

# 平均电流控制型 PFC Boost 变换器中的 低频分岔现象研究

任海鹏<sup>1,2</sup>

(1 西安交通大学电子与信息工程学院, 陕西西安 710049 2 西安理工大学信息与控制工程系, 陕西西安 710048)

**摘要:** 在设计和分析平均电流控制型功率因数校正 (PFC) Boost 变换器时, 通常假设其工作在电流连续模式下, 而采用电流连续模式下的平均模型分析变换器的动力学特性. 而实际的变换器可能工作在电流断续状态, 当变换器负载较小时, 电流断续状态更加明显. 因此, 采用电流连续状态下的平均模型无法准确描述变换器的特性, 尤其是混沌和分岔现象. 本文采用考虑电流断续工作状态的状态空间模型, 对 PFC 变换器中的低频分岔现象进行了分析, 得到了低频分岔图, 使该变换器由倍周期分岔到达混沌的路径更加清楚, 使人们可以更全面理解这种变换器的动力学行为. 并从分岔的角度分析了变换器的稳定性. 其结果表明, 变换器的输出电容和负载对变换器的稳定性具有很强的影响. 通过给出的参数分岔图和二维参数与稳定性的映射图, 为更好地设计变换器提供了指导. 仿真分析结果和实验结果表明了本文所提方法的合理性和结果正确性.

**关键词:** 电力电子变换器; 功率因数校正; 电流断续模式; 分岔; 混沌

**中图分类号:** TM 17 TM 219 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2006) 05-0784-06

## Investigation of Low Frequency Bifurcation in Average Current Controlled Power Factor Correction Boost Converter

REN Haipeng

(1. School of Electronics and Information Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an, Shaanxi 710049, China;

2. Department of Information and Control Engineering, Xi'an University of Technology, Xi'an, Shaanxi 710048, China)

**Abstract** It is conventionally assumed that the average current controlled Power Factor Correction (PFC) boost converter operates in Continuous Conduction Mode (CCM), and hence the average CCM model is used for analyzing the dynamics of the converter. In fact, the converter might work in Discontinuous Conduct Mode (DCM), especially in the light load condition. Therefore, the average CCM model cannot predict the dynamical characteristics accurately, especially bifurcation and chaos phenomena. The state space model, which covers possible DCM operation, is employed to investigate the low frequency bifurcation of the PFC converter. Low frequency bifurcation diagram is derived, which makes the route from period doubling bifurcation to chaos clear and makes a better understanding of the dynamics of the converter. The stability of the converter is investigated from the viewpoint of bifurcation, whose results show that the output capacitance and the load make great contributions to the stability of the converter. One dimensional bifurcation diagram and two dimensional parameters stability map give the hint to better understand and design the converter. The consistence of the simulation results and experiment results shows that the proposed method is reasonable and the results are correct.

**Key words** power electronics converter; power factor correction; discontinuous conduct mode; bifurcation; chaos

### 1 引言

在开关电源的设计过程中, 人们习惯采用线性化模型, 这样的模型可以方便地应用人们比较熟悉的频域理论

进行分析, 使设计的过程简化. 但是带来的问题是分析的准确性降低, 很多非线性现象不能解释<sup>[1]</sup>. 近年来, 人们已经认识到这种线性化方法所带来的问题, 并采用非线性的理论和方法来分析和解释很多线性化方法不能解释的现

象, 这些努力的直接结果是解释和预测了在各种 DC-DC 变换器中发生的混沌和分岔现象<sup>[2-7]</sup>.

在 DC-DC 变换器中, 非线性现象表现为系统的结构根据开关器件的状态在多个线性拓扑结构之间周期地切换, 构成所谓分段线性 (Piece Wise Linearity). 人们在 DC-DC 变换器的混沌和分岔问题的研究中, 已经得到了一些典型的由分岔通向混沌的途径, 如倍周期分岔、边界碰撞、Neimark Cacker分岔等. 在对这些分岔现象进行分析时, 所采用的是离散迭代映射 (Discrete Iteration Map), 这种迭代映射描述了由一个开关时刻到下次开关时刻的离散动力学特性.

