

不对称工况下模块化多电平换流器稳定性分析的矩阵降维

汪娟娟¹, 王泽昊^{1,2}, 刘岳坤¹, 冯俊杰^{2,3}, 傅 闯²

(1. 华南理工大学电力学院, 广东省广州市 510641;

2. 直流输电技术全国重点实验室(中国南方电网科学研究院有限责任公司), 广东省广州市 510663;

3. 强电磁技术全国重点实验室(华中科技大学) 湖北省武汉市 430074)

摘要: 模块化多电平换流器(MMC)在对称工况下的建模与稳定性分析已经得到了广泛关注。实际工程中的MMC会处于不对称运行工况,如桥臂电感不对称、交流侧电压不对称等,不对称工况下的导纳建模与稳定性分析需要进一步展开研究。目前,考虑系统多频耦合的导纳模型与定量的导纳降维方法是不对称工况稳定性分析的难点。因此,文中主要建立了适用于不对称工况的MMC导纳模型,并对适用于MMC不对称工况下小扰动稳定性分析的矩阵降维方法展开研究。该降维方法基于导纳矩阵的向量范数,适用于“黑箱”系统及各种不对称工况,可定量评估各阶导纳矩阵的降维误差量。以中国鲁西背靠背异步联网工程广西侧为例,通过PSCAD/EMTDC电磁暂态仿真验证了所建模型的准确性及所提降维方法在多种不对称工况下的适用性。

关键词: 模块化多电平换流器; 导纳建模; 不对称工况; 矩阵降维; 稳定性

0 引言

模块化多电平换流器(modular multilevel converter, MMC)是一种具有较多优点的电压源型换流器(voltage source converter, VSC),如输出波形质量好、损耗低和故障处理能力强等。因此,常被用于高压直流(high-voltage direct current, HVDC)输电中^[1-2]。

如今国内外多个在运MMC-HVDC工程出现了小扰动失稳问题,严重影响到系统的安全稳定运行^[3-6]。因此,已有大量学者对MMC-HVDC端口等效阻抗/导纳的精准建模展开了研究^[7-10]。文献[7]采用坐标变换消去了静止坐标系下主电路方程的时变特性,建立的MMC-HVDC交流阻抗模型等同于两电平VSC,可用线性时不变(linear time invariant, LTI)模型对系统稳定性进行分析;文献[8]基于线性周期时变(linear time periodic, LTP)模型,采用谐波状态空间(harmonic state space, HSS)法建立了考虑MMC内部动态的交流阻抗模型;文献[9-10]关注频率耦合效应,采用多谐波线性化的方法建立MMC-HVDC端口导纳矩阵模型。

上述MMC-HVDC交流侧端口阻抗/导纳建模均关注对称工况,然而实际工程可能存在三相电网电压不对称^[11]、网侧阻抗不对称^[12]、桥臂电感不对称^[13]等不对称工况。因此,有必要对不对称工况下MMC-HVDC的交流侧导纳模型进行准确建模,同时适用于不对称工况的小扰动稳定性分析方法也需要进一步研究。

不对称工况下,MMC-HVDC会产生多个频率的谐波相互耦合现象^[14],不对称工况下的MMC-HVDC阻抗建模工作已得到一定关注。文献[15]采用谐波线性化方法建立了不对称运行工况下并网逆变器的阻抗,并进行了稳定性分析,然而谐波线性化法相比基于矩阵运算的HSS法,虽然模型精度没有明显差异,但当模型推广至更高阶次谐波时,多谐波线性化过程将更加耗时且容易产生误差^[16];文献[17]采用HSS法建立不对称工况下系统阻抗的同时,基于矩阵对角占优原理将MMC多人多出阻抗矩阵降阶后进行稳定性分析,但其所考虑的控制未包含负序电流控制与正负序分离环节;文献[18]建立了单相短路和单相断线两种极端不对称工况下的MMC-HVDC阻抗模型,但其控制环节忽略了功率外环的影响,即未考虑外环控制所导致的频率耦合效应对系统小扰动稳定性的影响^[9-10,19]。

对称与不对称工况下的小扰动稳定性分析方法也存在差异^[20]。对称工况下MMC仅存在一对镜像

收稿日期: 2023-07-28; 修回日期: 2023-11-14。

上网日期: 2024-03-28。

国家自然科学基金资助项目(52277102);国家重点研发计划资助项目(2023YFB2405900)。

频率耦合。因此,对称工况下对 MMC 进行建模时,常常仅考虑镜像频率耦合分量^[21-22],且在 MMC 稳定性分析时认为采用 2×2 的双输入双输出(double-input double-output, DIDO)导纳矩阵描述端口小扰动特性并进行稳定性分析已经能够保持较高精度^[9-10, 23],即对称工况下进行稳定性分析时导纳矩阵可以降维为一个 2×2 矩阵。不对称工况下, MMC-HVDC 导纳呈现为多入多出(multi-input multi-output, MIMO)的高阶导纳模型,理论上,系统中有无穷阶的谐波响应。因此, MIMO 导纳模型也应是一个无穷阶的矩阵。在不对称工况下, MMC 呈现多频耦合的特性,一个 DIDO 导纳矩阵难以描述其端口小扰动特性。因此,需要建立不对称工况下 MMC-HVDC 的 MIMO 导纳模型。同时,为对不对称工况下的 MMC 进行稳定性分析,应关注 MIMO 导纳矩阵的降维。虽然理论上采用广义奈奎斯特判据(generalized Nyquist criterion, GNC)可以判断不对称工况下 MMC-HVDC 的稳定性,但难以对系统的稳定裕度指标进行量化处理^[24],且较高阶的矩阵采用 GNC 还需要考虑能否得到数值解等问题^[17]。关于矩阵的降维,文献[25]利用 H_∞ 范数量化矩阵降维前后的误差,确定降维的合理性;文献[26]利用 LTP 系统特征指数分析的结果来判断降维后 HSS 模型的准确性,将 HSS 无穷阶矩阵降阶为十阶矩阵,但缺少量化指标;文献[17]利用对角矩阵占优原理,将 MIMO 阻抗降阶为 DIDO 阻抗进行稳定性分析,但没有对系统不对称程度适中工况下对角矩阵占优原理的适用性进行仿真验证。综上所述,基于目前已有的研究,本文在不对称工况下考虑符合实际工程的 MMC-HVDC 完整控制,建立能够在宽频带内准确刻画交流侧导纳的 MIMO 模型,并探究能够定量描述 MIMO 导纳矩阵降维误差的方法,以适应更广泛不对称场景下的小扰动稳定性分析。

考虑到现有不对称工况下 MMC-HVDC 小扰动稳定性分析的难点,本文主要创新点如下:首先,考虑与实际工程模型一致的完整控制结构,精准刻画不对称工况下的多频耦合现象,对不对称工况下 MMC-HVDC 的 MIMO 导纳模型进行建模;然后,针对不对称工况下小扰动稳定性分析问题,提出了基于向量范数的矩阵降维方法,定量衡量了矩阵降维的误差,明确了所提方法在各种不对称工况下的小扰动稳定性分析适用性;最后,在 PSCAD/EMTDC 中通过电磁暂态仿真验证了本文工作在实际工程模型上的适用性。

1 不对称工况下 MMC-HVDC 多频耦合现象

当 MMC 处于不对称工况时,系统会产生多个频率之间的相互耦合,即当交流侧注入频率为 f_s 的正序电压扰动时,在公共耦合点(point of common coupling, PCC)处除了响应频率为 f_s 的正序电流扰动和频率为 $f_s - 2f_1$ (f_1 为工频)的负序电流扰动外,还会产生频率为 $f_s \pm kf_1$ (k 为整数)的多频耦合谐波分量。

不对称工况下,通过在 PCC 注入频率为 681 Hz 的电压扰动,测量 PCC 交流电压波形进行快速傅里叶变换(fast fourier transform, FFT)的结果,如附录 A 表 A1 所示。从表 A1 可以得出,响应电流出现多频耦合现象,主要集中在 581 Hz 和 681 Hz, 481 Hz 和 381 Hz 也出现了响应电流,但其幅值远小于主要的镜像频率(581 Hz 和 681 Hz)。观察主要的镜像频率三相电流幅值与相位可以发现,幅值出现了明显的不对称,而相位也不再是严格的正负序关系,这说明不对称工况下系统除了存在频率耦合效应外,还存在序间耦合效应。此时,对称工况下准确描述交流侧端口的 DIDO 导纳模型不再适用,需要建立能够刻画不对称工况下存在多频耦合现象的 MIMO 导纳模型。

选用经典 MMC 拓扑结构,如图 1 所示。图中: s 为复数频率; u_j 和 i_j 分别为交流侧 j 相电压和电流,其中, $j = a, b, c$; u_{dc} 为直流侧电压; L_t 为换流变漏感; k_t 为换流变压器变比; R_{arm} 和 L_{arm} 分别为桥臂电阻和电感; u_a^p 和 u_a^n 分别为 a 相上、下桥臂电压; i_a^p 和 i_a^n 分别为 a 相上、下桥臂电流; n_a^p 和 n_a^n 分别为 a 相上、下桥臂的调制系数; C 为桥臂电容值; $u_{c,a}^{p,sum}$ 和 $u_{c,a}^{n,sum}$ 分别为 a 相上、下桥臂电容电压和; O 点为 PCC; N' 点为中性点。

