

多端柔性直流输电系统中电流型潮流控制器引发的模式谐振现象及其对稳定性的影响

付强, 杜文娟*, 王海风

(新能源电力系统国家重点实验室(华北电力大学), 北京市 昌平区 102206)

Impact of Model Resonance Caused by Current Flow Control of VSC-MTDC on the Stability of System

FU Qiang, DU Wenjuan*, WANG Haifeng

(State key laboratory of alternate Electric Power Systems With New Energy Resources (North China Electric Power University),
Changping District, Beijing 102206, China)

ABSTRACT: In this paper, the impact of model resonance caused by current flow control on the stability of VSC-MTDC system was studied. The linearized model of VSC-MTDC and current flow control (CFC) were established respectively. Based on the linearized model, the characteristics of two model resonances, open-loop resonance and closed-loop resonance, were analyzed and compared. It is concluded that these model resonances are differently mathematical description of the same phenomenon. They can both reduce the damping of the oscillation modes. In addition, the impact of open-loop model resonance on the stability was more significant than the closed-loop model resonance. Hence, the parameters should be carefully tuned to avoid the model resonances. Finally, the voltage source converter based HVDC (VSC-MTDC) system with CFC was established in Matlab. The simulation results indicate that the model resonances can occur between VSC-MTDC and CFC or CFCs. The stable parameters area of CFC is calculated, which can be referred by engineering.

KEY WORDS: current flow control(CFC); current flow control(VSC-MTDC); model resonance; system stability

摘要: 针对含电流型潮流控制器的多端柔性直流输电系统, 该文分别建立主从控制下多端柔性直流系统和电流型潮流控制器的线性化传递模型, 阐述二者能够引起模式谐振的模型特征。然后, 对比分析 2 种主要谐振现象(闭环模式谐振和开环模式谐振)的产生条件和判定依据, 论证其对系统稳定性的不利影响, 可知开环模式谐振和闭环模式谐振是对同一现象的不同数学描述, 且开环模式谐振点对系统稳定性的

危害要大于闭环模式谐振点。最后, 在 Matlab 软件平台中搭建含电流型潮流控制器的多端直流系统, 得出直流系统控制系统与电流型潮流控制器间, 以及多个电流型潮流控制器间均会发生模式谐振现象, 验证了理论分析的正确性, 并刻画了模式谐振对控制器参数稳定域的影响, 可为实际工程的参数整定提供借鉴。

关键词: 电流型潮流控制器; 多端柔性直流输电系统; 模式谐振; 系统稳定性

0 引言

近年来, 随着可再生能源的大力开发和全球能源互联网的逐步推进^[1-2], 柔性直流输电(voltage source converter based HVDC, VSC-HVDC)凭借其控制灵活、能够与弱交流电网互联、不存在换相失败等诸多优势得到了广泛推广^[3-4], 成为构建未来智能电网的关键技术^[5], 得到了大力发展。但是, 随着直流系统结构的日趋复杂, 潮流控制也成为直流系统中的重点研究内容之一。潮流分布的不合理将引发线路过载, 导致直流电网低效率运行甚至带来严重的安全隐患^[6]。因此, 设计适用于多端直流系统的潮流控制器, 优化直流系统中的潮流分布对于防止直流线路过载, 提升直流系统的稳定性具有重要意义^[7]。

目前, 针对直流潮流控制器的研究仍主要集中在拓扑原理分析和控制策略设计。文献[8]针对现有的可变电阻型、DC-DC 变换型和辅助电压源型直流潮流控制器进行了原理介绍, 并突出了电流型直流潮流控制器(current flow control, CFC)的主要优点为: 除电容能量的变化外, 基本不与外部网络发生

基金项目: 国家重点研发计划项目(2016YFB0900602); 国家电网公司科技项目(52094017000W)。

National Key R&D Program of China (2016YFB0900602); Science and Technology Project of State Grid Corporation (52094017000W)。

能量交换,对直流网络只起电流分配的作用;不需要承受系统级的高电压,设备投入少,损耗低,具有较好的应用前景。基于文献[9]所提出的拓扑结构,众多学者也在不断完善控制策略。文献[8]基于CFC在不同工况下的运行原理,提出电流控制方式,实现CFC的定直流电流输出,同时也指出CFC面临着电容电压波动较大的问题。文献[10]仿照直流系统中的主从控制策略,提出定CFC直流电压和定直流电流的控制策略。文献[11]则对控制策略进行进一步改进,提出直流电流和直流电压的下垂控制策略。

但是,在含CFC的直流系统中,仍然面临着以下问题需要进一步研究。

1) 直流系统中最受关注的稳定性问题还未被系统地研究。虽然文献[12]针对含CFC的多端直流系统,建立其小干扰线性化模型,研究CFC控制参数及不同运行工况对系统稳定性的影响,但是其结构较为简单,也没有考虑直流系统的控制环节,需要进一步完善。

2) 目前的研究大多针对单个CFC及其连接的直流系统,不论是从CFC的数量还是直流系统中动态过程的复杂度来讲都较为简单。虽然文献[13]提出了多个CFC接入后,CFC之间的协调控制策略,但是对其稳定性机理的分析仍然不够充分。此外,当多个CFC接入后,会对原有系统控制参数的稳定域造成何种影响也需要进一步明确。

3) 现有的研究方法未能有效揭示引发直流系统失稳的内在机理。如文献[14-15]侧重于建立考虑不同交流侧系统的双端柔性直流系统线性化模型,并验证了所建模型的准确性,文献[16]则针对多端柔性直流系统进一步提出适用于任意网络结构的小信号建模方法,但上述文献均未就引发小信号失稳的内在机理进行详细探究。虽然文献[17]通过引入阻抗交互概念解释引发直流侧发生振荡失稳的机理,并提出对应的抑制措施,但是其研究对象仅为两端直流系统,规模较为有限。所以目前针对多端直流的简化建模方法及其失稳机理的分析仍然需要进一步深入研究。

针对上述问题,本文首先建立含CFC的多端直流系统线性化模型。基于建立的闭环线性化模型,从理论的角度分析、对比闭环模式谐振和开环模式谐振各自的特点和对系统稳定性的影响。提出基于参数稳定域的参数调节方法来避免模式谐振对系统的不利影响,并借助Matlab软件平台的仿真

结果验证上述分析的正确性和所提方法的有效性。

1 含CFC的多端柔性直流输电系统线性化模型

图1所示为一个含CFC的三端直流系统,其中VSC-1采用定直流电压控制,输出功率为 P_1+jQ_1 ,输出电流为 I_1 ,直流侧电容为 C_1 ,两端电压为 U_{dc1} ;VSC-2和VSC-3均采用定有功功率控制,输出功率分别为 P_2+jQ_2 和 P_3+jQ_3 ,输出电流分别为 I_2 和 I_3 ,直流侧电容分别为 C_2 和 C_3 ,电容两端电压分别为 U_{dc2} 和 U_{dc3} ; R_{3i} 、 L_{3i} , $i=1, 2$ 分别为直流线路的电阻和电感,CFC中的电容为 C_c ,其两端电压为 U_c ,输出电流分别为 I_{31} 和 I_{32} ; X_i , $i=1, 2, 3$ 为交流线路的连接电抗,考虑到本文的研究对象主要为直流系统,故交流系统假设为无穷大系统。

