

模块化多电平变流器环流回路阻抗建模与稳定性分析

赵崇滨,姜齐荣

(清华大学 电机工程与应用电子技术系 电力系统及发电设备控制与仿真国家重点实验室,北京 100084)

摘要:目前应用阻抗法分析宽频振荡时,对模块化多电平变流器(MMC)通常仅建立互联电气回路的阻抗模型。尽管相关研究计及了MMC交流共模环流动态的影响,但从传递函数对系统模式可观性的角度考虑是不充分的。为此,基于谐波线性化理论,推导了计及频率耦合效应的MMC一维闭环环流回路阻抗模型,特别说明了由于环流回路无法实现可靠的源-荷划分,环流回路阻抗模型与已有阻抗模型在推导和检验方式上的区别。进一步改进对数导数判据,结合最优化方法,辨识嵌入闭环阻抗模型分子多项式的闭环系统模式。仿真验证了所提方法的有效性。

关键词:模块化多电平变流器;环流;回路阻抗;稳定性分析;零极点对消

中图分类号:TM46

文献标志码:A

DOI:10.16081/j.epae.202409029

0 引言

新型电力系统呈现高比例可再生能源和高比例电力电子设备的“双高”特征,由电力电子设备控制主导的宽频带振荡问题凸显,严重威胁系统稳定、设备安全和电能质量,已成为电力系统发展中重大技术挑战之一^[1]。模块化多电平变流器(modular multilevel converter, MMC)在高压大容量输配电领域具有良好的工程应用前景^[2]。近年来,实际工程中的大量宽频带振荡事故引起了广泛关注^[3-6]。

由于变流器设备制造厂商倾向于保护其控制参数等隐私,建立闭环系统的状态空间以开展白箱分析在新型电力系统实际应用中愈发困难。阻抗分析法借鉴电气工程领域基础的电路理论,使用电压-电流传递函数(阻抗模型)的频率响应辨识系统模式,系统运行人员可以较便捷地在功率电路按序分量开展频率扫描。严格的理论建模是支撑系统可靠、高效稳定性分析的基础,基于谐波线性化理论的序阻抗建模是宽频带振荡领域的研究热点。

理论上,宽频带振荡问题可以由任一计及控制效应的变流器引发,因此需要对各类变流器进行阻抗建模。有研究借鉴两电平电压源变流器(two-level voltage source converter, TL-VSC)序阻抗建模经验开展MMC阻抗建模,对三相对称运行MMC的交流差模端口建立了二维频率耦合阻抗模型,对MMC的直流共模端口建立了一维阻抗模型^[7-11]并用

于振荡抑制^[12-14]。对比2类过程可以发现,由于TL-VSC各相共用直流母线电容调制而MMC各相使用子模块电容调制,在一阶泰勒展开的线性化分析假设下,MMC阻抗建模需要人为设置 n 阶谐波截断并考虑主动环流控制的影响,计算复杂度高于TL-VSC的阻抗建模。然而,文献[15]从传递函数对系统完整模式可观性的角度分析,借助信号流图,推断对MMC应建立专用于分析交流共模环流回路的阻抗模型,用于辨识已有阻抗模型不可观的模式。

借鉴TL-VSC阻抗建模的经验,从两方面初步认识上述关于MMC推论的合理性:一方面,根据已有研究结论,对于TL-VSC,即便在一侧阻抗建模时严格地考虑对侧动态,交流差模和直流共模阻抗建模不能相互替代,二者均仅对多机互联系统的部分模式可观;另一方面,由于三相共用直流母线电压调制,注入交流共模电压扰动得到的交流共模电流扰动为0,TL-VSC不存在控制主导的交流共模环流动态,即考虑多机互联系统全部交流差模和直流共模阻抗模型可以实现对系统模式绝对的可观性。本文将进一步从经典控制理论的角度论述上述观点。

事实上,在基于谐波线性化的阻抗建模领域,对“可观性”这一经典控制理论基本概念的关注度是严重不足的:由于难以定量计算阻抗模型的零极点并与由状态空间计算得到的系统模式^[16]比较,在开展稳定性分析前,无法理论说明所建立的阻抗模型是否可能因零极点对消而无法用于研究所关注的特定稳定模式。在变流器采用LCL滤波器^[17]和辐射状供电电源等多交-直流回路场景^[18],对可观性的忽视导致了一种研究方式,即将用典型分析方法难以解释的现象判定为某种新型稳定性问题,试图建立更复杂的数学模型解决,但较难揭示问题的本质。特别是对MMC,由于桥臂-子模块电压-电流的迭代调制动态与环流控制是支撑稳态运行不可忽略的基本机

收稿日期:2023-12-07;修回日期:2024-05-14

在线出版日期:2024-10-08

基金项目:南方电网公司科技项目(036000KC23090005 (CGYKJXM20231027))

Project supported by the Science and Technology Project of China Southern Power Grid Corporation(036000KC23090005 (CGYKJXM20231027))

制,加深对可观性的理解,有助于弥补现有阻抗建模的重大缺陷并最终服务于实际工程可靠的稳定分析。

本文主要工作如下:首先基于前期MMC的阻抗建模基础^[8],提供一种交流差模和直流共模闭环回路稳定性分析无法覆盖的工况,论述开发交流共模专用阻抗模型的必要性;其次基于精确的稳态平衡点求解结果,模块化地建立环流回路阻抗模型并使用PSCAD扫频验证,特别强调建模中针对交流共模回路特殊性的解决方案;进一步针对所开发回路阻抗模型存在频率极为接近的零极点对,结合对数导数判据,将模式辨识转化为无约束优化问题,提升模式辨识精度且能较好匹配仿真结果。

1 MMC已有阻抗模型对系统模式的不完全可观性

1.1 研究系统

本文沿用文献[8]研究的背靠背异步联网系统,其平均值模型如图1所示,包含送端MMC(sending-MMC, s-MMC)以及受端MMC(receiving-MMC, r-MMC)。该系统采用变压器抑制交流零序差模动态且充分保留互联端口的交流正、负序差模与直流零序共模动态,适用于机理研究。

