文章编号:1671-7848(2014)01-0041-05

# 一种 MMC 型 VSC-HVDC 系统预充电的控制策略

姜 燕<sup>1</sup>, 胡 敬 伟<sup>1</sup>, 王 辉<sup>1</sup>, 叶虹志<sup>1</sup>, 罗 婉 韵<sup>1</sup>, 曾 毅<sup>2</sup> (1. 湖南大学 电力推进与伺服传动教育部重点实验室, 湖南 长沙 410082;

2. 湘电集团有限公司 海上风力发电技术与检测国家重点实验室, 湖南 湘潭 411101)



摘 要:模块化多电平换流器(Modular Multilevel Converter,MMC)是一种新型的电压源换 流器拓扑,很适合于柔性直流输电(Voltage Source Converter Topology Applied in Voltage Source Converter-high Voltage Direct Current,VSC-HVDC)场合。在系统正常运行之前,MMC 中的电容 需进行预充电操作,以建立额定的电容电压和直流母线电压。首先介绍了传统启动方式存在 的缺陷,为弥补这些不足,结合 MMC 启动时的数学模型,在详细分析换流器电容预充电动态 过程的基础上,采用载波移相(Carrier Phase Shifted Modulation,CPSM)策略提出了一种适用于 MMC 可控阶段的新型启动方法。设计了电容电压参考值给定方式、内环电流控制以及外环电 压控制,该预充电策略在限制过电流和避免过电压的同时,兼顾启动的速度和效率,提高了柔 性直流输电系统启动的快速性和可靠性。由在 Matlab/Simulink 中所构建模型的仿真结果可以 看出,所提出的控制策略正确、有效。

关键 词:柔性直流输电;模块化多电平换流器;预充电;控制策略
中图分类号: TM 46
文献标志码: A

# A Pre-charging Control Strategy for Modular Multilevel Converter Based VSC-HVDC System

JIANG Yan<sup>1</sup>, HU Jing-wei<sup>1</sup>, WANG Hui<sup>1</sup>, YE Hong-zhi<sup>1</sup>, LUO Wan-yun, ZENG Yi<sup>2</sup>

Key Laboratory of Electric Propulsion and Servo Driving under Ministry of Education, Hunan University, Changsha 410082, China;
State Key Laboratory of Offshore Wind Power Technology and Detection, Xiangdian Group Co., Ltd., Xiangtan 411101, China)

Abstract: Modular multilevel converter(MMC) is a novel VSC-HVDC. The capacitor contained in MMC needs to be pre-charged before the normal operation of the system, to reach the rated capacitor and DC bus voltage value ultimately. Shortcomings of traditional starting mode are introduced first. In order to make up for the deficiency, on the basis of a detailed analysis of the pre-charging dynamic process of the capacitors in the converter and mathematical model of MMC, a starting strategy fit for MMC controlled stage is presented by CPSM in this paper. Capacitor voltage reference value, inner loop current control and outer loop voltage control are designed. Over current is limited and over voltage is avoided, moreover, the speed and efficiency of pre-charging process are also considered, raising the rapid and stability of VSC-HVDC system. From the results of the simulation model built in Matlab/Simulink, the correctness and validity of the control strategy is certified.

Key words: VSC-HVDC; modular multilevel converter; pre-charging; control strategy

## 1 引 言

近年来,具有自关断能力的电力电子器件发展 迅速,使得基于电压源换流器的高压直流输电系统 备受关注。此系统采用全控器件和脉宽调制,在新 能源发电并网、偏远地区供电和提高电网电能质量 等方面具有明显的优势。

MMC 自提出以来就日受青睐,因其具备模块 化和易扩展等特点,可有效实现高电压大功率等级 下电能变换<sup>[13]</sup>。 作为 MMC-HVDC 正常运行的前提,系统的启 动是一个复杂的暂态过程,其目标是通过一定的控 制策略建立起子模块和直流侧的额定电压。目前大 多学者都将研究重点放在系统控制策略、电容电压 平衡、内部环流抑制等方面<sup>[47]</sup>。这些研究通常都 是假设所需额定直流电压已经建立,而对预充电这 一动态过程却少有提及。

