

引用格式:冯铮,李慧,范新桥,等.含微分平坦控制的柔直输电系统稳定性分析[J].电力科学与技术学报,2024,39(4):42-52.

Citation:FENG Zheng, LI Hui, FAN Xinqiao, et al. Stability analysis of flexible direct current transmission system with differential flatness control[J]. Journal of Electric Power Science and Technology, 2024, 39(4): 42-52.

含微分平坦控制的柔直输电系统稳定性分析

冯 铮, 李 慧, 范新桥, 刘思嘉, 祁 鲲

(北京信息科技大学自动化学院, 北京 100192)

摘 要:交流系统不对称运行时换流站控制参数不合理的取值会影响柔性直流输电系统稳定运行。为此,首先提出不对称工况下含微分平坦控制的换流站小信号模型,同时结合模块化多电平换流器(modular multilevel converter, MMC)内部特性、环流抑制器以及直流线路等各子部分的动态模型,建立两端柔性直流输电系统全局小信号模型;然后在此基础上,依据微分平坦控制器内、外环控制参数根轨迹的变化情况,分析其对系统稳定性的影响,确定其合理取值范围;最后在PSCAD/EMTDC中搭建含微分平坦控制的两端柔性直流输电测试系统,验证所提小信号模型以及结论的正确性,为实际工程中控制器参数整定提供理论依据。

关 键 词:不对称工况;柔性直流输电;微分平坦控制;稳定性建模;参数分析

DOI:10.19781/j.issn.1673-9140.2024.04.005 **中图分类号:**TM731 **文章编号:**1673-9140(2024)04-0042-11

Stability analysis of flexible direct current transmission system with differential flatness control

FENG Zheng, LI Hui, FAN Xinqiao, LIU Sijia, QI Kun

(School of Automation, Beijing Information Science & Technology University, Beijing 100192, China)

Abstract: When an AC system operates asymmetrically, unreasonable control parameter values at the converter station can affect the stable operation of the flexible DC transmission system. Therefore, a small-signal model of the converter station with differential flatness control under asymmetric conditions is proposed. Simultaneously, combining the internal characteristics of the modular multilevel converter (MMC) with the dynamic models of various subsystems such as the circulating current suppressor and the DC line, a global small-signal model for the two-terminal flexible DC transmission system is established. Based on this, the impact of the control parameters on system stability is analyzed by the changes in the root locus of the inner and outer loops of the differential flatness controller, and determine their reasonable value ranges. Finally, a two-terminal flexible DC transmission test system with differential flatness control in the PSCAD/EMTDC is built to verify the correctness of the proposed small-signal model and conclusions, providing a theoretical basis for controller parameter tuning in practical engineering.

Key words: asymmetric grid condition; flexible direct current transmission; differential flatness control; stability modeling; parameter analysis

模块化多电平换流器(modular multilevel converter, MMC)因具有开关频率高、谐波含量低、冗余性能好^[1-2]以及输送能力强等优势,被广泛应用于高压直流(high voltage direct current, HVDC)输电系统之中^[3-5]。然而,与传统的电压源型换流器相比,MMC内部电路拓扑结构复杂、控制难度较大,尤其是当

交流电网出现参数不对称、负荷不平衡或者电压不平衡等情况引起交流系统不对称时,MMC阀侧电压会产生较大的负序分量,对换流设备的安全带来挑战^[6-7];同时,还会造成换流站与交流系统之间功率出现二倍频脉动,使得交流系统在对称工况下设计的控制器不适应不对称工况且性能恶化^[8],这对

收稿日期:2023-09-01;修回日期:2023-11-14

基金项目:北京市自然科学基金(3232045)

通信作者:李 慧(1976—),女,博士,教授,主要从事柔性直流输电稳定与控制、新能源发电技术等研究;E-mail:lhbxy@bistu.edu.cn

柔直系统的稳定控制和性能提出了更高要求。因此,有必要开展交流系统不对称工况下 MMC-HVDC 输电系统稳定性研究,分析其控制器参数的合理范围。

目前,大多数学者集中在交流系统正常运行工况下的柔性直流输电系统稳定性建模研究^[9-14],少数学者开展了单端 MMC 系统在不对称工况下的稳定性分析和两端 MMC-HVDC 输电系统在不对称工况下的控制策略研究^[15]。文献[16]提出了含不同电气量的 MMC 动态模型,探究了多变量保护控制算法中控制参数对 MMC 系统运行工况造成的影响,但未分析系统动态特性的根本影响因素;文献[17]提出一种交流不对称工况下 MMC 换流站的小信号模型,利用参与因子分析法提取影响小信号稳定性的关键模态;文献[18]推导了交流系统不对称时含有桥臂环流与子模块电容电压波动的 MMC 动态模型;文献[19]基于对角占优理论,提出了不对称工况下 MMC 多人多出阻抗的稳定性建模及其降维方法,能够精确刻画多频耦合特性以及序耦合特性。但是,上述文献仅少数考虑换流站控制系统参数对稳定性的影响,且多数采用传统 PI 控制策略。文献[20]在证明两端 MMC-HVDC 系统输出具有平坦性特点的基础上,提出一种向无源网络供电的 MMC-HVDC 微分平坦控制器,该控制器结构简单、输出波动小,当交流电网不对称运行时,它能抑制 MMC-HVDC 系统中负序电流、直流侧电压和无功率的变化。除此之外,微分平坦控制器也被应用于不平衡电网条件下统一电能质量调节器^[21]、Buck 变换器^[22]等控制策略方面。

本文引入微分平坦控制策略,交流不对称工况下推导出两端 MMC-HVDC 输电系统小信号稳定性模型,包含基于微分平坦控制的换流站、MMC 内部特性、环流抑制器以及直流线路等各子部分的动态模型;利用 PSCAD/EMTDC 搭建两端 MMC-HVDC 输电测试系统,验证微分平坦控制策略的有效性和小信号模型的正确性,并详细分析微分平坦控制器参数对系统小信号稳定性的影响。

1 交流不对称工况下 MMC-HVDC 输电系统小信号建模

1.1 MMC 主电路小信号建模

MMC 拓扑结构如图 1 所示,其中,子模块采用

半桥控制的独立相单元, R_{arm} 为桥臂电阻, L_{arm} 为桥臂电感, R_f 为交流侧等效电阻, L_f 为交流侧等效电感,交流侧三相电压 u_{si} 和电流 i_{si} (i 为 a、b、c) 为 MMC 输入,直流电压 U_{dc} 和电流 I_{dc} 为输出。当交流系统不对称运行时,桥臂电流和子模块电容电压的谐波成分比正常运行时更为复杂,导致 MMC 主电路小信号模型也变得复杂。

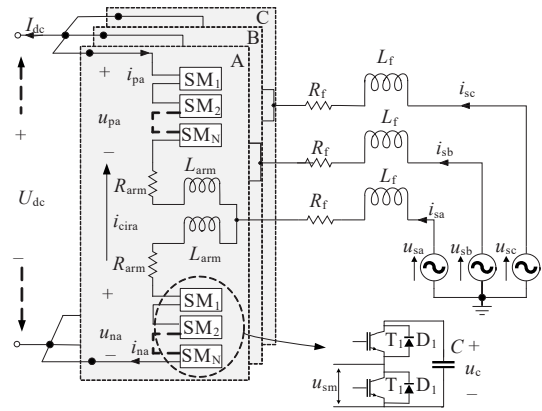


图 1 MMC 基本结构

Figure 1 Basic structure of MMC

以 a 相为例,上、下桥臂电流表达式为

$$\begin{cases} i_{pa} = I_{dca} - \frac{1}{2} I_s^+ \sin(\omega t + \beta_1^+) - \frac{1}{2} I_s^- \sin(\omega t + \beta_1^-) + I_{cir}^+ \sin(2\omega t + \beta_2^+) + I_{cir}^- \sin(2\omega t + \beta_2^-) + I_{cir}^0 \sin(2\omega t + \beta_2^0) \\ i_{na} = I_{dca} + \frac{1}{2} I_s^+ \sin(\omega t + \beta_1^+) + \frac{1}{2} I_s^- \sin(\omega t + \beta_1^-) + I_{cir}^+ \sin(2\omega t + \beta_2^+) + I_{cir}^- \sin(2\omega t + \beta_2^-) + I_{cir}^0 \sin(2\omega t + \beta_2^0) \end{cases} \quad (1)$$

