

# 电压模式 BUCK 变换器输出延迟反馈混沌控制<sup>\*</sup>

卢伟国<sup>†</sup> 周维维 罗全明

(重庆大学电气工程学院高压与电工新技术教育部重点实验室,重庆 400030)

(2006 年 12 月 7 日收到, 2007 年 1 月 19 日收到修改稿)

将输出时间延迟反馈控制(TDFC)引入到电压模式 BUCK 变换器控制中,实现了对原系统的混沌控制.利用谐波平衡法,基于频域量化分析,确定出延迟时间和反馈增益的调节范围.同时在延迟时间比开关周期小得多的情况下,将 TDFC 等效为一类简单的无源反馈控制,二者仿真控制结果基本一致.最后搭建该无源反馈控制电压模式 BUCK 变换器实验电路,验证了所提控制方式可以快速实现系统混沌态到单周期态的过渡,而且电压和电流纹波得到减小.

关键词:混沌控制,时间延迟反馈控制,谐波平衡法,BUCK 变换器

PACC: 0545

## 1. 引 言

反馈控制的 DC-DC 变换器在其内部参数的改变下会发生各类非线性现象,如倍周期分岔、边界碰撞分岔、混沌等<sup>[1-6]</sup>.文献[3]证实了输入电压的变化会使电压模式 BUCK 变换器的输出发生倍周期分岔而由单周期稳定态过渡到混沌态.工作在混沌态下的变换器,会出现电容电压和电感电流纹波变大、电压转换效率降低<sup>[7]</sup>等不良因素.因此电压模式 BUCK 变换器输入电压稳定范围窄,容易引发混沌行为而造成其某些工作性能恶化,对其混沌行为控制研究具有一定理论价值和实际工程意义.

由于开关变换器是一个时变非线性系统,使得目前许多控制方法并不适用其混沌行为控制.当然也有研究工作实现了对此类系统的混沌控制,文献[8,9]分别基于电压微分反馈和状态变量反馈实现电压模式 BUCK 变换器的混沌控制,但处理方法均为有源控制方式,控制环节直接处理功率电路,工程实现比较麻烦.文献[7]和[10]利用微扰思想引入外部的周期控制量扰动分别实现了电压模式 BUCK 变换器和电流模式 BOOST 变换器的混沌控制,由于要增设外部扰动信号电路,控制电路实现不是很简单.

Paragas 提出的 TDFC<sup>[11]</sup>,是目前用于镇定混沌

吸引子中不稳定周期轨道(UPO)的一种简单而有效的方式<sup>[12]</sup>,它不需要确定目标轨道的信息,对控制对象有很好的适用性,同样适用于 DC-DC 变换器的混沌控制.但是对其延迟时间和反馈增益的确定一直是该控制方式的难点和重点.而且 TDFC 的延迟时间不必是混沌吸引子 UPO 周期的整数倍<sup>[13]</sup>,这给 TDFC 控制带来更大的应用空间,但是同时也增大了参数确定的难度.文献[14]首先应用 TDFC 控制电压模式 BUCK 变换器的混沌,论文利用特征乘子量化分析了参数的取值,但只讨论了延迟时间为开关周期的情况.而且作者提出的有源方式要处理功率电路,工程实现困难,无源方式是基于状态变量延迟反馈,控制上要同时实现电容电压和电感电流的延迟环节,增加了复杂性.由于参数选择受限,实现的控制效果并不理想,调整时间较长.同样要利用文中的特征乘法来分析任意延迟时间下参数的选择显然非常困难.

本文首先从频域角度去解决输出 TDFC 控制电压模式 BUCK 变换器在任意延迟时间条件下,控制参数选择的量化分析问题,基于谐波平衡分析法来求取输入电压分岔点,并讨论了不同反馈增益和延迟时间参数下系统稳定性问题,为控制参数的选择提供了依据.同时在延迟时间相对开关周期小得多的情况下,通过对 TDFC 控制进行近似处理,提出了

<sup>\*</sup> 国家自然科学基金(批准号 50677071)和重庆市自然科学基金重点项目(批准号 2005BA6017).