针对此类研究的不足,本文结合 MMC 的数学 模型和 CPSM 策略,提出了一种预充电可控阶段的 控制方式。

**基金项目:**国家重点基础研究发展计划(973 计划)项目(2010CB736201);国家国际科技合作项目(2011DFA62240);湖南省国际科技合作项目(2011WK2012)。

收稿日期: 2012-12-13; 收修定稿日期: 2013-03-05

作者简介:姜 燕(1972-),女,湖南岳阳人,副教授,主要从事电源转换理论与分布式发电及信息处理等方面的教学与科研工作。

最后在 Simulink 中构建了一个 5 电平的模型, 由仿真结果可看出此控制策略可靠、实用。

#### 2 直流侧预充电方式及其缺点

利用辅助的直流电压源,将其两极接到 MMC 相应的正、负直流母线上,此电源的输出电压约等 于子模块(sub-module,SM)电容电压的额定值。 MMC 的拓扑和子模块的结构如图1 所示。





保持各 SM 中的 IGBTI 为关断状态,待充电 SM 中的 IGBT2 也为关断状态,其余(2*n*-1)个 SM 中的 IGBT2 为开通状态,此时直流电源只对该 SM 充电。 当该 SM 电容电压达到额定值时,充电结束。与此 同时,将该 SM 上的 IGBT2 由原来的关断变为开 通,将下一个待充电 SM 中的 IGBT2 由原来的开通 变为关断,这样直流电源便转向对下一 SM 充电。 依此类推,便可完成对各相桥臂中所有电容的预充 电,最后将辅助直流电压源切除。

在实际工程中,采用外部直流电压源不够理 想,至少存在以下缺点:①充电的起点应该落后于 直流电压源电压斜坡上升的尾点,否则较早充电的 电容电压将达不到其额定值。②充电是逐个进行 的,由于器件存在电阻,先充电的电容电压将逐渐 降低。③没有限制过冲电流,可能造成功率器件的 损坏。④预充电结束后,不同电容间存在压差,破 坏了 MMC 的平衡。⑤使用辅助的直流电压源,增 加了系统的体积和成本。

### 3 交流侧预充电 MMC 的数学模型

每个子模块均是由 IGBT 半桥和一个直流储能 电容组成的两端元件,如图1所示,可视为一个2 电平单元。此单元可工作在2种电流方向和2种模 块电压的情况下,通过控制其中 IGBT 的开关可使 SM 工作在不同模式,具体见表1所示,其中,1 表示导通,0表示关断。

表 1 SM 的工作方式 Table 1 Working modes of a SM

			-		
模式	T <sub>1</sub>	$T_2$	$i_{\rm SM}$	$U_{\rm SM}$	状态
1	1	0	>0	$U_{C}$	投入
2	1	0	< 0	$U_{C}$	投入
3	0	1	>0	0	切除
4	0	1	< 0	0	切除
5	0	0	>0	$U_{C}$	闭锁
6	0	0	< 0	0	闭锁

充电时解锁换流站,上、下桥臂看做直流电压 源,由于上、下桥臂投入的子模块数按与网侧交流 电同频率的正弦规律变化,则充电过程中直流侧会 在阀电抗器的连接处逆变出幅值不断增大的交流电 压。当此电压幅值与网侧交流相电压幅值接近时, 桥臂电流和线电流就会很小,电容的充放电达到动 态平衡,预充电结束。等效电路如图2所示,设线 路等效电阻为 *R*<sub>eq</sub>、等效电感为 *L*<sub>eq</sub>、限流电阻为 *R*、各阀电抗器为 *L*,换流站端电压、交流相电流、 桥臂电流的位置及参考方向亦在图中标出。



