

DOI:10.19322/j.cnki.issn.1006-4710.2016.03.009

# 适用于大规模风电场的 MMC-HVDC 控制策略研究

王倩, 黄晶晶, 朱大锐, 李 宁

(西安理工大学 自动化与信息工程学院, 陕西 西安 710048)

**摘要:** 风电场柔性直流并网是大规模风力发电的关键问题之一,而模块化多电平换流器(MMC)是风电场柔性直流并网的发展趋势。本文提出一种适用于大型风电场的 MMC-HVDC 控制策略,通过建立 MMC 数学模型,将分层控制思想引入到 MMC-HVDC 控制中,具体划分为系统级控制、换流器控制及模块电压控制 3 个层次;此外,为了进一步增强系统侧 MMC 的动态性能,采用反馈线性化方法设计内环电流控制器,提出一种改进的分组式电容电压排序方法,以平衡直流电容电压。基于实际系统的仿真研究验证了本文提出的 MMC-HVDC 控制策略的正确性与可行性。

**关键词:** 风电场柔性直流并网;模块化多电平换流器;反馈线性化

中图分类号:TM464

文献标志码:A

文章编号:1006-4710(2016)03-0302-07

## Research on MMC-HVDC system control strategy for large-scale wind farms

WANG Qian, HUANG Jingjing, ZHU Darui, LI Ning

(School of Automation and Information Engineering, Xi'an University of Technology, Xi'an 710048, China)

**Abstract:** Flexible HVDC (high-voltage direct current) is the key issues of large-scale wind farms, with the modular multilevel converter (MMC) being the development trend of flexible HVDC technology. In this paper, the mathematical model of MMC is set up and a novel MMC-HVDC system control strategy is proposed for large-scale wind farms. With hierarchical control, based on the novel strategy, the whole MMC-HVDC system control strategy is divided into system level control, inverter control and valve control module voltage control. Moreover, feedback linearization controller is introduced into the inner current ring of system side MMC control in order to enhance the dynamic performance of control strategy. The MMC converter controller structures at the system side and the wind field side are provided for the realization of the reliable access to the power grid of the large-scale wind power. Simulation results based on actual system are to verify the correctness and effectiveness of the proposed method.

**Key words:** flexible HVDC; modular multilevel converter; feedback linearization

世界范围内的能源危机和环境污染推动了风力发电的持续发展<sup>[1-3]</sup>。柔性直流输电技术是风电并网技术的研究热点,而模块化多电平换流器(MMC)是柔性直流输电技术的发展趋势<sup>[4-6]</sup>。

目前,基于 MMC 结构的柔性直流输电技术(MMC-HVDC)的研究工作主要集中在控制策略、子模块均压的方法等方面。文献[7-8]在  $dq$  坐标系下建立系统数学模型,虽然取得了较好的控制效果,但  $dq$  坐标系间存在耦合问题。文献[9-10]采用比例谐振(PR)控制器完成了两相静止坐标系下的系统设计,避免了  $dq$  坐标系下的交叉解耦问题,但对

电网非基频干扰的抑制能力较弱。

在 MMC-HVDC 系统的子模块均压控制方面,文献[11]结合调制波的变化来调节子模块充放电时间,以平衡电容电压。该方法并未考虑电容的当前状态,电容电压的平衡程度较低。文献[12]通过对子模块电容电压进行排序,结合桥臂电流的方向确定子模块的充放电状态,之后选择性地投切子模块。该方法虽然容易实现,但是开关损耗较高。

据此,本文提出一种适用于大规模风电接入的 MMC-HVDC 控制策略。该策略利用反馈线性化方法实现 MMC 系统的电流控制器设计;此外,为了

收稿日期:2016-03-10

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51507140,51507138);新能源电力系统国家重点实验室开放课题资助项目(LAPSI501)

作者简介:王倩,女,讲师,博士,研究方向为电力系统的保护与控制策略。E-mail:wangqian77@xaut.edu.cn

进一步平衡子模块电容电压,简化控制器设计,提出一种改进的分组式电容电压排序方法,并通过仿真验证了所提控制策略的正确性。

## 1 MMC 数学模型

图 1 所示为 MMC 主电路结构,其中  $R$  为换流变压器和开关器件损耗的等效电阻; $L$  为桥臂电抗的等效电感; $u_{si}$  ( $i=a,b,c$ ) 为交流系统侧的电压瞬时值; $u_i$  为 MMC 交流侧的电压瞬时值; $i_{si}$  为交流系统侧的电流瞬时值; $u_{i1}$  为 MMC 各相上桥臂输出电压瞬时值; $u_{i2}$  为 MMC 各相下桥臂输出电压瞬时值; $i_{i1}$  为 MMC 各相上桥臂电流瞬时值; $i_{i2}$  为 MMC 各相下桥臂电流瞬时值; $u_{DC}$  为 MMC 直流侧的电压瞬时值; $u_{DC}^+$ 、 $u_{DC}^-$  分别为换流器直流侧正负极对地电压瞬时值; $i_{DC}$  为流入直流侧电流瞬时值。