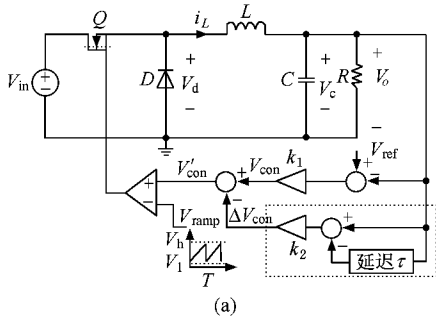
<sup>†</sup> E-mail: weedlu@sohu.com

一类等效 TDFC 的 BUCK 变换器无源反馈混沌控制,并基于 MATLAB 仿真对比分析,两者的控制效果基本一致,但无源反馈方式的控制电路实现要简单些.最后基于无源反馈 BUCK 变换器实验电路进行验证,实施相应控制后,输入电压的稳定范围被拓宽,系统可以快速实现混沌到单周期态过渡,调整时间短,同时稳态输出平均值与混沌态 UPO 单周期轨道平均值一致.

## 2. TDFC 控制 BUCK 变换器

TDFC 的控制思想是利用输出或状态变量与自身延迟一定时间的参量之差去作用混沌系统,以改变系统的运行状态,实现混沌到稳定的单周期态的转变,可以表示为

$$\Delta y = k_0 [y(t) - y(t - \tau)], \quad (1)$$



式中,  $y(t)$  为输出变量或状态变量,  $\tau$  为时间延迟参量,  $k_0$  为增益常数.

若取  $y(t)$  为输出电压,则可构建相应的输出 TDFC 控制的电压模式 BUCK 变换器原理图,如图 1(a)所示,图 1(b)为其对应的结构框图.图中虚线框为增加的 TDFC 控制部分.

当  $\Delta v_{con} = 0$  时为传统电压模式 BUCK 变换器,研究表明此时系统在输入电压变化的情况下会出现分岔和混沌现象.图 1 中,  $v_{in}$  为输入电压,  $v_{ref}$  为参考电压,  $v_{ramp}$  为锯齿波电压,  $v_d$  为二极管两端电压,  $v_{con}$  为原误差反馈控制电压,  $v'_{con}$  为新的反馈控制电压,  $\Delta v_{con}$  为自适应控制器输出电压,  $k_1$  为误差反馈电压增益,  $k_2$  为 TDFC 控制反馈增益,  $\tau$  为 TDFC 控制延迟时间.

结合图 1(a)和 1(b),有

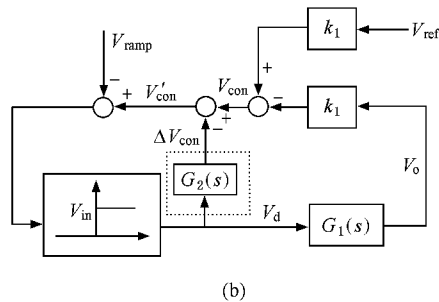


图 1 TDFC 控制电压模式 BUCK 变换器 (a)原理图;(b)结构框图

$$\begin{aligned} v_{con} &= k_1 (v_{ref} - v_o), \\ v'_{con} &= v_{con} - \Delta v_{con} \\ &= v_{con}(t) - k_2 (v_o(t) - v_o(t - \tau)), \quad (2) \end{aligned}$$

设  $v_o(t)$ ,  $v_d(t)$  和  $\Delta v_{con}(t)$  对应的复频域参量分别为  $V_o(s)$ ,  $V_d(s)$  和  $\Delta V_{con}(s)$ .  $G_1(s)$  为由  $L, R, C$  组成输出滤波器的传递函数,有

$$G_1(s) = \frac{V_o(s)}{V_d(s)} = \frac{1}{LCs^2 + (L/R)s + 1}. \quad (3)$$

引入 TDFC 控制后,对应图 1(b)结构框图中增加了一个传递函数  $G_2(s)$ .

$$\begin{aligned} \Delta V_{con}(s) &= k_2 V_o(s) [1 - e^{-\tau s}] \\ &= k_2 G_1(s) V_d(s) [1 - e^{-\tau s}], \quad (4) \end{aligned}$$

所以

$$G_2(s) = \frac{\Delta V_{con}(s)}{V_d(s)} = k_2 G_1(s) [1 - e^{-\tau s}]. \quad (5)$$

