

DOI: 10.13382/j.jemi.B2205261

线性化模型下二阶逆变器的混沌控制*

高志强 陈翰博

(天津理工大学电气工程与自动化学院 天津 300384)

摘要:针对线性化模型下二阶逆变器发生的非线性分岔与混沌行为,加入控制手段增加稳定域与抗扰性。首先构建了二阶逆变器的系数线性化迭代模型,运用分岔图、折叠图再现了其产生的混沌行为,并寻求系统的 Jacobian 矩阵和平衡点。然后加入延时反馈控制,并基于朱里判据给出了控制参数的限定条件。最后为说明所加入混沌控制方法的优越性,开展了数值仿真模拟实验。结果表明,延时反馈控制使系统比例参数 K 的分岔值从 0.573 后移至 0.973,且当直流源输入侧电压突变时,系统仍保持在稳定运行状态。表明施加延时反馈控制后,二阶逆变器运行的稳定域增加且整体的抗扰性增强。

关键词: 二阶逆变器;系数线性化模型;非线性动力学行为;混沌控制;延时反馈控制

中图分类号: TM464

文献标识码: A

国家标准学科分类代码: 470.4

Chaos control of second order inverters under linearized model

Gao Zhiqiang Chen Hanbo

(School of Electrical Engineering and Automation, Tianjin University of Technology, Tianjin 300384, China)

Abstract: Aiming at the nonlinear bifurcation and chaos behavior of the second-order inverter under the linearized model, the control method is added to increase the stability domain and disturbance immunity. Firstly, established the second-order coefficient linear iteration model of inverter, recreated the chaotic behavior of system by using bifurcation diagram and folding figure, sought Jacobian matrix and equilibrium point of the system. Secondly, the delay feedback control is added and the limiting conditions of the control parameters are given based on the Juri criterion. Finally, numerical modeling experiments are unfolded to declaration the meliority of the chaos control method. The results indicate that the bifurcation point of the proportional parameter K of the system moves from 0.573 to 0.973 after the delay feedback control is applied, and the system still runs stably when the input voltage of dc power supply changes abruptly. The results show that the stability domain of the second-order inverter is increased and the overall disturbance immunity is enhanced after the delay feedback control is applied.

Keywords: second order inverter; coefficient linearization model; nonlinear dynamics behavior; chaotic control; time-delayed feedback control

0 引言

逆变器作为一种重要的电力电子装置,相对于传统的电源转换装置,有集成度高、价格低廉等优点,因此被大量应用于微网系统和光伏系统中^[1-3]。然而,由于逆变器存在开关器件和非线性负载,在实际工作过程中会出现复杂的非线性动力学现象,如边界碰撞分岔,倍周期分

岔等,严重影响了整个系统工作的稳定性^[4]。为此,深入研究逆变器发生的混沌行为,并找到一种能有效抑制其复杂动力学行为的控制手段具有实践和指导意义。

最近几年来,对于逆变器混沌现象的研究不断深入。代璐等^[5]建立了 PI 控制下 H 桥逆变器的频闪映射离散模型,并进行了数值仿真实验验证了模型的准确性;徐路等^[6]比较了 SPWM-H 桥逆变器的两种离散映射模型的稳定性,并给出了系统在各种开关频率下,两种离散映射

模型的适用性;文献[7]运用快变稳定性定理对PI调节下的H桥逆变器稳定性展开解析,从而深入揭示了PI调节下H桥逆变器的混沌本质;同时江伟等人还深入研究了在幂次趋近律的滑模控制下H桥逆变器的混沌现象,为复杂结构下H桥逆变器参数设计提供了依据^[8-9]。上述这些研究成果主要以一阶逆变器为研究对象,分析其发生的混沌行为,然而将传统建模方法运用到高阶系统中时,其运算速度和复杂程度大大增加^[10]。文献[10-11]在一阶逆变器研究基础上首次给出了二阶逆变器的系数线性化迭代模型,简化了系统在稳定性分析时运算的复杂程度以及运算量。然而,这些研究成果都只是对逆变器的非线性动力学现象做出了详细分析,并没有对出现的分岔和混沌现象做出有效合理地抑制来提高系统的稳定性。文献[12-14]首次将延时反馈控制(time-delayed feedback control, TDFC)应用于一阶单相H桥逆变器中,对其出现的混沌行为进行有效地抑制。Robert等^[15]在上述的研究基础上,提出了扩展延迟反馈控制理论(extended time-delayed feedback control, ETDFC),并将其应用于一阶单相H桥逆变器中,对其出现的混沌行为进行了有效地抑制。文献[16]将延时反馈控制引入光伏H桥逆变器中,并说明了延时反馈控制稳定域和抗干扰能力优于Washout滤波器混沌控制,采用延时反馈控制法来控制系统的混沌行为效果较好。

本文在上述一阶逆变器研究基础上,以带有LC滤波的二阶逆变器为被控对象,在文献[10-11]基础上建立其系数线性化迭代模型,并用分岔图和折叠图再现了其发生的动力学行为,同时寻求系统的雅可比矩阵和平衡点进一步分析其稳定性,然后在此基础上首次引入TDFC抑制其产生的混沌行为。最后为了说明所加控制方式的有效性,从稳定性和抗扰性两个方面开展了数值仿真模拟实验。结果表明,延时反馈控制可以有效地抑制二阶逆变器出现的混沌行为,且增加了系统运行的稳定域与抗干扰性。

1 二阶逆变器工作原理以及线性化模型

1.1 工作原理

带LC滤波器的二阶逆变器电路结构如图1所示。逆变器直流源经过由双极性SPWM触发的两组具有反并联二极管的开关管(S_1S_3 和 S_2S_4)后与LC滤波器和负载电阻 R 相连。逆变器控制部分为输出电感电流 i_L 与参考正弦波电流 i_{ref} 经过比较器产生的误差电流 i_e ,误差信号通过比例控制器生成调制电流,调制波和三角载波 i_{in} 经过比较器生成双极性SPWM来触发开关管导通与关断^[6]。