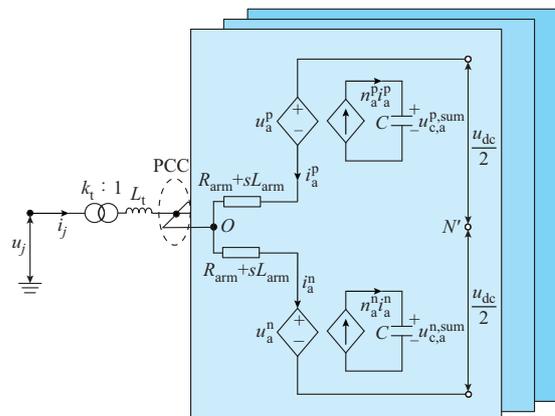


图 1 MMC 拓扑结构
Fig. 1 Topology of MMC

根据图1的MMC拓扑结构与完整控制环节对MMC-HVDC不对称工况下MIMO导纳进行建模。

2 不对称工况下MMC导纳建模

本章以图1所示的MMC拓扑结构为例,采用HSS法,考虑完整主回路、控制环节和调制环节,对不对称工况下MMC的MIMO导纳模型进行建模,此建模方法适用于多种不对称工况。然后,对桥臂电感不对称、交流电网电压不对称和网侧阻抗不对称3种不对称工况进行验证。

2.1 主回路建模

考虑图1所示电路结构及桥臂动态后,在稳态点附近进行轨迹线性化,得到MMC主回路HSS模型如下:

$$\begin{bmatrix} 0.5\Delta u_{dc} \\ \Delta u_j \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = A_{\text{Maincircuit}}^{\text{HSS}} \begin{bmatrix} \Delta i_j^{\text{com}} \\ \Delta i_j^{\text{diff}} \\ \Delta u_j^{\text{com}} \\ \Delta u_j^{\text{diff}} \\ \Delta u_{c,j}^{\text{p,sum}} \\ \Delta u_{c,j}^{\text{n,sum}} \\ \Delta n_j^{\text{p}} \\ \Delta n_j^{\text{n}} \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中: Δ 表示小扰动量; i_j^{com} 、 i_j^{diff} 和 u_j^{com} 、 u_j^{diff} 分别为由上下桥臂电流和电压确定的 j 相共模、差模电流和电压; $u_{c,j}^{\text{p,sum}}$ 和 $u_{c,j}^{\text{n,sum}}$ 分别为 j 相上、下桥臂电容电压和; n_j^{p} 和 n_j^{n} 分别为 j 相上、下桥臂的调制系数; u_{dc} 为直流侧电压向量; u_j 为交流侧 j 相电压向量; $A_{\text{Maincircuit}}^{\text{HSS}}$ 为系数矩阵。主回路建模具体推导见附录B式(B1)至式(B5), $A_{\text{Maincircuit}}^{\text{HSS}}$ 具体形式见式(B6)。本文各变量矩阵形式表示时域变量转入频域后经过傅里叶级数展开得到的HSS矩阵,对于系统中的周期性时变环节(如Park变换矩阵等),其HSS矩阵为Toeplitz矩阵,而对于系统中的时不变线性控制器(如电流内环控制比例-积分(PI)环节等),其HSS矩阵为由频率平移构成的对角矩阵。

2.2 控制回路建模

本文考虑的控制回路由锁相环(phase locked loop, PLL)控制、有功/无功外环控制、正/负序电流矢量控制及环流抑制控制(circulating current suppression control, CCSC)四部分组成。完整控制框图见附录B图B1。

由于MMC-HVDC控制环节与交流侧电压 u_j 、电流 i_j 关系紧密,本文将各环节的控制回路模型表示成各个控制回路输出关于 Δu_j 、 Δi_j 的谐波传递函数(harmonic transfer function, HTF)形式。

PLL控制关于交流侧电压、电流的HTF如下:

$$\begin{cases} \Delta \theta_{\text{PLL}} = G_{\text{PLL}}^+ \begin{bmatrix} \Delta u_a^g \\ \Delta u_b^g \\ \Delta u_c^g \end{bmatrix} \\ G_{\text{PLL}}^+ = (1 - [0 \ H_{\text{PLL}}(s)] G_{\text{IU}}^+)^{-1} [0 \ H_{\text{PLL}}(s)] G_2^+ \end{cases} \quad (2)$$

式中:上标“g”表示电网坐标系下变量; $\Delta \theta_{\text{PLL}}$ 为PLL输出扰动量; G_{PLL}^+ 为基频正序PLL的HTF; $H_{\text{PLL}}(s)$ 为与PLL的比例-积分(PI)环节传递函数有关项; G_{IU}^+ 和 G_2^+ 分别为与稳态电压和Park变换有关项。

根据同步参考坐标系锁相环(SRF-PLL)控制结构,不难得到电压正序Park变换的HTF如下:

$$\begin{bmatrix} \Delta u_d^c \\ \Delta u_q^c \end{bmatrix} = G_{\text{IU}}^+ G_{\text{PLL}}^+ \begin{bmatrix} \Delta u_a^g \\ \Delta u_b^g \\ \Delta u_c^g \end{bmatrix} + G_2^+ \begin{bmatrix} \Delta u_a^g \\ \Delta u_b^g \\ \Delta u_c^g \end{bmatrix} \quad (3)$$

式中:上标“c”表示控制坐标系下的变量; u_d 和 u_q 分别为电压的 d 、 q 轴分量。式(3)可以推广为其余三相分量转到 dq 轴的基频正序Park变换。例如,想得到三相电流转移到 dq 轴的基频正序Park变换方程,只需将等号右边的第2项(小扰动三相交流电压)改为小扰动三相交流电流,等号左侧输出改为 dq 轴电流即可,并以稳态电流相关项 G_{II}^+ 替代 G_{IU}^+ ,基频负序与二倍频负序变换符号以此类推。式(2)、式(3)详细推导过程见附录B式(B7)至式(B13)。

同样,可以给出有功/无功外环控制关于 Δu_j 、 Δi_j 的HTF如下:

$$\begin{bmatrix} \Delta i_{vd}^* \\ \Delta i_{vq}^* \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} G_{\text{pq}} G_{\text{P,I}} \\ G_{\text{pq}} G_{\text{Q,U}} \end{bmatrix}}_{G_{\text{pq,i}}} \begin{bmatrix} \Delta i_a^g \\ \Delta i_b^g \\ \Delta i_c^g \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} G_{\text{pq}} G_{\text{P,U}} \\ G_{\text{pq}} G_{\text{Q,U}} \end{bmatrix}}_{G_{\text{pq,u}}} \begin{bmatrix} \Delta u_a^g \\ \Delta u_b^g \\ \Delta u_c^g \end{bmatrix} \quad (4)$$

式中: Δi_{vd}^* 和 Δi_{vq}^* 分别为功率外环输出的 d 、 q 轴分量; $G_{\text{P,I}}$ 、 $G_{\text{P,U}}$ 和 $G_{\text{Q,I}}$ 、 $G_{\text{Q,U}}$ 分别为计算有功和无功功率时用到的电流、电压稳态下的分量; G_{pq} 为功率外环PI环节。外环控制HTF详细推导过程见附录B式(B14)和式(B15)。

负序电流内环控制是MMC重要的控制环节,负序电流内环的投入在实际工程中还可能影响系统的谐振稳定性^[27]。然而,不对称工况下的MMC建模研究中却鲜有提及正/负序分离环节与负序电流控制。正序电流内环关于 Δu_j 、 Δi_j 的HTF可表示为:

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \Delta u_a^c \\ \Delta u_b^c \\ \Delta u_c^c \end{bmatrix} = G_{\text{Control,U}}^+ \begin{bmatrix} \Delta u_a^g \\ \Delta u_b^g \\ \Delta u_c^g \end{bmatrix} + G_{\text{Control,I}}^+ \begin{bmatrix} \Delta i_a^g \\ \Delta i_b^g \\ \Delta i_c^g \end{bmatrix} \\ G_{\text{Control,U}}^+ = G_{\text{InvPark}} G_{\text{PLL}}^+ + T_{dq,\text{inv}}(\theta_{\text{PLL},0})(G_{\text{IU}}^+ + G_{\text{ni}} G_{\text{pq,u}}) \\ G_{\text{IU}}^+ = G_{\text{ci}} G_{\text{csd}}(G_{\text{IU}}^+ G_{\text{PLL}}^+ + G_2^+) + G_{\text{csd}} G_{\text{ci}} G_{\text{II}}^+ G_{\text{PLL}}^+ \\ G_{\text{Control,I}}^+ = T_{dq,\text{inv}}(\theta_{\text{PLL},0})(G_{\text{csd}} G_{\text{ci}} G_2^+ + G_{\text{ni}} G_{\text{pq,i}}) \end{cases} \quad (5)$$

式中: G_{InvPark} 和 $T_{dq, \text{inv}}$ 分别为与负序 Park 变换相关的 HTF 和 Park 逆变换矩阵, 具体形式见附录 B 式 (B13); $\theta_{\text{PLL}, 0}$ 为基频正序相位; G_{ni} 、 G_{ci} 、 G_{cf} 分别为与电流内环 PI 环节、解耦环节和电压前馈环节有关的 HTF; G_{csd} 为与正/负序分离环节有关的中间变量, 具体形式见式 (B16)。正/负序电流内环控制 HTF 详细推导过程见附录 B 式 (B16) 至式 (B22)。

