

基于状态关联性的Boost变换器混沌与反混沌控制

张方樱 胡维 陈新兵 陈虹 唐雄民

Chaos control and anti-control in Boost converter based on altering correlation

Zhang Fang-Ying Hu Wei Chen Xin-Bing Chen Hong Tang Xiong-Min

引用信息 Citation: *Acta Physica Sinica*, 64, 048401 (2015) DOI: 10.7498/aps.64.048401

在线阅读 View online: <http://dx.doi.org/10.7498/aps.64.048401>

当期内容 View table of contents: <http://wulixb.iphy.ac.cn/CN/Y2015/V64/I4>

您可能感兴趣的其他文章

Articles you may be interested in

电流型脉冲序列控制 Buck 变换器工作在电感电流连续导电模式时的多周期行为

Multi-period analysis of current-mode pulse-train controlled continuous conduction mode converter

物理学报.2014, 63(24): 248401 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.63.248401>

脉冲跨周期调制连续导电模式 Buck 变换器低频波动现象研究

Low-frequency oscillation of continuous conduction mode buck converter with pulse skipped modulation

物理学报.2014, 63(19): 198401 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.63.198401>

谷值电流型脉冲序列控制开关变换器及其能量建模研究

Valley current mode pulse train control switching converter and its energy model analysis

物理学报.2014, 63(9): 098401 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.63.098401>

基于 CCF-TLS-ESPRIT 算法的低频振荡在线辨识

On-line identification for low frequency oscillation based on CCF-TLS-ESPRIT algorithm

物理学报.2014, 63(6): 068401 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.63.068401>

多频率控制开关变换器的自相似和混频现象分析

Self-similarity and frequency-mixing phenomena analysis of multi-frequency controlled switching converter

物理学报.2014, 63(2): 028401 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.63.028401>

基于状态关联性的Boost变换器混沌与反混沌控制*

张方樱¹⁾ 胡维^{1)†} 陈新兵¹⁾ 陈虹¹⁾ 唐雄民²⁾

1) (广州大学实验中心, 广州 510006)

2) (广东工业大学自动化学院, 广州 510006)

(2014年7月28日收到; 2014年9月29日收到修改稿)

混沌控制与反混沌控制是一对逆问题. 通过研究系统状态变量的关联性, 分析了在电流型连续电流模式Boost变换器关联系数变化的情况下, 实现系统的混沌控制与反混沌控制的方法, 为实际应用打下理论基础. 建立了系统的离散数学模型, 利用单值矩阵理论解释了变换器混沌控制与反混沌控制的机理. 研究表明, 在只改变系统状态变量的关联系数的情况下, 该控制策略能够将处于任意状态的Boost变换器控制到周期1, 2, 4轨道以及混沌态, 系统的输出可实现混沌与反混沌控制. 仿真结果证明了所提出方法以及研究结果的正确性.

关键词: Boost变换器, 状态关联性, 混沌控制, 反混沌控制

PACS: 84.30.Jc, 05.45.-a

DOI: 10.7498/aps.64.048401

1 引言

作为一类典型的非线性系统, DC-DC变换器表现出诸多不稳定行为, 如倍周期分岔^[1]、霍普夫分岔^[2]、准周期^[3]、边界碰撞分岔^[4]以及混沌^[1]. 人们最初致力于消除系统的混沌行为, 即变换器的混沌控制. 随着研究的不断深入, 研究者逐渐认识到混沌本身具有其优势, 如抑制变换器的电磁干扰(EMI)等方面的应用^[5]. 反混沌控制是混沌控制的逆问题, 其特征将稳定的系统混沌化, 或将处于稳定周期轨道的系统反镇定至不稳定轨道^[6]. 目前, 反混沌控制已经获得了快速发展. 如电流控制Boost变换器的混沌抑制EMI现象已经得到了深入分析. 研究表明, 此类系统在被反混沌化后, 电磁兼容性水平得到了有效抑制^[7-9].

为了抑制变换器的混沌行为, 目前国内外学者已经提出了一些混沌控制策略, 如Ott-Grelogi-

Yorke方法^[10]、滤波方法^[11]、参数扰动^[12]、斜坡补偿法^[13]. 这类混沌控制策略主要通过外部输入或内部参数调整等方法使原来混沌的变换器系统进入稳定状态, 使系统能够稳定运行. 研究人员也提出了反混沌控制方法, 如 Σ - Δ 调制法^[14]、扩频技术^[15]、自适应滑模控制^[16]等. 此类反混沌控制策略采用调节系统控制参数或者增加外部补偿等方法, 将处于稳定状态的变换器控制至混沌态, 从而将EMI能量分布到较宽的工作频带内, 进而降低电磁辐射的峰值, 最终实现对EMI水平的有效抑制. 但上述这些控制以及反控制策略的数学分析方法都比较复杂, 且没有一类方法可同时运用混沌的控制与反控制, 相关文献也较少对其机理进行分析.

文献^[17]提出利用相互关联控制策略抑制混沌振子的不稳定行为, 文献^[18]基于此结论分析了Buck变换器的关联性, 并对其混沌行为进行了有效抑制. 研究表明, 通过引入系统状态的关联性变量 ε , 对Buck变换器的电感电流和电容电压的关联

* 国家自然科学基金(批准号: 51277035, 51207026)和广州市对外科技合作专项(批准号: 2013J4500029)资助的课题.