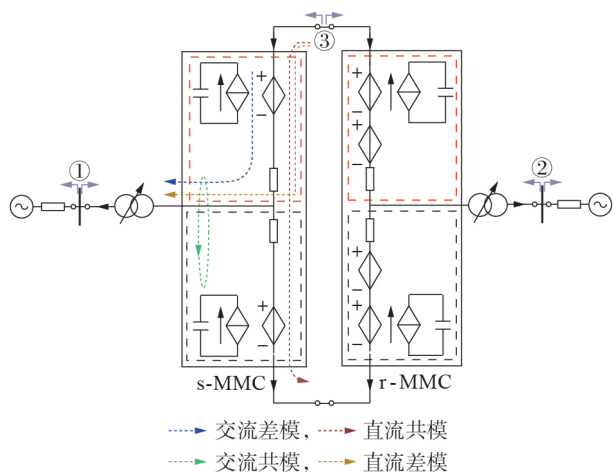


图1 背靠背异步联网系统示意图

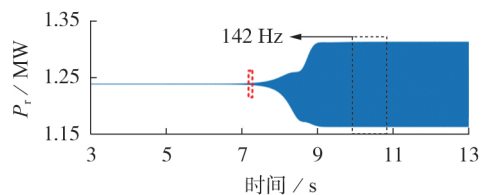
Fig.1 Schematic diagram of back-to-back asynchronous grid interconnection system

MMC控制框图如附录A图A1所示,考虑了跟网型同步方式下除桥臂能量均衡控制以外的典型控制环节^[19]。由于调制比生成环节除以定值1相当于直接进行脉宽调制(pulse width modulation, PWM),各桥臂能量可实现自然均衡。主电路与控制器参数如附录A表A1所示。相比文献[8],s-MMC的控制延时被人为设置为0。

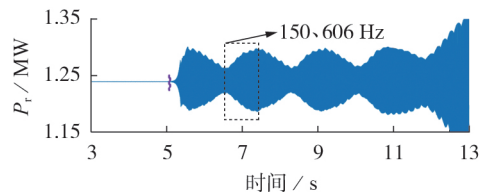
1.2 仿真与基于互联回路阻抗的稳定性判定结果

为强调现有MMC阻抗模型的缺陷,本文首先介

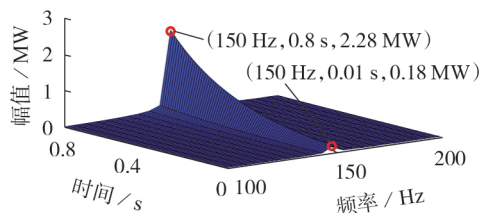
绍一种采用交流差模和直流共模阻抗模型无法判定的失稳工况。具体方式是分别将表A1中2个MMC环流控制比例增益 K_{pccsc} 由0.8增大至1.9或由0.8增大至2.2。不稳定工况的仿真结果如图2所示。图中FFT表示快速傅里叶变换。由图2(a)可知,在功率信号 P_r 中出现了振荡分量。根据文献[8],对于图1所示背靠背异步联网系统,一般认为可以在2个MMC交流差模以及直流共模端口划分源-荷子系统,采用Nyquist判据判定系统稳定性。基于已有阻抗模型的Nyquist曲线如图3所示。由图可知,3条Nyquist曲线的根轨迹均未包围点(-1,0),难以解释仿真结果。



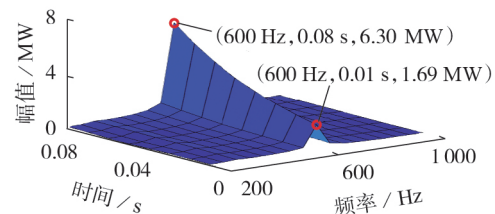
(a) K_{pccsc} 由0.8增大至1.9的时域波形



(b) K_{pccsc} 由0.8增大至2.2的时域波形



(c) K_{pccsc} 由0.8增大至1.9振荡发散阶段的FFT结果



(d) K_{pccsc} 由0.8增大至2.2振荡发散阶段的FFT结果

图2 不稳定工况的仿真结果

Fig.2 Simulative results of unstable operating conditions

分析上述现象,由于文献[8]已采用频率扫描的方式仔细验证了MMC环流控制增益为0.8时的交流差模和直流共模阻抗模型,可以排除建模精度不足导致稳定性误判的因素。此外,尽管有部分开环子系统在MMC环流控制增益为1.9或2.2时已失稳,即应用Nyquist判据时开环系统存在数量未知的右半

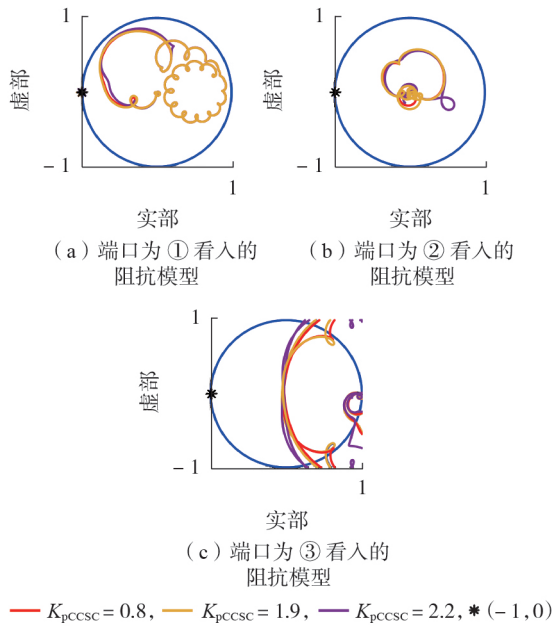


图3 基于已有阻抗模型的Nyquist曲线

Fig.3 Nyquist curves based on existing impedance models

平面极点,但注意到改变环流控制增益对根轨迹的影响十分有限且未观察到有根轨迹逆时针包围点 $(-1,0)$,也不能判定环流增益为1.9和2.2时系统稳定。因此,对出现该仿真波形的合理解释为:在含MMC的背靠背异步联网系统中,交流差模和直流共模回路阻抗模型对系统模式不完全可观,且零极点对消恰好消除了所关注的失稳模式。

