

DOI: 10.11985/2025.01.029

构网型储能与跟网型光伏混联发电系统阻抗建模 与小扰动稳定机理分析*

郭小龙¹ 杨桂兴^{1,2} 张彦军¹ 闫幸³ 周毅³ 臧天磊³

(1. 国网新疆电力有限公司 乌鲁木齐 830063;

2. 新疆大学电气工程学院 乌鲁木齐 830046;

3. 四川大学电气工程学院 成都 610065)

摘要: 随着新能源在电网中渗透比例越来越高,大量不同控制方式的电力电子变流器接入电网,其中,变流器与电网阻抗交互易引发小扰动失稳现象,威胁新型电力系统安全。针对构网型(Grid-forming, GFM)储能与跟网型(Grid-following, GFL)光伏混联发电系统,建立混联系统单输入单输出(Single input and single output, SISO)等效阻抗模型,基于正网络阻尼判据,分析了变流器控制方式、GFM 储能运行方式以及电网强度对混联系统阻尼特性和稳定性的影响规律。研究结果表明在 GFL 光伏并网系统中接入 GFM 储能可以有效提升混联系统在弱网条件下的稳定性,但同时会导致其在强电网条件下的稳定性变差。对于光伏并入弱电网的场景,可在距离光伏送端较近的位置配置 GFM 储能,用以增强系统阻尼性能。最后,通过 Matlab/Simulink 仿真模型验证了理论分析的正确性。

关键词: 构网型变流器; 跟网型变流器; 小扰动稳定性; 阻抗模型

中图分类号: TM732

Impedance Modeling and Small-signal Stability Mechanism Analysis of Grid-forming Energy Storage and Grid-following PV Hybrid Power Generation System

GUO Xiaolong¹ YANG Guixing^{1,2} ZHANG Yanjun¹ YAN Xing³
ZHOU Yi³ ZANG Tianlei³

(1. State Grid Xinjiang Electric Power Co., Ltd., Urumqi 830063;

2. School of Electrical Engineering, Xinjiang University, Urumqi 830046;

3. School of Electrical Engineering, Sichuan University, Chengdu 610065)

Abstract: With increasing penetration ratio of new energy in the power system, a large number of power electronic converters with different control modes are connected to the power system, which forms a heterogeneous and hybrid system. The interaction between the converter and the grid-impedance causes a series of small-signal instability phenomena, which threatens the operation safety of the novel power system. Therefore, a single input and single output(SISO) impedance model of the grid-forming(GFM) energy storage and grid-following(GFL) PV hybrid power generation system is built. Based on the positive-net-damping criterion, impacts of different control modes in grid-tied converter, operation modes of GFM energy storage and grid strengths on the damping features and stability of the hybrid system are studied. The research results indicate that the GFM energy storage can enhance the stability of hybrid system under the weak grid condition but decrease system's stability under strong grid condition. As a result, the accessed location of GFM energy storage converter should be reasonably selected. Finally, simulation results by Matlab/Simulink validate the correctness of the theoretical analysis.

* 国家电网新疆电力有限公司科技资助项目(SGXJ0000TKJS2200419)。

20231122 收到初稿, 20240612 收到修改稿

Key words: Grid-forming converter; grid-following converter; small-signal stability; impedance model

1 引言

为实现我国“碳达峰、碳中和”目标,越来越多的光伏经电力电子变流器接入电力系统,形成了高比例新能源和高比例电力电子设备的“双高”电力系统^[1]。然而,随着光伏渗透率的不断增加,光伏发电的强波动性与不确定性导致大规模光伏能源消纳困难。因此,需要配置一定比例的储能^[2],用以平抑光伏发电的波动并提供灵活参与电网服务的能力,由此形成了光储混联发电系统。

目前,光储混联发电系统主要包含两种互联模式。一种是将光伏和储能直流侧母线汇流后再经过 DC-AC 逆变器接入电网运行,适用于光储一体化电站内部连接^[3];另一种则是将光伏、储能均经过 DC-AC 逆变器连接至公共交流母线上,实现二者的能量互通,适用于第三方储能与分布式光伏电站互联运行^[4]。可以看出,光储混联发电系统高度依赖电力电子变流器。近年来,由变流器控制环路与电网侧阻抗交互引起了一系列宽频振荡现象,例如低频振荡、次/超同步振荡与谐波失稳等^[5],严重时导致新能源发电机组脱网,给电力系统的安全稳定运行带来极大威胁。

针对上述问题,国内外学者已在光储系统并网稳定性方面开展了丰富的研究,已有的研究结果表明并网变流器的控制方式与电网强度是决定互联系统稳定性的关键参数^[6]。早期,由于新能源渗透率低,电网相对较强,光伏、储能并网变流器通常采用锁相环同步的跟网型(Grid-following, GFL)变流器,该控制方式下变流器具有快速的功率响应特性,但是 GFL 变流器对外呈现电流源特性,不具备电压、频率支撑能力,难以主动支撑电网运行^[7]。此外,文献[8]还指出锁相环会在并网逆变器的低频段引入负电阻特性,当电网阻抗较大时,极易引发小扰动失稳。因此,在高比例新能源为主体的电力系统中,亟需具备电网频率、电压主动支撑能力且具有适应更宽范围电网强度的变流器并网控制方式。

基于以上需求,国内外专家学者们提出了构网型(Grid-forming, GFM)变流器控制方式,典型的 GFM 控制策略包括下垂控制^[9]、虚拟同步机控制^[10]、虚拟振荡器控制等^[11]。将 GFM 控制与一定的储备能量相结合时^[12],可为系统提供电压、频率支撑。现有光伏多采用最大功率跟踪运行方式,预留功率调

控区间将造成发电经济性降低^[13],从提升光伏利用率的角度来看,更适合采用 GFL 并网控制。储能系统具备能量存储优势,因此 GFM 储能可以更好地发挥其平抑新能源波动,支撑电网运行的潜力^[14]。由此,形成了 GFM 储能与 GFL 光伏混联发电系统。然而, GFM 储能与 GFL 光伏混联发电系统是异构混联系统。目前,针对该类异构系统的小扰动稳定性分析研究较少,文献[15]建立了 GFM 和 GFL 变流器混联系统的状态空间模型,研究了 GFL 变流器功率渗透率对系统小扰动稳定的影响。文献[16]针对此类混联系统提出了一种同构等效方法,并利用特征值分析给出了最优 GFM 变流器的渗透比例。然而,一方面,基于特征值的分析难以从机理上解释 GFM 储能、GFL 光伏和电网阻抗间的交互关系;另一方面,现有研究也并未考虑 GFM 储能系统能量双向流动的特点。