最近, 对 PFC 变换器的研究中发现了高频分岔现象 (Fast Scale Bifurcation)<sup>[8,9]</sup> 和低频分岔现象<sup>[10]</sup>. 对于高频分岔和混沌现象进行分析的过程中, 由于在开关周期内, 输入电压的变化可以忽略, 因此, 可以采用类似于 DC-DC 变换器的方法, 建立离散迭代映射, 分析分岔点与参数之间的关系. 对于低频分岔行为, 由于在线电压周期 (Line Cycle)内, 输入电压波动很大, 因此无法采用迭代映射分析系统的低频动力学特性. 为了解决这个问题, Tse等提出了两级平均模型 (Double Averaging Model) 来预测 PFC 的低频周期 2分岔点<sup>[11]</sup>. 但是由于这种方法采用了开关周期内平均加线电压周期内平均, 完全忽略了拓扑结构的变换和输入电压的变化, 因此其只能预测周期 2点, 无法分析和复现高周期的混沌运动, 因此周期 2分岔以后如何到达混沌不得而知.

通常在进行功率因数校正变换器设计时, 假设其工作在电流连续状态<sup>[12]</sup>, 因此, 很自然地人们会采用电流连续模型来分析这种变换器的动力学特性<sup>[10,11]</sup>. 但实际上功率因数校正变换器在输入正弦电压过零点处通常会工作在电流断续状态. 在轻载情况下, 在整个线周期内变换器可能都工作在电流断续模式下<sup>[13]</sup>. 而功率因数校正变换器的低频分岔和混沌通常发生在轻载情况下, 在这种情况下, 变换器交替地工作在电流连续和电流断续模式之间. 电流连续和电流断续状态之间的切换也是导致混沌现象发生的一个因素<sup>[14]</sup>, 因此, 使用电流连续状态下的状态平均模型分析 PFC BOOST变换器的动力学特性, 将无法得到准确的结果, 正是由于这个原因, Orabi等没能得到周期 2后的分岔行为<sup>[10]</sup>.

本文采用考虑了电流断续工作状态的状态空间模型, 对平均电流控制型的 PFC BOOST变换器中的低频分岔现象进行了分析, 这种模型可以根据电感电流和开关的状态自动在电流连续工作状态与电流断续工作状态之间切换, 利用这种方法得到了该变换器低频分岔图, 使得变换器由倍周期分岔到达混沌的路径更加清楚. 为了研究变换器参数与系统稳定性之间的关系, 文中给出了参数与稳定性之间映射图, 这些结果能够帮助人们更好地理解变换器内在的动力学特性, 从而为更好的设计变换器提供理论指导.

## 2 功率因数校正变换器的工作原理

平均电流控制型的 PFC Boost变换器的原理图如图 1 所示. 该电路有两个基本功能: (1) 将输入的交流电压变换成稳定的直流电压 (有纹波), 因此, 该变换器是一个 AC-DC 变换器; (2) 交流侧电流与电压同相位, 并且波形尽可能一致, 以保持高功率因数, 完成功率因数校正功能. 功率变换级电路采用 Boost结构, 由电感  $L$ 、电容  $C$ 、二极管  $D$ 、功率器件  $S$  和负载电阻  $R_L$  构成. 功率器件  $S$  的控制通过 UC3854A 完成. 控制电路由一个电压外环和一个电流内环构成电压、电流双闭环控制. 电压环通过改变电流指令信号  $i_{ref}$  的平均峰值来调整输出电压. 电流指令信号  $i_{ref}$  由电压控制器的输出  $v_y$  和整流后的电压  $v_{in}$  相乘并除以  $v_{in}$  通过滤波器后的电压  $v_y$  的平方得到, 这样得到的电流指令信号  $i_{ref}$  具有与  $v_{in}$  相同的波形, 并且幅值由电压控制器输出  $v_y$  控制. 为了保持电压环的增益基本恒定, 电压控制器的输出在与  $v_{in}$  相乘之前先除以  $v_{in}$  的滤波值  $v_y$  的平方. 通过这样的电路结构和控制方式实现的电路叫作平均电流控制型 PFC Boost变换器

