

基于无功功率环路的构网型变流器频率稳定控制策略研究

张森,吕振华,李强

(国网江苏省电力有限公司电力科学研究院,江苏 南京 211103)

摘要:在电网发生频率扰动后,构网型变流器(GFC)容易发生同步失稳。分析表明,在有功环中增加低通滤波器(LPF)会导致GFC的暂态稳定性和频率稳定性产生冲突,而在无功环中加入LPF能够同时改善暂态稳定性和频率稳定性,但是频率稳定性的改善幅度有限。为此,提出了一种无功角频率偏差前馈控制及其参数设计方法,使用该方法能够增加GFC功率环的阻尼比,减少频率超调量,避免了暂态稳定性和频率稳定性的冲突,并可以解决无功环LPF频率稳定性提升幅度受限的问题,使GFC满足电力系统对频率稳定的要求。最后,仿真和实验结果验证了所提方法的正确性和有效性。

关键词:构网型变流器;暂态稳定性;频率稳定性;参数设计;角频率偏差前馈

中图分类号:TM464 文献标识码:A DOI:10.19457/j.1001-2095.dqed26552

Research on Frequency Stability Control Strategy of Grid-forming Converter Based on Reactive Power Loop

ZHANG Sen, LÜ Zhenhua, LI Qiang

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

Abstract: After frequency disturbances occur in the external power grid, grid-forming converters (GFCs) are prone to synchronization instability. Analysis shows that adding a low-pass filter (LPF) to the active loop can cause conflicts between the transient stability and frequency stability of GFC, while adding LPF to the reactive loop can improve both transient stability and frequency stability, but the improvement in frequency stability is limited. Therefore, a reactive power angular frequency deviation feed-forward control method was proposed, which can increase the damping ratio of the GFC power loop, reduce frequency overshoot, not only avoid the conflict between the transient stability and frequency stability of GFC, but also effectively enhance the transient stability and frequency stability of GFC, making GFC meet the frequency stability requirements of the power system. Finally, simulation and experimental results validate the correctness and effectiveness of the proposed method.

Key words: grid-forming converter (GFC); transient stability; frequency stability; parameter design; angular frequency deviation feed-forward

目前,在低惯性和较高的频率变化率(rate of change of frequency, ROCOF)的背景下,以电力电子主导的电力系统正面临严峻的频率稳定性挑战^[1-2]。构网型变流器(grid-forming converter, GFC)具备频率响应服务,成为应对上述挑战的有效方法。

实现构网最直观的方案是以类似于同步发

电机(synchronous generator, SG)的方式控制GFC。为此,国内外学者提出了多种控制方案,其中最基础的是下垂控制^[3-4]。下垂控制模拟了SG对频率和电压的调节行为,然而下垂控制缺乏合成惯性,并导致频率偏差大和ROCOF高^[5-8]。研究表明,通过在下垂控制的功率回路增加低通滤波器(low pass filter, LPF)实现模拟惯性,能够有效降

基金项目:国家电网有限公司科技项目(5108-202218280A-2-303-XG)

作者简介:张森(1992—),男,博士,高级工程师,主要研究方向为新能源并网技术,Email:zhangsen_seu@126.com

低频率偏差,增加GFC的频率稳定性^[9-14]。

文献[15-16]提出了一种自适应惯性方法来减小暂态期间的频率偏差,但该方法依赖于频率和ROCOF的检测,实现起来非常复杂。文献[17]提出了一种基于Lyapunov直接法的附加阻尼控制方法,但没有给出附加阻尼系数的设计方法。文献[18]提出了一种模式切换控制方法,通过改变控制模式,即使在没有平衡点的情况下也能实现故障穿越。然而,该方法基于频率和有功功率变化结合的模式检测模块,实际难以实现。文献[19]研究指出频率响应和暂态稳定性之间存在矛盾,表明增大惯性可能导致GFC跨越不稳定平衡点(unstable equilibrium point, UEP)并失稳。然而,频率响应是GFC的关键性能指标,同步稳定性的增强不能以牺牲频率稳定性为代价。

归纳起来,现有研究大多实现起来比较复杂,且没有考虑频率响应和暂态稳定性之间存在的矛盾。为此,本文首先建立GFC功率环路模型,然后分析有功环(active power control loop, APCL)和无功环(reactive power control loop, RPCL)中低通滤波(low-pass filter, LPF)环节对GFC暂态稳定性和频率稳定性的影响,揭示APCL中LPF暂态稳定性和频率稳定性冲突的机理,并指出RPCL加入LPF对频率稳定性的提升幅度有限,而且其频率响应时间较长。为解决这个问题,提出了一种无功角频率偏差前馈及其参数设计方法,通过在RPCL前加入角频率偏差并对其进行放大,当GFC存在角频率偏差时,这个前馈值能够提高系统的阻尼比,从而减少频率偏差,并且这种方法不会增加系统阶数,方便进行分析验证。分析表明,该方法能够很好地解决RPCL中LPF频率稳定性提升受限的问题,并且可以有效提高系统的暂态稳定性。

1 系统数学模型

1.1 主电路拓扑及建模

图1为GFC主电路及控制框图,变流器输出接电感 L_f 和电容 C_f 组成的LC滤波器,经PCC点后,通过电阻 R_{gs} 和电感 L_{gs} 的输电线路阻抗 Z_{gs} 接入电网。图中, V_s, V_g 分别表示电网电压和PCC处的电压矢量, $V_s = V_s e^{j\theta_s}, V_g = V_g e^{j\theta_g}$; I_g 为流入电网的电流; V_{dc} 为直流侧电压; ω_0 为额定角频率。GFC功率环由有功功率控制环APCL和无功功率控制环RPCL组成。

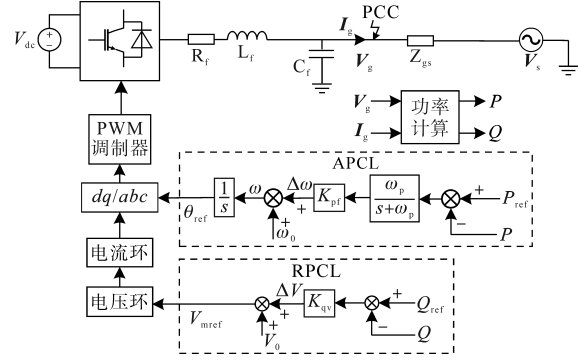


图1 构网型变流器主电路及控制框图

Fig.1 The main circuit and control structure of GFC

由图1可以得到如下表达式:

$$d\omega/dt = K_{pf}(P_{ref} - P) - \omega_p(\omega - \omega_0) \quad (1)$$

$$V_{mref} = V_0 + K_{qv}(Q_{ref} - Q) \quad (2)$$

式中: K_{pf}, K_{qv} 分别为有功和无功下垂系数; P_{ref}, Q_{ref} 分别为有功和无功功率参考值; P, Q 分别为变流器输出有功和无功功率; ω_p 为APCL的LPF截止频率; ω 为APCL输出角频率; V_{mref} 为电压幅值参考; V_0 为额定电压幅值。