考虑到式 (1) 中主回路建模采用了共模电流, 本文 CCSC 的 HTF 采用 Δu_j 与小扰动下的共模电流表示, 式 (6) 所示 CCSC 的 HTF 详细推导过程见附录 B 式 (B23) 至式 (B25)。

$$\begin{aligned} & \left[\Delta u_{\text{cir}, a}^{c(2-)} \quad \Delta u_{\text{cir}, b}^{c(2-)} \quad \Delta u_{\text{cir}, c}^{c(2-)} \right]^T = \\ & \underbrace{\left(G_{\text{InvPark}}^{2N} G_{\text{PLL}}^+ + T_{dq, \text{inv}}^{2N} (\theta_{\text{PLL}}) G_{\text{cir}} G_{\text{li}}^{2-} - G_{\text{PLL}}^+ \right)}_{G_{\text{cir}, u}^{2-}} \begin{bmatrix} \Delta u_a^g \\ \Delta u_b^g \\ \Delta u_c^g \end{bmatrix} + \\ & \underbrace{\frac{1}{2} T_{dq, \text{inv}}^{2N} (\theta_{\text{PLL}}) G_{\text{cir}} G_{\text{li}}^{2-}}_{G_{\text{cir}, i}^{2-}} \begin{bmatrix} \Delta i_a^{\text{com}} \\ \Delta i_b^{\text{com}} \\ \Delta i_c^{\text{com}} \end{bmatrix} \quad (6) \end{aligned}$$

式中: $\Delta u_{\text{cir}, j}^{c(2-)}$ 为 j 相环流抑制控制输出; G_{InvPark}^{2N} 和 $T_{dq, \text{inv}}^{2N}$ 为与二倍频负序 Park 逆变换 G_{li}^{2-} 和 G_{li}^{2-} 相关的 HTF; 二倍频 Park 变换相关的 HTF; G_{cir} 为与环流抑制控制有关 HTF; θ_{PLL} 为 Park 变换中三角函数角度矩阵。

2.3 调制信号生成

上述控制环节构成了完整的 MMC 电流矢量控制, 其输出电压参考值通过调制得到各相各桥臂的调制系数, 完整的 MMC 控制如附录 B 图 B2 所示。

根据 MMC 桥臂调制系数可以得到其小扰动下上、下桥臂调制系数扰动量 Δn_j^p 和 Δn_j^n 如下:

$$\begin{cases} \Delta n_j^p = G_{n, U}^p \begin{bmatrix} \Delta u_a^g \\ \Delta u_b^g \\ \Delta u_c^g \end{bmatrix} + G_{n, i}^p \begin{bmatrix} \Delta i_a^g \\ \Delta i_b^g \\ \Delta i_c^g \end{bmatrix} + G_{n, \text{cir}}^p \begin{bmatrix} \Delta i_a^{\text{com}} \\ \Delta i_b^{\text{com}} \\ \Delta i_c^{\text{com}} \end{bmatrix} \\ \Delta n_j^n = G_{n, U}^n \begin{bmatrix} \Delta u_a^g \\ \Delta u_b^g \\ \Delta u_c^g \end{bmatrix} + G_{n, i}^n \begin{bmatrix} \Delta i_a^g \\ \Delta i_b^g \\ \Delta i_c^g \end{bmatrix} + G_{n, \text{cir}}^n \begin{bmatrix} \Delta i_a^{\text{com}} \\ \Delta i_b^{\text{com}} \\ \Delta i_c^{\text{com}} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (7)$$

式中: $G_{n, U}^p$ 、 $G_{n, i}^p$ 、 $G_{n, \text{cir}}^p$ 、 $G_{n, U}^n$ 、 $G_{n, i}^n$ 、 $G_{n, \text{cir}}^n$ 为中间变量, 具体形式见附录 B 式 (B26) 至式 (B28)。

将考虑完整控制得到的调制系数与考虑桥臂动态的主回路建模式 (1) 联立, 考虑直流侧扰动为 0, 同时根据图 1 所示电流方向和差模电流 $\Delta i_j^{\text{diff}} = 0.5 \Delta i_j$, 可得 Δi_j 、 Δu_j 之间的关系如式 (8) 所示。其中, 矩阵中省略号表示 Δu_j 到除 Δi_j 外其余自变量的传递函数, 由于本文只关注导纳元素, 故省略号部分传递函数不再展开说明。

$$(B_{\text{All}}^{\text{HSS}})^{-1} \Delta u_j = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ G_{n, U}^p \\ G_{n, U}^n \end{bmatrix} \Delta u_j = \begin{bmatrix} \cdots \\ Y_j^{\text{HSS}} \\ \cdots \\ \cdots \\ \cdots \\ \cdots \\ \cdots \\ \cdots \end{bmatrix} \Delta u_j = \begin{bmatrix} \Delta i_j^{\text{com}} \\ \Delta i_j \\ \Delta u_j^{\text{com}} \\ \Delta u_j^{\text{diff}} \\ \Delta u_{c, j}^{p, \text{sum}} \\ \Delta u_{c, j}^{n, \text{sum}} \\ \Delta n_j^p \\ \Delta n_j^n \end{bmatrix} \quad (8)$$

式中: Y_j^{HSS} 为 MMC 的 MIMO 导纳矩阵; $B_{\text{All}}^{\text{HSS}}$ 为中间变量, 具体形式见附录 B 式 (B29)。为验证上述推导的正确性与适用性, 在 PSCAD/EMTDC 中采用鲁西背靠背异步联网工程广西侧模型进行验证, 系统主回路参数与控制环节系数如附录 A 表 A2、表 A3 所示, 考虑 3 种不对称工况: 电网电压不对称、桥臂电感不对称与网侧阻抗不对称。

图 2 为桥臂电感不对称工况下的三相自导纳理论值、扫描值验证与三相扫描值对比。此时, a 相上下桥臂电感为 0.3 H; bc 相上下桥臂电感为 0.104 H。由于 MIMO 导纳的 HSS 模型中包含较多元素, 除图 2 外, 本文仅给出电网电压不对称情况下的镜像频率耦合导纳与网侧阻抗不对称情况下的自导纳验证结果, 如附录 C 图 C1 和图 C2 所示。频率扫描结果与理论建模值吻合良好, 验证了不对称工况下 MMC 的 MIMO 导纳建模正确性。

3 HSS 矩阵降维

3.1 系统不对称程度分析

文献 [17] 将三相序阻抗通过坐标变换转移至 $\alpha \pm j\beta$ 轴下, 其变换矩阵如下:

$$\begin{cases} T_{3s/2s} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & j \\ 1 & -j \end{bmatrix} \frac{2}{3} \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}}_{T_{\text{abc}/\alpha\beta}} \\ T_{3s/2s}^{-1} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ a^2 & a \end{bmatrix} \\ a = e^{j\frac{2}{3}\pi} \end{cases} \quad (9)$$

式中: $T_{\text{abc}/\alpha\beta}$ 为 Clark 变换矩阵; $T_{3s/2s}$ 为 abc 轴转移到 $\alpha \pm j\beta$ 轴的变换矩阵。

需要注意式 (9) 中的矩阵 $T_{3s/2s}$ 并不可逆, 只是将两个矩阵相乘可以得到一个 2×2 的单位矩阵, 因此记为以上形式。 $\alpha \pm j\beta$ 轴下的导纳可以反映相同频率、不同相序间导纳关系。因此, 将式 (8) 中的序导纳矩阵转移到 $\alpha \pm j\beta$ 轴得到 $Y_{\alpha \pm j\beta}$, 进行矩阵降维和稳定性分析, 如式 (10) 所示。

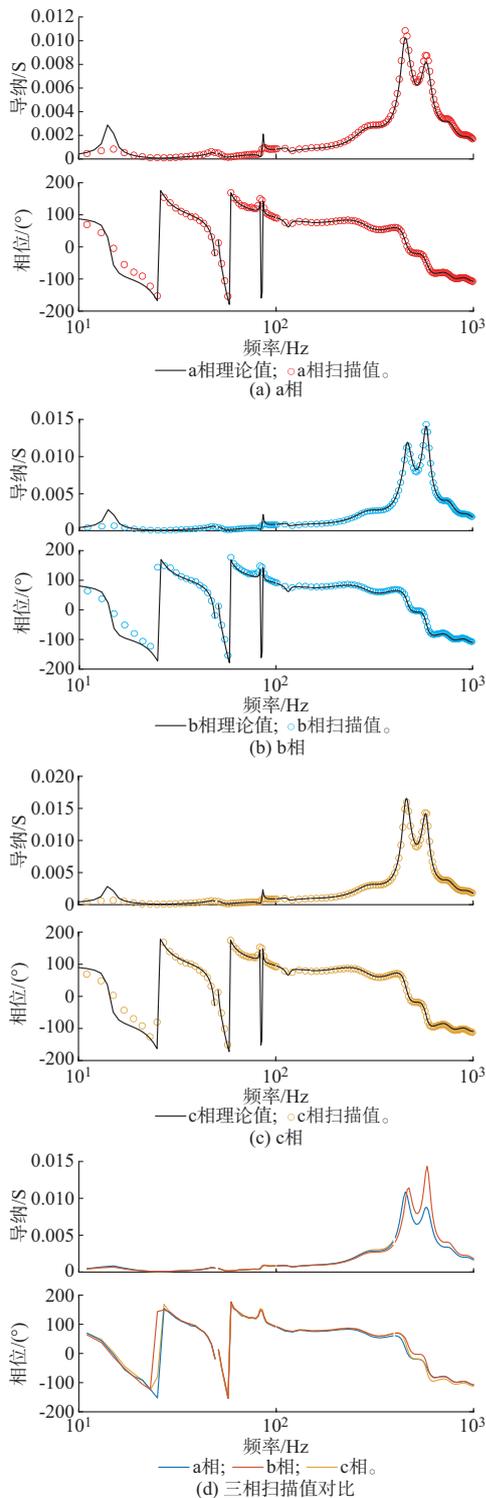


图2 桥臂电感不对称工况下三相自导纳扫描验证
Fig. 2 Three-phase self-admittance scanning verification under asymmetric condition of bridge arm inductance

$$Y_{\alpha \pm j\beta} = T_{3s/2s} Y_j^{\text{HSS}} T_{3s/2s}^{-1} = \begin{bmatrix} Y_{\alpha\beta}^{\text{PP}} & Y_{\alpha\beta}^{\text{PN}} \\ Y_{\alpha\beta}^{\text{NP}} & Y_{\alpha\beta}^{\text{NN}} \end{bmatrix} \quad (10)$$