† 通信作者. E-mail: pehuwei@gzhu.edu.cn

性进行调节,可方便实现对系统的混沌控制.然而这些文献没有揭示变换器的混沌控制与反控制方法的机理,也没有研究关联性耦合控制是否能实现对系统的反混沌控制.本文深入分析了在电流控制Boost变换器系统状态变量的关联性发生改变时,实现电路的混沌与反混沌控制的方法,为变换器的混沌特性的研究提供了新的思路.建立了基于系统状态关联性变量 ε 的Boost变换器离散模型,并且分析了系统的不稳定行为,利用单值矩阵理论揭示了此方法的机理,并得出了系统的稳定边界.研究表明,只需简单地改变变量 ε 的值,即可将Boost变换器的相轨迹方便地调整至周期1, 2, 4以及混沌

轨道.需要指出的是,关联性变量 ε 的取值在 $[-1, 1]$ 范围内.当 $\varepsilon < 0$ 时,电感电流与电容电压的关联性是负相关的,即意味着当电感电流增加时电容电压相应降低,从而扩展了系统的稳定边界,使系统更加稳定;当 $\varepsilon > 0$ 时,电感电流与电容电压的关联性是正相关的,则系统变得不稳定,容易进入混沌状态.

2 电流型Boost变换器离散模型

图1为电流型Boost变换器电路原理图.选取状态变量 $\mathbf{x}^T = [i_L, u_C]$,其中 i_L 为电感电流, u_C 为电容电压,则状态矩阵可由表1所述.

表1 Boost变换器数学模型

状态矩阵	输出矩阵	系统矢量	S	D
$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}$	$\mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} \frac{U_{in}}{L} \\ 0 \end{bmatrix}$	$\mathbf{f}_1 = \mathbf{A}_1 \mathbf{x} + \mathbf{B}_1$	导通	关断
$\mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}$	$\mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} \frac{U_{in}}{L} \\ 0 \end{bmatrix}$	$\mathbf{f}_2 = \mathbf{A}_2 \mathbf{x} + \mathbf{B}_2$	关断	导通

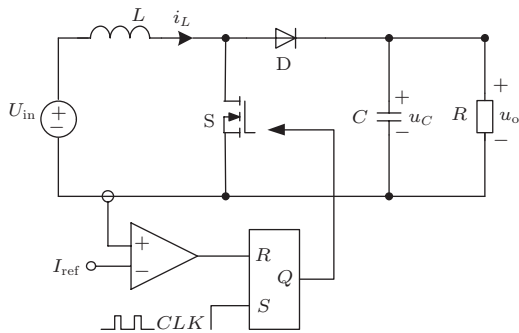


图1 电流型Boost变换器电路原理图

器,当 i_L 达到预设的参考电流 I_{ref} 时,开关管由导通状态转为关断状态,则切换信号的表达式为

$$h = i_L - I_{ref} = 0. \quad (1)$$

3 关联性的耦合

取耦合系数 $\varepsilon \in [-1, 1]$,令耦合状态变量 $\tilde{\mathbf{x}} = [\tilde{i}_L, \tilde{u}_C]^T = [(1 - \varepsilon)i_L + \varepsilon u_C, (1 - \varepsilon)u_C + \varepsilon i_L]^T$,切换信号的表达式仍然为(1)式不变.耦合后的CCM Boost变换器的状态矩阵如表2所列.

对于电流型连续电流模式(CCM) Boost变换

表2 关联性耦合的Boost变换器数学模型

状态矩阵	输出矩阵	系统矢量	\tilde{S}	D
$\tilde{\mathbf{A}}_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -\frac{\varepsilon}{RC} & -\frac{1-\varepsilon}{RC} \end{bmatrix}$	$\tilde{\mathbf{B}}_1 = \begin{bmatrix} \frac{U_{in}}{L} \\ 0 \end{bmatrix}$	$\tilde{\mathbf{f}}_1 = \tilde{\mathbf{A}}_1 \tilde{\mathbf{x}} + \tilde{\mathbf{B}}_1$	导通	关断
$\tilde{\mathbf{A}}_2 = \begin{bmatrix} -\frac{\varepsilon}{L} & -\frac{1-\varepsilon}{L} \\ \frac{R-\varepsilon R-\varepsilon}{RC} & \frac{\varepsilon R-1+\varepsilon}{RC} \end{bmatrix}$	$\tilde{\mathbf{B}}_2 = \begin{bmatrix} \frac{U_{in}}{L} \\ 0 \end{bmatrix}$	$\tilde{\mathbf{f}}_2 = \tilde{\mathbf{A}}_2 \tilde{\mathbf{x}} + \tilde{\mathbf{B}}_2$	关断	导通

事实上, 在没有进行关联性耦合, 即 $\varepsilon = 0$ 时, 表 2 所列的状态矩阵退化为表 1 所列, 也就是说原始的 Boost 变换器是耦合关联 Boost 变换器的一种特殊情况. 为了比较进行耦合前后的状态关联性, 令 $E(i_L u_C)$, $E(\tilde{i}_L \tilde{u}_C)$ 分别为系统耦合前和耦合后电感电流与电容电压的关联性, 可有

$$\begin{aligned} & E(\tilde{i}_L \tilde{u}_C) \\ &= E[(1-\varepsilon)i_L + \varepsilon u_C] \times [(1-\varepsilon)u_C + \varepsilon i_L] \\ &= E\{[(1-\varepsilon)i_L + \varepsilon u_C] \times [(1-\varepsilon)u_C + \varepsilon i_L]\} \\ &= E\left[(1-\varepsilon)^2 i_L u_C + \varepsilon^2 u_C i_L + (1-\varepsilon)\varepsilon i_L^2 \right. \\ & \quad \left. + (1-\varepsilon)\varepsilon u_C^2\right]. \end{aligned} \quad (2)$$

下列不等式成立:

$$(1-\varepsilon)\varepsilon i_L^2 + (1-\varepsilon)\varepsilon u_C^2 > 2(1-\varepsilon)\varepsilon i_L u_C \quad (\varepsilon > 0), \quad (3)$$

$$(1-\varepsilon)\varepsilon i_L^2 + (1-\varepsilon)\varepsilon u_C^2 < 2(1-\varepsilon)\varepsilon i_L u_C \quad (\varepsilon < 0). \quad (4)$$

由 (2), (3), (4) 式可得

$$\begin{aligned} E(\tilde{i}_L \tilde{u}_C) &> E\left\{[(1-\varepsilon)^2 + \varepsilon^2 + 2(1-\varepsilon)\varepsilon]i_L u_C\right\} \\ &= E(i_L u_C) \quad (\varepsilon > 0), \end{aligned} \quad (5)$$

$$\begin{aligned} E(\tilde{i}_L \tilde{u}_C) &< E\left\{[(1-\varepsilon)^2 + \varepsilon^2 + 2(1-\varepsilon)\varepsilon]i_L u_C\right\} \\ &= E(i_L u_C) \quad (\varepsilon < 0). \end{aligned} \quad (6)$$

由 (5), (6) 两式可知: 当 $\varepsilon > 0$ 时, 混沌系统内的两状态变量的耦合增加了二者的关联性; 当 $\varepsilon < 0$ 时, 状态变量的耦合减弱了关联性 [19].

