

脉冲电压微分反馈法控制 buck 功率变换器中的混沌*

邹艳丽¹⁾ 罗晓曙¹⁾ 方锦清²⁾ 汪秉宏³⁾

¹⁾ 广西师范大学物理与电子科学系, 桂林 541004)

²⁾ 中国原子能科学研究院, 北京 102413)

³⁾ 中国科学技术大学近代物理系, 合肥 230026)

(2003 年 2 月 28 日收到, 2003 年 3 月 24 日收到修改稿)

通过 3 种典型的开关逻辑图分析了降压 buck 变换器中混沌产生的机理, 指出开关 S 导通时, 电容充电过快是电路系统中混沌产生的主要原因. 在此基础上提出了利用输出电压的脉冲微分反馈对这类电路系统中的混沌进行控制的方法. 理论分析、数值计算和电路仿真证实了该方法的正确性和有效性.

关键词: 混沌, 混沌控制, 脉冲电压微分反馈, buck 变换器

PACC: 0525

1. 引 言

DC-DC 开关功率变换器在邮电通信、军事设备、计算机、仪器仪表、工业自动化设备和家用电器等民用电子工业和军工系统有着极其广泛的应用. 究其原因, 主要是这种功率变换器具有工作频率高、效率高、功率密度高、功率因数高、可靠性高(简称五高)的特点.

近年来, 人们利用离散非线性映射^[1]、分段线性模型^[2]、平均值模型^[3]三种建模方法对 DC-DC 开关功率变换器进行非线性动力学建模, 并用非线性动力学的理论和数值计算及电路实验等方法对这种功率电子电路中的分岔和混沌现象进行了大量深入的研究, 发现它可以展现出倍周期分岔、边界碰撞分岔、环面破裂分岔、flip 分岔等丰富的分岔与混沌行为^[1-6]. 电流或电压控制的 buck 和 boost 变换器有着广泛的工业应用. 研究发现, 当这种电路中出现混沌行为时会导致高幅度的噪声和不稳定行为, 这在实际应用中是十分有害的. 研究如何对这类电路中的混沌进行有效的控制是具有十分重要应用价值的. 过去十余年来, 研究者们已提出了大量的混沌控制方法^[7-20]. 然而由于开关电源电路具有开关频率高、

强非线性的特点, 使得目前许多混沌控制方法一般都不适用于开关电源电路的控制, 所以必须寻找一些新的适合这类电路特点的混沌控制方法.

本文以电压控制 DC-DC buck 变换器^[21]为例, 分析研究了其混沌产生的机理, 通过考察 3 种典型的开关逻辑图得出: 开关 S 导通时, 输出电压充电上升速度过快, 是电路中混沌产生的主要原因. 在此基础上提出了状态变量的脉冲微分反馈法, 成功地抑制了这类电路中的混沌行为. 理论分析、数值研究和电路仿真表明, 改变控制参数实际上是改变了开关 S 导通时系统传递函数两极点的位置, 使系统由欠阻尼状态转变到过阻尼状态, 因而在开关 S 导通时输出电压上升的速度明显减小, 从而成功地抑制了混沌行为的出现.

2. 电压控制的 buck 变换器的模型及工作原理

图 1 是 PWM 型电压反馈的 buck 变换器的电路原理图. 我们假设电路中所有的元件均是理想的, 即比较器 A_2 的增益为无穷大, 开关 S 和 S' 工作在互补状态, 导通时电阻为零、断开时电阻为无穷大, 且开关无延迟. 当 S 导通、 S' 断开时, 输入电压向负载

* 国家自然科学基金(批准号: 10247005, 70071047, 19932020, 19974039, 19875080)、广西壮族自治区自然科学基金(批准号: 0135063)和广西师范大学青年基金资助的课题.

和电感提供能量;当开关 S 断开、 S' 导通时,电感电流通过 S' 将电感中储存的部分能量提供给负载.通常开关工作周期固定($T = t_{on} + t_{off}$),通过调节导通占空比 $d\left(d = \frac{t_{on}}{T}\right)$,可调节输出电压的均值.

