

DOI: 10.12158/j.2096-3203.2024.03.002

## 考虑直流侧动态的跟网型变换器稳定性分析

赵玉静<sup>1</sup>, 牟倩颖<sup>1</sup>, 宾子君<sup>2</sup>, 孔祥平<sup>2</sup>

(1. 山东大学电气工程学院, 山东 济南 250061;

2. 国网江苏省电力有限公司电力科学研究院, 江苏 南京 211103)

**摘要:**目前大部分关于并网变换器的研究忽略直流侧动态,在直流侧使用恒定电压源,一定程度上影响小干扰稳定性分析。文中主要考虑直流侧动态对跟网型变换器进行建模及稳定性分析。首先,分析新能源场站并网系统直流侧可等效为电压源和受控电流源的适用条件,论证并网变换器建模时考虑直流侧动态的必要性。随之,建立考虑直流侧动态的跟网型变换器谐波状态空间(harmonic state-space, HSS)阻抗模型。其次,在不同电网强度下,通过伯德判据对不同直流侧结构的系统进行稳定性分析,揭示电网强度对跟网型变换器稳定性的影响机理。然后,分析锁相环、电流环、滤波环节对系统阻抗特性的影响。最后,理论分析与电磁暂态仿真结果表明弱电网条件下,锁相环与电网呈现强交互作用,降低了系统的小干扰稳定性,且考虑直流侧动态的系统临界短路比更大。

**关键词:**电网强度;跟网型变换器;小信号稳定性;谐波状态空间(HSS);直流侧动态;阻抗模型

**中图分类号:** TM712

**文献标志码:** A

**文章编号:** 2096-3203(2024)03-0012-11

### 0 引言

为满足环境友好型的经济要求,世界各国致力于推动可再生能源的发展,从而提供更加经济、绿色的电能。新型电力系统逐渐显现出高比例可再生能源、高比例电力电子设备的“双高”特征<sup>[1-3]</sup>。然而传统交流输电、直流输电技术难以应对新型电力系统背景下可再生能源并网的趋势。因此,基于电压源型变换器(voltage source converter, VSC)的柔性直流输电技术凭借其技术特点应运而生,并在工程界得到广泛应用<sup>[4-5]</sup>。

目前实际运行的新能源发电设备 VSC 几乎都是跟网型变换器,通过锁相环同步并网。而相关研究表明随着可再生能源不断并网,电网强度不断降低,跟网型变换器稳定性变差<sup>[6-7]</sup>。文献[8]建立并网变换器的  $dq$  阻抗模型,发现锁相环的引入会导致系统阻抗的  $q-q$  通道表现出负阻抗效应,降低系统的小干扰稳定性。文献[9-10]研究在弱电网条件下,锁相环对 LCL 型变换器稳定性的影响,并给出基于相角裕度要求的锁相环参数设计方法。

而目前对于并网变换器的大部分研究往往忽略了直流侧动态,直接使用恒定的直流电压源隔断机侧和网侧<sup>[11]</sup>。这种假设过于理想,未考虑直流线路两端功率的变化,一定程度上会影响变换器的稳定性分析。文献[12-13]考虑了锁相环和直流侧的动态方程,建立并网变换器的  $dq$  阻抗模型,但是未

考虑电压前馈项带来的影响。文献[14]考虑直流侧电压动态建立负荷虚拟同步机的宽频带  $dq$  阻抗模型,对比分析参数变化时其与跟网型变换器在弱电网下的稳定性,但未阐述系统失稳机理。文献[15]给出了双馈风电机组的统一阻抗模型,对比分析直流侧动态对风电机组输出阻抗特性的影响,但是未划分各控制环节对阻抗特性的影响频段。

对于并网变换器系统小干扰稳定性分析,阻抗法是较为成熟的分析方法之一,首先需要对系统进行线性化,然而传统线性化方法的本质是非线性函数在稳态运行点的泰勒展开,因此阻抗法只能用于相量模型或  $dq$  坐标模型<sup>[16-17]</sup>。与在稳态点处线性化不同,谐波线性化方法是在系统的周期稳态运行轨迹处进行线性化<sup>[18-21]</sup>。谐波状态空间(harmonic state-space, HSS)模型以谐波线性化和线性时间周期(linear time period, LTP)理论为基础,同时考虑所有线性时不变(linear time-invariant, LTI)分量和频率耦合分量,具备更高的准确度<sup>[22-23]</sup>。文献[24]基于谐波传递函数提出一种谐波域单输入单输出等效建模方法,对单相 VSC 并网系统进行阻抗建模和稳定性分析。文献[25]利用 HSS 模型对并网变换器与电网电压之间的谐波交互影响进行研究,并建立谐波矩阵,用于分析稳态行为下的谐波相互作用。文献[26]考虑模块化多电平换流器(modular multilevel converter, MMC)内部谐波的相互作用,建立 HSS 小信号模型,应用特征值分析法分析控制器参数对 MMC 稳定性的影响。

文中首先对新能源并网系统进行等效化简,论

收稿日期:2023-10-25;修回日期:2024-01-18

基金项目:国家自然科学基金资助项目(52207120)

证并网变换器建模时考虑直流侧动态的必要性;随之基于 HSS 理论建立考虑直流侧动态的跟网型变换器阻抗模型;其次,对不同直流侧结构的系统进行稳定性分析,揭示电网强度对跟网型变换器稳定性的影响机理;然后分析控制环节的带宽对系统阻抗特性的影响;最后通过电磁暂态仿真验证了分析结果的正确性。

## 1 新能源并网系统的等效化简

直驱风机、光伏发电等新能源场站通过背靠背的换流站与交流系统相连并入电网,结构如图 1 所示。在新能源并网系统中,机侧变换器控制场站频率  $f$  和场站电压  $U$ ,网侧变换器通常控制直流电压  $U_{dc}$  和交流无功功率  $Q$ 。

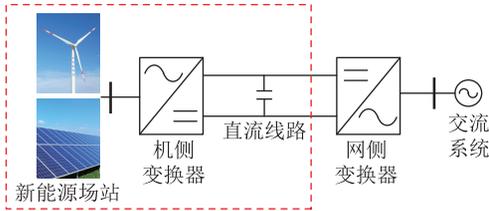


图 1 新能源并网结构

Fig.1 Structure of new energy-connected power system

机侧变换器与网侧变换器通过直流侧电容解耦,因此可以将新能源场站与机侧变换器(红色虚线框内)进行等效聚合,从而简化分析。当图 1 中新能源场站足够强时,变换器可以控制直流电压恒定,此时可以使用恒定的直流电压源替代框内部分,如图 2(a)所示。但考虑到新能源场站出力的不确定性,交直流侧会出现功率不平衡现象。而直流侧电容为储能元件,功率的变化会导致电容电压的变化,因此可以将直流电网对交流电网的作用看作一个变化的电流源,如图 2(b)所示,其中  $u_{dc}$  为直流侧电容电压;  $P_{ref}/u_{dc}$  为受控电流源产生的电流,  $P_{ref}$  为功率参考值;  $C_{dc}$  为直流侧直容。直流输电的快速调节特性通过改变电流源的功率参考值来实现。

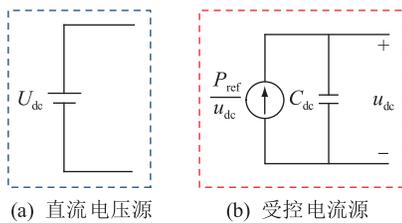


图 2 直流侧等效电路

Fig.2 DC side equivalent circuit

在文中后续的建模与稳定性分析中,采用受控电流源与电容并联的直流侧结构,同时采用定直流

电压的有功类控制方式,从而更接近新能源并网系统的实际运行工况。该结构适用于直驱风机、光伏发电并网系统以及定直流电压的柔直换流站在不同功率指令值下的稳定性分析。

## 2 基于 HSS 的系统阻抗建模方法

在传统的 LTI 模型中,状态空间模型中的系数为不随时间变化的常量。然而,在 LTP 模型中,系数矩阵  $A(t)$ 、 $B(t)$ 、 $C(t)$ 、 $D(t)$  为周期时变量,即:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}(t)\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}(t)\mathbf{u}(t) \\ \mathbf{y}(t) = \mathbf{C}(t)\mathbf{x}(t) + \mathbf{D}(t)\mathbf{u}(t) \end{cases} \quad (1)$$

式中:  $\mathbf{x}(t)$  为系统状态变量组成的时变向量;  $\mathbf{u}(t)$  为系统输入变量组成的时变向量;  $\mathbf{y}(t)$  为系统输出变量组成的时变向量;  $t$  为时间。