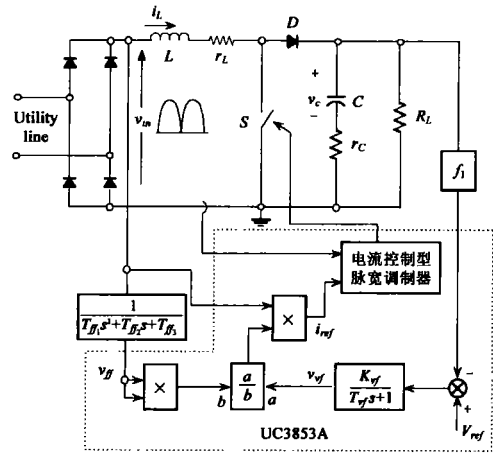


图 1 功率因数校正 Boost变换器的工作原理图

## 3 功率因数校正变换器的数学模型

### 3.1 主电路数学模型

考虑到主电路可能工作在电流断续状态, 本文使用考虑电流断续状态的状态空间模型, 其数学描述如下:

$$\dot{x} = A_1 x + B_1 v_{in}, \quad S \text{ 开通} \quad (1)$$

$$\dot{x} = A_2 x + B_2 v_{in}, \quad S \text{ 关断并且电感电流 } i > 0 \quad (2)$$

$$\dot{x} = A_3 x + B_3 v_{in}, \quad S \text{ 关断且电感电流 } i = 0 \quad (3)$$

其中  $v_{in}$  不控整流桥的输出,  $x$  为状态变量, 其定义为  $x = [v_c \quad i]^T$ ,  $A_i$  和  $B_i$  ( $i = 1, 2, 3$ ) 表示如下:

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{C(R_L + r_c)} & 0 \\ 0 & -\frac{r_l}{L} \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{C(R_L + r_c)} & \frac{R_L}{C(R_L + r_c)} \\ -\frac{R_L}{L(R_L + r_c)} & -\frac{1}{L} \left[ \frac{R_L r_c}{(R_L + r_c)} + r_L \right] \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$A_3 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{C(R_L + r_c)} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$B_1 = B_2 = [0 \quad 1/L]^T \quad (7)$$

$$B_3 = [0 \quad 0]^T \quad (8)$$

### 3.2 控制电路的数学模型

忽略电容的等效串联电阻  $r_c$  上的电压, 可以得到电压控制器的数学模型如下:

$$T_{ef} \frac{dv_{ef}}{dt} + v_{ef} = K_{ef} (V_{ref} - f_1 v_c) \quad (9)$$

输入电压滤波器的数学模型可以描述如下:

$$T_{ff1} \frac{d^2 v_{ff}}{dt^2} + T_{ff2} \frac{dv_{ff}}{dt} + T_{ff3} v_{ff} = v_{in} \quad (10)$$

电流指令信号可以表示为

$$i_{ef} = \frac{(v_{ef} - v_{con}) i_c}{v_{ff}^2} \quad (11)$$

其中  $v_{con}$  为控制集成芯片中的设计参数<sup>[12]</sup>.

电流控制器的数学模型可以用如下状态空间模型描述:

$$\dot{y} = Gy + Hw \quad v_{ef} = Cy + Dw \quad (12)$$

其中  $y = [y_1 \quad y_2]^T$  为内部状态变量,  $w = [i_{ef} \quad i_c]^T$  为输入变量,  $v_{ef}$  为电流控制器输出信号,  $G = \begin{bmatrix} g_{11} & g_{12} \\ g_{21} & g_{22} \end{bmatrix}$  为电

流控制器的状态矩阵,  $H = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$  为输入矩阵,  $C = [1$

$0]$  为观测矩阵,  $D = [d_1 \quad d_2]$  为前馈矩阵.

开关信号由电流控制器输出信号与锯齿波载波信号比较后得到, 锯齿波载波信号如下:

$$v_{comp} = V_L + (V_U - V_L) \frac{t \bmod T}{T} \quad (13)$$

其中  $V_L$  和  $V_U$  为锯齿波信号最低电位和最高电位,  $T$  为载波周期, 当  $v_{ef}$  大于  $v_{comp}$  时, 功率器件导通, 否则关断.

