

基于改善关联性 Buck 变换器的混沌控制*

贾美美 张国山[†] 牛弘

(天津大学电气与自动化工程学院, 天津 300072)

(2013 年 1 月 30 日收到; 2013 年 3 月 17 日收到修改稿)

由于 Buck 变换器具有非线性特性, 在一定参数条件下, 它会处于混沌状态, 此时 Buck 变换器不能正常工作. 为了抑制 Buck 变换器的混沌现象, 本文首先建立了 Buck 变换器的精确状态方程模型, 然后通过分析可控范围图、开关逻辑图、相图、电感电流波形、输出电压波形, 研究了基于改善 Buck 变换器的电感电流与输出电压之间关联性的混沌控制策略. 研究表明: 该控制策略能够将处于混沌状态的 Buck 变换器稳定在周期 1, 2, 4, 8 轨道, 且该控制策略不需要预先确定期望的目标轨道, 不依赖于 Buck 变换器的电路参数, 只取决于一个外部参数即耦合强度, 所以该控制策略同样适用于其他拓扑结构的功率变换器.

关键词: 混沌控制, Buck 变换器, 关联性, 耦合强度

PACS: 05.45.Gg

DOI: 10.7498/aps.62.130503

1 引言

DC-DC 变换器是一种电压转换装置, 具有高性能, 高可靠性等特点, 它们在通信、军事、计算机、仪器仪表等领域得到了广泛应用. 由于 DC-DC 变换器具有非线性特性, 存在丰富的非线性现象, 例如混沌^[1,2]、边界碰撞分岔^[3,4]、倍周期分岔^[5]、切分岔^[6]等. 在一定电路参数条件下, DC-DC 变换器会处于混沌状态, 此时, 它们会出现工作性能恶化, 输出纹波变大, 电压转换效率降低等状况. 在实际应用中, DC-DC 变换器的电路参数是固定的. 因此, 在不改变 DC-DC 变换器电路参数的前提下, 寻求有效的控制策略将处于混沌状态的 DC-DC 变换器稳定在周期轨道上, 从而使系统正常运行, 具有重要的理论意义和实用价值.

电压控制型 Buck 变换器是一类最早被作为研究非线性现象的 DC-DC 变换器. 例如, 随着输入电压的变化, Buck 变换器会发生典型的倍周期分岔然后过渡到混沌状态. 因此本文以 Buck 变换器为例, 研究其混沌控制问题.

目前, 国内外学者已经提出了一些混沌控制策略来抑制 Buck 变换器的混沌现象. 文献 [7] 应用极点配置控制策略抑制了 Buck 变换器的混沌现象. 文献 [8] 应用一种改进的凹槽滤波器控制策略抑制了 Buck 变换器的混沌现象. 文献 [9] 应用自适应斜坡补偿控制策略抑制了 Buck 变换器的混沌现象. 文献 [10, 11] 应用限幅器控制策略抑制了 Buck 变换器的混沌现象. 文献 [12, 13] 在一阶高通滤波器与二阶凹槽滤波器的基础上, 研究了非侵入性的混沌控制策略, 并应用该控制策略抑制了 Buck 变换器的混沌现象. 但上述这些混沌控制策略应用的数学方法比较复杂.

文献 [14, 15] 应用互耦合控制策略有效地抑制了经典混沌系统的混沌现象, 例如 Duffing 混沌振子、Jerk 方程、Henon 混沌系统和 Chua's 混沌系统, 且该控制策略是一种反馈控制策略. 然而, 到目前为止, 尚未发现应用这种互耦合控制策略来抑制实际物理系统 (如, 功率变换器, 电动机) 混沌现象的相关文献.

为了抑制 Buck 变换器的混沌现象, 在文献 [14, 15] 的启发下, 本文首先建立了 Buck 变换器的精确状态方程模型, 然后通过分析可控范围图、开关逻辑

* 国家自然科学基金 (批准号: 61074088) 资助的课题.

[†] 通讯作者. E-mail: zhanggs@tju.edu.cn

辑图、相图、电感电流波形、输出电压波形,研究了基于改善 Buck 变换器的电感电流与输出电压之间关联性的混沌控制策略. 此处的关联性是指电感电流与输出电压之间的互相关性. 研究结果表明:该控制策略不需要预先确定期望的目标轨道,只需要调整一个外部参数即耦合强度就能够将处于混沌状态的 Buck 变换器稳定在各周期轨道,从而抑制了 Buck 变换器的混沌现象.

需要指出的是文献 [14, 15] 中耦合强度的取值范围为 0—1, 然而本文中耦合强度的取值范围为 -1—0. 本文中, 负耦合强度具有实际物理意义, 它表示电感电流与输出电压之间为负相关, 具体表现为控制策略的加入使得电感电流上升, 输出电压下降.

2 混沌控制策略的描述

由于混沌系统具有内在随机性的基本特征, 使得混沌系统状态变量之间的关联性 [16] 在部分时间间隔内较弱, 甚至不相关. 因此, 通过对混沌系统的状态变量进行耦合, 混沌系统状态变量之间的关联性增强, 从而混沌系统的有序性增强, 混沌系统的内在随机性消失, 这样就抑制了混沌系统的混沌现象. 为了表征混沌系统状态变量之间关联性的强弱, 本文引入了一个外部参数即耦合强度 ε . 耦合强度的绝对值 ($|\varepsilon|$) 越小, 表示混沌系统状态变量之间的关联性越弱, 反之越强.

