

考虑控制时滞的构网型逆变器稳定性分析*

龚 砚¹ 赵 平^{1,2} 杜 龙¹ 李振兴^{1,2}

(1. 三峡大学电气与新能源学院 宜昌 443002;

2. 三峡大学梯级水电站运行与控制湖北省重点实验室 宜昌 443002)

摘 要: 构网型控制能够为系统提供惯量支撑,提高系统稳定性,然而构网型控制依托于数字控制技术,存在控制时滞问题,会对系统稳定性造成一定影响。首先建立考虑控制时滞的构网型逆变器系统的状态空间模型,然后构造 L-K(Lyapunov-Krasovskii)泛函,基于二阶 Bessel-Legendre 不等式处理 L-K 泛函求导过程中所产生的积分项,利用 Lyapunov 稳定性定理得到保守性更低的时滞稳定判据,进而通过线性矩阵不等式求解系统的时滞稳定裕度。仿真结果验证了方法求解时滞稳定裕度的正确性和有效性,且相较于其他方法具备更低的保守性,并进一步分析了控制参数对于无时滞系统和时滞系统稳定性的影响,给出了提高构网型逆变器系统时滞稳定性的措施。

关键词: 控制时滞;构网;状态空间;二阶 Bessel-Legendre 积分不等式;时滞稳定裕度

中图分类号: TM614;TN79 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 520.604

Stability analysis of grid-forming inverters system under time delay

Gong Yan¹ Zhao Ping^{1,2} Du Long¹ Li Zhenxing^{1,2}

(1. College of Electrical Engineering and New Energy, China Three Gorges University, Yichang 443002, China;

2. Hubei Provincial Key Laboratory for Operation and Control of Cascaded Hydropower Station, China Three Gorges University, Yichang 443002, China)

Abstract: Grid-forming control can provide inertia support for the system and improve system stability. However, grid-forming control relies on digital control technology and has control delay problems, which can have a certain impact on system stability. This paper first establishes a state space model of a networked inverter system considering control delay, and then constructs a Lyapunov-Krasovskii (L-K) functional. Based on the second-order Bessel Legendre inequality, the integral term generated during the derivative process of the L-K functional is processed. The Lyapunov stability theorem is used to obtain a delay stability criterion with lower conservatism, and the delay stability margin of the system is solved through linear matrix inequality. The simulation results have verified the correctness and effectiveness of the proposed method for solving time-delay stability margin, and compared with other methods, it has lower conservatism, and further analyzed the influence of control parameters on the stability of both non time delay systems and time delay systems. Measures to improve the time delay stability of grid-forming inverter systems have been proposed.

Keywords: control time delay; grid-forming; state space; second-order Bessel-Legendre integral inequality; delay margin

0 引 言

近年来,电力系统中的新能源机组大多采用跟网型控制技术,使得电力系统面临低惯量、弱阻尼的问题。构网型控制对外表现为电压源特性,可以主动构建电压频率,

能够有效地为电网提供频率和惯量支撑^[1]。

国内学者对于构网型逆变器稳定性分析做了大量研究,文献[2]采用相平面图的方法分析了不同控制参数对于构网型逆变器系统暂态稳定性的影响,并基于分析结果提出了一种增强系统暂态稳定性的控制参数优化方法,分

收稿日期:2024-09-23

* 基金项目:国家自然科学基金(52077120)项目资助

析了构网型逆变器系统在大扰动下的暂态稳定性问题,但构网型逆变器系统在小扰动下同样面临复杂的小信号稳定性问题,亟需进一步研究。文献[3]建立了虚拟同步机并网系统的小信号模型,并分析了并网条件和控制参数对系统小信号稳定性的影响,但没有进一步考虑外界因素对于小信号稳定性的影响。

文献[4]进一步考虑了直驱风机的源端特性对系统小信号稳定性的影响,发现考虑风机源端特性前后,系统小信号稳定性分析的结果存在一定差异;文献[5]进一步考虑了跟网型逆变器的接入对于构网型逆变器的影响,建立了由构网型和跟网型逆变器共同组成的微电网的小信号模型,分析了两类逆变器的功率渗透率对于系统小信号稳定性的影响;文献[6]进一步考虑了构网型逆变器在混合同步控制策略下的小信号稳定性,并利用根轨迹分析了在不同电网强度下混合同步参数对于系统小信号稳定性的影响,并进一步给出了提升系统小信号稳定性的参数协同选取方法。以上研究均考虑了不同外界因素对于构网型逆变器系统小信号稳定性的影响,考虑了源端特性的影响,考虑了接入跟网型逆变器的影响,也考虑了混合同步控制和电网强度的影响。然而构网型控制依托于数字控制技术,存在控制时滞问题,控制时滞会对构网型逆变器稳定性造成影响,但上述文献均没有考虑控制时滞对于构网型逆变器系统稳定性的影响。

文献[7]建立了考虑时滞的构网型逆变器系统的状态空间模型,分析不同参数对于系统稳定性的影响,但未进一步分析时滞对于系统稳定性的影响;文献[8]构建了及时滞环节的孤岛微电网状态空间模型,并提出了含时滞微网系统的控制参数优化方法;文献[9]建立了含时滞的虚拟同步机状态空间模型并求解了系统的时滞稳定裕度。以上研究考虑了时滞对于系统稳定性的影响,采用 Pade 变换的方法对时滞进行处理,将时滞系统转变为无时滞系统进行分析。然而 Pade 变换会引入新的特征值,新特征值会与原特征值间发生交互,影响分析结果。Pade 变换的误差受阶数影响,阶数越高,误差越小,而过高的阶数会使得系统的状态空间更为复杂。并且在给定系统参数的情况下,Pade 变换需要通过不断改变延时时间的方法来求取时滞稳定裕度。

不同于上述利用 Pade 逼近表示时滞的方法,文献[10]将时滞用状态方程表示,构建出含时滞状态变量的时滞微分方程,采用自由权矩阵法构造 Lyapunov 泛函,然后基于 Lyapunov 稳定性定理得到时滞稳定判据,进而求得系统的时滞稳定裕度,所采用的方法属于频域法,频域法求取时滞稳定裕度的关键是需要对泛函求导后产生的积分项进行缩放处理以降低保守性,通过引入自由权矩阵来降低保守性,但这样会导致引入多余矩阵,且决策变量较多。相较于自由权矩阵法,积分不等式法直接对积分项进行界定处理,具备更低的保守性。目前积分不等式法中比较有代表性的包括 Wirtinger 积分不等式^[11]、Free-ma-

trix-based 积分不等式^[12-13]、Bessel-Legendre 积分不等式^[14]等。其中 Bessel-Legendre 积分不等式法的保守性最低,求得的时滞稳定裕度更接近实际。

基于此,本文首先构建考虑控制时滞的构网型逆变器系统的状态空间模型,然后构造 L-K (Lyapunov-Krasovskii) 泛函,基于二阶 Bessel-Legendre 不等式处理 L-K 泛函求导过程中所产生的积分项,利用 Lyapunov 稳定性定理得到保守性更低的时滞稳定判据,基于线性矩阵不等式求解系统的时滞稳定裕度,并进一步分析控制参数对于时滞稳定裕度的影响。

1 考虑控制时滞的构网型逆变器系统状态空间模型

构网型逆变器系统通过 LC 型滤波电路接入无穷大系统,为了简化分析,光伏、风电等源端采用理想直流源替代。其中,构网型控制采用虚拟同步机控制 (virtual synchronous generator, VSG) 策略^[15]。

VSG 是基于数字控制技术实现的,存在一定的控制时滞。控制时滞主要包括采样延迟,算法延迟和 PWM 延时。采样延迟由传感器,硬件高频滤波电路和采样 AD 引起,算法延迟由 VSG 控制算法,电压电流双闭环控制算法等导致,而 PWM 延时则是从调制波更新到 IGBT 开关动作之间的延时。

构网型逆变器系统拓扑如图 1 所示, L_f 为滤波电感, R_f 为滤波电阻, C_f 为滤波电容, R_c 、 L_c 为线路电阻和电感; u_i 为逆变器端口电压; u_o 、 i_o 为并网点电压和电流, i_i 为逆变器输出电流, u_g 为电网电压; U_{dc} 为直流电压。