式中, I_s^+ 和 β_1^+ 、 I_s^- 和 β_1^- 分别为基频正、负序交流电流的幅值和相角; I_{cir}^+ 和 β_2^+ 、 I_{cir}^- 和 β_2^- 、 I_{cir}^0 和 β_2^0 分别为桥臂环流二倍频正、负、零序分量的幅值和相角; I_{dca} 为 a 相桥臂直流分量。

以 a 相为例,上、下桥臂子模块电容电压为

$$\begin{cases} u_{cp} = U_{ca} + U_{c,1}^+ \sin(\omega t + \theta_1^+) + U_{c,1}^- \sin(\omega t + \theta_1^-) + U_{c,1}^0 \sin(\omega t + \theta_1^0) + U_{c,2}^+ \sin(\omega t + \theta_2^+) + U_{c,2}^- \sin(\omega t + \theta_2^-) + U_{c,2}^0 \sin(\omega t + \theta_2^0) \\ u_{cn} = U_{ca} - U_{c,1}^+ \sin(\omega t + \theta_1^+) - U_{c,1}^- \sin(\omega t + \theta_1^-) - U_{c,1}^0 \sin(\omega t + \theta_1^0) + U_{c,2}^+ \sin(\omega t + \theta_2^+) + U_{c,2}^- \sin(\omega t + \theta_2^-) + U_{c,2}^0 \sin(\omega t + \theta_2^0) \end{cases} \quad (2)$$

式中, $U_{c,1}^+$ 和 θ_1^+ 、 $U_{c,1}^-$ 和 θ_1^- 、 $U_{c,1}^0$ 和 θ_1^0 分别为子模块

电容基频正、负、零序电压的幅值和相角； U_{c2}^+ 和 θ_2^+ 、 U_{c2}^- 和 θ_2^- 、 U_{c2}^0 和 θ_2^0 分别为子模块电容二倍频正、负、零序电压的幅值和相角； U_{ca} 为a相子模块电容电压直流分量。

将式(1)、(2)分别代入开关函数表达式中，经派克变换处理后得到三相桥臂电流各分量在 $d-q$ 坐标上的状态空间方程，详细推导过程参见文献[23]。状态空间方程在运行点处线性化后，得到不对称工况下反映MMC内部动态的小信号模型：

$$\Delta \dot{\mathbf{x}}_{m1} = \mathbf{A}_{m1} \Delta \mathbf{x}_{m1} + \mathbf{B}_{m1} \Delta \mathbf{u}_{m1} \quad (3)$$

$$\Delta \mathbf{x}_{m1} = [\Delta \bar{U}_{ca}, \Delta \bar{U}_{cb}, \Delta \bar{U}_{cc}, \Delta u_{c1d}^+, \Delta u_{c1q}^+, \Delta u_{c1d}^-, \Delta u_{c1q}^-, \Delta u_{c2d}^0, \Delta u_{c2q}^0, \Delta u_{c2d}^+, \Delta u_{c2q}^+, \Delta u_{c2d}^-, \Delta u_{c2q}^-, \Delta i_{dca}, \Delta i_{dcb}, \Delta i_{dcc}, \Delta i_{sd}^+, \Delta i_{sq}^+, \Delta i_{sd}^-, \Delta i_{sq}^-, \Delta i_{cir}^+, \Delta i_{cir}^-, \Delta i_{cir}^0, \Delta i_{cir}^0]^T$$

$$\Delta \mathbf{u}_{m1} = [\Delta u_{cd}^+, \Delta u_{cq}^+, \Delta u_{cd}^-, \Delta u_{cq}^-, \Delta u_{cir}^+, \Delta u_{cir}^-, \Delta u_{sd}^+, \Delta u_{sq}^+, \Delta u_{sd}^-, \Delta u_{sq}^-, \Delta \omega]^T$$

式中， $\Delta \mathbf{x}_{m1}$ 、 $\Delta \mathbf{u}_{m1}$ 分别为状态、输入变量矩阵； $\Delta \bar{U}_{ca}$ 、 $\Delta \bar{U}_{cb}$ 、 $\Delta \bar{U}_{cc}$ 均为子模块电容电压直流分量增量； Δu_{c1d}^+ 和 Δu_{c1q}^+ 、 Δu_{c1d}^- 和 Δu_{c1q}^- 、 Δu_{c2d}^0 和 Δu_{c2q}^0 、 Δu_{c2d}^+ 和 Δu_{c2q}^+ 、 Δu_{c2d}^- 和 Δu_{c2q}^- 分别为子模块电容电压基频正、负、零序 $d-q$ 分量的增量； Δu_{c2d}^+ 和 Δu_{c2q}^+ 、 Δu_{c2d}^- 和 Δu_{c2q}^- 、 Δu_{c2d}^0 和 Δu_{c2q}^0 分别为子模块电容电压二倍频正、负、零序 $d-q$ 分量的增量； Δi_{dca} 、 Δi_{dcb} 、 Δi_{dcc} 分别为三相桥臂电流的直流分量增量； Δi_{sd}^+ 和 Δi_{sq}^+ 、 Δi_{sd}^- 和 Δi_{sq}^- 分别为桥臂电流的正、负序 $d-q$ 分量增量； Δi_{cir}^+ 和 Δi_{cir}^- 、 Δi_{cir}^0 和 Δi_{cir}^0 分别为环流的正、负序 $d-q$ 分量增量； Δi_{cir}^0 和 Δi_{cir}^0 分别为零序环流横、纵向分量增量； Δu_{cd}^+ 和 Δu_{cq}^+ 、 Δu_{cd}^- 和 Δu_{cq}^- 分别为微分平坦控制器正、负序控制电压 $d-q$ 分量增量； Δu_{cir}^+ 、 Δu_{cir}^- 分别为环流抑制器控制电压 $d-q$ 分量增量； Δu_{sd}^+ 和 Δu_{sq}^+ 、 Δu_{sd}^- 和 Δu_{sq}^- 分别为交流侧正、负序电压 $d-q$ 分量增量； $\Delta \omega$ 为锁相环输出角频率增量； \mathbf{A}_{m1} 、 \mathbf{B}_{m1} 均为系数矩阵，推导过程参见文献[23]。

1.2 含微分平坦策略的MMC控制系统小信号建模

基于微分平坦理论的两端MMC-HVDC输电系统整流站采用定直流电压和无功功率控制，逆变站采用定有功和无功功率控制。两端的控制系统均由正序和负序微分平坦控制器、锁相环、相序测量环节与环流抑制器等几部分组成，各部分的逻辑关系如图2所示。以整流站为例，本文着重介绍提出的基于微分平坦理论的MMC控制系统小信号建模过程，逆变站的差别仅在于外环控制器不同，其余锁相环、相序测量环节以及环流抑制器的小信号建模详见文献[23-24]。

