

混合双馈入直流输电系统控制回路间交互影响定量分析

张 芳, 杨中尧

(天津大学 智能电网教育部重点实验室, 天津 300072)

摘要:随着直流工程建设的推进,混合双馈入直流输电系统内部的交互影响受到愈来愈多的关注。为进一步明确混合双馈入直流输电系统内部交互影响的产生机理,利用控制理论中的相对增益矩阵方法对混合双馈入直流输电系统控制回路间的耦合作用进行定量分析。研究受端交流系统强度、联络线长度、直流功率传输水平以及直流系统功率振荡频率等多种因素对控制回路间耦合程度的影响。最后利用电磁暂态仿真模型进行验证,证明了所提方法能够定量分析混合双馈入直流输电系统内部交互影响的产生机理。

关键词:混合双馈入直流输电系统;相对增益矩阵;控制回路;交互影响;耦合程度;定量分析

中图分类号:TM 721.1

文献标志码:A

DOI:10.16081/j.epae.202101025

0 引言

基于电网换相换流器(LCC)的高压直流(LCC-HVDC)输电系统被广泛应用于远距离大容量输电场合,基于电压源型换流器的高压直流(VSC-HVDC)输电系统因其在可控性方面的优势,在海上风电场并网等领域也已进入大规模应用阶段^[1]。随着各种直流工程的建设,将很可能出现LCC-HVDC馈入交流母线与VSC-HVDC馈入交流母线间电气距离较近的情况,由此构成混合多馈入直流输电系统。

在混合多馈入直流输电系统的逆变侧,LCC-HVDC与VSC-HVDC间不可避免地产生交互影响。为了有效评估该交互影响,国内外学者进行了一系列研究:文献[2-3]提出了基于运行阻抗的等值有效短路比指标,揭示了影响2种直流系统间交互作用程度的因素;文献[4-5]从LCC-HVDC功率输送极限提升的角度,提出了视在短路比增加量指标,突出了引入VSC-HVDC对LCC-HVDC最大传输功率的提升作用;文献[6]提出了VSC-HVDC不同控制方式下,LCC-HVDC受端电压支撑强度因子的解析计算方法,有效反映了VSC-HVDC对LCC-HVDC受端系统强度的影响;文献[7]将除LCC-HVDC以外的系统进行等值,提出了等值电压稳定因子的计算方法,可对其换相失败免疫水平进行快速评估;文献[8]通过综合考虑各项稳定约束得到了VSC-HVDC的稳态运行区域,并基于此分析了LCC-HVDC采取不同控制策略和运行方式对VSC-HVDC的影响;文献[9]从全局稳定性角度出发,利用特征值分析法研究了混合双馈入直流输电系统中参数选取对系统小扰动稳定性的影响;文献[10]将混合双馈入直流输电系统等效为单输入单输出系统,利用奈奎斯特稳定性判据研究了各控制器参数对系统稳定裕度的影响。

为进一步明确混合多馈入直流输电系统内部交

互作用产生的原因,本文以混合双馈入直流输电系统为例,从控制回路间耦合的角度进行研究。首先,将混合双馈入直流输电系统等效为多输入多输出(MIMO)系统,构建了混合双馈入直流输电系统的传递函数;随后利用分析MIMO系统交互作用的有效工具——相对增益矩阵RGA(Relative Gain Array)方法^[11-13]进行研究,定量评估了受端交流系统强度、联络线长度、直流功率传输水平以及直流系统功率振荡频率等因素对LCC-HVDC和VSC-HVDC交互作用的影响;最后,利用电磁暂态仿真对分析结果的有效性进行验证。本文的研究基础是系统在稳态平衡点附近的小信号模型,因此对换相失败等暂态过程的分析不在考虑范围之内。

现有文献对混合双馈入直流输电系统内部交互作用的研究大多从交流系统强度以及系统稳定性等方面进行考虑,而本文与上述研究的不同之处在于:分析混合双馈入直流输电系统内部控制回路间耦合程度对控制效果的影响。由RGA中的元素数值得到控制回路间耦合程度的定量指标,据此对影响系统控制回路间耦合程度的多种要素进行分析,为混合双馈入直流输电系统中交互作用的分析提供了新的视角和思路。

1 混合双馈入直流输电系统模型

本文研究的混合双馈入直流输电系统如图1所示。图中, $P_{dei} + jQ_{dei}$ ($i=1,2$)为直流系统通过交流母线 i 注入交流系统的复功率; $U_{ei} \angle \delta_{ei}$ 为交流母线 i 的电压相量; $U_{s1} \angle 0^\circ$ 、 $U_{s2} \angle \delta_{s2}$ 为交流系统等效电源相量; Z_{si} 、 θ_{si} 分别为与交流母线 i 相连的交流系统等效阻抗及其阻抗角; I_{si} 为由交流母线 i 流入与其相连交流系统的电流相量; $P_{s3} + jQ_{s3}$ 为交流母线1、2间联络线上流经的复功率; Z_{s3} 、 θ_{s3} 分别为联络线阻抗及其阻抗角; Z_c 、 θ_c 分别为LCC-HVDC逆变侧滤波器的阻抗及其阻抗角; $P_c + jQ_c$ 为LCC-HVDC逆变侧滤波器注

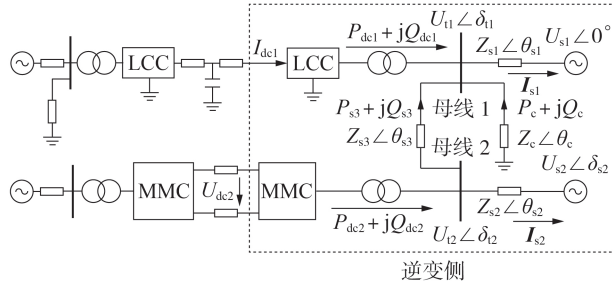


图1 混合双馈入直流输电系统结构

Fig.1 Structure of hybrid dual-infeed HVDC system

入交流系统的复功率。

由图1可知,LCC-HVDC和VSC-HVDC分别通过2条电气距离较近的交流母线馈入受端交流系统。VSC-HVDC采用模块化多电平换流器(MMC)拓扑结构。限于篇幅,本文仅针对采用以下控制方式的混合双馈入直流输电系统进行分析:LCC-HVDC整流侧采用定直流电流控制,逆变侧采用定关断角控制;MMC-HVDC整流侧采用定直流电压、定无功控制,逆变侧采用定有功、定交流电压控制。图中LCC-HVDC逆变侧换流站与MMC-HVDC逆变侧换流站电气距离较近,本文重点研究逆变侧2座换流站之间的交互作用。由此作出以下假设:LCC-HVDC整流侧定直流电流控制器可使直流电流 I_{dc1} 保持恒定;MMC-HVDC整流侧定直流电压控制器可使直流电压 U_{dc2} 保持恒定。

2 混合双馈入直流输电系统RGA构建

2.1 RGA原理

RGA方法可用来分析MIMO系统中输入变量对输出变量的影响程度,常据此得出输入变量和输出变量的最佳匹配关系。对于给定MIMO系统,设其传递函数矩阵为 $G(s)$,输入变量 u_j 对输出变量 y_h 的影响程度可用相对增益 λ_{hj} 表示^[11],即:

$$\lambda_{hj} = \frac{(\partial y_h / \partial u_j) \Big|_{\Delta u_k = 0, k \neq j}}{(\partial y_h / \partial u_j) \Big|_{\Delta y_k = 0, k \neq h}} \quad (1)$$

其中,分子为除 $u_j \rightarrow y_h$ 控制回路外其余回路均开环时输入变量 u_j 对输出变量 y_h 的增益,此时除 u_j 以外的其余输入变量 $u_k (k \neq j)$ 均保持不变,即 u_k 变化量 $\Delta u_k = 0$;分母为除 $u_j \rightarrow y_h$ 控制回路外其余回路均闭环且理想控制时输入变量 u_j 对输出变量 y_h 的增益,此时除 y_h 以外的其余输出变量 $y_k (k \neq h)$ 均保持不变,即 y_k 变化量 $\Delta y_k = 0$ 。

式(1)也可写成式(2)所示形式:

$$\lambda_{hj} = \frac{\partial y_h}{\partial u_j} \Big|_{\Delta u_k = 0, k \neq j} \times \frac{\partial u_j}{\partial y_h} \Big|_{\Delta y_k = 0, k \neq h} \quad (2)$$

其中, $\frac{\partial y_h}{\partial u_j} \Big|_{\Delta u_k = 0, k \neq j}$ 为 $G(s)$ 中的元素 g'_{jh} , $\frac{\partial u_j}{\partial y_h} \Big|_{\Delta y_k = 0, k \neq h}$

为 $G^{-1}(s)$ 中的元素 g'_{jh} 。

由此,若给定的MIMO系统为方阵,由相对增益 λ_{hj} 构成的RGA为:

$$\Lambda = [\lambda_{hj}] = G(s) \otimes [G^{-1}(s)]^T \quad (3)$$

其中,“ $\otimes$ ”表示2个矩阵的Hadamard乘积。当 $s=0$ 时,可得系统稳态情况下的RGA;当 $s=j\omega=j2\pi f(\omega, f$ 分别为系统角频率和频率)时,可得被控系统在特定频率下的RGA,其可反映系统在不同频率正弦信号输入下的耦合特性^[14]。

