

弱电网下基于DSOGI-PLL的并网换流器 频率耦合阻抗建模与稳定性分析

史金柱, 杨黎晖, 朱美婷

(西安交通大学 电气工程学院, 陕西 西安 710049)

摘要:三相电压源型换流器作为中低压直流配用电系统并网常用的接口电路,在系统运行中发挥着重要的作用。为了解决弱电网下基于双二阶广义积分器的锁相环(DSOGI-PLL)的并网换流器失稳的问题,首先建立了DSOGI-PLL的频率耦合阻抗模型,然后综合考虑多种频率耦合因素建立了并网换流器的频率耦合阻抗模型。基于此模型分析了DSOGI-PLL参数、直流电压环带宽以及电流内环带宽比对于并网换流器频率耦合特性的影响。然后推导了考虑频率耦合特性的等效单输入单输出奈奎斯特稳定判据,进而研究了各种因素对于并网换流器系统稳定性的影响。最后基于MATLAB/Simulink对频率耦合阻抗模型和系统稳定性进行了仿真验证,证明了所提频率耦合阻抗模型和理论分析的准确性。

关键词:弱电网;DSOGI-PLL;频率耦合阻抗建模;奈奎斯特稳定判据;稳定性

中图分类号:TM 46;TM 712

文献标志码:A

DOI:10.16081/j.epae.202202016

0 引言

近年来,中低压直流配用电系统大规模接入电网,三相电压源型换流器(VSC)作为中低压直流系统并网常用的接口电路,发挥着重要的作用,其稳定性问题也受到越来越多的重视。经过长距离输电后,交流电网易呈现弱电网和三相不平衡特性^[1]。在并网系统中,通常使用锁相环对电网基波分量进行锁相,为控制系统提供相位基准。与传统的单同步坐标系锁相环相比,基于双二阶广义积分器(SOGI)的锁相环(DSOGI-PLL)能够在三相不平衡以及系统谐波复杂的情况下进行准确锁相^[2-3],为控制系统提供正确的相位信息,因此受到广泛关注。

在弱电网下,电网阻抗不可忽略,并网换流器非常容易与电网发生交互作用而造成系统振荡,严重影响中低压直流系统的安全稳定运行。基于阻抗的分析方法是研究并网换流器与电网交互稳定性问题的一种有效方法^[4-6],且被广泛采用。传统的阻抗建模方法仅针对同频响应。在近些年的研究中发现,并网换流器中 dq 轴控制不对称和正弦脉宽调制(SPWM)环节都会产生频率耦合效应^[7-8],即系统对于某个频率的扰动,会出现2个在频率上相互耦合的响应。故需要引入考虑多个频率分量进行频率耦合的阻抗建模方法^[9]。而且这种单输入多输出的特性使得原

本单输入单输出的稳定性判据不再适用^[10],需要考虑频率耦合效应对稳定性判据进行改进。

在频率耦合特性研究方面,文献[11]首先指出电网阻抗会引发 dq 轴控制不对称并产生谐振。进而文献[12]将其定义为基频的边带谐振,并进一步指出锁相环与电网阻抗相互作用会增强频率耦合特性。在考虑频率耦合特性的并网换流器建模方面,文献[10,13]分别考虑锁相环、直流电压外环、电流内环不对称等多种频率耦合因素,建立了详细的频率耦合阻抗模型,其基于阻抗矩阵分别利用广义奈奎斯特稳定判据和求解行列式零点的方法进行稳定性分析。文献[14]通过扰动频率和耦合频率下等效电路的稳定性来判断整个系统的稳定性,在一定程度上简化了稳定性分析过程。文献[15-16]进一步推导了考虑频率耦合效应的并网换流器系统等效正负序阻抗模型,实现了正负序的等效解耦,从而可以使用单输入单输出的奈奎斯特稳定判据进行稳定性分析。文献[17]利用等效单输入单输出阻抗与电网阻抗的伯德图进行稳定性分析。目前利用等效单输入单输出阻抗模型进行稳定性分析的方法被广泛采用。然而,目前关于频率耦合特性和稳定性的研究都是针对基于传统单同步坐标系锁相环的换流器,而针对在电网电压不平衡和高次谐波较多的情况下广泛应用的DSOGI-PLL研究较少。DSOGI-PLL的SOGI对于低频信号的衰减不够,比较容易引发低频谐振;并且DSOGI环节会对锁相回路 dq 轴控制不对称引起的频率耦合特性产生影响。这些因素都增加了基于DSOGI-PLL的并网换流器频率耦合特性和稳定性分析的难度。

本文首先推导了DSOGI-PLL的频率耦合模型,然后综合考虑引起频率耦合效应的多种 dq 轴控制

收稿日期:2021-06-08;修回日期:2021-12-15

在线出版日期:2022-02-28

基金项目:陕西省重点研发计划项目(2021GY-132);中央高校基本科研业务费专项资金资助项目(xjj2018007)

Project supported by the Key Research and Development Program of Shaanxi Province(2021GY-132) and the Fundamental Research Funds for the Central Universities(xjj2018007)

不对称因素,建立了基于DSOGI-PLL的三相并网换流器的频率耦合阻抗模型,并通过扫频验证了频率耦合阻抗模型的准确性。根据扰动频率和耦合频率下的电路,推导出等效单输入单输出的奈奎斯特稳定判据,并说明了考虑频率耦合效应对于稳定性分析的重要性,然后分析了弱电网下各运行参数对基于DSOGI-PLL的并网换流器稳定性的影响。最后对并网变流器详细模型进行仿真,验证了所提频率耦合阻抗模型和理论分析的正确性。

1 基于DSOGI-PLL的并网换流器

本文分析的对象为中低压直流配电系统基于DSOGI-PLL的并网换流器,其主电路拓扑如附录A图A1所示。并网时采用LC滤波器,直流侧采用纯电阻来对实际电网缓慢变化的负荷进行简化模拟。

1.1 SOGI-PLL

SOGI的控制结构如图1(a)所示。图中: v 为输入电压信号; ε 、 k 分别为误差信号、阻尼系数; ω' 为谐振频率; v' 、 $q'v'$ ($q'=e^{-j\pi/2}$)为经SOGI处理后的正交电压输出信号。DSOGI-PLL控制结构如图1(b)所示。图中: v_α 、 v_β 分别为公共耦合点(PCC)处电压 v_{px} ($x=a, b, c$)的 α 、 β 轴分量; v'_α 、 $q'v'_\alpha$ 和 v'_β 、 $q'v'_\beta$ 分别为 v_α 、 v_β 经SOGI处理后的正交信号; v_α^+ 、 v_β^+ 分别为 v_α 、 v_β 的正序分量; v_d^+ 、 v_q^+ 分别为 v_{px} 的 d 、 q 轴正序分量; k_p 、 k_i 分别为锁相环比例积分(PI)控制器的比例、积分系数; θ 为锁相环输出角度; ω 为系统频率。