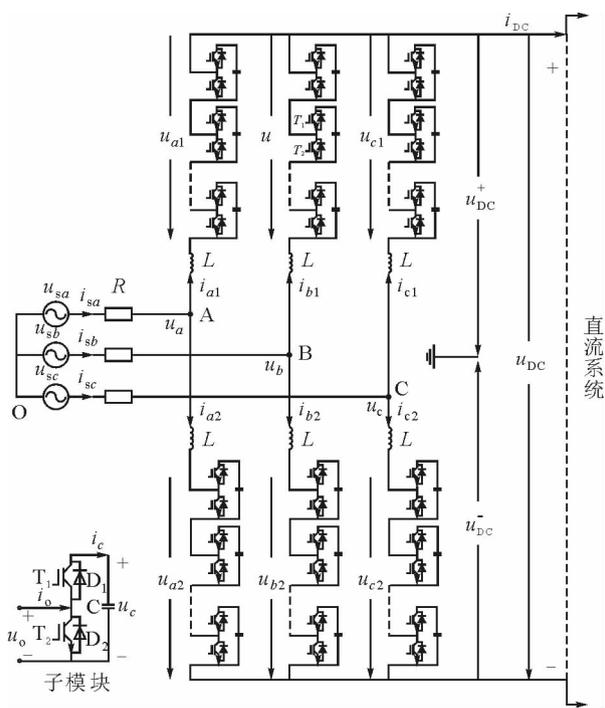


图 1 MMC 主电路结构图

Fig. 1 The main circuit architecture figure of MMC

### 1.1 MMC 桥臂电压电流数学模型

定义  $S_{ik1}$  ( $i=a,b,c;k=1\sim n$ ) 为 MMC 各相上桥臂各子模块开关状态,例如  $S_{ak1}=1$  表示  $a$  相上桥臂第  $k$  个模块  $T_1$  导通、 $T_2$  关断,反之  $S_{ak1}=0$ ,其中  $n$  为各桥臂模块数;同理设  $S_{ik2}$  为 MMC 各相下桥臂各子模块状态。根据图 1 可得:

$$\begin{cases} C \frac{du_{cik1}}{dt} = -S_{ik1} i_{i1} \\ C \frac{du_{cik2}}{dt} = S_{ik2} i_{i2} \end{cases} \quad (1)$$

式中,  $C$  为 MMC 各子模块电容容值,  $u_{cik1}$ 、 $u_{cik2}$  分别

为 MMC 的  $i$  相上、下桥臂第  $k$  个子模块电容电压幅值。进一步推导可以得到 MMC 换流器中各相上、下桥臂电压分别为:

$$\begin{cases} u_{i1} = \sum_{k=1}^n (S_{ik1} u_{cik1}) - \frac{1}{C} \sum_{k=1}^n S_{ik1} \int_0^t i_{i1} dt \\ u_{i2} = \sum_{k=1}^n (S_{ik2} u_{cik2}) + \frac{1}{C} \sum_{k=1}^n S_{ik2} \int_0^t i_{i2} dt \end{cases} \quad (2)$$

式中,  $u_{cik1}$ 、 $u_{cik2}$  分别为换流器各相上/下桥臂子模块  $t=0$  时刻的电容电压。

根据 MMC 的工作原理可知,其上下桥臂电流分别由交流分量和直流分量构成,关系如下:

$$\begin{cases} i_{i1} = i_{si1} + i_{DCi} \\ i_{i2} = i_{si2} - i_{DCi} \end{cases} \quad (3)$$

式中,  $i_{si1}$ 、 $i_{si2}$  分别为各相上、下桥臂电流的交流分量,其参考方向与上下桥臂电流方向相同; $i_{DCi}$  为各相上下桥臂中电流的直流分量,其参考方向与直流电流方向相同。

### 1.2 MMC 交、直流侧数学模型

MMC 与交流系统之间有如下关系:

$$u_{si} - u_i = i_{si} R \quad (4)$$

MMC 交流侧相电压与直流侧电压关系如下所示:

$$u_i = L \frac{di_{i1}}{dt} + u_{DC}^+ - u_{i1} + u_{NO} \quad (5)$$

$$u_i = L \frac{di_{i2}}{dt} + u_{DC}^- + u_{i2} + u_{NO} \quad (6)$$

当 MMC 直流侧的中点接地时,  $u_{DC}^+ = u_{DC}/2$ 、 $u_{DC}^- = -u_{DC}/2$ ;  $u_{NO}$  为交流侧中性点对地电压,交流系统三相对称或中性点直接接地时,  $u_{NO}$  为 0。假定上述两种情况成立,将式(5)、(6)相加可得:

$$u_i - \frac{L}{2} \frac{d(i_{i1} + i_{i2})}{dt} = \frac{1}{2} (u_{i2} - u_{i1}) \quad (7)$$