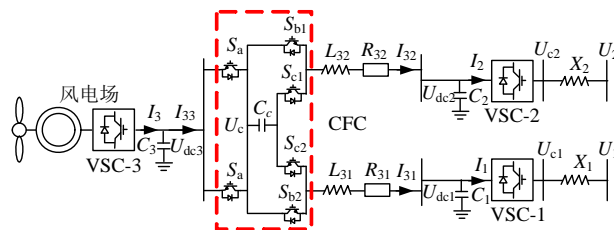


图1 含CFC的多端柔性直流系统

Fig. 1 VSC-MTDC system with CFC

1.1 直流控制系统的线性化模型

直流换流站的控制策略如图2所示^[3],包括换流站有功控制外环和无功控制外环,以及有功控制内环和无功控制内环。忽略换流站拓扑和滤波器的高频动态过程,有 $U_{c di} = U_{c di}^{ref}$, $U_{c qi} = U_{c qi}^{ref}$ [3-4]。

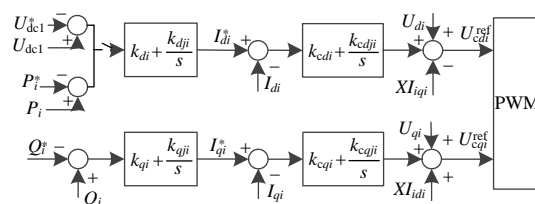


图2 VSC的控制框图

Fig. 2 Diagram of control loop of VSC

由图1可得交直流系统连接线上的动态方程为

$$\begin{cases} X_i \frac{dI_{di}}{dt} = \omega_0 (U_{c di} - U_{di}) + \omega_0 X_i I_{qi} \\ X_i \frac{dI_{qi}}{dt} = \omega_0 (U_{c qi} - U_{qi}) - \omega_0 X_i I_{di} \end{cases} \quad (1)$$

式中: ω_0 为同步频率,下角标 d 和 q 分别表示状态变量的 d 轴和 q 轴分量,选定交流系统的电压方向与其 d 轴方向重合,则其 q 轴分量 0 ,有 $U_{di}=U_i$, $U_{qi}=0$ 。

VSC-1、VSC-2、VSC-3 直流侧电压的动态方程可写为

$$\begin{cases} C_i \frac{dU_{dci}}{dt} = I_i - I_{3i} \\ I_{33} = I_{31} + I_{32} \end{cases} \quad (2)$$

由图 2 可得, 定直流电压外环控制及其电流内环控制的动态方程为

$$\begin{cases} I_{di}^* = k_{di}(U_{dci}^* - U_{dci}) + x_{dji} \\ U_{cdi}^* = k_{cdi}(I_{di}^* - I_{di}) + x_{cdji} - X_i I_{qi} + U_{di} \\ x_{dji} = k_{dji} \int (U_{dci}^* - U_{dci}) dt \\ x_{cdji} = k_{cdji} \int (I_{di}^* - I_{di}) dt \end{cases} \quad (3)$$

类似地, 定有功功率外环控制及其电流内环控制的动态方程为

$$\begin{cases} I_{di}^* = k_{di}(P_i^* - P_i) + x_{dji} \\ U_{cdi}^* = k_{cdi}(I_{di}^* - I_{di}) + x_{cdji} - X_i I_{qi} + U_{di} \\ x_{dji} = k_{dji} \int (P_i^* - P_i) dt \\ x_{cdji} = k_{cdji} \int (I_{di}^* - I_{di}) dt \end{cases} \quad (4)$$

同理, 定无功功率外环控制及其电流内环控制的动态方程为

$$\begin{cases} I_{qi}^* = k_{qi}(Q_i^* - Q_i) + x_{qji} \\ U_{cqi}^* = k_{cqi}(I_{qi}^* - I_{qi}) + x_{cqji} + X_i I_{di} + U_{qi} \\ x_{qji} = k_{qji} \int (Q_i^* - Q_i) dt \\ x_{cqji} = k_{cqji} \int (I_{qi}^* - I_{qi}) dt \end{cases} \quad (5)$$

联立式(1)~(5), 可得在不考虑 CFC 动态过程时, 直流控制系统开环状态空间的线性化方程为

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \Delta X_{dc} = A_{dc} \Delta X_{dc} + B_{dc} \Delta U_{dc} \\ \Delta Y_{dc} = C_{dc} \Delta X_{dc} \end{cases} \quad (6)$$

$$\Delta X_{dc} = [\Delta U_{dci} \quad \Delta I_{di} \quad \Delta I_{qi} \quad \Delta x_{dji} \quad \Delta x_{cdji} \quad \Delta x_{qji} \quad \Delta x_{cqji}]^T$$

考虑到图 1 中的理想交流系统, 有 $\Delta U_{di} = \Delta U_{qi} = 0$ 。

故式(6)中的有效输入和输出信号为

$$\begin{cases} \Delta U_{dc} = [\Delta I_{31} \quad \Delta I_{32}]^T \\ \Delta Y_{dc} = [\Delta U_{dci}]^T \end{cases}$$

由式(6)可得直流控制系统的开环传递函数为

$$\Delta Y_{dc} = C_{dc}(sI - A_{dc})^{-1} B_{dc} \Delta U_{dc} = D(s) \Delta U_{dc} \quad (7)$$

1.2 CFC 系统的线性化模型

假定图 1 中 CFC 的一个开关周期时间为 T_{cfc} ,

则开关 S_a 、 S_{b1} 、 S_{b2} 和 S_{c1} 、 S_{c2} 对应的导通时间定义

如表 1 所示。

表 1 每个开关的导通时间

Tab. 1 On time of switches

S_a	S_{b1}	S_{b2}	S_{c1}	S_{c2}
T_{cfc}	T_{b1}	T_{b2}	$T_{cfc} - T_{b1}$	$T_{cfc} - T_{b2}$

CFC 采用定电容电压和定直流电流控制, 其控制框图如图 3 所示^[10]。

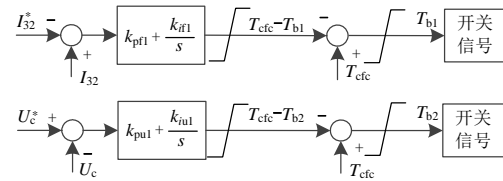


图 3 CFC 的控制框图

Fig. 3 Control loop of CFC

结合图 1 和表 1, 可得 CFC 内电容两侧的动态方程为

$$\begin{cases} C_c \frac{dU_c}{dt} = (T_{cfc} - T_{b1})I_{32} + (T_{cfc} - T_{b2})I_{31} \\ L_{32} \frac{dI_{32}}{dt} + R_{32}I_{32} = U_{dc3} - U_{dc2} - (T_{cfc} - T_{b1})U_c \\ L_{31} \frac{dI_{31}}{dt} + R_{31}I_{31} = U_{dc3} - U_{dc1} - (T_{cfc} - T_{b2})U_c \end{cases} \quad (8)$$

结合图 1 和图 3, 可得 CFC 控制系统的动态方程为

$$\begin{cases} T_{b1} = T_{cfc} + k_{p1}(I_{32}^* - I_{32}) + x_{c1} \\ T_{b2} = T_{cfc} - k_{pu1}(U_c^* - U_c) - x_{c2} \\ x_{c1} = k_{if1} \int (I_{32}^* - I_{32}) dt \\ x_{c2} = k_{iu1} \int (U_c^* - U_c) dt \end{cases} \quad (9)$$