由于 Buck 变换器是二维系统, 首先考虑一个二维混沌系统

$$\begin{aligned} \frac{dx_1}{dt} &= f_1(x_1, x_2), \\ \frac{dx_2}{dt} &= f_2(x_1, x_2), \end{aligned} \quad (1)$$

然后将系统 (1) 的状态变量 x_1, x_2 以下式等号右边的形式进行耦合, 得到耦合后的状态变量 \tilde{x}_1, \tilde{x}_2 :

$$\begin{aligned} \tilde{x}_1 &= (1 - \varepsilon)x_1 + \varepsilon x_2, \\ \tilde{x}_2 &= \varepsilon x_1 + (1 - \varepsilon)x_2. \end{aligned} \quad (2)$$

最后用 \tilde{x}_1, \tilde{x}_2 分别代替系统 (1) 等号右边的 x_1, x_2 , 这样就可以得到受控的二维混沌系统

$$\begin{aligned} \frac{dx_1}{dt} &= f_1(\tilde{x}_1, \tilde{x}_2) \\ &= f_1\{[(1 - \varepsilon)x_1 + \varepsilon x_2], [\varepsilon x_1 + (1 - \varepsilon)x_2]\}, \\ \frac{dx_2}{dt} &= f_2(\tilde{x}_1, \tilde{x}_2) \end{aligned}$$

$$= f_2\{[(1 - \varepsilon)x_1 + \varepsilon x_2], [\varepsilon x_1 + (1 - \varepsilon)x_2]\}. \quad (3)$$

(2) 式即为本文研究的混沌控制策略, 其中 ε 表示状态变量 x_1, x_2 之间的耦合强度, 取值范围为: $-1 < \varepsilon < 0$. 由 (2) 式可知, 当未加入控制策略时, 即 $\varepsilon = 0$, 耦合后的状态变量 \tilde{x}_1, \tilde{x}_2 分别退化为原状态变量 x_1, x_2 , 此时系统 (3) 自由演化; 当加入控制策略后, 即 $-1 < \varepsilon < 0$, 耦合后的状态变量 \tilde{x}_1, \tilde{x}_2 反馈回系统 (3), 此时系统 (3) 在受控状态下演化.

综上所述, 通过调整耦合强度, 就可以改善混沌系统状态变量之间的关联性. 也就是, 耦合强度绝对值的大小, 决定了混沌系统状态变量之间关联性的强弱.

3 Buck 变换器的工作原理

图 1 表示电压控制型 Buck 变换器, 其主电路包括一个电阻 R 、一个电感 L 、一个电容 C 、一个开关 G 和一个二极管 D ; 其辅电路包括一个放大器 A_1 和一个比较器 A_2 (由图 1 的虚框部分表示).

假定 Buck 变换器工作于连续导通模式 (CCM), 则存在两个工作模式 [17, 18]. 工作模式 1: 当开关 G 导通, 二极管 D 截止时, 输入电压 V_{in} 与电感 L 及 RC 输出部分串联, 电感电流 i_L 上升; 工作模式 2: 当开关 G 截止, 二极管 D 导通时, 电感 L 仅与 RC 输出部分串联, 电感电流 i_L 下降.

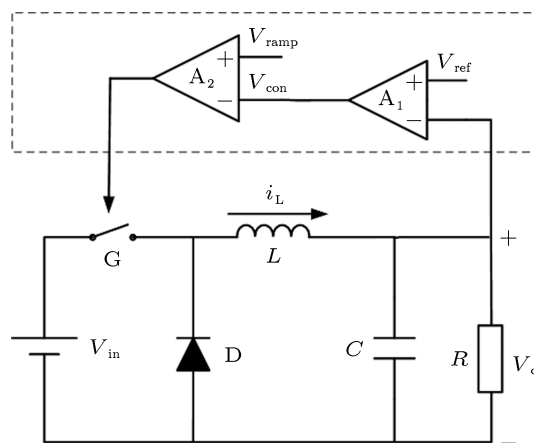


图 1 电压控制型 Buck 变换器

取电感电流 i_L 和输出电压 V_o (电容 C 两端电压) 作为状态变量, 根据基尔霍夫定律及电路元件的约束条件, 可得 Buck 变换器的状态方程为

$$\dot{x} = A_{on}x + B_{on}V_{in}, \quad \text{工作模式 1}; \quad (4)$$

$$\dot{x} = A_{\text{off}}x + B_{\text{off}}V_{\text{in}}, \quad \text{工作模式2,} \quad (5)$$

其中

$$x = \begin{bmatrix} i_L \\ V_o \end{bmatrix}, \quad A_{\text{on}} = A_{\text{off}} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & \frac{-1}{RC} \end{bmatrix},$$

$$B_{\text{on}} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix}, \quad B_{\text{off}} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}.$$