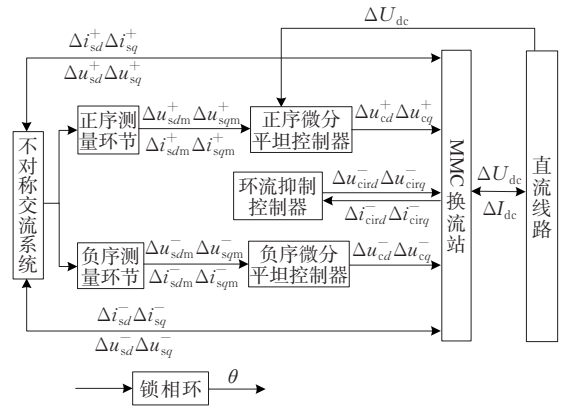


图2 含微分平坦控制的MMC-HVDC直流输电逻辑

Figure 2 Logic diagram of MMC-HVDC with differential flatness control

1.2.1 定直流电压整流站的正序微分平坦控制器

对于特定的非线性系统而言，设定输出变量为 y ，若此系统的所有状态变量 x 和输入变量 u 都能由这组输出变量 y 及其 n 阶导数表示，则该系统具有微分平坦性^[25]。文献[20]证明了两端MMC-HVDC系统内、外环控制均具有平坦性，为平坦输出。整流站正序微分平坦控制器的控制框图如图3所示。

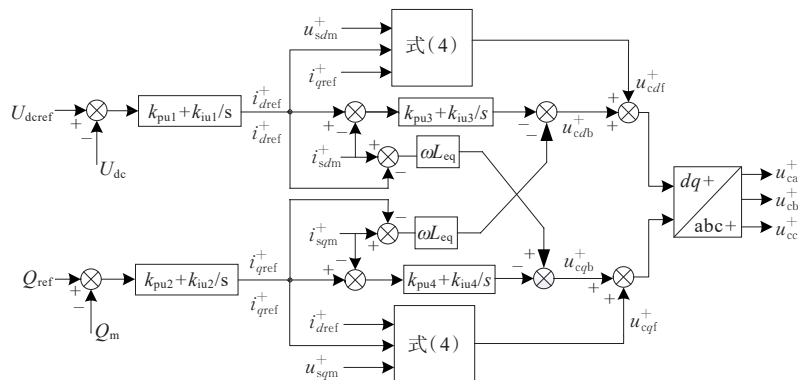


图3 整流站正序微分平坦控制器

Figure 3 Positive-sequence differential flatness controller for rectifier station

整流站正序微分平坦控制器外环采用定直流电压一无功控制,内环则是由微分平坦理论中前馈参考轨迹生成和误差反馈补偿2个部分组成,其中基于微分平坦理论的正序内环前馈参考输入控制量表达式为

$$\begin{cases} u_{cdf}^+ = u_{sdm}^+ - R_{eq} i_{dref}^+ - L_{eq} \frac{di_{dref}^+}{dt} - \omega L_{eq} i_{dref}^+ \\ u_{cqf}^+ = u_{sqm}^+ - R_{eq} i_{qref}^+ - L_{eq} \frac{di_{qref}^+}{dt} + \omega L_{eq} i_{qref}^+ \end{cases} \quad (4)$$

式中, u_{cdf}^+ 、 u_{cqf}^+ 均为前馈参考输入控制量; u_{sdm}^+ 、 u_{sqm}^+ 分别为正序电压 d 、 q 分量的测量值; i_{dref}^+ 、 i_{qref}^+ 分别为正序电流 d 、 q 分量的参考值; R_{eq} 、 L_{eq} 分别为 MMC 交流侧等效电阻、电感。

当实际交流系统因接入不对称负载、发生不对称故障等出现不对称运行时,常规控制策略的控制参数难以确定、反应速度较慢,且控制器适应能力差,而在 MMC-HVDC 控制系统中引入微分平坦控制理论,能对系统直流电压、有功功率以及负序电流的谐波分量有一定的抑制作用。

1.2.2 外环控制器的小信号模型

设直流电压和无功功率外环 PI 控制器的状态变量分别为 x_1 、 x_2 , 则外环控制器的状态方程为

$$\begin{cases} \frac{dx_1}{dt} = U_{dref} - U_{dc} \\ \frac{dx_2}{dt} = Q_{ref} - Q_m \end{cases} \quad (5)$$

式中, U_{dref} 、 Q_{ref} 分别为直流电压、无功功率的参考值; U_{dc} 、 Q_m 分别为直流电压、无功功率测量值。

外环控制器的输出方程为

$$\begin{cases} i_{dref}^+ = k_{pu1}(U_{dref} - U_{dc}) + k_{iu1}x_1 \\ i_{qref}^+ = k_{pu2}(Q_{ref} - Q_m) + k_{iu2}x_2 \end{cases} \quad (6)$$

式中, k_{pu1} 、 k_{pu2} 均为外环比例增益; k_{iu1} 、 k_{iu2} 均为外环积分增益。

1.2.3 内环控制器的小信号模型

设2个电流内环 PI 控制器的状态变量分别为 x_3 、 x_4 , 则内环 PI 控制器的状态方程为

$$\begin{cases} \frac{dx_3}{dt} = i_{dref}^+ - i_{sdm}^+ \\ \frac{dx_4}{dt} = i_{qref}^+ - i_{sqm}^+ \end{cases} \quad (7)$$

式中, i_{sdm}^+ 、 i_{sqm}^+ 分别为电流正序 d 、 q 分量的测量值。

图2中基于微分平坦理论的正序电流内环误差反馈补偿量的表达式为

$$\begin{cases} u_{cdb}^+ = -k_{pu3}(i_{dref}^+ - i_{sdm}^+) - k_{iu3}x_3 - (i_{sqm}^+ - i_{qref}^+)\omega L_{eq} \\ u_{cqb}^+ = -k_{pu4}(i_{qref}^+ - i_{sqm}^+) - k_{iu4}x_4 + (i_{sdm}^+ - i_{dref}^+)\omega L_{eq} \end{cases} \quad (8)$$

式中, u_{cdb}^+ 、 u_{cqb}^+ 均为误差反馈补偿量; k_{pu3} 、 k_{pu4} 均为反馈补偿环节比例增益; k_{iu3} 、 k_{iu4} 均为反馈补偿环节积分增益。

由式(4)、(8)得到正序微分平坦控制器的输出调制电压表达式为

$$\begin{cases} u_{cd}^+ = u_{cdf}^+ + u_{cdb}^+ \\ u_{cq}^+ = u_{cqf}^+ + u_{cqb}^+ \end{cases} \quad (9)$$

将式(6)代入式(7),联立式(5)、(7)、(9),经线性化处理得到定直流电压换流站的正序微分平坦控制器小信号模型:

$$\begin{cases} \Delta \dot{x}_c = A_c \Delta x_c + B_c \Delta u_c \\ \Delta y_c = C_c \Delta x_c + D_c \Delta u_c \end{cases} \quad (10)$$

$$\Delta x_c = [\Delta x_1, \Delta x_2, \Delta x_3, \Delta x_4]^T$$

$$\Delta u_c = [\Delta U_{dref}, \Delta Q_{ref}, \Delta u_{sdm}^+, \Delta u_{sqm}^+, \Delta i_{sdm}^+, \Delta i_{sqm}^+, \Delta U_{dc}]^T$$

$$\Delta y_c = [\Delta u_{cd}^+, \Delta u_{cq}^+]^T$$

式中, Δx_c 为状态变量矩阵,其中 Δx_1 、 Δx_2 、 Δx_3 和 Δx_4 均为微分平坦控制器内外环 PI 控制器的状态变量增量; Δy_c 为输出量矩阵; Δu_c 为输入量矩阵,其中后5个元素实际上是相序测量环节和直流线路的状态变量,从而体现了控制器、正序测量环节和直流线路之间的耦合关系。

