

# 构网型储能并网系统全工况振荡特性分析

刘洋<sup>1</sup>, 陆秋瑜<sup>1</sup>, 张帆<sup>2</sup>, 谢平平<sup>1</sup>, 李力<sup>1</sup>, 龚振<sup>2</sup>

(1. 广东电网有限责任公司电力调度控制中心, 广东 广州 510620;

2. 南方电网科学研究院 直流输电技术全国重点实验室, 广东 广州 510663)

**摘要:** 构网型储能可以改善新能源机组接入弱电网的次/超同步振荡稳定性, 却未关注其在全工况下的稳定性特征。针对此问题, 构建了构网型储能并网系统的频率耦合二维阻抗模型, 相比传统一维阻抗模型, 提高了次/超同步稳定性分析的准确度。基于聚合阻抗行列式稳定性判别方法, 提出了构网型储能全工况振荡稳定性分析方法, 给出了系统状态空间振荡稳定域内储能输出功率和短路比运行范围, 同时考虑了不同控制参数对该稳定域的影响。理论分析和PSCAD仿真表明, 所提方法能够准确判定次/超同步振荡范围内全工况运行条件下的稳定性, 总结了短路比、输出功率、变流器控制参数对跟、构网型储能并网系统振荡安全域的影响特征, 为规模化储能并网稳定性分析提供参考。

**关键词:** 构网型储能; 振荡稳定性; 全工况; 稳定运行范围; 短路比; 输出功率; 控制参数

**中图分类号:** TM712

**文献标志码:** A

**DOI:** 10.16081/j.epae.202412022

## 0 引言

对风电并网引起的振荡稳定性问题, 可通过优化系统控制参数、改进控制方法及增设振荡抑制装置的方式, 维持并网系统的稳定。在增设振荡抑制装置方面, 运用储能抑制新能源机组引发的振荡研究由来已久, 一类研究为采用跟网型控制的储能并网抑制策略, 主要有优化储能并网装置控制器参数<sup>[1]</sup>、附加有源阻尼控制<sup>[2]</sup>, 其主要分析方法为采用阻抗模型和状态空间模型对稳定性进行分析。然而这类控制策略基于锁相环对电压相位进行跟踪, 受锁相环与弱电网动态交互影响较大, 容易恶化系统稳定性<sup>[3]</sup>。

随着沙戈荒地区新能源发电逐渐深入无人区, 长距离输电导致电力系统逐渐呈现弱电网特征, 另一类采用自同步功能的构网型储能变流器开始受到广泛关注<sup>[4]</sup>。构网型控制可以为电网提供暂态频率、电压支撑能力, 并有利于新能源系统连接弱电网系统的稳定性提升<sup>[5]</sup>。现有关于构网型控制储能变流器的稳定性分析主要关注阻抗建模分析的准确度, 即对单一变流器在特定工况下的稳定性进行分析, 考察不同变流器控制参数对系统稳定性的影响机理<sup>[6]</sup>。构网型储能变流器虽然在弱电网中呈现较好的稳定性, 但是在强电网中稳定性能下降, 易引发振荡失稳。文献[7]通过全实物实验记录了构网变

流器在强电网中的振荡失稳波形。

在阻抗建模方面, 建立一维的序阻抗模型需要一定的条件, 即各频率的正、负序电压和电流之间完全独立, 无相互影响。在分析高频动态时, 电力电子变流器并网点各频率间正、负序电压和电流之间相互作用较弱<sup>[8]</sup>, 可以近似考虑为一维阻抗模型; 然而, 在次/超同步频段, 由于控制作用更加明显, 电力电子变流器的并网点电压、电流各频率分量间并非完全独立, 满足一定频率关系的电压、电流分量间相互影响明显, 而一维阻抗模型无法刻画这一耦合关系, 忽略该耦合特性将会在次/超同步动态稳定性分析时不够准确<sup>[9]</sup>。已有文献对跟网型变流器搭建了频率耦合阻抗模型, 从而分析其稳定性<sup>[10]</sup>, 然而对构网型变流器的频率耦合阻抗模型研究较少。此外, 在次/超同步频段, 运行工况对阻抗模型的影响较为明显, 因此需要同时考虑频率耦合效应和变工况对阻抗的影响, 才能准确表征构网变流器的稳定特性。另外, 相比输电线路和变压器等电力设备, 控制器阻抗建模往往因为控制方式的多样化, 导致模型阶数较高, 多变流器并网使得阶数继续提高, 同时次/超同步频率耦合现象使得阻抗模型阶数进一步提高。外加海量运行工况使得阻抗模型随之改变, 因此单一工况稳定点下的阻抗模型已经不能全面描述并网系统的稳定性, 然而分析构网型储能并网系统在全工况条件下的稳定性却少有报道, 未能形成构网型储能并网系统的安全运行安全域。

为了解决以上问题, 本文推导了构网型储能并网系统频率耦合阻抗模型, 从中提炼了频率耦合阻抗模型与运行工况相关变量, 进而构建了变工况条件下聚合阻抗稳定性分析方法, 以储能变流器输出功率和系统短路比(short circuit ratio, SCR)为变量

收稿日期: 2023-12-19; 修回日期: 2024-07-01

在线出版日期: 2024-12-12

基金项目: 南方电网公司科技项目(036000KK52220025 (GDKJXM20220329))

Project supported by the Science and Technology Project of China Southern Power Grid(036000KK52220025 (GDKJXM20220329))

构建了系统稳定安全域概念,最后时域仿真验证了全工况稳定性分析结果。所得构网控制储能并网系统安全域为电力系统安全稳定运行提供了参考。

## 1 构网型储能并网系统频率耦合阻抗模型

### 1.1 并网变流器系统

构网型控制策略采用典型的虚拟同步机控制。虚拟同步机控制包括 2 个重要环节,即有功-频率外环控制环节和无功-电压外环控制环节。随着虚拟同步机控制的逐渐发展,部分虚拟同步机控制中也会引入虚拟阻抗控制和电流内环控制,如图 1 所示。图 1(a)中滤波电感  $L$  和电阻  $R$  组成滤波阻抗,  $u_{sa}$ 、 $u_{sb}$ 、 $u_{sc}$  为并网点电压,并网电感  $L_g$  和并网电阻  $R_g$  以及  $u_{ga}$ 、 $u_{gb}$ 、 $u_{gc}$  分别构成大电网等效阻抗以及等效电压源。图 1(b)中控制参数详见 1.2.2 节推导。

有功-频率外环控制环节实质上是模拟同步发电机的调速器,通过与原动机控制环节配合表征有功功率和系统频率的下垂特性。无功-电压外环控制环节是为了模拟同步发电机的励磁调节功能,用以实现无功功率和电压幅值的下垂特性。无功-电压外环控制主要根据变流器的输出电压幅值偏差和无功功率差额来调整输出电压,并采用电压调整系数来表征虚拟同步机控制的电压调节能力。

虚拟阻抗控制的作用相当于在变流器输出端口串联一个等效阻抗,可以灵活地调节变流器的输出阻抗。通过增大虚拟阻抗的电抗部分可以帮助变流器无功和有功控制环更好地解耦,同时抑制高频谐波;通过调节虚拟阻抗的电阻部分可以改变变流器的阻尼特性,改善变流器动态。虚拟阻抗还对短路时的冲击电流起到抑制作用,防止变流器损坏。

内环电流控制的作用是加快控制整体的响应速度,还可以起到过流保护的作用,提高变流器输出的电能质量。上述无功、有功和虚拟阻抗控制可以被视为变流器的外环控制,此类外环控制的特点是响应速度较慢,若无内环电流控制,直接通过外环控制产生参考电压,则控制速度难以得到保障。

### 1.2 频率耦合阻抗模型

#### 1.2.1 小扰动建模假设

考虑到频率耦合效应,假设并网点三相中每相电压、电流均同时存在 2 个频率耦合的扰动分量,此时端口电压、电流时域波形(仅列出 A 相, B、C 两相分别滞后、超前 A 相  $120^\circ$ )可表示为:

$$\begin{cases} u_A = U_1 \cos(\omega_1 t + \varphi_1) + U_s \cos(\omega_s t + \varphi_s) + U_c \cos(\omega_c t + \varphi_c) \\ i_A = I_1 \cos(\omega_1 t + \varphi_{i1}) + I_s \cos(\omega_s t + \varphi_{is}) + I_c \cos(\omega_c t + \varphi_{ic}) \end{cases} \quad (1)$$

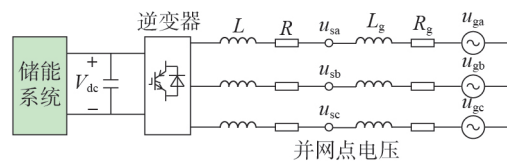
式中:  $\omega_1 = 2\pi f_1$ ,  $\omega_s = 2\pi f_s$ ,  $\omega_c = 2\pi f_c$ ,  $f_s + f_c = 2f_1$ ;  $U_1$ 、 $I_1$  分别为基频电压、电流幅值;  $U_s$ 、 $U_c$  和  $I_s$ 、 $I_c$  分别为频率为  $f_s$ 、 $f_c$  的电压和电流幅值;  $\varphi_1$ 、 $\varphi_s$ 、 $\varphi_c$  和  $\varphi_{i1}$ 、 $\varphi_{is}$ 、 $\varphi_{ic}$  分别为工频  $f_1$ 、扰动频率  $f_s$ 、 $f_c$  下的电压和电流分量的初相位。

扰动分量的相量形式为:

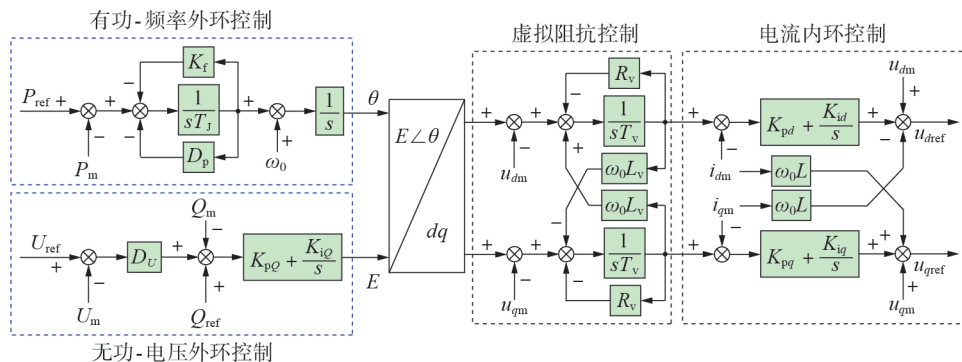
$$\begin{cases} U_s = U_s \angle(\varphi_s - \varphi_1), U_c = U_c \angle(\varphi_c - \varphi_1) \\ I_s = I_s \angle(\varphi_s - \varphi_1), I_c = I_c \angle(\varphi_c - \varphi_1) \end{cases} \quad (2)$$

式中:  $U_s$ 、 $U_c$  分别为扰动频率  $f_s$ 、 $f_c$  下的电压分量;  $I_s$ 、 $I_c$  分别为扰动频率  $f_s$ 、 $f_c$  下的电流分量。