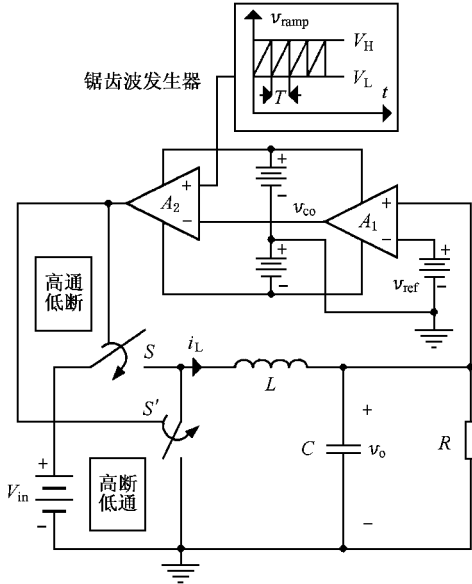


图 1 buck 变换器原理图

假设线性放大器 A_1 工作在线性区,其增益为 a ,则其输出电压为

$$v_{co}(t) = a(v_o(t) - v_{ref}). \tag{1}$$

输出电压 $v_{co}(t)$ 和锯齿波电压 v_{ramp} 加在比较器 A_2 两输入端.当 $v_{ramp} > v_{co}$ 时,比较器 A_2 输出高电平,开关 S 导通, S' 截止;当 $v_{ramp} < v_{co}$ 时,比较器 A_2 输出低电平,开关 S 截止, S' 导通.

在上述理想情况下,得到描述系统的状态方程如下:

$$\begin{aligned} \dot{v}_o &= -\frac{1}{RC}v_o + \frac{1}{C}i_L, \\ \dot{i}_L &= -\frac{1}{L}v_o + \frac{V_{in}}{L}S, \end{aligned} \tag{2}$$

式中

$$S = \begin{cases} 0, & v_{ramp} < v_{co}, \\ 1, & v_{ramp} > v_{co}. \end{cases} \tag{3}$$

本文取如下参数值进行理论分析和数值计算:

$$\begin{aligned} L &= 20 \text{ mH}, & C &= 47 \text{ }\mu\text{F}, \\ R &= 22 \text{ }\Omega, & a &= 8.4, \\ v_{ref} &= 11.3 \text{ V}, & V_L &= 3.8 \text{ V}, \\ V_H &= 8.2 \text{ V}, & T &= 400 \text{ }\mu\text{s}. \end{aligned} \tag{4}$$

以输入电压 V_{in} 为分岔参数,用闪频采样的方法得到输出电压 v_o 的分岔图如图 2 所示.

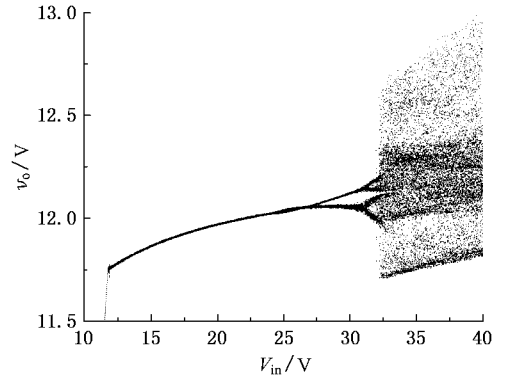
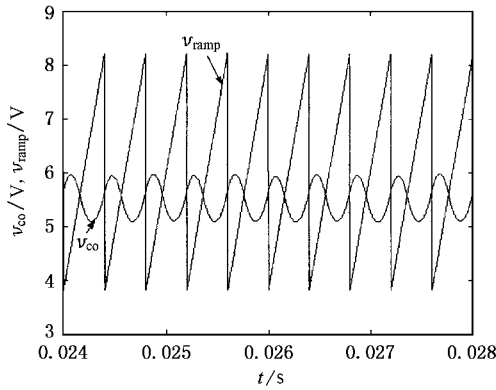
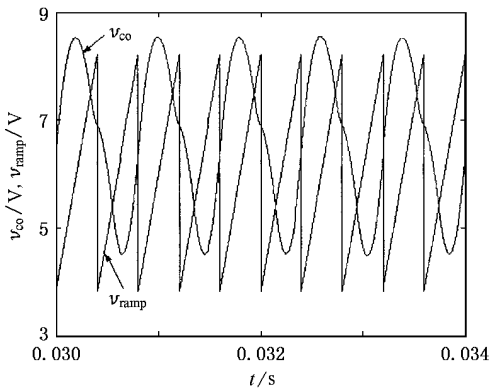
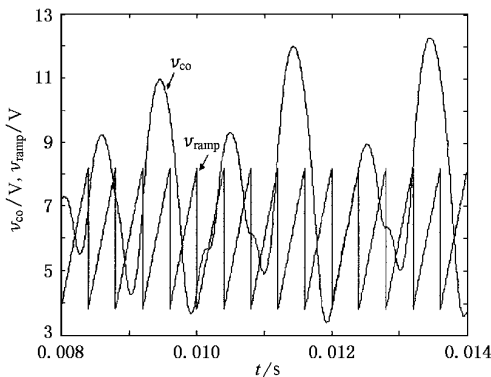


