

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.240310

# 考虑直流侧电源特性影响的跟网型变换器控制参数设计

闫征<sup>1</sup>, 赵清松<sup>2</sup>, 徐建源<sup>1</sup>

(1. 沈阳工业大学电气工程学院, 辽宁 沈阳 110870; 2. 国网辽宁省电力有限公司电力科学研究院, 辽宁 沈阳 110006)

**摘要:** 为研究不同直流侧电源特性对跟网型变换器(grid-following, GFL)控制参数设计的影响, 基于状态空间平均理论建立变换器平均值模型, 将典型应用场景下的直流侧端口等效为恒功率源和电流源, 推导相电流、锁相环和直流电压控制线性化建模方法, 对两种运行方式下的控制器参数进行定量计算。针对恒电流源并网时直流电压控制出现右半平面(right-half plane, RHP)极点、开环不稳定导致系统存在运行失稳风险, 从平衡稳定性与快速性的角度出发, 确定控制环带宽和相位裕度设计指标, 计算控制器参数并结合频率特性进行验证。最后搭建跟网型变换器详细开关模型, 开展不同直流侧电源并网仿真分析。结果表明了所提参数设计方案的准确性和有效性, 避免了运行方式变化引起的控制参数不适用问题。

**关键词:** 跟网型换流器; 恒直流功率源; 恒直流电流源; 直流电压控制; 控制参数设计

## Control parameter design for a grid-following converter considering the influence of DC-side characteristics

YAN Zheng<sup>1</sup>, ZHAO Qingsong<sup>2</sup>, XU Jianyuan<sup>1</sup>

(1. School of Electrical Engineering, Shenyang University of Technology, Shenyang 110870, China;

2. Electric Power Research Institute of State Grid Liaoning Electric Power Co., Ltd., Shenyang 110006, China)

**Abstract:** This paper focuses on analyzing the impact of different DC-side characteristics on control parameter design for grid-following (GFL) converters. Based on the state-space averaging theory, an averaged model of the GFL converter is established. The DC-side terminal in typical application scenarios is equivalently modeled as a constant power source and a constant current source. Linearized modeling methods for phase current control, phase-locked loop (PLL), and DC voltage control are derived, and controller parameters are quantitatively calculated for both operating modes. For grid connection under a constant current source, the right-half plane (RHP) poles introduced by the DC voltage control lead to open-loop instability and potential operational instability. To address this, the control bandwidth and phase margin of the DC voltage control are designed to balance stability and dynamic response speed, with controller parameters being calculated and verified based on frequency characteristics. Finally, a detailed switching model for the GFL converter is constructed, and simulation analyses with different DC-side sources are conducted. The results validate the accuracy and effectiveness of the proposed controller parameter design scheme, ensuring control parameter adaptability in varying operational conditions.

This work is supported by the National Natural Science Foundation of China (No. 51777130).

**Key words:** grid-following converter; constant DC power source; constant DC current source; DC voltage control; control parameter design

## 0 引言

随着我国“双碳”目标的不断推进, 大力发展清洁能源, 推动电网向绿色低碳、共享互助转型, 建设能源互联网成为大势所趋。跟网型变换器具备功

率控制灵活和快速响应的特点, 可以减少电能变换环节, 提高供电质量、效率和可靠性, 满足用户多样化用电需求, 现已广泛应用于光伏/储能电池/风电<sup>[1-3]</sup>、静止同步补偿(static synchronous compensator, STATCOM)<sup>[4]</sup>、电动汽车充电桩<sup>[5]</sup>、固态变压器<sup>[6]</sup>和柔性直流输配电<sup>[7-10]</sup>等领域, 为构建以新能源为主体的新型电力系统提供有效解决方案。

跟网型变换器为下级直流侧并网设备提供电压

**基金项目:** 国家自然科学基金项目资助(51777130); 国网总部科技项目资助(5108-202218280A-2-382-XG)

支撑,控制参数是保证系统稳定运行的关键。大部分文献直接给出控制器参数,通过阻抗分析<sup>[11-14]</sup>和状态空间<sup>[15-16]</sup>等方法将系统失稳归结于参数取值不合理引起的负阻尼效应。文献[17]将变换器直流侧视为理想电压源,提出谐波线性化的阻抗建模方法。在此基础上,文献[18]对比跟网型变换器与电网阻抗频率响应特性,确定锁相环的临界稳定带宽,研究适应弱电网阻抗波动的 PLL 控制参数设计方案。文献[19-20]假设直流侧恒功率负载特性建立变换器频域小信号模型,分别提出下垂和虚拟同步发电机控制参数设计方案。文献[21]建立直流电压控制变换器频域阻抗模型,划分各控制环节作用频率范围,分析不同频段产生负阻尼的主导影响因素,简化控制参数设计流程。文献[22]基于主从控制下变换器状态空间模型,采用根轨迹法确定参数对稳定性影响较大的主要控制环节。但由于内部多个控制环路叠加在一起,上述研究难以给出具体的参数设计指标和计算方法,采用多目标优化算法进行控制参数寻优成为一种新思路。文献[23]推导电流内环等效传递函数,建立定有功功率变换器小信号模型,以动态过程中实际有功与给定值偏差最小为目标函数,通过改进粒子群算法优化功率外环控制参数。文献[24]根据高频段控制器稳定和变换器阻抗正阻尼约束的数学表达式,采用 NSGA-III 算法确定控制参数可行域。综上所述,描述系统详细动态的高

阶模型<sup>[25-28]</sup>较为准确,但大幅增加了计算工作量,且无法保证稳定裕度和动态响应速度的平衡,目前仍缺少针对跟网型变换器控制参数的实用理论设计方法。变换器直流侧在新能源并网时呈现恒功率特性,而在储能电池和电动汽车充电等场景下具备恒电流源特性,不同运行方式对参数适用性的影响尚不清晰,需要根据实际场景下的控制系统展开详细分析,检验被控对象变化时参数设计的合理性。

本文通过状态空间平均消除开关动作的不连续性,基于功率平衡建立跟网型变换器交直流侧平均值模型。对于坐标变换和直流电压控制引起的非线性环节,在同步旋转坐标系下研究各控制回路的线性化建模方法。分析恒直流功率源和电流源并网直流电压控制系统闭环传递函数,综合控制稳定和系统响应速度的要求,提出两种不同运行方式控制性能指标设计方案,消除直流侧恒流源并网时开环不稳定风险,为跟网型变换器控制参数计算提供理论指导。通过频率响应分析和时域仿真模型进行参数设计验证,证明本文所提设计方法的有效性。

### 1 跟网型变换器平均值模型

图 1 为跟网型变换器的主电路和控制结构,交流端与三相电网经滤波电感  $L$  连接,交流系统电压和并网电流分别为  $v_x$  和  $i_x$  ( $x = a, b, c$ , 下同),以直流母线中点电压  $v_m$  作为参考,交流端相对直流中点

