿越单位圆时, 系统发生内玛克分岔 (Neimark Bifurcation). 从图 4 可以看出, 该系统的 Jacobian 矩阵特征值从  $k = 0.05$  对应的  $-0.442$  一直减小到  $k = 0.073$  对应的  $-1$ , 并继续减小, 所以该系统发生倍周期分岔, 且在  $k = 0.073$  的时候进入 2-周期态. 由  $J_1 = -1$  和  $u_n = U$ , 并将其他参数代入可得  $k = 0.073$ , 与图 2 和图 4 相吻合.

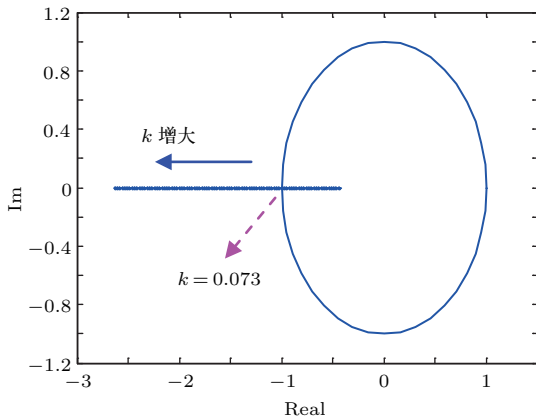


图 4  $k$  从 0.05 增加到 0.14 时  $J_1$  的特征值轨迹图  
Fig. 4. Eigenvalue trajectory of  $J_1$  with  $k$  increasing from 0.05 to 0.14.

另外, 由 (8) 式和 (9) 式, 将  $d_n$  也看为一个独立变量, 可得方程组:

$$\begin{cases} u_{n+1} = \alpha u_n + \frac{\beta d_n^2 E^2}{u_n}, \\ d_{n+1} = D - k \left( \alpha u_n + \frac{\beta d_n^2 E^2}{u_n} - U \right). \end{cases}$$

所以系统的二阶 Jacobian 矩阵为:

$$J_2 = \begin{bmatrix} \alpha - \frac{\beta d_n^2 E^2}{u_n^2} & \frac{2\beta d_n E^2}{u_n} \\ -k \left( \alpha - \frac{\beta d_n^2 E^2}{u_n^2} \right) & -\frac{2k\beta d_n E^2}{u_n} \end{bmatrix}, \quad (12)$$

显然,  $|J_2| = 0$ , 故对于每个  $k$  值,  $J_2$  都有一个特征值为 0, 即实际上它是一阶 Jacobian 矩阵.

无源延时反馈控制的基本思想是利用输出信号与其延时值之差形成一个反馈信号  $F(t)$ , 并以负

反馈的形式引入控制电路来控制输出,  $F(t)$  的表达式为 [9]

$$F(t) = k_1 [y(t - \tau) - y(t)], \quad (13)$$

其中  $y$  为输出信号,  $\tau$  为延迟时间,  $k_1$  为反馈系数. 将 (13) 式应用于 (9) 式, 可得:

$$d_n = D - k(u_n - U) - k_1(u_{n-1} - u_n). \quad (14)$$

联立 (14) 式和 (8) 式, 可得:

$$\begin{cases} u_{n+1} = \alpha u_n + \frac{\beta d_n^2 E^2}{u_n}, \\ d_{n+1} = D - k(u_{n+1} - U) - k_1(u_n - u_{n+1}). \end{cases}$$

所以引入无源延时反馈控制后的二阶 Jacobian 矩阵为:

$$J_3 = \begin{bmatrix} \alpha - \frac{\beta d_n^2 E^2}{u_n^2} & \frac{2\beta d_n E^2}{u_n} \\ (k_1 - k) \left( \alpha - \frac{\beta d_n^2 E^2}{u_n^2} \right) - k_1 & \frac{2(k_1 - k)\beta d_n E^2}{u_n} \end{bmatrix}, \quad (15)$$

此时,  $|J_3| \neq 0$ , Jacobian 矩阵变为二阶, 这就验证了文献 [9] 中论述的无源延时反馈法会将系统维数增加有限维.

为计算  $J_3$  的特征值, 将稳态值  $u_n = U$  和  $d_n = D$  代入 (15) 式, 并令它的特征多项式为 0:

$$\begin{aligned} \{\lambda - 0.5[p + (k_1 - k)q]\}^2 + k_1 q \\ - 0.25[p + (k_1 - k)q]^2 = 0, \end{aligned} \quad (16)$$

其中  $p = \alpha - \beta D^2 E^2 / U^2$ ,  $q = 2\beta D E^2 / U$ . (16) 式是一个二次方程. 在所设置的参数下, 可得  $p = 0.7742$ ,  $q = 24.3249$ , 故对于该系统, 一旦系统参数确定后, 随着  $k_1$  从 0 增加, (16) 式对应的二次函数曲线会向右上方运动, 如图 5 所示. 而二次函数与  $\lambda$  轴的交点就是特征值, 即选取合适的  $k_1$  能使两个特征值均在  $(-1, 0)$  内, 继续增加  $k_1$  会出现曲线  $f_1$  的情况, 此时两个特征值相等, 再增加  $k_1$ , 函数曲线与横轴无交点, 特征值变为复数, 但只要特征值在单位圆中, 系统就是稳定的. 但若  $k_1$  太大, 最终特征值会再次超出单位圆, 系统再次不稳定. 从 (16) 式还可以看出, 由于当  $k_1$  大于某个值时,  $k_1$  增大引起的顶点函数值减小量  $0.25(\Delta k_1 q)^2 + 0.5\Delta k_1 q[p + (k_1 - k)q]$  要大于函数值增加量  $\Delta k_1 q$ , 故此时函数曲线会随着  $k_1$  增加而向右下方运动, 但由于实际工程中系统的 Jacobian

矩阵特征值轨迹的曲率半径几乎都是远远大于单位长度的, 这点也可以从后面的讨论中看出, 所以这时系统早已不稳定了.