图 2 以 V_{in} 为参数时输出电压 v_o 的分岔图

图 3、图 4、图 5 分别对应于 3 种不同输入电压下,比较器 A_2 两输入端 v_{co} 和 v_{ramp} 的时域图,即 3 种典型的开关逻辑图.由(1)式可知, v_{co} 和 v_o 是线性关系,所以 v_{co} 的波形反映了 v_o 的变化情况.下面就以 v_{co} 的波形进行讨论.由分岔图 2 可知,当输入电压 V_{in} 增大时,输出电压发生了倍周期分岔和混沌现象.图 3 中当 $V_{in} = 20 \text{ V}$ 时,比较器 A_1 的输出电压 v_{co} 的周期等于锯齿波的周期 T ,系统工作在一周期状态.图 4 中当输入电压 $V_{in} = 30 \text{ V}$ 时, v_{co} 的周期等于 $2T$,系统工作在二周期状态.图 5 中当输入电压 $V_{in} = 35 \text{ V}$ 时,在某些锯齿波周期内 v_{co} 与 v_{ramp} 多次相交,导致在这些锯齿波周期内开关 S 多次导通和截止,而在另一些锯齿波周期内 v_{co} 与 v_{ramp} 不相交,使得在这些锯齿波周期内开关 S 不导通.所以,此时开关 S 工作于随机导通和截止状态,系统工作在混沌区.结合分岔图 2 可知,开关逻辑图的结果与分岔图的结果具有一致性.

下面我们首先定性地讨论系统中混沌产生的原因,然后在下一节结合控制方法再进行进一步定量分析.由图 2—图 5 可以看出,随着输入电压的增高,开关 S 导通时, v_{co} 上升速度明显增大,当输入电压由 20 V 增大到 30 V 时, v_{co} 上升速度明显加快,系统工作状态由一周期变为二周期,发生了倍周期分岔,当输入电压等于 35 V 时, v_{co} 上升速度更大,使得系统进入混沌运动状态.由此可见,buck 变换器中混沌产生的原因是由于输入电压的增高,使得开关 S 导通时电容充电电流很大,输出电压 v_o 上升很

图3 $V_{in} = 20 \text{ V}$ 时 buck 变换器的开关逻辑图图4 $V_{in} = 30 \text{ V}$ 时 buck 变换器的开关逻辑图图5 $V_{in} = 35 \text{ V}$ 时 buck 变换器的开关逻辑图

快,导致在某一个锯齿波周期内 v_{ramp} 与 v_{co} 多次相交而在另一锯齿波周期内不相交,这样在一个锯齿波周期内开关 S 产生动作多次或不动作现象,从而使电路的导通和截止出现随机性,导致电路中产生了混沌。

3. 控制方法及控制机理

3.1. 控制方法

本文通过将输出电容两端电压的微分 \dot{v}_o 乘以一定增益后,间歇性地反馈到方程(2)中的第二个子系统实现混沌控制,具体控制方法描述如下:

$$\begin{aligned} \dot{v}_o &= -\frac{1}{RC}v_o + \frac{1}{C}i_L, \\ i_L &= -\frac{1}{L}v_o + \frac{V_{in}}{L}S + u(v_o, i_L), \end{aligned} \quad (5)$$