由上面的分析可见, 式(1~3)描述的主电路的动态特性表现为分段线性, 整体上为非线性, 这种非线性特性是一般的 DC-DC 变换器所共有的. 同时, 由于控制电路中的模拟乘法、除法、平方等非线性运算, 使得平均电流控制型的功率因数校正 Boost 变换器具有比其他 DC-DC 变换器更强的非线性. 另外, 大范围时变的输入  $v_{in}$  也是一般 DC-DC 变换器所没有的. 从频域上看, 该电路中有两种周期的时变信号, 一个是以周期  $T$  变化的功率器件开关信号, 其变化速度很快 (60~100kHz); 另一个是频率为输入线电压频率两倍的  $v_{in}$ . 对于这样一个复杂的非线性电路, 目前还没有合适的理论方法 (如离散迭代映射等) 来对它可能表现

出的非线性现象进行全面分析. 所幸的是, 我们可以通过计算机仿真来对其可能表现出的非线性现象进行研究.

### 4 低频分岔行为的仿真研究

根据上述数学模型, 采用 MATLAB 建立了平均电流控制的功率因数校正 Boost 变换器的仿真模型. 输出电压为 370V, 不控整流输入侧线电压频率 60Hz, 其他参数的标称值由表 1 给出.

表 1 参数标称值

Parameters	Value	Parameters	Value
$K_{ef}$	58.6	$T_{ff1}$	$3.9 \times 10^{-3} \text{ s}^2$
$f_1$	0.008	$T_{ff2}$	0.9758s
$T_{ef}$	0.0113s	$T_{ff3}$	51.05
$d_1$	3.6k $\Omega$	$T$	$1 \times 10^{-5} \text{ s}$
$d_2$	$R_L$	$L$	0.585mH
$h_{11}$	$10^{10} \Omega / \text{s}$	$r_L$	0.3 $\Omega$
$h_{12}$	$6.11 \times 10^5 \Omega \cdot \text{s}$	$r_c$	0.8 $\Omega$
$g_{11}$	$-5.556 \times 10^5 \text{ s}^{-1}$	$v_{con}$	1.5V
$g_{12}$	$5.556 \times 10^5 \text{ s}^{-1}$	$V_L$	0.63V
$g_{21}$	$8.17 \times 10^4 \text{ s}^{-1}$	$V_U$	6.56V
$g_{22}$	$-8.17 \times 10^4 \text{ s}^{-1}$	$V_{ref}$	3V

图 2 中给出了平均电流控制型功率因数校正 Boost 变换器的动态特性的仿真结果, 其中所用子图中的电流波形都通过低通滤波器滤掉由于功率器件开关引起的高频波动, 以得到更为直观清晰的低频波形. 图 2(a) 为变换器的周期 1 运动状态, 这时, 电感电流呈现比较理想的正弦半波波形, 相应地, 输出电容电压以输入交流电压周期的二分之一为周期的小幅值波动, 这种周期 1 工作状态是电力电子变换器的稳定工作状态, 工作在这种状态下的变换器是稳定的. 图 2(b) 是周期 2 工作状态. 这时, 输出电压和电流的波形的周期都是周期 1 状态时相应波形周期的两倍. 图 2(c) 是周期 3 状态. 这时, 波形的周期更长. 图 2(d) 是混沌状态, 这时的波形是非周期的. 变换器的周期 1 工作状态是设计时的理想状态, 此时, 变换器输入的交流电压电流同相位、波形一致, 功率因数接近为 1, 完成了功率因数校正功能. 当变换器处于周期 2 以上的周期运动状态时, 变换器的功率因数明显下降, 通过快速傅立叶变换, 可以计算图 2(b) 状态是功率因数为 0.68, 图 2(c) 的功率因数为 0.676. 当变换器工作在混沌状态时, 由于混沌信号是非周期的, 因此功率因数已经没有了定义, 但是可以肯定的是, 功率因数校正的功能被完全破坏, 因为混沌信号中含有多种准谐波成份. 相比之下, 这种变换器的高频分岔<sup>[8,9]</sup>, 对于功率因数和输出影响很小, 例如在文献[8]中, 尽管高频分岔已经发生, 但是可以计算得到整体的功率因数仍高达 0.98 以上. 因此, 平均电流控制型 PFC 变换器中的低频分岔现象应该得到更多的重视和研究.

