

# DC-DC buck 变换器时间延迟反馈混沌化控制\*

杨 汝<sup>1,2)</sup> 张 波<sup>1)</sup>

1) 华南理工大学电力学院, 广州 510640)

2) 广州大学物理与电子工程学院, 广州 510400)

(2006 年 9 月 25 日收到, 2006 年 11 月 23 日收到修改稿)

混沌化或反混沌控制是混沌控制的逆问题, 通过研究 DC-DC buck 变换器反混沌控制, 为其应用打下理论基础. 建立了电压时间延迟反馈 buck 变换器混沌化控制模型, 探讨了它的控制机理, 分析了 buck 变换器混沌化条件和稳定特性, 由此仿真研究了不同控制参数对变换器混沌化控制的影响. 实验结果表明, 该方法控制范围宽, 易于实现, 是一种较好的反混沌控制方法.

关键词: buck 变换器, 混沌化, 时间延迟反馈控制

PACC: 0545

## 1. 引 言

DC-DC 变换器混沌现象的发现, 解释了开关变换器长期以来困扰人们的许多问题, 如开关变换器的间歇振荡和不稳定的控制特性等<sup>[1-3]</sup>, 由此出现了相应的混沌控制技术, 如参数微扰法、电压微分反馈法等<sup>[4-6]</sup>, 将系统控制到周期轨道.

随着研究的不断深入, 人们逐渐认识到混沌本身所具有的优势, 变换器混沌运行, 在多模块均流和降低电磁辐射等方面都有显著的应用价值<sup>[3,4]</sup>. 尤其是混沌开关变换器在 EMI 抑制方面具有很好的应用前景. 其基本依据是开关变换器的电磁辐射能量集中在开关频率的倍数处, 而混沌系统具有连续频谱的特点, 可以利用这一特性, 将混沌开关变换器 EMI 能量分散到各个频点, 降低电磁辐射的峰值, 达到抑制 EMI 的目的. 因此研究可控的 DC-DC 变换器混沌化技术, 成为新的课题.

DC-DC 变换器混沌化技术研究目前还刚刚开始, 主要进行一些探索性方法研究<sup>[5-10]</sup>, 如采用各种混沌映射改变锯齿波的周期或幅值, 通过载波混沌控制使 DC-DC 变换器混沌化, 即混沌调制; 通过改变电流、电压反馈系数、电流、电压参考值、输入电压值等来实现 DC-DC 变换器混沌化, 即混沌参数控制. 这两种控制方法的优点是直观, 缺点是系统性不

强, 缺乏一定的理论依据.

近年来, Chen 和 Lai 对离散系统和连续系统应用非线性反馈的方法实现了混沌化<sup>[11-14]</sup>, 为混沌系统理论在工程上的应用奠定了一定的理论基础.

为此, 本文建立了电压时间延迟反馈 DC-DC buck 变换器混沌化控制模型, 由此探讨了它的控制机理, 分析了 buck 变换器混沌化条件和稳定特性, 仿真分析了不同控制参数对变换器混沌化控制的影响. 实验结果表明, 该方法控制范围宽, 易于实现. 从而提供了一种新的混沌化控制方法, 为 DC-DC 变换器混沌化控制打下了基础.

## 2. buck 变换器时间延迟反馈混沌化控制模型

基本电压控制型 DC-DC buck 变换器如图 1 所示, 图中输入电压为  $V_m$ , 参考电压为  $V_{ref}$ , 开关为  $S$ . 选择输出电容上的输出电压及电感上的电流为状态向量  $[v_c \quad i_L]^T$ , 则 buck 变换器的状态方程为

$$\begin{bmatrix} \frac{dv_c}{dt} \\ \frac{di_L}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{RC} & \frac{1}{C} \\ -\frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_c \\ i_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ d \frac{V_m}{L} \end{bmatrix}, \quad (1)$$

\* 国家自然科学基金(批准号: 60474066), 广东省自然科学基金重点项目(批准号: 05103540)和广州市属高校科技项目(批准号: 62053)资助的课题.

其中  $d$  表示开关  $S$  的状态,  $d = 1$  时, 开关闭合;  $d = 0$  时, 开关打开.

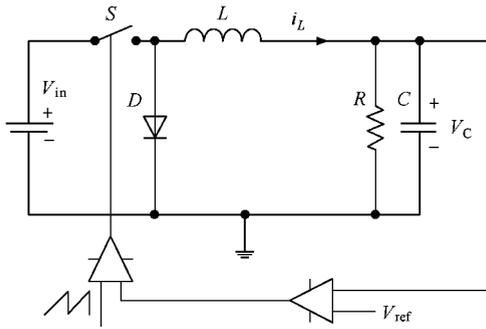


图 1 电压控制 DC-DC buck 变换器

根据时间延迟混沌化控制原理<sup>[13]</sup>, 在图 1 基础上, 选择输出电压时间延迟反馈实现 buck 变换器的混沌化, 见图 2 所示.