由图 1 的虚框部分可知, 输出电压 V_o 与参考电压 V_{ref} 的误差, 经过放大器 A_1 放大, 得到控制电压 V_{con} , 如 (6) 式所示, 其中 A 表示放大器 A_1 的放大倍数 (为一个常值). 由下式可知, 控制电压 V_{con} 与输出电压 V_o 之间是线性关系, 所以控制电压 V_{con} 波形能够反映输出电压 V_o 波形,

$$V_{\text{con}}(t) \triangleq A[V_o(t) - V_{\text{ref}}]. \quad (6)$$

然后锯齿波电压 V_{ramp} 与控制电压 V_{con} 经过比较器 A_2 进行比较, 得到开关 G 导通截止的信号值 s , 如下式所示:

$$s = 1, \quad V_{\text{ramp}} > V_{\text{con}},$$

$$s = 0, \quad V_{\text{ramp}} < V_{\text{con}}. \quad (7)$$

由 (7) 式可知, 当锯齿波电压 V_{ramp} 大于控制电压 V_{con} 时, $s = 1$ (表示开关 G 导通, 二极管 D 截止); 反之, $s = 0$ (表示开关 G 截止, 二极管 D 导通). (7) 式中, 锯齿波电压 V_{ramp} 的定义^[18] 为

$$V_{\text{ramp}}(t) \triangleq V_L + (V_H - V_L) \left(\frac{t}{T} \bmod 1 \right). \quad (8)$$

最后通过加入开关 G 导通截止的信号值 s , 合并方程 (4), (5), 可得控制前 Buck 变换器的精确状态方程模型为

$$\dot{i}_L = \frac{-V_o}{L} + \frac{V_{\text{in}}}{L}s,$$

$$\dot{V}_o = \frac{i_L}{C} - \frac{V_o}{RC}. \quad (9)$$

4 控制前 Buck 变换器的动力学行为

首先研究当未加入控制策略时, 即耦合强度 $\varepsilon = 0$, Buck 变换器的动力学行为. Buck 变换器的电路参数^[19,20] 取为: 输入电压 $V_{\text{in}} = 15\text{--}35\text{ V}$, 电阻 $R = 22\ \Omega$, 电感 $L = 20\text{ mH}$, 电容 $C = 47\ \mu\text{F}$, 时钟周期 $T = 400\ \mu\text{s}$, 参考电压 $V_{\text{ref}} = 11.3\text{ V}$, 放大倍数 $A = 8.4$, 锯齿波电压 V_{ramp} 的下限 $V_L = 3.8\text{ V}$, 锯齿波电压 V_{ramp} 的上限 $V_H = 8.2\text{ V}$.

以输入电压 V_{in} 为横坐标, 电感电流 i_L 为纵坐标, 可得当输入电压 $V_{\text{in}} = 18\text{--}35\text{ V}$ 时, Buck 变换器的分岔图, 如图 2 所示. 由图 2 可知, 当输入电压 $V_{\text{in}} = 35\text{ V}$ 时, Buck 变换器处于混沌状态. 另外, 在图 2 中, 还可以发现两处清晰的吸引子共存现象^[21,22]: 一处位于输入电压 $V_{\text{in}} = 24.05\text{--}24.28\text{ V}$ 之间; 另一处位于输入电压 $V_{\text{in}} = 29.916\text{--}30.176\text{ V}$ 之间.

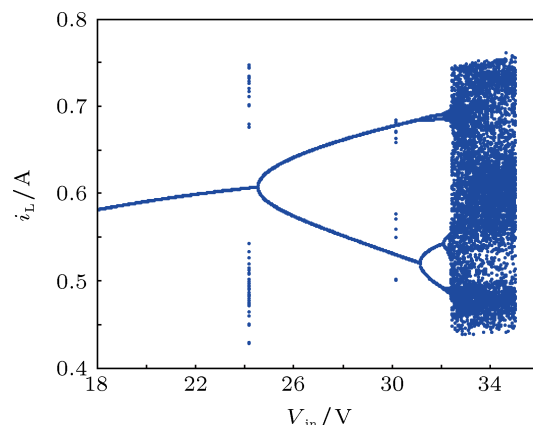


图 2 分岔图

本文应用开关逻辑图^[23] 来描述锯齿波电压 V_{ramp} 与控制电压 V_{con} 之间的关系, 也就是通过比较锯齿波电压 V_{ramp} 与控制电压 V_{con} 的大小, 来判断开关 G 是否导通. 图 3(a) 表示当输入电压 $V_{\text{in}} = 35\text{ V}$ 时, 混沌状态的开关逻辑图. 由图 3(a) 可知, 在某些锯齿波电压 V_{ramp} 周期内, 锯齿波电压 V_{ramp} 与控制电压 V_{con} 多次相交, 使得在这些锯齿波电压 V_{ramp} 周期内, 开关 G 多次导通和截止; 而在某些锯齿波电压 V_{ramp} 周期内, 锯齿波电压 V_{ramp} 与控制电压 V_{con} 不相交, 使得在这些锯齿波电压 V_{ramp} 周期内, 开关 G 不导通. 即当 Buck 变换器处于混沌状态时, 开关 G 处于随机导通状态和随机截止状态.