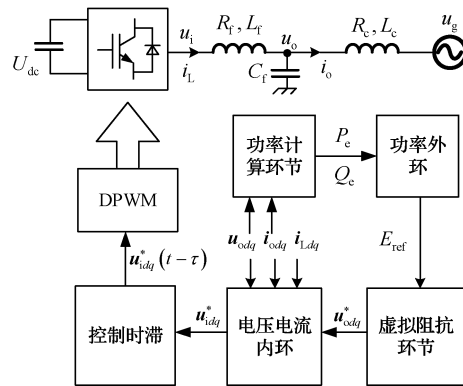


图 1 构网型逆变器并网系统结构

Fig. 1 Structural diagram of grid connected inverter system

1.1 有功控制环节

有功控制环节通过模拟传统同步发电机的转子运动方程构建系统的频率和相位^[16],对应的数学模型如下:

$$\begin{cases} J \frac{d\omega}{dt} = \frac{P_{ref} - P_c}{\omega_n} - D(\omega - \omega_n) \\ \frac{d\theta}{dt} = \omega \end{cases} \quad (1)$$

式中： J 为惯性时间常数； D 为阻尼系数； ω 为VSG输出角速度； ω_n 为额定角速度； θ 为VSG输出相位； P_{ref} 为有功功率参考值， P_e 为并网输出有功功率。

对式(1)线性化，状态空间如下：

$$\begin{cases} \Delta \dot{\omega} = \mathbf{A}_w \Delta \omega + \mathbf{B}_w \Delta \mathbf{X}_{PQ} \\ \Delta \tau \omega = \mathbf{C}_w \Delta \tau \omega \end{cases} \quad (2)$$

式中： Δ 表示小信号变化量； $\Delta \mathbf{X}_{PQ} = [\Delta P_e \quad \Delta Q_e]^T$ 为有功控制环节状态空间的状态变量； \mathbf{A}_w 、 \mathbf{B}_w 和 \mathbf{C}_w 分别为有功控制环节状态空间的状态矩阵、输入矩阵和输出矩阵，

$$\mathbf{A}_w = \begin{bmatrix} -\frac{D}{J} \\ 0 \end{bmatrix}, \mathbf{B}_w = \begin{bmatrix} -\frac{1}{J\omega_n} & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{C}_w = [1].$$

1.2 无功控制环节

无功控制环节模拟了同步发电机的无功-电压下垂特性^[17]，对应的数学模型如下：

$$K_q \frac{Q_{ref} - Q_e}{s} + u_n = E_{ref} \quad (3)$$

式中： K_q 为无功积分系数； Q_{ref} 为无功功率参考值； Q_e 为并网输出无功功率； u_n 为额定电压； E_{ref} 为VSG输出电压。

对式(3)线性化，状态空间如下：

$$\begin{cases} \Delta \dot{E}_{ref} = \mathbf{A}_E \Delta E_{ref} + \mathbf{B}_E \Delta \mathbf{X}_{PQ} \\ \Delta E_{ref} = \mathbf{C}_E \Delta E_{ref} \end{cases} \quad (4)$$

式中： \mathbf{A}_E 、 \mathbf{B}_E 和 \mathbf{C}_E 分别为无功控制环节状态空间的状态矩阵，输入矩阵和输出矩阵， $\mathbf{A}_E = [0]$ ， $\mathbf{B}_E = [0 \quad -K_q]$ ， $\mathbf{C}_E = [1]$ 。

1.3 线路环节

线路环节的数学模型如下：

$$\begin{cases} L_f \dot{i}_{Ld} = -R_f i_{Ld} + u_{id} - u_{od} - \omega L_f i_{Lq} \\ L_f \dot{i}_{Lq} = -R_f i_{Lq} + u_{iq} - u_{oq} + \omega L_f i_{Ld} \\ C_f \dot{u}_{od} = i_{Ld} - i_{od} - \omega C_f u_{oq} \\ C_f \dot{u}_{oq} = i_{Lq} - i_{oq} + \omega C_f u_{od} \\ L_c \dot{i}_{od} = -R_c i_{od} + u_{od} - u_{gd} - \omega L_c i_{oq} \\ L_c \dot{i}_{oq} = -R_c i_{oq} + u_{oq} - u_{gd} + \omega L_c i_{od} \end{cases} \quad (5)$$

式中： i_{Ld} 、 i_{Lq} 为逆变器输出电压 dq 轴分量； u_{od} 、 u_{oq} 为并网电压 dq 轴分量； i_{od} 、 i_{oq} 为并网电流 dq 轴分量； u_{id} 、 u_{iq} 为逆变器端口电压 dq 轴分量； u_{gd} 、 u_{gq} 为电网电压 dq 轴分量。

对式(5)线性化，状态空间如下：

$$\begin{cases} \Delta \dot{\mathbf{X}}_{line} = \mathbf{A}_{line} \Delta \mathbf{X}_{line} + \mathbf{B}_{line1} \Delta \mathbf{u}_{idq} + \mathbf{B}_{line2} \Delta \tau \omega \\ \Delta \mathbf{X}_{line} = \mathbf{C}_{line} \Delta \mathbf{X}_{line} \end{cases} \quad (6)$$

式中： $\Delta \mathbf{X}_{line} = [\Delta i_{Ldq} \quad \Delta u_{odq} \quad \Delta i_{odq}]^T$ 为线路环节状态空间所有状态变量组成的列向量，其中 $\Delta i_{Ldq} = [\Delta i_{Ld} \quad i_{Lq}]^T$ ， $\Delta u_{odq} = [\Delta u_{od} \quad \Delta u_{oq}]^T$ ， $\Delta i_{odq} = [\Delta i_{od} \quad \Delta i_{oq}]^T$ ， $\Delta u_{idq} = [\Delta u_{id} \quad \Delta u_{iq}]^T$ ； \mathbf{A}_{line} 为线路环节状态空间的状态矩阵； \mathbf{B}_{line1} 为线路环节状态空间中与 Δu_{idq} 相关的输入矩阵；

\mathbf{B}_{line2} 为线路环节状态空间中与 $\Delta \tau \omega$ 相关的输入矩阵； \mathbf{C}_{line} 为线路环节状态空间的输出矩阵。

$\mathbf{A}_{line} =$

$$\begin{bmatrix} -R_f/L_f & \omega_0 & -1/L_f & 0 & 0 & 0 \\ -\omega_0 & -R_f/L_f & 0 & -1/L_f & 0 & 0 \\ 1/C_f & 0 & 0 & \omega_0 & -1/C_f & 0 \\ 0 & 1/C_f & -\omega_0 & 0 & 0 & -1/C_f \\ 0 & 0 & 1/L_c & 0 & -R_c/L_c & \omega_0 \\ 0 & 0 & 0 & 1/L_c & -\omega_0 & -R_c/L_c \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{B}_{line1} = \begin{bmatrix} 1/L_f & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/L_f & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$$

$$\mathbf{B}_{line2} = [i_{Lq0} \quad -i_{Ld0} \quad u_{oq0} \quad -u_{od0} \quad i_{oq0} \quad -i_{od0}]^T$$

1.4 电压电流双闭环控制

电压电流双闭环控制环节生成的电压参考信号输入到PWM^[18]中，PWM利用脉宽调制方法生成驱动信号控制虚拟同步机的开关器件，电压电流内环的数学模型如下：

$$\begin{cases} i_{Ld}^* = (u_{od}^* - u_{od}) \left(K_{pv} + \frac{K_{iv}}{s} \right) - \omega_n C_f u_{oq} \\ i_{Lq}^* = (u_{oq}^* - u_{oq}) \left(K_{pv} + \frac{K_{iv}}{s} \right) + \omega_n C_f u_{od} \\ u_{id}^* = (i_{Ld}^* - i_{Ld}) \left(K_{pc} + \frac{K_{ic}}{s} \right) + u_{od} - \omega_n L_f i_{Lq} \\ u_{iq}^* = (i_{Lq}^* - i_{Lq}) \left(K_{pc} + \frac{K_{ic}}{s} \right) + u_{oq} + \omega_n L_f i_{Ld} \end{cases} \quad (7)$$

