

DOI: 10.13382/j.jemi.B2407371

双幂次滑模控制单相三电平逆变器非线性行为*

陶慧 王坤

(河南理工大学电气工程及其自动化学院 焦作 454000)

摘要:将双幂次趋近律滑模控制引入到单相三电平逆变器,系统工作模式较多,存在复杂的非线性动力学行为。分析系统不同模式下工作原理,采用频闪映射法建立系统离散模型。结合分岔图和折叠图研究了系统参数对系统非线性行为的影响,得到了系统控制参数和主电路参数的二维稳定工作域。使用快变稳定性定理对双幂次滑模控制下系统稳定性进行分析,与分岔图、折叠图进行对比验证,并和其他控制策略下系统的稳定性进行比较。最后利用不同控制参数下系统的时域波形图和及其频谱对系统非线性行为进行验证。研究发现三电平逆变拓扑具有更复杂非线性行为,且双幂次趋近率滑模控制具有较宽的参数稳定域,控制参数的稳定工作范围由比例控制的0.15~0.95扩大到0.05~1.65,不稳定起点由改进指数趋近率滑模控制的1.3后移到1.65。研究结论为双幂次趋近率滑模控制三电平逆变器的参数设计提供了理论依据。

关键词:单相三电平逆变器;双幂次趋近律;滑模控制;分岔;快变稳定性

中图分类号: TM464; TN301 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 470.4

Nonlinear behavior of single-phase three-level inverter with double power sliding mode control

Tao Hui Wang Kun

(School of Electrical Engineering and Automation, Henan Polytechnic University, Jiaozuo 454000, China)

Abstract: The double-exponential asymptotic sliding mode control is applied to the single-phase three-level inverter system, which exhibits a multitude of operating modes and intricate nonlinear dynamic behavior. The operational principles of the system across various modes are thoroughly analyzed, and a discrete model of the system is established utilizing the flash mapping method. The impact of system parameters on its nonlinear behavior is investigated through bifurcation diagrams and folding diagrams, leading to the identification of a two-dimensional stable operation domain for both control parameters and main circuit parameters. The stability of the system under double-exponential sliding mode control is examined using the fast-varying stability theorem, with comparisons made against bifurcation and folding diagrams for validation, as well as against other control strategies. Finally, the nonlinear behavior of the system is corroborated through time-domain waveform diagrams and their corresponding spectra under varying control parameters. The study reveals that the three-level inverter topology demonstrates more complex nonlinear dynamics; furthermore, it establishes that double-exponential asymptotic rate sliding mode offers an expanded parameter stable domain. Specifically, the stable operational range for control parameters has been extended from 0.15~0.95 to 0.05~1.65, while shifting the unstable starting point from 1.3 (under improved exponential asymptotic rate sliding mode control) to 1.65. These research findings provide theoretical support for parameter design in implementing double-exponential asymptotic rate sliding mode control within three-level inverters.

Keywords: single-phase three-level inverter; double power convergence law; sliding mode control; bifurcation; fast-change stability

0 引言

逆变器作为一种强非线性系统,具有复杂的非线性

行为,如 hopf 分岔、碰撞边界分岔、倍周期分岔等^[1-2]。Abdelmoula 等^[3]首先对单相 H 桥逆变器中的非线性行为进行分析。文献[4]对数字控制下的 H 桥逆变器的非线性行为进行研究。文献[5]对准 Z 源逆变器的非

线性行为进行了分析。相对于传统的两电平逆变器,采用 6 个开关的三电平逆变器可以有效减小系统的谐波含量,降低开关器件的电压应力,提高输出的稳定性^[6-7]。随着电路拓扑复杂性的增加,其非线性动力学行为越加复杂。现有对三电平逆变器研究大都是基于线性控制策略下进行,其研究方法主要通过建立系统的离散数学模型、绘制系统分岔图、折叠图、相轨迹图、李雅普诺夫指数等分析系统从稳定到混沌的过程^[8]。文献[7]分析了比例控制下的单相三电平逆变器的非线性行为。文献[9]分析了三电平逆变器器的低频振荡现象。文献[10-11]分析了三电平逆变器在弱电网情况下的非线性行为。文献[12]将滑模控制引入到三电平变换器,发现滑模控制的变换器有效提高了系统的动态性能和鲁棒性。

滑模控制作为典型的非线性控制,不仅实现系统的解耦控制,且响应速度快,系统抖振小^[13-15]。滑模控制的关键在于选择合适的趋近律,传统趋近律有快速趋近律、指数趋近律、幂次趋近律等^[16]。滑模控制在趋近阶段系统仍受到不确定性和外扰的影响,在靠近滑模面时鲁棒性减弱。为提高系统的鲁棒性、缩短趋近阶段时间和消除抖振,不断有新的趋近律被提出并改进^[17]。文献[18]将改进指数趋近律滑模控制用于单相 H 桥逆变器,并绘制分岔图和折叠图进行研究,发现系统存在复杂的非线性行为。文献[19]将改进指数趋近律控制应用于双降压逆变器中并进行非线性行为分析。文献[20]提出双幂次趋近律滑模控制,并运用到机器人的状态控制中。文献[21]提出一种新型双幂次趋近律,发现在滑模面附近有更快的收敛速度,并有效降低系统的抖振。

