

峰值电流模式控制同步开关Z源变换器的动力学研究*

向俊杰¹⁾ 毕闯¹⁾ 向勇^{1)2)3)†} 张千¹⁾ 王京梅³⁾

1)(电子科技大学能源科学与工程学院, 成都 611731)

2)(东莞电子科技大学电子信息工程研究院, 东莞 523808)

3)(电子科技大学, 电子薄膜与集成器件国家重点实验室, 成都 610054)

(2014年2月3日收到; 2014年3月6日收到修改稿)

Z源变换器由于Z源网络的嵌入, 具有高电压传输比, 降低开关器件损耗, 提高系统效率等优点, 在直流变换、逆变等许多领域具有广泛的应用. 本文研究了基于峰值电流模式控制的同步开关Z源变换器的非线性动力学, 建立了连续电流模式下同步开关Z源变换器的离散迭代映射模型; 通过特征值的运动轨迹分析了参考电流对系统稳定性的影响, 给出了系统稳定运行的参数域; 基于分岔图和Lyapunov指数图发现了此变换器存在倍周期分岔、边界碰撞分岔、切分岔和阵发混沌, 分析了边界碰撞分岔和混沌演化过程及其产生的机理; 最后通过电路仿真和实验验证了理论分析的正确性. 研究表明: 随着参考电流的增加, 峰值电流模式控制同步开关Z源变换器从周期1经历倍周期分岔进入周期2和周期4, 然后由于边界碰撞分岔过渡到阵发混沌态, 接着通过切分岔进入周期3, 最后再次由于边界碰撞分岔进入混沌态.

关键词: 同步开关Z源变换器, 离散迭代映射, 分岔, 混沌

PACS: 05.45.-a, 05.45.Pq

DOI: 10.7498/aps.63.120507

1 引言

近年来, 非线性理论广泛应用于电路与系统, 为电路与系统的研究提出了许多新的科学问题, 也促进了非线性电路理论的快速发展. 电力电子电路中的开关变换器是非线性变结构控制系统, 功率开关管的导通或关断使系统在不同的结构中周期性地切换, 这样导致开关变换器具有复杂的非线性行为, 例如倍周期分岔、Hopf分岔、Flip分岔、边界碰撞分岔等多种通向混沌的分岔道路^[1-8], 次谐波振荡^[9,10], 降频和低频波动现象^[11,12]等. 通过非线性理论分析开关变换器的非线性行为, 揭示其产生的机理, 解决一些长期困扰电子工程师的问题, 具有重要的理论意义和实用价值.

2002年Z源变换器提出后得到了业界的广泛关注^[13], 它将传统BOOST变换器的输入电感用Z源网络替换, 提高了输出电压; 同时解决了传统BOOST变换器当升压比过大时, 开关管导通时间长、截止时间短导致的开关管损耗和温升过大的问题^[14]. 但是, Z源网络的引入使得电路的阶数增高, 导致Z源变换器具有非常复杂的非线性动力学现象^[15]. 本文将Z源变换器中的二极管替换为开关管, 降低二极管上的损耗, 发展为同步开关Z源变换器, 可以进一步提高系统的效率. 同时, 本文采用电力电子变换器中广泛应用的峰值电流模式控制, 首次研究同步开关Z源变换器的分岔和混沌演化过程及其产生机理. 考虑Z源网络的对称性, 首先建立系统的状态方程, 基于峰值电流模式控制导

* 广东省引进创新科研团队项目(批准号: 201001D0104713329)和中央高校基本科研业务经费(批准号: ZYGX2013J114)资助的课题.

† 通讯作者. E-mail: xiang@uestc.edu.cn

出了连续电流模式下系统的离散迭代映射模型; 通过雅克比矩阵研究了系统特征值随参考电流变化的运动轨迹, 分析了参考电流对系统稳定性的影响; 根据系统的分岔图及 Lyapunov 指数图分析了系统的非线性动力学行为演化过程, 发现了倍周期分岔、边界碰撞分岔、切分岔和阵发混沌; 最后通过电路仿真与实验研究的时域波形进一步验证了上述系统中存在的非线性现象, 证明了系统离散迭代映射模型以及理论分析的正确性.

2 同步开关 Z 源变换器的工作原理与建模

2.1 同步开关 Z 源变换器的工作原理

峰值电流模式控制同步开关 Z 源变换器的原理图如图 1 所示, 文献 [15] 中的二极管被开关管替换, 该电路采用同步开关管进行控制. 图中 E 为输入电压; Q_1, Q_2 分别为高端开关管、低端开关管; R_L 为负载电阻; 电感 L_1, L_2 和电容 C_1, C_2 组成了一个 Z 源网络; i_{L_1} 为电感 L_1 的电流, i_{L_2} 为电感 L_2 的电流. 由于 Z 源网络中 C_1, L_1 与 C_2, L_2 在结构上是完全对称的, 为了便于建立同步开关 Z 源变换器的动力学模型, 我们选取 $C_1 = C_2$ 和 $L_1 = L_2$, 所以电感 L_1 和 L_2 的电流是相同的, 即 $i_{L_1} = i_{L_2} = i_L$. 同样, 电容 C_1 的电压与电容 C_2 的电压也相等, 均用 v_C 表示. 当时钟信号开始工作时, 高端开关管 Q_1 和低端开关管 Q_2 同时导通, 电源 E 给 Z 源网络中的电感和电容充电, 电感电流 i_L 线性上升, 当电感电流增加到参考电流 I_{ref} 时, 比较器 (COMP) 复位触发器, 高端开关管 Q_1 和低端开关管 Q_2 同时关断, Z 源网络中的电感和电容给负载 R_L 供电, 电感电流 i_L 下降, 直到下一个时钟信号开始, 高端开关管 Q_1 和低端开关管 Q_2 再次同时导通.