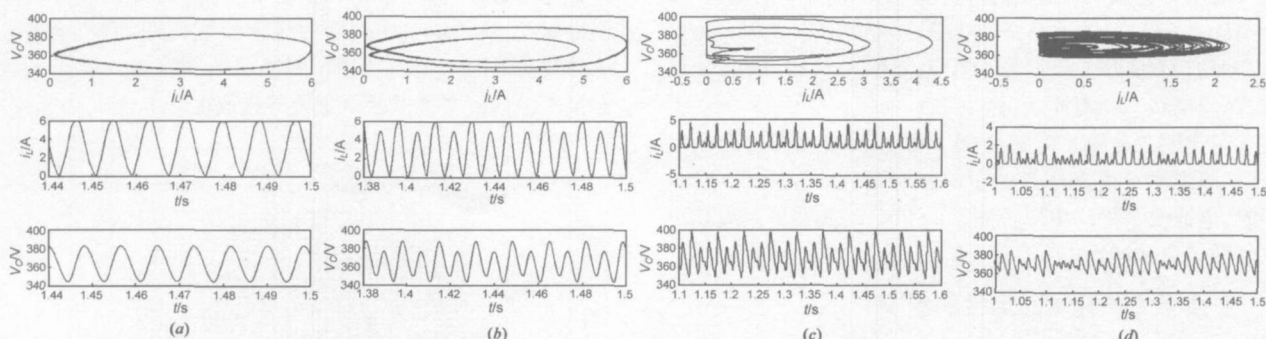


图 2 平均电流控制型 PFC Boost 变换器的动力学行为仿真结果, 各子图中上面为电感电流和电容电压的相平面图、中间为电感电流的时域波形图、下面为电容电压的时域波形图, 输出电容都为  $65\mu\text{F}$ 。(a) 参数为输入交流电压为  $80\text{V}$ , 负载电阻为  $450\Omega$ 。(b) 参数为输入电压为  $80\text{V}$ , 负载电阻为  $550\Omega$ 。(c) 对应参数为输入电压为  $90\text{V}$ , 负载电阻为  $1250\Omega$ 。(d) 参数为交流电压为  $100\text{V}$ , 负载电阻为  $2500\Omega$

