

# 基于开关电感结构的混合升压变换器 非线性现象研究\*

刘洪臣<sup>†</sup> 杨爽 王国立 李飞

(哈尔滨工业大学电气工程及自动化学院, 哈尔滨 150001)

(2013年3月21日收到; 2013年4月12日收到修改稿)

将开关电感结构嵌入到传统 Boost 变换器中可以显著提高 Boost 变换器的电压传输比, 同时减少开关器件的电流应力, 降低损耗, 提高效率, 具有广阔的应用前景. 本文首次研究了基于开关电感结构的混合升压变换器的分岔和混沌现象, 导出了连续电流模式下的离散迭代映射模型, 采用分岔图分析了电路参数对系统性能的影响, 发现此变换器不仅发生了倍周期分岔、边界碰撞分岔、切分岔和阵发混沌, 还存在一种特殊的现象: 随着电容  $C$  和电感  $L_2$  的减小, 电路的运行状态并非严格经历 1 倍周期、2 倍周期和 4 倍周期, 而是在 4 倍周期期间发生了分岔轨迹相交的情况, 在相交的一点, 变换器工作于周期 3. 最后通过典型的时域波形和相轨图验证了这种特殊现象的存在. 研究结果表明, 当电路参数变化时, 基于开关电感结构的混合升压变换器比传统低维 Boost 变换器具有更加复杂、多样化的非线性现象.

**关键词:** 开关电感, 混合升压变换器, 离散迭代映射, 混沌

**PACS:** 05.45.-a, 05.45.Pq, 05.45.Jn

**DOI:** 10.7498/aps.62.150505

## 1 引言

开关电感结构是近年来提出的一种新型拓扑, 这种拓扑有多种组合形式, 可以嵌入到传统 DC-DC 变换器中, 极大的增强变换器的升压/降压能力. 例如, 传统 Boost 变换器的理想电压传输比为  $1/(1-D)$ , 其中  $D$  为占空比, 采用开关电感结构代替输入侧电感, 不仅可以将其理想的电压传输比增大  $(1+D)$  倍, 与使用变压器进行升压的电路相比, 还可以降低开关器件的电压、电流应力, 减少电路损耗, 提高系统效率<sup>[1,2]</sup>.

基于开关电感结构的混合升压变换器在具有上述优点的同时, 也存在不可忽略的隐患, 电感数量的增加导致电路阶数的增高, 文献 [3—5] 指出, 较之低维 DC-DC 变换器, 高阶电路中会存在更加丰富的非线性现象. 研究开关变换器的非线性行为能帮助我们认识电路参数变化对系统性能的影响.

如今, 国内外对低阶功率变换器 (Buck, Boost, Buck-Boost) 中混沌现象的研究已经比较深入<sup>[6,7]</sup>. 人们利用非线性动力学理论、数值模拟和电路实验等方法, 证实了传统 Boost 变换器中存在边界碰撞分岔、倍周期分岔、切分岔、准周期通向混沌、共存吸引子等丰富的非线性现象<sup>[8-11]</sup>. 然而, 对于基于开关电感结构的混合升压变换器的非线性现象的研究成果却未见报道. 本文首次研究了这种新型混合升压变换器的分岔和混沌现象, 从状态方程出发, 导出了连续电流模式 (CCM) 下的离散迭代映射模型; 绘制了分别以参考电流、输入电压、负载电阻、电容和电感作为变化量的分岔图, 根据分岔图分析了电路参数对系统性能的影响; 研究结果表明: 系统不仅发生了倍周期分岔、边界碰撞分岔、切分岔和阵发混沌, 还存在一种特殊的非线性现象: 随着电容  $C$  和电感  $L_2$  的减小, 电路的运行状态并非严格经历 1 倍周期、2 倍周期和 4 倍周

\* 国家自然科学基金 (批准号: 51107016), 国家重点基础研究发展计划项目 (973 计划)(批准号: 2013CB035605) 和黑龙江省博士后科研启动金 (批准号: LHB-Q12086) 资助的课题.

<sup>†</sup> 通讯作者. E-mail: fennmiao@hit.edu.cn

期,而是在 4 倍周期期间发生了分岔轨迹相交的情况,在相交的一点,变换器工作于周期 3. 最后,在 Matlab/Simulink 平台中搭建了符合实际电路限定条件的仿真模型,得到了典型的时域波形和相轨图,验证了上述特殊现象的存在,同时证明了离散迭代模型的正确性. 研究结果对此类变换器的非线性分析以及电路参数设计都具有重要的指导意义和应用价值.

