

# 电压源高压直流输电离散模型及其控制策略

魏晓光, 汤广福, 郑健超

(中国电力科学研究院, 北京市 海淀区 100085)

## Study of VSC-HVDC Discrete Model and Its Control Strategies

WEI Xiao-guang, TANG Guang-fu, ZHENG Jian-chao

(China Electric Power Research Institute, Haidian District, Beijing 100085, China)

**ABSTRACT:** According to the digital discrete control system of HVDC based on voltage source converter (VSC-HVDC), the discrete model is derived in synchronous  $dq$  reference frame. The inner-loop current discrete controller and the related outer loop controller of VSC-HVDC are developed according to the discrete model. In order to compensate the sampling delay of discrete model the inner-loop current controller based on Smith predictor is also presented, and an improved Smith predictor based on estimation error feedback gain in inner loop controller is also developed. The correctness of discrete model and the validities of control strategies are verified by PSCAD/EMTDC simulation.

**KEY WORDS:** high voltage direct current transmission; voltage source converter; discrete model; Smith predictor; time delay compensation; control

**摘要:** 针对电压源高压直流输电(VSC-HVDC)数字离散控制系统, 推导了 $dq$ 同步旋转坐标系下的VSC-HVDC的离散状态空间模型, 研究了其离散电流内环控制器和外环控制器模型。为补偿离散模型的采样延时, 提出基于Smith状态预估器的电流内环控制策略, 并根据预估信号误差提出基于估计误差增益反馈的改进Smith状态预估器控制并应用于电流内环控制。基于电磁暂态仿真软件PSCAD/EMTDC建立了VSC-HVDC模型及其离散化控制器模型。仿真结论验证了离散模型的正确性以及控制策略的有效性。

**关键词:** 高压直流输电; 电压源换流器; 离散模型; 史密斯预估器; 延时补偿; 控制

## 0 引言

随着电力电子技术和微电子控制技术的不断发展, 电压源换流器(voltage source converter, VSC)的应用开始从低压小容量的电力拖动领域向高压大容量的输配电领域转移。在高压直流输电领域以基于电压源换流器的高压直流输电(high voltage direct

current transmission based on voltage source converter, VSC-HVDC)为典型代表。VSC-HVDC是一种以电压源换流器、自关断器件和脉宽调制(pulse width modulation, PWM)技术为基础的新型直流输电技术, 该技术具有可向无源网络供电、不会出现换相失败、易于构成多端直流系统等优点<sup>[1-4]</sup>。此外, 与传统的基于线换相换流器(line commutated converter, LCC)技术的传统LCC-HVDC不同, VSC-HVDC在对输送的有功功率进行快速、灵活控制的同时, 还能够动态补偿交流母线的无功功率, 稳定交流母线的电压, 起到静止同步补偿器(STATCOM)的作用。

文献[5-6]讨论了VSC-HVDC的稳态模型及基于逆模型PI非线性控制问题, 但该模型建立在三相静止坐标下, 模型相关物理量间的关系比较复杂, 控制器参数不易确定。文献[7]详细研究了 $dq$ 同步旋转坐标系下VSC-HVDC连续时间状态数学模型, 但对控制策略的研究还不够深入。文献[8-10]分别讨论了VSC-HVDC向有源和无源网络供电的控制策略, 但是对VSC-HVDC的核心控制器——VSC内环控制器的讨论还不够透彻, 其物理含义不够明确。文献[11-12]基于VSC-HVDC稳态模型讨论了间接电流控制策略, 其优点是概念清晰, 控制系统容易调制; 但控制器响应速度慢、无法直接实现系统电流的监控和功率的解耦控制。以上文献讨论的VSC-HVDC数学模型都建立在连续时间状态空间下, 其控制器也是连续时间状态控制器。而实际控制器系统通常都采用计算机控制, 本质为采样控制, 其控制器只能根据采样时刻的偏差值计算控制量。因此有必要先把控制对象离散化, 建立VSC-HVDC的离散数学模型, 然后再设计数字控制参数建立面向微机控制的VSC-HVDC数字控制器模型。

由于离散控制器的采样延时性, PWM调制器具有滞后特性<sup>[13]</sup>。当控制系统的比例增益增大时, 控制对象的纯滞后性会导致控制作用不及时, 引起系统的超调和VSC输出电流的大幅振荡<sup>[14-15]</sup>。为实现离散控制器的实时性及鲁棒性, 改善VSC-HVDC的暂态性能, 补偿控制延时是十分必要的。