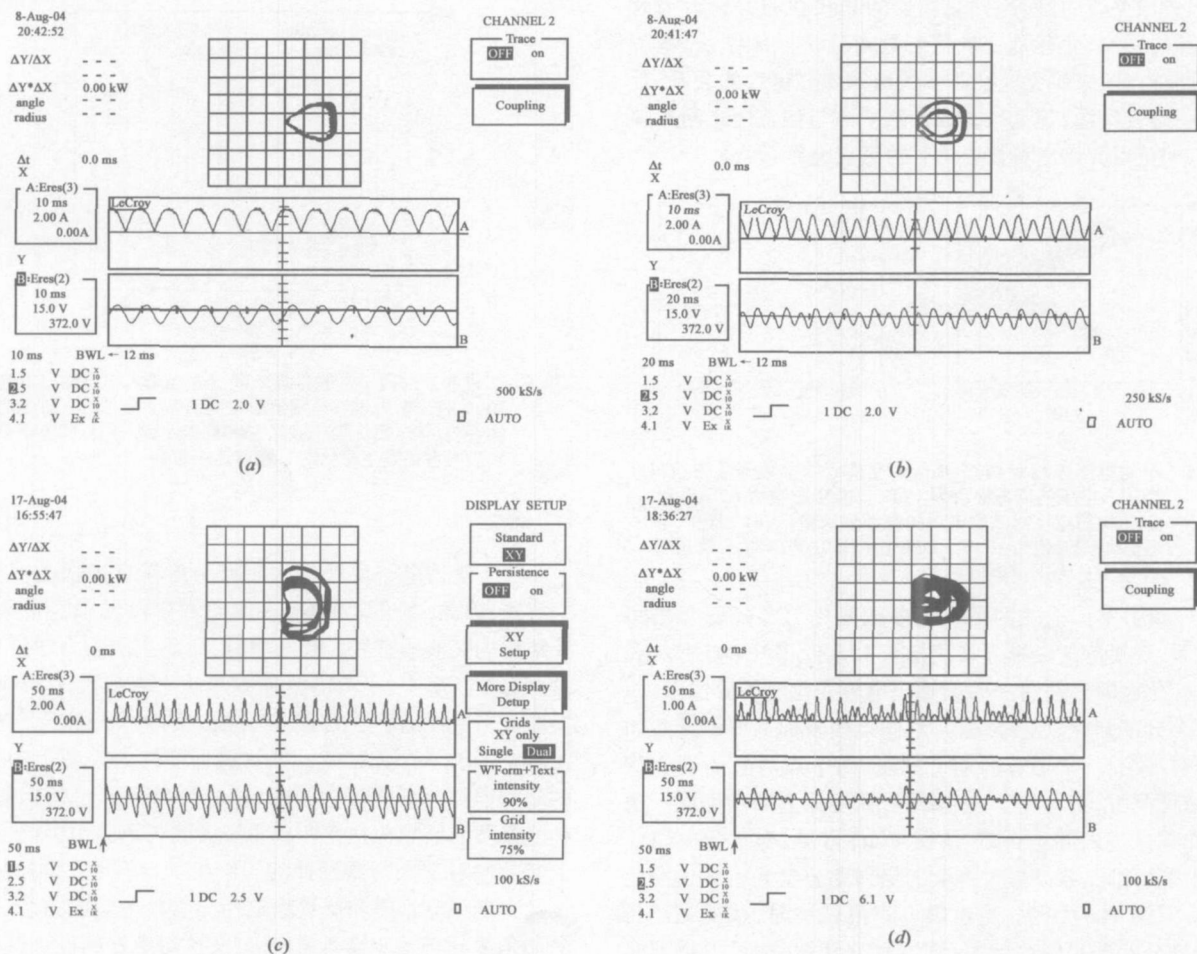


图 3 与图 2 对应的实验结果。(a) 周期 1 运动状态; (b) 周期 2 运动状态; (c) 高周期运动状态; (d) 混沌运动;

仿真结果表明, 平均电流控制型的功率因数校正变换器可以表现出丰富的动力学特性, 包括稳定的周期运动、倍周期分岔、高周期运动和混沌现象。值得说明的是, 图 2 (c) 中的高周期状态是采用电流连续状态下的平均模型进行分析时无法得到的<sup>[10]</sup>, 这也证明了我们采用的方法的合

理性。下面一节将通过实验验证这些仿真结果。

### 5 实验结果

为了验证仿真结果的正确性, 设计了平均电流控制型 PFC 变换器的样机, 样机中采用 UC3854A 为控制核心, 实

现对电压和电流的控制. 获得实验结果如图 3所示. 图 3中的 (a)、(b)、(c)、(d)分别与图 2中的 (a)、(b)、(c)、(d)对应. 分别为实验得到的稳定周期 1 状态, 周期 2 状态, 高周期状态和混沌状态.

对比图 2和图 3可见, 仿真结果和实验结果吻合的很好, 从而说明了仿真结果的正确性和所用方法的合理性. 同时, 也证明了平均电流控制型的 PFC 变换器可以表现出丰富的动力学特性.

### 6 变换器的参数对稳定性的影响

以上通过仿真和实验说明了平均电流控制方式下, PFC Boost变换器能够表现出丰富的动力学行为. 这些结果有助于我们对这种变换器工作特性的理解和解释一些以往用线性分析方法无法解释的现象. 对于变换器的设计人员, 更加关心的是, 这种变换器的非线性动力学行为对于设计的影响, 尤其是变换器参数对稳定性的影响. 本节通过两种方法来研究变换器参数与系统稳定性的关系, 其一是一维分岔图, 其二是二维参数平面与稳态性之间的映射图, 期望以此给出参数变化时的稳定边界.

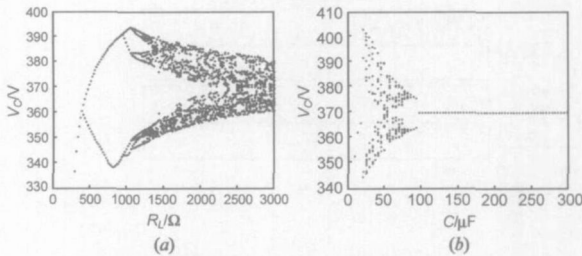


图 4 平均电流控制型 PFC Boost 变换器的参数分岔图. (a) 当输入电压的均方根值为 130V, 输出电容为 65  $\mu$ F 时, 输出电压对负载电阻的参数分岔图; (b) 当输入电压的均方根值为 100V, 负载电阻为 2500  $\Omega$  时, 输出电压对输出电容的参数分岔图.