将式(4)代入(7),可得:

$$u_{si} - \frac{L}{2} \frac{di_{si}}{dt} - R i_{si} = u_{\beta i} \quad (8)$$

式中,  $u_{\beta i} = \frac{1}{2} (u_{i2} - u_{i1})$  为 MMC 交流等效输出电压。将式(5)、(6)相减可得:

$$L \frac{d\Delta i_{si}}{dt} = L \frac{d(i_{i1} - i_{i2})}{dt} = u_{zi} \quad (9)$$

式中  $u_{zi} = u_{i1} + u_{i2} - u_{DC}$ , 为 MMC 上下桥臂交流侧输出点电位差。

将式(3)代入式(9)有:

$$u_{DC} = u_{ai} - L \frac{d\Delta i_{si}}{dt} - 2L \frac{di_{DCi}}{dt} \quad (10)$$

式中,  $u_{ai} = u_{i1} + u_{i2}$ ,  $\Delta i_{si} = i_{si1} - i_{si2}$ 。

## 2 大规模风电接入 MMC-HVDC 新型控制策略

本文将 MMC-HVDC 控制系统分为系统级控制、控制换流器和模块电压控制 3 个层次,系统级控制主要负责与上级调度部门的通信,包括接受调度中心的控制指令、控制 MMC-HVDC 系统交直流侧电压及运行状态反馈等功能。应用于风电并网时,MMC-HVDC 两端换流器的系统级控制目标并不相同。下面给予详细介绍。

### 2.1 MMC-HVDC 两端换流器控制策略

#### 2.1.1 风场侧和系统侧 MMC 的控制策略对比

MMC-HVDC 两端换流器的控制目标不同,风场侧 MMC 的控制目标是其交流电压,而系统侧 MMC 的控制目标一般是直流母线电压和系统瞬时无功功率。根据风场侧 MMC 和系统侧 MMC 的控制目标不同,本文分别为其设计了控制策略。对于风场侧 MMC,本文采用  $dq$  坐标系下交流电压的单闭环控制策略,应用  $dq$  坐标系的原因是在  $dq$  坐标系下三相交流电压转换为恒定值,可以用 PI 控制器实现无静差控制;对于系统侧 MMC,本文采用直流电压/无功功率的双闭环控制策略。以下分别对不同 MMC 的核心控制器进行设计。

#### 2.1.2 风场侧 MMC 控制器设计

在风场侧 MMC 控制中,由于风能的间歇性及不可预测性,最大风能捕获由感应双馈风机(DFIG)自身来完成<sup>[13]</sup>。

DFIG 的实时控制是以实时检测并跟踪并网处母线电压为前提。考虑到风场侧 MMC 必须保证输出电压的稳定性,因此,可将其等效为一个理想电压源。假设:1)  $i_{dWM}$ 、 $i_{qWM}$ 、 $u_{dWM}$ 、 $u_{qWM}$  分别为交流侧电流和电压的  $dq$  分量;2)  $u_{cd}$ 、 $u_{cq}$  分别为风场侧 MMC 交流输出电压的  $dq$  分量;3)  $\omega$ 、 $L_0$  分别同步旋转角速度、线路等效电抗并忽略线路等效电阻。

$$\begin{cases} L_0 \frac{di_{dWM}}{dt} = \omega L_0 i_{qWM} + u_{dWM} - u_{cd} \\ L_0 \frac{di_{qWM}}{dt} = -\omega L_0 i_{dWM} + u_{qWM} - u_{cq} \end{cases} \quad (11)$$

将  $u_{dWM}$  及  $u_{qWM}$  作为被控对象,可得风场侧 MMC 控制框图如下图 2 所示,采用最近电平逼近调制(NLM)策略。

#### 2.1.3 系统侧 MMC 换流器控制

##### 1) 基于反馈线性化的内环电流控制器

MMC-HVDC 系统是一个多变量、强耦合、非线性系统。需对其进行线性化和解耦控制,近年来

的研究表明,一些非线性理论可以用于该系统线性化和解耦控制。本文中应用反馈线性化思想设计 MMC-HVDC 系统内环电流控制器。

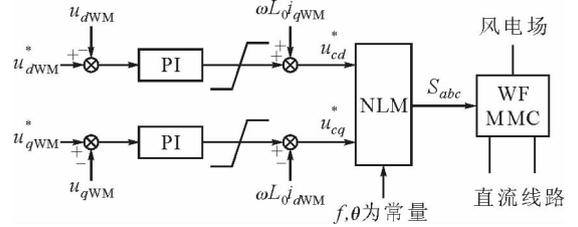


图 2 风场侧 MMC 控制框图

Fig. 2 The control block diagram of MMC in wind farm side

由式(8)可知通过控制  $u_{\beta i}$  就可以达到控制交流侧电流  $i_{si}$  的目的。根据图 1 可推导出 MMC 系统在  $dq$  坐标系下的数学模型:

$$\begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = \frac{1}{0.5L} u_{sd} - \frac{R}{0.5L} i_{sd} + \omega \cdot i_{sq} - \frac{1}{0.5L} u_{\beta d} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = \frac{1}{0.5L} u_{sq} - \frac{R}{0.5L} i_{sq} - \omega \cdot i_{sd} - \frac{1}{0.5L} u_{\beta q} \end{cases} \quad (12)$$