本文推导了  $dq$  同步旋转坐标系下的 VSC-HVDC 离散状态空间数学模型, 建立了离散电流内环控制器及外环控制器模型; 推导了电流滞后补偿环节——Smith 状态预估电流状态方程, 提出了基于 Smith 状态预估器的电流内环控制策略, 分析了估计误差反馈增益对系统暂态性能的影响。通过 PSCAD/EMTDC 仿真验证了 VSC-HVDC 离散模型的正确性和基于 Smith 状态预估器离散化控制器对改善动态性能的有效性。

## 1 VSC-HVDC 离散数学模型

VSC-HVDC换流站主电路拓扑如图 1 所示。图中,  $L$ 为换流电抗;  $R$ 为等效换流器损耗和换流电抗器阻抗之和;  $C$ 为换流站直流侧电容;  $U_{sabc}$ 、 $U_{cabc}$ 和  $I_{abc}$ 分别为abc三相静止坐标系下交流系统母线电压、VSC交流侧电压基波向量及注入到VSC的基波电流向量;  $i_{dc}$ 为VSC注入到直流系统的直流电流;  $i_{load}$ 为注入到其他换流站的直流电流。

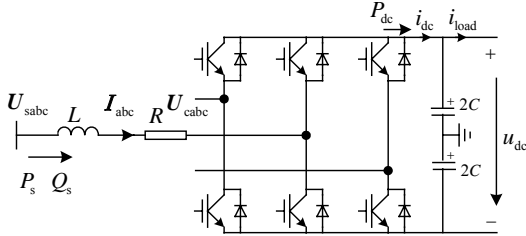


图 1 VSC-HVDC 换流站主电路

Fig. 1 Circuit of converter station of VSC-HVDC

如图 1 所示, 采用基尔霍夫电压定律建立的两相  $dq$  同步旋转坐标系下的 VSC 交流侧回路向量方程为

$$\mathbf{u}_{cdq} + L d\mathbf{i}_{dq} / dt + j\omega L \mathbf{i}_{dq} + R \mathbf{i}_{dq} - \mathbf{u}_{sdq} = 0 \quad (1)$$

式中:  $\mathbf{u}_{sdq}$ 、 $\mathbf{u}_{cdq}$ 和 $\mathbf{i}_{dq}$ 分别为 $dq$ 同步旋转坐标系下的系统交流母线基波电压向量、VSC输出基波电压向量和基波电流向量;  $\omega$ 为系统角频率。

当VSC-HVDC控制器为采样离散控制系统时, 设采样周期为 $T_s$ , 则在采样时间 $kT_s$ 到 $(k-1)T_s$ 内, 由后退欧拉法<sup>[16]</sup>, 可得电流的微分值:

$$d\mathbf{i}_{dq} / dt \approx [\mathbf{i}_{dq}(k) - \mathbf{i}_{dq}(k-1)] / T_s \quad (2)$$

在采样周期 $kT_s$ 到 $(k-1)T_s$ 内, 电流可近似为

$$\mathbf{i}_{dq} \approx [\mathbf{i}_{dq}(k) + \mathbf{i}_{dq}(k-1)] / 2 \quad (3)$$

由于PWM载波频率远大于调制频率, 开关周期内电压变化值很小<sup>[17]</sup>, 则可以假设系统交流母线电压在采样周期 $T_s$ 内不变化:

$$\mathbf{u}_{sdq}(k) \approx \mathbf{u}_{sdq}(k-1) \quad (4)$$

基于以上假设, 可以将式(1)离散化, 得到 VSC 交流系统离散数学模型:

$$\mathbf{u}_{cdq}(k) = -L \frac{\mathbf{i}_{dq}(k) - \mathbf{i}_{dq}(k-1)}{T_s} - R \frac{\mathbf{i}_{dq}(k) + \mathbf{i}_{dq}(k-1)}{2} - j\omega L \frac{\mathbf{i}_{dq}(k) + \mathbf{i}_{dq}(k-1)}{2} + \mathbf{u}_{sdq}(k-1) \quad (5)$$

## 2 VSC-HVDC 离散化控制策略

### 2.1 VSC 电流内环离散控制器

在VSC-HVDC数字控制系统中, 由于存在控制指令的计算时间和VSC阀关断的死区时间, 电流内环控制器通常有一个采样周期的延时。因此控制器中第 $kT_s$ 时刻电流测量值等于第 $(k-1)T_s$ 时刻的参考值, 并设第 $kT_s$ 时刻的VSC输出电压值为PWM触发参考值:

$$\begin{cases} \mathbf{i}_{dq}^*(k) = \mathbf{i}_{dq}^*(k-1) \\ \mathbf{u}_{cdq}^*(k) = \mathbf{u}_{cdq}^*(k) \end{cases} \quad (6)$$