RGA的基本特性为^[11]:① $\sum_{h=1}^n \lambda_{hj} = 1, \sum_{j=1}^n \lambda_{hj} = 1 (h, j = 1, 2, \dots, n)$,其中 n 为MIMO系统维数;②若 $\lambda_{hj} = 0, u_j$ 的改变不会对 y_h 产生影响,控制回路 $u_j \rightarrow y_h$ 增益为0,若 $\lambda_{hj} < 0$,其他控制回路的闭合会改变 u_j 对 y_h 作用的方向,当采用控制回路 $u_j \rightarrow y_h$ 时,系统不能保持稳定;③若 $\lambda_{hj} = 1$,可通过 u_j 控制 y_h ,且其控制效果不受其他控制回路闭合的影响, $u_j \rightarrow y_h$ 控制回路不受其他控制回路耦合作用的影响, λ_{hj} 越接近1, u_j 对 y_h 的作用程度受其他控制回路闭合的影响越小,其他控制回路对 $u_j \rightarrow y_h$ 控制回路造成的耦合作用越弱。

2.2 混合双馈入直流输电系统RGA构建

对于本文所研究的混合双馈入直流输电系统,其可构成图2所示的MIMO系统。图中, $w(s)$ 为被控系统传递函数 $G(s)$ 的输出变量,包括LCC关断角 γ 、MMC输送有功 P_{dc2} 和MMC受端交流电压 U_{i2} ; $u(s)$ 为被控系统 $G(s)$ 的控制变量,由LCC定关断角控制器输出变量 β 和MMC定有功、定交流电压控制器输出变量 I_{dref}, I_{qref} 构成,被控系统传递函数 $G(s)$ 可由下文混合双馈入直流输电系统逆变侧小信号模型推导得出; i_{c2d}, i_{c2q} 分别为MMC注入交流系统电流 i_{c2} 的 d, q 轴分量; u_{i2d}, u_{i2q} 分别为MMC受端交流电压 U_{i2} 的 d, q 轴分量; u_{ad}, u_{aq} 分别为MMC等效内电势 u_a 的 d, q 轴分量;“ Δ ”表示对应变量的小信号量。

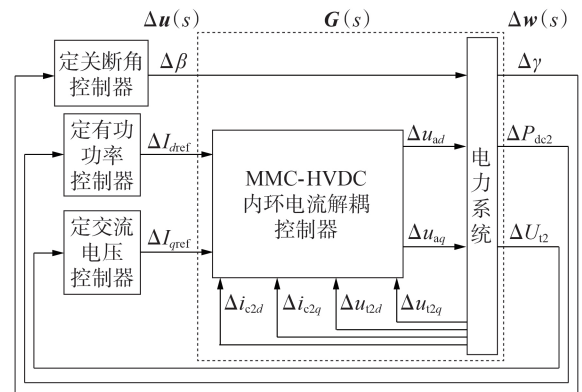


图2 混合双馈入直流输电系统逆变侧控制框图

Fig.2 Control block diagram of inverter-side of hybrid dual-infeed HVDC system

将附录A式(A1)~(A12)组成的被控系统状态空间模型在稳态平衡点处线性化,可得被控系统的小信号模型为:

$$\begin{cases} \Delta \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A} \Delta \mathbf{x} + \mathbf{B} \Delta \mathbf{u} \\ \Delta \mathbf{w} = \mathbf{C} \Delta \mathbf{x} + \mathbf{D} \Delta \mathbf{u} \end{cases} \quad (4)$$

其中, $\mathbf{x}$ 为被控系统相关状态变量, 维数为 32×1 , 其具体含义见附录A表A1; $\mathbf{w} = [\gamma \ P_{\text{de2}} \ U_{12}]^T$ 为被控制系统的输出变量; $\mathbf{u} = [\beta \ I_{\text{dref}} \ I_{\text{qref}}]^T$ 为被控制系统的控制变量; $\mathbf{A}$ 、 $\mathbf{B}$ 、 $\mathbf{C}$ 、 $\mathbf{D}$ 分别为系统状态矩阵、输入矩阵、输出矩阵和前馈矩阵。

通过对式(4)进行拉普拉斯变换可得混合双馈入直流输电系统逆变侧被控制系统的传递函数为^[15]:

$$\mathbf{G}(s) = \frac{\Delta \mathbf{w}(s)}{\Delta \mathbf{u}(s)} = \mathbf{C}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} \mathbf{B} + \mathbf{D} \quad (5)$$

其中, $\mathbf{I}$ 为单位对角阵。

将 $\mathbf{G}(s)$ 代入式(3), 可得被控制系统的RGA为:

$$\mathbf{A} = \Delta \mathbf{P}_{\text{de2}} \begin{bmatrix} \Delta \gamma & \Delta I_{\text{dref}} & \Delta I_{\text{qref}} \\ \lambda_{11} & \lambda_{12} & \lambda_{13} \\ \lambda_{21} & \lambda_{22} & \lambda_{23} \\ \lambda_{31} & \lambda_{32} & \lambda_{33} \end{bmatrix} \quad (6)$$

3 混合双馈入直流输电系统控制回路间交互影响分析

3.1 基于RGA的混合双馈入直流输电系统内部交互影响分析方法

采用RGA对混合双馈入直流输电系统内部交互影响的分析方法如下: ①在给定参数确立的稳态平衡点附近构建形如式(4)所示的被控系统小信号模型; ②依据所建立的小信号模型推导被控系统传递函数 $\mathbf{G}(s)$, 进而利用式(3)计算系统的RGA; ③结合2.1节中RGA的基本特性对混合双馈入直流输电系统逆变侧3个控制回路间耦合作用程度进行定量分析。值得注意的是, 本文所做分析均基于稳态平衡点附近的小信号模型, 因此当系统运行参数发生改变时, 需在新的稳态平衡点重新进行模型线性化以及传递函数和RGA计算。

3.2 参数设置及分析验证

在PSCAD/EMTDC仿真平台中搭建如图1所示的混合双馈入直流输电系统模型。系统的基准功率为1000 MW, 联络线参数为 $R_0 = 0.079 \ \Omega / \text{km}$ 、 $X_0 = 0.405 \ \Omega / \text{km}$, LCC-HVDC采用CIGRE标准测试模型^[16], 其他参数见附录B表B1和表B2。

根据3.1节方法定量分析受端交流系统强度、联络线长度、直流功率传输水平以及直流系统功率振荡频率对混合双馈入直流输电系统内部的交互影响。本文参考文献[9]中方法, 采用联络线断开时计算的短路比 $k_{\text{SCR}i}$ 来衡量与交流母线 i 相连的交流系统强度, 其表达式为:

$$k_{\text{SCR}i} = \frac{U_{\text{tiN}}^2}{Z_{\text{si}} P_{\text{deiN}}} \quad (7)$$

其中, U_{tiN} 为交流母线 i 的额定电压; P_{deiN} 为与交流母线 i 相连直流系统的额定功率。

3.2.1 受端交流系统强度

交流系统强度是影响直流系统稳定运行的重要因素, 因此本节针对交流系统短路比对混合双馈入直流输电系统控制回路间耦合程度的影响进行研究。设联络线长度 $L=0$ (2个直流系统馈入同一条交流母线), 不同 k_{SCR} 下系统稳态RGA分别为:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0.7785 & 0 & 0.2215 \\ 0 & 0.8726 & 0.1274 \\ 0.2215 & 0.1274 & 0.6511 \end{bmatrix} \quad k_{\text{SCR}} = 1.5 \quad (8)$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0.8763 & 0 & 0.1237 \\ 0 & 0.9800 & 0.0200 \\ 0.1237 & 0.0200 & 0.8563 \end{bmatrix} \quad k_{\text{SCR}} = 2.5 \quad (9)$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0.9704 & 0 & 0.0296 \\ 0 & 1.0049 & -0.0049 \\ 0.0296 & -0.0049 & 0.9753 \end{bmatrix} \quad k_{\text{SCR}} = 10 \quad (10)$$

由式(8)~(10)可知, 随着 k_{SCR} 的增大, λ_{11} 、 λ_{22} 、 λ_{33} 均逐渐增大, 其与1的距离逐渐减小, 而 λ_{12} 与 λ_{21} 均近似为0。由RGA基本特性可知, 在受端交流系统强度变化过程中, 对于系统逆变侧, LCC控制回路与MMC有功控制回路间基本无交互影响, LCC与MMC间的耦合作用主要存在于LCC控制回路与MMC无功控制回路之间。 λ_{13} 与 λ_{31} 随受端交流系统短路比的增大而减小, LCC控制回路与MMC无功控制回路之间的耦合程度随受端交流系统强度的增强而减弱。由LCC控制回路与MMC无功控制回路的调节过程可知, 2个控制回路均受馈入交流母线电压波动的影响, 单个控制回路的调节作用可由馈入交流母线电压的波动影响另一控制回路的调节过程, 受端交流系统强度越强, 其对馈入母线电压的支撑能力越强, 馈入母线电压的波动越小, LCC控制回路和MMC无功控制回路间的交互影响程度越小。随着 k_{SCR} 的增大, λ_{22} 由0.8726变化至1.0049, 其与1的距离逐渐减小, 而 λ_{23} 逐渐减小。则根据RGA基本特性, 在受端交流系统较弱时, 对于系统逆变侧, MMC有功、无功控制回路间存在一定的耦合作用, 增强受端交流系统强度后, MMC有功、无功控制回路间耦合程度降低, 当受端系统为强交流系统时, MMC控制回路才满足有功、无功解耦控制的设计初衷, 与文献[17]所得结论一致。

3.2.2 联络线长度

在直流系统工程规划过程中, 换流站间的电气距离对电力系统的影响是换流站站址选择的重要参考, 因此本节针对联络线长度对混合双馈入直流输电系统控制回路间耦合程度的影响进行研究。设 $k_{\text{SCR}} =$