功率外环产生PCC参考电压 $V_{ref} = V_{mref} e^{j\theta_{ref}}$, θ_{ref} 为相位参考。采用电压和电流内环调节,PCC点电压 V_g 跟踪 V_{ref} 并限制过流。实际应用中,功率外环带宽低、响应速度慢,决定了同步稳定性。而内环带宽较大,延迟项主要影响高频性能。因此,在分析同步稳定性时,可以将内环视为有理想电压跟踪性能的单位增益^[20]。

V_g 和 V_s 之间的相位差 δ 为功角, $\delta = \theta_g - \theta_s$,考虑到 $V_g = V_{ref}$,因此 $\delta = \theta_{ref} - \omega_g t$ 。从而得到变流器输出 P 和 Q 的表达式,如下式所示:

$$P = \frac{3[V_g(V_g - V_s \cos\delta)R_{gs} + V_g V_s X_{gs} \sin\delta]}{2(X_{gs}^2 + R_{gs}^2)} \quad (3)$$

$$Q = \frac{3[V_g(V_g - V_s \cos\delta)X_{gs} - V_g V_s R_{gs} \sin\delta]}{2(X_{gs}^2 + R_{gs}^2)} \quad (4)$$

1.2 暂态稳定性问题的类型

将式(4)代入式(2),考虑电压幅值 $V_g = V_{mref}$,可解得 V_g 如下:

$$V_g = \frac{A}{6X_{gs}V_0K_{qv}} + \frac{\sqrt{A^2 + 24X_{gs}V_0K_{qv}Z(V_{g,ref} + Q_{g,ref}V_0K_{qv})}}{6X_{gs}V_0K_{qv}} \quad (5)$$

其中

$$Z = X_{gs}^2 + R_{gs}^2$$

$$A = 3V_s(X_{gs} \cos \delta + R_{gs} \sin \delta)V_0 K_{qv} - 2Z$$

进一步将式(5)代入式(3),可得到 $P-\delta$ 关系表达式,如下式所示:

$$P = \frac{3}{2} \frac{V_{mref} \sin \delta}{X_g} \frac{B + \sqrt{B^2 + 6k_1 K_{qv} (V_0 + K_{qv} Q_{ref})}}{3K_{qv} k_1} \quad (6)$$

其中

$$B = 1.5k_1 K_{qv} V_{mref} \cos \delta + 1.5k_2 K_{qv} V_{mref} \sin \delta - 1$$

$$k_1 = X_{gs} / Z$$

$$k_2 = R_{gs} / Z$$

系统参数如表1所示。结合式(6)和表1所示系统参数,得到不同电网电压暂降和不同 R_{gs} 条件下的 $P-\delta$ 曲线,如图2所示。

表1 系统参数

Tab.1 System parameters

参数	取值	参数	取值
额定电压 V_0	100 V	线路电感 L_g	12 mH
电网电压幅值 V_s	100 V	$P-f$ 下垂增益 K_{pf}	0.006 28
变流器参考电压 V_{mref}	100 V	$Q-V$ 下垂增益 K_{qv}	0.005
电网频率 f	50 Hz		

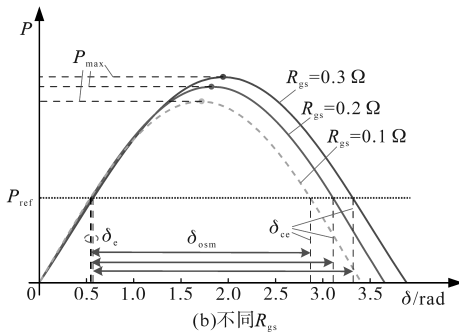
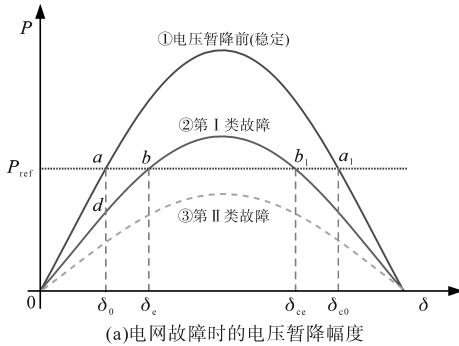


图2 不同条件下的 $P-\delta$ 曲线

Fig.2 The curves of $P-\delta$ for different conditions

变流器初始工作在图2a中曲线①所示 a 点,根据扰动后是否存在平衡点,GFC暂态稳定性问题可以分为以下两类:

1)第I类故障:如图2a中曲线②所示,此时,由于下垂控制功率环呈现一阶特性,只要在摇摆过程中不越过平衡点 b_1 ,则其最终能收敛到平衡

点 b ,系统稳定。点 b 和 b_1 分别为稳定平衡点(stable equilibrium point, SEP)和不稳定平衡点UEP,相应的功率角分别表示为 δ_e 和 δ_{ce} 。在过渡阶段,如果系统越过 b_1 , δ 将超过 δ_{ce} ,然后趋于无穷大,导致系统失稳,因此 δ_{ce} 称为临界功角。

2)第II类故障,如图2a中曲线③所示,系统不存在平衡点,此时系统必然不稳定,不能继续正常供电,需要依靠继电保护装置切除故障来恢复系统的平衡点,因此这种情况不予考虑。

另一方面,从图2b中可以看出,GFC可传输的最大功率 P_{max} 随 R_{gs} 增加而增加。同时, R_{gs} 越大,功角 δ 的允许变化范围 δ_{osm} 越宽,从而越有利于电网故障时GFC的同步稳定性。因此,以下分析围绕 $R_{gs}=0$ 这种最恶劣的情况进行。

2 稳定性分析

系统参数见表1,以下进一步对GFC稳定性进行量化分析。

2.1 APCL采用LPF的大信号模型

将式(4)代入式(2),并考虑电压幅值 $V_g=V_{mref}$ 和 $R_{gs}=0$,可解得 V_g 如下所示:

$$V_g = \frac{C + \sqrt{C^2 + 6K_{qv} X_{gs} (V_0 + K_{qv} Q_{ref})}}{3K_{qv}} \quad (7)$$

其中

$$C = 1.5K_{qv} V_s \cos \delta - X_{gs}$$

进一步,将式(7)、式(3)代入式(1),得到关于 δ 的二阶微分方程如下:

$$\ddot{\delta} + \omega_p \dot{\delta} = \omega_p K_{pf} \left(P_{ref} - \frac{3}{2} \frac{V_g V_s \sin \delta}{X_{gs}} \right) \quad (8)$$

令 $\mathbf{x}=[x_1, x_2]^T=[\delta, \Delta\omega]^T$,上标T表示矩阵或向量的转置,可得GFC的降阶状态空间模型,又称大信号模型,如下式所示:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_2 \\ -\omega_p x_2 - \frac{3\omega_p K_{pf} V_s V_g \sin x_1}{2X_{gs}} + \omega_p K_{pf} P_{ref} \end{bmatrix} \quad (9)$$