不妨记,

$$\begin{aligned} Q(s) &= k_1 G_1(s) - G_2(s) \\ &= G_1(s) [k_1 - k_2 (1 - e^{-\tau s})]. \quad (6) \end{aligned}$$

利用谐波平衡法<sup>[15]</sup>来分析引入 TDFC 控制前、后的 BUCK 变换器的输入电压分岔点的变化情况,从而确定出 TDFC 控制的参数选择.图 2(a)(b)分别为单周期态和二周期态下反馈控制电压  $v'_{con}$ 、锯齿波电压  $v_{ramp}$  及驱动脉冲波形,其中  $v_{ramp} = V_1 + (V_h - V_1) \text{mod}(t/T, 1)$ ,  $T$  为开关切换周期,  $V_h$  和  $V_1$  分别为锯齿波电压的上下限电压值.在单周期和二周期下分别满足如下的关系式,  $d$  为占空比,

单周期:

$$v'_{con}(dT) = v_{ramp}(dT), \quad (7)$$

二周期:

$$\begin{aligned} v'_{con}(dT + \delta) &= v_{ramp}(dT + \delta), \\ v'_{con}(T + dT - \delta) &= v_{ramp}(T + dT - \delta). \quad (8) \end{aligned}$$

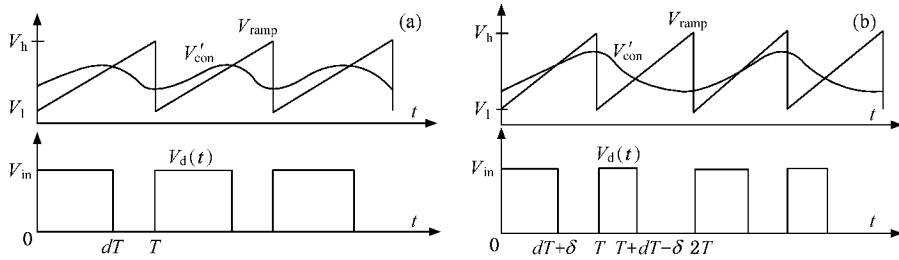


图 2 反馈控制电压、锯齿波电压及脉冲驱动波形 (a)单周期态;(b)二周期态

分别对单周期和二周期中的  $v_d(t)$  做傅里叶级数分解有, 单周期:

$$v_d(t) = \sum_{n_1=-\infty}^{+\infty} c_{n_1} e^{jn_1 w_s t}, \quad (9)$$

其中,  $c_{n_1} = \frac{V_{in}}{j2n_1\pi} (1 - e^{-jn_1 w_s dT})$ ,  $w_s = 2\pi/T$ .

二周期:

$$v_d(t) = \sum_{n_2=-\infty}^{+\infty} c_{n_2} e^{jn_2 w_s t}, \quad (10)$$

其中,  $n_2$  为奇数时,

$$c_{n_2} = \frac{V_{in}}{j2n_2\pi} (e^{-\frac{1}{2}jn_2 w_s (dT-\delta)} - e^{-\frac{1}{2}jn_2 w_s (dT+\delta)})$$

$n_2$  为偶数时,

$$c_{n_2} = \frac{V_{in}}{j2n_2\pi} (2 - e^{-\frac{1}{2}jn_2 w_s (dT+\delta)} - e^{-\frac{1}{2}jn_2 w_s (dT-\delta)})$$

在单周期情况下,

$$\begin{aligned} v'_{con}(dT) &= k_1 v_{ref} - \sum_{n_1=-\infty}^{+\infty} c_{n_1} e^{jn_1 w_s dT} \alpha(jn_1 w_s) \\ &= k_1 v_{ref} - c_{10} - \left( \frac{V_{in}}{\pi} \right) \text{Im} \left( \sum_{n_1=1}^{+\infty} \frac{(e^{jn_1 w_s dT} - 1)}{n_1} \right. \\ &\quad \left. \times \alpha(jn_1 w_s) \right), \end{aligned} \quad (11)$$

其中,  $c_{10} = [v'_{con}(t)]_{ve} = dV_{in} \alpha(0)$ .