## 2 变换器的工作原理与建模

### 2.1 工作原理

基于开关电感结构的混合升压变换器的电路原理图如图 1 所示,其主电路拓扑采用由三个二极管和两个电感组成的开关电感结构代替传统 Boost 变换器的输入侧电感,因此,这种变换器是由两个电感和一个电容组成的三阶电路. 电路工作原理如下: 将电感  $L_1$  的电流  $i_{L1}$  与参考电流  $I_{ref}$  比较的结果作为 RS 触发器 R 端的输入,时钟信号通过触发

器的 S 端输入,触发器的输出 Q 控制开关管 S 的通断. 令电路工作于 CCM 模式下,则当时钟脉冲到来时,触发器置 1,开关管 S 导通,二极管  $D_0, D_{12}$  截止,  $D_1, D_2$  导通,电感  $L_1, L_2$  并联充电,电容 C 向负载提供能量,此时电路等效为图 2(a) 所示的形式;当  $i_{L1}$  增加到峰值参考电流  $I_{ref}$  时,触发器复位,开关管 S 截止,二极管  $D_0, D_{12}$  导通,  $D_1, D_2$  截止,电感  $L_1, L_2$  串联,输入电压  $E$  以及电感  $L_1, L_2$  共同为电容 C 充电,并向负载提供能量,此时电路等效为图 2(b) 所示的形式.

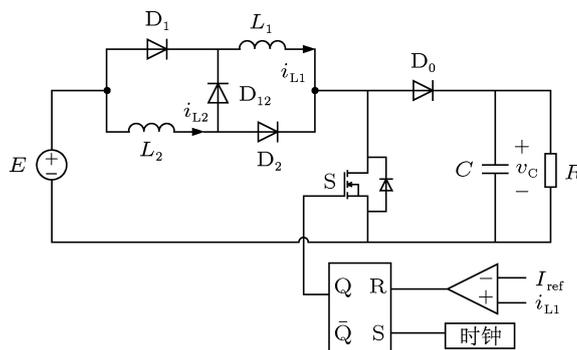


图 1 基于开关电感结构的混合升压变换器

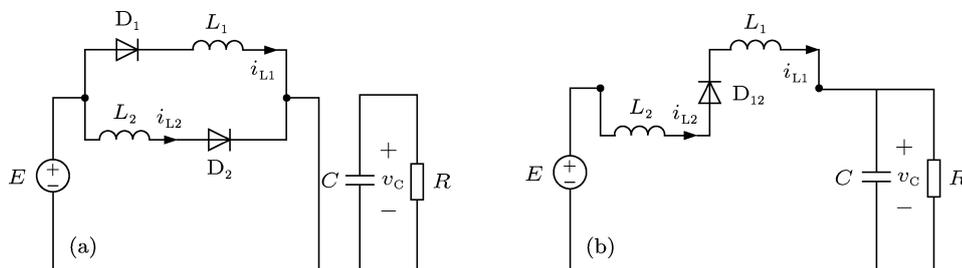


图 2 不同开关状态对应的电路拓扑 (a) 模式 1:S 导通; (b) 模式 2:S 截止

对应图 2 所示两种工作模式的等效电路,假设在一个周期  $T$  内,模式 1 所经历的时间为  $t_n$ ,直流输入电压为  $E$ ,取状态变量为  $x = [i_{L1} \ i_{L2} \ v_C]^T$ ,则变换器工作于模式 1 时的状态方程为

$$\dot{x} = A_1 x + B_1, \quad nT \leq t \leq nT + t_n, \quad (1)$$

其中

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1/RC \end{bmatrix}, \quad B_1 = \begin{bmatrix} 1/L_1 \\ 1/L_2 \\ 0 \end{bmatrix}.$$

变换器工作于模式 2 时的状态方程为

$$\dot{x} = A_2 x + B_2 E, \quad nT + t_n \leq t \leq (n+1)T, \quad (2)$$

其中

$$A_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1/(L_1 + L_2) \\ 0 & 0 & -1/(L_1 + L_2) \\ 1/C & 0 & -1/RC \end{bmatrix},$$

$$B_2 = \begin{bmatrix} 1/(L_1 + L_2) \\ 1/(L_1 + L_2) \\ 0 \end{bmatrix}.$$

### 2.2 离散迭代映射模型

由于开关变换器是分段线性系统,直接通过状态方程分析其非线性动力学特性十分困难,故一般应用数据采样方法建立变换器的离散模型. 典型的

数据采样方法有频闪映射、S 开关映射和 A 开关映射三种形式. 其中, 频闪映射作为一种非线性建模方法, 已被广泛应用于开关变换器的非线性现象研究 [12-14].

频闪映射是按一个固定的频率采样电路的状态, 采样频率一般为电路的开关频率, 设在  $t = nT (n = 1, 2, 3, \dots)$  时刻对电路的各状态变量进行采样,  $T$  是电路的开关周期, 得到电路的状态  $x_n = x(nT), x_{n+1} = x((n+1)T)$ .

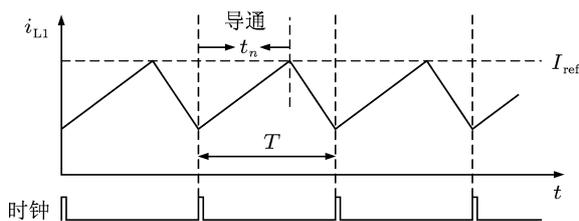


图3  $t_n < T$  时的频闪采样示意图

设电感电流  $i_{L1}$  上升到  $i_{ref}$  的时间为  $t_n$ , 图 3 给出了  $t_n < T$  时的频闪采样示意图. 设电流  $i_{L1}$  在采样时刻  $nT$  的电流值为  $i_{1,n}$ , 电流  $i_{L2}$  在采样时刻  $nT$  的电流值为  $i_{2,n}$ , 电压  $v_C$  在采样时刻  $nT$  的电压值为  $v_n$ , 则状态方程 (1) 的解可表示为

$$\begin{aligned} i_{L1}(t) &= Et/L_1 + i_{1,n}, \\ i_{L2}(t) &= Et/L_2 + i_{2,n}, \\ v_C(t) &= v_n e^{2kt}, \end{aligned} \quad (3)$$

其中,  $k = -\frac{1}{2RC}$ .

