

DOI:10.13296/j.1001-1609.hva.2024.10.005

虚拟同步发电机频率偏差前馈阻尼控制策略的参数整定方法

杨桂兴¹, 郭小龙¹, 孙谊嫔¹, 亢朋朋¹, 杨孟凌², 宋朋飞¹, 王 杨²

(1. 国网新疆电力有限公司, 乌鲁木齐 830049; 2. 四川大学电气工程学院, 成都 610065)

摘要: 虚拟同步发电机(virtual synchronous generator, VSG)也存在类似于传统同步发电机的功率振荡特性, 频率偏差前馈阻尼方法实现简单, 能够有效抑制有功功率指令值或电网频率跳变情况下VSG的有功功率振荡, 同时不会影响VSG原有的惯量特性。然而, 现有研究在建立频率偏差前馈阻尼方法的有功功率环闭环传递函数模型时未考虑功率低通滤波的影响, 系统阶数由3阶变为2阶, 若仍采用现有的参数整定方法可能导致前馈系数设计不正确。为此, 文中在考虑低通滤波的基础上建立了VSG的传递函数模型, 基于零极点图识别了前馈系数变化时系统阻尼比不能在0到1之间自由调节的原因, 同时给出了根据期望阻尼比和自然振荡频率选择前馈系数的方法, 简化了参数设计过程。仿真结果验证了参数设计方法的正确性。

关键词: 有功功率振荡; 阻尼控制; 前馈控制; 虚拟同步发电机; 参数整定

Parameter Tuning Method of Frequency Deviation Feedforward Based Damping Control Strategy for Virtual Synchronous Generator

YANG Guixing¹, GUO Xiaolong¹, SUN Yiqian¹, KANG Pengpeng¹, YANG Mengling²,
SONG Pengfei¹, WANG Yang²

(1. State Grid Xinjiang Electric Power Company Limited, Urumqi 830049, China; 2. College of Electrical Engineering, Sichuan University, Chengdu 610065, China)

Abstract: The virtual synchronous generators (VSG) has the similar power oscillation characteristics as those of the traditional synchronous generators. The frequency deviation feedforward-based damping method is simple to be implemented and can, in case of active power reference or grid frequency step, suppress the active power oscillation of VSG without affecting the original inertia characteristics of VSG at the same time. However, in the existing study the influence of the low-pass filtering is not considered when the closed-loop transfer function model of the active power loop of frequency deviation feedforward-based damping method is set up, and the system order changes from the third order to the second order. If the existing parameter tuning method is still used, it may lead to the feedforward coefficient design incorrect. To this end, the transfer function model of VSG considering the effect of low-pass filtering is set up in this paper, and the reasons that the damping ratio of VSG cannot be freely adjusted between 0 and 1 are identified based on the pole-zero maps. Meanwhile, the method of selecting feedforward coefficient according to the desired damping ratio and natural oscillation frequency is given, which simplifies the parameter design process. The correctness of the parameter design method is verified by simulation results.

Key words: active power oscillation; damping control; feedforward control; virtual synchronous generator (VSG); parameters tuning

收稿日期: 2024-05-10; 修回日期: 2024-07-16

基金项目: 国网新疆电力有限公司科技项目(B130HQ220005); 国家自然科学基金项目(51907133)。

Project Supported by Science and Technology Project of State Grid Xinjiang Electric Power Company Limited(B130HQ220005), National Natural Science Foundation of China(51907133).

0 引言

随着以并网逆变器为接口的风电、光伏等新能源大规模地接入电网^[1],同步发电机在电力系统中的比例不断下降,导致系统惯性降低。惯性的降低会削弱系统的频率稳定性,甚至导致级联故障,如2016年澳大利亚大停电^[2]和2019年英国大停电^[3]。解决这一问题的有效方法之一是通过虚拟同步发电机控制使并网逆变器模拟同步发电机的转子运动方程,这种逆变器通常被称为虚拟同步发电机(virtual synchronous generator, VSG)^[4-5]。然而,VSG也会像传统的同步发电机一样,在暂态过程中存在严重的功率振荡。需要注意的是,VSG的过流能力远小于同步发电机,因此更容易因有功功率振荡而导致设备损坏甚至切机。

国内外学者针对VSG的有功功率振荡抑制开展了广泛的研究。其中,增大阻尼系数可以增加系统阻尼,但阻尼系数与下垂系数具有相似的功能,在电网频率存在偏差的情况下会导致额外的功率误差。文[6-7]提出了一种惯量系数和阻尼系数自适应的阻尼方法。但是,由于自适应控制律的非线性特性,会导致动态过程中功率响应不平滑。与改变控制参数不同,通过改进VSG的控制结构,可以更有效地抑制有功功率振荡。文[8]通过引入暂态功率的反馈,可以在暂态过程中向参考功率上附加额外的阻尼功率,以实现振荡抑制。另外,通过引入暂态频率的反馈,也可基于类似的原理实现振荡抑制^[9]。然而,无论是暂态频率反馈还是暂态功率反馈,VSG原有的惯量特性都不可避免会受到影响^[10]。文[11]提出了有功功率参考前馈的阻尼控制,不会影响系统惯量,但该前馈控制器只对功率指令跳变导致的振荡有效。文[12]引入功率偏差的微分前馈来实现振荡阻尼,但微分运算会引入高频噪声,影响系统的稳定性,并且系统惯量特性也会受到影响。