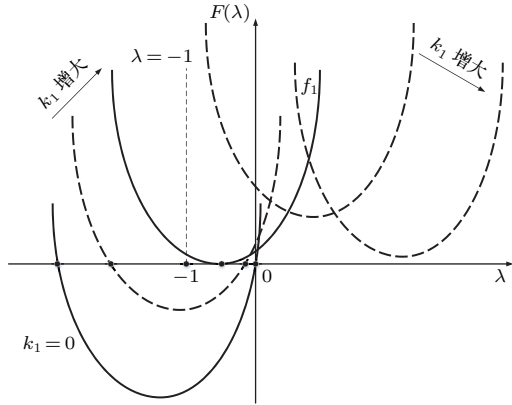


图5 二次函数随  $k_1$  增大的曲线簇

Fig. 5. Quadratic function curves with  $k_1$  increasing.

从图2和图3都可知, 当  $k = 0.115$  时, 系统处于混沌态. 取  $k = 0.115$  进行分析, 图6为  $k = 0.115$  时, Jacobian 矩阵特征值随  $k_1$  增大的运动轨迹, 箭头所指方向为  $k_1$  增大时特征值的运动方向. 把  $k = 0.115$  代入(15)式可得当  $k_1 = 0.021$  时, 较小的特征值恰好在单位圆上, 此时两个特征值均为实数; 当  $k_1 = 0.041$  时, 两个特征值恰好都在单位圆上, 此时两个特征值均为复数, 如图7所示. 故只要  $k_1 \in (0.021, 0.041)$ , 系统就能稳定. 不失一般性, 反馈系数  $k_1$  设置为0.024, 此时从图7可观察到, 其两个特征值均为复数且都处于单位圆内, 结合图6可知, 适当地选取  $k_1$  能使Jacobian 矩阵特征值均落在单位圆内.

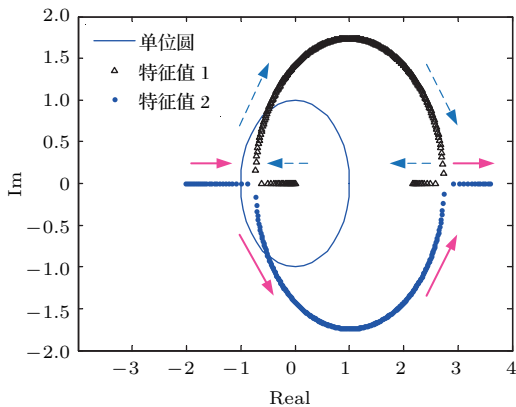


图6 (网刊彩色)  $k = 0.115$  时,  $J_3$  特征值随  $k_1$  增大的运动轨迹

Fig. 6. (color online) Eigenvalue trajectory of  $J_3$  with  $k_1$  increasing when  $k = 0.115$ .

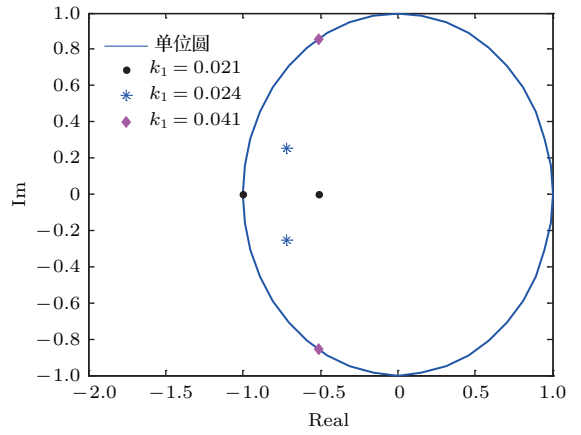


图7  $k = 0.115, k_1 = 0.021, 0.024, 0.041$  时,  $J_3$  的特征值分布

Fig. 7. Eigenvalue distribution of  $J_3$  with  $k = 0.115$  and  $k_1 = 0.021, 0.024, 0.041$ .