则由式(5)、(6)可得电流比例控制关系为

$$\mathbf{u}_{cdq}^*(k) = -(L/T_s + R/2)[\mathbf{i}_{dq}^*(k) - \mathbf{i}_{dq}(k)] - R\mathbf{i}_{dq}(k) - j\omega L[\mathbf{i}_{dq}^*(k) + \mathbf{i}_{dq}(k)] / 2 + \mathbf{u}_{sdq}(k) \quad (7)$$

式中:  $\mathbf{u}_{cdq}^*(k)$ 、 $\mathbf{i}_{dq}^*(k)$ 为 VSC 交流侧基波电压向量参考值和注入到 VSC 的基波电流向量参考值。

假设电阻  $R$  上的电压降  $\mathbf{i}_{dq}(k)R$  为所有第  $kT_s$  时刻之前采样电流偏差之和在电阻上的压降, 即

$$\mathbf{i}_{dq}(k)R = R \sum_{n=0}^{k-1} [\mathbf{i}_{dq}(n) - \mathbf{i}_{dq}^*(n)] \quad (8)$$

把式(8)带入式(7)得电流内环比例积分控制器:

$$\mathbf{u}_{cdq}^*(k) = K \{ [\mathbf{i}_{dq}(k) - \mathbf{i}_{dq}^*(k)] + \frac{1}{T_1} \sum_{n=0}^{k-1} [\mathbf{i}_{dq}(n) - \mathbf{i}_{dq}^*(n)] \} - jK_c [\mathbf{i}_{dq}^*(k) + \mathbf{i}_{dq}(k)] + \mathbf{u}_{sdq}(k) \quad (9)$$

其中,

$$\begin{cases} K = (L/T_s + R/2) \\ T_1 = R/(L/T_s + R/2) = 1/(L/RT_s + 1/2) \\ K_c = \omega L \end{cases} \quad (10)$$

由式(9), 通过比例积分(PI)控制器则可以实现

VSC 交流反馈电流测量值  $i_{dq}(k)$  对参考值  $i_{dq}^*(k)$  的快速无差跟踪——VSC 电流内环离散控制, 如图 2 所示。其中, 参考值  $i_{dq}^*(k)$  可由 VSC-HVDC 外环控制器得到。

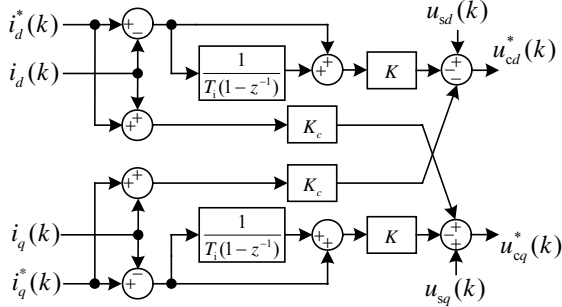


图 2 电流内环离散控制器框图

Fig. 2 Diagram of discrete inner current controller

## 2.2 Smith 预估器补偿控制

在 VSC-HVDC 工业过程控制中, 离散控制对象具有纯滞后性质, 会导致控制作用不及时, 引起系统超调和震荡。Smith 提出了一种纯滞后补偿模型<sup>[18]</sup>, 其原理为与 PI 控制器并接一个补偿环节, 该补偿环节称为 Smith 预估器。本文 Smith 预估器的基本原理是利用状态观测器提前一个采样周期预先估计系统输出电流值, 并把该预估电流值反馈到电流内环控制器中, 消除离散控制器的采样延时<sup>[19]</sup>。

假设电流内环控制器的电流状态估计值为  $\hat{i}_{dq}$  则由式(1)得 Smith 预估器方程:

$$\mathbf{u}_{cdq}(t) = \mathbf{u}_{sdq}(t) - R\hat{\mathbf{i}}_{dq}(t) - j\omega L\hat{\mathbf{i}}_{dq}(t) - Ld\hat{\mathbf{i}}_{dq}(t)/dt \quad (11)$$

在采样时间  $kT_s$  到  $(k+1)T_s$  内由前向欧拉法:

$$\begin{cases} \mathbf{u}_{cdq}(t) = \mathbf{u}_{cdq}^*(k) \\ \mathbf{u}_{sdq}(t) = \mathbf{u}_{sdq}^*(k) \end{cases} \quad (12)$$

$$d\hat{\mathbf{i}}_{dq}/dt = [\hat{\mathbf{i}}_{dq}(k+1) - \hat{\mathbf{i}}_{dq}(k)]/T_s \quad (13)$$

则由式(11)~(13)得内环电流状态估计模型为

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{i}}_{dq}(k+1) &= (1 - RT_s/L - j\omega T_s)\hat{\mathbf{i}}_{dq}(k) - \\ &T_s[\mathbf{u}_{cdq}^*(k) - \mathbf{u}_{sdq}(k)]/L \end{aligned} \quad (14)$$