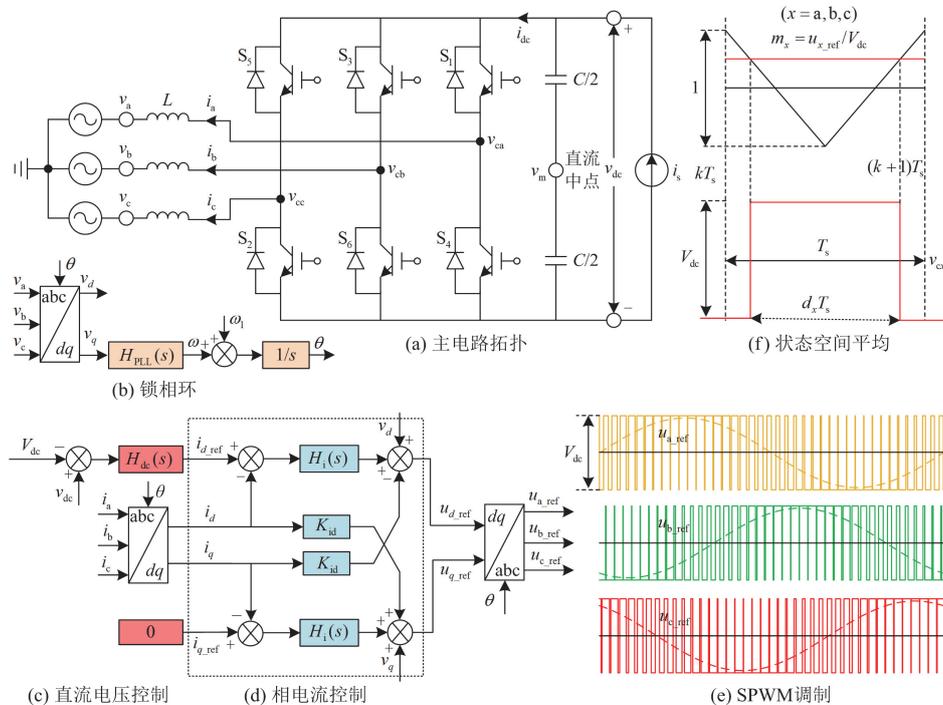


图 1 跟网型变换器主电路拓扑和控制系统结构

Fig. 1 Main circuit topology and control system structure of GFL converter

的电压为  $v_{cx}$ ,  $S_1$ — $S_6$  表示三相 6 个桥臂开关器件, 每相上下桥臂开关交替导通, 直流母线正负极之间电压为  $v_{dc}$ , 将直流侧电容  $C$  平均分为上下两部分, 直流正负极相对中点电压为  $\pm v_{dc}/2$ ,  $i_s$  为直流电源输出电流,  $i_{dc}$  为直流端口电流。基于同步旋转  $dq$  坐标系的控制系统均采用 PI 调节器, 锁相环、相电流和直流电压控制器传递函数分别为  $H_{PLL}(s)$ 、 $H_i(s)$  和  $H_{dc}(s)$ 。锁相环跟踪并网电压相位为  $\theta$ ,  $\omega_1$  为系统基频。  $v_x$  和  $i_x$  经坐标变换为  $dq$  轴分量  $v_d$  和  $v_q$ 、 $i_d$  和  $i_q$ , 取逆变工作方式电流方向为正, 直流电压参考  $V_{dc}$  经控制输出  $i_{d\_ref}$ , 单位功率因数下  $i_{q\_ref} = 0$ ,  $K_{id}$  为电流控制解耦系数,  $K_{id} = \omega_1 L$ , 双闭环输出  $u_{d\_ref}$  和  $u_{q\_ref}$  经坐标反变换为 SPWM 提供参考信号  $u_{x\_ref}$ , 调制产生  $S_1$ — $S_6$  触发脉冲控制导通与关断。

对控制参数进行设计的前提是得到变换器线性化模型, 通过状态空间平均消除桥臂真实开关动作造成的系统不连续性, 建立功率级平均值模型, 为控制回路小信号线性化提供理论基础。变换器内部均为理想开关动作时, 如图 1(f)所示, 在一个控制周期  $T_s$  内交流端电压平均值  $\bar{v}_{cx}$  表示为式(1), 其中  $k$  取值为任意正整数,  $d_x$  为一相上桥臂开关导通占空比, 定义  $m_x$  为调制系数, 则有  $d_x = m_x + 0.5$ , 由图 1(e)可知,  $m_x$  为  $u_{x\_ref}$  与  $V_{dc}$  的比值。为简化符号标记, 下面采用  $\bar{v}_{cx}$  表示状态空间平均后的交流端电压。

$$\bar{v}_{cx} = \frac{1}{T_s} \int_{kT_s}^{(k+1)T_s} v_{cx}(t) dt = \left[ d_x \frac{v_{dc}}{2} - (1-d_x) \frac{v_{dc}}{2} \right] = m_x v_{dc} \quad (1)$$

同理, 在三相平衡对称状态下, 系统不含零序电压和电流分量, 直流端口电流  $i_{dc}$  表示为式(2), 其中  $s_x(t)$  为一相上桥臂开关函数, 在导通关断时分别对应 1 和 0。

$$i_{dc} = \sum_{x=a,b,c} \frac{1}{T_s} \int_{kT_s}^{(k+1)T_s} i_x(t) s_x(t) dt = \sum_{x=a,b,c} d_x i_x = m_a i_a + m_b i_b + m_c i_c \quad (2)$$

忽略变换器内部损耗, 交直流侧有功功率保持平衡, 由瞬时功率理论可得

$$i_{dc} v_{dc} = \sum_{x=a,b,c} v_{cx} i_x = v_{dc} \sum_{x=a,b,c} m_x i_x \quad (3)$$

静止三相坐标系下变换器功率级平均值模型如式(4)所示。

$$L \frac{di_x}{dt} = v_{cx} - v_m - v_x \approx m_x v_{dc} - v_x \quad (4)$$

## 2 不同直流侧电源特性下控制线性化建模

### 2.1 相电流控制

跟网型变换器在同步旋转坐标系的电流控制如图 1(d)所示, 在稳态锁相环和直流电压外环控制作用下, 锁相环输出相位  $\theta$  与实际并网电压相位相同, 且直流母线电压保持不变, 采用恒功率坐标变换矩阵  $T_{dq0}(\theta)$ , 将平均值模型转换到  $dq$  轴下的电路方程, 如式(5)所示。

$$L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & L\omega_1 \\ -L\omega_1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} m_d \\ m_q \end{bmatrix} V_{dc} - \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} \quad (5)$$

将电流控制输出  $dq$  轴分量代入式(5), 可得频域表示的闭环响应传递函数如式(6)所示。

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} i_d(s) \\ i_q(s) \end{bmatrix} = \frac{T_i(s)}{1+T_i(s)} \begin{bmatrix} I_{d\_ref} \\ I_{q\_ref} \end{bmatrix} \\ T_i(s) = \frac{H_i(s)}{sL} \end{cases} \quad (6)$$