当变换器工作于模态 2 时, 由状态方程 (2) 可导出关于状态变量  $v_C$  的二阶微分方程如下:

$$\ddot{v}_C + \frac{1}{RC} \dot{v}_C + \frac{1}{C(L_1 + L_2)} v_C = \frac{1}{C(L_1 + L_2)} E. \quad (4)$$

当  $R > \frac{1}{2} \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{C}}$  时, 微分方程 (4) 的特征方程存在两个不等的虚根, 微分方程 (2) 中电感电流  $i_{L1}$  和电容电压  $v_C$  的解为

$$\begin{aligned} i_{L1}(t) &= Ce^{kt} [(c_1 k + c_2 w) \cos wt \\ &\quad + (c_2 k - c_1 w) \sin wt] + e^{kt} (c_1 \cos wt \\ &\quad + c_2 \sin wt) / R + E / R, \\ v_C(t) &= e^{kt} (c_1 \cos wt + c_2 \sin wt) + E, \end{aligned} \quad (5)$$

其中

$$c_1 = v_n e^{2kt_n} - E,$$

$$\begin{aligned} c_2 &= \frac{RI_{ref} - E - c_1/2}{wCR}, \\ w &= \sqrt{\frac{1}{(L_1 + L_2)C} - (-k)^2}. \end{aligned}$$

此时, 电感电流  $i_{L2}$  解的表达式与  $i_{L1}$  相同, 但所取初值不同, 电流  $i_{L1}$  的初值等于  $I_{ref}$ , 而电流  $i_{L2}$  的初值为  $i_{L2}(t_n) = Et_n/L_2 + i_{2,n}$ .

在模态 1 下, 电流  $i_{L1}$  经时间  $t_n$  上升到  $I_{ref}$ , 则由 (3) 式可知

$$t_n = L_1 \times \frac{I_{ref} - i_{1,n}}{E}. \quad (6)$$

若  $t_n \geq T$ , 则在  $nT - (n+1)T$  时间段内, 变换器只工作于模态 1, 则

$$\begin{aligned} i_{1,n+1} &= i_{1,n} + ET/L_1, \\ i_{2,n+1} &= i_{2,n} + ET/L_2, \\ v_{n+1} &= v_n e^{2kT}. \end{aligned} \quad (7)$$

若  $t_n < T$ , 则在  $nT - (nT + t_n)$  时间段内, 变换器工作于模态 1, 在  $(nT + t_n) - (n+1)T$  时间段内, 变换器工作于模态 2, 则电感电流  $i_{L1}$  和输出电压  $v_C$  的离散映射模型为

$$\begin{aligned} i_{1,n+1} &= Ce^{kt_m} [(c_1 k + c_2 w) \cos wt_m \\ &\quad + (c_2 k - c_1 w) \sin wt_m] + e^{kt} (c_1 \cos wt_m \\ &\quad + c_2 \sin wt_m) / R + E / R, \\ v_{n+1} &= e^{kt_m} (c_1 \cos wt_m + c_2 \sin wt_m) + E, \end{aligned} \quad (8)$$

其中,  $t_m$  为开关管关断的时间, 且

$$t_m = T \times \left[ 1 - \left( \frac{t_n}{T} \right) \bmod 1 \right].$$

如上所述, 电感电流  $i_{L2}$  的迭代表达式与  $i_{L1}$  相同, 只是所取初值不同.

### 3 变换器的动力学行为分析

对于非线性电路, 可以通过时域波形图和相轨图直接观测电路的运行状态, 也可以采用分岔图和庞加莱截面法对电路进行定性分析. 本文通过分岔图分析了不同电路参数对系统性能的影响, 并通过时域图和相图观测了系统的动力学演化过程, 验证了离散模型的正确性. 取变换器的开关频率为 10 kHz, 初始电路参数设置如下:  $E = 10 \text{ V}, R = 10 \text{ } \Omega, L_1 = 1 \text{ mH}, L_2 = 1 \text{ mH}, C = 10 \text{ } \mu\text{F}, I_{ref} = 3 \text{ A}$ .

### 3.1 分岔图

以上述初始电路参数为基础, 选取其中某一参数为变量, 固定其他参数, 则可得到状态变量随该参数变化的分岔图. 图 4(a)—(f) 分别给出状态变量随参考电流、电感  $L_1$ 、负载电阻、输入电压、电容和电感  $L_2$  变化的分岔图, 由仿真结果可知, 这种基于开关电感结构的混合升压变换器具有比以往传统 Boost 变换器更加复杂的非线性动力学行为.