值得指出的是,式(2)将扰动电压、电流相位与基频电压、电流相位作差,这使得阻抗模型这一传递函数能够表征不同频率分量间的耦合关系,其机理



(a) 储能并网系统示意图



(b) 构网型(虚拟同步机)控制策略

图 1 构网型储能并网系统

Fig.1 Grid forming energy storage grid-connected system

描述见附录A。

### 1.2.2 阻抗模型推导

#### 1) 外环控制小扰动建模。

如图1(b)所示,外环分别采用有功-频率外环控制和无功-电压外环控制。在有功-频率外环控制中, $P_{ref}$ 为有功功率参考值, $P_m$ 为有功功率测量值, $\omega_0$ 为工频角频率, $\theta$ 为电压相位, $T_J$ 为虚拟惯性时间常数, $D_p$ 为阻尼系数, $K_f$ 为调频系数。考虑到等效阻尼系数和调频系数在控制中的位置相似,在实际采用时,也可忽略阻尼系数,仅采用调频系数。

通过小扰动分析,可以得到有功-频率外环控制的扰动方程,即:

$$\Delta\omega = -\frac{\Delta P_m}{sT_J + D_p + K_f}, \quad \Delta\theta = \frac{\Delta\omega}{s} \quad (3)$$

式中: $\Delta\omega$ 为有功-频率外环控制输出的频率扰动量; $\Delta\theta$ 为电压相位扰动量。

在无功-电压外环控制中, $Q_{ref}$ 为无功功率参考值, $Q_m$ 为无功功率测量值, $U_{ref}$ 为电压参考值, $U_m$ 为测量的电压有效值, $D_U$ 为调压系数, $K_{pQ}$ 和 $K_{iQ}$ 分别为比例积分(proportional integral, PI)环节的比例和积分增益。经过小扰动分析,可以得到:

$$\begin{cases} \Delta E = G_Q(s) [D_U(0 - \Delta U_m) - \Delta Q_m] \\ G_Q(s) = K_{pQ} + K_{iQ}/s \end{cases} \quad (4)$$

忽略信号采样滤波环节的延时<sup>[10]</sup>,在频域中,以2个互补的扰动频率分量表示有功功率、无功功率、电压有效值中的扰动分量,即:

$$\Delta P_m = K_1 (I_s U_1 + I_c^* U_1 + I_1^* U_s + I_1 U_c^*) \quad (5)$$

$$\Delta Q_m = K_1 j (I_s U_1 - I_c^* U_1 - I_1^* U_s + I_1 U_c^*) \quad (6)$$

$$\Delta U_m = K_2 \frac{1 - e^{-sT_1}}{sT_1} (U_s + U_c^*) \quad (7)$$

式中: $U_1$ 、 $I_1$ 分别为频率为工频 $f_1$ 的电压、电流分量;上标\*表示取共轭; $T_1 = 1/f_1$ ;若采用标幺值,则 $K_1 = 1$ ,  $K_2 = 1$ ,若采用有名值,则 $K_1 = 1.5$ ,  $K_2 = \sqrt{6}/2$ 。

将式(5)代入式(3)可得:

$$\Delta\theta = -\frac{K_1 (I_s U_1 + I_c^* U_1 + I_1^* U_s + I_1 U_c^*)}{s(sT_J + D_p + K_f)} \quad (8)$$

将式(6)、(7)代入式(4)可得:

$$\begin{aligned} \Delta E = -G_Q(s) \left[ D_U K_2 \frac{1 - e^{-sT_1}}{sT_1} (U_s + U_c^*) + \right. \\ \left. K_1 j (I_s U_1 - I_c^* U_1 - I_1^* U_s + I_1 U_c^*) \right] \end{aligned} \quad (9)$$

进一步地,化简为以下表达形式:

$$\Delta\theta(s) = G_{\Delta\theta-Is}(s) I_s + G_{\Delta\theta-Ic}(s) I_c^* + G_{\Delta\theta-U_s}(s) U_s + G_{\Delta\theta-U_c}(s) U_c^* \quad (10)$$

$$\Delta E(s) = G_{\Delta E-Is}(s) I_s + G_{\Delta E-Ic}(s) I_c^* + G_{\Delta E-U_s}(s) U_s + G_{\Delta E-U_c}(s) U_c^* \quad (11)$$

式中:各传递函数见附录B式(B1)、(B2)。

#### 2) 极坐标(幅值和相位)变换为dq坐标。

极坐标(幅值和相位)变换为dq坐标,需要先将幅值和相位信号转换至abc坐标,然后通过派克变换将abc坐标下的三相信号转变为dq轴信号。

假设幅值 $E = E_1 + \Delta E$ ,其中 $E_1$ 为工频电压幅值,相位 $\theta = \omega_0 t + \varphi_0 + \Delta\theta$ ,其中 $\varphi_0$ 为锁相环初相位,即锁相环输出相位与工频电压相位之差。则生成的A相信号中包含3个频率分量,分别可表示为:

$$E_a(f) = \begin{cases} \sqrt{2} E_1 \angle -\pi/2 & f=f_1 \\ \frac{\sqrt{2}}{2} (E_1 \Delta\theta - j\Delta E) & f=f_s \\ \frac{\sqrt{2}}{2} (E_1 \Delta\theta + j\Delta E) & f=f_c, \text{共轭} \end{cases} \quad (12)$$

则经过abc/dq变换后,得到的d、q轴扰动分量分别为:

$$\begin{cases} \Delta u_{d1} = \frac{\sqrt{2}}{2} (E_1 \Delta\theta - j\Delta E + E_1 \Delta\theta + j\Delta E - 2E_1 \Delta\theta) = 0 \\ \Delta u_{q1} = \frac{\sqrt{2}}{2} (-jE_1 \Delta\theta - \Delta E + jE_1 \Delta\theta - \Delta E) = -\sqrt{2} \Delta E \end{cases} \quad (13)$$

#### 3) 三相电压、电流派克变换。

虚拟阻抗环节和电流内环控制输入包括并网点电压和电流的d、q轴信号,即 $u_{dm}$ 、 $u_{qm}$ 、 $i_{dm}$ 、 $i_{qm}$ 。这些信号均由并网点的三相电压、电流经过派克变换得到。

派克变换后,得到的dq轴电压、电流信号中的扰动分量分别为:

$$\Delta i_{dm} = I_s e^{-j\varphi_0} + I_c^* e^{j\varphi_0} + I_1 \sin(\varphi_{i1} - \varphi_0) \Delta\theta \quad (14)$$

$$\Delta i_{qm} = -jI_s e^{-j\varphi_0} + jI_c^* e^{j\varphi_0} - I_1 \cos(\varphi_{i1} - \varphi_0) \Delta\theta \quad (15)$$

#### 4) 虚拟阻抗控制小扰动建模。

虚拟阻抗控制环节中, $R_v$ 和 $L_v$ 分别为虚拟电阻和虚拟电感,可直接写出该环节传递函数:

$$\begin{cases} (\Delta u_{d1} - \Delta u_{dm}) + \omega_1 L_v \Delta i_{qv} - R_v \Delta i_{dv} = sL_v \Delta i_{dv} \\ (\Delta u_{q1} - \Delta u_{qm}) - \omega_1 L_v \Delta i_{dv} - R_v \Delta i_{qv} = sL_v \Delta i_{qv} \end{cases} \quad (16)$$

式中: $\Delta u_{d1}$ 和 $\Delta u_{q1}$ 分别为坐标变换后输入虚拟阻抗控制d、q轴信号中的扰动分量; $\Delta u_{dm}$ 和 $\Delta u_{qm}$ 分别为并网点三相电压派克变换后 $u_{dm}$ 和 $u_{qm}$ 中的扰动分量; $i_{dv}$ 和 $i_{qv}$ 分别为虚拟阻抗控制输出的d、q轴电流信号中的扰动分量。

进一步,可以写为:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \Delta i_{dv} \\ \Delta i_{qv} \end{bmatrix} = \frac{1}{(R_v + sL_v)^2 + (\omega_1 L_v)^2} \times \\ \begin{bmatrix} R_v + sL_v & \omega_1 L_v \\ -\omega_1 L_v & R_v + sL_v \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta u_{d1} - \Delta u_{dm} \\ \Delta u_{q1} - \Delta u_{qm} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (17)$$

将式(13)~(15)代入式(17)可得:

$$\Delta i_{dv}(s) = G_{\Delta i_{dv}-Is}(s) I_s + G_{\Delta i_{dv}-Ic}(s) I_c^* + G_{\Delta i_{dv}-U_s}(s) U_s + G_{\Delta i_{dv}-U_c}(s) U_c^* \quad (18)$$

$$\Delta i_{qv}(s) = G_{\Delta i_{qv}-Is}(s) I_s + G_{\Delta i_{qv}-Ic}(s) I_c^* + G_{\Delta i_{qv}-U_s}(s) U_s + G_{\Delta i_{qv}-U_c}(s) U_c^* \quad (19)$$

式中:各传递函数见附录B式(B3)—(B5)。

5) 电流内环控制小扰动建模。

电流内环控制可写为:

$$\begin{cases} \Delta u_{dr} = G_d(s)(\Delta i_{dv} - \Delta i_{dm}) - \omega_1 L \Delta i_{qm} + \Delta u_{dm} \\ \Delta u_{qr} = G_q(s)(\Delta i_{qv} - \Delta i_{qm}) + \omega_1 L \Delta i_{dm} + \Delta u_{qm} \end{cases} \quad (20)$$

式中:  $\Delta u_{dr}$  和  $\Delta u_{qr}$  为电流内环控制输出的电压参考信号中的扰动分量;  $\Delta i_{dm}$  和  $\Delta i_{qm}$  分别为并网点三相电流派克变换后  $i_{dm}$  和  $i_{qm}$  中的扰动分量;  $G_d(s)$  和  $G_q(s)$  如式(21)所示,  $K_{pd}$ 、 $K_{id}$ 、 $K_{pq}$ 、 $K_{iq}$  为电流内环PI控制系数。

$$\begin{cases} G_d(s) = K_{pd} + K_{id}/s \\ G_q(s) = K_{pq} + K_{iq}/s \end{cases} \quad (21)$$

将式(14)、(15)、(18)、(19)代入式(20),可以得到:

$$\Delta u_{dr}(s) = G_{\Delta u_{dr}-I_s}(s)I_s + G_{\Delta u_{dr}-I_c}(s)I_c^* + G_{\Delta u_{dr}-U_s}(s)U_s + G_{\Delta u_{dr}-U_c}(s)U_c^* \quad (22)$$

$$\Delta u_{qr}(s) = G_{\Delta u_{qr}-I_s}(s)I_s + G_{\Delta u_{qr}-I_c}(s)I_c^* + G_{\Delta u_{qr}-U_s}(s)U_s + G_{\Delta u_{qr}-U_c}(s)U_c^* \quad (23)$$

式中:各传递函数见附录B式(B6)—(B8)。

6) 反派克变换。

假设  $u_{dr}$  和  $u_{qr}$  中稳态直流量分别为  $U_{dr}$  和  $U_{qr}$ , 可以得到三相电压参考信号中的2个互补频率的扰动分量分别为:

$$\begin{cases} \Delta u_{sr} = \frac{e^{j\varphi_\theta}}{2} [\Delta u_{dr} + j\Delta u_{qr} + j(U_{dr} + jU_{qr})\Delta\theta] \\ \Delta u_{cr} = \frac{e^{-j\varphi_\theta}}{2} [\Delta u_{dr} - j\Delta u_{qr} - j(U_{dr} - jU_{qr})\Delta\theta] \end{cases} \quad (24)$$