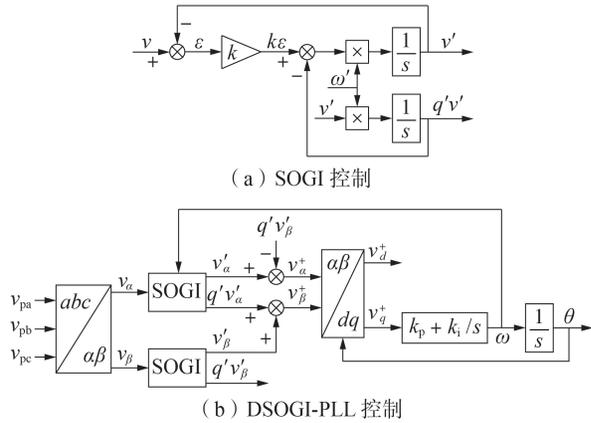


图1 SOGI及DSOGI-PLL控制结构
Fig.1 Structures of SOGI control and DSOGI-PLL control

1.2 控制器

并网换流器采用电网电压前馈解耦的电压电流双环控制器进行建模和分析,其中外环控制器采用定直流电压控制以维持直流侧电压的稳定,控制结构如附录A图A2所示。

2 频率耦合阻抗模型

首先推导对称电网下考虑频率耦合效应的并网

换流器阻抗模型。PCC处a相电压为:

$$v_{pa}(t) = V_1 \cos(\omega_1 t) \quad (1)$$

式中: V_1 为电网基频电压幅值; $\omega_1 = 2\pi f_1$ 为电网角频率, f_1 为电网基频。在PCC处同时注入扰动频率电压和耦合频率电压。为了方便推导与表述,定义注入后电网基频 f_1 、扰动频率 f_p 、耦合频率 $f_{p'}$ 下a相电气量的相量表达式为:

$$D_{a\lambda} = D_{a\lambda} \angle \varphi_{a\lambda} \quad \lambda = 1, p, p' \quad (2)$$

式中: $D_{a\lambda}$ 、 $\varphi_{a\lambda}$ 分别为相量幅值、相位。扰动频率和耦合频率关于2倍电网基频互补,即 $f_p + f_{p'} = 2f_1$ 。

2.1 并网换流器数学模型

以a相为例,由图A1所示并网换流器主电路拓扑可得并网换流器数学模型为:

$$R_{La} i_{pa} + L_{fa} \frac{di_{pa}}{dt} = v_{pa} - K_m m_a v_{dc} \quad (3)$$

$$i_{dc} = K_m \sum_{x=a, b, c} m_x i_{px} \quad (4)$$

式中: i_{px} 为PCC处电流; R_{La} 、 L_{fa} 分别为滤波电感等效电阻、滤波电感; K_m 为调制系数; m_x 为调制信号; i_{dc} 、 v_{dc} 分别为直流侧电流、电压。

2.2 SOGI-PLL数学模型

对PCC处电压进行锁相可得整个系统的基准相位,故锁相环的频率特性对整个系统的稳定性有很大的影响。由图1(a)所示SOGI控制框图可得经SOGI处理后两路输出电压信号 v' 、 $q'v'$ 与输入电压信号之间的传递函数分别为:

$$G(s) = \frac{v'(s)}{v(s)} = \frac{k\omega's}{s^2 + k\omega's + \omega'^2} \quad (5)$$

$$q'G(s) = \frac{q'v'(s)}{v(s)} = \frac{k\omega'^2}{s^2 + k\omega's + \omega'^2} \quad (6)$$

由此可得 v'_α 、 $q'v'_\alpha$ 和 v'_β 、 $q'v'_\beta$ 的表达式,进一步可得 v_α^+ 、 v_β^+ 的表达式分别为:

$$v_\alpha^+ = v'_\alpha - q'v'_\beta = \sum_{\lambda=1, p, p'} G_{\alpha\lambda}(s_\lambda) v_\lambda \quad (7)$$

$$v_\beta^+ = q'v'_\alpha + v'_\beta = \sum_{\lambda=1, p, p'} G_{\beta\lambda}(s_\lambda) v_\lambda \quad (8)$$

式中: $s_\lambda = j2\pi f_\lambda$; $G_{\alpha\lambda}(s_\lambda) = G(s_\lambda) + jq'G(s_\lambda)$; $G_{\beta\lambda}(s_\lambda) = q'G(s_\lambda) - jG(s_\lambda)$; v_λ 为频率 f_λ 下的输入电压信号。忽略高阶小信号量,经 $\alpha\beta/dq$ 变换, v_d^+ 、 v_q^+ 分别为:

$$v_d^+ = G_{\alpha 1}(s_1)v_1 + G_{\alpha p}(s_p - s_1)v_p + G_{\alpha p'}(s_1 - s_{p'})v_{p'} \quad (9)$$

$$v_q^+ = -\Delta\theta_{p'} G_{\alpha 1}(s_1)v_1 + G_{\alpha p}(s_p - s_1)v_p + G_{\alpha p'}(s_1 - s_{p'})v_{p'} \quad (10)$$

式中: $\Delta\theta_{p'}$ 为频率 $f_{p'}$ ($f_{p'} = f_p - f_1$)下锁相环输出角度偏差量。结合锁相环回路,推导可得:

$$\Delta\theta_{p'} = T_p(s)v_p + T_{p'}(s)v_{p'} \quad (11)$$

式中: $T_p(s)$ 、 $T_{p'}(s)$ 分别为DSOGI-PLL中 f_p 、 $f_{p'}$ 下输入电压信号的传递函数,其表达式见附录B式(B1)、(B2)。

2.3 控制器数学模型

控制环节包括派克变换、直流电压外环、电流内环、反派克变换以及调制环节,其数学模型见附录B式(B3)—(B15)。

2.4 阻抗模型

由并网变流器主电路的拓扑结构,列出扰动频率和耦合频率下并网换流器的数学模型分别为:

$$v_p - i_p Z_p = 0.5K_m m_{a1} \Delta v_{dc} + K_m m_{ap} V_{dc} \quad (12)$$

$$v_{p'} - i_{p'} Z_{p'} = 0.5K_m m_{a1} \Delta v_{dc} + K_m m_{ap} V_{dc} \quad (13)$$

式中: v_p 、 $v_{p'}$ 、 i_p 、 $i_{p'}$ 分别为扰动电压、耦合电压、扰动电流响应和耦合电流响应; m_{a1} 、 m_{ap} 分别为 f_1 、 f_p 下a相换流器的调制信号响应; Δv_{dc} 为直流侧电压的扰动; V_{dc} 为直流侧电压稳态值; $Z_p = R_L + s_p L_f$ 为 f_p 下的滤波器阻抗, R_L 、 L_f 分别为滤波电感等效电阻、滤波电感; $Z_{p'} = R_L + s_{p'} L_f$ 为 $f_{p'}$ 下的滤波器阻抗。根据式(2)所示定义,将式(12)、(13)所示并网换流器数学模型整理成相量形式可得:

$$A_1 v_p + B_1 v_{p'} + C_1 i_p + D_1 i_{p'} = 0 \quad (14)$$

$$A_2 v_p + B_2 v_{p'} + C_2 i_p + D_2 i_{p'} = 0 \quad (15)$$

式中: $A_1 - D_1$ 、 $A_2 - D_2$ 为阻抗系数,其表达式见附录B式(B16)—(B23)。求解式(14)、(15)可得基于DSOGI-PLL的并网换流器的阻抗、导纳矩阵分别为:

$$Z = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{B_1 C_2 - B_2 C_1}{A_1 B_2 - A_2 B_1} & \frac{B_1 D_2 - B_2 D_1}{A_1 B_2 - A_2 B_1} \\ \frac{A_2 C_1 - A_1 C_2}{A_1 B_2 - A_2 B_1} & \frac{A_2 D_1 - A_1 D_2}{A_1 B_2 - A_2 B_1} \end{bmatrix} \quad (16)$$

$$Y = Z^{-1} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \quad (17)$$

2.5 仿真验证

对中低压配电系统而言,直流侧电压等级通常在600~800V,本文设直流侧额定电压为800V,交流侧的电压等级为220V/380V。并网换流器的其他参数如附录C表C1所示。并网变流器阻抗模型的理论结果和扫频结果对比情况如图2所示。由图可知,扫频结果与理论推导出的阻抗曲线非常吻合,验证了阻抗模型理论推导的准确性。