联立式(8)~(9)可得到 CFC 系统开环状态空间的线性化方程为

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \Delta X_{cfc} = A_{cfc} \Delta X_{cfc} + B_{cfc} \Delta Y_{dc} \\ \Delta U_{dc} = C_{cfc} \Delta X_{cfc} \\ X_{cfc} = [V_c \quad I_{12} \quad I_{13} \quad x_{c1} \quad x_{c2}]^T \end{cases} \quad (10)$$

由式(10)可得 CFC 系统开环传递函数, 可写为

$$\Delta U_{dc} = C_{cfc}(sI - A_{cfc})^{-1} B_{cfc} \Delta Y_{dc} = F(s) \Delta Y_{dc} \quad (11)$$

1.3 含 CFC 直流系统的线性化模型

联立式(7)和(11), 可得含 CFC 直流系统的闭环状态空间模型为

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} X = AX \\ X = [X_{dc} \quad X_{cfc}]^T \\ A = \begin{bmatrix} A_{dc} & B_{dc}C_{cfc} \\ B_{cfc}C_{dc} & A_{cfc} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (12)$$

与式(12)对应地,含CFC直流系统的闭环传递框图如图4所示。

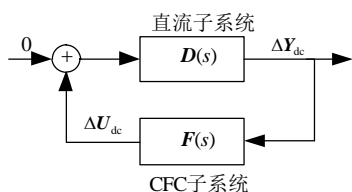


图4 含CFC直流系统的闭环传递函数框图

Fig. 4 Transfer function of VSC-MTDC with CFC

由图4和式(12)可知,含CFC的多端直流系统可以拆分为两个子系统,分别为直流控制子系统(如式(6)—(7)所示)和CFC子系统(如式(10)—(11)所示)。子系统之间,通过输入和输出变量 ΔY_{dc} 、 ΔU_{dc} 相互联系,并形成了完整地线性化模型,如式(12)和图4所示。

A_{dc} 的特征值或 $D(s)$ 的极点(λ_{di} , $i=1, 2, \dots, n$)称为直流控制子系统的开环模式, A_{cfc} 的特征值或 $F(s)$ 的极点(λ_{fi} , $i=1, 2, \dots, m$)称为CFC子系统的开环模式, A 的特征值或 $D(s)F(s)=I$ 的解集称为含CFC多端直流系统的闭环模式($\hat{\lambda}_{di}$, $i=1, 2, \dots, n$; $\hat{\lambda}_{fi}$, $i=1, 2, \dots, m$)。由此,可得出2种分析方法:一种是直接研究闭环模式在复平面的移动规律及其对稳定性的影响,计算维度较高;另一种则是利用开环模式与闭环模式之间的联系,通过研究子系统间开环模式的移动规律来预测系统的闭环稳定性,计算维度较低。

2 子系统间的模式谐振

2.1 闭环模式谐振

文献[18]采用第一种研究思路,基于系统的闭环状态空间矩阵,发现并验证了当系统中的两个闭环模式相互靠近时,在接近重合的位置会迅速弹开,并向相反方向继续移动,如图5所示。

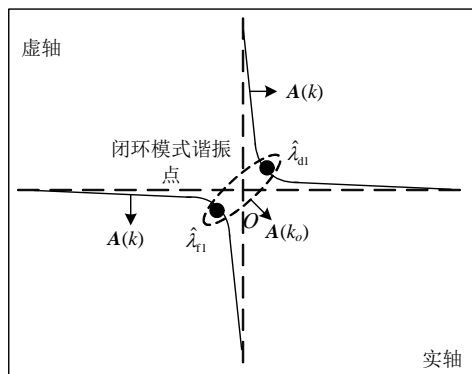


图5 闭环模式谐振

Fig. 5 Closed-loop modal resonance

文献[19]以发电机中的转子振荡模式和励磁振

荡模式为例,证实上述理论在电力系统中的正确性。考虑到上述谐振现象时基于闭环系统的,所以本文称之为闭环模式谐振,其对系统稳定性的影响简要论述如下。

假设图5所示系统的闭环状态空间模型为 $A(k)$, k 为系统中的可变参数,在图中点 O 处的状态矩阵为 $A(k_0)$,其特征值为 $\hat{\lambda}_{t1}$ 、 $\hat{\lambda}_{d1}$,并有 $\hat{\lambda}_{t1} \approx \hat{\lambda}_{d1} = \lambda_0$, λ_0 对应的左右特征向量分别为 w_0^T 和 v_0 ,则有

$$\left(\frac{\partial A(k)}{\partial k} \right) \bigg|_{k=k_0} - \lambda_0 I v_1 = v_0 \quad (13)$$

v_1 为 λ_0 的广义右特征向量,特征值 λ_0 对参数 k 的灵敏度为

$$\begin{cases} \Delta \lambda|_{\lambda=\lambda_0} = \pm \sqrt{\frac{w_0^T \frac{\partial A(k_0)}{\partial k} v_0}{v_1^T v_0}} \Delta k \bigg|_{k=k_0} = \pm S_0 \sqrt{\Delta k} \\ \hat{\lambda}_{t1} = \hat{\lambda}_{t1} - S_0 \sqrt{\Delta k}, \hat{\lambda}_{d1} = \hat{\lambda}_{d1} + S_0 \sqrt{\Delta k} \end{cases} \quad (14)$$

由式(14)可知,当 $\hat{\lambda}_{t1} \approx \hat{\lambda}_{d1} = \lambda_0$ 时,参数 k 的变化将会导致新的模式朝向相反的方向偏移,并导致其中一个模式阻尼降低,降低幅度取决于闭环状态空间矩阵 $A(k_0)$ 对参数 k 的灵敏度大小。

由于闭环模式谐振这一现象是在闭环模式接近重合的时候进行证明的,采用了线性化的方法。事实是,闭环谐振引起的模式阻尼降低不可能是无穷大的,其必然存在着极限。然而,排斥的极限是多少,达到排斥极限的条件是什么,上述理论并未证明。

可见,闭环模式谐振有以下特点:

1) 当2个闭环模式相互靠近时,会发生 90° 的偏转并互相排斥,进而导致其中的1个闭环模式阻尼下降,称之为闭环模式谐振过程。

2) 当闭环模式间的距离最接近时,其偏转斜率最大,称之为闭环模式谐振点。

2.2 开环模式谐振

为了能够更加清晰地揭示系统发生闭环模式谐振的本质,文献[20]采用上述第二种研究思路,提出了开环模式分析方法,研究了开环模式与闭环模式之间的联系。

如图6所示,当子系统 $D(s)$ 的开环模式 λ_{d1} 逐渐靠近子系统 $F(s)$ 的开环模式 λ_{f1} 时,系统的闭环模式 $\hat{\lambda}_{d1}$ 和 $\hat{\lambda}_{f1}$ 会逐渐向两边排斥,并当 λ_{f1} 与 λ_{d1} 距离最近时达到排斥峰值,闭环模式 $\hat{\lambda}_{d1}$ 的阻尼最差。

其对系统稳定性的影响简要证明如下。

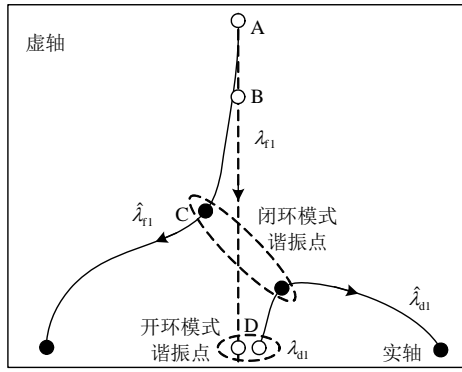


图 6 开环模式谐振

Fig. 6 Open-loop modal resonance

考虑到 λ_{f1} 是 $F(s)$ 的极点, λ_{d1} 是 $D(s)$ 的极点, 所以有

$$D(s) = \frac{r_d(s)}{s - \lambda_{d1}} + d(s), F(s) = \frac{r_f(s)}{s - \lambda_{f1}} + f(s) \quad (15)$$

