

基于D分割法的LCC-HVDC系统控制器参数整定方法

傅 闯¹, 叶运铭^{2,3}, 汪娟娟², 周盛宇², 李 欢¹, 黄松强¹

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

2. 华南理工大学电力学院, 广东省广州市 510641; 3. 中国南方电网有限责任公司, 广东省广州市 510623)

摘要: 高压直流输电系统的控制器参数对系统稳定性及动态响应性能具有重要影响。提出了一种基于D分割法的基于电网换相换流器的高压直流输电(LCC-HVDC)系统控制器参数整定方法。首先, 基于某实际工程的运行参数建立了单极全压运行方式下的LCC-HVDC系统等值小干扰动态模型; 然后, 基于该模型的拉普拉斯变换获得系统定电流控制及定电压控制回路的传递函数; 继而, 采用D分割法分别对定电流控制器及定电压控制器的比例-积分参数进行整定, 获得了同时满足增益裕度、相位裕度及带宽限制要求的控制器参数整定域, 并将不同功率传输水平下的参数整定域进行叠加, 获得了多工况通用控制器参数域。仿真结果验证了小干扰动态模型的准确性及所提控制器参数整定方法的有效性。

关键词: 高压直流输电; 电网换相换流器; 小干扰动态模型; D分割法; 稳定裕度; 参数整定

0 引言

为了满足中西部清洁能源送出及东南部负荷中心电力供应的需求, 中国大力发展高压直流输电技术^[1-2]。截至2020年底, 中国已有近40回直流工程投运, 交直流混联电网的规模日趋庞大、运行特性日趋复杂。基于电网换相换流器的高压直流输电(LCC-HVDC)系统因其具有输送距离远、输电容量大等优势而得到了蓬勃发展^[3], 但其存在换相失败及振荡发散等问题^[4-5]。在一次系统结构参数及系统控制策略确定的前提下, 控制器的比例-积分(PI)参数对系统性能有重要影响^[6]。因此, 对控制器PI参数进行整定优化, 有利于保证交直流混联输电系统具有良好的稳定性及动态响应特性。

目前, 已有学者对交直流混联输电系统控制器PI参数的整定及优化方法开展了大量研究。文献[7-8]提出一种系统化的控制参数可行域划分优化方法, 该方法能够综合考虑控制参数对系统稳定性及动态响应性能的影响, 整定出的结果可认为是全局最优解。文献[9]提出一套多端混合直流输电系统控制器参数优化方法, 可实现建立模型、计算控制

参数可行域及对控制参数进行优化设计等功能。然而上述文献在获取控制器参数可行域时采用的是遍历法, 计算工作量较大。文献[10]提出一种基于灵敏度分析的PI参数优化方法, 该方法在每次迭代时都要重新识别阻尼最小的临界模态, 并重新计算对临界模态最敏感的控制参数。文献[11]采用模最优法及对称最优法分别对柔性直流输电系统的内环及外环控制PI参数进行了整定。文献[12]以能够定量衡量系统小干扰稳定性的二次型指标为目标函数, 采用蒙特卡洛方法对LCC-HVDC系统的关键控制参数进行了优化。文献[13-18]均以智能优化算法为核心, 针对不同目标函数对高压直流输电系统的控制器PI参数进行了优化。然而, 采用智能优化算法存在着整定结果可能陷入局部最优解的风险, 整定结果的准确性高度依赖于算法的可靠性。已有文献大多只针对单一工况下系统的参数进行整定, 当系统工况发生变化时, 整定出的结果可能并不适用于新的工况。目前, 在实际高压直流输电工程当中, 常采用离线电磁暂态仿真和控制保护系统联调实验的方法整定控制器PI参数, 亟待进一步研究具有较强理论依据的系统性整定方法。

D分割法在极平面与控制器参数空间之间建立了直接关联, 通过将极平面稳定域的边界映射到参数空间, 构造了参数空间中的D分割边界, 从而能够快速确定控制器参数的稳定区域^[19]。文献[20]提出将D分割法应用于并网逆变器的PI参数整定,

收稿日期: 2021-07-05; 修回日期: 2021-11-15。

上网日期: 2022-03-15。

国家自然科学基金资助项目(51777079); 广东省自然科学基金资助项目(2020A1515011541); 中国南方电网有限责任公司科技项目(ZBKJXM20190056)。

对本文工作有相当大的启发。

综上,本文以单极全压运行方式下的 LCC-HVDC 系统为研究对象,提出一种基于 D 分割法的多工况(10%~110% 额定功率传输水平)通用控制器参数整定方法。本文所研究系统整流侧采用定电流控制策略,逆变侧采用定电压控制策略。首先,建立该系统的等值小干扰动态模型,并获得定电流及定电压控制回路的传递函数;然后,采用 D 分割法获得控制器 PI 参数的稳定域,并基于期望的控制回路稳定裕度及带宽对控制器 PI 参数进行整定;接下来,将不同功率传输水平下的 PI 参数整定域进行叠加,获得不同工况通用的 PI 参数域;最后,在 PSCAD 电磁暂态模型中对基于 D 分割法获得的稳定域及整定后的控制器参数域进行了仿真测试,验证本文所提控制器参数整定方法的有效性。

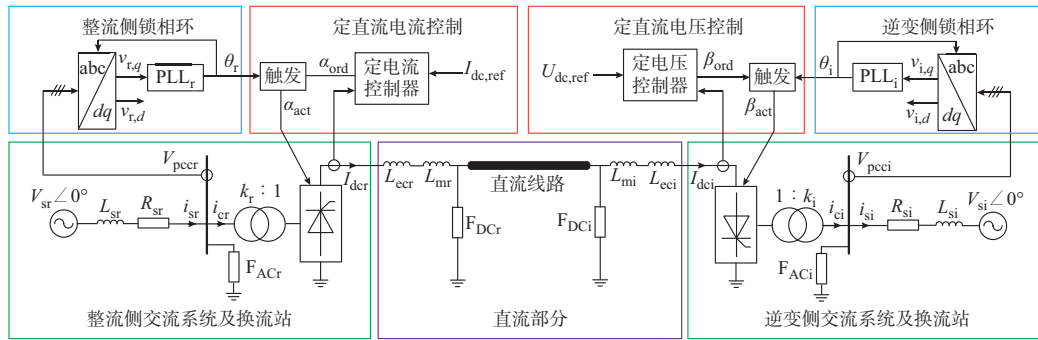


图1 系统主电路及控制结构
Fig. 1 Main circuit and control structure of system

2 LCC-HVDC 系统小干扰动态模型

某实际工程在单极全压运行方式下的额定直流电压为 500 kV,额定直流电流为 3 kA,额定输送功率为 1 500 MW,直流输电线路长度为 1 200 km。下面以单极全压满功率工况为例建立该系统的等值小干扰动态模型,其中换流站、定电流控制器、定电压控制器及锁相环的小干扰动态模型可参考文献[21-23],本文不再赘述。系统运行及控制参数详见附录 A 表 A1 及表 A2。

1) 滤波器组模型。单极全压满功率运行时,整流侧交流滤波器组的投切策略包括:(1)3 组 A 型(DT11/13)+2 组 B 型(DT3/24/36);(2)2 组 A 型+3 组 B 型;(3)2 组 A 型+2 组 B 型+1 组 C 型(Shunt C)。本文采用第(3)种投切策略对该工况进行建模,整流侧交流滤波器参数详见附录 A 表 A3。将相同的交流滤波器组支路进行并联等效后,可得整流侧交流滤波器组的等效结构如图 2(a)所示,其

1 LCC-HVDC 系统结构

本文所研究 LCC-HVDC 系统的主电路及控制结构如图 1 所示。图 1 中:下标“r”代表整流侧相关变量,下标“i”代表逆变侧相关变量; V_s 为交流电网的电压幅值; R_s 和 L_s 分别为交流电网的等值电阻和等值电感; i_s 为交流电网注入交流母线的电流; V_{pcc} 为公共连接点电压幅值; F_{AC} 为交流滤波器组; i_c 为流经换流变压器网侧的电流; k 为换流变压器的变比; L_{ec} 为换流变压器对直流侧的等效影响电感; L_m 为换流站出口处的平波电抗器; I_{dc} 为直流电流; F_{DC} 为直流滤波器组; $v_{r,d}, v_{r,q}$ 和 $v_{i,d}, v_{i,q}$ 分别为整流侧和逆变侧公共连接点电压的 d, q 轴分量;PLL 为锁相环; θ 为锁相环的输出相位; $I_{dc,ref}$ 和 $U_{dc,ref}$ 分别为直流电流和直流电压的指令值; α_{ord} 和 β_{ord} 分别为整流阀和逆变阀的触发角指令值; α_{act} 和 β_{act} 分别为整流阀和逆变阀的实际触发角。

