

驱动忆阻性负载逆变系统中 Hopf 分岔控制的研究

曹红博, 王发强

(西安交通大学电气工程学院, 710049, 西安)

摘要: 针对驱动忆阻性负载逆变系统易发生 Hopf 分岔、导致系统出现振荡频率大于工频频率但远小于开关频率的不稳定现象, 提出交流输出电压微分反馈控制方法, 实现了对系统中 Hopf 分岔行为的有效控制。驱动忆阻性负载逆变系统因 Hopf 分岔引起的振荡现象属于慢尺度不稳定行为, 因此建立了交流输出电压微分反馈控制下系统的平均模型, 基于谐波平衡法求得系统变量的周期解, 以 Floquet 理论揭示了系统中出现慢尺度不稳定行为的机理, 给出了确保系统稳定运行的控制参数取值范围。此外, 通过计算 Floquet 乘数对积分参数的敏感值, 分析了交流输出电压微分反馈控制下系统在积分参数受到扰动时的抗干扰能力。研究结果表明: 交流输出电压微分反馈控制方法可有效控制驱动忆阻性负载逆变系统中的 Hopf 分岔行为, 能大幅度增加确保系统稳定的控制参数取值范围, 并可增强系统的抗干扰能力。最后, 通过 PSpice 仿真结果和电路实验结果的一致性, 验证了理论分析的正确性和所提出的控制方法的有效性。

关键词: 忆阻性负载; 逆变系统; 谐波平衡法; Floquet 理论; 分岔控制

中图分类号: O322; TM132 **文献标志码:** A

DOI: 10.7652/xjtuxb202307004 **文章编号:** 0253-987X(2023)07-0038-12

Study on Control of Hopf Bifurcation in Inverter with Memristive Load

CAO Hongbo, WANG Faqiang

(School of Electrical Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

Abstract: Inverter with memristive load is prone to Hopf bifurcation; therefore it is subject to instability, which means the oscillation frequency is greater than the line frequency but much smaller than the switching frequency in the system. To address this problem, in this paper, an AC output voltage differential feedback control is proposed to effectively control the Hopf bifurcation in system. The oscillations caused by Hopf bifurcation in the inverter with memristive load are slow-scale instability behavior. Considering this, an average model of the system under AC output voltage differential feedback control is built. The harmonic balance method is used to obtain the periodic solutions of the system variables. Then the mechanism of the slow-scale instability is illustrated according to Floquet theory, and the control parameter range to ensure stable system operation is provided accordingly. In addition, by calculating the sensitive value of the Floquet multiplier with respect to the integral parameter, the anti-interference ability of the system under AC output voltage differential feedback control when the integral parameter is disturbed is analyzed. The results of theoretical research indicate that the AC output voltage differential feedback

control is effective to control the Hopf bifurcation in system, and will greatly widen the control parameter range that ensures stable system operation while enhancing the anti-interference ability of the system. At the end, the correctness of the theoretical analyses and the effectiveness of the proposed control method are verified by the consistency between PSpice simulation and physical experiment.

Keywords: memristive load; inverter; harmonic balance method; Floquet theory; Hopf bifurcation

忆阻器作为第四种基本电路元件,具有天然的非易失特性,它的出现为电路的设计和应用提供了全新的发展空间^[1-2]。忆阻器的存在不仅可使得集成电路元件变得更小,且因其拥有可模拟复杂人脑神经功能的能力已被逐渐应用于多个领域^[3],例如,高密度非易失存储器^[4]、混沌电路^[5]、逻辑电路^[6]、滤波电路^[7]、神经网络^[8]、信号处理^[9]、以及保密通信^[10]等。特别是,忆阻器的出现也为高性能电力电子系统的设计和研究提供了全新的发展方向^[11-13]。

随着研究的不断深入,已有研究结果证实:一些现有电力电子电路的外特性具有典型的忆阻伏安特性,如文献[14-16]中分析的不同种类的二极管整流桥电路等。可以预见,未来将会有越来越多具有忆阻特性的交流用电设备和系统被发现或制造出来,可称之为忆阻性用电设备和系统。因此,研究如何为忆阻性用电设备以及含忆阻性器件的电路和系统安全供电以使其稳定运行,对忆阻器的发展和应用有着积极的推动作用。

值得注意的是,一方面忆阻性用电设备需工作在不含直流偏置的交流环境下^[17],且已有研究结果表明,在交流激励下带有感性负载二极管桥整流电路的端口伏安特性显示为通过原点的“8”字型紧磁滞回线,这是典型的忆阻伏安特性,所以常被用于表示电路或系统的一类忆阻性负载^[15]。同时,逆变电路可将直流电转换为交流电,已被广泛应用于实际工业负载的交流供电电源,也是忆阻性负载的重要供电电源。另一方面,如文献[18]所述,实际工业负载通常是非线性的,目前电力电子用电器也已成为逆变电路的一类常见非线性负载,且大多数电力电子用电器是基于单相二极管桥整流电路所制造的用电设备,如笔记本电脑、电视、紧凑型荧光灯等^[19-20]。因此,在实际工程中,二极管桥整流电路拓扑不但可用于表示忆阻性用电负载,也可用于表示一类电力电子用电负载。综上可知,采用带感性负载的二极管桥整流电路作为逆变电路的非线性负载所构成的复杂电力电子系统是一类典型的电力电

子系统结构,而如何为这些二极管桥整流型用电设备提供稳定的供电电源,实现这类复杂电力电子系统中不稳定行为的有效控制,从而确保系统的稳定运行也已成为一项值得研究的重要工作。

大量研究结果表明,逆变电路由于存在开关元件,因而易出现各种不稳定行为^[21-32]。尤其是带非线性负载的逆变系统,由于其负载和开关元件的共同作用,导致该系统属于强非线性系统,极易产生多种不稳定现象^[33-35]。例如,文献[34]发现并研究了驱动忆阻性负载 T 型三电平单相逆变系统中的慢尺度不稳定现象。研究结果指出,PI 控制的驱动忆阻性负载 T 型三电平单相逆变系统易出现振荡频率大于工频频率但远小于开关频率的慢尺度不稳定行为。这种慢尺度不稳定行为是因系统发生 Hopf 分岔所导致的,它会增大系统的谐波含量、污染电源并恶化负载的工作环境,从而严重影响逆变系统的稳定运行^[34]。因此,研究关于驱动忆阻性负载逆变系统中 Hopf 分岔行为的有效控制,对避免系统中出现慢尺度不稳定现象具有重要的实际工程意义。同时,对实现复杂电力电子系统中分岔行为的有效控制并确保系统能在足够宽的控制参数取值范围内稳定运行具有指导作用。

分岔控制是指通过设计的控制输入来改变给定非线性系统的分岔特性,从而获得一些期望的动力学行为^[36]。典型的分岔控制目标包括延迟固有分岔的开始、在一个更好的参数值处引入一个新的分岔、稳定分岔解、改变现有分岔点的参数值、修改分岔类型、优化分岔点附近的系统性能或这些目标的组合^[36-42]。通常分岔控制应以尽量小的控制代价、通过最简单的方式实现对非线性电路与系统中分岔行为的有效控制。需要注意的是,Hopf 分岔控制与经典系统控制存在一些基本区别,Hopf 分岔控制是对分岔行为的控制,由于 Hopf 分岔与系统模型的特征值密切相关,因此以适当的方式控制这些特征值的行为是 Hopf 分岔控制的关键^[36]。目前,分岔控制技术已经广泛应用于解决物理和工程问题,且

有关分岔控制在工程系统中潜在应用的大量信息仍在快速增长^[39-41]。

综上所述,为实现对驱动忆阻性负载 T 型三电平单相逆变系统中 Hopf 分岔行为的有效控制,本文提出交流输出电压微分反馈控制方法,建立交流输出电压微分反馈控制下驱动忆阻性负载 T 型三电平单相逆变系统(以下简称为交流输出电压微分反馈控制系统)的平均模型,基于谐波平衡法和 Floquet 理论^[34],通过计算系统模型的转移矩阵以及转移矩阵的特征值,分析交流输出电压微分反馈控制对系统中 Hopf 分岔的控制效果,并给出确保系统稳定运行的控制参数取值范围。最后,通过 PSpice 仿真结果和硬件实验结果验证理论分析的正确性。