2.2 RPCL采用LPF的大信号模型

进一步,分析LPF对RPCL的影响。在RPCL加入LPF,其拓扑图如图3所示。

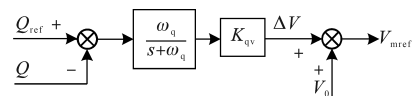


图3 带LPF的无功功率环路框图

Fig.3 Reactive power loop diagram with LPF

由图3可知,加入LPF后的RPCL的表达式

如下:

$$V_{mref} = V_0 + K_{qv} \frac{\omega_q}{s + \omega_q} (Q_{ref} - Q) \quad (10)$$

式中: ω_q 为RPCL的LPF截止频率。

将式(10)代入式(4),并考虑到 $V_g=V_{mref}$ 和 $R_{gs}=0$,可以得到采用LPF后RPCL的动态特性,如下式所示:

$$V_g = V_0 + K_{qv} \frac{\omega_q}{s + \omega_q} \left(Q_0 - \frac{3}{2} \frac{V_g^2 - V_s V_g \cos \delta}{X_{gs}} \right) \quad (11)$$

也即

$$\dot{V}_g = \omega_q \left[V_0 - V_g + K_{qv} \left(Q_0 - \frac{3}{2} \frac{V_g^2 - V_s V_g \cos \delta}{X_{gs}} \right) \right] \quad (12)$$

同理,和APCL类似,结合式(12)、式(3)和式(1),可得到关于功角 δ 的微分方程,并进一步得到大信号模型。

2.3 暂态稳定性分析

第I类故障下,分别考察在APCL和RPCL引入LPF对GFC暂态稳定性的影响,基于所得两种情况的大信号模型,选取不同的 ω_p, ω_q ,得到系统的相图曲线和频率响应曲线,如图4和图5所示。

首先,分析图2a中曲线②,在暂态响应期间, δ 可能超过其稳态值 δ_e ,这意味着功角过冲。另一

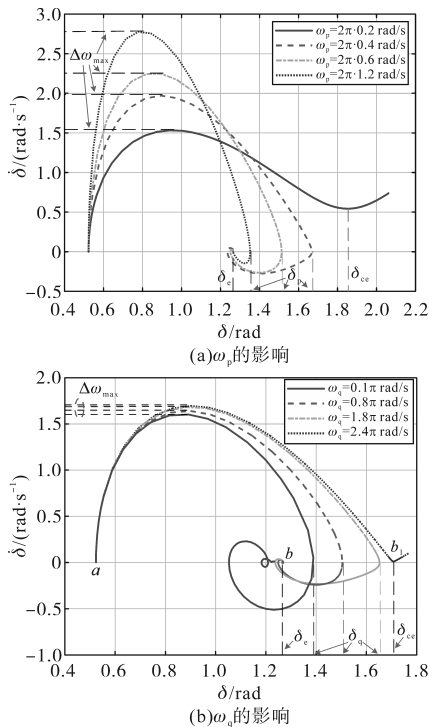


图4 具有LPF的APCL和RPCL的相图曲线

Fig.4 Phase diagram curves of APCL and RPCL with LPF

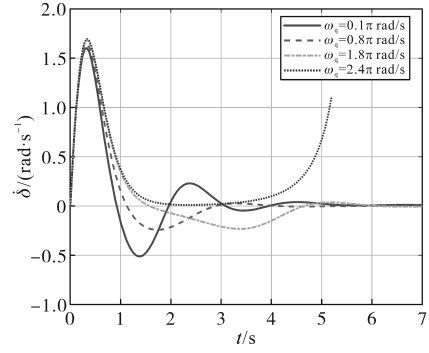


图5 时域频率响应曲线

Fig.5 Time domain frequency response curves

方面,如图4所示, δ_p 为暂态过程中达到的最大功角,显然,对于稳定的系统, δ_p 不应超过 δ_{ce} ,即UEP处的功角。为了满足这一要求,需要较小的超调量。为此,定义 $\Delta\delta_{max} = \delta_p - \delta_{ce}$ 为功角最大偏差, $\Delta\omega_{max} = \omega_{max} - \omega_a$ 为角频率最大偏差, ω_a 为SEP处的角频率。

然后,由图4a可知,当仅改变 ω_p 时, ω_p 越大, $\Delta\delta_{max}$ 越小, $\Delta\omega_{max}$ 越大;由于 $\Delta\delta_{max}$ 变小,更远离 δ_{ce} ,GFC更容易实现暂态稳定。然而,由于 $\Delta\omega_{max}$ 变大,不利于频率稳定。可见,此时GFC的暂态稳定性和频率稳定性存在冲突。

另一方面,如图4b所示,当仅改变 ω_q 时, ω_q 越小, $\Delta\delta_{max}$ 越小, $\Delta\omega_{max}$ 也越小;由于 $\Delta\delta_{max}$ 越小,更远离 δ_{ce} ,GFC更容易实现暂态稳定,并且此时 $\Delta\omega_{max}$ 和频率变化率变小也更有利于频率稳定,避免了APCL存在的暂态稳定和频率稳定冲突问题。

但是,由图5可知,在RPCL也加入LPF后,频率的响应时间较长,需要进一步改进控制策略以提升GFC的频率稳定性。

3 无功角频率偏差前馈控制方法

为了进一步提高GFC的频率稳定性,提出了一种在RPCL中引入角频率偏差前馈的控制方法,以下对该方法进行详细分析。

3.1 带角频率偏差前馈的无功控制方法

带角频率偏差前馈的无功环控制框图如图6所示。

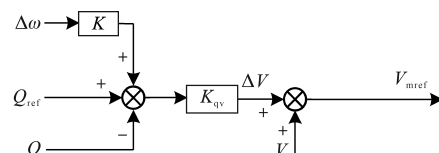


图6 带角频率偏差前馈的无功控制框图

Fig.6 Block diagram of the reactive power control with angular frequency deviation feedforward employed

由图6可得:

$$V_{\text{mref}} = V_0 + K_{\text{qv}}(Q_{\text{ref}} - Q) + KK_{\text{qv}}\Delta\omega \quad (13)$$

式中: K 为角频率偏差系数。

将式(4)代入式(13),并结合 $V_g=V_{\text{mref}}$ 和 $R_{\text{gs}}=0$,可解得:

$$V_g = \frac{B + \sqrt{B^2 + 6K_{\text{qv}}X_g(V_0 + K_{\text{qv}}Q_{\text{ref}} + KK_{\text{qv}}\Delta\omega)}}{3K_{\text{qv}}} \quad (14)$$

其中, B 的详细表达式见式(6)。

进一步,将式(14)、式(3)代入式(1),得到关于 δ 的二阶微分方程,如下式所示:

$$\ddot{\delta} + \omega_p \dot{\delta} = \omega_p K_{\text{pf}} \left[2P_{\text{ref}} - \frac{3}{2} \frac{V_s f(\delta, \Delta\omega)}{X_g} \right] \quad (15)$$