## 图 2 预充电阶段的等效电路

#### Fig. 2 Equivalent circuit of pre-charging stage

设功率器件所能承受的电流最大为 *I*<sub>max</sub>、所需 限流电阻最小为 *R*<sub>min</sub>, 由 VCR 定律可得

$$I_{\rm max} = \frac{U}{\sqrt{4(R_{\rm min} + R_{\rm eq})^2 + X^2}},$$
 (1)

$$X = 2\omega(L + L_{eq}) - \frac{n}{2\omega C}$$
(2)

式中:U为交流系统线电压幅值;ω为交流系统角频率;n为桥臂子模块数;C为子模块中电容值。

根据式(1)、式(2)可得:

$$R_{\min} = \frac{\sqrt{U^2 - I_{\max}^2 \left[2\omega(L + L_{eq}) - \frac{n}{2\omega C}\right]^2}}{2I_{\max}} - R_{eq} \quad (3)$$

根据式(3),结合实际的系统参数,可计算出 所需串入交流侧的限流电阻。最大充电电流需要综 合考虑变压器、电抗器、限流电阻、MMC 装置等 的额定电流和系统的容量。

设系统网侧相电压为

$$\begin{cases} u_{sa} = U_{s} \cos \omega t; \\ u_{sb} = U_{s} \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}); \\ u_{sc} = U_{s} \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases}$$
(4)

换流器交流侧基波电压为

$$\begin{cases} u_{a} = \frac{\mu M}{\sqrt{2}} u_{d} \cos(\omega t + \delta); \\ u_{b} = \frac{\mu M}{\sqrt{2}} u_{d} \cos(\omega t + \delta - \frac{2\pi}{3}); \\ u_{c} = \frac{\mu M}{\sqrt{2}} u_{d} \cos(\omega t + \delta + \frac{2\pi}{3}) \end{cases}$$
(5)

式中: $\mu$  为直流电压利用率;M 为 CPSM 的调制度; $u_d$  为直流侧电压; $\delta$  为 CPSM 的相移。

根据 Kirchhoff Voltage Law 可得:

$$\begin{cases} u_{sa} = L_{eq} \frac{di_{a}}{dt} + (R_{eq} + R)i_{a} + u_{a}; \\ u_{sb} = L_{eq} \frac{di_{b}}{dt} + (R_{eq} + R)i_{b} + u_{b}; \\ u_{sc} = L_{eq} \frac{di_{c}}{dt} + (R_{eq} + R)i_{c} + u_{c} \end{cases}$$
(6)

MMC 上、下桥臂各 SM 输出电压为

$$u_{\rm pcj} = \frac{K_{\rm pj}}{C} \int_0^t i_{\rm al} \,\mathrm{d}t \,\,, \tag{7}$$

$$u_{\rm ncj} = \frac{K_{\rm nj}}{C} \int_0^t i_{\rm a2} dt \tag{8}$$

式中: $K_{\mu j}$ 为 SM 投入时为 1、切除时为 0; $K_{\mu j}$ 为 SM 投入时为 1、切除时为 0; $j = 1, 2, \dots, n_{\circ}$ 

上、下桥臂的电压由投入和切除的 SM 数决定, 电压数值分别为

$$u_{\rm pa} = \sum_{j=1}^{n} K_{\rm pj} u_{\rm pcj}, \qquad (9)$$

$$u_{\rm na} = \sum_{j=1}^{n} K_{\rm nj} u_{\rm ncj}$$
 (10)

MMC 的三相桥臂并联在直流侧,直流侧电压为

$$u_{\rm d} = u_{\rm pa} + u_{\rm na} - L \, \frac{{\rm d}(\,i_{\rm a1} + i_{\rm a2}\,)}{{\rm d}t} \tag{11}$$

