

基于安匝和的隔离式开关变换器霍普夫分岔 与准周期现象研究

谢 帆¹,张 波¹,杨 汝²

(1.华南理工大学电力学院,广东 广州 510640;2.广州大学物理与电子工程学院,广东广州 510006)

摘 要: 本文以电压模式控制反激式变换器为例,研究了隔离式开关变换器的霍普夫分岔与准周期现象.基于安匝和建立系统的离散映射,运用频闪采样得到以控制周期为分岔参数的分岔图.在电流连续模式下,运用特征值法判断平衡点的稳定性及其失稳过程中的霍普夫分岔.提出变压器存在时系统自然周期的正确表达,并解释分岔时系统自然周期和控制周期与特征值的关系.分析了准周期和锁频现象的演化过程并运用转数加以区别.数论理论中的法里原理、魔梯现象和准周期转数的连分数表达在反激式变换器分岔过程中的体现也得到研究.最后,实验验证了理论分析的正确性.

关键词: 安匝和;反激式变换器;霍普夫分岔;准周期;锁频;法里原理;魔梯;连分数

中图分类号: TM17 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2013) 09-1778-06

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn> **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2013.09.017

Hopf Bifurcation and Quasi-Periodicity Phenomena in Isolated Switching Converters Based on Total Ampere-Turns

XIE Fan¹,ZHANG Bo¹,YANG Ru²

(1. College of Electric Power, South China University of Technology, Guangzhou, Guangdong 510640, China;

2. School of Physics and Electronic Engineering, Guangzhou University, Guangzhou, Guangdong 510006, China)

Abstract: Considering the voltage mode controlled flyback converter as the example, this paper studies Hopf bifurcation and quasi-periodicity phenomena in isolated switching converters. The discrete map of the system is derived based on total ampere-turns. Using stroboscopic sampling, bifurcation diagram is obtained with the control period as the bifurcation parameter. Hopf bifurcation phenomenon is studied by calculating the eigenvalues of the period-1 orbit as the equilibrium point loses its stability. The correct expression of natural period with the transformer is presented and the relationship between natural period and control period at Hopf bifurcation point is explained. The rotation number is used to distinguish the evolvement of quasi-periodicity and frequency locking phenomena. The embodiments of the Farey principle, devil's staircase and the expression of rotation number of quasi-periodicity are investigated as well. Finally, experimental results show that the theoretical analysis is correct.

Key words: total ampere-turns; flyback converter; Hopf bifurcation; quasi-periodicity; frequency locking; Farey principle; devil's staircase; continued fraction

1 引言

隔离式开关变换器(正激、反激、半桥、全桥电路等)在实现输入与输出电气隔离时,通常采用变压器来实现.变压器具有变压的功能有利于扩大变换器的输出设备应用范围,也便于实现不同电压的多路输出或相同电压的多种输出.运用变压器进行隔离使电源与负载两个直流系统之间是绝缘的,即使输出短路也不会影响外部

电源^[1].因此,隔离式变压器在人们的日常生活和生产中得到了广泛的运用.但是,开关变换器的非线性理论分析却只是集中在非隔离式开关变换器(Buck、Boost、Buck-Boost、Cuk电路等)中^[2-6],这是因为隔离式开关变压器中不存在如电感电流这样的连续的状态变量而致使分析无法进行.开关变换器高频化是其发展的重要方向,高频化可以使变换器小型化和轻便化.当控制频率远远大于变换器低滤波频率时,准周期和锁频等非线性

性现象将会出现^[7-9],所以高频化也使这些现象更易于发生在高频控制的隔离式开关变换器中,准周期和锁频现象的理论研究更是存在空白。

本文将以电压模式控制反激式变换器为例,运用安匝和概念^[10]建立系统的离散映射并分析系统在高频控制下的分岔行为.运用连续导通模式(CCM)定点方程和特征值法分析霍普夫分岔并提出变压器存在时系统自然周期表达式,说明分岔点处自然周期和控制周期与特征值的关系.对系统进入准周期和锁频现象后的一系列非线性行为以及这些现象中蕴含的法里原理、转数的魔梯图和准周期转数的连分数表示进行研究.仿真和实验证明,在隔离式开关变换器中此种研究方法是正确的。