通过傅里叶变换可以将  $\mathbf{x}(t)$  及其导数  $\dot{\mathbf{x}}(t)$  写为受复指数调制的周期信号:

$$\begin{cases} \mathbf{x}(t) = e^{st} \sum_{n \in \mathbf{Z}} \mathbf{X}_n e^{jn\omega_1 t} \\ \dot{\mathbf{x}}(t) = \sum_{n \in \mathbf{Z}} (s + jn\omega_1) \mathbf{X}_n e^{(s+jn\omega_1)t} \end{cases} \quad (2)$$

式中:  $s$  为复数变量;  $n$  为谐波次数;  $\mathbf{Z}$  为整数集;  $\mathbf{X}_n$  为各状态变量第  $n$  次谐波的傅里叶系数组成的向量;  $\omega_1$  为系统基频角频率。

将式(1)中的系数矩阵展开为傅里叶级数形式:

$$\begin{cases} \mathbf{A}(t) = \sum_{n \in \mathbf{Z}} \mathbf{A}_n e^{jn\omega_1 t} \\ \mathbf{B}(t) = \sum_{n \in \mathbf{Z}} \mathbf{B}_n e^{jn\omega_1 t} \\ \mathbf{C}(t) = \sum_{n \in \mathbf{Z}} \mathbf{C}_n e^{jn\omega_1 t} \\ \mathbf{D}(t) = \sum_{n \in \mathbf{Z}} \mathbf{D}_n e^{jn\omega_1 t} \end{cases} \quad (3)$$

式中:  $\mathbf{A}_n$ 、 $\mathbf{B}_n$ 、 $\mathbf{C}_n$ 、 $\mathbf{D}_n$  分别为  $\mathbf{A}(t)$ 、 $\mathbf{B}(t)$ 、 $\mathbf{C}(t)$ 、 $\mathbf{D}(t)$  中各元素第  $n$  次谐波的傅里叶系数组成的矩阵。

联立式(1)一式(3),根据谐波平衡原理,对于第  $n$  次谐波有:

$$\begin{cases} (s + jn\omega_1) \Delta \mathbf{X}_n = \sum_{m \in \mathbf{Z}} \mathbf{A}_{n-m} \Delta \mathbf{X}_m + \sum_{m \in \mathbf{Z}} \mathbf{B}_{n-m} \Delta \mathbf{U}_m \\ \Delta \mathbf{Y}_n = \sum_{m \in \mathbf{Z}} \mathbf{C}_{n-m} \Delta \mathbf{X}_m + \sum_{m \in \mathbf{Z}} \mathbf{D}_{n-m} \Delta \mathbf{U}_m \end{cases} \quad (4)$$

式中:  $\Delta \mathbf{X}_n$ 、 $\Delta \mathbf{X}_m$  分别为各状态变量第  $n$  次谐波与第  $m$  次谐波的傅里叶系数扰动量组成的向量;  $\Delta \mathbf{U}_m$  为各输入变量第  $m$  次谐波的傅里叶系数扰动量组成的向量;  $\Delta \mathbf{Y}_n$  为各输出变量第  $n$  次谐波的傅里叶系数扰动量组成的向量;  $\mathbf{A}_{n-m}$ 、 $\mathbf{B}_{n-m}$ 、 $\mathbf{C}_{n-m}$ 、 $\mathbf{D}_{n-m}$  分别为  $\mathbf{A}(t)$ 、 $\mathbf{B}(t)$ 、 $\mathbf{C}(t)$ 、 $\mathbf{D}(t)$  中各元素第  $n-m$  次谐波的

傅里叶系数组成的矩阵。

式(4)描述了状态变量和输入信号傅里叶系数之间的关系,其中含有卷积运算。为了方便分析,以时变系数  $a(t)$  为例引入 Toeplize 变换:

$$T(a(t)) \Leftrightarrow \mathbf{A} = \begin{bmatrix} \vdots & \vdots & \vdots & & \\ \cdots & A_0 & A_{-1} & A_{-2} & \cdots \\ \cdots & A_1 & A_0 & A_{-1} & \cdots \\ \cdots & A_2 & A_1 & A_0 & \cdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & & \end{bmatrix} \quad (5)$$

式中:  $T(\cdot)$  为 Toeplize 变换函数;  $A_n$  为时变系数  $a(t)$  第  $n$  次谐波的傅里叶系数。

联立各次谐波状态方程,并表示成 Toeplize 矩阵形式,可得 LTP 系统 HSS 模型为:

$$\begin{cases} s\Delta\mathbf{x}_{\text{hss}} = (\mathbf{A}_{\text{hss}} - \mathbf{N})\Delta\mathbf{x}_{\text{hss}} + \mathbf{B}_{\text{hss}}\Delta\mathbf{u}_{\text{hss}} \\ \Delta\mathbf{y}_{\text{hss}} = \mathbf{C}_{\text{hss}}\Delta\mathbf{x}_{\text{hss}} + \mathbf{D}_{\text{hss}}\Delta\mathbf{u}_{\text{hss}} \end{cases} \quad (6)$$

其中:

$$\begin{cases} \Delta\mathbf{x}_{\text{hss}} = [\Delta\mathbf{x}_1^T & \Delta\mathbf{x}_2^T & \cdots & \Delta\mathbf{x}_i^T]^T \\ \Delta\mathbf{u}_{\text{hss}} = [\Delta\mathbf{u}_1^T & \Delta\mathbf{u}_2^T & \cdots & \Delta\mathbf{u}_k^T]^T \\ \Delta\mathbf{y}_{\text{hss}} = [\Delta\mathbf{y}_1^T & \Delta\mathbf{y}_2^T & \cdots & \Delta\mathbf{y}_p^T]^T \\ \mathbf{N} = \text{diag}(\mathbf{N}_1 & \mathbf{N}_2 & \cdots & \mathbf{N}_i) \end{cases} \quad (7)$$

$$\begin{cases} \mathbf{A}_{\text{hss}} = T(\mathbf{A}(t)) \\ \mathbf{B}_{\text{hss}} = T(\mathbf{B}(t)) \\ \mathbf{C}_{\text{hss}} = T(\mathbf{C}(t)) \\ \mathbf{D}_{\text{hss}} = T(\mathbf{D}(t)) \end{cases} \quad (8)$$

$$\begin{cases} \Delta\mathbf{x}_i = [\cdots & \Delta X_i^{-h} & \cdots & \Delta X_i^{-1} & \Delta X_i^0 & \Delta X_i^1 & \cdots & \Delta X_i^h & \cdots]^T \\ \Delta\mathbf{u}_k = [\cdots & \Delta U_k^{-h} & \cdots & \Delta U_k^{-1} & \Delta U_k^0 & \Delta U_k^1 & \cdots & \Delta U_k^h & \cdots]^T \\ \Delta\mathbf{y}_p = [\cdots & \Delta Y_p^{-h} & \cdots & \Delta Y_p^{-1} & \Delta Y_p^0 & \Delta Y_p^1 & \cdots & \Delta Y_p^h & \cdots]^T \\ \mathbf{N}_i = \text{diag}(\cdots & -jh\omega_1 & \cdots & 0 & \cdots & jh\omega_1) \end{cases} \quad (9)$$

式中:  $\Delta X_i^{-h} \sim \Delta X_i^h$  分别为第  $i$  个状态变量第  $-h \sim h$  次谐波的傅里叶系数扰动量;  $\Delta U_k^{-h} \sim \Delta U_k^h$  分别为第  $k$  个输入变量第  $-h \sim h$  次谐波的傅里叶系数扰动量;  $\Delta Y_p^{-h} \sim \Delta Y_p^h$  分别为第  $p$  个输出变量第  $-h \sim h$  次谐波的傅里叶系数扰动量。

对式(6)进行改写,得到系统谐波传递函数,从而可以使用阻抗法对系统进行稳定性分析:

$$\begin{cases} \Delta\mathbf{y}_{\text{hss}} = \mathbf{H}_{\text{hss}}(s)\Delta\mathbf{u}_{\text{hss}} \\ \mathbf{H}_{\text{hss}}(s) = \mathbf{C}_{\text{hss}}[s\mathbf{I} - (\mathbf{A}_{\text{hss}} - \mathbf{N})]^{-1}\mathbf{B}_{\text{hss}} + \mathbf{D}_{\text{hss}} \end{cases} \quad (10)$$