中 $R_{1r} \sim R_{3r}, L_{1r} \sim L_{6r}$ 及 $C_{1r} \sim C_{6r}$ 分别为整流侧交流滤波器组相应支路的等值电阻、电感及电容。

考虑到需将交流母线处的 dq 轴电压作为状态变量,故在交流滤波器组中额外增添一条纯电容支路,该支路电容 C_{pccr} 取值为 $0.001 \mu F$,此时其对交流电流及换流站无功功率的影响可忽略不计。根据图 2(a)可得整流侧交流滤波器组 d 轴分量的小干扰动态模型为:

$$M_A \frac{d\Delta M_1}{dt} = \begin{bmatrix} M_{B1} & M_{B2} \\ M_{B3} & M_{B4} \end{bmatrix} \Delta M_2 + \omega_r M_A \Delta M_3 + M_4 \quad (1)$$

式中: Δ 表示扰动量,下同; $M_A = \text{diag}[C_{pccr}, C_{1r}, L_{1r}, C_{2r}, L_{2r}, C_{3r}, L_{3r}, C_{4r}, L_{4r}, C_{5r}, L_{5r}, C_{6r}, L_{6r}]$; $M_1 = [v_{r,d}, v_{C1r,d}, i_{L1r,d}, v_{C2r,d}, i_{L2r,d}, v_{C3r,d}, i_{L3r,d}, v_{C4r,d}, i_{L4r,d}, v_{C5r,d}, i_{L5r,d}, v_{C6r,d}, i_{L6r,d}]^T$,其中各电压及电流量均为相应电容电压及电感电流的 d 轴分量; $M_2 = [M_1^T, \omega_r]^T$,其中 ω_r 为整流侧锁相环的输出角频率; $M_3 = [v_{r,q},$

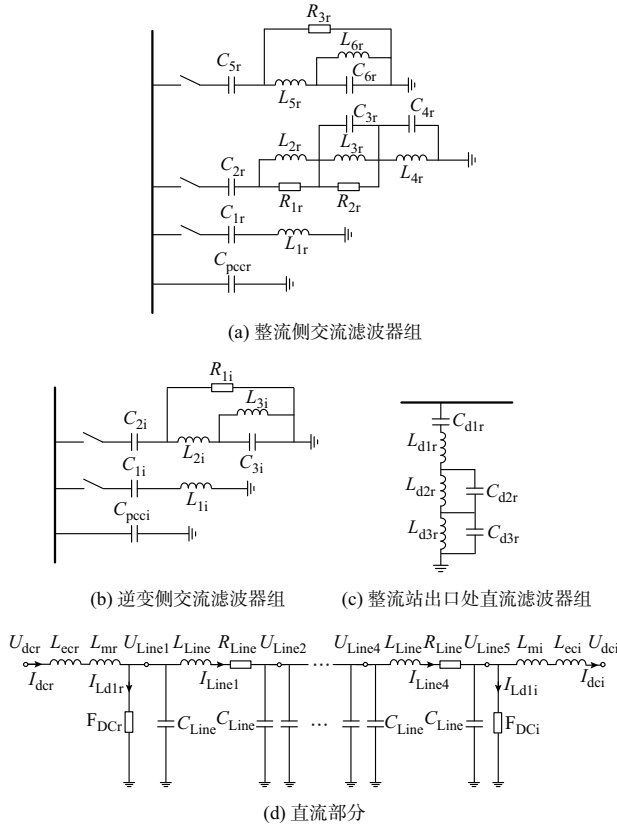


图2 等效结构图
Fig.2 Equivalent structure diagram

$v_{C1r,q}, i_{L1r,q}, v_{C2r,q}, i_{L2r,q}, v_{C3r,q}, i_{L3r,q}, v_{C4r,q}, i_{L4r,q}, v_{C5r,q}, i_{L5r,q}, v_{C6r,q}, i_{L6r,q}]^T$, 其中各电压及电流量均为相应电容电压及电感电流的 q 轴分量; $M_4 = [\Delta i_{sr,d} - \Delta i_{cr,d}, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0]^T$, 其中 $i_{sr,d}$ 和 $i_{cr,d}$ 分别为整流侧交流电网注入交流母线的电流和流经换流变压器网侧的电流的 d 轴分量; $M_{B1} \sim M_{B4}$ 的表达式详见附录 A 式 (A1)~式 (A4)。

整流侧交流滤波器组 q 轴分量的小干扰动态模型与式 (1) 类似。

逆变侧交流滤波器组在单极全压满功率运行时的投切策略包括: (1) 5 组 A 型 (DT12/14); (2) 4 组 A 型 + 1 组 C 型。本文采用第 (2) 种投切策略对逆变侧交流滤波器组进行建模, 其结构与参数详见图 2(b) 及附录 A 表 A3, 其中: $R_{li}, L_{li} \sim L_{3i}$ 及 $C_{li} \sim C_{3i}$ 分别为逆变侧交流滤波器组相应支路的电阻、电感及电容; C_{pci} 为额外增添的纯电容支路电容, 取值为 $0.001 \mu F$ 。直流滤波器组的结构及参数详见图 2(c) 及附录 A 表 A3, 其中 $L_{d1r} \sim L_{d3r}$ 和 $C_{d1r} \sim C_{d3r}$ 分别为直流滤波器相应支路的等值电感和电容。由于逆变侧交流滤波器组及直流滤波器组的建模思路同上述整流侧交流滤波器组类似, 故本文不再赘述。

2) 直流部分模型。本文采用集总等效电路中

的 π 型电路对直流输电线路进行模拟。由于直流输电线路单位长度的电阻通常远小于单位长度的感抗, 因此可将直流输电线路归结为低损耗传输线。此时, 根据文献 [24-25], 为了对长度为 l 的低损耗传输线的特性进行物理模拟, 集总等效电路中 π 型电路的级联数目 N 应当满足:

$$N \geq \left\lceil \frac{\sqrt{2} \pi f_{\max} l}{v} \right\rceil \quad (2)$$

式中: $\lceil \cdot \rceil$ 表示向上取整运算; $f_{\max}$ 为被物理模拟的传输线的最高频率; v 为传输线电压及电流的行波速度, 取 $v = 3 \times 10^8 \text{ m/s}$ 。

由于 LCC-HVDC 系统在小干扰失稳的情况下其振荡频率一般小于 100 Hz, 且控制参数对系统阻抗特性的影响主要集中在小于 200 Hz 的低频段, 故本文将 $f_{\max}$ 设置为 200 Hz。根据式 (2), 当对 1 200 km 的输电线路进行物理模拟时, 需要级联的 π 型电路数目最小为 4。为了使系统的小干扰动态模型阶数不致过高, 本文采用 4 个 π 级联电路来模拟直流输电线路。此时, 系统直流部分的等效结构如图 2(d) 所示, 其中: U_{dcr} 和 I_{dcr} 分别为整流站出口处的直流电压和电流; $U_{Line1} \sim U_{Line5}$ 及 $I_{Line1} \sim I_{Line4}$ 为状态变量; R_{Line}, L_{Line} 及 C_{Line} 分别为单个 π 型电路的电阻、电感及电容; U_{dci} 和 I_{dci} 分别为逆变站出口处的直流电压和电流。根据图 2(d) 可得直流部分的小干扰动态模型如式 (3) 所示。

$$M_F \frac{d\Delta M_5}{dt} = M_G \Delta M_5 + M_6 \quad (3)$$

式中: $M_F = \text{diag}[L_{ecr} + L_{mr}, C_{Line}, L_{Line}, 2C_{Line}, L_{Line}, 2C_{Line}, L_{Line}, 2C_{Line}, L_{Line}, C_{Line}, L_{eci} + L_{mi}]$; $M_5 = [I_{dcr}, U_{Line1}, I_{Line1}, U_{Line2}, I_{Line2}, U_{Line3}, I_{Line3}, U_{Line4}, I_{Line4}, U_{Line5}, I_{dci}]^T$; M_G 和 M_6 的表达式详见附录 A 式 (A5) 和式 (A6)。

综上, 当以定电流及定电压控制器指令值 $I_{dc,ref}$ 及 $U_{dc,ref}$ 为输入, 以直流电流及直流电压测量值 $I_{dcr,m}$ 及 $U_{dci,m}$ 为输出时, 本文所研究系统的小干扰动态模型可表示为:

$$\begin{cases} \frac{d\Delta x}{dt} = A\Delta x + B\Delta u \\ \Delta y = C\Delta x + D\Delta u \end{cases} \quad (4)$$

式中: x 为状态变量; u 为输入变量; y 为输出变量; A 为 75×75 的状态矩阵; B 为 75×2 的输入矩阵; C 为 2×75 的输出矩阵; D 为 2×2 的前馈矩阵。