式中:  $I_{d\_ref}$ 、 $I_{q\_ref}$  为稳态电流参考值;  $T_i(s)$  为  $dq$  轴下电流环控制开环增益, 对应图 2 所示控制系统结构框图。

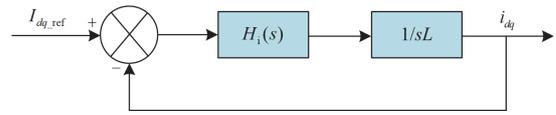


图 2 相电流控制闭环系统传递函数

Fig. 2 Closed loop transfer function of phase current control

### 2.2 锁相环控制

锁相环是保证跟网型变换器与交流电网同步的重要环节, 实际运行过程中需面对不同电网强度和复杂电能质量的影响, 其控制性能直接关系到变换器能否正常并网运行。图 1(b)所示为常用的同步参考坐标系锁相环(synchronous reference frame phase-locked loop, SRF-PLL)控制, PI 控制器改变  $\omega$  驱使变换器并网电压  $q$  轴分量接近 0, 积分器将  $H_{PLL}(s)$  输出角频率转化为坐标变换所需相角, 保持锁相环输出与并网电压同相位, 加入系统基频  $\omega_1$  以加速初始暂态过渡过程。式(7)坐标变换过程中锁相环输出相位  $\theta$  代入  $T_{dq0}(\theta)$  进行三角函数运算, 在控制系统中引入强非线性环节, 直接对其进行线性化存在一定难度。

$$T_{dq0}(\theta) V_1 \begin{bmatrix} \cos \theta_1 \\ \cos(\theta_1 - 2\pi/3) \\ \cos(\theta_1 + 2\pi/3) \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} V_1 \begin{bmatrix} \cos(\theta_1 - \theta) \\ \sin(\theta_1 - \theta) \end{bmatrix} \quad (7)$$

从小信号模型的角度分析, 稳态运行时  $\theta$  与幅值为  $V_1$  的三相并网电压实际相角  $\theta_1$  差别很小, 坐标

变换后的并网电压  $q$  轴分量如式(8)所示,  $v_q$  由  $\theta_1$  和  $\theta$  直接表示, 进而消除坐标变换在锁相环控制过程中产生的非线性。

$$v_q = \sqrt{\frac{3}{2}}V_1 \sin(\theta_1 - \theta) \approx \sqrt{\frac{3}{2}}V_1(\theta_1 - \theta) \quad (8)$$

图 3 为锁相环线性化后的闭环系统模型, 对应开环增益传递函数  $T_{PLL}(s)$  如式(9)所示,  $\theta(s)$  为锁相环输出相位小信号线性化模型。

$$\begin{cases} \theta(s) = \frac{T_{PLL}(s)}{1 + T_{PLL}(s)} \theta_1 \\ T_{PLL}(s) = \sqrt{\frac{3}{2}}V_1 \frac{H_{PLL}(s)}{s} \end{cases} \quad (9)$$

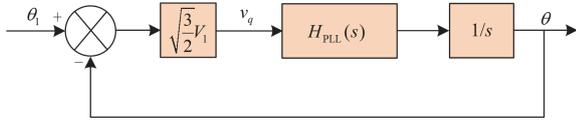


图 3 锁相环控制系统小信号线性化模型  
Fig. 3 Linearized small signal model of SRF-PLL control system

### 2.3 恒功率源和电流源并网直流电压控制

跟网型变换器直流侧电源通过整流或 DC/DC 接口向直流母线供电。以光伏和风电为代表的新能源发电通常运行在最大功率跟踪(maximum power point tracking, MPPT)模式下, 外部条件稳定时电源输出恒定功率, 储能电池和电动汽车等场景存在恒电流充放电的工作模式, 直流侧等效为恒定电流源。下面针对以上两种等效方式下直流电压控制进行线性化建模。图 1(c)所示直流电压外环为电流内环提供参考值,  $d$  轴电流分量决定变换器传输有功并引起直流母线电压变化。忽略串联电感  $L$  上的有功损耗, 直流母线电压动态满足式(10)所示功率传输关系, 其中包括有功除以直流电压产生的非线性项, 控制参数设计需要对其进行小信号线性化。

$$C \frac{dv_{dc}}{dt} = i_s - \frac{\sum_{x=a,b,c} v_x i_x}{v_{dc}} \quad (10)$$

考虑到电流环和锁相环都工作在同步旋转坐标系下, 直流母线电压动态可以采用  $dq$  轴分量表示。在电网电压保持恒定的情况下, 稳态运行时  $d$  轴电流时刻跟踪给定, 即  $i_d = i_{d\_ref}$ , 并且坐标变换相角与并网电压同向, 即  $v_q = 0$ , 对瞬时功率计算公式进行坐标变换, 通过  $dq$  轴分量表示变换器向交流系统传输的有功  $P$ , 如式(11)所示,  $V_d$  为基频稳态电压  $d$  轴分量。

$$P = \sum_{x=a,b,c} v_x i_x = V_d i_d = \sqrt{\frac{3}{2}}V_1 i_{d\_ref} \quad (11)$$

将式(11)代入式(10), 线性化得到频域表示的直流电压控制小信号模型, 如式(12)所示。

$$sC \hat{v}_{dc}(s) = \hat{i}_s(s) - \frac{V_d}{V_{dc}} \cdot \hat{i}_{d\_ref}(s) + \frac{P}{V_{dc}^2} \cdot \hat{v}_{dc}(s) \quad (12)$$

其中, 变量上方三角符号表示该变量的小信号项, 在恒直流功率源并网运行时,  $v_{dc} i_s$  为定值, 外部变量  $\hat{i}_s(s)$  不独立存在, 下级接口输出电流与直流母线电压有关, 满足式(13)和式(14)线性化关系,  $I_s$  为直流电源输出电流  $i_s$  的稳态分量。

$$\hat{i}_s(s)V_{dc} + \hat{v}_{dc}(s)I_s = 0 \quad (13)$$

$$\hat{i}_s(s) = -\frac{I_s}{V_{dc}} \hat{v}_{dc}(s) \quad (14)$$

将式(14)代入式(12), 消去小信号项  $\hat{i}_s(s)$ , 则恒直流功率源对应  $d$  轴电流参考到实际直流母线电压的传递函数  $G_{dc\_p}(s)$  为

$$G_{dc\_p}(s) = \frac{\hat{v}_{dc}(s)}{\hat{i}_{d\_ref}(s)} = -\frac{V_d}{V_{dc}} \cdot \frac{1}{sC} \quad (15)$$

同理, 恒直流电流源输出  $i_s$  为定值, 与直流母线电压无关且不存在波动,  $\hat{i}_s(s) = 0$ , 直流电压控制对象传递函数  $G_{dc\_i}(s)$  表示为式(16)。其中, 变换器直流侧电容  $C$ 、稳态传输有功  $P$  和直流电压参考  $V_{dc}$  均为大于 0 的实数,  $G_{dc\_i}(s)$  存在右半平面极点, 系统处于开环不稳定的状态。

$$G_{dc\_i}(s) = \frac{\hat{v}_{dc}(s)}{\hat{i}_{d\_ref}(s)} = -\frac{V_d}{V_{dc}} \cdot \frac{1}{sC - P/V_{dc}^2} \quad (16)$$