2.2 同步开关 Z 源变换器的动力学模型

基于峰值电流模式控制同步开关 Z 源变换器的工作原理, 令电路工作于电流连续模式, 系统存在两种工作模式, 即: 模式 1, 高、低端开关管同时导通电感电流上升阶段; 模式 2, 高、低端开关管同时关断电感电流下降阶段. 为了清楚地反映 Z 源网络中电容的充电过程, 考虑电容内阻为 r_C . 取系统的状态变量为 $x = [i_L(t), v_C(t)]^T$, $i_L(t)$ 为电感 L_1, L_2 上流过的电流, $v_C(t)$ 为电容 C_1, C_2 两端的电压.

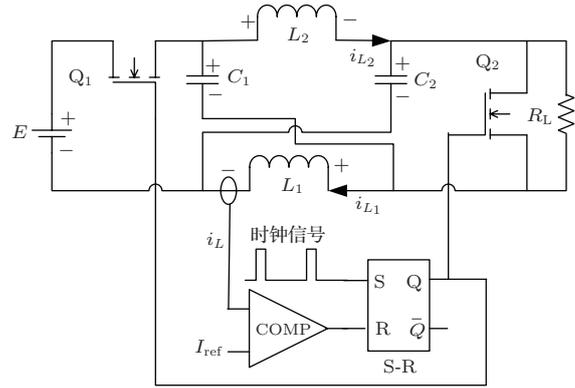


图 1 峰值电流模式控制同步开关 Z 源变换器

设 d_n 为第 n 个周期 T 内同步开关 Z 源变换器驱动信号的占空比, 且满足 $0 \leq d_n \leq 1$. 若在整个时钟周期内系统工作在两个模式, 此时占空比 $0 \leq d_n < 1$; 若在整个时钟周期内系统只工作在模式 1, 即电感电流 i_L 始终上升不到参考电流 I_{ref} , 此时占空比 $d_n = 1$. 此外, 若 i_L 在某个时钟周期结束时, i_L 刚好等于 I_{ref} , 此时系统处于临界情况, 同样占空比 $d_n = 1$.

首先, 我们讨论 $0 \leq d_n < 1$ 时系统离散迭代映射模型的建立. 当同步开关 Z 源变换器工作于模式 1 时, 系统的状态方程为

$$\dot{x} = A_1 x + B_1 E, \quad (1)$$

其中

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -1/(r_C C) \end{bmatrix},$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} 1/(2L) \\ 1/(2r_C C) \end{bmatrix}.$$

当同步开关 Z 源变换器工作于模式 2 时, 系统的状态方程为

$$\dot{x} = A_2 x + B_2 E, \quad (2)$$

其中

$$A_2 = \begin{bmatrix} -(2R_L + r_C)/L & 1/L \\ -1/C & 0 \end{bmatrix},$$

$$B_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}.$$

采用频闪映射的方法, 将状态方程 (1) 和 (2) 离散化, 即在 $t = nT$ ($n = 1, 2, 3, \dots$) 时刻对系统的状态变量进行采样. 记 $x_n = x(nT)$, $x_{n+1} =$

$x((n+1)T)$, T 为时钟信号的周期, 那么电感电流 i_L 在采样时刻 nT 的电流值为 $i_n = i_L(nT)$, 电容电压 v_C 在采样时刻 nT 的电压值为 $v_n = v_C(nT)$. 当变换器工作于模态1时, 即 $t \in (nT, nT + d_nT)$, 考虑电感电流 i_L 的初始电流为 i_n , 电容电压 v_C 的初始电压为 v_n , 由线性系统状态方程的求解方法可得状态方程(1)的解为

$$\begin{cases} i_L(t) = \frac{E}{2L}(t - nT) + i_n, \\ v_C(t) = \frac{E}{2} + (v_n - \frac{E}{2})e^{-\frac{(t-nT)}{r_C C}}. \end{cases} \quad (3)$$

当变换器工作于模态2时, 即 $t \in (nT + d_nT, (n+1)T)$. 在开关管 Q_1 和 Q_2 同时关断瞬间 $t =$

$nT + d_nT$, 由(3)式可得系统在模态2的初始值为

$$\begin{cases} i_L(nT + d_nT) \\ = \frac{E}{2L}d_nT + i_n = I_{\text{ref}}, \\ v_C(nT + d_nT) \\ = \frac{E}{2} + (v_n - \frac{E}{2})e^{-\frac{d_nT}{r_C C}}. \end{cases} \quad (4)$$

由状态方程(2)可导出关于状态变量 i_L 的二阶微分方程为

$$\frac{d^2 i_L(t)}{dt^2} + \frac{2R_L + r_C}{L} \frac{di_L(t)}{dt} + \frac{i_L(t)}{LC} = 0. \quad (5)$$

当系统参数满足 $\Delta = \left(\frac{2R_L + r_C}{L}\right)^2 - \frac{4}{LC} > 0$ 时, 微分方程(5)存在两个不等的实根 $\lambda_{1,2}$, 分别为

$$\begin{cases} \lambda_1 = \frac{-\frac{2R_L + r_C}{L} + \sqrt{\left(\frac{2R_L + r_C}{L}\right)^2 - \frac{4}{LC}}}{2}, \\ \lambda_2 = \frac{-\frac{2R_L + r_C}{L} - \sqrt{\left(\frac{2R_L + r_C}{L}\right)^2 - \frac{4}{LC}}}{2}. \end{cases} \quad (6)$$