1 系统的工作原理与状态方程

文献[34]研究结果表明,PI 控制下驱动忆阻性负载 T 型三电平单相逆变系统易出现由 Hopf 分岔引起的振荡频率大于工频频率但远小于开关频率的

不稳定现象。

值得注意的是,实现系统中分岔控制的关键是以尽量小的控制代价实现对系统的转移矩阵特征值轨迹的影响,完成对系统中分岔行为的有效控制。因此,为了有效控制驱动忆阻性负载 T 型三电平单相逆变系统的 Hopf 分岔行为,本文提出交流输出电压微分反馈控制方法,以改变被控系统的转移矩阵特征值的运行轨迹,从而有效控制系统的 Hopf 分岔行为,并确保系统能在足够宽的控制参数取值范围内稳定运行。交流输出电压微分反馈控制系统的原理图如图 1 所示。图 1 中, T 型桥由 4 个开关(S_1 、 S_2 、 S_3 和 S_4)组成,逆变侧滤波器由电感 L_1 和电容 C_0 组成。分别对被控电路应用基尔霍夫电压定律和电流定律,可得到 T 型桥的数学方程为

$$\begin{cases} \frac{di_{L_1}}{dt} = -\frac{v_0}{L_1} + \frac{S}{2L_1}E \\ \frac{dv_0}{dt} = \frac{i_{L_1}}{C_0} - \frac{i_M}{C_0} \end{cases} \quad (1)$$

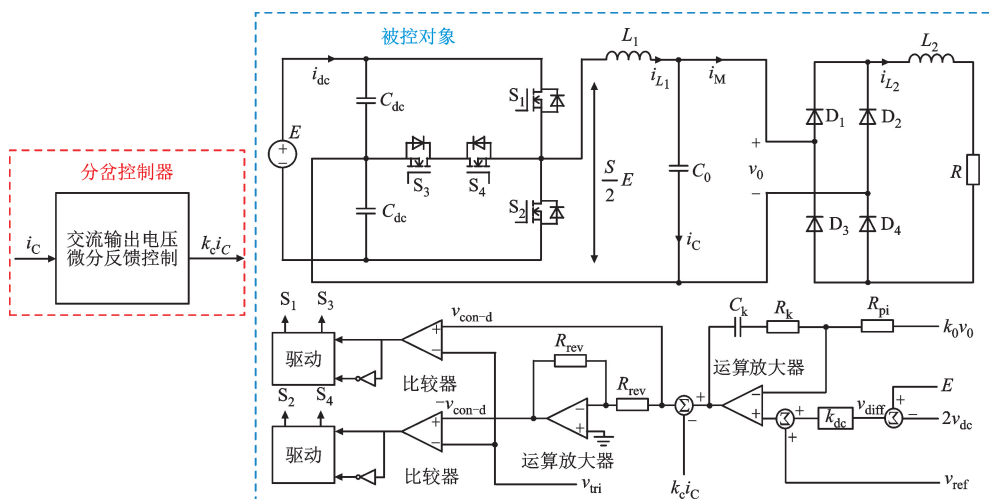


图 1 交流输出电压微分反馈控制系统原理

Fig. 1 Schematic of the system under the AC output voltage differential feedback control

选取由二极管桥(D_1 、 D_2 、 D_3 和 D_4)以及串联电感 L_2 和电阻 R 组成的二极管桥整流器作为忆阻性负载,用“M”标记。根据文献[15]和[34]可知,忆阻性负载侧忆阻电流 i_M 和逆变侧交流输出电压 v_0 的关系可表示为

$$\begin{cases} i_M = (i_{L_2} + 2I_s) \tanh(\rho v_0) \\ \frac{di_{L_2}}{dt} = -\frac{Ri_{L_2}}{L_2} + \frac{1}{L_2\rho} \ln\left(\frac{2I_s \cosh(\rho v_0)}{i_{L_2} + 2I_s}\right) \end{cases} \quad (2)$$

式中: I_s 表示二极管的反相饱和电流; $\rho =$

$1/(2N_e V_T)$, N_e 表示二极管的发射系数, V_T 表示二极管的热电压。

由图 1 可知,被控对象为驱动忆阻性负载 T 型三电平单相逆变系统,通过反向叠加比例为 k_c 的逆变侧滤波电容电流分量至 PI 环的输出电压上形成控制信号 v_{con-d} ,以实现交流输出电压微分反馈控制环节,从而有效控制驱动忆阻性负载 T 型三电平单相逆变系统中的分岔行为。交流输出电压微分反馈控制下控制回路的数学模型可表示为

$$\frac{dv_{\text{con-d}}}{dt} = k_p \left(k_{\text{dc}} \frac{dv_{\text{diff}}}{dt} + \frac{dv_{\text{ref}}}{dt} - k_0 \frac{dv_0}{dt} \right) + k_i (k_{\text{dc}} v_{\text{diff}} + v_{\text{ref}} - k_0 v_0) - k_c i_C \quad (3)$$

式中: k_p 为比例参数, $k_p = R_k/R_{\text{pi}}$; k_i 为积分参数, $k_i = 1/C_k R_{\text{pi}}$; k_c 为微分参数。

偏差电压为 $v_{\text{diff}} = E - 2v_{\text{dc}}$, 则有

$$\frac{dv_{\text{diff}}}{dt} = -\frac{2}{C_{\text{dc}}} i_{L_1} \quad (4)$$

图 2 为交流输出电压微分反馈控制系统的单极性正弦脉宽调制 (SPWM) 策略。如图 2 所示, 开关 S_1 的门极驱动信号 v_{g1} 与开关 S_3 的门极驱动信号 v_{g3} 互补, 而开关 S_2 的门极驱动信号 v_{g2} 的相位角比开关 S_1 的门极驱动信号 v_{g1} 滞后 180° , 且与开关 S_4 的门极驱动信号 v_{g4} 互补。则 4 个开关 (S_1 、 S_2 、 S_3 和 S_4) 的驱动信号可表示为

$$S = \begin{cases} 1, & S_1 \text{ 和 } S_4 \text{ 开通, } S_2 \text{ 和 } S_3 \text{ 关断} \\ 0, & S_3 \text{ 和 } S_4 \text{ 开通, } S_1 \text{ 和 } S_2 \text{ 关断} \\ -1, & S_2 \text{ 和 } S_3 \text{ 开通, } S_1 \text{ 和 } S_4 \text{ 关断} \end{cases} \quad (5)$$

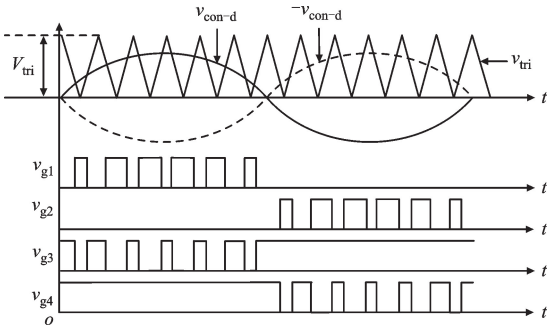


图 2 单极性正弦脉宽调制
Fig. 2 Unipolar SPWM

一个开关周期 $[nT_s, (n+1)T_s]$ 内的载波电压 v_{tri} 可表示为

$$v_{\text{tri}}(t) = \begin{cases} 2V_{\text{tri}} \frac{t - nT_s}{T_s}, & nT_s < t < \left(n + \frac{1}{2}\right)T_s \\ 2V_{\text{tri}} \frac{(n+1)T_s - t}{T_s}, & \left(n + \frac{1}{2}\right)T_s < t < (n+1)T_s \end{cases} \quad (6)$$

式中: V_{tri} 为载波电压 v_{tri} 的幅值; T_s 为载波电压 v_{tri} 的周期。参考电压的表达式为

$$v_{\text{ref}}(t) = V_{\text{ref}} \sin(\omega t) = V_{\text{ref}} \sin(2\pi f t) \quad (7)$$

式中: V_{ref} 为参考电压 v_{ref} 的幅值; f 为参考电压 v_{ref} 的频率。

因此, 结合式(1)~式(7), 可得交流输出电压微分反馈控制系统的状态方程如下

$$\begin{cases} \frac{di_{L_1}}{dt} = -\frac{v_0}{L_1} + \frac{S}{2L_1} E \\ \frac{di_{L_2}}{dt} = -\frac{Ri_{L_2}}{L_2} + \frac{1}{L_2 \rho} \ln \left(\frac{2I_s \cosh(\rho v_0)}{i_{L_2} + 2I_s} \right) \\ \frac{dv_0}{dt} = \frac{i_{L_1}}{C_0} - \frac{(i_{L_2} + 2I_s) \tanh(\rho v_0)}{C_0} \\ \frac{dv_{\text{diff}}}{dt} = -\frac{2}{C_{\text{dc}}} i_{L_1} \\ \frac{dv_{\text{con-d}}}{dt} = k_p \left(k_{\text{dc}} \frac{dv_{\text{diff}}}{dt} + \frac{dv_{\text{ref}}}{dt} - k_0 \frac{dv_0}{dt} \right) + k_i (k_{\text{dc}} v_{\text{diff}} + v_{\text{ref}} - k_0 v_0) - k_c i_C \end{cases} \quad (8)$$