如图 4(a) 所示, 当参考电流从 1 A 增加到 13 A 的过程中, 变换器的输出电压  $v_C$  由稳定的周期 1 经倍周期分岔转变为周期 2、周期 4; 当参考电流增大到 6.2 A 左右时, 四条轨线中两条再次发生分岔, 另两条未分岔, 形成周期 6, 然后激变进入混沌状态; 然而, 这个混沌状态并没有被保持, 而是突然

向周期态转变并发生分岔, 文献 [8] 指出这种现象为切分岔, 切分岔之前的混沌称为阵发混沌. 当参考电流为 11 A 左右时, 变换器结束切分岔, 产生激变, 彻底进入混沌状态.

由图 4(b) 不难看出, 电感  $L_1$  的变化对输出电压  $v_C$  产生的影响与参考电流变化时的影响相类似, 随着  $L_1$  的增大, 变换器由规则的倍周期分岔变为周期 4, 然后发生不规则分岔变为周期 6, 接着激变进入阵发混沌状态. 当  $L_1$  大于 2.5 mH 时, 切分岔与阵发混沌交替出现, 其中周期 6 窗口是阵发混沌中较为明显的周期窗.

图 4(c) 给出电感电流  $i_{L1}$  随负载电阻  $R$  的变化, 参考文献 [15] 中对 Buck-Boost 变换器电感电流边界的推导, 结合本章所取的初始电路参数

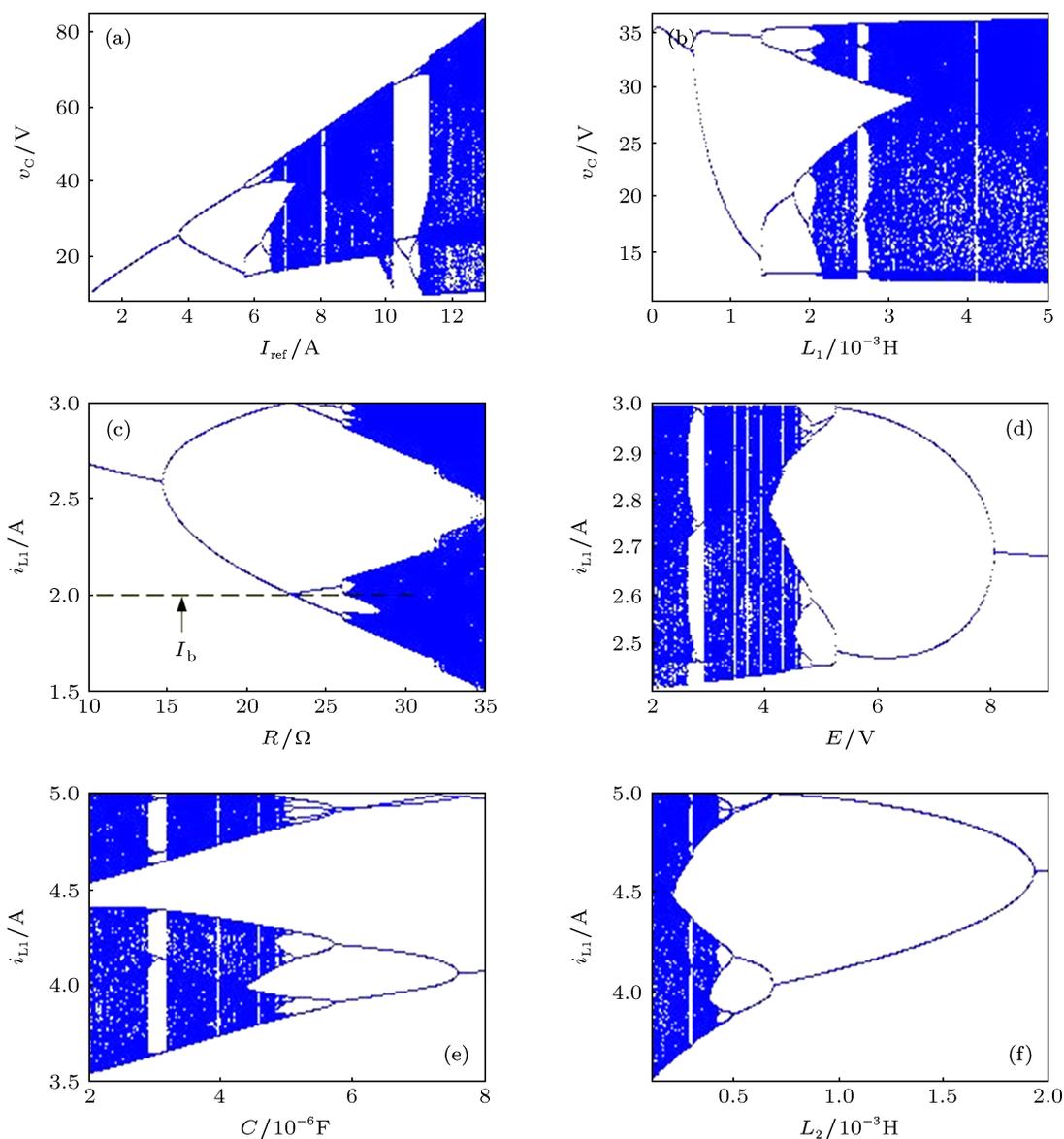


图 4 不同电路参数下的分岔图 (a)  $I_{ref}$  为分岔参数; (b)  $L_1$  为分岔参数; (c)  $R$  为分岔参数; (d)  $E$  为分岔参数; (e)  $C$  为分岔参数; (f)  $L_2$  为分岔参数