根据常微分方程理论, 以及系统在模态2的初始值(4)式, 可以得到方程(2)的解析解为

$$\begin{cases} i_L(t) = c_1 e^{\lambda_1(t-nT-d_nT)} + c_2 e^{\lambda_2(t-nT-d_nT)}, \\ v_C(t) = L(c_1 \lambda_1 e^{\lambda_1(t-nT-d_nT)} + c_2 \lambda_2 e^{\lambda_2(t-nT-d_nT)}) + (2R_L + r_C)i_L(t), \end{cases} \quad (7)$$

其中

$$\begin{cases} c_1 = \frac{E/2 + [v_n - E/2]e^{-d_nT/(r_C C)} - I_{\text{ref}}(L\lambda_2 + 2R_L + r_C)}{L(\lambda_1 - \lambda_2)}, \\ c_2 = \frac{E/2 + [v_n - E/2]e^{-d_nT/(r_C C)} - I_{\text{ref}}(L\lambda_1 + 2R_L + r_C)}{L(\lambda_2 - \lambda_1)}. \end{cases}$$

由(4)式可求得

$$d_n = \frac{2(I_{\text{ref}} - i_n)L}{ET}. \quad (8)$$

然后, 我们讨论当 $d_n = 1$ 时, 系统只工作在模态1, 即在整个时钟周期内电感电流 i_L 始终上升不到参考电流 I_{ref} 或者刚好等于参考电流 I_{ref} , 此时系统的离散迭代映射模型为

$$\begin{cases} i_{n+1} = \frac{E}{2L}T + i_n, \\ v_{n+1} = \frac{E}{2} + \left[v_n - \frac{E}{2}\right]e^{-\frac{T}{r_C C}}. \end{cases} \quad (9)$$

综上所述, 该峰值电流模式控制同步开关Z源变换器的离散迭代映射模型为

$$\begin{cases} i_{n+1} = c_1 e^{\lambda_1(T-d_nT)} + c_2 e^{\lambda_2(T-d_nT)} & (0 \leq d_n < 1), \\ i_{n+1} = \frac{E}{2L}T + i_n & (d_n = 1), \end{cases} \quad (10)$$

$$\begin{cases} v_{n+1} = L(c_1\lambda_1 e^{\lambda_1(T-d_nT)} + c_2\lambda_2 e^{\lambda_2(T-d_nT)}) + (2R_L + r_C)i_{n+1} & (0 \leq d_n < 1), \\ v_{n+1} = \frac{E}{2} + \left[v_n - \frac{E}{2} \right] e^{-\frac{T}{r_C C}} & (d_n = 1). \end{cases} \quad (11)$$

3 变换器的动力学行为分析

在峰值电流模式控制同步开关Z源变换器的动力学研究中, 首先通过变换器的雅克比矩阵分析系统的稳定性, 其次通过分岔图和Lyapunov指数图分析系统的动力学行为演化过程, 然后分析系统的边界碰撞分岔及其产生的机理, 最后在Matlab/Simulink中搭建变换器的电路仿真模型, 通过时域波形图验证变换器离散迭代映射模型的正确性. 选取变换器的开关周期 $T = 100 \mu\text{s}$, 电压 $E = 10 \text{ V}$, 电感 $L = 1 \text{ mH}$, 电容 $C = 1000 \mu\text{F}$, 负载电阻 $R_L = 10 \Omega$, 电容内阻 $r_C = 0.1 \Omega$.

3.1 变换器的稳定性分析

设同步开关Z源变换器离散迭代映射模型的不动点为 $\mathbf{x}^* = [i^*, v^*]^T$, 根据(10)和(11)式可以求得系统在不动点 \mathbf{x}^* 处的雅克比矩阵为

$$\mathbf{J} = \begin{bmatrix} A + B & G + H \\ pA + qB & pG + qH \end{bmatrix}, \quad (12)$$

其中

$$p = L\lambda_1 + 2R + r,$$

$$q = L\lambda_2 + 2R + r,$$

$$\begin{aligned} A &= \frac{(2v^* - E)e^{-d_nT/(r_C C) + \lambda_1(T-d_nT)}}{r_C E(\lambda_1 - \lambda_2)} \\ &+ \frac{[2v^* - E]e^{-d_nT/(r_C C)}}{E(\lambda_1 - \lambda_2)} \lambda_1 e^{\lambda_1(T-d_nT)} \\ &+ \frac{E - I_{\text{ref}}(L\lambda_2 + 2R_L + r_C)}{E(\lambda_1 - \lambda_2)} \lambda_1 e^{\lambda_1(T-d_nT)}, \\ B &= \frac{(2v^* - E)e^{-d_nT/(r_C C) + \lambda_2(T-d_nT)}}{r_C E(\lambda_2 - \lambda_1)} \\ &+ \frac{(2v^* - E)e^{-d_nT/(r_C C)}}{E(\lambda_2 - \lambda_1)} \lambda_2 e^{\lambda_2(T-d_nT)} \\ &+ \frac{E - I_{\text{ref}}(L\lambda_1 + 2R_L + r_C)}{E(\lambda_2 - \lambda_1)} \lambda_2 e^{\lambda_2(T-d_nT)}, \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} G &= \frac{e^{-d_nT/(r_C C) + \lambda_1(T-d_nT)}}{L(\lambda_1 - \lambda_2)}, \\ H &= \frac{e^{-d_nT/(r_C C) + \lambda_2(T-d_nT)}}{L(\lambda_2 - \lambda_1)}. \end{aligned}$$

当系统的某个参数变化时, 根据系统雅克比矩阵对应特征值的运动轨迹可以获得同步开关Z源变换器稳定运行的参数域和分岔类型. 当系统雅克比矩阵的所有特征值都位于单位圆内时, 系统是稳定的; 任何特征值的运动轨迹穿出单位圆内部, 系统失去稳定性, 在此交叉点上发生分岔行为. 当系统的参考电流 I_{ref} 在0.6—0.8 A之间变化时, 系统有两个特征值, 其运动轨迹如图2所示; 随着参考电流 I_{ref} 的变化, 其中一个特征值(\circ)稳定于单位圆内部, 另一个特征值($+$)逐渐靠近单位圆的边缘; 当参考电流 $I_{\text{ref}} = 0.8 \text{ A}$ 时, 特征值($+$)刚好到达单位圆 $(-1, 0)$ 点并将穿越单位圆, 此时系统发生倍周期分岔.