本文将新型双幂次趋近律滑模控制引入到单相三电平逆变器中,对其非线性行为进行研究。首先分析系统工作原理,使用频闪映射法建立系统的离散数学模型。结合分岔图和折叠图分析控制参数对系统稳定性的影响,并分析不同主电路参数下系统的非线性行为。接下来采用快变稳定性定理对系统进行稳定性分析。最后搭建仿真模型验证系统的非线性行为。

1 系统的工作原理和离散模型

1.1 系统的工作原理

将双幂次趋近律滑模控制引入单相三电平逆变器的电路,其原理如图 1 所示。系统由主电路和控制电路组成。主电路拓扑参考文献[7], E 为直流电压, $C1, C2$ 为直流侧分压电容, $V1 \sim V6$ 为 6 个全控型开关器件, $D1 \sim D8$ 为续流二极管,利用电感 L 进行滤波, i_L 为采样电流, R 为负载电阻, I_{ref} 为参考电流。控制策略采用双幂次趋

近律滑模控制^[22],将偏差信号作为输入,经过滑模控制得到控制电压,采用三电平载波同向层叠策略并经逻辑控制得到六路驱动信号。

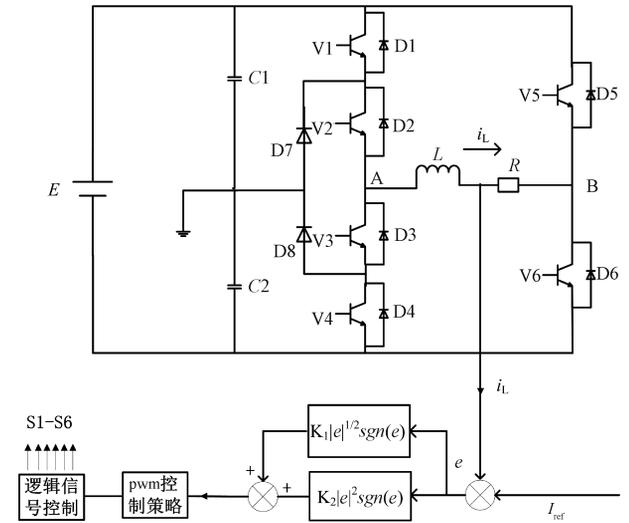


图 1 双幂次趋近率滑模控制单相三电平逆变器结构
Fig. 1 Double-power approach rate sliding mode controls single-phase three-level inverter structure

电路调制采用三电平载波同向层叠策略如图 2 所示。载波 U_{tr1} 和 U_{tr2} 为两个等幅值等频率的三角波,将控制电压 U_c 与两个载波进行比较得到逻辑信号 A、B、C。当 $U_c > U_{tr1}$ 时输出信号 $A = 1$, $U_c < U_{tr1}$ 时输出信号 $A = 0$; $U_c > U_{tr2}$ 时,输出信号 $B = 1$, $U_c < U_{tr2}$ 时,输出信号 $B = 0$; $i_{ref} > 0$ 时输出 $C = 1$, $i_{ref} < 0$ 时输出 $C = 0$ 。将 A、B、C 3 个信号通过逻辑运算得到 S1~S6 的开关控制信号, S_i 表示第 i 个开关管的状态, $S_i = 1$ 时,开关管 V_i 导通; $S_i = 0$ 时, V_i 截止^[20]。逻辑控制规律为: $S_1 = A \& C$ 、 $S_2 = (C + \bar{A}) \& (B + \bar{C})$ 、 $S_3 = \bar{S}_1$ 、 $S_4 = \bar{S}_2$ 、 $S_5 = \bar{C}$ 、 $S_6 = C$ 。

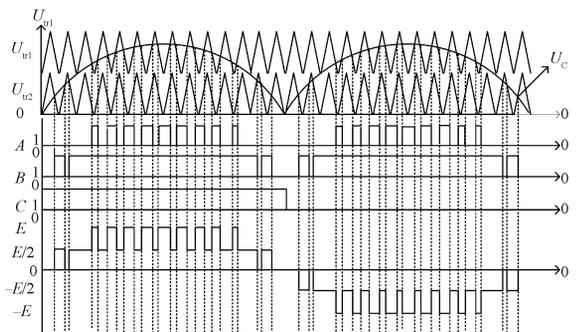


图 2 载波同向层叠调制策略

Fig. 2 Carrier co-directional cascading modulation strategy

根据开关管的导通状态,系统共有 6 种开关模式,根据 6 种开关模式建立状态方程,其结果如表 1 所示^[8]。

表 1 系统不同模式的工作情况

Table 1 The working conditions of different modes of the system

参考电流方向	载波比较	开关状态	工作模式	状态方程
$i_{refn} > 0$	$U_c > U_{tr1}$	V1、V2、V6 导通, V3、V4、V5 关断	模式 1	$\frac{di_L}{dt} = -\frac{R}{L}i_L + \frac{E}{L}$
$i_{refn} > 0$	$U_{tr2} < U_c < U_{tr1}$	V2、V3、V6 导通, V1、V4、V5 关断	模式 2	$\frac{di_L}{dt} = -\frac{R}{L}i_L + \frac{E}{2L}$
$i_{refn} > 0$	$U_c < U_{tr2}$	V3、V4、V6 导通, V1、V2、V5 关断	模式 3	$\frac{di_L}{dt} = -\frac{R}{L}i_L$
$i_{refn} < 0$	$U_c > U_{tr1}$	V3、V4、V5 导通, V1、V2、V6 关断	模式 4	$\frac{di_L}{dt} = -\frac{R}{L}i_L - \frac{E}{L}$
$i_{refn} < 0$	$U_{tr2} < U_c < U_{tr1}$	V2、V3、V5 导通, V1、V4、V6 关断	模式 5	$\frac{di_L}{dt} = -\frac{R}{L}i_L - \frac{E}{2L}$
$i_{refn} < 0$	$U_c < U_{tr2}$	V1、V2、V5 导通, V3、V4、V6 关断	模式 6	$\frac{di_L}{dt} = -\frac{R}{L}i_L$