为验证上述小干扰动态模型的正确性, 令控制器指令值发生扰动, 得到单极全压满功率运行方式下 PSCAD 电磁暂态模型与 MATLAB 小干扰动态

模型的系统动态响应,如附录A图A1所示。由图A1可知,2种模型的系统响应基本一致,表明了本文所建立的小干扰动态模型能够准确地反映系统的动态特性。

3 基于D分割法的控制器PI参数整定

3.1 D分割法原理

含PI控制器的单位负反馈控制系统如图3(a)所示,其中: s 为复变量; $R(s)$ 为输入量; $Y(s)$ 为输出量; $G_{PI}(s)$ 和 $G_0(s)$ 分别为开环传递函数中PI环节和调制环节的传递函数,其表达式如式(5)所示。

$$\begin{cases} G_{PI}(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \\ G_0(s) = \frac{b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + \dots + b_0}{a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_0} \end{cases} \quad (5)$$

式中: K_p 和 K_i 分别为PI控制器的比例和积分系数; $a_0, a_1, \dots, a_n$ 和 $b_0, b_1, \dots, b_m$ 分别为 $G_0(s)$ 分母和分子多项式的系数。

则该单位负反馈控制系统的闭环特征方程可表示为:

$$\delta(s, K) = s(a_n s^n + \dots + a_1 s^1 + a_0) + (sK_p + K_i)(b_m s^m + \dots + b_1 s^1 + b_0) = 0 \quad (6)$$

式中: $K = \{K_p, K_i\}$ 为控制参数集合。

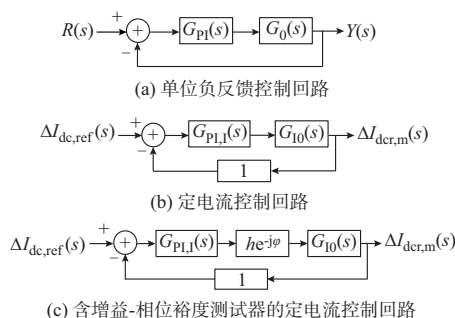


图3 控制回路信号流

Fig. 3 Signal flow of control loop

根据D分割法可得控制器参数稳定域的边界为:

$$\begin{cases} D_{s=0} = \{K \mid \delta = (0, K) = 0\} \\ D_{s=\infty} = \{K \mid \delta = (\infty, K) = 0\} \\ D_{s=\pm j\omega} = \{K \mid \delta = (\pm j\omega, K) = 0, \forall \omega \in (0, \infty)\} \end{cases} \quad (7)$$

式中: $D_{s=0}$ 和 $D_{s=\infty}$ 为奇异边界; $D_{s=\pm j\omega}$ 为非奇异边界; ω 为系统角频率。

将 $s=0$ 及 $s=\infty$ 代入式(6)可得奇异边界等价为:

$$\begin{cases} D_{s=0} = \{b_0 K_i = 0\} \\ D_{s=\infty} = \{a_n = 0\} \end{cases} \quad (8)$$

根据式(8)可知,由于 $a_n=0$ 不包含PI控制器参数信息,因此 $D_{s=\infty}$ 不构成控制器参数稳定域边界的约束。而当 $b_0=0$ 时, $D_{s=0}$ 也不构成控制器参数域稳定边界的约束,只有当 $K_i=0$ 时,约束关系才成立。因此得到一条奇异边界为:

$$K_i = 0 \quad (9)$$

对于非奇异边界 $D_{s=\pm j\omega}$,为便于说明,不妨将 $G_0(s)$ 的频率响应写作 $G_0(j\omega) = a(\omega) + jb(\omega)$ 的形式,其中, $a(\omega)$ 和 $b(\omega)$ 分别为 $G_0(j\omega)$ 的实部和虚部。此时令闭环特征方程等于0,可得:

$$\begin{cases} 1 + K_p a(\omega) + \frac{K_i}{\omega} b(\omega) = 0 \\ K_p b(\omega) - \frac{K_i}{\omega} a(\omega) = 0 \end{cases} \quad (10)$$

求解式(10)可得:

$$\begin{cases} K_p = -\frac{a(\omega)}{a^2(\omega) + b^2(\omega)} \\ K_i = -\frac{\omega b(\omega)}{a^2(\omega) + b^2(\omega)} \end{cases} \quad (11)$$

综上,D分割边界由式(9)及式(11)共同构成。

3.2 定电流控制器PI参数整定

首先,对定电流控制器的PI参数进行整定。为了得到类似图3(a)所示单位负反馈形式下的定电流控制回路,将式(4)进行拉普拉斯变换可得系统的多输入、多输出传递函数模型为:

$$\begin{bmatrix} \Delta I_{dc,m}(s) \\ \Delta U_{dc,ref}(s) \end{bmatrix} = [C(sI - A)^{-1}B + D] \begin{bmatrix} \Delta I_{dc,ref}(s) \\ \Delta U_{dc,ref}(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{I-1}(s) & G_{I-U}(s) \\ G_{U-1}(s) & G_{U-U}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta I_{dc,ref}(s) \\ \Delta U_{dc,ref}(s) \end{bmatrix} \quad (12)$$

式中: I 为单位矩阵; $G_{I-1}(s)$ 、 $G_{I-U}(s)$ 、 $G_{U-1}(s)$ 和 $G_{U-U}(s)$ 均为传递函数。

根据文献[19],当仅考虑定电流控制回路的输入扰动时,可将定电压控制器指令值扰动量 $\Delta U_{dc,ref}$ 置零,此时多输入、多输出系统可简化为单输入、单输出系统,定电流控制回路的信号流如图3(b)所示,其中: $G_{PI,1}(s)$ 和 $G_{I0}(s)$ 分别为定电流控制回路开环传递函数中PI环节和调制环节的传递函数,其表达式如式(13)所示。

$$\begin{cases} G_{PI,1}(s) = K_{p,ldc} + \frac{K_{i,ldc}}{s} \\ G_{I0}(s) = \frac{G_{I-1}(s)}{1 - G_{I-1}(s) G_{PI,1}(s)} \end{cases} \quad (13)$$

式中: $K_{p,ldc}$ 和 $K_{i,ldc}$ 分别为定电流控制器的比例和积分系数。

结合式(11)可得定电流控制器PI参数的D分割非奇异边界为:

$$\begin{cases} K_{p,ldc} = -\frac{\operatorname{Re}[G_{10}(j\omega)]}{\operatorname{Re}^2[G_{10}(j\omega)] + \operatorname{Im}^2[G_{10}(j\omega)]} \\ K_{i,ldc} = -\frac{\omega \operatorname{Im}[G_{10}(j\omega)]}{\operatorname{Re}^2[G_{10}(j\omega)] + \operatorname{Im}^2[G_{10}(j\omega)]} \end{cases} \quad (14)$$

式中: $\operatorname{Re}[\cdot]$ 代表取复数的实部; $\operatorname{Im}[\cdot]$ 代表取复数的虚部。

令 ω 在 $(0, +\infty)$ 内变化,则由式(14)可得其D分割边界曲线如图4(a)所示,图中阴影部分即为定电流控制器PI参数的稳定域。

需要指出的是,由式(14)得到的D分割边界曲线对应定电流控制回路处于临界稳定状态,当定电流控制器PI参数组合 $(K_{p,ldc}, K_{i,ldc})$ 取为图4(a)中阴影部分对应的参数组合时,定电流控制回路是闭环稳定的,否则闭环失稳。而对于一个控制系统,一般要求其留有一定的增益裕度(gain margin, GM)和相位裕度(phase margin, PM),因此还需进一步整定图4(a)所示的控制器参数稳定域。将增益-相位裕度测试器^[26]引入定电流控制回路中,能够方便地获得满足期望增益裕度及相位裕度的D分割边界,如图3(c)所示,其中: h 为期望增益裕度对应的放大倍数; φ 为期望相位裕度对应的角度。

此时定电流控制器PI参数的D分割非奇异边界为:

$$\begin{cases} K_{p,ldc} = -\frac{\operatorname{Re}[he^{-j\varphi}G_{10}(j\omega)]}{\operatorname{Re}^2[he^{-j\varphi}G_{10}(j\omega)] + \operatorname{Im}^2[he^{-j\varphi}G_{10}(j\omega)]} \\ K_{i,ldc} = -\frac{\omega \operatorname{Im}[he^{-j\varphi}G_{10}(j\omega)]}{\operatorname{Re}^2[he^{-j\varphi}G_{10}(j\omega)] + \operatorname{Im}^2[he^{-j\varphi}G_{10}(j\omega)]} \end{cases} \quad (15)$$