由图 4 可得:

$$\left(\frac{r_d(s)}{s - \lambda_{d1}} + d(s)\right)\left(\frac{r_f(s)}{s - \lambda_{f1}} + f(s)\right) = \mathbf{I} \quad (16)$$

当 λ_{f1} 与 λ_{d1} 距离最近时有 $\lambda_{f1} \approx \lambda_{d1}$, 则闭环模式的变化量为 $s - \lambda_{f1} \approx s - \lambda_{d1} = \Delta\lambda$, 将其代入式(16), 有

$$\Delta\lambda^2 + b(s)\Delta\lambda + c(s) = 0 \quad (17)$$

其中

$$\begin{cases} b(s) = -\left(\frac{r_d(s)f(s) + r_f(s)d(s)}{\mathbf{I} - d(s)f(s)}\right) \\ c(s) = -\frac{r_d(s)r_f(s)}{\mathbf{I} - d(s)f(s)} \end{cases}$$

由式(17)可解得闭环模式近似为

$$\hat{\lambda}_{f1} = \lambda_{f1} + \Delta\lambda, \hat{\lambda}_{d1} = \lambda_{d1} - \Delta\lambda \quad (18)$$

式中 $\Delta\lambda = \pm \sqrt{b^2(s) - 4c(s)} / 2 \big|_{s=\lambda_{f1}}$ 。

可见, 开环模式谐振有以下特点:

1) 当子系统间的开环模式接近时, 其对应的闭环模式将产生排斥现象, 并导致其中一个模式的阻尼降低, 称之为开环模式谐振过程。

2) 当开环模式间的距离最接近时, 其对应闭环模式间的排斥幅度最大, 稳定性最差, 称之为开环模式谐振点

2.3 开环模式谐振与闭环模式谐振的区别与联系

由 2.1 和 2.2 节的分析过程可知, 开环模式谐振过程和闭环模式谐振过程均会导致系统中的 1 对闭环模式发生排斥现象, 进而导致了其中 1 个闭环模式的阻尼降低, 稳定性变差。虽然 2 者的定义看似不同, 然而其可以看作是针对同一谐振过程的不

同描述, 其本质是可以统一的, 如图 6 所示。

图 6 展示了 1 个开环模式 λ_{f1} 向另一个开环模式 λ_{d1} 移动时的根轨迹, 当 λ_{f1} 位于点 A 时, 开环模式 λ_{f1} 和 λ_{d1} 间的距离较远, 闭环模式约等于开环模式, 即 $\hat{\lambda}_{f1} \approx \lambda_{f1}$, $\hat{\lambda}_{d1} \approx \lambda_{d1}$, 此时系统间没有模式谐振发生。当开环模式 λ_{f1} 位于点 B, 闭环模式与开环模式相比, 已经开始发生偏差, 并有 $(\hat{\lambda}_{f1} - \lambda_{f1}) \approx -(\hat{\lambda}_{d1} - \lambda_{d1})$, 此时的闭环模式距离也进一步靠近, 意味着闭环模式谐振过程开始; 当闭环模式位于点 C, 此时的闭环模式 $\hat{\lambda}_{f1}$ 与 $\hat{\lambda}_{d1}$ 间距离最近, 称之为闭环模式谐振点, 且模式 $\hat{\lambda}_{d1}$ 的阻尼进一步降低。随着开环模式 λ_{f1} 和 λ_{d1} 的逐步接近, 当位于点 D 时, 距离最近, 发生了开环模式谐振, 此时系统的稳定性最差。

可见, 对于上述谐振过程, 既包含了开环模式谐振过程, 也包含了闭环模式谐振过程, 这说明了开环模式谐振过程和闭环模式谐振过程是对同一现象在不同阶段的数学描述, 反映了不同谐振阶段的模式特性。并且, 开环模式谐振点对系统稳定性的危害远大于闭环模式谐振点, 可以将闭环模式谐振看作是模式阻尼开始变差的重要标志, 但却不是稳定性最差的阶段。

3 案例验证

3.1 CFC 与定直流电压控制外环引起的谐振

如图 7 所示是一个含 CFC 的简单三端直流系统, VSC-1 采用定直流电压控制, VSC-2 采用定有功功率控制, 换流站侧直流电容均为 $5\mu\text{F}$, 风电场中 PMSG 的模型及其控制参数参考文献[21], 发电机的模型及其参数参考文献[22]。稳态时, CFC 的输出电流分别为 3.434pu 和 2.66pu 。直流电压控制外环的控制参数为 $k_{d1}=2.64\text{pu}$, $k_{d2}=1.66\text{pu}$, CFC 中的初始控制参数为 $k_{pu1}=0.03\text{pu}$, $k_{iu1}=0.02\text{pu}$ 。此时, 计算系统中的开环模式和闭环模式如表 2 所示。

可以发现, 此时 CFC 的开环振荡模式 λ_{f1} 与直流系统中定直流电压外环的开环振荡模式 λ_{d1} 较远, 与其对应的闭环模式近似相等, $\lambda_{d1} \approx \hat{\lambda}_{d1}$, $\lambda_{f1} \approx \hat{\lambda}_{f1}$ 。

之后, 调节 CFC 的控制参数, 使得 k_{iu1} 从 0.02pu

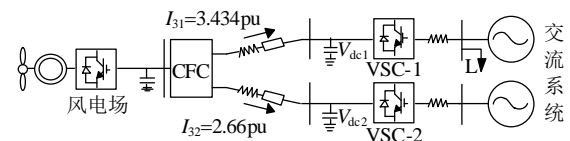


图 7 含单个 CFC 的三端直流系统

Fig. 7 Three terminal DC system with a CFC

表 2 直流系统中的振荡模式
Tab. 2 Modes of the DC system

子系统	开环模式	闭环模式
CFC 子系统	$\lambda_{r1} = -5.41 + j61.01$	$\hat{\lambda}_{r1} = -5.48 + j61.01$
直流控制子系统	$\lambda_{d1} = -3.87 + j104.7$	$\hat{\lambda}_{d1} = -3.68 + j104.7$

到 0.07pu, CFC 的开环模式 λ_{r1} 的移动轨迹如图 8(a)中虚线所示,直流系统的开环模式 λ_{d1} 如图 8(a)中右侧空心圆圈所示,此时,与之对应的闭环根轨迹如图 8(a)中实线所示。同理,当 k_{iu1} 从 0.07pu 到 0.19pu 时,其对应的根轨迹如图 8(b)所示。当 k_{iu1} 取不同的数值时,CFC 在闭环特征值 $\hat{\lambda}_{r1}$ 中的参与性、 $\hat{\lambda}_{r1}$ 对参数 k_{iu1} 的灵敏度、闭环模式的排斥距离 $\Delta\lambda_{r1} = |\hat{\lambda}_{r1} - \lambda_{r1}|$,如图 9 所示。可见上述过程可分