1.5,不同联络线长度 L 下系统稳态RGA分别为:

$$A = \begin{bmatrix} 0.7785 & 0 & 0.2215 \\ 0 & 0.8726 & 0.1274 \\ 0.2215 & 0.1274 & 0.6511 \end{bmatrix} \quad L=0 \quad (11)$$

$$A = \begin{bmatrix} 0.8392 & 0 & 0.1608 \\ -0.0091 & 0.8819 & 0.1272 \\ 0.1699 & 0.1181 & 0.7120 \end{bmatrix} \quad L=50 \text{ km} \quad (12)$$

$$A = \begin{bmatrix} 0.8777 & 0 & 0.1223 \\ -0.0122 & 0.8825 & 0.1297 \\ 0.1345 & 0.1175 & 0.7480 \end{bmatrix} \quad L=100 \text{ km} \quad (13)$$

由式(11)~(13)可知,随着 L 的增大, λ_{11} 、 λ_{22} 、 λ_{33} 均逐渐增大,其与1的距离逐渐减小,且 λ_{12} 与 λ_{21} 均近似为0。由RGA基本特性可知,在联络线长度变化过程中,对于系统逆变侧,LCC控制回路与MMC有功控制回路间基本无交互影响,LCC与MMC控制回路间的耦合作用主要存在于LCC控制回路与MMC无功控制回路之间,其耦合程度随联络线长度的增加而减弱。由3.2.1节分析可知,LCC控制回路与MMC无功控制回路间的耦合作用经馈入交流母线的电压波动传递,联络线长度越长,母线1、2间的电气距离越远,母线1电压受母线2电压的波动影响越小,LCC控制回路和MMC无功控制回路间耦合作用越小,与文献[3]结论一致。随着 L 的增大,相较于 λ_{11} 和 λ_{33} 的变化幅度, λ_{22} 变化幅度很小,并且 λ_{12} 与 λ_{21} 均近似为0。由RGA基本特性可知,在受端交流系统较弱时,对于系统逆变侧,MMC有功、无功控制回路间的耦合作用受联络线长度变化的影响较小。

3.2.3 直流功率传输水平

实际运行的直流工程在参与电网稳定控制时,需对直流功率进行调制,因此本节研究了不同直流功率传输水平对混合双馈入直流输电系统控制回路间耦合程度的影响。设 $k_{SCR}=1.5$, $L=0$, $P_{dc1}=1000 \text{ MW}$,不同 P_{dc2} 下系统的稳态RGA分别为:

$$A = \begin{bmatrix} 0.7785 & 0 & 0.2215 \\ 0 & 0.8726 & 0.1274 \\ 0.2215 & 0.1274 & 0.6511 \end{bmatrix} \quad P_{dc2}=400 \text{ MW} \quad (14)$$

$$A = \begin{bmatrix} 0.7776 & 0 & 0.2224 \\ 0 & 0.8966 & 0.1034 \\ 0.2224 & 0.1034 & 0.6742 \end{bmatrix} \quad P_{dc2}=350 \text{ MW} \quad (15)$$

$$A = \begin{bmatrix} 0.7767 & 0 & 0.2233 \\ 0 & 0.9183 & 0.0817 \\ 0.2233 & 0.0817 & 0.6950 \end{bmatrix} \quad P_{dc2}=300 \text{ MW} \quad (16)$$

由式(14)~(16)可知,随着 P_{dc2} 的降低, λ_{11} 、 λ_{13} 基本保持不变,并且 λ_{12} 近似为0。由RGA基本特性可知,在系统逆变侧,LCC控制回路与MMC有功控制回路间基本无交互影响,LCC与MMC间的耦合作用主要存在于LCC控制回路与MMC无功控制回路之间,且其耦合程度基本不变。随着 P_{dc2} 的降低, λ_{22}

由0.8726变化至0.9183,其与1的距离逐渐减小,而 λ_{23} 逐渐减小。由RGA基本特性可知,在系统逆变侧,MMC有功、无功控制回路间的耦合作用逐渐减弱。

当 $P_{dc2}=400 \text{ MW}$ 时,不同 P_{dc1} 下系统的稳态RGA分别见附录C式(C1)~(C3),分析过程见附录C。

3.2.4 直流系统功率振荡频率

由2.1节可知,当 $s=j\omega=j2\pi f$ 时,可得被控系统在特定频率下的RGA,其可反映系统在不同频率正弦信号输入下的耦合特性。在时域仿真验证中被控系统频率的正弦输入信号由直流功率参考信号中附加正弦扰动产生。若系统的控制器参数已知,在稳态运行点附近各控制回路闭环传递函数的幅频特性曲线及相应的带宽频率 f_{wb1} ~ f_{wb3} 如图3所示。带宽频率表示闭环幅频特性衰减到静态增益的0.707(对应图3中幅值为-3 dB)时所对应的频率^[14]。一方面,当正弦输入信号的频率高于带宽频率时,被控系统的幅值将呈现较大衰减;另一方面,带宽频率附近RGA的分析结果较为重要^[14]。因此根据图3所示各控制回路的带宽频率,本文重点计算0~6 Hz内的RGA。

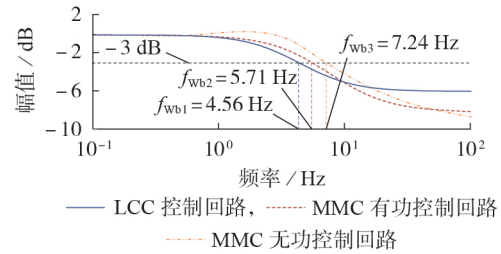


图3 各控制回路闭环幅频特性曲线及带宽频率

Fig.3 Closed-loop amplitude-frequency characteristic curve and bandwidth of each control loop

设 $k_{SCR}=1.5$, $L=50 \text{ km}$, $P_{dc1}=900 \text{ MW}$, $P_{dc2}=350 \text{ MW}$,不同频率下RGA中各元素的模值见附录D图D1。由图可知,对于系统逆变侧,随着频率的提高, λ_{13} 与 λ_{31} 逐渐增大,LCC控制回路与MMC无功控制回路间的耦合程度逐渐加强;随着频率的提高, λ_{23} 与 λ_{32} 先增大后减小,因此MMC有功、无功控制回路间的耦合程度先加强后减弱;在频率变化过程中, λ_{12} 与 λ_{21} 均近似为0,由此得出LCC控制回路与MMC有功控制回路间的耦合作用始终较弱;而 λ_{13} 始终大于 λ_{23} ,LCC控制回路与MMC无功控制回路间的耦合作用始终强于MMC有功、无功控制回路间的耦合作用,在影响MMC无功控制回路控制效果的因素中,LCC控制回路与MMC无功控制回路间的耦合作用占主导地位。

4 时域仿真验证

本节将从混合双馈入直流输电系统控制回路间的耦合作用存在性、受端交流系统强度和联络线长

度、直流功率传输水平以及直流系统功率振荡频率这4个方面进行仿真验证,分析上述因素对混合双馈入直流输电系统控制回路间耦合程度的影响。

下面针对LCC-HVDC逆变侧采用定关断角控制方式,MMC-HVDC逆变侧采用定有功、定交流电压控制方式的混合双馈入直流输电系统进行分析。限于篇幅,直流系统采用其他组合控制方式时的分析过程及结论见附录E。

4.1 混合双馈入直流输电系统控制回路间的耦合作用存在性

受端交流系统较弱时,MMC有功、无功控制回路间的耦合作用已在文献[17]中得到验证,在此不再赘述。为了验证系统逆变侧LCC与MMC间的耦合作用主要存在于LCC控制回路与MMC无功控制回路之间,当 $k_{SCR}=1.5$ 、 $L=0$ 时,设3.5 s时 γ_{ref} 由 15° 阶跃至 16° ,在不同工况下进行阶跃扰动仿真,仿真结果见图4。所设置的3种工况如下:Case 1为MMC-HVDC逆变侧有功、无功控制回路均保持闭环状态;Case 2为MMC-HVDC逆变侧有功控制回路在 $t=3.5$ s时开环,即 I_{dref} 为常量;Case 3为MMC-HVDC逆变侧无功控制回路在 $t=3.5$ s时开环,即 I_{qref} 为常量。

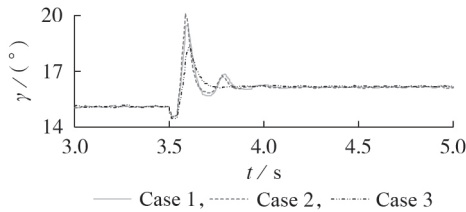


图4 Case 1—3下的 γ 波形

Fig.4 Waveforms of γ in Case 1-3

对比图4中Case 1、2下的 γ 波形可知,阶跃扰动发生后,在系统逆变侧, γ 出现了较为明显的振荡现象,而MMC有功控制回路开环后,振荡现象基本没有改善。由此可得:MMC有功控制回路闭环或开环对LCC控制回路的控制效果影响很小,LCC控制回路与MMC有功控制回路间基本无交互影响。对比图中Case 1、3下的 γ 波形可知,MMC无功控制回路开环后, γ 的振荡现象有所缓解。由此可得:MMC无功控制回路的闭环会削弱LCC控制回路的控制效果,LCC控制回路和MMC无功控制回路间存在耦合作用。综上,仿真结果验证了3.2.1节理论分析的正确性。