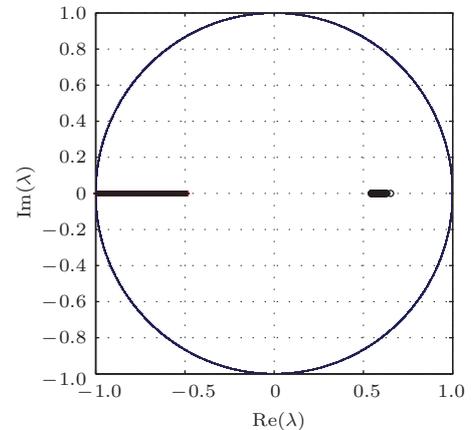


图2 参考电流 I_{ref} 变化时系统特征值的运动轨迹

3.2 变换器的分岔图和边界碰撞

根据上述选取的电路参数, 以参考电流 I_{ref} 为变量, 得到系统电感电流的分岔图和对应的Lyapunov指数图, 如图3所示. 由图3可以发现, 随着参考电流 I_{ref} 的增加, 系统出现了周期1, 2, 4分岔以及混沌现象, 但是并不是光滑的连续分岔, 系统中出现了边界碰撞分岔现象.

由于开关变换器的占空比具有有界性, 即 $0 \leq d_n \leq 1$, 系统存在两个极限. 当 $d_n = 1$ 时, 系统的

上限为 $I_{up} = I_{ref}$; 当 $d_n = 0$ 时, 系统的下限为

$$i_{down} = \frac{E/2 + (v_s - E/2) - I_{ref}(L\lambda_2 + 2R_L + r_C)}{L(\lambda_1 - \lambda_2)} e^{\lambda_1 T} + \frac{E/2 + (v_s - E/2) - I_{ref}(L\lambda_1 + 2R_L + r_C)}{L(\lambda_2 - \lambda_1)} e^{\lambda_2 T},$$

其中 v_s 为 $d_n = 0$ 时系统稳态值中的最小值. 系统的碰撞边界线 I_{border} 定义为当 i_{n+1} 恰好上升到 I_{ref} 时所对应的 i_n 的值, 由 (10) 式中 i_{n+1} 的迭代映射方程可推出系统的碰撞边界线为 $I_{border} = I_{ref} - ET/(2L)$. 当参考电流 I_{ref} 变化时, 系统的运行状态被限定在上限和下限之间, 当 i_n 位于碰撞边界线上时系统发生边界碰撞分岔, 如图 3 所示. 同时, 在图 3 的分岔图上绘制了系统的碰撞边界线 I_{border} (点划线), 上限为 I_{up} (点线) 和下限 I_{down} (划线). 图 4 是占空比 d_n 的分岔图, 由于占空比存在 0 和 1 两个边界, 当占空比 d_n 到达这两个边界时系统就发生边界碰撞分岔, 与图 3 中的边界碰撞分岔点完全符合, 进一步解释了系统发生边界碰撞分岔的机理.