图 3(b) 表示当输入电压 $V_{\text{in}} = 35\text{ V}$ 时, 混沌状态的庞加莱截面, 它为具有一定结构, 在相空间占据有限范围的奇怪吸引子^[24-26], 这表明处于混沌状态的 Buck 变换器在一定范围内做永无重复的振荡.

由此可见, 处于混沌状态的 Buck 变换器是不能正常运行的. 所以下面研究当输入电压 $V_{\text{in}} = 35\text{ V}$, 其他电路参数不变时, 如何通过改善电感电流与输出电压之间的关联性将处于混沌状态的 Buck 变换器稳定在周期轨道的问题.

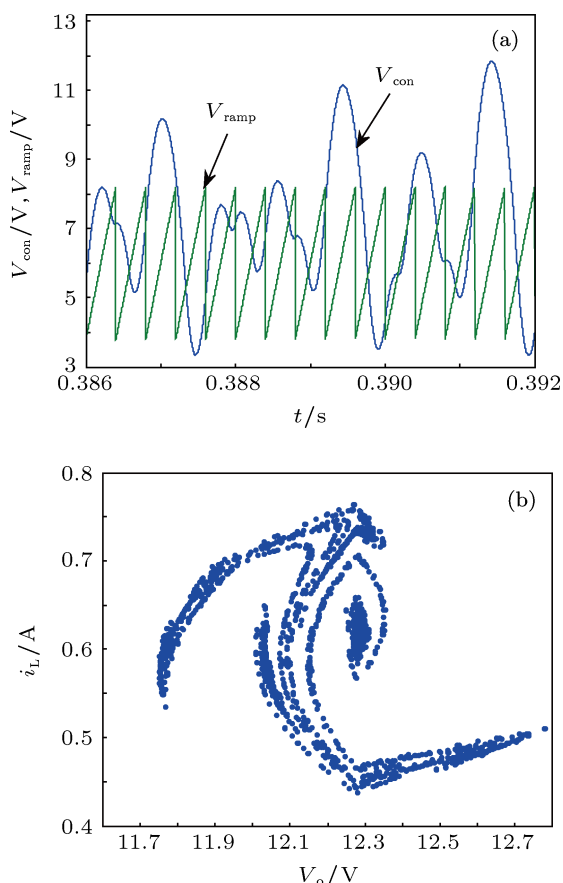


图3 混沌状态的开关逻辑图和庞加莱截面 ($V_{in} = 35\text{ V}$) (a) 混沌状态的开关逻辑图; (b) 混沌状态的庞加莱截面

5 Buck 变换器的混沌控制

由于电感电流 i_L 和输出电压 V_o 是 Buck 变换器的状态变量, 即 $x_1 = i_L, x_2 = V_o$, 所以 ε 表示 i_L 和 V_o 之间的耦合强度. 将混沌控制策略 (2) 加入控制前 Buck 变换器的精确状态方程模型 (9), 也就是用 $\tilde{i}_L = (1 - \varepsilon)i_L + \varepsilon V_o, \tilde{V}_o = \varepsilon i_L + (1 - \varepsilon)V_o$ 分别代替 (9) 等号右边的 i_L, V_o , 可得

$$\begin{aligned} \dot{i}_L &= \frac{-\tilde{V}_o}{L} + \frac{V_{in}}{L}s \\ &= \frac{-[\varepsilon i_L + (1 - \varepsilon)V_o]}{L} + \frac{V_{in}}{L}s, \\ \dot{V}_o &= \frac{\tilde{i}_L}{C} - \frac{\tilde{V}_o}{RC} \\ &= \frac{(1 - \varepsilon)i_L + \varepsilon V_o}{C} - \frac{\varepsilon i_L + (1 - \varepsilon)V_o}{RC}. \end{aligned} \quad (10)$$

整理方程 (10), 可得控制后 Buck 变换器的精确状态方程模型

$$\begin{aligned} \dot{i}_L &= \frac{-V_o + \varepsilon(V_o - i_L)}{L} + \frac{V_{in}}{L}s, \\ \dot{V}_o &= \frac{Ri_L - V_o + (R + 1)\varepsilon(V_o - i_L)}{RC}. \end{aligned} \quad (11)$$

当开关 G 导通, 二极管 D 截止, 即 $s = 1$ 时, 由方程 (11) 可得

$$\dot{i}_L = \frac{V_{in} - V_o + \varepsilon(V_o - i_L)}{L}, \quad (12)$$

$$\dot{V}_o = \frac{Ri_L - V_o + (R + 1)\varepsilon(V_o - i_L)}{RC}. \quad (13)$$

当开关 G 截止, 二极管 D 导通, 即 $s = 0$ 时, 由方程 (11) 可得

$$\dot{i}_L = \frac{-V_o + \varepsilon(V_o - i_L)}{L}, \quad (14)$$

$$\dot{V}_o = \frac{Ri_L - V_o + (R + 1)\varepsilon(V_o - i_L)}{RC}. \quad (15)$$

由方程 (12), (13), (14), (15) 可知, 由于 $-1 < \varepsilon < 0$, 控制策略的加入使得 Buck 变换器的电感电流 i_L 上升, 输出电压 V_o 下降, 表明了负耦合强度具有实际物理意义.