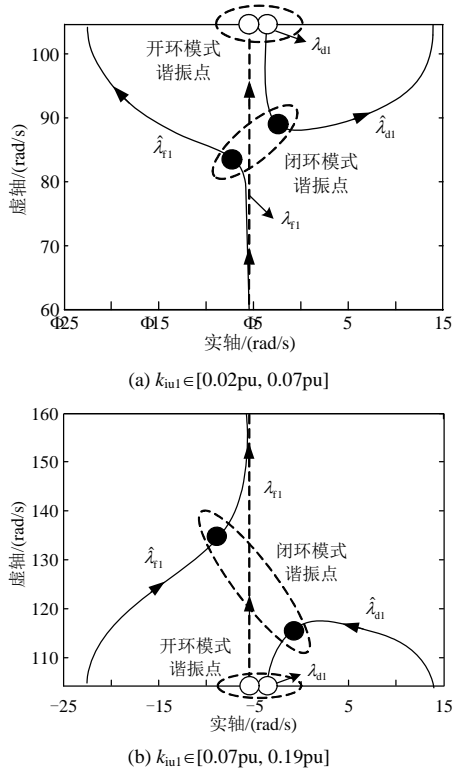


图 8 k_{iu1} 变化时的根轨迹(案例 1)

Fig. 8 Trajectory of modes with variation of k_{iu1} (case 1)

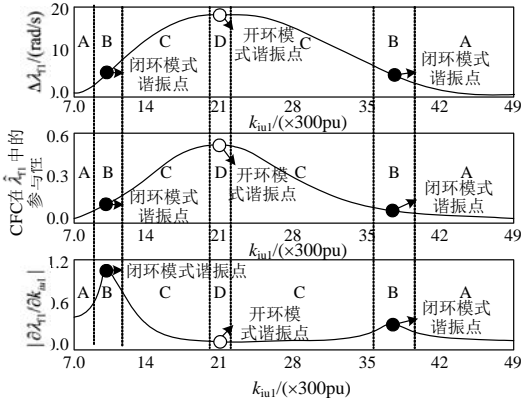


图 9 特征值相关特性的变化情况(案例 1)

Fig. 9 Variation of characteristic of modes (case 1)

为 4 个阶段,说明如下。

1) 阶段 A。当模式处于阶段 A 时,称之为无谐振阶段。由图 8(a)可知 CFC 的开环模式 λ_{r1} 与直流控制系统的开环模式 λ_{d1} 距离较远,此时系统的开环模式约等于系统的闭环模式,即 $\lambda_{d1} \approx \hat{\lambda}_{d1}$, $\lambda_{r1} \approx \hat{\lambda}_{r1}$ 。体现为闭环模式 $\hat{\lambda}_{r1}$ 中 CFC 状态变量的参与性较小,开环模式与闭环模式之间的排斥幅度 $\Delta\lambda_{r1}$ 非常小,特征值对参数的灵敏度 $\partial\lambda_{r1}/\partial k_{iu1}$ 不明显。

2) 阶段 B。当模式处于阶段 B 时,称之为闭环模式谐振阶段。由图 8(a)可知 CFC 的闭环模式 $\hat{\lambda}_{r1}$ 与直流控制系统的闭环模式 $\hat{\lambda}_{d1}$ 距离最近,闭环模式开始发生较大幅度的偏移,图 8、9 中的实心圆圈被称之为闭环模式谐振点。体现为闭环模式 $\hat{\lambda}_{r1}$ 中 CFC 状态变量的参与性开始升高,开环模式与闭环模式之间的排斥幅度 $\Delta\lambda_{r1}$ 迅速变大,特征值对参数的灵敏度 $\partial\lambda_{r1}/\partial k_{iu1}$ 达到局部峰值。

3) 阶段 C。随着开环模式 λ_{r1} 继续靠近 λ_{d1} ,开环模式间的距离进一步降低,其对应闭环模式的排斥强度继续增加,模式阻尼持续变差,称之为谐振强化阶段。体现为闭环模式 $\hat{\lambda}_{r1}$ 中 CFC 状态变量的参与性继续升高,开环模式与闭环模式之间的排斥幅度 $\Delta\lambda_{r1}$ 继续变大,特征值对参数的灵敏度 $\partial\lambda_{r1}/\partial k_{iu1}$ 开始降低。

4) 阶段 D。开环模式 λ_{r1} 和 λ_{d1} 间的距离逐渐达到最小,其所对应的闭环模式 $\hat{\lambda}_{r1}$ 和 $\hat{\lambda}_{d1}$ 达到排斥峰值,系统稳定性最差,图 8、9 中的空心圆圈被称之为开环模式谐振点。体现为闭环模式 $\hat{\lambda}_{r1}$ 中 CFC 状态变量的参与性达到峰值,开环模式与闭环模式之间的排斥幅度 $\Delta\lambda_{r1}$ 达到峰值,特征值对参数的灵敏度 $\partial\lambda_{r1}/\partial k_{iu1}$ 降到最低。

类似地,当参数继续变化时会逆序重复上述过程,原理与上述一致,如图 8(b)和图 9 所示。

可见,当考虑到直流系统与 CFC 的模式谐振时,原本能够保持 CFC 稳定的控制参数将变得不再稳定,造成了 CFC 参数稳定域的缩减。例如,当不考虑直流外环控制的动态过程时,参数 $k_{pu1}=0.03pu$, $k_{iu1} \in [0.02pu, 0.19pu]$ 对应的 CFC 系统是稳定的,其振荡模式如图 8 中虚线所示。但是,当考虑到直流系统控制的动态过程以后,参数 $k_{pu1}=0.03pu$, $k_{iu1} \in [0.03pu, 0.14pu]$ 对应的系统将是失稳的,其振荡模式如图 8 中实线所示。因此,原有参数的稳定域被切割为 2 段,即 $k_{iu1} \in [0.02pu, 0.03pu]$ 和

$k_{iu1} \in [0.14\text{pu}, 0.19\text{pu}]$ 。进一步的, 考虑到 k_{pu1} , k_{iu1} 2 个维度的变量, 则上述的参数稳定域将扩展为一个二维平面, 如图 10 所示。

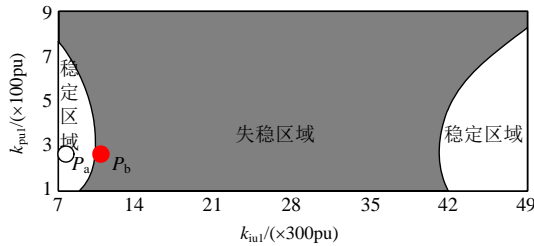


图 10 CFC 控制参数的稳定域(案例 1)

Fig. 10 Stable area of control parameters of CFC(case 1)

由图 10 可知, 当考虑到直流系统的控制外环的动态特性时, 会出现一块不稳定区域, 导致实际系统的稳定域缩减, 在实际设定参数时, 应远离上述失稳区域。

最后, 采用时域仿真验证上述分析的正确性。系统于 0.1s 在图 7 中点 L 处损失 10% 负荷, 分别采用图 10 中点 P_a 和 P_b 处的控制参数, 结果如图 11 所示。