2 PSpice 仿真

交流输出电压微分反馈控制系统的设计目标是将 24 V 直流电压转换为幅值为 10 V 和频率为 50 Hz 的正弦交流电压, 并为忆阻性负载供电。本节通过 PSpice 软件观察控制参数改变时逆变侧滤波电感电流 i_{L_1} 、逆变侧交流输出电压 v_0 以及忆阻电流 i_M 的变化情况。

PSpice 仿真电路中的参数取值分别为 $E = 24 \text{ V}$, $C_{\text{dc}} = 4.7 \text{ mF}$, $V_{\text{ref}} = 1 \text{ V}$, $f = 50 \text{ Hz}$, $V_{\text{tri}} = 2 \text{ V}$, $f_s = 10 \text{ kHz}$, $C_0 = 110 \text{ }\mu\text{F}$, $L_1 = 4 \text{ mH}$, $L_2 = 4 \text{ mH}$, $R = 10 \text{ }\Omega$, $I_s = 2.1 \text{ }\mu\text{A}$, $V_T = 25.27 \text{ mV}$, $N_e = 2.34$, $k_{\text{dc}} = 0.1$, $k_0 = 0.1$, $R_{\text{pi}} = 10 \text{ k}\Omega$, $k_p = 20$ ($R_k = 200 \text{ k}\Omega$)。其中, f_s 为开关频率。图 3 显示了当 $k_i = 21\,277$ (即 $C_k = 4.7 \text{ nF}$) 时交流输出电压微分反馈控制系统中 Hopf 分岔的控制效果。如图 3 所示, 在 0.75 s 以前 PI 控制的驱动忆阻性负载 T 型三电平单相逆变系统处于严重的慢尺度不稳定状态, 在 0.75 s 后, 引入交流输出电压微分反馈控制并选择 $k_c = 1$ 。从仿真结果可明显看出, 交流输出电压微分反馈控制系统可稳定运行, 表明交流输出电压微分反馈控制方法可有效地控制驱动忆阻性负载 T 型三电平单相逆变系统中 Hopf 分岔的发生。

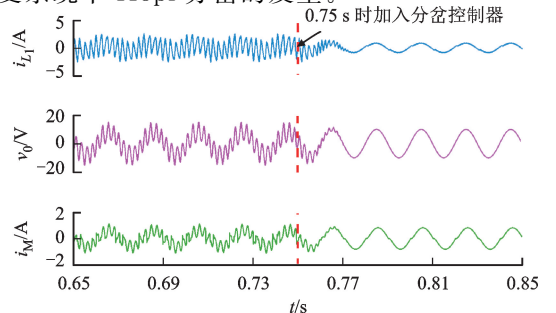
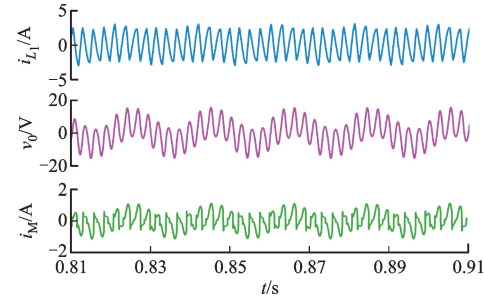
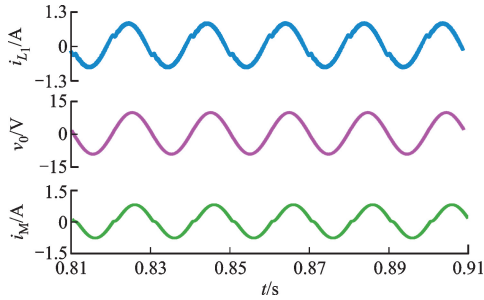


图 3 当 $k_i = 21\,277$ 时 Hopf 分岔的控制效果
Fig. 3 Control effect of Hopf bifurcation in system when $k_i = 21\,277$

为分析交流输出电压微分反馈控制系统随积分参数变化时的动态特性,图 4 给出了积分参数 $k_i = 66\ 667$ (即 $C_k = 1.5\text{ nF}$)和 $k_i = 21\ 277$ (即 $C_k = 4.7\text{ nF}$)时系统的 PSpice 仿真图。由图 4(a)可知,此时逆变侧交流输出电压 v_0 的一个工频周期内约包含 8 个局部振荡,即这是一种振荡频率大于工频频率但远小于开关频率的慢尺度不稳定行为。由图 4(b)可知,这种慢尺度不稳定行为会严重恶化忆阻性负载的工作环境。图 4(c)、4(d)对应于



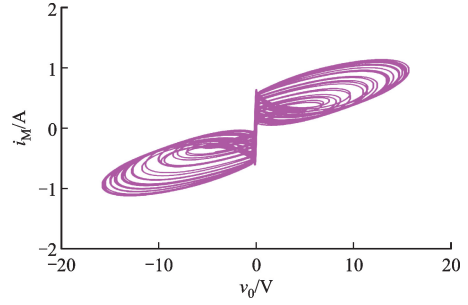
(a) 当 $k_i = 66\ 667$ 时 i_{L_1} 、 v_0 和 i_M 的时域波形



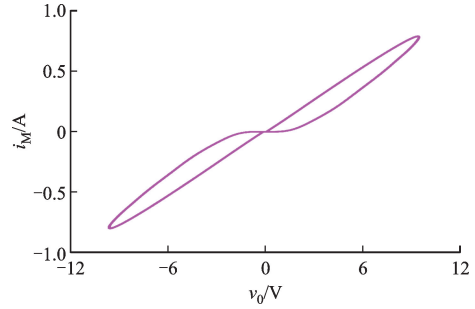
(c) 当 $k_i = 21\ 277$ 时 i_{L_1} 、 v_0 和 i_M 的时域波形

图 3 中系统在交流输出电压微分反馈控制下的运行状态,其显示当 $k_c = 1$ 和 $k_i = 21\ 277$ 时,交流输出电压微分反馈控制系统处于稳定工作状态,此时忆阻性负载的 $v_0 - i_M$ 曲线呈现典型的“8”字型紧磁滞回线。

因此,交流输出电压微分反馈控制不仅能实现对驱动忆阻性负载 T 型三电平单相逆变系统中分岔行为的有效控制,还能大幅度增加使系统稳定的控制参数取值范围。



(b) 当 $k_i = 66\ 667$ 时 v_0 与 i_M 的关系曲线



(d) 当 $k_i = 21\ 277$ 时 v_0 与 i_M 的关系曲线

图 4 当 $k_c = 1$ 时系统在不同积分参数条件下的仿真结果

Fig. 4 Simulation results of the system with respect to different integral parameters when $k_c = 1$

3 理论分析

3.1 谐波平衡法求解系统变量的周期解

交流输出电压微分反馈控制系统采用单极性 SPWM 调制,其占空比和控制电压的关系可表示为

$$d(t) = v_{\text{con-d}}(t)/V_{\text{tri}} \quad (9)$$

定义 $(\cdot)' = d(\cdot)/dt$ 为系统变量的一阶时间导数,通过结合式(8)和式(9),可求得系统的平均模型为

$$i'_{L_1} = -\frac{v_0}{L_1} + \frac{E v_{\text{con-d}}}{2L_1 V_{\text{tri}}} \quad (10)$$

$$i'_{L_2} = -\frac{R i_{L_2}}{L_2} + \frac{1}{L_2 \rho} \ln(2I_s \cosh(\rho v_0)) - \frac{1}{L_2 \rho} \ln(i_{L_2} + 2I_s) \quad (11)$$

$$v'_0 = \frac{i_{L_1}}{C_0} - \frac{(i_{L_2} + 2I_s)}{C_0} \tanh(\rho v_0) \quad (12)$$

$$v'_{\text{diff}} = -2i_{L_1}/C_{\text{dc}} \quad (13)$$

$$v'_{\text{con-d}} = -k_c i'_{L_1} + k_c i'_{L_2} \tanh(\rho v_0) - k_p k_0 v'_0 - k_i k_0 v_0 + k_p k_{\text{dc}} v'_{\text{diff}} + k_i k_{\text{dc}} v_{\text{diff}} + k_c \rho v'_0 (i_{L_2} + 2I_s) (1 - \tanh^2(\rho v_0)) + k_p \omega V_{\text{ref}} \cos(\omega t) + k_i V_{\text{ref}} \sin(\omega t) \quad (14)$$