式中： i_{Ld}^* 、 i_{Lq}^* 为电流环的电流 dq 轴参考值； u_{id}^* 、 u_{iq}^* 为电压控制信号； K_{pv} 、 K_{iv} 、 K_{pc} 、 K_{ic} 为电压环和电流环的比例系数和积分系数。

对式(7)线性化，状态空间如下：

$$\begin{cases} \Delta \dot{\mathbf{X}}_{vc} = \mathbf{A}_{vc} \Delta \mathbf{X}_{vc} + \mathbf{B}_{vc1} \Delta \mathbf{u}_{odq}^* + \mathbf{B}_{vc2} \Delta \mathbf{X}_{line} \\ \Delta \mathbf{u}_{odq}^* = \mathbf{C}_{vc} \Delta \mathbf{X}_{vc} + \mathbf{D}_{vc1} \Delta \mathbf{u}_{odq}^* + \mathbf{D}_{vc2} \Delta \mathbf{X}_{line} \end{cases} \quad (8)$$

式中： $\Delta \mathbf{X}_{vc} = [\Delta X_{v1} \quad \Delta X_{v2} \quad \Delta X_{c1} \quad \Delta X_{c2}]^T$ 为双闭环控制环节状态空间的所有状态变量组成的列向量； ΔX_{v1} 、 ΔX_{v2} 为电压环两个积分环节所产生的状态变量， ΔX_{c1} 、 ΔX_{c2} 为电流环两个积分环节所产生的状态变量； $\Delta \mathbf{u}_{odq}^* = [\Delta u_{od}^* \quad \Delta u_{oq}^*]^T$ ； $\Delta \mathbf{u}_{idq}^* = [\Delta u_{id}^* \quad \Delta u_{iq}^*]^T$ ； \mathbf{A}_{vc} 为双闭环控制环节状态空间的状态矩阵； \mathbf{B}_{vc1} 、 \mathbf{D}_{vc1} 为双闭环控制环节状态空间中与 $\Delta \mathbf{u}_{odq}^*$ 相关的输入矩阵和输出矩阵； \mathbf{B}_{vc2} 、 \mathbf{D}_{vc2} 为双闭环控制环节状态空间中与 $\Delta \mathbf{X}_{line}$ 相关的输入矩阵和输出矩阵； \mathbf{C}_{vc} 为双闭环控制环节状态空间的输出矩阵。

$$\mathbf{A}_{vc} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ K_{iv} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & K_{iv} & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{B}_{vc1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ K_{pv} & 0 \\ 0 & K_{pv} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{B}_{vc2} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & -1 & 0 & -K_{pv} & -\omega_n C_f \\ 0 & 1 & 0 & -1 & -\omega_n C_f & -K_{pv} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{C}_{vc} = \begin{bmatrix} K_{iv}K_{pc} & 0 & K_{ic} & 0 \\ 0 & K_{iv}K_{pc} & 0 & K_{ic} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{D}_{vc1} = \begin{bmatrix} K_{pv}K_{pc} & 0 \\ 0 & K_{pv}K_{pc} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{D}_{vc2} =$$

$$\begin{bmatrix} K_{pc} & 0 & -K_{pc} & -\omega_n L_f & 1 - K_{pv}K_{pc} & -\omega_n C_f K_{pc} \\ 0 & K_{pc} & \omega_n L_f & -K_{pc} & \omega_n C_f K_{pc} & 1 - K_{pv}K_{pc} \end{bmatrix}$$

1.5 虚拟阻抗环节

虚拟阻抗环节模拟了同步发电机中的定子电阻和同步电抗,对应的状态方程如下:

$$\begin{cases} \dot{u}_{od}^* = E_{ref} - R_v i_{Ld} + \omega_n L_v i_{Lq} \\ \dot{u}_{oq}^* = -R_v i_{Ld} - \omega_n L_v i_{Ld} \end{cases} \quad (9)$$

式中: u_{od}^* 、 u_{oq}^* 为电压环的电压 dq 轴参考值; R_v 、 L_v 为虚拟电阻和虚拟电抗。

对式(9)线性化,状态空间如下:

$$\Delta \mathbf{u}_{odq}^* = \mathbf{D}_{z1} \Delta \mathbf{E}_{ref} + \mathbf{D}_{z2} \Delta \mathbf{X}_{line} \quad (10)$$

式中: \mathbf{D}_{z1} 为虚拟阻抗环节状态空间中的与 $\Delta \mathbf{E}_{ref}$ 相关的输出矩阵; \mathbf{D}_{z2} 为虚拟阻抗环节状态空间中的与 $\Delta \mathbf{E}_{ref}$ 相关的输出矩阵。

$$\mathbf{D}_{z1} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}, \mathbf{D}_{z2} = \begin{bmatrix} -R_v & \omega_n L_v & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\omega_n L_v & -R_v & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$$

1.6 功率计算环节

功率计算环节将并网点的瞬时有功功率和无功功率通过截止频率为 50 Hz 的低通滤波器,以降低功率中的纹波影响,对应的数学模型如下:

$$\begin{cases} P_c = 1.5\omega_c (u_{od} i_{od} + u_{oq} i_{oq}) / (s + \omega_c) \\ Q_c = 1.5\omega_c (u_{oq} i_{od} - u_{od} i_{oq}) / (s + \omega_c) \end{cases} \quad (11)$$

式中: ω_c 为低通滤波器的截止频率。

对式(11)线性化,状态空间如下:

$$\begin{cases} \dot{\Delta \mathbf{X}}_{PQ} = \mathbf{A}_{PQ} \Delta \mathbf{X}_{PQ} + \mathbf{B}_{PQ} \Delta \mathbf{X}_{line} \\ \Delta \mathbf{X}_{PQ} = \mathbf{C}_{PQ} \Delta \mathbf{X}_{PQ} \end{cases} \quad (12)$$

式中: \mathbf{A}_{PQ} 为功率计算环节状态空间的状态矩阵; \mathbf{B}_{PQ} 为功率计算环节状态空间的输入矩阵; \mathbf{C}_{PQ} 为功率计算环节

状态空间的输出矩阵。 $\mathbf{A}_{PQ} = \begin{bmatrix} -\omega_c & 0 \\ 0 & -\omega_c \end{bmatrix}$, $\mathbf{B}_{PQ} =$

$$\frac{3}{2}\omega_c \begin{bmatrix} 0 & 0 & i_{od0} & i_{oq0} & u_{od0} & u_{oq0} \\ 0 & 0 & -i_{oq0} & i_{od0} & u_{oq0} & -u_{od0} \end{bmatrix}^T$$

1.7 电压调制过程

假设逆变器的开关频率足够高,可以将逆变器等效成放大系数为 1 的比例放大器,逆变器端口电压 u_{idq} 可以由双闭环控制输出的电压控制信号 u_{idq}^* 经过时滞得到,定义时滞为 τ ,电压调制过程的数学模型如下:

$$\begin{cases} u_{id} = u_{id}^*(t - \tau) \\ u_{iq} = u_{iq}^*(t - \tau) \end{cases} \quad (13)$$

对式(13)线性化:

$$\begin{cases} \Delta u_{id} = \Delta u_{id}^*(t - \tau) \\ \Delta u_{iq} = \Delta u_{iq}^*(t - \tau) \end{cases} \quad (14)$$