将式(10)、(14)、(15)、(18)—(20)代入式(24),可以得到:

$$\Delta u_{sr}(s) = G_{\Delta u_{sr}-I_s}(s)I_s + G_{\Delta u_{sr}-I_c}(s)I_c^* + G_{\Delta u_{sr}-U_s}(s)U_s + G_{\Delta u_{sr}-U_c}(s)U_c^* \quad (25)$$

$$\Delta u_{cr}(s) = G_{\Delta u_{cr}-I_s}(s)I_s + G_{\Delta u_{cr}-I_c}(s)I_c^* + G_{\Delta u_{cr}-U_s}(s)U_s + G_{\Delta u_{cr}-U_c}(s)U_c^* \quad (26)$$

式中:各传递函数见附录B式(B9)、(B10)。

7) 整体阻抗模型。

联立前节各控制环节的扰动方程、电路关系方程为:

$$\begin{cases} \Delta u_{sr} = [R + (s + j\omega_0)L]I_s + U_s \\ \Delta u_{cr} = [R + (s - j\omega_0)L]I_c^* + U_c^* \end{cases} \quad (27)$$

将式(25)、(26)代入式(27)中,可得:

$$G_{I_{sc}}(s) \begin{bmatrix} -I_s \\ -I_c^* \end{bmatrix} = G_{U_{sc}}(s) \begin{bmatrix} U_s \\ U_c^* \end{bmatrix} \quad (28)$$

$$G_{I_{sc}}(s) = \begin{bmatrix} G_{\Delta u_{sr}-I_s}(s) - R - (s + j\omega_0)L & G_{\Delta u_{sr}-I_c}(s) \\ G_{\Delta u_{cr}-I_s}(s) & G_{\Delta u_{cr}-I_c}(s) - R - (s - j\omega_0)L \end{bmatrix} \quad (29)$$

$$G_{U_{sc}}(s) = \begin{bmatrix} G_{\Delta u_{sr}-U_s}(s) - 1 & G_{\Delta u_{sr}-U_c}(s) \\ G_{\Delta u_{cr}-U_s}(s) & G_{\Delta u_{cr}-U_c}(s) - 1 \end{bmatrix} \quad (30)$$

进而可以推导得到构网型变流器的频率耦合阻抗模型,为一个二维方阵,即:

$$Z(s) = \begin{bmatrix} Z_{11}(s) & Z_{12}(s) \\ Z_{21}(s) & Z_{22}(s) \end{bmatrix} = G_{U_{sc}}^{-1}(s)G_{I_{sc}}(s) \quad (31)$$

或频率耦合导纳模型,即:

$$Y(s) = \begin{bmatrix} Y_{11}(s) & Y_{12}(s) \\ Y_{21}(s) & Y_{22}(s) \end{bmatrix} = G_{I_{sc}}^{-1}(s)G_{U_{sc}}(s) \quad (32)$$

### 1.3 阻抗模型验证

基于阻抗模型辨识方法可以在PSCAD中对变流器的频率耦合阻抗模型进行测量。同时,推导并测量跟网型变流器的阻抗模型,在相同的运行工况(电压为1.0 p.u.,有功功率为0.6 p.u.,无功功率接近0)下与构网型进行对比,结果如图2所示,图中X、R分别为电抗、电阻标么值。电气与跟、构网控制参数如附录C表C1所示,其数值参考文献[11]。

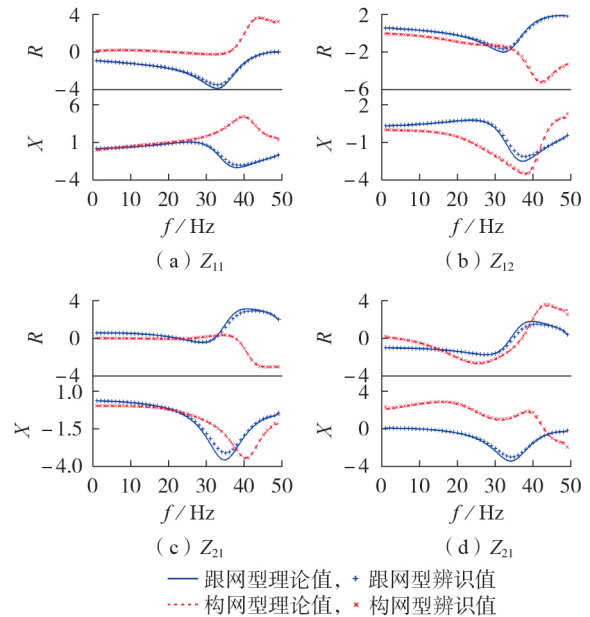


图2 跟、构网型变流器阻抗模型推导理论值、辨识值对比  
Fig.2 Comparison of analytical and measured value of impedance model of grid following and grid forming-based converter

从图中可以得到如下结果:

1) 构、跟网型变流器频率耦合阻抗模型的理论推导和仿真测量基本一致;

2) 传统的跟网型变流器在次/超同步频段相对更容易表现为负电阻特性,且在30~50 Hz的次同步频段中表现为容性;

3) 构网变流器互阻抗  $Z_{12}$  有明显的负电阻效应。

值得一提的是,由图2可见,35~40 Hz附近跟网型变流器阻抗模型理论值与辨识值误差较大,而构

网型变流器阻抗模型误差较小,其原因分析见附录D。

## 2 全工况稳定分析方法

本文所指全工况振荡稳定性分析范围,为变流器可以达到且能够保证振荡稳定的运行点的集合。变流器并网系统引发的振荡稳定性问题,与变流器的输出功率、控制参数、电网强度强相关<sup>[12]</sup>,然而变流器控制参数往往在厂家设计生产和部署后不能轻易更改<sup>[12]</sup>,因此在典型控制参数下,本文选取了输出功率和系统SCR这2个变量来衡量系统全工况振荡稳定性,与文献<sup>[12]</sup>选取方法相同。

本章拟采用基于频域阻抗聚合的方法定量分析系统的振荡稳定性<sup>[7,13-18]</sup>,全工况稳定分析流程如附录E所示。

首先在特定SCR条件下,根据每个运行工作点对应的有功功率 $P$ 和无功功率 $Q$ ,计算对应工况下的工频电压 $U_1$ 和工频电流 $I_1$ ;随后,将 $U_1$ 和 $I_1$ 代入构网变流器频率耦合阻抗模型,建立系统内所有变流器设备的频率耦合阻抗模型;然后,将系统内所有变流器并网装备的频率耦合阻抗模型、线路阻抗和变压器阻抗模型按照拓扑进行连接,构造阻抗网络模型,并通过串并联得到整个系统的聚合阻抗模型 $Z_{\Sigma}$ <sup>[16]</sup>;最后,计算聚合阻抗模型 $Z_{\Sigma}$ 行列式的零点。若所有零点均位于复平面的左半部分,则系统小扰动稳定,即不发生振荡。若聚合阻抗模型 $Z_{\Sigma}$ 行列式的阶数较高,则求解零点会变得相对复杂。在这种情况下,可以绘制 $Z_{\Sigma}$ 行列式的实部和虚部的频率特性曲线,根据实部和虚部频率特性曲线在过零点处的特征确定系统主导模式的特征。对变流器所有运行工作点重复上述操作,即可得到所有工作点对应工况下系统振荡模式的阻尼和频率,进而可以区分出存在振荡风险的运行点,找出振荡稳定运行边界。之后,改变电网SCR,重复以上步骤,即可得到构网变流器在不同SCR、不同出力下的振荡特性。

值得注意的是,所提基于聚合阻抗的稳定分析方法比传统经典Nyquist判据法具备其独特优势。

Nyquist判据法理论严格,不仅可以评估系统的振荡风险,还可分析风速、串补度、控制器参数等因素对系统振荡特性的影响。然而,其将电源/负荷子系统分别用一个等效阻抗表征,难以分析系统不同设备对振荡的参与情况。此外,Nyquist判据法不能提供准确的振荡阻尼和频率等量化信息,通常只用于定性判断系统的稳定性。

基于聚合阻抗频率特性的分析方法将目标系统用一个聚合阻抗表征。聚合阻抗可以视作系统的闭环传递函数。根据聚合阻抗频率特性曲线的过零点位置可以定位系统的主导振荡模式,进一步通过曲

线过零点特性判断振荡模式的稳定性,具体判据参见文献<sup>[9]</sup>。在振荡模式邻域内,将聚合阻抗近似表示为一个串联RLC电路阻抗,根据RLC电路参数,可以计算系统振荡阻尼和频率,高效准确求解系统的主导振荡模式。

对于图1所示的目标系统,本文采用储能输出功率、SCR这2个变量对全工况振荡稳定性进行分析,忽略变流器控制参数造成的影响。为了更全面分析全工况振荡特性,基于所提振荡稳定分析方法,3.4节论证了控制参数对全工况振荡稳定域的影响,量化分析和仿真结果表明,考虑控制参数变化能更全面体现储能并网系统的全工况振荡稳定特性。

## 3 构网型变流器变工况稳定性分析

### 3.1 弱电网稳定性

逐步减小电网SCR,通过聚合阻抗行列式的频率特性曲线判断构、跟网型机组并网系统的振荡稳定性,如图3所示。图中: $R_{\Sigma}(\omega_r)$ 为等效电阻标幺值; $X_{\Sigma}(\omega_r)$ 为等效电抗标幺值,后同。可知,当等效电抗特性曲线穿过零点时,等效电阻与等效电抗曲线的斜率之乘积大于0,即 $R_{\Sigma}(\omega_{r1})k_{X_{\Sigma}}(\omega_{r1})>0$ ,其中 $R_{\Sigma}(\omega_{r1})$ 为聚合阻抗行列式等效电阻曲线, $k_{X_{\Sigma}}(\omega_{r1})$ 为等效电抗曲线在过零点处的斜率, $\omega_{r1}$ 为等效电抗曲线过零点频率<sup>[16]</sup>。根据聚合阻抗稳定判据<sup>[10]</sup>,说明当SCR为5时,跟网型和构网型2种情况下系统均稳定。

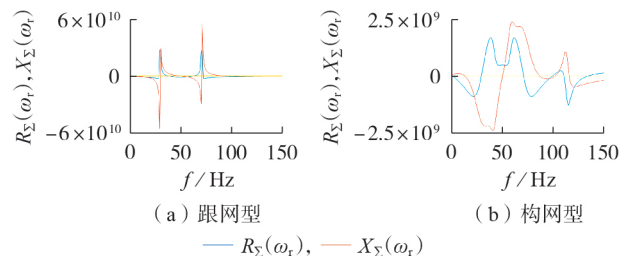


图3 SCR为5时聚合阻抗频率特性曲线

Fig.3 Aggregated impedance frequency characteristic curve when SCR equals to 5

当SCR为2.5时, $R_{\Sigma}(\omega_r)k_{X_{\Sigma}}(\omega_r)>0$ ,如附录F图F1所示,说明跟网型和构网型2种情况下系统均稳定。当SCR降为1.9时,跟网型变流器并网系统聚合阻抗行列式出现不稳定的过零点,如图4(a)局部放大图所示,此时电阻的斜率与等效电抗的乘积大于0,即 $X_{\Sigma}(\omega_{r2})k_{R_{\Sigma}}(\omega_{r2})>0$ ,其中, $X_{\Sigma}(\omega_{r2})$ 为聚合阻抗行列式等效电抗曲线, $k_{R_{\Sigma}}(\omega_{r2})$ 为等效电阻曲线在过零点处的斜率, $\omega_{r2}$ 为等效电阻曲线过零点频率,即说明系统不稳定,而构网型变流器并网系统仍稳定,如图4(b)放大图所示。

