

# 线路阻抗对构网变流器降阶模型精度影响及次同步振荡分析

孙千宸<sup>1</sup>, 吴超<sup>1</sup>, 王勇<sup>1</sup>, 田杰<sup>2</sup>, 詹长江<sup>2</sup>

(1. 上海交通大学 电子信息与电气工程学院, 上海 200241; 2. 南京南瑞继保电气有限公司, 江苏 南京 211102)

**摘要:**在大部分关于构网变流器(GFM)次同步振荡稳定性的研究中,GFM通常被简化为只含有功率外环的三阶模型,这种降阶方法虽然简便,但其精确度会受到线路阻抗特征的影响,因此需要对GFM降阶模型适用性问题展开讨论,并提出更加精准的降阶模型。分析电网线路阻抗特征变化对降阶模型精度的影响,结果表明线路阻感比变化或短路比变化时三阶模型不能精确反映系统特性的变化,会对系统稳定性产生错误判断,其原因在于线路阻抗参数会影响电压环与功率环的耦合特性,2个控制环路均会对GFM次同步振荡稳定性产生影响。提出一种更加准确的包含电压环的降阶模型,可以精确表征线路阻抗特征变化对系统特性的影响,更加适合复杂电网下GFM的稳定性分析。基于MATLAB/Simulink仿真验证了理论分析的正确性及所提模型的有效性。

**关键词:**构网变流器;小信号模型;参与因子分析;线路阻抗;次同步振荡

**中图分类号:**TM712

**文献标志码:**A

**DOI:**10.16081/j.epae.202311020

## 0 引言

随着光伏、风力发电等新能源容量在电力系统中的比例逐渐提升,同步发电机的比例逐步下降,构网变流器(grid-forming converter, GFM)在电力系统中的重要性日渐凸显<sup>[1-2]</sup>。相比于呈现电流源特性的跟网变流器, GFM呈现电压源特性,可以主动支撑电压和频率,实现离网运行<sup>[3-4]</sup>。

然而有文献指出GFM在运行中仍然存在稳定性问题,特别是次同步振荡问题<sup>[5]</sup>。目前GFM主要有下垂控制和虚拟同步机(virtual synchronous generator, VSG)控制2类控制方式,其结构一般含功率外环和电压电流内环。由于控制环路多,分析复杂,特别是后续拓展到多机并联系统的分析中计算量更是成倍增长<sup>[6]</sup>,因此需要采用降阶模型把握系统的关键特性。比如不少学者在探究次同步振荡稳定性时,往往认为可以忽略响应速度较快的电压电流控制内环,只考虑功率控制环节,这种简化方式可以大幅简化分析过程,同时保留系统关键特性,在GFM稳定性问题分析中被广泛应用。文献[7]建立了GFM全阶和只考虑有功下垂控制的二阶小信号状态空间模型,从时域和频域的角度验证了降阶模型的精确性。文献[8]利用阻抗模型分析系统次同步振荡稳定性时同样省略了电压电流内环,通过仿真和实验的方式验证了分析方法的正确性。对于大信号稳定性问题分析,文献[9-10]只考虑了系统功率环控制部分,揭示系统的非线性模型和线性模型

关系。除了单机系统,在多机系统的稳定性分析中,文献[11]将2台逆变器的有功控制部分结合,推导分析多机系统外特性参数及稳定性影响。文献[12-13]在分析多机聚合模型及进行稳定性判断时同样认为GFM对外只表现功率调节特性,其他控制环节被尽数忽略。上述文献都是在电网阻抗保持不变的条件下进行研究的,且没有详细讨论何种情况下可以将电压电流内环忽略。文献[14]利用几何图形法分析了线路阻抗变化对GFM稳定性的影响,但其所建模型不含内环控制,对于仿真中出现的不同频率的次同步振荡也没有进行解释。文献[15]分析了不同GFM结构下内外环耦合特性,但并没有探讨线路阻感比与不同控制环节对系统主导度的影响。文献[16]在分析功率环次同步控制时发现电压环也会对系统次同步振荡稳定性产生很大影响,但没有给出具体原因。

针对上述问题,本文探究线路阻抗特征对GFM降阶模型精度与次同步振荡特性的影响,主要贡献如下。

1)只考虑功率外环的GFM三阶降阶模型在线路阻抗参数变化的条件下准确度较差,其原因在于电压环会对GFM次同步振荡稳定性产生较大影响,而三阶模型将电压环直接忽略,因此会对系统稳定性产生错误判断。

2)线路阻感比变化时电压环和功率环对系统动态特性的主导地位会发生变化,且2个环路导致的次同步振荡频率不同。

3)研究发现即使电压环带宽设计得足够大,只要线路阻抗特征发生变化,电压环依然可能与功率

环产生交互,因此电压环的动态不能被忽略。进而本文提出了一种改进的考虑电压控制环的九阶降阶模型,其可以在线路阻抗参数发生大范围变化时,依然精确表征系统稳定性以及控制参数对系统特性的影响。

本文首先建立了GFM的全阶模型和仅考虑功率环的三阶模型,验证在控制参数设计合理,且线路参数固定情况下可以忽略电压电流内环;其次,探究线路阻抗参数变化对三阶模型精度的影响;然后,提出改进的考虑电压环动态的九阶降阶模型,其可以准确表征GFM在复杂电网下的次同步振荡特性;最后,展示了仿真验证结果。

## 1 GFM全阶模型与三阶降阶模型

### 1.1 GFM全阶小信号模型

本文研究的GFM系统结构见附录A图A1。功率外环控制主要有下垂控制和VSG控制2种方式,其中下垂控制等价于VSG控制中惯性系数等于0的特殊情况,因此本文为不失一般性,采用VSG控制结构。功率外环的小信号线性化方程如式(1)所示。

$$\begin{cases} \Delta\dot{\omega} = -\frac{D_p}{J}\Delta\omega - \frac{1}{J}\Delta P_e \\ \Delta\dot{\theta} = \Delta\omega \\ \Delta\dot{E} = -\frac{k_q}{k_s}\Delta E + \frac{1}{k_s}\Delta Q_e \end{cases} \quad (1)$$

式中:“ $\Delta$ ”表示变量的小信号扰动; $\omega$ 和 $E$ 分别为输出电压角频率和幅值; $\theta$ 为功角; $P_e$ 和 $Q_e$ 分别为系统瞬时输出有功和无功功率; $J$ 为惯性系数; $D_p$ 为阻尼系数; $k_s$ 为无功环积分系数; $k_q$ 为无功下垂系数的倒数。

$\Delta P_e$ 和 $\Delta Q_e$ 可通过式(2)求得。

$$\begin{cases} \Delta P_e = 1.5(\Delta v_{cd}i_{od0} + \Delta v_{cq}i_{oq0} + \Delta i_{od}v_{cd0} + \Delta i_{oq}v_{cq0}) \\ \Delta Q_e = 1.5(-\Delta v_{cd}i_{oq0} + \Delta v_{cq}i_{od0} + \Delta i_{od}v_{cq0} - \Delta i_{oq}v_{cd0}) \end{cases} \quad (2)$$

式中: $i_{od}$ 、 $i_{oq}$ 分别为 $d$ 、 $q$ 轴下的网侧输出电流; $v_{cd}$ 、 $v_{cq}$ 分别为 $d$ 、 $q$ 轴下的滤波电容电压;下标0表示该变量的稳态值,后同。