4.2 受端交流系统强度和联络线长度

为了验证混合双馈入直流输电系统控制回路间的耦合程度受交流系统强度和联络线长度的影响,在不同短路比和联络线长度下,当系统稳定运行后设 $t=3.5$ s时 U_{i2ref} 由1 p.u.阶跃至0.97 p.u.,在不同工况下进行阶跃扰动仿真,仿真结果见图5(图中 U_{i2} 、 P_{dc2} 为标幺值,后同)。Case 4—6这3种工况

下的参数设置情况分别为 $k_{SCR}=2.5$ 、 $L=0$; $k_{SCR}=1.5$ 、 $L=0$; $k_{SCR}=1.5$ 、 $L=100$ km。

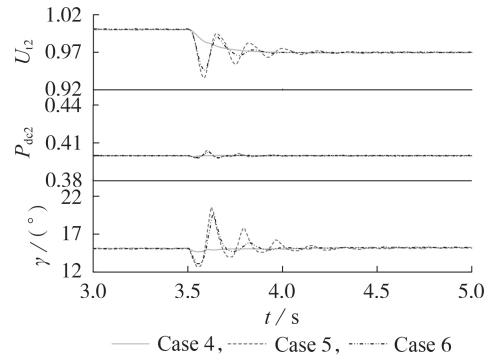


图5 Case 4—6下的 U_{i2} 、 P_{dc2} 、 γ 波形

Fig.5 Waveforms of U_{i2} 、 P_{dc2} and γ in Case 4-6

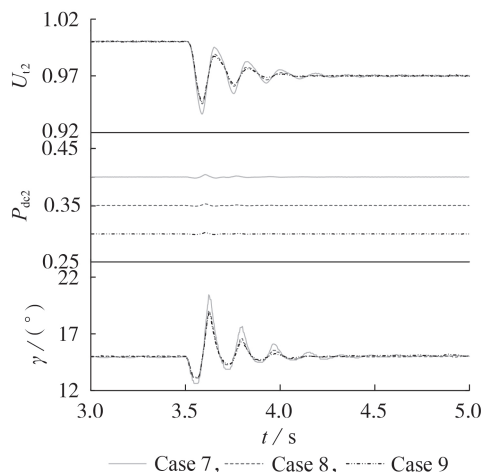
对比图5中Case 4、5下的 γ 波形可知,受端交流系统较强时,系统受到阶跃扰动前后, γ 的动态响应特性几乎无变化,而受端交流系统强度降低后, γ 出现了一定程度的振荡现象,说明交流系统强度降低后,系统对交流母线电压的支撑能力下降,LCC控制回路和MMC无功控制回路的耦合程度增强。对比图5中Case 4、5下的 P_{dc2} 波形可知,受端交流系统较强时,系统受到阶跃扰动前后, P_{dc2} 的动态响应特性几乎无变化,而受端交流系统强度降低后, P_{dc2} 的动态响应特性出现轻微波动,说明交流系统强度降低后,在系统逆变侧,MMC有功、无功控制回路间的耦合程度增强。

对比图中Case 5、6下的 γ 波形可知,联络线长度较长时,阶跃扰动发生后, γ 的振荡幅度与振荡持续时间均较小,说明联络线长度较长时,母线1、2间电气距离较长,在系统逆变侧,LCC控制回路和MMC无功控制回路间的耦合程度较弱。对比图中Case 5、6下的 P_{dc2} 波形可知,联络线长度改变前后,系统受到相同阶跃扰动, P_{dc2} 的动态响应特性均只出现了轻微波动,说明系统逆变侧MMC有功、无功控制回路间的耦合作用受联络线长度变化的影响很小。综上,仿真结果验证了3.2.1节、3.2.2节理论分析的正确性。

4.3 直流功率传输水平

为了验证混合双馈入直流输电系统控制回路间的耦合程度受系统运行方式的影响,当 $k_{SCR}=1.5$ 、 $L=0$ 时,设3.5 s时 U_{i2ref} 由1 p.u.阶跃至0.97 p.u.,针对混合双馈入直流输电系统不同功率传输水平的情况进行阶跃扰动仿真,仿真结果见图6。Case 7—9这3种工况下 P_{dc1} 均为1000 MW, P_{dc2} 分别为400、350、300 MW。

由图6可知,系统受到阶跃扰动后, U_{i2} 和 γ 出现了一定程度的振荡, P_{dc2} 出现了轻微波动,而随着 P_{dc2} 减少, U_{i2} 和 γ 的振荡幅度均减小。根据3.2.3节分析可知,随着 P_{dc2} 减少,在系统逆变侧,LCC控制回路和MMC无功控制回路间的耦合程度基本不变,而MMC

图6 Case 7—9下的 U_{12} 、 P_{dc2} 、 γ 波形Fig.6 Waveforms of U_{12} , P_{dc2} and γ in Case 7-9

有功、无功控制回路间的耦合程度减弱, U_{12} 的控制效果提升, 故 U_{12} 的振荡幅度有所减小; MMC 有功、无功控制回路间的耦合程度减弱, P_{dc2} 的控制效果受 MMC 无功控制回路耦合作用的影响减弱, 故 P_{dc2} 的波动略有减轻; LCC 控制回路与 MMC 无功控制回路间的耦合程度基本不变, 但受 U_{12} 振荡幅度减小的影响, γ 的振荡幅度也有所减小。综上, 仿真结果与 3.2.3 节基于 RGA 的定量分析结果基本一致。

4.4 直流系统功率振荡频率

直流功率调制作为直流附加控制系统的重要组成部分, 已在实际直流工程中得到应用^[18-19], 该附加控制在抑制交流线路功率低频振荡时会引起直流传输功率的振荡。

为验证混合双馈入直流输电系统控制回路间的耦合程度受直流系统功率振荡频率的影响, 当 $k_{SCR} = 1.5$ 、 $L = 50$ km 时, 设 LCC-HVDC 整流侧定直流电流参考值为 1.8 kA, MMC-HVDC 逆变侧定有功功率参考值为 350 MW, 3.5 s 时在 350 MW 的基础上附加不

同频率的扰动信号, 仿真结果见图 7。Case 10—12 这 3 种工况下附加扰动功率分别为 $20 \cos(\pi t)$ 、 $20 \cos(2\pi t)$ 、 $20 \cos(4\pi t)$ 。

由图 7 可知, 随着 MMC 输送功率振荡频率的提高, γ 和 U_{12} 的振荡幅度均逐渐增大; P_{dc2} 振荡导致 U_{12} 的振荡, U_{12} 的控制效果受其他控制回路间耦合作用的影响。根据 3.2.4 节分析可知, 在影响 MMC 无功控制回路控制效果的因素中, LCC 控制回路与 MMC 无功控制回路间的耦合作用占主导地位, 因此直流系统功率振荡频率提高时, LCC 控制回路与 MMC 无功控制回路间的耦合程度加深, U_{12} 的控制效果变差, 故 U_{12} 的振荡幅度增大; 随着直流系统功率振荡频率的提高, LCC 控制回路与 MMC 无功控制回路间的耦合程度逐渐加强, γ 的控制效果受 MMC 无功控制回路耦合作用的影响加深, 故 γ 的振荡幅度增大。综上, 仿真结果与 3.2.4 节基于 RGA 的定量分析结果基本一致。

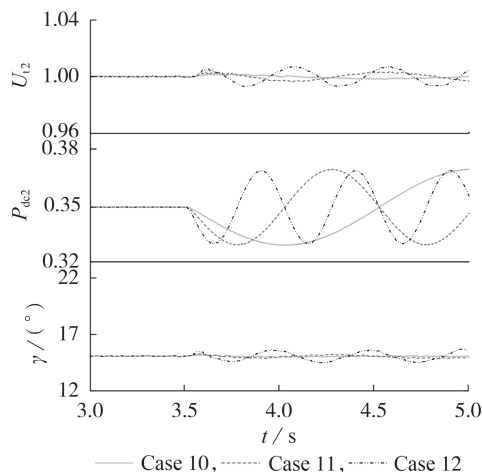
5 结论

本文利用控制理论中的 RGA 方法定量分析了混合双馈入直流输电系统逆变侧各控制回路间的耦合程度, 分析了受端交流系统强度、联络线长度、直流功率传输水平以及直流系统功率振荡频率等多种因素对混合双馈入直流输电系统控制回路间耦合程度的影响, 仿真结果验证了理论分析的正确性, 得到如下结论。

(1) 揭示了存在于混合双馈入直流输电系统各控制回路间的耦合作用。在混合双馈入直流输电系统逆变侧, 当 LCC 采取定关断角控制、MMC 采用定有功定交流电压控制时, LCC 与 MMC 间的耦合作用主要存在于 LCC 控制回路与 MMC 无功控制回路之间, 而 MMC 有功、无功控制回路间的耦合作用仅在馈入极弱交流系统的情况下出现。

(2) 通过对稳态 RGA 的定量分析得到了混合双馈入直流输电系统中各控制回路间的耦合程度与受端交流系统强度、联络线长度以及直流功率传输水平的关系, 在系统逆变侧, LCC 控制回路与 MMC 无功控制回路间的耦合程度分别随受端交流系统强度的减小、联络线长度的减小、LCC 功率传输水平的提高而增强, 而受 MMC 功率传输水平的影响较小; MMC 有功、无功控制回路间的耦合程度分别随受端交流系统强度的减小和直流系统功率传输水平的提高而增强, 而受联络线长度的影响较小。

(3) 通过对基于频率 RGA 的定量分析得到了混合双馈入直流输电系统中各控制回路间的耦合程度与直流系统功率振荡频率的关系, 在系统逆变侧, 随着振荡频率的提高, LCC 控制回路与 MMC 无功控制回路间的耦合程度加强, MMC 有功、无功控制回路间的耦合程度先加强后减弱; 在频率变化过程中,