基于聚合阻抗的机组振荡稳定性分析结果表明:

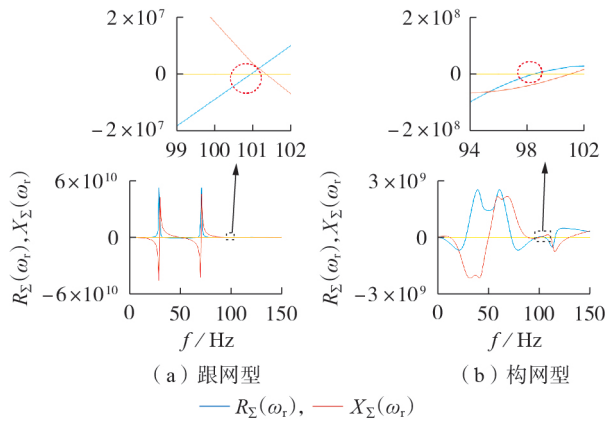


图 4 SCR 为 1.9 时聚合阻抗频率特性曲线

Fig.4 Aggregated impedance frequency characteristic curve when SCR equals to 1.9

1) 随着电网 SCR 的逐渐减小,跟网型机组发生振荡的风险逐步升高,跟网型机组发生振荡的临界 SCR 为 1.9;

2) 构网型机组在弱电网中的振荡风险较低。

进一步,所提方法亦可分析跟、构网变流器不同占比下弱电网稳定性与 SCR 的相关关系,所得结论如下:

1) 当只有跟网型机组时,等效电抗过零点处有  $R_{\Sigma}(\omega_r)k_{X\Sigma}(\omega_r) < 0$ , 系统存在次 / 超同步振荡 (sub / super synchronous oscillation, SSO) 的风险;

2) 随着构网变流器占比的逐渐提升,等效电抗过零点处  $R_{\Sigma}(\omega_r)k_{X\Sigma}(\omega_r) > 0$ , 说明跟、构网变流器混合接入系统使得 SSO 特性得到改善,系统发生振荡时的临界 SCR 逐渐上升。

具体的分析过程见附录 G。

### 3.2 强电网稳定性

调整电网 SCR 为 16, 构网变流器并网系统频率阻抗特性曲线如图 5 所示。可见,等效电抗曲线在 46.5、53.5 Hz 附近存在 2 个过零点,即系统在这些频率处存在 1 对振荡模式。在该振荡模式处,  $R_{\Sigma}(\omega_r)k_{X\Sigma}(\omega_r) < 0$ , 即振荡模式不稳定。因此,基于聚合阻抗行列式的分析结果表明:构网变流器在 SCR 高于 16 时存在 1 对不稳定的振荡模式,频率为

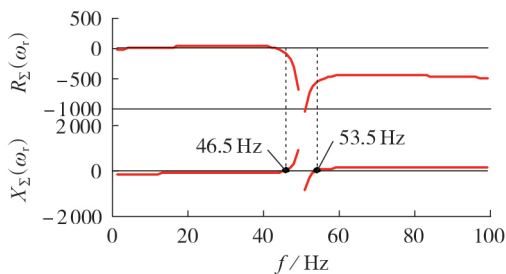


图 5 SCR 为 16 时聚合阻抗频率特性曲线

Fig.5 Aggregated impedance frequency characteristic curve when SCR equals to 16

46.5 Hz / 53.5 Hz。

其物理含义可解释如下:在近工频 46.5 Hz 处,构网型储能系统等效为负电阻与电容串联,强电网等效为正电阻和电感串联,整体系统形成了二阶 RLC 谐振电路,当储能提供的负电阻足以抵消电网的正电阻时,将导致发散的电气振荡现象。53.5 Hz 为频率耦合效应激发的振荡频率。

值得注意的是,虽然 53.5 Hz 在图 2 频段范围 0~50 Hz 中没有涵盖,但是图 2 所示频率耦合阻抗模型存在对称关系,如式 (33) 所示。  $Z_{11}$  与  $Z_{22}$ 、 $Z_{12}$  与  $Z_{21}$  的频率特性曲线分别关于  $\omega=0$  共轭对称,即实部关于  $\omega=0$  的直线轴对称,而虚部关于  $\omega=0$ 、 $Z_{ij}=0$  ( $i=1,2; j=1,2$ ) 的原点中心对称。此处  $\omega$  是以工频电压相位为基准得到的,因此,在原参考系下,  $Z_{11}$  与  $Z_{22}$ 、 $Z_{12}$  与  $Z_{21}$  分别关于工频  $f_1$  共轭对称<sup>[14]</sup>。图 2 中 0~50 Hz 频率耦合阻抗模型涵盖了 0~100 Hz 的阻抗信息。

$$\begin{cases} Z_{11}(j\omega) = Z_{22}^*(j\omega) = [Z_{22}(-j\omega)]^* \\ Z_{12}(j\omega) = Z_{21}^*(j\omega) = [Z_{21}(-j\omega)]^* \end{cases} \quad (33)$$

### 3.3 全工况稳定域

基于阻抗分析得到构网变流器振荡稳定运行区域形成过程如下:聚合阻抗模型  $Z_{\Sigma}(s)$  的行列式  $D(s)$  的每个零点对应 1 个振荡模式。以某振荡模式  $S_s = \sigma_s + j\omega_s$  为例,其中  $\sigma_s$  和  $\omega_s$  分别为对应阻尼和频率。若  $D(j\omega)$  虚部随频率变化的等效电抗曲线存在 1 个过零点,对应频率为  $\omega_x$ ,则可以推出该振荡模式阻尼和频率的计算公式<sup>[15-17]</sup>为:

$$\begin{cases} \sigma_s = \frac{-b_x}{a_x^2 + b_x^2} R(j\omega_x) \\ \omega_s = \omega_x + \frac{a_x}{b_x} \sigma_s \end{cases} \quad (34)$$

式中:  $a_x$ 、 $b_x$  分别为等效电阻曲线、等效电抗曲线在  $\omega_x$  处的斜率。

若  $\sigma_s > 0$ , 模式阻尼为负,系统不稳定或振荡发散。当且仅当所有零点的实部为负或所有振荡模式均具有正阻尼时,系统才振荡稳定。根据  $\sigma_s$  和附录 E 图 E1 所示全工况稳定性分析流程,可得构网储能并网系统振荡稳定运行区域,如图 6 所示。图中有功功率  $P$  为标幺值,后同。

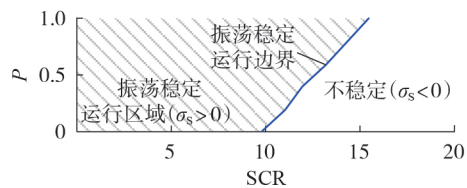


图 6 构网变流器在不同出力、电网强度下的振荡特性

Fig.6 Oscillation characteristics of grid forming converter under different power outputs and grid strengths

由图可知:电网SCR不变时,输出功率越低,振荡风险越高;输出有功不变时,SCR越高,振荡风险越高;当SCR低于9.8时,该构网变流器在所有有功出力下均不存在振荡风险。

### 3.4 控制参数对稳定性的影响

控制参数对系统稳定性的影响较大,本文所提构网储能的频率耦合阻抗模型,也适用于分析控制参数的影响。分析发现:虚拟电感 $L_v$ 过大可能引发49 Hz / 51 Hz的近工频振荡;无功控制环积分系数 $K_{iq}$ 从318降低到10.6,系统将同时存在0.2 Hz / 100.2 Hz和49.5 Hz / 149.5 Hz的振荡风险,限于篇幅,相关分析内容见附录H。

## 4 时域仿真验证

### 4.1 弱电网稳定性

下面基于电磁暂态仿真对比构网型机组、跟网型机组的振荡特性。仿真系统见附录I<sup>[14]</sup>。仿真开始时,设置电网SCR为3.0,确保系统能够稳定运行;之后,逐渐降低电网SCR,观察并网系统是否振荡。

#### 1) 跟网型机组。

随着SCR的逐渐降低,跟网型机组发生频率耦合的SSO,振荡临界SCR为1.9。时域仿真与基于聚合阻抗的稳定性分析结果一致。由于篇幅限制,跟网机组稳定性仿真验证部分见附录J。

#### 2) 构网型机组。

将跟网型机组断开,构网型机组并网台数 $N_{GFM}=10$ ,并在仿真中将SCR由1.3降低至1.1,机组输出功率、电流频谱仿真结果如图7所示。图中无功功率 $Q$ 为标幺值,后同。

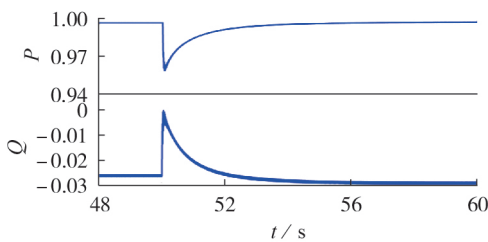


图7 构网型机组输出功率(SCR由1.3变为1.1)

Fig.7 Output power of grid forming control-based converter (SCR changes from 1.3 to 1.1)

可见,SCR降低后,机组仍保持稳定。当SCR接着降低时,由于电网太弱,即使通过小范围调整电网等效电抗来降低SCR,机组并网电压变化幅度仍比较大,机组无法确保正常运行。考虑到实际系统SCR范围,仿真中不再设置低于1的SCR。

构网型机组发生振荡时的临界SCR极低,因此可认为在实际系统中发生振荡的概率极小。时域仿真分析结果与基于聚合阻抗的稳定性分析结果一致。

### 3) 不同构网型变流器占比下系统稳定性。

随着构网变流器占比的提升,SCR的降低对振荡的幅值影响变小,有助于提升系统阻尼,具体的分析过程和仿真结果见附录K。

### 4.2 强电网稳定性

在仿真中设置变流器控制策略为构网控制,进而分析构网变流器在强电网中的振荡稳定性。仿真开始时,设置电网SCR为15(通过调整交流电网侧阻抗实现),确保系统能够稳定运行;之后,将电网SCR提升至16。变流器输出功率及电流频谱如图8所示。可见,SCR升高后,变流器输出功率迅速发散,电流中出现了频率为46.5、53.5 Hz的扰动分量,与阻抗分析结果一致。

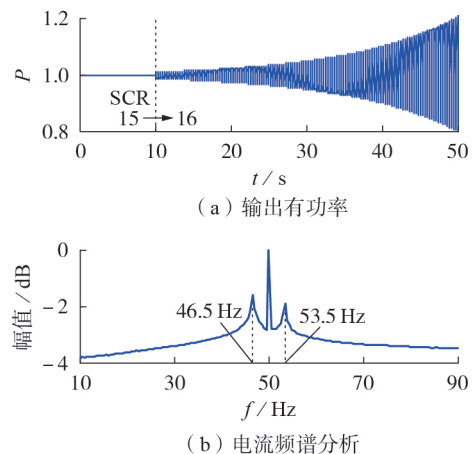


图8 构网型变流器输出功率(SCR由15变为16)