1.3 基于可观性视角的研究动机

使用经典控制理论进一步论述以上观点。考虑1个线性化后的线性时不变闭环系统如式(1)所示。

$$\begin{cases} \Delta \dot{x} = A\Delta x + B\Delta u \\ \Delta y = C\Delta x + D\Delta u \end{cases} \quad (1)$$

式中: A 、 B 、 C 、 D 分别为常系数的系统、控制、输出(观测)、直接传递矩阵; x 、 u 、 y 分别为状态、输入、输出矢量,前缀 Δ 为物理量的增量小信号。任一闭环传递函数矩阵 $F_T(s)$ 可由状态空间导出, $F_T(s)$ 的表达式为:

$$F_T(s) = C(sE - A)^{-1}B + D = C \frac{\text{adj}(sI - A)}{\det(sI - A)} B + D \quad (2)$$

式中: $\text{adj}(\cdot)$ 和 $\det(\cdot)$ 分别表示矩阵的伴随矩阵和行列式; E 为单位矩阵。

因此,只有当 $F_T(s)$ 不存在零极点对消时, $F_T(s)$ 分母多项式的根才可以反映系统全部特征值,即传递函数对系统模式完全可观。对于含MMC的系统,状态变量应包括桥臂等效电容电压和电流,而流入互联端口的电流分别是单个桥臂电流交流差模或直流共模分量的倍数。如果图2和现有研究结论能够说明使用单一桥臂电流部分成分构建的阻抗模型可

能对全系统模式不完全可观,即发生了零极点对消,自然可以考虑使用属于MMC非互联端口电流的成分构建闭环传递函数,补充基于互联回路阻抗的稳定性分析结论。

由于本文研究系统使用了变压器,交流零序阻抗模型应为无穷大,因此拟对2个MMC分别建立输出为环流、输入为同频率电压扰动的MMC内部环流回路导纳实现上述目标,而环流回路导纳的倒数即为环流回路阻抗,因此环流回路阻抗的分子多项式可以反映系统模式,与文献[20]结论一致。

此外,对考虑链路延时的MMC系统,文献[20]说明了使用谐波线性化而非状态空间阻抗建模的优势,即在以阻抗频率响应为建模目标的前提下,谐波线性化方法可以避免列写常系数微分方程时无理多项式的近似,因此在开展一个较新的阻抗建模课题之初,可以使用谐波线性化方法得到尽可能精确的阻抗频率响应。

2 基于谐波线性化的MMC环流回路阻抗的建模方法

2.1 建立回路而非端口阻抗的必要性说明

在1.2节判定交流差模回路和直流共模回路所反映的稳定模式时,通常优先考虑建立端口阻抗,这与工程实践中实测验证的需求相关:在常规源-荷划分方式下,荷侧由通常由无源器件构成,较易建模,而源侧由变流器控制主导,是方法正确实现的主要挑战。对应到本文讨论的交流共模回路,荷侧由桥臂电感、电抗组成,但根据MMC的基本原理,去除桥臂电感则MMC无法正常运行,即使理论上可以推导计及频率耦合效应的交流共模端口阻抗,但无法通过频率扫描进行验证。因此,本文拟直接建立MMC一维环流回路阻抗模型,确保在MMC闭环运行时能够可靠验证建模精度。

2.2 MMC环流回路阻抗推导

对图1系统中的任一MMC,考虑到三相对称运行时,6个桥臂调制比标么值 m 、桥臂电流 i 和桥臂子模块电压 v 的序分量各自具备对称性^[21]。因此使用a相上桥臂建模,列写式(3)所示时域方程。

$$\begin{cases} L(di/dt) + Ri = 0.5v_{dc} - v_2 - mv - v_m - v_{pb} & (a) \\ C(dv/dt) = mi & (b) \\ v_1 = kv_2 - L_T[d(2i/k)/dt] & (c) \end{cases} \quad (3)$$

式中: L 、 R 、 C 分别为桥臂电感、电阻和等效电容; v_{dc} 为直流电压; k 为变压器变比; v_1 、 v_2 为变压器两侧电压; L_T 为变压器电感; v_{pb} 为稳态为0的交流共模电压扰动信号; v_m 为系统共模电压,根据文献[8]的说明, v_m 对本文线性化分析结果没有影响,故在以下推导中省略。

将式(3c)代入式(3a),依据文献[8]将时域乘积运算转化为频域中Toeplitz矩阵与另一向量的矩阵乘积运算的基本原则,得到式(4)所示频域稳态方程。

$$\begin{cases} \mathbf{Z}_{\text{LR}}\mathbf{i}=0.5\mathbf{v}_{\text{dc}}-\mathbf{v}_1/k-\mathbf{M}\mathbf{v}-\Delta\mathbf{v}_{\text{pth}} & \text{(a)} \\ \mathbf{Y}_{\text{C}}\mathbf{v}=\mathbf{M}\mathbf{i} & \text{(b)} \end{cases} \quad (4)$$

式中: \mathbf{Z}_{LR} 为桥臂阻抗; $\mathbf{v}_{\text{dc}}、\mathbf{v}_1、\mathbf{v}_{\text{pth}}、\mathbf{v}、\mathbf{i}$ 分别为 $v_{\text{dc}}、v_1、v_{\text{pth}}、v、i$ 向量; \mathbf{M} 为 m 在时域乘积运算转化为频域过程中的Toeplitz矩阵变量; \mathbf{Y}_{C} 为桥臂等效电容导纳矩阵。

