

基于模块化多电平变流器的轻型直流输电系统

刘钟淇, 宋 强, 刘文华
(清华大学电机系, 北京市 100084)

摘要: 对一种新型的模块化多电平变流器(MMC)在轻型直流输电系统(VSC-HVDC)中的应用进行了研究。首先建立了 MMC 系统的数学模型,提出了适用于 MMC 系统的快速脉宽调制控制方法、模块电容电压平衡控制策略以及降低器件开关频率的方法。对于系统级控制,提出了基于 MMC 的 VSC-HVDC 输电系统非线性控制器,包括有功功率和无功功率解耦控制器,以及直流侧电压控制器。通过 PSCAD/EMTDC 仿真软件对所提出的模型和控制方法进行了验证,证实了其可行性和有效性。

关键词: 轻型直流输电; 模块化多电平变流器; 脉宽调制; 直流电压平衡控制; 非线性控制器

0 引言

近年来,由于节约型、低能耗的可持续发展方式需要,风力发电、太阳能发电等可再生能源发电已成为未来电力系统的发展方向。这些清洁能源的分布具有分散,远离主电网的特点。基于电压源变流器(VSC)的轻型直流输电系统(VSC-HVDC)由于其经济、灵活、高质量、高可控性的输电方式,可以将这些小型的分散电源通过经济、环保的方式接入交流电网^[2-3],是国内外研究的热点。

VSC-HVDC 输电系统的核心部件是基于 VSC 的换流站。电力传输的应用对于变流器的容量和电压等级均提出了极高要求。由于目前电力电子开关器件的电压和容量等级有限,如何实现大容量的变流器就成为 VSC-HVDC 输电系统的核心技术之一。一种方案就是采用低电平数目的 VSC(2 电平或 3 电平),每相采用数百只开关器件的直接串联。ABB 公司目前投运的轻型直流输电工程均是采用这种结构^[4]。低电平 VSC 具有开关频率高、输出电压谐波大、电压等级低、需要无源滤波器和变压器等缺点,而且存在串联器件的动态均压问题^[5]。多电平变流器提供了另外一种实现方案。它通过电压叠加可以输出高电压,输出电压谐波含量少,无需滤波器和变压器。模块化多电平变流器(MMC)由德国学者于 2001 年提出。它的模块化结构使其可扩展性强,容易实现冗余控制,而且 MMC 可以提供公共直流侧,更易实现背靠背的连接,因此十分适用于 VSC-HVDC 输电系统中。

由于 MMC 技术出现较晚,国内外的实际研究较少^[6-9]。在工程应用方面,西门子公司使用 MMC 的 TransBay 工程计划 2010 年 3 月才能投运,相关技术也在研究之中。

本文对 MMC 在 VSC-HVDC 输电系统中的应用进行了研究。

1 MMC 系统数学模型的建立

MMC 模块的结构如图 1 所示。 S_p 和 S_n 代表绝缘栅双极晶体管(IGBT)、集成门极换流晶闸管(IGCT)等大功率可控电力电子开关; C_d 代表模块直流侧电容,其电压为 v_{dc} 。由 MMC 模块结构可以看出,通过控制开关 S_p 和 S_n ,可以使直流侧电容 C_d 从桥臂投入或者切除,相应的输出电压 v_{out} 等于 v_{dc} 或者为 0。为防止电容 C_d 短路, S_p 和 S_n 开关状态为互余,并在开关过程加入死区控制。由此得到 MMC 的模块级控制:

$$\begin{cases} s_{Sp} = \bar{s}_{Sn} \\ v_{out} = s_{Sp} v_{dc} \end{cases} \quad (1)$$

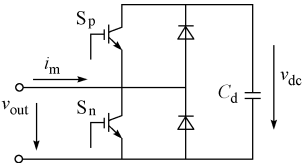


图 1 一个 MMC 模块的结构
Fig. 1 Structure of a MMC submodule

由 MMC 模块组成的三相变流器结构如图 2 所示。 V_{dm} 为直流侧等效负载中点。MMC 每相共 $2n$ 个模块,上下桥臂各由 n 个模块和限流电抗 L_s 构成。以 A 相为例对 MMC 进行建模。

收稿日期: 2009-10-19; 修回日期: 2009-11-13。
台达电力电子科教发展基金资助项目(DERO2007009)。

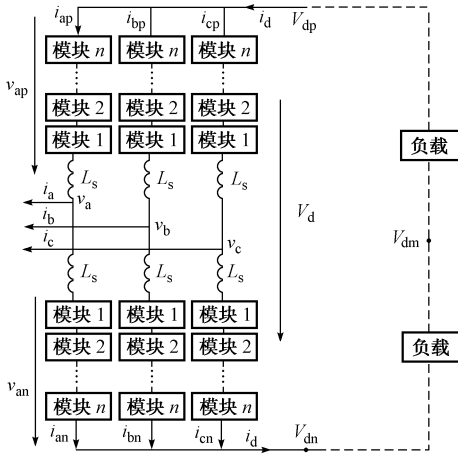


图2 三相 MMC 的拓扑结构

Fig. 2 Schematic diagram of three-phase MMC

A 相上下桥臂电压分别为 v_{ap} 和 v_{an} 。通过后续的电容电压平衡控制策略,这里认为各模块的电容电压平衡,大小为 v_0 。令 S_{ap} , S_{an} 代表任意时刻 A 相上桥臂和下桥臂投入的模块数,即

$$\begin{cases} v_{ap} = S_{ap} v_0 \\ v_{an} = S_{an} v_0 \end{cases} \quad (2)$$