基于自动控制原理,令定电流控制回路期望的增益裕度 $M_{G,i}$ 和相位裕度 $M_{P,i}$ 满足 $M_{G,i} > 6 \text{ dB}$ 且 $30^\circ < M_{P,i} < 60^\circ$ 的要求,则在定电流控制器PI参数稳定域内按照式(15)分别对 $M_{G,i}=6 \text{ dB}$ 、 $M_{P,i}=30^\circ$ 及 $M_{P,i}=60^\circ$ 时的D分割边界进行求解,得到各D分割边界曲线及满足上述稳定裕度要求的定电流控制器PI参数域如图4(b)所示。

当 $(K_{p,ldc}, K_{i,ldc})$ 取为图4(b)中阴影部分对应的参数组合时,能够保证定电流控制回路是闭环稳定的,同时该控制回路的稳定裕度满足 $M_{G,i} > 6 \text{ dB}$ 且 $30^\circ < M_{P,i} < 60^\circ$ 的要求。

下面推导定电流控制器PI参数与定电流控制

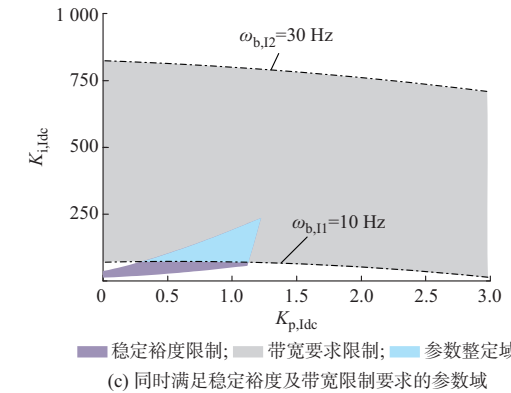
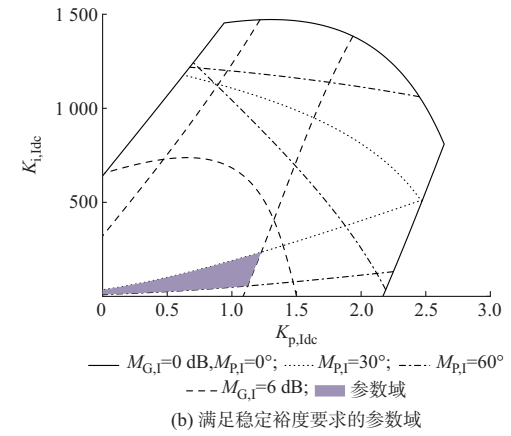
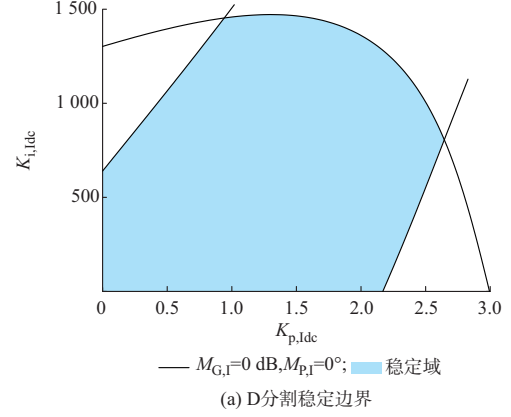


图4 定电流控制器PI参数的D分割边界及参数整定域
Fig. 4 D-partition boundary and parameter setting domain of PI parameter for constant current controller

回路带宽 $\omega_{b,1}$ 间的关系。当对 $\omega_{b,1}$ 加以限制时,稳态下 $G_{10}(j\omega_{b,1})$ 为一个可通过计算确定的复数,不妨令 $G_{10}(j\omega_{b,1})=A_1+jB_1$,其中 A_1 和 B_1 分别为 $G_{10}(j\omega_{b,1})$ 的实部和虚部,则根据带宽的定义有:

$$\left| \left(K_{p,ldc} + \frac{K_{i,ldc}}{j\omega_{b,1}} \right) (A_1 + jB_1) \right| = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (16)$$

对上式进行推导可得:

$$\frac{\left(A_1 K_{p, \text{Idc}} + \frac{B_1 K_{i, \text{Idc}}}{\omega_{b,1}}\right)^2 + \left(B_1 K_{p, \text{Idc}} - \frac{A_1 K_{i, \text{Idc}}}{\omega_{b,1}}\right)^2}{\left(1 + A_1 K_{p, \text{Idc}} + \frac{B_1 K_{i, \text{Idc}}}{\omega_{b,1}}\right)^2 + \left(B_1 K_{p, \text{Idc}} - \frac{A_1 K_{i, \text{Idc}}}{\omega_{b,1}}\right)^2} = \frac{1}{2} \quad (17)$$

整理得 $K_{p, \text{Idc}}$ 、 $K_{i, \text{Idc}}$ 与 $\omega_{b,1}$ 之间的关系为:

$$(A_1^2 + B_1^2) K_{p, \text{Idc}}^2 + \frac{A_1^2 + B_1^2}{\omega_{b,1}^2} K_{i, \text{Idc}}^2 - 2 \left(A_1 K_{p, \text{Idc}} + \frac{B_1 K_{i, \text{Idc}}}{\omega_{b,1}} \right) - 1 = 0 \quad (18)$$

考虑到 LCC-HVDC 系统定电流控制环节的带宽通常处于 10~30 Hz 范围内^[27], 因此本文设期望的定电流控制回路带宽下限为 $\omega_{b,11}=10$ Hz、带宽上限为 $\omega_{b,12}=30$ Hz, 令 $K_{p, \text{Idc}}$ 在 (0, 3) 范围内变化, 根据式(18)计算出对应的 $K_{i, \text{Idc}}$, 求得满足带宽限制要求的定电流控制器 PI 参数域, 如图 4(c) 灰色阴影部分所示。将该参数域与图 4(b) 中的紫色阴影部分进行叠加, 即可得到同时满足稳定裕度要求及带宽限制要求的定电流控制器 PI 参数整定域如图 4(c) 蓝色阴影部分所示。

3.3 定电压控制器 PI 参数整定

下面对定电压控制器的 PI 参数进行整定。同 3.2 节类似, 当仅考虑定电压控制回路的输入扰动时, 可将定电流控制器指令值扰动量 $\Delta I_{\text{dc,ref}}$ 置零, 此时可得定电压控制回路的信号流如图 5 所示, 其中: $G_{\text{PI,U}}(s)$ 和 $G_{\text{U0}}(s)$ 分别为定电压控制回路开环传递函数中 PI 环节及调制环节的传递函数, 其表达式如式(19)所示。

$$\begin{cases} G_{\text{PI,U}}(s) = K_{p, \text{Udc}} + \frac{K_{i, \text{Udc}}}{s} \\ G_{\text{U0}}(s) = \frac{G_{\text{U-U}}(s)}{1 - G_{\text{U-U}}(s) G_{\text{PI,U}}(s)} \end{cases} \quad (19)$$

式中: $K_{p, \text{Udc}}$ 和 $K_{i, \text{Udc}}$ 分别为定电压控制器的比例和积分系数。

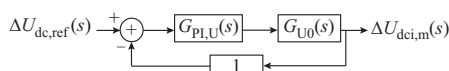


图 5 定电压控制回路信号流
Fig. 5 Signal flow of constant voltage control loop

结合式(11)可求得定电压控制器 PI 参数的 D 分割非奇异边界为:

$$\begin{cases} K_{p, \text{Udc}} = -\frac{\text{Re}[G_{\text{U0}}(j\omega)]}{\text{Re}^2[G_{\text{U0}}(j\omega)] + \text{Im}^2[G_{\text{U0}}(j\omega)]} \\ K_{i, \text{Udc}} = -\frac{\omega \text{Im}[G_{\text{U0}}(j\omega)]}{\text{Re}^2[G_{\text{U0}}(j\omega)] + \text{Im}^2[G_{\text{U0}}(j\omega)]} \end{cases} \quad (20)$$

令 ω 在 $(0, +\infty)$ 范围内变化, 则由式(20)可得其 D 分割边界曲线如图 6(a) 所示, 图中阴影部分即为定电压控制器 PI 参数的稳定域。