文献[8]同时提出了一种MMC多谐波变量频域稳态求解方法,由于改变s-MMC的控制延时不会对稳态工作点产生影响,本文稳态工作点求解结果与文献[8]中表2一致。使用求解结果可以生成 $\mathbf{M}、\mathbf{I}、\mathbf{V}$ ($\mathbf{I}、\mathbf{V}$ 分别为 $i、v$ 在时域乘积运算转化为频域过程中的Toeplitz矩阵变量)。对式(4)开展多谐波线性化可得:

$$\begin{cases} \mathbf{Z}_{\text{LR}}\Delta\mathbf{i}=0.5\Delta\mathbf{v}_{\text{dc}}-\Delta\mathbf{v}_1/k-\mathbf{M}\Delta\mathbf{v}-\mathbf{V}\Delta\mathbf{m}-\Delta\mathbf{v}_{\text{pth}} & \text{(a)} \\ \mathbf{Y}_{\text{C}}\Delta\mathbf{v}=\mathbf{M}\Delta\mathbf{i}+\mathbf{I}\Delta\mathbf{m} & \text{(b)} \end{cases} \quad (5)$$

式中: \mathbf{m} 为 m 向量。

本文拟推导的环流回路阻抗是 $\Delta\mathbf{v}_{\text{pth}}$ 与 $\Delta\mathbf{i}$ 部分元素的传递函数,按式(6)消除各中间变量。

$$\begin{cases} \Delta\mathbf{v}_{\text{dc}}=-3\hat{\mathbf{Z}}_{\text{dc}}\Delta\mathbf{i} & \text{(a)} \\ \Delta\mathbf{v}_1=(2/k)\mathbf{Z}_{\text{g}}\Delta\mathbf{i} & \text{(b)} \\ \Delta\mathbf{m}=\mathbf{B}_i\Delta\mathbf{i}+\mathbf{B}_{v_1}\Delta\mathbf{v}_1+\mathbf{B}_{v_{\text{dc}}}\Delta\mathbf{v}_{\text{dc}}+\mathbf{B}_v\Delta\mathbf{v} & \text{(c)} \end{cases} \quad (6)$$

式中: $\hat{\mathbf{Z}}_{\text{dc}}$ 和 \mathbf{Z}_{g} 分别为描述直流和交流端口动态的谐波传递函数矩阵; $\mathbf{B}_i、\mathbf{B}_{v_1}、\mathbf{B}_{v_{\text{dc}}}$ 和 \mathbf{B}_v 分别为描述采样量 $\Delta\mathbf{i}、\Delta\mathbf{v}_1、\Delta\mathbf{v}_{\text{dc}}$ 和 $\Delta\mathbf{v}$ 对调制比动态 $\Delta\mathbf{m}$ 影响的谐波传递函数矩阵。

式(6)中全部传递函数矩阵的推导方法均可参考文献[8]。相比文献[8],式(6c)中使用矩阵 \mathbf{B}_v 表示 $\Delta\mathbf{m}$ 对 $\Delta\mathbf{v}$ 的贡献,尽管在本文中 $\mathbf{B}_v=0$,但如果MMC采用间接调制配合桥臂能量平衡控制,则 $\mathbf{B}_v\neq 0$,因此考虑 \mathbf{B}_v 的推导可推广性更强。将式(6)代入式(5),整理得到一个 $(2n+1)\times(2n+1)$ 阶导纳矩阵 $\mathbf{Y}_{\text{AC}}^{\text{C,pth}}$,如式(7)所示。

$$\mathbf{Y}_{\text{AC}}^{\text{C,pth}}=-\left[\underbrace{(\mathbf{A}+\mathbf{B}\mathbf{B}_i)+(\mathbf{Y}_{\text{C}}\mathbf{Y}_{\text{LR}}+\mathbf{B}\mathbf{B}_{v_1})(2/k^2)\mathbf{Z}_{\text{g}}}_{\text{交流差模端口动态}}+\underbrace{3(\mathbf{Y}_{\text{C}}\mathbf{Y}_{\text{LR}}-\mathbf{B}\mathbf{B}_{v_{\text{dc}}})\hat{\mathbf{Z}}_{\text{dc}}}_{\text{直流共模端口动态}}\right]^{-1} \quad (7)$$

$$\begin{cases} \mathbf{A}=(\mathbf{Y}_{\text{C}}-\mathbf{I}\mathbf{B}_v)+\mathbf{Y}_{\text{LR}}\mathbf{M}(\mathbf{M}+\mathbf{V}\mathbf{B}_v) \\ \mathbf{B}=\mathbf{Y}_{\text{LR}}[(\mathbf{M}+\mathbf{V}\mathbf{B}_v)\mathbf{I}+(\mathbf{Y}_{\text{C}}-\mathbf{I}\mathbf{B}_v)\mathbf{V}] \end{cases} \quad (8)$$

式中: \mathbf{Y}_{LR} 为 \mathbf{Z}_{LR} 的逆矩阵。

分别提取 $\mathbf{Y}_{\text{AC}}^{\text{C,pth}}$ 的第 $n+2$ 行、第 $n+2$ 列和第 $n-2$

行、第 $n-2$ 列元素,求逆得到一维负、正序环流回路阻抗 $Z_{n,L}^{\text{C}}、Z_{n,L}^{\text{C}}$ 。由于正、负序回路阻抗模型满足共轭对称关系,即二者分子多项式均由每对可观模式所对应的二阶多项式或稳定模式对应的一阶多项式与相同常数增益连乘得到,因此分析正序或负序回路阻抗模型是等价的^[20]。从系统等值的角度考虑,所推导的环流回路阻抗已经充分考虑了其他回路所代表的频率耦合效应,特别是式(7)反映的交、直流端口动态对环流回路阻抗的贡献;对比 $\mathbf{Y}_{\text{AC}}^{\text{C,pth}}$ 与文献[8]中用于求解交流差模或直流共模导纳的矩阵可知,不能将后两者对应位置元素视为环流回路阻抗,突出了本节推导的必要性。