式中: $Y_{\alpha\beta}^{\text{PP}}$ 和 $Y_{\alpha\beta}^{\text{NP}}$ 分别为 $\alpha \pm j\beta$ 轴下正序电流与正序电压、负序电流与正序电压之间的导纳矩阵, $Y_{\alpha\beta}^{\text{NN}}$

和 $Y_{\alpha\beta}^{\text{PN}}$ 同理。由于序导纳矩阵已经过验证, 经式(9)变换后的 $\alpha \pm j\beta$ 轴下导纳不再给出进一步验证。

第1章中提到相同频率、不同相序下出现的序间耦合是不对称工况区别于对称工况的显著特点, 根据式(10)中 $\alpha \pm j\beta$ 轴下导纳, 定义反映不对称工况下序间耦合强度的指标序间耦合系数(sequence coupling coefficient, SCC) S_{CC} 如下:

$$S_{\text{CC}} = 20 \lg \left(\frac{|Y_{\alpha\beta}^{\text{PP}, (n, n)}(s)|}{|Y_{\alpha\beta}^{\text{NP}, (n, n)}(s)|} \right) \quad (11)$$

式中: $|Y_{\alpha\beta}^{\text{PP}, (n, n)}(s)|$ 和 $|Y_{\alpha\beta}^{\text{NP}, (n, n)}(s)|$ 分别为当交流系统注入频率为 f_{p1} 的电压扰动后, 在PCC产生的频率为 f_{p1} 的正序扰动导纳幅值和频率为 f_{p1} 的负序扰动导纳幅值; (n, n) 表示取导纳矩阵的第 n 行、第 n 列元素, 即中心元素位置。两者相比可以表征频率为 f_{p1} 的正序扰动电流幅值与频率为 f_{p1} 的负序扰动电流幅值的比值, 序间耦合效应越强, 产生的序间耦合分量电流越大, $|Y_{\alpha\beta}^{\text{PP}, (n, n)}(s)|/|Y_{\alpha\beta}^{\text{NP}, (n, n)}(s)|$ 越大; 反之则越小。因此, SCC的物理意义可以明确反映系统序间耦合效应的大小。

图3为不同交流侧电压不对称程度和不同PLL、功率外环、电流内环比例系数下SCC的宽频带变换趋势。根据图3(a), 随着交流侧电压不对称程度增加, SCC曲线在宽频带内有明显上升, 这与预期一致, 证明了SCC物理意义的正确性。根据图3(b)至(d)可知, 同样的交流电压不对称程度下, PLL比例系数对系统序间耦合现象几乎没有影响, 而功率外环与电流内环比例系数的上升会加剧系统的序间耦合程度。

3.2 向量范数

不对称工况下导纳矩阵理论上应是一个无穷阶的Toeplitz矩阵, 以其中的a相导纳 Y_a 为例, 其形式如下:

$$Y_a = \begin{bmatrix} \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \dots & Y_a^{(n-1, n-1)}(s') & Y_a^{(n-1, n)}(s) & Y_a^{(n-1, n+1)}(s'') & \dots \\ \dots & Y_a^{(n, n-1)}(s') & Y_a^{(n, n)}(s) & Y_a^{(n, n+1)}(s'') & \dots \\ \dots & Y_a^{(n+1, n-1)}(s') & Y_a^{(n+1, n)}(s) & Y_a^{(n+1, n+1)}(s'') & \dots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \end{bmatrix} \quad (12)$$

式中: $s' = s - s_1$, $s'' = s + s_1$, 其中, $s_1 = j2\pi f_1$ 。定义每一列向量的Euclidean范数为 $\|V(s_0)\|$, 其中, $s_0 = s \pm ks_1$, k 为任意整数。式(12)中的中心列向量范数 $\|V(s)\|$ 、除中心列外任意列向量范数 $\|V(s - 3s_1)\|$ 及实际系统扫描值如图4所示。

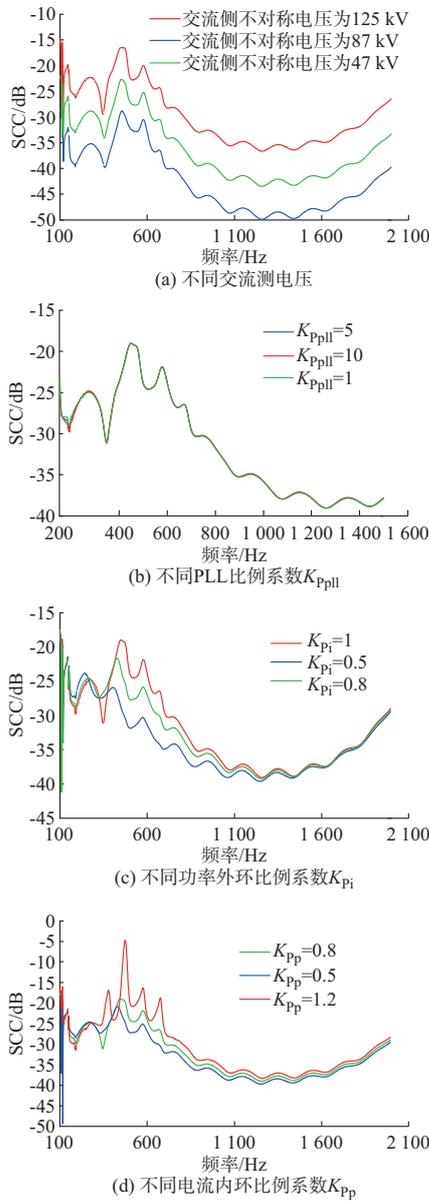


图3 不同情况下的系统 SCC
Fig. 3 System SCC in different situations

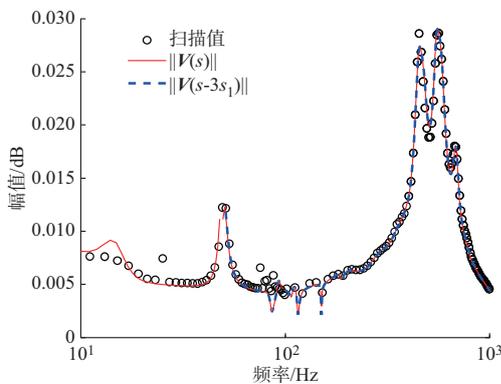


图4 各列向量范数对比
Fig. 4 Comparison of vector norms of each column

根据图4可知,对于任意列向量范数有 $\|V(s)\| = \|V(s_0)\|$,故下文采用中心列向量范数 $\|V(s)\|$ 进行后续计算与分析。

3.3 降维判据

假设希望将导纳矩阵截断为 k 阶,则记 k 阶的中心列向量范数为 $\|V_k(s)\|$,中心列向量剩余元素的向量范数记为 $\|V_\Delta(s)\|$ 。定义降维误差量 $\Delta e(s)$ 如下:

$$\left\{ \begin{aligned} \Delta e(s) &= \frac{\|V_\Delta(s)\|}{\|V_k(s)\|} \\ \|V_k(s)\| &= \left\| \begin{matrix} Y_a^{(n-k,n)}(s) \\ \vdots \\ Y_a^{(n,n)}(s) \\ \vdots \\ Y_a^{(n+k,n)}(s) \end{matrix} \right\| \\ \|V_\Delta(s)\| &= \left\| \begin{matrix} \vdots \\ Y_a^{(n-(k+1),n)}(s) \\ Y_a^{(n+(k+1),n)}(s) \\ \vdots \end{matrix} \right\| \end{aligned} \right. \quad (13)$$

对 $\|V_\Delta(s)\|$ 的无穷阶范数进行如下处理:

$$\left\{ \begin{aligned} \|V_\Delta(s)\| &= \sqrt{\|\xi_{k+1}\|^2 + \|\xi_{k+2}\|^2 + \dots} = \\ &\|\xi_{k+1}\| \sqrt{1 + \frac{\|\xi_{k+2}\|^2}{\|\xi_{k+1}\|^2} + \frac{\|\xi_{k+2}\|^2 \|\xi_{k+3}\|^2}{\|\xi_{k+1}\|^2 \|\xi_{k+2}\|^2} + \dots} \leq \\ &\|\xi_{k+1}\| \sqrt{1 + \lambda^2 + \lambda^4 + \dots} = \|\xi_{k+1}\| \sqrt{\frac{1}{1 - \lambda^2}} \\ \|\xi_{k+1}\| &= \sqrt{(Y_a^{(n-(k+1),n)}(s))^2 + (Y_a^{(n+(k+1),n)}(s))^2} \end{aligned} \right. \quad (14)$$

式中 λ 为 $\|\xi_{k+2}\|/\|\xi_{k+1}\|$ 的最大值,对任意 k 有 $\|\xi_{k+2}\|/\|\xi_{k+1}\| \leq \lambda < 1$ 。假设 $\lambda < 1$,经过验证在 MMC 的导纳矩阵宽频带范围内满足这一假设,理论上 λ 应取 $\|\xi_{k+2}\|/\|\xi_{k+1}\|$ 的最大值。然而,实际上 MMC 导纳矩阵是一个稀疏矩阵。因此, λ 取有限阶内的最大值。

以降维误差量衡量矩阵降维的阶数,若降维误差量小于某个阈值,则认为理论上无穷阶的导纳矩阵可以降维为当前阶的矩阵并进行稳定性分析。本文选取阈值为 0.2。从物理意义上看,当降维误差小于 0.2 时,选取的降维矩阵所包含的信息是被截断矩阵所包含信息的 5 倍,全频段内可以认为误差足够小,若对某些频段有更精细和准确的要求,可以根据应用场景的不同选取更小的降维误差量阈值。根据交流侧电压不对称的不同程度,将其分为不对称程度较强、不对称程度较弱和不对称程度适中 3 种情况,对导纳矩阵进行降维并开展稳定性分析,进一