图7 Case 10—12下的 U_{12} 、 P_{dc2} 、 γ 波形Fig.7 Waveforms of U_{12} , P_{dc2} and γ in Case 10-12

LCC控制回路与MMC有功控制回路间的耦合作用始终较弱,LCC控制回路与MMC无功控制回路间的耦合作用始终强于MMC有功无功控制回路间的耦合作用。

现有文献对混合双馈入直流输电系统交互作用分析的角度主要集中于交流系统强度及系统稳定性等方面,而本文则聚焦于控制回路间的耦合程度对其控制性能的影响,因此本文的研究方法可以为定量分析混合双馈入直流输电系统内部的交互影响提供新思路。

附录见本刊网络版(<http://www.epae.cn>)。

参考文献:

- [1] 曾雪洋,刘天琪,王顺亮,等. 换相失败下柔性直流与传统直流互联输电系统的暂态无功协调控制策略[J]. 电力自动化设备,2019,39(12):28-35.
ZENG Xueyang, LIU Tianqi, WANG Shunliang, et al. Coordinated transient reactive power control strategy for transmission system connected by VSC-HVDC and LCC-HVDC under commutation failure[J]. Electric Power Automation Equipment, 2019, 39(12): 28-35.
- [2] 倪晓军,赵成勇,郭春义,等. 混合双馈入直流系统中VSC-HVDC对LCC-HVDC受端系统强度的影响[J]. 中国电机工程学报,2015,35(16):4052-4061.
NI Xiaojun, ZHAO Chengyong, GUO Chunyi, et al. The effects of VSC-HVDC on the system strength of LCC-HVDC in dual-infeed hybrid HVDC system[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(16): 4052-4061.
- [3] NI X J, GOLE A M, ZHAO C Y, et al. An improved measure of AC system strength for performance analysis of multi-infeed HVDC systems including VSC and LCC converters[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2018, 33(1): 169-178.
- [4] 郭春义,倪晓军,赵成勇. 混合多馈入直流输电系统相互作用关系的定量评估方法[J]. 中国电机工程学报,2016,36(7):1772-1780.
GUO Chunyi, NI Xiaojun, ZHAO Chengyong. A quantitative evaluation method on interaction analysis of hybrid multi-infeed HVDC system[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(7): 1772-1780.
- [5] GUO C Y, ZHANG Y, GOLE A M, et al. Analysis of dual-infeed HVDC with LCC-HVDC and VSC-HVDC[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2012, 27(3): 1529-1537.
- [6] 夏成军,王真,周保荣,等. 基于电压灵敏度的受端系统电压支撑强度评价指标(二):VSC-HVDC对LCC-HVDC受端系统电压支撑强度的影响[J/OL]. 电网技术. (2020-01-20)[2020-11-22]. <https://doi.org/10.13335/j.1000-3673.pst.2018.1750>.
- [7] XIAO H, LI Y, DUAN X. Efficient approach for commutation failure immunity level assessment in hybrid multi-infeed HVDC systems[J]. The Journal of Engineering, 2017, 2017(13): 719-723.
- [8] 刘伟,赵成勇,郭春义,等. 混合双馈入直流系统中LCC-HVDC对VSC-HVDC稳态运行区域的影响[J]. 中国电机工程学报,2017,37(13):3764-3774.
LIU Wei, ZHAO Chengyong, GUO Chunyi, et al. The effect of LCC-HVDC on stable operating area of VSC-HVDC in dual-infeed hybrid HVDC system[J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(13): 3764-3774.
- [9] GUO C Y, LIU W, ZHAO C Y, et al. Small-signal dynamics and control parameters optimization of hybrid multi-infeed HVDC system[J]. International Journal of Electrical Power & Energy Systems, 2018, 98: 409-418.
- [10] 刘伟,郭春义,赵成勇. 混合双馈入直流输电控制系统交互影响机理分析[J]. 中国电机工程学报,2019,39(13):3757-3766.
LIU Wei, GUO Chunyi, ZHAO Chengyong. Mechanism analysis of control interactions in dual-infeed hybrid HVDC system[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(13): 3757-3766.
- [11] 张芳,房大中,冯崇智,等. 相对增益矩阵方法在UPFC潮流控制中的应用[J]. 电网技术,2005,29(17):14-20.
ZHANG Fang, FANG Dazhong, FENG Chongzhi, et al. Application of relative gain array method to power flow control of UPFC[J]. Power System Technology, 2005, 29(17): 14-20.
- [12] WANG Y J, WANG W C, WANG C, et al. Coupling analysis on current control at low switching frequency for the three-phase PWM converter based on RGA and a novel output feedback decoupling method[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(11): 6684-6694.
- [13] 祁桂刚,黎灿兵,曹一家,等. SVC和TCSC控制器间动态交互影响分析[J]. 电力自动化设备,2014,34(7):65-69.
QI Guigang, LI Canbing, CAO Yijia, et al. Analysis on dynamic interaction between SVC and TCSC controllers[J]. Electric Power Automation Equipment, 2014, 34(7): 65-69.
- [14] SIGURD S, IAN P. 多变量反馈控制:分析与设计[M]. 韩崇昭,张爱民,刘晓风,等译. 西安:西安交通大学出版社,2011:58-76.
- [15] 蒋晨阳,刘青,梁宵. 多FACTS元件控制变量配对方法与协调投运策略[J]. 电力自动化设备,2017,37(4):179-184,196.
JIANG Chenyang, LIU Qing, LIANG Xiao. Control variable pairing and coordinated commissioning for multiple FACTS components[J]. Electric Power Automation Equipment, 2017, 37(4): 179-184, 196.
- [16] GUO C Y, ZHAO C Y, IRAVANI R, et al. Impact of phase-locked loop on small-signal dynamics of the line commutated converter-based high-voltage direct-current station[J]. IET Generation, Transmission & Distribution, 2017, 11(5): 1311-1318.
- [17] 邵冰冰,赵书强. 联接弱交流电网的VSC-HVDC系统功率耦合特性及解耦策略[J]. 电网技术,2019,43(12):4532-4540.
SHAO Bingbing, ZHAO Shuqiang. Power coupling characteristics and decoupling strategy of VSC-HVDC system connected to the weak AC power grid[J]. Power System Technology, 2019, 43(12): 4532-4540.
- [18] 郭小江,马世英,卜广全,等. 直流系统参与电网稳定控制应用现状及在安全防御体系中的功能定位探讨[J]. 电网技术,2012,36(8):116-123.
GUO Xiaojiang, MA Shiyong, BU Guangquan, et al. Present application situation of DC system participating in power system stability control and discussion on position of its functions in security defense system[J]. Power System Technology, 2012, 36(8): 116-123.
- [19] 朱益华,郭琦,李成翔,等. 柔性直流和常规直流并联系统功率调制策略[J]. 电力自动化设备,2019,39(9):130-135.
ZHU Yihua, GUO Qi, LI Chengxiang, et al. Power modulation strategy for parallel system of MMC-HVDC and LCC-HVDC[J]. Electric Power Automation Equipment, 2019, 39(9): 130-135.

作者简介:



张芳

张芳(1972—),女,内蒙古呼和浩特人,副研究员,博士,主要研究方向为柔性高压直流输电及灵活交流输电系统控制方法(E-mail: zhangfang@tju.edu.cn);

杨中尧(1995—),男,河北石家庄人,硕士研究生,主要研究方向为高压直流输电技术(E-mail: 444052127@qq.com)。

(编辑 王欣竹)

(下转第91页 continued on page 91)

Harmonic instability evaluation of LCC-HVDC transmission system considering transformer core saturation and its application

LIU Dui, LI Xiaohua, CAI Zexiang, CAI Subin

(School of Electric Power, South China University of Technology, Guangzhou 510640, China)

Abstract: A complete model of LCC-HVDC (Line Commutated Converter based High Voltage Direct Current) transmission system is constructed based on port theory, and the effects of converters at both ends of LCC-HVDC, smoothing reactors, AC/DC filters and the saturation of converter transformer core are comprehensively considered. The model is used to analyze the harmonic stability under different network parameters, operating conditions, and compared with the simulative results of detailed LCC-HVDC transmission system model on PSCAD/EMTDC time domain simulation platform, which verifies the feasibility and accuracy of the proposed model. The proposed model applied to the identification of harmonic instability is not only simple to calculate, but also can reflect the influence of different parameters on the harmonic stability. The analysis of influencing factors on harmonic instability can provide reference for the planning and operation of LCC-HVDC transmission system.

Key words: LCC-HVDC transmission system; harmonic instability; two-port; switching function

(上接第84页 continued from page 84)

Quantitative analysis of interaction between different control loops in hybrid dual-infeed HVDC system

ZHANG Fang, YANG Zhongyao

(Key Laboratory of Smart Grid of Ministry of Education, Tianjin University, Tianjin 300072, China)

Abstract: With the development of HVDC (High Voltage Direct Current) projects, the interaction within hybrid dual-infeed HVDC system has attracted extensive attention. In order to further clarify the internal interaction mechanism of hybrid dual-infeed HVDC system, quantitative analysis of coupling effect between different control loops in hybrid dual-infeed HVDC system is investigated through relative gain array method in control theory. Then, the effects of factors such as the AC system strength, tie-line length, HVDC power transmission level and power oscillation frequency of DC system on coupling degree between different control loops are studied. Finally, the electromagnetic transient simulation model is built to verify that the proposed method can quantitatively analyze the generation mechanism of interaction within hybrid dual-infeed HVDC system.