以电感电流 i_L 与电容电压 U_c 当作状态变量,则逆变

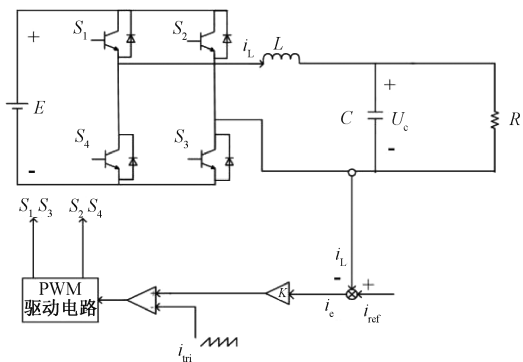


图1 带LC滤波器的二阶逆变器电路结构

Fig. 1 Circuit structure of second-order inverter with LC filter

器在一个开关周期时间内同时具有两种工作模式,在第 n 个开关时间 T 内,主电路的工作状态方程表达式如下所示:

$$T_1: nT < t \leq (n + d_n)T$$

$$\begin{cases} \text{模式 1: } S_1S_3 \text{ 导通; } S_2S_4 \text{ 关断} \\ \frac{di_L(t)}{dt} = -\frac{1}{L}U_c(t) + \frac{E}{L} \\ \frac{dU_c(t)}{dt} = \frac{1}{C}i_L(t) - \frac{1}{RC}U_c(t) \end{cases} \quad (1)$$

$$T_2: (n + d_n)T < t \leq (n + 1)T$$

$$\begin{cases} \text{模式 2: } S_1S_3 \text{ 关断; } S_2S_4 \text{ 导通} \\ \frac{di_L(t)}{dt} = -\frac{1}{L}U_c(t) - \frac{E}{L} \\ \frac{dU_c(t)}{dt} = \frac{1}{C}i_L(t) - \frac{1}{RC}U_c(t) \end{cases} \quad (2)$$

其中,占空比 d_n 为在第 n 个开关周期性持续时间 T 内开关管 S_1S_3 导通时刻占全部开关周期性持续时间的比例。

1.2 离散模型

由于系统的参考信号是随时间变化的正弦电流,所以系统是时变的,如果被控系统的开关频率 f 值远远超过了被控系统的频率 f_s 值,则就可以在一个开关周期 T 内认为参考电流为一个恒定数值^[10],则参考电流在第 n 个开关周期内可描述为:

$$i_{refn} = I_m \sin(2\pi f_s nT) \quad (3)$$

由于系统呈现两种工作状态,设系统的状态变量 $\mathbf{x} = [i_L \ U_c]^T$, d_n 为第 n 个开关周期内系统的占空因数,则系统在第 n 个开关周期的状态方程可以描述为下列形式:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_1 \mathbf{x} + \mathbf{B}_1 E & (nT < t \leq (n + d_n)T) \\ \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_2 \mathbf{x} + \mathbf{B}_2 E & ((n + d_n)T < t \leq (n + 1)T) \end{cases} \quad (4)$$

$$\text{其中, } \mathbf{A}_1 = \mathbf{A}_2 = \mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}, \mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix}, \mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix}$$

由频闪映射原理可知,以系统开关周期为采样周期将式(4)离散化得^[5,17]:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{n+1} = & e^{[d_n \mathbf{A}_1 + (1-d_n) \mathbf{A}_2]T} \mathbf{x}_n + \\ & e^{[(1-d_n) \mathbf{A}_2]T} \int_{nT}^{nT+d_n T} e^{\mathbf{A}_1(nT+d_n T-\tau)} \mathbf{B}_1 E d\tau + \\ & \int_{nT+d_n T}^{(n+1)T} e^{\mathbf{A}_2(nT+T-\tau)} \mathbf{B}_2 E d\tau \end{aligned} \quad (5)$$

因为系统开关频率已足够高,故在一个开关时间内可把系统的输入电压 E 看成一个恒值^[18],将式(5)进行化简得:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{n+1} = & e^{AT} \mathbf{x}_n + e^{A\bar{d}_n T} (e^{Ad_n T} - \mathbf{I}) \mathbf{A}^{-1} \mathbf{B}_1 E + \\ & (e^{A\bar{d}_n T} - \mathbf{I}) \mathbf{A}^{-1} \mathbf{B}_2 E \end{aligned} \quad (6)$$

式中: $\mathbf{I}$ 为三阶单位矩阵, $\bar{d}_n = 1 - d_n$, d_n 即为在第 n 个开关时间内系统的占空比,其取值由控制部分确定,具体表示方式如下:

$$d_n = \begin{cases} 0 & d_n \leq 0 \\ D + K(i_{\text{refn}} - \delta \mathbf{x}_n) & 0 < d_n < 1 \\ 1 & d_n \geq 1 \end{cases} \quad (7)$$

其中, D 为常数, K 为比例控制系数, $\delta = [1 \ 0]$, i_{refn} 为系统参考电流在第 n 个开关周期内的表达式,式(6)与(7)即是系统的离散迭代模型。

为了提高运算速度,建立系统的线性化模型,将指数矩阵线性化^[11],即:

$$\begin{cases} e^{AT} \approx \mathbf{I} + AT \\ e^{Ad_n T} \approx \mathbf{I} + A d_n T \\ e^{A(1-d_n) T} \approx \mathbf{I} + A(1-d_n) T \end{cases} \quad (8)$$

将式(8)代入系统主电路的离散模型可得:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{n+1} = & (\mathbf{I} + AT) \mathbf{x}_n + (\mathbf{I} + A\bar{d}_n T) d_n T \mathbf{B}_1 E + \bar{d}_n T \mathbf{B}_2 E = \\ & (\mathbf{I} + AT) \mathbf{x}_n + E[(\mathbf{I} + A\bar{d}_n T) d_n T \mathbf{B}_1 + \bar{d}_n T \mathbf{B}_2] \end{aligned} \quad (9)$$