为了克服上述方法的缺点,文[13]利用比例的频率偏差前馈(frequency deviation feedforward, FDF)到输出相位来改善VSG的阻尼性能,避免了使用微分运算,同时也可抑制电网频率跌落导致的振荡,也不会影响VSG原有的惯量特性。文[13]中指出,调节频率偏差前馈系数不会改变VSG原有的自然振荡频率,但可以改变系统阻尼比,从而可以避免快速性和超调量之间的矛盾,既保证系统具有快速响应的同时又不会出现大的超调量,同时文中也给出了根据期望阻尼比选择前馈系数的方法。然而,前述结论是在没有功率低通滤波(low-pass

filter, LPF)环节的情况下所得出的。通常,功率低通滤波环节用于滤除功率测量中的高频纹波,以保证平滑的输出功率。若在低通滤波环节存在的情况下仍采用现有的参数整定方法来设计参数,可能导致参数整定不精确。

针对上述问题,文中在考虑功率低通滤波影响的情况下,提出了FDF阻尼控制策略的参数整定方法。首先,建立了考虑低通滤波环节的VSG传递函数模型,分析了在考虑低通滤波时,某些情况下系统阻尼和自然振荡频率不能独立调节的原因。在此基础上,给出了相应的判据来识别前述现象,并提出了FDF阻尼策略的参数整定方法。仿真结果验证了参数整定方法的正确性。

1 基于频率偏差前馈的阻尼方法

1.1 系统描述

传统VSG的拓扑结构及控制框图见图1。其中:直流侧接新能源或储能单元,用 U_{dc} 表示,VSG的输出接LC滤波器用以滤除PWM环节产生的高次谐波; L_g 是传输线路电感; i_f 、 i_o 、 u_o 和 u_g 为滤波电感电流、VSG输出电流、VSG输出电压和电网电压;基于瞬时功率理论,由 u_o 和 i_o 可计算出VSG的有功功率 P 和无功功率 Q , P 和 Q 的参考值分别为 P_0 和 Q_0 ; ω 和 E 分别为VSG的输出角频率和电压幅值, ω_0 和 E_0 为对应的参考值; θ_i 为VSG的输出电压相角。

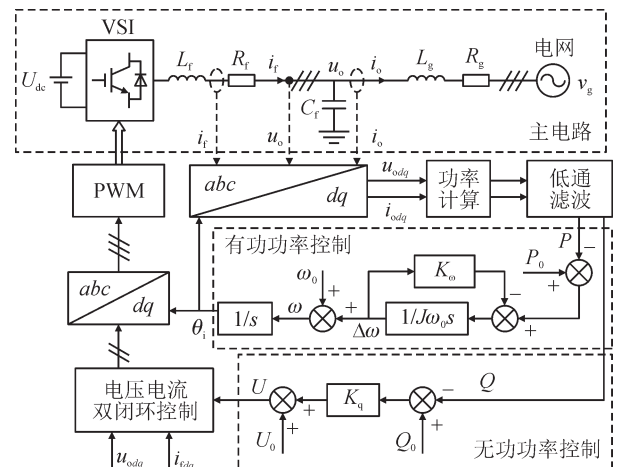


图1 传统VSG的拓扑结构及控制框图

Fig. 1 Topology and control diagram of a traditional VSG

文中主要研究有功功率控制环路引起的有功功率振荡问题。在文中,电网阻抗主要呈感性,即 $X_g \gg R_g$,可以认为有功和无功功率是解耦的^[11,13],因此在后续研究中可以忽略无功环的影响。此外,电压电流双闭环响应的的时间尺度一般远快于有功功率控制环响应的的时间尺度,因此在后续有功功率振

荡的研究过程中可以忽略内环的影响^[14]。

为了抑制VSG的有功功率振荡,文[13]提出了将频率偏差前馈到VSG输出相位的阻尼方法, k_f 为比例前馈系数, K_ω 和 J 分别为VSG的下垂系数和虚拟惯量,见图2。

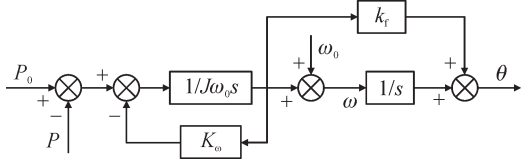


图2 频率偏差前馈阻尼方法的控制框图

Fig. 2 The control block diagram of frequency deviation feedforward based damping method

1.2 未考虑低通滤波时系统的动态特性

文[13]在建模VSG有功功率闭环传递函数时未考虑低通滤波的影响,采用FDFDF阻尼方法后VSG有功环的闭环传递函数可表示为:

$$\frac{\Delta P}{\Delta P_0} = \frac{k_f K_s s + K_s}{J\omega_0 s^2 + (K_\omega + k_f K_s)s + K_s} \quad (1)$$

$$\frac{\Delta P}{\Delta \omega_g} = \frac{-K_s (J\omega_0 s + K_\omega)}{J\omega_0 s^2 + (K_\omega + k_f K_s)s + K_s} \quad (2)$$

式(1)、(2)中: $\Delta\omega = \omega - \omega_0$; K_s 为同步系数, $K_s = (3 U_g E) / (2 X_g)$, 其中 U_g 和 X_g 分别为电网电压幅值和阻抗值。由式(1)、(2)可以看出,前馈控制不会增加系统阶数,在未考虑低通滤波时系统阶数仍为2阶。

根据式(1)、(2)可得系统的无阻尼自然振荡频率和阻尼比:

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_s}{J\omega_0}} \quad (3)$$

$$\zeta = \frac{K_\omega + k_f K_s}{2\sqrt{J\omega_0 K_s}} \quad (4)$$

从式(3)、(4)可以看出,调节 k_f 的大小不会改变VSG原有的自然振荡频率,但是可以调节系统阻尼比的大小。由于调节时间 $t_s = 4/\zeta \omega_n$, 文[13]指出若增大 k_f , 在增大阻尼比减小超调量的同时也减小了调节时间,因此避免了超调量和快速性之间的矛盾。然而,前述结论是在没有功率低通滤波的情况下得到的,在低通滤波器存在的情况下未必适用。

1.3 考虑低通滤波时系统的动态特性

当考虑LPF时, FDFDF-VSG有功环的闭环传递函数可表示为:

$$\frac{\Delta P}{\Delta P_0} = \frac{K_s k_f \omega_{cl} s + K_s \omega_{cl}}{J\omega_0 s^3 + m_2 s^2 + m_1 s + K_s \omega_{cl}} \quad (5)$$

$$\frac{\Delta P}{\Delta \omega_g} = \frac{-K_s \omega_{cl} (J\omega_0 s + K_\omega)}{J\omega_0 s^3 + m_2 s^2 + m_1 s + K_s \omega_{cl}} \quad (6)$$

式(5)、(6)中: $m_1 = K_\omega \omega_{cl} + K_s k_f \omega_{cl}$; $m_2 = K_\omega + J\omega_0 \omega_{cl}$ 。

文中考虑的是一阶低通滤波器,其传递函数为 $G_{LPF} = \omega_{cl} / (s + \omega_{cl})$, ω_{cl} 为低通滤波器的截止频率。由式(5)、(6)可知,考虑LPF时,系统阶数为3阶,若仍根据式(3)、(4)来设计参数,会导致参数整定不正确。

系统参数见表1。根据式(1)、(5)和表1所示的参数,可绘制出考虑LPF前后前馈系数 k_f 变化时 $\Delta P / \Delta P_0$ 的零极点图,见图3。从图3(a)中可以看出,当未考虑低通滤波时,随着 k_f 的增大,共轭极点逐渐从复平面向实轴靠近,最终在实轴上向相反的方向运动。同时从图中共轭极点的变化轨迹可以看出,增加 k_f 不会改变系统的自然振荡频率,且随着 k_f 的增加,系统阻尼比逐渐增大。然而,在图3(b)中考虑LPF时,随着 k_f 的增大,共轭极点先向靠近实轴的方向运动,而后又向远离实轴的方向运动,并未到达实轴。在 k_f 增大的过程中,系统阻尼比先增大后减小,而自然振荡频率一直增大。可见 k_f 的变化不仅会影响系统阻尼比,也会影响系统的自然振荡频率,阻尼比和自然振荡频率不能独立地调节,这与图3(a)的极点变化轨迹趋势不一致,若忽略LPF的影响将导致参数整定不正确。另外,图3(a)、(b)中可选的 k_f 范围也不一致,这也使得参数整定更加复杂化,需要反复试凑才能得到合适的前馈系数 k_f 。

表1 系统参数

Table 1 Parameters of the VSG

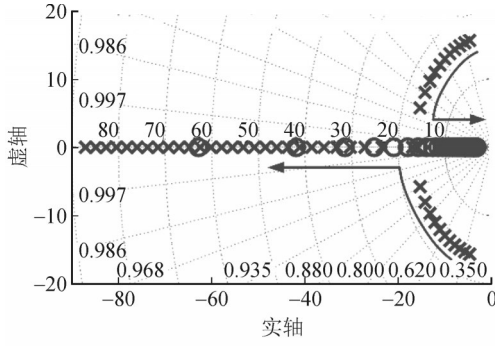
参数	数值	参数	数值
U_{dc}/V	800	R_f/Ω	0.2
U_0/V	311	L_g/mH	5.5
U_g/V	311	R_g/Ω	0.17
P_0/kW	10	$\omega_{cl}/(\text{rad} \cdot \text{s}^{-1})$	20π
$\omega_0/(\text{rad} \cdot \text{s}^{-1})$	100π	$J/(\text{kg} \cdot \text{m}^2)$	1
L_f/mH	5	$K_\omega/(\text{W} \cdot \text{s} \cdot \text{rad}^{-1})$	$5000/\pi$
$C_f/\mu F$	50	$K_q/(\text{V} \cdot \text{var}^{-1})$	0.000 1

2 频率偏差前馈阻尼策略的参数整定

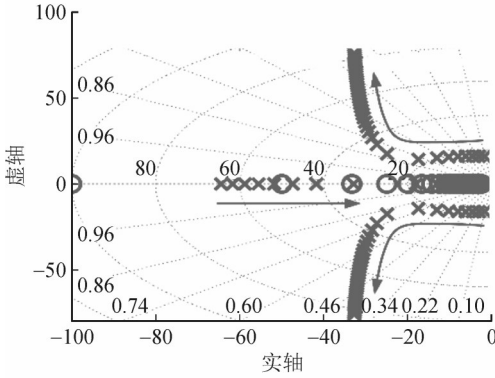
2.1 不同的极点变化轨迹辨识

根据文[15]对3阶系统的极点变化轨迹分析可知,3阶系统中共轭极点的变化模式可分为3种类型:在实轴上有一个汇合点和一个分离点;在实轴上有一个汇合点;不会到达实轴,与实轴没有汇合点。值得注意的是,前两种情况下系统阻尼比能够在(0,1)之间调节,而第3种情况下系统阻尼比不能