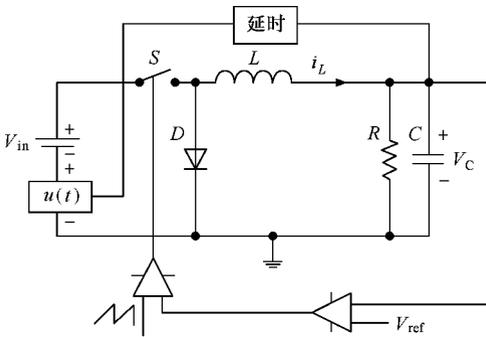


图 2 输出电压时间延迟反馈 buck 变换器

采用输出电压时间延迟反馈的 buck 变换器系统方程为

$$\begin{bmatrix} \frac{dv_c}{dt} \\ \frac{di_L}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{RC} & \frac{1}{C} \\ -\frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_c \\ i_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ d \cdot \left(\frac{V_{in}}{L}\right) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ d \cdot u(t) \end{bmatrix}, \quad (2)$$

式中  $d$  为开关量.  $d = 1$  时, 开关闭合;  $d = 0$  时, 开关断开.

由 (2) 式可见, 与 (1) 式比较增加了一个受控电压源  $u(t)$ , 即电压时间延迟反馈控制信号. 形式如下:

$$u(t) = u[v_c(t - \tau)], \quad (3)$$

这里  $w$  是一个连续函数, 由电容上的输出电压  $v_c(t)$  反馈得到,  $\tau > 0$  是延迟时间. 该控制函数满足有界的条件, 即

$$|u(t)| \leq \epsilon.$$

进一步取控制函数为

$$u(t) = u[v_c(t - \tau)] = \frac{k \sin[\sigma v_c(t - \tau)]}{L}, \quad (4)$$

式中  $k, \sigma$  为控制参数, 由  $|u(t)| \leq \epsilon$ , 显然  $k \leq \epsilon L$ , 所以由 (2) 式有

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{v_c}{L} + d \left\{ \frac{V_{in}}{L} + \frac{k \sin[\sigma v_c(t - \tau)]}{L} \right\}. \quad (5)$$

则开关闭合时输出电压方程为

$$\begin{aligned} \frac{dv_c^2(t)}{dt^2} + \frac{1}{RC} \frac{dv_c(t)}{dt} + \frac{1}{LC} v_c(t) &= \frac{1}{LC} [V_{in} + Lu(t)] \\ &= \beta_0 [V_{in} + Lu(t)], \end{aligned} \quad (6)$$

式中  $\beta_0 = \frac{1}{LC}$ .

设

$$\begin{aligned} z(t) &= [z_1, z_2, \dots, z_n]^T \\ &= [v_c, v_c^{(1)}, \dots, v_c^{(n-1)}], \end{aligned} \quad (7)$$

即

$$\begin{aligned} z_1 &= v_c(t), \\ z_2 &= \frac{dv_c(t)}{dt} = \dot{z}_1, \\ z_3 &= \frac{d^2 v_c(t)}{dt^2} = \dot{z}_2, \dots \end{aligned}$$

(6) 式可重写为以下 2 维状态空间的形式:

$$\dot{z}(t) = A_c z(t) + \beta_0 b_c [V_{in} + Lu(t)], \quad (8)$$

即

$$\begin{bmatrix} \dot{z}_1 \\ \dot{z}_2 \end{bmatrix} = A_c \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} + \beta_0 b_c [V_{in} + Lu(t)],$$

这里  $A_c, b_c$  是能控规范型,

$$\begin{aligned} A_c &= \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\alpha_0 & -\alpha_1 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{1}{LC} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}, \\ b_c &= \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}, \end{aligned}$$

式中  $\alpha_0 = \frac{1}{LC}, \alpha_1 = \frac{1}{RC}$ .

由上式可见,  $A_c$  是 Hurwitz 稳定矩阵, 且输入  $V_{in} + ku(t)$  有界, 对任意初始条件, 方程 (8) 的解有界, 可以写成以下迭代的形式:

$$\begin{aligned} z(t) &= z(m\tau + \hat{t}) = z(m, \hat{t}) \\ &= e^{A_c \hat{t}} z(m-1, \tau) + \int_0^{\hat{t}} e^{A_c(\hat{t}-t')} b_c \\ &\quad \times \{V_{in} + Lu[v_c(m-1, t')]\} dt', \end{aligned} \quad (9)$$

式中  $t = m\tau + \hat{t}, \hat{t} \in (0, \tau]$ .

