

# 基于谐波传递函数的单相电压源型整流器 建模与稳定性分析

贾东强<sup>1</sup>, 刘文军<sup>2</sup>, 李宏川<sup>1</sup>, 肖万芳<sup>1</sup>, 李彬<sup>1</sup>, 夏向阳<sup>3</sup>, 李云丰<sup>3</sup>

(1. 国网北京市电力公司, 北京 100031; 2. 国网湖南省电力有限公司经济技术研究院, 湖南 长沙 410007;  
3. 长沙理工大学电气与信息工程学院, 湖南 长沙 410114)

**摘要:**单相 VSC 具有广泛的应用, 研究其运行特性对于谐波产生机理、谐波抑制以及稳定性提升具有重要意义。首先, 针对单相 VSC 整流器主电路结构, 采用二阶广义积分器构建了同步锁相环节。其次, 根据直流电压外环控制和单位功率因数运行要求, 建立采用准比例谐振控制器的内环控制方程。然后, 基于时变周期系统运行轨迹线性化原则, 构建主电路和控制系统谐波传递函数矩阵, 推导 5 阶导纳矩阵模型, 并分析相关因素对导纳特性和系统稳定性的影响。最后, 采用电磁暂态仿真模型验证所建立模型和理论分析的正确性。

**关键词:**单相 VSC; 阻抗模型; 谐波传递函数矩阵; 托普利兹矩阵; 稳定性分析

DOI:10.19781/j.issn.1673-9140.2022.05.008 中图分类号: TM464 文章编号: 1673-9140(2022)05-0073-07

## Modeling and stability analysis of single phase voltage source converter rectifier based on harmonic transfer function

JIA Dongqiang<sup>1</sup>, LIU Wenjun<sup>2</sup>, LI Hongchuan<sup>1</sup>, XIAO Wanfang<sup>1</sup>,  
LI Bin<sup>1</sup>, XIA Xiangyang<sup>3</sup>, LI Yunfeng<sup>3</sup>

(1. State Grid Beijing Electric Power Company, Beijing 100031, China; 2. State Grid Hunan Electric Power Corporation Limited Economical & Technical Research Institute, Changsha 410007, China; 3. School of Electrical & Information Engineering, Changsha University of Science & Technology, Changsha 410114 China)

**Abstract:** Single phase VSC has a wide range of applications, and studying its operating characteristics is of great significance for harmonic generation mechanism, harmonic suppression and stability improvement. Firstly, the second-order generalized integrator is used to construct the synchronous phase-locked loop for the main circuit structure of single-phase VSC rectifier. Secondly, according to the requirements of DC voltage outer loop control and unit power factor operation, the equation of inner current control loop is established using the quasi-proportional-resonant controller. Thirdly, based on the linearization principle of the running trajectory of the time-varying period system, the harmonic transfer function matrix of the main circuit and control system is constructed, and the fifth-order admittance matrix model of VSC is deduced, and the influence of related factors on admittance characteristics and system stability is analyzed. Finally, the electromagnetic transient simulation model is used to verify the correctness of the analytical

收稿日期: 2021-08-04; 修回日期: 2022-02-21

基金项目: 国网北京市电力公司科技项目(52020221003U); 国网湖南省电力有限公司科技项目(5216A220000X)

通信作者: 李云丰(1988—), 男, 博士, 讲师, 主要从事柔性直流输电技术、储能技术、新能源并网技术研究; E-mail: 252415270@qq.com

model and theoretical analysis.

**Key words:** single phase VSC; impedance model; harmonic transfer function matrix; Toeplitz matrix; stability analysis

电压源型换流器 (voltage source converter, VSC) 主要包括了三相形式和单相形式, 在相对对称或大功率应用场合上, 三相 VSC 的应用相对于单相 VSC 的应用更加广泛<sup>[1]</sup>。然而, 在一些特别的场合一般应用单相 VSC<sup>[2]</sup>, 例如农村偏远地区的小规模光伏并网、相关智能家居产品<sup>[3]</sup>。因此, 研究单相 VSC 的运行特性对于提升系统稳定性以及谐波抑制具有重要的实际意义。

关于 VSC 系统运行特性及稳定性分析的建模方法主要有两大类: 一是采用状态空间建模方法<sup>[4-5]</sup>; 二是采用阻抗建模方法<sup>[6]</sup>。2 种方法各有优势, 然而实际工程上采用阻抗建模更便于揭示系统失稳机理。当前, 阻抗建模较为流行的方法是基于谐波线性化的传递函数矩阵阻抗建模<sup>[7]</sup>, 该方法能直接在时变周期系统上考虑多谐波分量耦合过程, 建立具有频率耦合的阻抗矩阵模型。已有大量的文献针对 VSC 频率耦合问题, 建立了改进序阻抗和谐波传递函数模型<sup>[7-8]</sup>, 例如文献<sup>[2]</sup>研究了单相 VSC 的阻抗模型, 但其交流侧没有滤波电容, 开关频率附近的谐波电流将流入交流电网。文献<sup>[9-10]</sup>针对高速铁路系统引起的低频振荡问题, 采用  $dq$  阻抗方法建立了单相 VSC 的模型, 其中涉及了二阶广义积分器 (second-order generalized integrator, SOGI) 构建虚拟的  $q$  轴控制方程。然而上述模型主要集中在低频段, 鲜有在考虑延时的影响下分析高频段的运行特性。