由方程 (11) 可以构造控制后 Buck 变换器的 Simulink 模型, 如图 4 所示, 两个积分模块实现了方程 (11) 中的两个微分方程. 端口 3 (Out3) 的输出为锯齿波电压 V_{ramp} , 端口 4 (Out4) 的输出为控制电压 V_{con} , 利用这两个电压的差值最终得到开关 G 导通截止的信号值 s . 另外, 端口 1 (Out1) 的输出为电感电流 i_L , 端口 2 (Out2) 的输出为输出电压 V_o .

图 5 表示以耦合强度 ε 为横坐标, 电感电流 i_L 为纵坐标的可控范围图. 为了清晰地研究 Buck 变换器的可控范围, 对图 5 进行放大, 可得可控范围的局部放大图, 如图 6 所示. 由图 5, 图 6 可知, 随着 $|\varepsilon|$ (耦合强度绝对值) 的减小, 处于混沌状态的 Buck 变换器能够被稳定在周期 1, 2, 4, 8 轨道. 下面根据图 5, 图 6, 具体地研究当耦合强度 ε 取不同值时, 控制后 Buck 变换器的动力学行为.

图 7(a) 表示当 $\varepsilon = -0.5$ 时, 周期 1 开关逻辑图; 图 7(b) 表示当 $\varepsilon = -0.15$ 时, 周期 2 开关逻辑图; 图 7(c) 表示当 $\varepsilon = -0.072$ 时, 周期 4 开关逻辑图; 图 7(d) 表示当 $\varepsilon = -0.061$ 时, 周期 8 开关逻辑图. 由图 7(a)—(d) 可知, 控制电压 V_{con} 波形的周期分别为时钟周期 $T = 400\ \mu\text{s}$ 的 1, 2, 4, 8 倍.

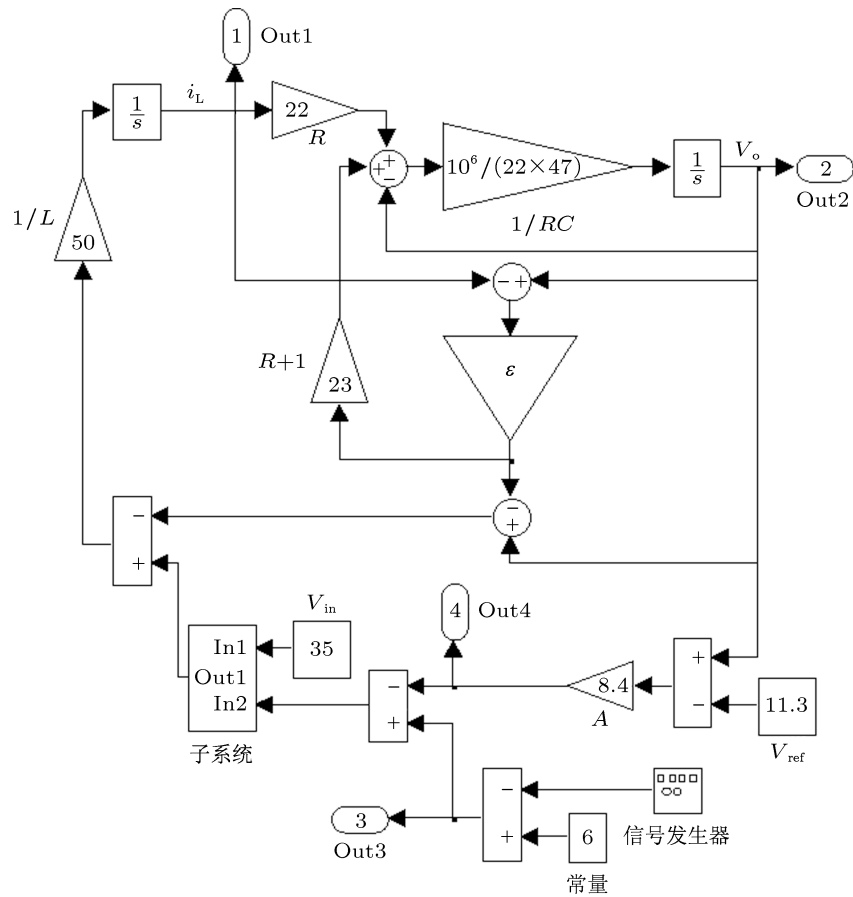


图4 控制后 Buck 变换器的 Simulink 模型

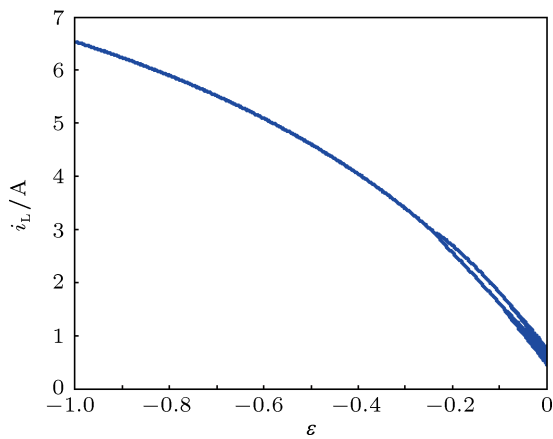


图5 可控范围图

图 8(a), (b), (c) 分别表示当 $\varepsilon = -0.15$ 时, 周期 2 相图、周期 2 电感电流波形、周期 2 输出电压波形. 由图 8(a) 可知, 周期 2 相图为一条闭曲线. 由图