### 3.2 仿真结果

根据前面的分析, 取  $k = 0.115, k_1 = 0.024$  进行仿真实验, 电路基本参数与第2部分中的参数保持一致, 引入无源延时反馈控制后的框图如图8所示, 由于  $C \frac{du}{dt} = i_c$ , 故对于本文所讨论的开关周期  $T$  很短的离散系统,  $du$  可用电容电压与其延时值之差代替,  $dt$  取周期  $T$ , 所以  $k_1 du = k_1 \frac{T}{C} i_c = mi_c$ . 图8中已把电容电压与其延时值之差转化为电容电流,  $k_1$  和  $m$  的换算关系式为:

$$k_1 T = mC. \tag{17}$$

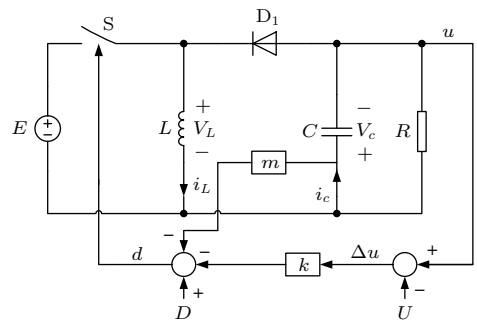


图8 引入无源延时反馈控制后的电压型 buck-boost 变换器

Fig. 8. Figure of the voltage mode controlled buck-boost converter after introducing the self-controlling delayed feedback control.

由(17)式,  $k_1 = 0.024$  时,  $m = 0.036$ . 在  $t = 0.07$  s 时引入控制, 从图9可知, 无源延时反馈法能够控制已处于混沌态的系统重新回到单周期态并稳定运行, 而且动态响应特性较好, 也没有改变原系统频率.

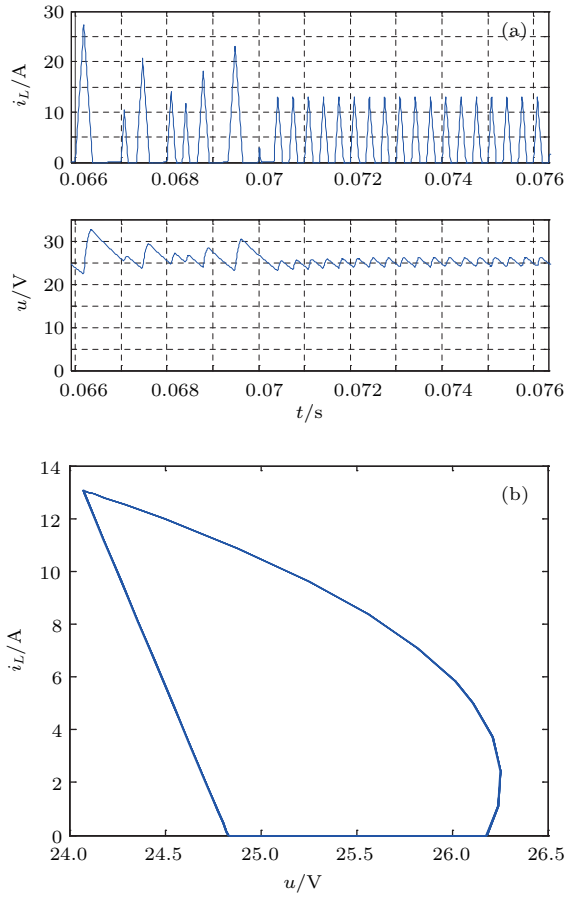


图9 (a)  $t = 0.07$  s时引入控制后系统的电容电压和电感电流图; (b)  $t = 0.07$  s时引入控制后系统的电容电压和电感电流稳态相图  
 Fig. 9. (a) Figure of  $u-i_L$  after introducing the self-controlling delayed feedback control at  $t = 0.07$  s; (b) phase diagram of  $u-i_L$  in stable state after introducing the self-controlling delayed feedback control at  $t = 0.07$  s.

### 3.3 无源延时反馈控制的局限性

从(16)式可知, 增大 $k$ 值, 会使二次函数的初始对称轴左移, 且整个函数值随 $k_1$ 增加的增大速率( $\Delta k_1 q - \{0.25(\Delta k_1 q)^2 + 0.5\Delta k_1 q[p + (k_1 - k)q]\}$ )会加快, 若原系统的 $k$ 值变得过大, 这时逐渐增加 $k_1$ , 直到 $J_3$ 的两个特征值相等时, 对应二次函数的对称轴将在 $\lambda = -1$ 左边, 此时两个特征值相等且在单位圆外, 继续增加 $k_1$ , 特征值变为复数, 仍然处于单位圆外, 系统无法稳定. 由(16)式可得能用无源延时反馈法进行控制的临界 $k$ 值:

$$\begin{cases} 0.5[p + (k_1 - k)q] = -1, \\ k_1 q - 0.25[p + (k_1 - k)q]^2 = 0. \end{cases} \quad (18)$$

求解(18)式可得:  $k = 0.15516$ ,  $k_1 = 0.04111$ . 从图10能清晰地看到, 此时能使 $J_3$ 的两个特征值

均落在单位圆内的 $k_1$ 不存在, 无源延时反馈控制失效. 综上, 对于本系统, 无源延时反馈控制法只能在 $k < 0.15516$ 时才能控制系统稳定工作在单周期态, 即如果系统出现大扰动, 该方法失效.

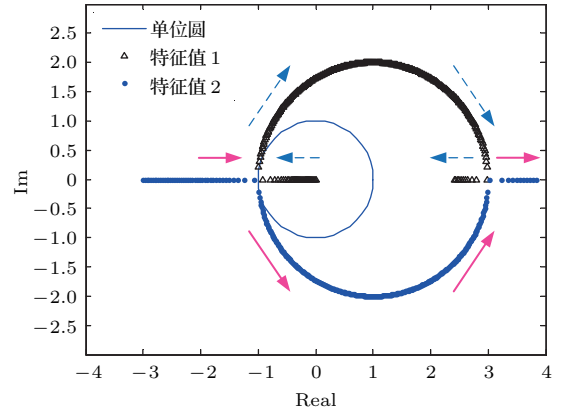


图10 (网刊彩色)  $k = 0.15516$ 时 $J_3$ 特征值随 $k_1$ 增大的运动轨迹  
 Fig. 10. (color online) Eigenvalue trajectory of  $J_3$  with  $k_1$  increasing when  $k = 0.15516$ .