Key words: hybrid dual-infeed HVDC system; relative gain array; control loops; interaction; coupling degree; quantitative analysis

附录 A

(1) LCC-HVDC 逆变侧数学模型。

LCC-HVDC 逆变侧采用基于开关函数的数学模型^[16], 12 脉波换流器中交直流电压电流之间的关系为:

$$\begin{cases} U_{dc1} = 2(S_{ua}u_a + S_{ub}u_b + S_{uc}u_c) \\ i_a = 2S_{ia}I_{dc1} \\ i_b = 2S_{ib}I_{dc1} \\ i_c = 2S_{ic}I_{dc1} \end{cases} \quad (A1)$$

其中, S_{ua} 、 S_{ub} 、 S_{uc} 为交流电压与直流电压间的开关函数; S_{ia} 、 S_{ib} 、 S_{ic} 为直流电流与交流电流间的开关函数, 其表达式分别如 (A2)、(A3) 所示。

$$\begin{cases} S_{ua} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \cos\left(\frac{\mu}{2}\right) \cos(\omega t + \theta_u) \\ S_{ub} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \cos\left(\frac{\mu}{2}\right) \cos\left(\omega t + \theta_u - \frac{2}{3}\pi\right) \\ S_{uc} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \cos\left(\frac{\mu}{2}\right) \cos\left(\omega t + \theta_u + \frac{2}{3}\pi\right) \end{cases} \quad (A2)$$

$$\begin{cases} S_{ia} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \frac{\sin(\mu/2)}{\mu/2} \cos(\omega t + \theta_i) \\ S_{ib} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \frac{\sin(\mu/2)}{\mu/2} \cos\left(\omega t + \theta_i - \frac{2}{3}\pi\right) \\ S_{ic} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \frac{\sin(\mu/2)}{\mu/2} \cos\left(\omega t + \theta_i + \frac{2}{3}\pi\right) \end{cases} \quad (A3)$$

其中, μ 为换相重叠角。

对式 (A1) 进行 Park 变换以及标幺化处理得到 LCC 出口电流 i_{c1} 的 d 、 q 轴分量:

$$\begin{cases} i_{c1d} = \sqrt{6} \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \frac{\sin(\mu/2)}{\mu/2} I_{dc1} \cos \varphi \\ i_{c1q} = -\sqrt{6} \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \frac{\sin(\mu/2)}{\mu/2} I_{dc1} \sin \varphi \end{cases} \quad (A4)$$

其中, φ 为功率因数角。

LCC 逆变侧锁相环^[A1]对应的微分代数方程为:

$$\begin{cases} dx_{ut1q}/dt = u_{t1q} \\ dx_{p11}/dt = k_{p11}u_{t1q} + k_{ip11}x_{ut1q} \\ \theta_1 = \int \omega_1 dt \\ \omega_1 = \omega_0 + k_{p11}u_{t1q} + k_{ip11}x_{ut1q} \end{cases} \quad (A5)$$

LCC-HVDC 逆变侧滤波器对应的状态方程组同

文献[16], 不再赘述。

LCC-HVDC 逆变侧交流子系统对应的微分方程组如式 (A6) 所示。

$$\begin{cases} L_{s1} di_{s1d}/dt = -i_{s1d}R_{s1} + u_{t1d} - u_{s1d} + \omega_1 L_{s1} i_{s1q} \\ L_{s1} di_{s1q}/dt = -i_{s1q}R_{s1} + u_{t1q} - u_{s1q} - \omega_1 L_{s1} i_{s1d} \end{cases} \quad (A6)$$

其中, i_{s1d} 、 i_{s1q} 分别为流经 LCC-HVDC 逆变侧等值交流子系统电流 i_{s1} 的 d 、 q 轴分量。

推导式 (A6) 时, Park 变换所依据的旋转参考坐标系由 LCC 锁相环输出的 θ_1 确定。

(2) MMC-HVDC 逆变侧数学模型。

由文献[10]可知, MMC-HVDC 中环流抑制控制器参数对 LCC-HVDC 与 MMC-HVDC 控制系统的交互影响较小, 因此文献[A2]针对 MMC-HVDC 构建了不含环流抑制控制器的数学模型, 其微分方程组如式 (A7) 所示。

$$\begin{cases} L_a \frac{di_{diff0}}{dt} = -R_a i_{diff0} + \frac{1}{2} U_{dc2} + \frac{1}{4} M_d u_{CPd} + \frac{1}{4} M_q u_{CPq} - \frac{1}{2} u_{CP0} \\ C_{eq} \frac{du_{CP0}}{dt} = \frac{1}{2} i_{diff0} - \frac{1}{8} M_d i_{c2d} - \frac{1}{8} M_q i_{c2q} \\ C_{eq} \frac{du_{CPd}}{dt} = \omega_2 C_{eq} u_{CPq} - \frac{1}{2} M_d i_{diff0} + \frac{1}{4} i_{c2d} - \frac{1}{4} M_d i_{diffd2} - \frac{1}{4} M_q i_{diffq2} \\ C_{eq} \frac{du_{CPq}}{dt} = -\omega_2 C_{eq} u_{CPd} - \frac{1}{2} M_q i_{diff0} + \frac{1}{4} i_{c2q} + \frac{1}{4} M_q i_{diffd2} - \frac{1}{4} M_d i_{diffq2} \\ C_{eq} \frac{du_{CPd2}}{dt} = 2\omega_2 C_{eq} u_{CPq2} - \frac{1}{8} M_d i_{c2d} + \frac{1}{8} M_q i_{c2q} + \frac{1}{2} i_{diffd2} \\ C_{eq} \frac{du_{CPq2}}{dt} = -2\omega_2 C_{eq} u_{CPd2} - \frac{1}{8} M_q i_{c2d} - \frac{1}{8} M_d i_{c2q} + \frac{1}{2} i_{diffq2} \\ L_a \frac{di_{diffd2}}{dt} = 2\omega_2 L_a i_{diffq2} - R_a i_{diffd2} + \frac{1}{4} M_d u_{CPd} - \frac{1}{4} M_q u_{CPq} - \frac{1}{2} u_{CPd2} \\ L_a \frac{di_{diffq2}}{dt} = -2\omega_2 L_a i_{diffd2} - R_a i_{diffq2} + \frac{1}{4} M_q u_{CPd} + \frac{1}{4} M_d u_{CPq} - \frac{1}{2} u_{CPq2} \\ \left(L_{t2} + \frac{1}{2} L_a\right) \frac{di_{c2d}}{dt} = \frac{1}{2} M_d u_{CP0} - \frac{1}{2} u_{CPd} + \frac{1}{4} M_d u_{CPd2} + \frac{1}{4} M_q u_{CPq2} - \\ u_{t2d} - \left(R_{t2} + \frac{1}{2} R_a\right) i_{c2d} + \omega_2 \left(L_{t2} + \frac{1}{2} L_a\right) i_{c2q} \\ \left(L_{t2} + \frac{1}{2} L_a\right) \frac{di_{c2q}}{dt} = \frac{1}{2} M_q u_{CP0} - \frac{1}{2} u_{CPq} - \frac{1}{4} M_q u_{CPd2} + \frac{1}{4} M_d u_{CPq2} - \\ u_{t2q} - \left(R_{t2} + \frac{1}{2} R_a\right) i_{c2q} - \omega_2 \left(L_{t2} + \frac{1}{2} L_a\right) i_{c2d} \end{cases} \quad (A7)$$

其中, i_{diff0} 和 i_{diffd2} 、 i_{diffq2} 分别为桥臂电流的直流和二倍频分量; i_{c2d} 、 i_{c2q} 分别为 MMC-HVDC 注入交流系统电流 i_{c2} 的 d 、 q 轴分量; u_{cp0} 和 u_{cpd} 、 u_{cpq} 以及 u_{cpd2} 、 u_{cpq2} 分别为等效电容电压的直流和基频以及二倍频分量; M_d 、 M_q 分别为调制比 M 对应的 d 、 q 轴分量。

MMC-HVDC 逆变侧内环控制器为:

$$\begin{cases} dx_{ind}/dt = I_{dref} - i_{c2d} \\ dx_{inq}/dt = I_{qref} - i_{c2q} \\ U_{dc2}M_d/2 = u_{t2d} - \omega_2(L_a/2 + L_{t2})i_{c2q} + \\ \quad k_{pind}(I_{dref} - i_{c2d}) + k_{iind}x_{ind} \\ U_{dc2}M_q/2 = u_{t2q} + \omega_2(L_a/2 + L_{t2})i_{c2d} + \\ \quad k_{pinq}(I_{qref} - i_{c2q}) + k_{iinq}x_{inq} \end{cases} \quad (A8)$$

MMC 逆变侧锁相环^[A1]对应的微分代数方程为:

$$\begin{cases} dx_{ut2q}/dt = u_{t2q} \\ dx_{pll2}/dt = k_{ppll2}u_{t2q} + k_{ipll2}x_{ut2q} \\ \theta_2 = \int \omega_2 dt \\ \omega_2 = \omega_0 + k_{ppll2}u_{t2q} + k_{ipll2}x_{ut2q} \end{cases} \quad (A9)$$

MMC-HVDC 逆变侧交流子系统对应的微分方程组如式 (A10) 所示。

$$\begin{cases} L_{s2}di_{c2d}/dt - L_{s2}di_{s3d}/dt = -(i_{c2d} - i_{s3d})R_{s2} - u_{s2d} + \\ \quad \omega_2 L_{s2}(i_{c2q} - i_{s3q}) + u_{t2d} \\ L_{s2}di_{c2q}/dt - L_{s2}di_{s3q}/dt = -(i_{c2q} - i_{s3q})R_{s2} - u_{s2q} - \\ \quad \omega_2 L_{s2}(i_{c2d} - i_{s3d}) + u_{t2q} \end{cases} \quad (A10)$$

