

# 基于采样数据模型的高压直流输电动态特性分析

杨秀, 陈陈

(上海交通大学电气工程系, 上海市 徐汇区 200030)

## HVDC DYNAMIC CHARACTERISTIC ANALYSIS BASED ON SAMPLED-DATA MODEL

YANG Xiu, CHEN Chen

(Department of electrical engineering of Shanghai Jiao Tong University, Xuhui District, Shanghai 200030, China)

**ABSTRACT:** This paper use sample-data modeling method to obtain the small-signal linear model of HVDC including 12-pulse converter. The model considers the dynamics of converter switch circuit and can be applied in the analysis for high frequency dynamic characteristics. With this model, the influences of HVDC control system and the ac system on HVDC dynamic characteristics, especially the high frequency dynamics, are analyzed, the results show that the SCR of inverter AC system has considerable impact on HVDC dynamic characteristics, too small SCR of inverter AC system can lead to low-frequency instability; the high gain of rectifier control will have adverse effect on high-frequency stability; the low-frequency and high-frequency stability will become worse with constant extinct angle (CEA) control in inverter. At last it is proved that conventional quasi-steady model of HVDC can not be suitable for analysis of high frequency dynamics in power system.

**KEY WORDS:** Power system; HVDC; Sampled-data dynamic modeling; Root locus; Dynamic characteristics

**摘要:** 运用采样-数据建模方法建立了12脉动换流器HVDC的小信号线性模型。该模型考虑了换流器开关电路的动态特性,适用于高频动态特性分析。利用该模型分析了HVDC控制系统与HVDC两侧交流系统对HVDC动态特性的影响,特别是高频动态特性的影响,分析结果显示:逆变站交流系统的SCR对HVDC的动态特性有较大的影响,当逆变侧交流系统的SCR过低时,系统可能出现低频不稳定;整流站控制增益过大时对系统的高频特性有不利的影响;当逆变站采用定 $\gamma$ 角控制时,系统的高频低频稳定性都较差;证明了传统的准稳态模型不适用于HVDC的高频动态特性分析。

**关键词:** 电力系统; 高压直流输电(HVDC); 采样-数据建模; 根轨迹; 动态特性

## 1 引言

高压直流输电(HVDC)的稳态过程易理解,也有相应的模型来描述稳态时的交直流稳态关系<sup>[1]</sup>。

但对于那些包含有较高频率模式的稳定性分析,则需要对HVDC的动态特性进行精确的描述。

有关HVDC动态稳定性的小信号分析,最常用的方法是特征根分析。但目前对HVDC系统的特征根分析主要是针对系统的机电暂态特性的分析,其频率范围为0~2Hz,属于低频范围, HVDC系统一般采用准稳态模型<sup>[1]</sup>。而对更高频率范围,如次同步频率与超同步频率范围的HVDC系统进行动态特性分析的文献则很少<sup>[2]</sup>。这主要是由于目前广泛使用的HVDC准稳态模型一般只适用于低频小扰动的分析。在尽管有文献利用准稳态模型分析HVDC高频动态特性<sup>[3-4]</sup>,但由于换流阀开关的高度非线性,传统的HVDC的准稳态模型是否适用于在次同步、超同步频率范围的动态特性分析,仍然值得商榷<sup>[5-6]</sup>。

Poincare映射理论为电力电子元件的动态分析与建模提供了一个新的手段。Jalali与Dobson应用Poincare映射的方法分别分析了TCSC与HVDC换流器动态稳定性<sup>[7-8]</sup>,该方法是建立在动力系统几何理论之上的严格分析方法,没有任何近似与假设,分析结果最为可靠。但由于需要分段列出可控硅开通与关断时整个电力系统的状态方程,当系统规模较大时,其推导与计算工作极为繁重,甚至是不可能的。1996年, Othman基于Poincare映射的数学方法,推导出了TCSC的三相线性化连续模型<sup>[9]</sup>,一般称为采样-数据模型,并从理论上证明了其适用的频率范围是0Hz至2倍工频,文献[10]利用该模型分析了TCSC的次同步阻尼特性。文献[11]借鉴Othman的指导思想,建立了HVDC的小信号线性化模型。这种经连续化与线性化的HVDC小信号模型考虑了晶闸管的开关时变特性,理论上推导更为严格,可结合复杂的控制规律,表达形式是dq轴上