若某时刻各相投入的 MMC 总模块数不相等,将会出现相间环流和有功功率流动,而引起各相模块电容电压的较大波动。为避免这种情况,各相投入的总模块数应相同且保持不变:

$$n_{sa} = n_{sb} = n_{sc} = \text{const} \quad (3)$$

$$S_{ap} + S_{an} = n_{sa} = \text{const} \quad (4)$$

由式(4)可知,当下桥臂投入一个模块时,为了保证总投入模块数不变,上桥臂必须同时切除一个模块。由此可以得出,对于每相有 $2n$ 个模块的 MMC 而言,其输出电平数为 $n+1$ 。

MMC 应用在输电系统中时,变流器的交流侧不经过变压器而直接连入三相交流系统,因此不存在共模电压,三相输出电压和为 0。可得直流电缆负极电压 V_{dp} 表达式:

$$V_{dp} = \frac{S_{ap} + S_{bp} + S_{cp}}{3} v_0 \quad (5)$$

进而得出上桥臂开关状态与 MMC 三相交流输出电压 v_a , v_b , v_c 的关系:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{2}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} \\ \frac{1}{3} & -\frac{2}{3} & \frac{1}{3} \\ \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & -\frac{2}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{ap} \\ S_{bp} \\ S_{cp} \end{bmatrix} v_0 \quad (6)$$

在实际控制中,三相输出电压的参考值由外环控制得到,并由此反解出开关状态。而式(6)中矩阵

的秩为 2,因此还需要另外一个限定条件。

由于三相 MMC 是应用在轻型直流输电系统中的,直流电缆正负极的对地电压 V_{dp} 和 V_{dn} 应满足关系:

$$V_{dp} = -V_{dn} = \frac{1}{2} V_d \quad (7)$$

结合式(5)~式(7),并将输出电压归一化,最终得到开关状态控制方程:

$$\begin{bmatrix} \bar{v}_a \\ \bar{v}_b \\ \bar{V}_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{2}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} \\ \frac{1}{3} & -\frac{2}{3} & \frac{1}{3} \\ \frac{2}{3} & \frac{2}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{ap} \\ S_{bp} \\ S_{cp} \end{bmatrix} \quad (8)$$

由式(4)和式(8),便可以根据三相输出参考电压求解得到 MMC 各桥臂的开关状态。

2 MMC 的快速 PWM 方法

MMC 应用到输电系统中不需要体积庞大的变压器。由于开关器件耐压限制,MMC 每相常由几十个甚至上百个模块级联而成,因此 MMC 交流侧输出的脉宽调制(PWM)电压阶梯数较高。此时通过不同的 PWM 方式如正弦 PWM(SPWM)、空间矢量 PWM(SVPWM)、特定消谐 PWM(SHE-PWM)等得到的多电平输出电压,其谐波性能之间的差距已经退居为次要因素。电平数很高时,PWM 算法的简单性、快速性、能否占用较小的硬件资源跃居为主要因素。为满足以上目标,本文提出一种针对 MMC 的快速 PWM 算法,并以 A 相上桥臂为例进行说明。

仿真中计算各电气参数时,均使用定周期或变周期采样得到的离散值。式(8)得到的实际为 MMC 桥臂开关状态在一个 PWM 周期 T_p 内的平均值。在第 i 个 PWM 周期起点,通过三相输出电压参考值得到 A 相上桥臂开关状态平均值 $\bar{S}_{ap}$,根据伏秒等效原则,得到如下关系:

$$\bar{S}_{ap} T_p = S_{ap_l} D_{ap} T_p + S_{ap_h} (1 - D_{ap}) T_p \quad (9)$$

式中: S_{ap_l} 为比 $\bar{S}_{ap}$ 低的电平数; S_{ap_h} 为高于 $\bar{S}_{ap}$ 的电平数; D_{ap} 为占空比。

为了降低开关频率和谐波含量,通常选择 S_{ap_l} 为 $\bar{S}_{ap}$ 的整数部分,即 $S_{ap_l} = \text{int}(\bar{S}_{ap})$, $S_{ap_h} = \text{int}(\bar{S}_{ap}) + 1$ 。因此可以得出 D_{ap} 的计算公式:

$$D_{ap} = S_{ap_h} - \bar{S}_{ap} \quad (10)$$

由此可得 A 相上桥臂的开关函数:

$$S_{ap} = \begin{cases} S_{ap_l} & t \in [iT_p, (i + D_{ap})T_p] \\ S_{ap_h} & t \in [(i + D_{ap})T_p, (i + 1)T_p] \end{cases} \quad (11)$$