式(9)即为带 LC 滤波器的二阶逆变器主电路的线性化模型,与式(6)相比其离散模型已经不具有指数矩阵,而转变为单纯的矩阵运算,故该模型可以更加快速的揭示系统出现的动力学行为,并增加了系统分析的运算速度^[11]。

2 二阶逆变器的非线性现象分析

比例控制器的比例系数是二阶逆变器要设计的重要

技术参数之一,随着比例控制系数的改变,可能造成二阶逆变器产生非线性动力学行为,因此,研究以比例系数 K 为分岔参数的二阶逆变器非线性动力学行为十分重要。

选取的电路参数为: $E = 350 \text{ V}$, $K = 0.4$, $R = 20 \ \Omega$, $D = 0.4$, $L = 10 \text{ mH}$, $C = 20 \ \mu\text{F}$, $f_s = 50 \text{ Hz}$, $I_m = 5 \text{ A}$, $f = 20 \text{ kHz}$ 。

2.1 分岔图

分岔图是再现系统非线性动力学行为的一种重要手段,它不仅可以说系统由稳定的 1 周期状态逐步过渡到分岔态再到混沌态的整个过程,还能详细划分系统运行的状态,分辨出系统的稳定域和发生分岔的临界值^[5,7,19]。

本文中当比例参数 K 为分岔参数时, $E = 350 \text{ V}$, 其余参数如上所示,通过系统系数线性化模型式(9),以开关周期为采样时间,利用 MATLAB 绘制以电感电流 i_L 为状态变量的分岔图形,如图 2 所示。从图 2 中可以看出,由于比例参数 K 的变化,二阶逆变器的工作状态由稳定 1 周期状态,经过 2-周期分岔状态进入混沌状态的转变过程。

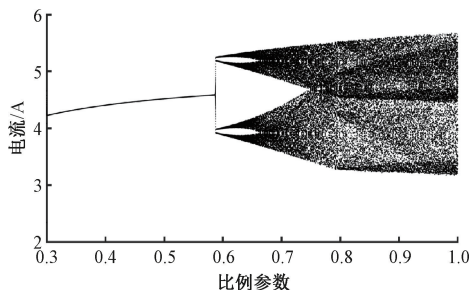


图 2 未加混沌控制时二阶逆变器分岔图

Fig. 2 Bifurcation diagram of second-order inverter without chaos control

2.2 折叠图

折叠图也是一种反映非线性系统混沌行为的一种重要手段,它能够很清晰的表现被控系统在各个分岔参数值处的工作状态和大致输出波形。其具体实现方法为:首先任选状态变量的一个初值,然后再将其代入迭代模型中开始迭代,忽略了迭代的过渡步骤,经稳定后的数个周期根据采样周期进行对齐并加以折叠,最后就获得了系统在某个分岔参数值时的折叠图^[7,20]。本文中,分别选取比例参数 K 为 0.4, 0.6, 0.85, 利用 MATLAB 描绘系统的折叠图如图 3 所示。

从图 3 可以看出当比例控制参数 $K = 0.4$ 时,折叠图在此时出现一条平滑的正弦波曲线,说明了此时逆变器工作在平稳的 1-周期状态;当比例控制参数 $K = 0.6$ 时,折叠图此时产生了两条正弦曲线轨迹,说明了此时系统正工作于 2-周期的分岔状态中;但当比控制参数 $K = 0.85$ 时,折叠图此时则不再显示为光滑的正弦形曲线,

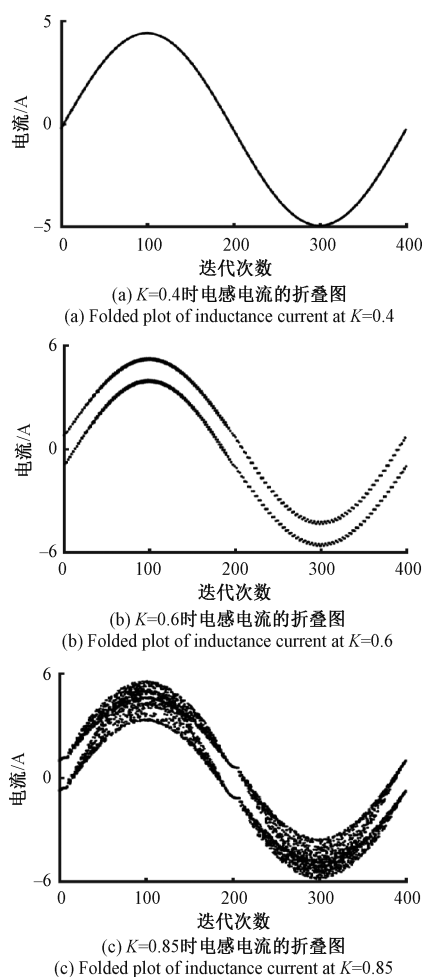


图3 未加混沌控制时二阶逆变器不同比例参数下电感电流的折叠图

Fig. 3 Folding diagram of inductance current under different proportional parameters of second-order inverter without chaos control

而是呈现为杂乱无章的状态,说明此时系统工作于混沌状态,与图2相吻合。

2.3 相位图

相位图是研究系统非线性动力学行为的重要手段,其具体实现方法为:选取合适的状态变量作为坐标轴的横纵坐标,以开关周期作为采样周期,使横纵坐标相应的状态变量的采样值绘制于同一坐标轴上,即为系统的相位图^[10]。本文中,选取以电感电流为坐标轴的横坐标系,以电容电压为坐标轴的纵坐标系,利用 MATLAB 绘制系统在比例参数 K 为 0.4, 0.6, 0.85 的相位图如图4所示。

由图4中可发现在比例控制参数 $K=0.4$ 时,相位图是一条闭合的曲线,显示出此时系统正处在稳定的1-周期态;当比例控制参数 $K=0.6$ 时,相位图中出现了两条封闭的曲线,显示出此时系统恰好处在2-周期分岔状态;