式中控制函数

$$u(v_o, i_L) = -\frac{K}{L}S \cdot \dot{v}_o, \quad (6)$$

其中 K 为控制参数。

将(6)式代入(5)式得

$$\begin{aligned} \dot{v}_o &= -\frac{1}{RC}v_o + \frac{1}{C}i_L, \\ i_L &= -\frac{1}{L}v_o + \left(\frac{V_{in}}{L} - \frac{K}{L}\dot{v}_o\right)S. \end{aligned} \quad (7)$$

这里 v_o 是输出电容两端的电压, \dot{v}_o 可以通过在电容支路串接一小的电阻测得,所以反馈量具有微分可测性.由(7)式可以看出,控制量 u 和输入电压是叠加关系,所以控制量很容易加入到该系统中. S 代表开关状态, $S=1$ 时,即开关 S 闭合时,控制加入; $S=0$ 时,即开关 S 断开时,控制不起作用.由此可见,本文采用的控制方法是状态变量的脉冲微分控制法。

3.2. 控制机理分析

由本文的第二节的分析可知,当系统输入电压较高时,系统中混沌的出现主要是开关 S 导通时充电电流过大,使得输出电压的上升过快而引起.加入控制后,当开关 S 导通时,电容充电,输出电压按指数规律上升, \dot{v}_o 为正值.当控制参数 K 取适当正值时,控制量 $u(v_o, i_L) = -\frac{K}{L}S \cdot \dot{v}_o < 0$. 将受控后系统

(7)与原系统(2)比较,可以看出此时加入控制实际上是给系统加入负反馈,而负反馈的加入使得开关 S 导通时,等效于降低了输入电压,从而减小了充电电流和输出电压的上升速度,因而能有效地抑制混沌.以上只是对混沌控制的机理进行了定性分析,下面我们结合系统的传递函数,从控制理论的角度对施加控制前后系统传递函数的极点变化及状态演化

方程的变化进行定量的分析。

因为控制作用只是在开关 S 闭合时存在,开关 S 断开时,受控系统(7)与原系统(2)的演化方程完全相同,所以我们只对 $S = 1$ 时控制作用加入前后系统传递函数的极点和演化方式进行分析。在以下分析中,输入电压 V_{in} 取 35 V,未加控制时 buck 变换器处于混沌运动状态。

由受控后方程(7)可求出 $S = 1$ 时,系统的输出电压 v_o 对输入电压 V_{in} 的传递函数为

$$H(s) = \frac{v_o}{V_{in}} = \frac{\frac{1}{LC}}{s^2 + \left(\frac{1}{RC} + \frac{K}{LC}\right)s + \frac{1}{LC}} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (8)$$

式中 ω_n 为系统固有振荡频率, ξ 为阻尼比

$$\omega_n = \sqrt{\frac{1}{LC}}, \quad \xi = \frac{\frac{1}{RC} + \frac{K}{LC}}{2\omega_n}$$

系统的两个特征根分别为

$$s_1 = -\xi\omega_n + \omega_n \sqrt{\xi^2 - 1}, \quad s_2 = -\xi\omega_n - \omega_n \sqrt{\xi^2 - 1}$$

图 6 为开关 S 导通时,控制参量 K 从零增大到正无穷时系统的根轨迹。由图 6 可知,随着控制参量 K 的增大,系统的特征根逐渐由一对具有负实部的共轭复根转变成一对负实根。 $K = 0$ 时,即未施加控制作用,参数取值如(4)式所示,此时系统的阻尼比 $\xi = 0.46883 < 1$,系统处于欠阻尼振荡状态,系统具有一对共轭复根 $s_{1,2} = -483.5 \pm 911.06i$,系统的阶跃响应具有上升速度快,超调量大的特点。此时求得开关 S 导通时系统的解为

$$v_o(t) = V_{in} + e^{-\xi\omega_n(t-t_0)} \times \left[A_1 \cos(\omega_n \sqrt{1 - \xi^2}(t - t_0)) + A_2 \sin(\omega_n \sqrt{1 - \xi^2}(t - t_0)) \right] \quad (9)$$