步验证本文的降维方法。

3.4 导纳矩阵降维

根据所定义的列向量范数与降维误差,可采用如下两种判断降维阶数的方法:1)从1阶中心列向量范数开始,不断增加降维阶数,当观察到中心列向量范数开始收敛时,确定降维的阶数,此方法直观明了,但无法定量分析;2)采用降维误差量定量分析降维误差,当降维误差量小于阈值后,确定降维阶数。下文同时采用两种方法互相验证。

3.4.1 系统不对称程度较强(序间耦合效应占主导)

系统不对称程度较强时,序间耦合效应在宽频带范围内占主导,频率耦合效应对系统导纳矩阵的影响较弱。

图5为系统不对称程度较强下各阶导纳的向量范数对比及降维误差量。由图5(a)可知,1阶、5阶与9阶的向量范数一致,即认为1阶的向量范数已经收敛,初步判断当系统频率耦合效应较弱时,可以将导纳矩阵降维为1阶矩阵。

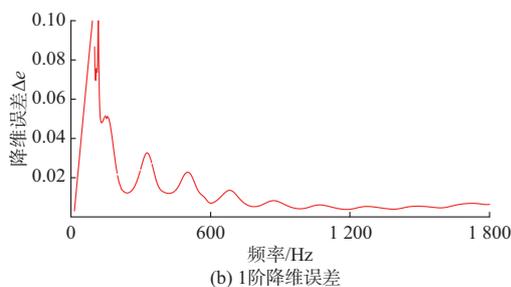
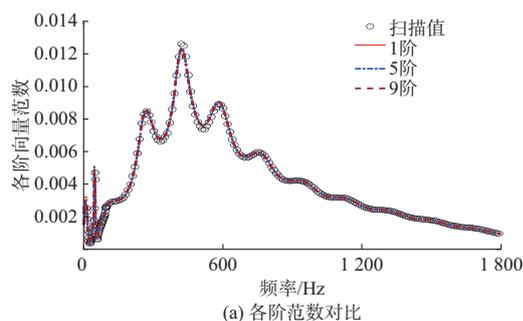


图5 系统不对称程度较强时的各阶范数及降维误差
Fig. 5 Norms with various orders and dimensionality reduction errors of system with strong asymmetry

根据式(13)、式(14)计算系统不对称程度较强时的1阶降维误差,如图5(b)所示。1阶矩阵在宽频带内的降维误差 Δe 远小于阈值0.2,在宽频带内满足降维条件。因此,根据范数的收敛性与降维误差,在系统不对称程度较强、序间耦合效应占主导的情况下,将无穷阶的导纳矩阵 $Y_{a\beta}^{pp}$ 降维为1阶矩阵进行后续稳定性分析。

3.4.2 系统不对称程度较弱(频率耦合效应占主导)

系统不对称程度较弱的情况下,全频段内系统频率耦合效应^[9-10,23]远强于不对称工况导致的序间耦合效应,各阶导纳的向量范数和降维误差如图6所示。根据图6(a)可知,1阶与5阶的向量范数有较大差异,即1阶的向量范数还未收敛;5阶与9阶的向量范数在宽频带范围内基本一致,即认为5阶向量范数收敛,初步判断导纳矩阵可降维为5阶矩阵。

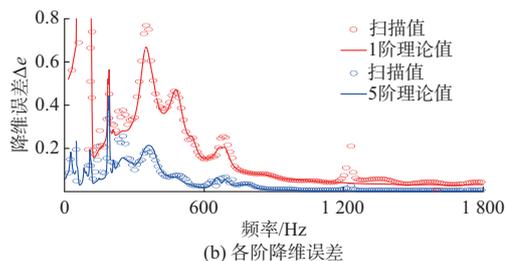
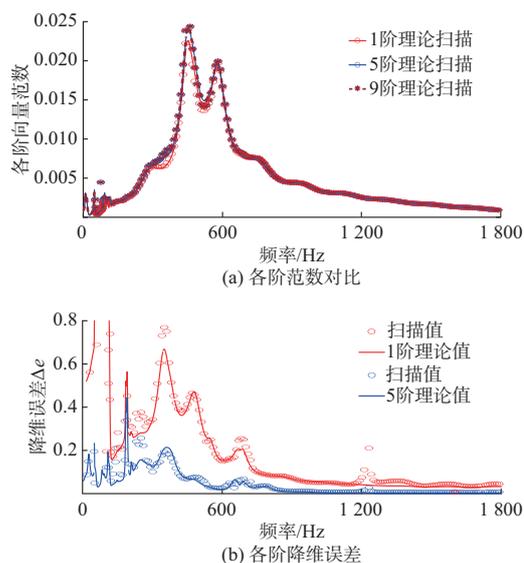


图6 系统不对称程度较弱时的各阶范数及降维误差
Fig. 6 Norms with various orders and dimensionality reduction errors of system with weak asymmetry

根据式(13)、式(14)计算系统不对称程度较弱的1、5阶降维误差,如图6(b)所示。5阶矩阵降维误差在宽频带内远小于1阶矩阵降维误差,且5阶导纳的降维误差 Δe 在宽频带内满足降维条件,即小于阈值0.2,而1阶矩阵降维误差在较宽频段大于阈值。

根据范数收敛性与降维误差,在不对称程度较弱、系统频率耦合效应占主导的情况下,将无穷阶导纳矩阵 $Y_{a\beta}^{pp}$ 降维为5阶导纳矩阵进行后续稳定性分析。

3.4.3 系统不对称程度适中

文献[17]提出了基于矩阵对角占优原理的降维方法,在系统强不对称与弱不对称工况下均可以很好地对系统小扰动稳定性进行分析,具有明确的物理含义与参考意义。但对于不对称程度适中的工况,系统在 $\alpha \pm j\beta$ 域与 $d \pm jq$ 域下均无法降维成 2×2 矩阵,文献[17]对于此工况的讨论较少。本文针对此工况,分析本文所提降维方法的适用性。

图7为系统不对称程度适中的工况下各阶导纳的向量范数和降维误差。由图7(a)可知,宽频带内1阶与5阶的向量范数一致,而特定频段(如10~20 Hz和80~90 Hz)内,向量范数有一定差异,即可以认为1阶的向量范数在中高频已经收敛,可用于中高频段的稳定性分析。

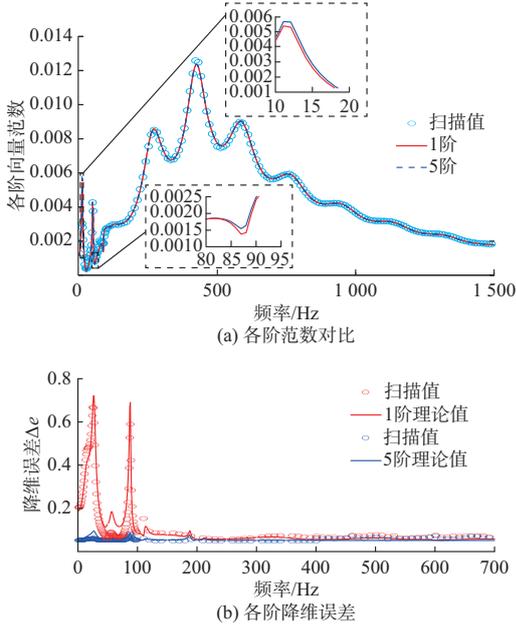


图7 系统不对称程度适中时的各阶范数及降维误差
Fig.7 Norms with various orders and dimensionality reduction errors of system with moderate asymmetry

根据式(13)、式(14)计算系统不对称程度适中时的1、5阶降维误差,如图7(b)所示。宽频带内将无穷阶导纳矩阵降维为5阶矩阵的截断误差与降维为1阶矩阵的截断误差相比,1阶矩阵降维误差在较窄频段(10~20 Hz和80~90 Hz)内高于误差阈值,其余宽频带范围内误差量都远小于误差阈值。因此,若将降维误差量视为衡量指标,针对不对称程度适中工况,若想实现包括次/超同步频段在内的全频段精确小扰动稳定性分析,则将无穷阶导纳矩阵降维为5阶矩阵。若考虑中高频段的小扰动稳定性分析,将无穷阶导纳矩阵降维为1阶矩阵,也可以实现对中高频段小扰动稳定性的分析且减少计算维度。

根据范数收敛性与降维误差,在不对称程度适中工况下,将无穷阶导纳矩阵 $Y_{a\beta}^{PP}$ 降维为1阶导纳矩阵后进行后续稳定性分析。

根据上述3种工况的分析可知,本文所提方法在多种工况下均能实现导纳矩阵的降维,且本文所提矩阵降维方法基于系统外特性,可以直接通过电磁暂态扫描结果得到系统各阶范数与降维误差,即本文所提降维方法对“黑箱”状态下的模型也具有适

用性。

式(10)中 $\alpha \pm j\beta$ 轴下的导纳矩阵其余元素可以通过同样的方法进行降维,也可以对整个矩阵直接进行降维:将中心列向量范数的定义扩展至所有块矩阵中心列向量所组成矩阵的Frobenius范数,然后通过同样的方法进行降维误差计算。

4 稳定性判断

对于MIMO系统,可以采用GNC判断系统的稳定性,但难以对系统的稳定裕度指标进行量化处理^[24],同时较高阶的矩阵采用GNC还需要考虑能否得到数值解等问题^[17]。因此,将N维的MIMO系统等效为单输入单输出(SISO)系统进行稳定性判断是常见的解决方法。当等效为SISO系统后的MMC阻抗和网侧阻抗幅值存在交点且交点处两者相位差小于180°,则认为系统稳定,反之失稳。