3 阻抗模型特性分析

由第2节的阻抗模型理论推导和扫频验证结果可知,阻抗矩阵是对称的。故在对阻抗模型进行分析时,只需要对 Z_{11} 和 Z_{12} 进行分析。

3.1 DSOGI-PLL对频率耦合特性的影响

对于DSOGI-PLL而言,DSOGI环节的阻尼系数和锁相回路带宽对频率耦合特性均有影响。一方面,阻尼系数是DSOGI环节独有的系数,其对频率耦合特性产生影响的同时也影响了并网换流器的阻抗特性;另一方面,DSOGI环节的存在也影响了锁相

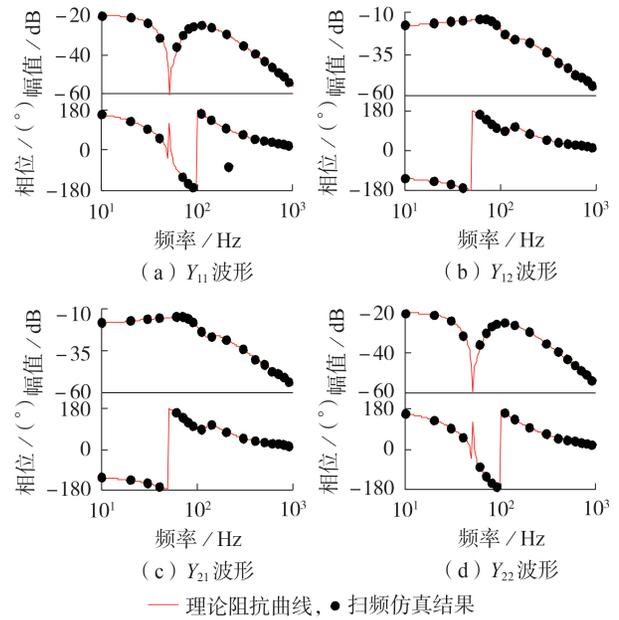


图2 并网换流器阻抗模型的理论扫频结果对比

Fig.2 Comparison of theoretical and frequency scan results for impedance model of grid-connected converter

回路带宽对频率耦合特性的影响。因此本节从锁相回路的带宽和阻尼系数2个方面分析DSOGI-PLL对频率耦合特性的影响。

附录D图D1为70、100、150Hz这三种带宽下基于DSOGI-PLL的并网换流器的阻抗曲线。可以看出,在低频段随着锁相回路带宽的增大,自阻抗 Z_{11} 幅值增大的同时耦合阻抗 Z_{12} 幅值有所减小。附录D图D2为不同阻尼系数下基于DSOGI-PLL的并网换流器的阻抗曲线。可以看出,随着阻尼系数的增大,自阻抗 Z_{11} 和耦合阻抗 Z_{12} 的幅值均有所减小。

耦合阻抗减小说明了耦合频率响应更加明显,因此可以得出结论,在低频段随着锁相回路带宽和阻尼系数的增大,基于DSOGI-PLL的并网换流器的频率耦合特性更加明显,忽略频率耦合效应会使得低频段稳定性分析产生较大的误差。

3.2 直流电压环带宽对频率耦合特性的影响

影响直流电压环带宽的主要因素是直流侧滤波电容和直流电压环PI控制器参数,因此本文分别分析这2个因素对频率耦合特性的影响。

附录D图D3为直流电压外环控制器中不同PI控制器比例系数 k_p 下的并网换流器的阻抗曲线。由图可知:在低频段自阻抗 Z_{11} 的幅值随PI控制器比例系数增大而增大;耦合阻抗 Z_{12} 则随着PI控制器比例系数的增大而减小。附录D图D4为滤波电容不同时并网换流器的阻抗曲线。由图可知:在低频段自阻抗 Z_{11} 随着直流侧滤波电容减小而增大;耦合阻抗 Z_{12} 则随着电容的减小而减小。因此可以得出结

论,直流电压环的带宽越大,即PI控制器的比例系数越大或直流侧滤波电容越小,耦合阻抗越小,并网换流器的频率耦合程度越深,当进行稳定性分析时忽略频率耦合特性造成的误差越大。

3.3 电流内环不对称对频率耦合特性的影响

电流内环不对称也是一个重要的 dq 轴控制不对称的影响因素,其主要是由于在实际的运行过程中PI控制器参数设定不同或者其他系统因素引起的。附录D图D5为不同带宽比(d 轴电流带宽与 q 轴电流带宽之间的比值)下的阻抗曲线。由图可知,在低频段随着带宽比的增大,自阻抗 Z_{11} 增大,耦合阻抗 Z_{12} 减小,频率耦合程度加深。但是相较于其他 dq 轴控制不对称因素,电流内环不对称对频率耦合特性的影响有限。

4 阻抗模型稳定性分析

根据第3节分析结果,在低频段频率耦合效应是不可忽略的,并且频率耦合效应的存在改变了系统的输入输出关系,原本正负序解耦的单输入单输出奈奎斯特稳定判据不再适用。对于这种多输入多输出系统,目前分析其稳定性的常用方法有2种:方式1为直接使用广义奈奎斯特判据对第2节所推导的阻抗矩阵进行分析;方式2为对阻抗矩阵进行处理,转化为等效解耦的正负序阻抗使用单输入单输出的稳定性分析方法进行分析^[15-18]。为了便于分析弱电网下并网换流器的稳定性,本文采用方式2,首先推导了等效解耦的换流器输入导纳,进而使用单输入单输出的奈奎斯特稳定判据进行稳定性分析。

4.1 稳定性判据

附录E图E1为扰动频率和耦合频率下的等效电路。列出这2个电路的电压、电流方程,处理后可得并网换流器的等效输入导纳 Y_{VSC} 为:

$$Y_{VSC} = \frac{i_p}{v_p} = Y_{11} - \frac{Y_{12}Z_{gf}^*(j2\omega_1 - s)Y_{21}^*}{1 + Z_{gf}^*(j2\omega_1 - s)Y_{22}^*} \quad (18)$$

式中: $Z_{gf} = Z_g // Z_f$ 为系统等效阻抗, Z_g 为电网阻抗, Z_f 为滤波器等效阻抗。此时所得并网换流器系统等效输入导纳的正、负序互相解耦,可分别使用正、负序奈奎斯特稳定性判据进行分析。将整个系统转化成2个部分,电网等效为电压源串联电网阻抗,并网换流器等效为电流源并联输入阻抗,此时并网换流器的等效电路如附录E图E2所示。由此可以推导出扰动电流响应为:

$$i_p = \frac{v_s/Z_{VSC} + i_{VSC}}{1 + Z_{gf}/Z_{VSC}} \quad (19)$$

式中: v_s 为电网等效电压源的电压; Z_{VSC} 为并网换流器的等效输入阻抗; i_{VSC} 为并网换流器等效电流源的电流。由式(19)可知,当电网和并网换流器能够独立稳定运行时,并网稳定性取决于 Z_{gf}/Z_{VSC} 。当正、