联立 (7) 和 (11) 式可解出单周期情况下  $V_{in}$  与  $d$  之间的关系为

$$V_{in} = \frac{k_1 v_{ref} - v_{ramp}(dT)}{d\alpha(0) + \left( \frac{1}{\pi} \right) \text{Im} \left[ \sum_{n_1=1}^{+\infty} \frac{(e^{jn_1 w_s dT} - 1)}{n_1} \alpha(jn_1 w_s) \right]}, \quad (12)$$

同理可以联立 (8) 和 (10) 式可以得到二周期态下的  $V_{in}$  与  $d$  之间的关系为

$$V_{in} = \frac{\pi \alpha(V_h - V_1) T}{- \text{Re} \left[ \sum_{n_2=1}^{+\infty} (N + M) \right]}, \quad (13)$$

其中

$$N = \frac{1}{2n_2 - 1} G \left( j \left( n_2 - \frac{1}{2} \right) w_s \right) \text{si} \left( (2n_2 - 1) w_s \delta \right)$$

$$\begin{aligned} M &= \frac{1}{2n_2} \alpha(jn_2 w_s) \left( 2e^{jn_2 w_s d} \text{si}(n_2 w_s \delta) \right. \\ &\quad \left. - \text{si}(2n_2 w_s \delta) \right). \end{aligned}$$

当令 (13) 式中  $\delta \rightarrow 0$ , 则可得输入电压的分岔点 (即单周期与二周期的临界点) 为

$$V_{in}^* = \frac{(V_h - V_1)}{-2 \text{Re} \left[ \sum_{n_2=1}^{+\infty} \left( \alpha \left( j \left( n_2 - \frac{1}{2} \right) w_s \right) + \alpha(jn_2 w_s) \left( e^{jn_2 w_s dT} - 1 \right) \right) \right]}. \quad (14)$$

考虑到  $\alpha(s)$  为低通滤波器, 可以将 (14) 式右侧分母项近似为一次项分量, 则有

$$V_{in}^* \propto \frac{V_h - V_1}{2 \text{Re} \left[ \left( \alpha(jw_s/2) \right) \right]}. \quad (15)$$

从 (15) 式可以得到如下结论:改变  $v_{\text{ramp}}$  的取值范围可以改变分岔点,同时  $G(s)$  中参数同样也会影响到分岔点,所以引入 TDFC 控制,即增加了  $G_2(s)$  后将改变分岔点,通过适当选取  $k_2$  和  $\tau$  值,可增大分岔点,抑制混沌出现,从而拓宽输入电压的稳定范围.不同  $k_2$  和  $\tau$  对应的分岔点值可以通过联立 (12) 和 (14) 两式,运用数值方法解出,或将二者关系式绘制在同一坐标下进行观测得到.依据分岔点的变化规律,可确定出控制输出到单周期态时控制参数  $k_2$  和  $\tau$  的范围.

下面将讨论引入 TDFC 控制后,对稳态输出电压的影响.由开关动作的原理知道,当  $v_{\text{con}} = v_{\text{ramp}}$  时,开关出现通断切换,从平均角度存在如下的关系式,式中  $D$  为稳定在单周期时的占空比.

$$\begin{aligned} V_{\text{con}} &= V_{\text{ramp}}(D) \\ \Rightarrow k_1 V_{\text{ref}} - V_{\text{in}} D G(0) \\ &= V_1 + (V_h - V_1) D, \end{aligned} \quad (16)$$

$$D = \frac{k_1 V_{\text{ref}} - V_1}{V_{\text{in}} G(0) + V_h - V_1}. \quad (17)$$

所以有

$$\begin{aligned} [v_o]_{\text{ave}} &= V_o = V_d G_1(0) = D V_{\text{in}} G_1(0) \\ &= \frac{k_1 V_{\text{ref}} - V_1}{V_{\text{in}} G(0) + V_h - V_1} V_{\text{in}} G_1(0). \end{aligned} \quad (18)$$

对于上式中,增加的  $G_2(s)$  项仅包含在  $G(s)$  中,但由 (5) 式知道,显然有  $G_2(0) = 0$ ,因此在加控制的前后都没改变  $G(0)$  的值.所以引入 TDFC 控制能保证控制后的稳态平均值与混沌态 UPO 中单周期轨道的平均值一致.