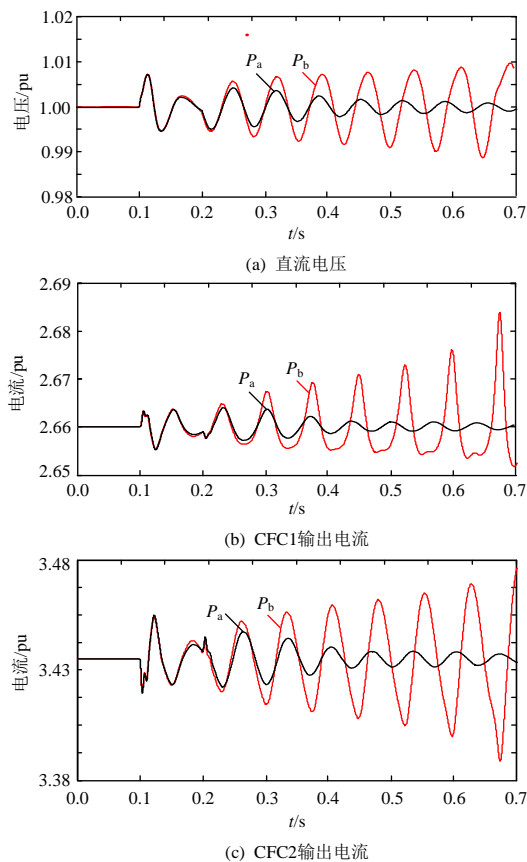


图 11 时域仿真结果(案例 1)

Fig. 11 Time-domain simulation results (case 1)

由图 11 可知, 当采用点 P_a 处的控制参数时, 系统可以保持稳定运行, 然而, 当系统采用点 P_b 处的控制参数时, 系统失稳, 与分析结果一致, 验证了上述结论的正确性。

证了上述结论的正确性。

3.2 CFC 与 CFC 引起的谐振

如图 12 所示是 1 个含 2 个 CFC 的五端直流系统, VSC-1 采用定直流电压控制, 其余 VSC 采用定有功功率控制, 剩余参数与图 7 中相同。CFC1 中的控制参数为: $k_{pu1}=0.02\text{pu}$, $k_{iu1}=0.01\text{pu}$, CFC2 中的初始控制参数为: $k_{pu2}=0.03\text{pu}$, $k_{iu2}=0.001\text{pu}$ 。

与 3.1 节中的原理一致, 直流系统中两个 CFC 间也会发生模式谐振现象, 简要说明如下。

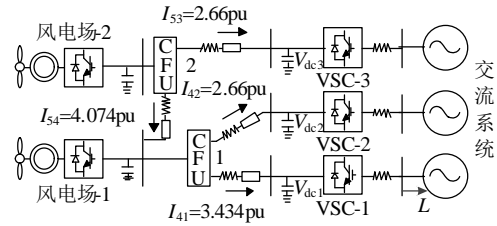


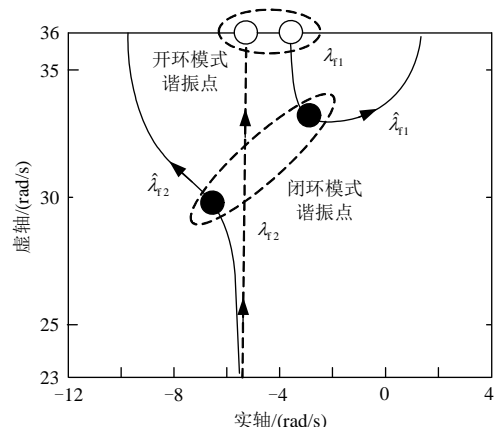
图 12 含两个 CFC 的五端直流系统

Fig. 12 Five terminal DC system with two CFCs

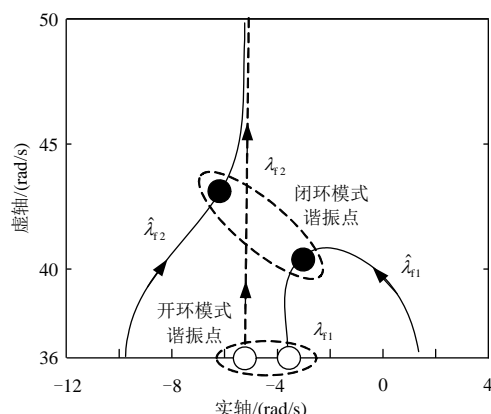
调节 CFC2 的控制参数, 使 k_{iu2} 从 0.001pu 到 0.008pu, CFC2 的开环模式 λ_{t2} 的移动轨迹如图 13(a) 中虚线所示, CFC1 的开环模式 λ_{t1} 如图 13(a) 中右侧空心圆圈所示, 与之对应的闭环根轨迹如图 13(a) 中实线所示。同理, 当 k_{iu2} 从 0.008pu 到 0.019pu 时, 其对应的根轨迹如图 13(b) 所示。当 k_{iu2} 取不同的数值时, CFC1 在闭环特征值 $\hat{\lambda}_{t2}$ 中的参与性、 $\hat{\lambda}_{t2}$ 对参数 k_{iu2} 的灵敏度、闭环模式的排斥距离 $\Delta\lambda_{t2} = |\hat{\lambda}_{t2} - \lambda_{t2}|$, 如图 14 所示。

由图 13、14 可知, 对于 CFC 之间的模式谐振, 依然可以分为 4 个阶段, 分别为无谐振阶段, 闭环模式谐振阶段, 谐振强化阶段和开环模式谐振阶段, 与 3.1 节中相似。这也验证了多个 CFC 间的确存在稳定性问题, 需要对参数进行合理的设定。

考虑到图 12 的系统相比于图 7 的系统增加了 1



(a) 闭环模式谐振点位于开环模式谐振点下方



(b) 闭环模式谐振点位于开环模式谐振点上方

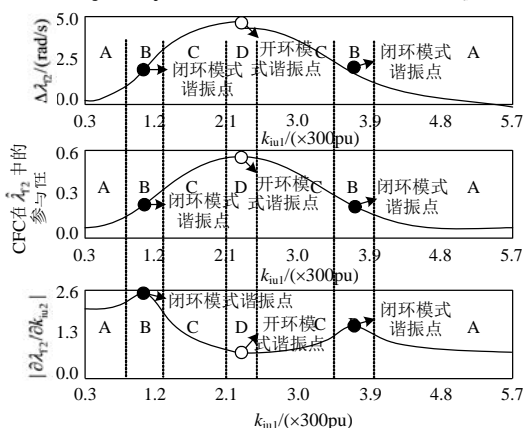
图 13 k_{iu2} 变化时的根轨迹(案例 2)Fig. 13 Trajectory of modes with variation of k_{iu2} (case 2)

图 14 特征值相关特性的变化情况(案例 2)

Fig. 14 Variation of characteristic of modes (case 2)

个 CFC, 所以在 CFC2 设定参数时, 不仅要避免图 10 中的不稳定区域, 防止与直流控制系统发生谐振, 还要避免图 15 中的不稳定区域, 防止与 CFC1 发生谐振。

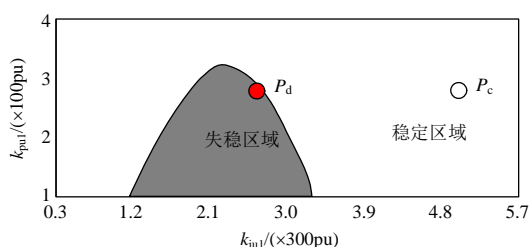
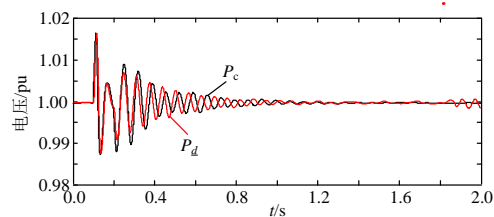


图 15 CFC 控制参数的稳定域(案例 2)