上式即为 buck 变换器时间延迟反馈混沌化控制模型.

### 3. buck 变换器混沌化稳定分析和条件

为得到混沌化控制条件, 还需根据以下定理将 (9) 式变换成差分方程<sup>[14]</sup>.

**定理 1** 令  $\alpha(t - t_0)$  是  $t_0 \geq 0$  为中心的标量狄拉克广义函数  $d\alpha(t - t_0) = e^{A_c(t-t_0)} dt$  定义在  $(0, \tau]$ . 若  $d\alpha(t - t_0) = B(t - t_0)\alpha(t - t_0)$ , 对于足够大的  $\tau > 0, t \rightarrow t_0$  时,  $B(t - t_0) \rightarrow -A_c^{-1}$ , 则  $B(t - t_0) \approx -A_c^{-1} \times e^{A_c(t-t_0)}$ .

**定理 2** 对于 (9) 式, 若  $z(m, \hat{t}) = z(m\tau + \hat{t})$ , 对于充分大的  $\tau$  较大的  $\hat{t}: t_0 < \hat{t} < \tau$ , 有

$$\begin{aligned} z_1(m, \hat{t}) &\approx \frac{\beta_0}{\alpha_0} \{V_{in} \hat{t} + Lu[z_1(m-1, \hat{t})]\}, \\ z_2(m, \hat{t}) &\approx 0. \end{aligned} \quad (10)$$

**证明** 对于有界的初始条件,  $z(t)$  全局有界, 并且当  $\hat{t} \rightarrow \infty$  时  $e^{A_c \hat{t}} z(m-1, \tau) \rightarrow 0$  (9) 式写为

$$\begin{aligned} z(m, \hat{t}) &\approx \int_0^{\hat{t}} e^{A_c(\hat{t}-t')} \beta_0 b_c \\ &\quad \times \{V_{in} + Lu[v_c(m-1, t')]\} dt'. \end{aligned}$$

由定理 1

$$\begin{aligned} z(m, \hat{t}) &\approx \int_0^{\hat{t}} B(t', \hat{t}) \alpha(t' - \hat{t}) \beta_0 b_c \\ &\quad \times \{V_{in} + Lu[v_c(m-1, t')]\} dt' \\ &\approx B(\hat{t}, \hat{t}) \beta_0 b_c \{V_{in} \hat{t} + Lu[v_c(m-1, \hat{t})]\} \\ &\approx -\beta_0 A_c^{-1} b_c \{V_{in} \hat{t} + Lu[v_c(m-1, \hat{t})]\}, \end{aligned}$$

因为

$$\begin{aligned} A_c^{-1} &= \begin{bmatrix} -\frac{\alpha_1}{\alpha_0} & -\frac{1}{\alpha_0} \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} -\frac{L}{R} & -LC \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, \end{aligned}$$

所以

$$\begin{aligned} z(t) &= z(m, \hat{t}) \\ &= \left( \frac{\beta_0}{\alpha_0} (V_{in} \hat{t} + Lu[v_c(m-1, \hat{t})]) \right)^T. \end{aligned}$$

由 (7) 式有

$$\begin{aligned} z_1(m, \hat{t}) &\approx \frac{\beta_0}{\alpha_0} (V_{in} \hat{t} + Lu(z_1(m-1, \hat{t}))), \\ z_2(m, \hat{t}) &\approx 0, \\ m &= 0, 1, k = 0, 1, n-1, \end{aligned}$$

证毕.

所以对应于输出电压时间延迟反馈的 buck 变换器混沌化控制模型 (9) 式的差分方程为

$$\begin{aligned} z_1(m+1) &\approx \frac{\beta_0}{\alpha_0} [V_{in} \hat{t} + Lu(z_1(m))] \\ &= \frac{\beta_0}{\alpha_0} \{V_{in} \hat{t} + k \sin[\sigma z_1(m)]\}. \end{aligned} \quad (11)$$

上式的平衡点  $z_1^*$  为

$$z_1^* = \frac{\beta_0}{\alpha_0} (V_{in} \hat{t} + k \sin \sigma z_1^*). \quad (12)$$

(11) 式满足 Li-York 意义下的混沌映射定义<sup>[15]</sup>, 且参数必须满足以下条件才能实现混沌:

$$\left| \frac{d z_1(m+1)}{d z_1(m)} \right| = \left| \frac{\beta_0}{\alpha_0} k \sigma \cos \sigma z_1^* \right| > 1, \quad (13)$$

式中  $\beta_0, \alpha_0$  为常数,  $|\cos \sigma z_1^*| \leq 1, k \leq \epsilon L$ , 所以只要  $\sigma$  足够大, 时间延迟反馈  $u(t)$  就可以使 (6) 式出现混沌, 即  $v_c$  混沌,  $i_L$  混沌. 图 3 中当  $\sigma$  大于 20, 映射 (11) 开始分岔; 当  $\sigma$  大于 25 时映射 (11) 进入混沌状态.