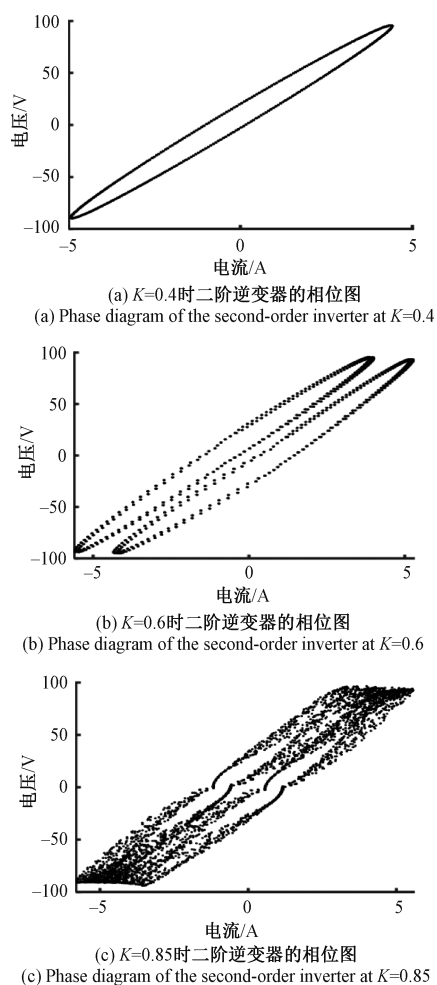


图4 未加混沌控制时二阶逆变器不同比例参数下二阶逆变器的相位图

Fig. 4 Phase diagram of second-order inverter with different proportional parameters without chaos control

当比例控制参数 $K=0.85$ 时,相位图表现为无数混乱的曲线,显示出此时系统正处于混沌态。

2.4 特征值轨迹

特征值轨迹是一种再现系统非线性动力学行为的重要手段,它不仅能看出系统平衡点处的特征根随分岔参数的变化情况,还能准确的得到系统在发生分岔时相应的分岔参数值,方便对系统的稳定与不稳定域进行划分。其具体实现方式为:首先根据系统的离散模型求出系统的雅可比矩阵,然后再把系统的平衡点代入其雅可比矩阵中,进而绘制系统随着分岔参数变化的特征值轨迹^[10]。

设系统的状态变量 $\mathbf{x} = [i_L \ U_C]^T$, 由系统的系数线性化模型式(9)可知系统在平衡点处的雅可比矩阵为:

$$J(\mathbf{x}_Q, D_Q) = \frac{\partial \mathbf{x}_{n+1}}{\partial \mathbf{x}_n} + \frac{\partial \mathbf{x}_{n+1}}{\partial d_n} \frac{\partial d_n}{\partial \mathbf{x}_n} \Big|_{\substack{\mathbf{x}_n = \mathbf{x}_Q \\ d_n = D_Q}} =$$

$$\begin{aligned} & \left. \begin{aligned} I + AT + [B_1T + AB_1T^2(1 - 2d_n) - TB_2]E(-K\delta) \\ x_n = x_Q \\ d_n = D_Q \end{aligned} \right\} \\ & (10) \end{aligned}$$

其中, x_Q 、 D_Q 为系统状态变量 x_n 和占空因数 d_n 对应的平衡点, 其值可以利用系统的系数线性化模型利用 $x_Q = f(x_Q, D_Q)$ 进行数值迭代的方式得到^[11], I 为三阶单位矩阵。

由系统平衡点处的特征值方程 $\det[\lambda I - J(x_Q, D_Q)] = 0$, 可以求得系统平衡点处的特征值 λ_1, λ_2 , 由系统的特征值利用 MATLAB 绘制比例控制参数 K 从 0.1~0.85 变化的特征值轨迹如图 5 所示。

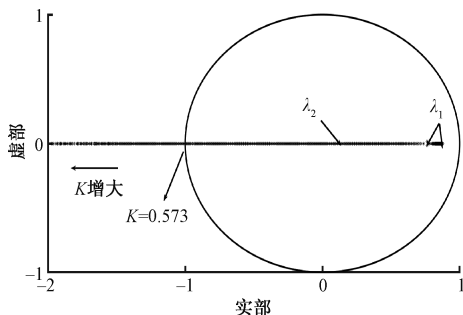


图 5 未加混沌控制二阶逆变器特征值轨迹

Fig. 5 Eigenvalue trajectory of the second-order inverter without chaos control

从特征值轨迹与系统平衡点处的雅可比稳定性判据即可知道, 当比例参数 $K = 0.573$ 时系统的本征值 λ_2 恰好经过单位圆, 此时本征值 λ_1 仍还在单位圆内, 表明在此时系统出现了分岔现象, 由于比例参数 K 的增加, 特征值逐渐地向单位圆外运动, 系统从稳定的 1-周期状态逐渐转变为不稳定状态, 与图 2 相吻合。

2.5 二维稳定域

二维稳定域是一种清晰分析系统稳定运行范围的重要手段, 它不仅能看出系统随着两个控制参数增大或减小稳定运行范围的变化, 还能看出系统稳定与不稳定的分界线和对应两个控制参数的值, 方便快速判断系统的稳定与不稳定状态。其实现方式与特征值轨迹实现方式相似, 首先求出系统的雅可比矩阵, 再将系统状态方程对应的平衡点代入其雅可比矩阵中, 求解系统平衡点处的特征根方程, 进而求出特征值, 通过判断特征值模和 1 的关系, 进而求出系统随着两个控制参数变化时稳定与不稳定范围的分界线, 得出系统的二维稳定域。

本文基于系统平衡点处雅可比矩阵特征值过 1 点, 绘制系统随着比例控制参数 $K \in (0.4, 2.0)$ 和输入电压 $E \in (100, 600)$ 同时变化的二维稳定域, 如图 6 所示。