GFM模型包含电网和逆变器2个不同的 $dq$ 旋转坐标系,建模分析时需要将2个坐标系中的变量进行统一,坐标变换公式如式(3)、(4)所示。

$$\begin{cases} x_D = x_d - x_{q0}\Delta\theta \\ x_Q = x_q + x_{d0}\Delta\theta \end{cases} \quad (3)$$

$$\begin{cases} x_d = x_D + x_{q0}\Delta\theta \\ x_q = x_Q - x_{d0}\Delta\theta \end{cases} \quad (4)$$

式中:下标 $D$ 、 $Q$ 表示电网坐标系下的变量,下标 $d$ 、 $q$ 表示逆变器坐标系下的变量,后同。

电压电流内环采用 $dq$ 坐标系下的比例积分(proportional integral, PI)控制,小信号线性化方程

如式(5)~(8)所示。

$$\begin{cases} \Delta\dot{k}_{vd} = \Delta v_d^{\text{ctrl}} - \Delta v_{cd} \\ \Delta\dot{k}_{vq} = \Delta v_q^{\text{ctrl}} - \Delta v_{cq} \end{cases} \quad (5)$$

$$\begin{cases} \Delta i_d^{\text{ctrl}} = k_{i_v}\Delta k_{vd} + k_{p_v}\Delta\dot{k}_{vd} - \omega C_f\Delta v_{cq} \\ \Delta i_q^{\text{ctrl}} = k_{i_v}\Delta k_{vq} + k_{p_v}\Delta\dot{k}_{vq} + \omega C_f\Delta v_{cd} \end{cases} \quad (6)$$

$$\begin{cases} \Delta\dot{k}_{id} = \Delta i_d^{\text{ctrl}} - \Delta i_{Ld} \\ \Delta\dot{k}_{iq} = \Delta i_q^{\text{ctrl}} - \Delta i_{Lq} \end{cases} \quad (7)$$

$$\begin{cases} \Delta v_d^* = k_{i_i}\Delta k_{id} + k_{p_i}\Delta\dot{k}_{id} - \omega L_f\Delta i_{Lq} \\ \Delta v_q^* = k_{i_i}\Delta k_{iq} + k_{p_i}\Delta\dot{k}_{iq} + \omega L_f\Delta i_{Ld} \end{cases} \quad (8)$$

式中: $k_{p_v}$ 和 $k_{i_v}$ 分别为电压环的比例和积分系数; $k_{p_i}$ 和 $k_{i_i}$ 分别为电流环的比例和积分系数; $k_{vd}$ 、 $k_{vq}$ 和 $k_{id}$ 、 $k_{iq}$ 分别为电压环和电流环的积分环节状态变量; $v_d^{\text{ctrl}}$ 和 $v_q^{\text{ctrl}}$ 为电压环输入参考值; $i_d^{\text{ctrl}}$ 和 $i_q^{\text{ctrl}}$ 为电流环输入参考值; $v_d^*$ 和 $v_q^*$ 为电流环输出值; $i_{Ld}$ 和 $i_{Lq}$ 为滤波电感电流; $L_f$ 和 $C_f$ 分别为滤波电感和滤波电容。

系统的采样控制与脉宽调制产生的延时 $e^{-\tau s}$ ( $\tau$ 为延时大小)使用三阶Pade近似线性化,以精确描述延时对系统特性的影响<sup>[17]</sup>,如式(9)所示。

$$e^{-\tau s} = \frac{120 - 60\tau s + 12(\tau s)^2 - (\tau s)^3}{120 + 60\tau s + 12(\tau s)^2 + (\tau s)^3} \quad (9)$$

逆变器输出端LCL线路部分的小信号方程如式(10)~(12)所示。

$$\begin{cases} \Delta\dot{i}_{od} = -\frac{R_g}{L_g}\Delta i_{od} + \omega\Delta i_{oq} + \frac{1}{L_g}\Delta v_{cd} + i_{oq0}\Delta\omega \\ \Delta\dot{i}_{oq} = -\frac{R_g}{L_g}\Delta i_{oq} - \omega\Delta i_{od} + \frac{1}{L_g}\Delta v_{cq} + i_{od0}\Delta\omega \end{cases} \quad (10)$$

$$\begin{cases} \Delta\dot{v}_{cd} = \omega\Delta v_{cq} + \frac{1}{C_f}\Delta i_{Ld} - \frac{1}{C_f}\Delta i_{od} + v_{cq0}\Delta\omega \\ \Delta\dot{v}_{cq} = -\omega\Delta v_{cd} + \frac{1}{C_f}\Delta i_{Lq} - \frac{1}{C_f}\Delta i_{oq} - v_{cd0}\Delta\omega \end{cases} \quad (11)$$

$$\begin{cases} \Delta\dot{i}_{Ld} = -\frac{R_f}{L_f}\Delta i_{Ld} + \omega\Delta i_{Lq} - \frac{1}{L_f}\Delta v_{cd} + \frac{1}{L_f}\Delta v_D + i_{Lq0}\Delta\omega \\ \Delta\dot{i}_{Lq} = -\frac{R_f}{L_f}\Delta i_{Lq} - \omega\Delta i_{Ld} - \frac{1}{L_f}\Delta v_{cq} + \frac{1}{L_f}\Delta v_Q - i_{Ld0}\Delta\omega \end{cases} \quad (12)$$

式中: $R_f$ 为滤波电感等效电阻; $L_g$ 、 $R_g$ 分别为输出线路电感和电阻; $i_{od}$ 、 $i_{oq}$ 为网侧电流; $v_{cd}$ 、 $v_{cq}$ 为电容电压; $i_{Ld}$ 、 $i_{Lq}$ 为机侧电流。

结合式(1)~(12),得到的GFM全阶小信号模型为19阶系统,表达式如下:

$$\dot{\mathbf{x}}_{\text{inv}} = \mathbf{A}_{\text{inv}}\mathbf{x}_{\text{inv}} \quad (13)$$

式中: $\mathbf{A}_{\text{inv}}$ 为系统矩阵, $\mathbf{x}_{\text{inv}}$ 为状态变量,其表达式分别如附录B式(B1)和式(B2)所示。

### 1.2 参与因子分析

本文分析的逆变器系统额定功率为200 kW,额定电压为380 V,额定频率为50 Hz。电流环和电压环的PI参数设计分别遵循模最优(modulus opti-

mum, MO)和对称最优(symmetrical optimum, SO)原则<sup>[18]</sup>,同时按照外环带宽远小于内环带宽的原则设计功率环参数,尽量使内外环控制解耦<sup>[19]</sup>,设计得到的功率环带宽为 15 Hz,电压环带宽为 600 Hz,详细的系统参数见附录 B 表 B1, GFM 全阶模型极点分布如图 1 所示。通过合理的控制参数设计使不同控制环路带宽解耦,系统极点分布呈现大于等于 1 000 Hz、大于等于 50 Hz 但小于 1 000 Hz 和小于 50 Hz 三部分,本文主要讨论弱网下 GFM 的次同步振荡特性,因此着重分析小于 50 Hz 的极点的运动情况,即图中标注的 $(-8, \pm j40)$ 和 $(-62, \pm j99)$ 这 2 组极点。

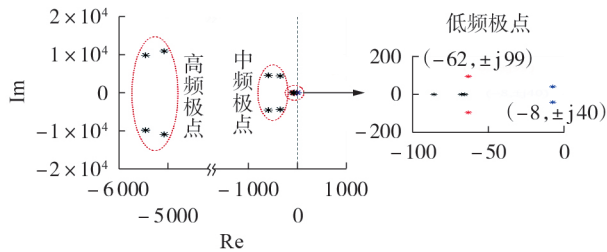


图 1 全阶模型极点

Fig.1 Poles of full-order model

利用参与因子分析得到这 2 组极点的主导状态变量<sup>[20]</sup>,如图 2 所示。2 组极点中虚部较小(频率较低)的极点 $(-8, \pm j40)$ 由功率外环控制部分的有功环变量 $\Delta P$ 、 $\Delta \theta$ 主导,虚部较大(频率较高)的极点 $(-62, \pm j99)$ 由电压控制环中间变量 $\Delta k_{vd}$ 、 $\Delta k_{vq}$ 主导。下文将用虚部大小区分 2 个极点,分别用功率环极点和电压环极点指代虚部较小的极点和虚部较大的极点。此外,通过参与因子分析还可以发现电流环变量对次同步极点基本没有影响。