因此,本文针对已有研究存在的不足,建立了 GFM 储能与 GFL 光伏混联发电系统的阻抗模型,从阻尼特性的角度研究了并网控制方式、GFM 储能运行方式以及电网强度对混联系统稳定性的影响。主要的贡献及创新点总结如下。

(1) 建立了含 GFM 储能和 GFL 光伏混联发电系统的单输入单输出(Single input and single output, SISO)阻抗模型,实现了混联系统的阻尼特性量化分析。

(2) 揭示了并网控制方式、GFM 储能运行方式和电网强度对系统阻尼特性和稳定性的影响规律,指出通过合理配置 GFM 储能可以有效提升混联系统在弱电网下的小干扰稳定性。

2 GFM 储能与 GFL 光伏混联发电系统

本文的研究对象为图 1 所示的光伏-储能联合系统。其中,光伏通过 Boost 升压至 700 V 后,再经过 DC-AC 逆变器变换至 0.4 kV 交流电,后经 0.4 kV/35 kV 变压器并入电网。储能电站为锂电池储能电站,锂电池组经串并联后,通过 buck-boost 双向变换接入 DC-AC 并网变流器,交流侧同样采用 0.4 kV/35 kV 变压器并入电网。由于 DC-AC 变流器具有隔离作用,且直流侧具有较大的支撑电容,因此,可将 DC-DC 模块等效为理想的直流电压源,如图 1 所示。在充/放电模式下均保证中间直流环节

电压为 700 V。

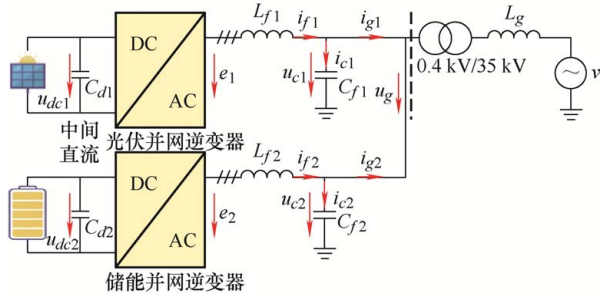


图 1 光储混联发电系统

从提升光伏利用率的角度来看，光伏无需配置出力调节空间，可按照最大功率输出模式运行，因此，更适合采用 GFL 并网控制的并网变流器，其控制结构如图 2 所示，主要包含锁相同步环、电流环和 PWM 调制环。

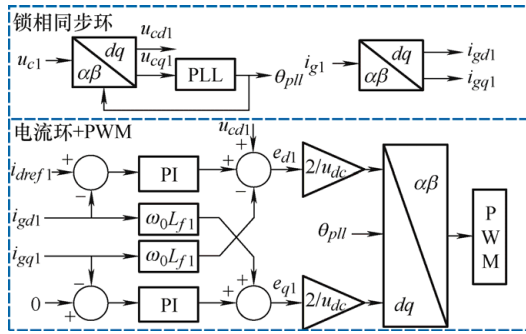


图 2 GFL 型光伏并网变流器控制框图

图 1 中，为了实现对光伏并网系统的支撑，储能并网变流器采用 GFM 控制，其控制结构如图 3 所示，主要包含功率同步环、交流电压环、电流环和 PWM 调制环。当储能运行于放电模式时，直流侧电压由前级 buck-boost 变换器控制，后级采用定功率控制。当储能运行于充电模式时，直流侧电压由 DC-AC 变换器通过直接功率进行控制。交流电压环用以确保并网点电压幅值恒定。

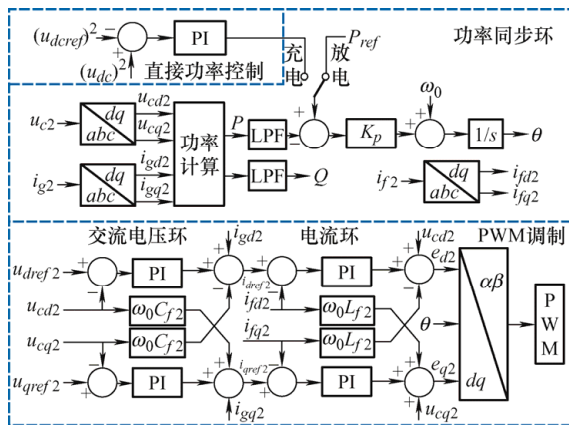


图 3 GFM 型储能变流器控制框图

本文用于分析 GFM 储能与 GFL 光伏混联发电系统的参数如表 1 所示。

表 1 光储混联发电系统参数

参数	数值
PCC 点线电压峰值 U_g/V	311
基频 f_0/Hz	50
直流侧电压 U_d/V	700
直流支撑电容 $C_{d1}, C_{d2}/mF$	1
LC 滤波电感 $L_{f1}, L_{f2}/mH$	14, 3.5
LC 滤波电容 $C_{f1}, C_{f2}/\mu F$	3.6, 50
网侧电感 L_g/mH (折算至 0.4 kV 侧)	1, 10, 20
光伏发电容量 S_{pv}/kW	15
最大功率点光伏电压 U_{pv_mpp}/V	290
储能容量 S_{st}	3 kW/3 (kW · h)
储能额定电压 U_{st}/V	180
变流器开关频率 f_s/kHz	5
功率同步环增益 K_p	0.001
锁相环 PI 参数 K_{ppll}, K_{ipll}	1, 75(50 Hz) 3.9, 1 198(200 Hz)
交流电压环 PI 参数 K_{pv}, K_{iv}	0.14, 74
GFM 储能变流器	27, 785
电流环 PI 参数 K_{pc}, K_{ic}	43, 32 619
GFL 光伏并网变流器	
电流环 PI 参数 K_{pc1}, K_{ic1}	

3 光储混联系统变流器阻抗建模

根据第 2 节中对光储混联系统的介绍，GFL 光伏并网逆变器中含有锁相环、电流环、PWM 调制以及 LC 滤波器；GFM 储能变流器包含功率同步环、交流电压环、电流环、PWM 调制和 LC 滤波器。针对不同控制类型的变流器，本文对每个控制环先分别建模，然后根据所需要的模块构成对应变流器完整的阻抗模型。