其中, i_{s3d} 、 i_{s3q} 分别为流经联络线电流 i_{s3} 的 d 、 q 轴分量。

推导 (A10) 时, Park 变换所依据的旋转参考坐标系由 MMC 锁相环输出的 θ_2 确定。

(3) 联络线方程。

$$\begin{cases} L_{s3}di_{s3d}/dt = u_{t2d} - u_{t1d}'' - i_{s3d}R_{s3} + \omega_2 L_{s3}i_{s3q} \\ L_{s3}di_{s3q}/dt = u_{t2q} - u_{t1q}'' - i_{s3q}R_{s3} - \omega_2 L_{s3}i_{s3d} \end{cases} \quad (A11)$$

推导 (A11) 时, Park 变换所依据的旋转参考坐标系由 MMC 锁相环输出的 θ_2 确定, 其中 u_{t1d}'' 与 u_{t1q}'' 可表示为:

$$\begin{cases} u_{t1d}'' = u_{t1d} \cos(\theta_2 - \theta_1) + u_{t1q} \sin(\theta_2 - \theta_1) \\ u_{t1q}'' = u_{t1q} \cos(\theta_2 - \theta_1) - u_{t1d} \sin(\theta_2 - \theta_1) \end{cases} \quad (A12)$$

式 (A1) — (A12) 构成图 2 中被控系统 $G(s)$ 的状态空间模型, 状态变量为 $\mathbf{x} = [x_{ut1q}, x_{pll1}, i_{f1d}, i_{f1q}, i_{f2d}, i_{f2q}, u_{t1d}, u_{t1q}, u_{f2d}, u_{f2q}, u_{f3d}, u_{f3q}, u_{f4d}, u_{f4q}, i_{c2d}, i_{c2q}, i_{diff0}, i_{diffd2}, i_{diffq2}, u_{CP0}, u_{CPd}, u_{CPq}, u_{CPd2}, u_{CPq2}, x_{ind}, x_{inq}, x_{ut2q}, x_{pll2}, i_{s1d}, i_{s1q}, i_{s3d}, i_{s3q}]^T$, 具体的物理含义见表 A1。

表 A1 混合双馈入直流输电系统被控系统状态变量及物理含义

Table A1 State variables and physical meaning of hybrid dual-infeed DC transmission controlled system

物理含义	状态变量
LCC 锁相环	x_{ut1q}, x_{pll1}
LCC 滤波器	$i_{f1d}, i_{f1q}, i_{f2d}, i_{f2q}, u_{t1d}, u_{t1q}, u_{f2d}, u_{f2q}, u_{f3d}, u_{f3q}, u_{f4d}, u_{f4q}$
LCC 受端等效交流系统	i_{s1d}, i_{s1q}
MMC 直流电流分量	i_{diff0}
MMC 环流分量	i_{diffd2}, i_{diffq2}
MMC 电容电压分量	$u_{CP0}, u_{CPd}, u_{CPq}, u_{CPd2}, u_{CPq2}$
MMC 内环控制器	x_{ind}, x_{inq}
MMC 锁相环	x_{ut2q}, x_{pll2}
MMC 出口侧电流分量	i_{c2d}, i_{c2q}
联络线电流分量	i_{s3d}, i_{s3q}

参考文献:

- [A1] ZHOU J Z, DING H, FAN S T, et al. Impact of short-circuit ratio and phase-locked-loop parameters on the small-signal behavior of a VSC-HVDC converter[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2014, 29 (5): 2287-2296.
- [A2] JAMSHIDI FAR A, JOVICIC D. Small-signal dynamic DQ model of modular multilevel converter for system studies[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2016, 31 (1): 191-199.

附录 B

表 B1 混合双馈入直流输电系统逆变侧系统参数

Table B1 Parameters of hybrid dual-infeed HVDC's inverter side

参数	参数值	
	LCC-HVDC	MMC-HVDC
馈入交流系统基准电压 U_b/kV	230	230
馈入交流母线额定电压 $U_{in}/\text{p.u.}$	1	1
馈入交流系统阻抗角 $\theta_{si}/(^{\circ})$	75	75
变压器容量 $S_{Ti}/(\text{MV}\cdot\text{A})$	591.79	480
变压器额定变比 $T_i/(\text{kV}/\text{kV})$	209.2/230	200/230
变压器漏抗 $X_{Ti}/\text{p.u.}$	0.18	0.15
额定有功功率 P_{dcin}/MW	1 000	400
额定直流电压 U_{dcin}/kV	500	± 200
桥臂子模块数 N	—	20
桥臂电感 L_a/mH	—	40
子模块电容 $C/\mu\text{F}$	—	3100

表 B2 混合双馈入直流输电系统逆变侧控制参数

Table B2 Controller parameters of hybrid dual-infeed DC transmission system in inverter side

控制器	参数值	参考值
LCC-HVDC 定关断角控制	$k_{py}=0.7506$, $k_{iy}=18.3824$	$\gamma_{ref}=15^{\circ}$
MMC-HVDC 定有功控制	$k_{poutd}=0.5$, $k_{ioutd}=50$	$P_{dc2ref}=0.4\text{ p.u.}$
MMC-HVDC 定交流电压控制	$k_{poutq}=0.5$, $k_{ioutq}=50$	$U_{i2ref}=1\text{ p.u.}$
MMC-HVDC 内环 d 轴控制	$k_{pind}=2$, $k_{iind}=100$	
MMC-HVDC 内环 q 轴控制	$k_{pinq}=2$, $k_{iinq}=100$	

附录 C

$$A = \begin{bmatrix} 0.7785 & 0 & 0.2215 \\ 0 & 0.8726 & 0.1274 \\ 0.2215 & 0.1274 & 0.6511 \end{bmatrix} P_{dc1}=1\ 000\ \text{MW} \quad (\text{C1})$$

$$A = \begin{bmatrix} 0.8064 & 0 & 0.1936 \\ 0 & 0.8813 & 0.1187 \\ 0.1936 & 0.1187 & 0.6877 \end{bmatrix} P_{dc1}=900\ \text{MW} \quad (\text{C2})$$

$$A = \begin{bmatrix} 0.8347 & 0 & 0.1653 \\ 0 & 0.8917 & 0.1083 \\ 0.1653 & 0.1083 & 0.7265 \end{bmatrix} P_{dc1}=800\ \text{MW} \quad (\text{C3})$$

由式 (C1) — (C3) 可知, 随着 P_{dc1} 的降低, λ_{11} 、 λ_{22} 、 λ_{33} 均逐渐增大, 其与 1 的距离逐渐减小, 而 λ_{12} 与 λ_{21} 基本保持在 0 附近。由 RGA 基本特性可知, 在系统逆变侧, LCC 控制回路与 MMC 有功控制回路间基本无交互影响, LCC 与 MMC 间的耦合作用主要存在于 LCC 控制回路与 MMC 无功控制回路之间, 且其耦合程度随 P_{dc1} 的降低而减弱。

随着 P_{dc1} 的降低, λ_{22} 由 0.872 6 变化至 0.891 7, 其与 1 的距离逐渐减小, 而 λ_{23} 逐渐减小, 由 RGA 基本特性可知, 在系统逆变侧, MMC 有功、无功控制回路间的耦合作用逐渐减弱。

附录 D

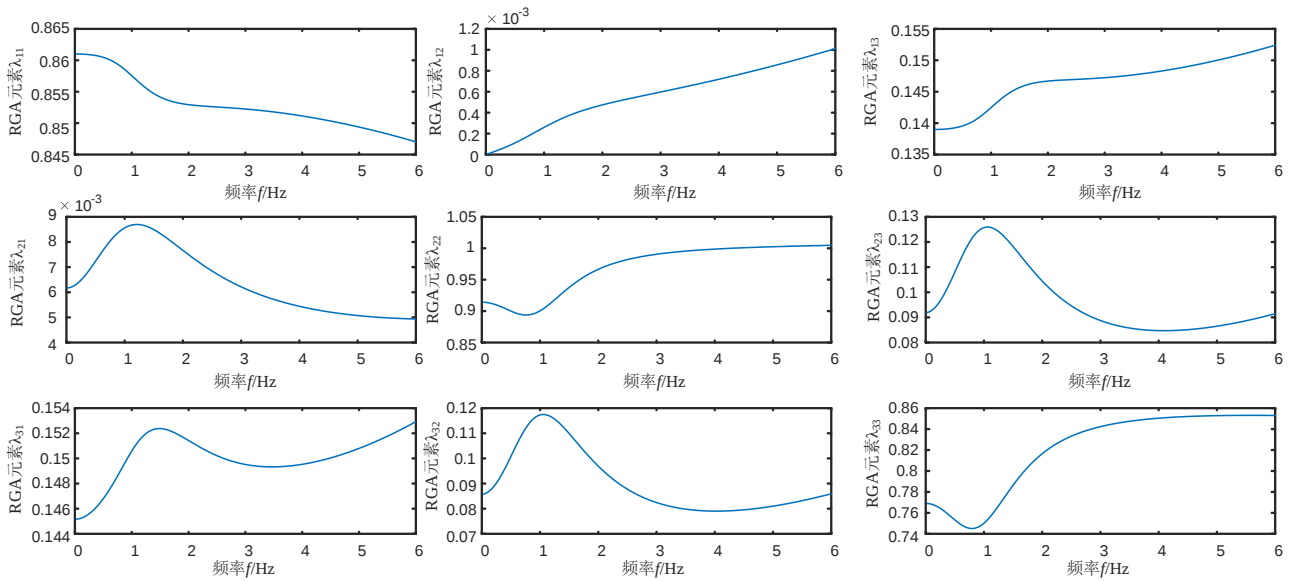


图 D1 混合双馈入直流输电系统的 RGA 随频率变化曲线

Fig.D1 Curve of RGA of hybrid dual-infeed HVDC with different frequency

附录 E

混合双馈入直流输电系统逆变侧有多种控制方式,限于篇幅,在正文中以 LCC-HVDC 逆变侧采用定关断角控制、MMC-HVDC 逆变侧采用定有功定交流电压控制为例,对混合双馈入直流输电系统控制回路间耦合作用进行分析,而当直流系统采用其他控制方式,其分析过程与结论可见本附录。在此另外给出两类控制方式组合下的分析过程及结论,即:组合控制方式(1)为 LCC-HVDC 逆变侧采用定关断角控制,MMC-HVDC 逆变侧采用定有功、定无功控制;组合控制方式(2)为 LCC-HVDC 逆变侧采用定直流电压控制,MMC-HVDC 逆变侧采用定有功、定无功控制。