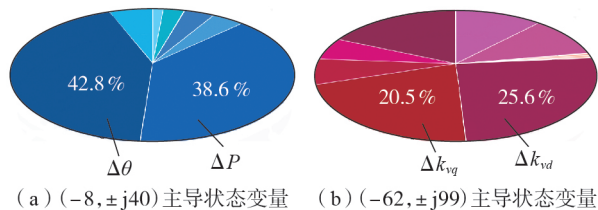


图 2 次同步极点参与因子分析

Fig.2 Participation factor analysis of sub-synchronous poles

### 1.3 只考虑功率环的三阶模型获取与分析

结合图 1 和图 2 可知,当线路阻抗不变且电压电流内环与功率外环带宽耦合性不强时,系统主导极点为功率环极点,因此许多学者在分析 GFM 次同步振荡稳定性时直接忽略电压电流内环,将系统简化为只含有功率外环控制的模型,即式(1)所示的三阶小信号微分方程。由于系统状态变量中不再包含输出电压和电流,因此 $\Delta P_e$ 和 $\Delta Q_e$ 改由式(14)表示。

$$\begin{cases} \Delta P_e = \frac{1.5V_g E (X_g \cos \theta + R_g \sin \theta)}{Z_g^2} \Delta \theta + \frac{1.5V_g (X_g \sin \theta - R_g \cos \theta) + 3ER_g}{Z_g^2} \Delta E \\ \Delta Q_e = -\frac{1.5V_g E (X_g \sin \theta - R_g \cos \theta)}{Z_g^2} \Delta \theta + \frac{1.5V_g (R_g \sin \theta + X_g \cos \theta) + 3EX_g}{Z_g^2} \Delta E \end{cases} \quad (14)$$

式中: $V_g$ 为电网电压幅值; $Z_g$ 为线路阻抗。由此得到三阶降阶模型如式(15)所示。

$$\dot{\mathbf{x}}_{inv\_3} = \mathbf{A}_{inv\_3} \mathbf{x}_{inv\_3} \quad (15)$$

$$\mathbf{x}_{inv\_3} = [\Delta \omega \quad \Delta \theta \quad \Delta E]^T$$

式中: $\mathbf{A}_{inv\_3}$ 为三阶模型系统矩阵。

以系统惯性系数的变化为例说明三阶模型的适用性。线路阻抗阻感比 $R_g/X_g=0.8$ ,短路比(short circuit ratio, SCR)为 2.3 的条件下,全阶模型和三阶模型的功率环极点随惯性系数增大的根轨迹如附录 B 图 B1 所示。从图中可以看出,三阶模型可以很好地表征系统的次同步动态特性,这是目前该降阶模型广受学者推崇的重要原因。下面将讨论在线路阻抗特征变化的条件下,三阶降阶模型是否依然适用。

## 2 线路阻抗参数对三阶模型精度的影响

### 2.1 阻感比对三阶模型精度的影响

线路阻抗特征可以用如下 2 个参数表示:系统 SCR 与线路阻抗的阻感比 $R_g/X_g$ 。本节研究 SCR 不变时,阻感比大小变化对三阶模型精度的影响。

系统 SCR 为 2.3,阻感比从 0.8 降低至 0.1 时全阶模型和三阶模型的特征根轨迹如图 3 所示。可见当阻感比较大时,电压环极点位于左半平面,系统稳定,随着阻感比减小,该极点向右半平面移动,系统变为不稳定。同时,功率环极点会随阻感比增大向左移动,与电压环极点变化趋势相反,因此系统的主导极点会随着阻感比变化而改变:当阻感比较小(在此种参数条件下阻感比小于等于 0.3)时,系统主导极点为电压环极点;当阻感比较大时(大于 0.3),系

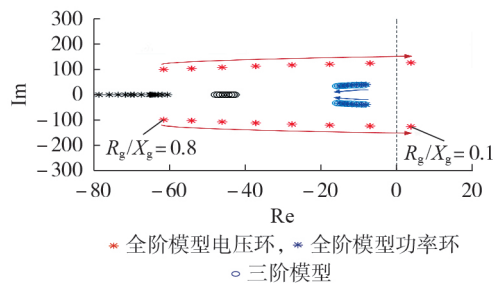


图 3 阻感比减小时的系统根轨迹

Fig.3 Root locus of system when resistance ratio decreases

统主导极点为功率环极点,系统特性主要受功率环参数的影响。

三阶模型由于忽略了功率环之外的所有控制环节,因此只能反映功率环极点,如图3中重合的蓝色极点。但是在小阻感比的情况下,GFM的主导极点变为电压环极点,此时三阶模型不能反映系统动态特性。只有在大阻感比条件下,功率环极点才是系统主导极点,且SCR也固定不变时,三阶模型才有可能准确的,如1.3节中惯性系数增大的情况。

造成三阶模型不准确的本质原因在于:线路阻抗的阻感比会影响电压控制环和功率控制环对系统的主导度,小阻感比下系统呈感性,相比于功率环,响应速度更快的电压环受到电感所带来的动态特性影响更为显著;大阻感比下系统呈阻性,电感的作用不再明显,系统特性仍由调节速度更慢的功率外环决定。

因此,在分析GFM次同步振荡稳定性,线路阻抗特性变化时不能只考虑功率环动态,还要考虑电压环动态。

## 2.2 系统SCR对三阶模型精度的影响

基于2.1节分析可知,线路阻抗的阻感比变化会导致不同控制环节对GFM主导极点的影响发生变化,因此在研究SCR的影响时,需要分大阻感比和小阻感比2种情况进行讨论。

### 2.2.1 大阻感比情况

$R_g/X_g=0.8$ ,SCR从1增大至4时的系统根轨迹如附录B图B2所示。可见在大阻感比的条件下,虽然三阶模型和全阶模型的主导极点均为功率环,且随SCR增大向右半平面移动,但是2种模型的极点运动轨迹并不完全重合,因此SCR变化会影响三阶降阶模型的精度。此外,在大阻感比条件下,SCR增大所导致的系统不稳定振荡频率较低,约为50 rad/s。

### 2.2.2 小阻感比情况

2.1节中已经分析得到了小阻感比条件下三阶模型的不准确性,而SCR的变化将更直观地体现2种模型所表征的系统特性的差异。 $R_g/X_g=0.15$ ,SCR由1增大至4时的根轨迹如图4所示。可见在小阻感比的条件下,虽然三阶模型可以在一定程度上体现功率环极点的分布,但此时系统特性并不由功率环决定,而是极点更靠近虚轴的电压环,该极点会随SCR增大向右半平面移动,最终使系统不稳定,且振荡频率相较大阻感比情况下引发的系统振荡频率要高,大于100 rad/s,三阶模型显然不能反映这对电压环极点的变化情况。