选取状态变量  $\mathbf{x} = [x_1, x_2] = [i_{sd}, i_{sq}]$ , 输入变量  $\mathbf{u} = [u_1, u_2] = [u_{\beta d}, u_{\beta q}]$ , 输出变量  $h_1[\mathbf{x}(t)] = i_{sd}$ ,  $h_2[\mathbf{x}(t)] = i_{sq}$ , 即将(12)写成以下形式:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{X}} = \mathbf{f}(\mathbf{X}) + \mathbf{g}_1[\mathbf{X}(t)]u_1 + \mathbf{g}_2[\mathbf{X}(t)]u_2 \\ y_1 = h_1[\mathbf{x}(t)] \\ y_2 = h_2[\mathbf{x}(t)] \end{cases} \quad (13)$$

式中:

$$\mathbf{g}_1(\mathbf{X}) = \begin{bmatrix} -1 \\ 0.5L \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{g}_2(\mathbf{X}) = \begin{bmatrix} 0 \\ -1 \\ 0.5L \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{f}(\mathbf{X}) = \begin{bmatrix} -\frac{R}{0.5L}x_1 + \omega x_2 + \frac{1}{0.5L}u_{sd} \\ -\frac{R}{0.5L}x_2 - \omega x_1 + \frac{1}{0.5L}u_{sq} \end{bmatrix}$$

为了提高系统电流内环控制性能,采用反馈线性化控制思想,引入新的控制变量  $x_d$ 、 $x_q$ , 它们与系统输出电流  $i_{sd}$ 、 $i_{sq}$  之间为线性解耦关系。 $i_{sd}$ 、 $i_{sq}$  与变量  $x_d$ 、 $x_q$  的关系可表示为:

$$\begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} + \lambda_1 i_{sd} = \lambda_1 x_d \\ \frac{di_{sq}}{dt} + \lambda_2 i_{sq} = \lambda_2 x_q \end{cases} \quad (14)$$

将以上两式整合,可得:

$$\begin{cases} \lambda_1 x_d = \lambda_1 i_{sd} + \frac{1}{0.5L} u_{sd} - \frac{R}{0.5L} i_{sd} + \omega \cdot i_{sq} - \frac{1}{0.5L} u_{\beta d} \\ \lambda_2 x_q = \lambda_2 i_{sq} + \frac{1}{0.5L} u_{sq} - \frac{R}{0.5L} i_{sq} - \omega \cdot i_{sd} - \frac{1}{0.5L} u_{\beta q} \end{cases} \quad (15)$$

进而可以求得换流器的输入变量  $\mathbf{u} = [u_1, u_2] = [u_{\beta d}, u_{\beta q}]$  的值为:

$$\begin{bmatrix} u_{\beta d} \\ u_{\beta q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{sd} - Ri_{sd} + 0.5L \cdot \omega \cdot i_{sq} - 0.5L\lambda_1(x_d - i_{sd}) \\ u_{sq} - Ri_{sq} - 0.5L \cdot \omega \cdot i_{sd} - 0.5L\lambda_2(x_q - i_{sq}) \end{bmatrix} \quad (16)$$

根据以上的分析,电流内环为一阶惯性环节,参数  $\lambda_1$  和  $\lambda_2$  决定了该环节的性能。电流控制器的输出变量  $u_{\beta d}$  和  $u_{\beta q}$  经过坐标变换可得到  $abc$  坐标系下调制策略的参考电压,选择合适的调制策略,即可控制每相各开关管的开通和关断。

## 2) 外环控制器设计

系统侧 MMC 外环的控制的首要目标是控制直流侧总电压的稳定,次要目标是可以为交流系统提供一定的无功功率支持。因此选择直流电压和无功功率作为系统侧 MMC 功率外环反馈量。根据瞬时无功功率理论,在同步旋转坐标系下,当  $d$  轴定向为与电网电压旋转矢量同向时,系统侧 MMC 吸收的有功和无功功率可表示为:

$$\begin{cases} P_{GS} = u_s i_{sd} \\ Q_{GS} = -u_s i_{sq} \end{cases} \quad (17)$$

由式(17)可知,  $P_{GS}$  与 MMC 输出电流的  $d$  轴分量  $i_{sd}$  成正比,控制  $i_{sd}$  即可控制  $P_{GS}$ , 保证该有功功率和系统侧 MMC 由直流线路输入有功功率间的动态平衡,即可维持 MMC-HVDC 正负直流极线间电压  $V_{PN}$ , 故输出电流  $d$  轴分量指令值  $i_{sd}^*$  与  $V_{PN}$  的转换关系可由下式表征:

$$i_{sd}^* = k_{pGS2}(V_{PN}^* - V_{PN}) + k_{iGS2} \int (V_{PN}^* - V_{PN}) dt \quad (18)$$