其中

$$f(\delta, \Delta\omega) = V_g \sin\delta$$

为了分析 s 域中的暂态响应和频率响应,对有功功率 P 表达式在平衡点处进行线性化。为此,由式(3)以及 $R_{\text{gs}}=0$ 可得:

$$\Delta P = \frac{3V_s}{2X_s} f'(\delta, \Delta\omega) \Big|_{\delta=\delta_e, \Delta\omega=0} \cdot \Delta\delta = G \cdot \Delta\delta \quad (16)$$

式中:前缀“ Δ ”代表变量的小扰动; δ_e 为故障后SEP的功角; G 为 P 与 δ 之间的增益。

将式(14)代入 $f(\delta, \Delta\omega)$ 并化简,得到:

$$f'(\Delta\delta_e) = V_{\text{pccs}} \cos\delta_e - \frac{3K_{\text{qv}}V_s V_{\text{pccs}} \sin\delta_e}{2X_g + 6K_{\text{qv}}V_{\text{pccs}} - 3K_{\text{qv}}V_s \cos\delta_e} \quad (17)$$

$$f'(\Delta\omega_s) = \frac{2KK_{\text{qv}}X_g \sin\delta_e}{2X_g + 6K_{\text{qv}}V_{\text{pccs}} - 3K_{\text{qv}}V_s \cos\delta_e} \quad (18)$$

式中: V_{pccs} 为故障后系统输出电压。

进一步,为了得到频率前馈路径的小信号模型,令

$$G_1 = \frac{3V_s}{2X_g} f'(\Delta\delta_e) \quad (19)$$

$$G_2 = \frac{3V_s}{2X_g} f'(\Delta\omega_s) \quad (20)$$

根据式(19)、式(20)和图6,可以得到具有频率前馈路径的小信号模型,如图7所示。

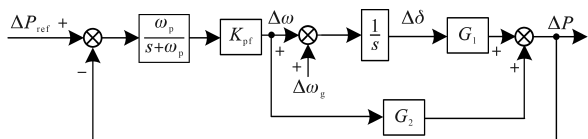


图7 具有频率前馈路径的小信号模型

Fig.7 Small signal model with frequency feedforward path

在图7中忽略电网频率扰动,即 $\Delta\omega_g=0$,可得如下传递函数:

$$\begin{cases} \frac{\Delta\delta}{\Delta P_{\text{ref}}} = \frac{K_{\text{pf}}\omega_p}{s^2 + (\omega_p + K_{\text{pf}}\omega_p G_2)s + K_{\text{pf}}\omega_p G_1} \\ \frac{\Delta\omega}{\Delta P_{\text{ref}}} = \frac{K_{\text{pf}}\omega_p s}{s^2 + (\omega_p + K_{\text{pf}}\omega_p G_2)s + K_{\text{pf}}\omega_p G_1} \end{cases} \quad (21)$$

式(21)为分析GFC的暂态稳定性和频率稳定性提供了基础。

3.2 所提方法的暂态稳定性分析

根据式(21),当 ΔP_{ref} 单位步长变化时,即将 ΔP_{ref} 置为单位1,可得 $\Delta\delta(s)$:

$$\Delta\delta(s) = \frac{K_{\text{pf}}\omega_p}{s^2 + (\omega_p + K_{\text{pf}}\omega_p G_2)s + K_{\text{pf}}\omega_p G_1} \quad (22)$$

将式(22)与标准三阶系统传递函数进行比较,整理得:

$$\Delta\delta(s) = \frac{\omega_n^2/G_1}{s(s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2)} \quad (23)$$

其中

$$\begin{cases} \omega_n = \sqrt{K_{\text{pf}}\omega_p G_1} \\ \zeta = \frac{\omega_p + K_{\text{pf}}\omega_p G_2}{2\sqrt{K_{\text{pf}}\omega_p G_1}} \end{cases} \quad (24)$$

式中: ω_n 为无阻尼振荡频率; ζ 为阻尼比。

通过拉普拉斯反变换得到式(23)的时域响应为

$$\Delta\delta(t) = \frac{1}{G_1} - \frac{1}{G_1 \sqrt{1-\zeta^2}} e^{-\zeta\omega_n t} \sin(\omega_n \sqrt{1-\zeta^2} t + \theta) \quad (25)$$

进一步,可以得到 $\Delta\delta(t)$ 的导数:

$$\frac{d\Delta\delta}{dt} = \frac{\omega_n}{G_1 \sqrt{1-\zeta^2}} e^{-\zeta\omega_n t} \sin(\omega_n \sqrt{1-\zeta^2} t) \quad (26)$$

当 $\Delta\delta(t)$ 的导数等于0时, $\Delta\delta(t)$ 取最大值 $\Delta\delta_{\text{max}}$,此时有:

$$t = \frac{\pi}{\omega_n \sqrt{1-\zeta^2}} \quad (27)$$

将式(27)代入式(26),得到:

$$\Delta\delta_{\text{max}} = \frac{1}{G_1} \left(1 + e^{-\frac{\pi\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}}} \right) \quad (28)$$

从式(28)可以看出, $\Delta\delta_{\text{max}}$ 与阻尼比 ζ 有关。将式(19)代入式(28),则有:

$$\frac{d\Delta\delta_{\text{max}}}{d\zeta} = -\frac{1}{G_1} \frac{\pi}{1-\zeta^2 \sqrt{1-\zeta^2}} \left(1 + e^{-\frac{\pi\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}}} \right) < 0 \quad (29)$$

$\Delta\delta_{\text{max}}$ 随着 ζ 的增加而单调减小,因此增大 ζ

可以增强系统的暂态稳定性。

3.3 所提方法的频率稳定性分析

假设功率参考有阶跃变化,根据式(21)可以推导出 s 域的频率响应为

$$\Delta\omega(s) = \frac{K_{pf}\omega_p}{s^2 + (\omega_p + K_{pf}\omega_p G_2)s + K_{pf}\omega_p G_1} \quad (30)$$

将式(30)与标准二阶系统传递函数作比较,可得:

$$\Delta\omega(s) = \frac{\omega_n^2/G_1}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (31)$$

因此,时域中频率变化的响应可以推导出:

$$\Delta\omega(t) = \frac{\omega_n^2}{G_1\sqrt{1-\zeta^2}} e^{-\zeta\omega_n t} \sin(\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}t) \quad (32)$$

进一步,得到频率变化率 $ROCOF$ 如下:

$$\begin{aligned} ROCOF &= \frac{d\Delta\omega(t)}{dt} \\ &= \frac{\omega_n^2}{G_1\sqrt{1-\zeta^2}} e^{-\zeta\omega_n t} \sin(\theta - \omega_n\sqrt{1-\zeta^2}t) \end{aligned} \quad (33)$$

其中

$$\theta = \arcsin(\sqrt{1-\zeta^2})$$

当 $t=0$ 时, $ROCOF$ 达到最大,结合式(33)和式(24)计算如下:

$$ROCOF|_{\max} = K_{pf}\omega_p \quad (34)$$

当 $\Delta\omega(t)$ 的导数等于0,即 $ROCOF=0$ 时, $\Delta\omega(t)$ 取最大值,可得:

$$t = \frac{\arcsin\sqrt{1-\zeta^2}}{\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}} \quad (35)$$