的状态方程,方便与电力系统软件接口,并且从理论上验证了该模型的适用频率范围为0Hz至3倍工频。由于该模型在高频范围的有效性,因此应用该模型进行HVDC的小信号高频动态特性分析是适当的。文献[11]是基于单桥6脉动换流器进行建模,在实际的工程应用中,换流器一般都把2个6脉动桥串联组成12脉动桥,本文在文献[11]的基础上简要论述含12脉动换流器的HVDC建模,重点阐述了利用该模型对HVDC系统的高频稳定性进行系统分析,并同应用准稳态模型进行高频特征根分析的结果进行了对比。

## 2 HVDC 采样-数据建模

HVDC主电路图如图1所示,直流线路用T型等效电路表示。整个建模过程如下:首先,沿图中虚线处将电路分为整流侧与逆变侧,分别对整流侧与逆变侧进行建模,得到相应的2个状态方程,并与电容 $C_d$ 的状态方程结合起来,得到整个HVDC主电路的小信号模型。

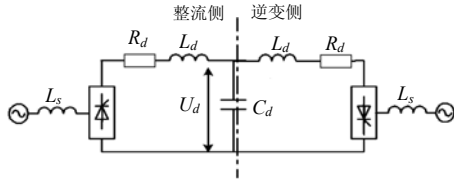


图1 HVDC主电路示意图

Fig. 1 HVDC main circuit diagram

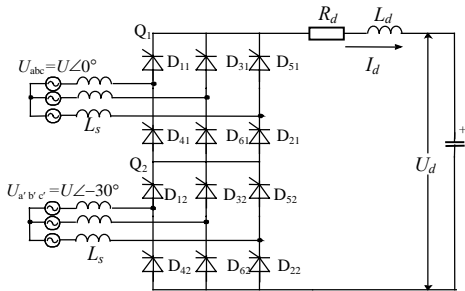


图2 整流侧等值电路图

Fig. 2 Equivalent circuit diagram of rectifier side

对图2所示的12脉动换流器,由于2号桥 $Q_2$ 的换流变压器的接线具有 $-30^\circ$ 的相位移,因此2号桥 $Q_2$ 等值电压源 $U_{a'b'c'}$ 的相位滞后于1号桥 $Q_1$ 等值电压源 $U_{abc}$ 的相位 $30^\circ$ 。整个双桥中12个桥阀开通的次序为 $D_{11}, D_{12}, D_{21}, D_{22}, D_{31}, D_{32}, \dots, D_{61}, D_{62}$ 。正常运行条件下,换相角 $\gamma < 30^\circ$ ,此时换流器以4-5方式(即非换相期间,2个桥中有4个阀导通,换相期间有5个阀导通)运行,一个桥在换相时另一个桥不换相。以图2所示的电路某一换相过程为例,设换相前导通阀为 $D_{51}, D_{61}, D_{52}, D_{42}$ ,电路状态方程为

$$\dot{I}_d = -\frac{R_d}{L_d + 2L_s} I_d - \frac{1}{L_d + 2L_s} U_d + \frac{1}{L_d + 2L_s} U_{ca'} \quad (1)$$

随后,2号桥 $Q_2$ 开始换相,此时导通阀为 $D_{51}, D_{61}, D_{52}, D_{42}, D_{62}$ ,电路状态方程见式(2)换相结束后,导通阀为 $D_{51}, D_{61}, D_{52}, D_{62}$ ,其状态方程见式(3)。

$$\begin{cases} (2L_s + L_d)\dot{I}_d - L_s\dot{I}_e + R_d I_d + U_d = U_{ca'} \\ 2L_s\dot{I}_e - L_s\dot{I}_d = U_{a'b'} \end{cases} \quad (2)$$

$$\dot{I}_d = -\frac{R_d}{L_d + 2L_s} I_d - \frac{1}{L_d + 2L_s} U_d + \frac{1}{L_d + 2L_s} U_{cb'} \quad (3)$$

