

采用 $dq0$ 坐标的 VSC-HVDC 稳态模型与控制器设计

陈 谦¹, 唐国庆¹, 胡 铭²

(1. 东南大学电气工程系, 江苏省南京市 210096; 2. 南瑞继保电气有限公司, 江苏省南京市 211100)

摘要: 基于电压源型换流器(VSC)的新型高压直流(VSC-HVDC)输电系统具有非常广阔的应用前景,目前 VSC-HVDC 技术在国外处于理论研究向实验系统过渡阶段,而国内则刚刚起步,许多基础理论和相关的应用基础问题有待深入研究。文中首先介绍了 VSC-HVDC 的基本工作原理。随后提出了一种采用 $dq0$ 坐标的稳态模型,并进行了控制方案设计。通过对该控制方法原理分析与仿真实验,证明其控制效果良好,对于各种扰动都具有很快的响应速度和很好的稳定性,在不同的工作点都具有较高的稳定精度。

关键词: 高压直流输电; VSC-HVDC; 稳态控制器

中图分类号: TM721.1; TM76

0 引言

新型高压直流(HVDC)输电采用以全控型器件为基础的电压源型换流器(VSC—voltage sourced converters),称为 VSC-HVDC。它不仅可以用于常规的交流电网连接和输电,而且可以向无源网络供电并同时改善所连交流电网的电能质量。它将以高度的经济性、灵活性、可控性在中/低压输配电、分布式发电、电力市场等方面得到广泛应用^[1~5],其技术优势已引起相关电力工作者注意。

由于 VSC-HVDC 是较新的研究领域,因而有关 VSC-HVDC 的文献并不多见,包括各级设备的模型与控制器的设计。无论是设备模型还是控制方法,VSC-HVDC 与采用全控型器件的 FACTS 设备都很相近,因此有些学者甚至将 VSC-HVDC 归纳为并联-并联型组合 FACTS 设备。

本文在分析 VSC-HVDC 的稳态运行特性基础上,提出了完整的基于 $dq0$ 坐标的稳态控制器设计方案。仿真试验表明,该控制方法是切实可行的,且控制效果良好。

1 VSC-HVDC 基本原理

两端 VSC-HVDC 输电系统如图 1 所示。两端均采用 VSC,具有相同的结构,采用脉宽调制(PWM)控制方式。交流变压器(电抗器)用于换流器与交流侧能量交换,同时也起到滤波的作用;直流电容器的作用是为逆变器提供电压支撑,并减小直流侧谐波;交流滤波器的作用是滤除交流侧谐波。

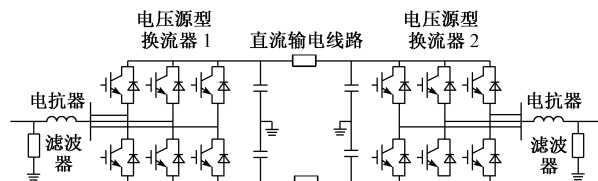


图 1 两端 VSC-HVDC 系统结构

Fig. 1 Two-terminal VSC-HVDC configuration

假定换流变压器(电抗器)无损耗,忽略谐波分量时,换流器注入交流电网的有功功率 P 及无功功率 Q 分别为:

$$P = \frac{U_c U_s}{X_T} \sin \delta \quad (1)$$

$$Q = \frac{U_s}{X_T} (U_c \cos \delta - U_s) \quad (2)$$

式中: U_c 为换流器输出电压的基波分量; U_s 为交流母线电压基波分量; δ 为 U_c 和 U_s 之间的相角差; X_T 为换流变压器的电抗。

适当地控制 U_c 和 δ 就可以使换流器发出所需的有功功率和无功功率。通常 VSC-HVDC 换流站有 3 种基本控制方式:①定直流电压控制,这种方式控制直流母线电压和输送到交流侧的无功功率;②定直流电流(或功率)控制,这种方式控制直流电流(或功率)和输送到交流侧的无功功率;③定交流电压控制,这种方式只控制交流侧母线电压。通常对于一个两端 VSC-HVDC 系统,必须有一端采用定直流电压控制方式。

由以上分析可知,与有源交流网络相连时,VSC 是一个两输入(PWM 的相位 δ 与调制度 M)、两输出(交流侧无功与直流侧电流或电压)、非线性、非解耦的被控对象。文献[6]只采用了 VSC 输出基波电