在(0,1)之间调节。



(a) 不考虑LPF时 k_f 从0.000 01增加到0.000 2



(b) 考虑截止频率为10 Hz的LPF时 k_f 从0.01增加到0.4

图3 前馈系数 k_f 变化时频率偏差前馈阻尼方法 $\Delta P/\Delta P_0$ 的零极点图

Fig. 3 The pole-zero maps of $\Delta P/\Delta P_0$ of the FDFV-VSG when the feedforward coefficient k_f increases

上述3种类型的极点变化轨迹可通过文[15]中的 γ 判断来辨识,其表达式为

$$\gamma = \frac{b}{3\sqrt[3]{d}} \quad (7)$$

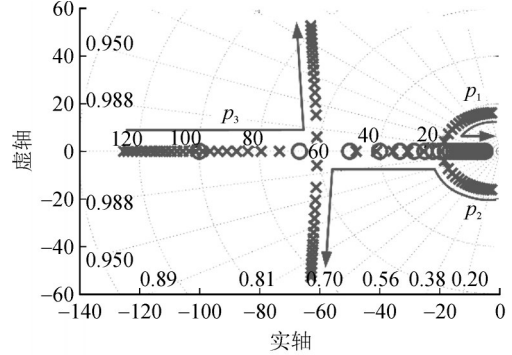
式(7)中: $b = m_2/J\omega_0$; $d = K_s\omega_{cl}/J\omega_0$ 。 γ 与下垂系数、虚拟惯量、LPF截止频率和同步系数有关。

图4(a)为 γ 大于1时 $\Delta P/\Delta P_0$ 的零极点图,根据式(7)和表1的参数可得 $\gamma = 1.350 6$,从图4(a)中可以看出,主导共轭极点 p_1 和 p_2 的阻尼比随着 k_f 的增大而增大,但系统自然振荡频率不变,且 p_1 和 p_2 在实轴上汇合。随着 k_f 的进一步增大, p_2 和 p_3 重新进入复平面形成一对新的共轭极点,但这时 p_2 和 p_3 不是系统的主导极点, p_1 为主导极点, p_1 随着 k_f 的增大逐渐靠近虚轴,系统稳定裕度减小。

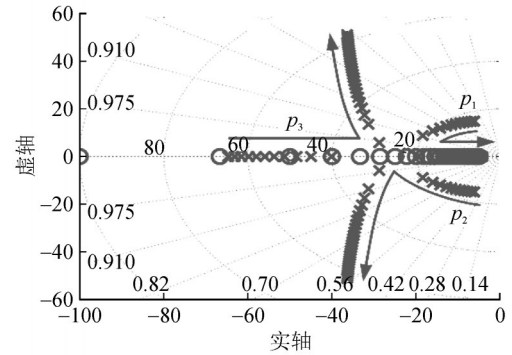
图4(b)为 γ 等于1时 $\Delta P/\Delta P_0$ 的零极点图,可以看出主导共轭极点 p_1 和 p_2 的变化轨迹与图4(a)类似,即阻尼比随着 k_f 的增大而增大,但自然振荡频率不变。 p_1 和 p_2 在实轴上有一个汇合点,随着 k_f 的进一步增大, p_2 和 p_3 离开实轴进入复平面成为一对共轭极点, p_1 向靠近虚轴的方向运动。

图4(c)为 γ 小于1时 $\Delta P/\Delta P_0$ 的零极点图, $\gamma =$

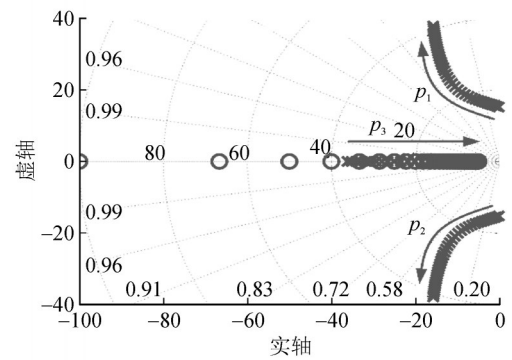
0.598 3,这种情况下系统阻尼不能在(0,1)之间自由调节,且自然振荡频率也会随 k_f 的改变而改变。由前述分析可知,仅当 $\gamma \geq 1$ 时,系统阻尼可在(0,1)之间自由地调节,且不会改变系统的自然振荡频率。



(a) $\gamma > 1$ ($K_s = 5000/\pi$, $\omega_{cl} = 40\pi$)



(b) $\gamma = 1$ ($K_s = 14000/\pi$, $\omega_{cl} = 20\pi$)



(c) $\gamma < 1$ ($K_s = 5000/\pi$, $\omega_{cl} = 10\pi$)

图4 当 k_f 从0.01增加到0.2时不同类型的零极点图

Fig. 4 Different types of pole-zero maps when k_f increases from 0.01 to 0.2

2.2 参数整定方法

前述零极点图只是定性地分析了当 $\gamma \geq 1$ 时,增大 k_f 可使系统阻尼在(0,1)之间自由地调节,尚缺乏定量的参数选择方法。 k_f 不能过大,过大的 k_f 会导致系统稳定裕度降低。为此,本节提出了根据期望的系统阻尼比和自然振荡频率整定 k_f 的方法。

根据式(5)、(6)可得,系统的闭环特征方程为

$$s^3 + bs^2 + Ks + d = 0 \quad (8)$$

式(8)中: $b = m_2/J\omega_0$; $K = m_1/J\omega_0$; $d = K_s\omega_{cl}/J\omega_0$ 。