8(b), (c) 可知, 周期 2 电感电流波形和周期 2 输出电压波形的周期都为 0.8 ms , 是时钟周期 $T = 400 \mu\text{s}$ 的 2 倍. 同样, 可以得到控制后周期 1, 4, 8 的相图、电感电流波形、输出电压波形, 这里不再给出.

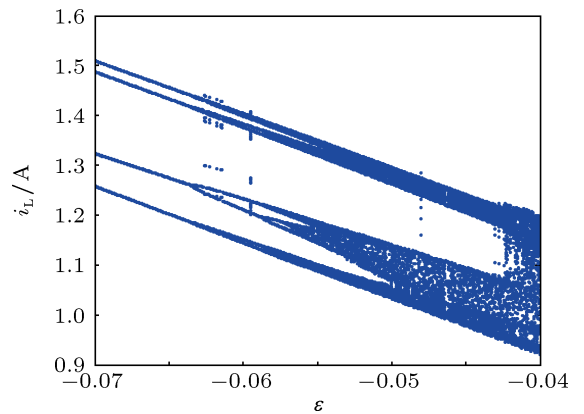


图6 可控范围的局部放大图

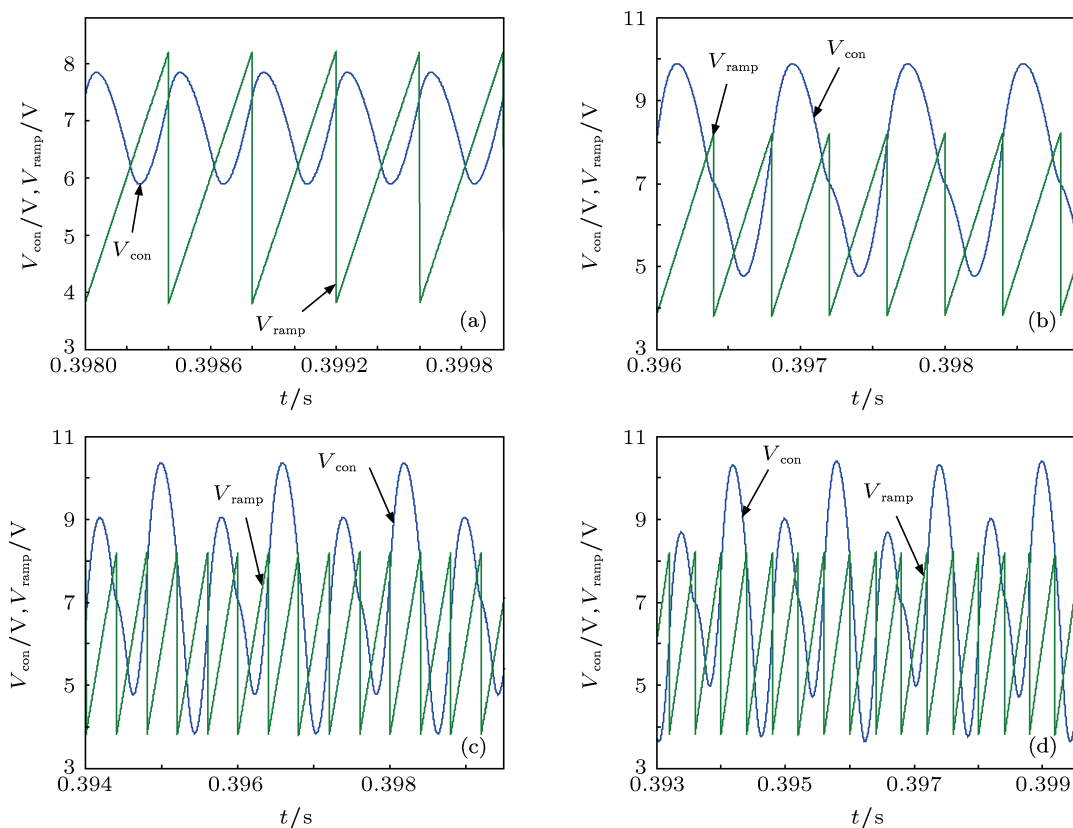


图7 开关逻辑图 (a) 周期1 开关逻辑图 ($\epsilon = -0.5$); (b) 周期2 开关逻辑图 ($\epsilon = -0.15$); (c) 周期4 开关逻辑图 ($\epsilon = -0.072$); (d) 周期8 开关逻辑图 ($\epsilon = -0.061$)