相比于传统趋近律滑模控制方式,采用文献[21]中的双幂次趋近律滑模控制时,系统有更快的收敛速度,此时控制电压为:

$$U_c = K_1 |e|^{1/2} \times \text{sgn}(e) + K_2 |e|^2 \times \text{sgn}(e) \quad (1)$$

其中, e 为误差信号, U_c 为控制电压, K_1 、 K_2 为控制参数。当 $|e| > 1$ 时,系统状态未达到滑模面时, K_2 占据主导,用于提高趋近速度;当 $|e| < 1$ 时,系统状态未达到稳定, K_1 占据主导,保障系统的稳定运行。

1.2 系统离散模型

以逆变器开关周期 T 作为采样时间间隔,采用频闪映射法建立逆变器的离散数学模型。状态变量 i_{tm} 为第 nT 时刻的电感电流, i_{refn} 代表 nT 时刻的参考电流, d_n 表示为第 n 个周期的占空比, T_s 为三角载波周期。

当 $i_{refn} > 0, 0.5 < U_c < 1$ 时,系统工作在模式 1 和模式 2,得出主电路的离散数学模型为^[7]:

$$i_{n+1} = i_n e^{-\frac{T_s R}{L}} + \frac{E}{2R} \left(e^{\frac{(d_{n1}-1)T_s R}{L}} - 2e^{-\frac{T_s R}{L}} \right) + \frac{E}{2R} \quad (2)$$

当 $i_{refn} > 0, 0 < U_c < 0.5$ 时,系统工作在模式 2 和 3,主电路的离散数学模型为:

$$i_{n+1} = i_n e^{-\frac{T_s R}{L}} + \frac{E}{2R} \left(e^{\frac{(d_{n2}-1)T_s R}{L}} - e^{-\frac{T_s R}{L}} \right) \quad (3)$$

当 $i_{refn} < 0, 0.5 < U_c < 1$ 时,系统工作在模式 4 和 5,主电路的离散数学模型为:

$$i_{n+1} = i_n e^{-\frac{T_s R}{L}} + \frac{E}{2R} \left(2e^{-\frac{T_s R}{L}} - e^{\frac{(d_{n3}-1)T_s R}{L}} \right) - \frac{E}{2R} \quad (4)$$

当 $i_{refn} < 0, 0 < U_c < 0.5$ 时,系统工作在模式 5 和 6,主电路的离散数学模型为:

$$i_{n+1} = i_n e^{-\frac{T_s R}{L}} + \frac{E}{2R} \left(e^{-\frac{T_s R}{L}} - e^{\frac{(d_{n4}-1)T_s R}{L}} \right) \quad (5)$$

对式(2)进行离散化得到第 n 个周期的控制电压:

$$U_{c,n} = K_1 \times |e_n|^{\frac{1}{2}} \times \text{sgn}(e_n) + K_2 \times |e_n|^2 \times \text{sgn}(e_n) \quad (6)$$

式中: e_n 为第 n 个周期的误差信号,由准静态思想得到第 n 个周期的参考电流为:

$$i_{ref,n} = I_m \sin(wnt) \quad (7)$$

由图 2 可知系统占空比为:

$$\begin{cases} d_{n1} = 2U_c - 1 \\ d_{n2} = 2U_c \\ d_{n3} = 2U_c - 1 \\ d_{n4} = 2U_c \end{cases} \quad (8)$$

系统离散数学模型由式(3)~(9)组成。

2 系统的非线性分析

逆变器的非线性分析的数值仿真方法主要有分岔图、折叠图、庞加莱截面等。分岔图是通过系统离散模型进行迭代计算,选择合适的迭代初值,在稳定后的数个固定开关周期进行采样,然后将不同分岔参数下的采样值绘制而成。分岔图能够准确的描述系统从稳定到分岔再到混沌状态的过程。折叠图是在系统稳定后采样若干个周期并进行折叠,可以直观的反映出系统完整周期的输出波形。本文结合分岔图和折叠图分析控制参数和主电路参数对系统非线性行为的影响。系统参数默认值设置为: $E = 380 \text{ V}$, $R = 20 \text{ } \Omega$, $L = 20 \text{ mH}$, $f_s = 10 \text{ kHz}$, $i_{ref} = 5 \sin(100\pi t)$, $K_1 = 0.15$, $K_2 = 1.5$ 。

2.1 控制参数对系统非线性行为的影响

1) 控制参数 K_2 的影响

采用双幂次趋近律滑模控制时, K_2 比 K_1 对系统稳定性影响更大。首先绘制 K_2 变化时 i_L 的分岔图。其他参数取默认值, K_2 以 0.01 的步长从 0 变化至 2.5,取稳定后的 50 个周期并在电流峰值处进行采样,得到的分岔图如图 3 所示。由图 3 可以看出, $0 < K_2 < 1.65$ 时,电流曲线为一条光滑的曲线,趋近电流峰值,此时为稳定的周期 1 状态;当 $1.65 \leq K_2 < 1.75$ 时,电流曲线变为两条,此时