式中 $I_e$ 为 $D_{42}$ 与 $D_{62}$ 之间的环流; $\sigma$ 与 $\phi$ 分别表示换相起始与截止时刻。

将交流电压通过Park变换转换为 $dq$ 分量,离散采样-数据模型的思路是:在换相前某一时刻 $t_0$ 进行采样,得到相应状态量 $X(t_0)$ ,换相后再次对系统进行采样,得到 $X(t_1)$ , $t_1 = t_0 + \pi/6$ ,即 $t_1$ 时刻的系统状态 $X(t_1)$ 可以表达为<sup>[8]</sup>

$$\begin{cases} Y_1(\sigma) = e^{A_1(\sigma-t_0)} Y_1(t_0) + \int_{t_0}^{\sigma} e^{A_1(\sigma-\tau)} [B_{u1} T_1 W(\theta(t)) U_{dq}(\tau) + B_{ud1} U_d(\tau)] d\tau \\ X(\sigma) = Q Y_1(\sigma) \\ X(\phi) = e^{A(\phi-\alpha)} X(\sigma) + \int_{\sigma}^{\phi} e^{A(\phi-\tau)} [B_u T W(\theta(t)) U_{dq}(\tau) + B_{ud} U_d(\tau)] d\tau \\ Y_2(\phi) = P X(\phi) \\ Y_2(t_1) = e^{A_2(t_1-\phi)} X(\phi) + \int_{\phi}^{t_1} e^{A_2(t_1-\tau)} [B_{u1} T_2 W(\theta(t)) U_{dq}(\tau) + B_{ud1} U_d(\tau)] d\tau \end{cases} \quad (4)$$

式中 $\theta(t) = \theta_0 + \int_{t_0}^t \omega dt$ ,为 $d$ 轴与 $a$ 相参考轴之间的夹角; $Y_2(t_1)$ 是 $Y_1(t_0), U_{dq}, \alpha, U_d, \phi, \theta_0, \omega$ 的函数,即 $Y_2(t_1) = H_0(Y_1(t_0), U_{dq}, \alpha, U_d, \phi, \theta_0, \omega)$  (5) 在 $t_0$ 采样点对式(5)线性化,得

$$\Delta Y_2(t_1) = F \Delta Y_1(t_0) + G \Delta U_{dq}(t_0) + H \Delta \alpha + I \Delta U_d + \partial H_0 \Delta \phi / \partial \phi + J \Delta \theta_0 + K \Delta \omega \quad (6)$$

式中 $\partial H_0 / \partial \phi = 0$ 。

采样时刻 $t_0$ 的交流电流经线性化得

$$\Delta I_{dq}(t_0) = L \Delta I_d(t_0) + M \Delta \theta_0 \quad (7)$$

式中 $L = V(t_0) T_1^t$ ;  $M = \partial V(t_0) / \partial \theta_0 T_1^t I_d(t_0)$ 。

最终得到如下离散状态方程:

$$\begin{cases} \Delta I_{dr}(k+1) = F \Delta I_{dr}(k) + G \Delta U_{dq-r}(k) + H \Delta \alpha(k) + I \Delta U_d(k) + J \Delta \theta(k) + K \Delta \omega(k) \\ \Delta I_{dq-r}(k) = L \Delta I_{dr}(k) + M \Delta \theta(k) \end{cases} \quad (8)$$

式中 下标  $r$  表示为整流侧方程。

将离散方程式(8)连续化<sup>[8]</sup>，得系统状态方程为

$$\begin{cases} \dot{\Delta I}_{dr} = A_r \Delta I_{dr} + B_{r1} \Delta U_{dq_r} + B_{r2} \Delta \alpha + \\ \quad B_{r3} \Delta U_d + B_{r4} \Delta \theta + B_{r5} \Delta \omega \\ \Delta I_{dq_r} = C_r \Delta I_{dr} \end{cases} \quad (9)$$