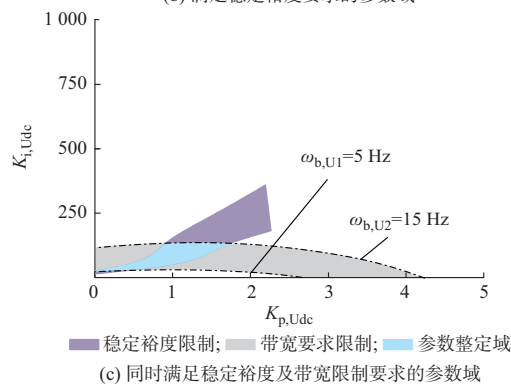
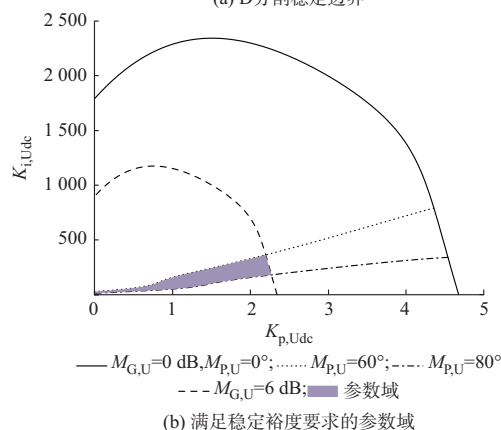
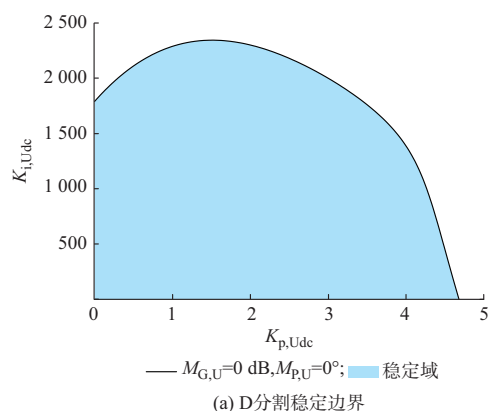


图 6 定电压控制器 PI 参数的 D 分割边界及参数整定域
Fig. 6 D-partition boundary and parameter setting domain of PI parameter of constant voltage controller

同样对定电压控制回路引入增益-相位裕度测试器, 此时定电压控制器 PI 参数的 D 分割非奇异边界为:

$$\begin{cases} K_{p, \text{Udc}} = -\frac{\text{Re}[he^{-j\varphi} G_{\text{U0}}(j\omega)]}{\text{Re}^2[he^{-j\varphi} G_{\text{U0}}(j\omega)] + \text{Im}^2[he^{-j\varphi} G_{\text{U0}}(j\omega)]} \\ K_{i, \text{Udc}} = -\frac{\omega \text{Im}[he^{-j\varphi} G_{\text{U0}}(j\omega)]}{\text{Re}^2[he^{-j\varphi} G_{\text{U0}}(j\omega)] + \text{Im}^2[he^{-j\varphi} G_{\text{U0}}(j\omega)]} \end{cases} \quad (21)$$

对于定电压控制回路,不妨令其期望的增益裕度 $M_{G,U}$ 和相位裕度 $M_{P,U}$ 满足 $M_{G,U} > 6 \text{ dB}$ 、 $60^\circ < M_{P,U} < 80^\circ$ 的要求,则在定电压控制器PI参数稳定域内按照式(21)分别对 $M_{G,U} = 6 \text{ dB}$ 、 $M_{P,U} = 60^\circ$ 及 $M_{P,U} = 80^\circ$ 时的D分割边界进行求解,得到各D分割边界曲线及满足上述稳定裕度要求的定电压控制器PI参数域如图6(b)所示。

当定电压控制器PI参数组合 $(K_{p,Udc}, K_{i,Udc})$ 取图6(b)中阴影部分对应的参数组合时,能够保证定电压控制回路是闭环稳定的,同时满足 $M_{G,U} > 6 \text{ dB}$ 且 $60^\circ < M_{P,U} < 80^\circ$ 的稳定裕度要求。

当对定电压控制回路的带宽 $\omega_{b,U}$ 加以限制时,稳态下 $G_{U0}(j\omega_{b,U})$ 同样为一个可通过计算确定的复数,不妨令 $G_{U0}(j\omega_{b,U}) = A_U + jB_U$, 其中 A_U 和 B_U 分别为 $G_{U0}(j\omega_{b,U})$ 的实部和虚部,则采用类似3.2节的推导过程可得 $K_{p,Udc}$ 、 $K_{i,Udc}$ 与 $\omega_{b,U}$ 之间的关系为:

$$(A_U^2 + B_U^2)K_{p,Udc}^2 + \frac{A_U^2 + B_U^2}{\omega_{b,U}^2}K_{i,Udc}^2 - 2\left(A_U K_{p,Udc} + \frac{B_U K_{i,Udc}}{\omega_{b,U}}\right) - 1 = 0 \quad (22)$$

考虑到直流电压的调节响应速度较直流电流的响应速度慢,故本文设定电压控制回路的带宽下限为 $\omega_{b,U1} = 5 \text{ Hz}$ 、带宽上限为 $\omega_{b,U2} = 15 \text{ Hz}$, 令 $K_{p,Udc}$ 在 $(0, 5)$ 范围内变化,根据式(22)计算出对应的 $K_{i,Udc}$, 求得满足带宽限制要求的定电压控制器PI参数域如图6(c)中灰色阴影部分所示。将该参数域与图6(b)中的阴影部分进行叠加,即可得到同时满足稳定裕度要求及带宽限制要求的定电压控制器PI参数整定域,如图6(c)蓝色阴影部分所示。

3.4 不同工况通用的PI参数域

需要指出的是,上述理论模型的建立及参数整定的结果是以研究对象的额定功率传输水平 $P_{d,e}$ 工况为例进行的,对于非额定工况,为了平衡无功功率水平以及维持交流母线电压值在合理范围内,需要对交流滤波器的投切进行适当配置。下面给出本文所研究系统在 $10\% \sim 110\%$ 额定功率传输水平下的交流滤波器配置方案,如表1所示。

根据表1可知,不同工况下换流站交流滤波器的配置方案可归结为如下3种:

- 1)整流站投入A、B、C型交流滤波器,逆变站投入A、C型交流滤波器;
- 2)整流站投入A、B型交流滤波器,逆变站投入A、C型交流滤波器;
- 3)整流站投入A、B型交流滤波器,逆变站投入A型交流滤波器。

表1 不同工况下的换流站交流滤波器配置方案
Table 1 AC filter configuration scheme of converter station under different operation conditions

工况	整流站交流滤波器组配置	逆变站交流滤波器组配置
$110\%P_{d,e}$	2A+2B+1C	4A+2C
$100\%P_{d,e}$	2A+2B+1C	4A+1C
$90\%P_{d,e}$	2A+2B	3A+1C
$80\%P_{d,e}$	2A+1B	3A+1C
$70\%P_{d,e}$	1A+1B	3A
$50\%P_{d,e}$	1A+1B	2A
$25\%P_{d,e}$	1A+1B	2A
$10\%P_{d,e}$	1A+1B	2A

注:表中A、B和C分别代表投入的交流滤波器类型,其前的数字代表该类型交流滤波器投入的组数。

由于C型交流滤波器包含一个电感及一个电容元件,其投切会使得系统的小干扰动态模型阶数变化4阶。因此,表1中不同工况下系统对应的小干扰动态模型也可归结为3种,如表2所示。

表2 不同工况下系统对应的小干扰动态模型
Table 2 Small-signal dynamic model of system under different operation conditions

工况	小干扰动态模型
$110\%P_{d,e}$ 、 $100\%P_{d,e}$	75阶: $\begin{cases} \frac{d\Delta x_I}{dt} = A_I \Delta x_I + B_I \Delta u_I \\ \Delta y_I = C_I \Delta x_I + D_I \Delta u_I \end{cases}$
$90\%P_{d,e}$ 、 $80\%P_{d,e}$	71阶: $\begin{cases} \frac{d\Delta x_{II}}{dt} = A_{II} \Delta x_{II} + B_{II} \Delta u_{II} \\ \Delta y_{II} = C_{II} \Delta x_{II} + D_{II} \Delta u_{II} \end{cases}$
$70\%P_{d,e}$ 、 $50\%P_{d,e}$ 、 $25\%P_{d,e}$ 、 $10\%P_{d,e}$	67阶: $\begin{cases} \frac{d\Delta x_{III}}{dt} = A_{III} \Delta x_{III} + B_{III} \Delta u_{III} \\ \Delta y_{III} = C_{III} \Delta x_{III} + D_{III} \Delta u_{III} \end{cases}$

注:表中各变量的物理意义与式(4)类似;下标I、II和III用以区分不同阶数下相应小干扰动态模型的矩阵变量。

对各个工况求取相应的小干扰动态模型,按照3.2节及3.3节的方法求取满足稳定裕度要求及带宽限制要求的控制器参数域,并将各个工况下获得的控制器参数域进行叠加,即可获得不同工况通用的控制器PI参数域。本文求得的定电流控制器及定电压控制器通用PI参数域分别如图7(a)和(b)中蓝色阴影部分所示。

4 仿真实验

本章在PSCAD电磁暂态模型中对上述理论分析的结果进行仿真验证。以定电压控制回路为例,首先验证图6(a)所示由D分割法获得的定电压控制器PI参数稳定域边界的正确性。如附录B图B1(a)所示选取仿真所用PI参数组合,并在