$$i_L(t) = \frac{V_{in}}{R} + e^{-\xi\omega_n(t-t_0)} \times \left[\left(\frac{A_1}{R} + CA_2\omega_n \sqrt{1 - \xi^2} - CA_1\xi\omega_n \right) \times \cos(\omega_n \sqrt{1 - \xi^2}(t - t_0)) + \left(\frac{A_2}{R} - CA_1\omega_n \sqrt{1 - \xi^2} - CA_2\xi\omega_n \right) \right]$$

$$\times \sin(\omega_n \sqrt{1 - \xi^2}(t - t_0)) \quad (10)$$

$$A_1 = v_o(t_0) - V_{in}, \quad A_2 = \frac{1}{\omega_n \sqrt{1 - \xi^2}} \left[\left(\xi\omega_n - \frac{1}{RC} \right) v_o(t_0) + \frac{1}{C} i_L(t_0) - \xi\omega_n V_{in} \right] \quad (11)$$

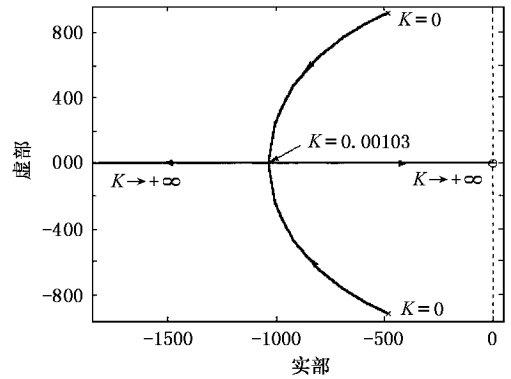


图 6 以控制参数 K 为参量的系统根轨迹

加入控制后,当控制参数 K 取大于零的正值时,随着 K 的增大,阻尼比 ξ 增大,系统的超调量减小。当 $K = 0.00103$ 时, $\xi = 1$,系统处于临界阻尼状态,具有两个相等的负实特征根,如图 6 所示,当 $K > 0.00103$ 时, $\xi > 1$,系统处于过阻尼状态,此时具有两个不等的负实根,系统的阶跃响应具有上升缓慢,无超调量的特点。在有控制情况下,系统处于过阻尼状态时,求得开关 S 导通时系统的解为

$$v_o(t) = V_{in} + A_3 e^{s_2(t-t_0)} + A_4 e^{s_1(t-t_0)} \quad (12)$$

$$i_L(t) = \frac{V_{in}}{R} + \left(\frac{A_3}{R} + CA_3 s_1 \right) e^{s_1(t-t_0)} + \left(\frac{A_4}{R} + CA_4 s_2 \right) e^{s_2(t-t_0)} \quad (13)$$

$$A_3 = v_o(t_0) - V_{in} - A_4, \quad A_4 = \frac{1}{s_2 - s_1} \left[\left(-\frac{1}{RC} - s_1 \right) v_o(t_0) + \frac{1}{C} i_L(t_0) + V_{in} \cdot s_1 \right] \quad (14)$$

根据上面求得的开关 S 导通时系统的输出方程,得出控制参数 K 变化时,系统输出电压在一个锯齿波周期内的波形如图 7 所示。

由图 7 可见,当控制参数增大时,系统输出电压充电上升速度明显减慢,从而可有效地实现混沌控制,这与前面定性分析的结果一致。研究发现,本文的控制参数 K 如同 Pyragas 的延迟反馈控制法^[9]中