式中:  $\mathbf{I}$  为与  $\mathbf{A}_{\text{hss}}$  阶数相同的单位矩阵。

实际应用中,一般对 HSS 模型进行适当截断,只考虑  $1 \sim h$  有限次谐波。考虑 VSC 系统中 3 次以上谐波含量很少,耦合作用可以忽略不计,一般 HSS 建模选取  $h=3$ 。

### 3 跟网型变换器并网系统的 HSS 阻抗建模

跟网型变换器并网系统结构如图 3 所示。  $L_f$ 、 $R_f$  分别为滤波电感及其寄生电阻;  $C_f$  为滤波电容;  $L_g$ 、 $R_g$  分别为交流系统等效电感和电阻;  $P_g$  为三相功率;  $i_{\text{dc}}$  为直流侧电容电流;  $u_{cj}$ 、 $i_{cj}$  ( $j=a, b, c$ ) 分别为网侧变换器  $j$  相交流电压和电流;  $u_{vj}$ 、 $i_{vj}$  分别为并网节点处  $j$  相交流电压和电流;  $u_g$  为电网电压。

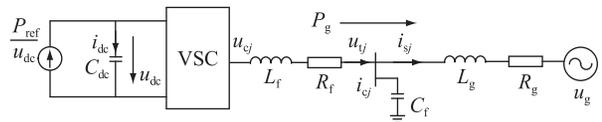


图 3 跟网型变换器并网系统结构

Fig.3 Illustration of grid-connection system with grid-following converter

#### 3.1 交流电路模型

对交流电路应用基尔霍夫电压定律,得到三相非线性时间周期方程:

$$\begin{cases} L_f \frac{di_{cj}}{dt} = u_{cj} - u_{vj} - R_f i_{cj} \\ L_g \frac{di_{sj}}{dt} = u_{vj} - u_{gj} - R_g i_{sj} \\ C_f \frac{du_{vj}}{dt} = i_{cj} - i_{sj} \end{cases} \quad (11)$$

然后,在稳态轨迹处线性化并应用 HSS 理论,得到 abc 坐标系下跟网型变换器的交流电路 HSS 模型:

$$\Delta\dot{\mathbf{x}}_s(t) = (\mathbf{A}_s - \mathbf{N}_s)\Delta\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_s\Delta\mathbf{u}(t) \quad (12)$$

式中:  $\mathbf{A}_s \in \mathbf{R}^{[9(2h+1)] \times [17(2h+1)]}$ , 为交流电路状态变量与系统状态变量之间的系数矩阵;  $\mathbf{N}_s \in \mathbf{R}^{[9(2h+1)] \times [17(2h+1)]}$ , 为与  $h$  次谐波相关的系数矩阵;  $\mathbf{B}_s \in \mathbf{R}^{[9(2h+1)] \times [3(2h+1)]}$ , 为输入变量与交流电路状态变量之间的系数矩阵;  $\Delta\mathbf{x}(t)$  为系统全部状态变量扰动量组成的向量;  $\Delta\mathbf{u}(t)$  为系统全部输入变量扰动量组成的向量;  $\Delta\mathbf{x}_s \in \mathbf{R}^{[9(2h+1)] \times 1}$ , 为跟网变换器交流电路状态变量向量,包括的状态变量如式(13)所示。

$$\Delta\mathbf{x}_s = [\Delta\mathbf{i}_{cj}^T \quad \Delta\mathbf{i}_{sj}^T \quad \Delta\mathbf{u}_{vj}^T]^T \quad (13)$$

式中:  $\Delta\mathbf{i}_{cj}$  为网侧变换器  $j$  相电流各次谐波的傅里叶系数扰动量组成的向量;  $\Delta\mathbf{i}_{sj}$  为并网节点处  $j$  相电流各

次谐波的傅里叶系数扰动量组成的向量;  $\Delta \mathbf{u}_j$  为并网处  $j$  相电压各次谐波的傅里叶系数扰动量组成的向量。

### 3.2 直流电路模型

考虑到直流侧电容的动态,可列写出直流侧方程为:

$$C_{dc} \frac{du_{dc}}{dt} = i_{dc} = \frac{P_{ref} - P_g}{u_{dc}} \quad (14)$$

其中:

$$P_g = u_{ud} i_{cd} + u_{uq} i_{cq} \quad (15)$$

式中:  $u_{ud}$ 、 $u_{uq}$  分别为并网处电压的  $d$  轴与  $q$  轴分量;  $i_{cd}$ 、 $i_{cq}$  分别为变换器出口处电流的  $d$  轴与  $q$  轴分量。

应用 HSS 理论,得到直流电路 HSS 模型:

$$\Delta \dot{\mathbf{x}}_{dc}(t) = (\mathbf{A}_{dc} - \mathbf{N}_{dc}) \Delta \mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_{dc} \Delta \mathbf{u}(t) \quad (16)$$

式中:  $\mathbf{A}_{dc} \in \mathbf{R}^{(2h+1) \times [17(2h+1)]}$ , 为直流电路状态变量与系统状态变量之间的系数矩阵;  $\mathbf{N}_{dc} \in \mathbf{R}^{(2h+1) \times [17(2h+1)]}$ , 为与  $h$  次谐波相关的系数矩阵;  $\mathbf{B}_{dc} \in \mathbf{R}^{(2h+1) \times [3(2h+1)]}$ , 为输入变量与直流电路状态变量之间的系数矩阵;  $\Delta \mathbf{x}_{dc} = \Delta \mathbf{u}_{dc} \in \mathbf{R}^{(2h+1) \times 1}$ ,  $\Delta \mathbf{u}_{dc}$  为电容电压各傅里叶系数扰动量组成的向量。

### 3.3 控制环节模型

控制环节包括锁相环、低通滤波、直流电压外环以及电流内环,控制系统结构框图如图 4 所示。图中,  $\omega_1 = 50$  Hz;  $\omega$  为锁相环输出角频率;  $\theta$  为锁相环输出角度;  $T_{uf}$  为一阶低通滤波环节时间常数;  $u_{udf}$ 、 $u_{uqf}$  分别为  $d$  轴与  $q$  轴滤波电压;  $u_{dc,ref}$  为直流电压参考值;  $i_{cd,ref}$ 、 $i_{cq,ref}$  分别为  $d$  轴与  $q$  轴电流参考值;  $u_{cd,ref}$ 、 $u_{cq,ref}$  分别为  $d$  轴与  $q$  轴电压参考值; PI 为比例积分控制器。

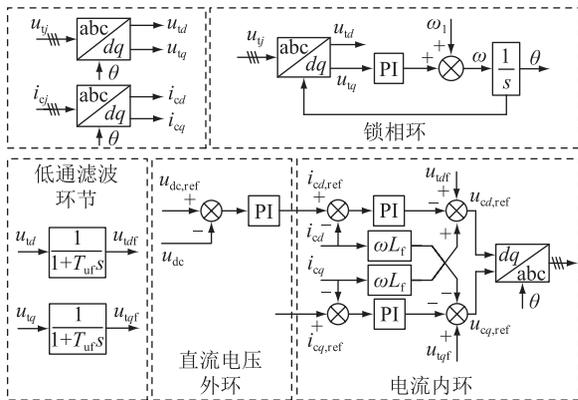


图 4 跟网变换器控制系统结构框图

Fig.4 Control block diagram of grid-following converter control system

首先列写各控制环节非线性时间周期方程,锁相环的动态方程为:

$$\begin{cases} \frac{d\theta}{dt} = \omega \\ \frac{dx_p}{dt} = K_{ipll} u_{iq} \end{cases} \quad (17)$$

输出方程为:

$$\omega = K_{ppll} u_{iq} + x_p + \omega_1 \quad (18)$$

式中:  $x_p$  为锁相环状态变量;  $K_{ipll}$ 、 $K_{ppll}$  分别为锁相环的积分与比例系数。

一阶低通滤波环节的传递函数为:

$$\begin{cases} u_{udf} = \frac{1}{1 + T_{uf}s} u_{ud} \\ u_{uqf} = \frac{1}{1 + T_{uf}s} u_{uq} \end{cases} \quad (19)$$

直流电压环的动态方程为:

$$\frac{dx_u}{dt} = K_{iu}(u_{dc,ref} - u_{dc}) \quad (20)$$

输出方程为:

$$i_{cd,ref} = K_{pu}(u_{dc,ref} - u_{dc}) + x_u \quad (21)$$

式中:  $x_u$  为直流电压环状态变量;  $K_{iu}$ 、 $K_{pu}$  分别为直流电压环积分与比例系数。

电流内环的动态方程为:

$$\begin{cases} \frac{dx_{id}}{dt} = K_{ii}(i_{cd,ref} - i_{cd}) \\ \frac{dx_{iq}}{dt} = K_{ii}(i_{cq,ref} - i_{cq}) \end{cases} \quad (22)$$