3.1 同步控制环建模

为了刻画同步环节的特性，假定采用锁相环同步或功率同步获得的相位与实际并网点处的相位差为 $\Delta\theta$ 。由实际并网电压相位进行 dq 变换后的 dq 坐标系记为系统 dq 坐标系，在后文的叙述中用上标 s 表述；利用同步环捕获相位进行 dq 变换后的 dq 坐标系记为控制 dq 坐标系，在后文用上标 c 表示。在 GFL 并网变流器中，锁相同步环输出相位与实际相位的误差 $\Delta\theta_1$ 如式(1)所示

$$\Delta\theta_1 = \frac{K_{ppll} + K_{ipll} / s}{s + U_{gd01} (K_{ppll} + K_{ipll} / s)} \Delta u_{cq1}^s \quad (1)$$

$$T_{pll}(s)$$

同理, 在 GFM 储能变流器中的功率同步环节输出相位与实际相位的误差 $\Delta\theta_2$ 如式(2)所示

$$\Delta\theta_2 = -\frac{K_p H_{LPF}(s)}{K} \Delta P \quad (2)$$

以锁相环电压信号为例, 考虑相位误差影响后, 不同 dq 坐标系下电压关系如式(3)所示

$$\begin{cases} \Delta u_{gd1}^c = \Delta u_{gd1}^s + U_{gq01} \Delta\theta_1 \\ \Delta u_{gq1}^c = \Delta u_{gd1}^s - U_{gd01} \Delta\theta_1 \end{cases} \quad (3)$$

结合式(1)和式(3), 可获得采用锁相环时, 不同 dq 坐标系下的电压转换关系, 如式(4)所示

$$\begin{bmatrix} \Delta u_{gd1}^c \\ \Delta u_{gq1}^c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 - U_{gd01} T_{pll}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta u_{gd1}^s \\ \Delta u_{gq1}^s \end{bmatrix} \quad (4)$$

\mathbf{G}_{upll}

同理可得 GFL 变流器端口电流, 电压的转换矩阵, 分布如式(5)和式(6)所示

$$\begin{bmatrix} \Delta i_{gd1}^c \\ \Delta i_{gq1}^c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Delta i_{gd1}^s \\ \Delta i_{gq1}^s \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & I_{gq01} T_{pll}(s) \\ 0 & -I_{gd01} T_{pll}(s) \end{bmatrix}}_{\mathbf{G}_{ipll}} \begin{bmatrix} \Delta u_{gd1}^s \\ \Delta u_{gq1}^s \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$\begin{bmatrix} \Delta e_{dref1}^c \\ \Delta e_{qref1}^c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Delta e_{dref1}^s \\ \Delta e_{qref1}^s \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & E_{q01} T_{pll}(s) \\ 0 & -E_{d01} T_{pll}(s) \end{bmatrix}}_{\mathbf{G}_{epll}} \begin{bmatrix} \Delta u_{gd1}^s \\ \Delta u_{gq1}^s \end{bmatrix} \quad (6)$$

参考锁相环推导过程, 采用功率同步环时, 不同坐标系下的电压、电流及端口电压的转换矩阵如式(7)~(10)所示

$$\begin{bmatrix} \Delta u_{gd2}^c \\ \Delta u_{gq2}^c \end{bmatrix} = \mathbf{G}_{u1} \begin{bmatrix} \Delta u_{gd2}^s \\ \Delta u_{gq2}^s \end{bmatrix} + \mathbf{G}_{u2} \begin{bmatrix} \Delta i_{gd2}^s \\ \Delta i_{gq2}^s \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$\begin{bmatrix} \Delta i_{gd2}^c \\ \Delta i_{gq2}^c \end{bmatrix} = \mathbf{G}_{gi1} \begin{bmatrix} \Delta u_{gd2}^s \\ \Delta u_{gq2}^s \end{bmatrix} + \mathbf{G}_{gi2} \begin{bmatrix} \Delta i_{gd2}^s \\ \Delta i_{gq2}^s \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$\begin{bmatrix} \Delta i_{fd2}^c \\ \Delta i_{fq2}^c \end{bmatrix} = \mathbf{G}_{fi1} \begin{bmatrix} \Delta u_{gd2}^s \\ \Delta u_{gq2}^s \end{bmatrix} + \mathbf{G}_{fi2} \begin{bmatrix} \Delta i_{gd2}^s \\ \Delta i_{gq2}^s \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$\begin{bmatrix} \Delta e_{dref2}^c \\ \Delta e_{qref2}^c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Delta e_{dref2}^s \\ \Delta e_{qref2}^s \end{bmatrix} + \mathbf{G}_{e1} \begin{bmatrix} \Delta u_{gd2}^s \\ \Delta u_{gq2}^s \end{bmatrix} + \mathbf{G}_{e2} \begin{bmatrix} \Delta i_{gd2}^s \\ \Delta i_{gq2}^s \end{bmatrix} \quad (10)$$

3.2 交流电压环建模

GFM 储能需要对并网点电压进行控制, 交流电压环结构框图如图 3 所示, 其小信号数学模型的表达式如式(11)所示

$$\begin{bmatrix} \Delta i_{fdref}^c \\ \Delta i_{fqref}^c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Delta i_{gd2}^c \\ \Delta i_{gq2}^c \end{bmatrix} - \underbrace{\begin{bmatrix} H_{avc}(s) & \omega_0 C_{f2} \\ -\omega_0 C_{f2} & H_{avc}(s) \end{bmatrix}}_{\mathbf{G}_{avc}} \begin{bmatrix} \Delta u_{gd2}^c \\ \Delta u_{gq2}^c \end{bmatrix} \quad (11)$$

式中, H_{avc} 为电压环 PI 控制器。

3.3 电流环与 PWM 调制建模

GFM 储能变流器与 GFL 光伏并网变流器均采用 dq 电流解耦控制, 具有同样的电流环和 PWM 调制环结构。因此, GFM 变流器和 GFL 变流器的内环模型分别如式(12)和式(13)所示

$$\begin{bmatrix} \Delta e_{dref1}^c \\ \Delta e_{qref1}^c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Delta u_{gd1}^c \\ \Delta u_{gq1}^c \end{bmatrix} - \underbrace{\begin{bmatrix} H_{i1}(s) & \omega_0 L_{f1} \\ -\omega_0 L_{f1} & H_{i1}(s) \end{bmatrix}}_{\mathbf{G}_c} \begin{bmatrix} \Delta i_{gd1}^c \\ \Delta i_{gq1}^c \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$\begin{bmatrix} \Delta e_{dref2}^c \\ \Delta e_{qref2}^c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Delta u_{gd2}^c \\ \Delta u_{gq2}^c \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} H_{i2}(s) & \\ & H_{i2}(s) \end{bmatrix}}_{\mathbf{G}_{ac1}} \begin{bmatrix} \Delta i_{fdref2}^c \\ \Delta i_{fqref2}^c \end{bmatrix} - \underbrace{\begin{bmatrix} H_{i2}(s) & \omega_0 L_{f2} \\ -\omega_0 L_{f2} & H_{i2}(s) \end{bmatrix}}_{\mathbf{G}_{ac2}} \begin{bmatrix} \Delta i_{fd2}^c \\ \Delta i_{fq2}^c \end{bmatrix} \quad (13)$$