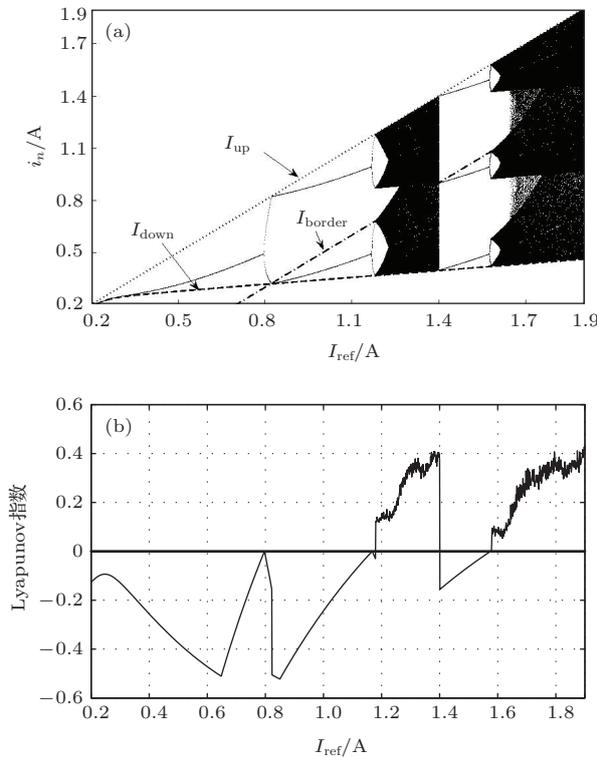


图 3 (a) 以参考电流 I_{ref} 为分岔参数电感电流的分岔图; (b) 对应的 Lyapunov 指数图

如图 3(a) 所示, 当参考电流 I_{ref} 在 0.2—1.9 A 之间变化时, 系统经历了从稳态到分岔, 再到混沌

的动力学行为演化过程. 当 I_{ref} 在 0.2—0.8 A 之间时系统处于周期 1 状态, 在 $I_{ref} = 0.8$ A, 系统发生第一次倍周期分岔. 根据图 2 绘制的特征值的运动轨迹可知, 在 $I_{ref} = 0.8$ A 时系统的特征值等于 -1 , 从而验证了系统在 $I_{ref} = 0.8$ A 处发生了一次倍周期分岔. 当参考电流 $I_{ref} \in [0.2 \text{ A}, 0.8 \text{ A}]$, 图 3(b) 中的 Lyapunov 指数为负数, 表明系统处于稳态. 当 $I_{ref} = 0.8$ A, Lyapunov 指数等于 0, 系统第一次发生了倍周期分岔. 然后, 当 $I_{ref} = 0.824$ A 时, 电感电流 i_n 与碰撞边界线 I_{border} (点划线) 第一次相交, 如图 3(a) 所示. 从图 4 可以看出, 系统的占空比 d_n 刚好到达 0 与 1 两个边界, 故系统第一次发生了边界碰撞分岔, 此时系统仍然处于周期 2 态, 电感电流 i_n 的最小值位于下限 I_{down} (划线), 最大值位于上限 I_{up} (点线).

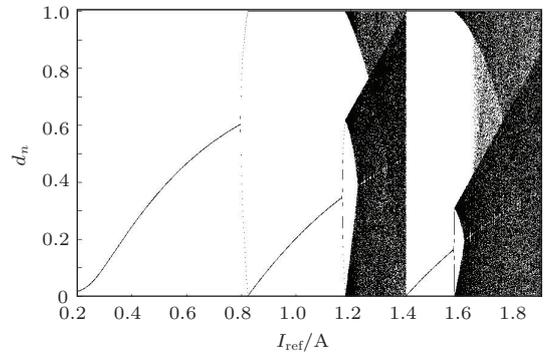


图 4 以参考电流 I_{ref} 为分岔参数占空比 d_n 的分岔图

随着参考电流 I_{ref} 继续增大, 当 $I_{ref} = 1.166$ A 时, 图 3(b) 中的 Lyapunov 指数为零, 系统第二次发生倍周期分岔, 进入周期 4 状态; 当 $I_{ref} = 1.18$ A 时, 图 3(a) 中电感电流 i_n 与碰撞边界线 I_{border} (点划线) 第二次相交, 系统由于边界碰撞进入混沌态, 对应图 3(b) 中的 Lyapunov 指数发生一次跳变, 跳变后指数大于零, 证明系统出现了混沌运动. 随着参考电流 I_{ref} 进一步增大, 当 $I_{ref} = 1.4$ A 时, 如图 3(a) 所示, 系统没有继续保持原有的混沌状态, 而是突然向周期 3 态转变并发生切分岔, 切分岔之前的混沌称为阵发混沌. 图 3(b) 中的 Lyapunov 指数在 $I_{ref} = 1.4$ A 时产生一个向下的跳变, 其值小于零, 证明系统再次进入了稳态.

当参考电流 I_{ref} 增大到 1.573 A 时, 图 3(a) 中电感电流 i_n 与边界碰撞线 I_{border} (点划线) 第三次相交, 系统再次由于边界碰撞进入混沌态, 对应图 3(b) 中的 Lyapunov 指数再一次发生跳变, 其值大于零, 证明系统中再次出现了混沌运动.

3.3 时域波形图

为了研究系统的动力学演化过程, 在 Matlab/Simulink 中建立图 1 所示的峰值电流模式控制同步开关 Z 源变换器的仿真模块对该电路系统进行电路仿真, 所选电路初始参数值与上述一致, 通过电路仿真得到的时域波形图与庞加莱截面图来验证前面理论分析的正确性.

图 5 为峰值电流模式控制同步开关 Z 源变换器在不同参考电流 I_{ref} 时电感电流、驱动信号、时钟信号的时域波形图. 当 $I_{ref} = 0.78$ A 时, 从图 5(a) 可知系统工作于周期 1 态, 图 6(a) 中对应的庞加莱截面图上只有一个点; 图 5(b) 为 $I_{ref} = 0.8$ A 时系统

稳定运行于周期 2 的波形, 在图 6(b) 中的庞加莱截面图上有两个点; 图 5(c) 为 $I_{ref} = 1.17$ A 时系统周期 4 稳定运行的波形, 在图 6(c) 中的庞加莱截面图上有 4 个点; 当 $I_{ref} = 1.35$ A 时, 从图 5(d) 可知系统处于混沌状态, 图 6(d) 为对应的庞加莱截面图. 如图 5(e) 所示, 当 $I_{ref} = 1.42$ A 时系统进入周期 3, 此时开关周期恒为 3 倍时钟周期, 由图 6(e) 可以看出此时系统的庞加莱截面图上有 3 个点; 图 5(f) 为 $I_{ref} = 1.73$ A 时系统的混沌波形, 图 6(f) 为对应的庞加莱截面图. 综上所述, 通过电路仿真得到的系统仿真结果与上述理论分析所展示的动力学演化过程完全一致.