输出方程为:

$$\begin{cases} u_{cd,ref} = x_{id} + K_{pi}(i_{cd,ref} - i_{cd}) + u_{udf} - \omega L_f i_{cq} \\ u_{cq,ref} = x_{iq} + K_{pi}(i_{cq,ref} - i_{cq}) + u_{uqf} + \omega L_f i_{cd} \end{cases} \quad (23)$$

式中:  $x_{id}$ 、 $x_{iq}$  分别为电流内环  $d$  轴与  $q$  轴的状态变量;  $K_{ii}$ 、 $K_{pi}$  分别为电流内环的积分与比例系数。

应用 HSS 理论得到各控制环节线性时不变方程,最后控制环节综合 HSS 模型如下:

$$\Delta \dot{\mathbf{x}}_c(t) = (\mathbf{A}_c - \mathbf{N}_c) \Delta \mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_c \Delta \mathbf{u}(t) \quad (24)$$

式中:  $\mathbf{A}_c \in \mathbf{R}^{[7(2h+1)] \times [17(2h+1)]}$ , 为控制环节状态变量与系统状态变量之间的系数矩阵;  $\mathbf{N}_c \in \mathbf{R}^{[7(2h+1)] \times [17(2h+1)]}$ , 为与  $h$  次谐波相关的系数矩阵;  $\mathbf{B}_c \in \mathbf{R}^{[7(2h+1)] \times [3(2h+1)]}$ , 为输入变量与控制环节状态变量之间的系数矩阵;  $\Delta \mathbf{x}_c \in \mathbf{R}^{[7(2h+1)] \times 1}$ , 为跟网型变换器控制环节状态变量向量,包括的状态变量如式 (25) 所示。

$$\Delta \mathbf{x}_c = [\Delta \mathbf{x}_{ppll}^T \quad \Delta \mathbf{x}_f^T \quad \Delta \mathbf{x}_u^T \quad \Delta \mathbf{x}_i^T]^T \quad (25)$$

式中:  $\Delta \mathbf{x}_{ppll}$ 、 $\Delta \mathbf{x}_f$ 、 $\Delta \mathbf{x}_u$ 、 $\Delta \mathbf{x}_i$  分别为锁相环、滤波环节、直流电压环、电流内环状态变量的傅里叶系数扰动量组成的向量。

### 3.4 坐标变换

电路与控制环节通过 abc 和 dq 坐标系之间的变换相互联系。谐波域的 Park 变换与反变换分别如式(26)、式(27)所示。

$$\begin{bmatrix} \Delta x_d \\ \Delta x_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} T_{\cos a} & T_{\cos b} & T_{\cos c} \\ -T_{\sin a} & -T_{\sin b} & -T_{\sin c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta x_a \\ \Delta x_b \\ \Delta x_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} X_q \\ -X_d \end{bmatrix} \Delta \theta \quad (26)$$

$$\begin{bmatrix} \Delta x_a \\ \Delta x_b \\ \Delta x_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{\cos a} & -T_{\sin a} \\ T_{\cos b} & -T_{\sin b} \\ T_{\cos c} & -T_{\sin c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta x_d \\ \Delta x_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -T_{\sin a} & -T_{\cos a} \\ -T_{\sin b} & -T_{\cos b} \\ -T_{\sin c} & -T_{\cos c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} \Delta \theta \quad (27)$$

其中:

$$\begin{cases} T_{\cos a}: A_{-1} = 0.5, A_1 = 0.5 \\ T_{\cos b}: A_{-1} = 0.5e^{j\frac{2\pi}{3}}, A_1 = 0.5e^{-j\frac{2\pi}{3}} \\ T_{\cos c}: A_{-1} = 0.5e^{-j\frac{2\pi}{3}}, A_1 = 0.5e^{j\frac{2\pi}{3}} \\ T_{\sin a}: A_{-1} = -\frac{0.5}{j}, A_1 = \frac{0.5}{j} \\ T_{\sin b}: A_{-1} = -\frac{0.5}{j}e^{j\frac{2\pi}{3}}, A_1 = \frac{0.5}{j}e^{-j\frac{2\pi}{3}} \\ T_{\sin c}: A_{-1} = -\frac{0.5}{j}e^{-j\frac{2\pi}{3}}, A_1 = \frac{0.5}{j}e^{j\frac{2\pi}{3}} \end{cases} \quad (28)$$

式中:  $\Delta x_d$ 、 $\Delta x_q$  为 dq 坐标系下各状态变量的傅里叶系数扰动量组成的向量;  $\Delta x_a$ 、 $\Delta x_b$ 、 $\Delta x_c$  为 abc 坐标系下各状态变量的傅里叶系数扰动量组成的向量;  $X_d$ 、 $X_q$  为 dq 坐标系下各状态变量的傅里叶系数稳态值组成的向量;  $\Delta \theta$  为锁相环输出角度的傅里叶系数扰动量组成的向量。

综合上述电路与控制环节模型,可以形成矩阵  $A_{hss}$  与  $B_{hss}$ 。选取电流  $\Delta i_{sj}$  为系统输出量(同时也为状态变量),可得到矩阵  $C_{hss}$  与  $D_{hss}$ 。各矩阵的详细展开式可参考文献[27]。此时可以通过式(10)对跟网型变换器并网系统进行描述。

## 4 跟网型变换器并网系统的稳定性分析

为验证 HSS 阻抗模型的正确性并对系统进行稳定性分析,在 MATLAB/Simulink 中搭建时域仿真模型。主要电气参数与控制器参数如表 1 所示。

### 4.1 阻抗建模准确性验证

从电源侧对系统注入不同频率的电压扰动,进

表 1 三相 VSC 系统参数

Table 1 Parameters of three-phase VSC system

参数	数值
直流参考电压 $U_{dc}/V$	1 100
电网电压 $U_g/V$	690
功率参考值 $P_{ref}/MW$	100
滤波电感 $L_f/p.u.$	0.1
滤波电阻 $R_f/p.u.$	0.005
滤波电容 $C_f/p.u.$	0.05
直流侧电容 $C_{dc}/\mu F$	47
直流电压环比例参数 $K_{pu}$	10
直流电压环积分参数 $K_{iu}$	20
锁相环比例参数 $K_{ppll}$	0.18
锁相环积分参数 $K_{ipll}$	5.2
电流内环比例参数 $K_{pi}$	0.81
电流内环积分参数 $K_{ii}$	16.36

行频率扫描,得到全系统阻抗的扫频结果,如图 5 所示。可以看出理论计算结果与测量结果吻合程度较高,验证了 HSS 模型的正确性。

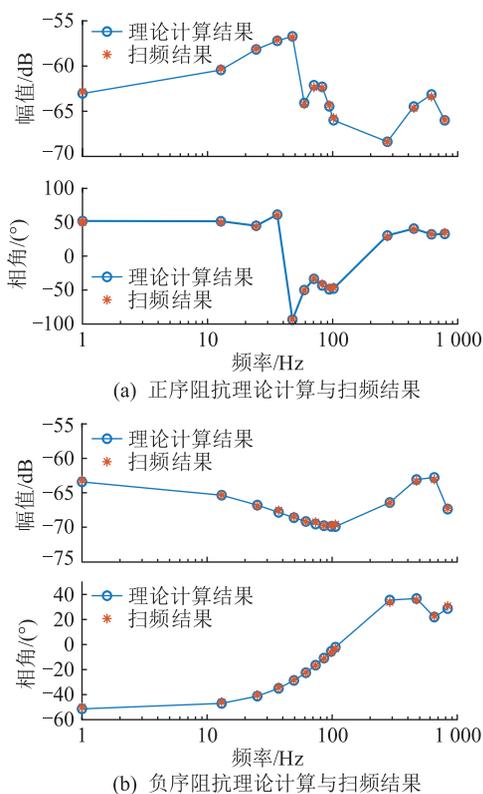
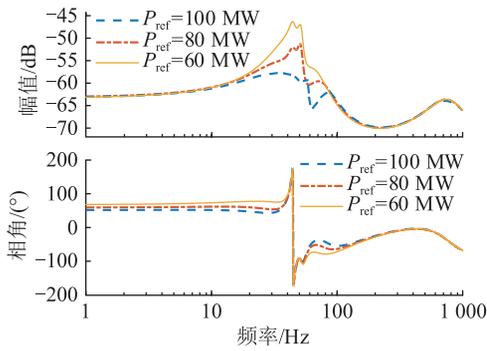