本文针对单相 VSC 建模和稳定性分析问题, 综合外环控制器输出值和锁相环输出值, 计算电流内环参考值, 再采用准 PR 控制器实现电流的快速跟踪控制, 从而无需具有延时效应的虚拟  $q$  轴控制方程。另外, 考虑单相 VSC 的频率耦合效应, 基于谐波线性化方法建立导纳矩阵模型, 分析引起单相 VSC 运行特性和稳定性变化的相关主要影响因素并进行仿真验证。

## 1 单相 VSC 运行原理

### 1.1 主电路模型

本文所研究的单相 VSC 结构及其控制系统架

构如图 1 所示,  $Z_g$  为电网等效阻抗,  $\mathbf{Y}_v$  为单相 VSC 导纳矩阵。本文中所有的电压和电流物理量均为幅值, 相关参数值如表 1 所示。根据电路基本原理, 单相 VSC 交直流侧的动态方程可表示为

$$L_g di_g/dt = v_g - v_s \quad (1)$$

$$C_f dv_s/dt = i_g - i_c \quad (2)$$

$$L_c di_c/dt = v_s - v_c \quad (3)$$

$$C_{dc} v_{dc} dv_{dc}/dt = p_{vsc} - v_{dc}^2/R_{dc} \quad (4)$$

其中,  $p_{vsc}$  为注入单相 VSC 的瞬时有功功率,  $v_c = d_c v_{dc}$ ,  $d_c$  为开关函数占空比, 由控制系统输出。

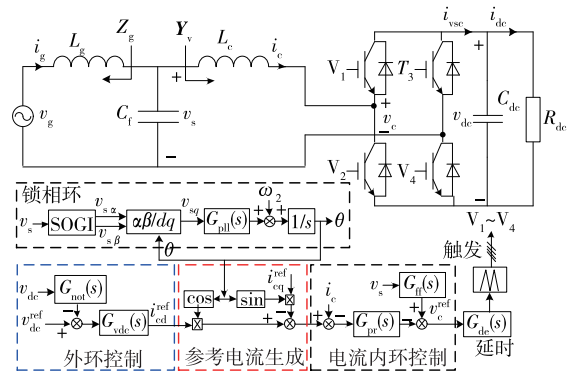


图 1 单相 VSC 主电路及其控制系统结构

Figure 1 Main circuit and control system of single phase VSC

表 1 系统主要参数

Table 1 Main parameters of system

直流电压 $u_{dc}/kV$	等效电感 $L_g/mH$	等效电感 $L_c/mH$	锁相环 $k_{ppll}$	电压控 制器 $k_{pvdc}$	电流控 制器 $k_{pr}$	阻尼系 数 $\xi_{pr}$
4	5	5	0.001	1	50	0.1
交流电压 $V_g/kV$	等效电容 $C_f/mF$	等效电容 $C_{dc}/mF$	锁相环 $k_{ipll}$	电压控制 器 $k_{ivdc}$	电流控 制器 $k_{ir}$	SOGI 系 数 $k_{sogi}$
1.8	0.1	8	0.02	25	1 250	1

### 1.2 控制系统模型

本文所研究单相 VSC 控制系统主要涉及锁相环、外环控制、内环控制及调制等环节。锁相环是采用 SOGI 构造出虚拟的正交分量<sup>[2]</sup>, 经过 park 变换之后实现交流电压  $v_s$  的锁相, 其中所使用的 SOGI 传递函数可参见文献<sup>[2]</sup>, 本文不再赘述。此时,  $q$  轴虚拟电压和锁相环输出相位  $\theta$  分别为

$$v_{sq} = -v_{sq} \sin \theta + v_{s\beta} \cos \theta \quad (5)$$

$$\theta = \frac{1}{s}[\omega_1 + G_{\text{pll}}(s) \cdot v_{\text{sq}}] \quad (6)$$

其中,  $G_{\text{pll}}(s) = k_{\text{ppll}} + k_{\text{ipll}}/s$ ,  $k_{\text{ppll}}$ 、 $k_{\text{ipll}}$  分别为锁相环控制器的比例系数和积分系数, 外环控制器的表达式为

$$i_{\text{cd\_ref}} = G_{\text{vdc}}(s)[V_{\text{dcN}} - G_{\text{not}}(s)v_{\text{dc}}] \quad (7)$$

其中,  $V_{\text{dcN}}$  为电压额定值,  $G_{\text{vdc}}(s) = k_{\text{pvdc}} + k_{\text{ivdc}}/s$ ,  $k_{\text{pvdc}}$ 、 $k_{\text{ivdc}}$  分别为比例和积分系数,  $G_{\text{not}}(s)$  为二阶陷波器。电流内环的参考值电流为

$$i_{\text{c\_ref}} = i_{\text{cd\_ref}} \cos \theta - i_{\text{cq\_ref}} \sin \theta \quad (8)$$

其中,  $i_{\text{cq\_ref}}$  与无功功率有关, 单位功率因数运行时为零, 经式(8)计算后, 电流参考值为交流分量, 从而电流环控制器需采用准比例谐振控制器, 即

$$v_{\text{cref}} = G_{\text{ff}}(s)v_{\text{s}} - G_{\text{pr}}(s)(i_{\text{c\_ref}} - i_{\text{c}}) \quad (9)$$