1.8 考虑控制时滞的系统模型

根据式(2)、(4)、(6)、(8)、(10)、(12)、(14),各个环节的状态空间的连接关系如图 2 所示^[19]。

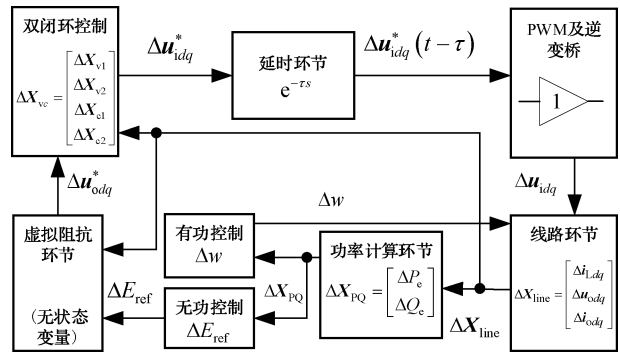


图 2 各环节状态空间模型连接示意图

Fig. 2 Diagram of state space submodel connection

联立各环节的状态空间表达式^[20],得到构网型逆变器并网系统的时滞微分方程模型如下:

$$\dot{\Delta \mathbf{x}} = \mathbf{A} \Delta \mathbf{x} + \mathbf{A}_d \Delta \mathbf{x}(t - \tau) \quad (15)$$

式中: $\Delta \mathbf{x}$ 为常规状态变量构成的向量; $\Delta \mathbf{x}(t - \tau)$ 为时滞状态变量组成的向量; \mathbf{A} 为常规状态变量矩阵; \mathbf{A}_d 为时滞状态变量矩阵。

$$\Delta \mathbf{x} = [\Delta \mathbf{X}_{line} \quad \Delta \mathbf{X}_{vc} \quad \Delta \mathbf{X}_{PQ} \quad \Delta \tau \omega \quad \Delta \mathbf{E}_{ref}]^T$$

$$\Delta \mathbf{x}(t - \tau) = [\Delta \mathbf{X}_{line}(t - \tau) \quad \Delta \mathbf{X}_{vc}(t - \tau) \quad \Delta \mathbf{X}_{PQ}(t - \tau) \quad \Delta \tau \omega(t - \tau) \quad \Delta \mathbf{E}_{ref}(t - \tau)]^T$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{line} & \mathbf{0}_{6 \times 4} & \mathbf{0}_{6 \times 2} & \mathbf{B}_{line2} & \mathbf{0}_{6 \times 1} \\ \mathbf{B}_{vc1} \mathbf{D}_{z2} + \mathbf{B}_{vc2} & \mathbf{A}_{vc} & \mathbf{0}_{4 \times 2} & \mathbf{0}_{4 \times 1} & \mathbf{B}_{vc1} \mathbf{D}_{z1} \\ \mathbf{B}_{PQ} & \mathbf{0}_{2 \times 4} & \mathbf{A}_{PQ} & \mathbf{0}_{2 \times 1} & \mathbf{0}_{2 \times 1} \\ \mathbf{0}_{1 \times 6} & \mathbf{0}_{1 \times 4} & \mathbf{B}_w & \mathbf{A}_w & \mathbf{0}_{1 \times 1} \\ \mathbf{0}_{1 \times 6} & \mathbf{0}_{1 \times 4} & \mathbf{B}_E & \mathbf{0}_{1 \times 1} & \mathbf{A}_E \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{A}_d = \begin{bmatrix} (\mathbf{B}_{line1} \mathbf{D}_{vc1} \mathbf{D}_{z2} + \mathbf{B}_{line1} \mathbf{D}_{vc2}) & \mathbf{B}_{line1} \mathbf{C}_{vc} & \mathbf{0}_{6 \times 2} & \mathbf{0}_{6 \times 1} & (\mathbf{B}_{line1} \times \mathbf{D}_{vc1} \mathbf{D}_{z1}) \\ \mathbf{0}_{4 \times 6} & \mathbf{0}_{4 \times 4} & \mathbf{0}_{4 \times 2} & \mathbf{0}_{4 \times 1} & \mathbf{0}_{4 \times 1} \\ \mathbf{0}_{2 \times 6} & \mathbf{0}_{2 \times 4} & \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 1} & \mathbf{0}_{2 \times 1} \\ \mathbf{0}_{1 \times 6} & \mathbf{0}_{1 \times 4} & \mathbf{0}_{1 \times 2} & \mathbf{0}_{1 \times 1} & \mathbf{0}_{1 \times 1} \\ \mathbf{0}_{1 \times 6} & \mathbf{0}_{1 \times 4} & \mathbf{0}_{1 \times 2} & \mathbf{0}_{1 \times 1} & \mathbf{0}_{1 \times 1} \end{bmatrix}$$

2 基于二阶 Bessel-Legendre 积分不等式的时滞稳定性分析

2.1 时滞稳定判据

首先构建合适的 L-K 泛函,再利用二阶 Bessel-Legendre 积分不等式处理泛函求导过程中产生的积分项,并进一步利用线性矩阵不等式表示时滞稳定性判据。

利用二次型方法构造 L-K 泛函如下:

$$V(t) = \boldsymbol{\varepsilon}_1^T \mathbf{P} \boldsymbol{\varepsilon}_1 + \int_{t-\tau}^t \mathbf{x}^T(s) \mathbf{S} \mathbf{x}(s) ds + \tau \int_{t-\tau}^t \int_u^t \dot{\mathbf{x}}^T(s) \mathbf{R} \dot{\mathbf{x}}(s) ds du \quad (16)$$

式中: \mathbf{P} 为对称矩阵; \mathbf{S} 和 \mathbf{R} 为对称正定矩阵。从而泛函 $V(t)$ 正定。

对式(16)的泛函求导,求导结果如下:

$$\dot{V}(t) = 2\boldsymbol{\varepsilon}_1^T \mathbf{P} \boldsymbol{\varepsilon}_2 + \mathbf{x}^T(t) \mathbf{S} \mathbf{x}(t) - \mathbf{x}^T(t-\tau) \mathbf{S} \mathbf{x}(t-\tau) + \tau^2 \dot{\mathbf{x}}^T(t) \mathbf{R} \dot{\mathbf{x}}(t) - \tau \int_{t-\tau}^t \dot{\mathbf{x}}^T(s) \mathbf{R} \dot{\mathbf{x}}(s) ds \quad (17)$$

引入二阶 Bessel-Legendre 积分不等式如下:

$$-\int_{t-\tau}^t \dot{\mathbf{x}}^T(s) \mathbf{R} \dot{\mathbf{x}}(s) ds \leq -\frac{1}{\tau} \boldsymbol{\varepsilon}_3^T \text{diag}(\mathbf{R}, 3\mathbf{R}, 5\mathbf{R}) \boldsymbol{\varepsilon}_3 \quad (18)$$

其中,矩阵 $\boldsymbol{\varepsilon}_1, \boldsymbol{\varepsilon}_2, \boldsymbol{\varepsilon}_3$ 如下:

$$\begin{aligned} \boldsymbol{\varepsilon}_1 &= [\mathbf{x}(t) \quad \int_{t-\tau}^t \mathbf{x}(s) ds \quad \int_{t-\tau}^t \int_u^t \mathbf{x}(s) ds du]^T \\ \boldsymbol{\varepsilon}_2 &= [\mathbf{x}(t) \quad \mathbf{x}(t) - \mathbf{x}(t-\tau) \quad \mathbf{x}(t) - \int_{t-\tau}^t \mathbf{x}(s) ds]^T \\ \boldsymbol{\varepsilon}_3 &= \begin{bmatrix} \mathbf{x}(t) - \mathbf{x}(t-\tau) \\ \mathbf{x}(t) + \mathbf{x}(t-\tau) - \frac{2}{\tau} \int_{t-\tau}^t \mathbf{x}(s) ds \\ \mathbf{x}(t) - \mathbf{x}(t-\tau) + \frac{6}{\tau} \int_{t-\tau}^t \mathbf{x}(s) ds - \frac{12}{\tau^2} \int_{t-\tau}^t \int_u^t \mathbf{x}(s) ds du \end{bmatrix} \end{aligned}$$

将式(18)代入式(17)中,则有 $\dot{V}(t) < 0$, 根据 Lyapunov 稳定性定理,此时系统渐进稳定。

利用线性矩阵不等式表示的适用于构网型逆变器系统的单时滞稳定性判据如下:对于满足 $0 < \tau < \tau_{\max}$ 的任意时滞 τ , 若存在 $3n$ 阶对称矩阵 \mathbf{P} , n 阶对称正定矩阵 \mathbf{S} 和 \mathbf{R} (n 为 \mathbf{A} 和 \mathbf{A}_d 的阶数),使得如下线性矩阵不等式成立,则系统渐进稳定:

$$\begin{cases} \boldsymbol{\theta}(\tau) = \mathbf{P} + \frac{1}{\tau} \text{diag}(\mathbf{0}_{n \times n}, \mathbf{S}, 3\mathbf{S}) > 0 \\ \mathbf{f}(\tau) = \mathbf{f}_0(\tau) - \mathbf{R} \tilde{\mathbf{R}} \Gamma^T < 0 \end{cases} \quad (19)$$