图 5 阻抗理论计算与扫频结果对比

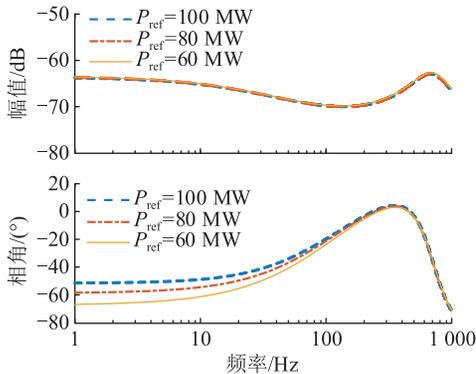
Fig.5 Impedance comparison between theoretical calculation and sweeping results

### 4.2 不同功率波动下的阻抗分析

随着输出直流功率的波动,即当  $P_{ref}$  分别取 100 MW、80 MW、60 MW 时,VSC 阻抗曲线的变化如图 6 所示。



(a) 功率波动时正序阻抗曲线



(b) 功率波动时负序阻抗曲线

图6 功率波动时的VSC阻抗曲线

Fig.6 Impedance curves of VSC with power fluctuation

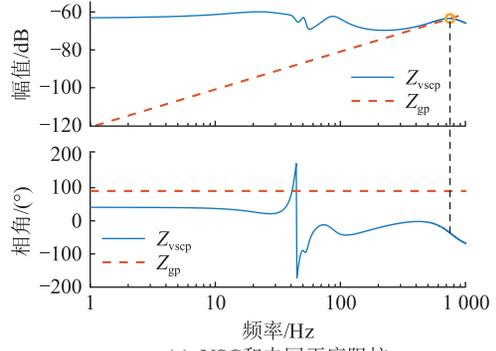
功率波动主要影响低频段即 100 Hz 以下的阻抗特性。随着输出功率的减少,正序阻抗的幅值在工频附近显著增加,相角先增加后减小;负序阻抗的幅值无明显变化,相角减小。因此功率波动对阻抗特性的影响不可被忽略,而功率从机侧变换器经直流线路传输到网侧变换器,故在对并网变换器建模时考虑直流侧动态是必要的。

### 4.3 并网稳定性分析

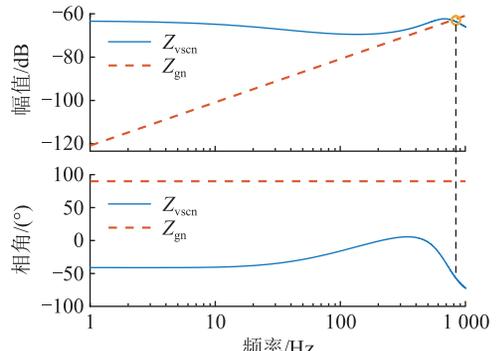
为了分析并网变换器系统的稳定性,在不同电网强度下,通过伯德判据对不同直流侧结构的系统进行分析。

(1) 直流侧为受控电流源:在系统短路比(short circuit ratio,SCR)为 7 时,对 VSC 和电网的阻抗曲线进行分析,结果如图 7 所示。图 7 中, $Z_{vscp}$ 、 $Z_{gp}$  分别为 VSC、电网的正序阻抗; $Z_{vscn}$ 、 $Z_{gn}$  分别为 VSC、电网的负序阻抗。VSC 和电网正负序阻抗曲线有 2 个幅值交点,其相角差分别为  $125.57^\circ$  和  $139.26^\circ$ ,均小于  $180^\circ$ ,因此系统稳定。

降低电网强度,将 SCR 减小至 1.97,阻抗曲线如图 8 所示。电网阻抗幅值上移,VSC 与电网正负序阻抗的幅值曲线共有 4 个交点,其相角差分别为  $268.53^\circ$ 、 $182.56^\circ$ 、 $150.33^\circ$  和  $104.29^\circ$ 。其中,两处相角差大于  $180^\circ$ ,对应频率分别为 45 Hz 与 55 Hz。故电网强度降低时,锁相环主导的容性负阻尼区域容



(a) VSC和电网正序阻抗

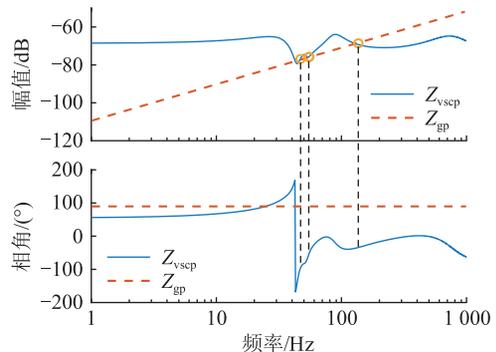


(b) VSC和电网负序阻抗

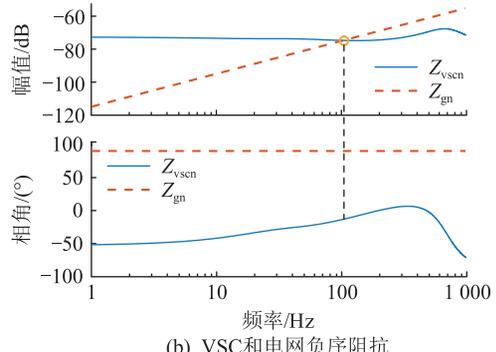
图7 SCR为7时VSC和电网的序阻抗  
(考虑直流侧动态)

Fig.7 Sequence impedance of VSC considering DC side dynamics and grid when SCR is 7

易与感性电网产生交互,出现小干扰失稳现象。



(a) VSC和电网正序阻抗



(b) VSC和电网负序阻抗

图8 SCR为1.97时VSC和电网的序阻抗  
(考虑直流侧动态)

Fig.8 Sequence impedance of VSC considering DC side dynamics and grid when SCR is 1.97

(2) 直流侧为电压源:将直流侧结构更换为电压源,其他参数不变。在系统 SCR 为 7 时,阻抗曲线如图 9 所示。VSC 和电网正负序阻抗有 2 个幅值交点,其相角差分别为  $135.85^\circ$  和  $145.04^\circ$ ,均小于  $180^\circ$ ,因此系统稳定。

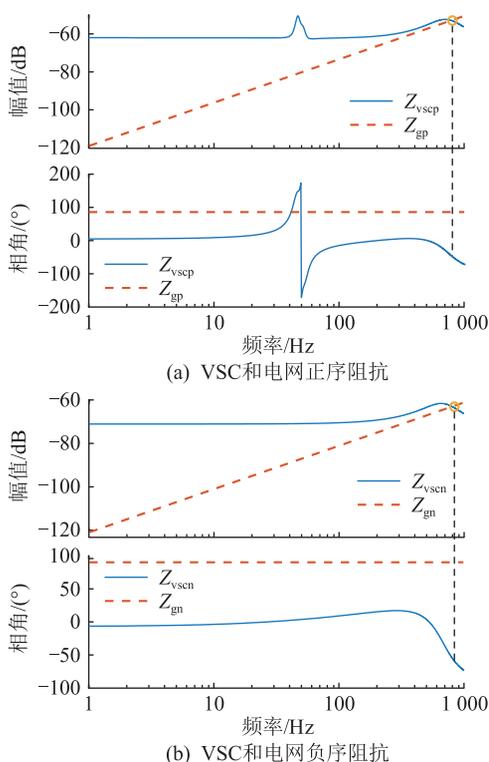


图 9 SCR 为 7 时 VSC 和电网的序阻抗 (无直流侧动态)

Fig.9 Sequence impedance of VSC without considering DC side dynamics and grid when SCR is 7

将 SCR 减小至 1.97, VSC 和电网的序阻抗如图 10 所示。VSC 和电网的正负序阻抗曲线有 3 个幅值交点,其相角差分别为  $90^\circ$ 、 $105.87^\circ$  和  $81.75^\circ$ ,均小于  $180^\circ$ ,因此系统稳定。为确定直流侧为电压源结构时系统的临界失稳条件,进一步减小 SCR 的取值,通过伯德判据确定失稳时的临界 SCR。

将 SCR 减小至 1.62, VSC 和电网的序阻抗如图 11 所示。VSC 和电网正负序阻抗的幅值曲线共有 5 个交点,其相角差分别为  $24.95^\circ$ 、 $185.25^\circ$ 、 $200.64^\circ$ 、 $120.25^\circ$  和  $83.41^\circ$ 。其中,两处相角差大于  $180^\circ$ ,对应频率分别为 45 Hz 与 55 Hz。