系统发生倍周期分岔;而当 $1.75 \leq K_2$ 时,采样点变得无序,电感电流发生低频震荡,此时系统从周期 2 状态进入混沌状态,无法稳定运行。为使系统处于稳定状态, K_2 的取值范围应在 $0 \sim 1.65$ 。

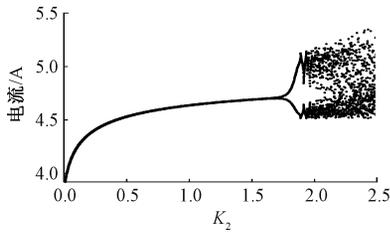


图 3 电流 i_L 随参数 K_2 变化的分岔图

Fig. 3 Bifurcation diagram of the variation of current i_L with parameter K_2

为了进一步验证不同 K_2 下的系统工作状态, K_2 分别取 1.5、1.7、2 时,绘制 50 个周期下的折叠图如图 4 所示。当参数 $K_2 = 1.5$ 时,采样结果为一条光滑曲线,峰值电流稳定,此时系统处于稳定状态;当参数 $K_2 = 1.7$ 时,采样结果变为两条正弦曲线,此时系统进入倍周期分岔,在峰值部分分岔最为明显;当参数 $K_2 = 2$ 时,采样结果发生紊乱,折叠图出现离散点,说明系统进入混沌状态。图 4 折叠图结果和图 3 分岔图结论保持一致。

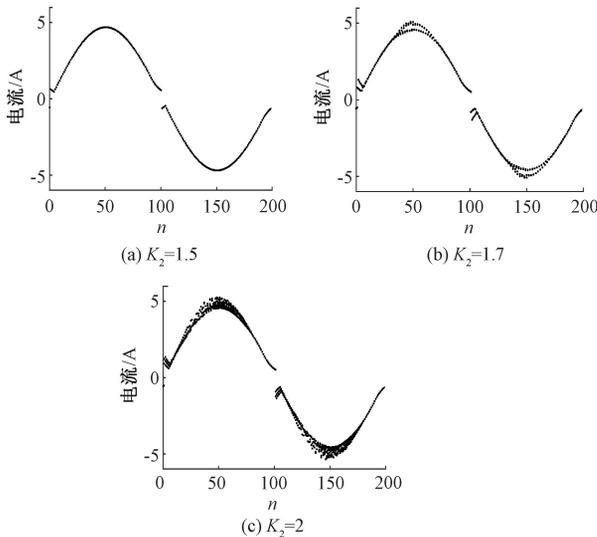


图 4 不同 K_2 值下的折叠图

Fig. 4 Folding diagram of different coefficient K_2

2) 控制参数 K_1 对系统稳定性的影响

系统其他参数不变, $K_2 = 1.5$, 选择控制参数 K_1 , 以 0.001 的步长绘制分岔图, 结果如图 5 所示。 $K_1 \leq 0.36$ 时, 系统稳定运行; $K_1 > 0.36$ 时, 系统发生倍周期分岔, 快速进入混沌状态, 其折叠图与 K_2 参数下类似, 这里不再赘述。

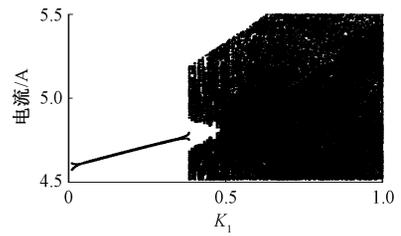


图 5 电流 i_L 随参数 K_1 变化的分岔图

Fig. 5 Bifurcation plot of current i_L as a function of parameter K_1

3) 控制参数稳定域

确定系统控制参数的稳定域, 对系统的稳定运行有重要作用。保持主电路参数不变, 根据分岔图绘制双幂次趋近律滑模控制下控制参数 K_1, K_2 的稳定性边界图, 其结果如图 6 所示。在图 6 中, 曲线上方为不稳定区域, 曲线下方为稳定性区域。

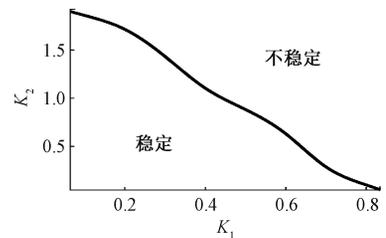


图 6 控制参数二维稳定域

Fig. 6 Control parameter two-dimensional stabilization domain

2.2 主电路参数对系统非线性行为的影响

1) 主电路参数分岔图

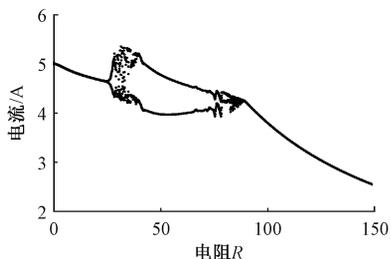
主电路参数变化也会影响系统的稳定运行, 并产生不同的非线性行为, 分别采用分岔图分析 R, L, E 3 个参数下系统的非线性行为。

以电阻 R 为分岔参数, 以 0.1 的步长从 0 取到 150, 在电流峰值处采样得到的分岔图结果如图 7(a) 所示。随着负载 R 的增大, 电感电流总体呈下降趋势。当 $R = 22$ 时, 系统从稳定进入 Hopf 分岔; 随着 R 继续增大, 系统逐渐经过分岔-混沌-分岔-混沌; 当 $R = 80$ 时, 系统开始进入稳定状态, 但由于负载过大电流进入快速下降阶段, 输出达不到参考电流。