其中:

$$\mathbf{f}_0(\tau) = \text{He}(\mathbf{G}^T(\tau) \mathbf{P} \mathbf{H}) + \tilde{\mathbf{S}} + \tau^2 \mathbf{F}^T \mathbf{R} \mathbf{F}$$

$$\mathbf{G}(\tau) = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_n & \mathbf{0}_{n \times n} & \mathbf{0}_{n \times 2n} \\ \mathbf{0}_{2n \times n} & \mathbf{0}_{2n \times n} & \tau \mathbf{I}_{2n} \end{bmatrix}$$

$$\tilde{\mathbf{S}} = \text{diag}(\mathbf{S}, -\mathbf{S}, \mathbf{0}_{2n \times 2n})$$

$$\tilde{\mathbf{R}} = \text{diag}(\mathbf{R}, 3\mathbf{R}, 5\mathbf{R})$$

$$\boldsymbol{\Gamma} = [\boldsymbol{\Gamma}_0 \quad \boldsymbol{\Gamma}_1 \quad \boldsymbol{\Gamma}_2]$$

$$\begin{aligned} \boldsymbol{\Gamma}_0 &= [\mathbf{I}_n \quad -\mathbf{I}_n \quad \mathbf{0}_{n \times n} \quad \mathbf{0}_{n \times n}] \\ \boldsymbol{\Gamma}_1 &= [\mathbf{I}_n \quad \mathbf{I}_n \quad -2\mathbf{I}_n \quad \mathbf{0}_{n \times n}] \\ \boldsymbol{\Gamma}_2 &= [\mathbf{I}_n \quad -\mathbf{I}_n \quad \mathbf{0}_{n \times n} \quad -6\mathbf{I}_n] \\ \mathbf{H} &= [\mathbf{F}^T \quad \boldsymbol{\Gamma}^T(0) \quad \boldsymbol{\Gamma}^T(1)]^T \\ \mathbf{F} &= [\mathbf{A} \quad \mathbf{A}_d \quad \mathbf{0}_{n \times 2n}] \end{aligned}$$

式中: \mathbf{I}_n 代表 n 阶单位矩阵; $\mathbf{0}_{m \times n}$ 代表 $m \times n$ 的零矩阵; He 代表矩阵和转置矩阵的求和运算。

2.2 求解构网型逆变器系统时滞稳定裕度的步骤

综上,求解构网型逆变器系统时滞稳定裕度的步骤如下:

步骤 1) 在系统的稳态工作点,对系统各环节的数学模型线性化,得到各环节的状态空间模型式(2)、(4)、(6)、(8)、(10)、(12);

步骤 2) 考虑控制时滞式(14),按照输入输出连接关系(图 2),联立各环节的状态空间模型,消去输入变量和输出变量,得到系统完整的时滞微分方程模型式(15);

步骤 3) 将时滞微分方程模型式(15)中的矩阵 \mathbf{A} 和 \mathbf{A}_d 代入基于二阶 Bessel-Legendre 积分不等式的时滞稳定判据式(19)中,求解系统的时滞稳定裕度。

基于二阶 Bessel-Legendre 积分不等式求解构网型逆变器系统时滞稳定裕度的具体流程如图 3 所示。

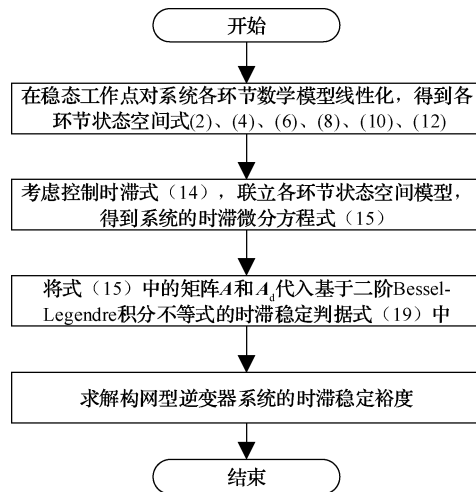


图 3 求解系统时滞稳定裕度流程

Fig. 3 Process for solving system delay stability margin

3 仿真分析

3.1 时滞稳定裕度分析

构网型逆变器并网系统的具体拓扑如图 1 所示,该并网系统采用的构网型策略为虚拟同步机控制,源端用理想电压源替代,通过 LC 型滤波电路接入无穷大电网,表 1 为该系统的主要参数。

根据表 1 给出的参数,建立各环节的状态空间,联立得到如式(15)所示的系统的时滞微分状态方程,得到矩阵 \mathbf{A} 和 \mathbf{A}_d , 具体如下:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & -0.2 & 1.88 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1.88 & -0.2 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 100 & 0 & 0 & 0 & -1.6 & 5.65 & -3 & -0.02 & 1 & 0 & 0 & 3 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 100 & 0 & 0 & -5.65 & -1.6 & -0.02 & -3 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -20 & 314.16 & -200 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 3.38 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -314.16 & -20 & 0 & -200 & 0 & 0 & 0 & 0 & -21.348 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 16\ 666.67 & 0 & 0 & 314.16 & -16\ 666.67 & 0 & 0 & 0 & -40.9 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 16\ 666.67 & -314.16 & 0 & 0 & -16\ 666.67 & 0 & -318.88 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 5\ 000 & 0 & -2\ 500 & 314.16 & 0 & -2.64 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 5\ 000 & -314.16 & -2\ 500 & 0 & -20.57 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -0.3 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -500 & -0.32 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 9\ 693.38 & -1\ 244.07 & 150\ 268.66 & -19\ 273.67 & 0 & 0 & -314.16 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1\ 244.07 & 9\ 693.38 & -19\ 273.67 & -150\ 268.66 & 0 & 0 & 0 & 0 & -314.16 \end{bmatrix}$$

$$A_d = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 40\ 000 & 0 & 20\ 000 & 0 & -640 & 1\ 947.79 & -1\ 000 & -7.54 & 400 & 0 & 1\ 200 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 40\ 000 & 0 & 20\ 000 & -1\ 947.79 & -640 & 7.54 & -1\ 000 & 0 & 400 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

表 1 构网型逆变器系统主要参数
Table 1 Main parameters of grid-forming inverter system

参数	值
滤波电阻 R_f/Ω	0.1
滤波电感 L_f/mH	5
滤波电容 $C_f/\mu F$	60
线路电阻 R_l/Ω	0.5
线路电感 L_v/mH	0.2
虚拟电阻 R_v/Ω	0.2
虚拟电感 L_v/mH	6
惯性时间常数 J	0.01
阻尼系数 D	5
无功环节积分系数 K_q	0.3
电压环比例系数 K_{pv}	3
电压环积分系数 K_{iv}	100
电流环比例系数 K_{pc}	2
电流环积分系数 K_{ic}	100
有功功率参考值 P_{ref}/kW	10
无功功率参考值 $Q_{ref}/kVar$	0
直流电压 U_{dc}/V	700

采用本文提出的基于二阶 Bessel-Legendre 积分不等式的时滞稳定判据,将矩阵 A 和 A_d 代入该判据中,求得时滞稳定裕度为 $232.32\ \mu s$ 。

为了验证基于二阶 Bessel-Legendre 不等式的时滞稳定性判据所求解的时滞稳定裕度的有效性,在 MATLAB/Simulink 中搭建电磁暂态仿真模型(图 1),分别设置控制时滞为 $0、50、100、200、230、235\ \mu s$,仿真得到的并网功率输出有功功率和无功功率波形如图 4 所示。