基于 Smith 预估器的电流内环控制器如图 3 所示。Smith 预估器的输出是 VSC 第  $kT_s$  时刻的交流侧采样电流值  $\hat{i}_{dq}(k)$  与第  $(k-1)T_s$  时刻采样电流值  $\hat{i}_{dq}(k-1)$  的差值。Smith 预估器输出表达式为

$$\begin{aligned} \Delta\hat{\mathbf{i}}_{dq}(k+1) &= -(RT_s/L + j\omega T_s)\hat{\mathbf{i}}_{dq}(k) - \\ &T_s[\mathbf{u}_{cdq}^*(k) - \mathbf{u}_{sdq}(k)]/L \end{aligned} \quad (15)$$

如果在第  $kT_s$  采样时刻采样电流变化, 在第  $(k+1)T_s$  采样时刻电流内环控制器的输出参考电压

$\mathbf{u}_{cdq}^*$  才发生变化, Smith 状态预估器的输出不为 0, 电流控制器将调节电流偏差。当  $(k+2)T_s$  采样时刻预估电流和延时电流相等, 输出为 0, Smith 预估器不影响电流偏差。因此 Smith 预估器只是在暂态时才起作用, 在稳态时不起作用。

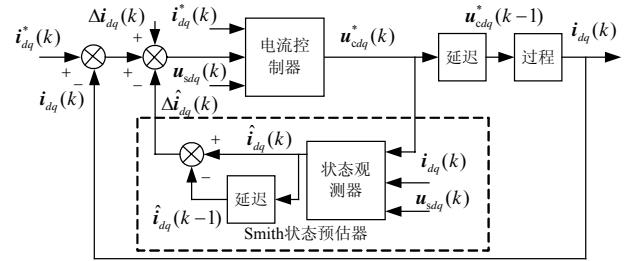


图 3 基于史密斯预估器的电流内环控制器

Fig. 3 Inner current controller based on Smith predictor

## 2.3 改进 Smith 预估器补偿控制

在理想情况下, Smith 状态预估器的状态预估  $\hat{i}_{dq}(k)$  与测量值  $i_{dq}(k)$  相同, 但是在实际系统中由于测量的非线性、噪声, 预估电流值的计算误差等因素, 必须考虑到估计误差:

$$\Delta\hat{\mathbf{i}}_{dq}(k) = k_{\text{psp}}[i_{dq}(k) - \hat{i}_{dq}(k)] \quad (16)$$

式中  $k_{\text{psp}}$  为估计误差增益。

由式(15)和式(16)可得改进 Smith 状态预估器输出方程为

$$\begin{aligned} \Delta\hat{\mathbf{i}}_{dq}(k+1) &= -(RT_s/L + j\omega T_s)\hat{\mathbf{i}}_{dq}(k) - \\ &T_s[\mathbf{u}_{cdq}^*(k) - \mathbf{u}_{sdq}(k)]/L + k_{\text{psp}}[i_{dq}(k) - \hat{i}_{dq}(k)] \end{aligned} \quad (17)$$

如图 3 所示, 把估计误差  $\Delta\hat{\mathbf{i}}_{dq}(k)$  作为扰动量引入电流环控制系统中, 以改善电流控制器暂态性能。

## 2.4 VSC-HVDC 外环控制器

VSC-HVDC 外环控制器包括有功功率类控制器(有功功率控制器、直流电压控制器)和无功率类控制器(无功功率控制器、交流电压控制器)。

根据瞬时无功功率理论, 并将  $dq$  同步旋转坐标系的  $q$  轴与电网电动势向量  $\mathbf{u}_{\text{sabc}}$  同轴, 即  $u_{sq} = 0$ , 则系统注入到换流站的功率为

$$\begin{cases} P_s = 3u_{sd}i_d/2 \\ Q_s = 3u_{sd}i_q/2 \end{cases} \quad (18)$$

定义  $d$  轴电流  $i_d$  为有功电流,  $q$  轴电流  $i_q$  为无功电流。控制  $i_d$  和  $i_q$  可以分别控制系统注入到换流站的有功和无功功率。

(1) 有功功率控制器。图 4 给出了采用 PI 控制的外环有功功率控制器。为了提高控制器响应速度, 该控制器引入了前馈控制量  $2P_s^*/3u_{sd}$ , 其中,  $P_s^*$  为