首先,定义期望的主导共轭极点 p_1 和 p_2 的阻尼比和自然振荡频率分别为 ζ 和 ω_n , 阻尼角 $\beta = \arccos \zeta$, 则主导极点可表示为

$$\begin{cases} p_1 = -\omega_n \cos \beta + j\omega_n \sin \beta \\ p_2 = -\omega_n \cos \beta - j\omega_n \sin \beta \end{cases} \quad (9)$$

另外,将实极点 p_3 表示为 $p_3 = -\alpha (\alpha > 0)$ 。则根据韦达定理可得:

$$-b = p_1 + p_2 + p_3 = -\alpha - 2\omega_n \cos \beta \quad (10)$$

$$K = p_1 p_2 + p_2 p_3 + p_1 p_3 = 2\alpha \omega_n \cos \beta + \omega_n^2 \quad (11)$$

$$-d = p_1 p_2 p_3 = -\alpha \omega_n^2 \quad (12)$$

式(10)-(12)中,只有 α 是未知的,根据式(12)可得

$$\alpha = d/\omega_n^2 \quad (13)$$

将式(13)代入式(10)、(11),可得

$$k_f = -\left(\frac{J\omega_0 \omega_n^2}{K_s \omega_{cl}} + \frac{K_\omega}{K_s} - \frac{2\zeta}{\omega_n} \right) \quad (14)$$

式(14)中,虚拟惯量 J 一般是根据频率稳定要求预先设计的,下垂系数 K_ω 通常根据并网标准设定,低通滤波截止频率 ω_{cl} 是根据高频纹波抑制能力确定的,而同步系数 K_s 跟系统的电压等级、线路阻抗有关。

根据前述确定的参数,选择期望的 ζ 和 ω_n 即可确定前馈系数 k_f 的大小。在参数设计时需确保 $-\alpha < -\omega_n \cos \beta$, 以保证 p_1 和 p_2 为主导共轭极点,若前述条件不成立,需减小 ω_n 。值得注意的是,传递函数 $\Delta P/\Delta P_0$ 还存在一个零点 $-1/k_f$, 在设计时应避免零点太过靠近虚轴而导致较大的超调量。

在设计时除了考虑传递函数 $\Delta P/\Delta P_0$ 的动态特性,还需考虑传递函数 $\Delta P/\Delta \omega_g$ 的动态特性,电网频率跌落时也可能导致较大的功率超调。 $\Delta P/\Delta P_0$ 和 $\Delta P/\Delta \omega_g$ 具有相同的极点,但零点不同,因此两者具有不同的动态特性,在设计时需综合考虑。由表1的参数可知, $\Delta P/\Delta \omega_g$ 的零点 $z = -K_\omega/J\omega_0 = -5.07$, 距离虚轴较近,而 $\Delta P/\Delta P_0$ 的零点 $-1/k_f$ 与 k_f 的取值有关。为了避免 $\Delta P/\Delta \omega_g$ 的超调量过大,需选取较大的阻尼比 ζ , 而根据式(14)可知, ζ 过大会导致较大的 k_f , 从而使得零点 $-1/k_f$ 距离虚轴较近,这会造成 $\Delta P/\Delta P_0$ 具有大的超调。

图5(a)为 $\omega_n = 10 \text{ rad/s}$, 阻尼比 ζ 从0.8增加到1.4时 $\Delta P/\Delta P_0$ 的阶跃响应,其余参数与表1一致,从图5(a)中可以看出随着阻尼比的增加,虽然系统上升时间越来越快,但超调量也略有增加,这是因为 k_f 随着阻尼比的增加而增加,使得零点 $-1/k_f$ 越来越

靠近虚轴,这与文[13]中忽略低通滤波器的情况有所不同。图5(b)为阻尼比 ζ 从0.8增加到1.4时 $\Delta P/\Delta \omega_g$ 的阶跃响应,不同于 $\Delta P/\Delta P_0$, $\Delta P/\Delta \omega_g$ 的零点 $-K_\omega/J\omega_0$ 是定值,不会随 k_f 的变化而变化,因此 $\Delta P/\Delta \omega_g$ 阶跃响应的超调量随着阻尼比的增加而减小。综合图5(a)、(b),当阻尼比为1.2时,即 $k_f = 0.2151$ 时, $\Delta P/\Delta P_0$ 和 $\Delta P/\Delta \omega_g$ 具有较小的超调量和较快的响应时间。

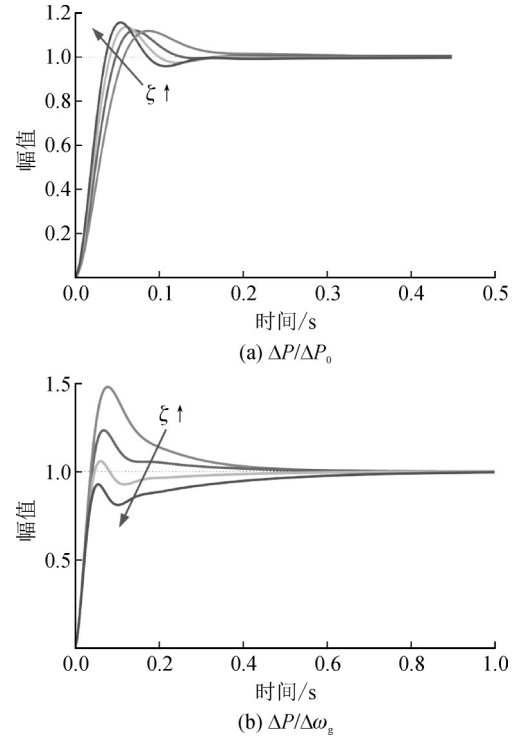


图5 阻尼比 ζ 从0.8增加到1.4时系统的阶跃响应

Fig. 5 The step response of the system when damping ratio increases from 0.8 to 1.4