通过计算式(12),可得

$$i_{L_2} = \frac{i_{L_1} - C_0 v'_0}{\tanh(\rho v_0)} - 2I_s \quad (15)$$

将式(11)和式(15)代入式(14),可得

$$v'_{\text{con-d}} = \frac{k_c R (C_0 v'_0 - i_{L_1} + 2I_s \tanh(\rho v_0))}{L_2} + \frac{k_c \tanh(\rho v_0)}{L_2 \rho} \ln\left(\frac{2I_s \sinh(\rho v_0)}{i_{L_1} - C_0 v'_0}\right) - k_c i'_{L_1} + \frac{k_c \rho v'_0 (i_{L_1} - C_0 v'_0) (1 - \tanh^2(\rho v_0))}{\tanh(\rho v_0)} -$$

$$\frac{2k_p k_{dc}}{C_{dc}} i_{L_1} - \frac{k_i k_{dc}}{C_{dc}} i_{L_1}^2 - k_p k_0 v_0' - k_i k_0 v_0 + k_p \omega V_{ref} \cos(\omega t) + k_i V_{ref} \sin(\omega t) \quad (16)$$

由式(10)和式(16),可得

$$\begin{aligned} & \frac{k_c R(C_0 v_0' - i_{L_1} + 2I_s \tanh(\rho v_0))}{L_2} - \frac{2k_p k_{dc}}{C_{dc}} i_{L_1} - \\ & \frac{k_i k_{dc}}{C_{dc}} i_{L_1}^2 - k_p k_0 v_0' - k_i k_0 v_0 + \\ & \frac{k_c \tanh(\rho v_0)}{L_2 \rho} \ln\left(\frac{2I_s \sinh(\rho v_0)}{i_{L_1} - C_0 v_0'}\right) + \\ & \frac{k_c \rho v_0' (i_{L_1} - C_0 v_0') (1 - \tanh^2(\rho v_0))}{\tanh(\rho v_0)} - \\ & k_c i_{L_1}' + A = \frac{2V_{tri}}{E} (L_1 i_{L_1}'' + v_0') \quad (17) \end{aligned}$$

式中: $A = k_p \omega V_{ref} \cos(\omega t) + k_i V_{ref} \sin(\omega t)$ 。

令

$$\begin{aligned} & l_d(v_0', v_0, i_{L_1}', i_{L_1}) = \\ & \frac{k_c R(C_0 v_0' - i_{L_1} + 2I_s \tanh(\rho v_0))}{L_2} - \\ & \frac{2k_p k_{dc}}{C_{dc}} i_{L_1} - \frac{k_i k_{dc}}{C_{dc}} i_{L_1}^2 - k_p k_0 v_0' - \\ & k_i k_0 v_0 + \frac{k_c \tanh(\rho v_0)}{L_2 \rho} \ln\left(\frac{2I_s \sinh(\rho v_0)}{i_{L_1} - C_0 v_0'}\right) + \\ & \frac{k_c \rho v_0' (i_{L_1} - C_0 v_0') (1 - \tanh^2(\rho v_0))}{\tanh(\rho v_0)} - \\ & k_c i_{L_1}' + A \quad (18) \end{aligned}$$

$$g_d(v_0', i_{L_1}'') = \frac{2V_{tri}}{E} (L_1 i_{L_1}'' + v_0') \quad (19)$$

则式(17)可表示为

$$l_d(v_0', v_0, i_{L_1}', i_{L_1}) = g_d(v_0', i_{L_1}'') \quad (20)$$

由式(11)和式(12),可得

$$\begin{aligned} p_d(v_0', v_0, i_{L_1}) &= \frac{R(C_0 v_0' - i_{L_1})}{L_2 \tanh(\rho v_0)} + \frac{2RI_s}{L_2} + \\ & \frac{1}{L_2 \rho} \ln\left(\frac{2I_s \sinh(\rho v_0)}{i_{L_1} - C_0 v_0'}\right) \quad (21) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} q_d(v_0'', v_0', v_0, i_{L_1}', i_{L_1}) &= \frac{i_{L_1}' - C_0 v_0''}{\tanh(\rho v_0)} + \\ & \frac{\rho v_0' (C_0 v_0' - i_{L_1})}{\tanh^2(\rho v_0)} + \rho v_0' (i_{L_1} - C_0 v_0') \quad (22) \end{aligned}$$

$$p_d(v_0', v_0, i_{L_1}) = q_d(v_0'', v_0', v_0, i_{L_1}', i_{L_1}) \quad (23)$$

交流输出电压微分反馈控制系统属于典型的周期系统,则系统的解也具有周期性。因此,逆变侧交流输出电压 v_0 和逆变侧滤波电感电流 i_{L_1} 可近似表示为时间 t 的谐波级数,则有

$$v_0(t) = a_{v0} + \sum_{n=1}^N [a_{vn} \cos n\omega t + b_{vn} \sin n\omega t],$$

$$n = 1, 2, \dots, N \quad (24)$$

$$\begin{aligned} i_{L_1}(t) &= a_{i0} + \sum_{n=1}^N [a_{in} \cos n\omega t + b_{in} \sin n\omega t], \\ n &= 1, 2, \dots, N \quad (25) \end{aligned}$$

当谐波总数 N 值越大时,式(24)和式(25)的近似值越精确。通过定义

$$\begin{aligned} \mathbf{G} &= [1, \cos(\omega t), \dots, \cos(N\omega t), \sin(\omega t), \dots, \sin(N\omega t)] \\ \mathbf{B} &= [a_{v0}, a_{v1}, \dots, a_{vN}, b_{v1}, \dots, b_{vN}]^T \quad (27) \end{aligned}$$

$$\mathbf{D} = [a_{i0}, a_{i1}, \dots, a_{iN}, b_{i1}, \dots, b_{iN}]^T \quad (28)$$

设逆变侧交流输出电压 v_0 和逆变侧滤波电感电流 i_{L_1} 的初始值均为 0,可得

$$v_0 = \mathbf{GB} \quad (29)$$

$$v_0' = \mathbf{G'B} \quad (30)$$

$$v_0'' = \mathbf{G''B} \quad (31)$$

$$i_{L_1} = \mathbf{GD} \quad (32)$$

$$i_{L_1}' = \mathbf{G'D} \quad (33)$$

$$i_{L_1}'' = \mathbf{G''D} \quad (34)$$

将式(29)~式(34)代入式(20),可得

$$\begin{aligned} & l_d(a_{v0}, a_{v1}, \dots, a_{vN}, b_{v1}, \dots, b_{vN}, \\ & a_{i0}, a_{i1}, \dots, a_{iN}, b_{i1}, \dots, b_{iN}) = \\ & \frac{k_c R(C_0 \mathbf{G'B} - \mathbf{GD} + 2I_s \tanh(\rho \mathbf{GB}))}{L_2} - \frac{2k_p k_{dc}}{C_{dc}} \mathbf{GD} - \\ & \frac{k_i k_{dc}}{C_{dc}} (\mathbf{GD})^2 - k_p k_0 \mathbf{G'B} - k_i k_0 \mathbf{GB} + \\ & \frac{k_c \tanh(\rho \mathbf{GB})}{L_2 \rho} \ln\left(\frac{2I_s \sinh(\rho \mathbf{GB})}{\mathbf{GD} - C_0 \mathbf{G'B}}\right) + \\ & \frac{k_c \rho \mathbf{G'B} (\mathbf{GD} - C_0 \mathbf{G'B}) (1 - \tanh^2(\rho \mathbf{GB}))}{\tanh(\rho \mathbf{GB})} - \\ & k_c \mathbf{G'D} + A \quad (35) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & g_d(a_{v0}, a_{v1}, \dots, a_{vN}, b_{v1}, \dots, b_{vN}, a_{i0}, a_{i1}, \dots, a_{iN}, \\ & b_{i1}, \dots, b_{iN}) = \frac{2V_{tri}}{E} (L_1 \mathbf{G''D} + \mathbf{G'B}) \quad (36) \end{aligned}$$

且式(35)和式(36)满足

$$\begin{aligned} & l_d(a_{v0}, a_{v1}, \dots, a_{vN}, b_{v1}, \dots, b_{vN}, a_{i0}, a_{i1}, \dots, a_{iN}, \\ & b_{i1}, \dots, b_{iN}) = g_d(a_{v0}, a_{v1}, \dots, a_{vN}, b_{v1}, \dots, \\ & b_{vN}, a_{i0}, a_{i1}, \dots, a_{iN}, b_{i1}, \dots, b_{iN}) \quad (37) \end{aligned}$$

将式(29)~式(34)代入式(23),可得

$$\begin{aligned} & p_d(a_{v0}, a_{v1}, \dots, a_{vN}, b_{v1}, \dots, b_{vN}, \\ & a_{i0}, a_{i1}, \dots, a_{iN}, b_{i1}, \dots, b_{iN}) = \\ & \frac{R(C_0 \mathbf{G'B} - \mathbf{GD})}{L_2 \tanh(\rho \mathbf{GB})} + \frac{2RI_s}{L_2} + \frac{1}{L_2 \rho} \ln\left(\frac{2I_s \sinh(\rho \mathbf{GB})}{\mathbf{GD} - C_0 \mathbf{G'B}}\right) \\ & q_d(a_{v0}, a_{v1}, \dots, a_{vN}, b_{v1}, \dots, b_{vN}, \end{aligned} \quad (38)$$

$$a_{i0}, a_{i1}, \dots, a_{iN}, b_{i1}, \dots, b_{iN} = \frac{G'D - C_0 G'B}{\tanh(\rho GB)} + \frac{\rho G'B(C_0 G'B - GD)}{\tanh^2(\rho GB)} + \rho G'B(GD - C_0 G'B) \quad (39)$$