## 4 电压型 buck-boost 变换器的滑模控制

### 4.1 引入滑模控制

第3部分中讨论的无源延时反馈控制法虽然在一般情况下也能有效地抑制本文所讨论系统的混沌现象, 但系统出现大扰动时只能寻求别的控制方法. 下面将引入鲁棒性极好的滑模控制, 文献[26]提出了一种控制效果较好、实现也不太复杂的滑模控制器, 并用它对工作在连续导通模式的 buck 变换器的输出进行优化控制, 文献[25]在文献[26]的基础上进行了改进, 并运用于断续导通模式的 buck 变换器输出的优化控制. 本文基于文献[25, 26]中提出的滑模控制法, 在状态变量的选取上进行改进, 将该控制法用于抑制工作在断续导通模式的电压型 buck-boost 变换器的混沌现象.

若直接将文献[25]提出的方法进行推广, 把它应用于 buck-boost 变换器的混沌控制, 则选取状态变量:

$$\begin{cases} x_1 = D - k(u - U) - d_i = a + k(U - u), \\ x_2 = \dot{x}_1, \end{cases} \quad (19)$$

其中,  $a = D - d_i$ ,  $d_i$ 为期望的占空比, 本文中它等于 $D$ . 考虑到 $u = v_c$ , 根据图1中设定的各电流电

压参考方向, (19) 式可化为:

$$\begin{cases} x_1 = k(U - u), \\ x_2 = \dot{x}_1 = \frac{k}{C}(i_R - i_d). \end{cases} \quad (20)$$

切换函数  $S$  定义为:

$$S = \alpha x_1 + x_2, \quad (21)$$

其中,  $\alpha$  是待定的滑模系数, 出于稳定性的考虑,  $\alpha$  的值应大于 0 [26].  $S > 0$  时, 开关闭合,  $S < 0$  时, 开关断开. 图 11 为断续导通模式下 buck-boost 变换器一个周期内电感电流和二极管电流的波形图,  $D_1T$  时间段内开关 S 闭合, 且  $i_L \neq 0, v_L = E, i_d = 0$ ;  $D_2T$  时间段内开关 S 断开, 且  $i_L \neq 0, v_L = -v_c = -u, i_d = i_L$ ;  $D_3T$  时间段内开关 S 断开, 且  $i_L = 0, v_L = 0, i_d = 0$ .  $g$  和  $b$  分别为两个参数, 满足:

$$g = \begin{cases} 1, & S > 0, \\ 0, & S < 0, \end{cases} \quad (22)$$

$$b = \begin{cases} 1, & i_L = 0, \\ 0, & i_L \neq 0. \end{cases} \quad (23)$$

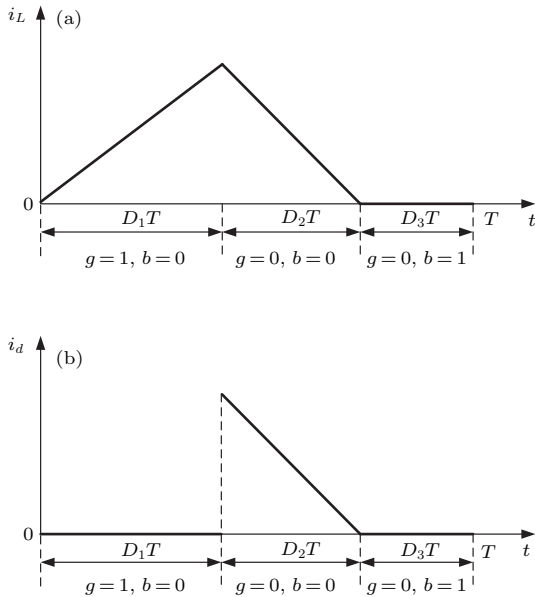


图 11 (a) 一个周期内电感电流的波形图; (b) 一个周期内二极管电流的波形图

Fig. 11. (a) Figure of  $i_L-t$  within one cycle; (b) figure of  $i_d-t$  within one cycle.

因此, (20) 式可进一步化为:

$$\begin{cases} x_1 = k(U - u), \\ x_2 = \frac{k}{C} \left[ \frac{u}{R} - (1-b) \int \frac{(1-g)(-u)}{L} dt \right]. \end{cases} \quad (24)$$

参数  $g$  的取法, 保证了相轨迹进入滑模面 ( $S = 0$ ). 为了让相轨迹沿着滑模面趋于原点, 还必须满足条件 [26]:

$$\lim_{s \rightarrow 0} S \cdot \dot{S} < 0. \quad (25)$$

对于该系统, 根据 (21)—(24) 式, (25) 式可表达为:

a)  $0 < S < \varepsilon$  ( $\varepsilon$  为一个很小的正数), 则:

$$\dot{S} = \left( \alpha - \frac{1}{RC} \right) x_2 < 0; \quad (26)$$

b)  $-\varepsilon < S < 0$ , 且  $i_L \neq 0$ , 则:

$$\dot{S} = \left( \alpha - \frac{1}{RC} \right) x_2 + \frac{ku}{LC} > 0;$$

c)  $-\varepsilon < S < 0$ , 且  $i_L = 0$ , 则:

$$\dot{S} = \left( \alpha - \frac{1}{RC} \right) x_2 > 0. \quad (27)$$

对比 (26) 式和 (27) 式, 它们表达式相同, 但是符号相反, 出现矛盾, 所以该方法不能直接应用到本文所讨论的系统, 需要改进.