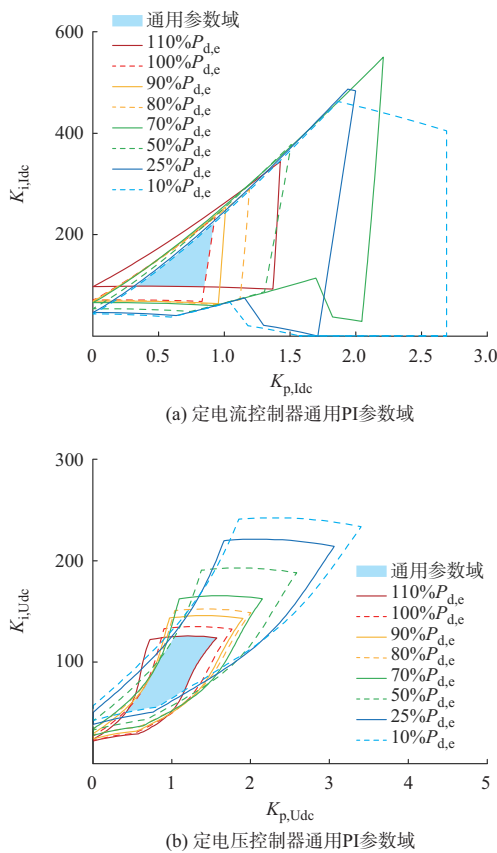


图7 不同工况通用的控制器PI参数域
Fig. 7 General PI parameter domain of controller for different operation conditions

PSCAD中令 $(K_{p,Udc}, K_{i,Udc})$ 按图B1(a)中3种参数组合情况进行阶跃:

Case1: 令 $(K_{p,Udc}, K_{i,Udc})$ 在 $t=4\text{ s}$ 时由初始参数阶跃至 $(2, 2\ 400)$, 0.18 s 后由 $(2, 2\ 400)$ 阶跃至 $(2, 2\ 100)$ 。

Case2: 令 $(K_{p,Udc}, K_{i,Udc})$ 在 $t=4\text{ s}$ 时由初始参数阶跃至 $(3, 2\ 150)$, 2 s 后由 $(3, 2\ 150)$ 阶跃至 $(3, 1\ 900)$ 。

Case3: 令 $(K_{p,Udc}, K_{i,Udc})$ 在 $t=4\text{ s}$ 时由初始参数阶跃至 $(4.7, 500)$, 2 s 后由 $(4.7, 500)$ 阶跃至 $(4.3, 500)$ 。

各情况下 $U_{dci,m}$ 的仿真响应波形如图8(a)至(c)所示。根据图8可知,当 $(K_{p,Udc}, K_{i,Udc})$ 由初始参数阶跃至定电压控制器PI参数稳定域外时,PSCAD中 $U_{dci,m}$ 的响应波形呈振荡发散趋势,系统失稳;而当 $(K_{p,Udc}, K_{i,Udc})$ 再阶跃回定电压控制器PI参数稳定域内时,PSCAD中 $U_{dci,m}$ 的响应波形恢复稳定,与理论分析结果一致。将上述致使系统小干扰失稳的定电压控制器PI参数组合代入小干扰动态模型中,计算失稳模式的特征值及对应的振荡频率,所得结果如表3所示。

对图8失稳阶段的仿真波形进行快速傅里叶变

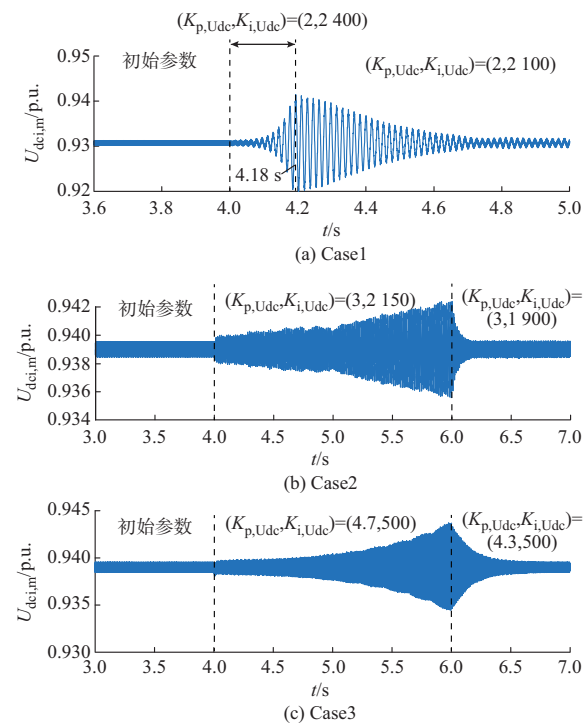


图8 定电压控制器PI参数稳定域仿真验证
Fig. 8 Simulation verification of PI parameter stability domain of constant voltage controller

表3 振荡频率理论计算值
Table 3 Theoretical calculation value of oscillation frequency

算例	参数 $(K_{p,Udc}, K_{i,Udc})$	失稳模式特征值	振荡频率/Hz
Case1	$(2, 2\ 400)$	$38.697 \pm j416.084$	66.2
Case2	$(3, 2\ 150)$	$16.685 \pm j445.453$	70.9
Case3	$(4.7, 500)$	$2.667 \pm j554.991$	88.3

换分析,所得结果如附录B图B2(a)至(c)所示。结合图B2及表3可知,振荡频率的仿真值与理论值较为接近。

类似的,对 $80\%P_{d,e}$ 及 $10\%P_{d,e}$ 功率传输水平下的定电压控制器PI参数稳定边界进行仿真验证,在PSCAD中令 $(K_{p,Udc}, K_{i,Udc})$ 按附录B图B1(b)和(c)中的参数组合进行阶跃,得到相应 $U_{dci,m}$ 的仿真响应波形如附录B图B3和图B4所示。根据图B1、图B3及图B4可知,仿真结果与理论分析结果一致,进一步验证了控制器参数稳定边界的正确性。

下面验证图6(b)所示由D分割法获得的定电压控制器PI参数整定域的有效性。当系统运行在 $100\%P_{d,e}$ 功率传输水平下时,在PSCAD中令 $(K_{p,Udc}, K_{i,Udc})$ 按附录B图B5(a)中的参数组合进行取值,并令定电压控制器指令值在 $t=4\text{ s}$ 时阶跃下降 0.02 p.u. ,得到 $U_{dci,m}$ 的仿真响应波形如附录B图B6所示。由图B6可计算不同控制参数下系统阶跃

响应的超调量 σ 和调节时间 t_s ,结果如表4所示。

表4 不同控制参数下系统阶跃响应的超调量和调节时间
Table 4 Overshoot and adjustment time of system step response with different control parameters

参数($K_{p,Udc}, K_{i,Udc}$)	$\sigma/\%$	t_s/ms
(0.4, 400)	54.6	58.6
(3.8, 600)	33.6	98.3
(1.6, 20)		193.0
(1.2, 100)	8.7	27.7

根据高压直流系统阶跃响应的基本要求,为使系统具有良好的动态响应性能,系统阶跃响应的超调量不应超过整定值变化量的30%。根据图B6及表4可知,当($K_{p,Udc}, K_{i,Udc}$)取(0.4, 400)及(3.8, 600)时,系统阶跃响应超调量大于30%,超调量过大,且经多次振荡才达到新的稳态值;当($K_{p,Udc}, K_{i,Udc}$)取(1.6, 20)时,系统处于过阻尼状态,阶跃响应调节时间为193.0 ms,调节时间较长;而当($K_{p,Udc}, K_{i,Udc}$)取整定域内参数(1.2, 100)时,系统阶跃响应超调量较小,调节时间较短,系统具有较好的动态响应性能,验证了图6(b)所示由D分割法获得的定电压控制器PI参数整定域的有效性。

最后,对图7(b)所示不同工况通用的定电压控制器PI参数整定域的有效性进行仿真验证。如附录B图B5(b)所示,选取仿真所用PI参数组合,其中, ($K_{p,Udc}, K_{i,Udc}$) = (3.2, 220)、($K_{p,Udc}, K_{i,Udc}$) = (0.1, 45)及($K_{p,Udc}, K_{i,Udc}$) = (0.6, 30)为通用PI参数域外的参数组合, ($K_{p,Udc}, K_{i,Udc}$) = (1.2, 100)为通用PI参数域内的参数组合。选取110% $P_{d,e}$ 、10% $P_{d,e}$ 这2种工况,并令 $U_{dc,ref}$ 在 $t=2$ s时产生扰动量 $\Delta U_{dc,ref}=0.02$ p.u.,得到不同参数组合下 $U_{dci,m}$ 阶跃响应波形的变化量如图9所示。