且式(38)和式(39)满足

$$p_d(a_{v0}, a_{v1}, \dots, a_{vN}, b_{v1}, \dots, b_{vN}, a_{i0}, a_{i1}, \dots, a_{iN}, b_{i1}, \dots, b_{iN}) = q_d(a_{v0}, a_{v1}, \dots, a_{vN}, b_{v1}, \dots, b_{vN}, a_{i0}, a_{i1}, \dots, a_{iN}, b_{i1}, \dots, b_{iN}) \quad (40)$$

基于三角函数的正交性,分别在式(37)和式(40)两边乘以 G^T ,并在 $0 \sim T$ 内对其求关于时间 t 的积分,可得到 $(4N+2)$ 个代数方程,从而可求得矩阵 B 和 D 。当选择 $N=3$ 时,经计算可得逆变侧交流输出电压 v_0 在周期 1 状态下的近似周期解为

$$v_0(t) = 3.681\,740 \times 10^{-4} + 9.840\,053 \sin(\omega t) + 4.851\,385 \times 10^{-5} \sin(2\omega t) - 7.265\,498 \times 10^{-3} \sin(3\omega t) - 0.811\,770 \cos(\omega t) + 7.654\,027 \times 10^{-4} \cos(2\omega t) - 9.848\,663 \times 10^{-3} \cos(3\omega t) \quad (41)$$

将式(41)代入式(11)和(12),即可求得交流输出电压微分反馈控制系统在周期 1 状态时忆阻电流 i_M 的周期解。

3.2 系统稳定的控制参数取值范围

本节基于 Floquet 理论,研究交流输出电压微分反馈控制系统中变量的周期解 $X_0(t) = [I_{L_1}(t) \ I_{L_2}(t) \ V_0(t) \ V_{\text{diff}}(t) \ V_{\text{con-d}}(t)]$ 的稳定性,揭示系统中发生慢尺度不稳定行为的动力学机理,从而给出确保系统稳定运行的控制参数取值范围。

当系统周期态受到小扰动 $\Delta X(t)$ 时,对式(10)~式(14)所描述的平均模型在周期解 $X_0(t)$ 处线性化,则有 $\Delta X'(t) = H(t) \Delta X(t)$,可得

$$\Delta X(t) = \begin{bmatrix} \Delta I_{L_1}(t) & \Delta I_{L_2}(t) & \Delta V_0(t) & \Delta V_{\text{diff}}(t) & \Delta V_{\text{con-d}}(t) \end{bmatrix} \quad (42)$$

$$H(t) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{L_1} & 0 & \frac{E}{2L_1 V_{\text{tri}}} \\ 0 & H_{22} & H_{23} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_0} & H_{32} & H_{33} & 0 & 0 \\ -\frac{2}{C_{\text{dc}}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ H_{51} & H_{52} & H_{53} & k_i k_{\text{dc}} & -\frac{k_c E}{2L_1 V_{\text{tri}}} \end{bmatrix} \quad (43)$$

$$H_{22} = -\frac{R}{L_2} - \frac{1}{\rho L_2 (i_{L_2} + 2I_s)} \quad (44)$$

$$H_{23} = \tanh(\rho v_0)/L_2 \quad (45)$$

$$H_{32} = -\tanh(\rho v_0)/C_0 \quad (46)$$

$$H_{33} = -\frac{\rho(i_{L_2} + 2I_s)(1 - \tanh^2(\rho v_0))}{C_0} \quad (47)$$

$$H_{51} =$$

$$\frac{k_c \rho(i_{L_2} + 2I_s)(1 - \tanh^2(\rho v_0)) - k_p k_0}{C_0} - \frac{2k_p k_{\text{dc}}}{C_{\text{dc}}} \quad (48)$$

$$H_{52} = -\frac{k_c R \tanh(\rho v_0)}{L_2} - \frac{k_c \tanh(\rho v_0)}{\rho L_2 (i_{L_2} + 2I_s)} + \frac{k_p k_0 \tanh(\rho v_0)}{C_0} + \frac{k_c \rho(1 - \tanh^2(\rho v_0))(i_{L_1} - 2(i_{L_2} + 2I_s) \tanh(\rho v_0))}{C_0} \quad (49)$$

$$H_{53} = \frac{k_c}{L_1} + \frac{k_c((\rho R i_{L_2} + 1) \tanh^2(\rho v_0) - \rho R i_{L_2})}{L_2} + \frac{k_c(1 - \tanh^2(\rho v_0)) \ln\left(\frac{2I_s \cosh(\rho v_0)}{i_{L_2} + 2I_s}\right)}{L_2} - \frac{k_c \rho^2 (i_{L_2} + 2I_s)(1 - \tanh^2(\rho v_0))(2i_{L_1} \tanh(\rho v_0) + i_{L_2} + 2I_s)}{C_0} + \frac{3k_c \rho^2 (i_{L_2} + 2I_s)^2 (1 - \tanh^2(\rho v_0)) \tanh^2(\rho v_0)}{C_0} + \frac{k_p k_0 \rho(i_{L_2} + 2I_s)(1 - \tanh^2(\rho v_0))}{C_0} - k_i k_0 \quad (50)$$

从式(42)~式(50)可知,时变矩阵 $H(t)$ 也是一个周期矩阵,且矩阵 $H(t)$ 的周期与周期解 $X_0(t)$ 相同。将一个工频周期等分为 N_k 个子区间,则每个子区间的长度可表示为 $\Delta k = T/N_k$ 。显然,当 N_k 足够大时,则可认为时变矩阵 $H(t)$ 在第 k 个子区间的值是恒定的,这个恒定值可由此区间的平均值代替,则通过计算可得

$$H_k = \frac{1}{\Delta k} \int_{t_{k-1}}^{t_k} H(\tau) d\tau = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{L_1} & 0 & \frac{E}{2L_1 V_{\text{tri}}} \\ 0 & H_{22k} & H_{23k} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_0} & H_{32k} & H_{33k} & 0 & 0 \\ -\frac{2}{C_{\text{dc}}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ H_{51k} & H_{52k} & H_{53k} & k_i k_{\text{dc}} & -\frac{k_c E}{2L_1 V_{\text{tri}}} \end{bmatrix} \quad (51)$$

根据式(44)~式(50),可得

$$H_{22k} = \frac{1}{\Delta k} \int_{t_{k-1}}^{t_k} H_{22}(\sigma) d\sigma \quad (52)$$

$$H_{23k} = \frac{1}{\Delta k} \int_{t_{k-1}}^{t_k} H_{23}(\sigma) d\sigma \quad (53)$$

$$H_{32k} = \frac{1}{\Delta_k} \int_{t_{k-1}}^{t_k} H_{32}(\sigma) d\sigma$$

(54)

$$H_{33k} = \frac{1}{\Delta_k} \int_{t_{k-1}}^{t_k} H_{33}(\sigma) d\sigma$$

(55)

$$H_{51k} = \frac{1}{\Delta_k} \int_{t_{k-1}}^{t_k} H_{51}(\sigma) d\sigma$$

(56)

$$H_{52k} = \frac{1}{\Delta_k} \int_{t_{k-1}}^{t_k} H_{52}(\sigma) d\sigma$$

(57)

$$H_{53k} = \frac{1}{\Delta_k} \int_{t_{k-1}}^{t_k} H_{53}(\sigma) d\sigma$$

(58)

则可计算转移矩阵 $\mathbf{Z}_d$ 如下

$$\mathbf{Z}_d = \prod_{i=N_k}^1 [\exp(\mathbf{H}_i \Delta_i)] = \prod_{i=N_k}^1 \left[\mathbf{I} + \sum_{j=1}^{N_j} \frac{(\mathbf{H}_i \Delta_i)^j}{j!} \right]$$

(59)

选取 $N_k=3\ 000$ 和 $N_j=5$, 通过计算 $|\lambda_i \mathbf{I} - \mathbf{Z}_d| = 0$, 可求得 Floquet 乘数 λ_i 随积分参数 k_i 从 38 400 减小到 36 000 时的轨迹变化情况。Floquet 乘数的计算结果在表 1 中给出, Floquet 乘数的变化轨迹如图 5 所示。结果显示, 当积分参数 k_i 从 38 400 减小

到 36 000 时, 复平面单位圆外的共轭 Floquet 乘数 (如 $\lambda_{1,2}$) 逐渐向单位圆内移动, 即系统从不稳定状态逐渐趋于稳定运行。