和变换器的工作原理可推导出图 4(c) 对应的电感电流边界为  $I_b = I_{ref} - ET/L_1 = 2$  A, 则由图 4(c) 可知, 随着  $R$  的增加,  $i_{L1}$  经历由周期 1 到周期 2 的倍周期分岔, 当  $R$  增加到  $22.7 \Omega$  左右时, 发生边界碰撞分岔, 形成周期 4, 随后继续分岔形成周期 8, 当  $R$  为  $26.2 \Omega$  时, 再次发生边界碰撞分岔, 产生激变进入混沌状态.

图 4(d) 是以输入电压  $E$  作为变量的分岔图. 从图中可以明显的看出, 此时变换器是随着  $E$  的减小而进入混沌状态, 这与参考电流  $I_{ref}$ 、电感  $L_1$  和负载电阻  $R$  的变化趋势相反. 随着  $E$  的减小, 变换器从稳定的周期 1, 先后经历倍周期分岔、阵发混沌、切分岔, 最终进入混沌状态. 其中较为明显的周期窗口为周期 3 窗口.

由图 4(e) 和可以明显地看出, 随着电容  $C$  的减小, 变换器呈现较为复杂的动力学现象, 其中比较明显的非线性现象有倍周期分岔、切分岔和阵发混沌. 为了更加清晰地观察变化的细节, 将电感电流  $i_{L1}$  限制在  $4.51$  A— $5$  A 范围内, 图 5(a) 给出当电容从  $8 \mu\text{F}$  减小到  $2 \mu\text{F}$  的过程中电感电流  $i_{L1}$  的分岔图. 将图 5(a) 与图 4(e) 相结合可以清楚地知道, 当  $C = 6.2 \mu\text{F}$  时, 变换器由周期 4 转为周期 3, 文献 [13] 称此现象为分岔轨线的相交, 即当电容  $C \in [5.72, 7.61] \mu\text{F}$  时, 变换器工作于周期 4, 特别地, 当  $C = 6.2 \mu\text{F}$  时, 分岔图的两条轨线相交, 在交点处, 变换器工作于周期 3.

图 4(f) 为电感  $L_2$  作为变量的分岔图, 由图可知, 随着  $L_2$  的减小, 变换器通往混沌的道路与电容  $C$  减小时相同, 即: 变换器首先经历从周期 1 到周期 2、再到周期 4 的倍周期分岔, 不久, 位于分岔图上方的分支汇聚, 与下面的周期 2 合成周期 3; 再到周期 4、周期 8; 随后, 变换器处于切分岔和阵发混沌交替出现的状态. 为便于观察, 图 5(b) 给出了图 4(f) 的局部放大图.

### 3.2 时域波形图和相轨图

对图 1 所示的基于开关电感结构的混合升压变换器采用电流控制模式, 在 Matlab 软件的 Simulink 仿真平台中搭建仿真模块, 所选电路参数与本章最开始给出的初始电路参数一致, 对状态变量的输出结果进行采样, 可以得状态变量随时间变化的时域波形图以及相轨图.

为进一步证明当电容参数从  $8 \mu\text{F}$  减小到  $5.72 \mu\text{F}$  的过程中, 变换器存在先从周期 2 分岔

为周期 4, 然后分岔轨线相交, 形成周期 3, 再分离形成周期 4 的特殊工作状态, 本节对照图 5(a) 所示的局部放大图, 选取不同阶段所对应的典型电容参数, 得到不同电容值下的时域波形图和相轨图, 仿真结果如图 6 至图 10 所示.