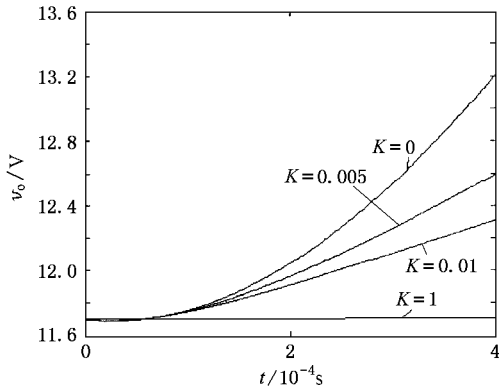


图 7 控制参数 K 不同取值下系统输出电压在一个锯齿波周期内的波形

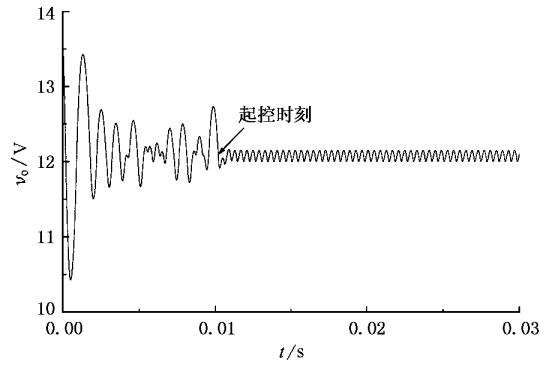


图 9 $K = 0.02$ 时系统输出电压 v_o 的波形

的反馈增益一样,有一定的取值范围.当 $0.003 \leq K \leq 3.5$ 时,能有效抑制混沌.当控制参数 $K < 0.003$ 时,由于负反馈强度较弱,开关 S 导通时,系统输出电压 v_o 上升仍较快,系统中的混沌不能得到有效控制.当控制参数 $K > 3.5$ 时,系统的两个负根中, $s_1 \leq -0.28564011538401$,非常靠近原点, $s_2 \geq -3.724371087667428 \times 10^6$ 趋于无穷远处.此时系统充电上升速度非常缓慢,使得 $v_{co} < v_{ramp}$,导致受控后系统 S 始终等于 1 而不能正常工作.

4. 控制结果的数值仿真

为了验证上述理论分析结果的正确性,我们用四阶龙格-库塔法对受控后系统进行数值仿真.图 8 是用闪频采样的方法作出的以 K 为控制参数的系统输出电压 v_o 的分岔图.图 9 为受控前后系统输出电压 v_o 的时域图.

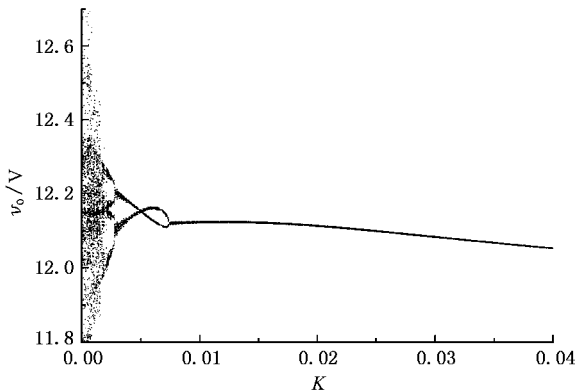


图 8 K 增大时输出电压 v_o 的分岔图

由分岔图 8 和控制图 9 可以看出,恰当地选择控制参数 K ,可以有效地抑制这类 buck 变换器中的混沌行为.上述数值计算结果完全验证了该控制方法的有效性和理论分析的正确性.

5. 控制方法的电路仿真

为了探索本文方法在实际 DC-DC 功率变换器中混沌控制的可行性,我们应用 Pspice 软件设计了基于输出电压的脉冲微分反馈控制混沌的仿真电路,如图 10 所示.图中 $U1$ 是一开关,当 $U1$ 闭合时,输出电压的微分反馈控制加入; $U1$ 断开时,控制作用不加入. $H1$ 是电流控制电压源,该电压源与输入电压 V_1 串联,其控制输入端与输出电容支路的 1Ω 取样电阻 R_s 并联,所以该流控压源的控制电压等于 $C \dot{v}_o$.在流控压源的输入端引起的控制电流为 $K_1 C \dot{v}_o$,该流控压源输出电压为 $K_2 K_1 C \dot{v}_o$, $K_1 K_2 = K_c$ 为流控压源的增益.由方程(7)可以得出 $K_c = -\frac{K}{C}$.由图 10 可见,当开关 $S115$ 导通时,输入电压 V_1 和流控压源的输出电压组成的串联支路接入电路,反馈控制起作用;当开关 $S115$ 断开时,该串联支路没有接入电路,反馈不起作用.这就实现了本文所描述的脉冲电压微分反馈原理.根据上述理论分析和数值模拟得到的控制参数 K 的取值范围,来选择流控压源的增益 K_c 的值,可将 buck 变换器稳定到相应的周期轨道.图 11、图 12 为电路仿真结果.图 11 为未加控制时电感电流和输出电压的混沌相图,图 12 为加入控制前后输出电压的时域图.