综上,随着电网强度的降低,系统稳定性变差,考虑直流侧动态的模型临界 SCR 更大,即稳定性更差。因此如果不考虑直流侧动态,可能会导致对系统稳定性的误判。

#### 4.4 阻抗特性分析

锁相环、电流环、滤波器对直流侧采用受控电流源或电压源的变换器产生的影响类似,故下文仅

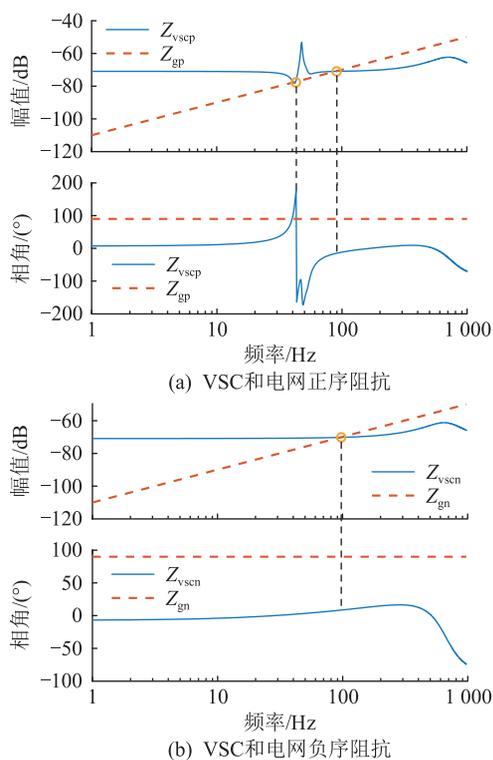


图 10 SCR 为 1.97 时 VSC 和电网的序阻抗 (无直流侧动态)

Fig.10 Sequence impedance of VSC without considering DC side dynamics and grid when SCR is 1.97

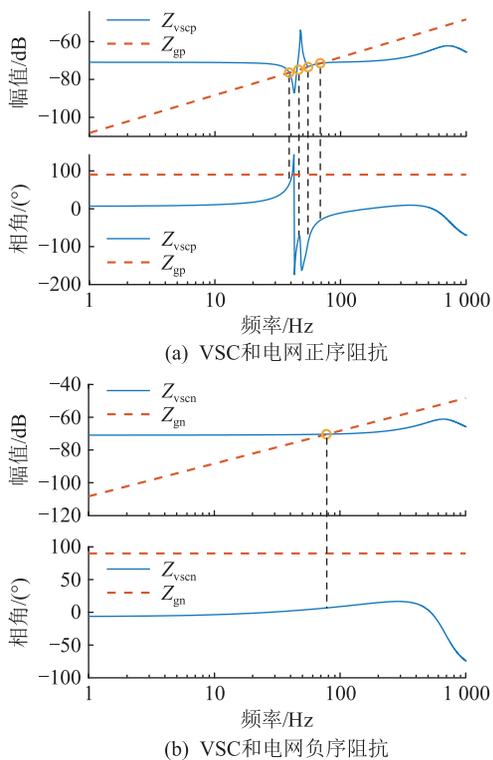


图 11 SCR 为 1.62 时 VSC 和电网的序阻抗 (无直流侧动态)

Fig.11 Sequence impedance of VSC without considering DC side dynamics and grid when SCR is 1.62

给出前者的阻抗特性曲线。此外,由于系统负序阻抗变化不大,文中仅对正序阻抗特性进行分析。

(1) 锁相环带宽  $f_{lc}$  分别取 5 Hz、10 Hz 和 15 Hz, 得到对应的阻抗特性曲线, 如图 12 所示。锁相环带宽主要影响  $0 \sim f_1 + f_{lc}$  频率范围内的阻抗特性, 其中  $f_1$  为 50 Hz。阻抗幅值分别在  $f_1 \pm f_{lc}$  处出现谐振峰, 在  $0 \sim f_1 - f_{lc}$  频率范围内, 随着  $f_{lc}$  的增加, 阻抗幅值整体呈减小趋势, 相角增大; 在  $f_1 - f_{lc}$  左侧临近频率范围内相角大于  $90^\circ$ , 为感性负阻尼区域; 在  $f_1 - f_{lc} \sim f_1 + f_{lc}$  频率范围内相角小于  $-90^\circ$ , 为容性负阻尼区域。随着锁相环带宽的增加, 呈现负阻尼特性的频率范围增大。

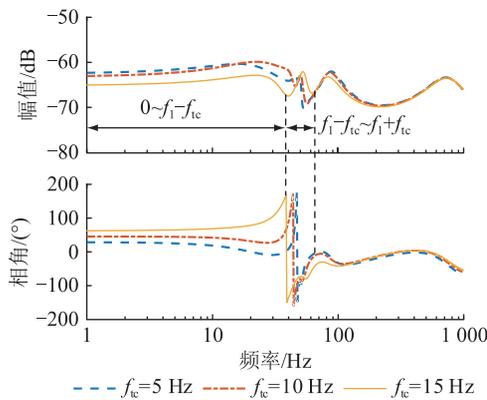


图 12 锁相环带宽对阻抗的影响

Fig.12 The influence of PLL bandwidth on impedance

(2) 电流环带宽  $f_{ic}$  分别取 200 Hz、300 Hz 和 400 Hz, 得到对应的阻抗特性曲线, 如图 13 所示。电流环带宽主要影响  $0 \sim f_1 - f_{ic}$  和  $f_1 + f_{ic} \sim f_1 + f_{ic}$  频率范围内的阻抗特性。在  $0 \sim f_1 - f_{ic}$  频率范围内, 随着  $f_{ic}$  的增加, 阻抗幅值增大, 相角略微减小; 在  $f_1 + f_{ic} \sim f_1 + f_{ic}$  频率范围内, 随着  $f_{ic}$  的增加, 阻抗幅值增大, 相角先增加后减小。

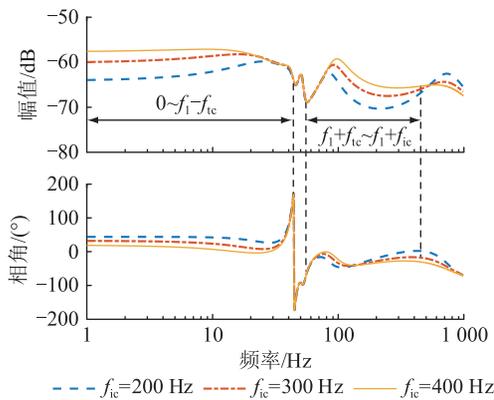


图 13 电流环带宽对阻抗的影响

Fig.13 The influence of current loop bandwidth on impedance

(3) LC 滤波器谐振频率为:

$$f_h = 1/(2\pi\sqrt{L_r C_f}) \quad (29)$$

改变 LC 滤波器参数, 分别得到  $f_h$  为 700 Hz、800 Hz 和 900 Hz 的阻抗曲线, 如图 14 所示。 $f_h$  主要影响  $f > f_1 + f_{lc}$  频率范围内阻抗特性, 阻抗幅值在  $f_h$  处出现谐振峰, 在谐振峰附近相角由感性变为容性。

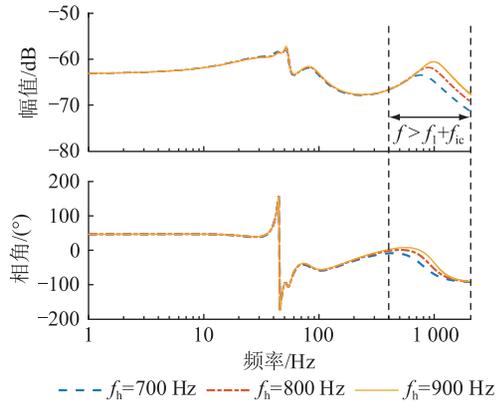


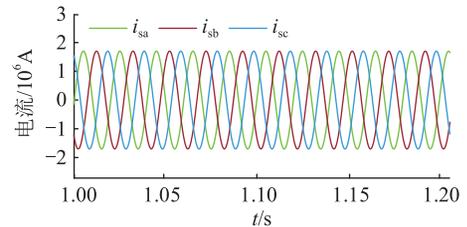
图 14 LC 滤波器对阻抗的影响

Fig.14 The influence of LC filter on impedance

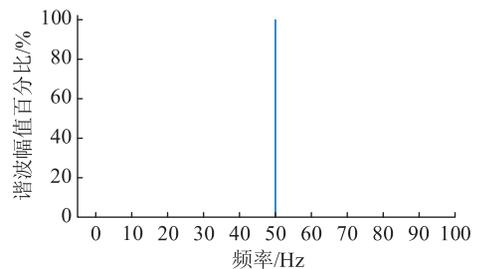
## 5 仿真实验

为验证提出的弱电网条件对跟网型变换器稳定性影响机理的正确性, 分别在不同电网强度下, 在 MATLAB/Simulink 中对不同直流侧结构的系统进行时域仿真。

(1) 直流侧为受控电流源: 在系统 SCR 为 7 时, 进行时域仿真, 并对输出电流进行快速傅里叶变换 (fast fourier transform, FFT), 结果如图 15 所示, 并网点三相电流  $i_{sa}$ 、 $i_{sb}$ 、 $i_{sc}$  只含有 50 Hz 基频分量, 与阻抗分析结果一致。