从图 6 可以看出, 点 $(K, E) = (0.573, 350)$ 位于稳定与不稳定的分界线上, 与特征值轨迹分析一致, 随着比

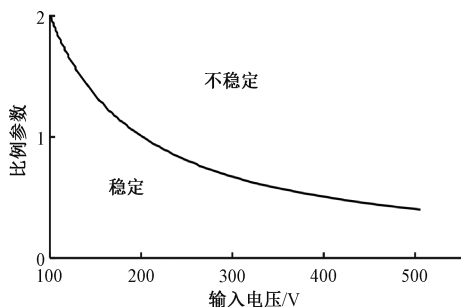


图 6 未加混沌控制时二阶逆变器的二维稳定域

Fig. 6 Two-dimensional stability domain of the second-order inverter without chaos control

例控制参数 K 和输入电压 E 的同时增大, 系统的稳定运行范围逐渐减小, 可以由二维稳定域进行系统的参数优化设计。

3 二阶逆变器的混沌控制

延时反馈控制 (time-delayed feedback control, TDFC) 的实现原理是用系统输出信号和其自身延时一定时间的差值, 再乘以反馈系数作为反馈信号作用与系统中, 以实现抑制系统混沌行为的目的。延时反馈控制的优点是其实实现简单, 只需调整反馈系数即可达到抑制系统混沌现象的要求。本文将系统输出电感电流 i_L 和自身延时一个开关周期的差值乘以反馈系数 a 作用于二阶逆变器中, 其电路结构图如图 7 所示。本文选取延时反馈控制的延时时间 $\tau = T$, T 为开关周期^[10]。

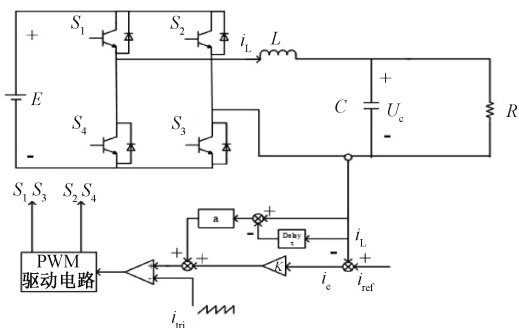


图 7 引入 TDFC 混沌控制下二阶逆变器的电路结构

Fig. 7 Circuit structure of the second-order inverter with TDFC chaos control

引入混沌控制后系统的离散模型为式 (11) 与 (12) 所示:

$$\begin{aligned} x_{n+1} &= (I + AT)x_n + (I + A\bar{d}_nT)d_nTB_1E + \bar{d}_nTB_2E = \\ & (I + AT)x_n + E[(I + A\bar{d}_nT)d_nTB_1 + \bar{d}_nTB_2] \end{aligned} \quad (11)$$

$$d_n = \begin{cases} 0 & d_n \leq 0 \\ D + K(i_{\text{refn}} - \delta x_n) + a(\delta x_{n+1} - \delta x_n) & 0 < d_n < 1 \\ 1 & d_n \geq 1 \end{cases} \quad (12)$$

设系统的状态变量 $\mathbf{x} = [i_L \ U_C]^\top$, 由系统的离散模型式(11)与(12)可知, 引入 TDFC 混沌控制系统在平衡点处的雅可比矩阵为:

$$J(\mathbf{x}_Q, D_Q) = \frac{\partial \mathbf{x}_{n+1}}{\partial \mathbf{x}_n} + \frac{\partial \mathbf{x}_{n+1}}{\partial d_n} \frac{\partial d_n}{\partial \mathbf{x}_n} \bigg|_{\substack{\mathbf{x}_n = \mathbf{x}_Q \\ d_n = D_Q}} =$$

$$\mathbf{I} + \mathbf{A}\mathbf{T} + \frac{[\mathbf{B}_1\mathbf{T} + \mathbf{A}\mathbf{B}_1\mathbf{T}^2(1 - 2d_n) - \mathbf{T}\mathbf{B}_2]E(-K\delta + a\delta\mathbf{A}\mathbf{T})}{1 - a\delta\mathbf{B}_1\mathbf{T}E - a\delta\mathbf{A}\mathbf{B}_1\mathbf{T}^2E + 2a\delta\mathbf{A}\mathbf{B}_1\mathbf{T}^2d_nE + a\delta\mathbf{B}_2\mathbf{T}E} \bigg|_{\substack{\mathbf{x}_n = \mathbf{x}_Q \\ d_n = D_Q}} \quad (13)$$

其中, $\mathbf{x}_Q, D_Q$ 为系统状态变量 $\mathbf{x}_n$ 和占空因数 d_n 对应的平衡点, 其求法与未加控制相同, $\mathbf{I}$ 为三阶单位矩阵, 由系统平衡点处的特征值方程 $\det[\lambda\mathbf{I} - J(\mathbf{x}_Q, D_Q)] = 0$, 可以求得:

$$\begin{aligned} \lambda^2 - (A + B)\lambda + A * B - D * F &= 0 \\ A &= 1 - \frac{2TEK}{L} / (1 - \frac{2TEa}{L}) \\ B &= 1 - \frac{T}{RC} - \frac{T^3Ea}{CL^2} (1 - 2D_Q) / (1 - \frac{2TEa}{L}) \\ D &= \frac{T}{L} + \frac{2T^2Ea}{L^2} / (1 - \frac{2TEa}{L}) \\ F &= -\frac{T}{C} + \frac{T^2EK}{CL} (1 - 2D_Q) / (1 - \frac{2TEa}{L}) \end{aligned} \quad (14)$$

令 $J_1 = A + B, J_2 = A * B - D * F$, 根据朱里准则可知:

$$\begin{aligned} 1 - J_1 + J_2 &> 0 \\ 1 + J_1 + J_2 &> 0 \\ 1 - J_2^2 &> |1 - J_1 + J_1J_2| \end{aligned} \quad (15)$$

将式(15)进行化简整理可得 $-1 < J_2 < 1$, 由图2、3可以看出, 当比例参数 $K = 0.85$ 时系统处于混沌状态, 其余参数选取如上所示, 引入 TDFC 后, 为使系统回到稳定周期1状态, 选取反馈控制参数 $a = -0.2$ 。