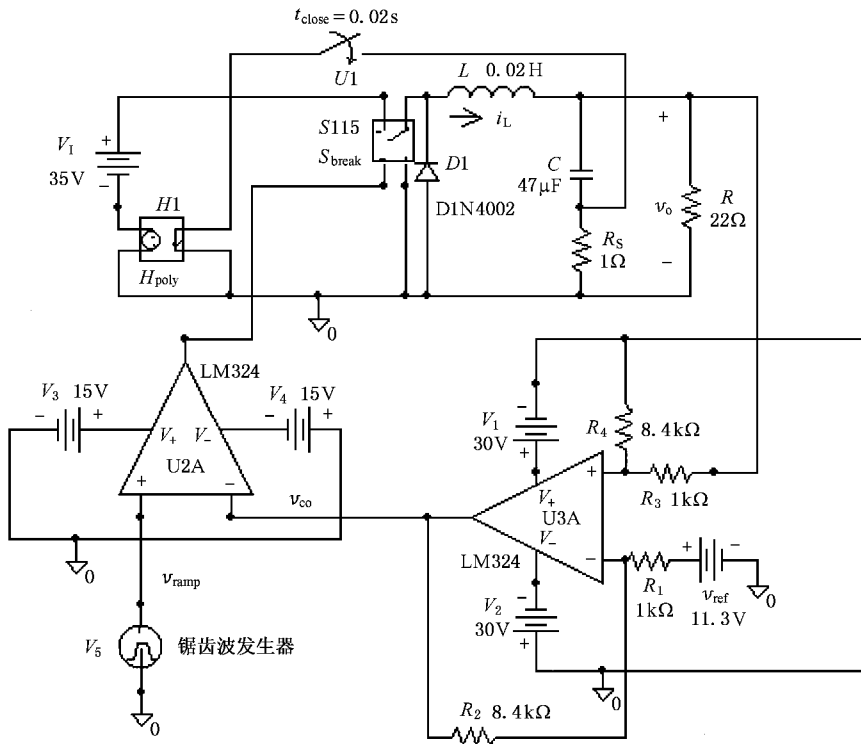
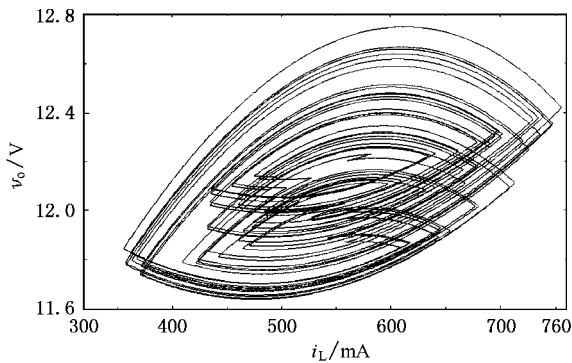
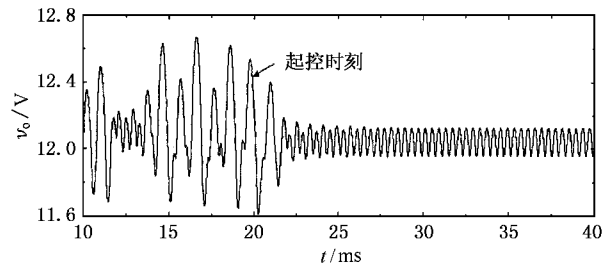


图 10 控制 buck 变换器混沌的 Pspice 仿真电路

图 11 没加控制时得到的 i_L-v_o 相图图 12 加入控制前后输出电压 v_o 的时域图

6. 结 论

本文首先分析了 buck 变换器中混沌产生的机理,指出开关 S 导通时,电容充电过快是系统中混沌产生的主要原因.在此基础上,提出了一种用输出电压的脉冲微分反馈控制 buck 变换器中混沌行为

的方法.通过理论分析、数值计算和电路仿真,证实了该控制方法的有效性.一种混沌控制方法能否应用于工程实践,取得较好的应用价值,是检验该控制方法优劣的唯一标准.本文提出的输出电压的微分反馈法具有反馈量微分可测、控制量容易加入的特点,所以该控制方法容易在工程中实现,具有较好的实用价值.