2 基于安匝和的电压模式控制反激式变换器建模及其分岔行为

2.1 电压模式控制反激式变换器建模

电压模式控制反激式变换器的基本电路拓扑如图 1(a)所示,其主电路由输入电压 E 、开关管 S 、二极管 D 、电容 C 、负载电阻 R 和变压器组成.变压器的参数为原边电感 L_m 以及原副边的匝数比 $N_p:N_s$.控制回路由一个比较器和一个误差放大器组成,工作原理为:输出电压 v 与参考电压 V_{ref} 的误差经由放大系数为 k 的误差放大器放大,得到控制信号 V_{con} 与锯齿波信号 V_{ramp} 比较来控制 S .当 $V_{con} > V_{ramp}$ 时, S 导通, D 截止,原边电流 i_p 上升,副边电流 $i_s = 0$;当 $V_{con} < V_{ramp}$ 时, S 截止, D 导通, $i_p = 0, i_s$ 不断下降.当 i_s 下降到为零时, S 和 D 都截止, $i_p = i_s = 0$,称此时反激式变换器工作在不连续导通

模式(DCM).前两种情况下, i_p 与 i_s 不同时为零时,称变换器工作在 CCM. i_p 与 i_s 都不能作为变压器的系统变量,因为两者都是不连续的且在一个控制周期中只工作一段时间,如图 1(b).为此,用变压器原副两边的安匝和 ρ 取代非隔离式变换器中的电感电流作为一个状态变量.安匝和的定义表达如下^[10],

$$\rho(t) = N_p i_p(t) + N_s i_s(t). \quad (1)$$

系统的另一个状态变量为电容 C 两端的电压 v .令 $\mathbf{x} = [\rho, v]^T$,则此电路的状态方程为

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_1 \mathbf{x} + \mathbf{B}_1 E, & (S, D) = (\text{on}, \text{off}) \\ \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_2 \mathbf{x} + \mathbf{B}_2 E, & (S, D) = (\text{off}, \text{on}) \\ \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_3 \mathbf{x} + \mathbf{B}_3 E, & (S, D) = (\text{off}, \text{off}) \end{cases} \quad (2)$$

式中 \mathbf{A} 和 \mathbf{B} 是系统矩阵;其中

$$\mathbf{A}_1 = \mathbf{A}_3 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -1/RC \end{bmatrix}, \mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} N_p/L_m \\ 0 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} 0 & -N_p^2/N_s L_m \\ 1/N_s C & -1/RC \end{bmatrix}, \mathbf{B}_2 = \mathbf{B}_3 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}.$$

以锯齿波周期采样来构造频闪映射(即庞加莱截面法),解式(2)并根据文献[10]的方法,得到一个从 \mathbf{x}_n 到 \mathbf{x}_{n+1} 的离散模型为

$$\mathbf{x}_{n+1} = \begin{cases} \mathbf{C}_2(t_2) [\mathbf{C}_1(t_1) \mathbf{x}_n + \mathbf{D}_1(t_1) E], & \text{CCM} \\ \mathbf{C}_3(t_3) \mathbf{C}_2(t_2) [\mathbf{C}_1(t_1) \mathbf{x}_n + \mathbf{D}_1(t_1) E], & \text{DCM} \end{cases} \quad (3)$$

中 \mathbf{C} 和 \mathbf{D} 表示为:

$$\mathbf{C}_1(t) = \mathbf{C}_3(t) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & e^{-2at} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{C}_2(t) = \begin{bmatrix} \omega b(t) + aa(t) & -N_p^2 a(t)/N_s L_m \\ a(t)/N_s C & \omega b(t) - aa(t) \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{D}_1(t) = \begin{bmatrix} N_p t/L_m \\ 0 \end{bmatrix}, a(t) = e^{-at} \sin(\omega t)/\omega,$$