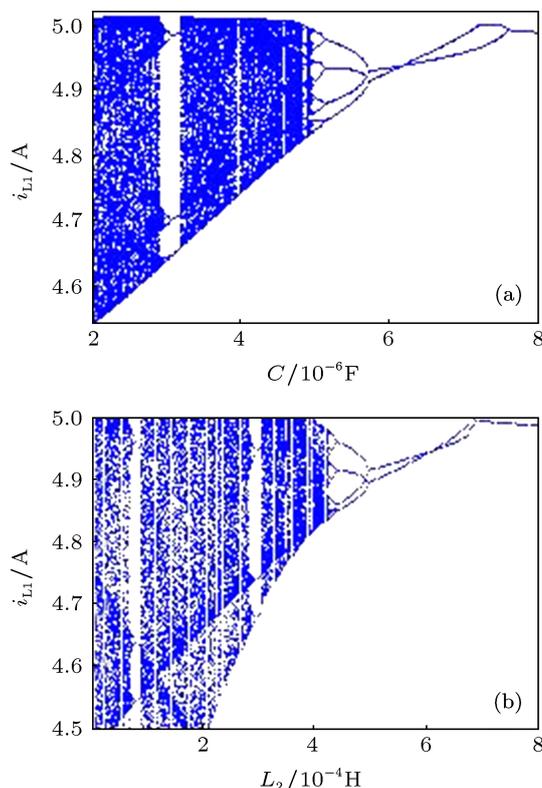


图 5 不同电路参数分岔图的局部放大图 (a)  $C$  为分岔参数; (b)  $L_2$  为分岔参数

由图 6 至图 9 可知, 当电容分别为  $8 \mu\text{F}$ ,  $7 \mu\text{F}$ ,  $6.2 \mu\text{F}$  和  $6 \mu\text{F}$  时, 变换器分别工作于周期 2、周期 4、周期 3 和周期 4, 时域波形表现为相应的周期性, 相轨图则由相同个数的封闭曲线组成, 有效地证明了图 5(a) 所示分岔图的正确性, 即离散映射模型的正确性, 则当电容减小时, 变换器确实存在上述特殊的工作状态.

图 10 给出了电容值为  $4.2 \mu\text{F}$  时的时域波形图和相轨图, 此时变换器工作于混沌状态, 时域波形因失去周期性而显得杂乱无章, 相轨图由一定区域内随机分布的轨线组成. 由仿真结果不难看出, 通过时域波形图和相轨图所观察到的现象与基于离散映射模型绘制的分岔图所得出的结论相一致, 验证了离散模型的正确性, 证实了随着电容值的减小, 该变换器存在本文所描述的特殊非线性现象, 结果表明该电路存在比传统低维 Boost 变换器更加复杂、更加多样化的非线性行为.