将式(35)代入式(32),可得 $\Delta\omega_{\max}$ 为

$$\Delta\omega_{\max} = \omega_n e^{-\frac{\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}}\arcsin(\sqrt{1-\zeta^2})} \approx \sqrt{K_{pf}\omega_p G_1} e^{-\zeta} \quad (36)$$

从式(36)可以看出,最大频率偏差与阻尼比 ζ 成反比。因此,增大阻尼比 ζ 可以有效减小暂态过程中的频率偏差,避免频率稳定性与同步稳定性之间的矛盾。

归纳起来,在RPCL中加入角频率偏差前馈路径,增加功率环的阻尼比 ζ 就能够提高系统的暂态稳定性和频率稳定性。换言之,如果通过调节系数 K ,能够提高阻尼比 ζ ,那么就可以达到提高变流器频率稳定性的目的。

根据式(17)~式(20)以及式(24)可以发现阻尼比 ζ 的表达式中含有角频率偏差系数 K ,并且可以证明阻尼比 ζ 的单调性和 G_2 的单调性一致。

由于电网发生故障后PCC点电压大于等于电网电压 V_s ,即 $V_{pccs} \geq V_s$,因此有:

$$2X_g + 6K_{qv}V_{pccs} - 3K_{qv}V_s \cos\delta_e > 0 \quad (37)$$

也即

$$\frac{3V_s}{2X_g} \frac{2K_{qv}X_g \sin\delta_s}{2X_g + 6K_{qv}V_{pccs} - 3K_{qv}V_s \cos\delta_s} > 0 \quad (38)$$

综上, G_2 和 K 具有相同的单调性,即 K 和阻尼比 ζ 单调性一致,当 K 增加的时候, G_2 会随之增加,阻尼比 ζ 也会增加。因此,通过附加频率前馈路径,从而增大阻尼比,可以增强同步稳定性,同时有利于电网故障期间频率稳定性的提升。

角频率偏差系数 K 与阻尼比 ζ 关系曲线如图8所示,阻尼比随着 K 的增加而线性增长,其中 a 点、 b 点、 c 点对应欠阻尼、临界阻尼和过阻尼三种状态。

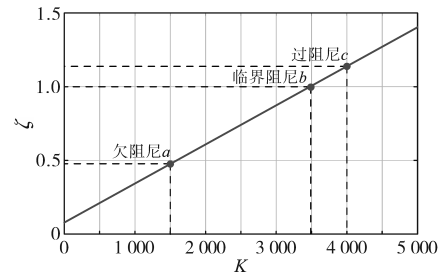


图8 角频率偏差系数 K 与阻尼比 ζ 关系

Fig.8 Relationship between angular frequency deviation coefficient K and damping ratio ζ

所提方法的功角相图和频率响应曲线如图9所示,当 $K=0$ 时欠阻尼, $\Delta\delta_{\max}=0.26$ rad, $\Delta\omega_{\max}=2.24$ rad/s;当 $K=1\ 500$ 时欠阻尼, $\Delta\delta_{\max}=0.09$ rad, $\Delta\omega_{\max}=1.96$ rad/s;当 $K=3\ 500$ 时临界阻尼, δ 基本无超调, $\Delta\omega_{\max}=1.55$ rad/s;当 $K=4\ 000$ 时过阻尼, δ 无超调, $\Delta\omega_{\max}=1.36$ rad/s。

可以清晰地看出,随着 K 值的增加, $\Delta\delta_{\max}$ 逐渐减小,GFC暂态稳定性增强。并且,随着 K 的增加, $\Delta\omega_{\max}$ 随之减小,GFC频率稳定性也得到增强。

综上所述,通过调节 K 能够同时提高GFC的暂态稳定性和频率稳定性,并且解决了RPCL中LPF存在的频率稳定性提升幅度有限的问题。根据GB/T 15945—1995《电能质量电力系统频率允许偏差》,电力系统非正常状况下,对于电网容量300万kW以上的系统,频率偏差不应超过 ± 0.5 Hz,角频率不超过3.14 rad/s。角频率偏差系数 K 与 $\Delta\omega_{\max}$ 和 t_r 的关系如图10所示,随着 K 增加, $\Delta\omega_{\max}$ 逐渐减小,当 $K > 2\ 150$ 时 $\Delta\omega_{\max} < 3.14$ rad/s,因此 K 最小取值 $K_{\min}=2\ 150$ 。另一方面, K 的增加导致阻

尼比的增加,并导致功率环的调节时间 t_r 增加。根据GB/T 40595—2021《并网电源一次调频技术规范及试验导则》,并网电源一次调频有功功率的调节时间应不大于5 s,一次调频达到稳定时的有功功率调节偏差不超过1%额定有功功率。

然而,在仿真中,如图10所示,当处于过阻尼状态时,有功功率的调节时间 t_r 会显著增加,因此 K 最大取值为 $K_{\max}=4\ 300$ 。此外,当 $K=3\ 300$ 时, $\Delta\omega_{\max}-K$ 与 t_r-K 曲线相交,此时 $\Delta\omega_{\max}=2.2\text{ rad/s}$, $t_r=2.13\text{ s}$,满足角频率偏差和调节时间的要求。当 $K>3\ 300$ 时,调节时间 t_r 急剧增加,且 $\Delta\omega_{\max}$ 的下降速度减慢;而当 $K<3\ 300$ 时, $\Delta\omega_{\max}$ 增加且逼近

要求上限3.14 rad/s。因此,综合考虑角频率最大偏差 $\Delta\omega_{\max}$ 和调节时间 t_r 的要求, K 的最优取值为 $K_{\text{opt}}=3\ 300$ 。

4 仿真分析

在 Matlab/Simulink 建立了仿真模型,变流器接入无穷大系统,有功功率参考设置为2 kW,其它参数如表1所示。首先, $\omega_p=2\pi\cdot 1.2\text{ rad/s}$ 仿真结果如图11所示,在 $t<2\text{ s}$ 时,GFC正常工作, V_g, P 和 $\Delta\omega$ 按预期调节进入稳态工作点。当 $t=2\text{ s}$ 发生电网电压降落时, ω_g 产生波动,并且波动后重新稳定,由于PI控制器不能完全跟踪电压并忽略了电网频率扰动等原因,此时的 $\Delta\omega_{\max}$ 约为6.7 rad/s,超过非正常状况下的供电频率最大允许偏差,频率稳定性差。此时,有功调节时间约为0.6 s。