式中  $k_{pGS2}$  和  $k_{iGS2}$  分别为电流内环控制器比例和积分控制系数,  $V_{PN}^*$  为系统直流电压指令值。同理可得输出电流  $q$  轴分量指令值  $i_{sq}^*$  由下式表征:

$$i_{sq}^* = k_{pGS2}(Q_{GS}^* - Q_{GS}) + k_{iGS2} \int (Q_{GS}^* - Q_{GS}) dt \quad (19)$$

其中  $Q_{GS}^*$  为输出无功功率指令值,  $Q_{GS}$  为测量反馈值。

综上所述,可以得到基于反馈线性化的系统侧 MMC 控制系统结构如图 3 所示,其中  $P_{ref}$ 、 $u_{dref}$ 、 $f_{ref}$

分别为有功功率、直流电压及频率的给定值,  $Q_{ref}$ 、 $U_{sref}$  分别为交流电压和无功功率的给定值。

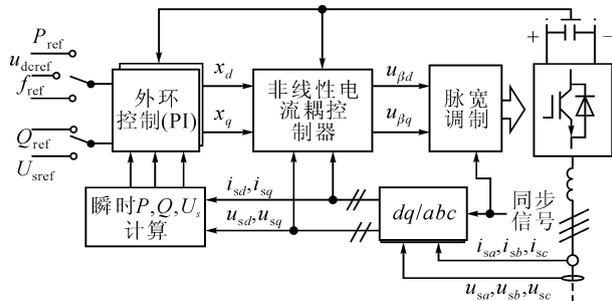


图 3 基于反馈线性化的系统侧 MMC 控制系统结构图  
Fig. 3 The system structure diagram of MMC in power system side based on the control theory of feedback linearization

## 2.2 模块电压控制

为了使电容电压的平衡更易于实现,本文提出了一种改进的分组式电容电压排序的方法。该方法采用两级控制,第一级由多个 FPGA(记为 FPGA\_Bi',  $i' = 1, \dots, k+1$ ,  $i'$  为对应组数)组成,每个 FPGA 采集  $n$  个模块的电容电压 ( $U_{x-1}, \dots, U_{x-n}$ ,  $x = 1, \dots, m$ ), 记为一组,并由该 FPGA 对组内采集到的各模块电容电压值进行排序,得到该组电容电压的平均值  $M_{can}(i')$  和组内不平衡度  $M_{ad}(i')$  (该组中电容电压的最大值与平均值的差与平均值的比值) 两个数据。然后将这两个数据发送给第二级 FPGA(记为 FPGA\_A), FPGA\_A 对 FPGA\_Bi' 上传的所有平均值进行排序(电容充电则升压排序,电容放电则降压排序),然后根据设定的组内不平衡度阈值  $M_{ad,thrd}$  与该组组内不平衡度  $M_{ad}(i')$  的关系确定每一组需要投切的模块数量。具体实现过程如下。

1) 假设待排序的桥臂模块数为  $N$ , 分为  $m$  组, 每组模块数为  $n$ , 因此有  $N = m * n$ 。

2) 根据电流方向对所有组的平均值  $M_{can}(i')$  进行排序, 如果电流方向为正则由小到大正序排列, 反之则负序排列。假设该桥臂需要投入的模块数目为  $G$ ,  $G$  可以表示为:  $G = n * k + r$ 。则投入的组总数为  $k+1$ , 这  $k+1$  个组中有  $k$  个组所有模块都投入, 第  $k+1$  组投入  $r$  个模块(当  $r=0$  时, 认为第  $k+1$  组投入 0 个), 同时记录需要投入的组的组号, 记为  $I_{index}(i')$ , 即  $I_{index}(1) \sim I_{index}(k)$  组全部投入,  $I_{index}(k+1)$  组投入  $r$  个模块。

3) 对所有组的组内不平衡度  $M_{ad}(i')$  进行排序, 找到最大组内不平衡度  $M_{ad,max}$  对应的组号  $j$ 。

4) 将最大组内不平衡度  $M_{ad,max}$  和组内不平衡度阈值  $M_{ad,thrd}$  进行比较。

如果  $M_{ad\_max} > M_{ad\_thrd}$ , 且组号  $j$  不在根据组内平均值排序决定要全投入的组号  $I_{ndex}(1) \sim I_{ndex}(k)$  中, 则原本由第  $I_{ndex}(k+1)$  组投入  $r$  个模块改为第  $j$  组投入  $r$  个模块, 第  $I_{ndex}(k+1)$  组全不投。