2.3 频率扫描验证

区别于已往使用阻抗扫频装置验证建模精度,考虑到在1台已搭建好MMC物理样机的环流回路中再加入1个小功率变流器注入电压扰动十分不便且易引起测量误差,本文采用PSCAD仿真验证建模方法的合理性:以负序环流回路阻抗 $Z_{n,L}^{\text{C}}$ 为例,在一闭环运行MMC的环流回路中加入1组上下桥臂谐波电压相位相同、大小一致,且三相谐波电压相位互差 120° 的负序共模电压谐波扰动,采集相同频率的电流谐波得到传递函数的频率响应。

为求解回路阻抗矩阵的频率响应,可以将特定正序差模谐波频率 f_p 代入Laplace算子 s 再代入各传递函数矩阵中,逐频率进行矩阵运算。s-MMC的负序环流回路阻抗 $Z_{n,L}^{\text{C}}$ 、r-MMC的负序环流回路阻抗 $Z_{n,L}^{\text{C}}$ 的频率扫描与理论推导结果的对比如图4所示。由图可知,理论推导的精度极高。此外,在频率扫描验证中应特别注意,理论推导中 s 代表的正序差模谐波频率与频率扫描使用的负序共模谐波频率存在基波频率 f_1 的频移。

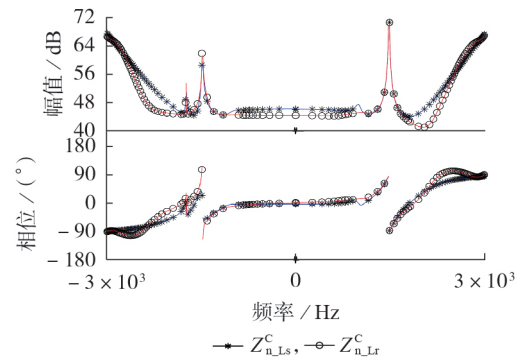


图4 环流回路阻抗建模验证

Fig.4 Validation of loop impedance modeling of circulating current

3 稳定模式辨识

3.1 对数导数判据

$Z_{n,L}^{\text{C}}$ 可以写作零极点形式,如式(9)所示。

$$Z_{n,L}^c(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{\prod_{o=1}^{o_z} a_{z_o}(s-z_{o'})}{\prod_{o'=1}^{o_p} a_{p_{o'}}(s-p_{o'})} \quad (9)$$

式中： $N(s)$ 、 $D(s)$ 分别为零点、极点传递函数； $z_{o'}$ 、 $p_{o'}$ 分别为第 o 个零点、第 o' 个极点； o_z 、 o_p 分别为零点、极点总数； a_{z_o} 、 $a_{p_{o'}}$ 分别为 $z_{o'}$ 、 $p_{o'}$ 增益。

文献[20]提出了一种基于传递函数对数导数的零/极点估算方法，具体步骤如下：

1) 选择目标频率范围并采用足够小的步长采样，获取足够多的传递函数频率响应；

2) 使用差分法求取传递函数对数导数的频率响应并分离实、虚部；

3) 若某一频率传递函数对数导数的实部正向穿越横轴而虚部存在近似极小值，则判断系统存在失稳模式，并可使用对数导数虚部的横、纵坐标估算失稳模式的频率、阻尼。

以上步骤是从含单个零极点的一阶多项式结合“对数运算将多项式乘除运算转化为加减运算”这一基本性质推出的。尽管对数导数虚部关于频率存在二阶负倒数关系，可以使峰值附近频率的对数导数虚部值相比峰值迅速下降，但只有当零极点虚部间隔足够大时，才可以避免局部频率范围内零极点的耦合作用^[20]。

经测试，本文研究的 $Z_{n,L}^c$ 出现了2种含失稳模式的零极点分布，如图5所示。文献[20]的失稳模式估算方法对图5(a)中的单零点情况有效，但对图5(b)中的零极点对情况仅能初步判断其存在失稳模式。需要注意的是，图5(b)中零极点明显的耦合作用

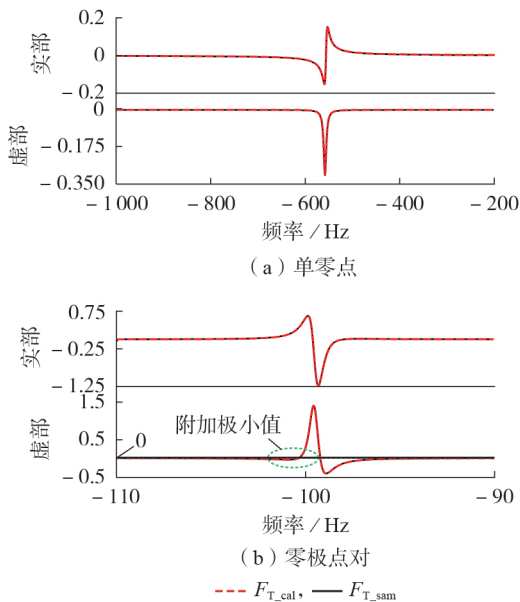


图5 失稳模式辨识

Fig.5 Unstable mode identification

用使对数导数虚部出现一个额外的极小值，该极小值并不代表新增失稳模式，因此亟需开发适用于零极点对的失稳模式估算方法。

3.2 基于无约束优化的失稳模式辨识

将以图5(b)为代表的零极点的对数导数对视为一个关于零极点和目标频率的函数 F_{T_cal} ，根据对数导数性质^[20]， F_{T_cal} 的实部 $F_{T_cal}^{Re}$ 和虚部 $F_{T_cal}^{Im}$ 有如下解析形式。

$$\begin{cases} F_{T_cal}^{Re}(x, \omega) = \frac{\omega - \omega_z}{(\omega - \omega_z)^2 + a_z^2} - \frac{\omega - \omega_p}{(\omega - \omega_p)^2 + a_p^2} \\ F_{T_cal}^{Im}(x, \omega) = \frac{-a_z}{(\omega - \omega_z)^2 + a_z^2} - \frac{-a_p}{(\omega - \omega_p)^2 + a_p^2} \end{cases} \quad (10)$$