由以上分析可以看到, 出现问题的原因是在文献 [25, 26] 提出的滑模控制法中状态变量  $x_2$  选为状态变量  $x_1$  的导数, 而  $x_1$  是必须含有电容电压的式子, 故  $x_2$  为电容电流乘以一个系数. buck 变换器的电容电流与电感电流是直接关联的, 但 buck-boost 变换器的电容电流是直接和二极管电流相关联的, 与电感电流只有间接的联系, 在断续导通模式下, 由图 11 可以看到, 电感电流在  $D_1T, D_2T, D_3T$  时间段的状态都不同, 而在  $D_1T$  和  $D_3T$  时间段内二极管电流相等, 都为 0, 这就导致了上述矛盾, 所以对本文讨论的系统  $x_2$  不能选为  $x_1$  的导数. 参数  $g, b$  的含义不变, 现重新选取状态变量  $x_2$  以引入电感电流且避开二极管电流:

$$\begin{cases} x_1 = k(U - u), \\ x_2 = \dot{x}_1 + \frac{k}{C}(i_d - i_L) = \frac{k}{C}(i_R - i_L) \\ = \frac{k}{C} \left[ \frac{u}{R} - (1-b) \int \frac{gE - (1-g)u}{L} dt \right]. \end{cases} \quad (28)$$

切换函数仍为 (21) 式, 同样, 必须满足李雅普诺夫第二方法, 此时 (25) 式可表达为:

a)  $0 < S < \varepsilon$ , 则:

$$\dot{S} = k \left[ \left( \frac{1}{RC} - \alpha \right) \dot{u} - \frac{E}{LC} \right] < 0; \quad (29)$$

b)  $-\varepsilon < S < 0$ , 且  $i_L \neq 0$ , 则:

$$\dot{S} = k \left[ \left( \frac{1}{RC} - \alpha \right) \dot{u} + \frac{u}{LC} \right] > 0; \quad (30)$$



c)  $-\varepsilon < S < 0$ , 且  $i_L = 0$ , 则:

$$\dot{S} = k\left(\frac{1}{RC} - \alpha\right)\dot{u} > 0. \quad (31)$$

不等式(29)—(31)为约束相平面的条件, 对于(31)式, 由于此时是电容给负载提供能量, 根据设定的参考方向, 有  $\dot{u} = i_c/c < 0$ , 于是可以得到:

$$\alpha > \frac{1}{RC}. \quad (32)$$

如图12所示, 为了限制开关频率, 减小相轨迹进入滑模面后的抖颤, 引入自适应滞环调制策略:

$$g = \begin{cases} 1, & S > w_1, \\ 0, & S < -w_2, \\ \text{保持,} & \text{其他,} \end{cases} \quad (33)$$

其中  $w_1$  和  $w_2$  是自适应滞环的带宽参数. 为控制相轨迹在稳态运行时始终围绕原点, 实现对占空比的调节以调节输出电压, 滞环上界  $S = w_1$  应穿过曲线  $Q$  与  $x_2$  轴的交点  $A(0, kU/RC)$ , 一旦电感电流降为0, 所有与曲线  $Q$  相交的相轨迹将会沿着  $Q$  运动直到与滞环上界  $S = w_1$  相交于点  $A$ , 此时开关闭合, 相轨迹向下移动直到与滞环下界  $S = -w_2$  相交于点  $B$ , 然后开关断开, 相轨迹又向上运动直到与曲线  $Q$  相交于点  $C$ . 接着相轨迹再次沿着曲线  $Q$  运动直到与滞环上界  $S = w_1$  交于点  $A$ . 最终, 稳态运行轨迹为  $A \rightarrow B \rightarrow C \rightarrow A$ . 所以, 每个周期相轨迹都会运动到点  $A$ , 其横坐标为0, 实现了对占空比的调节, 如此, 输出电压得到了控制.

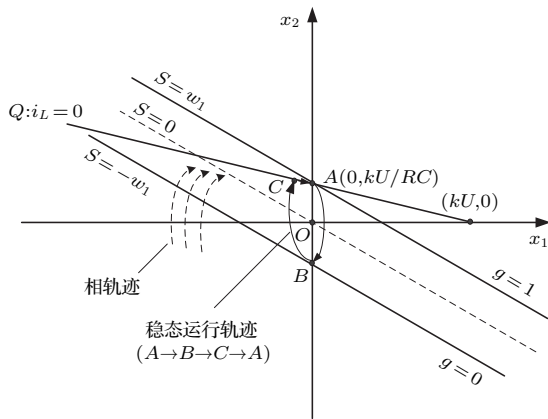


图12 采用自适应滞环调制的滑模控制器的相轨迹图  
Fig. 12. Phase trajectory of the sliding mode controller with adaptive hysteresis band.