如果  $M_{ad\_max} > M_{ad\_thrd}$ , 且组号  $j$  包含在根据组内不平衡度排序决定的要全投入的组号  $I_{ndex}(1) \sim I_{ndex}(k)$  中, 则原本由第  $I_{ndex}(k+1)$  组投入的  $r$  个模块改为第  $j$  组投入  $r$  个模块, 第  $I_{ndex}(k+1)$  组全投入。

如果  $M_{ad\_max} \leq M_{ad\_thrd}$ , 则  $I_{ndex}(1) \sim I_{ndex}(k)$  组全部投入,  $I_{ndex}(k+1)$  组投入  $r$  个模块。

5) 控制器 FPGA\_Bi 根据 3) 得到的该组需要投入的模块数以及采集得到的电流方向, 对组内模块电压进行排序。如果电流为正, 则按电压从小到大顺序依次投入模块, 如果电流为负, 则按电压从大到小顺序依次投入模块。

### 3 仿真验证

为验证 DFIG 经模块化多电平 MMC 柔性直流并网控制策略, 在 PSCAD/EMTDC 中搭建 49 电平柔性直流输电系统接纳感应双馈型风电机组并网等值模型以仿真验证。表 1 中给出了仿真系统的关键参数。

表 1 MMC-HVDC 控制策略仿真平台

Tab. 1 The control strategy simulation platform of MMC-HVDC

参数	取值及单位
风机的额定功率/频率	20 MW/50 Hz
风机定子额定电压	10 kV
交流母线电压	35 kV
定子电阻/转子电阻(标么值)	0.005 4 p. u. / 0.006 1 p. u.
定子漏抗/转子漏抗	0.102 p. u. / 0.11 p. u.
互感	4.362 p. u.
MMC 换流器容量	20 MVA
MMC 换流器直流电压/电流	$\pm 30$ kV/275 A
MMC 换流器母线额定电压/电流	35 kV/330 A
连接变压器额定电压(网侧/机侧)	35 kV/31 kV
换流器输出电平数	49
子模块额定电容电压	1.25 kV

为了使仿真波形更加直观, 本文中对其实进行标么化处理。仿真分析中, MMC 直流电压及无功功率指令值分别为 60 kV 及 0 Mvar。两端 MMC 子模块电容电压初始值设为 1.25 kV。0.5 s 前风场侧 MMC 投入并建立空载交流电压; 1.1 s 时定子端电压与系统电压同步闭合断路器实现风电机组经柔性直流接入交流系统。2.2 s 时风速上升, 柔性直流系统向交流电网输出功率增加。

图 4 为风场侧 MMC 仿真波形图。

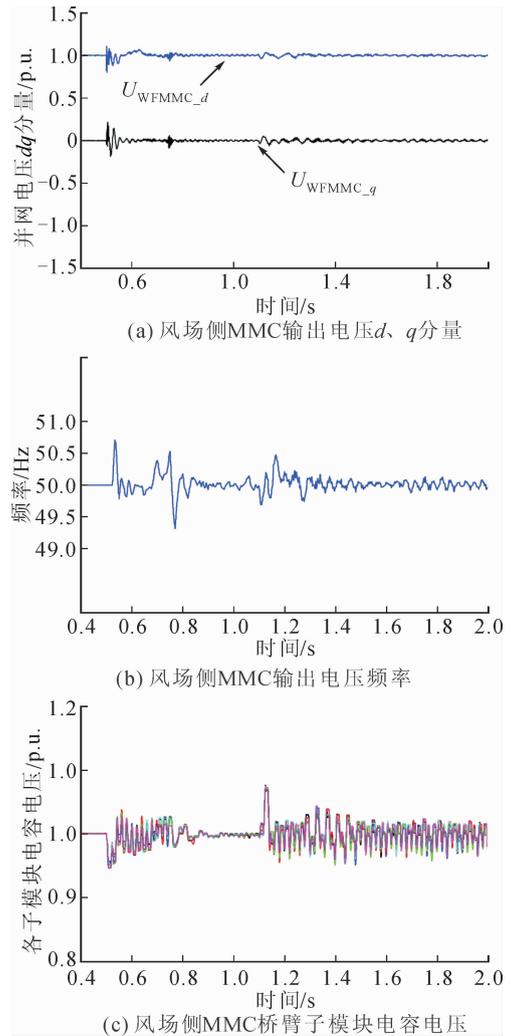


图 4 风场侧 MMC 仿真波形

Fig. 4 The simulation waveform of MMC in wind farm side

对比设定情况与图 4(a), MMC 初始时刻进行不控整流对直流侧电容进行充电, 0.5 s 时投入控制策略升高系统直流侧电压, 此时 MMC 系统并网电压出现短时间波动, 其最大波动幅值(超调量)约为 25%, 系统调节时间为 0.26 s, 且并网电压始终能够实时跟踪系统的设定值。1.1 s 时定子端电压与系统电压同步闭合断路器实现风电机组经柔性直接受入交流系统, 此时 MMC 系统并网电压又出现短时间波动, 其最大波动幅值(超调量)约为 5%, 系统调节时间为 0.15 s, 且并网电压始终能够实时跟踪系统的设定值。图 4(a) 仿真结果表明本文研究的 DFIG 的实时控制策略能很好地维持空载时和负荷投入时风场侧 MMC 输出交流电压的稳定。