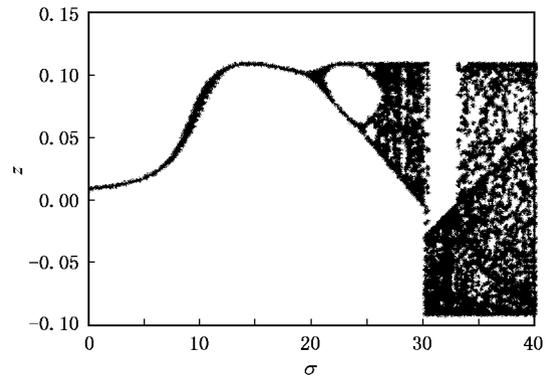


图 3 buck 变换器时间延迟反馈混沌化控制分岔和混沌

### 4. buck 变换器混沌化控制仿真和试验

#### 4.1. 仿真分析

仿真参数  $L = 20 \text{ mH}, C = 47 \text{ } \mu\text{F}, R = 22 \text{ } \Omega, V_{ref}$

$= 11.3 \text{ V}$ ,  $V_{in} = 22 \text{ V}$  锯齿波的下限和上限电压分别为  $V_L = 3.8 \text{ V}$ ,  $V_H = 8.2 \text{ V}$ .

为说明问题起见,以电感电流为仿真输出 稳态

时加入本文的控制策略 根据控制强度和延时的不同系统可以进入所需的各种周期振荡或混沌的状态 如图 4 和图 5 所示 控制范围宽.

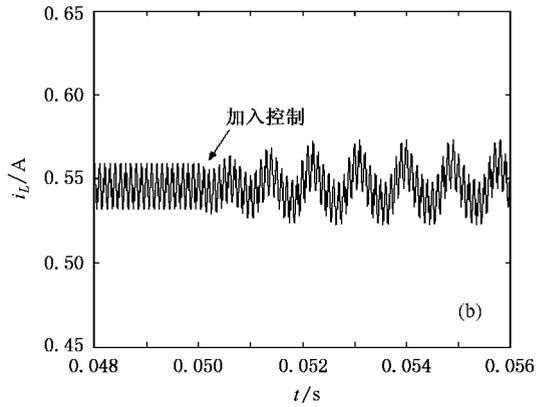
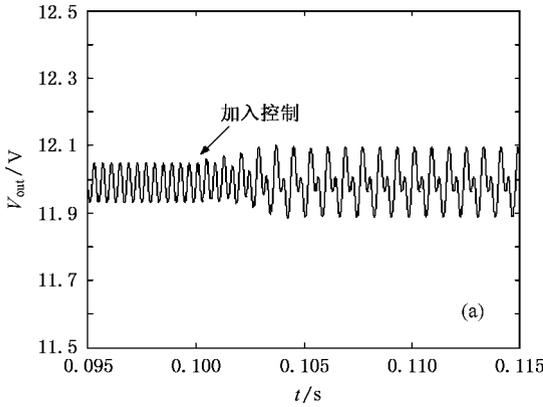


图 4  $t = 0.1 \text{ ms}$  时加入混沌反控制系统进入周期态 (a) 周期 2 (b) 多周期

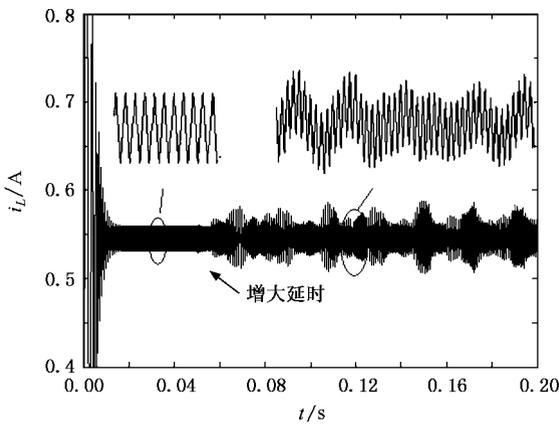


图 5 增大延时系统进入混沌状态 ( $k = 1$ ,  $\sigma = 80$ ,  $\tau = 0.006 \text{ s}$ ,  $f = 10 \text{ kHz}$ )