一维分岔图描述的是系统参数变化与系统稳态之间的关系. 变换器的一维分岔图如图 4所示, 其中 (a)为负载电阻变化时的分岔图; (b)为输出电容变化时的分岔图. 一维参数分岔图可以这样解释, 对应于横坐标某值的纵向如果只有一个点, 则对应周期 1 状态, 两个点对应周期 2 状态, 依此类推, 当对应于一个参数, 纵坐标上的点连成一条线时, 系统进入混沌状态. 从图 4(a)可见, 当负载电阻由小到大变化时, 系统经过连续的倍周期分岔最终到达混沌状态. 从图 4(b)可见, 当输出电容值减小时, 系统也经历倍周期分岔到达混沌状态. 从参数分岔图, 也可以得到参数的稳定边界, 即倍周期分岔边界.

为了研究二维参数变化对稳定性的影响, 图 5给出了二维参数平面与稳态性之间的映射图. 图中符号“ $\cdot$ ”表示周期 1 工作状态, “ $\times$ ”表示周期 2 工作状态, “ $\circ$ ”表示周期 4 工作状态, “ $\Delta$ ”表示更高的周期状态和混沌状态. 由图 5可以更清晰的得到参数的稳定边界和稳定区域. 由图 4和图 5可知, 负载电阻和输出电容对变换器的稳定性具有

决定性的影响, 电容越大稳定性越好, 但是变换器的体积将变大. 负载越大变换器的稳定性能越好, 但是输出电压的波动范围也变大. 同时, 变换器的交流输入电压的均方根值也会使变换器的稳定边界有改变.

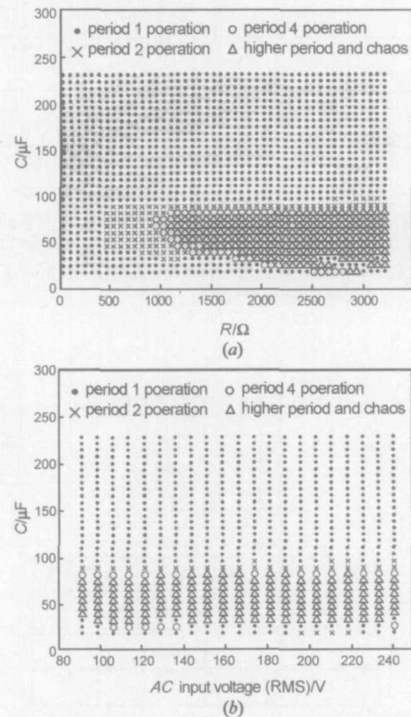


图 5 二维参数对稳定性的影响分析. (a) 当输入电压均方根值为 100V 时, 输出电容值和负载电阻值发生变化时, 对稳定性的影响; (b) 当负载电阻为 2000  $\Omega$  时, 输入电压均方根值和输出电容值发生变化时对稳定性的影响.

### 7 结论

对于电力电子变换器的研究一般具有很强的工程应用背景, 因此, 在这个领域, 人们通常可以发现, 当一种拓扑结构的变换器已经广泛应用时, 而对它的动力学特性还没有完全了解<sup>[1]</sup>. 平均电流控制的功率因数校正 Boost变换器就是这样的例子之一. 结合前人的研究成果<sup>[8-10]</sup>和通过本文中的工作可以使人们对这种变换器表现出的复杂的动力学行为有比较全面的理解. 与高频分岔相比较, 这种变换器的低频分岔特性对变换器的功率因数影响更大, 低频分岔对于变换器设计的影响更大, 应该更加重视. 本文通过低频分岔图和低频稳定性与参数平面的关系, 从分岔的角度分析了变换器的稳定性, 这对更好的设计这种变换器具有很好的指导作用.

从变换器混沌理论分析的角度讲, 本文的工作仅比较准确地反映了这种变换器的所有低频动态特性, 对于这种复杂的变换器分岔理论分析模型的研究 (例如离散迭代模型) 仍是将来的一个研究方向.