$$x = \{\omega_z, a_z, \omega_p, a_p\} \quad (11)$$

式中： ω 为角频率； ω_z 、 ω_p 分别为零点、极点角频率； a_z 、 a_p 分别为零点、极点增益。从理论推导的对数导数频率响应 F_{T_sam} 的实部 $F_{T_sam}^{Re}$ 和虚部 $F_{T_sam}^{Im}$ 中分别采集 n_1 个点，构造目标函数 $f(x)$ ，如式(12)所示。

$$f(x) = \sum_{n=1}^{n_1} \left[\left(F_{T_cal}^{Re}(x, n) - F_{T_sam}^{Re}(n) \right)^2 + \left(F_{T_cal}^{Im}(x, n) - F_{T_sam}^{Im}(n) \right)^2 \right] \quad (12)$$

因此，零极点辨识问题转化为选定频率下 $f(x)$ 的最小化问题，可以使用成熟的无约束优化算法快速求解。图5展示了将解出的待求变量和目标频率代入 F_{T_cal} 后与 F_{T_sam} 的对比结果，表明了所提方法有利于实现极高精度的失稳模式辨识。

3.3 失稳模式辨识精度验证

采用灵敏度分析的方式解释环流控制比例增益由1.3变化至2.3时，2个MMC环流回路阻抗可观测模式的变化，如图6所示。由图可知，对于s-MMC，始终未观测到不稳定模式；对于r-MMC，使用3.1节以及3.2节的方法，当增益增大至1.9时，系统能够辨识出1个不稳定模式 $0.61+2\pi \times (-j99.31)$ ；当增益增大至2.3时，系统能够辨识出2个不稳定模式，分别为不稳定模式1($3.26+2\pi \times (-j556.70)$)、不稳定模式2($0.78+2\pi \times (-j99.22)$)。因此，随着环流控制比例增益的增大，出现了2个不稳定模式，且初步判断均与r-MMC密切相关。需要注意的是，由于建模时以正序差模谐波频率代入 s 推导理论频率响应，而图2(a)中展示的是零序共模信号的波形，再考虑到振荡过程中振荡频率的时变特性^[22]，所辨识的振荡频率和发散率可较理想地解释图2(a)仿真波形的稳态频率和依据图2(b)测量得到的发散率。

对于负阻尼模式 $3.26+2\pi \times (-j556.70)$ 的产生原因，经测试，将在r-MMC的链路延时减小后消失，因此推测链路延时对不稳定模式的参与因子较大，符合现有对含MMC系统高频振荡的机理一般认

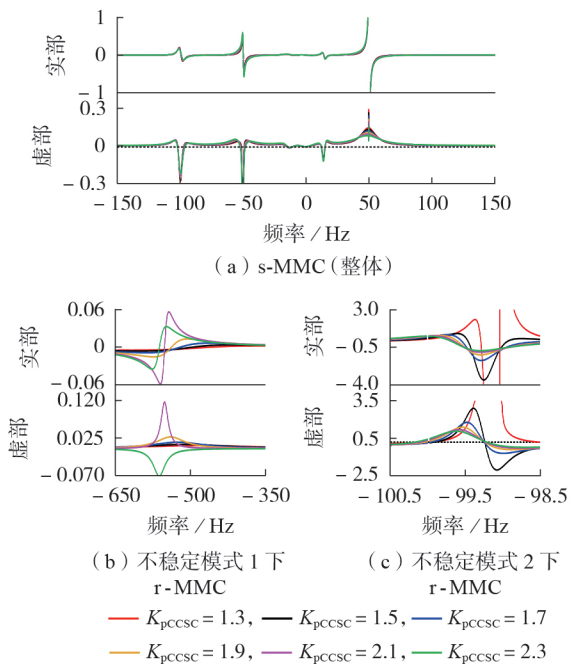


图6 零极点对灵敏度分析

Fig.6 Sensitivity analysis on zero-pole

知^[3-6]。但由于负阻尼模式 $0.78+2\pi\times(-j99.22)/0.61+2\pi\times(-j99.31)$ 的产生原因十分复杂,带宽较低的外环控制、锁相环或 MMC 桥臂动态对模式的参与因子均可能足够大,需要在未来进一步深入研究以指导系统的合理设计方案。

4 结论

本文揭示了现有阻抗建模-分析领域的 1 个本质缺陷,即对 MMC 类比 TL-VSC,仅考虑使用互联回路的阻抗模型进行稳定性分析。本文所得结论如下:

1) 澄清了 MMC 互联回路阻抗对闭环系统全部模式“不完全可观”,仅依据互联回路阻抗进行稳定性分析可能导致稳定性漏判;

2) 通过理论分析,证实了内部环流回路阻抗可以分析互联回路阻抗不可观的模式,基于谐波线性化方法推导了内部环流回路阻抗的频率响应;

3) 使用无优化约束改进了对数导数判据,可用于传递函数中有 1 对零、极点频率十分接近的情况,并可足够精确地辨识系统模式。

需要说明的是,本文讨论的是一类稳定性“机制”问题,合理的 MMC 环流控制器设计方案(如减小链路延时、增大环流控制增益以为桥臂引入虚拟电阻)无法从根源上规避这类问题的发生,具体可以参考式(7)所示互联端口动态对环流回路阻抗的影响,这种影响在系统设计时是较难考虑的。推荐系统各类主体理解并掌握本文的建模-分析方法,在开展互联系统稳定性分析前合理校验系统“内部”模态引发

的失稳风险。研究工作将有助于推动基于阻抗模型的宽频带振荡分析方法在新型电力系统中的可靠应用。

附录见本刊网络版(<http://www.epae.cn>)。

参考文献:

- [1] 辛保安. 新型电力系统与新型能源体系[M]. 北京:中国电力出版社,2023:45-46.
- [2] LESNICAR A, MARQUARDT R. An innovative modular multi-level converter topology suitable for a wide power range[C]// 2003 IEEE Bologna Power Tech Conference Proceedings. Bologna, Italy: IEEE, 2003: 1-6.
- [3] 高磊, 吕敬, 蔡旭. 如东海上风电柔直送出系统的中频振荡特性分析[J]. 电网技术, 2023, 47(9): 3495-3509. GAO Lei, LÜ Jing, CAI Xu. Analysis of mid-frequency oscillation characteristics in Rudong MMC-HVDC system for offshore wind farms[J]. Power System Technology, 2023, 47(9): 3495-3509.
- [4] 杜镇宇, 阳岳希, 季柯, 等. 张北柔直工程高频谐波振荡机理与抑制方法研究[J]. 电网技术, 2022, 46(8): 3066-3075. DU Zhenyu, YANG Yuexi, JI Ke, et al. High frequency harmonic resonance and suppression in Zhangbei Project[J]. Power System Technology, 2022, 46(8): 3066-3075.
- [5] 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.
- [6] LI Y F, AN T, ZHANG D, et al. Analysis and suppression control of high frequency resonance for MMC-HVDC system[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2021, 36(6): 3867-3881.
- [7] ZHAO C B, JIANG Q R. Impedance-based AC/DC terminal modeling and analysis of the MMC-BTB system[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2024, 39(1): 542-554.
- [8] 赵崇滨, 姜齐荣, 冯海全, 等. 基于 MMC 的背靠背异步联网系统宽频带频率耦合阻抗模型及小信号稳定性分析[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(10): 3691-3704. ZHAO Chongbin, JIANG Qirong, FENG Haiquan, et al. Frequency-coupling impedance model and small-signal stability analysis of the MMC-based back-to-back asynchronous grid interconnection system[J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(10): 3691-3704.
- [9] 毛光亮, 彭乔, 舒稷, 等. MMC-HVDC 直流侧阻抗模型简化方法[J]. 电力自动化设备, 2022, 42(8): 229-234. MAO Guangliang, PENG Qiao, SHU Ji, et al. DC-side impedance model simplification method of MMC-HVDC[J]. Electric Power Automation Equipment, 2022, 42(8): 229-234.
- [10] 陆秋瑜, 杨银国, 郑建平, 等. 功率同步控制的模块化多电平变流器阻抗建模及谐振稳定性分析[J]. 电力自动化设备, 2022, 42(8): 160-166. LU Qiuyu, YANG Yinguo, ZHENG Jianping, et al. Impedance modeling and resonance stability analysis of modular multilevel converter with power synchronization control[J]. Electric Power Automation Equipment, 2022, 42(8): 160-166.
- [11] 吕敬, 蔡旭, 张建文. 模块化多电平换流器的交直流侧阻抗模型[J]. 电力自动化设备, 2017, 37(1): 131-136, 143. LÜ Jing, CAI Xu, ZHANG Jianwen. AC- and DC-side impedance models of modular multilevel converter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2017, 37(1): 131-136, 143.
- [12] 刘春震, 徐海亮, 高铭琨, 等. 基于 C 型滤波器的 MMC 高频振荡抑制及参数设计方法[J]. 电力系统自动化, 2023, 47(8):

- 206-215.
- LIU Chunzhen, XU Hailiang, GAO Mingkun, et al. High-frequency oscillation suppression and parameter design method for modular multilevel converter based on C-type filter[J]. Automation of Electric Power Systems, 2023, 47(8): 206-215.
- [13] 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.
- [14] 李国庆, 王延旭, 辛业春, 等. 基于附加级联陷波滤波器的MMC-HVDC多频段谐振抑制策略[J]. 电力自动化设备, 2023, 43(4): 10-15.
- LI Guoqing, WANG Yanxu, XIN Yechun, et al. Multi-band resonance suppression strategy for MMC-HVDC based on additional cascaded notch filters[J]. Electric Power Automation Equipment, 2023, 43(4): 10-15.
- [15] 赵崇滨, 姜齐荣. 阻抗法分析背靠背变流器稳定性的释义与推广[J]. 高电压技术, 2023, 49(9): 3988-4001.
- ZHAO Chongbin, JIANG Qirong. Paraphrase and extension of impedance analysis on the stability of back-to-back converters[J]. High Voltage Engineering, 2023, 49(9): 3988-4001.
- [16] 李永刚, 褚文从, 刘华志. 虚拟同步直驱风电场经MMC-HVDC并网的低频振荡特性分析[J]. 电力自动化设备, 2023, 43(9): 186-193.
- LI Yonggang, CHU Wencong, LIU Huazhi. Low-frequency oscillation characteristic analysis of grid-connected VSG-PMSG via MMC-HVDC system[J]. Electric Power Automation Equipment, 2023, 43(9): 186-193.
- [17] HE Y Y, WANG X H, PAN D H, et al. An ignored culprit of harmonic oscillation in LCL-type grid-connected inverter: resonant pole cancellation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(12): 14282-14294.
- [18] SUN J. Two-port characterization and transfer immittances of AC-DC converters—part I: modeling[J]. IEEE Open Journal of Power Electronics, 2021, 2: 440-462.
- [19] RAHMAN M H. Development and validation of offline and real-time user-defined models of alternative MMC configurations[R]. Cumbernauld, the UK: the National HVDC Centre, 2018.
- [20] ZHAO C B, JIANG Q R, GUO Y X. Revisiting Nyquist-like impedance-based criteria for converter-based AC system[J/OL]. CSEE Journal of Power and Energy Systems. (2023-03-16)[2024-06-16]. <https://ieeexplore.ieee.org/document/10684516>. DOI:10.17775/CSEEJPES.2023.03380.
- [21] SUN J, LIU H C. Sequence impedance modeling of modular multilevel converters[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2017, 5(4): 1427-1443.
- [22] ZHAO C B, JIANG Q R. New perspectives and systematic approaches for analyzing negative damping-induced sustained oscillation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2024, 39(1): 361-373.