由图 4 可知,时滞为 0 时,系统输出的有功功率和无功功率迅速跟踪至参考值。随着时滞的增加,有功功率和无功功率开始出现振荡,时滞越大,振荡的振幅越大,振荡收敛的速度越慢,表明随着时滞的增加,系统的稳定性在不断减弱。当时滞达到 $235\ \mu s$ 时,有功功率和无功功率波形出现增幅振荡,不能跟踪至参考值,说明系统在时滞达到 $235\ \mu s$ 时失稳,验证了本文方法求解时滞稳定裕度的有效性。

为了进一步说明本文提出的基于二阶 Bessel-Legendre 不等式的时滞稳定性判据具备更低的保守性,分别与文献[9-10]的方法进行对比。

文献[9]基于二阶 Pade 逼近表示控制时滞,联立系统其他环节形成完整的状态空间,求取系统的特征根,不断

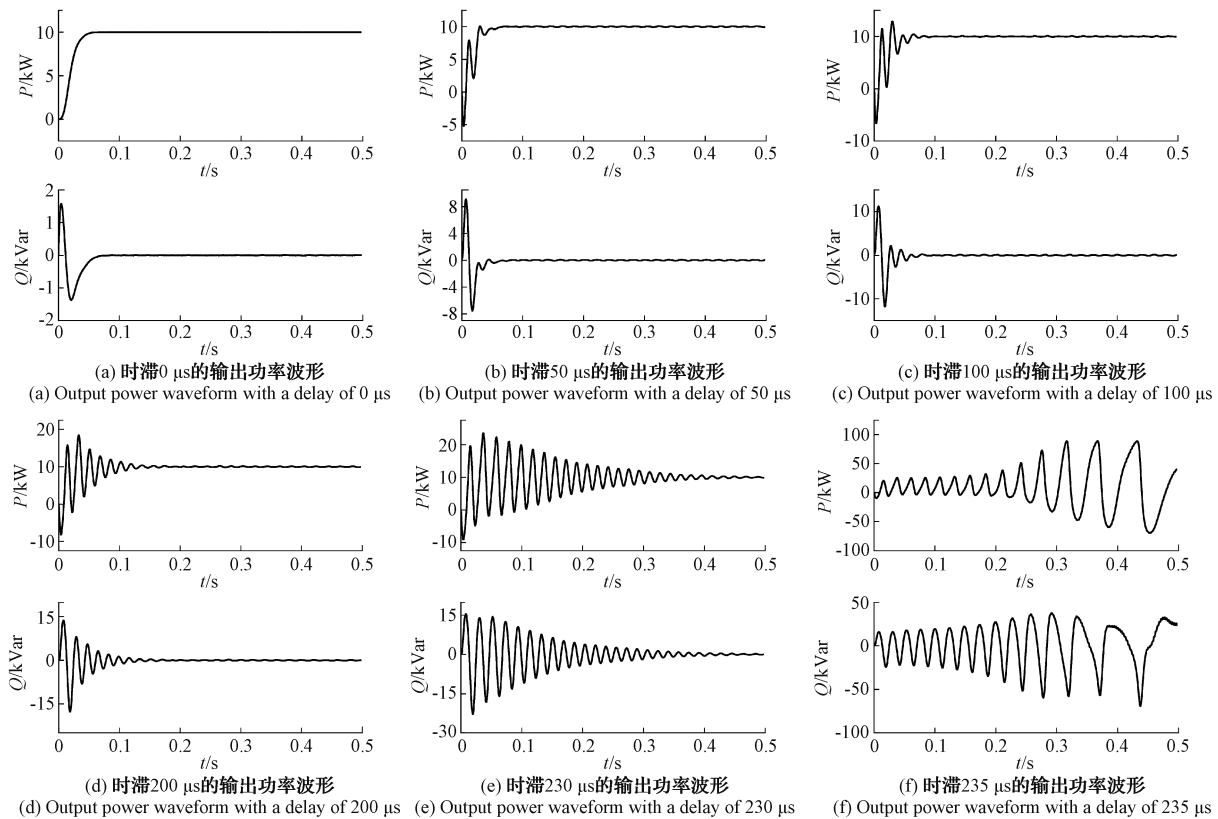


图4 不同滞的输出功率波形

Fig. 4 Output power waveforms with different time delays

增加时滞,观察系统主导特征根的变化情况,主导特征根的根轨迹如图5所示,可以发现,随着时滞的不断增加,特征根不断向右移动,当时滞等于 $240\ \mu\text{s}$ 时,特征根越过虚轴,说明系统失稳,表明系统的时滞稳定裕度为 $240\ \mu\text{s}$ 。

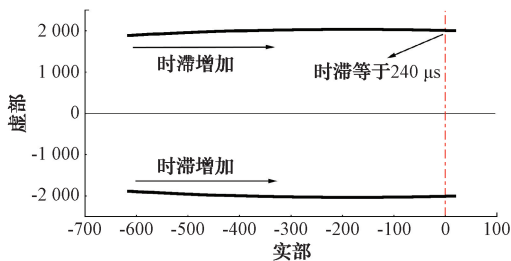


图5 时滞增加时的主导根轨迹

Fig. 5 The dominant root trajectory with increasing time delay

文献[10]将矩阵 \mathbf{A} 和 \mathbf{A}_d 代入基于自由权矩阵的时滞稳定判据,求得时滞稳定裕度为 $196.45\ \mu\text{s}$ 。

通过对比可以发现,文献[9]的方法求得的时滞稳定裕度为 $240.12\ \mu\text{s}$,但仿真结果显示系统在当时滞达到 $235\ \mu\text{s}$ 时已经失稳,因此文献[9]方法所求取的时滞稳定裕度存在一定误差,这是由于Pade逼近表示时滞所引入的新特征根会和原特征根发生交互,从而在一定程度上影

响准确性;文献[10]的方法求得的时滞稳定裕度为 $196.45\ \mu\text{s}$,与仿真结果仍存在一定误差,这是由于基于自由权矩阵的时滞稳定判据保守性较高所导致的。而采用本文提出的基于二阶Bessel-Legendre不等式方法求得的时滞稳定裕度为 $232.32\ \mu\text{s}$,与仿真结果最为接近,说明本文所提出的方法具备更低的保守性。

3.2 无时滞系统稳定性分析

未考虑控制时滞,选取电压电流双闭环控制的比例积分参数和无功控制环节的积分参数,分析上述参数变化时,无时滞系统的主导特征根轨迹。

1) 电压环比例系数改变的根轨迹分析

将电压环比例系数 K_{pv} 由10逐渐减小至0.5,主导特征值的根轨迹如图6所示。由图6可知,随着 K_{pv} 的不断降低,系统的主导特征值逐渐向虚轴移动,当 $K_{pv} = 0.75$ 时,主导特征值越过虚轴,系统失稳。

2) 电压环积分系数变化的根轨迹分析

将电压环积分系数 K_{iv} 由0.1逐渐增加至3200,主导特征值的根轨迹如图7所示。由图7可知,随着 K_{iv} 的不断增加,系统的主导特征值逐渐向虚轴移动,当 $K_{iv} = 3100$ 时,主导特征值越过虚轴,系统失稳。

3) 电流环比例系数变化的根轨迹分析

将电流环比例系数 K_{pc} 由10逐渐减小至0.5,主导特

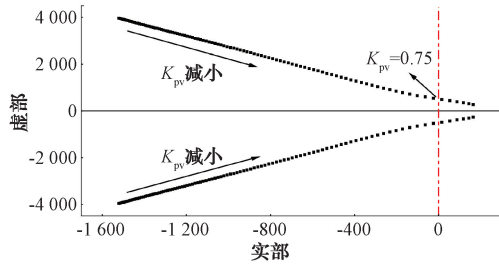


图6 K_{pv} 变化时的主导根轨迹
Fig. 6 The dominant root trajectory during K_{pv} change

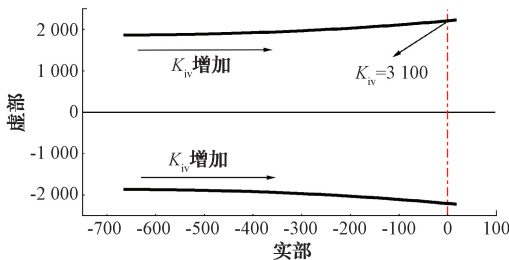


图7 K_{iv} 变化时的主导根轨迹
Fig. 7 The dominant root trajectory during K_{iv} change

征值的根轨迹如图8所示。由图8可知,随着 K_{pc} 的不断降低,系统的主导特征值逐渐向虚轴移动,当 $K_{pc} = 0.5$ 时,主导特征值越过虚轴,系统失稳。