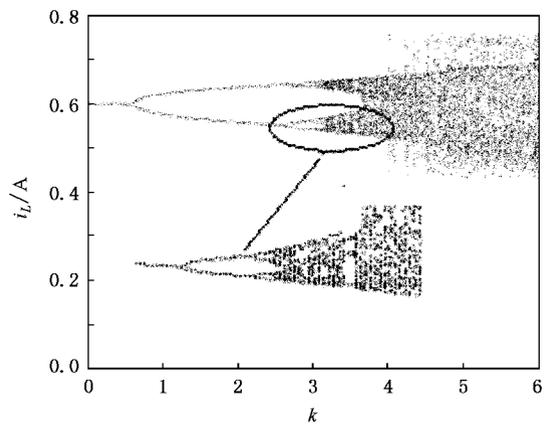


图 6 电感电流随  $k$  而变化的分岔图 ( $\tau = 0.0004 \text{ s}$ ,  $\sigma = 10$ ,  $f = 2500 \text{ Hz}$ )

图 6、图 7、图 8 分别表示控制三个变量  $k$ ,  $\tau$ ,  $\sigma$ , 混沌化电感电流. 从图中可见可以实现对 buck 变换器混沌化控制.

如图 6 所示,随着  $k$  的增加,反馈电压幅值增加.在开关导通时,具有时间延时反馈特征的受控源串入输入回路,使总的输入电压幅值增加,产生分岔如图 6 所示.图 6 和输入电压  $V_{in}$  为分岔参数产生的分岔图<sup>[16]</sup>类似,都是随输入电压的增加由逐次次级分岔进入混沌<sup>[17]</sup>,但即使是在混沌区,它也不是完全连成一片,其中还存在着狭窄的周期窗口.周期区从左向右依次有  $1P$ ,  $2P$ ,  $3P$ ,  $4P$ , ..., 而混沌区以与周期区相反的方向从右到左一分为两个次级混沌带.由局部细节图可见,圆圈中的次级混沌带有与原

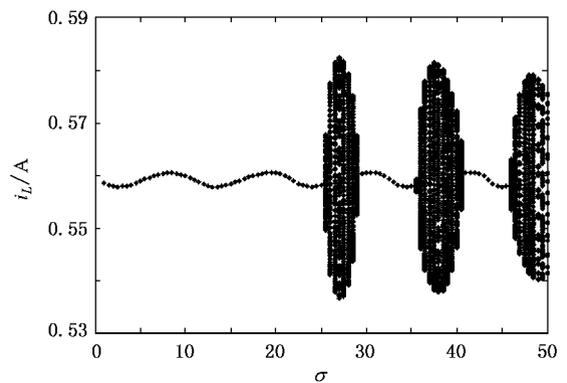


图 7 电感电流随  $\sigma$  而变化的分岔图 ( $k = 1$ ,  $\tau = 0.0001 \text{ s}$ ,  $f = 10 \text{ kHz}$ )

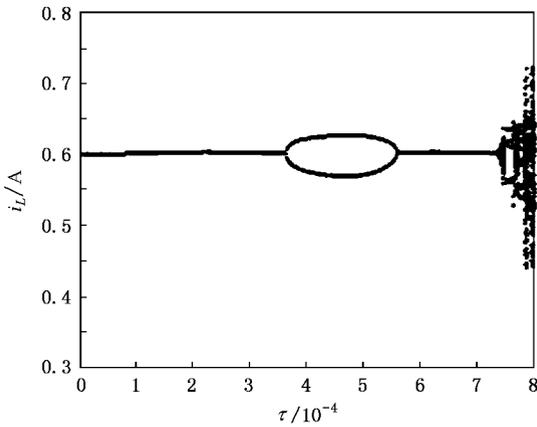


图8 电感电流随  $\tau$  而变化的分岔图 ( $k=1, \sigma=10, f=2500\text{ Hz}$ )

分岔图相同的精细结构,也就是它也包含从左到右的倍周期分叉序列和从右到左的混沌带反序列.这说明电感电流随  $k$  变化产生的混沌区中存在无穷层次的自相似结构.在  $k=4.2$  附近,次级混沌带和不稳定周期轨道相遇,此不稳定轨道使次级混沌带的点变得不稳定,不可能局限在原来的两个小混沌

区间内,混沌吸引子大小发生突变,原来的两个次级混沌连成一整个的混沌带,即产生所谓的混沌内部危机.