式中, H_{i1} 和 H_{i2} 代表电流环 PI 控制器。

此外, PWM 环节可以用纯延时环节等效, 如式(14)所示

$$\begin{bmatrix} \Delta e_d^s \\ \Delta e_q^s \end{bmatrix} = \mathbf{G}_d \begin{bmatrix} \Delta e_{dref}^s \\ \Delta e_{qref}^s \end{bmatrix} \quad (14)$$

3.4 LC 滤波器建模

LC 滤波器根据图 1 所示的电路关系, 可建立变流器端口电压 e 与网侧电压、电流的关系, 如式(15)所示

$$\begin{bmatrix} \Delta e_d^s \\ \Delta e_q^s \end{bmatrix} = (\mathbf{I} + \mathbf{G}_L \mathbf{G}_C) \begin{bmatrix} \Delta u_{gd}^s \\ \Delta u_{dq}^s \end{bmatrix} + \mathbf{G}_L \begin{bmatrix} \Delta i_{gd}^s \\ \Delta i_{gq}^s \end{bmatrix} \quad (15)$$

3.5 不同控制类型下变流器阻抗模型

结合式(1)~(6)以及式(12)~(15), GFL 光伏并网变流器的阻抗表达式为

$$\mathbf{Z}_{GFL} = \left[(\mathbf{I} + \mathbf{G}_L \mathbf{G}_C) - \mathbf{G}_d \begin{bmatrix} \mathbf{G}_{upll} & -\mathbf{G}_c \mathbf{G}_{ipll}(s) \\ & -\mathbf{G}_{epll} \end{bmatrix} \right]^{-1} (\mathbf{G}_d \mathbf{G}_c + \mathbf{G}_L) \quad (16)$$

同理, 结合式(7)~(15)可得 GFM 储能变流器的阻抗模型如式(17)所示

$$\mathbf{Z}_{GFM} = \left[(\mathbf{I} + \mathbf{G}_L \mathbf{G}_C) - \mathbf{G}_d \begin{bmatrix} \mathbf{G}_{u1} - \mathbf{G}_{ac2} \mathbf{G}_{fi1} - \mathbf{G}_{e1} + \\ \mathbf{G}_{ac1} (\mathbf{G}_{gi1} - \mathbf{G}_{avc} \mathbf{G}_{u1}) \end{bmatrix} \right]^{-1} \left[-\mathbf{G}_d \begin{bmatrix} \mathbf{G}_{u2} + \mathbf{G}_{ac1} (\mathbf{G}_{gi2} - \mathbf{G}_{avc} \mathbf{G}_{u2}) - \\ \mathbf{G}_{ac2} \mathbf{G}_{fi2} - \mathbf{G}_{e2} \end{bmatrix} + \mathbf{G}_L \right] \quad (17)$$

4 GFM 储能与 GFL 光伏混联发电系统稳定性分析

4.1 稳定性判据

GFM 储能与 GFL 光伏混联系统等效电路如图 4 所示。其中, GFL 光伏并网逆变器可等效为理想电流源 I_{ref} 与阻抗并联电路, 而 GFM 储能由于控制端口电压, 可等效为理想电压源 V_{ref} 与阻抗串联电路。

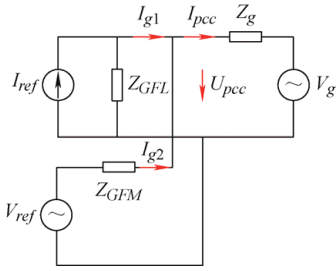


图 4 光储混联发电系统等效电路图

根据图 4 可以推导出公共连接点电压的表达式, 如式(18)所示

$$U_{pcc} = [I + (Y_{GFL} + Y_{GFM})Z_g]^{-1} \cdot (I_{ref} + Y_{GFM}Z_gV_{ref} + V_g) \quad (18)$$

假设每个子模块单独运行时均稳定, 则混联系统的稳定性取决于如式(19)所示的特征方程

$$T = \det[I + (Y_{GFL} + Y_{GFM})Z_g] = \det[I + Y_{total}Z_g] = \det[Z_{total} + Z_g] = 0 \quad (19)$$

式中, Z_{total} 为 GFM 储能变流器与 GFL 光伏并网变流器并联后的等效阻抗。由于式(19)中的阻抗均为二阶矩阵, 不便于分析系统的阻尼特性, 因此, 利用文献[17]所提的 SISO 等效阻抗变换方法, 将其转换为 SISO 等效系统, 如式(20)所示

$$\begin{cases} Z_t^{siso}(s) = Z_{t,+}(s) - \frac{Z_{t,-}(s)Z_{t,-}^*(s)}{Z_{g,+}^*(s) + Z_{t,+}^*(s)} \\ Z_g^{siso}(s) = Z_{g,+}(s) = R_g + (s + j\omega_0)L_g \end{cases} \quad (20)$$

其中

$$\begin{cases} Z_{t,+} = \frac{Z_{total}^{dd} + Z_{total}^{qq}}{2} + j \frac{Z_{total}^{qd} - Z_{total}^{dq}}{2} \\ Z_{t,-} = \frac{Z_{total}^{dd} - Z_{total}^{qq}}{2} + j \frac{Z_{total}^{qd} + Z_{total}^{dq}}{2} \end{cases}$$

根据正网络阻尼判据^[18], 并结合式(19)和式(20)可知, 当 SISO 等效子系统阻抗 Z_t^{siso} 与 Z_g^{siso} 之和的虚部过零点对应的实部大于 0 时, 表明系统的阻尼

为正, 系统稳定, 反之亦然。

4.2 GFL 光伏和 GFM 储能独立并网时的稳定性分析

对于 GFL 光伏变流器, 分别分析锁相环带宽为 50 Hz 和 200 Hz 时并网系统的稳定性。SISO 等效阻抗和 $(Z_t^{siso} + Z_g^{siso})$ 的实部和虚部曲线如图 5 所示。

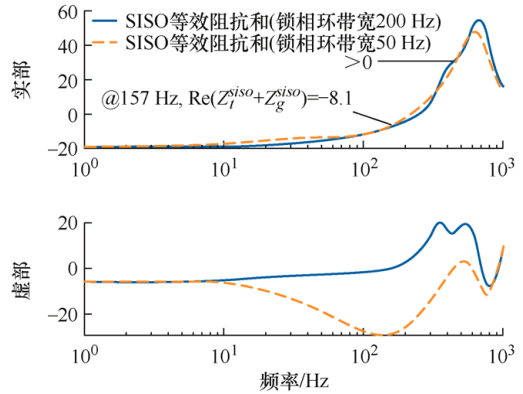


图 5 不同锁相环带宽下 GFL 光伏并网系统 SISO 等效阻抗之和的实部与虚部

从图 5 的实部曲线可以看出, GFL 光伏并网系统在中低频段(小于 300 Hz)的部分呈现出负阻尼特性。当锁相环带宽为 50 Hz 时, 虚部过零点对应的实部为正, 系统稳定, 而当其锁相环带宽增加至 200 Hz 时, 虚部过零点为 157 Hz, 此时对应的实部为 -8.1, 该振荡模式对应负阻尼, 系统失稳。这与已有研究的分析结果一致^[19]: GFL 逆变器锁相环带宽过大会导致系统发生小干扰失稳。