用同样的方法对逆变侧进行建模，得到逆变侧系统状态方程和电容  $C_d$  的状态方程为

$$\begin{cases} \dot{\Delta I}_{di} = A_i \Delta I_{di} + B_{i1} \Delta U_{dq_i} + B_{i2} \Delta \beta + \\ \quad B_{i3} \Delta U_d + B_{i4} \Delta \theta + B_{i5} \Delta \omega \\ \Delta I_{dq_i} = C_i \Delta I_{di} \end{cases} \quad (10)$$

$$\Delta \dot{U}_d = (\Delta I_{dr} - \Delta I_{di}) / C_d \quad (11)$$

将式(9)~(11)组合起来，即为 HVDC 主电路的小信号模型。

### 3 HVDC 系统动态特性分析

#### 3.1 系统简介

分析采用如图 3 所示的 IEEE HVDC Benchmark 模型<sup>[11]</sup>，整个系统可分为 4 部分：

(1) 直流系统，包括换流器与直流输电线路。其中，直流输电线路用等值 T 型电路表示。该模型采用第 2 节所述的 HVDC 小信号采样数据模型。

(2) 整流侧、逆变侧交流系统，包括交流滤波器与补偿电容。为了与直流系统模型相接口，交流系统的动态模型应以  $d-q$  坐标表示。

(3) 整流器、逆变器的控制系统。

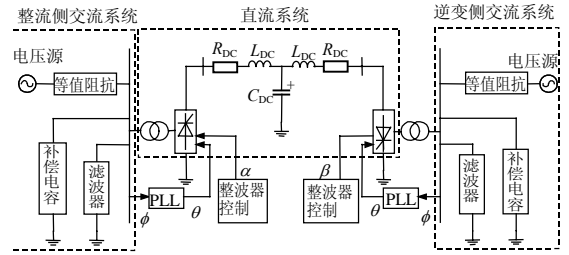


图 3 IEEE 第 1 HVDC Benchmark 模型

Fig. 3 IEEE First HVDC benchmark model

(4) 锁相环 (Phase Locked Loop, PLL) 系统。

在具体的分析中，定义频率范围如下：低频  $f < 20\text{Hz}$ ；中频  $20\text{Hz} < f < 50\text{Hz}$ ；高频： $f > 50\text{Hz}$ ，所有频率都是以直流侧作基准<sup>[4]</sup>。

#### 3.2 交流系统短路比对系统动态稳定性的影响

利用上述的建模方法对 HVDC 系统进行建模，最终得到整个系统的状态方程共 40 阶。利用该模型就可以进行特征根分析。其中大部分特征根都与交流系统滤波器的固有振荡模态相关，这些振荡模态通常都有较高的频率（其频率值一般都在 1000rad/s 以上），并有良好的阻尼，对系统稳定性的影响不大，也不反映交直流系统相互作用的动态特性，因此不在研究范围之内。

在 HVDC 系统中，SCR 的大小直接反映了交流系统相对于直流系统的强弱，对 HVDC 系统的静态特性与动态特性都有很大的影响。逐步改变整流侧、逆变侧交流系统的等值阻抗，相应地改变系统的 SCR，就可以得到特征根的变化规律如表 1、2 所示。

表 1 流侧整 SCR 为不同值时的特征根

Tab. 1 Eigenvalues for different rectifier SCR

特征根	SCR				
	2.5	2.0	1.8	1.5	1.2
1,2	-74.0 ± j793.6	-25.3 ± j713.7	-34.2 ± j678.8	-45.8 ± j624.1	-61.7 ± j571.2
3,4	-109.1 ± j518.1	-78.9 ± j498.1	-65.8 ± j491.6	-46.7 ± j483.1	-27.9 ± j470.4
5,6	-54.2 ± j429.9	-59.5 ± j422.3	-61.6 ± j416.4	-62.1 ± j404.3	-58.9 ± j390.1
7,8	-53.8 ± j188.4	-39.3 ± j168.1	-28.7 ± j156.2	-19.0 ± j133.9	-8.6 ± j103.2
9	-194.1	-175.0	-156.2	-143.0 + j48.4	-157.2 + j71.1
10	-58.9	-84.2	-109.7	-143.0 - j48.4	-157.2 - j71.1
11	-35.3	-33.1	-32.2	-30.8	-29.1