以电感 L 为分岔参数, 以 0.000 01 的步长从 0 取到 0.03, 分岔图结果如图 7(b) 所示。随着电感 L 的增大, 系统出现多种倍周期状态, 从多分岔进入到倍周期分岔, 随后进入混沌状态, 最后趋于稳定, 系统呈现出典型的阵发混沌现象。

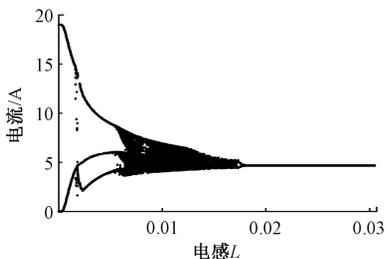
以电源电压 E 为分岔参数, 以 1 的步长从 100 取到 1 000, 分岔图结果如图 7(c) 示。 $E < 415$ 时, 系统稳定运行; $E = 415$ 时, 采样点开始发生分岔现象, 此时系统进入

倍周期状态;随着电压进一步增加,在 500 V 后系统进入混沌状态,采样电流发生低频振荡。



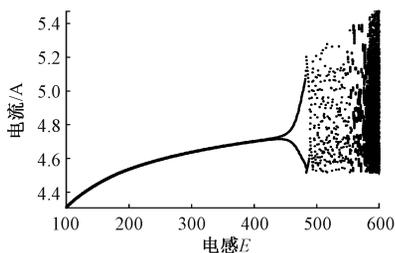
(a) 电流 i_L 随电阻 R 变化的分岔图

(a) Bifurcation diagram of current i_L as a function of resistance R



(b) 电流 i_L 随电感 L 变化的分岔图

(b) Bifurcation diagram of current i_L as a function of inductance L



(c) 电流 i_L 随电感 E 变化的分岔图

(c) Bifurcation diagram of the variation of current i_L with parameter E

图 7 主电路参数的分岔图

Fig. 7 Bifurcation diagram of the main circuit parameter

对比滑模控制两电平逆变器不同主电路参数下的分岔图^[18],发现三电平逆变器具有更复杂的非线性行为。特别是随着电阻 R 增大,两电平逆变器系统演化过程为稳定-周期 3-混沌-倍周期分岔,而三电平逆变器演化过程历经两次混沌。

2) 主电路参数稳定域

主电路参数 E 和 L 下的二维稳定域如图 8 所示,选择合理的主电路参数可使系统在稳定情况下持续运行。

3 稳定性理论分析

3.1 双幂次趋近律滑模控制时稳定性分析

1) 快变稳定性定理

单相三电平逆变器采用双幂次趋近律滑模控制,非线性控制下离散数学模型不可求导,传统的李雅普诺夫指数法和雅可比矩阵法无法对系统稳定性进行理论分

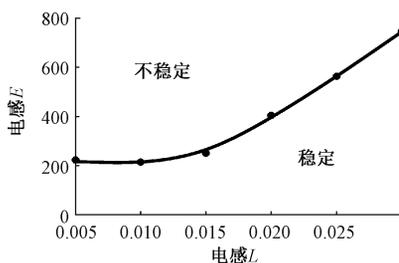


图 8 主电路参数二维稳定域

Fig. 8 Two-dimensional stabilization domain for main circuit parameters

析,文献[22]提出的快变稳定性定理适用于离散数学模型不可导系统的稳定性分析。快变稳定性定理原理是:通过采样 M 个连续开关周期的占空比,对其做差再除以两者差的绝对值,商值相加得到稳定系数 P ,通过判断 P 与 M 的关系确定系统的稳定性。当 $P=M$ 时,说明前后周期的占空比间隔相同,且占空比大小保持单调变化,此时系统稳定运行; $P<M$ 时,说明占空比前后周期发生突变,系统失去稳定性。

稳定系数的计算公式如式(9)所示,极小值 a 的加入避免差值出现零值无法计算的情况。

$$P = \sum_{n=N_0}^{N_0+M} \frac{d_{n+1} - d_n + a}{|d_{n+1} - d_n + a|} \quad (9)$$

2) 系统的稳定性分析

取 $N=2585, M=20, K_2$ 为分岔参数时的快慢尺度计算结果如图 9(a) 所示。当 $K_2 < 1.65$ 时, $P=M$,系统从零初始状态经过短暂时间进入稳定;当 $K_2 > 1.65$ 时,系统从稳定过渡到不稳定状态。快慢尺度分析结果与分岔图结论保持一致。

图 9(b) 和 (c) 分别为参数 K_1 和 E 为分岔参数时系统的快变稳定性结果,与图 5 和 9(C) 结论保持一致。

3.2 与其他控制策略的对比

为了说明双幂次趋近律滑模控制的优越性,下面给出比例控制和改进指数趋近律滑模控制下系统的稳定性分析。

当采用传统比例控制时,其他参数不变,系统快慢尺度分析如图 10(a) 所示。 $0 < K < 0.15$ 时, $P < M$,此时系统开始运行,开始时由于比例系数过小,系统输出为 0,随着控制参数增大,输出电流 i_L 增加,控制参数到达 0.15 时系统输出电流达到期望。当 $0.15 < K < 0.95$ 时, $P=M$,系统稳定运行, i_L 趋于定值; $K > 0.95$ 时, $P < M$,此时系统从稳定过渡到不稳定状态,快慢尺度系数发生紊乱。比例控制时,系统的控制参数稳定范围为 0.15~0.95。双幂次趋近率滑模控制时控制参数 K_2 稳定的工作范围更宽。