对于电流控制型 CCM Boost 变换器, 随着参考电流的升高, 占空比增大, 使得开关导通的时长增加, 即系统累积能量的时长增加, 与此同时, 造成开关关断时长减小, 系统没有足够的时间来释放多余的能量. 在此情况下, 系统的下一个开关周期的状态变量初始值与上一个开关周期的初始值不同, 循环往复, 造成每个开关周期的状态变量初始值与之前周期的初始值均不相同, 即碰撞轨道不再重复, 从而产生混沌现象. 因此可减弱系统状态变量的相关性, 即取 $\varepsilon < 0$, 使得电感电流上升而输出电压不变, 从而实现平衡系统能量的目的, 进而控制系统的分岔与混沌等不稳定行为. 与此对应, 可通过选取 $\varepsilon > 0$ 来增加关联性, 达到将系统混沌化的目的.

4 稳定性分析

Boost 变换器的开关管由开通转为关断时的状态变量的值 $\mathbf{x}(nT + d_n T)$ 为系统的切换点, 可采用牛顿方法进行计算, 而稳定性则利用单值矩阵 [20] 进行分析.

4.1 切换点的计算

对于具有两个子系统的变换器, 开关点的迭代方程为 [21]

$$\begin{aligned} & e^{\tilde{\mathbf{A}}_1 d_n T} \mathbf{x}(nT) + \tilde{\mathbf{A}}_1^{-1} (e^{\tilde{\mathbf{A}}_1 d_n T} - \mathbf{I}) \tilde{\mathbf{B}}_1 U_{in} \\ & - \mathbf{x}(nT + d_n T) = 0, \end{aligned} \quad (7)$$

$$\begin{aligned} & e^{\tilde{\mathbf{A}}_2 d'_n T} \mathbf{x}(nT + d_n T) + \tilde{\mathbf{A}}_2^{-1} (e^{\tilde{\mathbf{A}}_2 d'_n T} - \mathbf{I}) \tilde{\mathbf{B}}_2 U_{in} \\ & - \mathbf{x}[(n+1)T] = 0. \end{aligned} \quad (8)$$

利用牛顿-拉夫逊方法解 (7), (8) 组成的方程组, 可得切换点的状态变量 $\mathbf{x}(nT + d_n T)$ 以及占空比 d_n 的值.

4.2 单值矩阵

对于电流型 CCM Boost 变换器, 在一个周期内, 先是开关 S 导通, 则

$$\tilde{\mathbf{f}}_1 = \tilde{\mathbf{A}}_1 + \tilde{\mathbf{B}}_1 U_{in} = \begin{bmatrix} \frac{U_{in}}{L} \\ -\frac{\varepsilon x_1 + (1-\varepsilon)x_2}{RC} \end{bmatrix}. \quad (9)$$

接着是开关 S 关断, 可有

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{f}}_2 &= \tilde{\mathbf{A}}_2 + \tilde{\mathbf{B}}_2 U_{in} \\ &= \begin{bmatrix} -\frac{\varepsilon x_1 + (1-\varepsilon)x_2 + U_{in}}{L} \\ \frac{(R-\varepsilon R-\varepsilon)x_1 + (\varepsilon R-1+\varepsilon)x_2}{RC} \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (10)$$

又有

$$\mathbf{n}^T = [1, 0], \quad (11)$$

$$\frac{\partial h}{\partial t} = 0, \quad (12)$$

$$\begin{aligned} & (\tilde{\mathbf{f}}_2 - \tilde{\mathbf{f}}_1) \cdot \mathbf{n}^T \\ &= \begin{bmatrix} -\frac{\varepsilon x_1 + (1-\varepsilon)x_2}{L} & 0 \\ \frac{(R-\varepsilon R)x_1 + (\varepsilon R-2+2\varepsilon)x_2}{RC} & 0 \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (13)$$

$$\mathbf{n}^T \cdot \tilde{\mathbf{f}}_1 = \frac{U_{in}}{L}, \quad (14)$$

$$\tilde{S} = \begin{bmatrix} \mathbf{I} + \frac{(\mathbf{f}_2 - \mathbf{f}_1) \cdot \mathbf{n}^T}{\mathbf{n}^T \cdot \mathbf{f}_1 + \frac{\partial h}{\partial t}} \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} 1 - \frac{\varepsilon x_1 + (1 - \varepsilon)x_2}{U_{in}} & 0 \\ \frac{(R - \varepsilon R)Lx_1 + (\varepsilon R - 2 + 2\varepsilon)Lx_2}{U_{in}RC} & 1 \end{bmatrix}. \quad (15)$$

所以, 单值矩阵的表达式为

$$\tilde{M} = e^{\mathbf{A}_2(1-d)T} \cdot \tilde{S} \cdot e^{\mathbf{A}_1dT}. \quad (16)$$

将(15)式代入(16)式, 并将由方程组(7), (8)解得的占空比 d 以及不动点的状态变量的值代入(16)式, 可得单值矩阵 \tilde{M} 的数值表达式, 求 \tilde{M} 的特征值, 即可得单值矩阵的 Floquet 乘子. 单值矩阵的实质在于将系统的周期轨道在平衡点处线性化, 求出其最大特征乘子, 即 Floquet 乘子. 当 Floquet 乘子小于 1 时, 系统会收敛至平衡点. 当 Floquet 乘子大于 1 时, 系统不稳定. 目前得到广泛应用的 Lyapunov 指数, 可以表征系统运动的特征, 它沿某一方向取值的正负, 表示系统在吸引子中相邻轨道沿该方向是平均发散或者收敛, 从而可判断非线性系统是否存在混沌行为.