从上述可知, 系统引入混沌控制目的是把系统从分岔状态调节到稳定工作状态, 所以研究系统加入混沌控制后的分岔图和平衡点处特征值轨迹图十分重要。

1) 分岔图

由式(11)和(12), 其余参数配置如上, 以比例系数 K 为分岔参数, 以开关周期为采样时间, 绘制加入 TDFC 混沌控制下系统的分岔图如图8所示。

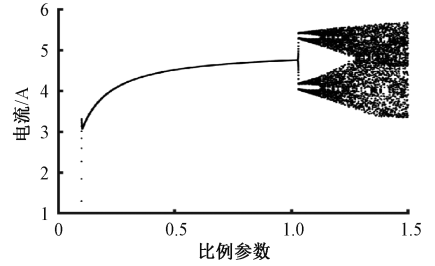


图8 引入 TDFC 混沌控制后二阶逆变器分岔图

Fig. 8 Bifurcation diagram of second-order inverter after introducing TDFC chaos control

2) 特征值轨迹

由系统平衡点处的特征值方程 $\det[\lambda\mathbf{I} - J(\mathbf{x}_Q, D_Q)] = 0$, $\mathbf{I}$ 为三阶单位矩阵, 可以求得系统平衡点处的特征值 λ_1, λ_2 , 由系统的特征值利用 MATLAB 绘制比例控制参数 K 从 0.1~1.2 变化的特征值轨迹如图9所示。

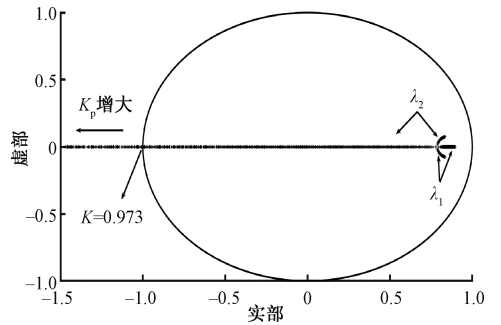


图9 引入 TDFC 混沌控制后二阶逆变器特征值轨迹

Fig. 9 Eigenvalue trajectory of second-order inverter after introducing TDFC chaos control

从图9中可以看出, 即使比例控制参数 K 增大到 0.85, 系统也未发生分岔现象, 两个特征根 λ_1, λ_2 均在单位圆内, 表明当分岔参数 K 变化较大时, 系统仍可保持在稳定运行状态, TDFC 可以有效地控制系统所产生的混沌现象, 提高了系统的稳定运行范围。

3) 二维稳定域

基于系统平衡点处雅可比矩阵特征值过1点, 其余参数配置如上所示, 利用 MATLAB 绘制系统引入 TDFC 混沌控制后, 随着比例控制参数 $K \in (0.8, 2.0)$ 和输入电压 $E \in (100, 600)$ 同时变化的二维稳定域, 如图10所示。

从图10中可以看出, 点 $(K, E) = (0.973, 350)$ 位于稳定与不稳定的分界线上, 与特征值轨迹分析结果一致, 与未加混沌控制 $(K, E) = (0.573, 350)$ 相比, 二阶逆变器的稳定裕度大大增加。

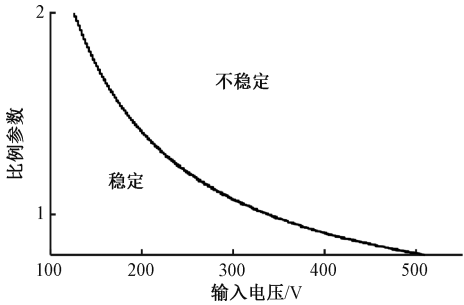


图 10 引入 TDFC 混沌控制后二阶逆变器二维稳定域
Fig. 10 Two-dimensional stability domain of the second-order inverter after introducing TDFC chaos control

4 仿真结果

以比例参数 K 为分岔参数,其余参数配置如上,图 11 给出了当 $K = 0.85$ 时二阶逆变器的输出电流的时域图和总谐波失真系数,可以看出,当未加混沌控制时,二阶逆变器的总谐波失真系数为 7.99%,会给系统带来过大的扰动,无法满足电源的要求。

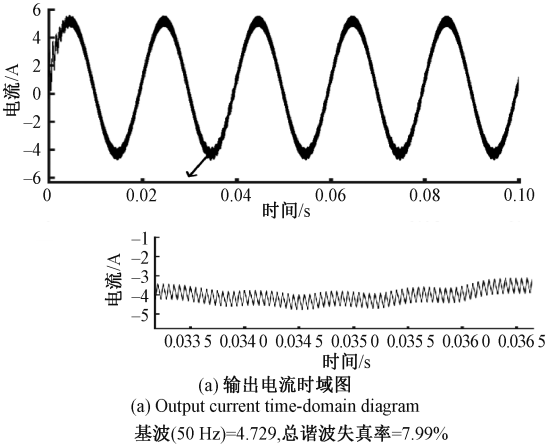


图 11 未加混沌控制时二阶逆变器输出
电流时域图与总谐波失真系数
Fig. 11 Time domain diagram and total harmonic distortion
coefficient of output current of second-order inverter
without chaos control

下面以比例参数 K 为分岔参数,说明引入 TDFC 混沌控制后系统的稳定性与抗扰性。

4.1 稳定性

取比例参数 $K = 0.85$,当 $t = 0.05\text{ s}$ 时加入 TDFC 混沌控制,如图 12 所示,可以看出,在 0.05 s 之前未引入混沌控制时系统处于混沌状态,当 $t = 0.05\text{ s}$ 时引入 TDFC 后系统由混沌状态过渡到稳定运行状态,其总谐波失真系数变为 0.19%,说明 TDFC 不仅可以有效抑制系统出现的混沌行为,还能显著降低系统的总谐波失真系数。