交流系统注入到VSC有功功率的参考值； $i_d^*$ 为内环有功电流参考值； $K_p$ 和 $K_i$ 分别为比例系数和积分系数，以下相同。

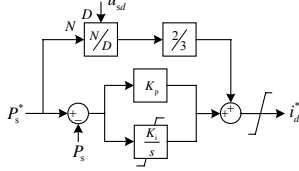


图 4 有功功率控制器框图

Fig. 4 Diagram of active power controller

(2) 无功功率控制器。图 5 为采用 PI 控制的外环无功功率控制器。同样为了提高控制器的响应速度，在无功功率控制器中也引入了前馈控制量  $2Q_s^*/3u_{sd}$ ，其中， $Q_s^*$ 为交流系统注入到 VSC 无功功率的参考值； $i_d^*$ 为内环无功电流参考值。

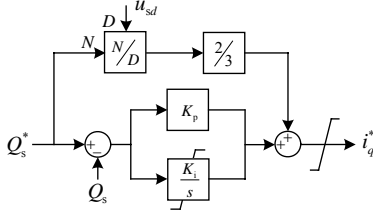


图 5 无功功率控制器框图

Fig. 5 Diagram of VAR controller

(3) 直流电压控制器。如图 1 所示，在 VSC-HVDC 直流侧输送的直流功率：

$$P_{dc} = u_{dc} i_{dc} \quad (19)$$

根据能量守恒定理，并忽略换流器和换流电抗器损耗，则  $P_s = P_{dc}$ ，即

$$i_{dc} = 3u_{sd} i_d^* / 2u_{dc} \quad (20)$$

VSC 直流侧电流关系为

$$C du_{dc} / dt = i_{dc} - i_{load} \quad (21)$$

同理，可将式(21)离散化为

$$\begin{cases} C[u_{dc}(k+1) - u_{dc}(k)] / T_s = \bar{i}_{dc} - \bar{i}_{load} \\ \bar{i}_{dc} = \frac{1}{T_s} \int_{kT_s}^{(k+1)T_s} i_{dc}(t) dt \\ \bar{i}_{load} = \frac{1}{T_s} \int_{kT_s}^{(k+1)T_s} i_{load}(t) dt \end{cases} \quad (22)$$

假设在稳态状态下， $i_{dc}$  和  $i_{load}$  保持不变，则 VSC 直流侧数学模型为

$$C[u_{dc}(k+1) - u_{dc}(k)] / T_s = i_{dc}(k) - i_{load}(k) \quad (23)$$

设直流电压控制器第  $(k+1)T_s$  采样时刻直流电压测量值等于第  $kT_s$  时刻的直流电压设定值，即

$$u_{dc}^*(k) = u_{dc}(k+1) \quad (24)$$

则由式(22)~(24)得

$$\begin{cases} i_d^*(k) = k_{dc} [u_{dc}^*(k) - u_{dc}(k)] + k_{load} i_{load}(k) \\ k_{dc} = 2Cu_{dc} / 3u_{sd} T_s \\ k_{load} = 2u_{dc} / 3u_{sd} \end{cases} \quad (25)$$

式中： $u_{dc}^*$ 为外环 VSC-HVDC 直流电压参考值； $i_d^*$ 为有功电流参考值。

由式(25)可得采用 PI 控制的外环直流电压控制器，如图 6 所示。

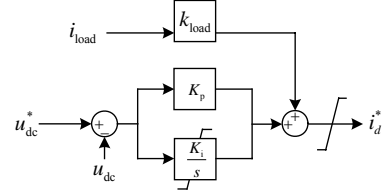


图 6 直流电压控制器框图

Fig. 6 Diagram of DC voltage controller

### 3 仿真研究

#### 3.1 仿真模型

为验证 VSC-HVDC 离散数学模型的正确性和可行性，对比研究 VSC-HVDC 离散控制器、基于 Smith 状态预估器的离散控制器以及基于改进 Smith 状态预估器离散控制器的性能，通过 PSCAD/EMTDC 建立了 VSC-HVDC 离散仿真模型及其采用以上三种电流内环离散控制器模型。VSC-HVDC 仿真模型的受端站与送端站结构对称，且参数相同。系统参数为：交流系统母线线电压 10.5kV；短路容量比为 5；换流电抗  $\omega L = 3.675\Omega$ ；换流站交流侧等效电阻  $R = 0.5\Omega$ ；直流侧电容  $C = 100\mu F$ ；调制波频率为 50Hz；载波信号频率为 1950Hz。

VSC-HVDC 仿真模型的送端站采用有功功率控制器 ( $K_p=0.01/K_i=5$ ) 和无功功率控制器 ( $K_p=0.01/K_i=5$ )；受端站采用定直流电压控制器 ( $K_p=1/K_i=0.1$ ) 和无功功率控制器 ( $K_p=0.001/K_i=8$ )；其内环控制器 PI 参数为  $K_p=10/K_i=0.01$ 。改进 Smith 估计误差增益  $k_{psp}$  分别为 0、1、2。当  $k_{psp} = 0$  时，Smith 估计误差增益为 0，则离散电流内环控制器为普通基于 Smith 状态预估器的电流内环控制器。