由图 4(b) 可知, 当 0.5 s MMC 空载投入时, 其输出电压频率最大波动范围为  $\pm 0.7$  Hz, 自 1.1 s 并网后, 风场侧 MMC 输出电压频率波动不超过  $\pm 0.3$  Hz, 仿真结果满足电力系统最新行业标准。

由此可知本文研究的 DFIG 的实时控制策略能够确保风机不因系统频率波动而解列。

由图 4(c)可看出,选定风场侧 MMC 的 A 相上桥臂 6 个子模块进行对比,在 0.5 s 和 1.1 s 系统投入和负荷投入时,子模块电压的动态波动最大为  $\pm 0.07$  p. u.,当系统稳定时,子模块最大电压波动不超过  $\pm 0.03$  p. u.,由此可知本文提出的两级式模块电容电压平衡控制方法能较好的满足 MMC 稳定运行的要求。

图 5 所示为系统侧 MMC 仿真模型。

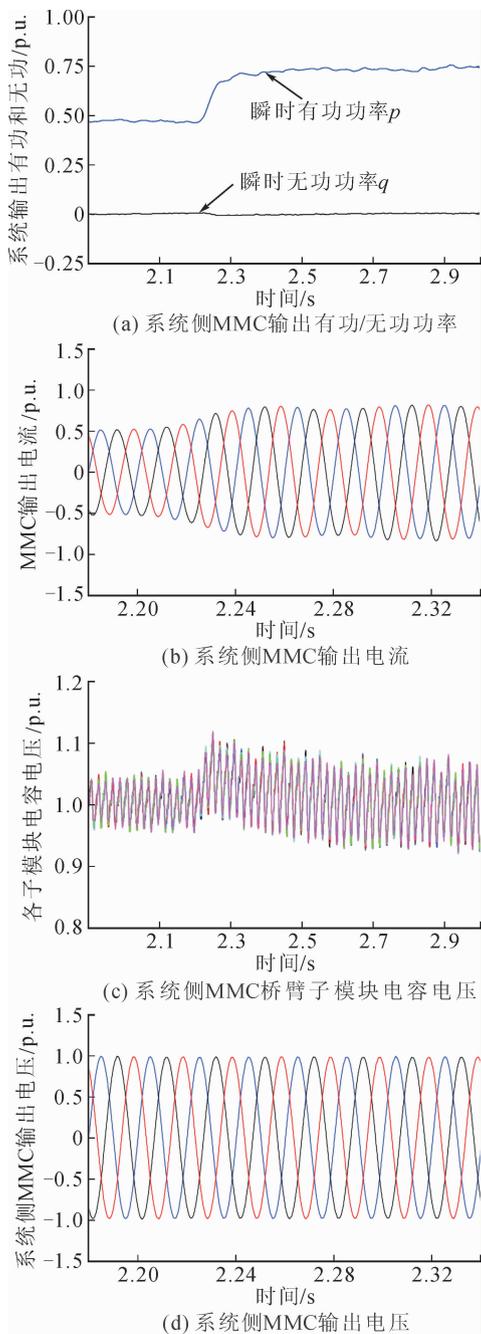


图 5 系统侧 MMC 仿真波形

Fig. 5 The simulation waveform of MMC in power system side

其中 2.2 s 时风速由 0.48 p. u. 升高至 0.75 p. u., 风机输出功率随着风速升高而增大,并通过柔性直流系统全部输入至受端交流系统。

由图 5(a)、图 5(b)可知,2.2 s 时随着风速的升高,系统侧 MMC 向交流系统输出的有功功率同比增大以跟踪风速指令,而 MMC 向交流系统输出的无功功率恒定为零以维持系统单位功率因数运行;相应的系统侧 MMC 向受端交流系统输出电流在两个工频周期内达到 0.75 p. u. 的稳态运行值;考虑到系统侧 MMC 直流电压控制略有延时,当风场侧 MMC 在 2.2 s 向直流电路输入有功功率增大时,直流极线电压略有升高,并快速恢复至  $\pm 1$  p. u. 的稳定值,由此可知本文研究的基于反馈线性化的系统侧 MMC 控制策略有较好的动态控制效果。

由图 5(c)可看出,选择系统侧 MMC 的 A 相上桥臂 6 个子模块进行对比,在功率阶跃期间其电容电压波动不超过  $\pm 0.05$  p. u.,考虑到柔性直流系统传输功率增大,此时电压波动范围略高于之前风机并网仿真分析中风场侧 MMC 的 A 相上桥臂电压波动。由此可知本文提出的两级式模块电容电压平衡控制方法在风场侧和系统侧均有较好的应用效果。