使用改进指数趋近律滑模控制时,控制电压离散后

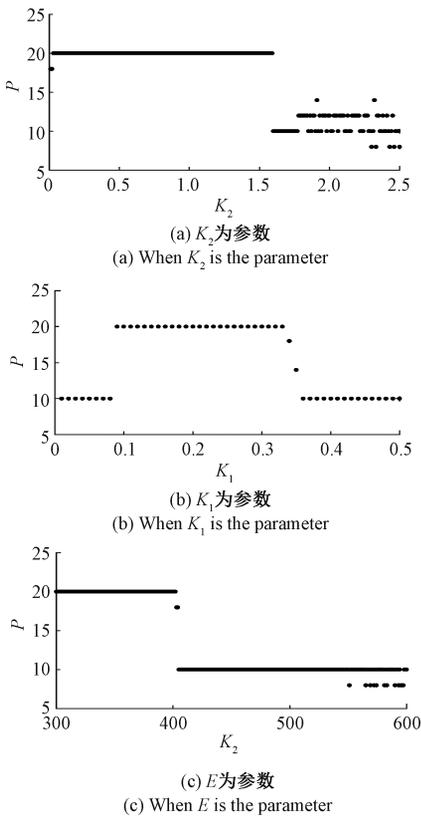


图 9 双幂次趋近律滑模控制时快慢尺度分析

Fig. 9 Fast and slow scale analysis when double-power approach rate sliding mode control

的公式如式 (10) 所示。

$$U_{c,n} = K_1 + K_2 \times e^2 \times \text{sgn}(e_n) \quad (10)$$

系统其他参考值与默认值一致,稳定性分析结果如图 10(b) 所示。可知系统在极短的时间内系统进入稳定状态。当 $0.05 < K_2 < 0.1.3$ 时, $P=M$, 此时系统处于稳定运行状态, i_L 趋于定值; 当 $K_2 \geq 1.3$ 时, $P < M$, 此时系统从稳定过渡到不稳定状态, 快慢尺度参数开始紊乱。由图 9(a) 与图 10(b) 可知, 双幂次趋近律滑模控制相比于改进指数趋近律滑模控制控制参数 K_2 的不稳定起点从 1.3 后移至 1.65。

4 仿真验证

根据的系统原理图, 在 MATLAB/Simulink 中建立双幂次趋近律滑模控制单相三电平逆变器的仿真模型, 仿真得到不同控制参数 K_2 下的时域波形图和谐波分布如图 (11) ~ (13) 所示。

随着控制参数 K_2 的不断增大, 电感电流的输出纹波不断增大。由图 11 可知, 当 $K_2 = 1.5$ 时, 系统稳定运行, 逆变器输出波形接近正弦波, 放大后发现纹波周期等于开关周期; 总谐波失真率 $THD = 4.29$, 谐波主要存在开关

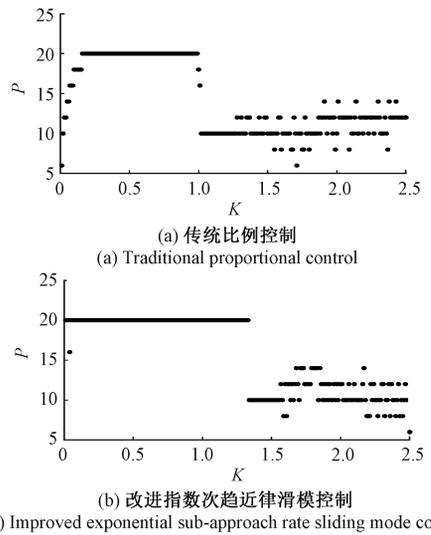
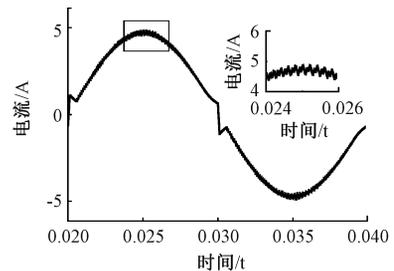


图 10 比例控制和改进指数趋近律控制时快慢尺度分析

Fig. 10 Proportional control and improved exponential approach rate control for fast and slow scale analysis



基频(50 Hz)=94.31 总谐波失真率=4.29

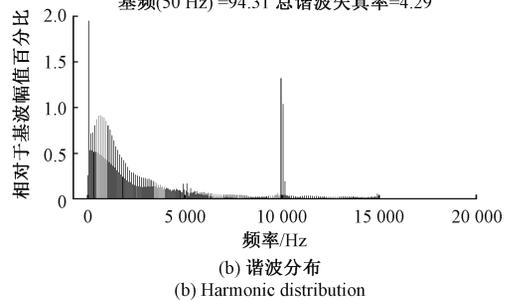
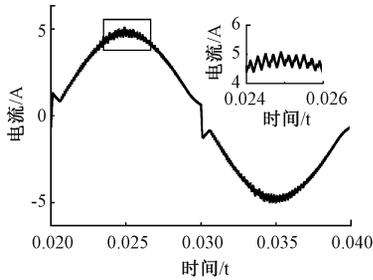