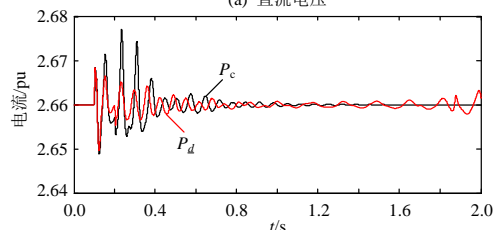
Fig. 15 Stable area of control parameters of CFC (case 2)

最后, 采用时域仿真验证上文分析的正确性。系统于 0.1s 在图 12 中点 L 处损失 20% 负荷, 分别采用图 15 中点 P_c 和点 P_d 处的控制参数, 得到的结果如图 16 所示。

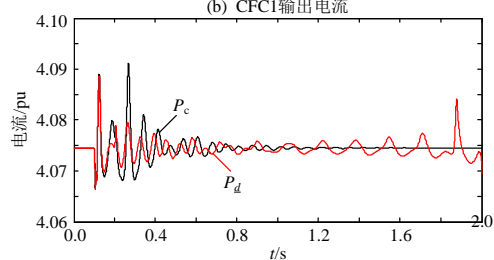
由图 16 可知, 当采用点 P_c 处的控制参数时, 系统可以保持稳定运行, 然而, 当系统采用点 P_d 处的控制参数时, 系统失稳, 与分析结果一致, 验证了上述结论的正确性。



(a) 直流电压



(b) CFC1 输出电流



(c) CFC2 输出电流

图 16 时域仿真结果(案例 2)

Fig. 16 Time-domain simulation results (case 2)

4 结论

本文针对含 CFC 的多端柔性直流输电系统, 建立了上述系统的分块化线性化模型, 通过分析 CFC 与直流系统之间, CFC 与 CFC 之间引起的谐振问题, 揭示了 CFC 接入后引起系统稳定性的内在机理, 给出了 CFC 控制参数的合理设定区间, 为实际工程的设定提供了参考, 主要得到以下结论:

1) CFC 接入直流系统后, 会面临稳定性问题, 主要表现在 CFC 与直流控制系统, CFC 之间引起的模式谐振问题;

2) 闭环模式谐振和开环模式谐振是针对同一谐振现象的不同数学描述, 开环模式谐振对系统稳定性的危害要大于闭环模式谐振;

3) 模式谐振现象会导致原有参数的稳定域缩减, 所以需要合理地设定直流系统中的控制参数以避免模式谐振的发生;

4) 基于本文揭示的稳定性机理, 将为实际电力系统中谐振点位置的确定奠定充实的理论基础, 这也是未来研究中非常具有价值的工作。

参考文献

- [1] 陈霞, 林卫星, 孙海顺, 等. 基于多端直流输电的风电并网技术[J]. 电工技术学报, 2011, 26(7): 60-67.

- Chen Xia, Lin Weixing, Sun Haishun, et al. LCCMTDC technology for wind farms integration[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 26(7): 60-67(in Chinese).
- [2] 邱晓燕, 沙熠, 宁雪姣, 等. 大规模风电接入的智能电网多类型柔性负荷分级优化调度[J]. 高电压技术, 2016, 42(7): 2084-2091.
- Qiu Xiaoyan, Sha Yi, Ning Xuejiao, et al. Hierarchical optimization of multi-type flexible load in smart grid with large-scale wind generation[J]. High Voltage Engineering, 2016, 42(7): 2084-2091(in Chinese).
- [3] 徐政. 柔性直流输电系统[M]. 北京: 机械工业出版社, 2014: 1-10.
- Xu Zheng. Flexible HVDC system[M]. Beijing: China Machine Press, 2014: 1-10(in Chinese).
- [4] 汤广福. 基于电压源换流器的高压直流输电系统[M]. 北京: 中国电力出版社, 2010: 1-5.
- Tang Guangfu. HVDC system based on voltage source converter[M]. Beijing: China Electric Power Press, 2010: 1-5(in Chinese).
- [5] 王成山, 罗凤章, 张天宇, 等. 城市电网智能化关键技术[J]. 高电压技术, 2016, 42(7): 2017-2027.
- Wang Chengshan, Luo Fengzhang, Zhang Tianyu, et al. Review on key technologies of smart urban power network[J]. High Voltage Engineering, 2016, 42(7): 2017-2027(in Chinese).
- [6] 李国庆, 边竞, 王鹤, 等. 一种基于 MMC 的新型直流潮流控制器[J]. 电网技术, 2017, 41(7): 2107-2114.
- Li Guoqing, Bian Jing, Wang He, et al. A new type DC flow controller based on MMC[J]. Power System Technology, 2017, 41(7): 2107-2114(in Chinese).
- [7] 杨越, 张文亮, 汤广福, 等. 双 H 桥型直流电网潮流控制器的控制策略[J]. 电网技术, 2015, 39(9): 2505-2510.
- Yang Yue, Zhang Wenliang, Tang Guangfu, et al. Control strategy of dual H-bridge power flow controller for DC grids[J]. Power System Technology, 2015, 39(9): 2505-2510(in Chinese).
- [8] 许烽, 徐政, 刘高任. 新型直流潮流控制器及其在环网式直流电网中的应用[J]. 电网技术, 2014, 38(10): 2644-2650.
- Xu Feng, Xu Zheng, Liu Gaoren. A neotype of DC power flow controller and its applications in meshed DC grids[J]. Power System Technology, 2014, 38(10): 2644-2650(in Chinese).
- [9] Barker C D, Whitehouse R S. A current flow controller for use in HVDC grids[C]//10th IET International Conference on AC and DC Power Transmission(ACDC 2012). Birmingham, UK: IET, 2012: 1-5.
- [10] Deng N, Wang P, Zhang X P, et al. A DC current flow controller for meshed modular multilevel converter multiterminal HVDC grids[J]. CSEE Journal of Power & Energy Systems, 2015, 1(1): 43-51.
- [11] Sau-Bassols J, Prieto-Araujo E, Gomis-Bellmunt O, et al. Series interline DC/DC current flow controller for meshed HVDC grids[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2018, 33(2): 881-891.
- [12] Deng N, Wang P, Zhang X P. Small-signal stability analysis and control system design of a meshed multi-terminal high-voltage direct current grid with a current flow controller[J]. Electric Machines & Power Systems, 2016, 44(10): 1126-1137.
- [13] Balasubramaniam S, Ugalde-Loo C E, Liang J, et al. Experimental validation of dual h-bridge current flow controllers for meshed HVDC grids[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2018, 33(1): 381-392.
- [14] 杨洁, 刘开培, 王东旭, 等. 向无源网络供电的双端柔性直流输电系统小信号稳定性分析[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(10): 2400-2408.
- Yang Jie, Liu Kaipei, Wang Dongxu, et al. Small signal stability analysis of VSC-HVSC applied to passive network[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(10): 2400-2408(in Chinese).
- [15] 杨洁, 刘开培, 余俞, 等. 交流电网互联的双端柔性直流输电系统小信号建模[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(9): 2177-2184.
- Yang Jie, Liu Kaipei, Yu Yu, et al. Small signal modeling for VSC-HVDC used in AC grid interconnection [J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(9): 2177-2184(in Chinese).
- [16] 杨洁, 刘开培, 饶雪, 等. 多端柔性直流输电系统小信号建模[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(16): 4015-4024.
- Yang Jie, Liu Kaipei, Rao Xue, et al. Small signal modeling for VSC-MTDC[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(16): 4015-4024(in Chinese).
- [17] 伍文华, 陈燕东, 罗安, 等. 海岛 VSC-HVDC 输电系统直流阻抗建模、振荡分析与抑制方法[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(15): 4359-4368.
- Wu Wenhua, Chen Yandong, Luo An, et al. DC impedance modeling, oscillation analysis and suppression method for VSC-HVDC system in the field of islands power supply[J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(15): 4359-4368 (in Chinese).
- [18] Seyranian A P. Sensitivity analysis of multiple