对于 GFM 储能系统单独并网运行的场景, 考虑不同功率同步环系数时, SISO 等效阻抗和 $(Z_t^{siso} + Z_g^{siso})$ 的实部和虚部曲线如图 6 所示。

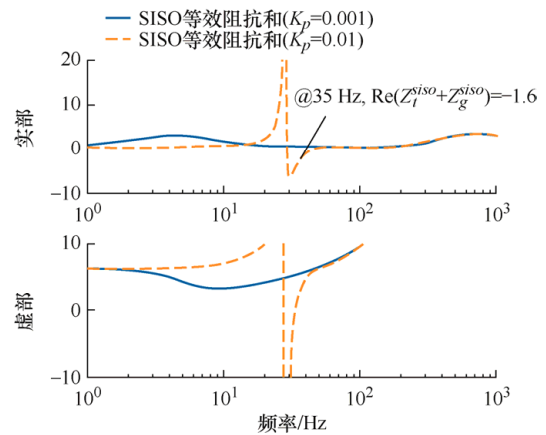


图 6 不同 K_p 下 GFM 储能并网系统 SISO 等效阻抗之和的实部与虚部

从图 6 可以看出, 当 $K_p=0.001$ 时, SISO 等效阻抗和虚部不存在过零点, 表明此时系统可稳定运行; 当 K_p 增加至 0.01 时, 可以看出, SISO 等效阻抗和虚部在 35 Hz 处过零, 其对应的实部为负, 表明系统失稳。因此, 对于 GFM 储能并网系统, 功率同步系数不宜设置过大。

除此之外, 对比图 5 和图 6 可以看出, 相较于 GFL 变流器并网系统, GFM 变流器并网系统在中低频段具有更好的正阻尼特性。同时, 在相同电网条件下, 采用 GFM 变流器的 GFM 储能并网系统阻抗和的实部远小于采用 GFL 变流器的 GFL 光伏并网系统, 间接说明了 GFM 变流器的阻抗模值远小于 GFL 变流器。其原因在于, GFM 变流器对外近似呈现理想电压源特性, 因此, 输出阻抗较小; 而 GFL 变流器对外呈现理想电流源特性, 并联输出阻抗较大。

4.3 GFM 储能对 GFL 光伏并网系统稳定性的影响

从第 4.2 节的分析中可知, 当 GFL 变流器锁相环带宽为 200 Hz 时, 光伏并网系统无法稳定运行。在该失稳模式下, 将 GFM 储能与光伏并联运行。在储能工作于不同模式时, 混联系统 SISO 等效阻抗和($Z_t^{siso}+Z_g^{siso}$)的实部和虚部曲线如图 7 所示。

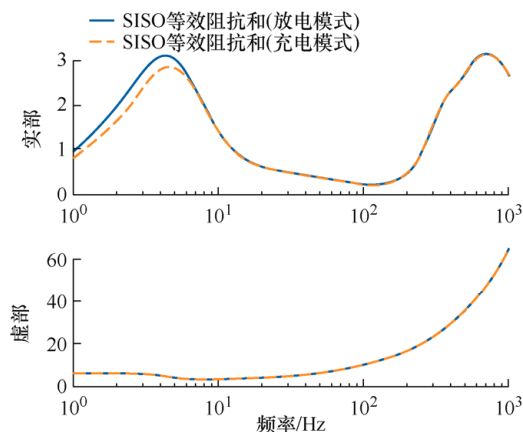


图 7 充/放电模式下光储混联系统 SISO 等效阻抗之和的实部与虚部

从图 7 可以看出, 在电网阻抗不变的前提下, GFM 与 GFL 变流器混联运行后 SISO 等效阻抗和的实部与虚部几乎与 GFM 变流器独立并网运行时一致。这是由于 GFM 变流器输出阻抗远小于 GFL 变流器输出阻抗, 因此, 并联运行后对外主要体现出 GFM 变流器的阻抗。除此之外, 从图 7 还可以看出, 当储能处于充电和放电模式时, 光储混联系统 SISO 等效阻抗和的虚部均不存在过零点, 这表明即使

GFL 变流器锁相环带宽为 200 Hz, 加入 GFM 储能后, 在充/放电模式下均可提升系统稳定性。综上所述, GFM 储能通过无功-电压控制, 向系统提供了维持电压稳定的无功电流, 确保了公共连接点电压保持在额定电压附近, 从而确保了 GFL 光伏并网变流器即使在较大的锁相环带宽下仍可稳定工作。

4.4 电网阻抗大小对光储混联发电系统稳定性的影响

本节通过改变电网侧等效电感的大小来模拟不同强度的电网, 用以分析 GFM 储能与 GFL 光伏混联后对电网强度的适应能力。不同电网强度下光储混联系统 SISO 等效阻抗和的实部和虚部曲线如图 8 所示。当电网等效电感减小为 1 mH 时, 此时属于强电网。然而, 从图 8 可以看出, 阻抗和的虚部在 12 Hz 附近存在一个过零点, 对应的实部为 -1.4, 表明光储混联系统失稳。当电网等效电感增加至 20 mH 时, 此时电网更弱, 观测图 8 可以看出, 光储混联系统 SISO 等效阻抗和的实部全为正, 虚部无过零点。因此, 光储混联系统可以在极弱的电网下稳定运行。根据理论分析结果可以看出, GFL 光伏并网系统加入 GFM 储能系统后可以有效增强弱电网条件下系统的稳定性, 但是会在电网较强时失去稳定。

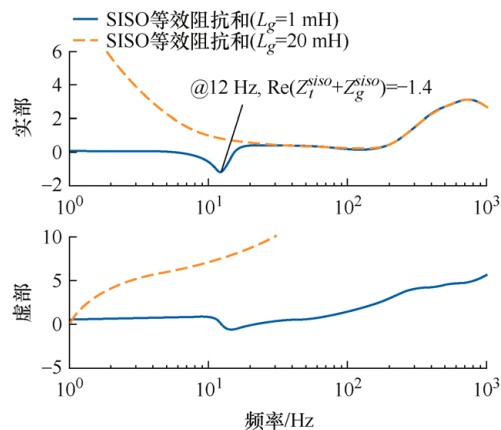


图 8 不同电网强度下光储混联系统 SISO 等效阻抗之和的实部与虚部

为了使 GFM 储能适用于电网较强的情况, 可以采用在 GFM 储能输出端口串联虚拟阻抗^[20-21], 从而等效提升电网侧的阻抗, 实现系统阻尼增强。在本文设置的强网案例下, 在 GFM 储能并网变流器中加入虚拟阻抗控制, 其中虚拟电阻设计为 0.3Ω , 虚拟电感设计为 3 mH。引入虚拟阻抗控制后, 光伏混联发电系统阻抗和实部与虚部频域响应如图 9 所示。