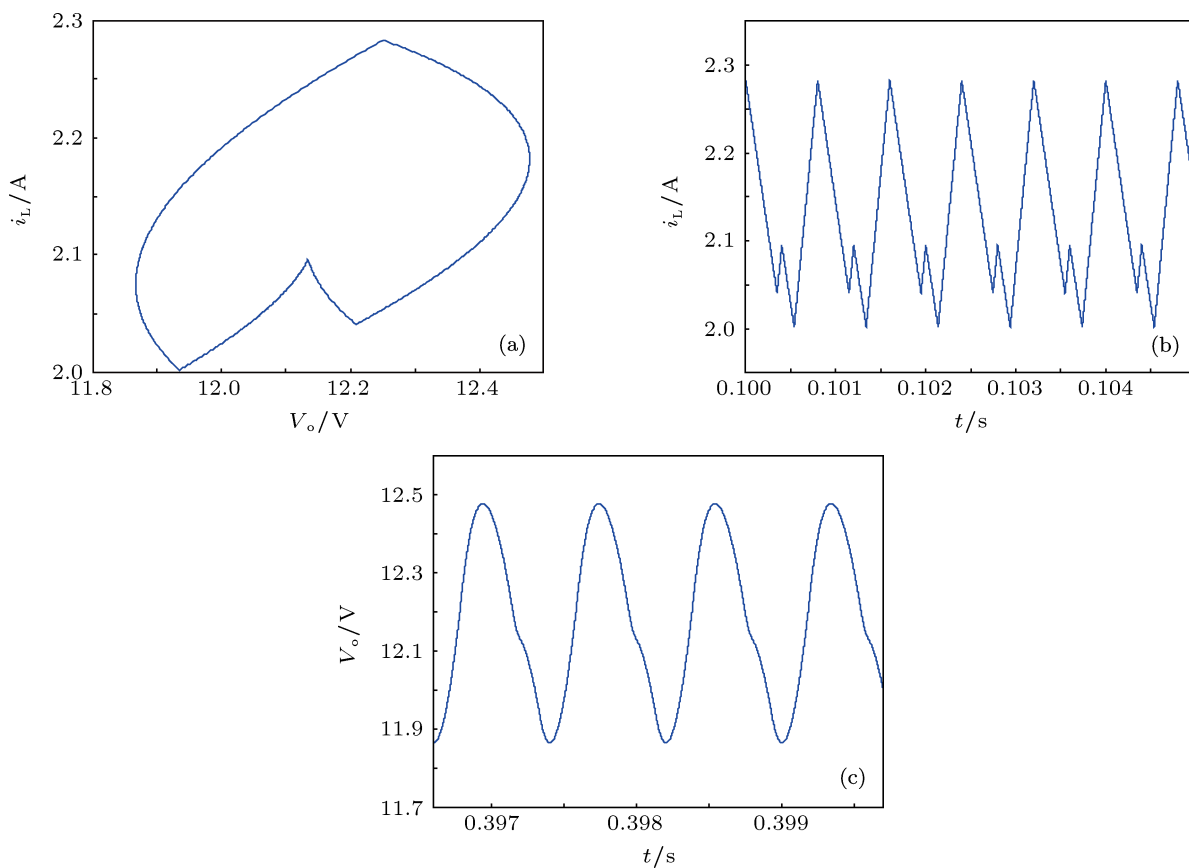


图8 控制后周期2的情况 ($\epsilon = -0.15$) (a) 周期2 相图; (b) 周期2 电感电流波形; (c) 周期2 输出电压波形

6 结论

本文通过改善电感电流 i_L 与输出电压 V_o 之间的关联性, 将处于混沌状态的连续导通模式 (CCM) 的电压控制型 Buck 变换器稳定在周期 1, 2, 4, 8 轨道, 从而抑制了其混沌现象. 随着 $|\epsilon|$ (耦合强度绝对值) 的减小, 即 $|-0.5| > |-0.15| > |-0.072| > |-0.061|$, 电感电流 i_L 与输出电压 V_o 之间的关联性减弱, Buck 变换器的周期轨道以 2^n ($n = 0, 1, 2, 3$) 的形式升高.

需要指出的是电感电流 i_L 与输出电压 V_o 之间

的耦合强度 ϵ , 其取值范围为 $-1 < \epsilon < 0$, 负耦合强度表示电感电流 i_L 与输出电压 V_o 之间为负相关, 具体表现为控制策略的加入使得 Buck 变换器的电感电流 i_L 上升, 输出电压 V_o 下降.

综上所述, 通过选择合适的耦合强度 ϵ , 该控制策略就能够将处于混沌状态的 Buck 变换器稳定在各周期轨道. 该控制策略不需要预先确定期望的目标轨道, 不依赖于 Buck 变换器的电路参数, 只取决于一个外部参数即耦合强度 ϵ , 所以该控制策略同样适用于其他拓扑结构的功率变换器.