单值矩阵与 Lyapunov 指数这两种稳定性判别方法都是从系统初始两点迭代后是分离还是靠拢的角度来进行稳定性的分析, 不同点在于 Lyapunov 指数是将系统不断迭代, 观察最终是分离还是聚拢; 单值矩阵考虑的是一个周期内系统的发散性或收敛性. 考虑到单值矩阵的表达式更具直观性, 计算简单而且物理意义明显, 本文采用单值矩阵理论来分析系统的不稳定行为.

4.3 系统实现混沌与反混沌控制的 ε 值

为了便于分析, 我们采用参数 $U_{in} = 4 \text{ V}$, $L = 1.5 \text{ mH}$, $C = 10 \text{ }\mu\text{F}$, $R = 40 \text{ }\Omega$, $f = 10 \text{ kHz}$.

4.3.1 电流型 Boost 变换器的不稳定行为

当 $\varepsilon = 0$ 时, 系统为原始电流型 Boost 变换器, i_L , u_C 随着 I_{ref} 的增大由稳定的一周期态发生倍周期分岔, 直至混沌. 利用 MATLAB 建立(7), (8), (1)式所示离散模型, 对变换器的输出变量进行迭代, 每个迭代点都从 $\mathbf{x}(0) = [0, 0]$ 开始, 迭代 2000 个点后把最后 200 个点显示于图 2 所示的分岔图中.

由图 2 可见, 系统在 I_{ref} 较小时处于稳定的一周期轨道. 随着 I_{ref} 的增大, 在 $I_{ref} = 0.3955$ 时变换器发生倍周期分岔, 随后系统不断倍化, 直至进入混沌状态.

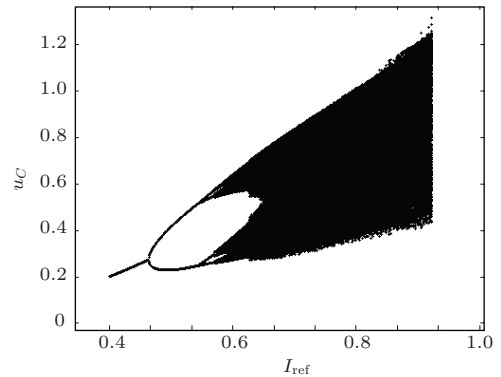


图 2 输出电压随 I_{ref} 变化的分岔图

由牛顿方法联立(7), (8)式可得开关点 $\mathbf{x}(dT)$, 再由(16)式可得单值矩阵 M 的 Floquet 乘子. 为了预测分岔点的数值和分岔类型, 令 Floquet 乘子为 1, 即

$$\max |\lambda_M| = 1. \quad (17)$$

联立(16), (17)式, 可解得 $I_{ref} = 0.3955$, 与图 2 所示分岔图的结果一致. 此时 λ_M 的两个值分别为 -1.000 和 0.5606 , Floquet 乘子一个值从负半轴穿越单位圆, 另一个值位于单位圆内, 系统此时发生倍周期分岔.

4.3.2 混沌控制

对于处在混沌态的 Boost 变换器, 随着耦合系数 ε 的逐渐减小, 系统由混沌态逐渐被镇定至倍周期态以及稳定的一周期态.

当 $I_{ref} \in [0.4, 1.2]$ 时, 同样采用 4.3.1 小节的方法, 可求得使系统达到镇定的 ε 的范围, 如图 3 所示.

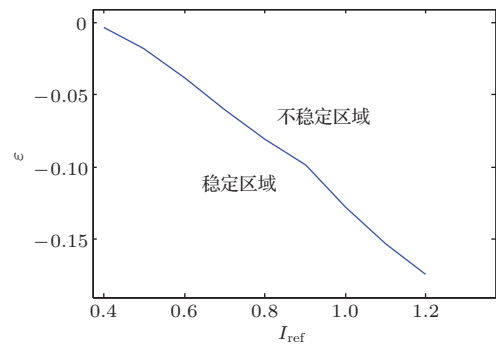


图 3 混沌控制稳定与不稳定分界面

当 $I_{ref} = 0.45$, $\varepsilon \in [-0.1, 0]$ 范围内, 电感电流随 ε 变化的分岔图如图 4 所示. 对应图 2 可知: 当 $\varepsilon = 0$ 时, 原始 Boost 变换器为倍周期分岔, 而在加入关联系数 ε 之后, 当 $\varepsilon < -0.008064$ 时, 系统可控制到一周期稳定轨道; 在 $\varepsilon \in (-0.008064, 0)$ 区间, 系统处于倍周期分岔轨道.

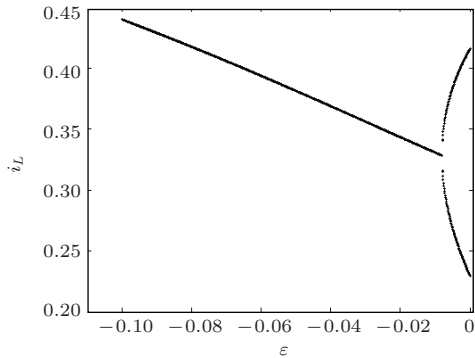


图 4 $I_{ref} = 0.45$ 时, i_L - ε 的变化

4.3.3 反混沌控制

对于处在稳定的一周期态的 Boost 变换器, 随着耦合系数 ε 的逐渐增大, 系统将由稳定状态逐渐被反控制至倍周期态以及混沌态.