致谢 本文中的部分工作是作者在日本九州大学系统与情报科学研究院进行访问研究期间完成, 作者衷心感

谢在此期间 T. N. inom iya 教授的指导和帮助。

### 参考文献:

- [1] Chi K Tse, Mario Di Bernardo. Complex behavior in switching power converter [J]. Proceeding of IEEE, 2002, 90(5): 768 - 781
- [2] Fossas E, Olivar G. Study of chaos in Buck Converter [J]. IEEE Trans on Circuits and Systems Part I, 1996 43(1): 13 - 25
- [3] Yuan G H, Banerjee S, Ott E, Yorke J A. Border-collision Bifurcation in the Buck Converter [J]. IEEE Trans on Circuits and Systems Part I, 1998, 45(7): 707 - 716
- [4] Aroudi A E, Bemadero L, Toribio E, Olivar G. Half bifurcation and chaos from tonus breakdown in a PWM voltage controlled DC-DC boost converter [J]. IEEE Trans on Circuits and Systems Part I, 1999, 46(11): 1374 - 1382
- [5] 曲颖, 张波. 电压控制型 BUCK 变换器 DCM 的精确离散模型及分叉稳定性分析 [J]. 电子学报, 2002, 30(8): 1253 - 1256  
Qu Ying, Zhang Bo. The precise mathematical discrete model of buck converter in DCM and its analysis for bifurcation stability [J]. Acta Electronica Sinica, 2002, 30(8): 1253 - 1256 (in Chinese)
- [6] 周宇飞, 等. 开关功率变换器中的间歇现象——仿真与实验 [J]. 电子学报, 2004, 32(2): 264 - 268  
Zhou Yufei et al. Intermittency in switching power converters simulation and experiment [J]. Acta Electronica Sinica, 2004, 32(2): 264 - 268 (in Chinese)
- [7] 任海鹏, 刘丁. Boost 变换器中的混沌现象及其控制的仿真研究 [J]. 系统仿真学报, 2004, 16(11): 2529 - 2532  
Ren Hai peng, Liu Ding. On simulation of chaotic behaviors in Boost converters and its control [J]. Journal of system simulation, 2004, 16(11): 2529 - 2532 (in Chinese)
- [8] O Driaga, Chi K Tse, Heibert H C Lu, INagy. Bifurcation behavior of a power factor correction Boost converter [J]. International Journal of Bifurcation and Chaos, 2003, 13(10): 3107 - 3114
- [9] 马西奎, 刘伟增, 张浩. 快时标意义下 BOOST PFC 变换器中的分岔与混沌现象分析 [J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(5): 61 - 67.  
Ma X kui, Liu Wei zeng, Zhang Hao. Analysis of fast scale bifurcation and chaos phenomena in Boost PFC converter [J]. Proceeding of CSEE, 2005, 25(5): 61 - 67. (in Chinese)
- [10] M O rabi T N inom iya. Nonlinear dynamics of power factor correction converter [J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2003, 50(6): 1117 - 1125.
- [11] S C W ong, C K Tse, M O rabi T N inom iya. Method of double averaging for modeling PFC switching converters [A]. Proceeding of 35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference [C]. USA: IEEE press, 2004, 3202 - 3208
- [12] L H D ion. Average current mode control of switching power supplies [Z]. Unintrod Power Supply Design Seminar Annual SEM 700, 1990
- [13] Koen De Gussan é, David M. Van De Sype, Alex P Van den Bossche, Jan A Mekebeek. Digital control of Boost PFC converters operating in both continuous and discontinuous conduction mode [A]. Proceeding of 5th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference [C]. USA: IEEE press, 2004, 2346 - 2352
- [14] Sukanya Panij, Soumitro Banerjee. Bifurcation due to transition from continuous conduction mode to discontinuous conduction mode in Boost converter [J]. IEEE Trans on Circuits and Systems Part I, 2003, 50(11): 1464 - 1469.

### 作者简介:



任海鹏 男, 1975年3月出生于黑龙江省肇州县. 2003年在西安理工大学获得电力电子与电力传动专业博士学位, 2005年11月进入西安交通大学控制科学与技术博士后流动站从事科研工作. 研究方向为电力电子与电力传动、控制理论与应用. 已发表相关论文 30余篇.

E-mail: renhaipeng@xaut.edu.cn