上述两种情况直流电压控制器传递函数分别为  $H_{dc\_p}(s)$  和  $H_{dc\_i}(s)$ , 线性化后的直流电压控制系统模型如图 4 所示, 为表示方便, 将  $G_{dc\_p}(s)$  和  $G_{dc\_i}(s)$  中的负号前提, 直流电压给定与反馈比较作差的计算符号与图 1(c)相反。

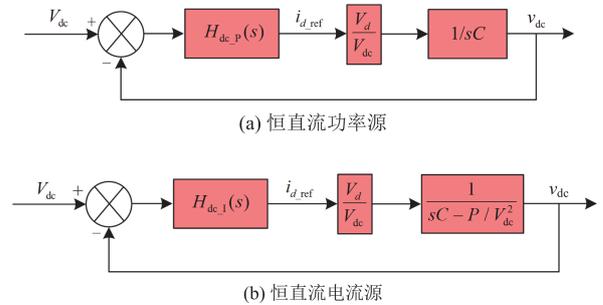


图 4 直流电压控制系统线性化小信号模型

Fig. 4 Linearized small signal model of DC voltage control system

### 3 不同直流侧电源特性下控制参数设计

#### 3.1 恒直流功率源

控制参数设计需在稳定裕度和动态响应性能之间进行取舍, 保证系统小信号稳定性倾向于慢速控制, 但运行方式波动时期望变换器快速响应。根据第2节建立的控制回路线性化模型, 恒直流功率源并网时各控制器被控对象均可归纳为积分环节, 如图5所示。其中,  $k_p$  和  $k_i$  表示 PI 控制器  $H(s)$  的比例积分系数, 被控对象等价于系数为  $A$  的积分环节  $G(s)$ ,  $R(s)$  和  $C(s)$  分别为反馈控制的输入和输出信号。开展典型 PI 反馈控制系统设计, 对于确定变换器控制参数具有重要意义。

$$H(s) = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (17)$$

$$G(s) = \frac{A}{s} \quad (18)$$

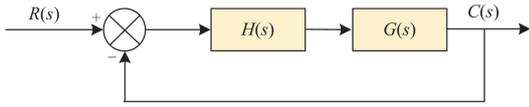


图5 典型 PI 反馈控制系统结构

Fig. 5 Typical PI based feedback control system structure

根据控制环路设计理论, 图5中稳定的负反馈系统开环截止频率  $\omega_c$  和闭环带宽频率  $\omega_b$  接近, 存在  $\omega_b > \omega_c$  且具有同向性。针对式(19)所示开环增益传递函数  $T(s)$ , 设置合理的控制回路带宽  $\omega_c = \omega_b$  和相角裕度  $\varphi_c$ , 通过式(20)计算得到  $H(s)$  比例积分系数  $k_p$  和  $k_i$ , 可同时满足系统对稳定裕度和动态特性的要求。

$$T(s) = G(s)H(s) \quad (19)$$

$$\begin{cases} |T(j\omega_c)| = \left| \frac{A}{j\omega_c} \left[ k_p + \frac{k_i}{j\omega_c} \right] \right| \Rightarrow k_p = \frac{\omega_c \sin \varphi_c}{A} \\ \angle T(j\omega_c) = \angle H(j\omega_c) - \frac{\pi}{2} \Rightarrow k_i = \frac{\omega_c^2 \cos \varphi_c}{A} \end{cases} \quad (20)$$

由上述分析可知, 恒直流功率源并网各控制环参数设计方案如式(21)一式(23)所示。  $k_{ip}$  和  $k_{ii}$ 、 $k_{op}$  和  $k_{oi}$ 、 $k_{vp\_p}$  和  $k_{vi\_p}$  分别为电流环、锁相环与直流电压控制的比例积分系数, 对应控制带宽和相角裕度分别为  $\omega_{ci}$  和  $\varphi_{ci}$ 、 $\omega_{c\theta}$  和  $\varphi_{c\theta}$ 、 $\omega_{cv\_p}$  和  $\varphi_{cv\_p}$ 。

$$\begin{cases} H_i(s) = k_{ip} + \frac{k_{ii}}{s} \\ k_{ip} = L\omega_{ci} \sin \varphi_{ci}, k_{ii} = L\omega_{ci}^2 \cos \varphi_{ci} \end{cases} \quad (21)$$

$$\begin{cases} H_{PLL}(s) = k_{op} + \frac{k_{oi}}{s} \\ k_{op} = \frac{\omega_{c\theta} \sin \varphi_{c\theta}}{\sqrt{\frac{3}{2}}V_1}, k_{oi} = \frac{\omega_{c\theta}^2 \cos \varphi_{c\theta}}{\sqrt{\frac{3}{2}}V_1} \end{cases} \quad (22)$$

$$\begin{cases} H_{dc\_p}(s) = k_{vp\_p} + \frac{k_{vi\_p}}{s} \\ k_{vp\_p} = \frac{CV_{dc}\omega_{cv\_p} \sin \varphi_{cv\_p}}{V_d} \\ k_{vi\_p} = \frac{CV_{dc}\omega_{cv\_p}^2 \cos \varphi_{cv\_p}}{V_d} \end{cases} \quad (23)$$

跟网型变换器主电路参数如表1所示, 计及电流环快速控制能力, 设置其带宽频率为 200 Hz, 为保证足够相位裕度, 取  $\varphi_{ci} = 60^\circ$ 。稳态运行情况下, 锁相环控制主要作用于电网基频电压经坐标变换后的  $q$  轴直流分量, 现有研究表明锁相环控制带宽过高引起负阻尼是次/超同步谐振的重要原因, 设置其带宽频率为 10 Hz。直流电压控制带宽为 15 Hz, 其与锁相环相位裕度指标均为  $45^\circ$ , 计算得到如表2所示控制参数。

表1 跟网型变换器电气参数

Table 1 Electrical parameters of GFL converter

参数	取值	参数	取值
额定容量 S/MW	3	开关频率/kHz	10
交流线电压/V	690	滤波电感 $L/\mu\text{H}$	75
直流母线电压 $V_{dc}/\text{V}$	1200	直流侧电容 $C/\text{mF}$	20

表2 恒直流功率源并网控制参数

Table 2 Grid-connected control parameters with constant DC power source

控制环	截止频率/相位裕度	比例/积分系数
电流环	$\omega_{ci} = 2\pi \cdot 200 \text{ rad/s}$	$k_{ip} = 0.0816$
	$\varphi_{ci} = 60^\circ$	$k_{ii} = 59.2176$
锁相环	$\omega_{c\theta} = 2\pi \cdot 10 \text{ rad/s}$	$k_{op} = 0.0644$
	$\varphi_{c\theta} = 45^\circ$	$k_{oi} = 4.0457$
直流电压环 (参数1)	$\omega_{cv\_p} = 2\pi \cdot 15 \text{ rad/s}$	$k_{vp\_p} = 2.3180$
	$\varphi_{cv\_p} = 45^\circ$	$k_{vi\_p} = 218.4688$