以下稳定性分析采用不对称工况如下:交流侧同时存在正序电压与负序电压,随着负序电压占比的增加,认为系统不对称程度上升,以此验证第3章3种情况下降维的导纳矩阵是否能够准确分析系统稳定性。

考虑如图8所示网侧阻抗。图中: C_g 和 L_g 分别为网侧电容和电感; V_g 为交流侧电压; R_1 和 R_2 为网侧电阻,其参数设置见附录A表A4。

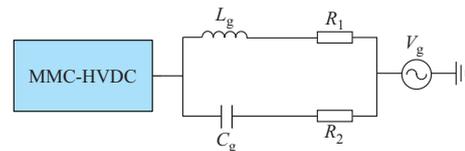


图8 网侧阻抗结构
Fig.8 Structure of grid-side impedance

4.1 工况1:系统不对称程度较强

根据第3章的矩阵降维判据,当系统不对称程度较强时,可将式(10)中每一个矩阵块降维为1阶,即当系统序间耦合效应占主导时,式(10)中的导纳矩阵可被降维为一个 2×2 矩阵。将 2×2 维DIDO系统等效为SISO系统,本质上是对 2×2 矩阵求舒尔补,其结果如式(15)所示。

$$Z_{\alpha \pm j\beta}^{MMC} = (Y_{\alpha \pm j\beta}^{MMC})^{-1} = \left(Y_{\alpha\beta}^{PP, (n,n)}(s) - \frac{Y_{\alpha\beta}^{PN, (n,n)}(s) Y_{\alpha\beta}^{NP, (n,n)}(s) Z_g^{\alpha-j\beta}(s)}{1 + Y_{\alpha\beta}^{NN, (n,n)}(s) Z_g^{\alpha-j\beta}(s)} \right)^{-1} \quad (15)$$

式中: $Z_{\alpha \pm j\beta}^{MMC}$ 和 $Y_{\alpha \pm j\beta}^{MMC}$ 分别为MMC单输入单输出的等效阻抗和等效导纳; $Z_g^{\alpha-j\beta}(s)$ 为转移到 $\alpha - j\beta$ 轴后的网侧阻抗。

分别取图8中 $R_2 = 186 \Omega$ 和 $R_2 = 185 \Omega$,换流器的等效阻抗与网侧阻抗的幅频特性如附录C图C3所示。根据图C3可知, $R_2 = 186 \Omega$ 时,全频段内换流器等效阻抗与网侧阻抗幅值相交于1386.99 Hz,当换流器等效阻抗与网侧阻抗幅值相交时,两者相位差为 179.95° ,接近临界稳定,但仍小于 180° ,满足系统稳定的相位裕度条件; $R_2 = 185 \Omega$ 时,全频段内换流器等效阻抗与网侧阻抗幅值相交于1388.97 Hz,换流器等效阻抗与网侧阻抗幅值相交时,两者相位差为 181.16° ,大于 180° ,系统越过临界稳定变为不稳定,且谐振频率为1388.97 Hz。

为验证附录C图C3的结论,在电磁暂态模型中设置如下电磁暂态仿真:初始时刻系统的延时设置为 $0 \mu\text{s}$, $t = 1.5 \text{ s}$ 时将系统控制链路延时由 $0 \mu\text{s}$ 切换回正常情况下的 $400 \mu\text{s}$,两次仿真过程PCC处a相交流电压与控制链路延时切换后的FFT分析如图C4(a)、(b)所示。由图C4的稳定性分析结果可知:当 $R_2 = 186 \Omega$ 、控制链路延时阶跃后,系统维持稳定;当 $R_2 = 185 \Omega$ 、控制链路延时阶跃后,系统发生谐振,谐振频率为1390 Hz,符合图C3的分析。

根据本节分析与电磁暂态仿真结果,在系统不对称程度较强情况下,导纳矩阵降维为 2×2 矩阵可以准确对不对称工况下的MMC进行稳定性分析。

4.2 工况2:系统不对称程度较弱

根据第3章的矩阵降维判据,当系统不对称程度较弱时,系统频率耦合效应较强,式(10)中每一个矩阵块降维为5阶,导纳矩阵被降维为 10×10 矩阵。

以下将有限阶MIMO系统转化为等效SISO系统,对于系统导纳有如下电流、电压关系:

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} I_{a\beta}(s) \\ I_{a\beta,h} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{2 \times 2} & A_{2 \times 8} \\ B_{8 \times 2} & C_{8 \times 8} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{a\beta}(s) \\ U_{a\beta,h} \end{bmatrix} \\ U_{a\beta,h} = [U_{\alpha+j\beta}(s+2s_1) \quad \cdots \quad U_{\alpha-j\beta}(s-2s_1)]^T \\ U_{a\beta}(s) = [U_{\alpha+j\beta}(s) \quad U_{\alpha-j\beta}(s)]^T \\ I_{a\beta,h} = [I_{\alpha+j\beta}(s+2s_1) \quad \cdots \quad I_{\alpha-j\beta}(s-2s_1)]^T \\ I_{a\beta}(s) = [I_{\alpha+j\beta}(s) \quad I_{\alpha-j\beta}(s)]^T \end{cases} \quad (16)$$

式中: $U_{a\beta,h}$ 、 $I_{a\beta,h}$ 和 $U_{a\beta}(s)$ 、 $I_{a\beta}(s)$ 分别为交流侧电压、电流通过式(9)变换至 $\alpha + j\beta$ 和 $\alpha - j\beta$ 轴后的形式。其余中间变量矩阵的具体形式见附录B式(B30)。

对于网侧阻抗有:

$$-\begin{bmatrix} U_{a\beta}(s) \\ U_{a\beta,h} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{a\beta,2 \times 2} & 0_{2 \times 8} \\ 0_{8 \times 2} & D_{8 \times 8} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{a\beta}(s) \\ I_{a\beta,h} \end{bmatrix} \quad (17)$$

其中,各矩阵具体形式见附录B式(B31)。

联立式(16)与式(17),MIMO系统 10×10 矩阵中的所有元素信息都包含在 $Y_{\text{eq},2 \times 2}$ 中,即

$$Y_{\text{eq},2 \times 2} = Y_{2 \times 2} - [A_{2 \times 8} D_{8 \times 8} (E_{8 \times 8} + C_{8 \times 8} D_{8 \times 8})^{-1} B_{8 \times 2}] \quad (18)$$

式中: $E_{8 \times 8}$ 为8阶单位矩阵。

通过求矩阵的舒尔补可得 $Y_{\text{eq},2 \times 2}$ 的等效SISO阻抗表达式如下:

$$\begin{cases} Y_{\text{eq},2 \times 2} = \begin{bmatrix} Y_{\text{eq},11} & Y_{\text{eq},12} \\ Y_{\text{eq},21} & Y_{\text{eq},22} \end{bmatrix} \\ Z_{a\pm j\beta}^{\text{MMC}} = (Y_{a\pm j\beta}^{\text{MMC}})^{-1} = \left(Y_{\text{eq},11} - \frac{Y_{\text{eq},12} Y_{\text{eq},21} Z_g^{\alpha-j\beta}(s)}{1 + Y_{\text{eq},22} Z_g^{\alpha-j\beta}(s)} \right)^{-1} \end{cases} \quad (19)$$

需要注意,以上推导的MIMO到SISO等效方法适用于任意有限阶矩阵的等效。

完成不对称程度较弱下MIMO到SISO的等效后验证其正确性:网侧阻抗结构仍然如图8所示,分别取图8中 $R_2 = 255 \Omega$ 和 $R_2 = 235 \Omega$,换流器的等效阻抗与网侧阻抗的幅频特性如附录C图C5所示。由图C5可知, $R_2 = 255 \Omega$ 时,全频段内换流器等效阻抗与网侧阻抗幅值相交于1402.8 Hz,当换流器等效阻抗与网侧阻抗幅值相交时,两者相位差为 178.28° ,接近临界稳定,但仍小于 180° ,满足系统稳定的相位裕度条件; $R_2 = 235 \Omega$ 时,红色曲线为导纳矩阵降维为 10×10 矩阵的MMC等效阻抗幅频特性曲线,黑色曲线为导纳矩阵降维为 2×2 矩阵的MMC等效阻抗幅频特性曲线。从图中可以看出,不同降维维度下等效的MMC阻抗幅频特性有明显差异, 2×2 矩阵的MMC等效阻抗幅值与网侧阻抗幅值相交于1369.98 Hz,相位差为 177.46° ,判断为系统稳定,而 10×10 矩阵的MMC等效阻抗幅值与网侧阻抗幅值相交于1397.7 Hz,相位差为 182.13° ,系统越过临界稳定变为不稳定系统,且谐振频率为1397.7 Hz。

为验证附录C图C5的结论,采用与4.1节一致的电磁暂态仿真,两次仿真过程PCC处a相交流电压与控制链路延时切换后的快速傅里叶变换(FFT)分析如图C6(a)、(b)所示。

由附录C图C6的稳定性分析结果可知,当 $R_2 = 255 \Omega$ 时,控制链路延时阶跃后,系统维持稳定;而当 $R_2 = 235 \Omega$ 时,电磁暂态仿真结果表明切换延时后系统失稳,谐振的主要频率为1399 Hz,电磁仿真结果验证了完整控制下将系统导纳矩阵降维为 10×10 矩阵进行稳定性分析的正确性。同时,也表明若简单降维为 2×2 矩阵将会导致稳定性分析结果有误。

附录 C 图 C7 展示了不对称程度较弱下不同降维矩阵的 MMC 等效阻抗。由图 C7 可知, 2×2 矩阵的等效阻抗与 10×10 矩阵等效矩阵有较大差异, 而 10×10 矩阵等效阻抗与 18×18 矩阵等效矩阵除在次/超同步频段有一定差异外, 其余频段几乎一致, 证明了在不对称程度较弱的工况下, 将导纳矩阵降维为 10×10 矩阵并进行稳定性分析的合理性。