同理,可以推导出定直流电压换流站的负序微分平坦控制器的小信号模型,此处不再赘述。

联立定直流电压整流站的正序微分平坦控制器、负序微分平坦控制器、锁相环、相序测量环节和环流抑制器等各环节状态方程,经线性化处理得到整流站控制系统的小信号模型为

$$\begin{cases} \Delta \dot{x}_{r1} = A_{r1} \Delta x_{r1} + B_{r1} \Delta u_{r1} \\ \Delta y_{r1} = C_{r1} \Delta x_{r1} + D_{r1} \Delta u_{r1} \end{cases} \quad (11)$$

$$\Delta x_{r1} = [\Delta x_1, \Delta x_2, \Delta x_3, \Delta x_4, \Delta x_5, \Delta x_6, \Delta x_7,$$

$$\Delta x_{pll}, \Delta f_1, \Delta f_2, \Delta i_{sdm}^+, \Delta i_{sqm}^+, \Delta i_{sdm}^-, \Delta i_{sqm}^-,$$

$$\Delta u_{sdm}^+, \Delta u_{sqm}^+, \Delta u_{sdm}^-, \Delta u_{sqm}^-]^T$$

$$\Delta u_{r1} = [\Delta u_{sd}^+, \Delta u_{sq}^+, \Delta U_{dref}, \Delta U_{dc}, \Delta i_{sd}^+, \Delta i_{sq}^+,$$

$$\Delta Q_{ref}, \Delta i_{sd}^-, \Delta i_{sq}^-, \Delta i_{cir}^-, \Delta i_{cir}^+]^T$$

$$\Delta y_{r1} = [\Delta u_{cd}^+, \Delta u_{cq}^+, \Delta u_{cd}^-, \Delta u_{cq}^-, \Delta u_{cir}^-, \Delta u_{cir}^-]^T$$

式中, Δx_{r1} 、 Δu_{r1} 、 Δy_{r1} 分别为整流站控制系统的状态变量、输入量和输出量矩阵。 Δx_{r1} 中 Δx_5 、 Δx_6 为负序微分平坦控制器 PI 控制器状态变量增量; Δx_7 和 Δx_{pll} 为锁相环状态变量增量; Δf_1 、 Δf_2 为环流抑制器状态变量增量; Δi_{sdm}^+ 和 Δu_{sdm}^+ 、 Δi_{sqm}^+ 和 Δu_{sqm}^+ 分别为正序测量环节状态变量的 d 、 q 分量增量; Δi_{sdm}^- 和 Δu_{sdm}^- 、 Δi_{sqm}^- 和 Δu_{sqm}^- 分别为负序测量环节状态变量

的 d 、 q 分量增量。

1.3 直流线路小信号建模

两端 MMC-HVDC 输电系统直流线路的等效电路如图 4 所示,是本文采用集中参数表示的“ π ”型等效电路,其中, U_{dc1} 、 U_{dc2} 分别为 MMC₁、MMC₂ 直流电压, I_{dc1} 、 I_{dc2} 分别为 MMC₁、MMC₂ 直流电流, I_{12} 为直流线路电流, R_{12} 、 L_{12} 分别为直流侧等效电阻、电感, C_{dc} 为直流线路等效电容。

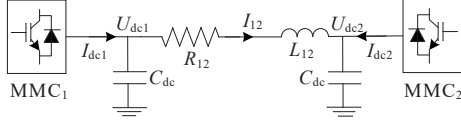


图 4 两端 MMC-HVDC 输电线路等值电路

Figure 4 Equivalent circuit for MMC-HVDC transmission lines at both ends

由基尔霍夫电流、电压定律,得到 2 个换流站之间直流线路上电流和电压的状态方程为

$$\begin{cases} \frac{dI_{12}}{dt} = \frac{1}{L_{12}}(U_{dc1} - U_{dc2}) - \frac{R_{12}}{L_{12}}I_{12} \\ \frac{dU_{dc1}}{dt} = \frac{1}{C_{dc}}(I_{dc1} - I_{12}) \\ \frac{dU_{dc2}}{dt} = \frac{1}{C_{dc}}(I_{dc2} + I_{12}) \end{cases} \quad (12)$$

式中, I_{dc1} 、 I_{dc2} 由 MMC 直流侧电流和零序二倍频环流构成。

将式(12)线性化处理后得到直流输电线路小信号模型为

$$\begin{aligned} \Delta \dot{x}_s &= A_s \Delta x_s + B_s \Delta u_s \quad (13) \\ \Delta x_s &= [\Delta U_{dc1}, \Delta I_{12}, \Delta U_{dc2}]^T \\ \Delta u_s &= [\Delta I_{dc1}, \Delta I_{dc2}]^T \\ A_s &= \begin{bmatrix} -\frac{R_{12}}{L_{12}} & \frac{1}{L_{12}} & -\frac{1}{L_{12}} \\ -\frac{1}{C_{dc}} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_{dc}} & 0 & 0 \end{bmatrix}, B_s = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{1}{C_{dc}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_{dc}} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

式中, Δx_s 、 Δu_s 分别为直流线路的状态变量、输入量; A_s 、 B_s 为系数矩阵。

以正序微分平坦控制器、正序测量环节和直流线路为例,具体推导三者之间的耦合模型。

定义矩阵 B_{c0} 为式(10)中输入矩阵 B_c 前 2 列元素, B_{c1} 为输入矩阵 B_c 第 3~6 列元素, B_{c2} 为输入矩阵 B_c 第 7 列元素。 D_{c0} 为前馈矩阵 D_c 前 2 列元素,

D_{c1} 为前馈矩阵 D_c 第 3~6 列元素, D_{c1b} 与 D_{c1a} 为同型矩阵,有 $D_{c1} = D_{c1a} + D_{c1b}$, D_{c2} 为前馈矩阵 D_c 第 7 列元素,且 $D_{c2} = D_{c2a} + D_{c2b}$ 。 Δu_{c0} 为输入矩阵 Δu_c 前 2 列元素, Δu_{c1} 为输入矩阵 Δu_c 第 3~6 列元素, Δu_{c2} 为输入矩阵 Δu_c 第 7 列元素。于是,式(10)可以改写为

$$\begin{cases} \Delta \dot{x}_c = A_c \Delta x_c + B_{c0} \Delta u_{c0} + B_{c1} \Delta u_{c1} + B_{c2} \Delta u_{c2} \\ \Delta y_c = C_c \Delta x_c + D_{c0} \Delta u_{c0} + D_{c1a} \Delta u_{c1} + \\ D_{c1b} \Delta u_{c1} + D_{c2a} \Delta u_{c2} + D_{c2b} \Delta u_{c2} \end{cases} \quad (14)$$

由文献[20]可得正序测量环节小信号模型:

$$\begin{cases} \Delta \dot{x}_{pf} = A_{pf} \Delta x_{pf} + B_{pf} \Delta u_{pf} \\ \Delta y_{pf} = C_{pf} \Delta x_{pf} \end{cases} \quad (15)$$

式中,状态变量为 $\Delta x_{pf} = [\Delta u_{sdm}^+, \Delta u_{sqm}^+, \Delta i_{sdm}^+, \Delta i_{sqm}^+]^T$, 则微分平坦控制器第三个元素至第六个元素构成的输入矩阵 Δu_{c1} 可由正序测量环节状态变量矩阵表示,即

$$\Delta u_{c1} = \Delta x_{pf} \quad (16)$$

定义 1×3 矩阵:

$$E = [0 \quad 1 \quad 0] \quad (17)$$

则微分平坦控制器最后一个元素构成的输入矩阵 Δu_{c2} 可由直流侧状态变量矩阵表示为

$$\Delta u_{c2} = E \Delta x_s \quad (18)$$

结合式(13)~(18),可得直流侧、微分平坦控制器与正序测量环节进行端口对接的小信号耦合模型为

$$\begin{bmatrix} \Delta \dot{x}_c \\ \Delta \dot{x}_{pf} \\ \Delta \dot{x}_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_c & B_{c1} & B_{c2} E \\ & A_{pf} & \\ & & A_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta x_c \\ \Delta x_{pf} \\ \Delta x_s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_{c0} \\ B_{pf} \\ B_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta u_c \\ \Delta u_{pf} \\ \Delta u_s \end{bmatrix} \quad (19)$$

$$\begin{bmatrix} \Delta y_c \\ \Delta y_{pf} \\ \Delta y_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_c & D_{c1a} E + D_{c1b} A_{pf} & D_{c2a} E + D_{c2b} A_s \\ & C_{pf} & \\ & & C_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Delta x_c \\ \Delta x_{pf} \\ \Delta x_s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} D_{c0} & D_{c1b} B_{pf} & D_{c2b} E B_s \\ & 0 & \\ & & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta u_c \\ \Delta u_{pf} \\ \Delta u_s \end{bmatrix} \quad (20)$$