如图 3 所示,这种调制方式等效于以定周期 T_p 对 $D_{ap}(t)$ 进行采样得到参考值 D_{ap} ,以锯齿波为载波,通过比较参考值与载波大小得到开关状态 S_{ap} 。

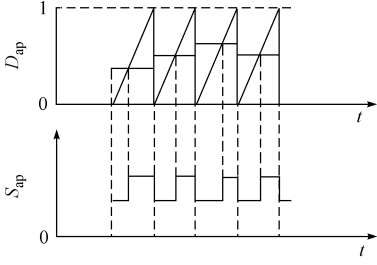


图 3 快速 PWM 示意图
Fig. 3 Illustration of fast PWM

3 模块电压平衡控制策略

MMC 中的桥臂电流会引起模块中电容的充放电过程。各模块的开关频率存在差异,因此会出现模块电容电压不平衡的情况。为了降低模块电容电压的不平衡度,本文提出一种针对 MMC 直流侧电容电压的平衡控制策略。

前文提出的 PWM 可以计算任意时刻一个桥臂投入的总模块数。但是桥臂中各个模块的投切状态是不确定的。就是说,MMC 每个桥臂的任意一种开关状态可以存在多种模块开关方式的组合。利用这种冗余开关模式,提出模块电容电压平衡策略。

模块电容电压平衡策略以各桥臂为单位,平衡其内部各模块的电容电压。根据各桥臂中每个模块电容电压大小的排序以及桥臂电流的方向来判断各个模块的投切状态。平衡策略的控制周期应该为 PWM 控制周期 T_p 的整数倍,即 $T_s = N_{\text{sort}} T_p$ 。为了降低开关频率,只有在 PWM 控制周期开始时才启动平衡控制策略。不失一般性,以 A 相上桥臂为例说明电容电压平衡步骤。

设 A 相上下桥臂各有 n 个模块,计算出第 i 个 PWM 控制周期内 A 相上桥臂的开关函数为 S_{ap} ,也就是在这个 PWM 周期内的任意时刻需要投入,即开通 S_{ap} 个模块。此时如果 A 相上桥臂电流 $i_{ap} > 0$,那么上桥臂中的模块按照模块电容电压由小到大的顺序排列,给前 S_{ap} 个模块开通信号,这样电容电压最小的 S_{ap} 个模块便得以充电。如果电流 $i_{ap} < 0$,那么上桥臂中的模块按照模块电容电压由大到小的顺序排列,给前 S_{ap} 个模块开通信号,这样电容电压最大的 S_{ap} 个模块便得以放电。通过这种控制策略,可以保证对桥臂内模块电容电压连续的平衡控制。

这种排序方式可以保证 MMC 任意一个桥臂内部的模块电容电压平衡,那么对于任意一相 MMC,

其上下桥臂之间的模块电容电压是否能够保证平衡仍需证实。假定上下桥臂各模块的电容初始电压相等,由于影响模块电容电压波动的是桥臂的有功功率,那么只要能够证明一相 MMC 的上下桥臂周期内的能量变化相同,便可以保证上下桥臂的模块电容电压平衡。下面以 A 相为例进行说明。

设三相系统平衡,A 相上下桥臂电流表达式为:

$$\begin{cases} i_{ap} = \frac{1}{3}i_d + \frac{1}{2}i_a = \frac{1}{3}i_d + \sum_{k=1}^{\infty} I_{mk} \sin(k\omega_0 t - \varphi_k) \\ i_{an} = \frac{1}{3}i_d - \frac{1}{2}i_a = \frac{1}{3}i_d - \sum_{k=1}^{\infty} I_{mk} \sin(k\omega_0 t - \varphi_k) \end{cases} \quad (12)$$

式中: ω_0 为基波角频率。

桥臂电压计算如下:

$$\begin{cases} v_{ap} = \frac{1}{2}V_d - v_a = \frac{1}{2}V_d - \sum_{k=1}^{\infty} V_{mk} \sin k\omega_0 t \\ v_{an} = \frac{1}{2}V_d + v_a = \frac{1}{2}V_d + \sum_{k=1}^{\infty} V_{mk} \sin k\omega_0 t \end{cases} \quad (13)$$

得到上下桥臂的瞬时功率为:

$$p_{ap}(t) = \left(\frac{1}{2}V_d - \sum_{k=1}^{\infty} V_{mk} \sin k\omega_0 t \right) \cdot \left(\frac{1}{3}i_d + \sum_{k=1}^{\infty} I_{mk} \sin(k\omega_0 t - \varphi_k) \right) \quad (14)$$

$$p_{an}(t) = \left(\frac{1}{2}V_d + \sum_{k=1}^{\infty} V_{mk} \sin k\omega_0 t \right) \cdot \left(\frac{1}{3}i_d - \sum_{k=1}^{\infty} I_{mk} \sin(k\omega_0 t - \varphi_k) \right) \quad (15)$$