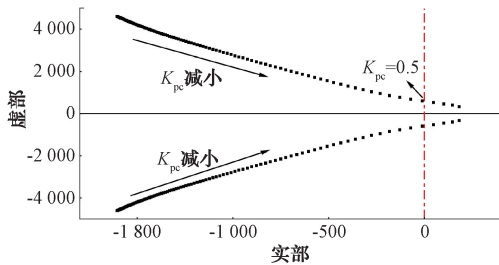


图8 K_{pc} 变化时的主导根轨迹
Fig. 8 The dominant root trajectory during K_{pc} change

4) 电流环积分系数变化的根轨迹分析

将电流环积分系数 K_{ic} 由1逐渐增加至2300,主导特征值的根轨迹如图9所示。由图9可知,随着 K_{ic} 的不断

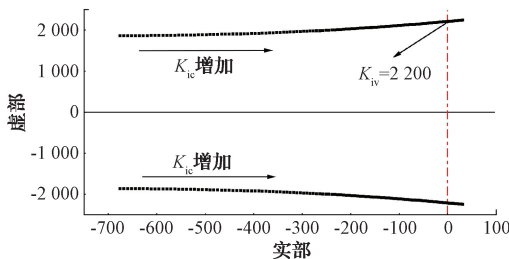


图9 K_{ic} 变化时的主导根轨迹
Fig. 9 The dominant root trajectory during K_{ic} change

增加,系统的主导特征值逐渐向虚轴移动,当 $K_{ic} = 2300$ 时,主导特征值越过虚轴,系统失稳。

5) 无功控制环节积分系数变化的根轨迹分析

将无功控制环节积分系数 K_q 由0.01逐渐增加至15,主导特征值的根轨迹如图10所示。由图10可知,随着 K_q 的不断增加,主导特征值逐渐向虚轴移动,在 $K_q = 10$ 时,越过虚轴,系统失稳。

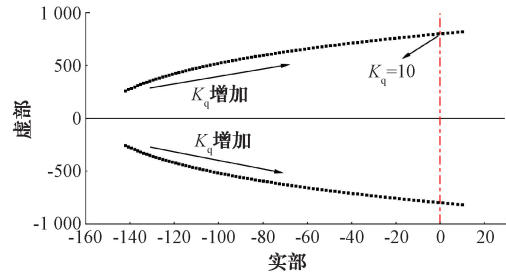


图10 K_q 变化时的主导根轨迹
Fig. 10 The dominant root trajectory during K_q change

3.3 时滞系统稳定性分析

考虑控制时滞,选取电压电流双闭环控制的比例积分参数和无功控制环节的积分参数,分析上述控制参数变化时,系统时滞稳定裕度的变化情况。

1) 电压环比例系数对于时滞稳定裕度的影响

逐渐降低电压环比例系数 K_{pv} ,时滞稳定裕度(DM)的变化如表2所示。由表2可知, K_{pv} 由10降低至1的过程中,时滞稳定裕度逐渐提高,并在 $K_{pv} = 1$ 时达到最大; K_{pv} 由1降低至0.75的过程中,时滞稳定裕度逐渐降低,并在 $K_{pv} = 0.75$ 时降低至0。

表2 K_{pv} 变化时的时滞稳定裕度
Table 2 Time delay stability margin when K_{pv} changes

K_{pv}	DM/ μ s
10	10.267
7	18.977
5	37.067
3	232.32
1	411.27
0.95	394.02
0.9	379.62
0.85	368.71
0.8	272.97
0.75	0

2) 电压环积分系数对于时滞稳定裕度的影响

逐渐升高电压环比例系数 K_{iv} ,时滞稳定裕度的变化如表3所示。由表3可知,随着 K_{iv} 的不断升高,时滞稳定裕不断降低,并在 $K_{iv} = 3100$ 时降低至0。

表3 K_{iv} 变化时的时滞稳定裕度

Table 3 Time delay stability margin when K_{iv} changes

K_{iv}	DM/ μ s
0.1	242.86
1	242.40
5	241.99
10	241.46
50	237.30
100	232.32
500	192.34
1 000	122.03
2 000	48.876
3 100	0

3) 电流环比例系数对于时滞稳定裕度的影响

逐渐降低电流环比例系数 K_{pc} , 时滞稳定裕度的变化如表4所示。由表4可知, K_{pc} 由10降低至0.8的过程中, 时滞稳定裕度逐渐提高, 并在 $K_{pc}=0.8$ 时达到最大值; K_{pc} 由0.8降低至0.5的过程中, 时滞稳定裕度逐渐降低, 最终降低至0。

表4 K_{pc} 变化时的时滞稳定裕度

Table 4 Time delay stability margin when K_{pc} changes

K_{pc}	DM/ μ s
10	12.219
7	18.977
5	23.780
3	51.789
1	354.13
0.9	367.51
0.8	375.80
0.7	339.66
0.6	245.46
0.5	0

4) 电流环积分系数对于时滞稳定裕度的影响

逐渐增加电流环比例系数 K_{ic} , 时滞稳定裕度的变化如表5所示。由表5可知, 随着 K_{ic} 的不断增大, 时滞稳定裕度不断降低, 在 $K_{ic}=2 200$ 时降低至0。

5) 无功积分系数对于时滞稳定裕度的影响

逐渐增加无功控制环节的积分系数 K_q , 时滞稳定裕度的变化如表6所示。由表6可知, K_q 由0.01升高至0.7的过程中, 时滞稳定裕度逐渐提高, 并在 $K_q=0.7$ 时达到最大值; K_q 由0.7升高至10的过程中, 时滞稳定裕度逐渐降低, 最终降低至0。

结合无时滞系统的根轨迹分析结果和控制参数对于

表5 K_{ic} 变化时的时滞稳定裕度

Table 5 Time delay stability margin when K_{ic} changes

K_{ic}	DM/ μ s
0.1	246.78
1	246.38
5	246.16
10	245.35
50	239.85
75	235.91
100	232.32
500	172.46
1 000	91.523
2 200	0

表6 K_q 变化时的时滞稳定裕度

Table 6 Time delay stability margin when K_q changes

K_q	DM/ μ s
0.01	10.267
0.05	18.977
0.1	37.067
0.5	232.32
0.7	411.27
1	394.02
5	379.62
7	368.71
9	272.97
10	0

时滞稳定裕度的影响可以发现, 在不考虑控制时滞的情况下, 当电压环和电流环的比例系数减小时, 系统的稳定性会减弱, 因此从提升系统稳定性的角度出发, 电压电流环应该选取较大的比例系数; 然而在考虑控制时滞的情况下, 随着该系数的减小, 系统的时滞稳定裕度呈现先升高后降低的趋势, 因此适当的减小该系数, 能够增大系统的时滞稳定裕度, 系统能够承受更大时滞的影响, 反而更有利于系统的稳定。

同样的, 在不考虑时滞的情况下, 无功积分环节的积分系数增大时, 系统的稳定性会减弱, 因此会偏向选择较小的无功积分系数; 而在考虑时滞的情况下, 随着该系数的增大, 时滞稳定裕度先升高后降低, 因此适当的增大该系数, 系统的时滞稳定裕度会得到提升, 系统能够承受更大时滞的影响, 反而更有利于系统的稳定。

4 结 论

本文针对考虑控制时滞的构网型逆变器并网系统进行了稳定性分析, 构建考虑控制时滞的系统模型, 基于二

阶 Bessel-Legendre 积分不等式,利用线性矩阵不等式求解系统的时滞稳定裕度,得到如下结论。

1)基于二阶 Bessel-Legendre 积分不等式的时滞稳定判据,可用于判定构网型逆变器并网系统的时滞稳定性,求解系统的时滞稳定裕度。对比采用根轨迹法所求取的时滞稳定裕度具备更高的准确性;相较于自由权矩阵方法获得的时滞稳定判据,具备更低的保守性。