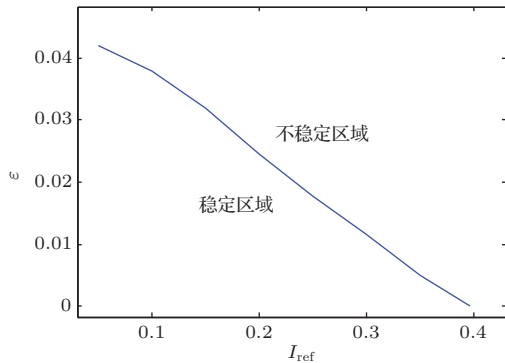


图 5 反混沌控制的稳定与不稳定分界面

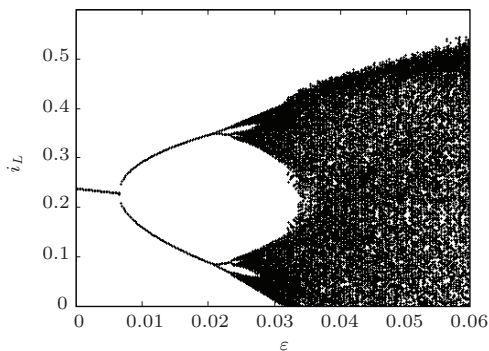


图 6 $I_{ref} = 0.35$ 时, i_L - ε 分岔图

当 $I_{ref} \in [0.05, 0.39]$ 时, 同样采用 4.3.1 小节的方法, 可求得使系统达到不稳定状态, 即倍周期分岔时 ε 的范围如图 5 所示. 当 $I_{ref} = 0.35$ 时, 以 ε 为参数的电感电流分岔图如图 6 所示.

5 仿真结果

为说明问题, 以电容电压 u_C 为仿真输出, 分别进行负相关 $\varepsilon < 0$ 和正相关 $\varepsilon > 0$ 的关联系统的仿真. 根据关联性的不同, 可以进入所需的各种周期振荡或混沌的状态, 具体情况如表 3 所列.

表 3 Floquet 乘子以及系统状态

I_{ref}	ε	λ_1	λ_2	$\max \lambda $	状态
0.90	0	-2.1389	0.5891	2.1389	混沌
0.90	-0.26	-0.2739	0.0268	0.2739	一周周期态
0.90	-0.08	1.6328	0.3378	1.6328	倍周期态
0.35	0	-0.8730	0.5526	0.8730	一周周期态
0.35	0.012	-1.1184	0.6087	1.1184	倍周期态
0.35	0.05	-2.2292	0.7211	2.2292	混沌

利用 Simulink 仿真软件建立了系统的仿真模型, 如图 7(a), (b) 所示. 需要指出的是, 本文主旨在于研究利用关联性方法分析控制系统的混沌现象的可行性和机理, 因此仅给出了系统的仿真模型. 在实际应用中, 可通过设计基于关联性的等效控制方法, 实现对系统状态变量关联性的改变.

5.1 混沌控制

当 $\varepsilon < 0$ 时, 电感电流与电容电压为负相关, 意味着当电感电流上升时, 电容电压下降, 因而扩展了系统的稳定性边界, 将电源电路从混沌态镇定至稳定的周期态. 系统随着 ε 的减小, 从混沌状态逐渐进入倍周期分岔, 直至周期一轨道.

1) $I_{ref} = 0.9$, $\varepsilon = 0$ 时, 系统处于混沌状态. 仿真结果如图 8(a), (b) 所示.

2) $I_{ref} = 0.9$, $\varepsilon = -0.08$ 时, 将系统控制到周期 2 轨道. 仿真结果如图 9(a), (b) 所示.

3) $I_{ref} = 0.9$, $\varepsilon = -0.26$ 时, 系统被混沌控制至稳定的一周期态. 仿真结果如图 10(a), (b) 所示.