1.4 两端 MMC-HVDC 输电系统全局小信号模型

综上,将两端 MMC 系统的主电路小信号模型、控制系统的小信号模型以及直流线路小信号模型进行组合,即联立式(3)、(11)、(13),得到两端 MMC-HVDC 输电系统 96 阶全局小信号模型表达式为

$$\begin{bmatrix} \Delta \dot{x}_{m1} \\ \Delta \dot{x}_{r1} \\ \Delta \dot{x}_{m2} \\ \Delta \dot{x}_{r2} \\ \Delta \dot{x}_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{m1} & 0 & 0 & 0 & A_{lp1} \\ 0 & A_{r1} & 0 & 0 & A_{lp2} \\ 0 & 0 & A_{m2} & 0 & A_{lp3} \\ 0 & 0 & 0 & A_{r2} & A_{lp4} \\ A_{lq1} & A_{lq2} & A_{lq3} & A_{lq4} & A_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta x_{m1} \\ \Delta x_{r1} \\ \Delta x_{m2} \\ \Delta x_{r2} \\ \Delta x_1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_{m1} & 0 & 0 & 0 & B_{lp1} \\ 0 & B_{r1} & 0 & 0 & B_{lp2} \\ 0 & 0 & B_{m2} & 0 & B_{lp3} \\ 0 & 0 & 0 & B_{r2} & B_{lp4} \\ B_{lq1} & B_{lq2} & B_{lq3} & B_{lq4} & B_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta u_{m1} \\ \Delta u_{r1} \\ \Delta u_{m2} \\ \Delta u_{r2} \\ \Delta u_s \end{bmatrix} \quad (21)$$

2 小信号模型准确性验证

利用电磁暂态仿真软件PSCAD/EMTDC搭建两端MMC-HVDC测试系统,用于验证微分平坦控制策略的有效性和两端MMC-HVDC输电系统小信号模型的准确性。两端MMC-HVDC系统的主电路和控制器主要参数如表1所示。

表1 MMC-HVDC系统换流站的主要参数

Table 1 Main parameters of converter station in MMC-HVDC system

主电路参数							
U_{dc}/kV	U_s/kV	R_t/Ω	L_t/H	L_{arm}/H	R_{arm}/Ω	R_{l2}/Ω	L_{l2}/H
320	250	2	0.04	0.06	1	1	0.01
整流站控制器参数							
(k_{pu1}, k_{iu1})	(k_{pu2}, k_{iu2})	(k_{pu3}, k_{iu3})	(k_{pu4}, k_{iu4})				
(0.034, 0.090)	(0.001, 0.100)	(15.0, 0.1)	(15.0, 0.1)				
逆变站控制器参数							
(k_{p1}, k_{i1})	(k_{p2}, k_{i2})	(k_{p3}, k_{i3})	(k_{p4}, k_{i4})				
(0.001, 0.100)	(0.001, 0.100)	(35.0, 0.1)	(35.0, 0.1)				

2.1 微分平坦控制策略的有效性

采用本文引入的微分平坦控制和传统正负序电流矢量控制进行仿真对比,假设初始时刻交流系统对称运行,3.0 s时整流站交流电网出现不平衡现象(根据文献[26],电网正常运行时负序电压不平衡度短时不超过4%,本文取4%),引入10 kV负序电压,3.5 s时电网恢复正常运行。观察2种控制策略下输出的负序电流*d*轴分量,如图5所示。

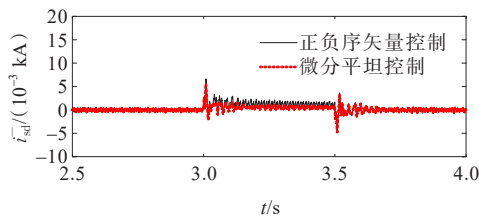


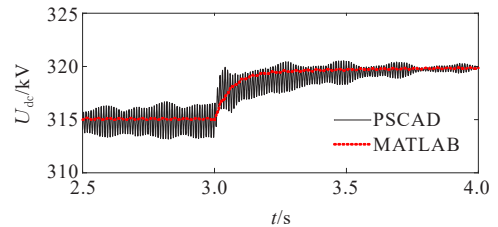
图5 交流系统不对称时采用2种策略的负序电流

Figure 5 Negative-sequence current with two strategies under unbalanced grid voltage

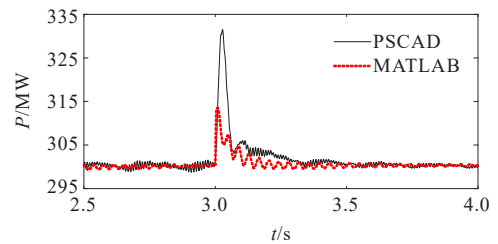
由图5可知,当3.0 s前和3.5 s后系统正常运行时,2种控制策略的效果相当,但是3.0 s后整流站交流系统运行在不对称工况下,微分平坦控制下负序电流*d*轴分量纹波很小,幅值接近于零,由此证明微分平坦控制有效地限制了MMC交流侧负序电流的增幅,为后文微分平坦控制器参数对两端MMC-HVDC输电系统稳定性的影响分析奠定了基础。

2.2 小信号模型的准确性

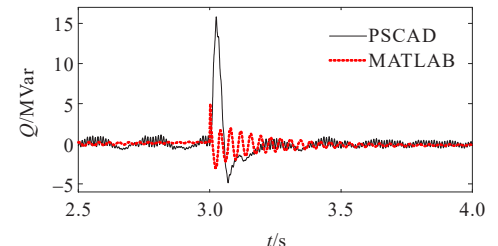
假设交流电网出现不平衡现象,引入10 kV负序电压,使得两端系统运行在不对称工况下,此时整流站直流电压为315 kV,有功功率为300 MW,3.0 s时直流电压从315 kV阶跃为320 kV,仿真时长为5.0 s。观察MATLAB计算输出的小信号模型动态响应结果与PSCAD仿真输出的电磁暂态响应结果,如图6所示,可知当交流系统运行在不对称工况时,提出的小信号模型所输出的有功和无功功率、直流电压的动态响应与电磁暂态仿真的结果基本相符,以此证明,本文提出的交流不对称工况下基于微分平坦控制理论的两端MMC-HVDC输电系统小信号模型的正确性。



(a) 直流电压



(b) 有功功率



(c) 无功功率

图6 整流站直流电压突变下波形对比

Figure 6 Waveform of rectifying station under DC voltage sudden change

3 微分平坦控制器参数对系统小信号稳定性的影响分析

为了更好地发挥控制器的性能,其控制参数的合理选择显得尤为重要,控制参数的取值会对柔性直流输电系统稳定性造成不利影响。本文将以整流站的正序微分平坦控制器为例,着重分析不对称运行工况下控制器参数对柔直系统小信号稳定性的影响,为实际工程中控制器参数整定提供理论依据。假设交流系统引入5 kV 负序电压,以此模拟两端MMC-HVDC系统运行在不对称工况下。

3.1 定直流电压外环PI参数

3.1.1 比例增益

在其他参数不变的前提下,设置外环定电压比例增益 k_{pu1} 以0.1为步长、由0.035逐渐增至5.035,其变化过程中系统主导极点的根轨迹如图7所示,可知当外环比例增益 k_{pu1} 逐渐增大时,主导极点的根轨迹从复平面的左侧向右侧移动,说明系统由稳定状态逐渐变为失稳状态,且系统临界稳定点发生在 $k_{pu1}=3.035$ 处。