令系统基波周期为 T ,对任意起始时刻 t_0 有:

$$\int_{t_0}^{t_0+T} I_{mk} \sin(k\omega_0 t - \varphi_k) dt = 0 \quad k \in N \quad (16)$$

$$\int_{t_0}^{t_0+T} V_{mk} \sin k\omega_0 t dt = 0 \quad k \in N \quad (17)$$

因此可以得出:

$$\Delta W_{ap} = \int_{t_0}^{t_0+T} p_{ap}(t) dt = \int_{t_0}^{t_0+T} p_{an}(t) dt = \Delta W_{an} \quad (18)$$

可见任意基波周期内每相上下桥臂的能量变化相同,因此可以保证上下桥臂的模块电容总电压平衡。前文提出的控制策略可以确保桥臂内模块电容电压的平衡,这里通过计算论证了上下桥臂间的模块电容电压平衡,因此可以得出结论:通过使用平衡控制策略,每相内的模块电容电压是平衡的。

4 降低开关频率的控制方法

4.1 抹去小脉冲

由模块电压平衡控制策略可知,不管桥臂电流方向和模块电容电压排序方式如何,在一个平衡控

制周期内, A 相上桥臂经排序后的前 $S_{ap,1}$ 个模块是一直投入的, PWM 脉冲所施加的对象是第 $S_{ap,h}$ 个模块。当计算出某个 PWM 控制周期内的 D_{ap} 近似为 0 或者 1 时, 为了降低开关频率, 可以放弃开关状态转换。具体来说, 设定一个较小的边界值 ϵ , 其具体数值由实际情况决定。当 $D_{ap} \leq \epsilon$ 时, 那么在整个 PWM 控制周期内一直给第 $S_{ap,h}$ 个模块开通信号; 当 $1 - D_{ap} \leq \epsilon$ 时, 在整个控制周期内一直给第 $S_{ap,h}$ 个模块关断信号。这样就避免了在这个控制周期内第 $S_{ap,h}$ 个模块的状态切换, 降低了开关频率。

这种控制方式适用于对电压精度要求不高的情况。若想弥补因为抹去小脉冲造成的电压精度损失, 可以保存当前控制周期内由于抹去脉冲产生的电压误差, 在下一个控制周期内的电压参考值中加上这个电压误差加以修正。

4.2 反转模块开关状态

由于在一个平衡控制周期 T_s 内, PWM 脉冲的施加对象均为第 $S_{ap,h}$ 个模块, 由图 3 可知, 此模块在连续 2 个 PWM 控制周期的开关模式是相同的, 因此可以保留当前 PWM 控制周期的开关模式, 反转下一个 PWM 控制周期的开关模式, 这样在连续 2 个 PWM 控制周期中就可以省略一个开关过程。反转模块开关状态后第 $S_{ap,h}$ 个模块的开关状态如图 4 所示(假定 $T_s = 4T_p$), 这样在一个平衡控制周期 T_s 内, 第 $S_{ap,h}$ 个模块的开关频率可以降低一半。

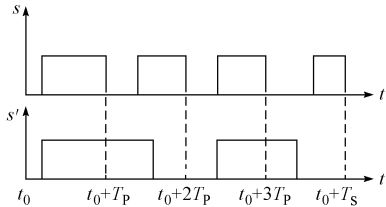


图 4 反转后的模块开关状态

Fig. 4 Modular switching state after reversion

5 VSC-HVDC 系统的非线性控制器设计

VSC-HVDC 输电系统的结构如图 5 所示。

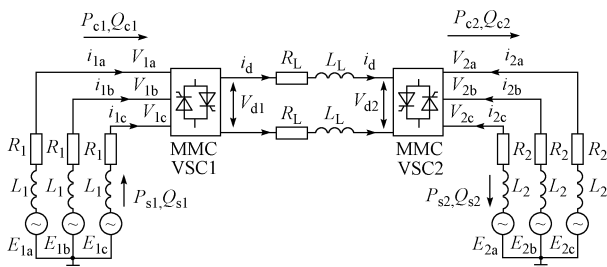


图 5 基于 MMC 的轻型直流输电系统结构

Fig. 5 Schematic diagram of the VSC-HVDC system based on MMCs

轻型直流输电系统在实际运行时, 通常一侧换流站采用定有功功率和定无功功率控制, 另一侧换流站采用定直流侧电压和定无功功率控制。这里令换流站 1 采用定有功功率和定无功功率控制, 换流站 2 采用定直流侧电压和定无功功率控制。输电系统两侧换流站的 MMC 结构相同, 建模过程类似, 以换流站 1 为例说明系统建模过程。

V_{d1} 为换流站 1 的直流输出电压, 则交流输出电压的峰值最大值为 $1/(2V_{d1})$ 。令 M_1 为调制比, δ_1 为调制角, 得到 $d-q$ 坐标系下 MMC 交流侧输出电压为:

$$\begin{cases} u_{1d} = \frac{1}{2} M_1 V_{d1} \cos \delta_1 \\ u_{1q} = \frac{1}{2} M_1 V_{d1} \sin \delta_1 \end{cases} \quad (19)$$