(1) 当 LCC-HVDC 整流侧采用定直流电流控制,逆变侧采用定关断角控制,MMC-HVDC 整流侧采用定直流电压、定无功控制,逆变侧采用定有功、定无功控制时,对控制回路间交互作用受交流系统强度影响的分析过程如下。

设 $L=0$, $\gamma_{\text{ref}}=15^\circ$, $P_{\text{dc2ref}}=400\text{MW}$, $Q_{\text{dc2ref}}=0$, 不同 k_{SCR} 下系统稳态 RGA 分别为:

$$A = \begin{bmatrix} 1.0454 & -0.0437 & -0.0017 \\ -0.0437 & 1.0447 & -0.0010 \\ -0.0017 & -0.0010 & 1.0027 \end{bmatrix} k_{\text{SCR}}=1.5 \quad (\text{E1})$$

$$A = \begin{bmatrix} 1.0031 & -0.0029 & -0.0002 \\ -0.0029 & 1.0029 & 0 \\ -0.0002 & 0 & 1.0002 \end{bmatrix} k_{\text{SCR}}=2.5 \quad (\text{E2})$$

$$A = \begin{bmatrix} 0.9999 & 0.0001 & 0 \\ 0.0001 & 0.9999 & 0 \\ 0 & 0 & 1.0000 \end{bmatrix} k_{\text{SCR}}=10 \quad (\text{E3})$$

由式 (E1) — (E3) 可知,当受端交流系统强度较弱时,混合双馈入直流输电系统逆变侧控制回路间存在较弱的耦合作用;且随着 k_{SCR} 增大, λ_{11} 、 λ_{22} 、 λ_{33} 与 1 的距离逐渐减小,非主对角线元素与 0 的距离逐渐减小,可得:随着交流系统强度的增强,系统控制回路间耦合程度逐渐减弱。

进而利用 PSCAD/EMTDC 进行时域仿真验证,设 $L=0$,当系统稳定运行后进行阶跃扰动仿真,在 $t=3.5\text{ s}$ 时, γ_{ref} 由 15° 阶跃至 16° ,仿真结果如图 E1 所示(图中 Q_{dc2} 为标么值,后同)。CaseE1—E3 这 3 种工况下的参数设置情况分别为: $k_{\text{SCR}}=1.5$; $k_{\text{SCR}}=2.5$; $k_{\text{SCR}}=10$ 。

由图 E1 可知, γ_{ref} 发生阶跃后, P_{dc2} 与 Q_{dc2} 受到的扰动均较小,说明在当前控制方式下,系统控制回路间耦合程度较弱;且由图 E1 可知,随着交流系统

强度的增强, γ 、 P_{dc2} 和 Q_{dc2} 的暂态特性逐渐改善,说明系统控制回路间耦合程度逐渐减弱。

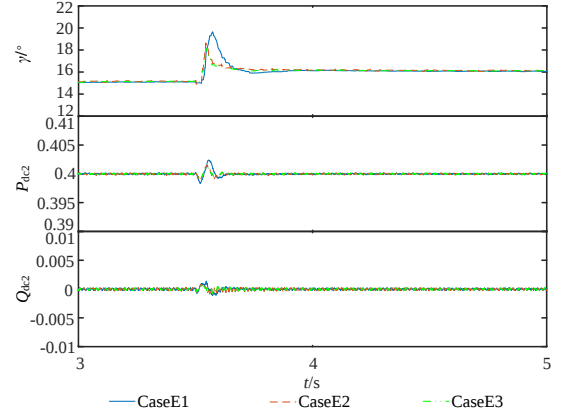


图 E1 CaseE1—CaseE3 中 γ 、 P_{dc2} 、 Q_{dc2} 波形

Fig.E1 Waveforms of γ 、 P_{dc2} 、 Q_{dc2} in CaseE1,E2 and E3

因此可得到以下结论:①在混合双馈入直流输电系统逆变侧,当 LCC 采用定关断角控制,MMC 采用定有功定无功控制时,系统控制回路间存在较弱的耦合作用;②系统三个控制回路间耦合作用均随受端交流系统强度的增强而减弱。

(2) 当 LCC-HVDC 整流侧采用定直流电流控制,逆变侧采用定直流电压控制,MMC-HVDC 整流侧采用定直流电压定无功控制,逆变侧采用定有功定无功控制时,对控制回路间交互作用受交流系统强度影响的分析过程如下:

设 $L=0$, $U_{\text{dc1ref}}=500\text{kV}$, $P_{\text{dc2ref}}=400\text{ MW}$, $Q_{\text{dc2ref}}=0$, 不同 k_{SCR} 下系统稳态 RGA 分别为:

$$A = \begin{bmatrix} 0.9302 & 0.0672 & 0.0026 \\ 0.0672 & 0.9332 & -0.0003 \\ 0.0026 & -0.0003 & 0.9977 \end{bmatrix} k_{\text{SCR}}=1.5 \quad (\text{E4})$$

$$A = \begin{bmatrix} 0.9923 & 0.0071 & 0.0006 \\ 0.0071 & 0.9929 & 0 \\ 0.0006 & 0 & 0.9994 \end{bmatrix} k_{\text{SCR}}=2.5 \quad (\text{E5})$$

$$A = \begin{bmatrix} 1.0005 & -0.0005 & 0 \\ -0.0005 & 1.0005 & 0 \\ 0 & 0 & 1.0000 \end{bmatrix} k_{\text{SCR}}=10 \quad (\text{E6})$$

由式 (E4) — (E6) 可知,当受端交流系统强度较弱时,混合双馈入直流输电系统逆变侧控制回路间存在较弱的耦合作用;且随着 k_{SCR} 增大, λ_{11} 、 λ_{22} 、 λ_{33} 与 1 的距离逐渐减小,非主对角线元素与 0 的距离逐渐减小,可得:随着交流系统强度的增强,系统控制回路间耦合程度逐渐减弱。

进而利用 PSCAD 进行时域仿真验证,设 $L=0$,当系统稳定运行后进行阶跃扰动仿真,在 $t=3.5\text{ s}$ 时, U_{dc1ref} 由 500 kV 阶跃至 490 kV ,仿真结果如图 E2 所示。CaseE4—E6 这 3 种工况下的参数设置情况分别

为： $k_{SCR}=1.5$ ； $k_{SCR}=2.5$ ； $k_{SCR}=10$ 。

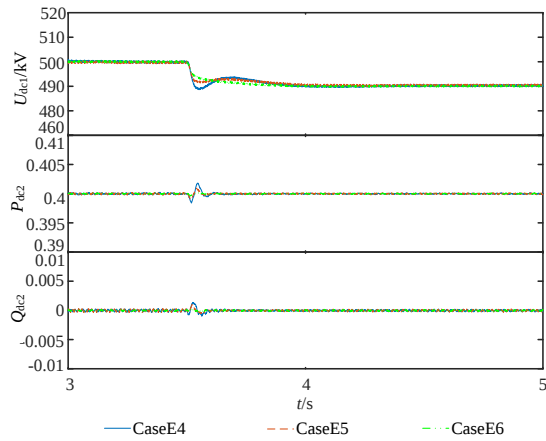


图 E2 CaseE4—CaseE6 中 U_{dc1} 、 P_{dc2} 、 Q_{dc2} 波形

Fig.E2 Waveforms of U_{dc1} 、 P_{dc2} 、 Q_{dc2} in CaseE4,E5 and E6

由图 E2 可知， U_{dc1ref} 发生阶跃后， P_{dc2} 与 Q_{dc2} 受到的扰动均较小，说明在当前控制方式下，系统控制回路间耦合程度较弱；且由图 E2 可知，随着交流系统强度的增强， U_{dc1} 、 P_{dc2} 和 Q_{dc2} 的暂态特性逐渐改善，说明系统控制回路间耦合程度逐渐减弱。

因此可得到以下结论：①在混合双馈入直流输电系统逆变侧，当 LCC 采用定直流电压控制，MMC 采用定有功定无功控制时，系统控制回路间存在较弱的耦合作用；②系统三个控制回路间耦合作用均随受端交流系统强度的增强而减弱。

由上述分析可知，混合双馈入直流输电系统采用不同控制方式时，所得到的结论略有不同，对比正文中的分析可知，当 MMC 采用定有功定交流电压控制时，系统控制回路间耦合程度更强，对系统控制性能的影响更大。