3 仿真验证

为了验证前述参数设计的正确性,在 MATLAB/Simulink 中搭建了仿真模型见图1,系统参数见表1,仿真工况见图6。当 S_1 闭合, S_2 和 S_3 断开时, VSG 并网运行,分别验证并网模式下功率参考跳变、电网频率跌落时 VSG 的功率和频率响应特性。 S_1 断开, S_2 闭合,在4 s时刻 S_3 闭合, VSG 孤岛运行给负载供电,观察负载跳变时的频率响应特性,以此来判断考虑低通滤波器的影响后 VSG 原有的惯量特性是否受影响。因为孤岛情况下的系统频率仅由 VSG 支撑,此时排除了电网对 VSG 频率特性的影响。文[11, 16]也采用了类似的方法来测试 VSG 原有的虚拟惯量特性是否受到阻尼方法影响。

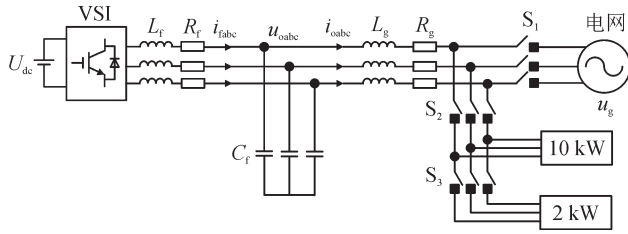


图6 仿真工况

Fig. 6 Simulation conditions

3.1 功率参考跳变

有功功率指令跳变的情况下, FDFD方法在参数设计过程中未考虑和考虑低通滤波器的影响时的仿真波形见图7。若期望的阻尼比选为1.2, 根据文[13]中阻尼比计算公式计算的 k_f 为0.127 8, 而根据文中式(14)计算的 k_f 为0.215 1。从图7(a)可以看出考虑低通滤波时仿真波形能够较好地与传递函数的输出响应重合, 表明参数设计的正确性。然而, 对于参数设计过程中未考虑低通滤波的情况, 即使 k_f 根据期望的阻尼比设计, 但实际的仿真波形却与传递函数的输出响应存在偏差, 表明忽略低通滤波器将导致参数设计不精确。另外, 图7(b)为有功功率参考跳变时VSG的频率波形, 考虑低通滤波时的频率振荡幅值稍小于未考虑低通滤波时。

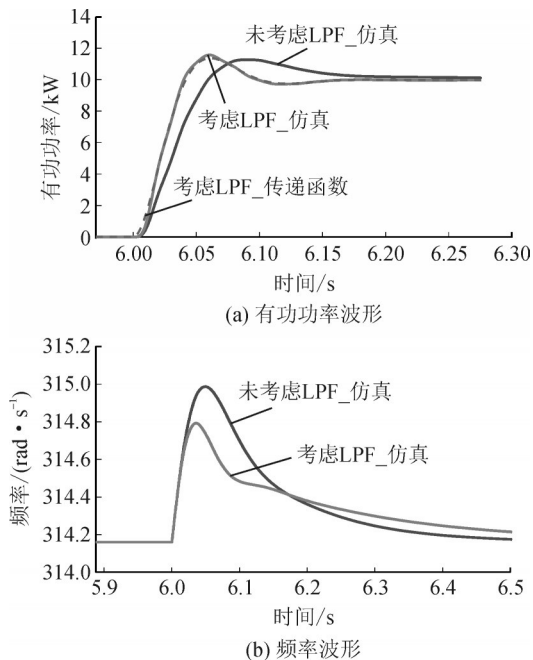


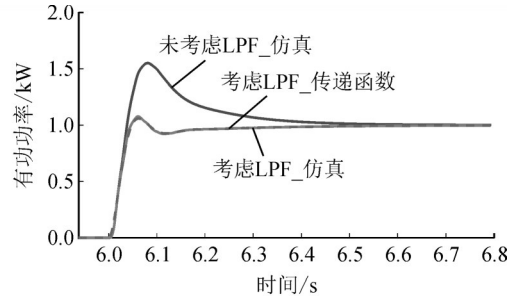
图7 有功功率参考跳变

Fig. 7 Step change of active power reference

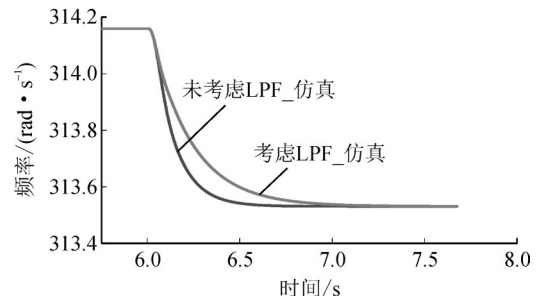
3.2 电网频率跌落

电网频率跌落0.1 Hz时VSG的响应波形见图8。从图8(a)可以看出, 考虑低通滤波时, 实际的仿真波形能与传递函数的输出响应较好地吻合, 能够较好地阻尼功率振荡, 表明参数设计的有效性。而不考