根据 Floquet 理论^[33-35, 43], 在复平面上, 若有一对共轭 Floquet 乘数穿出以原点为圆心的单位圆, 而其余的 Floquet 乘数都位于复平面单位圆内, 则表明系统发生了 Hopf 分岔; 若有一个实 Floquet 乘数沿负实轴穿出以原点为圆心的单位圆, 而其余的 Floquet 乘数都位于复平面单位圆内, 则表明系统发生了倍周期分岔; 若有一个实 Floquet 乘数沿正实轴穿出以原点为圆心的单位圆, 而其余的 Floquet 乘数都位于复平面单位圆内, 则表明系统发生了鞍结分岔。因此, 当积分参数 $k_i \geq 38\ 100$ 时, 在复平面单位圆外存在共轭 Floquet 乘数, 则系统因发生 Hopf 分岔而处于慢尺度不稳定运行状态; 当积分参数 $k_i < 38\ 100$ 时, 共轭 Floquet 乘数将移动到复平面单位圆内, 即此时交流输出电压微分反馈控制系统处于稳定运行状态。

表 1 当 k_i 从 38 400 变化到 36 000 时 Floquet 乘数的计算结果

Table 1 Calculation results of Floquet multiplier as k_i changes from 38 400 to 36 000

k_i	$\lambda_{1,2}$	λ_3	λ_4	λ_5	$ \lambda_{1,2} $	状态
38 400	$0.600\ 454 \pm 1.012\ 679i$	0.473 280	0	0	1.177 312	不稳定
38 100	$0.560\ 921 \pm 0.876\ 511i$	0.473 266	0	0	1.040 627	Hopf 分岔
37 800	$0.521\ 508 \pm 0.757\ 401i$	0.473 226	0	0	0.919 580	稳定
37 500	$0.482\ 808 \pm 0.653\ 394i$	0.473 146	0	0	0.812 421	稳定
37 200	$0.445\ 281 \pm 0.562\ 731i$	0.473 010	0	0	0.717 594	稳定
36 900	$0.409\ 269 \pm 0.483\ 830i$	0.472 796	0	0	0.633 713	稳定
36 600	$0.375\ 014 \pm 0.415\ 271i$	0.472 487	0	0	0.559 541	稳定
36 300	$0.342\ 674 \pm 0.355\ 776i$	0.472 083	0	0	0.493 966	稳定
36 000	$0.312\ 328 \pm 0.304\ 200i$	0.471 612	0	0	0.435 989	稳定

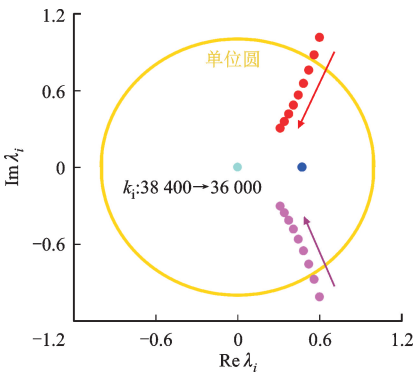


图 5 当 k_i 从 38 400 减小到 36 000 时 Floquet 乘数的轨迹
Fig. 5 The trajectory of Floquet multipliers as k_i changes from 38 400 to 36 000

分析系统参数的 Floquet 乘数敏感性是判断在系统参数上施加小扰动对系统稳定性影响的重要途径^[43], 因此可计算 Floquet 乘数对积分参数 k_i 的敏感值, 从而分析交流输出电压微分反馈控制系统在积分参数受到扰动时的抗干扰能力。Floquet 乘数对积分参数 k_i 的敏感值计算式如下

$$\left. \frac{\partial \lambda_i}{\partial k_i} \right|_{k_{i0}} = \mathbf{W}_i^T \left. \frac{\partial \mathbf{Z}_d(k_i)}{\partial k_i} \right|_{k_{i0}} \mathbf{U}_i / \mathbf{W}_i^T \mathbf{U}_i$$

(60)

式中: $\mathbf{Z}_d(k_i)$ 为转移矩阵; k_{i0} 为积分参数值; $\mathbf{W}_i^T$ 和 $\mathbf{U}_i$ 为 Floquet 乘数 λ_i 对应的左特征向量和右特征向量。

值得注意的是, 驱动忆阻性负载 T 型三电平单相逆变系统发生 Hopf 分岔主要与 Floquet 乘数 $\lambda_{1,2}$

有关。由文献[34]可知,对于 PI 控制的驱动忆阻性负载 T 型三电平单相逆变系统,计算所得 Floquet 乘数 $\lambda_{1,2}$ 对积分参数 k_{i0} 的敏感值为共轭复数,其实部的大小和符号分别表示在积分参数 k_{i0} 上施加小扰动时, Floquet 乘数 $\lambda_{1,2}$ 在复平面单位圆的水平方向上的移动速度和方向,而 Floquet 乘数敏感值的虚部则表示 Floquet 乘数 $\lambda_{1,2}$ 在复平面单位圆的垂直方向的运动情况。因此,文献[34]已表明,在 PI 控制下,当在积分参数 k_{i0} 上施加小扰动时, Floquet 乘数 $\lambda_{1,2}$ 将会在复平面单位圆的水平方向和垂直方向上均发生移动。

在本文提出的交流输出电压微分反馈控制下,选择驱动忆阻性负载 T 型三电平单相逆变系统的积分参数为 $k_{i0} = 36\ 000$ 时,根据式(60),可求得 Floquet 乘数 $\lambda_{1,2}$ 对积分参数的 Floquet 乘数敏感值为 $\partial \lambda_{1,2} / \partial k_i = 1.000\ 000$ 。显然,计算结果仅为正实数。因此,当在积分参数 k_{i0} 上施加小扰动时, Floquet 乘数 $\lambda_{1,2}$ 仅在复平面单位圆的水平方向上沿正实轴移动,故而引入交流输出电压微分反馈控制后,驱动忆阻性负载 T 型三电平单相逆变系统的抗干扰能力有所增强。

4 实验验证

图 6 给出了系统的实验平台。在实验中, T 型桥(S_1 、 S_2 、 S_3 和 S_4)由功率管 MOSFET IRFP264N 实现;二极管桥(D_1 、 D_2 、 D_3 和 D_4)由二极管 1N5408 实现;控制回路由运算放大器 LF356 和比较器 LM311 实现;隔离的驱动信号由双通道驱动器 UCC21520 实现。此外,使用可编程电源 GWINSTEK PST 3202,提供 24 V 直流电压;使用任意函数发生器 Tektronix AFG 310 产生参考电压和单极性载波电压;使用差分电压探头 Tektronix P5200A 检测逆变侧交流输出电压 v_0 ;使用电流探头 Tektronix A622 检测逆变侧滤波电感电流 i_{L_1} 和忆阻电流 i_M ;使用数字示波器 GWINSTEK GDS 3254 显示和观察被测波形。

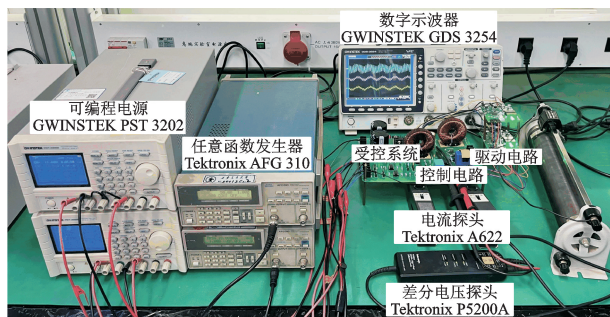


图 6 交流输出电压微分反馈控制系统的实验平台

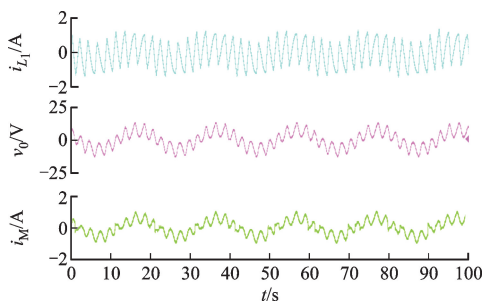
Fig. 6 Experimental platform of the system under the AC output voltage differential feedback control

通过电流传感器 LA55-P 将逆变侧滤波电容电流 i_c 接入控制回路。电流传感器 LA55-P 的原边与副边内部电流比为 1 000 : 1,在实验中,采取原边绕线 5 匝,则可得微分反馈环节的反馈系数为

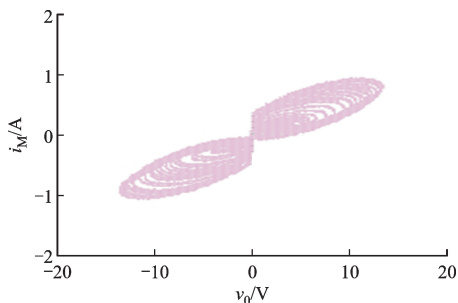
$$k_c = \frac{5}{1\ 000} R_m \quad (61)$$