当 d 轴与 A 相电源 E_{1a} 方向重合时, 换流站 1 在 $d-q$ 坐标系下的电磁暂态模型为:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_1}{L_1} & \omega_1 \\ -\omega_1 & -\frac{R_1}{L_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{E_{1d} - u_{1d}}{L_1} \\ -\frac{u_{1q}}{L_1} \end{bmatrix} \quad (20)$$

由式(20)可知 i_{1d} 与 i_{1q} 耦合。为将 i_{1d} 与 i_{1q} 解耦, 以实现有功功率和无功功率的快速独立控制, 采用反馈线性化原理, 得到系统的非线性控制器^[10]:

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{2L_1}{V_{d1}} \left(\lambda_1 (i_{1dref} - i_{1d}) + \frac{R_1}{L_1} i_{1d} - \omega_1 i_{1q} - \frac{E_{1d}}{L_1} \right) \\ -\frac{2L_1}{V_{d1}} \left(\lambda_2 (i_{1qref} - i_{1q}) + \omega_1 i_{1d} + \frac{R_1}{L_1} i_{1q} \right) \end{bmatrix} \quad (21)$$

$$\begin{cases} M_1 = \sqrt{u_1^2 + u_2^2} \\ \delta_1 = \arctan \frac{u_2}{u_1} \end{cases} \quad (22)$$

结合式(19), 通过 $d-q$ 反变换即可得到 MMC 三相输出相电压的参考值。对于三相对称系统, 当 d 轴与 E_{1a} 方向重合时,

$$\begin{cases} P_{s1} = \frac{3}{2} u_{1d} i_{1d} \\ Q_{s1} = -\frac{3}{2} u_{1d} i_{1q} \end{cases} \quad (23)$$

根据这个关系, 设计独立解耦并引入前馈控制的有功功率和无功功率控制器如图 6 和图 7 所示。

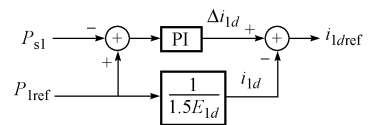


图 6 引入前馈控制的有功功率控制器

Fig. 6 Active power controller with feed forward control

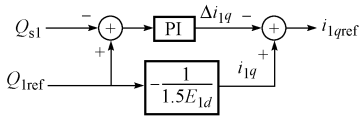


图 7 引入前馈控制的无功功率控制器
Fig. 7 Reactive power controller with feed forward control

忽略线路损耗,由于换流站 1 提供的有功功率不变,如果希望改变 V_{d2} ,必然需要改变换流站 2 输入的有功功率 P_{s2} ,相应地有功电流 i_{2d} 必然随之变化。因此,可以通过控制有功电流 i_{2d} 来控制直流侧输出电压 V_{d2} ,得到如图 8 所示的控制器。

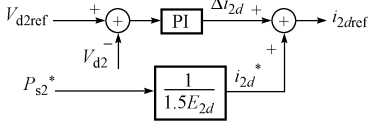


图 8 直流电压控制器
Fig. 8 DC voltage controller

直流电压控制器同样加入了前馈控制。 P_{s2}^* 为换流站 2 传送的有功功率估计值。若忽略传输线路的有功损耗,可以认为 $P_{s2}^* \approx P_{s1}$,以此得到换流站 2 的有功电流稳态估算值 i_{2d}^* 。

6 系统仿真结果及分析

本文提出的系统模型和控制策略通过仿真软件 PSCAD/EMTDC 进行验证。2 个换流站的 MMC 结构相同,每相上下桥臂各有 10 个模块,不设置冗余模块,故输出电压为 11 电平。模块电容为 $4\,700\,\mu\text{F}$,限流电抗 $L_s=3\,\text{mH}$,电容电压初始值设定为 $1\,\text{kV}$ 。

换流站 1 采用定有功功率和定无功功率控制, $P_{s1_ref}=-1.57\,\text{MW}$,功率因数 $\cos\phi_1=0.9$ 。交流侧电源三相对称, A 相相电压为 $4\angle 0^\circ\,\text{kV}$, $L_1=10\,\text{mH}$,交流线路 $X_L/X_R=10$ 。换流站 2 采用定直流电压和定无功功率控制。直流输出电压参考值为 $10\,\text{kV}$,无功功率设定值为 0。交流侧电源三相对称, A 相相电压为 $4\angle 5^\circ\,\text{kV}$, $L_2=10\,\text{mH}$,交流线路 $X_L/X_R=10$ 。直流电缆参数: $R_L=0.3\,\Omega$, $L_L=0.5\,\text{mH}$ 。PWM 频率为 $2\,\text{kHz}$,模块电压平衡控制频率为 $500\,\text{Hz}$ 。