其中, 前馈滤波器截止频率为  $f_{\text{ff}}$ , 准比例谐振控制器的系数为  $k_{\text{pr}}$  和  $k_{\text{ir}}$ , 其表达式分别为

$$G_{\text{ff}}(s) = \frac{2\pi f_{\text{ff}}}{s + 2\pi f_{\text{ff}}} \quad (10)$$

$$G_{\text{pr}}(s) = k_{\text{pr}} + \frac{k_{\text{ir}} \cdot s}{s^2 + 2\xi_{\text{pr}} \cdot \omega_1 s + \omega_1^2} \quad (11)$$

经调制和延时  $T_{\text{de}}$  后, 单相 VSC 输出电压为

$$v_{\text{c}} = G_{\text{de}} \cdot v_{\text{cref}} = e^{-T_{\text{de}}s} \cdot v_{\text{cref}} \quad (12)$$

### 1.3 线性化模型

在稳态运行轨迹对单相 VSC 进行线性化, 式(1)~(3)的线性化相对简单, 式(4)的线性化模型为

$$\frac{d\Delta v_{\text{dc}}}{dt} = \frac{I_{\text{c0}}}{C_{\text{dc}}V_{\text{dcN}}} \Delta v_{\text{c}} + \frac{V_{\text{c0}}}{C_{\text{dc}}V_{\text{dcN}}} \Delta i_{\text{c}} - \left( \frac{V_{\text{c0}}I_{\text{c0}}}{C_{\text{dc}}V_{\text{dcN}}^2} + \frac{1}{R_{\text{dc}}C_{\text{dc}}} \right) \Delta v_{\text{dc}} \quad (13)$$

其中,  $\Delta$  表示线性化, 含有“0”的量表示稳态轨迹, 是时变周期量<sup>[7]</sup>, 省略了时间( $t$ ), 以下论述变量类似。

可得锁相环的线性化表达式为

$$\Delta \theta = L^{-1}[G_{\text{pll}}(s)/s] \otimes \Delta v_{\text{sq}} \quad (14)$$

式中  $L^{-1}$  为反拉斯变换;  $\otimes$  为卷积符号。

## 2 单相 VSC 谐波线性化建模

理论上谐波线性化所给出的表达式具有无穷大性质, 然而实际物理系统无需无穷大矩阵描述, 因此需要研究确定系统截断的阶数<sup>[2]</sup>。与三相

VSC 不同的是, 单相 VSC 在功率传递过程中有功功率不是恒定不变, 而是存在着二倍频的脉动, 再考虑到交流侧 3 次以上和直流侧 4 次以上分量的含量非常小, 属于小信号, 系统考虑二阶截断就可以满足建模精度。

### 2.1 主电路频域模型

单相 VSC 交流侧的频域表达式为

$$\Delta \mathbf{I}_{\text{c}} = -\mathbf{M}_1 \cdot \Delta \mathbf{V}_{\text{dc}} - \mathbf{M}_2 \cdot \Delta \mathbf{D}_{\text{c}} + \mathbf{M}_3 \cdot \Delta \mathbf{V}_{\text{s}} \quad (15)$$

其中

$$\begin{cases} \mathbf{M}_1 = (s\mathbf{I}_{5 \times 5} + \mathbf{N}_{\text{toep}})^{-1} \mathbf{D}_{\text{c\_toep}}/L_{\text{c}} \\ \mathbf{M}_2 = (s\mathbf{I}_{5 \times 5} + \mathbf{N}_{\text{toep}})^{-1} \mathbf{V}_{\text{dc\_toep}}/L_{\text{c}} \\ \mathbf{M}_3 = (s\mathbf{I}_{5 \times 5} + \mathbf{N}_{\text{toep}})^{-1}/L_{\text{c}} \end{cases} \quad (16)$$

式中  $\mathbf{I}_{5 \times 5}$  为五阶单位矩阵;  $\mathbf{N}_{\text{toep}} = \text{diag}([-j2\omega_1, -j\omega_1, 0, j\omega_1, j2\omega_1])$ ;  $\mathbf{D}_{\text{c\_toep}}$ 、 $\mathbf{V}_{\text{dc\_toep}}$  分别为占空比和直流电压的托普利兹矩阵。单相 VSC 直流侧的频域表达式为

$$\Delta \mathbf{V}_{\text{dc}} = \mathbf{M}_4 \cdot \Delta \mathbf{D}_{\text{c}} + \mathbf{M}_5 \cdot \Delta \mathbf{I}_{\text{c}} \quad (17)$$

其中

$$\begin{cases} \mathbf{M}_4 = [s\mathbf{I}_{5 \times 5} + \mathbf{N}_{\text{toep}} + \left( \frac{\mathbf{V}_{\text{c\_toep}}I_{\text{c0}}}{C_{\text{dc}}V_{\text{dcN}}^2} + \frac{\mathbf{I}_{5 \times 5}}{R_{\text{dc}}V_{\text{dcN}}^2} \right)^{-1} \mathbf{I}_{\text{c\_toep}}/C_{\text{dc}}] \\ \mathbf{M}_5 = [s\mathbf{I}_{5 \times 5} + \mathbf{N}_{\text{toep}} + \left( \frac{\mathbf{V}_{\text{c\_toep}}I_{\text{c0}}}{C_{\text{dc}}V_{\text{dcN}}^2} + \frac{\mathbf{I}_{5 \times 5}}{R_{\text{dc}}V_{\text{dcN}}^2} \right)^{-1} \mathbf{V}_{\text{c\_toep}}/(C_{\text{dc}}V_{\text{dcN}})] \end{cases} \quad (18)$$