### 3. 仿真结果

本节将依据图 1(a) 所示的 BUCK 变换器控制原理图进行仿真验证,具体参数选择与文献 [3] 一致.

$$\begin{aligned} V_{\text{in}} &= 20 \sim 35 \text{ V}, L = 20 \text{ mH}, R = 22 \Omega, \\ C &= 47 \mu\text{F}, V_{\text{ref}} = 11.3 \text{ V}, k_1 = 8.4, \\ T &= 0.4 \text{ ms}, v_{\text{ramp}} = 3.8 + (8.2 \\ &\quad - 3.8) \bmod(t/T - 1) \text{ V}. \end{aligned}$$

图 3 为未加 TDFC 控制时,以输入电压作为分岔参量的输出分岔图,可以看出当输入电压  $v_{\text{in}} \approx 24.5 \text{ V}$  时,系统由单周期态过渡到二周期态,而当  $v_{\text{in}} \approx 31.5 \text{ V}$  时,系统的输出达到混沌态.为使  $V_{\text{in}} = 20 \sim 35 \text{ V}$  均工作在单周期稳定态,显然要求系统的

输入电压分岔点值大于  $35 \text{ V}$  才行.施加 TDFC 控制的目的在于增大输入电压分岔点,因此通过确定的分岔点值可以确定出相应控制参数范围.

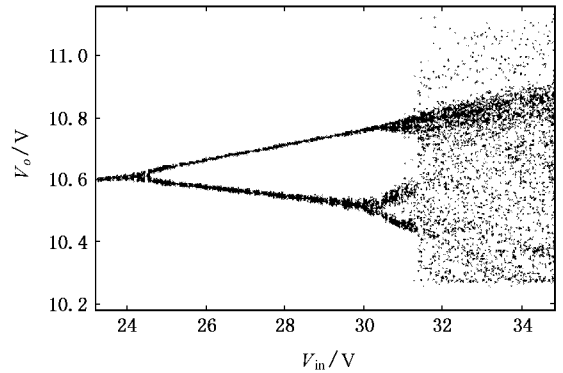


图 3 未施加 TDFC 控制时输入电压作为参量的输出分岔图

联立 (12) 和 (14) 式,取傅里叶级数的前 20 项作近似逼近,可解出不同控制参数对应的输入电压分岔点.图 4 为不同延迟时间  $\tau$  时施加控制强度  $k_2$  与输入电压分岔点  $V_{\text{in}}^*$  的关系曲线.由于两参数的选择自由度大,为此只讨论  $\tau = T, \tau = T/4, \tau = T/16$  三类情形.  $\tau = T$  时,施加  $k_2 > 0$  的控制使输入电压分岔点值减小,显然无法实现原系统的混沌行为抑制,但可以实现系统的混沌诱导,即可以控制原系统的单周期态到多周期态或混沌态.  $\tau = T/4$  时,施加  $k_2 \geq 7$  控制可拓宽输入电压稳定上界到  $35 \text{ V}$  以上.  $\tau = T/16$  时,施加  $k_2 \geq 30$  可拓宽输入电压稳定上界到  $35 \text{ V}$  以上.

图 5 为 TDFC 控制电压、电流仿真波形,图 5(a) 为  $\tau = T, k_2 = 2, v_{\text{in}} = 24 \text{ V}$  时,控制输出电压由单周期态进入混沌态,实现了混沌的反控制.图 5(b) 为  $\tau = T/16, k_2 = 38, v_{\text{in}} = 34 \text{ V}$  时,控制混沌态到单周期态.仿真中控制增益  $k_2$  比临界值稍大,目的是减小控制的调整时间.

当  $\tau \ll T$ , TDFC 控制可近似处理为

$$\begin{aligned} \Delta v_{\text{con}} &= k_2 (v_o(t) - v_o(t - \tau)) \\ &\approx k_2 v_o'(t - \tau) \tau = k_2 \tau v_o'(t) \\ &= k_2 \tau i_c / C \end{aligned}$$

式中,  $i_c$  为电容电流.