如图7所示,改变  $\sigma$  可以改变输出的周期态,由于正弦运算的规律性,输出状态随  $\sigma$  的增加而呈现周期1,混沌,再周期1的规律性.  $\sigma=25.5$  时混沌突然出现,  $\sigma=29$  时混沌突然消失,存在混沌的边界危机,即在这两个值附近存在一个逃逸区,当  $\sigma$  的取值进入逃逸区,系统状态突变,周期态不稳定进入混沌态,或混沌态失稳进入周期态.在混沌区中随着  $\sigma$  的变化也还夹有准周期振荡窗口,在准周期振荡窗口随着  $\sigma$  的增大,各周期点锁存区(阿诺德舌)都越来越宽,进而相互重叠,这必将使电感电流振荡变得不确定而形成混沌.电感电流随  $\sigma$  而变化的分岔图8比随  $k$  而变化的分岔图7更复杂,多次出现分岔和混沌危机.

如图8所示随着时间延迟的增加,电路在  $\tau=3.7 \times 10^{-4}\text{ s}$  和  $5.7 \times 10^{-4}\text{ s}$  之间进入周期2,然后在  $\tau=7.3 \times 10^{-4}\text{ s}$  时由边界碰撞分叉进入混沌,在  $\tau=$

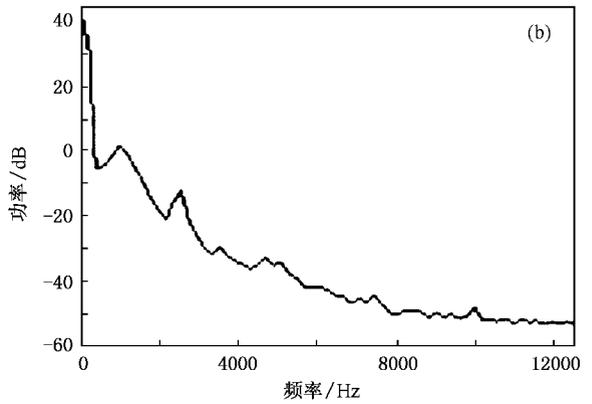
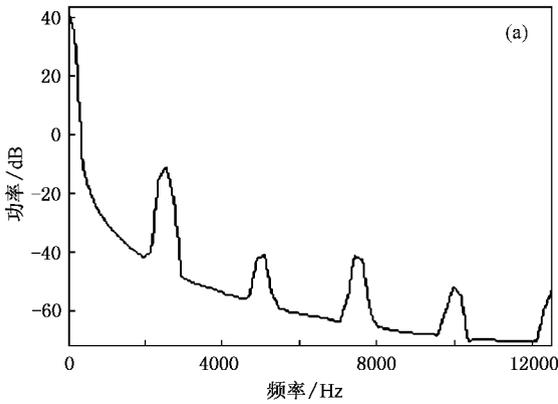


图9 负载电压的功率谱密度( $f=2500\text{ Hz}$ ) (a)周期态 (b)混沌态

$7.5 \times 10^{-4}\text{ s}$  时混沌突然消失,由混沌内部危机进入周期态,随着时间延迟的增加在  $\tau=7.85 \times 10^{-4}\text{ s}$  时随准周期振荡再次进入混沌.

周期态和混沌态下的负载电压功率谱密度如图9所示,图中显示周期态下功率能量集中在开关频率处,开关变换器是强电磁辐射源的根本原因就是周期的PWM驱动脉冲决定的周期工作状态.而在混沌态下功率能量扩散到了各频点,频谱峰值降低,从而达到了EMI抑制的效果.