#### 3.2 仿真结果

图 7、图 8 分别给出了 VSC-HVDC 双环控制系统带 Smith 状态预估器和不带 Smith 状态预估器控制器时送端站有功功率阶跃响应波形及无功功率阶跃响应波形，图中“ref”表示有功功率和无功功率的参考值曲线，“ws”表示控制器采用 Smith 状态预估

器的系统仿真曲线,“ns”表示控制器不带Smith状态预估器的系统仿真曲线。图9、图10分别给出了估计误差增益 $k_{psp}$ 分别为0、1、2时采用改进Smith状态预估器补偿算法的VSC-HVDC送端站有功功率阶跃响应波形及无功功率阶跃响应波形。由于实际测量误差及电感参数误差的不可避免,使电流解耦不彻底,这将影响电流控制性能,特别是暂态特性<sup>[20]</sup>,间接影响VSC-HVDC功率解耦控制,如图7(d)、图8(b)、图9(d)和图10(b),有功功率的阶跃变化都会使无功功率发生扰动,反之亦然。其中,功率阶跃指令为第0.3秒送端站有功功率参考值由6MW提升到7MW;在第1秒送端站无功功率参考值由0Mvar提升到1Mvar。

表1、表2给出了有功功率、无功功率阶跃响应动态指标<sup>[21]</sup>,其中, $t_r$ 为上升时间; $t_p$ 为峰值时间; $t_s$ 为调整时间; $t_d$ 为延时时间; $M_p$ 为超调量。

表3为由阶跃响应引发的功率耦合扰动数据,其中, $|\Delta P_s|$ 、 $|\Delta Q_s|$ 分别为有功、无功的最大扰动峰值; $t_{sp}$ 、 $t_{sq}$ 分别为有功、无功扰动稳定调整时间。

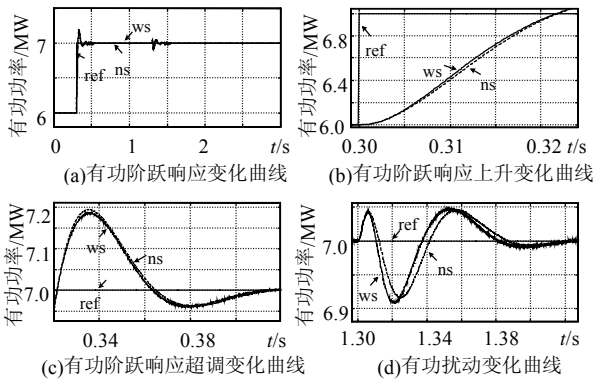


图7 送端站带及不带 Smith 预估器有功曲线

Fig. 7 Active power curve of sending end station with or without Smith predictor

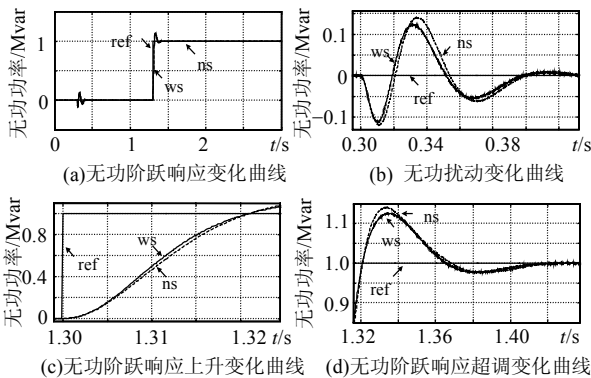


图8 送端站带及不带 Smith 预估器无功曲线

Fig. 8 Reactive power curve of sending end station with or without Smith predictor