(a) 并网点电流时域仿真结果



(b) 电流傅里叶分析结果

图 15 SCR 为 7 时仿真结果 (考虑直流侧动态)

Fig.15 The simulation results considering DC side dynamics when SCR is 7

在系统 SCR 为 1.97 时,进行时域仿真,系统电流出现振荡现象。图 16 为输出电流及其傅里叶分析结果,除了含有 50 Hz 基频分量,还含有以 45 Hz 与 55 Hz 为主的频率分量,与阻抗分析结果一致。

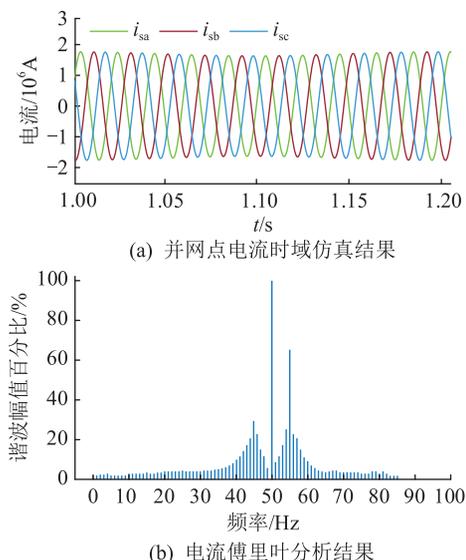


图 16 SCR 为 1.97 时仿真结果(考虑直流侧动态)

Fig.16 The simulation results considering DC side dynamics when SCR is 1.97

(2) 直流侧为电压源:在系统 SCR 为 7 时,进行时域仿真,结果如图 17 所示,并网点电流只含有 50 Hz 基频分量,与阻抗分析结果一致。

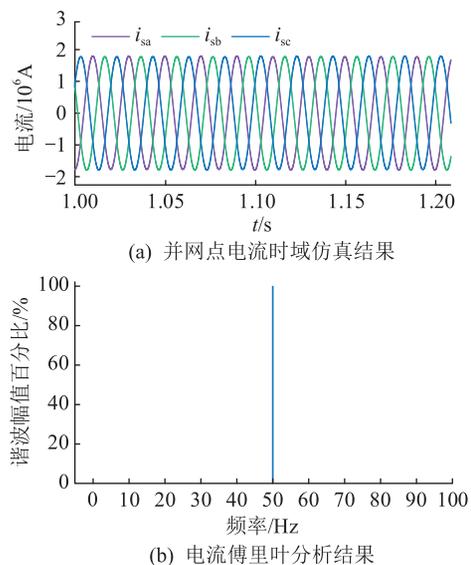


图 17 SCR 为 7 时仿真结果(无直流侧动态)

Fig.17 The simulation results without considering DC side dynamics when SCR is 7

在系统 SCR 为 1.62 时,进行时域仿真,系统电流出现振荡现象。图 18 为输出电流及其傅里叶分析结果,除了含有 50 Hz 基频分量,还含有以 46 Hz 与 54 Hz 为主的频率分量,与阻抗分析结果基本一致。

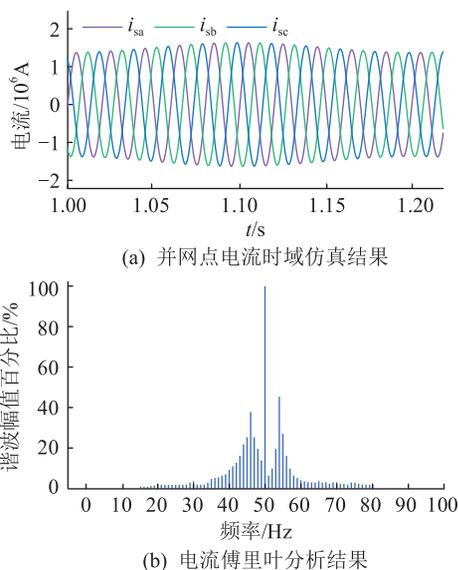


图 18 SCR 为 1.62 时仿真结果(无直流侧动态)

Fig.18 The simulation results without considering DC side dynamics when SCR is 1.62

## 6 结论

文中采用 HSS 方法对考虑直流侧动态的跟网型变换器进行阻抗建模,揭示了弱电网条件对跟网型变换器稳定性的影响机理,分析了锁相环、电流环、滤波环节对阻抗特性的影响,主要结论如下:

(1) 考虑到新能源场站出力的不确定性,交直流侧功率会出现不平衡现象。而直流侧电容为储能元件,功率的变化会导致电容电压的变化。因此可以将直流侧对交流侧的作用看作一个受控电流源,直流输电的快速调节特性通过改变受控电流源的功率参考值来实现。

(2) 在电网强度变弱时,锁相环主导的容性负阻尼区域容易与感性电网发生交互,即跟网型变换器并网系统的稳定性会变差,容易发生小干扰失稳现象。当直流侧结构不同时,系统临界 SCR 也不同。直流侧采用受控电流源时,临界 SCR 更大,即稳定性更差。因此如果不考虑直流侧动态,可能会导致对系统稳定性的误判。

(3) 通过改变控制环节带宽,得到相应阻抗特性,可划分为 4 个频段: $0 \sim f_1 - f_{lc}$  频段的阻抗特性主要受锁相环与电流环共同影响; $f_1 - f_{lc} \sim f_1 + f_{lc}$  频段的阻抗特性主要受锁相环影响; $f_1 + f_{lc} \sim f_1 + f_{lc}$  频段的阻抗特性主要受电流环影响; $f > f_1 + f_{lc}$  频段的阻抗特性主要受 LC 滤波器影响。

### 参考文献:

[1] 张智刚,康重庆. 碳中和目标下构建新型电力系统的挑战与展望[J]. 中国电机工程学报,2022,42(8):2806-2819.  
ZHANG Zhigang, KANG Chongqing. Challenges and prospects