5.2 反混沌控制

由前述分析可知, $I_{ref} < 0.3955$ 时, 系统处于稳定的一周期态. 此时选择耦合系数 $\varepsilon > 0$ 可对变

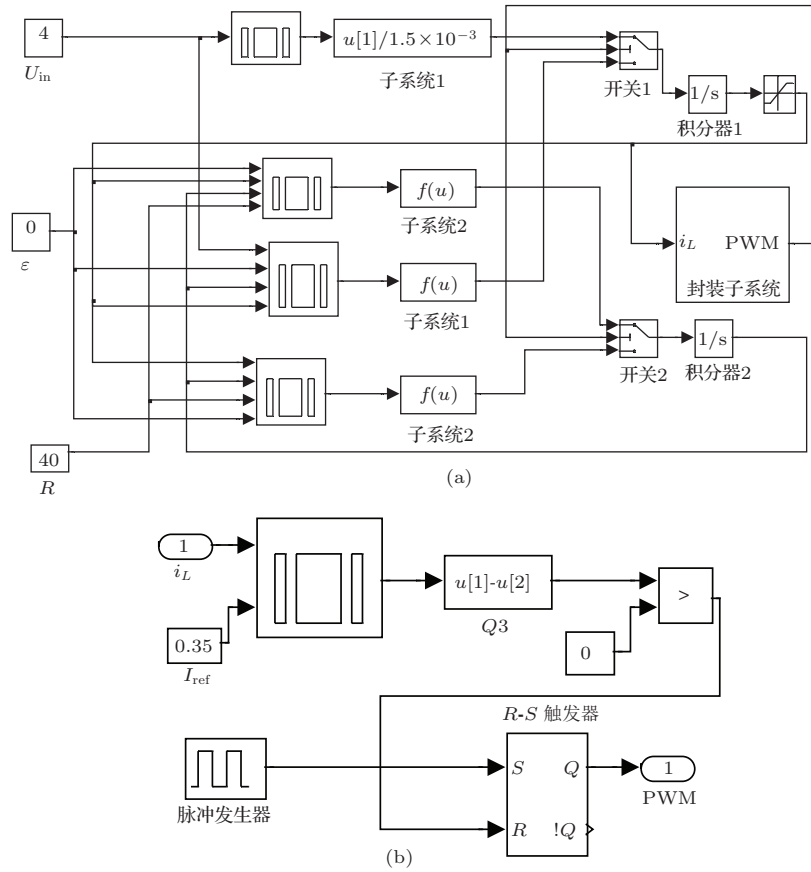


图7 电流控制 Boost 变换器关联性仿真模型 (a) Boost 变换器的 Simulink 模型; (b) 封装子系统模型

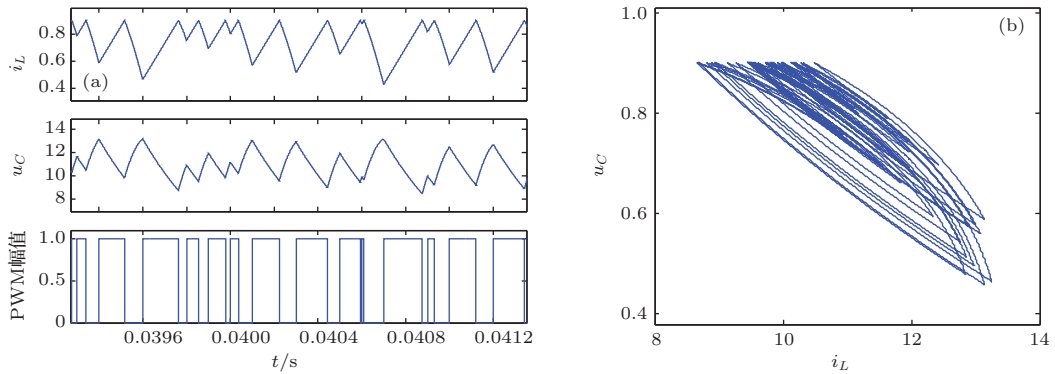


图8 $I_{ref} = 0.9, \varepsilon = 0$ 时, 混沌波形图和相图 (a) 波形图; (b) 相图

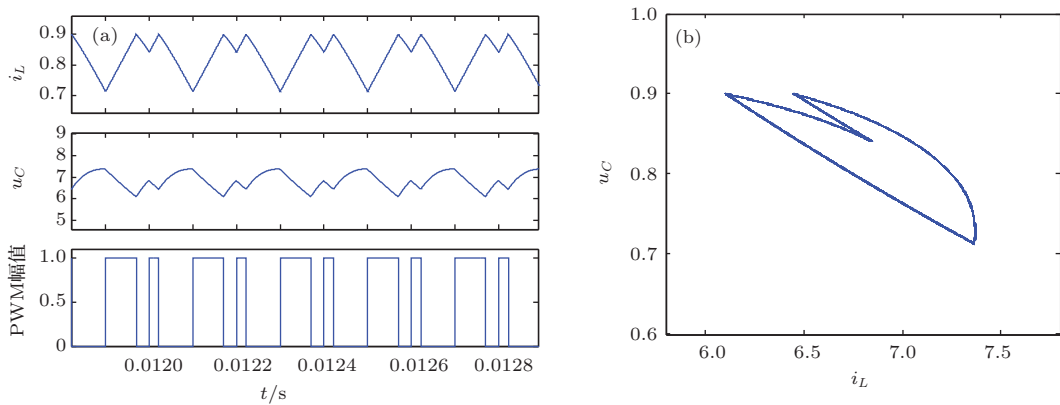


图9 $I_{ref} = 0.9, \varepsilon = -0.08$ 时, 周期 2 轨道波形图和相图 (a) 波形图; (b) 相图

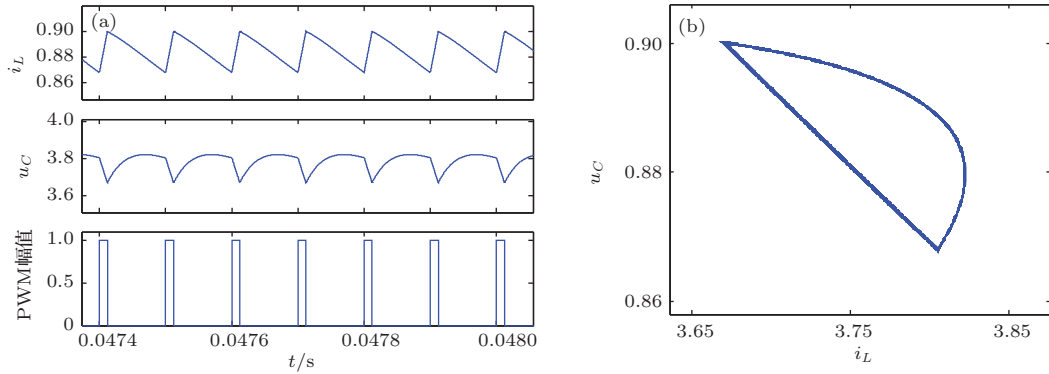


图10 $I_{ref} = 0.9, \varepsilon = -0.26$ 时, 周期1轨道波形图和相图 (a) 波形图; (b) 相图

换器实现反混沌控制. $I_{ref} = 0.35$ 时, 由单值矩阵计算可知 $\varepsilon > 0.00625$ 时, 系统进入倍周期分岔, 随着 ε 的逐渐增大, 变换器状态变量将不断倍化, 直至混沌态.

- 1) $I_{ref} = 0.35, \varepsilon = 0$ 时, 系统为稳定的一周期态. 仿真结果如图11(a), (b)所示.
- 2) $I_{ref} = 0.35, \varepsilon = 0.012$ 时, 系统被反控制到周期2轨道. 仿真结果如图12(a), (b)所示.
- 3) $I_{ref} = 0.35, \varepsilon = 0.05$ 时, 系统被反混沌控制

到混沌态. 仿真结果如图13(a), (b)所示.