负序阻抗比都满足奈奎斯特稳定判据,即正、负序奈奎斯特曲线都不包围点 $(-1, 0)$ 时,并网换流器能够稳定运行。

4.2 稳定性分析

4.2.1 等效电网阻抗对系统稳定性的影响

对于中低压直流配电系统而言,经过长距离的输电,由线路阻抗和变压器阻抗组成的等效电网阻抗不可忽略,交流电网呈现弱电网特性。故有必要分析等效电网阻抗对于中低压直流系统稳定性的影响。

附录E图E3为不同短路比下正、负序阻抗比的奈奎斯特曲线。由图可知,当短路比不断减小即等效电网阻抗不断增大时,正、负序奈奎斯特曲线越来越容易包围点 $(-1, 0)$,这说明了系统的稳定性在不断变差。当短路比减小到1.9时,奈奎斯特曲线开始包围点 $(-1, 0)$,根据奈奎斯特稳定判据,此时系统不稳定。因此可以得出随着电网变弱,并网换流器系统的稳定性变差,系统愈发容易失稳的结论。

4.2.2 DSOGI-PLL对系统稳定性的影响

附录E图E4、E5分别展示了DSOGI-PLL的锁相回路带宽以及阻尼系数对并网换流器稳定性的影响。设 $L_g = 9$ mH,由图可知,随着DSOGI-PLL锁相回路带宽的增大和阻尼系数的增大,正、负序奈奎斯特曲线越来越接近点 $(-1, 0)$ 。相较于锁相回路带宽,阻尼系数对并网换流器系统稳定性的影响更加严重。故阻尼系数和锁相环参数的选取要考虑基于DSOGI-PLL的并网换流器的稳定性影响,不能只追求其动态响应速度。

4.2.3 直流电压环带宽对系统稳定性的影响

附录E图E6、E7分别展示了滤波电容以及PI控制器比例系数对于并网换流器稳定性的影响。设 $L_g = 7$ mH,由图可知,当滤波电容减小至1175 μ F时和PI控制器的比例系数增大至1.5时,奈奎斯特曲线包围了点 $(-1, 0)$,系统失稳。即当直流电压外环的带宽增大时,正、负序奈奎斯特曲线更加容易包围点 $(-1, 0)$,并网换流器的稳定裕度变小,因此在实际的直流系统中,直流电压外环的参数选择要综合考虑直流外环的动态响应与稳定性,PI控制器的比例参数取值不宜过大,而直流侧滤波电容取值不宜过小。

4.3 仿真实验

为了验证本文推导的频率耦合阻抗模型的准确性,根据附录E表E1的参数,分别给出不考虑频率耦合和考虑频率耦合特性的正、负序阻抗比的奈奎斯特曲线,如图3所示。由图可知,不考虑频率耦合时,正序阻抗比的奈奎斯特曲线没有包围点 $(-1, 0)$,这说明传统的阻抗分析方法认为系统是稳定的。但是考虑频率耦合时,正序阻抗比奈奎斯特曲线包围了点 $(-1, 0)$,且与单位圆的交点处的频率为93 Hz,这说明此时系统是不稳定的,且振荡频率分别为

93 Hz 和与 93 Hz 耦合的 7 Hz。

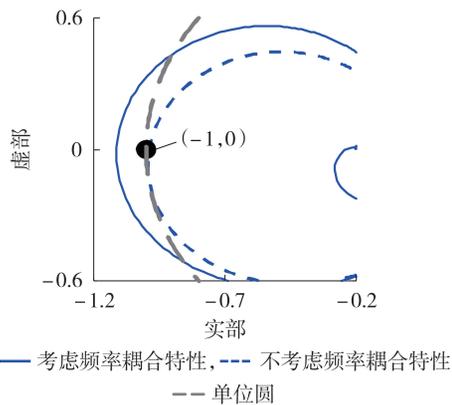


图3 考虑与不考虑频率耦合特性的奈奎斯特曲线
Fig.3 Nyquist curves with and without considering frequency coupling characteristics

由附录 E 表 E1 所示参数在 MATLAB / Simulink 平台建立图 A1 所示系统的详细模型,并进行时域仿真。PCC 处电流时域仿真波形和快速傅里叶变换(FFT)分析结果分别如图 4、5 所示。结果表明,并网点发生了低频振荡,且振荡频率与本文考虑频率耦合效应模型所预测的 7 Hz 和 93 Hz 吻合。与传统的阻抗模型和分析方法相比,本文所推导的频率耦合阻抗模型及进行的相关理论分析更加准确有效地判断了基于 DSOGI-PLL 并网换流器与弱电网之间的稳定性。

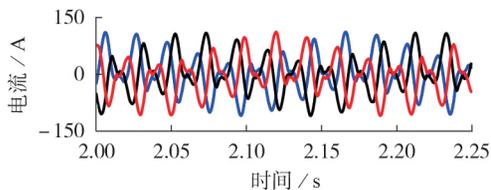


图4 并网换流器 PCC 处电流的时域仿真结果
Fig.4 Simulative result of time-domain current waveforms of grid-connected converter at PCC

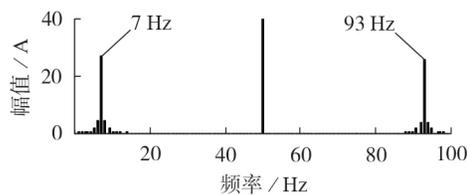


图5 并网换流器 PCC 处电流的 FFT 结果
Fig.5 FFT result of current of grid-connected converter at PCC

5 结论

针对中低压直流系统与弱交流系统的交互稳定性问题进行了研究。本文的主要工作是建立基于 DSOGI-PLL 的并网换流器的频率耦合阻抗模型,完

整分析了关键参数对于频率耦合特性的影响以及弱电网下并网变流器运行的稳定性,并利用时域仿真对建模和稳定性分析结果进行了验证。得出以下结论:

1) DSOGI-PLL 的锁相回路带宽和阻尼系数越大、直流侧滤波电容越小、电压环 PI 控制器比例系数越大、电流内环越不对称,并网换流器的频率耦合特性越明显;

2) 根据所推导的等效奈奎斯特稳定性判据,证明了考虑频率耦合对于稳定性分析的重要性,并分析了系统各运行参数对于并网换流器稳定性的影响,DSOGI-PLL 锁相回路的带宽及阻尼系数越大、电网阻抗越大,直流电压环带宽越大,系统越容易失稳;

3) 分析了所建模型与对称弱交流电网的交互稳定性,建立电网不对称工况下基于 DSOGI-PLL 的并网变流器阻抗模型,并研究其与弱电网的交互稳定性问题,考虑符合实际电网的变化的混合负荷分析稳定性问题将是未来进一步的研究工作。

附录见本刊网络版(<http://www.epae.cn>)。

参考文献:

- [1] 胡彬,吴超,年珩,等. 薄弱电网下新能源设备并网锁相同步方式综述[J]. 电力自动化设备,2020,40(9):26-34,41.
HU Bin, WU Chao, NIAN Heng, et al. Overview of phase-locked synchronization methods of renewable energy equipment in weak and distorted grid[J]. Electric Power Automation Equipment, 2020, 40(9): 26-34, 41.
- [2] 黄海宏,魏阳超,王海欣,等. 特定次谐波滤波除锁相在有源电力滤波器中的应用[J]. 电力自动化设备,2019,39(12):36-40.
HUANG Haihong, WEI Yangchao, WANG Haixin, et al. Application of specific harmonic filtering phase lock in APF[J]. Electric Power Automation Equipment, 2019, 39(12): 36-40.
- [3] 张纯江,赵晓君,郭忠南,等. 二阶广义积分器的三种改进结构及其锁相环应用对比分析[J]. 电工技术学报,2017,32(22):42-49.
ZHANG Chunjiang, ZHAO Xiaojun, GUO Zhongnan, et al. Three improved second order generalized integrators and the comparative analysis in phase locked loop application[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(22): 42-49.
- [4] 年珩,朱茂玮,徐韵扬,等. 基于谐波传递矩阵的 MMC 换流站频率耦合特性建模与分析[J]. 电力系统自动化,2020,44(6):75-83.
NIAN Heng, ZHU Maowei, XU Yunyang, et al. Modeling and analysis of frequency coupling characteristic for MMC station based on harmonic transfer matrices[J]. Automation of Electric Power Systems, 2020, 44(6): 75-83.
- [5] 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.
- [6] 徐行会,滕先浩. 风电场内机群间次同步振荡相互作用[J]. 电力自动化设备,2020,40(9):156-164.
XU Yanhui, TENG Xianhao. Interaction of sub-synchronous oscillation between wind turbine clusters in wind farm[J]. Electric Power Automation Equipment, 2020, 40(9): 156-164.
- [7] RYGG A, MOLINAS M, ZHANG C, et al. A modified sequence-domain impedance definition and its equivalence to the dq -domain impedance definition for the stability analysis

- of AC power electronic systems[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2016, 4(4): 1383-1396.
- [8] YUE X L, ZHUO F, YANG S H, et al. A matrix-based multifrequency output impedance model for beat frequency oscillation analysis in distributed power systems[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2016, 4(1):80-92.
- [9] KAZEM B M, WANG X F, BLAABJERG F, et al. Couplings in phase domain impedance modeling of grid-connected converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(10): 6792-6796.
- [10] LIU W, LU Z X, WANG X F, et al. Frequency-coupled admittance modelling of grid-connected voltage source converters for the stability evaluation of subsynchronous interaction[J]. IET Renewable Power Generation, 2019, 13(2):285-295.
- [11] ZHOU J Z, DING H, FAN S T, et al. Impact of short-circuit ratio and phase-locked-loop parameters on the small-signal behavior of a VSC-HVDC converter[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2014, 29(5):2287-2296.
- [12] WANG X F, BLAABJERG F. Harmonic stability in power electronic-based power systems: concept, modeling, and analysis [J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2019, 10(3): 2858-2870.
- [13] 年珩,徐韵扬,陈亮,等. 并网逆变器频率耦合特性建模及系统稳定性分析[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(5):1421-1432.
NIAN Heng, XU Yunyang, CHEN Liang, et al. Frequency coupling characteristic modeling of grid-connected inverter and system stability analysis[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(5):1421-1432.
- [14] 邹小明,杜雄,王国宁,等. 三相并网逆变器频率耦合机理分析及稳定性判定[J]. 电力系统自动化, 2018, 42(18):57-63.
ZOU Xiaoming, DU Xiong, WANG Guoning, et al. Frequency coupling mechanism analysis and stability judgement for three-phase grid-connected inverter[J]. Automation of Electric Power Systems, 2018, 42(18):57-63.
- [15] 朱益良,蒲俊楷,葛兴来,等. 弱电网下计及直流母线和镜像频率耦合扰动的三相LCL型并网逆变器序导纳建模及稳定性分析[J]. 电力自动化设备, 2020, 40(9):190-196.
ZHU Yiliang, PU Junkai, GE Xinglai, et al. Sequence admittance modeling and stability analysis for three-phase LCL-type grid-connected inverter with DC bus and MFC disturbance under weak grid[J]. Electric Power Automation Equipment, 2020, 40(9):190-196.
- [16] SONG S J, WEI Z, LIN Y Z, et al. Impedance modeling and stability analysis of PV grid-connected inverter systems considering frequency coupling[J]. CSEE Journal of Power and Energy Systems, 2020, 6(2):279-290.
- [17] 年珩,胡彬,陈亮,等. 无锁相环直接功率控制双馈感应发电机系统阻抗建模和稳定性分析[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(3):951-962.
NIAN Heng, HU Bin, CHEN Liang, et al. Impedance modeling and stability analysis of direct power controlled doubly fed induction generator system without phase-locked loop[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(3):951-962.
- [18] ZHANG C, CAI X, RYGG A, et al. Sequence domain SISO equivalent models of a grid-tied voltage source converter system for small-signal stability analysis[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2018, 33(2):741-749.

作者简介:



史金柱

史金柱(1997—),男,硕士研究生,主要研究方向为中低压直流系统的控制与稳定性分析(E-mail:shijinz@stu.xjtu.edu.cn);
杨黎晖(1980—),女,副教授,博士,主要研究方向为电力电子电路的建模与控制、新能源并网(E-mail:lihui.yang@xjtu.edu.cn);
朱美婷(1999—),女,硕士研究生,主要研究方向为新能源并网系统稳定性分析与控制(E-mail:zmt362331@xjtu.edu.cn)。
(编辑 王欣竹)

Frequency coupling impedance modeling and stability analysis of grid-connected converter based on DSOGI-PLL in weak grid

SHI Jinzhu, YANG Lihui, ZHU Meiting

(School of Electrical Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

Abstract: As a common interface circuit for the medium- and low-voltage DC power distribution system integrated to the grid, three-phase voltage source converter plays an important role in system operation. To solve the instability problem of the grid-connected converter with the DSOGI-PLL (Double Second Order Generalized Integrator-Phase Locked Loop) in weak grid, the frequency coupling impedance model of DSOGI-PLL is firstly established, and then the frequency coupling impedance model of the grid-connected converter considering a variety of frequency coupling factors is built. Based on this model, the effects of DSOGI-PLL parameters, DC voltage loop bandwidth and current inner loop bandwidth ratio on the frequency coupling characteristics of grid-connected converter are analyzed. Then, the equivalent single-input single-output Nyquist stability criterion considering the frequency coupling characteristics is derived, and the influence of various factors on the stability of the grid-connected converter system is studied. Finally, based on the MATLAB/Simulink, the frequency coupling impedance model and system stability are simulated and verified, which proves the accuracy of the proposed frequency coupling impedance model and the theoretical analysis.