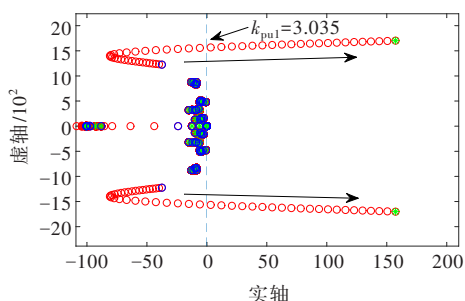


图7 外环定电压 k_{pu1} 变化时主导极点根轨迹

Figure 7 Root locus of dominant pole under variation of k_{pu1} in outer constant-voltage loop

3.1.2 积分增益

在其他参数不变的前提下,设置外环定电压积分增益 k_{iu1} 以0.1为步长、由1.0逐渐增至40.0,其变化过程中系统主导极点的根轨迹如图8所示。

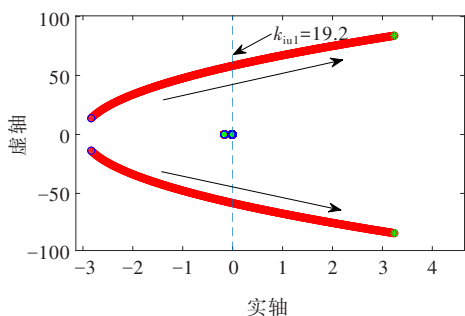


图8 外环定电压 k_{iu1} 变化时主导极点根轨迹

Figure 8 Root locus of dominant pole under variation of k_{iu1} in outer constant-voltage loop

可知当外环积分增益 k_{iu1} 逐渐增大时,主导极点的根轨迹从复平面的左侧向右侧移动,说明系统由稳定状态逐渐变为失稳状态,且系统临界稳定点发生在 $k_{iu1}=19.2$ 处。

3.2 内环d轴PI参数

3.2.1 比例增益

在其余参数不变的前提下,设置内环d轴比例增益 k_{pu3} 以0.1为步长、由15.0逐渐减至3.0,其变化过程中系统主导极点的根轨迹如图9所示,可知当内环d轴比例增益 k_{pu3} 逐渐减少时,主导极点的根轨迹从复平面的左侧向右侧移动,说明系统由稳定状态逐渐变为失稳状态,且系统临界稳定点发生在 $k_{pu3}=5.1$ 处。

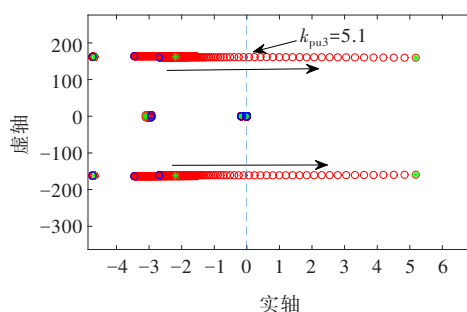


图9 内环比例增益 k_{pu3} 变化时主导极点

Figure 9 Root locus of dominant pole under variation of proportional gain k_{pu3} in inner loop

3.2.2 积分增益

在其他参数不变的前提下,设置内环d轴积分增益 k_{iu3} 以100为步长、由100逐渐增至25 000,其变化过程中系统主导极点的根轨迹如图10所示,可知若增加内环d轴积分增益 k_{iu3} ,主导极点自复平面左半平面向右半平面移动,系统稳定性逐步削弱,当 k_{iu3} 增加至20 000时,主导极点穿过虚轴到达复平面右半平面,系统失去稳定。

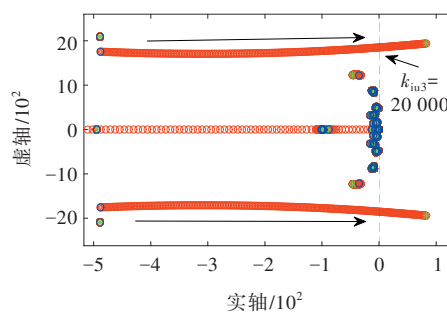


图10 内环积分增益 k_{iu3} 变化时主导极点

Figure 10 Root locus of dominant pole under variation of integral gain k_{iu3} in inner loop

3.3 内环 q 轴 PI 参数

3.3.1 比例增益

在其他参数不变的前提下,设置内环 q 轴比例增益 k_{pu4} 以 1 为步长、由 15 逐渐增至 100,其变化过程中系统主导极点的根轨迹如图 11 所示,可知当内环 q 轴比例增益 k_{pu4} 逐渐增大时,主导极点的根轨迹从复平面的左侧向右侧移动,说明系统由稳定状态逐渐变为失稳状态,且系统临界稳定点发生在 $k_{pu4}=60$ 处。

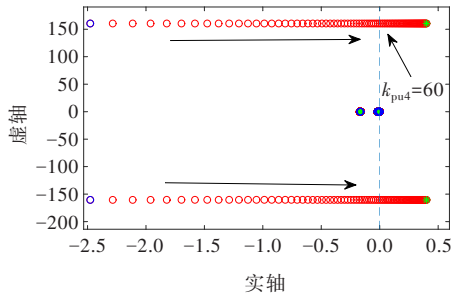


图 11 内环比例增益 k_{pu4} 变化时主导极点

Figure 11 Root locus of dominant pole under variation of proportional gain k_{pu4} in inner loop

3.3.2 积分增益

设置内环 q 轴积分增益 k_{iu4} 以 100 为步长、由 100 逐步增加至 5 000,其他参数不变,内环 q 轴积分增益变化时系统的主导极点根轨迹如图 12 所示,可知若增加内环 q 轴积分增益 k_{iu4} ,主导极点自复平面左半平面向右半平面移动,系统稳定性逐步削弱,当 k_{iu4} 增加至 4 000 时,系统主导极点穿过虚轴到达复平面右半平面,系统失去稳定。

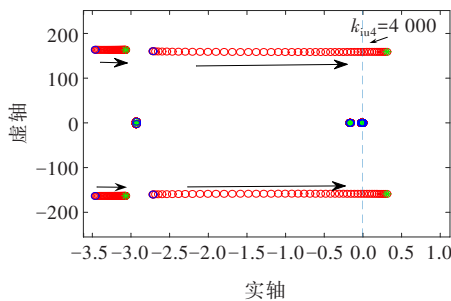


图 12 内环积分增益 k_{iu4} 变化时主导极点根轨迹

Figure 12 Root locus of dominant pole under variation of integral gain k_{iu4} in inner loop

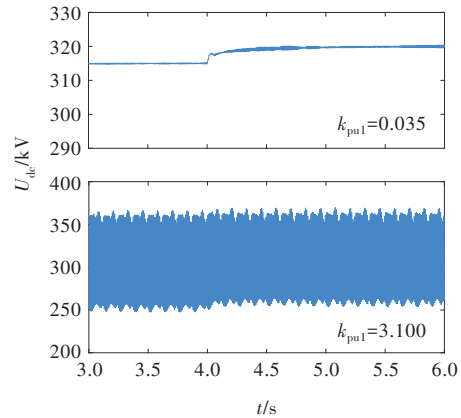
4 PSCAD 验证

为了验证文 3 中小信号分析结论的正确性,利用搭建的两端 MMC-HVDC 测试系统电磁暂态模型,对 MMC₁ 整流站正序微分平坦控制器的外环、

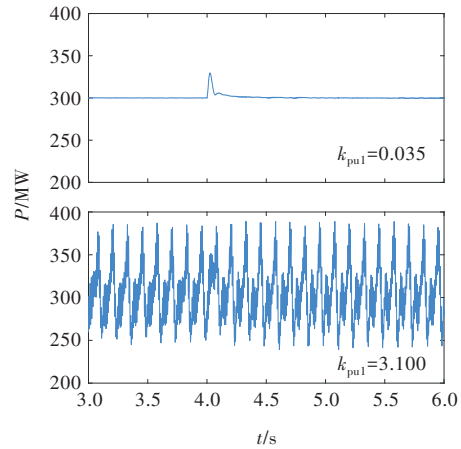
内环 PI 增益等进行仿真验证。假设交流系统出现不平衡现象,引入 5 kV 负序电压,使得两端系统运行在不对称工况下,此时直流电压为 315 kV,有功功率为 300 MW,4 s 时直流电压从 315 kV 阶跃为 320 kV,仿真时长为 6 s。