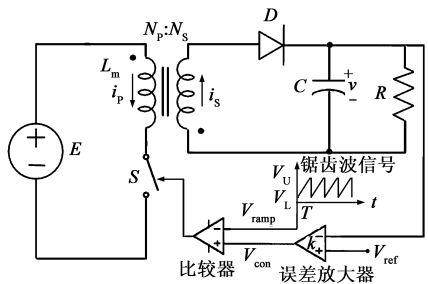
$$b(t) = e^{-at} \cos(\omega t)/\omega, \alpha = 1/2RC,$$

$$\omega = \sqrt{N_p^2/N_s^2 L_m C - 1/4R^2 C^2},$$

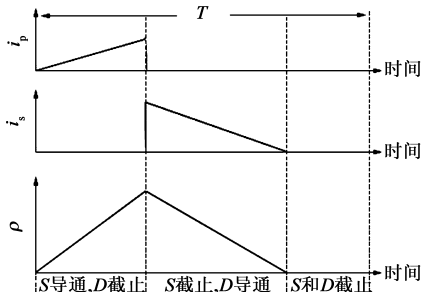
t_1, t_2 和 t_3 分别表示三种状态经历的时间间隔。

2.2 电压模式控制反激式变换器的分岔行为

选取电路参数为: $E = 5V, R = 15\Omega, C = 100\mu F, L_m = 1mH, N_p:N_s = 3:2, V_{ref} = 7V, k = 1, V_U = 8V, V_L = 0V$.根据(3)式,以控制周期 T 为分岔参数,在 T 变化区间



(a) 基本电路图



(b) 控制波形图

图1 电压模式控制反激式变换器

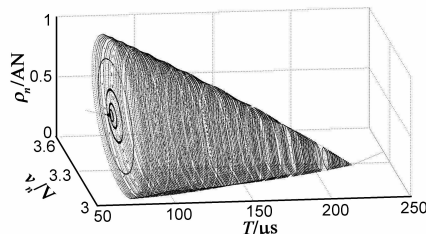


图2 以 T 为分岔参数的三维分岔图

($50\mu\text{s} \sim 250\mu\text{s}$)中每隔 $0.01\mu\text{s}$ 运用 Matlab 从 $x_0 = [0, 0]^T$ 起进行数值迭代, 迭代 10000 次, 把最后的 5000 个点示于三维分岔图图 2 中.

从图 2 可知, 随着 T 的增加, 在 $T = 70.05\mu\text{s}$ 时系统从 CCM 的周期 1 经由霍普夫分岔进入准周期和锁频状态, 并且准周期中二维环面的庞加莱截面越来越小和锁频周期也越来越少. 在 $T = 223\mu\text{s}$ 时, 系统进入 DCM 周期 1. 典型的各个工作状态的庞加莱截面演化分别如图 3 (a) ~ (f), 其中图 3 (a) 是用迭代结果最后 8000 个点显示的庞加莱截面图, 此图也表示在霍普夫分岔前, CCM 周期 1 是一个稳定的焦点. 为了更加直观的分析说明系统的演化, 此处运用 PSIM 高效仿真软件根据图 1 (a) 所示的电路图和在本小节参数搭建电压模式控制反激式变换器并把部分状态的时域波形示于图 4 中.