### 4.2. 实验验证

实验电路同仿真电路,输入电压  $12\text{ V}$ , 输出电压

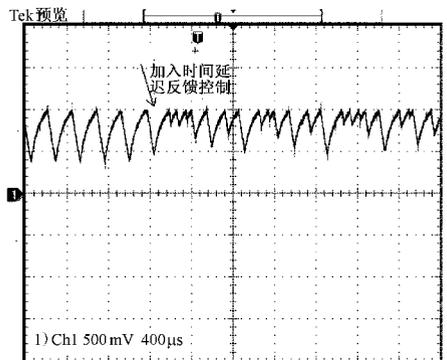


图10 加入时间延时反馈电感电流进入混沌

$5\text{ V}$ , 电路中主要元器件取值分别为  $C=1000\ \mu\text{F}$ ,  $L$

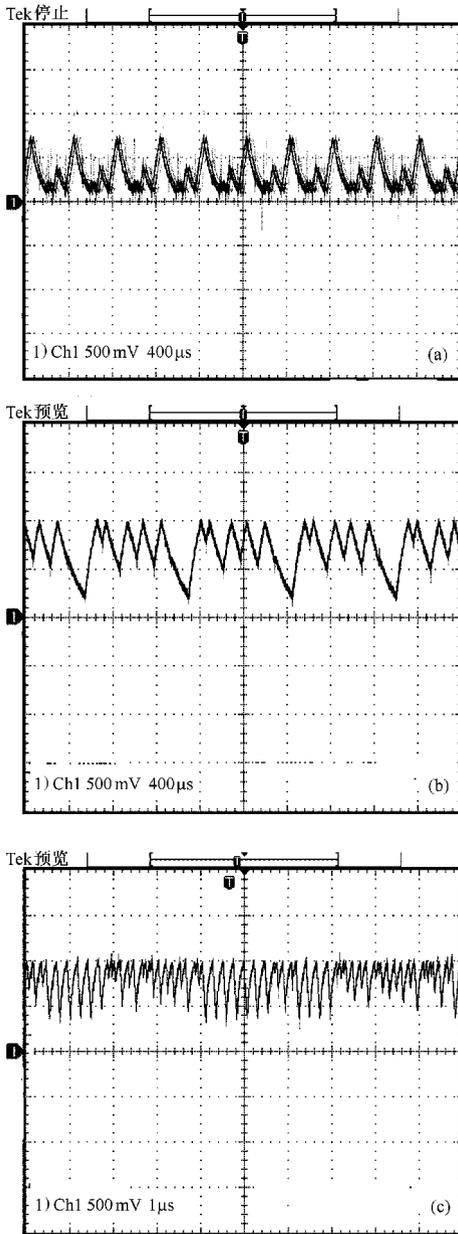


图 11 不同延迟时间  $\tau$  下的控制电感电流波形 (a)  $\tau = 7.25 \times 10^{-4}$ s 周期 3 电感电流 (b)  $\tau = 7.6 \times 10^{-4}$ s 周期 5 电感电流 (c)  $\tau = 8 \times 10^{-4}$ s 混沌电感电流

$= 0.2 \text{ mH}$ , 开关管采用 IRF530, 二极管采用 MUR460. PWM 芯片 UC3842 完成电压外环、电流内环的双环反馈控制, 采用飞利浦嵌入式芯片 LPC2132 作为时间延迟反馈的主控部分, 进行了实验研究. 图 10 是时间延迟反馈控制电感电流进入混沌状态的过程, 图 11 是不同延迟时间  $\tau$  下电感电流工作于不同周期态和混沌态的波形. 实验验证了理

论和仿真分析.

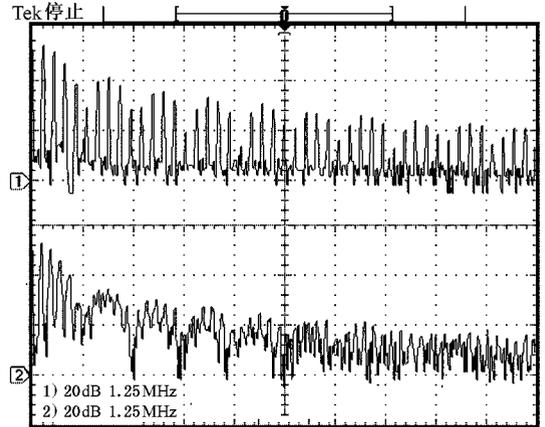


图 12 周期及混沌 PWM 驱动脉冲频谱

周期和混沌态的 PWM 驱动脉冲的频谱如图 12 所示, 混沌态下开关变换器的驱动脉冲频谱峰值下降, 中高频区很多频点频谱峰值下降了约 10 dB. 因此研究开关变换器的混沌化, 从根本上解决 EMI 问题具有深远的理论和现实意义.

5. 结 论

近年来, 开关变换器混沌研究成果表明, 混沌开关变换器在一个有界的范围内呈现无穷多的工作点, 从而可以利用混沌理论实现开关变换器电磁频谱的连续化, 降低开关变换器的 EMI, 使得从根本上解决开关变换器的 EMI 问题成为可能. 因此开关变换器混沌化研究不但具有理论意义更具有重大的现实意义.

目前已提出的 DC-DC 变换器混沌化控制策略, 大都缺乏严密的理论依据, 不能从数学意义上严格说明变换器混沌化机理, 使得它们的分析、应用受到限制. 文中通过建立电压时间延迟反馈 buck 变换器混沌化控制模型, 探讨了它的控制机理, 分析了 buck 变换器混沌化特性和条件. 仿真研究该混沌化控制的有效性, 分析了参数控制引起的混沌现象的非线性动力学特征. 实验结果表明, 该方法控制范围宽, 易于实现, 是一种较好的混沌化控制方法, 为 DC-DC 变换器混沌化控制提供了一种新的方法.