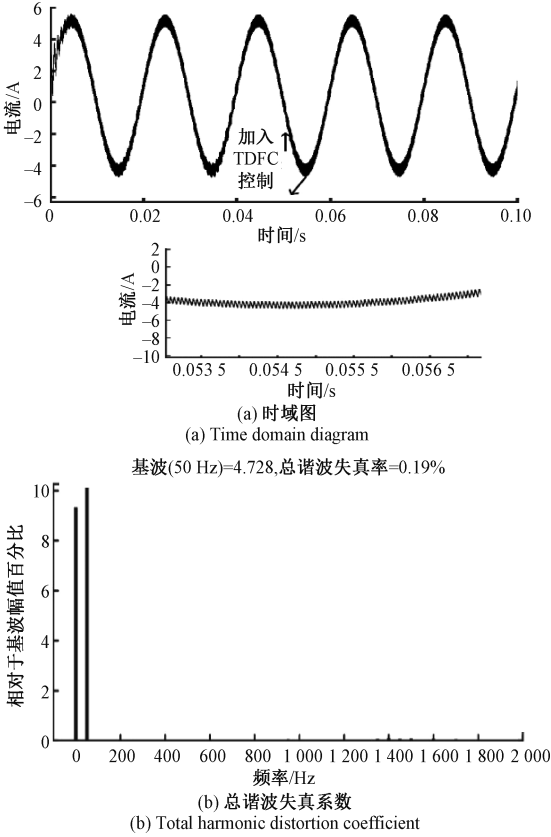


图 12 引入 TDFC 混沌控制时域图与总谐波失真系数
Fig. 12 Introducing TDFC chaos control time domain
diagram and total harmonic distortion coefficient

4.2 抗扰性

取比例参数 $K = 0.85$, $E = 350\text{ V}$,当 $t = 0.05\text{ s}$ 时加入 TDFC 混沌控制,在 $t = 0.08\text{ s}$ 时对直流源输入侧 E 加入 $\Delta E = 50\text{ V}$ 的扰动,仿真结果如图 13 所示,可以看出当在 $t = 0.08\text{ s}$ 施加扰动后,引入 TDFC 混沌控制的系统仍保持在稳定运行状态,其总谐波失真系数为 0.31%,仍能满足电源的要求,说明 TDFC 混沌控制可以增强系统的抗扰性。

5 结 论

本文主要以带 LC 滤波的二阶逆变器为被控对象,详

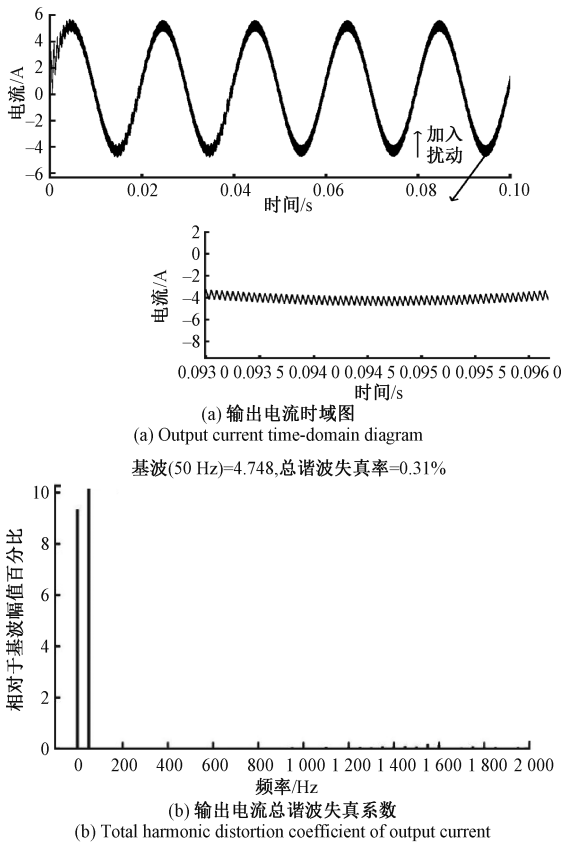


图 13 引入 TDFC 混沌控制后施加扰动系统
输出电流时域图与总谐波失真率
Fig. 13 Time domain diagram and total harmonic distortion
coefficient of output current of disturbed system
after introducing TDFC chaos control

细分析了其发生的非线性行为,并在其基础上加入 TDFC 抑制二阶逆变器发生的混沌行为,为说明所加控制的有效性,开展了数值仿真实验。综上所述,延时反馈控制可以有效地抑制系统出现的混沌现象,且增加了系统运行的稳定域和抗扰性。

参考文献

[1] 邓玮瑾,周江林. 孤岛微网 DC /AC 逆变器电压 H_{∞} 鲁棒控制[J]. 电子测量与仪器学报, 2020, 34(3): 195-200.
DENG W H, ZHOU J L. H_{∞} robust voltage control for DC/AC inverter in islanded microgrid [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2020, 34(3): 195-200.

[2] 陈峻峰,郎宝华,张宏鹏. 新型 Z 源并网逆变器的研究[J]. 国外电子测量技术, 2020, 39(12): 54-59.
CHEN J F, LANG B H, ZHANG H P. Research on a new Z-source grid connected inverter [J]. Foreign Electronic Measurement Technology, 2020, 39(12): 54-59.

[3] 陈继开,祝世启,李浩茹,等. 弱电网下并网逆变器锁相环优化方法 [J]. 仪器仪表学报, 2022, 43 (2): 234-243.
CHEN J K, ZHU SH Q, LI H R, et al. An optimized method of PLL for grid-connected inverter in the weak grid [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2022, 43(2): 234-243.

[4] 代云中,赵鹏程,任海军,等. H6 结构不隔离光伏并网逆变器边界碰撞分岔与稳定域 [J]. 太阳能学报, 2019, 40(1): 126-133.
DAI Y ZH, ZHAO P CH, REN H J, et al. Border-collision bifurcation and stability domain of non-isolated photovoltaic grid-connected inverter with H6-type [J]. Acta Energaie Solaris Sinica, 2019, 40(1): 126-133.