通过上述特征根分析,可以得到如下结论。

1)线路阻抗阻感比较大时,系统主导极点为功率环极点,且系统稳定性随SCR增大而减小。当SCR变化时,虽然三阶模型主导极点总体变化趋势

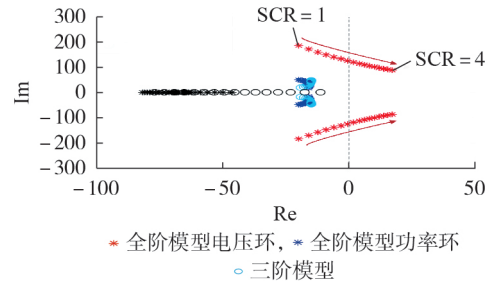


图4 小阻感比下SCR增大时的根轨迹

Fig.4 Root locus when SCR increases at low resistance ratio

与全阶模型极点一致,但是在系统稳定性的判别上会出现错误,对应振荡频率也不准确。即三阶模型对于系统SCR变化没有自适应性,对于某一组确定的系统控制参数,能够保证三阶模型精度的SCR变化范围很小。

2)线路阻抗阻感比较小时,系统主导极点为电压环极点,系统稳定性随SCR增大而减小,此时三阶模型不能准确反映系统稳定性。

3)在不同线路阻抗阻感比下系统的次同步振荡频率不同,阻性较强时系统振荡频率较低(约50 rad/s),感性较强时系统振荡频率较高(大于100 rad/s)。

线路阻抗特征变化会显著影响功率环和电压环的耦合强度,进而影响三阶模型准确性。若在本文所选控制参数基础上继续修改内环PI参数,增大内环带宽,虽然可以削弱2个环路之间的耦合特性,但同时会导致高频稳定性的降低。本文只关注GFM系统的次同步振荡稳定性,因此内环参数在满足高频稳定性的前提下应尽可能增大内外环带宽差距。总而言之,功率环与电压环之间无法单纯依靠加大电压环带宽实现解耦,因此忽略了电压环的三阶模型适用性必然受到限制。

## 3 考虑电压环动态的降阶模型

### 3.1 考虑电压环动态的降阶模型

通过上述分析可以发现线路阻抗特性的变化对功率环极点和电压环极点都有较大影响,即使电压环带宽设计得远大于功率环带宽,在考虑线路阻抗对系统的影响时,电压环和功率环仍然存在交互作用。因此,为使降阶模型能够精确反映线路阻抗特征变化对系统特性的影响,需在三阶功率环模型的基础上考虑电压控制环路,即结合式(1)~(6)、(10)、(11),得到九阶降阶模型如式(16)所示。

$$\dot{\mathbf{x}}_{inv\_9} = \mathbf{A}_{inv\_9} \mathbf{x}_{inv\_9} \quad (16)$$

$$\mathbf{x}_{inv\_9} = [\Delta i_{oD} \quad \Delta i_{oQ} \quad \Delta v_{cD} \quad \Delta v_{cQ} \quad \Delta k_{vd} \quad \Delta k_{vq} \quad \Delta \omega \quad \Delta \theta \quad \Delta E]^T$$

式中: $\mathbf{A}_{inv\_9}$ 为九阶模型系统矩阵。

从模型所含变量可以看出,电压环控制由于包

含了电容电压小扰动量  $\Delta v_{cd}$ 、 $\Delta v_{cq}$  和输出电流小扰动量  $\Delta i_{cd}$ 、 $\Delta i_{cq}$ , 因此降阶模型中也涵盖了滤波电容动态和电网阻抗动态, 进而保留了线路阻抗特性变化对系统的影响。

### 3.2 考虑电压环的降阶模型准确度分析

本节将验证考虑电压控制环的九阶降阶模型的准确性。大阻感比 ( $R_g/X_g=0.8$ ) 条件下, 系统 SCR 增大时, 全阶模型、三阶模型和九阶模型的特征根轨迹见附录 C 图 C1。从图中可以看出, 对于蓝色部分的功率环极点, 九阶模型可以更加精准地表征极点运动趋势, 同时红色部分的电压环极点重合度也很高。

小阻感比 ( $R_g/X_g=0.15$ ) 条件下, 3 种模型特征根随 SCR 增大的根轨迹如附录 C 图 C2 所示。从图中可以看出, 当系统主导极点为红色的电压环极点时, 三阶模型完全无法反映系统此时的动态特性, 而九阶模型则可以精确追踪主导极点运动轨迹。此外, 对于蓝色的功率环极点, 九阶模型也比三阶模型更为精确。

从参数灵敏度的角度也可以说明九阶模型的准确性,  $J$ 、 $D_p$ 、 $R_g$ 、 $L_g$  这 4 个参数对九阶模型和全阶模型功率环与电压环极点的灵敏度如附录 C 图 C3 所示。为方便对比, 对参数灵敏度的实部和虚部均进行了绝对值处理。从图中可以看出, 九阶模型中无论是控制参数  $J$ 、 $D_p$  还是线路阻抗参数  $R_g$ 、 $L_g$ , 对 2 组极点的灵敏度均十分精确, 证明了九阶模型的准确性。

通过上述分析可知, 虽然相比于九阶模型, 三阶模型更为简便易解, 但只能在较小的线路阻抗参数范围内保持精度, 例如在本文的系统参数条件下, 由图 3 和附录 B 图 B2 可知, 只有当  $R_g/X_g \geq 0.3$  且短路比为 1.8~2.6 时三阶模型才能较精确地表征全阶模型极点。而九阶模型对 SCR 和阻感比变化具有自适应性, 无论线路阻抗为何种特征, 其均能保持较高的精度, 是一种更具通用性和全面性的 GFM 系统降阶模型。三阶模型和九阶模型的优劣势对比见附录 C 表 C1。

## 4 仿真验证

### 4.1 阻感比变化的影响

本节将验证不同阻感比下 2 种降阶模型的准确性和系统的稳定性。在阻感比较小的情况, SCR 为 2.3,  $R_g/X_g=0.1$  时的全阶模型、只考虑功率环的三阶模型和考虑电压环的九阶模型的特征根分布及仿真波形如图 5 所示。图中:  $P_{ref}$  为有功功率参考值;  $\Delta t$  为振荡周期;  $P_{ref}$ 、 $P_e$  均为标幺值, 后同。当  $R_g/X_g=0.1$  时, 全阶模型含有右半平面极点, 反映为系统不稳定, 且振荡频率为  $127/(2\pi) \approx 20.2$  (Hz)。对应的仿真波形中, 3 s 前采用能够使系统稳定的控制参数, 系统达到稳态, 3 s 时将控制参数调整为图 5(a) 所

示极点分布的对应参数, 逆变器输出功率和三相电流呈现逐步发散的次同步振荡现象, 振荡频率为  $1/0.05159 \approx 19.38$  (Hz), 与特征根分析结果基本吻合。图 5(a) 中, 三阶模型极点全部位于左半平面, 判定为系统稳定, 与实际情况不符, 因此在感性线路阻抗条件下, 系统由电压环动态主导, 采用三阶模型会得到错误的稳定性结论, 而九阶模型极点与全阶模型极点基本重合, 可以准确分析系统稳定性和振荡频率。