4.3 工况 3: 系统不对称程度适中

根据第 3 章的矩阵降维判据, 当系统不对称程度适中时, 式(10)中每一个矩阵块降维为 1 阶, 导纳矩阵被降维为 2×2 矩阵, SISO 阻抗等效过程与 4.1 节一致, 此处不再赘述。需要说明的是, 虽然 3.1 节中定义的序间耦合系数可以一定程度上表征系统不对称程度, 但如何划分系统强/弱/中不对称还没有定量的结论, 本文所述不对称程度适中工况是指文献[17]中提到的在 $d \pm j\gamma$ 域与 $\alpha \pm j\beta$ 域下均无法满足分块对角占优性的工况。

网侧阻抗结构如图 8 所示, 取 $R_2=187 \Omega$, 网侧阻抗与 SISO 换流器等效换流器阻抗幅频特性如图 9 所示。

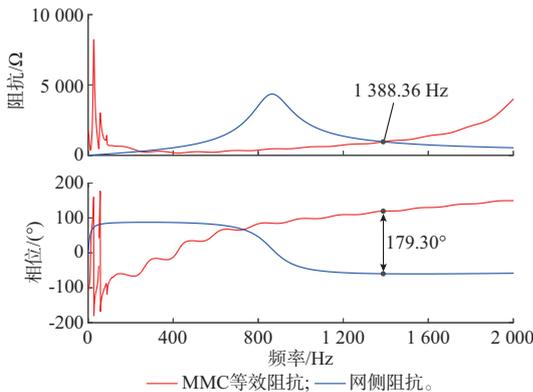


图 9 工况 3 下阻抗幅频特性 ($R_2=187 \Omega$)
Fig. 9 Amplitude-frequency characteristics of impedance in condition 3 ($R_2=187 \Omega$)

由图 9 可知, 全频段内, 换流器等效阻抗与网侧阻抗幅值相交于 1388.36 Hz , 当换流器等效阻抗与网侧阻抗幅值相交时, 两者相位差为 179.30° , 小于 180° , 系统稳定。对工况 3 进行电磁暂态仿真, 仿真过程 PCC 处 a 相交流电压如图 10(a) 所示, 控制链路延时切换后的 FFT 分析如图 10(b) 所示。

由图 10 的时域仿真结果可知, 延时阶跃后系统稳定, 与图 9 的理论分析一致, 当 $R_2=175 \Omega$ 时, 网侧阻抗与换流站 SISO 等效阻抗如图 11 所示。根据图 11 可知, 换流器等效阻抗与网侧阻抗相交处相位差为 182.94° , 与图 9 相比, 此时系统判据由稳定状态越过临界稳定后判断为不稳定。同样, 在 PSCAD/

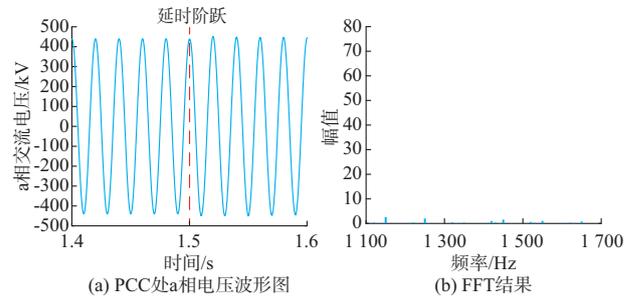


图 10 工况 3 下稳定性分析结果 ($R_2=187 \Omega$)
Fig. 10 Stability analysis results in condition 3 ($R_2=187 \Omega$)

EMTDC 中进行时域仿真测试, 仿真过程 PCC 处 a 相交流电压如图 12(a) 所示, 控制链路延时切换后的 FFT 分析如图 12(b) 所示。

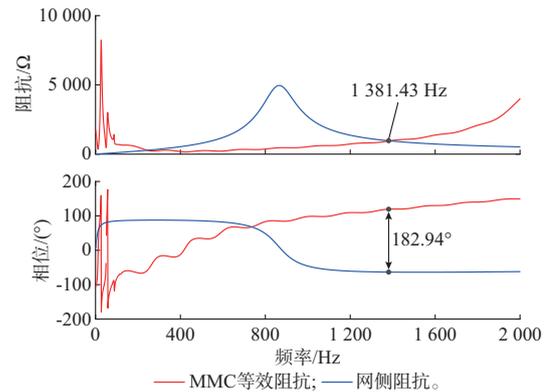


图 11 工况 3 下阻抗幅频特性 ($R_2=175 \Omega$)
Fig. 11 Amplitude-frequency characteristics of impedance in condition 3 ($R_2=175 \Omega$)

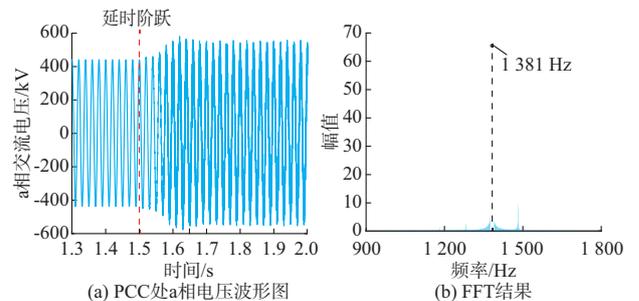


图 12 工况 3 下稳定性分析结果 ($R_2=175 \Omega$)
Fig. 12 Stability analysis results in condition 3 ($R_2=175 \Omega$)

由图 12 的时域仿真结果可知, 系统在延时阶跃后发生谐振, 谐振频率为 1381 Hz , 时域仿真与图 11 给出的判据结果相符。由两次时域仿真与理论分析的结果可知, 在不对称程度适中工况下, 中高频段采用 2×2 矩阵得到的 SISO 等效阻抗能够系统地稳定性进行准确判断, 通过电磁暂态仿真验证了本文所提降维方法在系统不对称程度适中工况下的适用性。

附录C图C8展示了不对称程度适中下不同降维矩阵的MMC等效阻抗。根据图C8可知,导纳矩阵降维为1阶与降维为5阶在中高频范围内的SISO等效阻抗基本一致,而在次/超同步频段(10~20 Hz和80~90 Hz)内,1阶与5阶SISO等效阻抗有较明显的差异,与3.4.3节分析结果一致。

本章在交流电压不对称工况下,分不对称程度较弱、较强、适中3种情况,提出了将MIMO系统等效为SISO系统的计算方法。同时,根据第3章的矩阵降维结果进行不对称工况下MMC稳定性分析。结果表明,采用本文所提矩阵降维判据与等效方法后能够实现多种不对称工况下导纳矩阵的降维与稳定性分析。

5 结语

本文考虑MMC-HVDC完整控制,通过谐波状态空间法建立了适用于多种不对称工况的MMC导纳模型。同时基于向量范数,提出了适用于稳定性分析的矩阵降维方法,得到如下结论:

1)本文建立了考虑多频耦合的MMC导纳模型,计及功率外环、正负序电流内环、正负序分离环节、PLL、CCSC、系统调制等因素,适用于多种不对称工况下的谐振特性分析;

2)本文提出的两种矩阵降维方法基于系统外特性,适用于“黑箱”系统,所提降维方法实现了对无穷阶导纳矩阵的降维,降维得到的矩阵在多种不对称工况下能够准确分析系统稳定性;

3)本文所提将MIMO导纳等效为SISO导纳的计算方法,适用于任意有限阶矩阵,理论分析与电磁暂态仿真结果一致,在多种工况下求得的MMC单输入单输出等效阻抗可以准确分析系统谐振风险。

综上所述,本文所建立的导纳模型、提出的导纳矩阵降维与等效SISO方法,适用于多种MMC-HVDC不对称工况下的稳定性分析,对不对称工况下MMC的矩阵降维和稳定性分析有一定的参考意义。