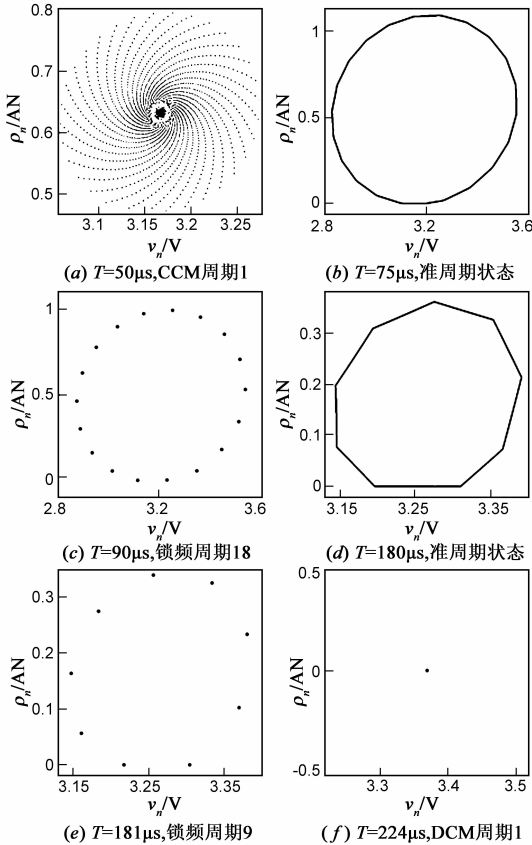


图3 典型庞加莱截面图

3 电压模式控制反激式变换器霍普夫分岔研究

在非隔离式开关变换器中, 系统的谐振周期即是低通滤波 RLC 电路的谐振周期^[11]. 对于有变压器存在的隔离式开关变换器 RLC 谐振电路, 系统谐振周期的计算应该通过原副两边的电流关系转换到其中一边进行, 因为能量的传递必须达到平衡. 在电压模式控制反

激式变换器中, 只有当 S 截止, D 导通时, RLC 谐振电路才起作用. 此时把副边电流转换到原边中并运用文献[11]的方法可解得如式(3)中的 ω (即是谐振电路的角频率)相同意义的值

$$\omega_0 = \sqrt{N_p / (N_s L_m C) - 1 / (4R^2 C^2)} \quad (4)$$

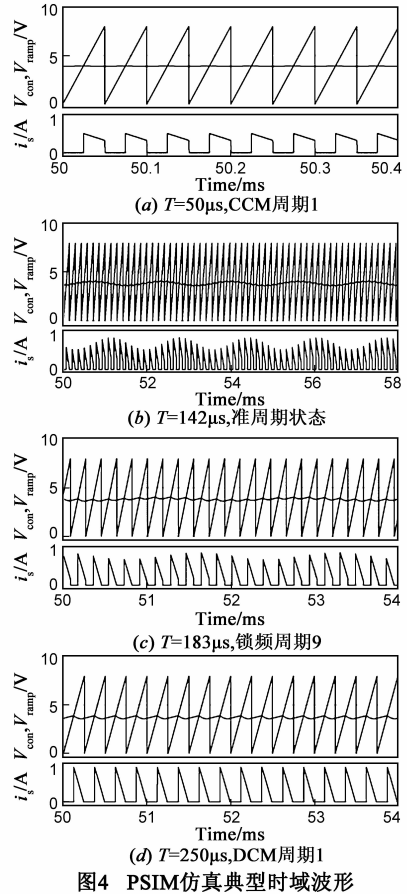


图4 PSIM仿真典型时域波形

这便是系统自然角频率. 因此, 基于上部分参数的系统谐振自然周期为 $T_0 = 2\pi / \omega_0 \approx 1628\mu\text{s}$. 由图 2 可知, 系统是在 CCM 周期 1 时发生霍普夫分岔进入准周期和锁频状态的. 设 CCM 周期 1 定点为 $x_c^* = [\rho_c^*, v_c^*]^T$, 依据文献[11]中分析周期态的方法和式(3)的定义, 可得定点方程

$$\mathbf{x}_c^* = \mathbf{C}_2(t_2) [\mathbf{C}_1(t_1) \mathbf{x}_c^* + \mathbf{D}_1(t_1) \mathbf{E}]. \quad (5)$$