压与交流系统电压间的相角差 δ 一个控制量,不能实现有功功率与无功功率的同时独立调节。文献[7]建立了两输入、两输出的静态模型,提出了基于稳态模型的 VSC-HVDC 的反馈线性化控制策略,但是该控制方案设计复杂,控制器参数确定也比较困难,影响性能发挥。文献[8]涉及到了 dq 解耦稳态控制器,但没有给出具体控制器结构。

本文提出了基于 $dq0$ 坐标下的静态模型,并在此基础上设计了 PI 控制器。该模型具有线性度高、解耦的特点,且易于控制器设计。

2 VSC-HVDC 模型

2.1 VSC 动态模型

VSC-HVDC 系统中某一换流器(逆变器)的三相电路如图 2 所示。

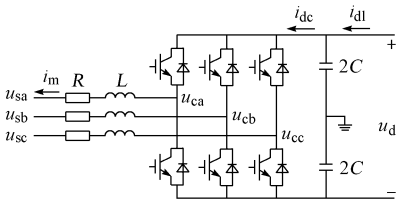


图 2 VSC-HVDC 换流器(逆变器)电路
Fig. 2 Circuit diagram of two-terminal VSC-HVDC

假定换流器采用普通 PWM 方式,则交流侧三相动态微分方程为:

$$\begin{bmatrix} u_{ca} \\ u_{cb} \\ u_{cc} \end{bmatrix} = L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + R \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{sa} \\ u_{sb} \\ u_{sc} \end{bmatrix} \quad (3)$$

如用向量形式表示,即

$$\mathbf{u}_{cab} = L \frac{d\mathbf{i}_{abc}}{dt} + R\mathbf{i}_{abc} + \mathbf{u}_{sabc} \quad (4)$$

$$\text{式中: } \mathbf{u}_{cab} = \frac{MU_d}{2} \begin{bmatrix} \sin(\omega t + \delta) \\ \sin(\omega t + \delta - 120^\circ) \\ \sin(\omega t + \delta + 120^\circ) \end{bmatrix};$$

M 为调制度; δ 为 PWM 初始相位角。

经过整理可以化为:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \frac{1}{L} \begin{bmatrix} u_{ca} \\ u_{cb} \\ u_{cc} \end{bmatrix} - \frac{R}{L} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} - \frac{1}{L} \begin{bmatrix} u_{sa} \\ u_{sb} \\ u_{sc} \end{bmatrix} \quad (5)$$

如用向量形式表示,即

$$\frac{d\mathbf{i}_{abc}}{dt} = \frac{1}{L}\mathbf{u}_{cab} - \frac{R}{L}\mathbf{i}_{abc} - \frac{1}{L}\mathbf{u}_{sabc} \quad (6)$$

设 Park 变换矩阵 $\mathbf{P}$ 及其逆矩阵 $\mathbf{P}^{-1}$ 分别为:

$$\mathbf{P} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \sin \omega t & \sin(\omega t - 120^\circ) & \sin(\omega t + 120^\circ) \\ \cos \omega t & \cos(\omega t - 120^\circ) & \cos(\omega t + 120^\circ) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$\mathbf{P}^{-1} = \begin{bmatrix} \sin \omega t & \cos \omega t & 1 \\ \sin(\omega t - 120^\circ) & \cos(\omega t - 120^\circ) & 1 \\ \sin(\omega t + 120^\circ) & \cos(\omega t + 120^\circ) & 1 \end{bmatrix} \quad (8)$$

并且满足 $\mathbf{P}\mathbf{P}^{-1} = \mathbf{I}$, 其中 $\mathbf{I}$ 为单位矩阵。

由 Park 变换可得:

$$\frac{d\mathbf{i}_{dq0}}{dt} = \frac{1}{L}\mathbf{u}_{cdq0} - \frac{R}{L}\mathbf{i}_{dq0} - \frac{1}{L}\mathbf{u}_{sdq0} - \mathbf{P} \frac{d(\mathbf{P}^{-1})}{dt} \mathbf{i}_{dq0} \quad (9)$$

或表示为:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = \frac{MU_d}{2L} \begin{bmatrix} \cos \delta \\ \sin \delta \\ 0 \end{bmatrix} - \frac{R}{L} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} - \frac{1}{L} \begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \\ u_{s0} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & -\omega & 0 \\ \omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (10)$$