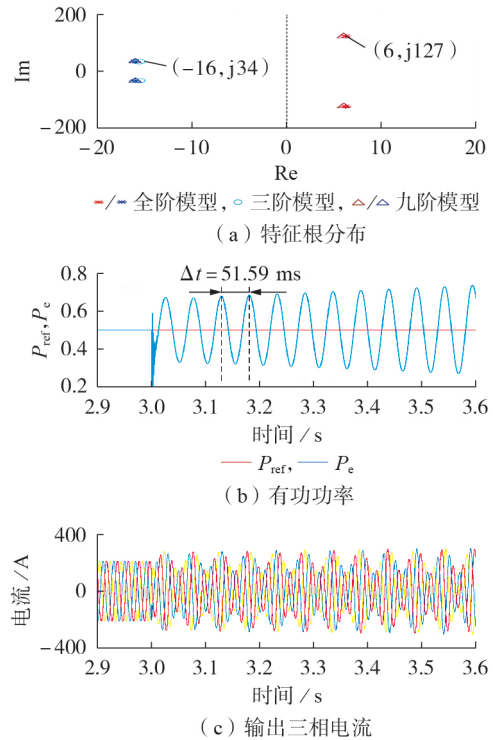


图5 阻感比较小时系统不稳定现象

Fig.5 Phenomenon of system instability when resistance ratio is small

对于阻感比较大的情况, SCR 为 2.3,  $R_g/X_g=0.8$  时的系统特征根分布及仿真波形如附录 C 图 C4 所示。此时主导极点为功率环极点, 位于左半平面, 系统稳定。对应的仿真波形中, 3 s 时功率指令变化, 系统可以在新的工作点稳定下来, 与特征根分析相符。图 C4(a) 中三阶模型和九阶模型极点基本与全阶模型主导极点重合, 说明在线路阻抗特性和控制参数较匹配时三阶模型是具有适用性的, 同样九阶模型在此条件下也是准确的。

### 4.2 SCR 变化的影响

$R_g/X_g=0.8$ , SCR 为 3.8 时的系统的特征根分布情况及仿真波形如图 6 所示。当 SCR 增大至 3.8 时, 全阶模型极点和九阶模型极点进入右半平面, 但是三阶模型的极点仍在左半平面, 会对系统稳定性产生错误判断。此外 2 个模型主导极点的虚部存在差异, 对系统振荡频率的分析结果也会有所不同。

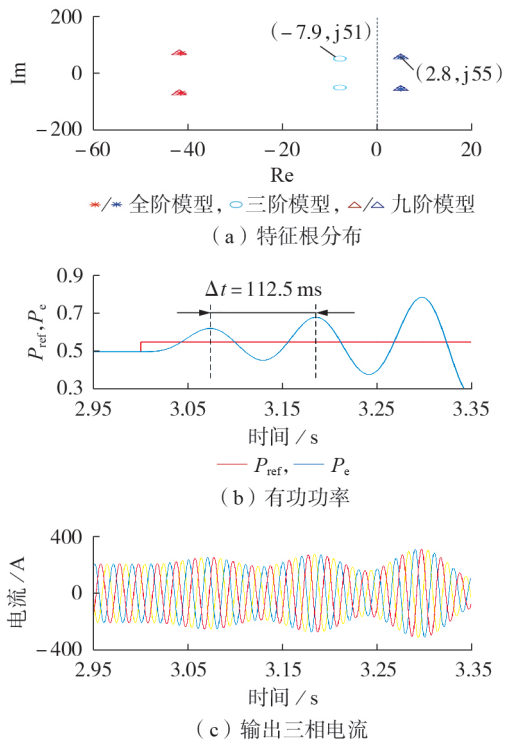


图6 SCR较大时系统不稳定现象

Fig.6 Phenomenon of system instability when SCR is larger

从仿真波形可以看出,系统呈现次同步振荡现象,振荡频率为 $1/0.1125 \approx 8.9$  (Hz),在图6(a)所示的特征根部分结果中,全阶模型位于右半平面的极点表征了系统不稳定,且振荡频率为 $55/(2\pi) \approx 8.8$  (Hz),与仿真结果基本一致。三阶模型极点位于左半平面,体现为系统稳定,虚部表征的频率为 $51/(2\pi) \approx 8.1$  (Hz),显然其不仅在稳定性判别上出现错误,振荡频率结果也不精确,而九阶模型则可以准确表征系统特性,验证了本文提出的考虑电压环动态的九阶模型可以准确表征GFM在复杂电网下的次同步振荡稳定性。

## 5 结论

本文首先建立了GFM系统的全阶模型和忽略电压电流环的三阶降阶模型,验证了在控制参数设计合理且线路阻抗不变的情况下三阶模型的正确性。但在线路阻感比和SCR变化时,电压环与功率环会产生耦合,其均会对GFM次同步振荡稳定性产生影响,且2个控制环路导致的次同步振荡频率不同,而三阶模型将电压环直接忽略,因此使用三阶模型会对系统稳定性产生错误判断。基于此,本文提出考虑电压环动态的九阶降阶模型,在线路阻抗特征变化时依然可以准确表征GFM与电网交互系统的主导极点和稳定性,同时系统关键变量的参与因子与参数敏感度的精确性也较高。最后,采用仿真

验证在复杂电网情况下考虑电压环动态的九阶模型对于次同步振荡特性描述的正确性。

附录见本刊网络版(<http://www.epae.cn>)。

## 参考文献:

- [1] 张从越, 窦晓波, 何国鑫, 等. 适用于中低压配电网的VSG多机协同鲁棒运行控制方法[J]. 电力自动化设备, 2020, 40(9): 64-76.  
ZHANG Congyue, DOU Xiaobo, HE Guoxin, et al. Cooperative robust operation control method of multi-VSG available for low- and medium-voltage distribution network[J]. Electric Power Automation Equipment, 2020, 40(9): 64-76.
- [2] 胡文强, 吴在军, 孙充勃, 等. 基于VSG的储能系统并网逆变器建模与参数整定方法[J]. 电力自动化设备, 2018, 38(8): 13-23.  
HU Wenqiang, WU Zaijun, SUN Chongbo, et al. Modeling and parameter setting method for grid-connected inverter of energy storage system based on VSG[J]. Electric Power Automation Equipment, 2018, 38(8): 13-23.
- [3] HUANG Liang, WU Chao, ZHOU Dao, et al. Impact of virtual admittance on small-signal stability of grid-forming inverters [C]//6th IEEE Workshop on the Electronic Grid (eGRID). New Orleans, LA, USA: IEEE, 2021: 1-8.
- [4] 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 Yixiang, TIAN Zhen, TANG Yingjie, 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.
- [5] HUANG Liang, WU Chao, ZHOU Dao, et al. A simplified SISO small-signal model for analyzing instability mechanism of grid-forming inverter under stronger grid [C]//IEEE 22nd Workshop on Control and Modelling of Power Electronics (COMPEL). Cartagena, Colombia: IEEE, 2021: 1-6.
- [6] 许建成, 孙建军, 钟佩军, 等. 基于平衡实现理论的变流器并网系统降阶模型[J]. 电工技术学报, 2021, 36(增刊1): 255-264.  
XU Jiancheng, SUN Jianjun, ZHONG Pei, et al. Reduced-order model of grid-connected converter system based on balanced realization theory[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(Supplement 1): 255-264.
- [7] QORIA T, GRUSON F, COLAS F, et al. Analysis of the coupling between the outer and inner control loops of a Grid-Forming voltage source converter [C]//European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'20 ECCE Europe). Lyon, France: IEEE, 2020: 1-10.
- [8] WU Heng, RUAN Xinbo, YANG Dongsheng, et al. Small-signal modeling and parameters design for virtual synchronous generators[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(7): 4292-4303.
- [9] XIONG Xiaoling, WU Chao, HU Bin, et al. Transient damping method for improving the synchronization stability of virtual synchronous generators[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(7): 7820-7831.
- [10] XIONG Xiaoling, WU Chao, BLAABJERG F. An improved synchronization stability method of virtual synchronous generators based on frequency feedforward on reactive power control loop[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(8): 9136-9148.
- [11] CHEN Meng, ZHOU Dao, WU Chao, et al. Characteristics of parallel inverters applying virtual synchronous generator