将式(17)代入式(15)中, 可得交流侧主电路的频域模型为

$$\Delta \mathbf{I}_{\text{c}} = - \underbrace{(\mathbf{I}_{5 \times 5} + \mathbf{M}_1 \cdot \mathbf{M}_5)^{-1} (\mathbf{M}_1 \cdot \mathbf{M}_4 + \mathbf{M}_2)}_{\mathbf{M}_6} \cdot \Delta \mathbf{D}_{\text{c}} + \underbrace{(\mathbf{I}_{5 \times 5} + \mathbf{M}_1 \cdot \mathbf{M}_5)^{-1} \mathbf{M}_3}_{\mathbf{M}_7} \cdot \Delta \mathbf{V}_{\text{s}} \quad (19)$$

### 2.2 控制系统频域模型

电压经过 SOGI 之后的托普利兹矩阵可表示为

$$\begin{cases} \Delta \mathbf{V}_{\text{sa}}(s) = \mathbf{G}_{\text{sa\_toep}}(s) \cdot \Delta \mathbf{V}_{\text{s}}(s) \\ \Delta \mathbf{V}_{\text{sb}}(s) = \mathbf{G}_{\text{sb\_toep}}(s) \cdot \Delta \mathbf{V}_{\text{s}}(s) \end{cases} \quad (20)$$

其中,  $\mathbf{G}_{\text{sa\_toep}} = \text{diag}([G_{\text{sa}}(s - j2\omega_1), G_{\text{sa}}(s - j\omega_1), G_{\text{sa}}(s), G_{\text{sa}}(s + j\omega_1), G_{\text{sa}}(s + j2\omega_1)])$ ,  $\mathbf{G}_{\text{sb\_toep}} = \text{diag}([G_{\text{sb}}(s - j2\omega_1), G_{\text{sb}}(s - j\omega_1), G_{\text{sb}}(s), G_{\text{sb}}(s + j\omega_1), G_{\text{sb}}(s + j2\omega_1)])$ , 以后控制器或滤波器的托普利兹矩阵形式均与  $\mathbf{G}_{\text{sa\_toep}}$  类似; 同理  $q$  轴虚拟电压的表达式为

$$\Delta \mathbf{V}_{sq} = \begin{bmatrix} -\mathbf{T}_{\sin\_toep} & \mathbf{T}_{\cos\_toep} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{V}_{sq} \\ \Delta \mathbf{V}_{sq\beta} \end{bmatrix} - V_{s0} \Delta \theta \quad (21)$$

其中相关量省略了拉普拉斯算子( $s$ ),  $\mathbf{T}_{\sin\_toep}$ 、 $\mathbf{T}_{\cos\_toep}$ 分别为  $\sin \theta_0$  和  $\cos \theta_0$  的托普利兹矩阵,进而可以得到锁相环输出角度与接入点扰动电压之间的关系为

$$\Delta \theta =$$

$$\underbrace{(\mathbf{I}_{5 \times 5} + \mathbf{G}_{pll\_s} \mathbf{V}_{s0})^{-1} \mathbf{G}_{pll\_s} \begin{bmatrix} -\mathbf{T}_{\sin\_toep} & \mathbf{T}_{\cos\_toep} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{G}_{sa\_toep} \\ \mathbf{G}_{sq\beta\_toep} \end{bmatrix}}_{\mathbf{T}_{pll\_toep}} \cdot \Delta \mathbf{V}_s \quad (22)$$

其中,  $\mathbf{G}_{pll\_s} = \mathbf{G}_{pll} / s$ 。

电流内环控制器输入参考值的频域表达式为

$$\Delta \mathbf{I}_{c\_ref} = \mathbf{T}_{\cos\_toep} \cdot \Delta \mathbf{I}_{cd\_ref} - I_{c0} \mathbf{T}_{\sin\_toep} \cdot \Delta \theta_{pll} \quad (23)$$

电流内环控制器输出量的频域表达式为

$$\Delta \mathbf{V}_{cref} = \mathbf{G}_{ff\_toep} \Delta \mathbf{V}_s - \mathbf{G}_{pr\_toep} \Delta \mathbf{I}_{c\_ref} + \mathbf{G}_{pr\_toep} \Delta \mathbf{I}_c \quad (24)$$

考虑延时后,单相 VSC 输出电压为

$$\Delta \mathbf{V}_c = \mathbf{G}_{de\_toep} \Delta \mathbf{V}_{cref} \quad (25)$$

此时,控制系统输出模型为

$$\Delta \mathbf{D}_c = \mathbf{C}_{1\_toep} \Delta \mathbf{V}_s + \mathbf{C}_{2\_toep} \Delta \mathbf{V}_{dc} + \mathbf{C}_{3\_toep} \Delta \mathbf{I}_c \quad (26)$$