根据瞬时无功理论,换流站与交流系统交换的 有功功率 *p*<sub>s</sub>和无功功率 *q*<sub>s</sub>为

$$\begin{cases} p_{s} = u_{sa}i_{a} + u_{sb}i_{b} + u_{sc}i_{c}; \\ q_{s} = \left[ (u_{sa} - u_{sb})i_{c} + (u_{sb} - u_{sc})i_{a} + (u_{sc} - u_{sa})i_{b} \right] / \sqrt{3} \end{cases}$$
(12)

式(4) ~式(12)构成了 MMC 在 abc 三相静止 坐标系下的数学模型。由以上各式可知,在交流系 统固定的情况下, $i_a$ 的大小主要与M和 $u_d$ 呈负相 关。充电刚开始阶段,尤其是换流站解锁时,电流 会比较大,甚至超过系统允许的范围,这就需要采 取措施抑制冲击电流。

将式(6),式(12)转化为 *d-q* 同步旋转坐标系,可得:

$$\begin{cases} u_{sd} = L_{eq} \frac{\mathrm{d}t_d}{\mathrm{d}t} + (R_{eq} + R)i_d + u_d - \omega Li_q; \\ u_{sq} = L_{eq} \frac{\mathrm{d}i_q}{\mathrm{d}t} + (R_{eq} + R)i_q + u_q + \omega Li_d \end{cases}$$
(13)

$$\begin{cases} p_{s} = \frac{3}{2} (U_{sd}i_{d} + U_{sq}i_{q}); \\ q_{s} = \frac{3}{2} (U_{sd}i_{d} - U_{sq}i_{q}) \end{cases}$$
(14)

式中: $u_{sd}$ ,  $u_{sq}$ 分别为电网电压的d, q 轴分量; $u'_{a}$ ,  $u'_{q}$ 分别为电压源换流器交流侧电压基波的d, q 轴 分量; $i_{d}$ ,  $i_{a}$ 分别为电网电流的d, q 轴分量。

当 *d* 轴以电网电压向量定位时,即 *U*<sub>sq</sub> = 0 时, 式(14)可改写为

$$\begin{cases} p_s = \frac{3}{2} U_{sd} i_d; \\ q_s = \frac{3}{2} U_{sq} i_q \end{cases}$$
(15)

#### 4 交流侧预充电 MMC 的控制策略

本文所研究的预充电采用由交流网络向单端 MMC 充电的方式,充电时断开直流母线,待充电 结束后将整流站与逆变站重新连上。要实现系统高 性能和高效率的预充电,需有相应的调制策略作为 保障。针对大功率多电平换流器,目前一般有如下 几种调制策略:阶梯波调制、消除特定次谐波调 制、载波层叠调制、空间矢量调制、载波移相调 制。载波移相调制(CPSM)因其算法简便、可靠性 高、控制效果好而被广泛应用在多电平换流器的控 制中,该技术能够在较低的器件开关频率下实现较 好的调制效果,并具有良好的谐波特性。CPSM 策 略指出,对于某个桥臂中的 n 个子模块,它们对应 的三角载波依次移开 1/n 周期,即 2π/n 相位角, 然后与同一条正弦调制波进行比较,产生n组 PWM 调制信号,分别驱动 n 个子模块,决定它们 是投入或切除。将投入的各子模块输出电压叠加, 得到 MMC 的桥臂输出电压波形。在 MMC 的同一 相单元中,应使上、下桥臂的调制波反相,这样在 任意时刻每个相单元中被触发投入的子模块数之和 等于 n<sup>[8-10]</sup>。

值得注意的是,不同相的调制波的相角要移开  $\frac{2\pi}{3}$ ,同相中上、下桥臂的调制波的相角要移开  $\pi$ 。

#### 4.1 电容电压参考值设定

本文设定的电容电压参考值不是其额定值,而 是随时间变化的函数。随着时间的推进,电容电压 参考值逐步提升,以减小电路中的冲击电流,电容 电压参考值为

$$u_{\text{cref}} = k_1 \times t + k_2 \tag{16}$$

式中: $k_1$ 为电容电压参考值上升斜率; $k_2$ 为电容电压参考值初值。

由于充电速度很快,可认为电容电压实际值等 于其参考值,则:

$$C = \frac{\int i dt}{u_{\rm cref}}$$
(17)