2)随着电压电流环积分系数的增大,时滞稳定裕度逐渐减小;随着电压电流环比例系数的减小,时滞稳定裕度先增大后减小;随着无功控制环节的积分系数增大,时滞稳定裕度先增大后减小。

3)从提升构网型逆变器系统稳定性的角度出发,为了降低控制时滞的影响,应该减小电压电流环的积分系数,在适当的范围内降低电压电流环的比例系数和提高无功控制环节的积分系数。

参 考 文 献

- [1] 迟永宁,江炳蔚,胡家兵,等. 构网型变流器:物理本质与特征 [J]. 高电压技术, 2024, 50(2): 590-604.
CHI Y N, JIANG B W, HU J B, et al. Grid-forming converters: Physical mechanism and characteristics[J]. High Voltage Engineering, 2024, 50(2): 590-604.
- [2] 王泽昆,程鹏,贾利民. 单电压环构网型并网逆变器暂态稳定性分析[J]. 电力系统保护与控制, 2024, 52(10): 118-127.
WANG Z K, CHENG P, JIA L M. Transient stability analysis of single voltage loop grid-forming inverter[J]. Power System Protection and Control, 2024, 52(10): 118-127.
- [3] 刘辉,高舜安,孙大卫,等. 光伏虚拟同步发电机并网小信号稳定性分析[J]. 太阳能学报, 2021, 42(2): 417-424.
LIU H, GAO SH AN, SUN D W, et al. Small signal stability analysis of grid-connected photovoltaic virtual synchronous generators [J]. Acta Energetica Solaris Sinica, 2021, 42(2): 417-424.
- [4] 褚文从,刘静利,李永刚,等. 考虑源端特性的虚拟同步直驱风机小信号建模与稳定性分析[J]. 电力自动化设备, 2022, 42(8): 3-10.
CHU W C, LIU J L, LI Y G, et al. Small-signal modeling and stability analysis of virtual synchronous PMSG considering source characteristics[J]. Electric Power Automation Equipment, 2022, 42(8): 3-10.
- [5] 李翼翔,田震,唐英杰,等. 考虑构网型与跟网型逆变器交互的孤岛微电网小信号稳定性分析[J]. 电力自动化设备, 2022, 42(8): 11-18.
LI Y X, TIAN ZH, TANG Y J, et al. Small-signal stability analysis of island microgrid considering interaction between grid-forming converter and grid-following converter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2022, 42(8): 11-18.
- [6] 邱晓燕,林号缙,周毅,等. 基于混合同步控制的构网型逆变器并网系统小扰动稳定性分析[J]. 电力自动化设备, 2023, 43(9): 172-178,185.
QIU X Y, LIN H J, ZHOU Y, et al. Study on small-signal stability of grid-connected grid-forming inverter system based on hybrid-synchronous control[J]. Electric Power Automation Equipment, 2023, 43(9): 172-178,185.
- [7] 刘淇玉,李永刚,王月,等. 构网型并网逆变器状态空间建模及稳定性分析 [J]. 华北电力大学学报, 2024, 51(1): 83-93.
LIU Q Y, LI Y G, WANG Y, et al. State space modeling and stability analysis of grid-forming inverter[J]. Journal of North China Electric Power University, 2024, 51(1): 83-93.
- [8] 刘一鸣,李彦哲,董海鹰,等. 计及时滞环节的孤岛微电网控制器参数优化研究 [J]. 电力系统保护与控制, 2019, 47(12): 22-30.
LIU Y M, LI Y ZH, DONG H Y, et al. Study on parameter optimization of islanded microgrid with time delay [J]. Power System Protection and Control, 2019, 47(12): 22-30.
- [9] 涂春鸣,谢伟杰,肖凡,等. 控制延时效对虚拟同步机全局稳定性的影响分析 [J]. 电网技术, 2020, 44(8): 3021-3029.
TU CH M, XIE W J, XIAO F, et al. Analysis of influence of control delay on stability of virtual synchronous machine [J]. Power System Technology, 2020, 44(8): 3021-3029.
- [10] 乐健,赵联港,廖小兵,等. 考虑控制时滞和参数不确定的虚拟同步电机并网系统稳定性分析 [J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(12): 4275-4286.
LE J, ZHAO L G, LIAO X B, et al. Stability analysis of grid-connected inverter system containing virtual synchronous generator under time delay and parameter uncertainty [J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(12): 4275-4286.
- [11] SEURET A, GOUAISBAUT F. Wirtinger-based integral inequality: Application to time-delay systems[J]. Automatica, 2013, 49(9): 2860-2866.
- [12] ZENG H B, HE Y, SHE J, et al. Free-matrix-based integral inequality for stability analysis of systems with time-varying delay[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2015, 60(10): 2768-2772.
- [13] ZENG H B, LIU X, WANG W. A generalized free-

- matrix-based integral inequality for stability analysis of time-varying delay systems[J]. Applied Mathematics and Computation, 2019, 354: 1-8.
- [14] SEURET A, GOUAISBAUT F. Hierarchy of LMI conditons for the stability analysis of time-delay systems[J]. Systems&Control Letters, 2015, 81: 1-7.
- [15] 刘鹏辉, 郑克影, 朱军, 等. 考虑负荷动态变化的孤岛微电网二次频率控制[J]. 电子测量与仪器学报, 2024, 38(6): 213-214.
- LIU P H, ZHENG K Y, ZHU J, et al. Secondary frequency control of isolated microgrid with consideration of dynamic varying loads[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2024, 38(6): 213-214.
- [16] 张赟宁, 孙想亮, 付文龙, 等. 参数协调模糊自适应VSG控制策略[J]. 电子测量技术, 2022, 45(21): 1-7.
- ZHANG Y N, SUN X L, FU W L, et al. Parameter coordination fuzzy adaptive VSG control strategy[J]. Electronic Measurement Technology, 2022, 45(21): 1-7.
- [17] 侯龙, 王玉爽, 杨沛豪. 采用新型MPC提高储能PCS虚拟同步机控制稳定性研究[J]. 国外电子测量技术, 2022, 41(7): 82-88.
- HOU L, WANG Y SH, YANG P H. Researchon using new MPC to improve control stability of energy storage PCS virtual synchronous machine[J]. Foreign Electronic Measurement Technology, 2022, 41(7): 82-88.
- [18] 郭强, 何黎鹏, 肖蕙蕙, 等. 一种实现电流型PWM整流器直流侧电压波动抑制的控制方法[J]. 仪器仪表学报, 2023, 44(6): 313-324.
- GUO Q, HE L P, XIAO H H, et al. Control method for suppressing DC side voltage fluctuation of current-source PWM rectifier[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2023, 44(6): 313-324.
- [19] 赵书强, 李忍, 高本锋, 等. 适用于多源系统次同步振荡分析的图形化建模方法[J]. 电工技术学报, 2017, 32(14): 184-193.
- ZHAO SH Q, LI R, GAO B F, et al. A graphical modeling method applied for multi-sources system subsynchronous oscillation analysis [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(14): 184-193.
- [20] 王健维, 孟建辉, 王毅, 等. 构网型直驱风机的小信号建模与动态频率支撑策略[J]. 电力系统及其自动化学报, 2024, 36(5): 49-56.
- WANG J W, MENG J H, WANG Y, et al. Small signal modeling and dynamic frequency support strategy for permanent magnetic synchronous generator under grid-forming control[J]. Proceedings of the CSU-EPSA, 2024, 36(5): 49-56.

作者简介

龚砚(通信作者), 硕士研究生, 主要研究方向为电力系统稳定性分析。

E-mail: 3134273695@qq.com

赵平, 博士, 讲师, 硕士生导师, 主要研究方向为电力系统运行与控制。

E-mail: zp1975@126.com

李振兴, 博士, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为电力系统继电保护与稳定控制、电气设备监测与信息检测技术。

E-mail: lzx2007001@163.com