Fig.8 Output power of grid forming control-based converter(SCR changes from 15 to 16)

### 4.3 全工况稳定域

分别在图6所示振荡稳定边界两侧随机抽样选取工作点,假设变流器有功出力 $P=0.2$  p.u.,稳定工作点的SCR为10.5,不稳定工作点的SCR为11。其中SCR变化通过调整交流电网侧阻抗实现,记录 $P=0.2$  p.u.,SCR变化前、后的变流器输出功率及输出电流频谱,结果如图9所示。当电网SCR为10.5时,系统稳定,输出功率中无振荡分量,SCR升高后,有功功率等幅振荡,电流频谱分析结果表明振荡分量的频率为47 Hz和53 Hz。该组仿真结果表明:有功出力参考值为0.2 p.u.时,电网SCR越高,振荡风险越高,临界SCR为11,与图6阻抗分析结果一致。

假设变流器有功出力 $P=1$  p.u.,同样在图6中振荡稳定边界两侧选取工作点,稳定工作点SCR为15,不稳定工作点为SCR为16。首先,变流器的输出功率设置为1 p.u.,而交流电网SCR设置为15。然后,保持变流器输出功率保持在1 p.u.不变,将SCR升高为16,仿真结果如图8所示。可见,当电网SCR为15时,系统稳定,输出功率中无振荡分量;然而,

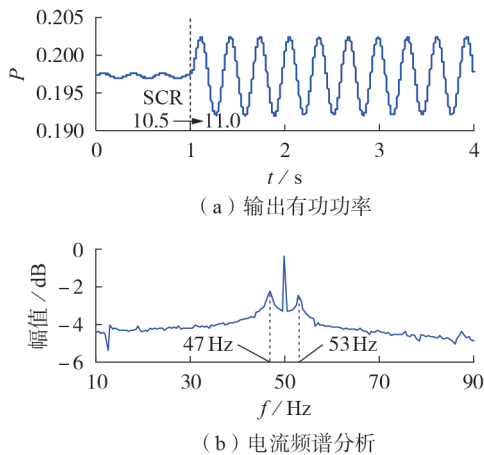


图9 构网型变流器输出有功功率、电流频谱

Fig.9 Output active power and frequency spectrum of current of grid forming control-based converter

SCR升高后,有功功率振荡发散。电流频谱分析结果表明振荡分量的频率为46.5 Hz和53.5 Hz。该组仿真结果表明:有功参考值为1 p.u.时,电网SCR越高,振荡风险越严重,与图6阻抗分析结果一致。

有功出力0.2 p.u.和1 p.u.的仿真结果均表明,电网SCR越高振荡风险越严重。另外,有功出力0.2 p.u.对应的临界SCR低于有功出力1 p.u.对应的临界SCR,即输出功率越低,振荡风险越严重。总的来说,两组仿真结果验证了阻抗分析所得结论。

#### 4.4 控制参数对稳定性的影响

仿真分析发现, $L_v$ 增大后,变流器输出功率发生振荡,电流中出现频率为49、51 Hz的扰动分量,与阻抗分析结果一致;无功控制环积分系数 $K_{i0}$ 降低后,变流器输出功率发生振荡,电流中出现了频率为0.2 Hz / 100.2 Hz、49.5 Hz / 149.5 Hz的扰动分量,与阻抗分析结果一致。进一步发现,0.2 Hz的低频分量占比较大,这意味 $K_{i0}$ 可能引发低频振荡。限于篇幅,虚拟电感 $L_v$ 、 $K_{i0}$ 等控制参数对稳定性的影响仿真验证见附录L。

## 5 结论

本文构建了构网型储能并网的频率耦合阻抗模型,提出了基于该模型的全工况稳定性分析方法,主要结论如下。

1) 构网储能并网系统频率耦合阻抗模型与测量值大致相同,验证了频率耦合阻抗模型准确性。

2) 所提稳定性分析方法考虑了次/超同步内的频率耦合效应,能够判定全工况运行条件下的振荡稳定性。分析发现,SCR不变时,构网型储能输出有功越低,振荡风险越高;输出有功不变时,SCR越高,振荡风险越大;当SCR低于9.8时,构网型储能能在有功出力0~1 p.u.下振荡风险较小。

3) 与跟网变流器相比,构网变流器与弱电网相

互作用发生SSO的风险较低,而跟网变流器振荡风险较高。以SCR为1.8的弱电网为例,阻抗分析和仿真表明,跟网变流器混合接入弱电网系统可以改善SSO特性。

4) 所提频率耦合阻抗模型可用于分析控制参数对次/超同步稳定性的影响,研究发现,虚拟电感增大可能导致系统发生近工频振荡;无功控制环积分系数降低,可能引发低频振荡。

5) 基于所提构网储能频率耦合阻抗模型及其全工况稳定分析方法,为将来跟网电源优化配置及其融合控制理论研究提供了理论分析基础。

附录见本刊网络版(<http://www.epae.cn>)。

#### 参考文献:

- [1] GONG Z, LIU C X, DA SILVA F F, et al. Fast coordinated power control for improving inertial and voltage support capability of battery energy storage systems[J]. CSEE Journal of Power and Energy Systems, 2025, 11(1): 280-295.
- [2] 李生虎, 张奥博, 夏伟健, 等. 并网DFIG多通道附加阻尼控制器设计及其控制参数整定[J]. 电力自动化设备, 2023, 43(7): 73-79.  
LI Shenghu, ZHANG Aobo, XIA Weijian, et al. Design and parameter setting for multi-band supplementary damping controller of system integrated DFIG[J]. Electric Power Automation Equipment, 2023, 43(7): 73-79.
- [3] 潘莉, 李霞林, 王智, 等. 弱连接VSC的锁相环同步暂态稳定综述[J]. 电力自动化设备, 2023, 43(9): 138-151.  
PAN Li, LI Xialin, WANG Zhi, et al. Overview of transient stability analysis of phase locked loop synchronization in weak-grid connected VSC[J]. Electric Power Automation Equipment, 2023, 43(9): 138-151.
- [4] 刘朋印, 谢小荣, 李原, 等. 构网型控制改善跟网型变流器次/超同步振荡稳定性的机理和特性分析[J]. 电网技术, 2024, 48(3): 990-997.  
LIU Pengyin, XIE Xiaorong, LI Yuan, et al. Mechanism and characteristics of grid-forming control for improving sub/super synchronous oscillation stability of grid-following-based grid-connected converter[J]. Power System Technology, 2024, 48(3): 990-997.
- [5] 李颜鑫, 付强, 肖先勇. 电池储能并网系统小干扰稳定性研究综述[J]. 电力自动化设备, 2023, 43(9): 125-137.  
LI Yanxin, FU Qiang, XIAO Xianyong. Review of research on small-signal stability of grid-connected battery energy storage system[J]. Electric Power Automation Equipment, 2023, 43(9): 125-137.
- [6] GONG Z, LIU C X, SHANG L, et al. Power decoupling strategy for voltage modulated direct power control of voltage source inverters connected to weak grids[J]. IEEE Transactions on Sustainable Energy, 2023, 14(1): 152-167.
- [7] 李景一, 李浩志, 尹聪琦, 等. 基于附加频变增益控制的风电-柔性直流输电系统次同步振荡抑制方法[J]. 电力自动化设备, 2022, 42(8): 146-152.  
LI Jingyi, LI Haozhi, YIN Congqi, et al. Sub-synchronous oscillation mitigation method of wind power-flexible DC transmission system based on supplementary frequency dependent gain control[J]. Electric Power Automation Equipment, 2022, 42(8): 146-152.
- [8] GAO B, WANG Y, XU W. Modeling voltage source converters for harmonic power flow studies[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2021, 36(6): 3426-3437.



- [9] KAZEM BAKHSHIZADEH M, WANG X F, BLAABJERG F, et al. Couplings in phase domain impedance modeling of grid-connected converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(10): 6792-6796.
- [10] 刘威, 谢小荣, 黄金魁, 等. 并网逆变器的频率耦合阻抗模型及其稳定性分析[J]. 电力系统自动化, 2019, 43(3): 138-146.  
LIU Wei, XIE Xiaorong, HUANG Jinkui, et al. Frequency-coupled impedance model and stability analysis of grid-connected converter[J]. Automation of Electric Power Systems, 2019, 43(3): 138-146.
- [11] 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 Hui, GAO Shun'an, SUN Dawei, et al. Small signal stability analysis of grid-connected photovoltaic virtual synchronous generators[J]. Acta Energeiae Solaris Sinica, 2021, 42(2): 417-424.
- [12] LIU W, Shair J, WU S X, et al. Oscillatory stability region analysis of black-box CIGs[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(8): 8780-8784.
- [13] 刘淇玉, 李永刚, 王月等. 多并网逆变器系统灰箱阻抗辨识与阻抗聚合分析方法[J]. 电力自动化设备, 2022, 42(11): 92-98, 105.  
LIU Qiyu, LI Yonggang, WANG Yue, et al. Grey-box impedance identification and impedance aggregation analysis method for multiple grid-connected inverter system[J]. Electric Power Automation Equipment, 42(11): 92-98, 105.
- [14] LIU W, XIE X R, SHAIR J, et al. A nearly decoupled admittance model for grid-tied VSCs under variable operating conditions[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(9): 9380-9389.
- [15] 占颖, 谢小荣, 柴炜, 等. 风电次/超同步振荡的安全域分析[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(23): 8446-8453.  
ZHAN Ying, XIE Xiaorong, CHAI Wei, et al. Analyzing the security region of sub/super-synchronous oscillation in wind power integrated systems[J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(23): 8446-8454.
- [16] LIU W, XIE X R, SHAIR J, et al. Stability region analysis of grid-tied voltage sourced converters using variable operating point impedance model[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2023, 38(2): 1125-1137.
- [17] 刘威, 谢小荣, 王衡, 等. 基于频率耦合阻抗模型的并网逆变器全工况小信号稳定性分析[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(22): 7212-7221.  
LIU Wei, XIE Xiaorong, WANG Heng, et al. Frequency-coupled impedance model-based small-signal stability analysis of grid-tied converters under all operating conditions[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(22): 7212-7220.
- [18] 李浩志, 李景一, 杨建军, 等. 抑制风电-柔直外送系统次同步振荡的并联VSC型次同步阻尼控制器[J]. 电力自动化设备, 2022, 42(8): 133-139.  
LI Haozhi, LI Jingyi, YANG Jianjun, et al. Shunt VSC subsynchronous damping controller to suppress SSO in wind power connected by flexible DC sending system[J]. Electric Power Automation Equipment, 2022, 42(8): 133-139.
- [19] LIU H, SUN D W, SONG P, et al. Influence of virtual synchronous generators on low frequency oscillations[J]. CSEE Journal of Power and Energy Systems, 2022, 8(4): 1029-1038.