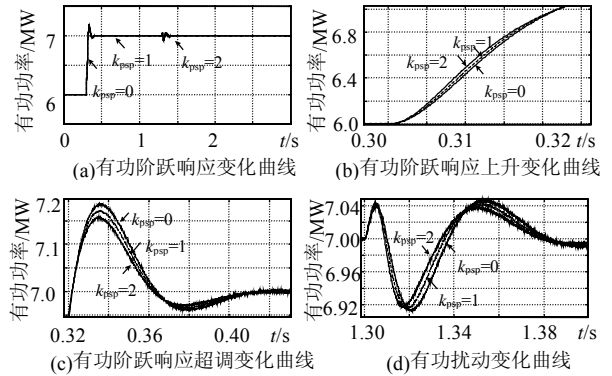


图9 送端站带改进 Smith 状态预估器有功曲线

Fig. 9 Active power curve of sending end station with improved Smith predictor

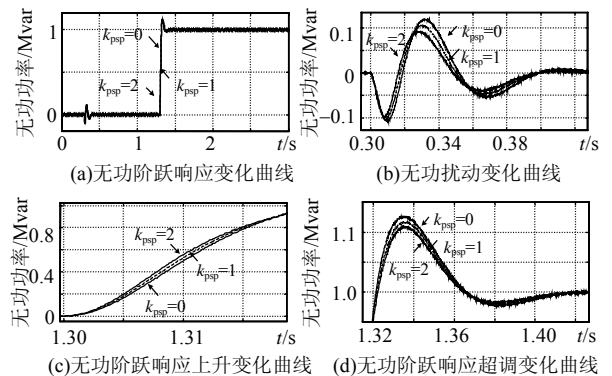


图10 送端站带改进 Smith 状态预估器无功曲线

Fig. 10 Reactive power curve of sending end station with improved Smith predictor

表1 有功功率阶跃响应动态指标

Tab. 1 Dynamic indexes of active power step response

性能指标	不带 Smith 预估器	Smith 预估器		
		$k_{psp}=0$	$k_{psp}=1$	$k_{psp}=2$
$t_r/s$	0.0222	0.0219	0.0217	0.0218
$t_p/s$	0.0355	0.0352	0.0352	0.0351
$t_s/s$	0.0571	0.0560	0.0548	0.0537
$t_d/s$	0.0116	0.0111	0.0106	0.0099
$M_p/\%$	19.4	18.4	17.1	15.6

表2 无功功率阶跃响应动态指标

Tab. 2 Dynamic indexes of reactive power step response

性能指标	不带 Smith 预估器	Smith 预估器		
		$k_{psp}=0$	$k_{psp}=1$	$k_{psp}=2$
$t_r/s$	0.0211	0.0213	0.0215	0.0219
$t_p/s$	0.0337	0.0353	0.0355	0.0358
$t_s/s$	0.0547	0.0538	0.0526	0.0517
$t_d/s$	0.0106	0.0100	0.095	0.091
$M_p/\%$	14.0	12.5	11.3	10.7

表3 功率扰动性能数据

Tab. 3 Power data of disturbance performance

性能指标	不带 Smith 预估器	Smith 预估器		
		$k_{psp}=0$	$k_{psp}=1$	$k_{psp}=2$
$ \Delta P_s /MW$	0.1305	0.1300	0.1268	0.1200
$t_{sp}/s$	0.0869	0.0823	0.0800	0.0796
$ \Delta Q_s /MW$	0.2573	0.2264	0.2070	0.1906
$t_{sq}/s$	0.0998	0.0995	0.0990	0.0989

从仿真结果可以得到以下结论: ①VSC-HVDC 的离散化数学模型是正确的, 基于离散化数学模型的控制器能够满足 VSC-HVDC 对有功功率、无功功率的快速调节的需要; ②把 Smith 状态预估器引入 VSC-HVDC 内环控制器中, 能够改善 VSC-HVDC 控制的暂态性能, 补偿离散控制带来的控制延时, 而不影响 VSC-HVDC 的稳态性能; ③把估计误差引入控制系统中能够进一步改善 VSC-HVDC 的暂态性能, 并随着估计误差增益增加而优化。

## 4 结论

推导了  $dq$  同步旋转坐标系下的 VSC-HVDC 离散化状态空间模型及其电流内环离散控制器和外环控制器模型。提出了基于 Smith 状态预估算法的电流内环补偿控制模型及其基于估计误差增益反馈的改进 Smith 状态预估电流内环控制模型。PSCAD/EMTDC 仿真结果验证了 VSC-HVDC 离散模型的正确性和有效性, 证明了基于离散模型的控制器能够满足 VSC-HVDC 迅速功率调节的要求, 验证了 Smith 状态预估器对改善 VSC-HVDC 暂态性能的作用, 验证了改进 Smith 预估器——增加预估增益对 VSC-HVDC 暂态性能的优化作用。