- control[J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2021, 12(6): 4690-4701.
- [12] 李承昱,许建中,赵成勇,等. 基于虚拟同步发电机控制的VSC类同调等值方法[J]. 电工技术学报, 2016, 31(13): 111-119.  
LI Chengyu, XU Jianzhong, ZHAO Chengyong, et al. Coherency equivalence method for voltage source converter based on virtual synchronous generator[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(13): 111-119.
- [13] ZHA Xiaoming, LIAO Shuhan, HUANG Meng, et al. Dynamic aggregation modeling of grid-connected inverters using Hamilton's-action-based coherent equivalence[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(8): 6437-6448.
- [14] YU Jiale, QI Yang, DENG Han, et al. Evaluating small-signal synchronization stability of grid-forming converter: a geometrical approach[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(9): 9087-9098.
- [15] DOKUS M, MERTENS A. On the coupling of power-related and inner inverter control loops of grid-forming converter systems[J]. IEEE Access, 2021, 9: 16173-16192.
- [16] LIAO Yicheng, WANG Xiongfei, LIU Fangcheng, et al. Sub-synchronous control interaction in grid-forming VSCs with droop control[C]//4th IEEE Workshop on the Electronic Grid (eGRID). Xiamen, China: IEEE, 2019: 1-6.
- [17] WANG Yanbo, WANG Xiongfei, CHEN Zhe, et al. Small-signal stability analysis of inverter-fed power systems using component connection method[J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2018, 9(5): 5301-5310.
- [18] D'ARCO S, SUUL J A, FOSSO O B. Automatic tuning of cascaded controllers for power converters using eigenvalue parametric sensitivities[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2015, 51(2): 1743-1753.
- [19] MOHAMED Y, EL-SAADANY E F. Adaptive decentralized droop controller to preserve power sharing stability of paralleled inverters in distributed generation microgrids[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23(6): 2806-2816.
- [20] 赵兴勇,张秀彬,王杰. 基于模式参与因子的电力系统动态稳定性分析[J]. 电工技术学报, 2009, 24(6): 103-108.  
ZHAO Xingyong, ZHANG Xiubin, WANG Jie. Dynamic stability of power system based on modal participation factor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2009, 24(6): 103-108.

#### 作者简介:

孙千宸(2000—),男,硕士研究生,主要研究方向为构网变流器建模及稳定性分析和光储系统控制策略(**E-mail**: sunqianchen@sjtu.edu.cn);

吴超(1992—),男,长聘教轨助理教授,博士,主要研究方向为电力电子化电力系统的惯量刻画与频率支撑和多逆变器系统的协同控制与模型聚合(**E-mail**: wuchao@sjtu.edu.cn);

王勇(1975—),男,教授,博士,主要研究方向为新能源储能(并网逆变器拓扑、控制、组网及稳定性)和汽车电子(双向车载OBC、V2G、DC-DC、OBC+DCDC多端口磁集成变换等)(**E-mail**: wangyong75@sjtu.edu.cn)。

(编辑 李玮)

## Influence of line impedance on accuracy of reduced-order model for grid-forming converter and sub-synchronous oscillation analysis

SUN Qianchen<sup>1</sup>, WU Chao<sup>1</sup>, WANG Yong<sup>1</sup>, TIAN Jie<sup>2</sup>, ZHAN Changjiang<sup>2</sup>

(1. School of Electronic Information and Electrical Engineering, Shanghai Jiao Tong University, Shanghai 200241, China; 2. Nanjing NR Electric Co., Ltd., Nanjing 211102, China)

**Abstract:** In most studies on the sub-synchronization oscillation stability of grid-forming converter (GFM), GFM is usually simplified to a three-order model only containing the power outer loop. Although this method is simple, its accuracy will be affected by the characteristics of line impedance. Therefore, it is need to discuss the applicability of reduced-order model for GFM and propose a more accurate reduced-order model. The influence of the variation of characteristics of line impedance on the accuracy of reduced-order model is analyzed, and the results show that the third-order model cannot accurately reflect the variation of system characteristics when the line resistance ratio or short circuit ratio (SCR) changes, and it will make wrong judgment on the system stability. The reason is that the impedance parameters of the line will affect the coupling characteristics of the voltage loop and the power loop, and both control loops will affect the stability of GFM sub-synchronization oscillation. A more accurate reduced-order model including voltage loop is proposed, which can accurately represent the influence of the variation of characteristics of line impedance on system characteristics, and is more suitable for the stability analysis of GFM under complex power grid. The correctness of the theoretical analysis and the effectiveness of the proposed model are verified based on MATLAB/Simulink simulation.

**Key words:** grid-forming converter; small-signal model; participation factor analysis; line impedance; sub-synchronous oscillation

## 附录 A

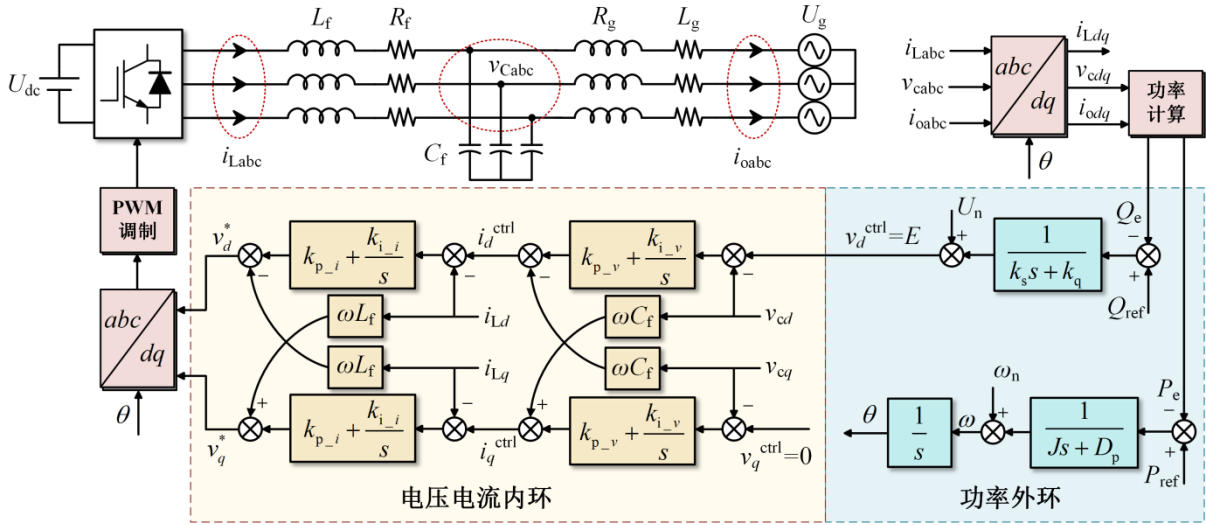


图 A1 GFM 系统结构

Fig.A1 Structure of GFM system

图 A1 中： $U_{dc}$  为前侧等效直流电压源； $L_f$ 、 $R_f$ 、 $C_f$  为逆变器滤波线路参数； $L_g$ 、 $R_g$  分别为输出线路电抗和电阻； $P_{ref}$ 、 $Q_{ref}$  分别为有功功率和无功功率给定值； $P_e$ 、 $Q_e$  分别为系统瞬时输出有功和无功功率； $J$  为惯性系数； $D_p$  为阻尼系数； $k_s$  为无功环积分系数； $k_q$  为无功下垂系数的倒数； $\omega_n$  为额定角频率； $\theta$  为功角； $E$  为电压幅值参考值。