图 11 控制参数 $K_2 = 1.5$ 的时域波形图和谐波分布

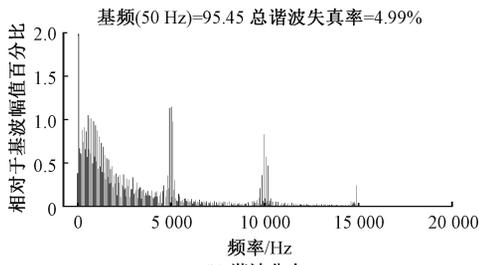
Fig. 11 Control the time-domain waveform and harmonic distribution of the parameter $K_2 = 1.5$

频率 10 kHz 附近。由图 12 可知, 当 $K_2 = 1.7$ 时, 电流波形整体仍接近正弦, 放大后发现输出电流的纹波周期为开关周期的两倍, 系统出现倍周期分岔; 电流的谐波含量有所增加, $THD = 4.99\%$ 。此时系统主要存在 10 kHz、二分之一开关频率 5 kHz 及其附近的谐波分量。由图 13 可知, $K_2 = 2.5$ 时, 电流波形出现明显畸变, 放大后发现电流纹波失去规律, 此时 $THD = 7.17\%$, 系统出现大量低频

谐波,失去稳定性。对比 K_2 取不同值时的分岔图(图 3),在系统改变控制参数时,时域波形图及谐波分布情况与分岔图结论保持一致。



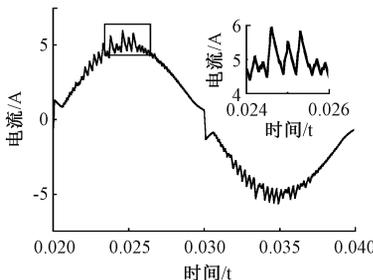
(a) 时域波形图
(a) Time-domain waveform plots



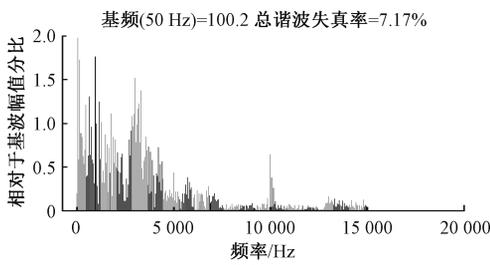
(b) 谐波分布
(b) Harmonic distribution

图 12 控制参数 $K_2 = 1.7$ 的时域波形图和谐波分布

Fig. 12 Control the time-domain waveform and harmonic distribution of the parameter $K_2 = 1.7$



(a) 时域波形图
(a) Time-domain waveform plots



(b) 谐波分布
(b) Harmonic distribution

图 13 控制参数 $K_2 = 2.5$ 的时域波形图和谐波分布

Fig. 13 Control the time-domain waveform and harmonic distribution of the parameter $K_2 = 2.5$

5 结 论

本文将双幂次趋近律滑模控制引入单相三电平逆变器控制中,并对其非线性行为进行研究。通过建立系统的离散模型,使用分岔图、折叠图、时域波形图分析系统参数对系统非线性行为的影响,确定系统的稳定工作域,并通过快变稳定性定理对系统稳定性进行了理论分析。通过对比不同控制策略,发现双幂次滑模控制时系统控制参数的稳定域明显扩大。相对于线性比例控制,控制参数的稳定工作范围由 $0.15 < K < 0.95$ 扩大到 $0.05 < K_2 < 1.65$;相对于改进指数趋近率滑模控制,不稳定起点由 1.3 后移到 1.65。综上所述,单相三电平逆变器系统存在复杂的非线性行为,且采用双幂次趋近律滑模控制时有效扩大系统参数的稳定范围。

参考文献

[1] 龙崦平. 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 on bifurcation and chaos phenomena in single-phase full bridge inverters [D]. Chongqing: Chongqing University,2013.

[2] 高志强,陈翰博. 线性化模型下二阶逆变器的混沌控制 [J]. 电子测量与仪器学报,2023,37(3):152-160.
GAO ZH Q, CHEN H B. Chaos control of second order inverters under linearized model [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2023, 37(3):152-160.

[3] ABDELMOULA M, ROBERT B. Bifurcations and chaos in a photovoltaic plant [J]. International Journal of Bifurcation and Chaos, 2019, 29(8): 1950102.

[4] 吴旋律,肖国春,雷博. 数字控制单相全桥电压型逆变电路的改进离散迭代模型 [J]. 物理学报,2013, 62(5):57-66.
WU X L, XIAO G CH, LEI B. Improved discrete-time model for a digital controlled single-phase full-bridge voltage inverter [J]. Acta Physica Sinica, 2013, 62(5): 57-66.

[5] CHEN Y, HU L, ZHENG Y, et al. Nonlinear dynamic behavior analysis of photovoltaic quasi Z-source inverter [J]. IEICE Electronics Express, 2022, 19(18): 20220255.

[6] 李文杰,陈超波,冯添枝,等. NPC 型三电平逆变器的数学建模方法研究 [J]. 国外电子测量技术,2021, 40(11):72-78.