- eigenvalues[J]. Journal of Structural Mechanics, 1993, 21(2): 261-284.
- [19] Dobson I, Zhang J, Greene S, et al. Is strong modal resonance a precursor to power system oscillations?[J]. IEEE Transactions on Circuits & Systems I Fundamental Theory & Applications, 2015, 48(3): 340-349.
- [20] 王旭斌, 杜文娟, 王海风. 开环模式谐振引发含变速风电机组电力系统振荡的机理分析[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(22): 6481-6491.
- Wang Xubin, Du Wenjuan, Wang Haifeng. Oscillations caused by open-loop modal resonance in power system with variable-speed wind generator[J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(22): 6481-6491 (in Chinese).
- [21] Li S, Haskew T A, Swatloski R P, et al. Optimal and direct-current vector control of direct-driven PMSG wind turbines[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(5): 2325-2337.
- [22] 程时杰, 曹一家, 江全元. 电力系统次同步振荡的理论与方法[M]. 北京: 科学出版社, 2009: 101-147.
- Cheng Shijie, Cao Yijia, Jiang Quanyuan. Theory and method of subsynchronous oscillation in power system [M]. Beijing: Science Press, 2009: 101-147(in Chinese).



付强

收稿日期: 2018-05-03。

作者简介:

付强(1993), 男, 博士研究生, 主要研究方向为新能源电力系统分析与控制, 1197348393@qq.com;

*通信作者: 杜文娟(1979), 女, 博士, 教授, 主要研究方向为电力系统稳定性分析与控制, ddwenjuan@qq.com;

王海风(1961), 男, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为电力系统稳定性分析与控制, hfwang60@qq.com。

(责任编辑 邱丽萍)

Impact of Model Resonance Caused by Current Flow Control of VSC-MTDC on the Stability of System

FU Qiang, DU Wenjuan*, WANG Haifeng
(North China Electric Power University)

KEY WORDS: CFC; VSC-MTDC; model resonance; system stability

In recent years, the voltage source converter based HVDC (VSC-HVDC) has been widely researched with the development of renewable energy. It has been the important technology of smart grid because of its flexible control, the ability to connect with the weak AC power grid and the no risk of the commutation failure. However, with the increasingly complex structure of the DC system, power flow control has also become one of the key research contents in the DC system. The unsuitable distribution of the power flow will lead to overload of the line, which will decrease the efficiency of DC power network operation and even lead to serious security problems. Therefore, it is important to design the suitable power flow controller for multi terminal DC system and to optimize the power flow distribution in the DC system, so that the overload in DC line can be prevented and the stability of the DC system will be improved.

In order to establish the linearization model of DC system with current flow control (CFC), the open-loop model of DC network and CFC control loop is shown in Equ.(1) and Equ.(2) respectively. The linearization model of DC system with CFC is listed in Equ.(3) by combining the Equ.(1) and Equ.(2).

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \Delta X_{dc} = A_{dc} \Delta X_{dc} + B_{dc} \Delta U_{dc} \\ \Delta Y_{dc} = C_{dc} \Delta X_{dc} \end{cases} \quad (1)$$

$$\Delta X_{dc} = [\Delta U_{dci} \quad \Delta I_{di} \quad \Delta I_{qi} \quad \Delta x_{dji} \quad \Delta x_{cdji} \quad \Delta x_{qji} \quad \Delta x_{cqi}]^T$$

$$\Delta U_{dc} = [\Delta I_{31} \quad \Delta I_{32}]^T$$

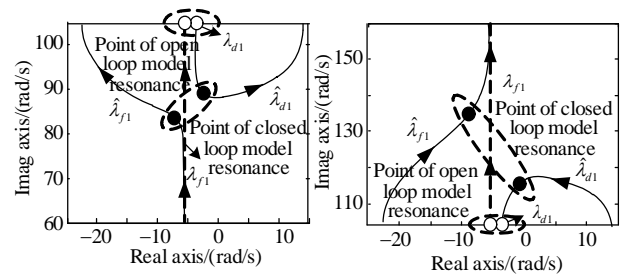
$$\Delta Y_{dc} = [\Delta U_{dci}]^T$$

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \Delta X_{cfc} = A_{cfc} \Delta X_{cfc} + B_{cfc} \Delta Y_{dc} \\ \Delta U_{dc} = C_{cfc} \Delta X_{cfc} \\ X_{cfc} = [V_c \quad I_{12} \quad I_{13} \quad x_{c1} \quad x_{c2}]^T \end{cases} \quad (2)$$

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} X = AX \\ X = [X_{dc} \quad X_{cfc}]^T \\ A = \begin{bmatrix} A_{dc} & B_{dc} C_{cfc} \\ B_{cfc} C_{dc} & A_{cfc} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (3)$$

As the control parameter k_{iu1} of the CFC is adjusted from 0.02pu to 0.07pu, the trajectory of the open loop mode λ_{f1} of the CFC and the open loop mode λ_{d1} of the DC system is shown in Fig. 1(a) with dotted line and hollow circle respectively. The trajectory of corresponding closed-loop modes $\hat{\lambda}_{f1}, \hat{\lambda}_{d1}$ are shown in Fig. 1 with solid line and circle. Similarly, the position of the open loop and closed loop modes are shown in Fig. 1(b), when the control parameter k_{iu1} of the CFC is adjusted from 0.07pu to 0.19pu.

The characteristic of closed loop modes $\hat{\lambda}_{f1}$ are shown in Fig.2 which contain 4 stages: When the mode $\hat{\lambda}_{f1}$ is at stage A, it is called the no resonance stage. When the mode $\hat{\lambda}_{f1}$ is at stage B, it is called the closed loop model resonance stage. When the mode $\hat{\lambda}_{f1}$ is at stage C, it is called the closed loop model resonance enhancement stage. When the mode $\hat{\lambda}_{f1}$ is at stage D, it is called the open loop model resonance stage.



(a) $k_{iu1} \in [0.02\text{pu}, 0.07\text{pu}]$ (b) $k_{iu1} \in [0.07\text{pu}, 0.19\text{pu}]$

Fig. 1 Trajectory of modes with variation of k_{iu}

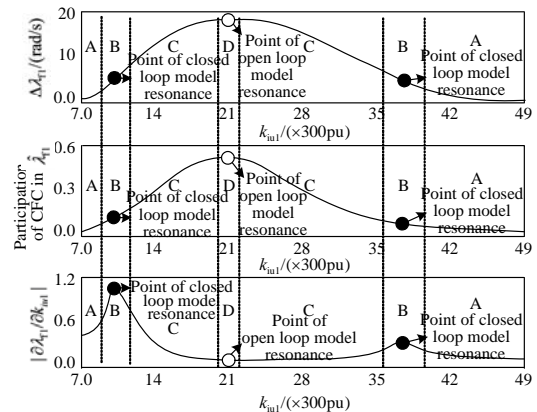


Fig. 2 Variation of characteristic of modes