其中

$$\begin{cases} \mathbf{C}_{1\_toep} = \mathbf{V}_{dcN}^{-1} \mathbf{G}_{de\_toep} \mathbf{G}_{ff\_toep} + \\ \quad \mathbf{V}_{dcN}^{-1} I_{c0} \mathbf{G}_{de\_toep} \mathbf{G}_{pr\_toep} \mathbf{T}_{\sin\_toep} \mathbf{T}_{pll\_toep} \\ \mathbf{C}_{2\_toep} = \mathbf{V}_{dcN}^{-1} \mathbf{G}_{de\_toep} \mathbf{G}_{pr\_toep} \mathbf{T}_{\cos\_toep} \mathbf{G}_{vdc} \mathbf{G}_{not} \\ \mathbf{C}_{3\_toep} = \mathbf{V}_{dcN}^{-1} \mathbf{G}_{de\_toep} \mathbf{G}_{pr\_toep} \end{cases} \quad (27)$$

### 2.3 单相 VSC 导纳模型及验证

联立式(17)、(19)、(26),可以得到单相 VSC 在频域内的导纳模型表达式为

$$\mathbf{Y}_v = \frac{\Delta \mathbf{I}_c}{\Delta \mathbf{V}_s} = (\mathbf{I}_{5 \times 5} + \mathbf{M}_6 \mathbf{C}_{5\_toep})^{-1} \cdot (\mathbf{M}_7 - \mathbf{M}_6 \mathbf{C}_{4\_toep}) \quad (28)$$

其中

$$\begin{cases} \mathbf{C}_{4\_toep} = (\mathbf{I}_{5 \times 5} - \mathbf{C}_{2\_toep} \mathbf{M}_4)^{-1} \mathbf{C}_{1\_toep} \\ \mathbf{C}_{5\_toep} = (\mathbf{I}_{5 \times 5} - \mathbf{C}_{2\_toep} \mathbf{M}_4)^{-1} (\mathbf{C}_{2\_toep} \mathbf{M}_5 + \mathbf{C}_{3\_toep}) \end{cases} \quad (29)$$

该导纳矩阵是一个五阶矩阵,中心元素  $\mathbf{Y}_v(3,3)$  表示对应频率的自导纳。为了验证模型的正确性,根据表 1 所示参数,以  $R_{dc} = 200 \Omega$  为例计算  $\mathbf{Y}_v(3,3)$  导纳特性曲线(1 Hz~5 kHz),并与扫描结果

进行对比,如图 2 所示。由图 2 可知,扫描值与理论计算值非常吻合,从而验证了本文所建立模型的正确性。

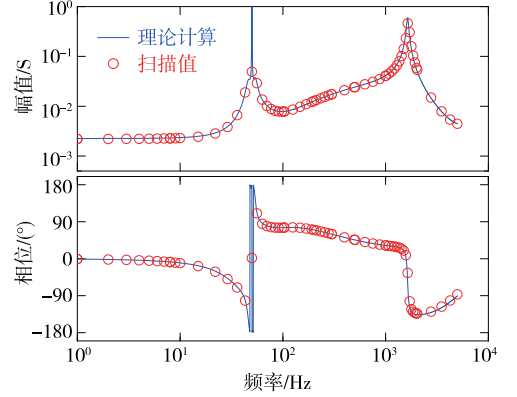


图 2 导纳模型正确性验证

Figure 2 Validation of admittance model

## 3 导纳影响因素及稳定性分析

### 3.1 主电路参数的影响

以表 1 为基准值,  $L_c$  和  $C_{dc}$  参数单独变化时的导纳特性曲线如图 3 所示。由图 3 可知,交流侧电感  $L_c$  主要影响 1 kHz 以上高频特性;然而,支撑电容  $C_{dc}$  主要影响 100 Hz 以下的低频特性,且随着电容值的降低,在 50 Hz 附近,导纳的负阻尼效应频率范围增大且负阻尼效应越强,发生失稳的风险越大。

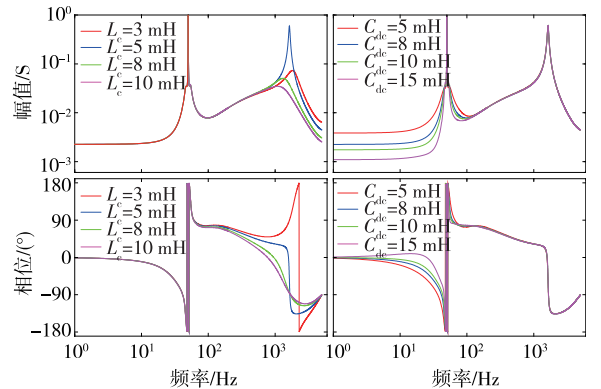


图 3 主电路参数对导纳的影响

Figure 3 Influence of main circuit parameters on admittance

### 3.2 控制系统参数的影响

本文所研究的单相 VSC 采用双闭环控制,其中以 SOGI 为基础同步交流电网相位。同步环节的主要参数为影响 SOGI 提取快速性的  $k_{sogi}$  和锁相环控

制器参数(比例系数  $k_{\text{ppil}}$  和积分系数  $k_{\text{ipil}}$ ),其中令  $k_{\text{ipil}}=20k_{\text{ppil}}$ 。上述 2 个环节相关参数对导纳特性的影响如图 4 所示,其中 SOGI 环节的提取速度对运行特性的影响不大。锁相环参数对高频导纳的影响较小,主要影响 100 Hz 以下的低频段,其中锁相环控制器参数越大,导纳的相位超过  $90^\circ$  进而呈现出负阻尼效应,因此增加锁相环控制器的参数将恶化系统的运行特性。