模块电容预充电至额定值,系统零状态启动。系统运行至稳态后, $t_1=0.3\,\text{s}$ 时,换流站 1 的无功功率参考值跃变到 0; $t_2=0.5\,\text{s}$ 时,换流站 2 的无功功率参考值由 0 跃变到 $1\,\text{Mvar}$; $t_3=0.7\,\text{s}$ 时,换流站 1 的有功功率参考值由 $-1.57\,\text{MW}$ 跃变到 $-1.35\,\text{MW}$ 。

换流站 1、换流站 2 的仿真波形见附录 A。

通过系统仿真结果,本文设计的功率和直流电压外环控制器以及内环非线性电流控制器组成的双闭环控制系统体现出了良好的控制性能。整个仿真过程中,2 个换流站的直流电压一直被控制为设定值 $10\,\text{kV}$ 左右。在功率参考值发生阶跃变化时,各换流站的有功功率和无功功率均可以追踪参考值快速变化,最终稳定在参考值附近,响应时间为 $20\,\text{ms}\sim 30\,\text{ms}$ 。换流站 1 的有功需求减小后,导致换流站 2 的有功输出减小,忽略线路损耗后,2 个换流站的有功功率变化幅度大致相同,这与预想结果一致。稳态时,经所提出的 PWM 方法调制后的三相输出交流电压波形具有畸变率低的特点,如果提高 PWM 控制频率,如从 $2\,\text{kHz}$ 提高到 $4\,\text{kHz}$,则输出交流电压波形的畸变率会进一步降低。暂态过程中三相输出电压和电流均未超出额定值。增加模块的电容量以及限流电抗的容量会进一步抑制装置过压和过流的出现。通过所提出的模块电容电压平衡控制,模块电容电压在参考值 $1\,\text{kV}$ 左右波动,波动范围在 $\pm 10\%$ 内,主要由桥臂的有功功率波动引起。每相 MMC 上下桥臂的模块电容电压总和在任意时刻并不相同,但是在一个基波周期内的平均值一致。由仿真结果可见,模块电容电压得到连续平衡控制。

7 结语

大容量 VSC 是轻型直流输电系统的核心部件。本文针对 MMC 在轻型直流输电系统中的应用进行了研究。首先建立了 MMC 系统的数学模型。针对 MMC 输出电平数较高的特点,提出了适用于 MMC 系统的 PWM 方法,这种方法具有简单、快速、占用较少硬件资源的特点。对于 MMC 的装置级控制,提出了模块直流侧电容电压的平衡控制策略,以及降低开关频率的方法。对于系统级控制,提出了基于 MMC 的 VSC-HVDC 输电系统非线性控制器,实现了系统有功功率和无功功率的独立解耦控制以及直流侧电压控制。通过 PSCAD/EMTDC 仿真,所提出的模型和控制方法得到了验证。

附录见本刊网络版 (<http://www.aeps-info.com/aeps/ch/index.aspx>)。

参考文献

- [1] WEIMERS L. HVDC light: a new technology for a better environment. Power Engineering Review, 1998, 18(8): 19-20.
- [2] AGELIDIS V G, DEMETRIADES G D, FLOURENTZOU N. Recent advances in high voltage direct current power transmission systems// Proceedings of IEEE International Conference on Industrial Technology, December 15-17,

- Mumbai, India; 206-213.
- [3] ANDERSEN B R, XU L. Hybrid HVDC system for power transmission to island networks. IEEE Trans on Power Delivery, 2004, 19(4): 1884-1890.
- [4] 李庚银, 吕鹏飞, 李广凯, 等. 轻型高压直流输电技术的发展与展望. 电力系统自动化, 2003, 27(4): 77-81.
LI Gengyin, LÜ Pengfei, LI Guangkai, et al. Development and prospects for HVDC light. Automation of Electric Power Systems, 2003, 27(4): 77-81.
- [5] ANDERSEN B R, XU L, HORTON P J, et al. Topologies for VSC transmission. Power Engineering Journal, 2002, 16(3): 142-150.
- [6] LESNICAR A, MARGQUARDT R. An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range// Proceedings of 2003 IEEE Power Tech Conference; Vol 3, June 23-26, 2003, Bologna, Italy; 6p.
- [7] ALLEBROD S, HAMERSKI R, MARQUARDT R. New transformerless, scalable modular multilevel converters for HVDC-transmission// Proceedings of IEEE Power Electronics Specialists Conference, June 15-19, 2008, Rhodes, Greece; 174-179.
- [8] GLINKA M. Prototype of multiphase modular multilevel converter with 1 MW power rating and 17-level-output-voltage// Proceedings of 2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference; Vol 4, June 20-25, 2004, Aachen, Germany; 2572-2576.
- [9] HAGIWARA M, AKAGI H. PWM control and experiment of modular multilevel converters// Proceedings of IEEE Power Electronics Specialists Conference, June 15-19, 2008, Rhodes, Greece; 154-161.
- [10] LIU Zhongqi, SHAO Wenjun, SONG Qiang, et al. A novel nonlinear decoupled controller for VSC-HVDC system// Proceedings of Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference, March 27-31, 2009, Wuhan, China; 1-5.