表 2 逆变侧 SCR 为不同值时的特征根

Tab. 2 Eigenvalues for different inverter SCR

特征根	SCR				
	2.5	2.0	1.8	1.5	1.2
1,2	-74.0 ± j793.6	-67.3 ± j751.2	-60.5 ± j743.1	-57.3 ± j732.8	-55.2 ± j728.6
3,4	-109.1 ± j518.1	-109.9 ± j517.8	-110.2 ± j517.7	-110.7 ± j517.3	-111.3 ± j516.9
5,6	-54.2 ± j429.9	-35.3 ± j414.1	-25.6 ± j407.8	-18.8 ± j398.2	-12.3 ± j388.3
7,8	-53.8 ± j188.4	-30.9 ± j176.9	-22.8 ± j173.8	-12.1 ± j169.8	-3.0 ± j166.1
9	-194.1	-188.4	-171.3	-163.2	-159.4
10	-58.9	-27.6	-12.8 + j24.5	3.6 + j22.4	10.2 + j20.5
11	-35.3	-16.7	-12.8 - j24.5	3.6 - j22.4	10.2 - j20.5

从表 1 与表 2 可以看出, 当整流侧或逆变侧 SCR 减小时, 大部分特征根都向虚轴移动, 表明这些特征根所对应的振荡模式的阻尼随 SCR 的减小而降低, 但也有例外(如表 1 中的特征根 1、2)。比较表 1 与表 2 可以看出, 尽管整流侧 SCR 降至 1.2, 整流侧交流系统已经极弱了, 但系统仍然保持稳定。对于逆变侧则不然, 当逆变侧交流系统的 SCR 降至 1.5 时, 已经出现了不稳定模式(如表 2 中的特征根 10、11), 该模式的频率为 3.8Hz, 属于低频范围。而在中高频模式中, 尽管大多数模式的阻尼有所降低, 但变化不大。因此, 可以得出如下结论:

(1) 低频模式的动态特性受 SCR 影响最大, 而高频动态特性受 SCR 影响最小。

(2) 系统的稳定性更易受逆变侧 SCR 的影响, 过低的 SCR 可能导致系统的不稳定。

3.3 整流器控制对系统动态稳定性的影响

整流器一般采用定电流控制, 相应的控制器为 PI 控制, 结构如图 4 所示。图 5 为其对应的根轨迹图。从图 5 可以看出, 在频率范围 150~700rad/s 内, 随着控制回路增益的增大, 系统的主要模式向右移动, 其中比较明显的是图中的轨迹 *m*, 轨迹 *m* 所对应的模式为表 1、2 中的特征根 5 与 6。随着控制回路增益的增大, 该模式将变得不稳定。

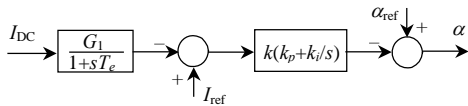


图 4 定电流控制

Fig. 4 Constant current control

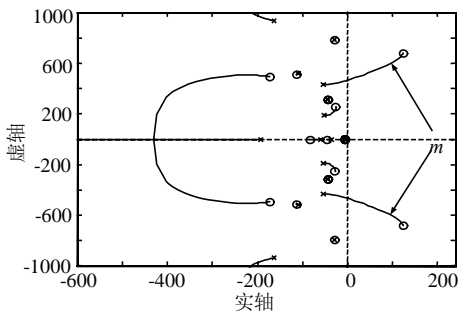
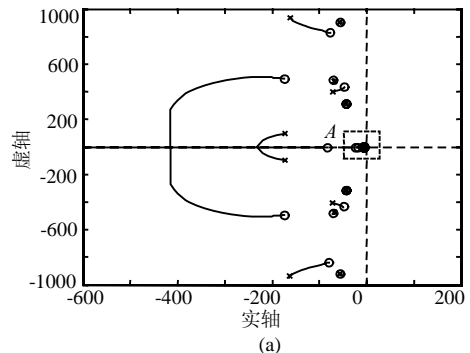


图 5 整流器采用定电流控制的根轨迹图

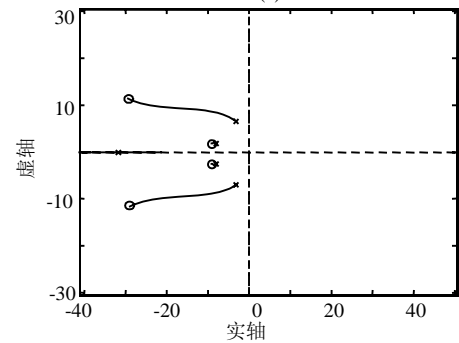
Fig. 5 Root locus with rectifier constant current control