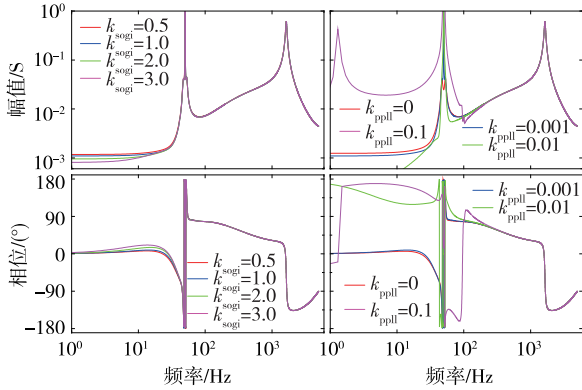


图 4 SOGI 参数对导纳的影响

Figure 4 Influence of SOGI parameters on admittance

直流电压控制器和电流内环控制器参数变化对导纳特性的影响如图 5 所示,直流电压控制器参数的变换对高频基本没有影响,对低频特性影响较大,但是对负阻尼特性的影响也较小。电流内环控制器参数影响整个频段范围内的导纳特性,不仅影响幅值也影响了相位,尤其是考虑延时之后,内环参数越大,负阻尼效应的频带越宽且影响越强,说明电流内环参数增大既有可能引起高频振荡失稳。

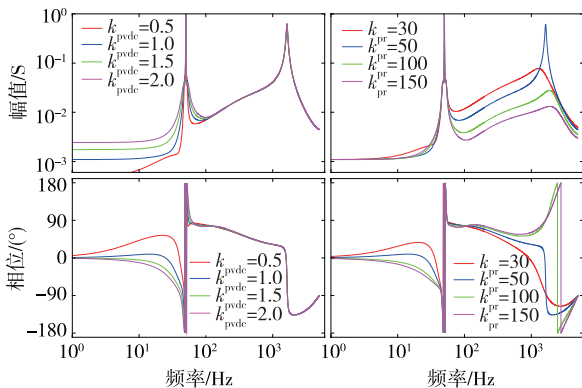


图 5 电压和电流控制器参数对导纳的影响

Figure 5 Influence of DC voltage and AC current controllers on admittance

### 3.3 稳定性分析

式(28)为五阶的导纳矩阵,在分析系统稳定性的时候,交流电网也需要采用五阶阻抗矩阵,其稳定性分析需要采用推广的 Nyquist 稳定性判据,即需要求解开环传递函数 5 个特征根,根据这 5 个特征根共同围绕  $(-1, j0)$  点的情况进行判定<sup>[2]</sup>。上述方法虽然较为精确,但是较为复杂,也难以清楚的辨识系统的失稳频率,因此应尽可能采用单输入单输出的开环传递函数。由于单相 VSC 的中镜像频率耦合与三相镜像频率耦合不同,其形式多增加了一个分量  $f_p+2f_1$ ,从而可以将五阶矩阵化简为三阶形式,即考虑  $f_p-2f_1, f_p, f_p+2f_1$ ,再采用高斯消除法得到化简的单个形式导纳,即

$$Y'_{\text{vsc}} = Y_v(3,3) - Y_{v(2,1)} \cdot Y_{v(1,2)} / Y_{v(1,1)} \quad (30)$$

其中

$$\begin{cases} Y_{v(1,2)} = [Y_v(3,1) & Y_v(3,5)]^T \\ Y_{v(1,1)} = \begin{bmatrix} Y_v(1,1) & Y_v(1,5) \\ Y_v(5,1) & Y_v(5,5) \end{bmatrix} \\ Y_{v(2,1)} = [Y_v(1,3) & Y_v(5,3)] \end{cases} \quad (31)$$

考虑电容  $C_f$  之后,则单相 VSC 的等效阻抗为

$$Z_{\text{vsc}} = 1 / (Y'_{\text{vsc}} + C_f s) \quad (32)$$

实际交流系统不含有开环极点且单相 VSC 在理想交流电网情况下也能单独运行,因此互联之后系统的稳定性可以采用阻抗稳定性判据方法<sup>[11-15]</sup>。

案例 1  $C_{dc} = 5 \text{ mF}, R_{dc} = 80 \ \Omega, k_{\text{ppil}} = 0.25, k_{\text{ipil}} = 5$ ,其余参数与表 1 一致,案例 1 参数下电网阻抗和单相 VSC 等效阻抗如图 6(左)所示。由图 6 可知,系统在 215 Hz 处存在幅值交点,且交点频率处的相位差约为  $181^\circ$ ,因此可判定系统失稳。

案例 2  $C_{dc} = 8 \text{ mF}, R_{dc} = 80 \ \Omega, k_{\text{ppil}} = 0.25, k_{\text{ipil}} = 5, L_g = 10 \text{ mH}$ ,其余参数与表 1 一致,案例 2 参数下电网阻抗和单相 VSC 等效阻抗如图 6(右)所示。由图 6 可知,系统在 53、103、153 Hz 处存在幅值交点,且交点频率处的相位差依次为  $235^\circ, 145^\circ, 187^\circ$ ,因此可判定系统在频率 53 Hz 和 153 Hz 处失稳。