由此,可构建电压微分反馈控制电压模式 BUCK 变换器的控制原理图,如图 6(a) 所示,其中虚线框为微分电压反馈部分.与文献 [8] 中的控制方式相比,该方式作用于控制电路,是一类无源控制方

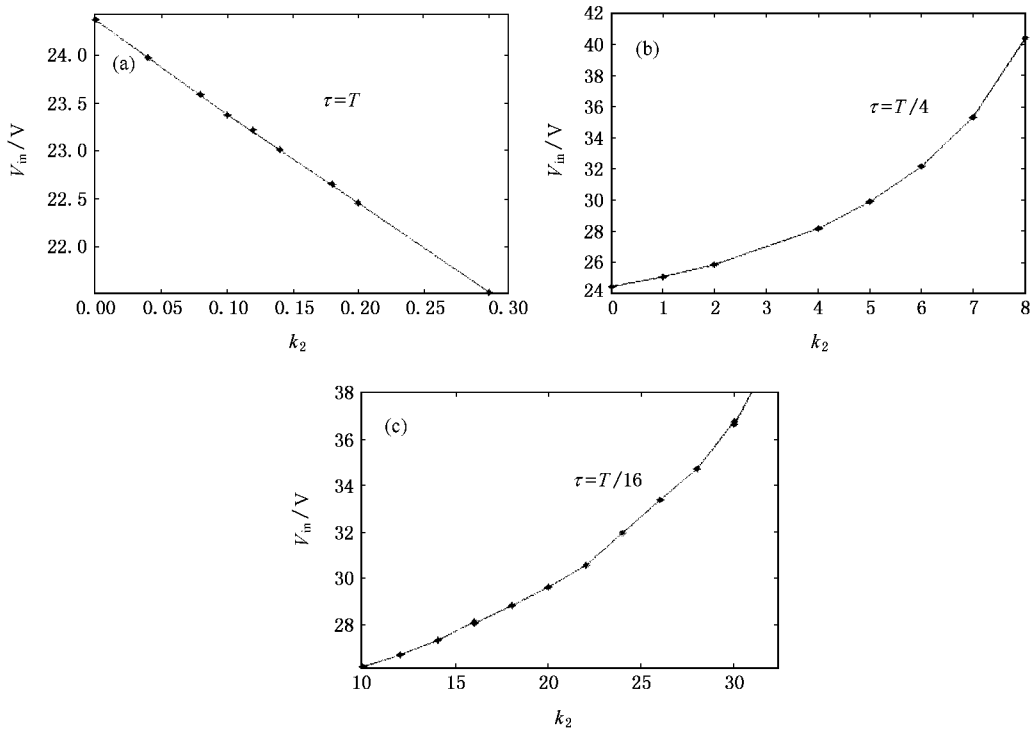


图 4  $\tau = T, T/4, T/16$  时,  $k_2$  与输入电压分岔点  $V_{in}^*$  关系曲线

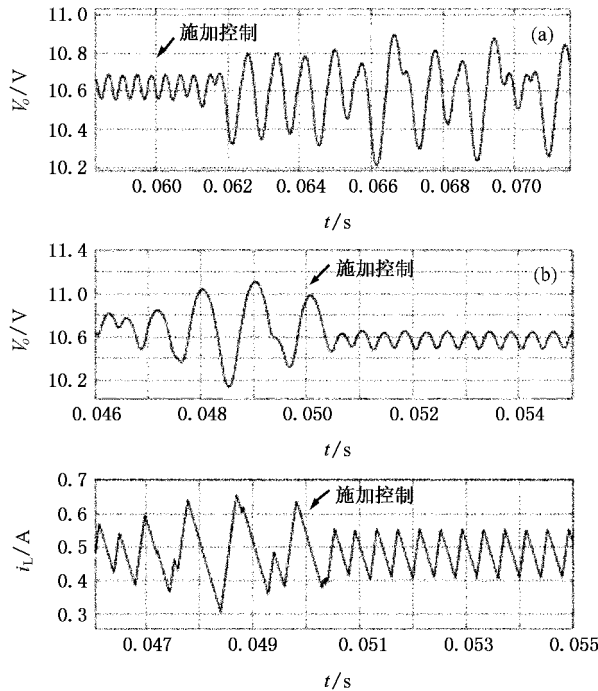


图 5 0.05 s 施加 TDFC 控制的电压、电流仿真波形

式. 当  $\tau = T/16$  可认为延迟时间比开关周期要小得多, 其他控制参数与图 5(b) 中 TDFC 控制参数一致, 则有

$$k_3 = \frac{k_2 T}{16C} = \frac{38 \times 4 \times 10^{-4}}{16 \times 47 \times 10^{-6}} = 20.2 \approx 20.$$

对比图 5(b) 和图 6(b) 仿真结果, 电压微分反馈控制和 TDFC 控制效果基本一致, 但电压微分反馈控制电路工程容易实现.