式(5)为超越方程, 无法解得其解析解, 此处运用数值方法在 $T \in [50\mu\text{s}, 80\mu\text{s}]$ 的范围中解式(5)并把解代入特征值方程

$$\det \left[\lambda \mathbf{I} - \begin{pmatrix} \frac{\partial \rho_{n+1}}{\partial \rho_n} & \frac{\partial \rho_{n+1}}{\partial v_n} \\ \frac{\partial v_{n+1}}{\partial \rho_n} & \frac{\partial v_{n+1}}{\partial v_n} \end{pmatrix}_{\mathbf{x}_n = \mathbf{x}_c^*} \right] = 0 \quad (6)$$

式中, λ 为特征值, \mathbf{I} 为单位矩阵, ρ_{n+1} 与 v_{n+1} 由式(3) CCM 表达式决定.

取 1.2 节的电路参数值,通过解式(3)和式(6)可以得到随着 T 变化的特征值轨迹如图 5 所示.由图 5 可知,系统存在着一对共轭复数特征值且特征值的模随着 T 的增大而增大,这也是 CCM 周期 1 为稳定焦点的原因.当 $T < 70.05\mu\text{s}$ 时,两个特征都在单位圆之内;当 $T = 70.05\mu\text{s}$ 时,特征值的模等于 1,此时将发生霍普夫分岔,令 $T_h = 70.05\mu\text{s}$ 为霍普夫分岔点;当 $T > 70.05\mu\text{s}$ 时,系统进入准周期和锁频状态.由图 5(b)可知,在 T_h 处,系统的特征值为 $\lambda_{1,2} = 0.9636 \pm 0.2670j = e^{\pm 0.2703j}$,令 $\theta_h = 0.2703$.此时系统的自然周期与控制周期存在的关系为 $T_0 = 2\pi T_h / \theta_h \approx 1628\mu\text{s}$,这与之前由系统参数计算得到的系统谐振周期是一致的.因此,说明霍普夫分岔及其之后出现的准周期和锁频现象是动力学系统自然周期和控制周期内禀作用的结果,而不依赖于其它条件的振动.

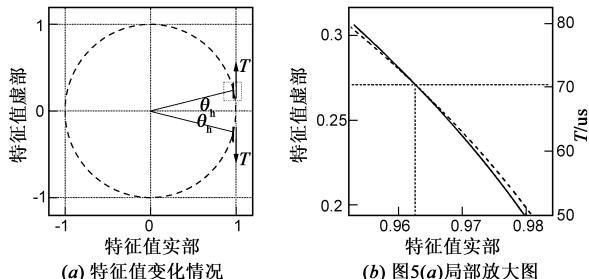


图5 特征值轨迹

4 电压模式控制反激式变换器准周期和锁频现象研究

由图 2 可知,在发生霍普夫分岔之后,系统进入准周期和锁频状态.另一方面,根据霍普夫分岔原理^[8],分岔后定点变为不稳定并出现极限环振荡.对比图 2,系统的极限环就是以准周期和锁频现象的形式出现的.极限环振荡是一种可能会出现时间平移对称性的周期振荡,但是在准周期现象中这种时间平移对称性出现了对称破缺即是不稳定极限环,而锁频现象即是具有平移时间对称性的稳定极限环.极限环产生的机理是 RLC 低通滤波器受到周期性开关的作用,因此可以看成是自然周期与控制周期之间耦合的结果.这种耦合将会在相空间中产生二维环面,利用 PSIM 仿真软件可得到如图 6 所示的二维环面相图.