以直流电压环为例验证参数设计结果, 其被控对象  $G_{dc\_p}(s)$ 、控制器  $H_{dc\_p}(s)$  和开环增益  $T_{dc\_p}(s)$  频率响应如图6所示, 积分环节被控对象相位始终为  $-90^\circ$ , 控制器在  $\omega_{cv\_p}$  处相位为  $-45^\circ$ , 对应开环增益在截止频率  $\omega_{cv\_p}$  处相位为  $-135^\circ$ , 相位裕度  $\varphi_{cv\_p}$  达到初始设计要求, 控制参数计算结果与频率响应特性相互对应。

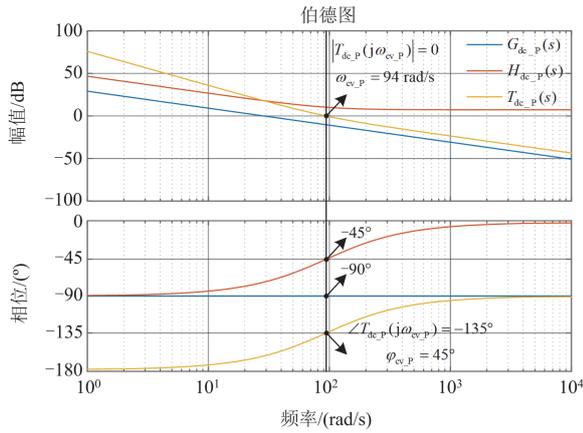


图 6 恒直流功率源  $G_{dc\_p}(s)$ 、 $H_{dc\_p}(s)$  和  $T_{dc\_p}(s)$  频率响应  
Fig. 6 Frequency response of  $G_{dc\_p}(s)$ ,  $H_{dc\_p}(s)$  and  $T_{dc\_p}(s)$  with constant DC power source

### 3.2 恒直流电流源

由式(16)可知,跟网型变换器在恒直流电流源情况下,直流电压被控对象  $G_{dc\_l}(s)$  为非最小相位惯性环节,容易引发控制功能的不稳定性,且相位滞后导致响应速度变慢。接下来对直流电压环控制参数进行定量分析与设计,由图 7 中典型系统幅相曲线可知,不稳定惯性环节  $G_{dc\_l}(s)$  相位随频率增加由  $-180^\circ$  趋近于  $-90^\circ$ ,其频率响应在右半平面极点频率  $\omega_p = 104 \text{ rad/s}$  处相位为  $-135^\circ$ 。根据恒直流功率源并网计算  $H_{dc\_l}(s)$  的比例和积分系数,其频率响应应在  $\omega_{cv\_l}$  处相位为  $-45^\circ$ 。当  $\omega_{cv\_l} < \omega_p$  时,开环增益  $T_{dc\_l}(s)$  相位裕度小于  $0^\circ$ ,变换器直流电压控制失稳。理论上选取  $\omega_{cv\_l} > \omega_p$  能够保证系统相位裕度大于  $0^\circ$ ,提高  $\omega_{cv\_l}$  可以增加系统相位裕度,但同时容易引入比较敏感的高频噪声影响。为平衡系统稳定运行和动态响应速度,由式(24)可得,恒直流电流源并网时直流电压控制带宽与相位裕度为  $\omega_{cv\_l} = 2\omega_p$ 、 $\varphi_{cv\_p} = 45^\circ$ 。其中,  $P$  为变换器向交流系统传输有功,  $V_d$  表示基频稳态电压  $d$  轴分量,  $V_{dc}$  为直流电压参考,计算得到  $H_{dc\_l}(s)$  比例和积分系数  $k_{vp\_l}$ 、 $k_{vi\_l}$  如式(25)所示。与图 6 中  $G_{dc\_p}(s)$  的频率响应相比,  $G_{dc\_l}(s)$  在开环截止频率处的相位滞后为  $-27^\circ$ ,对应开环增益  $T_{dc\_l}(s)$  相位裕度为  $18^\circ$ ,可以满足直流电压稳定控制的要求。

$$\begin{cases} \omega_p = \frac{P}{CV_{dc}^2} \\ \omega_{cv\_l} = 2\omega_p \end{cases} \quad (24)$$

$$\begin{cases} H_{dc\_l}(s) = k_{vp\_l} + \frac{k_{vi\_l}}{s} \\ k_{vp\_l} = \frac{CV_{dc}}{V_d} \cdot \omega_{cv\_l} \sin \varphi_{cv\_p} = 5.1240 \\ k_{vi\_l} = \frac{CV_{dc}}{V_d} \cdot \omega_{cv\_l}^2 \cos \varphi_{cv\_p} = 1067.4921 \end{cases} \quad (25)$$

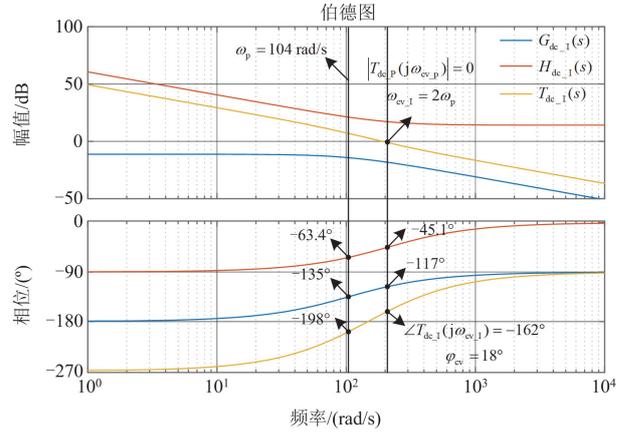


图 7 恒直流电流源  $G_{dc\_l}(s)$ 、 $H_{dc\_l}(s)$  和  $T_{dc\_l}(s)$  频率响应  
Fig. 7 Frequency response of  $G_{dc\_l}(s)$ ,  $H_{dc\_l}(s)$  and  $T_{dc\_l}(s)$  with constant DC current source

## 4 仿真验证

搭建跟网型变换器详细开关模型,分别对相同功率下恒直流功率源 ( $P = 3/1.5 \text{ MW}$ ) 和恒直流电流源 ( $I_s = 2500/1250 \text{ A}$ ) 并网进行仿真分析,在  $0.5 \text{ s}$  时改变功率和电流给定,直流电压和传输有功仿真结果分别如图 8 和图 9 所示。参数 1 对应表 2 中的控制参数组合,参数 2 采用式(25)中  $k_{vp\_l}$  和  $k_{vi\_l}$ ,其他控制参数保持不变。恒直流功率源在参数 1 和参数 2 情况下,功率输出波动时直流电压均可保持稳定,系统对不同控制参数的适应性较强。