对于直流侧,其动态方程为:

$$i_{dl} - i_{dc} = C \frac{du_d}{dt} \quad (11)$$

2.2 VSC 稳态模型

对于稳态情况下,假设系统三相对称运行,因此没有零序分量,状态变量的一阶导数为 0,则由式(10)可得:

$$\begin{cases} 0 = u_{cd} - Ri_d - u_{sd} + \omega Li_q \\ 0 = u_{cq} - Ri_q - u_{sq} - \omega Li_d \end{cases} \quad (12)$$

令交流侧 a 相相电压初始相位角为 0° , 即 $u_{sd} = |u_s|$, $u_{sq} = 0$, 并令 ωL 为基波电抗 X_T , 则式(12)可简化为:

$$\begin{cases} u_{cd} = Ri_d + u_{sd} - X_T i_q \\ u_{cq} = Ri_q + X_T i_d \end{cases} \quad (13)$$

需要研究的变量是送入交流系统的无功功率 Q_s 和直流侧注入有功功率 P_c , 损耗由电阻模拟。因

$$P_c = \begin{bmatrix} i_a & i_b & i_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{ca} \\ u_{cb} \\ u_{cc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_d & i_q & i_0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_{cd} \\ u_{cq} \\ u_{c0} \end{bmatrix} = (\mathbf{P}^{-1})^T \mathbf{P}^{-1} \begin{bmatrix} u_{cd} \\ u_{cq} \\ u_{c0} \end{bmatrix} \quad (14)$$

所以可得到:

$$P_c = \frac{3}{2} (u_{cd} i_d + u_{cq} i_q) = \frac{3}{2} [u_{sd} i_d + R(i_d^2 + i_q^2)] \quad (15)$$

另可得到稳态无功值:

$$Q_s = \frac{3}{2}(u_{sq}i_d - u_{sd}i_q) = -\frac{3}{2}u_{sd}i_q \quad (16)$$

式(15)、式(16)具有比较明确的物理意义。假设交流系统足够强大, u_{sd} 为恒定值, 显然交流侧无功功率只与 q 轴电流成正比。而换流器侧有功功率由两部分组成, 前一部分代表理想换流功率, 后一部分代表换流器和电抗器的损耗。

因此, 交流电流可分解为两个独立的分量 i_d 和 i_q , 虽然式(15)中 i_q 也是 P_c 的变量, 但是实际控制过程中可以先根据无功定值计算出 i_q 的数值, 因此换流器侧的有功功率 P_c 可认为只与 i_d 相关。所以该模型有功与无功是解耦的。另外, 考虑到正常运行时损耗远小于有功功率传输值, 因此, P_c 与 i_d 的关系也是近似线性, 非常有利于控制器设计。

3 稳态控制器设计

由以上分析可以得到, 通过分别控制 i_d 和 i_q 可以达到控制有功和无功功率的目的。但是, 通常 VSC-HVDC 的有功功率是通过直流电流或直流电压控制的, 而交流侧既可能要求控制无功功率, 也可能要求控制交流电压。因此可以分别设计以下 PI 控制器, 分别用于控制 i_d 和 i_q 。

3.1 有功功率控制器

有功功率控制器用于控制 i_d , 包括: 直流电压控制器、直流电流控制器和直流功率控制器。为提高系统响应速度, 可由稳态逆模型提供 i_d 参考定值。

直流电压控制器如图 3 所示。直流电压与直流电压参考值的偏差量经过 PI 环节, 转换为 i_d 的修正量 Δi_d 。 Δi_d 加上稳态逆模型提供的 i_d 预估值 i_{d0} , 可得到换流器控制量 i_{dref} 。

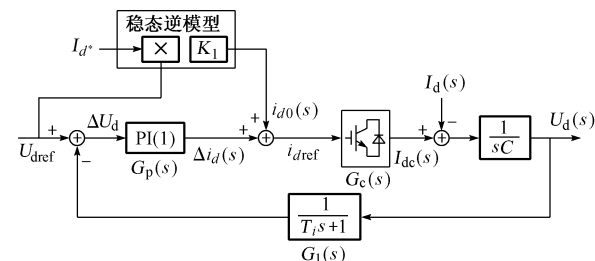


图 3 直流电压控制器结构

Fig. 3 DC-voltage controller diagram

设计 PI 控制器参数时, 可进一步简化: ①假定按额定状态设计控制器, 即该换流器工作在额定直流电压, 另一端控制直流电流恒定, 因此稳态预估值 i_{d0} 和线路电流 I_d 都为固定值; ②采样环节的时间常