## 参考文献

- [1] Gregory Reed, Ronald Pape, Masatoshi Takeda. Advantages of voltage source converter (VSC) based design concepts for FACTS and HVDC-link applications[C]. Power Engineering Society General Meeting, Toronto, 2003.
- [2] Asplund G, Eriksson K, Svensson K. DC transmission based on voltage source converters[C]. CIGRE SC14 Colloquium, South Africa, 1997.
- [3] 王凤川. 电压源换流器式轻型高压直流输电[J]. 电网技术, 1999, 23(4): 74-76.  
Wang Fengchuan. HVDC light-DC transmission based on sourced converters[J]. Power System Technology, 1999, 23(4): 74-76(in Chinese).
- [4] 文俊, 张一工, 韩民晓, 等. 轻型直流输电——一种新一代的 HVDC 技术[J]. 电网技术, 2003, 27(1): 47-51.  
Wen Jun, Zhang Yigong, Han Minxiao, et al. HVDC based on voltage source converter—a new generation of HVDC technique[J]. Power System Technology, 2003, 27(1): 47-51(in Chinese).
- [5] 张桂斌, 徐政, 王广柱. 基于 VSC 的直流输电系统的稳态建模及其非线性控制[J]. 中国电机工程学报, 2002, 22(1): 17-22.  
Zhang Guibin, Xu Zheng, Wang Guangzhu. Steady-state model and its nonlinear control of VSC-HVDC system[J]. Proceedings of the CSEE, 2002, 22(1): 17-22(in Chinese).
- [6] Zhang Guibin, Xu Zheng. Steady-state model for VSC based HVDC and controller design[C]. IEEE PES Winter meeting 2001, Columbus Ohio, USA, 2001.
- [7] Thomas J L, Poullain S, Benchaib A. Analysis of a robust DC-bus voltage control system for a VSC transmission scheme[C]. Seventh International Conference on AC and DC Power Transmission (IEE Conference Publication No. 485), London, U. K. 2001.
- [8] 尹明, 李庚银, 牛同义, 等. VSC-HVDC 连续时间状态空间模型及其控制策略研究[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(18): 34-39.  
Yin Ming, Li Gengyin, Niu Tongyi, et al. Continuous-time state-space model of VSC-HVDC and its control strategy[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(18): 34-39 (in Chinese).
- [9] Durrant M, Werner H, Abbott K. Model of a VSC-HVDC terminal attached to a weak AC system[C]. 2003 IEEE Conference on Control Applications, Istanbul, Turkey, 2003.
- [10] 梁海峰, 李庚银, 李广凯, 等. 向无源网络供电的 VSC-HVDC 系统仿真研究[J]. 电网技术, 2005, 29(8): 45-50.  
Liang Haifeng, Li Gengyin, Li Guangkai, et al. Simulation study of VSC-HVDC system connected to passive network[J]. Power System Technology, 2005, 29(8): 45-50(in Chinese).
- [11] 王冠, 蔡晔, 张桂斌, 等. 高压直流输电电压源换流器的等效模型及混合仿真技术[J]. 电网技术, 2003, 27(2): 4-8.  
Wang Guan, Cai Ye, Zhang Guibin, et al. Equivalent model of HVDC-VSC and its hybrid simulation technique[J]. Power System Technology, 2003, 27(2): 4-8(in Chinese).
- [12] 郑超, 周孝信, 李若梅. 电压源换流器式高压直流输电的动态建模与暂态仿真[J]. 电网技术, 2005, 29(16): 1-5.  
Zheng Chao, Zhou Xiaoxin, Li Ruomei. Dynamic modeling and transient simulation for voltage source converter based on HVDC [J]. Power System Technology, 2005, 29(16): 1-5(in Chinese).
- [13] Ottersten R, Svensson J. Vector current controlled voltage source converter – deadbeat control and saturation strategies[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2002, 17(2): 279-285.
- [14] Blasko V, Kaura V. A new mathematical model and control of a three-phase AC-DC voltage source converter[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 1997, 12(1): 116-123.
- [15] 陶永华. 新型 PID 控制及其应用[M]. 第 2 版. 北京: 机械工业出版社, 2002.
- [16] 李庆扬, 王能超, 易大义. 数值分析[M]. 第 4 版. 北京: 清华大学出版社, 2001.
- [17] Mohan N, Undeland T M, Robbins W P. Power electronics converters, application and design[M]. New York: John Wiley and Sons, 1995.
- [18] 刘金琨. 先进 PID 控制 MATLAB 仿真[M]. 第 2 版. 北京: 电子工业出版社, 2005.
- [19] Martin Bojrup. Advanced control of active filters in a battery charger application[D]. Lund, Sweden: Department of industrial electrical engineering and automation, Lund Institute of Technology, 1999.
- [20] 钟炎平. 同步坐标系下的 PWM 整流器控制研究[D]. 北京: 北京航空航天大学, 2006.
- [21] 夏德铃, 翁贻方. 自动控制理论[M]. 第 2 版. 北京: 机械工业出版社, 2004.

收稿日期: 2007-03-08.

作者简介:

魏晓光(1976—), 男, 博士研究生, 主要研究方向为全控直流输电技术及新能源并网技术研究, weixg@epri.ac.cn;

汤广福(1966—), 男, 博士, 教授级高级工程师, 长期从事 FACTS 和 HVDC 的开发及其相关试验方法的研究。

(编辑 王剑乔)