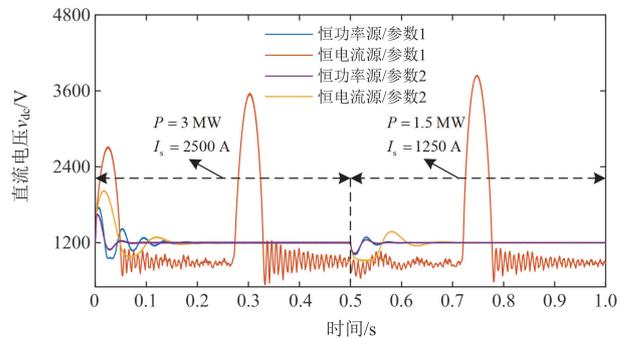


图 8 不同控制参数下恒直流功率源/电流源并网直流电压  
Fig. 8 DC voltage with constant DC power/current source under different control parameters

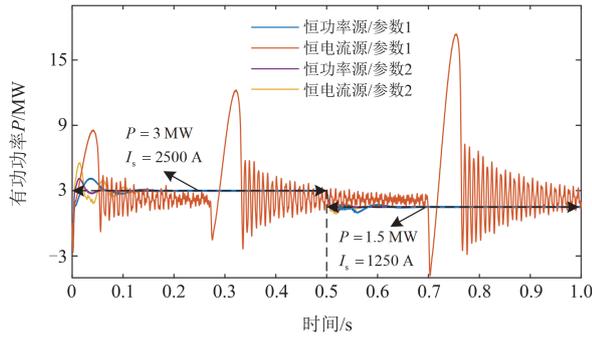


图9 不同控制参数下恒直流功率源/电流源并网传输有功  
Fig. 9 Active power with constant DC power/current source under different control parameters

恒直流电流源并网时, 参数1引起直流电压失稳, 对应 $G_{dc\_1}(s)$ 、 $H_{dc\_p}(s)$ 和 $T_{dc\_1}(s)$ 频率响应如图10所示,  $H_{dc\_p}(s)$ 无法补偿 $G_{dc\_1}(s)$ 产生的相位滞后, 开环增益相位裕度为 $-26^\circ$ , 系统不具备稳定运行的能力。从阻尼角度分析直流电压衰减振荡后突然增大的失稳现象。在变换器启动初期, 不稳定工况导致直流电压快速增长发散, 传输有功随之增加。变换器进入新的运行工况, 阻尼增加引起直流电压衰减振荡, 传输有功降低, 并网系统达到类似启动初期的临界阻尼状态, 直流电压和传输有功再次振荡发散, 重复过程如图8和图9所示。参数2能够实现直流电压在不同输出电流时的准确控制, 忽略不同运行方式下直流电压被控对象的变化导致参数设计不适用。

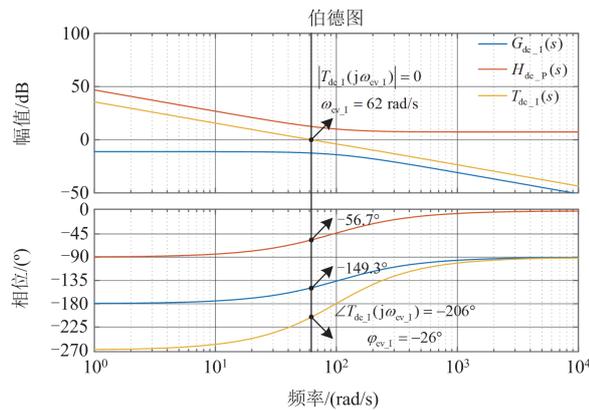


图10 参数1对应恒直流电流源 $G_{dc\_1}(s)$ 、 $H_{dc\_p}(s)$ 和 $T_{dc\_1}(s)$ 频率响应

Fig. 10 Frequency response of  $G_{dc\_1}(s)$ ,  $H_{dc\_p}(s)$  and  $T_{dc\_1}(s)$  with constant DC current source under parameter 1

为进一步验证本文所提参数设计方法对直流侧电源特性变化时的准确性, 观察图7可知, 增加参数3对应直流电压控制带宽 $\omega_{cv\_1} = \omega_p$ , 代入式(25)

计算得到 $k_{vp\_1} = 2.5579$ ,  $k_{vi\_1} = 266.8730$ , 控制器和被控对象频率响应在 $\omega_{cv\_1}$ 处相位分别为 $-45^\circ$ 和 $-135^\circ$ , 则 $\phi_{cv\_1}$ 为 $0^\circ$ , 系统处于失稳边缘。设置直流侧在0~1 s为恒功率源并网运行, 有功给定在0.5 s由3 MW变为1.5 MW, 1~2 s切换为恒电流源并网运行, 输出电流给定在1.5 s由2500 A变为1250 A, 即稳态运行时与恒功率源有功出力相等, 直流电压波形如图11所示。

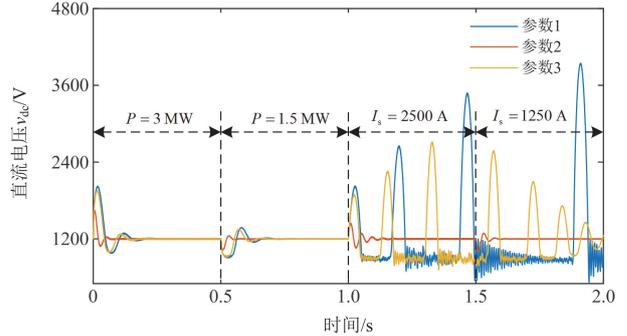


图11 不同控制参数下恒直流功率源切换至电流源并网直流电压

Fig. 11 Grid-connected DC voltage with constant DC power source switching to current source under different control parameters

参数1在恒功率源出力波动时保持直流电压稳定, 但切换为恒电流源并网后出现振荡发散。参数2同时满足两种工况下直流电压控制要求, 对于运行方式变化的鲁棒性更高。参数3在恒电流源下表现为直流电压振荡衰减, 系统阻尼接近0, 符合3.2节分析结果, 稳定运行的 $H_{dc\_1}(s)$ 控制带宽下限等于 $G_{dc\_1}(s)$ 极点频率。上述仿真结果表明, 缺少针对跟网型变换器控制回路的详细建模, 可能引起对于潜在不稳定环节的误判。

除了上述控制参数稳定性仿真验证以外, 对不同参数下的系统动态特性进行对比分析。以恒直流功率源并网为例, 设置直流电压突变工况, 在0.5 s时切换直流电压控制给定 $V_{dc} = 1200/1300$  V, 参数1—3对应直流电压动态过程如图12所示。控制带宽由高到低分别为参数2、参数3和参数1, 从变换器启动到直流电压波动小于给定值 $\pm 5\%$ , 所需调节时间分别为0.037 s、0.086 s和0.135 s。其中, 参数2的直流电压超调量最小, 表示综合响应速度和阻尼程度的控制性能最优, 并且能够在直流电压控制给定切换后保持较短的调节时间。