数较小, 直流侧电容是造成系统动态过程的主要原因, 因此可以忽略采样回路的影响; ③假设换流器开关频率足够高, 并且忽略换流器内部动态过程的影响, 则换流器模块 $G_c(s)$ 可以用一个比例环节表示。因此, 该系统开环传递函数为:

$$G_Q(s) = \left\{ \left[K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) + i_{d0}' \right] K_c - I_d' \right\} \frac{1}{sC} \quad (17)$$

式中: K_p , T_i 为 PI 控制器参数; i_{d0}' , I_d' 为常数; K_c 表示换流器比例系数。

通过选取适合的 K_p , T_i , 可以满足闭环系统稳定要求, 同时达到一定的稳态性能。

在稳态逆模型中, I_d^* 为电流参考值。对于两端背靠背系统, I_d^* 为另一端控制直流电流(或控制直流功率)的换流器电流指令值的负数; 对于多端直流系统, 则该参考值可由上层控制器提供。有关多端系统的上层控制器将不在此详细讨论。对于两端直流输电线的系统, 若无上层控制器, I_d^* 可以直接采用本地电流采样值, 为防止造成振荡, 要经过适当的延时。

直流电流控制器如图 4 所示, 其控制器设计原理与直流电压控制器设计原理相近。由于直流线路没有电抗, 因此换流器之间联系很紧密, 正常运行时, 直流电压的波动很小。由式(15)可知, 若忽略电阻损耗, 则直流电流与有功功率近似成正比。由电流参考值与直流电压值的乘积, 经过比例环节即可得到 i_d 的稳态工作点 i_{d0} , 即

$$i_{d0} = K_2 U_d I_{dref} \quad (18)$$

某些运行状态下用电压额定值 U_{dN} 代替 U_d 可以抑制系统功率振荡。

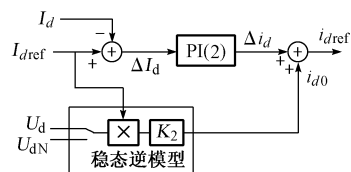


图 4 直流电流控制器结构

Fig. 4 DC-current controller diagram

直流功率控制器如图 5 所示。其稳态逆模型原理和控制器设计原理也与前者相近似。

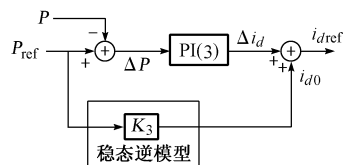


图 5 直流功率控制器结构

Fig. 5 DC-power controller diagram

3.2 无功功率控制器

无功功率控制器用于控制 i_q , 包括交流无功控制器和交流电压控制器。由于无功功率响应速度要求较低, 因此不采用逆模型预设工作点。交流无功控制器如图 6 所示, 交流电压控制器如图 7 所示。同理, 进行控制器参数设计时可以采取与有功功率控制器设计相似的假设。

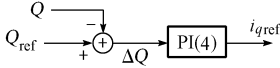


图 6 交流无功功率控制器结构

Fig. 6 AC-reactive-power controller diagram

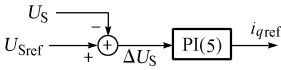


图 7 交流电压控制器结构

Fig. 7 AC-voltage controller diagram

3.3 调制波合成

得到控制量 i_d 和 i_q 后, 根据式(13)就可以合成 VSC 调制波。换流器调制波合成结构如图 8 所示。图中, R 为模拟等效损耗的电阻; U_{cd}, U_{cq} 经过 Park 逆变换后形成 i 调制信号; PLL 环节用于锁定相位。

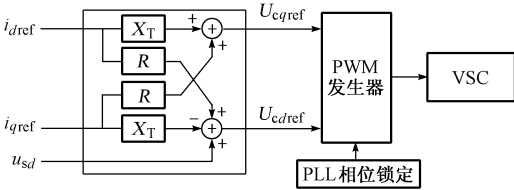


图 8 换流器调制波合成结构

Fig. 8 Structure diagram of VSC modulation waveform

4 仿真分析

采用 MATLAB 的 Simulink 对图 1 所示两端系统进行仿真分析。图 1 中换流器 1 为整流器, 换流器 2 为逆变器, 所有换流器都采用 PWM 控制方式。换流器 1 控制直流电压和交流无功功率, 换流器 2 控制直流电流和交流无功功率。仿真系统采用器件级模型。