对图9中的各阶跃响应波形计算超调量、调节时间及时间乘绝对误差积分(integral of time multiplied by the absolute value of error, ITAE)值^[28], 所得结果如表5所示。

根据附录B图B5(b)可知,当($K_{p,Udc}, K_{i,Udc}$)分别取为(3.2, 220)、(0.1, 45)时,定电压控制回路在110% $P_{d,e}$ 工况下不满足稳定裕度及带宽的要求,而在10% $P_{d,e}$ 工况下满足稳定裕度及带宽的要求,因此理论上这2组参数组合中10% $P_{d,e}$ 工况下 $U_{dci,m}$ 的阶跃响应较110% $P_{d,e}$ 工况性能更优。图9(a)仿真结果表明,10% $P_{d,e}$ 工况下 $U_{dci,m}$ 阶跃响应的动态性能指标较110% $P_{d,e}$ 工况均明显减少;图9(b)仿真结果表明,尽管10% $P_{d,e}$ 工况下 $U_{dci,m}$ 阶跃响应的调节

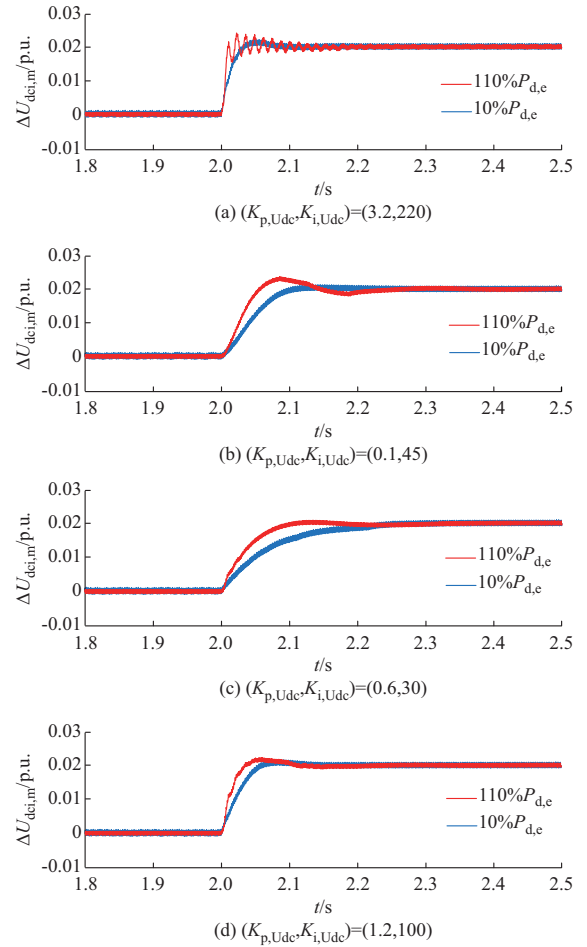


图9 定电压控制器通用PI参数域仿真验证
Fig. 9 Simulation verification of general PI parameter domain of constant voltage controller

表5 不同参数及工况下系统阶跃响应的动态性能指标
Table 5 Dynamic performance indices of system step response with different parameters and operation conditions

参数($K_{p,Udc}, K_{i,Udc}$)	工况	$\sigma/\%$	t_s/ms	ITAE
(3.2, 220)	110% $P_{d,e}$	18.0	74.2	8.42×10^{-4}
	10% $P_{d,e}$	7.2	25.1	2.21×10^{-4}
(0.1, 45)	110% $P_{d,e}$	17.3	51.7	2.36×10^{-3}
	10% $P_{d,e}$	2.8	87.4	1.70×10^{-3}
(0.6, 30)	110% $P_{d,e}$	1.3	76.6	1.69×10^{-3}
	10% $P_{d,e}$		163.5	4.68×10^{-3}
(1.2, 100)	110% $P_{d,e}$	8.1	28.4	5.73×10^{-4}
	10% $P_{d,e}$	5.0	46.7	5.31×10^{-4}

时间有所延长,但由于其超调量明显减少,故ITAE指标有所减小,整体动态性能更优,与理论分析结果一致。

当($K_{p,Udc}, K_{i,Udc}$)取为(0.6, 30)时,定电压控制回路在110% $P_{d,e}$ 工况下满足稳定裕度及带宽的要求,而在10% $P_{d,e}$ 工况下不满足稳定裕度及带宽的

要求,因此,理论上该参数组合下 $110\%P_{d,e}$ 工况 $U_{dci,m}$ 的阶跃响应较 $10\%P_{d,e}$ 工况性能更优。图9(c)仿真结果表明, $10\%P_{d,e}$ 工况下 $U_{dci,m}$ 阶跃响应的调节时间较 $110\%P_{d,e}$ 工况延长了86.9 ms,使得ITAE指标明显升高,动态性能下降,与理论分析结果一致。

当 $(K_{p,Udc}, K_{i,Udc})$ 取为(1.2, 100)时,定电压控制回路在 $110\%P_{d,e}$ 及 $10\%P_{d,e}$ 工况下均满足稳定裕度及带宽的要求。图9(d)仿真结果表明, $110\%P_{d,e}$ 及 $10\%P_{d,e}$ 工况下 $U_{dci,m}$ 阶跃响应波形的动态性能差异不大,采用本文整定出的控制器通用PI参数能够减小不同工况下动态性能的差异,验证了本文参数整定方法的有效性。

5 结语

本文基于某实际工程的运行参数建立了LCC-HVDC系统的等值小干扰动态模型,并基于D分割法分别对定电流及定电压控制器的PI参数进行了整定,获得了单极全压运行方式下不同功率传输水平通用的控制器PI参数域。整定出的参数能够使得直流控制回路在 $10\%\sim 110\%$ 额定功率传输水平下均满足稳定裕度及带宽限制的要求。

需要指出的是,本文所研究系统整流侧及逆变侧间存在耦合,对其中一侧控制器参数进行整定时需固定系统其余控制参数,对多组控制器参数同时进行整定的方法有待进一步探索。此外,本文尚未进行系统动态模拟验证,接下来将在与实际工程参数的对比分析和工程应用方面展开进一步研究。

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

参考文献

- [1] 陆晶晶,贺之渊,赵成勇,等.直流输电网规划关键技术与展望[J].电力系统自动化,2019,43(2):182-191.
LU Jingjing, HE Zhiyuan, ZHAO Chengyong, et al. Key technologies and prospects for DC power grid planning [J]. Automation of Electric Power Systems, 2019, 43(2): 182-191.
- [2] 汤广福,庞辉,贺之渊.先进交直流输电技术在中国的发展与应用[J].中国电机工程学报,2016,36(7):1760-1771.
TANG Guangfu, PANG Hui, HE Zhiyuan. R&D and application of advanced power transmission technology in China [J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(7): 1760-1771.
- [3] 赵晓君.高压直流输电工程技术[M].2版.北京:中国电力出版社,2011.
ZHAO Wanjun. HVDC engineering technology [M]. 2nd ed. Beijing: China Electric Power Press, 2011.
- [4] 宋金钊,李永丽,曾亮,等.高压直流输电系统换相失败研究综述[J].电力系统自动化,2020,44(22):2-13.
SONG Jinzhao, LI Yongli, ZENG Liang, et al. Review on commutation failure of HVDC transmission system [J]. Automation of Electric Power Systems, 2020, 44(22): 2-13.
- [5] 王增平,刘席洋,郑博文,等.基于电压波形拟合的换相失败快速预测与抑制措施[J].电工技术学报,2020,35(7):1454-1463.
WANG Zengping, LIU Xiyang, ZHENG Bowen, et al. The research on fast prediction and suppression measures of commutation failure based on voltage waveform fitting [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(7): 1454-1463.
- [6] 蔡东晓.多端混合直流输电系统PI控制器参数优化研究[D].广州:华南理工大学,2019.
CAI Dongxiao. Research on parameter optimization of PI controller for multi-terminal hybrid HVDC transmission system [D]. Guangzhou: South China University of Technology, 2019.
- [7] 杨汾艳,徐政,张静.直流输电比例-积分控制器的参数优化[J].电网技术,2006,30(11):15-20.
YANG Fenyan, XU Zheng, ZHANG Jing. Study on parameter optimization of HVDC PI controllers [J]. Power System Technology, 2006, 30(11): 15-20.
- [8] 杨汾艳.直流输电系统主回路和控制器参数优化选择研究[D].杭州:浙江大学,2007.
YANG Fenyan. Research on parameters optimization of the main circuits and controllers in HVDC systems [D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2007.
- [9] 黄伟煌,李明,郭铸,等.基于小干扰稳定性的多端混合高压直流输电系统控制参数分析与优化方法[J].电网技术,2020,44(8):2941-2949.
HUANG Weihuang, LI Ming, GUO Zhu, et al. Control parameter analysis and optimization method of multi-terminal hybrid HVDC transmission system based on small signal stability [J]. Power System Technology, 2020, 44(8): 2941-2949.
- [10] 郑安然,郭春义,殷子寒,等.提高弱交流系统下混合多端直流输电系统小干扰稳定性的控制参数优化调节方法[J].电工技术学报,2020,35(6):1336-1345.
ZHENG Anran, GUO Chunyi, YIN Zihan, et al. Optimal adjustment method of control parameters for improving small-signal stability of hybrid multi-terminal HVDC system under weak AC condition [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(6): 1336-1345.
- [11] 许可,鲜杏,程杰,等.基于模最优与对称最优的轻型直流PI参数整定[J].电力系统保护与控制,2016,44(2):122-127.
XU Ke, XIAN Xing, CHENG Jie, et al. Tuning method of PI controller of VSC-HVDC based on modulus and symmetrical optimum [J]. Power System Protection and Control, 2016, 44(2): 122-127.
- [12] 崔鹏,郭春义,蒋雯,等.基于二次型指标和蒙特卡洛方法的含STATCOM的LCC-HVDC系统的控制参数优化[J].中国电机工程学报,2020,40(12):3858-3867.
CUI Peng, GUO Chunyi, JIANG Wen, et al. Optimization of control parameters of LCC-HVDC system with STATCOM