选择 $R_m = 200\ \Omega$,根据式(61)可知 $k_c = 1$ 。注意,实验中的其他参数取值与第 2 节 PSpice 仿真中的参数取值一致。由于在文献[34]中已给出 PI 控制的驱动忆阻性负载 T 型三电平单相逆变系统在 $k_i = 21\ 277$ 时的实验结果,这里只给出交流输出电压微分反馈控制系统中 Hopf 分岔控制的实验结果。

图 7(a)、7(b)给出了控制参数 $k_c = 1$ 和 $k_i = 66\ 667$ 时系统的实验结果,可以看出,与预期结果相同,此时系统处于慢尺度不稳定运行状态,忆阻性负载处于严重的全局振荡状态。当 $k_c = 1$ 和 $k_i = 21\ 277$ 时,系统的实验结果如图 7(c)、7(d)所示。显然,此时交流输出电压微分反馈控制系统处于稳定运行状态。通过对比实验结果图 7 与仿真结果图 4 可知,实验结果与 PSpice 仿真结果相符,从而验证了第 3 节中理论分析的正确性。因此可以得出,交流输出电压微分反馈控制方法可实现对驱动忆阻性负载 T 型三电平单相逆变系统中 Hopf 分岔的有效控制。



(a) 当 $k_i = 66\ 667$ 时 i_{L_1} (上)、 v_0 (中) 和 i_M (下) 的时域波形



(b) 当 $k_i = 66\ 667$ 时 v_0 与 i_M 的关系曲线

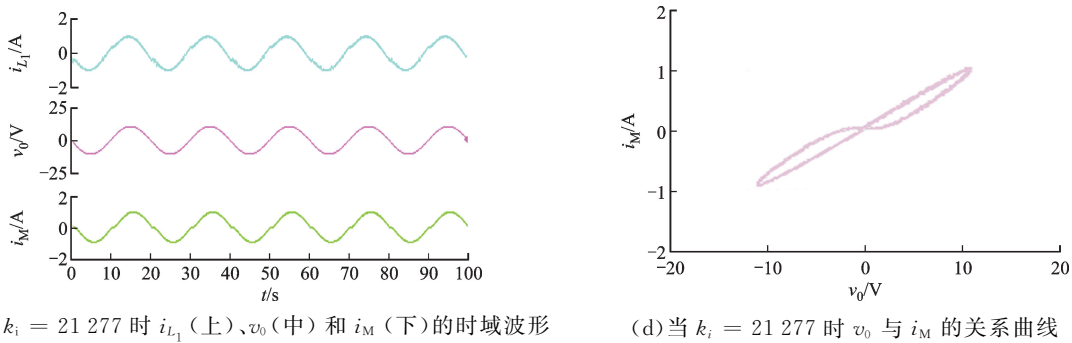


图 7 交流输出电压微分反馈控制系统的实验结果

Fig. 7 Experimental results of the system under the AC output voltage differential feedback control

5 讨 论

文献[34]分析了 PI 控制下驱动忆阻性负载 T 型三电平单相逆变系统稳定时的积分参数取值范围,结果显示仅当积分参数 $k_i < 4\ 100$ 时,系统才能处于稳定运行状态,否则系统将会因发生 Hopf 分岔而失去稳定。本文的研究结果证实:在相同给定参数条件下,交流输出电压微分反馈控制系统稳定运行时的积分参数取值范围被扩展到 $k_i < 38\ 100$ 。通过比较可知,在交流输出电压微分反馈控制下,确保驱动忆阻性负载 T 型三电平单相逆变系统稳定的积分参数取值范围得到大幅增加。

因此,所提出的交流输出电压微分反馈控制方法不但可实现对驱动忆阻性负载 T 型三电平单相逆变系统中 Hopf 分岔行为的有效控制,还能大幅度增加确保系统稳定的控制参数取值范围。

6 结论与展望

本文提出了交流输出电压微分反馈控制方法,以尽量小的控制代价,实现了对驱动忆阻性负载 T 型三电平单相逆变系统中 Hopf 分岔行为的有效控制。建立了交流输出电压微分反馈控制系统的平均模型,基于谐波平衡法和 Floquet 理论,分析了交流输出电压微分反馈控制对系统模型的转移矩阵特征值轨迹的影响情况,从而证实了交流输出电压微分反馈控制方法可有效控制驱动忆阻性负载 T 型三电平单相逆变系统的 Hopf 分岔行为,并给出了确保系统稳定运行的控制参数取值范围。最后,通过 PSpice 仿真和电路实验验证了理论分析的正确性。

值得注意的是,本文采用模拟电路实现了逆变系统的分岔控制,相比于实现灵活的数字控制方式,模拟控制具有速度快和无延时等优势,而数字控制

因其控制简单、抗干扰能力强已被广泛应用于实际工程中逆变系统的控制实现。但是,数字控制实现也具有延时和非连续性等缺陷,所以后续将研究数字控制的延时和非连续性等对驱动忆阻性负载逆变系统中分岔控制效果的影响。

此外,本文作者认为,未来的研究亦可根据系统中出现不稳定现象的特点,提出改进滑模控制、神经网络控制等有效的控制方法,并分析所提控制方法对驱动忆阻性负载逆变系统的特征值轨迹的影响情况,以判断不同控制方法对系统中分岔行为的控制效果。

参考文献:

[1] CHUA L. Memristor: the missing circuit element [J]. IEEE Transactions on Circuit Theory, 1971, 18 (5): 507-519.

[2] CHUA L O. The fourth element [J]. Proceedings of the IEEE, 2012, 100(6): 1920-1927.

[3] 寇丽杰,叶楠,李福山. 铜离子掺杂聚合物基忆阻器的类脑神经形态性能分析 [J]. 电子元件与材料, 2022, 41(5): 473-478.

KOU Lijie, YE Nan, LI Fushan. Neuromorphic performance analysis of memristor based on copper-ion doped polymer [J]. Electronic Components and Materials, 2022, 41(5): 473-478.

[4] 王姬琪,张春伟,李阳. 基于氧化铜纳米线的易失性数字识别忆阻器 [J]. 济南大学学报(自然科学版), 2023, 37(3): 288-294.

WANG Yaqi, ZHANG Chunwei, LI Yang. Volatile digit recognition memristors based on copper oxide nanowires [J]. Journal of University of Jinan (Science and Technology), 2023, 37(3): 288-294.

[5] 吴朝俊,祁永伟,刘璋,等. 基于分数阶忆阻器的混沌电路分析与设计 [J]. 电子元件与材料, 2022, 41 (2): 186-194.