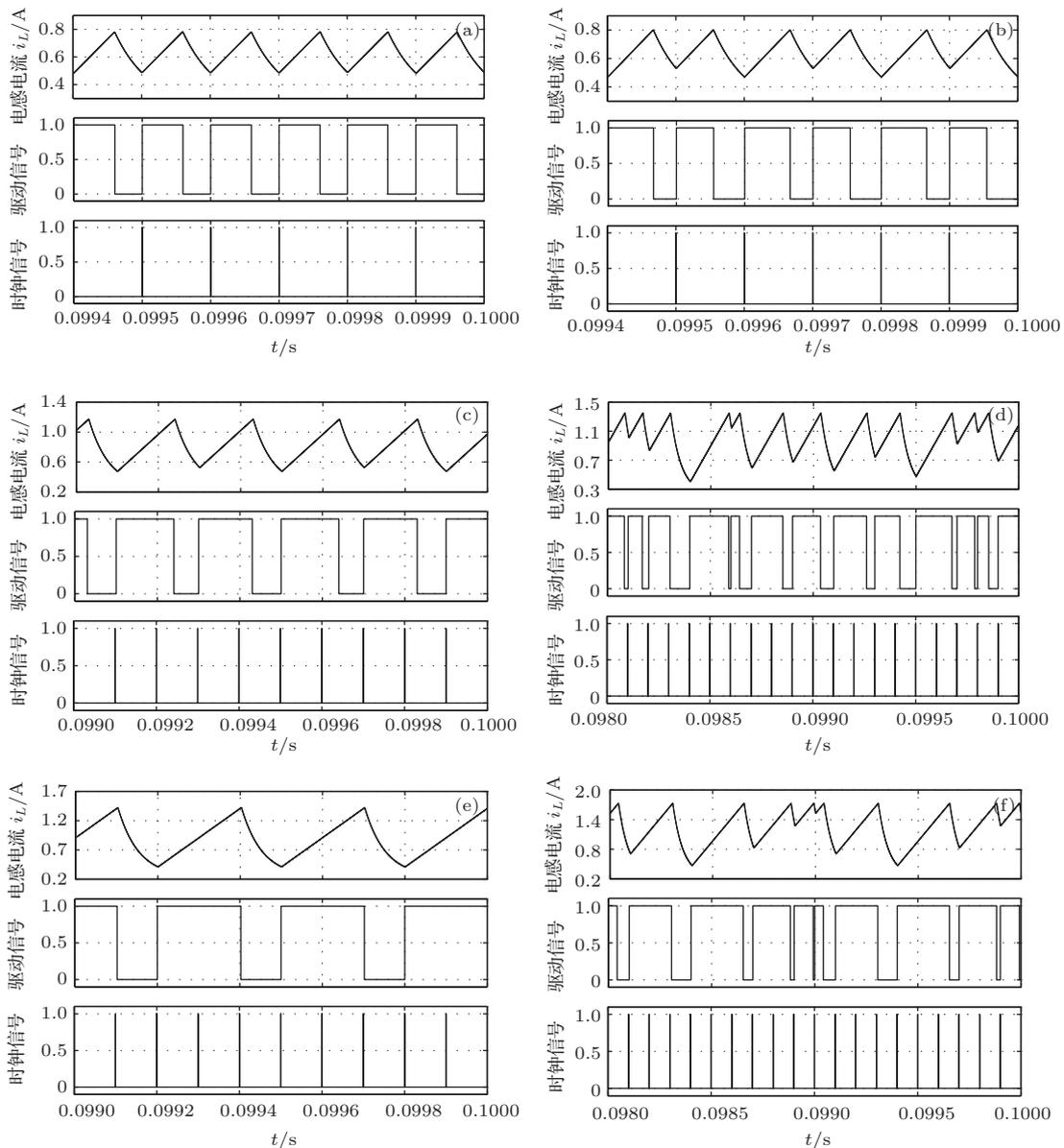


图 5 峰值电流模式控制同步开关 Z 源变换器在不同参考电流 I_{ref} 时电感电流、驱动信号、时钟信号的时域波形图 (a) $I_{ref} = 0.78$ A (周期 1); (b) $I_{ref} = 0.8$ A (周期 2); (c) $I_{ref} = 1.17$ A (周期 4); (d) $I_{ref} = 1.35$ A (混沌态); (e) $I_{ref} = 1.42$ A (周期 3); (f) $I_{ref} = 1.73$ A (混沌态)

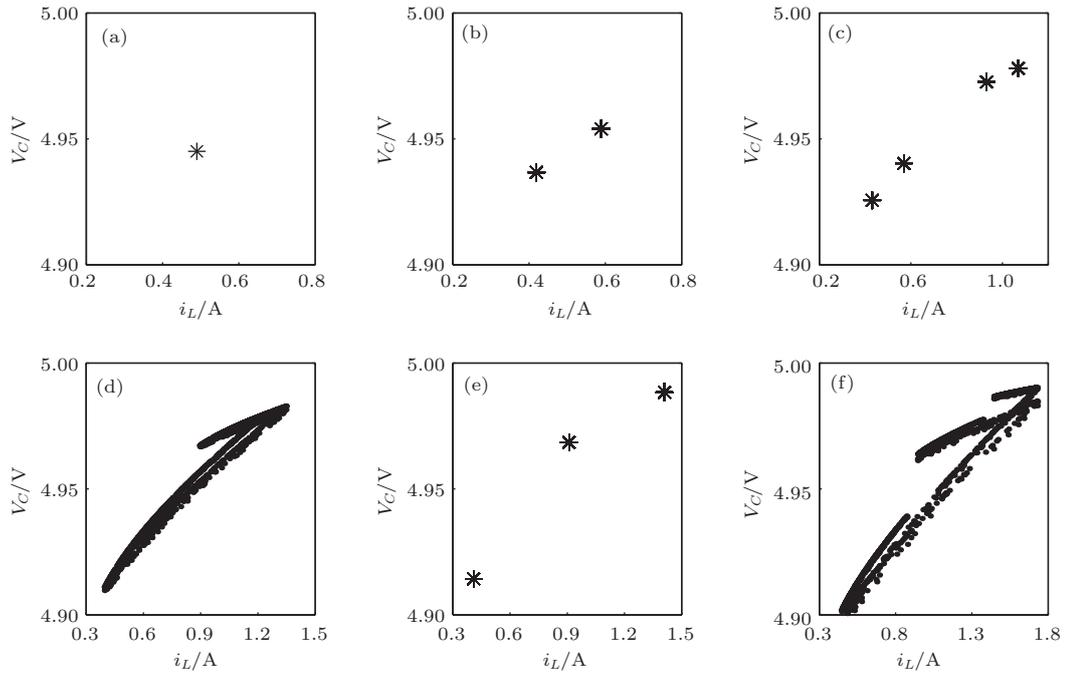


图6 峰值电流模式控制同步开关Z源变换器在不同参考电流 I_{ref} 时对应的庞加莱截面图 (a) $I_{ref} = 0.78$ A (周期1); (b) $I_{ref} = 0.8$ A (周期2); (c) $I_{ref} = 1.17$ A (周期4); (d) $I_{ref} = 1.35$ A (混沌态); (e) $I_{ref} = 1.42$ A (周期3); (f) $I_{ref} = 1.73$ A (混沌态)