### 4. 实验结果

基于图 6(a) 构建实验电路进行验证, 相对原有电压模式 BUCK 变换器电路, 需增加了电容电流检测环节. 电流检测可直接采用串采样电阻、电流互感器和霍尔元件方式, 也可间接方式测得. 本实验仅在于对所提控制方式的简单验证, 而且电容支路流过电流不大, 因此直接在电容回路串接一个  $0.05 \Omega$  采样电阻来实现电流检测. 采样电阻值选择不宜过大, 否则会改变原系统的结构, 降低系统动态性能, 甚至引起不稳定问题; 而取值过小则在受扰下难以得到保证采样精度. 其他实验参数与仿真中的一致.

图 7 从上到下, 依次为  $v_{in} = 34 \text{ V}$  时,  $k_3 = 0$  (未施加控制),  $k_3 = 20$  时的电感电流 (CH1: 200 mA/格) 和电容电压 (CH2: 4 V/格) 实验波形. 未加反馈控制时, 电压和电流处于混沌态,  $k_3 = 20$  时, 控制混沌到单周期态. 施加控制后, 系统由混沌过渡到单周期态.

调整时间较短,电压和电流纹波均减小。

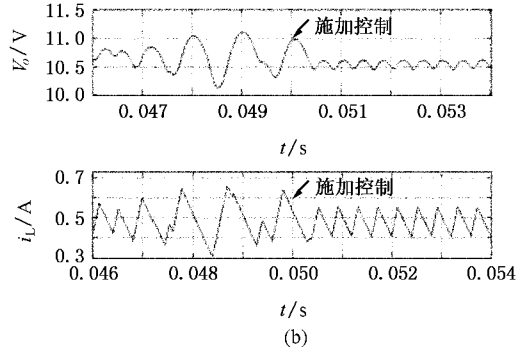
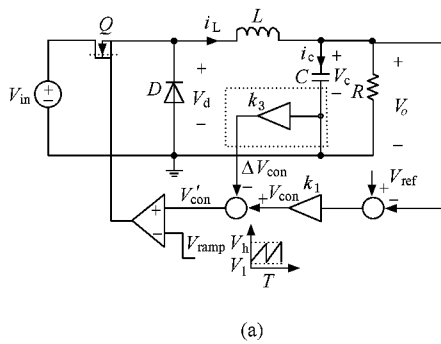