桥臂电流大小必然有限制,即:

$$i \leqslant I_{\max} \tag{18}$$

由式(16),式(17),式(18)可得:

$$k_1 \leqslant \frac{I_{\max}}{C} \tag{19}$$

根据式(19)便可设定电容电压参考值上升斜 率的上限,在电容电压快速上升的同时又能确保功 率器件不过压也不过流。

#### 4.2 内环电流控制

由式(13)可得:

$$\begin{cases} L_{eq} \frac{di_{d}}{dt} = u_{sd} - (R_{eq} + R)i_{d} - u_{d} + \omega Li_{q}; \\ L_{eq} \frac{di_{q}}{dt} = u_{sq} - (R_{eq} + R)i_{q} - u_{q} - \omega Li_{d} \end{cases}$$
(20)

式(20)表明, d, q 轴电流除受控制量  $u_d$ ,  $u_q$ 的影响外,还受到交叉耦合项  $\omega Li_d$ ,  $\omega Li_q$  及电网电 压  $u_{sd}$ ,  $u_{sq}$ 的影响。为消除 d, q 轴之间电流的耦合 和电网电压的扰动,现将式(20)改写成式(21),即 换流器交流侧期望输出的基波电压:

$$\begin{cases} u_{d} = u_{sd} - u_{d} + \Delta u_{q}; \\ u_{q} = u_{sq} - u_{q}' - \Delta u_{d} \end{cases}$$
(21)

式中:

$$\begin{cases} u_{d}^{'} = L \frac{\mathrm{d}i_{d}}{\mathrm{d}t} + (R_{\mathrm{eq}} + R) i_{d}; \\ u_{q}^{'} = L \frac{\mathrm{d}i_{q}}{\mathrm{d}t} + (R_{\mathrm{eq}} + R) i_{q} \\ \\ \begin{cases} \Delta u_{q} = \omega L i_{q}; \\ \Delta u_{d} = \omega L i_{d} \end{cases} \end{cases}$$

式(21)表明, $u'_{a}$ , $u'_{q}$ 分别是与 $i_{d}$ , $i_{q}$ 具有一阶 微分关系的电压分量。显然,这个解耦项可以采用 式(22)所示的比例积分环节来实现,以补偿在等效 电抗和电阻上的压降。通过引入d,q轴电压耦合补 偿项 $u_{d}$ , $u_{q}$ ,使得非线性方程实现解耦,同时通过对 电网扰动电压 $u_{sd}$ , $u_{sq}$ 采取前馈补偿,不但实现d,q轴电流的独立解耦控制,而且还提高了系统的动态 性能。从控制原理来看,引入前馈补偿实际上是采 用开环控制方式去补偿可测量的扰动信号。

由式(21),式(22)可得如图 3 所示的电流解耦 控制器。图中,电流控制器输出量  $u_{dref}$ ,  $u_{qref}$ 分别 对应换流器期望输出的正弦参考基波电压的 d 轴和 q 轴分量,电流参考值 i<sub>sdref</sub>、i<sub>sqref</sub>从外环控制器输出获得。内环电流控制采用电流反馈和电网电压前馈,提高了电流控制器的跟踪响应特性,同时又通过 PI 调节器消除了电流跟踪的稳态误差。