设置电压跌落、相位突变和频率变化3种形式交流侧电源扰动, 以恒直流电流源并网为例, 直流电压动态过程如图13所示。在0.5 s时三交流电

压相位突增  $10^\circ$ 和频率降低  $0.2 \text{ Hz}$ ，直流母线电压波动很小，锁相环响应速度较快，且满足动态准确性要求。在电压跌落  $10\%$ 后直流母线电压出现上升趋势，基频稳态下变换器输出有功  $P_1 = V_x V_{cx} \sin \delta / j \omega L$ ， $V_x$ 和  $V_{cx}$ 分别为交流电网和变换器交流侧基频电压幅值，二者相位差  $\delta$  保持不变， $V_x$  骤降导致变换器输出有功降低。扰动初期直流电压由于电容惯性保持恒定，电流源注入有功聚集在直流侧，引起变换器直流母线电压上升。

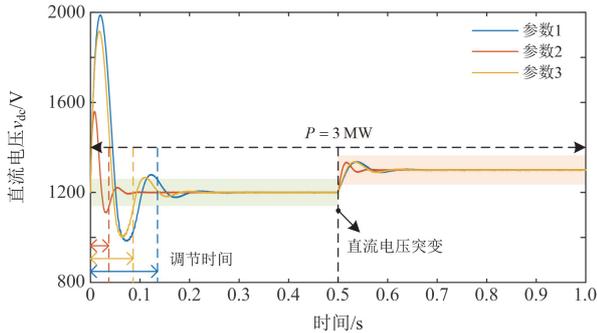


图 12 不同控制参数下恒直流功率源并网直流电压动态特性  
Fig. 12 Grid-connected DC voltage dynamic characteristics with constant DC power source under different control parameters

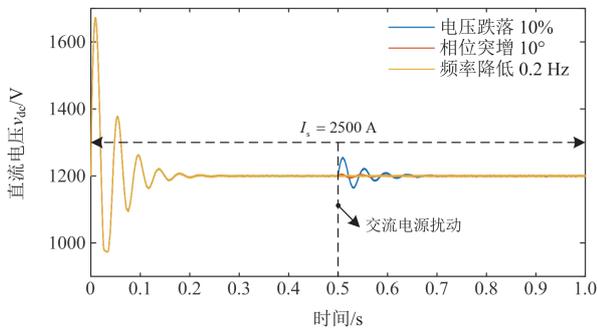


图 13 交流电源扰动下恒直流电流源并网直流电压动态特性  
Fig. 13 Grid-connected DC voltage dynamic characteristics with constant DC current source under AC power disturbances

### 5 结论

本文分别在恒直流功率源和电流源并网情况下，建立跟网型变换器各控制回路线性化模型并进行控制参数设计，得出以下结论。

1) 电流环、锁相环和恒直流功率源下直流电压环均可等效为 PI 控制的积分环节，根据带宽和相位裕度指标计算比例和积分系数，避免繁琐的参数试凑过程。

2) 恒直流电流源下直流电压被控对象为非最小相位惯性环节，设计控制带宽大于不稳定极点频

率，且相位裕度为正时能够保证稳定运行，但沿用恒直流功率源的直流电压控制参数可能引起系统失稳，必须根据实际运行场景进行参数设计和验证。

3) 解决了因控制功能叠加导致缺少明确参数计算方案的问题，实现各控制回路解耦设计，频率特性和仿真结果证明所提设计方法的有效性。

本文从单机并网角度详细分析跟网型变换器控制参数设计方法。未来考虑交流系统影响和多机之间耦合作用进行参数协调优化，开展控制器硬件在环测试和真实变换器并网实验验证。

### 参考文献

[1] 蔡希鹏, 黄伟煌, 李桂源, 等. 大规模光伏集群经柔性直流构网送出的运行控制技术[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(22): 8734-8745.  
CAI Xipeng, HUANG Weihuang, LI Guiyuan, et al. Research on operation control strategy of large-scale photovoltaic cluster transmission via grid-forming VSC-HVDC[J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(22): 8734-8745.

[2] 周年光, 罗华伟, 王立娜, 等. VSC 抑制含电池储能直流配电系统振荡的阻尼控制及参数计算方法[J]. 高电压技术, 2023, 49(7): 3020-3030.  
ZHOU Nianguang, LUO Huawei, WANG Lina, et al. Damping control and parameter calculation method of VSC for resonance suppression in DC distribution system with battery energy storage[J]. High Voltage Engineering, 2023, 49(7): 3020-3030.

[3] 朱益华, 罗超, 余佳微, 等. 全功率直驱风机电网友好型控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2024, 52(2): 177-187.  
ZHU Yihua, LUO Chao, YU Jiawei, et al. Grid-friendly control strategy of full power rated direct drive wind turbines[J]. Power System Protection and Control, 2024, 52(2): 177-187.

[4] 朱璜, 饶军, 郭旭滨. 风电场无功补偿工况下级联 H 桥 STATCOM 电压平衡控制[J]. 电力系统自动化, 2022, 46(21): 97-105.  
ZHU Ying, RAO Jun, GUO Xubin. Voltage balance control of cascaded H-bridge STATCOM for wind farm under reactive power compensation condition[J]. Automation of Electric Power Systems, 2022, 46(21): 97-105.

[5] 杨成顺, 王鹏, 许德智, 等. 基于灵活虚拟惯性控制的直流充电桩协同控制[J]. 电力自动化设备, 2023, 43(11): 95-102.  
YANG Chengshun, WANG Peng, XU Dezhi, et al. Collaborative control of DC charging piles based on flexible virtual inertia control[J]. Electric Power Automation Equipment, 2023, 43(11): 95-102.