- WU Chaojun, QI Yongwei, LIU Zhang, et al. Analysis and design of chaotic circuit based on fractional-order memristor [J]. *Electronic Components and Materials*, 2022, 41(2): 186-194.
- [6] 王晓媛, 金晨曦, 周鹏飞. 忆阻数字逻辑电路设计 [J]. *电子与信息学报*, 2020, 42(4): 851-861.
- WANG Xiaoyuan, JIN Chenxi, ZHOU Pengfei. Memristive digital logic circuit design [J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2020, 42(4): 851-861.
- [7] ZHAO Guokai, YOU Bin, WEN Xuan, et al. A reconfigurable dual-band bandpass filter using memristive switches [J]. *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, 2022, 36(1): 115-130.
- [8] 杨宇宁, 王达, 吴朝俊. 基于遗忘效应忆阻器的 LIF 神经元电路研究 [J]. *电子元件与材料*, 2022, 41(3): 323-330.
- YANG Ningning, WANG Da, WU Chaojun. LIF neuron circuit based on forgetting effect memristors [J]. *Electronic Components and Materials*, 2022, 41(3): 323-330.
- [9] ZHAO Han, LIU Zhengwu, TANG Jianshi, et al. Memristor-based signal processing for edge computing [J]. *Tsinghua Science and Technology*, 2022, 27(3): 455-471.
- [10] YAN Wenhao, DONG Wenjie, WANG Peng, et al. Discrete-time memristor model for enhancing chaotic complexity and application in secure communication [J]. *Entropy*, 2022, 24(7): 864.
- [11] BAO Bocheng, ZHANG Xi, BAO Han, et al. Dynamical effects of memristive load on peak current mode buck-boost switching converter [J]. *Chaos Solitons & Fractals*, 2019, 122: 69-79.
- [12] ZHANG Jipeng, YANG Yan, WANG Dongqing. Dynamic analysis and chaos control of the switched-inductor boost converter with the memristive load [J]. *International Journal of Circuit Theory and Applications*, 2021, 49(7): 2007-2020.
- [13] YANG Yan, LI Dongdong, WANG Dongqing. Dynamic analysis of the switched-inductor buck-boost converter based on the memristor [J]. *Electronics*, 2021, 10(4): 452.
- [14] CORINTO F, ASCOLI A. Memristive diode bridge with LCR filter [J]. *Electronics Letters*, 2012, 48(14): 824-825.
- [15] 武花干, 包伯成, 徐权. 基于二极管桥与串联 RL 滤波器的一阶广义忆阻模拟器 [J]. *电子学报*, 2015, 43(10): 2129-2132.
- WU Huagan, BAO Bocheng, XU Quan. First order generalized memristor emulator based on diode bridge and series RL filter [J]. *Acta Electronica Sinica*, 2015, 43(10): 2129-2132.
- [16] BAO Bocheng, XU Li, WU Zhimin, et al. Coexistence of multiple bifurcation modes in memristive diode-bridge-based canonical Chua's circuit [J]. *International Journal of Electronics*, 2018, 105(7): 1159-1169.
- [17] CHUA L. If it's pinched it's a memristor [J]. *Semiconductor Science and Technology*, 2014, 29(10): 104001.
- [18] YANG Lihui, YANG Lan, YANG Fang, et al. Slow-scale and fast-scale instabilities in parallel-connected single-phase h-bridge inverters: a design-oriented study [J]. *International Journal of Bifurcation and Chaos*, 2020, 30(1): 2050005.
- [19] YONG Jing, CHEN Liang, CHEN Shuangyan. Modeling of home appliances for power distribution system harmonic analysis [J]. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 2010, 25(4): 3147-3155.
- [20] SUN Yuanyuan, XIE Xiangmin, WANG Qingyan, et al. A bottom-up approach to evaluate the harmonics and power of home appliances in residential areas [J]. *Applied Energy*, 2020, 259: 114207.
- [21] ROBERT B, ROBERT C. Border collision bifurcations in a one-dimensional piecewise smooth map for a PWM current-programmed H-bridge inverter [J]. *International Journal of Control*, 2002, 75(16/17): 1356-1367.
- [22] KOUSSAKA T, SAKAMOTO K, MA Y. Bifurcation and chaos in a PWM current-mode H-bridge inverter [C]//National Conference on Nonlinear Systems & Dynamics. Chennai, India: [s. n.], 2006: 1-4.
- [23] 杨黎晖, 马西奎, 戴栋. 变速恒频双馈感应电机系统中的低频振荡现象分析 [J]. *西安交通大学学报*, 2009, 43(8): 95-100.
- YANG Lihui, MA Xikui, DAI Dong. Low-frequency oscillation in variable speed constant frequency doubly fed induction generator [J]. *Journal of Xi'an Jiaotong University*, 2009, 43(8): 95-100.
- [24] 王学梅, 张波. 单相 SPWM 逆变器的分岔及混沌现象分析 [J]. *电工技术学报*, 2009, 24(1): 101-107.
- WANG Xuemei, ZHANG Bo. Study of bifurcation and chaos in single-phase SPWM inverter [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2009, 24(1): 101-107.
- [25] EL AROUDI A, RODRIGUEZ E, ORABI M, et al. Modeling of switching frequency instabilities in buck-based DC-AC H-bridge inverters [J]. *International Journal of Circuit Theory and Applications*, 2011, 39(2): 175-193.
- [26] 雷博, 肖国春, 吴旋律, 等. 单相全桥 DC-AC 电压逆

- 变电路数字控制中的振荡现象分析 [J]. 物理学报, 2011, 60(9): 090501.
- LEI Bo, XIAO Guochun, WU Xuanlü, et al. Analysis of oscillation phenomenon in digital controlled DC-AC H-bridge inverter [J]. *Acta Physica Sinica*, 2011, 60(9): 090501.
- [27] 胡乃红, 周宇飞, 陈军宁. 单相 SPWM 逆变器快标分叉控制及其稳定性分析 [J]. 物理学报, 2012, 61(13): 50-57.
- HU Naihong, ZHOU Yufei, CHEN Junning. Control of fast-scale bifurcation in single-phase SPWM inverter and its stability analysis [J]. *Acta Physica Sinica*, 2012, 61(13): 50-57.
- [28] 耿志清, 卓放, 宁改娣, 等. 孤岛微电网中逆变器并联功率与电压均衡控制技术研究 [J]. 西安交通大学学报, 2014, 48(12): 41-48.
- GENG Zhiqing, ZHUO Fang, NING Gaidi, et al. Balanced control strategy for paralleled inverter power and voltage in islanded micro-grid [J]. *Journal of Xi'an Jiaotong University*, 2014, 48(12): 41-48.
- [29] 李宇飞, 王跃, 冯宇鹏, 等. 级联 H 桥型多电平逆变器中变压器偏磁抑制控制方法研究 [J]. 西安交通大学学报, 2015, 49(6): 96-102.
- LI Yufei, WANG Yue, FENG Yupeng, et al. Control scheme of transformer magnetic bias suppression in cascaded H-Bridge multilevel inverters [J]. *Journal of Xi'an Jiaotong University*, 2015, 49(6): 96-102.
- [30] AVRUTIN V, ZHUSUBALIYEV Z T. Piecewise-linear map for studying border collision phenomena in DC/AC converters [J]. *International Journal of Bifurcation and Chaos*, 2020, 30(7): 2030015.
- [31] EL AROUDI A, DEBBAT M, AL-NUMAY M, et al. Fast-scale instability and stabilization by adaptive slope compensation of a PV-fed differential boost inverter [J]. *Applied Sciences*, 2021, 11(5): 2106.
- [32] JI Huayü, XIE Fan, SHEN Li, et al. Unstable behavior analysis and stabilization of double-loop proportional-integral control H-bridge inverter with inductive impedance load [J]. *International Journal of Circuit Theory and Applications*, 2022, 50(3): 904-925.
- [33] LIU Wei, WANG Faqiang, MA Xikui. Slow-scale instability in voltage-mode controlled H-bridge inverter with memristive load [J]. *International Journal of Bifurcation and Chaos*, 2016, 26(12): 1650200.
- [34] CAO Hongbo, WANG Faqiang. Slow-scale bifurcation in three-level T-type inverter with passive memristive load [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2022, 69(8): 7963-7973.
- [35] CAO Hongbo, WANG Faqiang, LIU Jinjun. Analysis of fast-scale instability in three-level T-type single-phase inverter feeding diode-bridge rectifier with inductive load [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2022, 37(12): 15066-15083.
- [36] CHEN Guanrong, MOIOLA J L, WANG H O. Bifurcation control: theories, methods, and applications [J]. *International Journal of Bifurcation and Chaos*, 2000, 10(3): 511-548.
- [37] DÁVID A, SINHA S C. Bifurcation control of nonlinear systems with time-periodic coefficients [J]. *Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control*, 2003, 125(4): 541-548.
- [38] YU Pei, CHEN Guanrong. Hopf bifurcation control using nonlinear feedback with polynomial functions [J]. *International Journal of Bifurcation and Chaos*, 2004, 14(5): 1683-1704.
- [39] 刘素华, 唐驾时. Langford 系统 Hopf 分叉的线性反馈控制 [J]. 物理学报, 2007, 56(6): 3145-3151.
- LIU Suhua, TANG Jiashi. Linear feedback control of Hopf bifurcation in Langford system [J]. *Acta Physica Sinica*, 2007, 56(6): 3145-3151.
- [40] LIU Feng, WANG Huao, GUAN Zhihong. Hopf bifurcation control in the XCP for the Internet congestion control system [J]. *Nonlinear Analysis-Real World Applications*, 2012, 13(3): 1466-1479.
- [41] 张良. 一个五维超混沌系统 Hopf 分岔控制 [J]. 工程数学学报, 2019, 36(3): 322-332.
- ZHANG Liang. Hopf bifurcation control of a five-dimensional hyperchaotic system [J]. *Chinese Journal of Engineering Mathematics*, 2019, 36(3): 322-332.
- [42] 任晟, 张家忠, 康伟, 等. 水中球形微气泡演化的动力学行为分析与控制 [J]. 西安交通大学学报, 2011, 45(11): 27-33, 90.
- REN Sheng, ZHANG Jiazhong, KANG Wei, et al. Dynamics in the evolution of spherical micro-bubble in water and its control [J]. *Journal of Xi'an Jiaotong University*, 2011, 45(11): 27-33, 90.
- [43] ZHANG Hao, DONG Shuai, ZHANG Yuan, et al. Intermediate-frequency oscillation behavior of one-cycle controlled SEPIC power factor correction converter via Floquet multiplier sensitivity analysis [J]. *International Journal of Bifurcation and Chaos*, 2016, 26(10): 1650163.

(编辑 杜秀杰)