Key words: weak grid; DSOGI-PLL; frequency coupling impedance modeling; Nyquist stability criterion; stability

$$\mathbf{v}_{qp^*} = G_{Vq-Vp} \mathbf{v}_p + G_{Vq-Vp}^* \mathbf{v}_{p'}^* \quad (\text{B4})$$

式中： $G_{Vq-Vp} = -\mathbf{v}_1 T_p(s) - \mathbf{j}$ ； $G_{Vq-Vp}^* = -\mathbf{v}_1 T_{p'}^*(s) + \mathbf{j}$ 。

电流经派克变换之后的 dq 轴扰动相量 \mathbf{i}_{dp^*} 、 \mathbf{i}_{qp^*} 分别为：

$$\mathbf{i}_{dp^*} = G_{Id-Vp} \mathbf{v}_p + G_{Id-Vp}^* \mathbf{v}_{p'}^* + \mathbf{i}_p + \mathbf{i}_{p'}^* \quad (\text{B5})$$

$$\mathbf{i}_{qp^*} = G_{Iq-Vp} \mathbf{v}_p + G_{Iq-Vp}^* \mathbf{v}_{p'}^* + G_{Iq-lp} \mathbf{i}_p + G_{Iq-lp}^* \mathbf{i}_{p'}^* \quad (\text{B6})$$

式中： $G_{Id-Vp} = I_1 \sin \varphi_{i1} T_p(s)$ ； $G_{Id-Vp}^* = I_1 \sin \varphi_{i1} T_{p'}^*(s)$ ； $G_{Iq-Vp} = -I_1 \cos \varphi_{i1} T_p(s)$ ； $G_{Iq-Vp}^* = -I_1 \cos \varphi_{i1} T_{p'}^*(s)$ ； $G_{Iq-lp} = -\mathbf{j}$ ； $G_{Iq-lp}^* = \mathbf{j}$ 。

直流侧电压扰动 $\Delta \mathbf{v}_{dc}$ 可以表示为：

$$\Delta \mathbf{v}_{dc} = G_{dc-Vp} \mathbf{v}_p + G_{dc-Vp}^* \mathbf{v}_{p'}^* + G_{dc-lp} \mathbf{i}_p + G_{dc-lp}^* \mathbf{i}_{p'}^* \quad (\text{B7})$$

式中： $G_{dc-Vp} = \frac{3\mathbf{i}_1^*}{2(I_{load} + sC_d V_{dc})}$ ； $G_{dc-Vp}^* = \frac{3\mathbf{i}_1}{2(I_{load} + sC_d V_{dc})}$ ； $G_{dc-lp} = \frac{3(\mathbf{v}_1^* - \mathbf{i}_1^*(2R_l + sL_f))}{2(I_{load} + sC_d V_{dc})}$ ； $G_{dc-lp}^* = \frac{3(\mathbf{v}_1 - \mathbf{i}_1(2R_l + sL_f))}{2(I_{load} + sC_d V_{dc})}$ ；

\mathbf{i}_1^* 和 \mathbf{v}_1^* 分别为电流、电压相量的共轭； I_{load} 为额定负载电流。

dq 轴调制信号的基频分量 \mathbf{m}_{d0} 、 \mathbf{m}_{q0} 和扰动分量 \mathbf{m}_{dp^*} 、 \mathbf{m}_{qp^*} 可以表示为：

$$\mathbf{m}_{d0} = \frac{\mathbf{v}_1 + \omega L \mathbf{i}_1 \sin \varphi_{i1}}{(V_{dc} / 2)} \quad (\text{B8})$$

$$\mathbf{m}_{dp^*} = G_{md-Vp} \mathbf{v}_p + G_{md-Vp}^* \mathbf{v}_{p'}^* + G_{md-lp} \mathbf{i}_p + G_{md-lp}^* \mathbf{i}_{p'}^* \quad (\text{B9})$$

式中：下标 0 表示直流量； $G_{md-Vp} = \frac{1 + \omega L G_{Iq-Vp} + H_i H_o G_{dc-Vp} + H_i G_{Id-Vp}}{(V_{dc} / 2)}$ ；

$G_{md-Vp}^* = \frac{1 + \omega L G_{Iq-Vp}' + H_i H_o G_{dc-Vp}' + H_i G_{Id-Vp}'}{(V_{dc} / 2)}$ ； $G_{md-lp} = \frac{\omega L G_{Iq-lp} + H_i H_o G_{dc-lp}}{(V_{dc} / 2)}$ ； $G_{md-lp}^* = \frac{\omega L G_{Iq-lp}' + H_i H_o G_{dc-lp}' + H_i}{(V_{dc} / 2)}$ 。

$$\mathbf{m}_{q0} = -\frac{\omega L \mathbf{i}_1 \cos \varphi_{i1}}{(V_{dc} / 2)} \quad (\text{B10})$$

$$\mathbf{m}_{qp^*} = G_{mq-Vp} \mathbf{v}_p + G_{mq-Vp}^* \mathbf{v}_{p'}^* + G_{mq-lp} \mathbf{i}_p + G_{mq-lp}^* \mathbf{i}_{p'}^* \quad (\text{B11})$$

式中： $G_{mq-Vp} = \frac{G_{Vq-Vp} - \omega L G_{Id-Vp} + H_i G_{Iq-Vp}}{(V_{dc} / 2)}$ ； $G_{mq-Vp}^* = \frac{G_{Vq-Vp}' - \omega L G_{Id-Vp}' + H_i G_{Iq-Vp}'}{(V_{dc} / 2)}$ ； $G_{mq-lp} = \frac{-\omega L + H_i G_{Iq-lp}}{(V_{dc} / 2)}$ ；

$G_{mq-lp}^* = \frac{-\omega L + H_i G_{Iq-lp}'}{(V_{dc} / 2)}$ 。

dq 轴调制信号经过反派克变换之后的各频率 abc 轴调制信号可以表示为：

$$\mathbf{m}_{a1} = (\mathbf{v}_1 + \omega L \mathbf{i}_{q0} - \mathbf{j} \omega L \mathbf{i}_{d0}) / (V_{dc} / 2) \quad (\text{B12})$$

$$\mathbf{m}_{ap} = G_{ma-Vp} \mathbf{v}_p + G_{ma-Vp}^* \mathbf{v}_{p'}^* + G_{ma-lp} \mathbf{i}_p + G_{ma-lp}^* \mathbf{i}_{p'}^* \quad (\text{B13})$$

$$\mathbf{m}_{ap'} = G_{ma'-Vp} \mathbf{v}_p + G_{ma'-Vp}^* \mathbf{v}_{p'}^* + G_{ma'-lp} \mathbf{i}_p + G_{ma'-lp}^* \mathbf{i}_{p'}^* \quad (\text{B14})$$

式中： $G_{ma-Vp} = 0.5jT_p(s)\mathbf{m}_{d0} - 0.5T_p(s)\mathbf{m}_{q0} + 0.5G_{md-Vp} + 0.5jG_{mq-Vp}$ ；

$G_{ma-Vp}^* = 0.5jT_{p'}^*(s)\mathbf{m}_{d0} - 0.5T_{p'}^*(s)\mathbf{m}_{q0} + 0.5G_{md-Vp}^* + 0.5jG_{mq-Vp}'$ ； $G_{ma-lp} = 0.5G_{md-lp} + 0.5jG_{mq-lp}$ ；

$G_{ma-lp}^* = 0.5G_{md-lp}^* + 0.5jG_{mq-lp}'$ ； $G_{ma'-Vp} = 0.5jT_p(s)\mathbf{m}_{d0} - 0.5T_p(s)\mathbf{m}_{q0} + 0.5G_{md-Vp}^* + 0.5jG_{mq-Vp}'$ ；