作者简介:

赵崇滨(1997—),男,博士,主要研究方向为新型电力系统稳定性分析、电能质量分析与控制和电力电子变压器系统设计(**E-mail**: zhaocb15@gmail.com);

姜齐荣(1968—),男,教授,博士研究生导师,博士,主要研究方向为柔性输配电技术、电能质量分析与控制、新能源发电/分布式发电技术(**E-mail**: qrjiang@tsinghua.edu.cn)。

(编辑 王欣竹)

Loop impedance modeling and stability analysis for circulating current of modular multilevel converter

ZHAO Chongbin, JIANG Qirong

(State Key Laboratory of Control and Simulation of Power System and Generation Equipment, Department of Electrical Engineering, Tsinghua University, Beijing 100084, China)

Abstract: At present, when using impedance method to analyze broadband oscillation, only the impedance model of interconnected electrical circuit is usually established for modular multilevel converter (MMC). Even if the influence of MMC AC common mode circulating current dynamics is considered in relevant researches, it is insufficient from the perspective of the observability of transfer functions to system modes. Therefore, based on the harmonic linearization theory, one-dimensional closed-loop circulating loop impedance model of MMC considering the frequency coupling effect is derived. In particular, the differences in derivation and verification methods between the circulating circuit loop impedance model and the existing impedance model are explained due to the inability of reliable source-load partition for the circulating circuit. Furthermore, the logarithmic derivative criterion is improved, and the optimization method is combined to identify the closed-loop system mode embedded in the closed-loop impedance model numerator polynomial. The effectiveness of the proposed method is verified through simulation.

Key words: modular multilevel converter; circulating current; loop impedance; stability analysis; zero-pole cancellation

附录 A

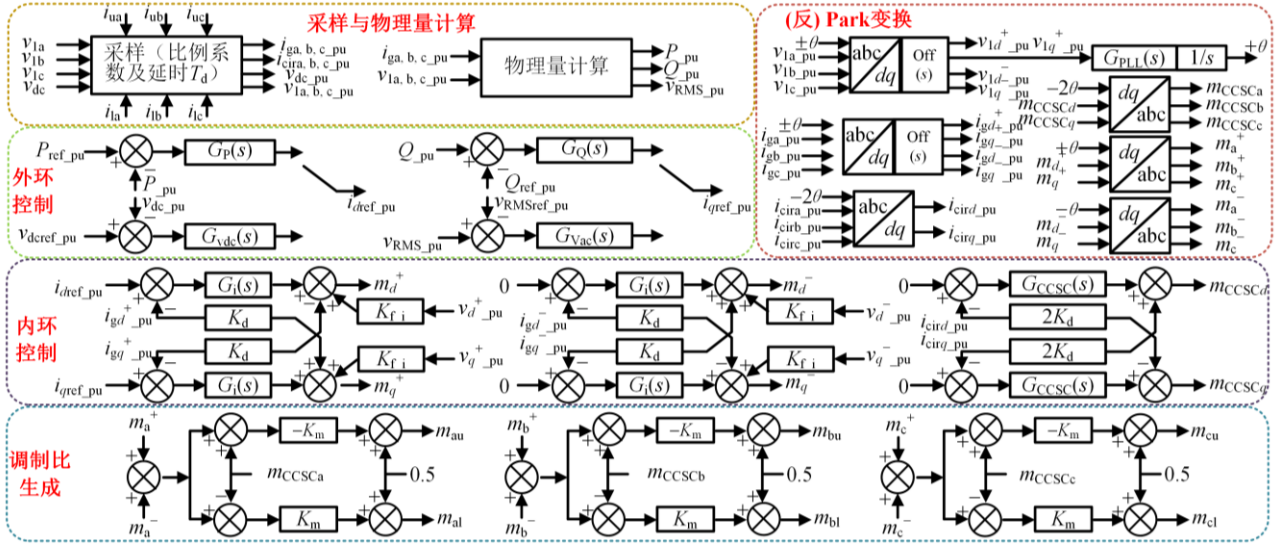


图 A1 实际异步联网系统中使用的稳态控制结构

Fig.A1 Steady-state control structure applied in the real asynchronous grid-connected system

表 A1 主电路与控制器参数

Table A1 Parameters of the main circuit and the controller

类别	物理量/名称	符号	数值 (单位)
基值	容量, 电压	$S_b, V_{acb}/V_{dcb}$	1380MVA, 525/840kV
网侧参数	电压(a相)	$v_{r,r}, v_{r,s}$	$542.3 \angle 82^\circ, 620.2 \angle 90^\circ$
	网侧电感, 电阻	$L_{g,r}, L_{g,s}, R_{g,r}, R_{g,s}$	100mH, 0, 0, 40Ω
变流器参数	桥臂电感, 电阻	L, R	140mH, 0.1Ω
	桥臂等效电容	$C=C_{arm}/N_{arm}$	$22=(11000/500) \mu F$
变压器参数	变比	$k=V_{T1}/V_{T2}$	$1.2007=525/437.23$
	漏抗	X_T	0.14 pu
有功功率(s), 无功功率(s)参考值		$P^* s, Q^* s, Q^* r$	1250MW, 0MVA, 200MVA
	有功功率控制	G_p	$1 + 1/0.01s$
控制器参数	无功功率控制	G_q	$1 + 1/0.01s$
	直流电压控制	G_{dc}	$10 + 1/0.05s$
(G=Kp+1/sTi)	PLL	G_{PLL}	$300 + 1/0.0005s$
	基波正负序电流控制	G_i	$0.35 + 1/0.0005s$
	环流控制	G_{CCSC}	$0.8 + 1/0.01s$
	总延时 (dq)	T_{dr}, T_{ds}	$460\mu s, 0\mu s$