4.1 外环定电压比例增益

选取正序微分平坦控制器外环定电压比例增益 k_{pu1} 分别为 0.035 和 3.100,保持其他参数不变,不同 k_{pu1} 取值下整流站直流电压与有功功率波形如图 13 所示,可以看出,当外环定电压比例增益 $k_{pu1}=0.035$ 时,4 s 前、后直流电压可以跟随指令值,有功功率的波形也较稳定;当 $k_{pu1}=3.100$ 时,4 s 前、后直流电压和有功功率波形均成等幅振荡,系统失去稳定。由此说明,正序微分平坦控制器的外环定电压比例增益取值为 $k_{pu1}<3.035$ 时系统是稳定的,与文 3.1.1 中结论一致。



(a) 直流电压波形



(b) 有功功率波形

图 13 不同 k_{pu1} 取值下的波形对比

Figure 13 Comparison of waveforms under different k_{pu1}

4.2 外环定电压积分增益

选取正序微分平坦控制器外环定电压积分增

益 k_{iu1} 分别为 5、20, 保持其他参数不变, 观察不同积分增益下 MMC₁ 整流站直流电压与有功功率的波形, 如图 14 所示, 可以看出, 当正序微分平坦控制器外环电压积分增益 $k_{iu1}=5$ 时, 4 s 前、后直流电压可以跟随指令值, 且有功功率波形始终保持稳定, 有功功率值前后保持不变; 当 $k_{iu1}=20$ 时, 4 s 前、后直流电压和有功功率波形均为等幅振荡, 系统失去稳定。由此说明, 正序微分平坦控制器外环电压积分增益取值为 $k_{iu1}<19.2$ 时系统是稳定的, 与文 3.1.2 中结论一致。

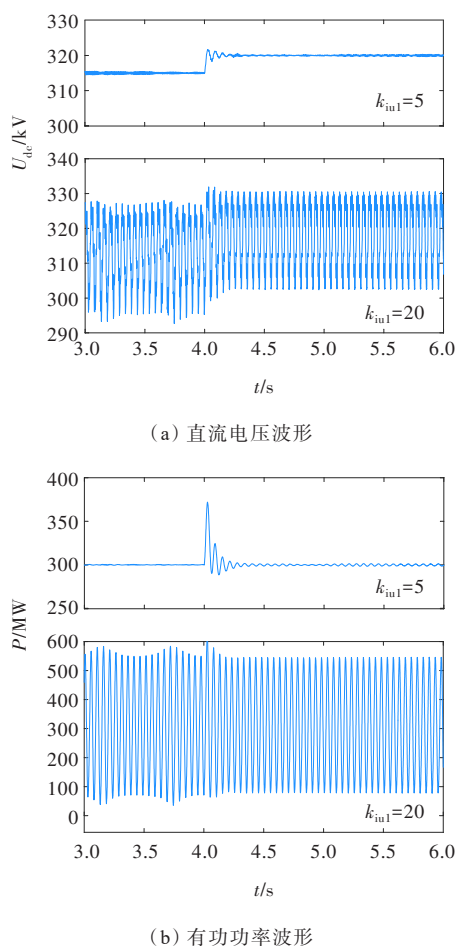


图 14 不同 k_{iu1} 取值下的波形对比

Figure 14 Comparison of waveforms under different k_{iu1}

4.3 内环 q 轴比例增益

选取内环 q 轴比例增益 k_{pu4} 分别为 19、70, 保持其他参数不变, 观察不同比例增益下整流站直流电压与有功功率的波形, 如图 15 所示, 可以看出, 当正序微分平坦控制器内环 q 轴比例增益 $k_{pu4}=19$ 时, 4 s 前、后直流电压可以跟随指令电压, 且有功功率波形保持稳定, 功率值前、后保持不变; 当 $k_{pu4}=70$ 时, 4 s 后直流电压与有功功率信号进入发散振荡状态,

系统失稳。由此说明, 当正序微分平坦控制器内环 q 轴比例增益取值为 $k_{pu4}<60$ 时, 系统是稳定的, 与文 3.2.2 中结论一致。

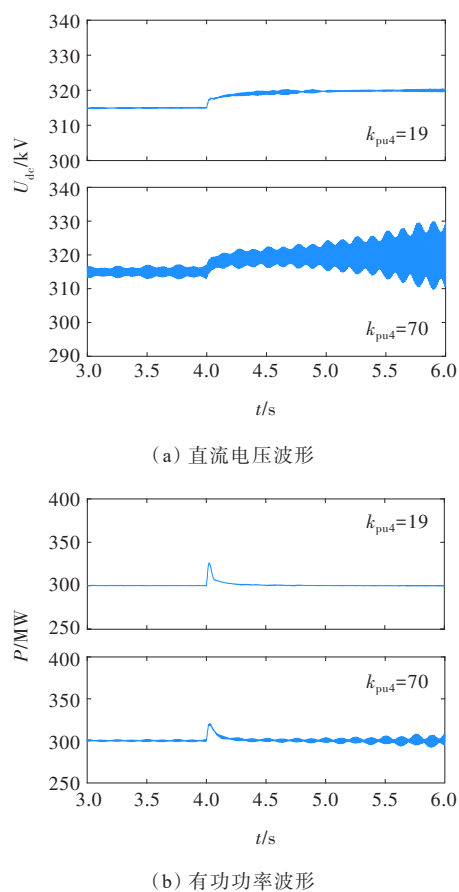


图 15 不同 k_{pu4} 取值下的波形对比

Figure 15 Comparison of waveforms under different k_{pu4}

5 结语

本文提出了不对称工况下含微分平坦控制器的两端 MMC-HVDC 输电系统小信号模型, 验证了微分平坦控制策略的有效性以及小信号模型的正确性, 探究了微分平坦控制器控制参数对系统稳定性的影响, 根据李雅普诺夫稳定性判据, 利用主导极点根轨迹图确定了控制参数合理区间。

1) 微分平坦控制与传统正负序电流矢量控制相比, 能更好地限制 MMC 交流侧负序电流的增幅, 为分析微分平坦控制器参数对两端 MMC-HVDC 输电系统稳定性的影响奠定了理论基础;

2) 微分平坦控制器外环控制参数会影响系统的稳定性, 当外环比例增益小于 3.035 且外环积分增益小于 19.2 时, 系统才能保持稳定。

3) 正序微分平坦控制器内环比例增益也会影响系统的稳定性, 当 d 轴比例增益大于 5.1 且 q 轴比

例增益小于60时,系统才能保持稳定。

4) 正序微分平坦控制器的内环积分增益对系统稳定性影响效果稍弱,其合理区间的取值范围较大。

参考文献:

- [1] 林毅,林威,刘鑫,等.一种适用于MMC的混合步长电磁暂态仿真方法[J].电力科学与技术学报,2023,38(2):58-66.
LIN Yi, LIN Wei, LIU Xin, et al. A hybrid step-size electromagnetic transient simulation method suitable for MMC[J]. Journal of Electric Power Science and Technology, 2023, 38(2): 58-66.
- [2] 方辉,周敬森,王皓正,等.基于谐波状态空间的MMC背靠背直流输电系统阻抗建模及稳定性分析[J].智慧电力,2023,51(3):87-95.
FANG Hui, ZHOU Jingsen, WANG Haozheng, et al. Impedance modeling and stability analysis of MMC based back-to-back HVDC transmission system based on harmonic state space[J]. Smart Power, 2023, 51(3): 87-95.
- [3] 徐政.柔性直流输电系统[M].北京:机械工业出版社,2012:1-24.
XU Zheng. Flexible DC transmission system[M]. Beijing: China Machine Press, 2012: 1-24.
- [4] 王少林,王刚,陈琦,等.考虑线路电阻影响的MMC-MTDC自适应下垂控制[J].电力系统保护与控制,2022,50(10):40-47.
WANG Shaolin, WANG Gang, CHEN Qi, et al. MMC-MTDC adaptive sagging control considering the influence of line resistance[J]. Power System Protection and Control, 2022, 50(10): 40-47.
- [5] 雷顺广,束洪春,李志民.基于桥臂功率特征的全一半混合型柔性直流输电线路保护[J].电工技术学报,2023,38(13):3563-3575.
LEI Shunguang, SHU Hongchun, LI Zhimin. Full-half bridge hybrid VSC-HVDC transmission line protection method based on power characteristics of bridge arms[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(13): 3563-3575.
- [6] 金恩淑,谭秋实,李思雨,等.交流不对称工况下MMC环流抑制与电容电压均衡协调控制策略[J].东北电力大学学报,2021,41(1):90-98.
JIN Enshu, TAN Qiushi, LI Siyu, et al. Coordinated control strategy of MMC circulating current and capacitor voltage under unbalanced grid conditions[J]. Journal of Northeast Electric Power University, 2021, 41(1): 90-98.
- [7] 蒋谦,黄志豪,程启明,等.基于MMC的PET中间隔级DC-DC变换器的新型模型预测控制策略[J].电力建设,2022,43(4):49-57.
JIANG Qian, HUANG Zhihao, CHENG Qiming, et al. Novel model predictive control strategy for MMC-based DC-DC converter in the intermediate isolation stage of PET[J]. Electric Power Construction, 2022, 43(4): 49-57.
- [8] 赵峰,甘延奇,陈小强,等.MMC变流器的无差拍电流预测控制器研究与设计[J].高压电器,2023,59(3):123-131.
ZHAO Feng, GAN Yanqi, CHEN Xiaoqiang, et al. Research and design of deadbeat current predictive controller for MMC converters[J]. High Voltage Apparatus, 2023, 59(3): 123-131.
- [9] 李慧,罗奇,张柏林,等.直流电抗器对VSC-MTDC输电系统稳定性的影响分析[J].电网技术,2019,43(7):2641-2650.
LI Hui, LUO Qi, ZHANG Bolin, et al. Influence analysis of DC reactor on the stability of VSC-MTDC transmission system[J]. Power System Protection and Control, 2019, 43(7): 2641-2650.
- [10] 张思彤,梁纪峰,马燕峰,等.直驱风电场经柔性直流输电电网的宽频振荡特性分析[J].电力系统保护与控制,2022,50(14):33-42.
ZHANG Sitong, LIANG Jifeng, MA Yanfeng, et al. Broadband oscillation characteristics analysis of a VSC-HVDC connected direct drive wind farm[J]. Power System Protection and Control, 2022, 50(14): 33-42.
- [11] 晁武杰,唐志军,林国栋,等.基于桥臂电抗器耦合的MMC-HVDC系统故障过流抑制方法[J].电测与仪表,2023,60(12):111-116.
CHAO Wujie, TANG Zhijun, LIN Guodong, et al. Fault over-current suppression method for MMC-HVDC system based on bridge arm reactor coupling[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2023, 60(12): 111-116.
- [12] 李探,Aniruddha M. Gole,赵成勇.考虑内部动态特性的模块化多电平换流器小信号模型[J].中国电机工程学报,2016,36(11):2890-2899.
LI Tan, Aniruddha M. Gole, ZHAO Chengyong. Small signal model of modular multilevel converter considering internal dynamic characteristics[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(11): 2890-2899.
- [13] 鲁晓军,林卫星,向往,等.基于模块化多电平换流器的直流电网小信号建模[J].中国电机工程学报,2018,38(4):1143-1156.
LU Xiaojun, LIN Weixing, XIANG Wang, et al. Small signal modeling of DC network based on modular multilevel converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(4): 1143-1156.
- [14] 范明焯,李慧,刘思嘉,等.控制参数对柔性直流电网稳

- 定性的影响分析[J].电力系统保护与控制,2021,49(21):43-52.
FAN Mingye, LI Hui, LIU Sijia, et al. Influence analysis of control parameters on stability of flexible DC power grid [J]. Power System Protection and Control, 2021, 49(21): 43-52.
- [15] 张烜一, 江修波, 郑文迪, 等. 基于电阻耗能支路的 MMC-HVDC 线路故障清除与重启恢复策略[J]. 电力科学与技术学报, 2021, 36(6): 67-76.
ZHANG Weiyi, JIANG Xiubo, ZHENG Wendi et al. Fault removal and restart recovery strategy of MMC-HVDC line based on resistance energy dissipation branch[J]. Journal of Electric Power Science and Technology, 2021, 36(6): 67-76.
- [16] 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. Research on multi-variable protection control strategy and system operation performance of MMC under unbalance of three-phase power system[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(9): 2408-2418.
- [17] 杨佳艺, 赵成勇, 郭春义. 交流系统不对称时 MMC 系统小信号稳定性研究[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(12): 3651-3661.
YANG Jiayi, ZHAO Chengyong, GUO Chunyi. Small signal stability of MMC system when AC system is asymmetric[J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(12): 3651-3661.
- [18] SHI X, WANG Z, LIU B, et al. Steady-state modeling of modular multilevel converter under unbalanced grid conditions[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(9): 7306-7324.
- [19] 宗皓翔, 张琛, 吕敬, 等. MMC 多人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, LÜ Jing, et al. MMC multiinput multioutput impedance and its application in unsymmetrical small disturbance stability analysis[J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(15): 5649-5664.
- [20] 林波, 王斌, 程启明, 等. 不对称故障下向无源网络供电的 MMC-HVDC 微分平坦控制策略[J]. 高电压技术, 2021, 47(11): 4023-4032.
LIN Bo, WANG Bin, CHENG Qiming, et al. Differential flat control strategy for MMC-HVDC power supply to passive networks under asymmetric faults[J]. High Voltage Technology, 2021, 47(11): 4023-4032.
- [21] 江畅, 程启明, 马信乔, 等. 不平衡电网电压下基于模块化多电平变流器的统一电能质量调节器的微分平坦控制[J]. 电工技术学报, 2021, 36(16): 3410-3421.
JIANG Chang, CHENG Qiming, MA Xinqiao, et al. Differential flat control of unified power quality regulator based on modular multilevel converters under unbalanced grid voltage[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(16): 3410-3421.
- [22] 皇金锋, 李慧慧, 谢锋. 基于状态反馈精确线性化 Buck 变换器的微分平坦控制[J]. 工程科学与技术, 2022, 54(6): 248-257.
HUANG Jinfeng, LI Huihui, XIE Feng. Differential flat control based on state feedback precisely linearized buck converter[J]. Engineering Science and Technology, 2022, 54(6): 248-257.
- [23] GUO C, YANG J, ZHAO C. Investigation of small-signal dynamics of modular multilevel converter under unbalanced grid conditions[J]. IEEE Transactions Industrial Electronics, 2019, 66(3): 2269-2279.
- [24] LI T, GOLE A M, ZHAO C. Harmonic instability in MMC-HVDC converters resulting from internal dynamics[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2016, 31(4): 1738-1747.
- [25] 王璞, 王洪希, 张宇, 等. 不平衡电网下统一电能质量调节器微分平坦控制策略[J]. 电力系统及其自动化学报, 2022, 34(11): 142-149.
WANG Pu, WANG Hongxi, ZHANG Yu, et al. Differential flatness control strategy for unified power quality conditioner in unbalanced grid system[J]. Proceedings of the CSU-EPSA, 2022, 34(11): 142-149.
- [26] GBT 15543—2008. 电能质量 三相电压不平衡[S].
GBT 15543—2008. Power quality three-phase voltage unbalance[S].