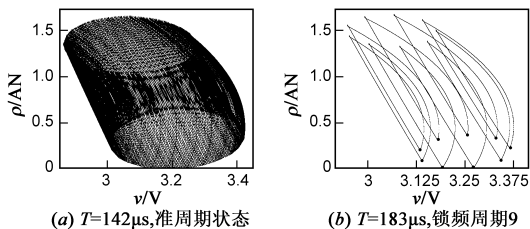


图6 PSIM仿真相图

分析此类耦合运动的性质时,周期的作用是决定性的.文献[12]指出在圆映射线性系统中,定义耦合周期之比为转数来研究周期之间的耦合,而在非线性系统中转数又重新定义为每次映射引起的角移动的平均数.电压模式控制反激式变换器是一高阶非线性系统,其转数也应考虑非线性引起的变化,定义转数也应从系统的具体演化着手.当系统经过 q 次迭代映射后,系统变量不变,此过程中变量递增或递减翻转的次数为 $2p$,则转数定义为:

$$w = p/q \tag{7}$$

当 w 为有理数时,系统作周期运动处于锁频状态.当 w 为无理数时,系统处于准周期状态.将图 2 部分参数空间以 v 为状态变量的二维分岔图示于图 7(a)中,根据式(7)得到相应转数随分岔参数变化的关系示于图 7(b).由图 7(a)可知,对于转数分别为 p/q 与 p'/q' 的锁频周期轨道,其中间必存在以下锁频周期轨道:

$$\frac{p''}{q''} = \frac{p + p'}{q + q'} \tag{8}$$

例如,在周期 $1/9$ 与周期 $1/8$ 中间存在着周期 $2/17$,而在周期 $2/17$ 和 $1/8$ 中间存在着周期 $3/25$.如此便可排列出无穷多锁频区并构成数论中的法里树.这也是数论中的法里原理^[12]在电压模式控制反激式变换器系统演化过程中的体现.图 7(b)表示转数的变化关系图是一梯形曲线,其中的一些平台(w 一定)便是锁频区且各锁频区被 w 为无理数的准周期区所分隔开.由于代表锁频区的有理数是稠密的,任意无理数的领域都有无穷多有理数,因此图 7(b)中相邻平台之间任一小部分放大都会有无穷多平台.这种具有自相似结构的梯形图,称为魔梯,在圆映射中有大量体现^[12].

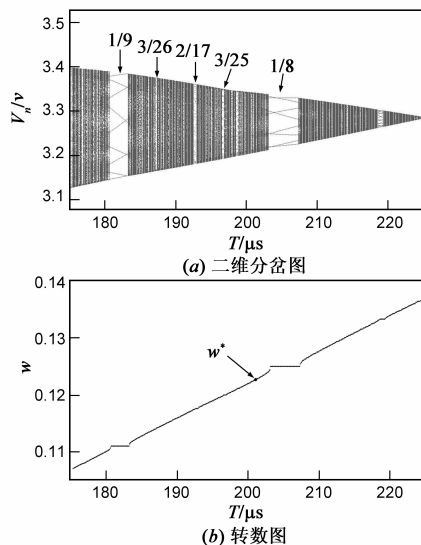


图7 二维分岔图和转数图

在准周期振荡中,每一个无理数转数 w 都可以表

示为连分数的形式,以下以 $w^* = 17^{1/2} - 4 = 0.123\ 105\ 625\ 617\dots$ (当 $T = 201.5\mu\text{s}$, 见图 7(b)) 为例进行说明.

令 $F_{n+1} = 8F_n + F_{n-1}$, $F_0 = 0$, $F_1 = 1$, 则序列

$$G_n = F_n / F_{n+1} = 1 / (8 + F_{n-1} / F_n) \quad (9)$$

在 $n \rightarrow \infty$ 时, 其极限 G 满足以下方程:

$$G = 1 / (8 + G). \quad (10)$$

式(10)的解是

$$G = \sqrt{17} - 4 = w^* \quad (11)$$

这表示无理数 w^* 可表示为式(9)所示的连分数形式, 它可以不同精度的表示为有理数 G_n . 其它的无理数转数均可效仿作法用适当的连分数表示. 因此, 所有准周期无理数转数都可用连分数表示, 它们都可以以任意精度用有理数逼近.

5 实验验证

为了验证理论分析的正确性, 搭建了一台电压模式控制反激式变换器样机. 开关管采用 IRF640 型 MOSFET 管, 二极管用 MBR340 型快速恢复二极管, 锯齿波信号运用 NE555 型时基芯片产生, 放大器和比较器分别运用 TL082 和 LM311 型集成运算放大器芯片, 驱动电路采用 TLP250 型专用驱动芯片, 电路参数与 2.2 节相同.