- [6] 程静, 赵振民. 基于虚拟同步发电机的固态变压器交流端口柔性控制策略研究[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(4): 138-147.  
CHENG Jing, ZHAO Zhenmin. Flexible control strategy for a solid-state transformer AC port based on a virtual synchronous generator[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(4): 138-147.
- [7] 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.
- [8] 张思彤, 梁纪峰, 马燕峰, 等. 直驱风电场经柔性直流输电并网的宽频振荡特性分析[J]. 电力系统保护与控制, 2022, 50(14): 33-42.  
ZHANG Sitong, LIANG Jifeng, MA Yanfeng, et al. Broadband oscillation characteristics analysis of a VSC-HVDC connected direct drive wind farm[J]. Power System Protection and Control, 2022, 50(14): 33-42.
- [9] 赵玉静, 牟倩颖, 宾子君, 等. 考虑直流侧动态的跟网型变换器稳定性分析[J]. 电力工程技术, 2024, 43(3): 12-22.  
ZHAO Yujing, MOU Qianying, BIN Zijun, et al. Stability analysis of grid-following converter considering DC side dynamics[J]. Electric Power Engineering Technology, 2024, 43(3): 12-22.
- [10] 王超, 侯凯翔, 吴铁洲, 等. 基于动态级联自抗扰的交流微网直流母线稳压控制[J]. 电力系统保护与控制, 2024, 52(7): 115-124.  
WANG Chao, HOU Kaixiang, WU Tiezhou, et al. Dynamic cascade active disturbance rejection-based DC bus stabilizing control for an AC microgrid[J]. Power System Protection and Control, 2024, 52(7): 115-124.
- [11] 郑泽天, 沈沉, 严望, 等. 直驱风电场多电压源型变流器控制耦合引发振荡的机理分析[J]. 电力系统自动化, 2023, 47(17): 14-26.  
ZHENG Zetian, SHEN Chen, YAN Jun, et al. Mechanism analysis of oscillations induced by control coupling of voltage source converters in wind farms with direct-driven turbines[J]. Automation of Electric Power Systems, 2023, 47(17): 14-26.
- [12] YIN T, WANG Y, WANG X, et al. Modeling and analysis of high-frequency MMC impedance considering different control modes and voltage feedforward[J]. IEEE Access, 2020, 8: 218575-218584.
- [13] 孙焜, 姚伟, 周毅, 等. 基于 SISO 序阻抗的直驱风场经柔直输电系统中频振荡机理分析及抑制[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(2): 442-454.  
SUN Kun, YAO Wei, ZHOU Yi, et al. Mechanism analysis and suppression of medium-frequency oscillation based on the SISO impedance in a PMSG-based wind farm when connected to a VSC-HVDC[J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(2): 442-454.
- [14] 邱晓燕, 闫幸, 周毅, 等. 基于自适应虚拟阻抗的构网型与跟网型逆变器主导微网系统无功功率均分控制策略[J]. 电力建设, 2024, 45(1): 22-32.  
QIU Xiaoyan, YAN Xing, ZHOU Yi, et al. Reactive power sharing control strategy for microgrids dominated by grid-forming and grid-following inverters based on adaptive virtual impedance[J]. Electric Power Construction, 2024, 45(1): 22-32.
- [15] LÜ 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.
- [16] 徐李清, 郭春义, 杨硕. 联接低惯量交流系统的 MMC 与发电机之间的低频交互振荡模式研究[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(9): 3402-3414.  
XU Liqing, GUO Chunyi, YANG Shuo. Research on low frequency interactive oscillation mode between generator and MMC connected to low inertia AC system[J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(9): 3402-3414.
- [17] CESPEDES M, SUN J. Impedance modeling and analysis of grid-connected voltage-source converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(3): 1254-1261.
- [18] 武海涛, 张宁宁, 曹志轩, 等. 弱电网下光伏并网系统锁相环参数自适应控制[J]. 电网与清洁能源, 2024, 40(1): 52-61.  
WU Haitao, ZHANG Ningning, CAO Zhixuan, et al. Adaptive control of phase-locked loop parameters of the photovoltaic grid-connected system under weak grid[J]. Power System and Clean Energy, 2024, 40(1): 52-61.
- [19] 朱琳, 赵学深, 郭力, 等. 计及换流器间动态交互的中压直流配电系统控制参数设计[J]. 电力系统自动化, 2022, 46(3): 121-128.  
ZHU Lin, ZHAO Xueshen, GUO Li, et al. General control parameter design of medium-voltage DC distribution system considering dynamic interaction between converters[J]. Automation of Electric Power Systems, 2022, 46(3): 121-128.
- [20] 高丙团, 夏超鹏, 张磊, 等. 基于虚拟同步电机技术的 VSC-HVDC 整流侧建模及参数设计[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(2): 534-543.  
GAO Bingtuan, XIA Chaopeng, ZHANG Lei, et al.

- Modeling and parameters design for rectifier side of VSC-HVDC based on virtual synchronous machine technology[J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(2): 534-543.
- [21] 李光辉, 王伟胜, 刘纯, 等. 直驱风电场接入弱电网宽频带振荡机理与抑制方法(一): 宽频带阻抗特性与振荡机理分析[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(22): 6547-6561.
- LI Guanghui, WANG Weisheng, LIU Chun, et al. Mechanism analysis and suppression method of wideband oscillation of PMSG wind farms connected to weak grid (Part I): analysis of wideband impedance characteristics and oscillation mechanism[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(22): 6547-6561.
- [22] 熊凌飞, 韩民晓, 万磊. 柔性直流输电的小信号稳定性研究及控制系统参数设计[J]. 华北电力大学学报, 2015, 42(3): 8-14.
- XIONG Lingfei, HAN Minxiao, WAN Lei. Research on small-signal stability of VSC-HVDC and control system parameter design[J]. Journal of North China Electric Power University, 2015, 42(3): 8-14.
- [23] 邓旗, 张英敏, 李兴源. 基于改进 PSO 算法的 VSC-HVDC 控制器的优化设计[J]. 电测与仪表, 2017, 54(21): 74-80.
- DENG Qi, ZHANG Yingmin, LI Xingyuan. Optimal design for VSC-HVDC controller based on improved PSO algorithm[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2017, 54(21): 74-80.
- [24] JI Ke, CHEN Weiming, PANG Hui, et al. High frequency stability constraints based MMC controller design applying NSGA-III algorithm[J]. CSEE Journal of Power and Energy Systems, 2023, 9(2):623-633.
- [25] 程成, 谢少军, 谭玲娟, 等. 跟网型逆变器的非线性模型及稳定性分析方法[J]. 电力系统自动化, 2022, 46(6): 137-143.
- CHENG Cheng, XIE Shaojun, TAN Lingjuan, et al. General nonlinear model and stability analysis method for grid-following inverter[J]. Automation of Electric Power Systems, 2022, 46(6): 137-143.
- [26] NIAN H, YANG J, HU B, et al. Stability analysis and impedance reshaping method for DC resonance in VSCs-based power system[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2021, 36(4): 3344-3354.
- [27] 胡宇飞, 田震, 查晓明, 等. 构网型与跟网型变流器主导孤岛微网阻抗稳定性分析及提升策略[J]. 电力系统自动化, 2022, 46(24): 121-131.
- HU Yufei, TIAN Zhen, ZHA Xiaoming, et al. Impedance stability analysis and promotion strategy of islanded microgrid dominated by grid-connected and grid-following converters[J]. Automation of Electric Power Systems, 2022, 46(24): 121-131.
- [28] ZOU C, RAO H, XU S, et al. Analysis of resonance between a VSC-HVDC converter and the AC grid[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(12): 10157-10168.

收稿日期: 2024-03-18; 修回日期: 2024-06-03

作者简介:

闫征(1994—), 男, 博士, 研究方向为电力电子化系统稳定性分析; E-mail: yanzheng9402@163.com

赵清松(1987—), 男, 博士, 高级工程师, 研究方向为电力系统分析与运行控制、新能源消纳、电力市场等;

徐建源(1962—), 男, 通信作者, 博士, 教授, 研究方向为电力系统分析与控制、高电压与绝缘技术等。

(编辑 魏小丽)