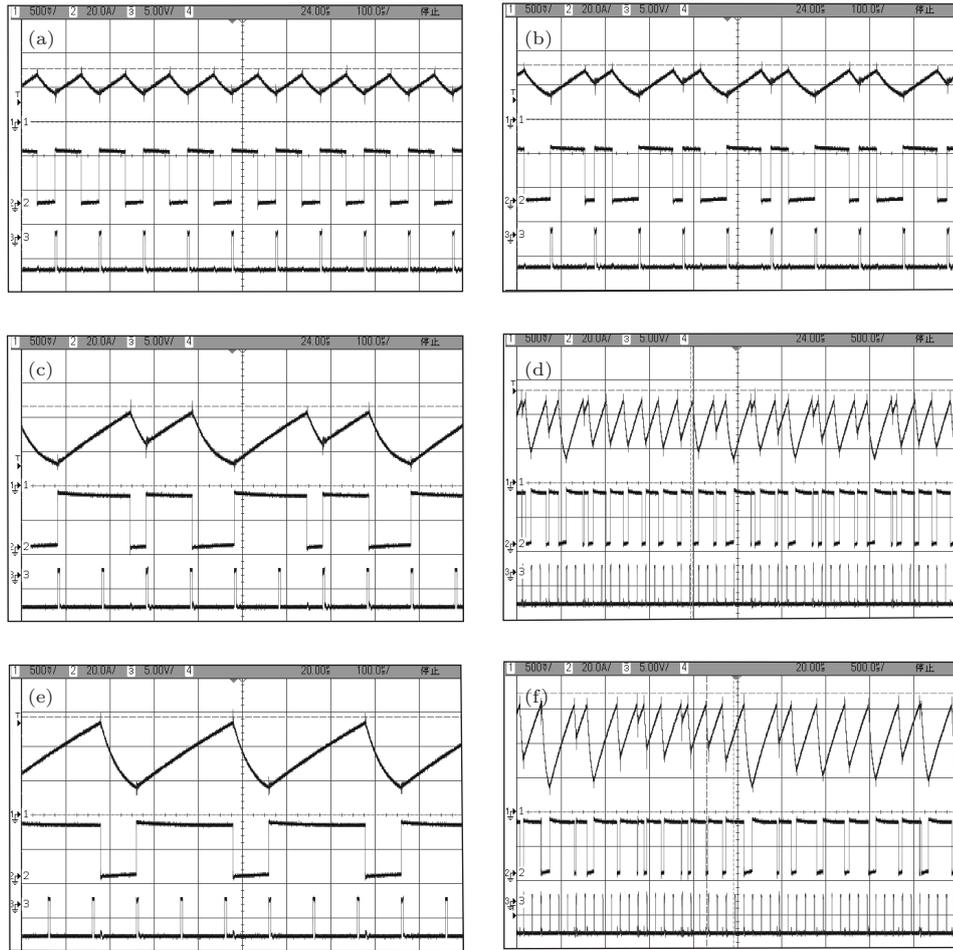


图7 峰值电流模式控制同步开关Z源变换器在不同参考电流 I_{ref} 时电感电流、驱动信号、时钟信号的实验波形图 (a) $I_{ref} = 0.78$ A (周期1); (b) $I_{ref} = 0.8$ A (周期2); (c) $I_{ref} = 1.17$ A (周期4); (d) $I_{ref} = 1.35$ A (混沌态); (e) $I_{ref} = 1.42$ A (周期3); (f) $I_{ref} = 1.73$ A (混沌态)

4 实验验证

为了验证上述理论分析及电路仿真的正确性,进行了相关的电路实验验证,制作了一台基于峰值电流模式控制的同步开关Z源变换器的实验样机,实验电路原理图与上述仿真电路一致.实验电路中开关管采用IRF3205,驱动电路采用KLP250隔离驱动芯片,实验电路参数与上述采用的初始电路参数一致,得到了在不同参考电流 I_{ref} 时同步开关Z源变换器的实验波形图.

典型的实验波形如图7所示,每一幅图中从上到下的波形分别为电感电流 i_L ,开关管IRF3205的驱动信号,以及周期为100 μs 的时钟信号.由图7(a)—(c)可知,当参考电流 I_{ref} 分别为0.78, 0.8, 1.17 A时,变换器分别工作于周期1态、周期2态、周期4态;当 $I_{\text{ref}} = 1.35$ A时系统进入混沌态,如图7(d)所示.图7(e)为 $I_{\text{ref}} = 1.42$ A时系统运行于周期3态的波形;当参考电流 $I_{\text{ref}} = 1.73$ A时,如图7(f)所示系统再次进入混沌态.由实验结果可以看出,系统在各关键工作状态的实验波形图与基于离散迭代映射模型绘制的分岔图和Lyapunov指数图,以及上述电路仿真所得到的结果完全一致,验证了离散迭代映射数学模型和上述理论分析的正确性.综上所述,当参考电流 I_{ref} 发生变化时,工作于峰值电流模式控制的同步开关Z源变换器产生了非常复杂多样的非线性行为.