实验中, 运用电流检测器对副边电流进行测试, 同时还测试控制电压和锯齿波电压, 典型实验波形如图 8 所示. 图 8(a) 为 $T = 75\mu\text{s}$ 时, 系统运行在 CCM 周期 1 中; 图 8(b) 为 $T = 150\mu\text{s}$ 时, 系统运行在准周期状态中; 图 8(c) 为 $T = 250\mu\text{s}$ 时, 系统运行在锁频状态周期 9 中; 图 8(d) 为 $T = 400\mu\text{s}$ 时, 系统运行在 DCM 周期 1 中. 从图 8 可知, 此处和理论计算之间出现了状态偏移, 如图 8(c) 中的锁频状态出现在 $T = 250\mu\text{s}$ 处, 这远远超过了理论计算的范围. 状态偏移的出现是由于实际电路

中寄生参数(如变压器中的漏电感和磁心损耗, 电路中的其它等效电阻等)在理论计算被忽略了. 但随着控制周期的增大, 实验波形的演化趋势与理论分析是一致的.

6 结论

基于数值分析的非隔离式开关变换器非线性现象研究已经取得了丰富的成果, 但运用数值分析对隔离式开关变换器的研究却很少. 另一方面高频化使隔离式变换器出现的准周期和锁频等非线性现象的研究还未被涉及. 因此, 本文运用安匝和概念对电压模式控制反激式变换器进行了建模和数值分析, 同时结合软件仿真和电路实验进行解析. 分析过程中发现电压模式控制反激式变换器作为一种周期驱动非线性系统在高频率控制时会出现霍普夫分岔, 从而进入准周期和锁频状态. 本文首次提出在变压器存在时, 系统自然周期的表达式, 并说明了霍普夫分岔点处系统特征值与自然周期和控制周期之间的关系. 运用转数分析了准周期和锁频现象之间的区别, 且分析了系统随着转数变化出现的魔梯现象和准周期转数的连分数表示方法.

对霍普夫分岔以及准周期和锁频现象的研究可以得到自然周期与控制周期之间耦合关系对电路设计的影响. 从而有助于设计者分析电路参数减少这些现象对实际电路的影响, 设计出更为可靠、更加面向实际应用的隔离式开关变换器.

参考文献

- [1] 刘凤君. 现代高频开关电源技术及应用[M]. 北京: 电子工业出版社, 2008. 13 - 32.
Liu Feng-jun. Modern High Frequency Switch Power Supply Technology and Its Application[M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2008. 13 - 32. (in Chinese)
- [2] 包伯成, 许建平, 刘中. 斜坡补偿 Buck 变换器工作状态域估计[J]. 电子学报, 2009, 37(12): 2787 - 2791.
Bao Bo-cheng, Xu Jian-ping, Liu Zhong. Estimation of operation state regions for buck converter[J]. Acta Electronica Sinica, 2009, 37(12): 2787 - 2791. (in Chinese)
- [3] 张立森, 王立志. PWM 型开关电容 DC-DC 变换器的非线性动力学行为研究[J]. 电子学报, 2008, 36(2): 266 - 270.
Zhang Li-sen, Wang Li-zhi. Study on nonlinear dynamics behavior in PWM switched-capacitor DC-DC converter[J]. Acta Electronica Sinica, 2008, 36(2): 266 - 270. (in Chinese)
- [4] 任海鹏. 平均电流控制型 PFC Boost 变换器中的低频分岔现象研究[J]. 电子学报, 2006, 34(5): 784 - 789.
Ren Hai-peng. Investigation of low frequency bifurcation in average current controlled power factor correction boost converter[J]. Acta Electronica Sinica, 2006, 34(5): 784 - 789. (in Chi-