以上 2 个案例参数没有进行单个变量控制,其原因是该部分并非是研究单个参数对导纳特性的影响,而是进一步用于验证本文所建模型和理论分析的正确性,关于单个参数对导纳的影响已经在图 3~5 中进行了分析,考虑本文篇幅不再单一研究。



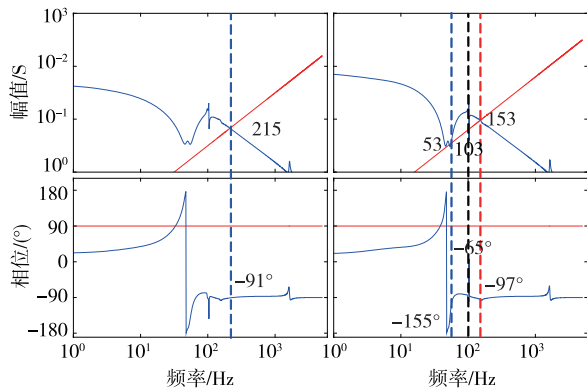


图6 案例1、2参数下的稳定性分析

Figure 6 Stability analysis of case 1 and case 2

## 4 仿真分析

在 Matlab 中搭建如表 1 所示参数的简化电磁暂态仿真模型,仿真模型设置如案例 1、2 所示。仿真模型在  $t = 1.1$  s 之前的参数如表 1 所示,在  $t = 1.1$  s 根据案例 1、2 所示的参数发生跳变,并在  $t = 1.6$  s 之后恢复到初始值。

案例 1 下的电磁暂态仿真结果如图 7 所示,当参数切换之后,系统发生振荡失稳现象,当参数切换至表 1 所示参数之后系统恢复稳定,从交流电压快速傅立叶变换(fast fourier transform, FFT)结果可知,交流电压失稳的频率约为 218 Hz,与理论分析的 215 Hz 较为一致,相对误差 1.38%,说明了理论分析的正确性。

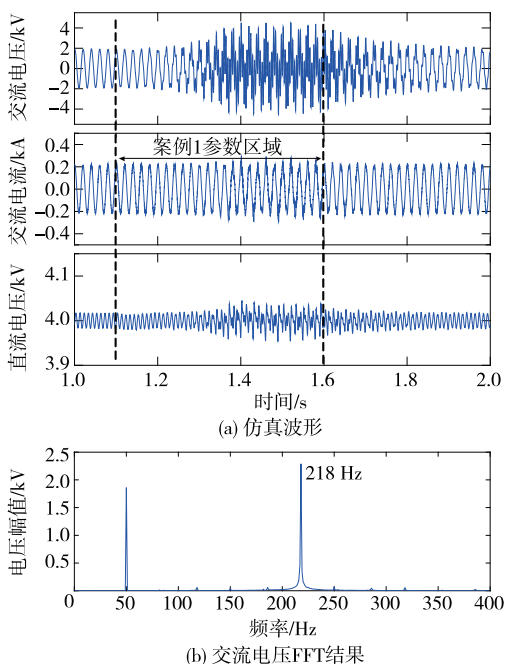


图7 案例1仿真结果

Figure 7 Simulation results of case 1

案例 2 下的电磁暂态仿真结果如图 8 所示,当参数切换之后,系统发生振荡失稳现象,当参数切换至表 1 所示参数之后系统恢复稳定,从交流电压 FFT 结果可知,交流电压失稳的主导频率约为 158 Hz,与理论分析的 153 Hz 较为一致,相对误差 3.16%。另外,从案例 2 的交流电压 FFT 分析结果可知,158 Hz 的振荡频率耦合出来了 258 Hz 和 58 Hz 的振荡频率,58 Hz 又耦合出 42 Hz 振荡频率,只有耦合出来的 58 Hz 振荡分量幅值相对较大,其余耦合分量基本可以忽略。

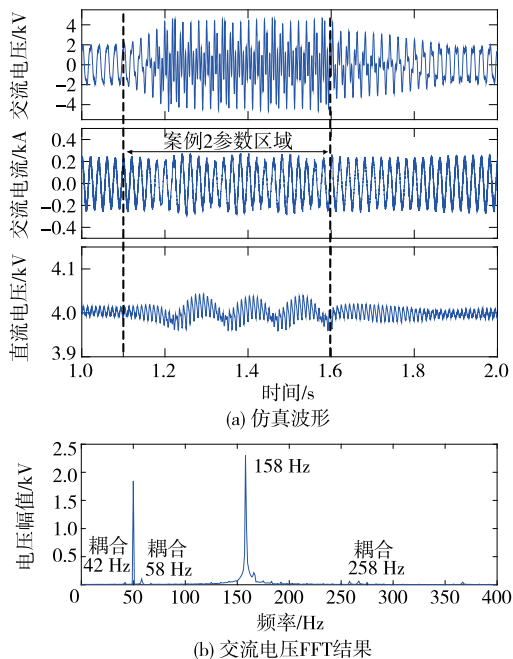


图8 案例2仿真结果

Figure 8 Simulation results of case 2

## 5 结语

本文针对单相 VSC 整流器拓扑结构,采用谐波线性化方法建立了导纳传递函数矩阵模型,分析了相关主电路参数和控制系统参数对单相 VSC 导纳特性和稳定性的影响,相关结论如下。