3.4 逆变器控制对系统动态稳定性的影响

本节采用根轨迹法分析逆变器控制系统对系统稳定性的影响, 所采用的控制方式为定电压控制与定  $\gamma$  角控制, 控制结构框图与图 4 类似, 也采用 PI 控制, 具体参数见文献[12]。图 6、7 分别为当逆变器采用定电压控制、定  $\gamma$  角控制时的根轨迹图。



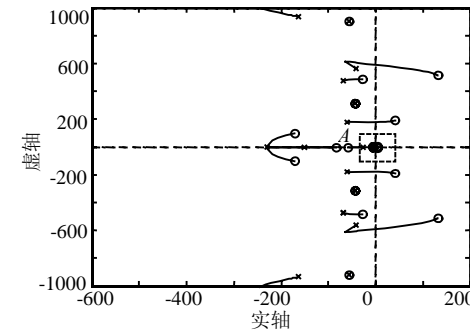
(a)



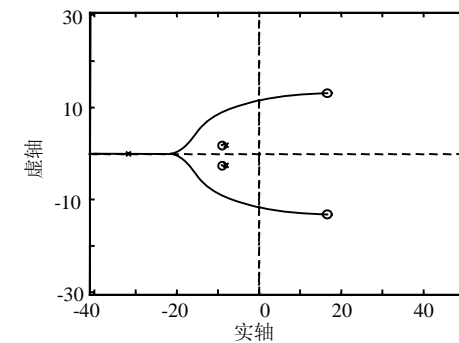
(b) 图(a)中区域 A 的局部放大图形

图 6 逆变器采用定电压控制的根轨迹图

Fig. 6 Root locus with inverter constant voltage control



(a)



(b) 图(a)中区域 A 的局部放大图形

图 7 逆变器采用定  $\gamma$  角控制的根轨迹图

Fig. 7 Root locus with inverter constant  $\gamma$  angle control

从图 6 可以看出, 当逆变器采用定电压控制时, 随着控制器增益的增大, 系统在低频段的稳定性得到改善; 在中、高频段, 其主导极点的阻尼变弱, 系统的稳定性变差, 但系统的稳定性仍可得到保证。

从图 7 可以看出，当逆变器采用定 $\gamma$ 角控制时，随着控制器增益的增大，无论是在低频段还是中高频段，系统的稳定性都将变差，如图 7(a)的 2 对极点与图 7(b)的一对极点的轨迹曲线。随着控制回路增益的增大，这 3 对极点所代表的模态将变得不稳定。因此，当逆变器采用定 $\gamma$ 角控制时，控制器的增益不应过高。

### 3.5 与 HVDC 准稳态模型的对比分析

目前对于准稳态模型能否用于 HVDC 的高频动态特性分析，仍然有较大争议<sup>[5-6]</sup>，文献[14] 则进一步指出准稳态模型不适用于 HVDC 系统的二次谐波不稳定的分析。本节将分别采用 HVDC 采样数据模型与准稳态模型分析 HVDC 的高频动态特性，并将仿真结果进行对比。以 3.3 节的分析为例，计算了整流器定电流控制回路的增益 $k$ 取不同值时模态 5、6 的特征根，如表 3 所示。

图 8 通过仿真显示了当整流器采用定电流控制时，控制器的增益 $k$ 取不同值时的系统小扰动响应。仿真工具为 PSCAD/EMTDC，系统的扰动为直流参考电流 $I_{ref}$ 在 $t = 2s$ 时增加 10%。 $k=1.0$  时该模态的特征根为 $-54.2 \pm j429.9$ ， $k=3.0$  时为 $7.2 \pm j467.7$ 。从图 8 可以看出，当 $k=3.0$  时，系统将出现不稳定，振荡频率大约为 73Hz，与特征根分析结果一致，从而验证了采样-数据模型的准确性。而运用准稳态模型进行特征根分析的结果则与仿真有较大的偏差。