刘钟淇(1981—),女,通信作者,博士研究生,主要研究方向:轻型直流输电。E-mail: liuzhongqi@tsinghua.org.cn

宋强(1975—),男,副教授,主要研究方向:大功率电力电子装置。E-mail: songqiang@mail.tsinghua.edu.cn

刘文华(1968—),男,教授,主要研究方向:大功率电力电子装置。E-mail: liuwenh@tsinghua.edu.cn

VSC-HVDC System Based on Modular Multilevel Converters

LIU Zhongqi, SONG Qiang, LIU Wenhua

(Tsinghua University, Beijing 100084, China)

Abstract: This paper researches the application of a novel MMC in the VSC-HVDC system. First, the mathematic model of MMC system is established. Then fast PWM control for MMC system, the balance control for the DC voltages of modules, and methods to reduce switching frequency are proposed. As the system-level control, the nonlinear controller for VSC-HVDC system based on MMCs is designed. It includes decoupling control of active power and reactive power, and the constant DC voltage control. By simulation with software PSCAD/EMTDC, the feasibility and effectiveness of the proposed model and control are verified.

This work is supported by Delta Science & Technology Educational Development Program (No. DERO2007009).

Key words: voltage source converter based high voltage direct current (VSC-HVDC); modular multilevel converter (MMC); pulse width modulation (PWM); DC voltage balance control; nonlinear controller

附录 A

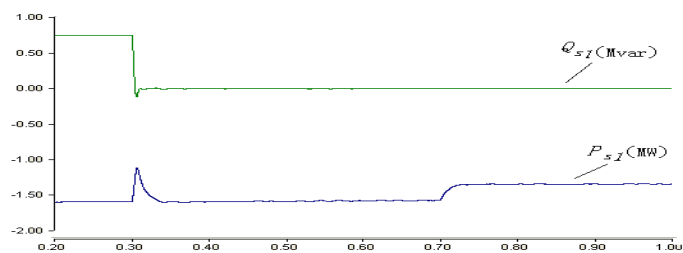


图 A1 换流站 1 的有功功率和无功功率变化
Fig.A1 The variation of active power and reactive power in converting plant 1