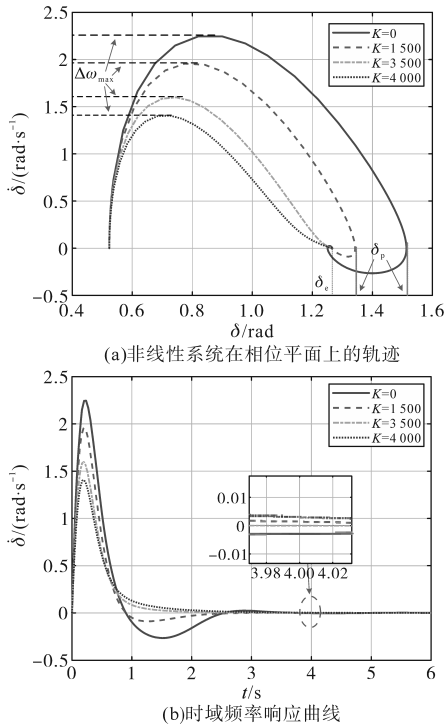


图9 所提方法角相图和频率响应曲线
Fig.9 The proposed method includes power angle phase diagram and frequency response curves

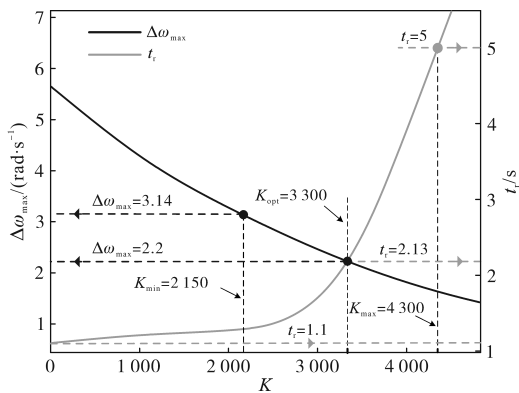


图10 角频率偏差系数 K 与 $\Delta\omega_{\max}$ 和 t_r 的关系
Fig.10 Relationship between the angular frequency deviation coefficient K and $\Delta\omega_{\max}$ and t_r

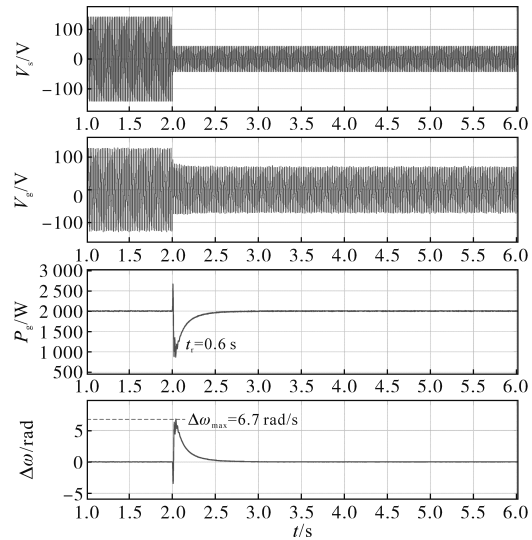


图11 $\omega_p=2\pi\cdot 1.2\text{ rad/s}$ 仿真结果
Fig.11 Simulation results of $\omega_p=2\pi\cdot 1.2\text{ rad/s}$

$\omega_p=2\pi\cdot 0.4\text{ rad/s}$ 仿真结果如图12所示,在 $t<2\text{ s}$ 时,GFC正常工作, V_g, P 和 $\Delta\omega$ 按预期调节进入稳态工作点。当 $t=2\text{ s}$ 发生三相对称短路,电网电压 V_s 由100 V降至30 V, ω_g 产生波动,并且波动后重新稳定,此时的 $\Delta\omega_{\max}$ 为5.7 rad/s,调节时间约为1.1 s,频率稳定性差,超出允许最大偏差3.14 rad/s。

$\omega_q=\pi\cdot 1.2\text{ rad/s}$ 仿真结果如图13所示,在 $t<2\text{ s}$ 时,GFC正常工作, V_g, P 和 $\Delta\omega$ 按预期调节进入稳态工作点。 $t=2\text{ s}$ 发生三相对称短路,电网电压 V_s 由100 V降至30 V, ω_g 产生波动,波动后重新稳定,此时的 $\Delta\omega_{\max}$ 为3.4 rad/s,频率稳定性较强,调节时间大于5 s,调节时间不满足导则要求。

$K=3\ 300$ 仿真结果如图14所示,当 $t=2\text{ s}$ 发生电网电压降落时, ω_g 产生波动,并且波动后重新

稳定,此时的 $\Delta\omega_{\max}$ 约为2.2 rad/s,相比 $K=0$ 结果而言, $ROCOF$ 减少,小于非正常状况下的供电频率

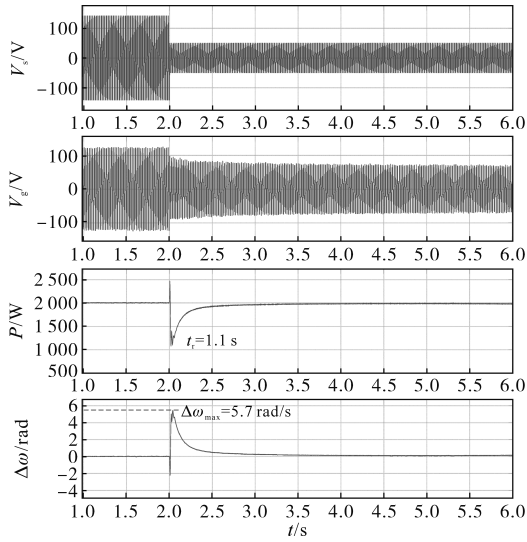


图12 $\omega_p=2\pi\cdot 0.4$ rad/s ($K=0$)仿真结果

Fig.12 Simulation results of $\omega_p=2\pi\cdot 0.4$ rad/s ($K=0$)

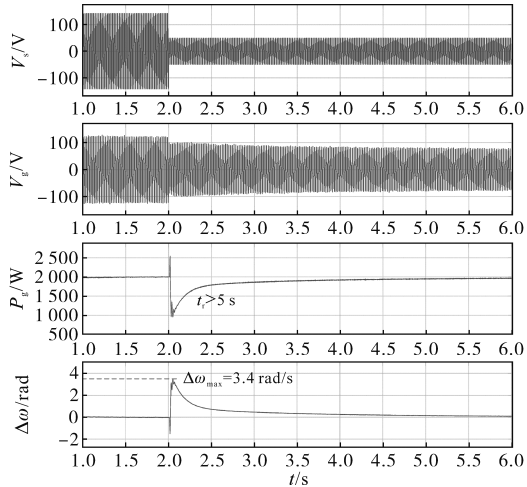


图13 $\omega_q=\pi\cdot 1.2$ rad/s仿真结果

Fig.13 Simulation results of $\omega_q=\pi\cdot 1.2$ rad/s

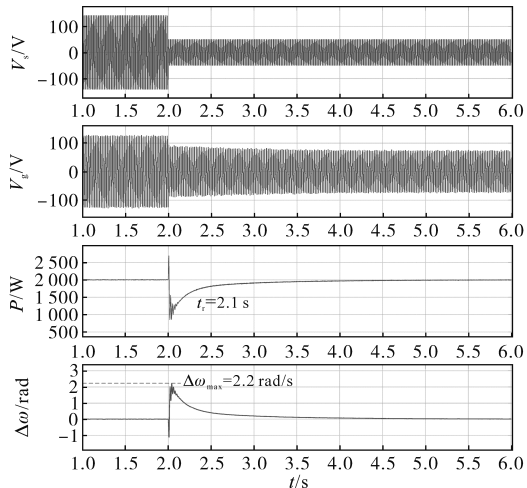


图14 $K=3300$ 仿真结果

Fig.14 Simulation results of $K=3300$

最大允许偏差,频率稳定性增强。此时,有功调节时间约为2.1 s,满足导则要求。

$K=4000$ 仿真结果如图15所示,当 $t=2$ s发生电网电压降落时, ω_g 产生波动,并且波动后重新稳定,此时的 $\Delta\omega_{\max}=1.8$ rad/s,虽然此时 $ROCOF$ 进一步减少,但是有功功率的调节时间显著增加, t_r 接近4 s。