表 3 不同 HVDC 模型时的特征根  
Tab. 3 Eigenvalues for different HVDC models

$k$	特征根	
	采样数据模型	准稳态模型
1	$-54.2 \pm j429.9$	$-67.3 \pm j440.8$
1.5	$-44.5 \pm j433.6$	$-56.7 \pm j451.1$
2	$-20.7 \pm j447.3$	$-44.6 \pm j468.3$
2.5	$-7.6 \pm j455.1$	$-34.3 \pm j477.9$
3	$7.2 \pm j467.7$	$-21.2 \pm j489.7$
4	$21.7 \pm j501.3$	$-6.7 \pm j500.1$
5	$55.8 \pm j547.5i$	$12.5 \pm j517.8i$

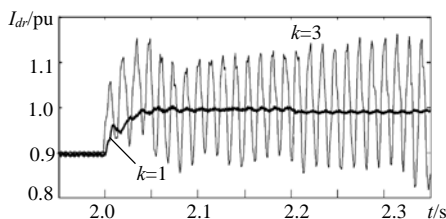


图 8 整流器定电流控制回路的增益 $k$ 取不同值时的系统响应

Fig. 8 System response with different gain  $k$  of rectifier DC current controller

## 4 结论

本文运用采样-数据建模方法对 12 脉动换流器 HVDC 系统进行动态建模，与准稳态模型只考虑系统的基频稳态特性不同，本文所得出的线性时不变模型描述了换流器开关动作的动态特性，且适用于较高频率的动态分析。文中运用该模型对 HVDC 的动态特性进行了特征根分析，分析结果表明：逆变站交流系统的 SCR 对 HVDC 的动态特性特别是低频动态特性有较大的影响，当逆变侧交流系统的 SCR 过低时，系统可能出现低频不稳定；整流站控制对系统的高频特性有较大的影响，当逆变站采用定 $\gamma$ 角控制时，系统的高、低频稳定性都较差。将 HVDC 采样数据模型与准稳态模型进行高频动态特性的分析结果与时域仿真结果相对比，对比结果证明：准稳态模型不适用于高频动态特性分析。

## 参考文献

- [1] Kundur P. Power system stability and control[M]. McGraw-Hill Inc, 1994.
- [2] 黄胜利, 宋瑞华, 赵宏图, 等. 应用动态相量模型分析高压直流输电引起的次同步振荡现象[J]. 中国电机工程学报, 2003,23(7): 1-4  
Huang Shengli, Song Ruihua, Zhao Hongtu *et al.* Analysis and simulating the SSO caused by HVDC using time-varying dynamic phasor[J]. Proceedings of the CSEE, 2003,23(7): 1-4.
- [3] Jovic D, Pahalawaththa N, Zavahir M. Analytical Modeling of HVDC-HVAC Systems[J]. IEEE Trans. on Power Delivery, 1999, 14 (2): 506-511.
- [4] Jovic D, Pahalawaththa N, Zavahir M. Small signal analysis of HVDC-HVAC interactions[J]. IEEE Trans. on Power Delivery, 1999, 14(2): 525-530.
- [5] 徐政. 复转矩系数法的适用性分析及其实时域仿真实现[J]. 中国电机工程学报, 2000,20(6): 1-4.  
Xu Zheng. The complex torque coefficient approach's applicability analysis and its realization by time domain simulation[J]. Proceedings of the CSEE, 2000,20(6): 1-4.
- [6] 周长春, 徐政. 由直流输电引起的次同步振荡的阻尼特性分析[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(10): 6-10.  
Zhou Changchun, XuZheng. Damping analysis of subsynchronous oscillation caused by HVDC[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(10): 6-10.
- [7] Sasan G Jalali, Dynamic response of a thyristor controlled switched capacitor[C]. IEEE PES Paper 94-WM-065-3 PWRD, New York, 1994, 4(1): 35-46
- [8] Dobson I. Stability of ideal thyristor and diode switching circuits[J]. IEEE Trans. on Circuit and Systems-I: Fundamental theory and applications, 1995, 42(9): 517-529.
- [9] Hisham A O, Lennart A. Analytical modeling of thyristor-controlled series capacitors for SSR studies[J]. IEEE Trans. on Power Systems, 1996,11(1): 119-127.