- for constructing the new-type power system towards a carbon neutrality future[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2022, 42(8): 2806-2819.
- [2] 谈竹奎,文贤馗,杨涛,等. 面向新型电力系统的双馈风力发电机并网控制策略研究[J]. *电力系统保护与控制*, 2023, 51(3): 181-187.  
TAN Zhukui, WEN Xiankui, YANG Tao, et al. A grid-connected control strategy for doubly-fed wind turbines for new power systems[J]. *Power System Protection and Control*, 2023, 51(3): 181-187.
- [3] 汤亮亮. 新型电力系统接地关键技术及展望[J]. *电瓷避雷器*, 2023(1): 1-10.  
TANG Liangliang. Key technologies review and prospect of grounding in new type power system[J]. *Insulators and Surge Arresters*, 2023(1): 1-10.
- [4] 饶宏,周月宾,李巍巍,等. 柔性直流输电技术的工程应用和发展展望[J]. *电力系统自动化*, 2023, 47(1): 1-11.  
RAO Hong, ZHOU Yuebin, LI Weiwei, et al. Engineering application and development prospect of VSC-HVDC transmission technology[J]. *Automation of Electric Power Systems*, 2023, 47(1): 1-11.
- [5] 徐政. 高比例非同步机电源电网面临的三大技术挑战[J]. *南方电网技术*, 2020, 14(2): 1-9.  
XU Zheng. Three technical challenges faced by power grids with high proportion of non-synchronous machine sources[J]. *Southern Power System Technology*, 2020, 14(2): 1-9.
- [6] 马宁宁,谢小荣,贺静波,等. 高比例新能源和电力电子设备电力系统的宽频振荡研究综述[J]. *中国电机工程学报*, 2020, 40(15): 4720-4732.  
MA Ningning, XIE Xiaorong, HE Jingbo, et al. Review of wide-band oscillation in renewable and power electronics highly integrated power systems[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2020, 40(15): 4720-4732.
- [7] WANG X F, TAUL M G, WU H, et al. Grid-synchronization stability of converter-based resources—an overview [J]. *IEEE Open Journal of Industry Applications*, 2020, 1: 115-134.
- [8] 张学广,付志超,陈文佳,等. 弱电网下考虑锁相环影响的并网逆变器改进控制方法[J]. *电力系统自动化*, 2018, 42(7): 139-145.  
ZHANG Xueguang, FU Zhichao, CHEN Wenjia, et al. An improved control method for grid-connected inverters considering impact of phase-locked loop under weak grid condition[J]. *Automation of Electric Power Systems*, 2018, 42(7): 139-145.
- [9] 洪芦诚,徐佳裕,唐润悦,等. 三相 LCL 型逆变器序阻抗简化建模方法及并网稳定性分析[J]. *电力系统自动化*, 2023, 47(7): 150-157.  
HONG Lucheng, XU Jiayu, TANG Runyue, et al. Simplified modeling method of sequence impedance and grid-connected stability analysis for three-phase LCL inverter[J]. *Automation of Electric Power Systems*, 2023, 47(7): 150-157.
- [10] 刘人志,陈卓,唐文博,等. 弱电网下计及锁相环影响的 LCL 型并网逆变器控制策略[J]. *电力系统保护与控制*, 2022, 50(5): 178-187.  
LIU Renzhi, CHEN Zhuo, TANG Wenbo, et al. Control strategy of an LCL type grid-connected inverter with the influence of a phase-locked loop under a weak power grid[J]. *Power System Protection and Control*, 2022, 50(5): 178-187.
- [11] 伍文华,陈燕东,罗安,等. 海岛 VSC-HVDC 输电系统直流阻抗建模、振荡分析与抑制方法[J]. *中国电机工程学报*, 2018, 38(15): 4359-4368, 4636.  
WU Wenhua, CHEN Yandong, LUO An, et al. DC impedance modeling, oscillation analysis and suppression method for VSC-HVDC system in the field of islands power supply[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2018, 38(15): 4359-4368, 4636.
- [12] WEN B, BURGOS R, BOROYEVICH D, et al. AC stability analysis and  $dq$  frame impedance specifications in power-electronics-based distributed power systems[J]. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2017, 5(4): 1455-1465.
- [13] LU D P, WANG X F, BLAABJERG F. Impedance-based analysis of DC-link voltage dynamics in voltage-source converters [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2019, 34(4): 3973-3985.
- [14] 郭健,陈燕东,王翔宇,等. 负荷虚拟同步机的宽频带  $dq$  阻抗建模及弱电网下与传统 PWM 整流器的稳定性对比分析[J]. *中国电机工程学报*, 2020, 40(15): 4758-4770.  
GUO Jian, CHEN Yandong, WANG Xiangyu, et al. Wideband  $dq$ -frame impedance modeling of load-side virtual synchronous machine and its stability analysis in comparison with conventional PWM rectifier in weak grid [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2020, 40(15): 4758-4770.
- [15] 方冉. 双馈风电机组并网振荡分析与抑制策略研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2018.  
FANG Ran. The analysis and restrain strategy research on resonance of grid connected DFIG wind turbine [D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2018.
- [16] 杨伊茜,陈杰,万雨朦,等. 电网电压前馈控制 VSG 的阻抗建模与并网稳定性分析[J]. *电力工程技术*, 2021, 40(6): 52-61.  
YANG Yiqian, CHEN Jie, WAN Yumeng, et al. The impedance modelling and stability analysis of VSG with grid voltage feed-forward control [J]. *Electric Power Engineering Technology*, 2021, 40(6): 52-61.
- [17] 桑顺,高宁,蔡旭,等. 功率-电压控制型并网逆变器及其弱电网适应性研究[J]. *中国电机工程学报*, 2017, 37(8): 2339-2350.  
SANG Shun, GAO Ning, CAI Xu, et al. A power-voltage controlled grid-connected inverter and its adaptability research under weak grid conditions [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2017, 37(8): 2339-2350.
- [18] 郭磊磊,郑铭哲,李琰琰,等. 三相 LCL 并网逆变器无参数滑模预测控制策略[J]. *电力系统保护与控制*, 2022, 50(18): 72-82.  
GUO Leilei, ZHENG Mingzhe, LI Yanyan, et al. Nonparametric

- sliding mode predictive control strategy for a three-phase LCL grid-connected inverter[J]. Power System Protection and Control, 2022, 50(18): 72-82.
- [19] 王赞程, 陈新, 陈杰, 等. 基于谐波线性化的三相 LCL 型并网逆变器正负序阻抗建模分析[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(21): 5890-5898, 6033.  
WANG Yuncheng, CHEN Xin, CHEN Jie, et al. Analysis of positive-sequence and negative-sequence impedance modeling of three-phase LCL-type grid-connected inverters based on harmonic linearization[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(21): 5890-5898, 6033.
- [20] SUN J, LIU H C. Sequence impedance modeling of modular multilevel converters[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2017, 5(4): 1427-1443.
- [21] FU Q, DU W J, WANG H F. Analysis of harmonic oscillations caused by grid-connected VSCs[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2021, 36(2): 1202-1210.
- [22] MEI N, YIN S Y, WANG Y, et al. Small signal modeling and stability analysis of modular multilevel converter based on harmonic state-space model[J]. Energies, 2020, 13(5): 1056.
- [23] LYU J, ZHANG X, CAI X, et al. Harmonic state-space based small-signal impedance modeling of a modular multilevel converter with consideration of internal harmonic dynamics[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(3): 2134-2148.
- [24] ZHANG C, MOLINAS M, FØYEN S, et al. Harmonic-domain SISO equivalent impedance modeling and stability analysis of a single-phase grid-connected VSC[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(9): 9770-9783.
- [25] KWON J, WANG X F, BLAABJERG F, et al. Harmonic interaction analysis in a grid-connected converter using harmonic state-space (HSS) modeling[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(9): 6823-6835.
- [26] YIN S Y, WANG Y, YIN T Y, et al. Small-signal modeling and stability analysis of MMC with the consideration of internal harmonic interactions[C]//2019 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). Anaheim, CA, USA. IEEE, 2019: 2872-2876.
- [27] ZHU S, LIU K P, LE J, et al. Stability assessment of modular multilevel converters based on linear time-periodic theory: time-domain vs. frequency-domain[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2022, 37(5): 3980-3995.

作者简介:



赵玉静

赵玉静(2000),女,硕士在读,研究方向为新型电力系统稳定性分析与控制(E-mail: zhaoyujing@mail.sdu.edu.cn);

牟倩颖(1992),女,博士,副研究员,研究方向为新型电力系统稳定分析与控制;

宾子君(1991),男,博士,工程师,从事海上风电运行与控制、直流控制保护技术等相关工作。

## Stability analysis of grid-following converter considering DC side dynamics

ZHAO Yujing<sup>1</sup>, MOU Qianying<sup>1</sup>, BIN Zijun<sup>2</sup>, KONG Xiangping<sup>2</sup>

(1. School of Electrical Engineering, Shandong University, Jinan 250061, China;

2. State Grid Jiangsu Electric Power Co., Ltd. Research Institute, Nanjing 211103, China)

**Abstract:** DC side dynamics are ignored in most of the research on grid-connected converter, which is dealt as a constant voltage source. In this case, the analysis result of small-signal stability is affected to some extent. In this paper, the impedance model of grid-following converter is reconstructed, then followed by stability analysis of the system considering DC side dynamics. Firstly, the applicable conditions are analyzed, that is to say, DC side is equivalent whether to voltage source or controlled current source. It is demonstrated that the DC side dynamics must be considered in case of small-signal stability analysis. Then, the impedance model of the grid-following converter is established based on harmonic state-space (HSS). Secondly, the stability of the system with different DC side structures is analyzed by Bode criterion under different grid strengths. Subsequently, it is revealed that the influence mechanism of grid strength on the stability of grid-following converter. In addition, the influence of different links on impedance characteristics of the system is analyzed, including phase-locked loop, current loop and filter. Finally, the theoretical analysis and electromagnetic transient simulation results show that under the condition of weak grid, the interaction between phase-locked loop and grid is strengthened, which reduces the small-signal stability of the system. Moreover, the critical short-circuit ratio of the system considering the DC side dynamics is larger.

**Keywords:** grid strength; grid-following converter; small-signal stability; harmonic state-space (HSS); DC side dynamics; impedance model

(编辑 钱悦)