#### 作者简介:

刘洋(1982—),女,高级工程师,硕士,主要研究方向为新能源并网与运行(E-mail: judy\_liuy@126.com);

张帆(1988—),男,高级工程师,博士,主要研究方向为交直流电网稳定分析与控制(E-mail: zhangfan@csg.cn);

龚振(1993—),男,助理研究员,博士,通信作者,主要研究方向为新能源并网稳定与控制(E-mail: 879005690@qq.com)。

(实习编辑 丁欣欣)

## Analysis of oscillation characteristics of grid forming energy storage grid-connected system under all working conditions

LIU Yang<sup>1</sup>, LU Qiuyu<sup>1</sup>, ZHANG Fan<sup>2</sup>, XIE Pingping<sup>1</sup>, LI Li<sup>1</sup>, GONG Zhen<sup>2</sup>

(1. Electric Power Dispatching Control Center of Guangdong Power Grid Co., Ltd., Guangzhou 510620, China;

2. State Key Laboratory of HVDC, Electric Power Research Institute of China Southern Power Grid, Guangzhou 510663, China)

**Abstract:** Grid forming energy storage system can improve the sub/super synchronous oscillation (SSO) stability of renewable energy units, but its stability characteristics under all operating conditions have not been explored. Aiming at this problem, a frequency coupled two-dimensional impedance model for grid forming energy storage grid-connected system is constructed. Compared with the traditional one-dimensional impedance model, the accuracy of SSO stability analysis is improved. Based on the stability discrimination method using aggregated impedance determinant, the oscillation stability analysis method for grid forming energy storage system under all working conditions is proposed. The operating range of energy storage output power and short circuit ratio (SCR) in the oscillation stability region of system state space is given, and the influence of different control parameters on the stability region are considered. Theoretical analysis and PSCAD simulation show that the proposed method can accurately analyze the SSO stability under all operating conditions. The influence characteristics of SCR, output power, and converter control parameters on oscillation stability region of grid-connected energy storage system based on grid following or grid forming control are summarized, providing references for the stability analysis of large-scale energy storage grid connection.

**Key words:** grid forming energy storage; oscillation stability; all working conditions; stable operating range; short circuit ratio; output power; control parameters

## 附录 A

传递函数模型仅能描述相同频率扰动间的相互动态关系，因此采用阻抗型传递函数似乎无法表征频率耦合分量相互作用关系。为了使得频率耦合阻抗模型能表示互补频率间的耦合效应，可将工频电压相位为基准，频率耦合分量相位与基频分量相位相减，此时互补频率分量实为同一频率的分量，其关系如图 A1 所示。

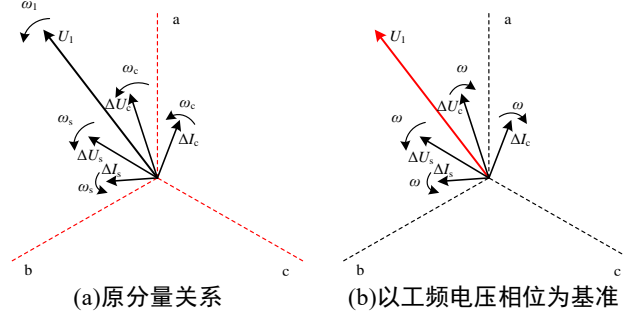


图 A1 频率耦合分量的关系

Fig.A1 Relationship between frequency coupling components

图 A1(a)表示在静止坐标系中，扰动电压、电流分量和工频电压之间的关系。其中，工频电压以  $\omega_1$  的角速度旋转，频率为  $f_s$  的电压、电流分量均以  $\omega_s$  的角速度旋转，与工频电压分量间始终分别保持相位差  $(\omega_s - \omega_1)t + (\varphi_s - \varphi_1)$ 、 $(\omega_s - \omega_1)t + (\varphi_{is} - \varphi_1)$ ，而频率为  $f_c$  的电压、电流分量均以  $\omega_c$  的角速度旋转，与工频电压分量间始终分别保持相位差  $(\omega_c - \omega_1)t + (\varphi_c - \varphi_1)$ 、 $(\omega_c - \omega_1)t + (\varphi_{ic} - \varphi_1)$ ，考虑到频率耦合关系，有  $\omega_s - \omega_1 = -(\omega_c - \omega_1) = \omega$ 。

图 A1(b)中，在以工频电压  $U_1$  的相位为基准时，频率互补的两个电压分量  $\Delta U_s$  和  $\Delta U_c$  变为频率相同(均为  $\omega$ )，但旋转方向相反的两个分量。类似地，频率互补的两个电流分量  $\Delta I_s$  和  $\Delta I_c$  间的关系也是频率相同(均为  $\omega$ )，方向相反。因此，若以工频电压的相位为基准，互补频率的扰动电压、电流分量同频率，故可以采用传递函数表示互补频率分量  $\Delta U_s$  和  $\Delta I_c$ 、 $\Delta U_c$  和  $\Delta I_s$  间的关系，这是频率耦合阻抗模型成立的基础。

## 附录 B

$$\begin{cases} G_{\Delta\theta-ls}(s) = -\frac{K_1 U_1}{s(sT_1 + D_p + K_f)} \\ G_{\Delta\theta-lc}(s) = -\frac{K_1 U_1}{s(sT_1 + D_p + K_f)} \\ G_{\Delta\theta-us}(s) = -\frac{K_1 I_1^*}{s(sT_1 + D_p + K_f)} \\ G_{\Delta\theta-uc}(s) = -\frac{K_1 I_1}{s(sT_1 + D_p + K_f)} \end{cases} \quad (B1)$$

$$\begin{cases} G_{\Delta E-ls}(s) = -jG_Q(s)K_1 U_1 \\ G_{\Delta E-lc}(s) = jG_Q(s)K_1 U_1 \\ G_{\Delta E-us}(s) = -G_Q(s) \left( D_U K_2 \frac{1 - e^{-sT_1}}{sT_1} - jK_1 I_1^* \right) \\ G_{\Delta E-uc}(s) = -G_Q(s) \left( D_U K_2 \frac{1 - e^{-sT_1}}{sT_1} + jK_1 I_1 \right) \end{cases} \quad (B2)$$

$$\begin{cases} G_{\Delta i_{vd}-ls}(s) = \frac{G_{\Delta\theta-ls}(s) \cdot K_3 - \sqrt{2}G_{\Delta E-ls}\omega_1 L_v}{(R_v + sL_v)^2 + (\omega_1 L_v)^2} \\ G_{\Delta i_{vd}-lc}(s) = \frac{G_{\Delta\theta-lc}(s) \cdot K_3 - \sqrt{2}G_{\Delta E-lc}\omega_1 L_v}{(R_v + sL_v)^2 + (\omega_1 L_v)^2} \\ G_{\Delta i_{vd}-us}(s) = \frac{G_{\Delta\theta-us}(s) \cdot K_3 - \sqrt{2}G_{\Delta E-us}\omega_1 L_v - (R_v + sL_v - j\omega_1 L_v)e^{-j\theta_0}}{(R_v + sL_v)^2 + (\omega_1 L_v)^2} \\ G_{\Delta i_{vd}-uc}(s) = \frac{G_{\Delta\theta-uc}(s) \cdot K_3 - \sqrt{2}G_{\Delta E-uc}\omega_1 L_v - (R_v + sL_v + j\omega_1 L_v)e^{j\theta_0}}{(R_v + sL_v)^2 + (\omega_1 L_v)^2} \end{cases} \quad (B3)$$

$$\left\{ \begin{aligned} G_{\Delta ivq-ls}(s) &= \frac{G_{\Delta\theta-ls}(s) \cdot K_4 - \sqrt{2}G_{\Delta E-ls}(R_v + sL_v)}{(R_v + sL_v)^2 + (\omega_l L_v)^2} \\ G_{\Delta ivq-lc}(s) &= \frac{G_{\Delta\theta-lc}(s) \cdot K_4 - \sqrt{2}G_{\Delta E-lc}(R_v + sL_v)}{(R_v + sL_v)^2 + (\omega_l L_v)^2} \\ G_{\Delta ivq-us}(s) &= \\ G_{\Delta\theta-us}(s) \cdot K_4 - \sqrt{2}G_{\Delta E-us}(R_v + sL_v) + (jR_v + jsL_v + \omega_l L_v)e^{-j\varphi_0} \\ &\quad \frac{}{(R_v + sL_v)^2 + (\omega_l L_v)^2} \\ G_{\Delta ivq-uc}(s) &= \\ G_{\Delta\theta-uc}(s) \cdot K_4 - \sqrt{2}G_{\Delta E-uc}(R_v + sL_v) - (jR_v + jsL_v - \omega_l L_v)e^{j\varphi_0} \\ &\quad \frac{}{(R_v + sL_v)^2 + (\omega_l L_v)^2} \end{aligned} \right. \quad (B4)$$

$$\left\{ \begin{aligned} K_3 &= U_1 [R_v \sin(\varphi_\theta) + \omega_l L_v \cos(\varphi_\theta) + sL_v \sin(\varphi_\theta)] \\ K_4 &= U_1 [R_v \cos(\varphi_\theta) - \omega_l L_v \sin(\varphi_\theta) + sL_v \cos(\varphi_\theta)] \end{aligned} \right. \quad (B5)$$

$$\left\{ \begin{aligned} G_{\Delta udr-ls}(s) &= G_{\Delta\theta-ls} \cdot K_5 + G_{\Delta ivd-ls}G_d + (-G_d + j\omega_l L)e^{-j\varphi_0} \\ G_{\Delta udr-lc}(s) &= G_{\Delta\theta-lc} \cdot K_5 + G_{\Delta ivd-lc}G_d + (-G_d - j\omega_l L)e^{j\varphi_0} \\ G_{\Delta udr-us}(s) &= G_{\Delta\theta-us} \cdot K_5 + G_{\Delta ivd-us}G_d + e^{-j\varphi_0} \\ G_{\Delta udr-uc}(s) &= G_{\Delta\theta-uc} \cdot K_5 + G_{\Delta ivd-uc}G_d + e^{j\varphi_0} \end{aligned} \right. \quad (B6)$$

$$\left\{ \begin{aligned} G_{\Delta uqr-ls}(s) &= G_{\Delta\theta-ls} \cdot K_6 + G_{\Delta ivq-ls}G_q + (jG_d + \omega_l L)e^{-j\varphi_0} \\ G_{\Delta uqr-lc}(s) &= G_{\Delta\theta-lc} \cdot K_6 + G_{\Delta ivq-lc}G_q + (-jG_q + \omega_l L)e^{j\varphi_0} \\ G_{\Delta uqr-us}(s) &= G_{\Delta\theta-us} \cdot K_6 + G_{\Delta ivq-us}G_q - je^{-j\varphi_0} \\ G_{\Delta uqr-uc}(s) &= G_{\Delta\theta-uc} \cdot K_6 + G_{\Delta ivq-uc}G_q + je^{j\varphi_0} \end{aligned} \right. \quad (B7)$$

$$\left\{ \begin{aligned} K_5 &= \omega_l L I_1 \cos(\varphi_{i1} - \varphi_\theta) - G_d I_1 \sin(\varphi_{i1} - \varphi_\theta) - U_1 \sin \varphi_\theta \\ K_6 &= \omega_l L I_1 \sin(\varphi_{i1} - \varphi_\theta) + G_q I_1 \cos(\varphi_{i1} - \varphi_\theta) - U_1 \cos \varphi_\theta \end{aligned} \right. \quad (B8)$$