[5] 代璐,龙崑平. PI 调节下光伏逆变器的分岔与混沌现象研究 [J]. 电力系统保护与控制, 2012, 40 (24): 89-94.
DAI L, LONG Y P. Study of bifurcation and chaos for photovoltaic inverter with PI controller [J]. Power System Protection and Control, 2012, 40(24): 89-94.

[6] 徐路,冯平,陈镜伯,等. SPWM-H 桥逆变器的 2 种离散模型及复杂行为研究 [J]. 后勤工程学院学报, 2015, 31(6): 87-91.
XU L, FENG P, CHEN J B, et al. Research on two discrete models and complex behaviors in SPWM-H bridge inverter [J]. Journal of Logistical Engineering University, 2015, 31(6): 87-91.

[7] 江伟,吴荣华. 基于 PI 控制的 H 桥逆变器工作稳定性研究 [J]. 振动与冲击, 2020, 39(16): 62-68.
JIANG W, WU R H. A study on working stability of H-bridge inverter based on PI control [J]. Journal of Vibration and Shock, 2020, 39(16): 62-68.

[8] 江伟,吴荣华. 基于幂次趋近律滑模控制的 H 桥逆变器复杂动力学行为研究 [J]. 振动与冲击, 2020, 39(10): 7-14.
JIANG W, WU R H. Research on complex dynamic behavior of H-bridge inverter based on power rate reaching law sliding mode control [J]. Journal of Vibration and Shock, 2020, 39(10): 7-14.

[9] 胡娟,江伟,吴荣华. 基于改进幂次趋近律的滑模控制 H 桥逆变器的非线性行为 [J]. 安徽大学学报(自然科学版), 2020, 44(2): 66-71.
HU J, JIANG W, WU R H. Nonlinear behaviors of H-bridge inverter based on sliding mode control with improved power reach law [J]. Journal of Anhui University (Natural Science Edition), 2020, 44(2): 66-71.

[10] 龙崑平. 单相全桥逆变器分岔与混沌现象研究 [D]. 重庆:重庆大学, 2013.

- LONG Y P. Research of bifurcation and chaos in single-phase full-bridge inverter [D]. Chongqing : Chongqing University, 2013.
- [11] 周林, 龙巍平, 郭珂, 等. 基于系数线性化模型的逆变器分岔与混沌现象研究[J]. 电力自动化设备, 2013, 33(7): 100-104.
- ZHOU L, LONG Y P, GUO K, et al. Bifurcation and chaos of inverter system based on coefficient linear model[J]. Electric Power Automation Equipment, 2013, 33(7): 100-104.
- [12] IU H H C, ROBERT B. Control of chaos in a pwm current-mode H-bridge inverter using time-delayed feedback[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and, Applications, 2003, 50(8): 1125-1129.
- [13] ROBERT B, IU H H C, FEKI M. Adaptive time-delayed feedback for chaos control in a PWM single phase inverter [J]. Journal of Circuits, Systems and Computers, 2004, 13(3): 519-534.
- [14] JIANG W, ZHOU Y F, CHEN J N, et al. Research of modeling and simulation to control chaos in H bridge converter [C]. The Ninth International Conference on Electronic Measurement and Instruments. IEEE, 2009: 327-331.
- [15] ROBERT B, FEKI M. Control of a pwm inverter using proportional plus extended time-delayed feedback [J]. International Journal of Bifurcation and Chaos, 2006, 16(1): 113-128.
- [16] 周琪. 光伏发电系统中直流变换器和逆变器的动力学特性分析与控制[D]. 南京: 南京师范大学, 2018.
- ZHOU Q. Analysis and control of dynamic characteristics of DC converter and inverter in photovoltaic power generation system [D]. Nanjing: Nanjing Normal University, 2018.
- [17] 孙黎霞, 周照宇, 温正赓, 等. SPWM-H 桥变换器中分岔与混沌的自适应载波调幅控制[J]. 电测与仪表, 2020, 57(23): 101-108.
- SUN L X, ZHOU ZH Y, WEN ZH G, et al. Adaptive carrier amplitude modulation control of bifurcation and chaos in SPWM H-bridge converter [J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2020, 57(23): 101-108.
- [18] 马西奎. 电力电子系统的非线性动力学分析[M]. 北京: 科学出版社, 2017.
- MA X K. Nonlinear Dynamics Analysis of Power Electronic Systems[M]. Beijing: Science Press, 2017.
- [19] 吴荣华. 单相逆变器中非线性动力学行为及混沌控制的研究[D]. 南昌: 东华理工大学, 2019.
- WU R H. Study of nonlinear dynamic behavior and chaos control in single-phase inverter [D]. Nanchang: East China University of Technology, 2019.
- [20] 江伟, 吴荣华. 谷值电流控制的 H 桥逆变器的非线性现象[J]. 安徽大学学报(自然科学版), 2019, 43(2): 65-71.
- JIANG W, WU R H. Nonlinear phenomenon in H-bridge inverter by valley-current control [J]. Journal of Anhui University (Natural Science Edition), 2019, 43(2): 65-71.

作者简介



高志强, 博士, 现为天津理工大学硕士生导师, 教授, 主要研究方向为控制论和自抗扰控制。

E-mail: z. gao@ieee. org

Gao Zhiqiang, Ph. D. , is now a professor and M. Sc. supervisor at Tianjin University of Technology. His main research interests include cybernetics and active disturbance rejection control.



陈翰博(通信作者), 2020 年于天津理工大学获得学士学位, 现为天津理工大学硕士研究生, 主要研究方向为逆变器非线性动力学及其混沌控制。

E-mail: chb1954461098@126. com

Chen Hanbo (Corresponding author) received his B. Sc. degree from Tianjin University of Technology in 2020. Now he is a M. Sc. candidate at Tianjin University of Technology. His main research interests include nonlinear dynamics and chaos control of inverters.