## 附录 B

GFM 系统矩阵及状态变量：

$$\mathbf{x}_{inv} = [\Delta i_{oD} \quad \Delta i_{oQ} \quad \Delta v_{cD} \quad \Delta v_{cQ} \quad \Delta i_{LD} \quad \Delta i_{LQ} \quad \Delta k_{id} \quad \Delta k_{iq} \quad \Delta k_{vd} \quad \Delta k_{vq} \quad \Delta \omega \quad \Delta \theta \quad \Delta E \quad x_{d1} \quad x_{d2} \quad x_{d3} \quad x_{q1} \quad x_{q2} \quad x_{q3}]^T \quad (B1)$$

式中： $\Delta i_{oDQ}$ 、 $\Delta v_{cDQ}$ 、 $\Delta i_{LDQ}$  为 LCL 电路中电感电流和电容电压变量； $\Delta k_{idq}$  和  $\Delta k_{vdq}$  分别为电流环和电压环 PI 环节中的积分项变量； $\Delta \omega$  和  $\Delta E$  分别为有功和无功环节积分项变量； $\Delta \theta$  为功角变量； $x_{dq1/2/3}$  为时延环节变量。

全阶模型系统矩阵：



$A_{\text{inv}} =$ 

$$\begin{bmatrix}
 \frac{-R_g}{L_g} & \omega & \frac{1}{L_g} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 -\omega & \frac{-R_g}{L_g} & 0 & \frac{1}{L_g} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 \frac{-1}{C_f} & 0 & 0 & \omega & \frac{1}{C_f} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & \frac{-1}{C_f} & -\omega & 0 & 0 & \frac{1}{C_f} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & \frac{k_{p-i}k_{p-v}-1}{L_f} & \frac{k_{p-i}\omega C_f}{L_f} & \frac{k_{p-i}-R_f}{L_f} & 2\omega & \frac{-k_{i-i}}{L_f} & 0 & \frac{-k_{p-i}k_{i-v}}{L_f} & 0 & 0 & \frac{A_1}{L_f} & \frac{k_{p-i}k_{p-v}}{L_f} \\
 0 & 0 & \frac{-k_{p-i}\omega C_f}{L_f} & \frac{k_{p-i}k_{p-v}-1}{L_f} & -2\omega & \frac{k_{p-i}-R_f}{L_f} & 0 & \frac{-k_{i-i}}{L_f} & 0 & \frac{-k_{p-i}k_{i-v}}{L_f} & 0 & \frac{A_2}{L_f} & 0 \\
 0 & 0 & -k_{p-v} & -\omega C_f & -1 & 0 & 0 & 0 & k_{i-v} & 0 & 0 & A_3 & -k_{p-v} \\
 0 & 0 & \omega C_f & -k_{p-v} & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & k_{i-v} & 0 & A_4 & 0 \\
 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -v_{cq0} & 1 \\
 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & v_{cd0} & 0 \\
 \frac{-1.5v_{cd0}}{J} & \frac{-1.5v_{cq0}}{J} & \frac{-1.5i_{od0}}{J} & \frac{-1.5i_{oq0}}{J} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{-D_p}{J} & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\
 \frac{-1.5v_{cq0}}{k_s} & \frac{1.5v_{cd0}}{k_s} & \frac{1.5i_{oq0}}{k_s} & \frac{-1.5i_{od0}}{k_s} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{-k_d}{k_s} \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & -k_{p-i}k_{p-v} & -k_{p-i}\omega C_f & -k_{p-i} & -\omega L_f & k_{i-i} & 0 & k_{p-i}k_{i-v} & 0 & 0 & A_5 & k_{p-i}k_{p-v} \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & k_{p-i}\omega C_f & -k_{p-i}k_{p-v} & \omega L_f & -k_{p-i} & 0 & k_{i-i} & 0 & k_{p-i}k_{i-v} & 0 & A_6 & 0
 \end{bmatrix} A_\tau$$

 $(B2)$ 

$$A_\tau = \begin{bmatrix}
 0_{4 \times 6} \\
 \frac{240}{L_f \tau^3} & 0 & \frac{24}{L_f \tau} & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & \frac{240}{L_f \tau^3} & 0 & \frac{24}{L_f \tau} \\
 0_{7 \times 6} \\
 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\
 \frac{-120}{\tau^3} & \frac{-60}{\tau^2} & \frac{-12}{\tau} & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\
 0 & 0 & 0 & \frac{-120}{\tau^3} & \frac{-60}{\tau^2} & \frac{-12}{\tau}
 \end{bmatrix}$$

$$A_1 = v_{q0} - k_{p-i}\omega C_f v_{cd0} + k_{p-i}i_{Lq0} - \omega L_f i_{Ld0} + k_{p-i}k_{p-v}v_{cq0}$$

$$A_2 = v_{d0} - k_{p-i}\omega C_f v_{cq0} - k_{p-i}i_{Ld0} - \omega L_f i_{Lq0} - k_{p-i}k_{p-v}v_{cd0}$$

$$A_3 = \omega C_f v_{cd0} - k_{p-v}v_{cq0} - i_{Lq0}$$

$$A_4 = \omega C_f v_{cq0} + k_{p-v}v_{cd0} + i_{Ld0}$$

$$A_5 = v_{q0} - A_1, \quad A_6 = v_{d0} - A_2$$

表 B1 逆变器系统参数

Table B1 Inverter system parameters

变量	数值	变量	数值
$P_N$	200 kW	$U_n$	311 V
$U_{dc}$	750 V	$\omega_n$	50 Hz
$P_{ref}$	0.5 p.u.	$Q_{ref}$	0
$J$	1.06	$D_p$	$1 \times 10^4$
$k_s$	33.3	$k_q$	$1 \times 10^3$
$\tau$	100 $\mu$ s	$L_f$	1.5 mH
$R_f$	0.01 $\Omega$	$C_f$	105 $\mu$ F
SCR	2.3	$R_g/X_g$	0.8
$k_{p_v}$	0.074	$k_{i_v}$	615
$k_{p_i}$	10.67	$k_{i_i}$	711
电压环带宽	600 Hz	功率环带宽	15 Hz