虑低通滤波时的仿真波形与传递函数的输出响应差异明显, 存在较大的超调。同时, 从图8(b)可以看出, 考虑低通滤波时VSG的频率变化率要小于未考虑低通滤波时的频率变化率, 说明前者具有更好的频率性能。因此, 从图7、8可知, 无论是功率参考阶跃还是电网频率跌落, 在参数设计过程中考虑低通滤波能使FDFD阻尼方法参数整定更精确, 具有更好地阻尼性能。



(a) 有功功率波形



(b) 频率波形

图8 电网频率跌落

Fig. 8 Grid frequency drop

3.3 不同阻尼比下的功率响应

FDFD方法在参数设计过程中考虑低通滤波器的影响, 取不同的阻尼比时的仿真结果见图9。图9(a)中, 当有功功率参考跳变时, 阻尼比越大, 有功功率响应的超调量反而越大, 这是因为阻尼比越大, k_f 越大, FDFD引入的额外零点越靠近虚轴, 导致系统阻尼减小, 这与前述的理论分析一致。与图9(a)相反, 图9(b)中电网频率跌落时, 阻尼比越大, 有功功率响应的超调量越小。因此, 在选取前馈系数时需折中考虑功率参考跳变和电网频率跌落时的阻尼性能, 与前述理论分析一致。

3.4 惯量响应

为了测试FDFD是否影响VSG的惯量特性, 设定FDFD-VSG和Tra-VSG在孤岛模式下向10 kW的负载供电, 4 s时负载增加2 kW, FDFD-VSG和Tra-VSG的频率响应见图10。如图10(a)所示, FDFD-VSG和Tra-VSG的频率响应曲线完全重合, 说明两者的频率响应一致, FDFD不会影响VSG原有的惯量特性。

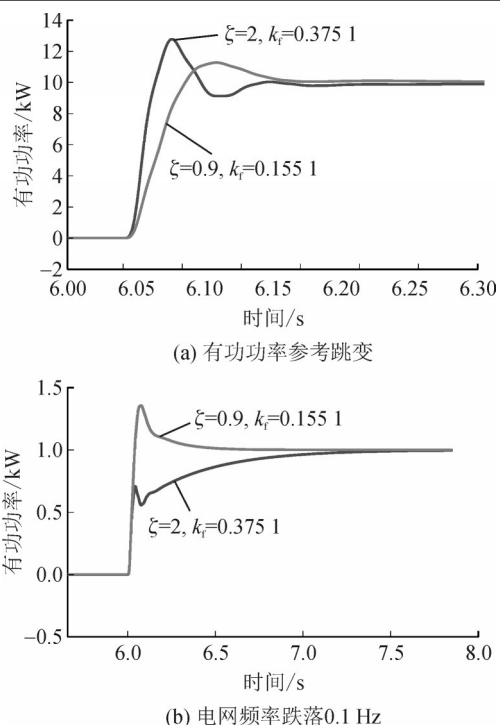


图9 考虑低通滤波器时不同阻尼比下FDFE的有功功率响应

Fig. 9 The active power response of FDFE with different damping ratios when the LPF is considered
取测量时间窗为60 ms^[16],可测得FDFE-VSG和Tra-VSG的RoCoF为0.614 Hz/s,满足RoCoF要求^[17]。

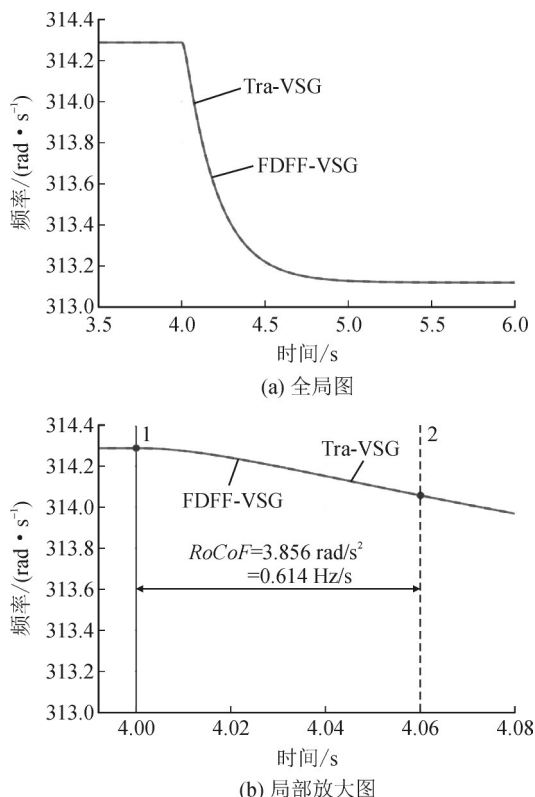


图10 孤岛模式下负载跳变时VSG的频率响应

Fig. 10 The frequency response of VSGs when the load has a step change in islanded mode

4 结语

针对频率偏差前馈阻尼方法,文中在建立有功功率闭环传递函数模型的过程中考虑了功率低通滤波影响,在此基础上识别了系统阻尼比不能在(0,1)之间自由调节的原因。进一步提出了根据期望阻尼比和自然振荡频率确定前馈系数 k_f 的计算方法,减小了通过反复迭代设计参数的计算量。同时,在参数设计的过程中考虑了功率参考跳变和电网频率跌落两种扰动下系统的动态响应。仿真结果验证了参数设计的有效性,能够抑制功率参考跳变和电网频率跌落导致的振荡,同时不会影响系统原有的惯量特性。

参考文献:

- [1] 李建林,丁子洋,游洪灏,等. 构网型储能支撑新型电力系统稳定运行研究[J]. 高压电器,2023,59(7):1-11.
LI Jianlin, DING Ziyang, YOU Honghao, et al. Research on stable operation of new power system supported by grid-forming energy storage system[J]. High Voltage Apparatus, 2023, 59(7):1-11.
- [2] 曾辉,孙峰,李铁,等. 澳大利亚“9·28”大停电事故分析及对中国启示[J]. 电力系统自动化,2017,41(13):1-6.
ZENG Hui, SUN Feng, LI Tie, et al. Analysis of “9·28” blackout in South Australia and its enlightenment to China [J]. Automation of Electric Power Systems, 2017, 41(13):1-6.
- [3] 孙华东,许涛,郭强,等. 英国“8·9”大停电事故分析及对中国电网的启示[J]. 中国电机工程学报,2019,39(21):6183-6191.
SUN Huadong, XU Tao, GUO Qiang, et al. Analysis on blackout in Great Britain power grid on August 9th, 2019 and its enlightenment to power grid in China[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(21):6183-6191.
- [4] 赵炳洋,赵波,胡娟,等. 考虑VSG构网储能暂态与稳态优化的自适应策略[J]. 高压电器,2023,59(7):39-47.
ZHAO Bingyang, ZHAO Bo, HU Juan, et al. Adaptive strategy considering transient and steady-state optimization of VSG grid-forming energy storage[J]. High Voltage Apparatus, 2023, 59(7):39-47.
- [5] 郑云平,亚夏尔·吐尔洪. 基于VSG技术的风—光—储系统自适应调频控制策略研究[J]. 高压电器,2023,59(7):12-19.
ZHENG Yunping, YAXAER Tuerhong. Research on adaptive frequency modulation control strategy of wind-PV-storage system based on VSG technology[J]. High Voltage

- Apparatus, 2023, 59(7): 12-19.
- [6] TORRES L M A, LOPES L A C, MORÁN T L A, et al. Self-Tuning virtual synchronous machine: A control strategy for energy storage systems to support dynamic frequency control[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2014, 29(4): 833-840.
- [7] LI Dongdong, ZHU Qianwei, LIN Shunfu, et al. A self-adaptive inertia and damping combination control of VSG to support frequency stability[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2017, 32(1): 397-398.
- [8] 兰 征, 龙 阳, 曾进辉, 等. 引入暂态电磁功率补偿的VSG控制策略[J]. 电网技术, 2022, 46(4): 1421-1429.
LAN Zheng, LONG Yang, ZENG Jinhui, et al. VSG control strategy with transient electromagnetic power compensation [J]. Power System Technology, 2022, 46(4): 1421-1429.
- [9] SHUAI Zhikang, HUANG Wen, SHEN Z J, et al. Active power oscillation and suppression techniques between two parallel synchronverters during load fluctuations[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(4): 4127 - 4142.
- [10] YU Y, AGUNDIS T G D, CHAUDHARY S K, et al. A comparison of fixed parameter active power oscillation damping solutions for virtual synchronous generators[C]// 2021 - 47th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. Canada: IEEE, 2021: 1-6.
- [11] YU Yun, CHAUDHARY S K, TINAJERO G D A, et al. A reference-feedforward-based damping method for virtual synchronous generator control[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(7): 7566-7571.
- [12] 徐海珍, 张 兴, 刘 芳, 等. 基于微分补偿环节虚拟惯性的虚拟同步发电机控制策略[J]. 电力系统自动化, 2017, 41(3): 96-102.
- XU Haizhen, ZHANG Xing, LIU Fang, et al. Control strategy of virtual synchronous generator based on differential compensation virtual inertia[J]. Automation of Electric Power Systems, 2017, 41(3): 96-102.
- [13] LI Mingxuan, YU Peng, HU Weihao, et al. Phase feedforward damping control method for virtual synchronous generators[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(8): 9790-9806.
- [14] MOHAMED Y A R I, EL-SAADANY E F. Adaptive decentralized droop controller to preserve power sharing stability of paralleled inverters in distributed generation microgrids [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23(6): 2806-2816.
- [15] DONG Shuan, CHEN C. A method to directly compute synchronverter parameters for desired dynamic response[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2018, 33(2): 814-825.
- [16] MENG Xin, LIU Jinjun, LIU Zeng. A generalized droop control for grid-supporting inverter based on comparison between traditional droop control and virtual synchronous generator control[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(6): 5416-5438.
- [17] BOLLEN M, HASSAN F. Integration of distributed generation in the power system[M]. USA: Wiley - IEEE Press, 2011.
- 杨桂兴(1985—), 男, 博士研究生, 高级工程师, 主要研究方向为电力系统运行、分析与控制以及新能源运行与控制(E-mail: 448776957@qq.com)。
- 王 杨(1990—), 男, 博士, 研究员, 主要研究方向为新能源电力系统宽频振荡、电能质量及其控制技术(E-mail: fwang@scu.edu.cn)。

(上接第32页)

- Journal of Engineering Graphics, 2011, 32(1): 10-15.
- [19] 南方电网公司电力安全工作规程: Q/CSG 510001—2015 [S]. 2015.
Power safety work regulations of China southern power grid corporation: Q/CSG 510001—2015 [S]. 2015.
- [20] GUO Jianlong, WU Qinghua, GUO Ke, et al. Study on the construction and application of digital twins on high voltage transmission line live working scenes[J]. IEEE Access, 2021(9): 111587-111594.
- 马爱清(1975—), 女, 博士, 教授, 主要从事高压交/直流输电线路电晕特性及抑制措施研究(E-mail: 731568342@qq.com)。