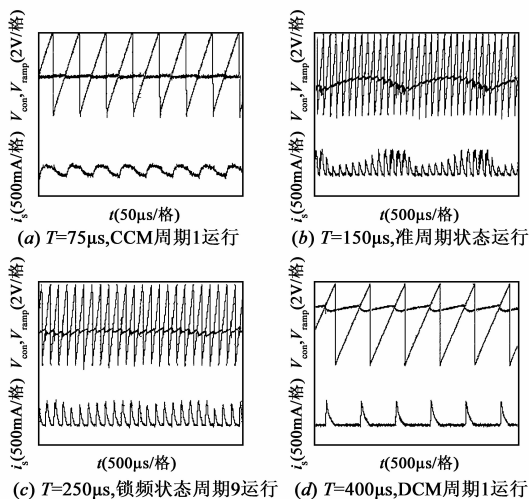


图8 控制电压, 锯齿波电压和副边电流实验波形图

nese)

- [5] 周宇飞, 陈军宁, 柯导明. 电流模式控制 Boost 变换器中的呼吸现象[J]. 电子学报, 2005, 33(5): 915 - 919.
Zhou Yu-fei, Chen Jun-ning, Ke Dao-ming. Breathing in current-mode controlled boost converter[J]. Acta Electronica Sinica, 2007, 27(28): 102 - 106. (in Chinese)
- [6] Giaouris D, Banerjee S, et al. Complex interaction between tori and onset of three-frequency quasi-periodicity in a current mode controlled boost converter[J]. IEEE Trans on Circuits and Systems-I, 2012, 59(1): 207 - 214.
- [7] Maity S, Tripathy D, Bhattacharya T K, et al. Bifurcation analysis of PWM-1 voltage-mode-controlled Buck converter using the exact discrete model[J]. IEEE Trans on Circuits and Systems-I, 2007, 54(5): 1120 - 1130.
- [8] Aroudi A E, Leyva R. Quasi-periodic Route to Chaos in a PWM voltage-controlled DC-DC boost converter [J]. IEEE Trans. CAS - I. 2001, 48(8): 967 - 978.
- [9] Banerjee S, Verghese G C. Nonlinear Phenomena in Power Electronics[M]. New York: IEEE Press, 2001. 232 - 240.
- [10] Xie F, Yang R, Zhang B. Bifurcation and border collision analysis of voltage-mode-controlled flyback converter based on total ampere-turns[J]. IEEE Trans on Circuits and Systems-I, 2011, 58(9): 2269 - 2280.
- [11] 谢帆, 杨汝, 张波. 电流反馈 Buck 变换器二维分段光滑系统边界碰撞和分岔研究[J]. 物理学报, 2010, 59(12): 8393 - 8406.
Xie Fan, Yang Yu, Zhang Bo. Study on border collision and bifurcation of two-dimensional piecewise smooth systems in current mode controlled buck converter[J]. Acta Physica Sinica, 2010, 59(12): 8393 - 8406. (in Chinese)

- [12] 刘秉正, 彭建华. 非线性动力学[M]. 北京: 高等教育出版社, 2004. 283 - 295.

Liu Bing-zheng, Peng Jian-hua. Nonlinear Dynamics [M]. Beijing: Higher Education Press, 2004. 283 - 295. (in Chinese)

作者简介



谢帆 男, 1985 年出生于广东省陆丰市, 现为华南理工大学电力学院博士研究生, 研究方向为电力电子电路与系统中的非线性行为和混沌动力学.

E-mail: 263743433@qq.com



张波 男, 1962 年出生于上海市, 现为华南理工大学电力学院教授, 博士生导师, 主要研究方向为电力电子及电力传动.

E-mail: epbzhang@scut.edu.cn



杨汝 女, 1971 年出生于湖南省长沙市, 现为广州大学物理与电子工程学院教授, 硕士生导师, 主要研究方向为电力电子装置及 EMI 抑制.

E-mail: lisayang702@aliyun.com