$$\left\{ \begin{aligned} G_{\Delta ustr-ls}(s) &= \frac{e^{j\varphi_0}}{2} [G_{\Delta udr-ls} + jG_{\Delta uqr-ls} + G_{\Delta\theta-ls}(jU_{dr} - U_{qr})] \\ G_{\Delta ustr-lc}(s) &= \frac{e^{j\varphi_0}}{2} [G_{\Delta udr-lc} + jG_{\Delta uqr-lc} + G_{\Delta\theta-lc}(jU_{dr} - U_{qr})] \\ G_{\Delta ustr-us}(s) &= \frac{e^{j\varphi_0}}{2} [G_{\Delta udr-us} + jG_{\Delta uqr-us} + G_{\Delta\theta-us}(jU_{dr} - U_{qr})] \\ G_{\Delta ustr-uc}(s) &= \frac{e^{j\varphi_0}}{2} [G_{\Delta udr-uc} + jG_{\Delta uqr-uc} + G_{\Delta\theta-uc}(jU_{dr} - U_{qr})] \end{aligned} \right. \quad (B9)$$

$$\left\{ \begin{aligned} G_{\Delta ucr-ls}(s) &= \frac{e^{-j\varphi_0}}{2} [G_{\Delta udr-ls} - jG_{\Delta uqr-ls} - G_{\Delta\theta-ls}(jU_{dr} + U_{qr})] \\ G_{\Delta ucr-lc}(s) &= \frac{e^{-j\varphi_0}}{2} [G_{\Delta udr-lc} - jG_{\Delta uqr-lc} - G_{\Delta\theta-lc}(jU_{dr} - U_{qr})] \\ G_{\Delta ucr-us}(s) &= \frac{e^{-j\varphi_0}}{2} [G_{\Delta udr-us} - jG_{\Delta uqr-us} - G_{\Delta\theta-us}(jU_{dr} - U_{qr})] \\ G_{\Delta ucr-uc}(s) &= \frac{e^{-j\varphi_0}}{2} [G_{\Delta udr-uc} - jG_{\Delta uqr-uc} - G_{\Delta\theta-uc}(jU_{dr} - U_{qr})] \end{aligned} \right. \quad (B10)$$

附录 C

表 C1 仿真系统参数

Table C1 System parameters of simulation system

	参数	数值	参数	数值
构网型 储能并 网系统 及控制 参数	$\omega_0$	100 $\pi$ rad/s	$K_f$	10
	$R$	1.26 m $\Omega$	$T_J$	0.065s
	$L$	0.04 mH	$D_p$	0.05
	$R_g$	1 $\Omega$	$D_U$	0.01
	$L_g$	0.15 mH	$K_{pQ}$ 、 $K_{pd}$ 、 $K_{pq}$	0.64
	$u_g$	506 V	$K_{iQ}$ 、 $K_{id}$ 、 $K_{iq}$	100
	$U_{dcref}$	1.2 kV	$P_{ref}$	20kW
	$R_V$	0.01 $\Omega$	$Q_{ref}$	0kW
	$L_V$	0.15 mH		
	跟网型 储能控 制参数	$K_{Pll}(K_{Ipll})$	1(100)	$K_{pdc}(K_{ide})$
	$K_{Pq}(K_{Iq})$	1(150)	$K_{Pd}(K_{id})$	1(150)

附录 D

由图 2 可见，35~40Hz 附近跟网型变流器阻抗模型理论值与辨识值误差较大，而构网型变流器阻抗模型误差较小，究其原因，与跟网型控制中锁相环(PLL)非线性动态特征有关，即当输入电压间谐波扰动时，PLL 输出相位偏差会出现不同阶次的频率耦合分量，如图 D1 所示。由谐波扰动分量产生的相位偏差如公式(D1)所示<sup>[9]</sup>，其传递函数见式(D2)， $G_\theta$ 伯德图如图 D2 所示。

$$\Delta\theta(f) = -2jG_\theta(s)\Delta U_s \quad f = \Delta f_s = f_s - f_1 \quad (D1)$$

$$G_\theta(s) = G_{PLL}(s) / [2(1 + U_1 G_{PLL}(s))] \quad (D2)$$

$$G_{PLL}(s) = \left( K_{pPLL} + \frac{K_{iPLL}}{s} \right) \frac{1}{s}$$

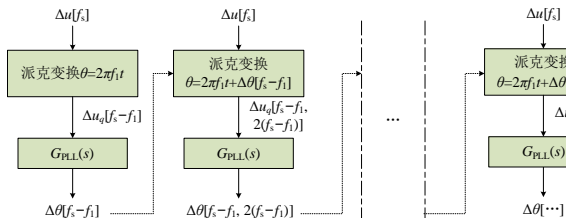


图 D1 锁相环动态导致频率耦合

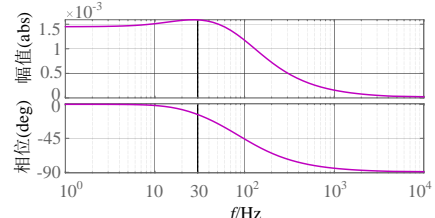


图 D2 锁相环闭环传递函数伯德图

Fig.D1 Frequency coupling effect induced by PLL dynamics Fig.D2 Bode diagram of closed loop transfer function of PLL

可见，谐振频率处(30 Hz)输出相位偏差值较大。当扰动电压  $\Delta U_s$  频率  $f_s$  为 35~40 Hz 时，PLL 输入扰动信号频率  $=f_s - f_1 = 10 \sim 15$  Hz。根据图 D1 可知，PLL 输出相位偏差量频率除了  $f_s - f_1$ ，还包含  $2(f_s - f_1)$  等高阶分量，即包含 20~30 Hz 分量，该频率段刚好位于谐振频率附近，又因为频率耦合阻抗建模仅考虑幅值占比较高的  $f_s - f_1$  分量<sup>[9]</sup>，忽略其余高阶分量，因此 35~40 Hz 误差较大。而本文构网型储能，避免了 PLL 电压相位测量环节，因此理论值误差较小。

另外以图 D3 所示的典型变流器并网系统为例，阐述图 D1 所示 PLL 非线性动态特征导致的频率耦合机制。若在变流器并网点施加频率为  $f_s$  的电压扰动，则其控制器输入的三相电压信号  $u_{ABC}$  中将会出现频率为  $f_s$  的扰动分量，经过派克变换(abc/dq)后，在 dq 坐标系下的电压信号  $u_d$  和  $u_q$  中将会出现  $f_s - f_1$  的扰动分量，进一步，锁相环输出角度  $\theta_{PLL}$  中也会出现频率为  $f_s - f_1$  的扰动分量；将该角度用于派克变换，输出的 dq 轴信号中既含有频率为  $f_s - f_1$  的一阶扰动分量，还会有幅值较小的频率为  $2(f_s - f_1)$  的二阶扰动分量，该扰动分量反过来又会影响锁相环的输出，导致锁相环输出角度中存在更高阶的扰动分量，如图 D1 所示，这也体现了锁相环的非线性作用。

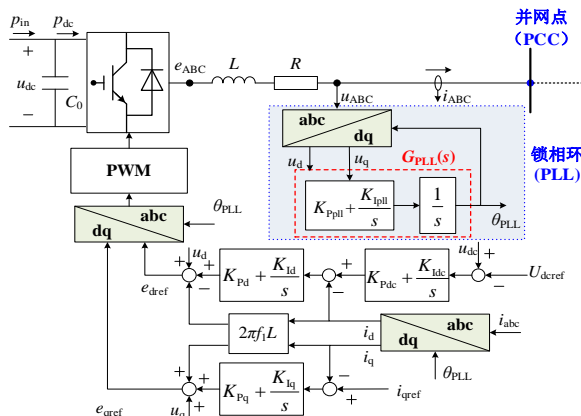


图 D3 典型跟网型变流器并网系统

Fig.D3 Typical structure of grid following control converter

附录 E

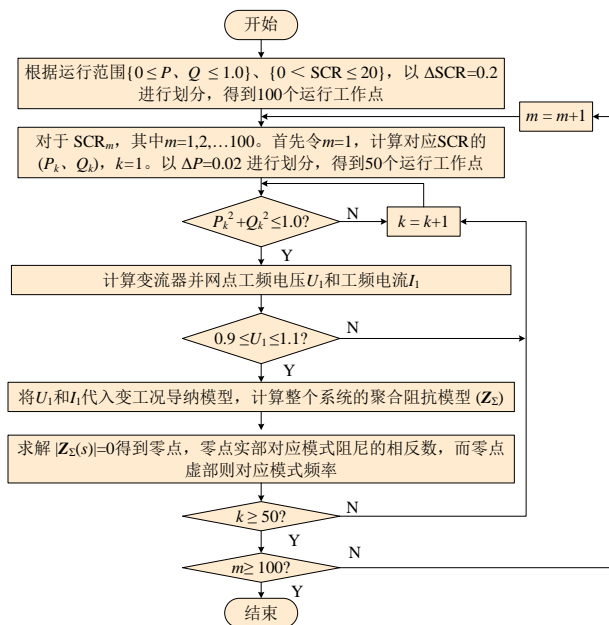


图 E1 全工况稳定性分析流程图

Fig.E1 stability analysis under all operating conditions

附录 F

当 SCR 为 2.5 时,  $R_{\Sigma}(\omega_r)k_{X\Sigma}(\omega_r) > 0$ , 如图所示:

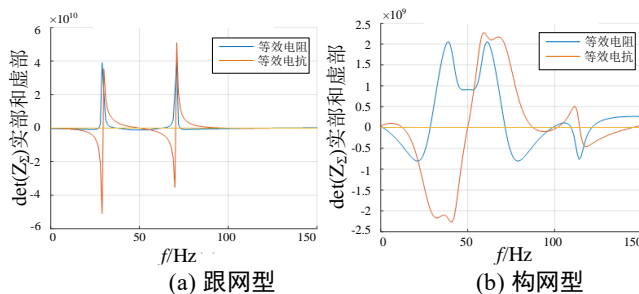


图 F1 SCR 为 2.5 时聚合阻抗频率特性曲线

Fig.F1 Aggregated impedance frequency characteristic curve when SCR equals to 2.5

附录 G

为了探究跟、构网变流器不同占比下系统稳定性与 SCR 的相关关系, 对构网变流器占比分别为 0、10%、20%、30%的跟、构网变流器频率耦合阻抗模型进行聚合, 得到跟、构网变流器聚合阻抗频率特性曲线, 如图 G1 所示(SCR 为 1.8)。其中  $R_{eq}$ 、 $X_{eq}$  为等效电阻和等效电抗。可见:

- 1) 只有跟网型机组时，等效电抗过零点处  $R_{\Sigma}(\omega_r) \cdot k_{X\Sigma}(\omega_r) < 0$ ，系统存在次/超同步振荡的风险；
- 2) 随着构网变流器占比的逐渐提升，等效电抗过零点处  $R_{\Sigma}(\omega_r) k_{X\Sigma}(\omega_r) > 0$ ，说明跟、构网变流器混合接入系统使得次/超振荡特性得到改善，系统发生振荡时的临界 SCR 逐渐上升。