- LI W J, CHEN CH B, FENG T ZH, et al. Research on model based on NPC three-level inverter [J]. Foreign Electronic Measurement Technology, 2021, 40 (11): 72-78.
- [7] 刘洪臣,王云,苏振霞. 单相三电平 H 桥逆变器分岔现象的研究[J]. 物理学报,2013,62(24):50-57.
- LIU H CH, WANG Y, SU ZH X. Bifurcation phenomena in single-phase three-level inverters [J]. Acta Physica Sinica, 2013, 62(24): 50-57.
- [8] JUAN R S, JOSUE R H, NANCY C V, et al. Bifurcation stability analysis of the synchronverter in a microgrid[J]. Energies, 2022, 15(21):7992.
- [9] 兰雪梅. 三电平并网变换器低频振荡的成因及其抑制[D]. 西安:西安理工大学, 2021.
- LAN X M. Causes and suppression of low-frequency oscillation of three-level grid-connected converter [D]. Xi'an: Xi'an University of Technology, 2021.
- [10] 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. Optimization method of phase-locked loop for grid-connected inverter in weak grid[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2022, 43(2): 234-243.
- [11] 李豪璐. 弱电网下三电平并网变换器低频振荡分析及控制[D]. 西安:西安理工大学, 2022.
- LI H L. Low-frequency oscillation analysis and control of three-level grid-connected converter under weak power grid [D]. Xi'an: Xi'an University of Technology, 2022.
- [12] 朱琴跃,李朝阳,戴维,等. 三电平逆变器滑模控制器设计及仿真实验研究[J]. 实验室研究与探索, 2018, 37(10):112-116.
- ZHU Q Y, LI ZH Y, DAI W. Study on the design and simulation experiment for sliding mode controller of three-level invert[J]. Research and Exploration in Laboratory, 2018, 37(10):112-116.
- [13] YUN F, JIAN X, ANTONIO J S, et al. Observer-based adaptive sliding mode control of npc converters: An rbf neural network approach [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(4):3831-3841.
- [14] 于永进,宋久义. H 桥逆变器的复合控制策略[J]. 安徽大学学报(自然科学版), 2023, 47(1):47-53.
- YU Y J, SONG J Y. Composite control strategy of H-bridge inverter[J]. Journal of Anhui University (Natural Science Edition), 2023, 47(1):47-53.
- [15] 郑宏,王哲禹,黄俊,等. 三相 PWM 整流器前馈与滑模变结构控制研究[J]. 电子器件, 2016, 39(5): 1275-1279.
- ZHENG H, WANG ZH Y, HUANG J, et al. Design on feed-forward and variable structure control for three-phase voltage source PWM rectifier [J]. Chinese Journal of Electron Devices, 2016, 39(5):1275-1279.
- [16] 罗雯,赵峰,高锋阳,等. 基于新型指数趋近率和转子位置观测器的 PMSM 积分滑模控制[J]. 电测与仪表, 2021, 58(1):172-176.
- LUO W, ZHAO F, GAO F Y, et al. The integral sliding mode control of PMSM based on a novel exponent reaching law and a rotor position observer[J]. Electrical Measurement and Instrumentation, 2021, 58(1): 172-176.
- [17] LIU CH, WANG Y P. Sliding mode control strategy for grid-connected inverters based on boundary layer [C]. Journal of Physics: Conference Series, 2023, 2584(1): 012084.
- [18] 江伟,吴荣华,袁芳. 改进指数趋近律滑模控制的 H 桥逆变器的非线性动力学行为研究[J]. 振动与冲击. 2021, 40(9):292-297.
- JIANG W, WU R H, YUAN F. Nonlinear dynamic behavior of H-bridge inverter with sliding mode control based on improved exponential approach law [J]. Journal of Vibration and Shock, 2021, 40(9): 292-297.
- [19] 陶慧,艾朋伟. 改进滑模控制双降压式逆变器的动力学特性[J]. 电力系统及其自动化学报, 2023(9):130-136, 144.
- TAO H, AI P W. Dynamics characteristics of dual-buck inverter under improved sliding mode control [J]. Proceedings of the CSU-EPSA 2023(9):130-136, 144.
- [20] FU M Y, XIE L H. Finite-level quantized feedback control for linear systems [J]. IEEE Transaction on Automatic Control, 2009, 54(5): 1165-1170.
- [21] 张合新,范金锁,孟飞,等. 一种新型滑模控制双幂次趋近律[J]. 控制与决策, 2013, 28(2):289-293.
- ZHANG H X, FAN J S, MENG F, et al. A new double power reaching law for sliding mode control [J]. Control and Decision, 2013, 28(2):289-293.
- [22] 郝翔,谢瑞良,杨旭,等. 基于脉冲宽度调制的滑模变结

构控制的一阶 H 桥逆变器的分岔和混沌行为研究[J].
物理学报, 2013 62(20):1-15.

HAO X, XIE R L, YANG X, et al. Bifurcation and
chaos behavior of a first-order H-bridge inverter based on
pulse width modulation and sliding mode variable
structure control is studied [J]. Acta Physica Sinica,
2013, 62(20):1-15.

作者简介



陶慧, 2001 年于河南理工大学获得学
士学位, 2007 年于河南理工大学获得硕士
学位, 2014 年于中国矿业大学获得博士学
位, 现为河南理工大学副教授, 主要研究方
向为电力电子系统非线性特性。
E-mail: 65724138@qq.com

Tao Hui received her B. Sc. degree from Henan Polytechnic
University in 2001, M. Sc. degree from Henan Polytechnic
University in 2007 and a Ph. D. degree from China University of
Mining and Technology in 2014. She is currently an associate
professor at Henan Polytechnic University. Her main research
interest includes nonlinear power electronics systems.



王坤 (通信作者), 2018 年于河南师范
大学获得学士学位, 现为河南理工大学硕士
研究生, 研究方向为电力电子和电气传动。
E-mail: 1253558400@qq.com

Wang Kun (Corresponding author)
received his B. Sc. degree from Henan Normal
University in 2018. He is currently a M. Sc. candidate at Henan
Polytechnic University. His main research interests include power
electronics and electrical drive.