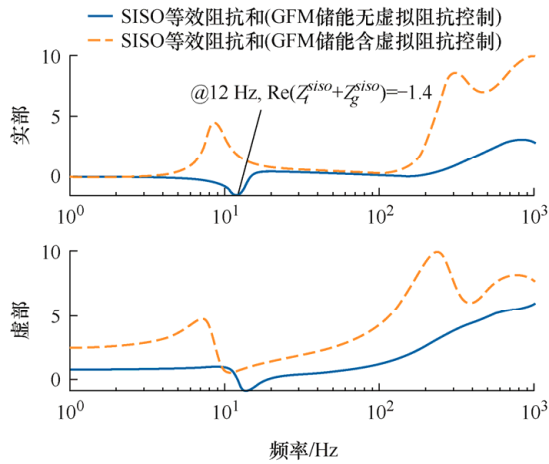


图 9 引入虚拟阻抗控制后光储混联系统 SISO 等效阻抗之和的实部与虚部

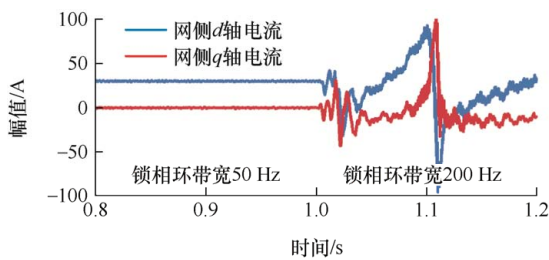
从图 9 可以看出, 当虚拟阻抗控制引入 GFM 储能变流器中, 阻抗和的实部由负变正, 从而使光储混联系统稳定。

5 仿真验证

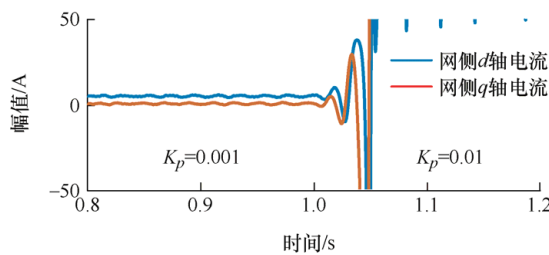
为了验证第 4 节理论分析的正确性, 依据表 1 中的电路和控制参数, 在 Matlab/Simulink 中搭建了电磁暂态仿真模型, 并对理论分析的场景进行仿真验证。

5.1 控制参数对 GFL 光伏与 GFM 储能并网稳定性影响

GFL 光伏并网系统与 GFM 储能并网系统独立并网运行时, 不同控制参数下网侧 dq 电流的仿真结果如图 10 所示。



(a) 锁相环带宽不同时 GFL 光伏并网系统



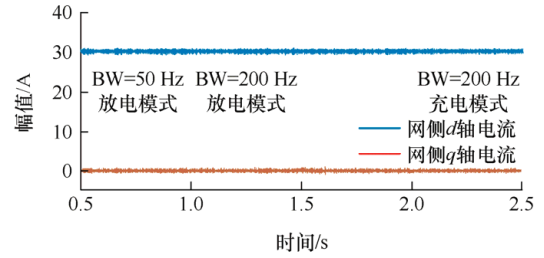
(b) 不同 K_p 时 GFM 储能并网系统网侧 dq 电流波形

图 10 GFL 光伏与 GFM 储能独立并网运行时, 不同控制参数下网侧 dq 电流波形

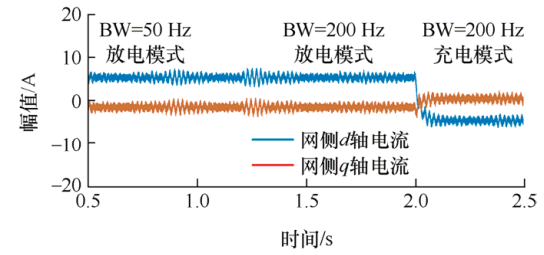
从图 10a 可以看出, 当锁相环带宽由 50 Hz 切换至 200 Hz, 电流发散, 与理论分析结果一致; 从图 10b 可以看出, 当功率同步系数由 0.001 增加至 0.01 时, 电流发散, 与理论分析结果一致。

5.2 GFM 储能充、放电对混联系统稳定性影响

当锁相型带宽为 200 Hz 时, GFL 光伏并网系统失稳, 将 GFM 储能并入后, 在充、放电模式下, GFM 储能与 GFL 光伏并网变流器网侧 dq 电流波形如图 11 所示。



(a) GFL 光伏并网系统网侧 dq 电流波形



(b) GFM 储能并网系统网侧 dq 电流波形

图 11 充/放电模式下光储混联系统网侧 dq 电流波形

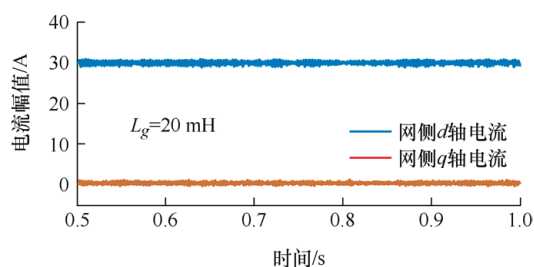
从图 11a 可以看出, 当并入 GFM 储能后, 即使锁相环带宽为 200 Hz, 在 GFM 储能充、放电模式, 系统均稳定。从图 11b 可以看出, 当储能由放电切换至充电模式时, 系统有功电流反向, 无功电流幅值上升, 为系统提供更多的无功功率, 用以稳定公共连接点电压, 确保系统稳定。仿真结果与理论分析结果一致。

5.3 电网强度对混联系统稳定性影响

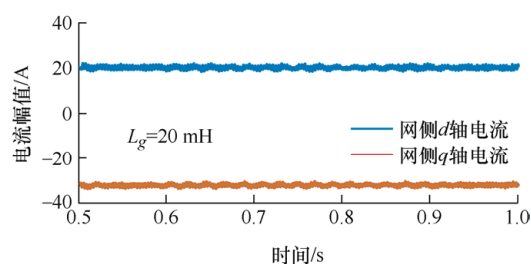
当电网等效电感由 10 mH 增加至 20 mH 用以模拟更弱的电网条件时, 光储混联系统的仿真波形如图 12 所示。当电网等效电感由 10 mH 减少至 1 mH 用以模拟强电网条件时, 光储混联系统的仿真波形如图 13 所示。