$G_{ma'-Vp}^* = 0.5jT_{p'}^*(s)\mathbf{m}_{d0} - 0.5T_{p'}^*(s)\mathbf{m}_{q0} + 0.5G_{md-Vp}^* + 0.5jG_{mq-Vp}'$ ， $G_{ma'-lp} = 0.5G_{md-lp}^* + 0.5jG_{mq-lp}'$ ；

$$G_{ma'-lp'} = 0.5G_{md-lp'}^* + 0.5jG_{mq-lp'}^*$$

$$v_a = K_m m_a v_{dc} \quad (B15)$$

$$A_1 = 0.5K_m m_{a1} G_{dc-vp} + K_m V_{dc} G_{ma-vp} - 1 \quad (B16)$$

$$B_1 = 0.5K_m m_{a1} G_{dc-vp'} + K_m V_{dc} G_{ma-vp'} \quad (B17)$$

$$C_1 = Z_p + 0.5K_m m_{a1} G_{dc-lp} + K_m V_{dc} G_{ma-lp} \quad (B18)$$

$$D_1 = 0.5K_m m_{a1} G_{dc-lp'} + K_m V_{dc} G_{ma-lp'} \quad (B19)$$

$$A_2 = 0.5K_m m_{a1}^* G_{dc-vp} + K_m V_{dc} G_{ma'-vp}^* \quad (B20)$$

$$B_2 = 0.5K_m m_{a1}^* G_{dc-vp'} + K_m V_{dc} G_{ma'-vp'}^* - 1 \quad (B21)$$

$$C_2 = 0.5K_m m_{a1}^* G_{dc-lp} + K_m V_{dc} G_{ma'-lp}^* \quad (B22)$$

$$D_2 = 0.5K_m m_{a1} G_{dc-lp'} + K_m V_{dc} G_{ma'-lp'}^* + Z_{p'}^* \quad (B23)$$

附录 C

表 C1 主电路与控制系统参数

Table C1 Parameters of main circuit and control system

参数	参数值	参数	参数值
电网电压	380 V	电网阻抗	0.05 Ω+1.0 mH
基频	50 Hz	短路比	17.95
直流侧额定电压	800 V	直流侧电容	2 000 μF
负载电阻	25 Ω	额定功率	25.6 kW
滤波电感	2.4 mH	变流器和其他损耗	0.1 Ω
滤波电容	22 μF	阻尼电阻	2.5 Ω
SPWM 开关频率	10 kHz	锁相环谐振系数	$\sqrt{2}$
锁相环比例系数	0.696	锁相环积分系数	75
电压外环比例系数	1.0	电压外环积分系数	10
电流内环比例系数	5	电流内环积分系数	116

附录 D

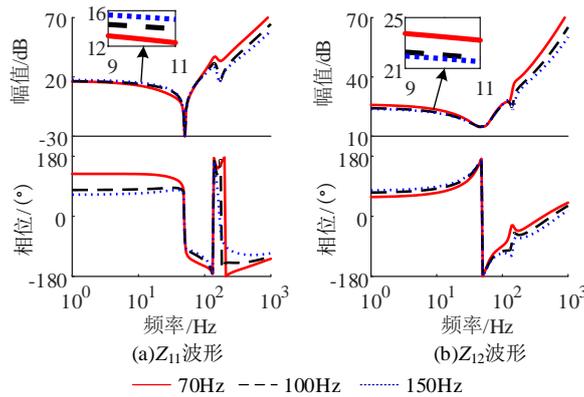


图 D1 DSOGI-PLL 不同锁相回路带宽下的并网换流器阻抗曲线

Fig.D1 Impedance curves of grid-connected converter with different bandwidths of phase locked loop in DSOGI-PLL

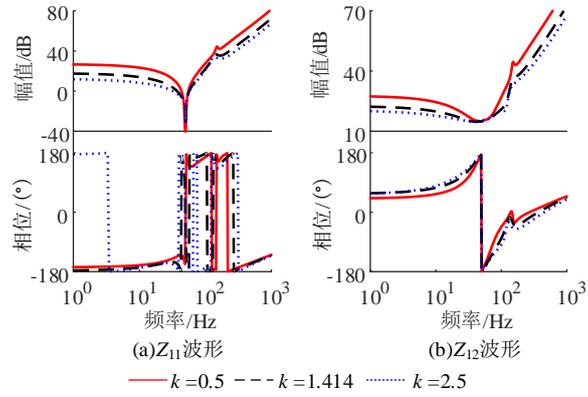


图 D2 不同阻尼系数下的并网换流器阻抗曲线

Fig.D2 Impedance curves of grid-connected converter with different damping coefficients

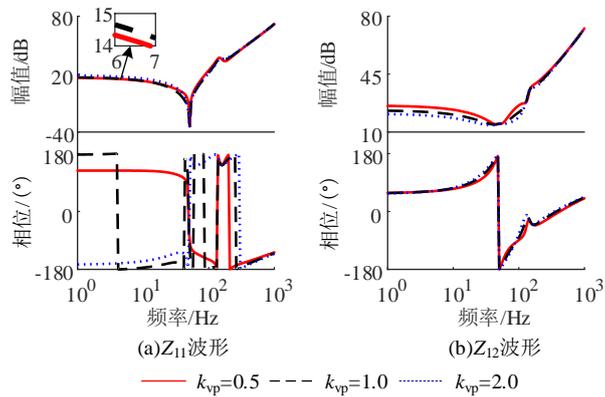


图 D3 不同PI控制器比例系数下的并网换流器阻抗曲线

Fig.D3 Impedance curves of grid-connected converter with different proportional coefficients of PI controller

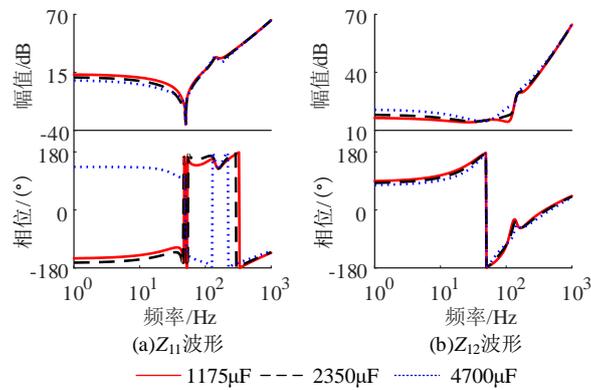


图 D4 不同直流侧滤波电容下的并网换流器阻抗曲线

Fig.D4 Impedance curves of grid-connected converter with different DC-side filter capacitors

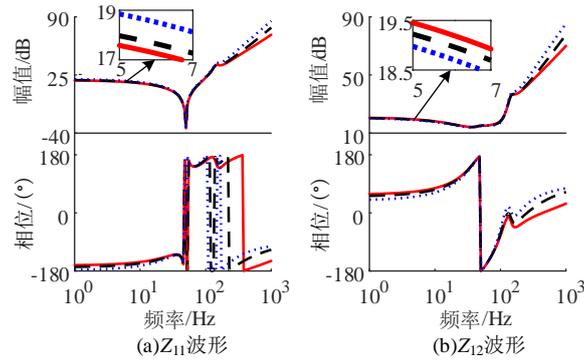
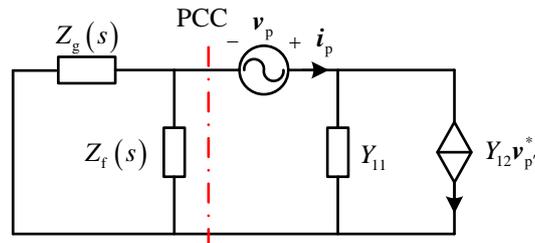