5 结 论

本文研究了峰值电流模式控制的同步开关Z源变换器的非线性动力学,建立了峰值电流模式控制同步开关Z源变换器的离散迭代映射模型;通过系统雅可比矩阵和特征值的运动轨迹分析了系统的稳定性,得到了系统稳定运行的参数域;通过系统的分岔图及Lyapunov指数图,分析了同步开关Z源变换器的非线性动力学行为,随着参考电流的增加,峰值电流模式控制同步开关Z源变换器从周期1经历倍周期分岔进入周期2和周期4,然后由于边界碰撞分岔过渡到阵发混沌态,接着通过切分岔

进入周期3,最后再次由于边界碰撞分岔进入混沌态;推出了系统的上下限,以及碰撞边界线,当变换器的状态变量位于碰撞边界线时系统就发生边界碰撞分岔.最后通过电路仿真和实验研究,进一步验证了系统的离散迭代映射数学模型以及理论分析的正确性.因此,本文的研究结果有助于深刻理解此类变换器分岔和混沌的机理,对此类变换器的非线性电路分析具有重要的指导意义和应用价值.

参考文献

- [1] Liu H C, Yang S, Wang G L, Li F 2013 *Acta Phys. Sin.* **62** 150505 (in Chinese) [刘洪臣, 杨爽, 王国立, 李飞 2013 物理学报 **62** 150505]
- [2] Li G L, Li C Y, Chen X Y, Mu 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]
- [3] Zhou G H, Bao B C, Xu J P, Jin Y Y 2010 *Chin. Phys. B* **19** 050509
- [4] Ma W, Wang M Y, Nie H L 2011 *Acta Phys. Sin.* **60** 100202 (in Chinese) [马伟, 王明渝, 聂海龙 2011 物理学报 **60** 100202]
- [5] Dai D, Ma X, Zhang B, Tse C K 2011 *Chaos Soliton. Fract.* **44** 464
- [6] Wang X M, Zhang B 2009 *Proceedings of the CSEE* **29** 22 (in Chinese) [王雪梅, 张波 2009 中国电机工程学报 **29** 22]
- [7] Xie F, Yang R, Zhang B 2011 *IEEE Trans. Circuits Syst. I* **58** 2269
- [8] Liu F 2008 *Chin. Phys. B* **17** 2394
- [9] Yang P, Xu J P, He S Z, Bao B C 2013 *Acta Phys. Sin.* **62** 160501 (in Chinese) [杨平, 许建平, 何圣仲, 包伯成 2013 物理学报 **62** 160501]
- [10] Zhou G H, Xu J P, Bao B C, Zhang F, Liu X S 2010 *Chin. Phys. Lett.* **27** 090504
- [11] Wang F Q, Zhang H, Ma X K 2008 *Acta Phys. Sin.* **57** 1522 (in Chinese) [王发强, 张浩, 马西奎 2008 物理学报 **57** 1522]
- [12] Wang F Q, Zhang H, Ma X K 2008 *Acta Phys. Sin.* **57** 2842 (in Chinese) [王发强, 张浩, 马西奎 2008 物理学报 **57** 2842]
- [13] Peng F Z 2003 *IEEE Trans. Industry Appl.* **39** 504
- [14] Wang L M, Qiang Z M, Peng F Z 2005 *Electrotech. Appl.* **24** 123 (in Chinese) [王利明, 钱照明, 彭方正 2005 电气应用 **24** 123]
- [15] Guo K, Chen Y, Zhou L, Dai L 2011 *Appl. Mech. Mater.* **44** 1677

Dynamical study of peak-current-mode controlled synchronous switching Z-source converter*

Xiang Jun-Jie¹⁾ Bi Chuang¹⁾ Xiang Yong^{1)2)3)†} Zhang Qian¹⁾ Wang Jing-Mei³⁾

1) (School of Energy Science and Engineering, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 611731, China)

2) (Institute of Electronic and Information Engineering in Dongguan, University of Electronic Science and Technology of China, Dongguan 523808, China)

3) (State Key Laboratory of Electronic Thin Films and Integrated Devices, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 610054, China)

(Received 3 February 2014; revised manuscript received 6 March 2014)

Abstract

Z-source converter can have a high voltage transmission ratio, reduce the losses of switching devices, and improve the efficiency of the system, etc., because of embedding the Z-source network into the system, which makes it find wide applications in DC conversion, inverters, etc. Nonlinear dynamics of the peak-current-mode controlled synchronous switching Z-source converter 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 the reference current on the stability of the system are analyzed by using the trajectories of eigenvalues, and the steady state operation parameter domain is schemed. Period-doubling bifurcation, border-collision bifurcation, tangent bifurcation and intermittent chaos are found in this converter based on the bifurcation diagram and the Lyapunov exponent diagram, and the evolvement and mechanism of the border-collision bifurcation and chaos are analyzed. Finally, the circuit simulation and the experimental results show that the theoretical analysis is correct. Results obtained indicate that with the increase of the reference current, the peak-current-mode controlled synchronous switching Z-source converter goes from period 1 into period 2 and period 4 through the period-doubling bifurcation, and moves into the intermittent chaos due to the border-collision bifurcation. Then the system exhibits a period-3 behaviour because of the tangent bifurcation. Finally, the converter moves into chaos due to the border-collision bifurcation again.

Keywords: synchronous switching Z-source converter, discrete iterated mapping, bifurcation, chaos

PACS: 05.45.-a, 05.45.Pq

DOI: 10.7498/aps.63.120507

* Project supported by the Guangdong Innovative Research Team Program, China (Grant No. 201001D0104713329) and the Fundamental Research Fund for the Central Universities, China (Grant No. ZYGX2013J114).

† Corresponding author. E-mail: xiang@uestc.edu.cn