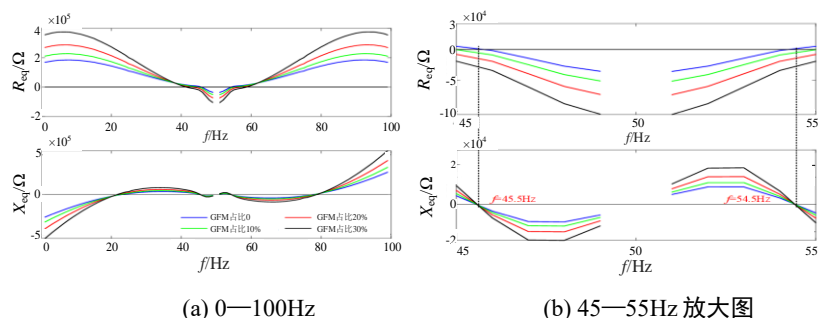


图 G1 跟、构网混合变流器聚合阻抗频率特性曲线(SCR 为 1.8)

Fig.G1 Aggregated impedance frequency characteristic curve of grid following and grid forming converters when SCR equals to 1.8

### 附录 H

控制参数对系统稳定性的影响较大，本文所提构网储能的频率耦合阻抗模型，除了可分析全工况振荡稳定特性，还可分析不同控制参数对振荡模式的影响机制。以图 1 所示虚拟电感  $L_v$  为例，分析其对振荡模式的影响机理。设置 SCR 为 10，构网储能出力为 0.8 p. u.。

通过聚合阻抗行列式的频率特性曲线判断振荡稳定性。由图 H1(a)可知，当  $L_v=1$  mH 时，等效电阻、电抗曲线均无过零点，系统振荡风险较低。当  $L_v$  增大到 3 mH，等效电抗曲线在频率 49 Hz/51 Hz 处穿过零点，见图 H1(b)，且等效电阻与等效电抗曲线的斜率之乘积大于 0，即  $R_{\Sigma}(\omega_r)k_{X\Sigma}(\omega_r) > 0$ ，根据聚合阻抗稳定判据<sup>[22]</sup>，说明  $L_v$  过大可能引发 49 Hz/51 Hz 的近工频振荡。

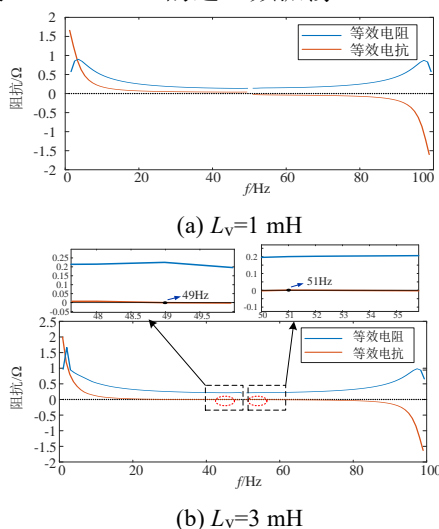


图 H1 构网储能不同虚拟电感下的聚合阻抗频率特性曲线

Fig. H1 Aggregated impedance frequency characteristic curve of grid forming under different virtual inductance values

此外，以图 1 中无功控制环积分系数  $K_{iQ}$  为例，所提方法亦可分析  $K_{iQ}$  对振荡模式的影响机理。设置 SCR 为 10，构网储能出力为 0.8 p. u.。  $K_{iQ}$  从 318 降低到 10.6，聚合阻抗频率特性曲线如图 H2 所示。可见，在 0.2 Hz/100.2 Hz 处等效电阻曲线存在过零点，且  $X_{\Sigma}(\omega_r)k_{R\Sigma}(\omega_r) > 0$ ，说明系统存在 0.2 Hz/100.2 Hz 的振荡风险。在 49.5 Hz/149.5 Hz 处等效电抗曲线存在过零点，且  $R_{\Sigma}(\omega_r)k_{X\Sigma}(\omega_r) < 0$ ，说明系统同时存在 49.5 Hz/149.5 Hz 的振荡风险。

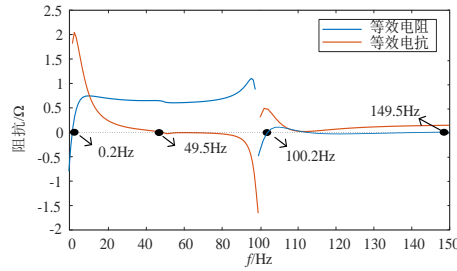


图 H2 构网储能在  $K_{iQ}=10.6$  时聚合阻抗频率特性曲线

Fig. H2 Aggregated impedance frequency characteristic curve of grid forming under  $K_{iQ}=10.6$

### 附录 I

仿真系统如下图 I1 所示，其中储能系统由直流电压源代替，经过 DC/DC 变流器与逆变器直流侧相连。跟、构网控制参数如表 C1 所示。

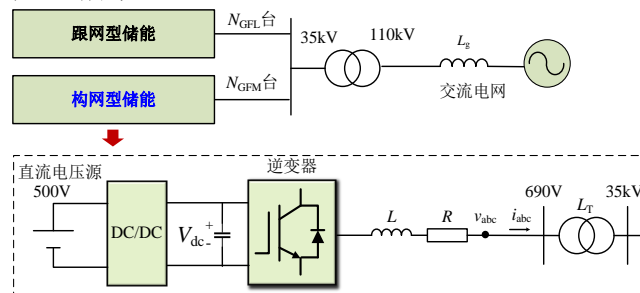
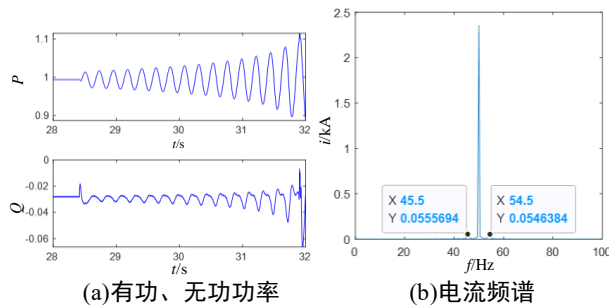


图 I1 仿真系统拓扑

Fig.I1 Simulation system

### 附录 J

将构网型机组断开，跟网型机组并网台数  $N_{GFL}=10$  台，在仿真中将 SCR 由 1.9 降低至 1.8，机组输出功率、电流频谱仿真结果如图 K1 所示。可见，SCR 降低后，机组输出功率发散，系统失稳。分析电流频谱可知，振荡频率为 45.5 Hz 和 54.5 Hz。随着 SCR 的逐渐降低，跟网型机组发生频率耦合的次/超同步振荡，振荡临界 SCR 为 1.9。时域仿真与基于聚合阻抗的稳定性分析结果一致。



(a)有功、无功功率

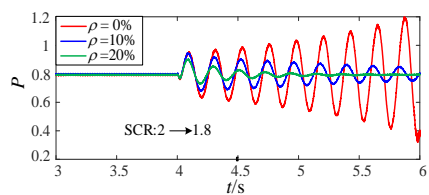
(b)电流频谱

图 J1 SCR 由 1.9 降低为 1.8

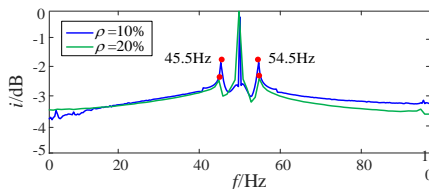
Fig.J1 SCR decreases from 1.9 to 1.8

### 附录 K

在仿真中设置并网储能变流器为 20 台，同时装设有构网变流器和跟网变流器。仿真开始时设置 SCR 为 2，变流器有功/无功指令为 0.8 p.u./0； $t=4s$  时刻，改变电网等效阻抗将 SCR 降低为 1.8。仿真得到构网变流器占比  $\rho$  分别为 0、10%、20% 时的有功功率，如图 J1(a)所示。可见，当变流器全部采用跟网控制时，输出功率发散，与理论分析吻合；当  $\rho$  达到 10%，有功逐渐收敛，达到 20% 时，收敛速度加快，说明随着构网变流器占比的提升，SCR 的降低对振荡的幅值影响变小，有助于提升系统阻尼。电流频谱如图 J1(b)所示，振荡频率为 45.5 Hz/54.5 Hz，与阻抗分析结果吻合。



(a) 不同构网变流器占比下总输出功率



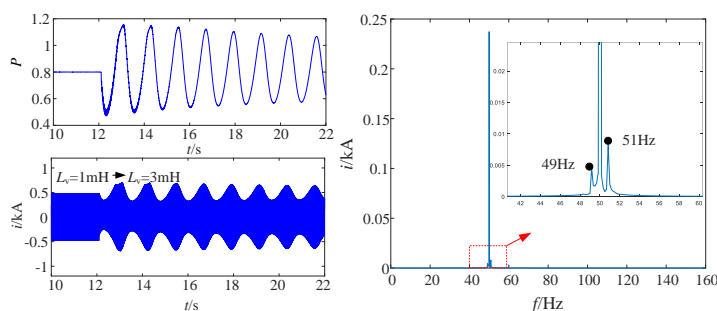
(b) 电流频谱分析

图 K1 不同构网变流器占比下输出有功及电流频谱

Fig.K1 Output active power and current spectrum of converter with different ratio of grid forming

### 附录 L

为验证虚拟电感  $L_v$  对稳定性的影响，在仿真中设置稳态工作点为 SCR 为 10，构网储能有功出力为  $P=0.8$  p. u.， $L_v=1$  mH。在 12 s 时，设置  $L_v$  增大到 3 mH，对应有功、电流(A 相)及其电流频谱如图 L1 所示，可知， $L_v$  增大后，变流器输出功率发生振荡，电流中出现了频率为 49 Hz、51 Hz 的扰动分量，与阻抗分析结果一致。



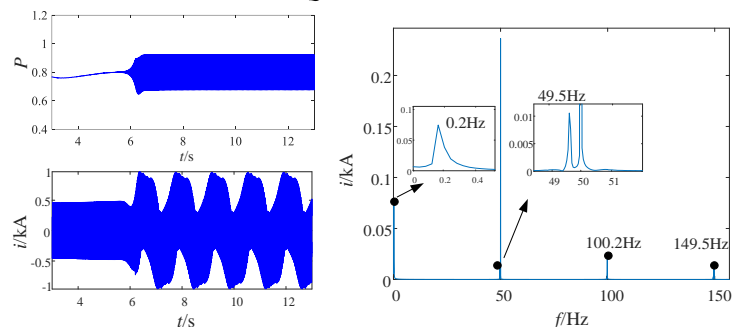
(a) 有功、A 相电流

(b) 电流频谱分析

图 L1 构网型机组输出有功、电流及其频谱(有功 0.8 p.u.)

Fig.L1 Output active power, phase A current and its frequency spectrum of grid forming control-based converter ( $P=0.8$  p.u.)

验证无功控制环积分系数  $K_{iQ}$  对稳定性的影响，其他运行参数与  $L_v$  仿真测试相同，6 s 时设置  $K_{iQ}$  从 318 降低到 10.6，对应有功、电流(A 相)及其电流频谱如图 L2 所示。可见， $K_{iQ}$  降低后，变流器输出功率发生振荡，电流中出现了频率为 0.2 Hz/100.2 Hz、49.5Hz/149.5Hz 的扰动分量，与阻抗分析结果一致。进一步发现，0.2 Hz 的低频分量占比较大，意味  $K_{iQ}$  可能引发低频振荡，这与文献[19]中描述的趋势相同。



(a) 有功、A 相电流

(b) 电流频谱分析

图 L2 构网型机组输出有功、电流及其频谱(有功 0.8 p.u.)

Fig.L2 Output active power, phase A current and its frequency spectrum of grid forming control-based converter ( $P=0.8$  p.u.)