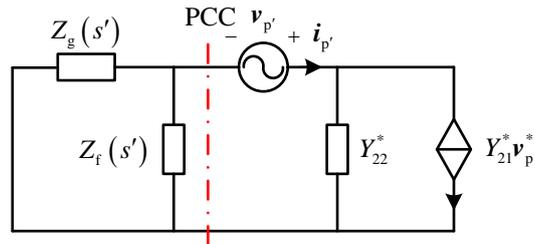
图 D5 不同带宽比时的并网换流器阻抗曲线

Fig.D5 Impedance curves of grid-connected converter with different bandwidth ratios

附录 E



(a) 扰动频率下等效电路



(b) 耦合频率下等效电路

图 E1 扰动频率与耦合频率的并网换流器系统等效电路

Fig.E1 Equivalent circuits of grid-connected converter system with disturbance frequency and coupling frequency

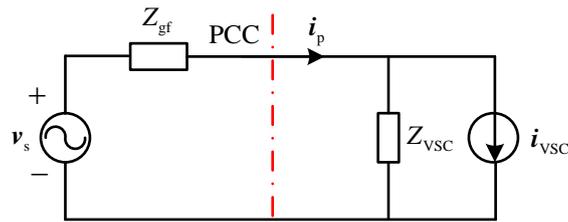


图 E2 并网换流器系统的等效电路

Fig.E2 Equivalent circuit of grid-connected converter system

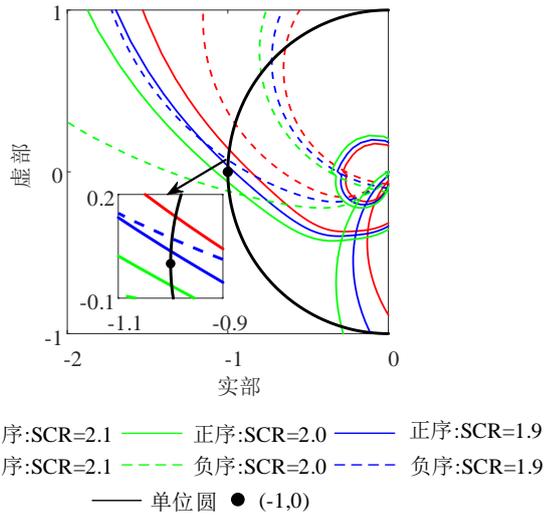


图 E3 不同短路比时的阻抗比奈奎斯特曲线

Fig.E3 Nyquist curves of positive sequence and negative sequence impedance ratio with different short circuit ratios

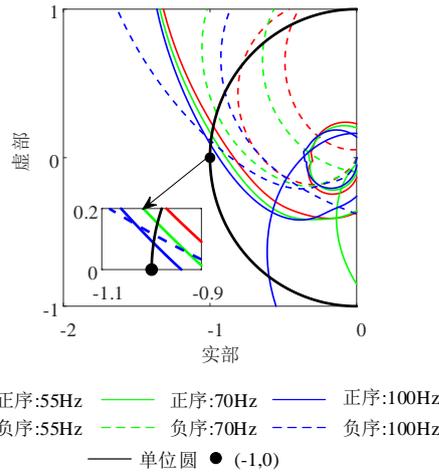


图 E4 DSOGI-PLL 不同锁相回路带宽下的阻抗比奈奎斯特曲线

Fig.E4 Nyquist curves of positive and negative sequence impedance ratio with different bandwidths of phase locked loop in DSOGI-PLL

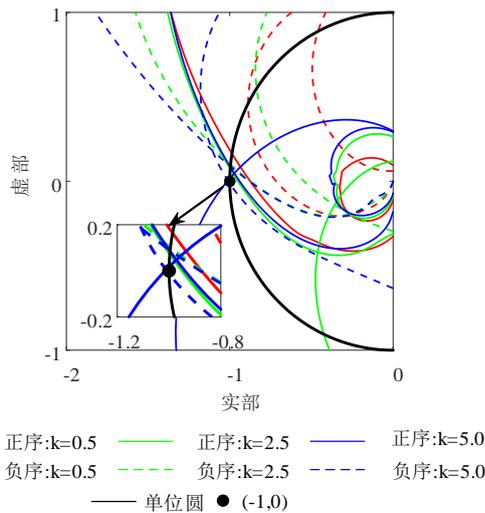


图 E5 不同阻尼系数下的正负序阻抗比奈奎斯特曲线

Fig.E5 Nyquist curves of positive sequence and negative sequence impedance ratio with different damping coefficients

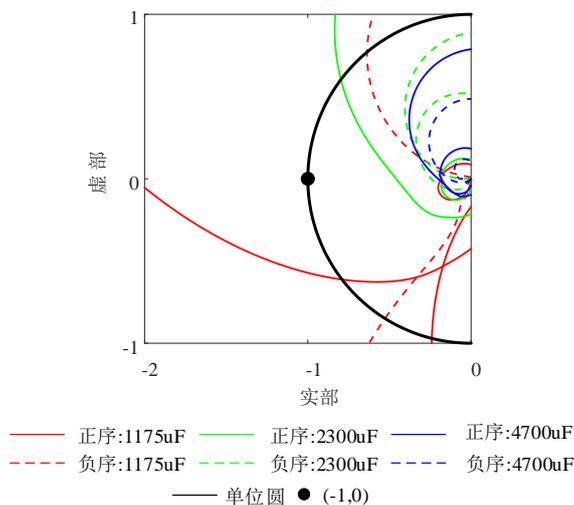


图 E6 不同滤波电容下的阻抗比奈奎斯特曲线

Fig.E6 Nyquist curves of positive sequence and negative sequence impedance ratio with different filter capacitors

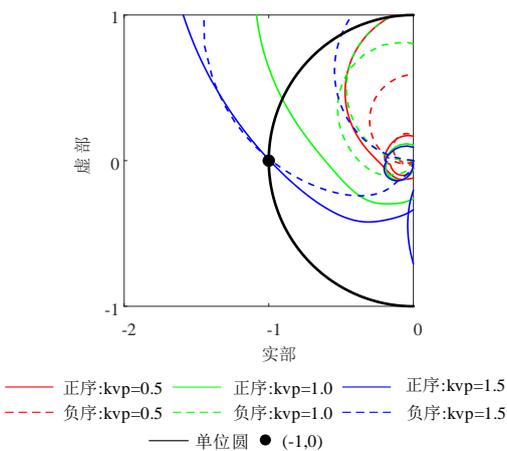


图 E7 不同 PI 控制器比例系数下的阻抗比奈奎斯特曲线

Fig.E7 Nyquist curves of positive sequence and negative sequence impedance ratio with different proportional coefficients of PI controller

表 E1 主电路与控制系统仿真参数

Table E1 Simulation parameters of main circuit and control system

参数	取值	参数	取值
电网电压有效值	220 V	电网阻抗	0.05 Ω+7.2 mH
电网电压频率	50 Hz	短路比	2.49
直流侧额定电压	800 V	直流侧电容	2 000 μF
负载电阻	25 Ω	额定功率	25.6 kW
滤波电感	2.4 mH	等效损耗	0.1 Ω
滤波电容	22 μF	阻尼电阻	2.5 Ω
SPWM 开关频率	10 kHz	锁相环阻尼系数	$\sqrt{2}$
锁相环比例系数	0.696	锁相环积分系数	75
电压环比例系数	1.0	电压环积分系数	10
电流环比例系数	3	电流环积分系数	11.6