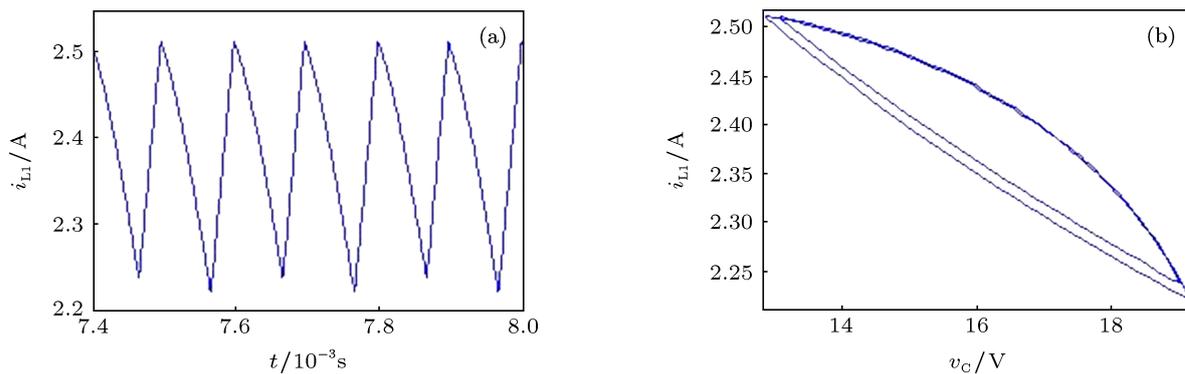


图6  $C = 8 \mu\text{F}$  时的时域波形图和相轨图 (a) 时域图; (b) 相轨图

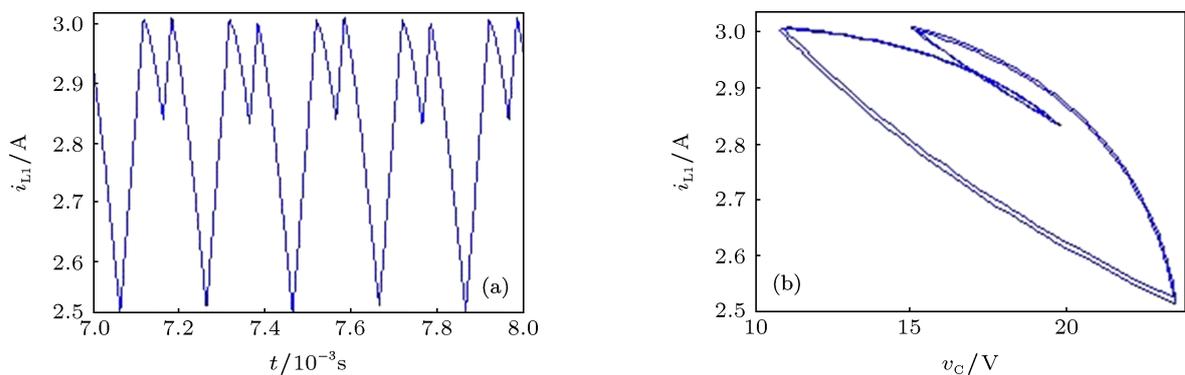


图7  $C = 7 \mu\text{F}$  时的时域波形图和相轨图 (a) 时域图; (b) 相轨图

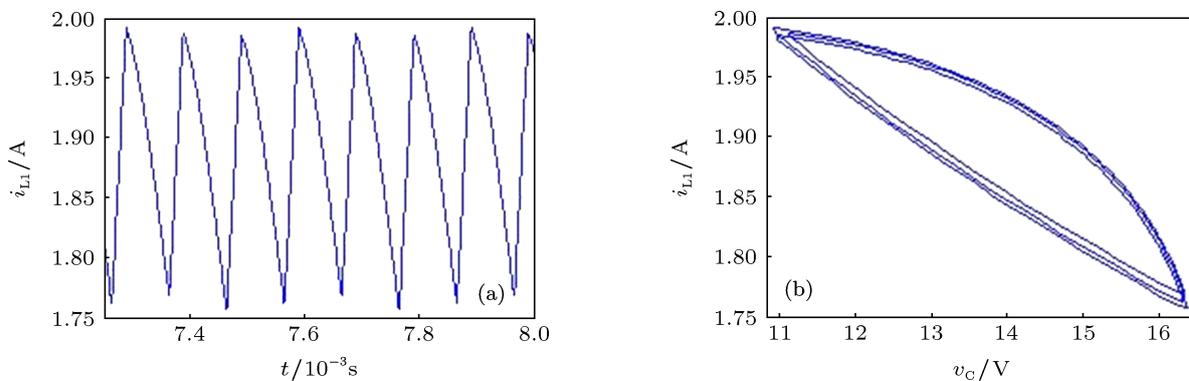


图8  $C = 6.2 \mu\text{F}$  时的时域波形图和相轨图 (a) 时域图; (b) 相轨图

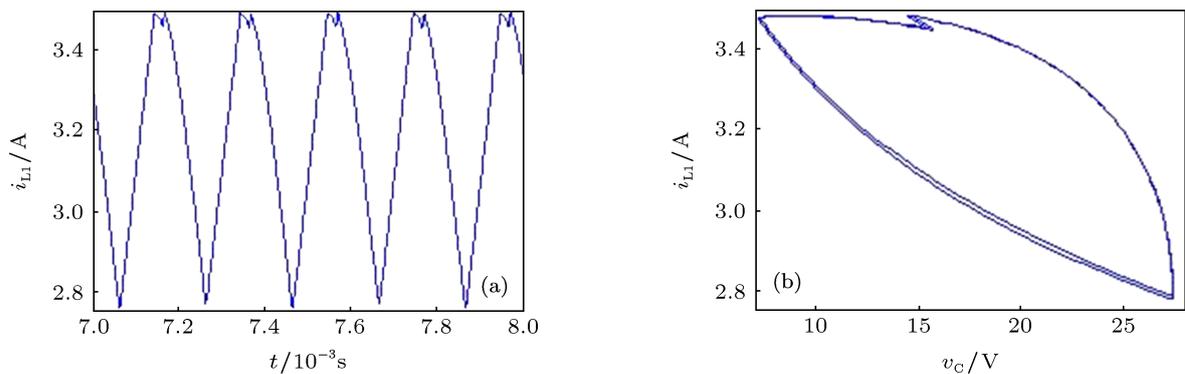
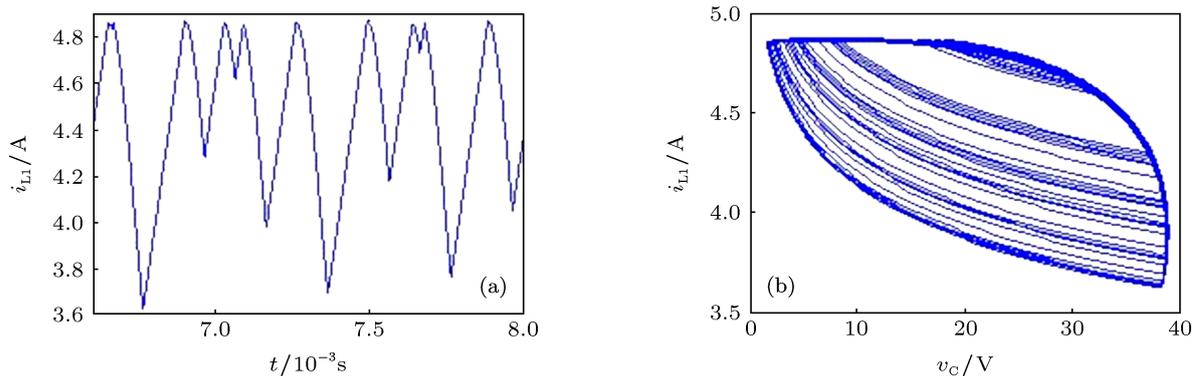


图9  $C = 6 \mu\text{F}$  时的时域波形图和相轨图 (a) 时域图; (b) 相轨图

图 10  $C = 4.2 \mu\text{F}$  时的时域波形图和相轨图 (a) 时域图; (b) 相轨图

## 4 结论

基于开关电感结构的混合升压变换器虽然在一定程度上提高了传统 Boost 变换器的升压能力, 但却增加了电路的阶数, 使变换器的运行状态更容易受到电路参数变化的影响. 本文系统地研究了此变换器的非线性行为, 在分析电路工作原理的基础上, 导出了连续电流模式下变换器的离散迭代映射模型; 通过分岔图研究了不同电路参数对系统性能的影响, 发现在此高阶变换器中, 电路参数的变化会引发更为复杂的非线性现象, 系统不仅发生了倍周期分岔、边界碰撞分岔、切分岔和阵发混沌, 还

存在一种特殊的非线性现象: 随着电容  $C$  和电感  $L_2$  的减小, 电路的工作状态经历周期 1、周期 2、周期 4, 然后两条分岔轨线相交, 形成周期 3、再分离回到周期 4 的过程. 最后, 通过时域波形和相轨图证明了这种特殊现象的存在, 观察了变换器丰富的动力学演化过程, 验证了离散映射模型的正确性. 由以上分析可知, 基于开关电感结构的混合升压变换器属于强非线性系统, 鲁棒性较弱, 运行状态容易受电路参数变化的影响. 因此, 在设计和应用过程中应选取合适的参数, 确保电路运行在稳定状态. 本文的研究结果对此类变换器的非线性分析和电路参数设计都具有重要的指导意义和应用价值.