- based on Lyapunov stability and Monte Carlo algorithm [J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(12): 3858-3867.
- [13] 郭春义,刘文静,赵成勇,等.混合直流输电系统的参数优化方法[J].电力系统自动化,2015,39(11):96-102.
- GUO Chunyi, LIU Wenjing, ZHAO Chengyong, et al. Parameters optimization method of hybrid HVDC transmission system [J]. Automation of Electric Power Systems, 2015, 39(11): 96-102.
- [14] 卫志农,缪新民,王华伟,等.基于PSCAD-MATLAB联合调用的高压直流控制系统参数优化[J].高电压技术,2014,40(8):2449-2455.
- WEI Zhinong, MIAO Xinmin, WANG Huawei, et al. Parameter optimization for HVDC control system based on PSCAD-MATLAB combined invocation [J]. High Voltage Engineering, 2014, 40(8): 2449-2455.
- [15] 喻锋,王西田,杨煜,等.一种混合遗传算法在HVDC定电流控制器参数优化中的应用[J].电力系统保护与控制,2014,42(9):126-131.
- YU Feng, WANG Xitian, YANG Yu, et al. An application of hybrid genetic algorithm in the parameters optimization of HVDC constant current controller [J]. Power System Protection and Control, 2014, 42(9): 126-131.
- [16] 谢国超,刘崇茹,凌博文,等.基于改进MOPSO的MMC-HVDC控制器PI参数分层优化[J].现代电力,2018,35(4):87-94.
- XIE Guochao, LIU Chongru, LING Bowen, et al. Layered parameter optimization of MMC-HVDC PI controller based on improved MOPSO [J]. Modern Electric Power, 2018, 35(4): 87-94.
- [17] 杨佳艺,赵成勇,苑宾,等.基于粒子群优化算法的VSC-HVDC系统的控制参数优化策略[J].电力自动化设备,2017,37(12):178-183.
- YANG Jiayi, ZHAO Chengyong, YUAN Bin, et al. Parameter optimization of VSC-HVDC control system based on particle swarm optimization algorithm [J]. Electric Power Automation Equipment, 2017, 37(12): 178-183.
- [18] 邓旗,张英敏,李兴源.基于改进PSO算法的VSC-HVDC控制器的优化设计[J].电测与仪表,2017,54(21):74-80.
- DENG Qi, ZHANG Yingmin, LI Xingyuan. Optimal design for VSC-HVDC controller based on improved PSO algorithm [J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2017, 54(21): 74-80.
- [19] LIU J G, XUE Y L, LI D H. Calculation of PI controller stable region based on D-partition method [C]// ICCAS 2010, October 27-30, 2010, Gyeonggi-do, South Korea: 2185-2189.
- [20] 李明,张兴,郭梓喧,等.弱电网下基于D分割法的逆变器PI参数设计及稳定域分析[J].电力系统自动化,2020,44(15):139-147.
- LI Ming, ZHANG Xing, GUO Zixuan, et al. Proportional-integral parameter design for inverter based on D-partition method and its stability region analysis in weak grid [J]. Automation of Electric Power Systems, 2020, 44(15): 139-147.
- [21] LU J, YUAN X M, HU J B, et al. Motion equation modeling of LCC-HVDC stations for analyzing DC and AC network interactions [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2020, 35(3): 1563-1574.
- [22] 贺永杰,向往,赵静波,等.一种用于LCC-HVDC系统小干扰稳定性分析的改进动态相量模型[J].电网技术,2021,45(4):1417-1428.
- HE Yongjie, XIANG Wang, ZHAO Jingbo, et al. Modified dynamic phasor model for small-signal stability analysis of LCC-HVDC system [J]. Power System Technology, 2021, 45(4): 1417-1428.
- [23] 叶运铭,汪娟娟,陈威,等.LCC-HVDC系统直流控制回路小干扰稳定性分析[J].电力系统自动化,2021,45(16):178-188.
- YE Yunming, WANG Juanjuan, CHEN Wei, et al. Small-signal stability analysis of DC control loop for LCC-HVDC system [J]. Automation of Electric Power Systems, 2021, 45(16): 178-188.
- [24] 崔翔.无损耗传输线物理模拟的集总电路级联数目确定方法[J].中国电机工程学报,2017,37(9):2561-2571.
- CUI Xiang. Chained number of lumped-circuits for physical analogy of the lossless transmission lines [J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(9): 2561-2571.
- [25] 崔翔.用集总电路物理模拟传输线的三点注记[J].中国电机工程学报,2018,38(1):1-11.
- CUI Xiang. Notes on lumped-circuits for physical analogy of transmission lines [J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(1): 1-11.
- [26] CHANG C H, HAN K W. Gain margins and phase margins for control systems with adjustable parameters [J]. Journal of Guidance, Control, and Dynamics, 1990, 13(3): 404-408.
- [27] 陶瑜.直流输电控制保护系统分析及应用[M].北京:中国电力出版社,2015.
- TAO Yu. Analysis and application of control and protection system for HVDC transmission [M]. Beijing: China Electric Power Press, 2015.
- [28] 徐峰,李东海,薛亚丽.基于ITAE指标的PID参数整定方法比较研究[J].中国电机工程学报,2003,23(8):206-210.
- XU Feng, LI Donghai, XUE Yali. Comparing and optimum seeking of PID tuning methods base on ITAE index [J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(8): 206-210.

傅 闯(1973—),男,博士,教授级高级工程师,主要研究方向:电力系统稳定与控制、高压直流输电等。E-mail: fuchuang@csg.cn

叶运铭(1997—),男,通信作者,硕士研究生,主要研究方向:高压直流输电。E-mail:1151321986@qq.com

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

(编辑 蔡静雯)

D-partition Method Based Controller Parameter Setting Method for LCC-HVDC System

FU Chuang¹, YE Yunming^{2,3}, WANG Juanjuan², ZHOU Shengyu², LI Huan¹, HUANG Songqiang¹

(1. State Key Laboratory of HVDC (Electric Power Research Institute of China Southern Power Grid Company Limited), Guangzhou 510663, China; 2. School of Electric Power, South China University of Technology, Guangzhou 510641, China; 3. China Southern Power Grid Company Limited, Guangzhou 510623, China)

Abstract: The controller parameters of high voltage direct current (HVDC) transmission systems have an important influence on the system stability and dynamic response performance. This paper proposes a controller parameter setting method for the line commutated converter based high voltage direct current (LCC-HVDC) system based on the D-partition method. Firstly, based on the operation parameters of an actual project, an equivalent small-signal dynamic model of the LCC-HVDC system in the single-pole full-voltage operation mode is established. Then the transfer functions of constant current control and constant voltage control loops are obtained based on the Laplace transform of the model. The D-partition method is used to set the proportional-integral (PI) parameters of the constant current controller and the constant voltage controller, and obtain the controller parameter setting domain that meets the requirements of gain margin, phase margin and bandwidth limitation at the same time. The parameter setting domains at different power transmission levels are superimposed to obtain the multi-condition general controller parameter domain. The simulation results verify the accuracy of the small-signal dynamic model and the effectiveness of the proposed controller parameter setting method.

This work is supported by National Natural Science Foundation of China (No. 51777079), Guangdong Provincial Natural Science Foundation of China (No. 2020A1515011541) and China Southern Power Grid Company Limited (No. ZBKJXM20190056).

Key words: high voltage direct current (HVDC) transmission; line commutated converter (LCC); small-signal dynamic model; D-partition method; stability margin; parameter setting