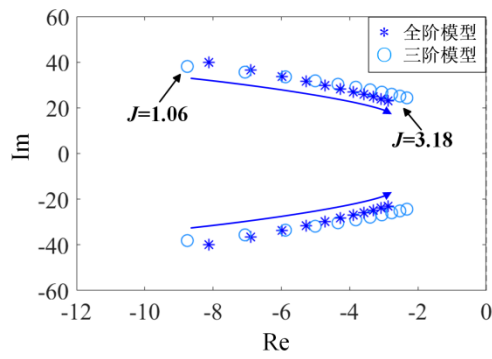


图 B1 惯性系数增大时的根轨迹

Fig.B1 Root locus with increasing inertia coefficient

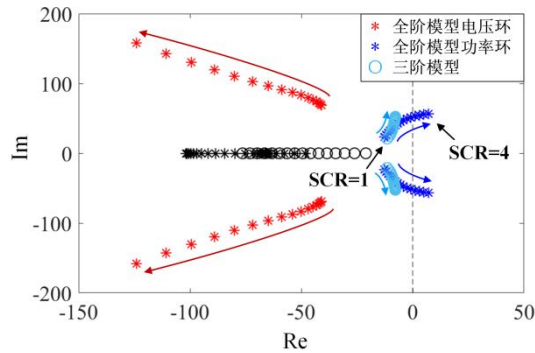


图 B2 大阻感比下 SCR 增大时的根轨迹

Fig.B2 Root locus when SCR increases at high resistance ratio

# 附录 C

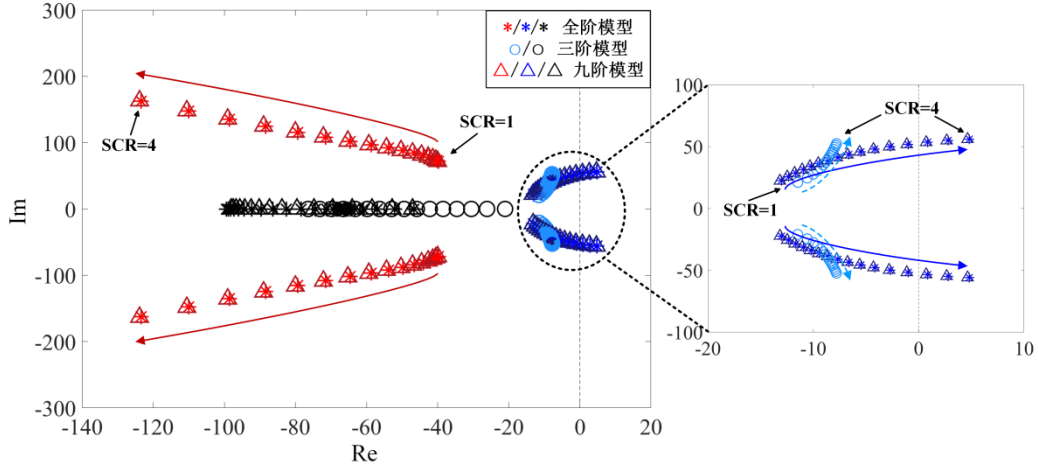


图 C1 大阻感比下 SCR 增大时的根轨迹

Fig.C1 Root locus when SCR increases at high resistance ratio

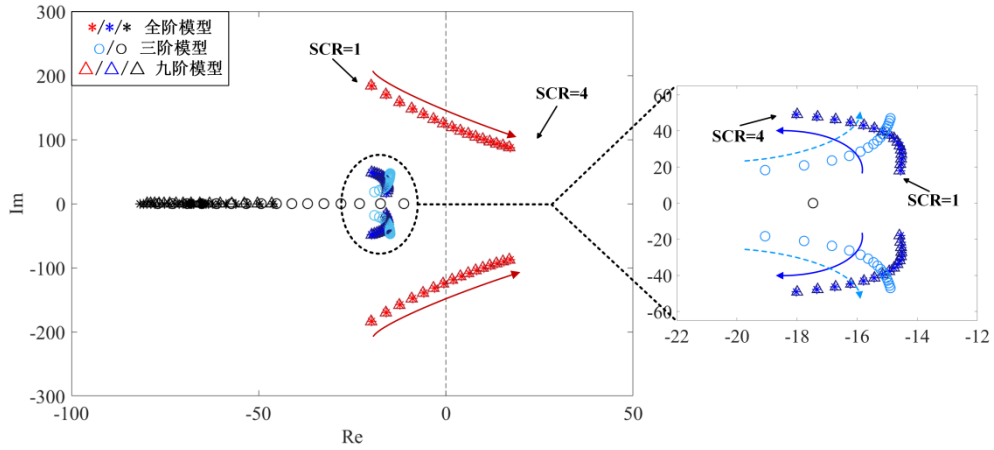


图 C2 小阻感比下 SCR 增大时的根轨迹

Fig.C2 Root locus with increasing SCR at low resistance ratio

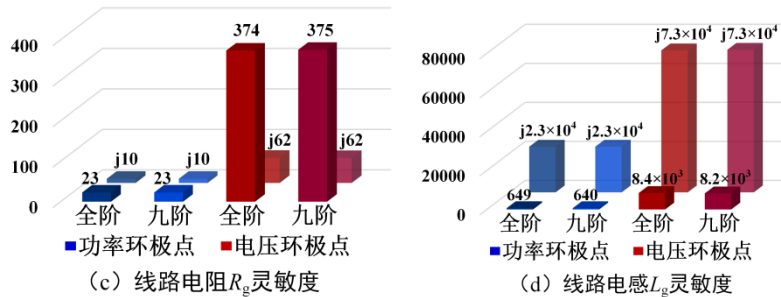
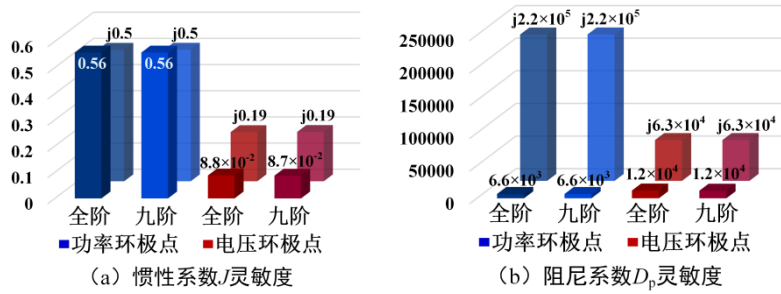


图 C3 参数灵敏度

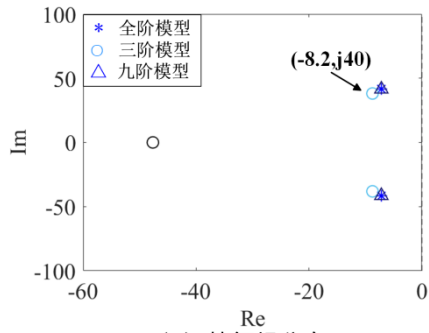
Fig.C3 Parameter sensitivity

图 C3 中，前排为灵敏度的实部，后排为灵敏度的虚部。

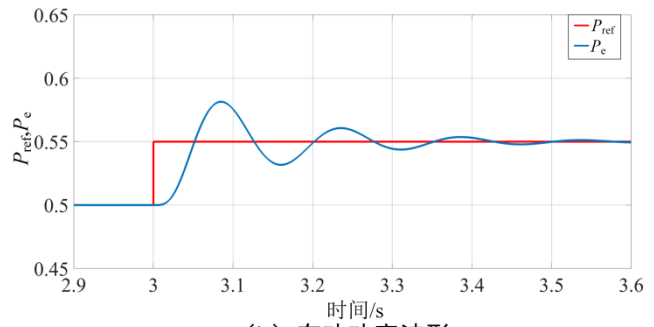
表 C1 三阶模型与九阶模型对比

Table C1 Comparison between third-order model and ninth-order model

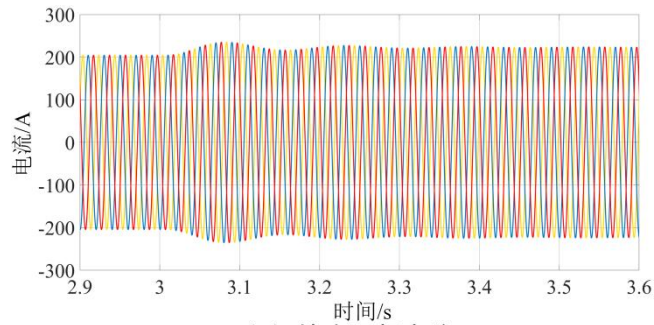
模型	优势	劣势
三阶模型	①阶数更低 ②模型变量物理概念清晰 ③适用于线路阻抗参数变化不大的情况	①只在较小的线路阻抗参数范围内可以精确判断稳定性 ②忽略了电压环，不能体现线路阻抗参数变化对系统次同步振荡特性的影响
九阶模型	①稳定性判断不受线路阻抗参数影响 ②可以体现线路阻抗参数变化对系统次同步振荡特性的影响 ③模型变量物理概念清晰 ④适用于线路阻抗参数大范围变化的情况	①阶数更高



(a) 特征根分布



(b) 有功功率波形



(c) 输出三相电流

图 C4 阻感比较大时系统稳定现象

Fig.C4 System stability phenomenon when resistance ratio is large