- [1] Axelrod B, Berkovich Y, Ioinovici A 2008 *IEEE Trans. Cir. Syst. I.* **55** 687
- [2] Axelrod B, Berkovich Y, Ioinovici A 2006 *Proc. IEEE Int. Symp. Cir. Syst. Kos Island, Greece, May 21—24, 2006*, p5063
- [3] Li G L, Li C Y, Chen X Y, Mou X M 2012 *Acta Phys. Sin.* **61** 170506 (in Chinese) [李冠林, 李春阳, 陈希有, 牟宪民 2012 物理学报 **61** 170506]
- [4] Liu F 2010 *Chin. Phys. B* **19** 080511
- [5] Liu F 2008 *Chin. Phys. B* **17** 2394
- [6] Wang J P, Xu J P, Xu Y J 2011 *Acta Phys. Sin.* **60** 058401 (in Chinese) [王金平, 许建平, 徐杨军 2011 物理学报 **60** 058401]
- [7] Zhou G H, Xu J P, Bao B C, Jin Y Y 2010 *Chin. Phys. B* **19** 060508
- [8] Zhou Y F, Chen J N 2005 *Proceeding of the CSEE* **25** 23 (in Chinese) [周宇飞, 陈军宁 2005 中国电机工程学报 **25** 23]
- [9] Xie L L, Gong R X, Zhou 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]
- [10] Wang F Q, Ma X K, Yan Y 2011 *Acta Phys. Sin.* **60** 060510 (in Chinese) [王发强, 马西奎, 闫晔 2011 物理学报 **60** 060510]
- [11] Luo P, Zhen S W, Li Y L, Li Z J, Zhang B 2008 *Proceeding of the CSEE* **28** 49 (in Chinese) [罗萍, 甄少伟, 李彦麟, 李肇基, 张波 2008 中国电机工程学报 **28** 49]
- [12] Bernardo M D, Vasca F 2000 *IEEE Trans. Circ. Syst.* **1** 47 130
- [13] Banerjee S, Chakrabarty K 1998 *IEEE Trans. Power Electron.* **13** 252
- [14] Tse C K 1994 *IEEE Trans. Cir. Syst. I* **41** 16
- [15] Bao B C, Yang P, Ma Z H, Zhang X 2012 *Acta Phys. Sin.* **61** 220502 (in Chinese) [包伯成, 杨平, 马正华, 张希 2012 物理学报 **61** 220502]

# Nonlinear phenomena in the hybrid step-up converter with switched-inductor structure\*

Liu Hong-Chen<sup>†</sup> Yang Shuang Wang Guo-Li Li Fei

(School of Electrical Engineering and Automation, Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, China)

(Received 21 March 2013; revised manuscript received 12 April 2013)

## Abstract

Inserting the switched-inductor structure into a traditional Boost converter can increase its line-to-output voltage ratio significantly, decrease the current stresses in the switching elements, reduce losses, and improve efficiency at the same time, which makes it find wide applications in prospect. The bifurcation and chaos phenomenon occurring in the hybrid step-up converter with switched-inductor structure is studied for the first time so far as we know. The discrete iterated mapping model under continuous current mode is established, while the effects of circuit parameters on system performance are analyzed by using bifurcation diagrams. Not only period-doubling bifurcation, border collision bifurcation, tangent bifurcation and intermittent chaos are found in this converter, but a special phenomenon can also be observed according to the simulation result. With the decrease of the capacitance  $C$  and inductance  $L_2$ , the circuit experiences roughly a period, double-period and quadruple-period, and during the quadruple period, two of the bifurcation lines will cross, which leads to the system exhibiting a period-3 behavior at that point. Finally, the existence of this special phenomenon is confirmed by the typical time-domain waveforms and phase portraits of the converter. Results obtained indicate that there can be more complicated and diversiform phenomena in the hybrid step-up converter with switched-inductor structure than in the traditional low-dimensional Boost converter as the circuit parameters vary.

**Keywords:** switched-inductor, hybrid step-up converter, discrete iterated mapping; chaos

**PACS:** 05.45.—a, 05.45.Pq, 05.45.Jn

**DOI:** 10.7498/aps.62.150505

---

\* Project supported by the National Natural Science Foundation of China (Grant No. 51107016), the National Key Basic Research Program of China (973 Program)(Grant No. 2013CB035605), and the Postdoctoral science-research developmental foundation of Heilongjiang province (Grant No. LHB-Q12086).

<sup>†</sup> Corresponding author. E-mail: fenmiao@hit.edu.cn