模拟系统参数如下: 换流器额定功率 12.4 kW, 直流额定电压 620 V, 直流额定电流 20 A, 直流电容 1 500 μ F, 直流线路电阻/电感 2 Ω /10 μ H, 交流额定电压(有效值)220 V, 交流侧电感 22 mH, 交流侧电阻(损耗电阻)为 0.5 Ω , 交流滤波器 L_f/C_f 为 2.3 mH/10 μ F, 交流系统额定频率 50 Hz, 交流系统电抗 0.03 Ω , PWM 开关频率 1 050 Hz。采用标幺值时, 交流侧和直流侧的功率基准值都为 12.4 kW; 交流侧电压基准值(相电压瞬时值)310 V, 电流基准值(瞬时值)26.7 A; 直流侧电压基

准值 620 V, 电流基准值 20 A。

PI 控制器参数如下。直流电压控制器: $K_p = 0.005, K_i = 0.02$; 直流电流控制器: $K_p = 0.012, K_i = 0.06$, 交流无功控制器: $K_p = 0.0004, K_i = 0.005$ 。

稳态工作时, 换流器 1 的直流电压定值为 1.0, 交流侧无功定值为 0; 换流器 2 的直流电流定值为 0.25, 交流侧无功定值为 0。

4.1 换流器 1(整流器)电压指令抬升实验

0.05 s 时, 换流器 1 的直流电压指令由 1.0 抬升到 1.03。换流器 1 交流、直流侧的波形以及换流器 2 直流侧的波形如图 9 所示。

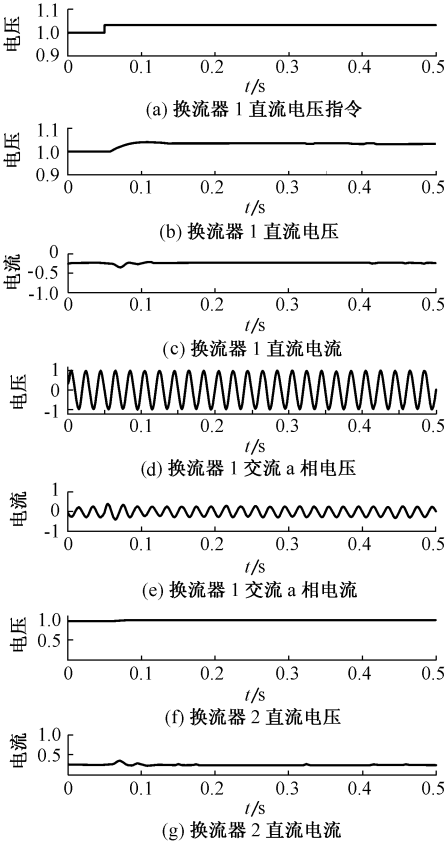


图 9 换流器 1(整流器)电压指令抬升实验波形

Fig. 9 Waveforms of converters when DC-voltage order of rectifier stepping up

4.2 整流器无功功率指令抬升实验

0.05 s 时, 换流器 1 的无功功率指令由 0 抬升到 0.48。换流器 1 交流、直流侧的波形以及换流器 2 直流侧的波形如图 10 所示。

4.3 换流器 2(逆变器)电流指令抬升实验

0.05 s 时, 换流器 2 的直流电流指令由 0.25 抬升到 0.75。换流器 2 交流、直流侧的波形以及换流器 1 直流侧的波形如图 11 所示。

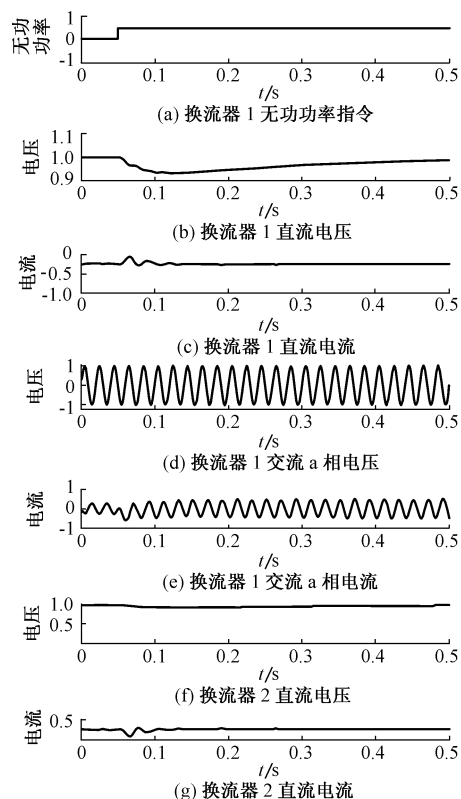


图 10 换流器 1(整流器)无功指令抬升实验波形
Fig. 10 Waveforms of converters when reactive-power order of rectifier stepping up