- 4) $I_{ref} = 0.35, \varepsilon = 0.05$ 以及 $\varepsilon = 0$ 时, 驱动脉冲的频谱图.

混沌和周期态的脉冲宽度调制PWM驱动脉冲的频谱分别如图14(a), (b)所示, 可见混沌态下开关变换器的驱动脉冲频谱分散在多个周期频段内, 脉冲频谱的峰值明显降低, EMI被分散至各个频点, 实现了对驱动脉冲EMI的有效抑制.

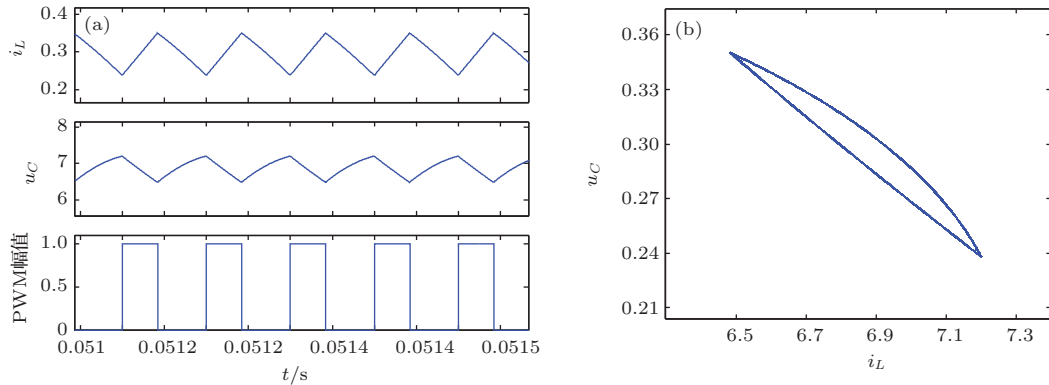


图11 $I_{ref} = 0.35, \varepsilon = 0$ 时, 周期1轨道波形图和相图 (a) 波形图; (b) 相图

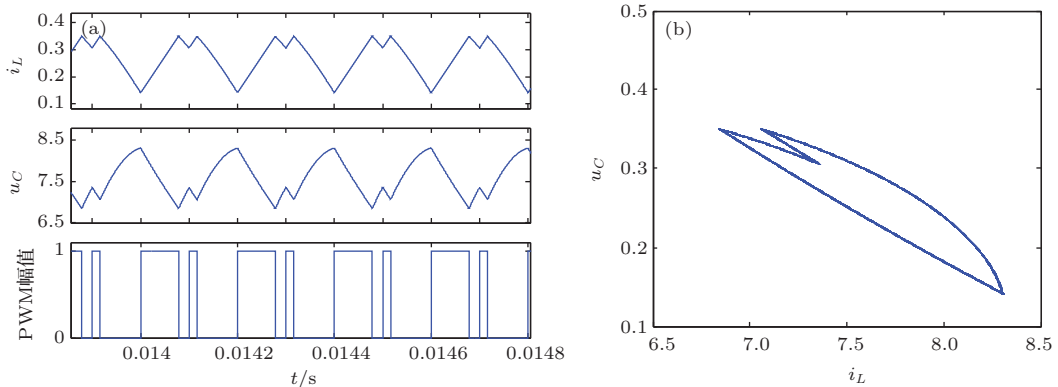


图12 $I_{ref} = 0.35, \varepsilon = 0.012$ 时, 周期2轨道波形图和相图 (a) 波形图; (b) 相图

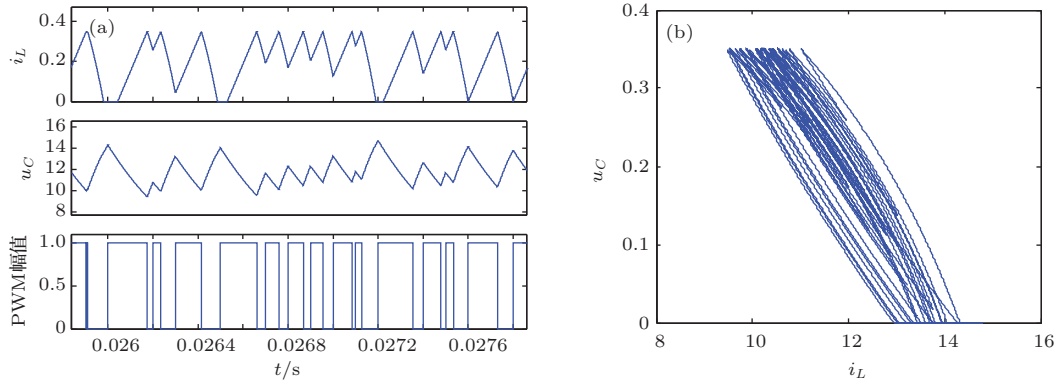


图13 $I_{ref} = 0.35, \varepsilon = 0.05$ 时, 混沌态波形图和相图 (a) 波形图; (b) 相图

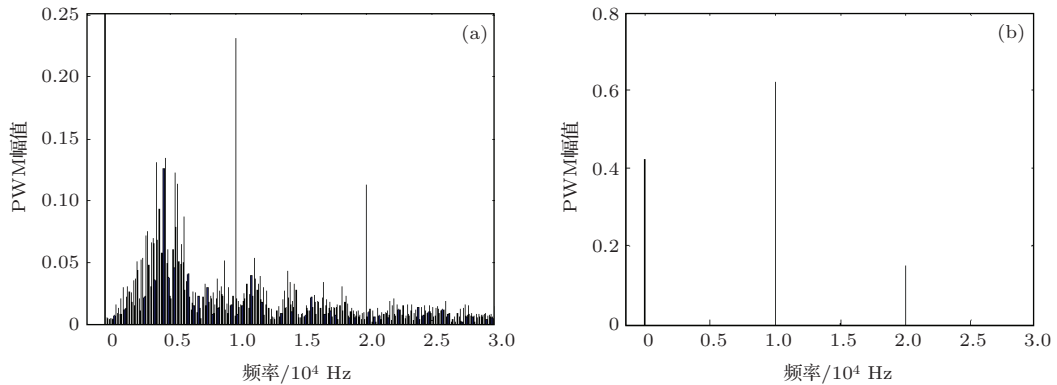


图14 混沌态与一周周期态驱动脉冲频谱 (a) $\varepsilon = 0.05$; (b) $\varepsilon = 0$

6 结 论

改变状态关联性的耦合系数可以将处于任意状态的电流型Boost变换器控制至任意不同的状态. 对处于混沌状态的系统可通过降低耦合系数, 使之收敛至平衡点或多种周期轨道; 对处于稳定的一周期状态的系统可增大耦合系数, 使之反混沌控制至混沌态或多种周期轨道.

本文通过建立电流型Boost变换器的离散数学模型, 利用单值矩阵探讨了系统的混沌与反混沌控制机理, 定量分析了耦合系数与系统控制方法之间的理论关系. 结果显示, 在耦合系数为负值的情况下, 变换器可实现混沌控制, 而耦合系数为正时, 系统易于实现反混沌控制. 利用MATLAB建立了系统的仿真模型, 得到的结果证明了该方法的有效性与易用性, 为变换器控制特性的研究提供了一种新颖的思路.

参考文献

[1] Vilamitjana E R, Aroudi A E, Alarcon E 2012 *Chaos in Switching Converters for Power Management: Design-*

ing for Prediction and Control (New York: Springer)

[2] Aroudi A E, Benadero L, Toribio E, Olivar G 1999 *IEEE Trans. Circuits Syst. I: Fundam. Theory Appl.* **46** 1374

[3] Giaouris D, Banerjee S, Imrayed O 2012 *IEEE Trans. Circuits Syst. I: Reg. Papers* **59** 207

[4] Liu F 2008 *Chin. Phys. B* **17** 2394

[5] Gira R, Aroudi A E, Martinez-Salamero L 2001 *Electron. Lett.* **37** 274

[6] Moreno-Valenzuela J 2013 *Commun. Nonlinear Sci. Numer. Simulat.* **18** 1

[7] Deane J H B, Ashwin P, Hamill D C, Jefferies D J 1999 *IEEE Trans. Circuits Syst. I: Fundam. Theory Appl.* **46** 1313

[8] Guzman-Guemez J, Moreno-Valenzuela J 2013 *Electron. Lett.* **49** 613

[9] Mainali K, Oruganti R 2010 *IEEE Trans. Power Electron.* **25** 2344

[10] Ott E, Grebogi C, Yorke J A 1990 *Phys. Rev. Lett.* **64** 1196

[11] Lu W, Zhou L, Luo Q 2008 *Phys. Lett. A* **372** 3217

[12] Zhou Y, Tse C K, Qiu S 2003 *Int. J. Bifurcat. Chaos* **13** 3459

[13] Bao B, Zhou G, Xu J 2011 *IEEE Trans. Power Electron.* **26** 1968

[14] Paramesh J, Jouanne A V 2001 *IEEE Trans. Ind. Electron.* **48** 111

- [15] Tse K K, Chung H S H, Huo S Y, So H C 2000 *IEEE Trans. Power Electron.* **15** 399