# 图 3 内环电流解耦控制器

#### Fig. 3 Inner current decoupling controller

结合式(22)和图3所示的电流内环控制器,可 以得到基于同步旋转坐标系下含有电流解耦控制器 的换流器系统结构图,如图4所示。



#### 图 4 采用电流解耦和电压前馈控制的结构图

# Fig. 4 Control structure by current decouping and voltage feedforward

进一步分析图 4 可知,换流器采用电流解耦控 制后,其电流控制器的 d 轴和 q 轴成为 2 个独立的 控制环,可将图 4 简化成图 5 所示的系统结构。简 化后的换流器等效控制系统忽略了实际数字控制系 统中的信号采样、滤波延时及换流器的开关延时等 因素。根据图 5 所示的系统结构,可以方便地设计 相关的电流控制器参数以满足对系统动态响应的要 求。





## Fig. 5 Simplified control system structure of inner current loop

本文将三相静止坐标系中的电流转换到两相旋 转坐标系,而且将电流全部折算到q轴。

#### 4.3 外环电压控制

柔性直流输电系统主要有定直流电压控制、定

交流电压控制、定有功功率控制、定无功功率控制、定频率控制等基本控制方式。为了保持系统平衡,柔性直流输电系统必须有一个换流站采用定直流电压控制。本文研究的是 MMC 的预充电,外环采用定直流电压控制方式,以保持直流侧电压稳定。图6为定直流电压控制器,直流电压指令和实际直流电压偏差经 PI 调节后作为无功电流 i<sub>sqref</sub>的参考值。



图 6 定直流电压控制器 Fig. 6 Constant DC voltage controller

#### 5 仿真分析

在 Matlab/Simulink 中建立了交流网络向单端 换流站预充电的模型,主要参数设置为: 网侧交流 相电压幅值  $U_s$  为 1 000 V, 网侧交流电频率为 50 Hz, 网侧等效电阻  $R_{eq}$  为 0.6  $\Omega$ , 网侧等效电感  $L_{eq}$  为 1 mH, 限流电阻 R 为 20  $\Omega$ , 阀电抗器 L 为 7 mH, 电容额定电压  $U_N$  为 800 V, 单个桥臂 SM 数为4,直流侧额定电压  $U_{deN}$  为 3 200 V, 载波频率  $f_e$  为 350 Hz, 调制波频率  $f_m$  为 50 Hz。

图 7 为 A 相上桥臂第一个 SM 电容电压波形, 刚开始充电时,由于限流电阻的存在,无明显电压 过冲。充电过程中电压虽有波动,但由于闭环控制 的存在,使得电压能很快跟踪设定值,最终稳定在 额定值。



图 7 A 相上桥臂第一个 SM 电容电压 Fig. 7 The first SM capacitor voltage of upper arm bridge in A phase

图 8 为直流侧电压波形,由于每个时刻有 4 个 SM 投入,故直流侧相当于 4 个电容的串联,充电 过程中的特性与单个电容相似,最终也稳定在额定 值附近。

图 9 为 A 相上桥臂电流波形,随着充电的进行,电流幅值总体在降低。在换流站解锁时,电流稍大,但无明显过冲。整个预充电过程中,电流的幅值不超过 25 A,没有超标的冲击电流,满足换流器对电流的要求。



图 9 A 相上桥臂电流 Fig. 9 The above arm bridge current of A phase

图 10 为 A 相电流波形,总体特性与桥臂电流 相似,数值接近桥臂电流的2 倍,最大值不超过50 A,亦无尖峰电流,满足交流侧对电流的要求。



#### 6 结 论

 1)通过引入最小限流电阻,在抑制冲击电流 的同时,尽可能提高充电效率。

2) 各 SM 中 IGBT 的开关频率相同且较低,有 利于 SM 的均压和系统的平衡,并降低了功率器件 的开关损耗。

3)电容电压参考值在基值上逐步增大,而不 是直接设定为其额定值,这对减小过冲电流、提高 系统可靠性有重要意义。

4)相对于直流侧预充电方式,交流侧预充电 提高了系统启动快速性和可靠性,增强 MMC 在暂 态尤其是故障条件下提供电力支撑能力。从结果来 看,本文提出预充电控制策略具有良好的性能。