从图 12a 可以看出, 在弱电网条件下, 光储混联系统中 GFL 光伏并网变流器仍然可以保持单位功率因数运行, 确保了功率的最大送出能力。此外, 对比图 12b 和图 10b, 可以看出, GFM 储能在弱网下提供了更多的无功电流用以支撑并网点电压稳定。从图 13 可以看出, 强电网下, 网侧 dq 电

流出现大幅振荡, 光储混联系统无法正常工作在强电网下。上述仿真结果与第 4 节中的理论分析均一致。

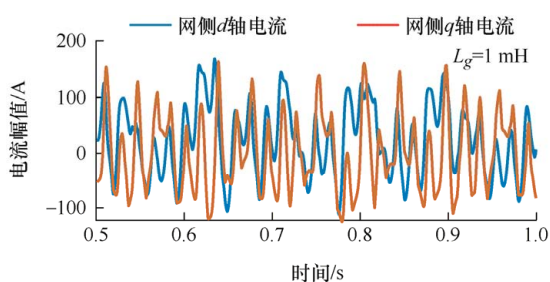


(a) GFL 光伏并网系统网侧 dq 电流波形

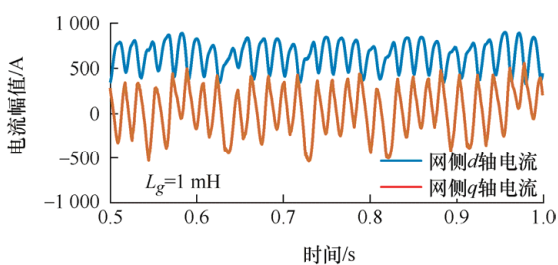


(b) GFM 储能并网系统网侧 dq 电流波形

图 12 弱电网条件下光储混联系统网侧 dq 电流波形



(a) GFL 光伏并网系统网侧 dq 电流波形



(b) GFM 储能并网系统网侧 dq 电流波形

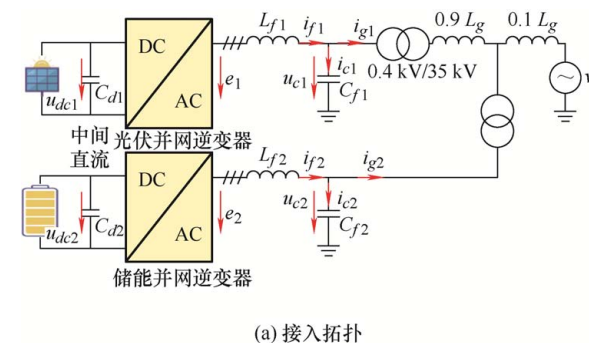
图 13 强电网条件下光储混联系统网侧 dq 电流波形

5.4 GFM 储能接入不同位置对混联系统稳定性影响

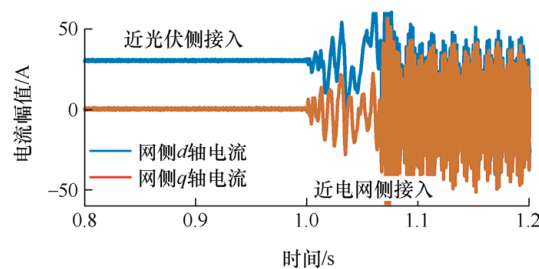
上述仿真分析, GFM 储能接入光伏并网系统的位置均如图 1 所示, 在靠近光伏侧的位置并联 GFM 储能系统。此时, 由第 4 节理论分析可知, 由于 GFM 储能外特性为电压源, 输出阻抗较小, 因此, 并联后公共连接点处等效输出阻抗体现为低阻抗特性, 且中低频段阻尼为正, 因此, 与弱电网(无源网络, 阻尼为正)联接后系统稳定; 而当 GFM 接入位置靠

近理想电源侧, 此时, 由于 GFM 在强网下阻尼不足, 无法支撑系统稳定运行。为验证上述分析结果, 本文设置了将 GFM 储能在靠近电网侧接入系统的算例, 其接入拓扑如图 14a 所示, 仿真结果如图 14b 所示。

由图 14b 可以看出, 当 GFM 储能系统在靠近理想电网的位置接入时, 无法使 GFL 光伏并入弱电网系统。因此, 对于光伏并入弱电网的场景, 需要在距离光伏送端较近的位置配置 GFM 储能, 用以增强系统阻尼性能。



(a) 接入拓扑



(b) 光伏并网电流波形

图 14 GFM 储能系统在靠近电网侧位置接入时拓扑与仿真波形

6 结论

本文建立了 GFM 储能与 GFL 光伏混联发电系统 SISO 等效阻抗模型, 基于正网络阻尼判据研究了变流器控制方式、储能运行方式、电网强度对混联系统稳定性的影响规律, 研究结果如下所示。

(1) GFL 光伏系统独立并网运行时, 容易在宽锁相环带宽和弱网下条件下失稳; 而 GFM 储能可以在弱网下稳定并网, 但功率同步系数不能太大。

(2) GFM 储能与 GFL 光伏并联运行时, 整体对外呈现低阻抗特性, 且在中低频段具有正阻尼特性。从物理机制上来看, GFM 储能在充、放电模式下均可可为系统提供无功电流支撑, 确保公共连接点电压稳定, 从而保障了 GFL 光伏在弱网下仍可稳定运行在单位功率因数工况下, 保障光伏功率稳定送出。