- [ 1 ] Zhang B , Qu Y 2002 *Transactions of China Electrotechnical Society* **3** ( 6 ) 43 ( in Chinese ) [ 张 波、曲 颖 2002 电工技术学报 **3** ( 6 ) 43 ]
- [ 2 ] Zhou Y L , Luo X S , Fang J Q , Wang B H 2003 *Acta Phys. Sin.* **52** 2978 ( in Chinese ) [ 邹艳丽、罗晓曙、方锦清、汪秉宏 2003 物理学报 **52** 2978 ]
- [ 3 ] Zhang B 2005 *Transactions of China Electrotechnical Society* **5** ( 12 ) 17 ( in Chinese ) [ 张 波 2005 电工技术学报 **5** ( 12 ) 17 ]
- [ 4 ] Lu H H C , Tse C K 2000 *IEEE Trans on Circuits and Systems* **5** 28
- [ 5 ] Luo X S , Chen G R 2003 *Acta Phys. Sin.* **52** 12 ( in Chinese ) [ 罗晓曙、陈关荣 2003 物理学报 **52** 12 ]
- [ 6 ] Li M , Ma X K , Dai D , Zhang H 2005 *Acta Phys. Sin.* **54** 1084 ( in Chinese ) [ 李 明、马西魁、戴 栋、张 浩 2005 物理学报 **54** 1084 ]
- [ 7 ] Dai D , Ma X K , Li X F 2003 *Acta Phys. Sin.* **52** 2369 ( in Chinese ) [ 戴 栋、马西魁、李小峰 2003 物理学报 **52** 2369 ]
- [ 8 ] Zhou Y F , Chen J N 2004 *Acta Phys. Sin.* **53** 3676 ( in Chinese ) [ 周宇飞、陈军宁 2004 物理学报 **53** 3676 ]
- [ 9 ] Zhou Y L , Luo X S 2003 *Acta Phys. Sin.* **52** 2978 ( in Chinese ) [ 邹艳丽、罗晓曙 2003 物理学报 **52** 2978 ]
- [ 10 ] Kuisma M 2003 *Aerospace and Electronic Systems Magazine , IEEE* **18** ( 12 ) , Dec. 2003 Page(s) 18
- [ 11 ] Chen G , Lai D 1998 *Int. J. of Bifurcation and Chaos* **8** 1585
- [ 12 ] Wang X F , Chen G , Lai D 1999 *Int. J. of Bifurcation and Chaos* **9** 1435
- [ 13 ] Wang X F , Chen G , Lai D 2000 *Int. J. of Bifurcation and Chaos* **10** 549
- [ 14 ] Chen G , Lai D 1997 Anticontrol of chaos via feedback. *Proc of IEEE Conference on Decision and Control San Diego , California USA , 1997* , 12 367.
- [ 15 ] Li T Y , York J A 1975 Period three implying chaos. *Amer Math* , **82** 481
- [ 16 ] Zhang B , Qu Y 2003 *Proceeding of the Chinese Society for Electrical Engineering* **12** ( 10 ) 99 ( in Chinese ) [ 张 波、曲 颖 2003 中国电机工程学报 **12** ( 10 ) 99 ]
- [ 17 ] Liu B Z , Peng J H 2004 *Nonlinear dynamics* ( Higher education press ) 86 ( in Chinese ) [ 刘秉正、彭建华 2004 非线性动力学 ( 高等教育出版社 ) 86 ]

## Chaotification control of buck converter via time-delayed feedback \*

Yang Ru<sup>1,2)</sup> Zhang Bo<sup>1)</sup>

1 *South-China University of Technology , Guangzhou 510640 , China* )

2 *School of Physics and Electronic Engineering , Guangzhou University , Guangzhou 510400 , China* )

( Received 25 September 2006 ; revised manuscript received 23 November 2006 )

### Abstract

Chaotification is an inverse process of chaos control. This paper addresses the mechanism of chaotification of buck converter. A new chaotification model of buck converter is established. Then the chaotification rule of buck converter is discussed. The fact that using time-delay feedback at the input can realize chaotification in buck converter is proved. The ranges of control parameters are determined using nonlinear dynamics stability theory. Computer simulation is made to verify the proposed method and analyze the influence of different control parameters. The theoretical results are verified by experimental measurements.

**Keywords :** buck converter , chaotification , time-delay feedback

**PACC :** 0545

\* Project supported by the National Natural Science Foundation of China ( Grant No. 60474066 ) , the Major Program of the Natural Science Foundation of Guangdong Province , China ( Grant No. 05103540 ) and the Science and Technology Project of University of Guangzhou ( Grant No. 62053 ) .