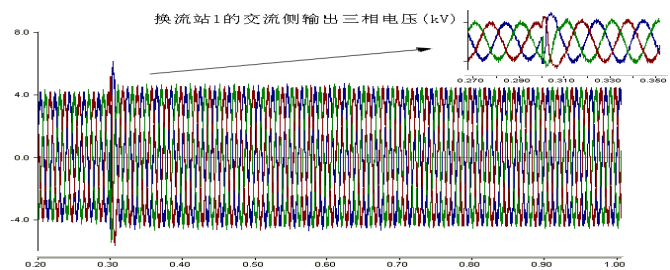


图 A2 换流站 1 的交流侧输出电压
Fig.A2 AC output voltage in converting plant 1

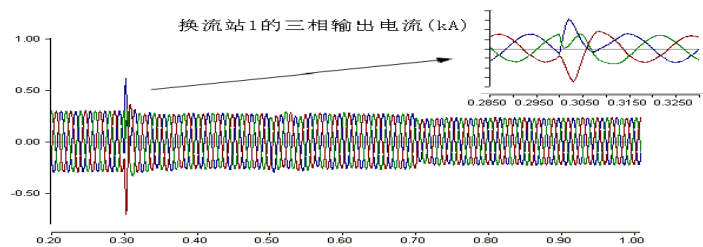


图 A3 换流站 1 的交流侧输出电流
Fig.A3 AC output current in converting plant 1

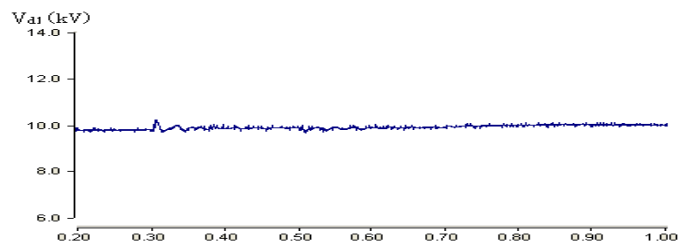


图 A4 换流站 1 的直流侧电压变化曲线
Fig.A4 DC voltage variation in converting plant 1

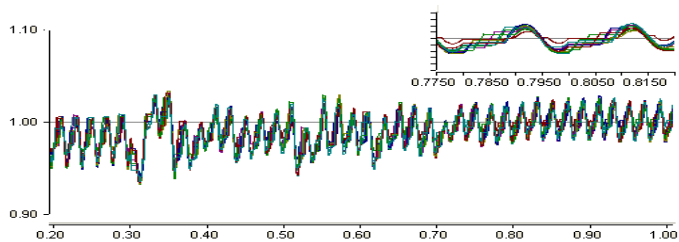


图 A5 MMC1 的 A 相上桥臂 10 个模块电容电压变化

Fig.A5 DC voltage variation of 10 submodules in upper branch of phase-A in MMC1

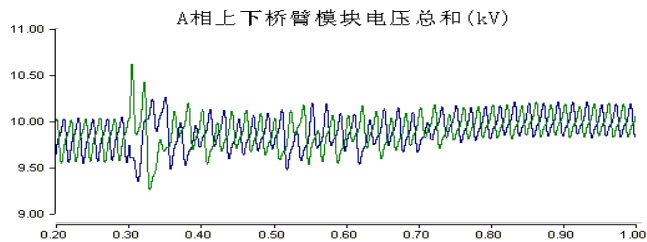


图 A6 MMC1 的 A 相上下桥臂模块电容总电压变化曲线

Fig.A6 DC sum-voltage variation of all submodules in upper branch and lower branch in phase-A of MMC1

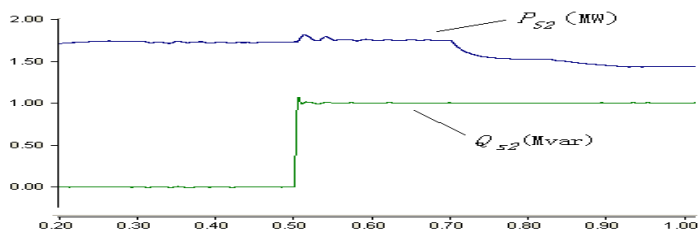


图 A7 换流站 2 的有功功率和无功功率变化

Fig.A7 The variation of active power and reactive power in converting plant 2

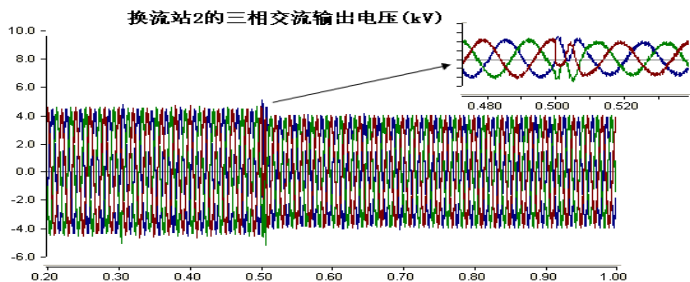


图 A8 换流站 2 的交流侧输出电压

Fig.A8 AC output voltage in converting plant 2

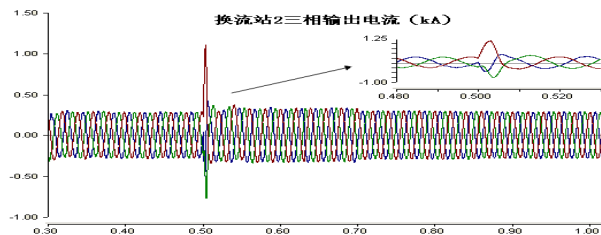


图 A9 换流站 2 的交流侧输出电流

Fig.A9 AC output current in converting plant 2

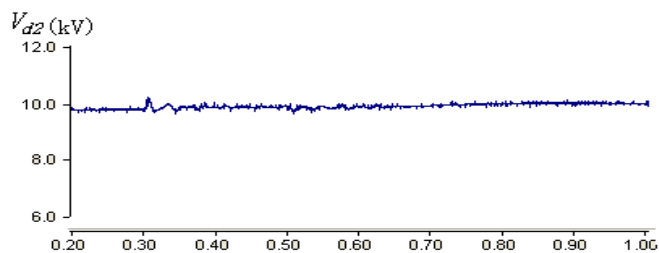


图 A10 换流站 2 的直流侧电压曲线
Fig.A10 DC voltage variation in converting plant 2

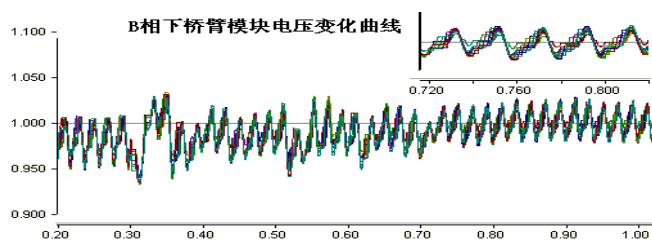


图 A11 MMC2 的 B 相下桥臂 10 个模块电容电压变化
Fig.A11 DC voltage variation of 10 submodules in lower branch of phase-B in MMC2

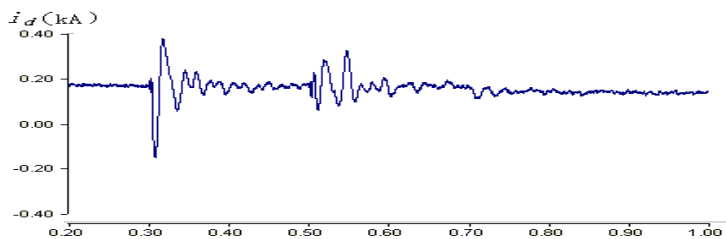


图 A12 直流侧电流变化曲线
Fig.A12 Variation of DC current