根据以上分析, 由(28)式,  $i_L = 0$  时, 有:

$$x_2 = \frac{ku}{RC} = \frac{k}{RC}\left(U - \frac{x_1}{k}\right).$$

上式与  $x_2$  轴的交点的纵坐标即为  $w_1$ , 即:

$$w_1 = \frac{kU}{RC}. \quad (34)$$

$w_2$  可在很大范围内取值, 只要稳态相轨迹能包围原点即可.

### 4.2 仿真结果

对改进的滑模控制进行仿真验证, 采用改进滑模控制的框图如图13所示, 电路基本参数与第2部分中的参数保持一致. 根据(32)式, 选取  $\alpha = 1000$ , 为突出该控制法出色的鲁棒性, 取  $k = 0.3$ , 根据(34)式可得  $w_1 = 2702.7027$ ,  $w_2$  取  $2.6w_1$ .

从图14可观察到, 在原系统已经进入混沌态的情况下, 在  $t = 0.07$  s时引入滑模控制, 系统重新稳定工作在单周期态, 且动态响应速度快, 电压纹波较小.

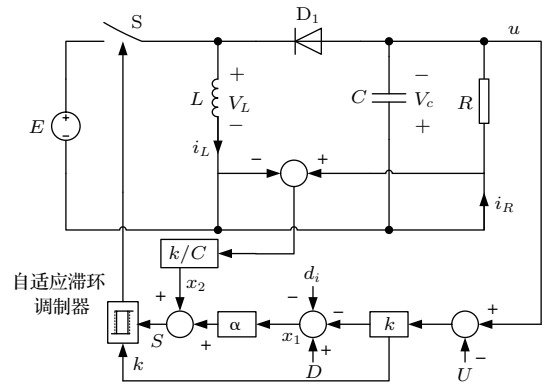


图13 引入滑模控制后的电压型 buck-boost 变换器  
Fig. 13. Figure of the voltage mode controlled buck-boost converter after introducing the sliding mode control.

图15为  $x_1, x_2$  的相轨迹图, 从上端任意选取两个点  $(0.999, 1704)$ ,  $(2.88, -177.3)$  可得上包络线方程:

$$1000x_1 + x_2 - 2703 = 0. \quad (35)$$

这正是滞环上界  $S = w_1$ , 同理从下端任意选取两个点  $(1.649, -8649)$ ,  $(2.96, -9960)$  可得下包络线方程:

$$1000x_1 + x_2 + 7000 = 0, \quad (36)$$

这正是滞环下界  $S = -w_2$ , 而对于曲线  $Q(i_L = 0)$ , 从图15和(32)式可知, 它的斜率  $(1/RC)$  小于滞环的斜率  $(\alpha)$ , 且它们相交于  $x_2$  轴, 所以只有当相轨迹运动到  $x_2$  轴左侧才会先与曲线  $Q$  相交, 而在本文所设置的参数下, 相轨迹只有最后趋近于稳

态时才有很小一部分在  $x_2$  轴左侧, 因此图 15 无法展现曲线  $Q$  对相轨迹的约束作用, 但它可从稳态时  $x_1, x_2$  的相图 (图 16) 上端很小一段向右倾斜较

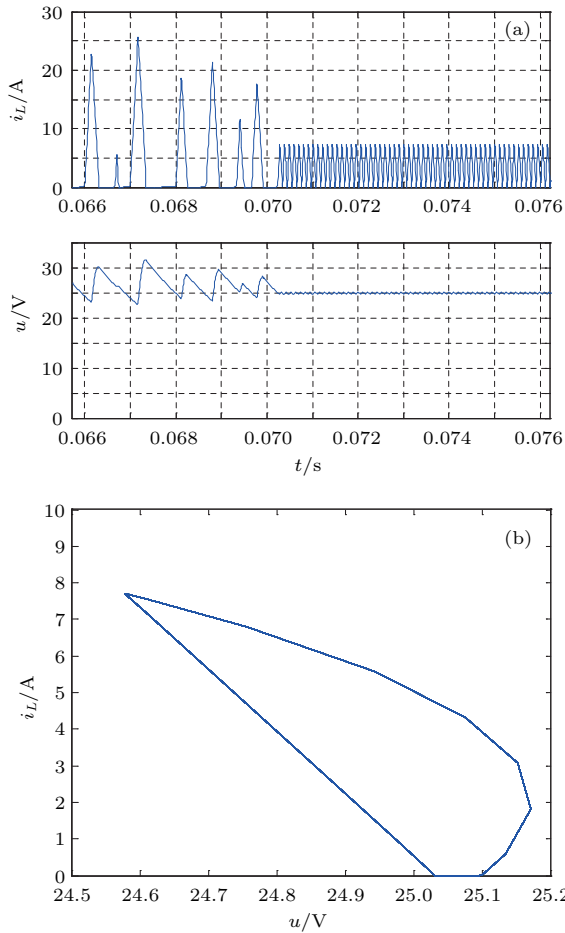


图 14 (a)  $t = 0.07$  s 时引入控制后系统的电容电压和电感电流图; (b)  $t = 0.07$  s 时引入控制后系统的电容电压和电感电流稳态相图

Fig. 14. (a) Figure of  $u-i_L$  after introducing the sliding mode control at  $t = 0.07$  s; (b) phase diagram of  $u-i_L$  in stable state after introducing the sliding mode control at  $t = 0.07$  s.