- [1] Hamill D C , Jefferies D J 1988 *IEEE Trans. Circuits Syst. I* **35** 1059
- [2] Chakrabarty K , Podder G , Banerjee S 1995 *IEEE Trans. Power Electron* **11** 439
- [3] El Aroudi A 1999 *IEEE Trans. Circuits Syst. I* **46** 1374
- [4] Yuan G H , Banerjee S *et al* 1998 *IEEE Trans. Circuits Syst. I* **45** 707
- [5] Tse C K , Lai Y M , Lu H H C 2000 *IEEE Trans. Circuits Syst. I* **47** 448
- [6] Nusse L E , York J A 1992 *Physica D* **57** 39
- [7] Ott E , Grebogi C , Yorke J A 1990 *Phys. Rev. Lett.* **64** 1196
- [8] Gumez J , Matias M A 1993 *Phys. Lett. A* **181** 29
- [9] Pyragas K 1992 *Phys. Lett. A* **170** 421
- [10] Luo X S , Kong L J , Qu W L 1998 *Acta Phys. Sin.* **47** 1078 [in Chinese] 罗晓曙、孔令江、屈万里 1998 *物理学报* **47** 1078]
- [11] Wang G R , Yu X L , Chen S G 2001 *Chaos Control , Synchronization and Its Application* (Beijing : National Defense Industry Publishing Company) p172 [王光瑞、于熙龄、陈式刚 2001 混沌的控制、同步与利用(北京:国防工业出版社)第172页]
- [12] Chen G , Ueta T 1990 *Int. J. Bifurcation and Chaos* **9** 1465
- [13] Fang J Q , Gao Y *et al* 2001 *Acta Phys. Sin.* **50** 435 [in Chinese] [方锦清、高远等 2001 *物理学报* **50** 435]
- [14] Hu G 2000 *Controlling Chaos* (Shanghai Press of Shanghai Education of Science and Technology) p54 [in Chinese] 胡岗 2000 混沌控制 上海:上海科技教育出版社 第54页]
- [15] Liu Z R , Huang D B 1999 *Chin. Phys. Lett.* **16** 313
- [16] Yu S M , Qiu S S , Luo W M 2000 *J. Circuit and System* **5** 3 [禹思敏、丘水生、罗伟民 2000 *电路与系统学报* **5** 3]
- [17] Qu S X , He D R 1997 *Acta Phys. Sin.* **46** 1307 [in Chinese] 屈世显、何大韧 1997 *物理学报* **46** 1307]
- [18] Liu F , Shan X M 2001 *Chin. Phys.* **10** 606
- [19] Zhu S Q *et al* 2000 *Chin. Phys.* **9** 337
- [20] Li Z , Han C Z 2002 *Chin. Phys.* **11** 666
- [21] Fossas E , Olivar G 1996 *IEEE Trans. Circuits Syst. I* **43** 13

Using pulse voltage differential feedback method to control chaos in the buck converter^{*}

Zou Yan-Li¹⁾ Luo Xiao-Shu¹⁾ Fang Jin-Qing²⁾ Wang Bing-Hong³⁾

¹⁾ Department of Physics and Electronic Science , Guangxi Normal University , Guilin 541004 , China)

²⁾ China Institute of Atomic Energy , Beijing 102413 , China)

³⁾ Department of Modern Physics , University of Science and Technology of China , Hefei 230026 , China)

(Received 28 February 2003 ; revised manuscript received 24 March 2003)

Abstract

We analyze the mechanism of generating chaos in the buck converter through three kinds of typical switching logical diagrams , point out that when the switch S is on , the capacity charges too fast. This is the main reason why chaos is generated in the circuit. Then based on the above analysis , we present the method of using output voltage pulse differential feedback to control chaos in the buck converter. Theoretical analysis , numerical calculation and circuit simulation demonstrate the validity of this chaos control method.

Keywords : chaos , chaos control , pulse voltage differential feedback , buck converter

PACC : 0525

^{*} Project supported by the National Natural Science Foundation of China (Grant Nos. 10247005 , 70071047 , 19932020 , 19974039 and 19875080) , Natural Science Foundation of Guangxi Zhuang Autonomous Region , China (Grant No. 0135063) and Guangxi Normal University Youth Foundation , China.