附录见本刊网络版(<http://www.aeps-info.com/aeps/ch/index.aspx>),扫英文摘要后二维码可以阅读网络全文。

参考文献

- [1] WANG Z X, LI H, CHU Z Y, et al. A review of EMI research in modular multilevel converter for HVDC applications [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37 (12): 14482-14498.
- [2] 李兴源,曾琦,王渝红,等.柔性直流输电系统控制研究综述[J].高电压技术,2016,42(10):3025-3037.
LI Xingyuan, ZENG Qi, WANG Yuhong, et al. Control strategies of voltage source converter based direct current transmission system [J]. High Voltage Engineering, 2016, 42 (10): 3025-3037.
- [3] ZOU C Y, RAO H, XU S K, et al. Analysis of resonance between a VSC-HVDC converter and the AC grid [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33 (12): 10157-10168.
- [4] 郭贤珊,刘斌,梅红明,等.渝鄂直流背靠背联网工程交直流系统谐振分析与抑制[J].电力系统自动化,2020,44(20):157-164.
GUO Xianshan, LIU Bin, MEI Hongming, et al. Analysis and suppression of resonance between AC and DC systems in Chongqing-Hubei back-to-back HVDC project of China [J]. Automation of Electric Power Systems, 2020, 44(20): 157-164.
- [5] 尹嘉豪,吕敬,蔡旭.柔性直流输电系统高频谐振阻尼特性分析及自适应抑制[J].电力系统自动化,2022,46(22):90-100.
YIN Jiahao, LYU Jing, CAI Xu. Damping characteristic analysis and adaptive suppression for high-frequency resonance of flexible DC transmission system [J]. Automation of Electric Power Systems, 2022, 46(22): 90-100.
- [6] SAAD H, FILLION Y, DESCHANVRES S, et al. On resonances and harmonics in HVDC-MMC station connected to AC grid [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2017, 32 (3): 1565-1573.
- [7] 冯俊杰,邹常跃,杨双飞,等.针对中高频谐振问题的柔性直流输电系统阻抗精确建模与特性分析[J].中国电机工程学报,2020,40(15):4805-4820.
FENG Junjie, ZOU Changyue, YANG Shuangfei, et al. Accurate impedance modeling and characteristic analysis of VSC-HVDC system for mid-and high-frequency resonance problems [J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(15): 4805-4820.
- [8] LYU J, ZHANG X, CAI X, et al. Harmonic state-space based small-signal impedance modeling of a modular multilevel converter with consideration of internal harmonic dynamics [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(3): 2134-2148.
- [9] 王泽昊,汪娟娟,刘岳坤,等.考虑频率耦合效应的柔性直流输电高频谐振抑制措施[J].电力系统自动化,2023,47(10):164-173.
WANG Zehao, WANG Juanjuan, LIU Yuekun, et al. High-frequency resonance suppression measure for MMC-HVDC considering frequency coupling effect [J]. Automation of Electric Power Systems, 2023, 47(10): 164-173.
- [10] 刘岳坤,汪娟娟,王泽昊,等.定功率控制下柔性直流输电系统交流侧导纳矩阵建模及频率耦合抑制策略研究[J].中国电机工程学报,2023,43(10):3718-3731.
LIU Yuekun, WANG Juanjuan, WANG Zehao, et al. Research on AC admittance matrix modeling and frequency coupling effect of MMC-HVDC under power control [J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(10): 3718-3731.
- [11] 朱明琳,杭丽君,李国杰,等.三相电网不平衡下MMC多变量保护控制策略及系统运行性能研究[J].中国电机工程学报,

- 2016, 36(9):2408-2418.
ZHU Minglin, HANG Lijun, LI Guojie, et al. Investigation of MMC multi-variable protected strategies and system operation characteristics under unbalanced grid faults [J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(9): 2408-2418.
- [12] CESPEDDES M, SUN J A. Methods for stability analysis of unbalanced three-phase systems [C]// 2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), September 15-20, 2012, Raleigh, USA: 3090-3097.
- [13] 张晓林, 张帆, 李甲飞, 等. 考虑桥臂参数不对称和子模块故障的 MMC 协同控制策略 [J]. 电网与清洁能源, 2023, 39(5): 76-84.
ZHANG Xiaolin, ZHANG Fan, LI Jiafei, et al. MMC cooperative control strategy considering asymmetry of arm parameters and sub-module faults [J]. Power System and Clean Energy, 2023, 39(5): 76-84.
- [14] 杨文. 频率耦合的并网逆变系统稳定性分析及阻抗重塑策略应用研究 [D]. 重庆: 重庆大学, 2020.
YANG Wen. Stability analysis of frequency-coupled grid-connected inverter system and application research of impedance remodeling strategy [D]. Chongqing: Chongqing University, 2020.
- [15] 年珩, 杨洪雨. 不平衡运行工况下并网逆变器的阻抗建模及稳定性分析 [J]. 电力系统自动化, 2016, 40(10): 76-83.
NIAN Heng, YANG Hongyu. Impedance modeling and stability analysis of grid-connected inverters under unbalanced operation conditions [J]. Automation of Electric Power Systems, 2016, 40(10): 76-83.
- [16] LYU J, ZHANG X, HUANG J J, et al. Comparison of harmonic linearization and harmonic state space methods for impedance modeling of modular multilevel converter [C]// 2018 International Power Electronics Conference, May 20-24, 2018, Niigata, Japan: 1004-1009.
- [17] 宗皓翔, 张琛, 吕敬, 等. MMC 多入多出阻抗及其在不对称小扰动稳定分析中的应用 [J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(15): 5649-5664.
ZONG Haoxiang, ZHANG Chen, LYU Jing, et al. MMC MIMO impedance and its application in the asymmetric small-signal stability analysis [J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(15): 5649-5664.
- [18] ZHU J H, HU J B, LI Y B, et al. Small-signal stability of MMC grid-tied system under two typical unbalanced grid conditions [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2022, 58(4): 5005-5014.
- [19] 郭猛, 郝全睿, 李东. 混合型 MMC 的改进桥臂平均值与状态空间模型 [J]. 电力系统自动化, 2023, 47(19): 116-127.
GUO Meng, HAO Quanrui, LI Dong. Improved arm average and state-space models of hybrid modular multilevel converter [J]. Automation of Electric Power Systems, 2023, 47(19): 116-127.
- [20] LIAO Y C, SANDBERG H, WANG X F. Vector-norm based truncation of harmonic transfer functions in black-box electronic power systems [J]. IEEE Open Journal of the Industrial Electronics Society, 2022, 3: 163-173.
- [21] 宗皓翔, 吕敬, 张琛, 等. MMC 多维阻抗模型及其在风场-柔直交互稳定分析中的应用 [J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(14): 4941-4953.
ZONG Haoxiang, LYU Jing, ZHANG Chen, et al. MIMO impedance model of MMC and its application in the wind farm-HVDC interaction stability analysis [J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(14): 4941-4953.
- [22] 李冠群, 叶华, 宾子君. V/f 控制 MMC 带换流变压器空载充电发生高频振荡的机理分析 [J]. 电力系统自动化, 2023, 47(11): 50-59.
LI Guanqun, YE Hua, BIN Zijun. High-frequency oscillation mechanism analysis of V/f controlled modular multilevel converter charging with converter transformer under No-load condition [J]. Automation of Electric Power Systems, 2023, 47(11): 50-59.
- [23] 杜程茂, 杜雄, 邹小明, 等. 考虑频率耦合效应的并网模块化多电平变流器阻抗建模及稳定性分析 [J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(9): 2866-2877.
DU Chengmao, DU Xiong, ZOU Xiaoming, et al. Impedance modeling and stability analysis of grid-connected modular multilevel converter considering frequency coupling effect [J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(9): 2866-2877.
- [24] 杨超然, 辛焕海, 宫泽旭, 等. 变流器并网系统复电路分析与广义阻抗抗扰适用性探讨 [J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(15): 4744-4758.
YANG Chaoran, XIN Huanhai, GONG Zexu, et al. Complex circuit analysis and investigation on applicability of generalized-impedance-based stability criterion for grid-connected converter [J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(15): 4744-4758.
- [25] SANDBERG H, MOLLERSTEDT E, BERNHARDSSON B. Frequency-domain analysis of linear time-periodic systems [C]// Proceedings of the 2004 American Control Conference, June 30-July 2, 2004, Boston, USA: 1-12.
- [26] 朱建行. 模块化多电平换流器并网系统交流电流尺度线性周期时变建模与稳定性分析 [D]. 武汉: 华中科技大学, 2020.
ZHU Jianhang. Linear periodic time-varying modeling and stability analysis of AC current scale in modular multilevel converter grid-connected system [D]. Wuhan: Huazhong University of Science and Technology, 2020.
- [27] GUO X S, YUAN B, LI X A, et al. Research on the high frequency oscillation of MMC-HVDC integrated into renewable energy system [C]// 2021 IEEE Southern Power Electronics Conference (SPEC), December 6-9, 2021, Kigali, Rwanda.

汪娟娟(1974—), 女, 博士, 教授, 博士生导师, 主要研究方向: 电力系统稳定与控制、高压直流输电等。E-mail: epjjwang@scut.edu.cn

王泽昊(1998—), 男, 通信作者, 硕士研究生, 主要研究方向: 高压直流输电、电力系统稳定与控制。E-mail: 503188438@qq.com

刘岳坤(1998—), 男, 博士研究生, 主要研究方向: 高压直流输电、电力系统稳定与控制等。E-mail: 1004142039@qq.com

(编辑 王梦岩)

Matrix Dimensionality Reduction for Stability Analysis of Modular Multilevel Converters Under Asymmetric Conditions

WANG Juanjuan¹, WANG Zehao^{1,2}, LIU Yuekun¹, FENG Junjie^{2,3}, FU Chuang²

(1. School of Electric Power, South China University of Technology, Guangzhou 510641, China;

2. State Key Laboratory of HVDC (Electric Power Research Institute of China Southern Power Grid Company Limited), Guangzhou 510663, China;

3. State Key Laboratory of Advanced Electromagnetic Technology (Huazhong University of Science and Technology), Wuhan 430074, China)

Abstract: The modeling and stability analysis of modular multilevel converter (MMC) under symmetric conditions has received extensive attention. In practical engineering, MMC might be in asymmetric conditions, such as asymmetric inductance of the bridge arm and asymmetric voltage on the AC side. The admittance modeling and stability analysis under asymmetric conditions need to be further studied. At present, considering the admittance model of the system with multi-frequency coupling and the quantitative admittance dimensionality reduction methods are the difficulties in the stability analysis of asymmetric conditions. Therefore, this paper mainly establishes the MMC admittance model suitable for asymmetric conditions, and studies the matrix dimensionality reduction method suitable for small disturbance stability analysis under MMC asymmetric conditions. The dimensionality reduction method is based on the vector norm of admittance matrix. It is suitable for “black box” system and various asymmetric conditions, and can quantitatively evaluate the dimensionality reduction error of the admittance matrix with each order. Taking the Guangxi-side model of Luxi back-to-back asynchronous grid-connection project of China as a case, PSCAD/EMTDC electromagnetic transient simulation is used to verify the accuracy of the proposed model and the applicability of the proposed dimensionality reduction method under various asymmetric conditions.

This work is supported by National Natural Science Foundation of China (No. 52277102) and National Key R&D Program of China (No. 2023YFB2405900).

Key words: modular multilevel converter; admittance modeling; asymmetric condition; matrix dimensionality reduction; stability