由图 5(d)可知,系统侧 MMC 输出电压在阶跃过程中维持稳定。

综上,本文研究的基于反馈线性化的系统侧 MMC 控制策略可以较好的对系统侧各关键参数进行控制。

## 4 结论

本文提出了适用于风电柔性并网的风场侧 MMC 控制策略,及适用于系统侧 MMC 换流器的反馈线性化控制策略。为了平衡子模块电容电压,提出一种两级式电容电压均衡方法。本文的研究表明:

1) 风场侧 MMC 和系统侧 MMC 的控制目标不同,因而为了使两个 MMC 变换器各自工作于最佳状态,需分别设计其控制策略。

2) 两级式电容电压均衡方法可以有效的降低 MMC 子模块电容电压均衡算法的复杂性,且对风场侧和系统侧 MMC 均适用。

本文的理论分析和仿真结果表明,在稳态运行及风机功率波动等不同工况下,本文给出的柔性直流输电系统均能稳定地实现风电场功率外送,为今后大规模工程应用提供了理论支撑。

## 参考文献:

- [1] ADAM G P, WILLIAMS B W. Half and full-bridge modular multilevel converter models for simulations of full-scale hvdc links and multiterminal dc grids [J]. IEEE Journal of Emerging & Selected Topics in Power Electronics, 2014, 2(4):1089-1108.
- [2] TANG G, XU Z, ZHOU Y. Impacts of three mmc-hvdc configurations on ac system stability under dc line faults [J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2014, 29(6):3030-3040.
- [3] ZENG R, XU L, YAO L, et al. Precharging and dc fault ride-through of hybrid mmc-based hvdc systems [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2014, 30(3): 1298-1306.
- [4] LIN W, JOVICIC D, NGUEFEU S, et al. Full bridge mmc converter optimal design to hvdc operational requirements[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2015,31(3): 1342-1350.
- [5] LYU J, CAI X, MOLINAS M. Frequency domain stability analysis of mmc-based hvdc for wind farm integration[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2016, 4(1): 141-151.
- [6] ZHANG Z, ZHENG X U, XUE Y. DC-side harmonic currents calculation and dc-loop resonance analysis for an lcc-mmc hybrid hvdc transmission system [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2015,30(2): 642-651.
- [7] 孔明, 汤广福, 贺之渊, 等. 子模块混合型 MMC-HVDC 直流故障穿越控制策略 [J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(30): 5343-5351.  
KONG Ming, TANG Guangfu, HE Zhiyuan, et al. A DC fault ride-through strategy for cell-hybrid modular multilevel converter based HVDC transmission systems [J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(30): 5343-5351.
- [8] 宋平岗, 李云丰, 王立娜, 等. MMC-HVDC 电容协同预充电控制策略 [J]. 高电压技术, 2014, 40(8): 2471-2477.  
SONG Pinggang, LI Yunfeng, WANG Lina, et al. Capacitor coordinating pre-charging control strategy of MMC-HVDC [J]. High Voltage Engineering, 2014, 40(8): 2471-2477.
- [9] 刘焕, 岳伟, 张一工, 等. 基于准比例-谐振控制的 MMC-HVDC 环流抑制策略 [J]. 电力系统自动化, 2015, 39(12): 146-151.  
LIU Huan, YUE Wei, ZHANG Yigong, et al. Circulating current restraining strategy based on quasi proportional-resonance control in MMC-HVDC [J]. Automation of Electric Power Systems, 2015, 39(12): 146-151.
- [10] 张建坡, 赵成勇, 敬华兵. 比例谐振控制器在 MMC-HVDC 控制中的仿真研究 [J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(21): 53-62.  
ZHANG Jianpo, ZHAO Chengyong, JING Huabing. Simulating research of proportional resonant controllers in MMC-HVDC [J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(21): 53-62.
- [11] 赵昕, 赵成勇, 李广凯, 等. 采用载波移相技术的模块化多电平换流器电容电压平衡控制 [J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(21): 48-55.  
ZHAO Xin, ZHAO Chengyong, LI Guangkai, et al. Submodule capacitance voltage balancing of modular multilevel converter based on carrier phase shifted SPWM technique [J]. Proceedings of the CSEE, 2011, 31(21): 48-55.
- [12] 丁冠军, 汤广福, 丁明, 等. 新型多电平电压源换流器模块的拓扑机制与调制策略 [J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(36): 1-6.  
DING Guanjun, TANG Guangfu, DING Ming, et al. Topology mechanism and modulation scheme of a new multilevel voltage source converter modular [J]. Proceedings of the CSEE, 2009, 29(36): 1-6.
- [13] 余健明, 刘飞. 基于禁忌搜索算法的含风电机组的配电网无功优化研究 [J]. 西安理工大学学报, 2013, 29(1): 70-75.  
YU Jianming, LIU Fei. Research on reactive power optimization of the distribution network with wind power generation base on tabu search [J]. Journal of Xi'an University of Technology, 2013, 29(1): 70-75.

(责任编辑 杨小丽)