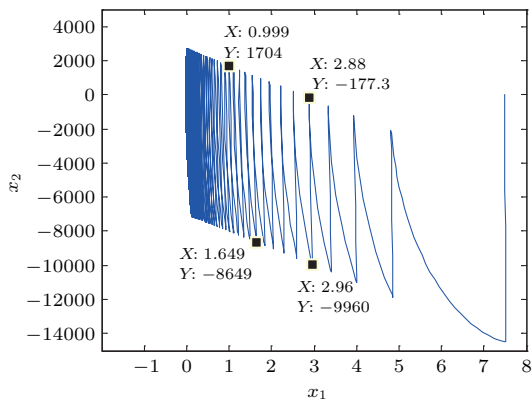


图 15 (网刊彩色)  $x_1, x_2$  的相轨迹图

Fig. 15. (color online) Phase trajectory of  $x_1-x_2$ .

为平缓的直线观察到, 并且最终系统以包围原点  $O$  的曲线作为稳态运行轨迹, 说明仿真结果与之前的理论分析完全吻合.

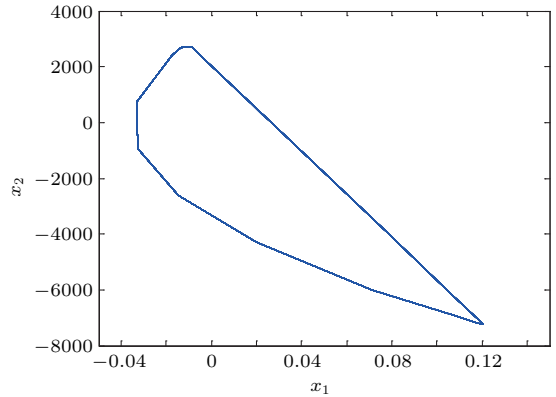


图 16  $x_1, x_2$  的稳态相图

Fig. 16. Phase diagram of  $x_1-x_2$  in stable state.

### 5 结 论

断续导通模式下的电压反馈型 buck-boost 变换器在电压反馈系数  $k$  变化时会出现混沌现象, 本文分别利用无源延时反馈控制和改进的滑模控制来抑制其混沌现象. 对于无源延时反馈控制, 用特征值是否在单位圆内的判稳依据来求得反馈系数  $k_1$  的可取范围, 并选取其中一个  $k_1$  来进行仿真验证. 仿真结果表明, 无源延时反馈法能很好地控制系统稳定工作在单周期态, 动态响应特性较好, 且不改变原系统频率, 实现起来也比较容易, 无需附加有源器件; 但是当电压反馈系数  $k$  过大的时候, 无源延时反馈控制失效, 并求出了无源延时反馈控制失效的临界  $k$  值. 而为了解决由于某些因素导致的电压反馈系数  $k$  过大而无法用无源延时反馈法加以控制的问题, 本文引入了滑模控制, 对它的控制过程进行了详细论述, 并进行了仿真验证. 仿真结果表明, 即使出现大扰动, 导致  $k$  值很大, 滑模控制法也能很好地控制系统稳定工作在单周期态, 鲁棒性相当好, 且动态响应速度快, 电压纹波小, 最后从状态变量的相轨迹图和稳态相图出发说明了仿真结果与理论分析的高度吻合. 由于本文介绍的两种方法的可移植性都比较好, 它们都可以应用于控制该变换器的其他参数发生变化时出现的混沌现象以及控制其他 DC-DC 变换器, 对于参数变动不是太大的情况优先考虑无源延时反馈控制, 因为它实现起来比较容易, 而对于参数变动比较大的情况优先考虑滑模控制.