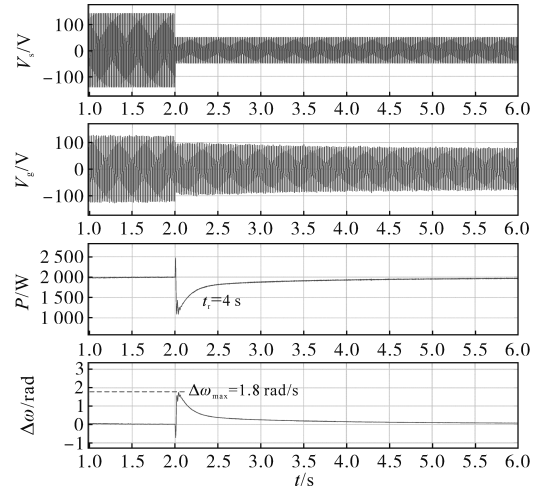


图15 $K=4000$ 仿真结果

Fig.15 Simulation results for $K=4000$

为了确定此种方法能够在宽电网强度下运行,通过调节电网阻抗使短路比 SCR 为1.91,继续在 $K=3300$ 下进行仿真,仿真结果如图16所示,当 $t=3.5$ s发生电网电压降落时, ω_g 产生波动,并且波动后重新稳定,此时的 $\Delta\omega_{\max}=2.6$ rad/s,小于非正常状况下的供电频率最大允许偏差,频率稳定性较强。此时,有功调节时间约为2.5 s,满足导则要求。

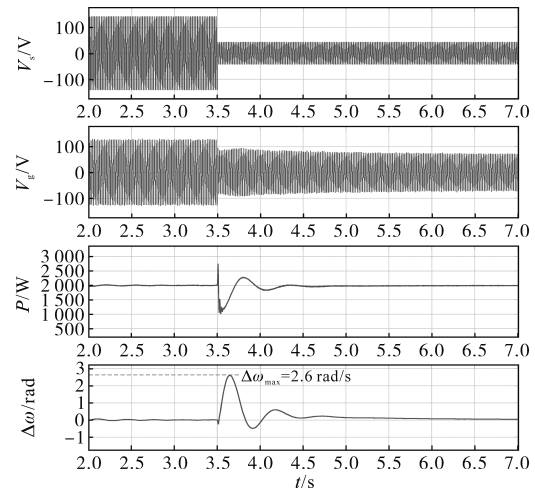


图16 $SCR=1.91$ ($K=3300$)仿真结果

Fig.16 Simulation results of $SCR=1.91$ ($K=3300$)

基于图17所示的RT-LAB硬件在环平台,进行进一步验证,建立图1所示的主电路模型,并在

RT-LAB 中实现。RT-LAB 通过接口卡与 DSP TMS320F28335 控制器相连。当所提方法在 DSP 中成功编程并运行后,产生的 PWM 信号被送入 RT-LAB 模型进行实现,相应的波形输出到示波器。

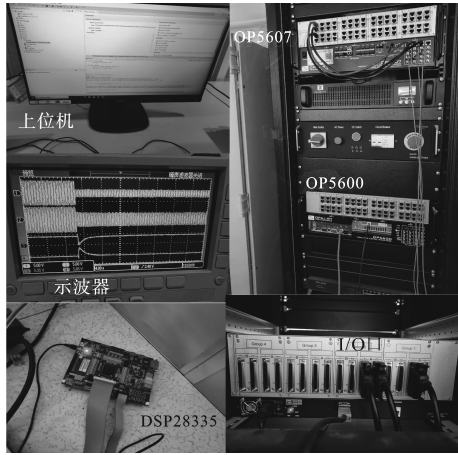


图 17 RT-LAB 实验平台

Fig.17 RT-LAB experimental platform

设置电网电压跌落到 30 V,示波器 CH1 为电网电压 V_s ,CH2 为 GFC 输出电压 V_g ,CH3 为有功功率 P ,CH4 为角频率 $\Delta\omega$ 。

当 $K=0$ 时所得结果如图 18 所示,在短暂波动后系统能够重新稳定,此时的 $\Delta\omega_{\max}$ 为 5.7 rad/s,超出允许最大偏差 3.14 rad/s,因此 $ROCOF$ 较大,频率稳定性差,所得结论与图 12 所示仿真结果一致。

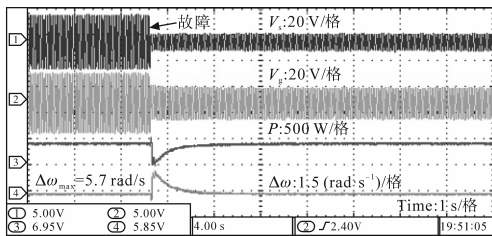


图 18 $K=0$ 实验结果

Fig.18 Experimental results with $K=0$

当 $K=3\ 300$ 时所得结果如图 19 所示,此时的 $\Delta\omega_{\max}$ 约为 2.2 rad/s,有功调节时间 t_r 约为 2 s,此时 $ROCOF$ 减少,频率稳定性增强,这与图 14 中的仿真结果相符。

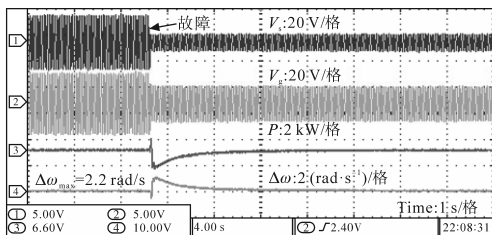


图 19 $K=3\ 300$ 实验结果

Fig.19 Experimental results with $K=3\ 300$

最后,当 $K=4\ 000$ 时所得结果如图 20 所示,此时 $\Delta\omega_{\max}$ 为 1.7 rad/s, $ROCOF$ 进一步降低,频率稳定性强,但是有功调节时间缓慢,调节时间 t_r 约为 3.5 s,与图 15 所得仿真结果基本一致。