图6 电压微分反馈控制的电压模式 BUCK 变换器 (a)控制原理图;(b)  $k_3 = 20$  时  $0.05$  s 施加控制的电压、电流波形

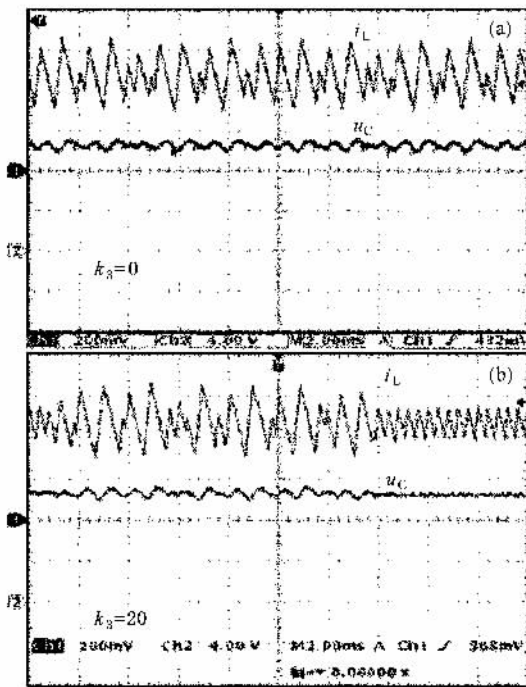


图7  $v_{in} = 34$  V,  $k_3 = 0, 20$  时电容电压、电感电流实验波形

## 5. 结 论

延迟时间和控制增益参数的确定是 TDFC 控制的一个难点和重点. 本文基于谐波平衡法, 从频域角度进行分析, 给出 TDFC 控制电压模式 BUCK 变换器的两个参数量化选择依据. 就输出延迟反馈控制的 BUCK 变换器而言, 当延迟时间较大时, 系统可实现混沌的诱导, 而延迟时间较小时, 系统可实现混沌抑制. 同时延迟时间较小时, 近似处理 TDFC 控制, 得到一类与 TDFC 等效的电压微分无源反馈控制, 而且后者控制电路要简单. 最后基于仿真和实验, 验证理论分析的正确和有效. 文中只讨论输出 TDFC 控制情形, 而所提分析方法同样适用状态变量 TDFC 控制. 由于开关功率变换器电路的输出电压一般为电容电压, 因此输出微分量就是电容电流, 因此等效的电压微分无源反馈控制比较适用变换器电路的混沌控制.

[1] Hamill D C, Deane J H B, Jefferies J 1992 *IEEE Tran. Power Electron.* 7 25  
 [2] Tse C K 1994 *IEEE Trans. Circuit Syst.* 1 41 16  
 [3] Fossas E, Olivar G 1996 *IEEE Trans. Circuits Syst.* 1 43 13  
 [4] Zhao Y B, Lou X S, Fang J Q, Wang B H 2005 *Acta Phys. Sin.* 54 5022 (in Chinese) [赵益波、罗晓曙、方锦清、汪秉宏 2005 物理学报 54 5022]  
 [5] Zhao Y B, Zhang D Y, Zhang C J 2007 *Chin. Phys.* 16 933  
 [6] Dai D 2006 *Chin. Phys.* 15 2535

[7] Lou X S, Wang B H, Chen G R et al 2003 *Acta Phys. Sin.* 52 12 (in Chinese) [罗晓曙、汪秉宏、陈关荣等 2003 物理学报 52 12]  
 [8] Zou 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]  
 [9] Zou Y L, Luo X S, Chen G R 2006 *Chin. Phys.* 15 1719  
 [10] Zhou Y F, Tse C K, Qiu S S, Chen J N 2005 *Chin. Phys.* 14 61  
 [11] Pyragas K 1992 *Phys. Lett. A* 170 421  
 [12] Yu H J 2005 *Acta Phys. Sin.* 54 5053 (in Chinese) [于洪洁 2005

- 物理学报 54 5053 ]
- [ 13 ] Cai C H , Xu W B , Xu Z Y Li L H 2002 *Control and Decision* 17 457 in Chinese ] 蔡朝洪、须文波、徐振源、李莲花 , 2002 控制与决策 17 457 ]
- [ 14 ] Batle C , Fossas E , Olivar G 1999 *International J. Circuit Theory and Applications* 27 617
- [ 15 ] Fang C C , Abed E H 2001 *Proc. Internat. Symp. Circuits and Systems* 3 209

## Output time-delay feedback control of chaos in voltage-mode BUCK converter<sup>\*</sup>

Lu Wei-Guo<sup>†</sup> Zhou Luo-Wei Luo Quan-Ming

( The Key Lab of High Voltage Engineering and Electrical New Technology , Ministry of Education , College of Electrical Engineering , Chongqing University , Chongqing 400030 , China )

( Received 7 December 2006 ; revised manuscript received 19 January 2007 )

### Abstract

To realize the control of chaos in the voltage-mode BUCK converter , the output time-delayed feedback control ( TDFC ) is introduced into its control prototype . Based on the quantified analyses in the frequency domain , harmonic balance method is used to ascertain the regulating range of feedback control gain and delay time . Meanwhile the TDFC is equivalent to a kind of simple passive feedback control when the delay time is much smaller than the switch period . And the simulation results of these two methods are considered the same . In the end the experimental circuit of the voltage-mode BUCK converter with passive feedback control is set up . By this means the chaos state of BUCK converter can be quickly controlled into period state and the ripple of voltage and current will be decreased .

**Keywords :** control of chaos , time-delayed feedback control , harmonic balance method , BUCK converter

**PACC :** 0545

<sup>\*</sup> Project supported by the National Natural Science Foundation of China ( Grant No. 50677071 ) and the Key Project of Natural Science Foundation of Chongqing , China ( Grant No. 2005BA6017 ) .

<sup>†</sup> E-mail : weedlu@sohu.com