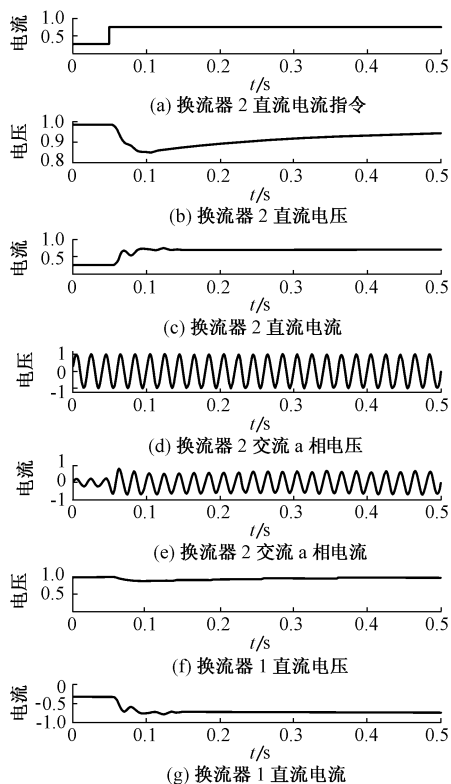


图 11 换流器 2(逆变器)电流指令抬升实验波形
Fig. 11 Waveforms of converters when DC-current order of inverter stepping up

4.4 换流器 2(逆变器)无功功率指令抬升实验

0.05 s 时,换流器 2 的交流无功功率指令由 0 抬升到 0.48。换流器 2 交流、直流侧的波形以及换流器 1 直流侧的波形如图 12 所示。

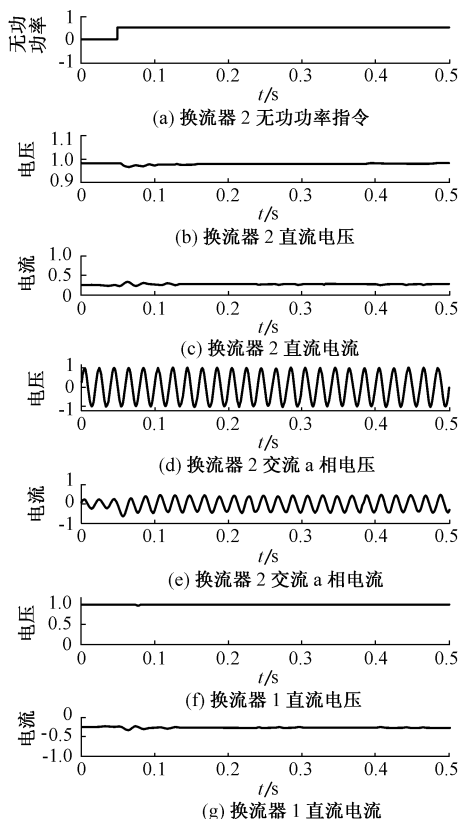


图 12 换流器 2(逆变器)无功指令抬升实验波形
Fig. 12 Waveforms of converters when reactive-power order of inverter stepping up

由仿真结果可见,采用该控制方法时,系统对各种扰动都具有很快的响应速度和很好的稳定性。分别调整无功功率时两侧换流器相互影响也很小。因为 VSC-HVDC 模拟系统的直流侧电容量相对较小,所以逆变器直流电流指令调整时,由于直流功率变化很大,直流电容端电压波动略微明显。

5 结语

经分析,VSC-HVDC 的有功和无功功率可以分别由 $dq0$ 坐标下的 i_d 和 i_q 分量控制。仿真结果表明,采用 $dq0$ 坐标系的控制方案具有线性度高、解耦的特点;该方案控制效果良好,所设计的控制器对于各种扰动都具有很快的响应速度和很好的稳定性,在各种不同的工作点都具有较高的稳定精度。

参考文献

- 1 Jiang Hongbo, Ekstrom Ake. Multiterminal HVDC Systems in Urban Areas of Large Cities. IEEE Trans on Power Delivery, 1998, 13(4): 1278~1284

- 胡 铭(1972—),男,博士,主要从事高压直流输电技术的研究与开发工作。

.....