## 参考文献

- [1] Duran E, Andujar J M, Segura F, Barragan A J 2011 *Appl. Energy* **88** 1690
- [2] Zumoffen D, Basualdo M 2010 *Comput. Chem. Eng.* **34** 643
- [3] Tse C K 1994 *IEEE Trans. Circuits Syst. I* **41** 16
- [4] Nusse H E, Yorke J A 1992 *Physica D* **57** 39
- [5] Nusse H E, Ott E, Yorke J A 1994 *Phys. Rev. E* **45** 707
- [6] Lzhikevich E M 2000 *Int. J. Bifurcat. Chaos* **10** 1171
- [7] Zhao G Z, Qi D L 2001 *Trans. China Electrotech. Soc.* **16** 77 (in Chinese) [赵光宙, 齐冬莲 2001 电工技术学报 **16** 77]
- [8] Ott E, Grebogi C, York J A 1990 *Phys. Rev. Lett.* **64** 1196
- [9] Pyragas K 1992 *Phys. Lett. A* **170** 421
- [10] Pyragas K 1993 *Phys. Lett. A* **180** 99
- [11] Lu W G, Zhou L W, Luo Q M, Du X 2007 *Trans. China Electrotech. Soc.* **22** 98 (in Chinese) [卢伟国, 周维维, 罗全明, 杜雄 2007 电工技术学报 **22** 98]
- [12] Alsing P M, Garielides A 1994 *Phys. Rev. E* **49** 1225
- [13] Lin C T 1999 *IEEE Trans. on Neural Networks* **10** 846
- [14] Chen L, Chen G R 1999 *Int. J. Bifurcat. Chaos* **9** 757
- [15] Patidar V, Pareek N K, Sud K K 2002 *Phys. Lett. A* **304** 121
- [16] Jia M M, Zhang G S, Niu H 2013 *Acta Phys. Sin.* **62** 130503 (in Chinese) [贾美美, 张国山, 牛弘 2013 物理学报 **62** 130503]
- [17] Zhang F Y, Hu W, Chen X B, Chen H, Tang X M 2015 *Acta Phys. Sin.* **64** 048401 (in Chinese) [张方樱, 胡维, 陈新兵, 陈虹, 唐雄民 2015 物理学报 **64** 048401]
- [18] Wei Q L, Song R Z, Sun Q Y, Xiao W D 2015 *Chin. Phys. B* **24** 090504
- [19] Maity S 2013 *IEEE Trans. Circuits I* **60** 1657
- [20] Chen Q, Nan Y R, Zheng H H, Ren X M 2015 *Chin. Phys. B* **24** 110504
- [21] Ouyang C L, Yan Y G, Zhang G B 2002 *Trans. China Electrotech. Soc.* **17** 53 (in Chinese) [欧阳长莲, 严仰光, 章国宝 2002 电工技术学报 **17** 53]
- [22] Erickson W, Maksimovic D 2001 *Fundamentals of Power Electronics* (2nd Ed.) (New York: Kluwer) pp107–108
- [23] Wu Y, Huang P Y G, Zhang L, Zhou L W 2015 *Proc. CSEE* **35** 1740 (in Chinese) [吴宇, 皇甫宜耿, 张琳, 周维维 2015 中国电机工程学报 **35** 1740]
- [24] Xie L L, Ren X G, Zhuo H Z, Wei J Q 2011 *J. Electr. Eng. Technol.* **6** 519
- [25] Lin H C, Chang T Y 2007 *7th International Conference on Power Electronics and Drive Systems Taiwan, China* 2007 p373
- [26] Tan S C, Lai Y M, Cheung M K H, Tse C K 2005 *IEEE Trans. Power Electron* **20** 425

# Chaos control of voltage mode controlled buck-boost converter\*

Zheng Lian-Qing Peng Yi<sup>†</sup>

(College of Electrical Engineering, Chongqing University, Chongqing 400044, China)

( Received 19 May 2016; revised manuscript received 20 August 2016 )

## Abstract

Due to the limitation to the development level of modern science and technology, DC-DC (where DC stands for direct current) converters operating in chaotic state cannot be used to achieve some desired goals yet and the chaotic phenomena occurring in DC-DC converters are almost restrained. For DC-DC converter operating in continuous conduction mode (CCM), its characteristic has been widely studied, but DC-DC converter needs to operate in discontinuous conduction mode (DCM) at light load. Because if it always works in CCM, the inductor current will be less than zero when the load is light, which will increase conduction loss and reduce conversion efficiency. Moreover, DCM operation is frequently encountered, since power converters are usually required to operate with loads removed. For buck-boost converter, the obvious oscillation will appear when it works under the condition of varying operating point, so it is difficult to control. Considering the reasons above, the voltage mode controlled buck-boost converter operating in DCM is chosen to be studied to verify the validity of the two control methods presented in this paper. Under a certain condition, chaos and bifurcation will occur in the voltage mode controlled buck-boost converter operating in DCM. Having discussed its chaotic phenomenon, in this paper we present two ways to control the system to operate stably in one-cycle state. The first way is the self-controlling delayed feedback control method. The basic idea of this method is to use the difference between the delayed output signal and the output signal to form a feedback signal, and return it to the control circuit in a form of negative feedback to control the output signal. The simulation results show that the self-controlling delayed feedback control method can make the system which has already entered into chaos operate stably in one-cycle state. Besides, its dynamic response speed is fast and it does not change the system frequency. However, this method fails to work when the disturbance is too large. Therefore, the self-controlling delayed feedback control method is more suitable for small disturbance condition. The second way is the improved sliding mode control method. The basic idea of the sliding mode control is to design a switching function to determine a switching surface which represents a desired system dynamics, then, design a variable structure control law to drive any state to reach the switching surface, therefore, the sliding mode takes place and the system follows the desired dynamics. The simulation results show that the improved sliding mode control method can force the system which has already entered into chaos to operate stably in one-cycle state even when the system encounters large disturbance. In addition, although it is more complicated to design, it has great dynamic response characteristics and excellent robustness. Because the methods presented in this paper do not rely on the buck-boost converter itself, both methods can be used to control other DC-DC converters. When the disturbance is small, the self-controlling delayed feedback control method should be considered first, for it is easier to achieve. When the system encounters large disturbances the sliding mode control method has the priority, because this method is valid while the self-controlling delayed feedback control method may fails under such a condition.

**Keywords:** buck-boost converter, chaos control, self-controlling delayed feedback control, sliding mode control

**PACS:** 05.45.Gg

**DOI:** 10.7498/aps.65.220502

\* Project supported by the National Natural Science Foundation of China (Grant No. 51577019), and National “111” Project (Grant No. B08036).

<sup>†</sup> Corresponding author. E-mail: [751498430@qq.com](mailto:751498430@qq.com)