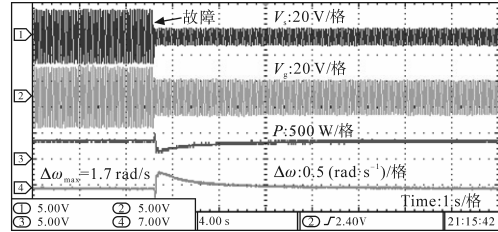


图 20 $K=4\ 000$ 实验结果

Fig.20 Experimental results with $K=4\ 000$

5 结论

本文分析了 APCL 和 RPCL 的 LPF 环节对系统暂态稳定性和频率稳定性的影响,揭示了 APCL 中 LPF 暂态稳定性和频率稳定性冲突的机理,并指出 RPCL 加入 LPF 可以提升暂态稳定性,但是频率稳定性的提升幅度受限。为了解决这个问题,提出了角频率偏差前馈方法,该方法能够提高系统的阻尼比,从而减少频率偏差。综合考虑角频率最大偏差和有功调节时间,提出了前馈增益参数设计方法。结果表明,所提方法能够很好地解决 RPCL 中 LPF 频率稳定性提升受限的问题,并且可以有效提高系统的暂态稳定性。

参考文献

- [1] 郑重,苗世洪,李超,等.面向微型能源互联网接入的交直流配电网协同优化调度策略[J].电工技术学报,2022,37(1):192-207.
ZHENG Zhong, MIAO Shihong, LI Chao, et al. Collaborative optimal dispatching strategy of AC/DC distribution networks for the integration of micro energy internet[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(1): 192-207.
- [2] 孙千宸,吴超,王勇,等.线路阻抗对构网变流器降阶模型精度影响及次同步振荡分析[J].电力自动化设备,2024,44(6):169-175.
SUN Qianchen, WU Chao, WANG Yong, et al. Influence of line impedance on accuracy of reduced-order model for grid-forming converter and sub-synchronous oscillation analysis[J]. Electric Power Automation Equipment, 2024, 44(6): 169-175.
- [3] 许洁翔,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 status and development trends of power system converter grid-forming control technology[J]. Power System Technology, 2022, 46(9): 3586-3595.

- [4] ZHAO Fangzhou, WANG Xiongfei, ZHU Tianhua. Power dynamic decoupling control of grid-forming converter in stiff grid[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(8): 9073–9088.
- [5] 洪镇堃, 占萌. 构网型变流器并网系统在强弱电网下的分岔分析[J]. 电力自动化设备, 2023, 43(9): 27–32, 54.
HONG Zhenkun, ZHAN Meng. Bifurcation analysis of grid-forming converter system connected with stiff or weak AC grids[J]. Electric Power Automation Equipment, 2023, 43(9): 27–32, 54.
- [6] WU Heng, WANG Xiongfei. Design-oriented transient stability analysis of grid-connected converters with power synchronization control[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(8): 6473–6482.
- [7] 李威, 马美玲, 孙伟卿. 考虑功率耦合的构网型多VSG系统频率振荡特性分析[J]. 电力工程技术, 2025, 44(2): 44–54.
LI Wei, MA Meiling, SUN Weiqing. Analysis of frequency oscillation characteristics in grid-forming multi-VSG systems considering power coupling[J]. Electric Power Engineering Technology, 2025, 44(2): 44–54.
- [8] 王双双, 吴雪莲, 李兆伟, 等. 计及构网型新能源主动支撑特性的频率紧急控制适应性分析[J]. 电力工程技术, 2025, 44(2): 80–89.
WANG Shuangshuang, WU Xuelian, LI ZhaoWei, et al. Analysis of the adaptability of frequency emergency control considering the active support characteristics of grid-forming new energy[J]. Electric Power Engineering Technology, 2025, 44(2): 80–89.
- [9] PAN Donghua, WANG Xiongfei, LIU Fangcheng, et al. Transient stability of voltage-source converters with grid-forming control: a design-oriented study[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2020, 8(2): 1019–1033.
- [10] 陈智勇, 董新伟, 李传辉, 等. 基于相位与幅值补偿的虚拟同步发电机低电压穿越控制[J]. 电力工程技术, 2024, 43(3): 42–51.
CHEN Zhiyong, DONG Xinwei, LI Chuanhui, et al. Low voltage ride-through control of virtual synchronous generator based on phase and amplitude compensation[J]. Electric Power Engineering Technology, 2024, 43(3): 42–51.
- [11] GE Pingjuan, TU Chunming, FAN Xiao, et al. Design-oriented analysis and transient stability enhancement control for a virtual synchronous generator[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(3): 2675–2684.
- [12] 赵玉静, 牟倩颖, 宾子君, 等. 考虑直流侧动态的跟网型变流器稳定性分析[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.
- [13] 陈永康, 黄云辉, 方正, 等. 低阻抗下构网型变流器多机系统小信号建模与稳定性分析[J]. 电力工程技术, 2025, 44(2): 13–22.
CHEN Yongkang, HUANG Yunhui, FANG Zheng, et al. Small signal modeling and stability analysis of multi-VSCs for grid-forming converters under low impedance grid[J]. Electric Power Engineering Technology, 2025, 44(2): 13–22.
- [14] XIONG Xiaoling, WU Chao, HU Bin, et al. Transient damping method for improving the synchronization stability of virtual synchronous generators[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(7): 7820–7831.
- [15] YANG Wanli, TU Chunming, XIAO Fan, et al. A method to improve both frequency stability and transient stability of virtual synchronous generators during grid faults[J]. Sustainability, 2024, 16(5): 1769.
- [16] 姚克宙, 付强, 杜文娟, 等. 基于特征值指标的光伏并网系统静态电压稳定性[J]. 电力工程技术, 2023, 42(6): 32–41, 140.
YAO Jingzhou, FU Qiang, DU Wenjuan, et al. Static voltage stability of photovoltaic grid-connected system based on eigenvalue index[J]. Electric Power Engineering Technology, 2023, 42(6): 32–41, 140.
- [17] 张梦琪, 李永刚, 孙庚, 等. 基于DBN-ELM的构网型并网逆变器控制参数自适应调整方法[J]. 电力自动化设备, 2024, 44(4): 111–118.
ZHANG Mengqi, LI Yonggang, SUN Geng, et al. Adaptive adjustment method for control parameters of grid-forming inverter based on DBN-ELM[J]. Electric Power Automation Equipment, 2024, 44(4): 111–118.
- [18] 黄伟, 翟苏巍, 路学刚, 等. 电压控制对构网型变换器频率响应特性影响分析[J]. 南方电网技术, 2024, 18(5): 102–111.
HUANG Wei, ZHAI Suwei, LU Xuegang, et al. Analysis of the impact of voltage control on the frequency response characteristics of grid-forming converter[J]. Southern Power System Technology, 2024, 18(5): 102–111.
- [19] SI Wenjia, FANG Jingyang. Transient stability improvement of grid-forming converters through voltage amplitude regulation and reactive power injection[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(10): 12116–12125.
- [20] 付熙坤, 黄萌, 凌扬坚, 等. 功率耦合和电流限幅影响下构网型变流器的暂态同步稳定分析[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(7): 2815–2824.
FU Xikun, HUANG Meng, LING Yangjian, et al. Transient synchronization stability analysis of grid-forming converter influenced by power-coupling and current-limiting[J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(7): 2815–2824.

收稿日期: 2025-04-06

修改稿日期: 2025-04-25