- [1] Di Bernardo M, Garofalo F, Glielmo L, Vasca F 1998 *IEEE Trans. Circuits Syst.* **45** 133
- [2] Wang X M, Zhang B, Qiu D Y 2011 *IEEE Trans. Power Electron.* **26** 2101
- [3] Yuan G H, Banerjee S, Ott E, Yorke J A 1998 *IEEE Trans. Circuits Syst.* **45** 707
- [4] Ma Y, Tse C K, Kousaka T, Kawakami H 2005 *IEEE Trans. Circuits Syst.* **52** 581
- [5] Wang X M, Zhang B, Qiu D Y 2008 *Acta Phys. Sin.* **57** 2728 (in Chinese) [王学梅, 张波, 丘东元 2008 物理学报 **57** 2728]
- [6] Xie L L, Gong R X, Zhuo H Z, Ma X H 2012 *Acta Phys. Sin.* **61** 058401 (in Chinese) [谢玲玲, 龚仁喜, 卓浩泽, 马献花 2012 物理学报 **61** 058401]
- [7] Zou Y L, Luo X S, Chen G R 2006 *Chin. Phys.* **15** 1719
- [8] Lu W G, Zhou L W, Luo Q M 2007 *Chin. Phys.* **16** 3256
- [9] Lai X Q, Li Z H, Yuan B, Wang H, Ye Q, Zhao Y R 2010 *Acta Phys. Sin.* **59** 2256 (in Chinese) [米新泉, 李祖贺, 袁冰, 王慧, 叶强, 赵永瑞 2010 物理学报 **59** 2256]
- [10] Macau E E N, Turci L F R, Yoneyama T 2008 *Eur. Phys. J. Special Topics* **165** 221
- [11] Turci L F R, Macau E E N, Yoneyama T 2009 *Chaos Solitons Fractals* **42** 396
- [12] Lu W G, Zhou L W, Luo Q M, Zhang X F 2008 *Phys. Lett. A* **372** 3217
- [13] Lu W G, Zhou L W, Luo Q M, Wu J K 2011 *Int. J. Circ. Theor. Appl.* **39** 159
- [14] Patidar V, Pareek N K, Sud K K 2002 *Phys. Lett. A* **304** 121
- [15] Zhou X A, Qian G B, Qiu S S 2006 *Acta Phys. Sin.* **55** 3974 (in Chinese) [周小安, 钱恭斌, 丘水生 2006 物理学报 **55** 3974]
- [16] Liu B Z, Peng J H 2007 *Nonlinear Dynamics* (Beijing: Higher Education Press) p377 (in Chinese) [刘秉正, 彭建华 2007 非线性动力学 (北京: 高等教育出版社) 第 377 页]
- [17] Olivar G, Fossas E, Battle C 2000 *Nonlinearity* **13** 1095
- [18] Dai D, Tse C K, Ma X K 2005 *IEEE Trans. Circuits Syst.* **52** 1632
- [19] Lu W G, Zhou L W, Luo Q M 2007 *Acta Phys. Sin.* **56** 5648 (in Chinese) [卢伟国, 周维维, 罗全明 2007 物理学报 **56** 5648]
- [20] Hamill D C, Deane J H B, Jefferies D J 1992 *IEEE Trans. Power Electron.* **7** 25
- [21] Zhou Y F, Chen J N, Xu C 2005 *Proceedings of the CSEE* **25** 31 (in Chinese) [周宇飞, 陈军宁, 徐超 2005 中国电机工程学报 **25** 31]
- [22] Banerjee S 1997 *IEEE Trans. Circuits Syst.* **44** 847
- [23] Zou Y L, Luo X S, Fang J Q, Wang B H 2003 *Acta Phys. Sin.* **52** 2979 (in Chinese) [邹艳丽, 罗晓曙, 方锦清, 汪秉宏 2003 物理学报 **52** 2979]
- [24] Di Bernardo M, Budd C, Champneys A 1998 *Nonlinearity* **11** 864
- [25] Fossas E, Olivar G 1996 *IEEE Trans. Circuits Syst.* **43** 13
- [26] Bouali S 2012 *Nonlinear Dyn.* **70** 2375

Chaotic control of the Buck converter based on improving the correlation*

Jia Mei-Mei Zhang Guo-Shan[†] Niu Hong

(School of Electrical Engineering and Automation, Tianjin University, Tianjin 300072, China)

(Received 30 January 2013; revised manuscript received 17 March 2013)

Abstract

Due to the strong nonlinearity of the Buck converter, it can be in the chaotic state under certain parameters and the chaotic Buck converter does not work normally. In order to suppress the chaotic phenomena in the Buck converter, a chaotic control scheme is demonstrated by establishing the accurate state equation models, and then analyzing the controllable range diagrams, the switching logic diagrams, the phase portrait, the inductor current waveforms and the output voltage waveforms. Also this scheme can be implemented by improving the correlation between the inductor current and the output voltage of the Buck converter. Research results show that this scheme can stabilize the chaotic Buck converter to the period-1, period-2, period-4, period-8 orbits, without determining the desired targeting orbits in advance. Moreover, this scheme does not depend on circuit parameters of the Buck converter, it only depends on an external parameter named the coupling strength, so this scheme can be applied to the other power converters.

Keywords: chaotic control, Buck converter, correlation, coupling strength

PACS: 05.45.Gg

DOI: 10.7498/aps.62.130503

* Project supported by the National Natural Science Foundation of China (Grant No. 61074088).

[†] Corresponding author. E-mail: zhanggs@tju.edu.cn