1) 直流支撑电容、SOGI 系数、直流电压控制器系数、锁相环控制器系数主要影响低频段,对高频段的影响较小;交流侧电感主要影响高频段,对低频段的影响较小;电流内环控制器影响全频带的特性,参数越大则影响越明显。

2) 交流电网等效电感越大,系统失稳风险越大且失稳频率越低,主导失稳频率  $f_r$  将主要耦合出  $f_r \pm$

$2f_1$  的分量,其中当  $f_r < 100$  Hz 时,主导频率和耦合频率之和为 100 Hz,不存在正序和负序分量。

## 参考文献:

- [1] 苏勋文,裴禹铭,崔含晴,等.含串补输电和 VSC-HVDC 输电的风电场并网系统次同步振荡机理研究[J].电力科学与技术学报,2021,36(1):160-168.  
SU Xunwen, PEI Yuming, CUI Hanqing, et al. Theory of sub-synchronous oscillation for the wind farm connected system with the VSCHVDC and RLC branch[J]. Journal of Electric Power Science and Technology, 2021, 36(1): 160-168.
- [2] 周左,汪洋,李正明.基于占空比控制的 Vienna 整流器模型预测控制策略[J].电力系统保护与控制,2021,49(10):162-169.  
ZHOU Zuo, WANG Yang, LI Zhengming. Model predictive control strategy of a Vienna rectifier based on duty cycle control[J]. Power System Protection and Control, 2021, 49(10): 162-169.
- [3] ZHANG H, LIU Z, WU S, et al. Input impedance modeling and verification of single-phase voltage source converters based on harmonic[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(9): 8544-8554.
- [4] 杨旭红,郭凯,杨峰峰,等.基于模糊 PCI 与 PR 控制的三相 LC 型并网逆变器控制策略[J].电力科学与技术学报,2020,35(5):20-26.  
YANG Xuhong, GUO Kai, YANG Fengfeng, et al. A control strategy of grid-connected inverter with three-phase LC filter based on fuzzy PCI and PR control[J]. Journal of Electric Power Science and Technology, 2020, 35(5): 20-26.
- [5] 郭贤珊,刘泽洪,李云丰,等.柔性直流输电系统高频振荡特性分析及抑制策略研究[J].中国电机工程学报,2020,40(1):19-29.  
GUO Xianshan, LIU Zehong, LI Yunfeng, et al. Characteristic analysis of high-frequency resonance of flexible high voltage direct current and research on its damping control strategy[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(1): 19-29.
- [6] 陈灏泽,范若萱,王金玉,等.VSC-LCC 型混合直流输电系统启动控制策略研究[J].智慧电力,2020,48(11):62-67.  
CHEN Haoze, FAN Ruoxuan, WANG Jinyu, et al. Research on startup control strategy for VSC-LCC hybrid HVDC system[J]. Smart Power, 2020, 48(11): 62-67.
- [7] WU H, WANG X. Dynamic impact of Zero-Sequence circulating current on modular multilevel converters: complex-valued AC impedance modeling and analysis[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2020, 8(2): 1947-1963.
- [8] ZHANG C, CAI X, MOLINAS M, et al. On the impedance modeling and equivalence of AC/DC-Side stability analysis of a grid-tied type-IV wind turbine system[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2019, 34(2): 1000-1009.
- [9] 陈佳浩,王琦,朱鑫要,等.谐波电压造成直流输电换相失败风险评估[J].高压电器,2020,56(5):196-202.  
CHEN Jiahao, WANG Qi, ZHU Xinyao, et al. Risk assessment of commutation failure for HVDC transmission due to harmonic voltage[J]. High Voltage Apparatus, 2020, 56(5): 196-202.
- [10] LIAO Y, LIU Z, ZHANG H, et al. Low-Frequency stability analysis of Single-Phase system with dq-Frame impedance approach-part II: stability and frequency analysis[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2018, 54(5): 5012-5024.
- [11] 李奇南,夏勇军,张晓林,等.渝鄂柔性直流输电系统中高频振荡影响因素及抑制策略[J].中国电力,2022,55(7):11-21.  
LI Qinan, XIA Yongjun, ZHANG Xiaolin, et al. Key factors of medium-high frequency oscillation in Chongqing-Hubei HVDC system and suppression strategies[J]. Electric Power, 2022, 55(7): 11-21.
- [12] JI K, PANG H, YANG J, et al. DC side harmonic resonance analysis of MMC-HVDC considering wind farm integration[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2021, 36(1): 254-266.
- [13] 吉培荣,刘超,张赟宁,等.基于虚拟磁链的 PWM 整流器模糊自适应反推控制[J].电网与清洁能源,2021,37(9):27-33+44.  
JI Peirong, LIU Chao, ZHANG Yunning, et al. Fuzzy adaptive backstepping control of PWM rectifiers based on virtual flux linkage[J]. Power System and Clean Energy, 2021, 37(9): 27-33+44.
- [14] LU D, WANG X, BLAABJERG F. Impedance-based analysis of DC-Link voltage dynamics in Voltage-Source converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(4): 3973-3985.
- [15] 张莹,曾成碧.三相桥式半控整流电路失控分析及其抑制策略研究[J].电测与仪表,2020,57(19):66-71.  
ZHANG Ying, ZENG Chengbi. Analysis on the runaway of three-phase bridge half-controlled rectifier circuit and its suppression strategy[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2020, 57(19): 66-71.