- [16] Jawaada W, Noorani M S M, Mossa Al-sawalha M 2012 *Chin. Phys. Lett.* **29** 120505
- [17] Patidar V, Pareek N K, Sud K K 2002 *Phys. Lett. A* **304** 121
- [18] 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]
- [19] 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]
- [20] Giaouris D, Banerjee S, Zahawi B, Pickert V 2008 *IEEE Trans. Circuits Syst. I: Reg. Papers* **55** 1084
- [21] Zhang F Y, Yang R, Long X L, Xie C Y, Chen H 2013 *Acta Phys. Sin.* **62** 218404 (in Chinese) [张方樱, 杨汝, 龙晓莉, 谢陈跃, 陈虹 2013 物理学报 **62** 218404]

Chaos control and anti-control in Boost converter based on altering correlation*

Zhang Fang-Ying¹⁾ Hu Wei^{1)†} Chen Xin-Bing¹⁾ Chen Hong¹⁾ Tang Xiong-Min²⁾

1) (Lab Center, Guangzhou University, Guangzhou 510006, China)

2) (Faculty of Automation, Guangdong University of Technology, Guangzhou 510006, China)

(Received 28 July 2014; revised manuscript received 29 September 2014)

Abstract

Chaos control and anti-control are one pair of inverse problems. In this paper, the correlation of system state variables is investigated, and the method of realizing the chaos control and anti-control of system under the condition of variation of correlation coefficients of current controlled continuous current mode Boost converter is analyzed. The above these lay the theoretical foundation for practical applications. Discrete-time model of system is established. The mechanisms of chaos control and anti-control in Boost converter are theoretically explained by monodromy matrix theory. The research results indicate that only when the correlation coefficient of system is changed, the Boost converter can be controlled from any state to period 1, 2, 4 orbits or chaotic state, which means that the output of the system can realize chaos control and anti-control. Simulation results verify the analysis results.

Keywords: Boost converter, altering correlation, chaos control, chaos anti-control

PACS: 84.30.Jc, 05.45.-a

DOI: 10.7498/aps.64.048401

* Project supported by the National Natural Science Foundation of China (Grant Nos. 51277035, 51207026) and the International Science and Technology Cooperation Program of Guangzhou City, China (Grant No. 2013J4500029).

† Corresponding author. E-mail: pehuwei@gzhu.edu.cn