(3) GFM 储能与 GFL 光伏混联发电系统可在弱

电网条件下稳定运行, 但是其强电网条件下易失去稳定。因此, 在 GFM 储能应配置在距离光伏送端较近的位置。

此外, 如何在提升混联系统稳定性前提下实现 GFM 储能容量优化配置将是下一步研究的重点。

参 考 文 献

- [1] 谢小荣, 贺静波, 毛航银, 等. “双高”电力系统稳定性的新问题及分类探讨[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(2): 461-475.
XIE Xiaorong, HE Jingbo, MAO Hangyin, et al. New issues and classification of power system stability with high shares of renewables and power electronics[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(2): 461-475.
- [2] 张江丰, 苏烨, 孙坚栋, 等. 电网侧电化学储能电站 AGC 控制策略优化及试验分析[J]. 电力科学与技术学报, 2022, 37(2): 173-180.
ZHANG Jiangfeng, SU Ye, SUN Jiandong, et al. Optimization and test analysis of AGC control strategy for the grid-side electrochemical energy storage power station[J]. Journal of Electric Power Science and Technology, 2022, 37(2): 173-180.
- [3] 黄旭程, 何志兴, 伍文华, 等. 交直流微电网中变换器级联系统稳定性分析与协同控制[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(5): 1432-1443.
HUANG Xucheng, HE Zhixing, WU Wenhua, et al. Stability analysis of converters cascade system in the hybrid AC/DC microgrid and coordinative control[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(5): 1432-1443.
- [4] 肖安南, 张蔚翔, 张超, 等. 含光伏发电与储能的配电网基于源-网-荷互动模式下电压安全最优控制策略[J]. 电力科学与技术学报, 2020, 35(2): 120-127.
XIAO Annan, ZHANG Weixiang, ZHANG Chao, et al. Voltage security optimal strategy of distribution network with PVs and ESS under “source-load” interaction[J]. Journal of Electric Power Science and Technology, 2020, 35(2): 120-127.
- [5] WANG Xiongfei, BIAABJERG F. Harmonic stability in power electronic-based power systems: Concept, modeling, and analysis[J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2019, 10(3): 2858-2870.
- [6] LI Yitong, GU Yunjie, GREEN T C. Revisiting grid-forming and grid-following inverters: A duality theory[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2022, 37(6): 4541-4554.
- [7] 张军六, 李佳朋, 唐震, 等. 基于本地测量的高比例新能源电力系统不平衡功率估算与附加功率控制策略[J]. 电力科学与技术学报, 2022, 37(3): 50-60.
ZHANG Junliu, LI Jiapeng, TANG Zhen, et al. Unbalanced power estimation and additional power control strategy for high proportion new energy power system based on local measurement[J]. Journal of Electric Power Science and Technology, 2022, 37(3): 50-60.
- [8] WEN Bo, BOROEYEVICH D, BURGOS R, et al. Analysis of D-Q small-signal impedance of grid-tied inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(1): 675-687.
- [9] 颜湘武, 刘正男, 张波, 等. 具有同步发电机特性的并联逆变器小信号稳定性分析[J]. 电网技术, 2016, 40(3): 910-917.
YAN Xiangwu, LIU Zhengnan, ZHANG Bo, et al. Small-signal stability analysis of parallel inverters with synchronous generator characteristics[J]. Power System Technology, 2016, 40(3): 910-917.
- [10] 康思伟, 董文凯, 郭诗然, 等. 基于虚拟同步机控制的新能源发电并网系统小干扰稳定临界短路比[J]. 电力建设, 2022, 43(3): 131-140.
KANG Siwei, DONG Wenkai, GUO Shiran, et al. Critical short-circuit ratio of small-signal stability for a grid-connected renewable power generation system based on virtual synchronous generator control[J]. Electric Power Construction, 2022, 43(3): 131-140.
- [11] LU Minghui. Virtual oscillator grid-forming inverters: State of the art, modeling, and stability[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(10): 11579-11591.
- [12] 许诒翊, 刘威, 刘树, 等. 电力系统变流器构网控制技术的现状与发展趋势[J]. 电网技术, 2022, 46(9): 3586-3595.
XU Jieyi, LIU Wei, LIU Shu, et al. Current state and development trends of power system converter grid-forming control technology[J]. Power System Technology, 2022, 46(9): 3586-3595.
- [13] TAFTI H D, WANG Qijun, TOWNSEND C D, et al. Global flexible power point tracking in photovoltaic systems under partial shading conditions[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(9): 11332-11341.
- [14] CHANHUA P J, REDDY B D, BHANDARI S, et al. Battery energy storage for seamless transitions of wind generator in standalone microgrid[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2019, 55(1): 69-77.

- [15] 李翼翔, 田震, 唐英杰, 等. 考虑构网型与跟网型逆变器交互的孤岛微电网小信号稳定性分析[J]. 电力自动化设备, 2022, 42(8): 11-18.
LI Yixiang, TIAN Zhen, TANG Yingjie, et al. Small-signal stability analysis of island microgrid considering interaction between grid-forming converter and grid-following converter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2022, 42(8): 11-18.
- [16] 杨超然. 新能源电力系统小干扰同步稳定性分析和稳定裕度提升策略研究[D]. 杭州: 浙江大学, 2021.
YANG Chaoran. Analysis and enhancement of small signal synchronization stability for renewable-integrated power systems[D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2021.
- [17] 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.
- [18] SAINL L, CHEAN-MANE M, MONJO L, et al. Positive-net-damping stability criterion in grid-connected VSC systems[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2017, 5(4): 1499-1512.
- [19] 丁金勇, 吕建国, 徐炜基, 等. 弱电网下基于模型预测控制的 NPC 三电平 LCL 型并网逆变器谐振抑制方法研究[J]. 电气工程学报, 2021, 16(2): 190-198.
DING Jinyong, LÜ Jianguo, XU Weiji, et al. Research on resonance suppression method of LCL-filtered NPC 3-level grid-connected inverter based on model predictive control in weak grid[J]. Journal of Electrical Engineering, 2021, 16(2): 190-198.
- [20] 郭小龙, 杨桂兴, 张彦军, 等. 构网型储能变流器并网系统 SISO 环路增益建模与重塑控制[J]. 电气技术, 2023, 24(2): 24-31.
GUO Xiaolong, YANG Guixing, ZHANG Yanjun, et al. Modeling and reshaping control of SISO loop gain of the grid-forming energy storage converter grid-connected system[J]. Electrical Engineering, 2023, 24(2): 24-31.
- [21] 范必双, 魏国强, 李泽扬, 等. 基于动态虚拟复阻抗的微网下垂控制策略[J]. 电气工程学报, 2020, 15(1): 48-54.
FAN Bishuang, WEI Guoqiang, LI Zeyang, et al. Droop control method based on dynamic virtual complex impedance for microgrid[J]. Journal of Electrical Engineering, 2020, 15(1): 48-54.
-
- 作者简介: 郭小龙, 男, 1983 年生, 博士, 正高级工程师。主要研究方向为电力系统及其自动化。
E-mail: ncepugxl@sina.com
杨桂兴, 男, 1985 年生, 硕士, 高级工程师。主要研究方向为电力系统稳定与控制、新能源并网与控制。
E-mail: 448776957@qq.com
张彦军, 男, 1981 年生, 硕士, 高级工程师。主要研究方向为电力系统调度自动化。
E-mail: zhangyanjun510@163.com
闫幸, 男, 2000 年生, 硕士研究生。主要研究方向为微网系统协调控制与稳定性分析。
E-mail: xingyan0912@163.com
周毅(通信作者), 男, 1994 年生, 博士, 助理研究员。主要研究方向为新能源并网系统建模与稳定控制。
E-mail: zhouyipower@163.com
臧天磊, 男, 1986 年生, 博士, 副研究员。主要研究方向为综合能源系统运行优化与控制。
E-mail: zangtianlei@126.com