

文章编号: 1005-0523(2013)02-0037-05

一种模块化多电平换流器数学模型的建立方法

李云丰, 宋平岗, 王立娜, 卢杰

(华东交通大学电气与电子工程学院, 江西 南昌 330013)

摘要:模块化多电平换流器是一种新型的高压直流输电拓扑结构,它有着两电平电压源型拓扑结构不可比拟的优点,引起了国内外学术界和工业界的高度重视。模块化多电平换流器正确的数学模型能够很好的反映系统运行时的特性,为系统故障保护、优化控制以及参数的设计将提供强大的理论保障。深入研究了模块化多电平换流器的基本原理,建立了相应数学模型,推导出了电容电压,上下桥臂电流,相间环流的时域解析表达式。

关键词:模块化多电平换流器;高压直流输电;二倍频负序;桥臂电流;环流

中图分类号: TM464

文献标志码: A

目前为止,基于两电平电压源型的高压直流输电(high voltage direct current, HVDC)在国外得到了很好的应用^[1-5]。模块化多电平换流器(modular multilevel converter, MMC)是新一代的高压直流输电的拓扑结构,由德国慕尼黑联邦国防军大学的 R Marquart 和 A Lesnicar^[6-7]在 2002 年首次提出的。西门子成为世界上第一个成功应用这个拓扑结构的公司,并将其命名为 HVDC Plus^[8]。我国将该技术统一命名为“柔性直流输电”,对应英文为 HVDC Flexible,上海南汇风电场的 MMC-HVDC 示范性工程正是采用这种拓扑结构^[9-10]。

传统基于电网换流方式的高压直流输电(LCC-HVDC)有难以克服的弱点,比如受端必需是有源网络、不能实现有功功率和无功功率的独立控制,因此需要补偿大量无功、谐波含量高,需要体积庞大的滤波装置等^[11-12]。基于电压源(voltage source converter, VSC)两电平或三电平的 HVDC,存在着大量器件的串联,器件的动态均压和静态均压问题成为制约这种技术应用的瓶颈,与 LCC-HVDC 一样,它同样需要体积庞大的滤波装置,增大了换流站的占地面积^[1-2, 13]。然而,基于 MMC-HVDC 将会很好的解决传统 LCC-HVDC 和两电平 VSC-HVDC 自身存在的弱点,因此受到了国内外学术界普遍关注^[2, 14-15]。本文在文献[3]的基础上,根据阶梯波调制,合理地假设当模块数量足够多时投入的模块为连续变化量,建立了相应数学模

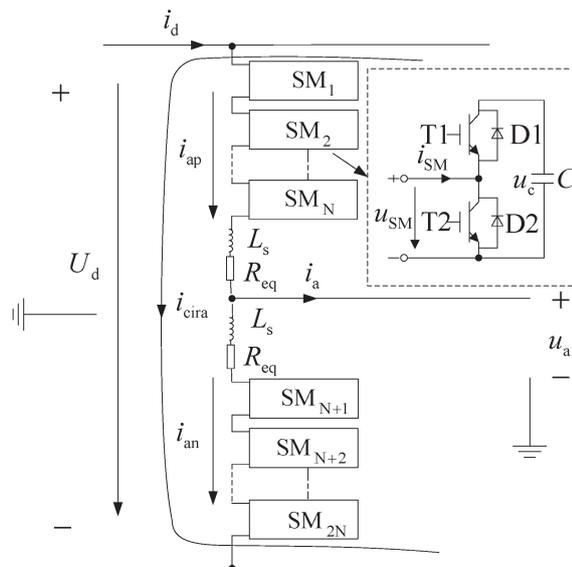


图1 MMC的基本拓扑结构
Fig.1 Basic topology of MMC

收稿日期: 2013-02-22

基金项目: 江西省研究生创新专项基金(YC2012-S076)

作者简介: 李云丰(1988—),男,硕士研究生,研究方向为高压直流输电。

型,推导出了电容电压,桥臂电流,相间环流的时域解析表达式。

1 MMC运行的基本原理

图1为MMC的基本结构图(只画出一相),每相由上桥臂和下桥臂构成,每个桥臂由一系列子模块(sub-module, SM)和限流电感 L_s 串联而成, R_{eq} 为桥臂损耗等效电阻。 $SM_i(i=1, 2, \dots, 2N)$ 为子模块; u_d 为直流侧电压; i_d 为直流侧电流瞬时值; i_{SM} 为子模块输出电流; i_{ap}, i_{an} 分别是 a 相上下桥电流, i_{cira} 为 a 相环流; u_{SM} 为子模块输出电压; $D1, D2$ 为功率二极管; $T1, T2$ 为功率开关管; C 为模块电容; u_c 为子模块电容电压。图1右上图是每个子模块的基本结构,分析子模块的工作特性可以知道,当上功率管T1开通,下功率管T2关断时,子模块投入工作;当上功率管T1关断,下功率管T2开通时,子模块被切除。

2 MMC的数学模型

根据MMC运行时的基本原理,得到子模块投入与切除的开关函数, S_{ji} 为开关变量函数

$$\begin{cases} S_{ji} = 1, \text{子模块投入} \\ S_{ji} = 0, \text{子模块切除} \end{cases} \quad (1)$$

式中: $i=1, 2, \dots, 2N$, $j=a, b, c$, N 为每相投入模块总数。分析MMC得到基本电压方程

$$U_d = \sum_{i=1}^{2N} S_{ji} \cdot u_{SMji} + 2R_{eq} \cdot i_{cirj} + 2L_s \frac{di_{cirj}}{dt} \quad (2)$$

$$u_j = \frac{u_{jn} - u_{jp}}{2} - \frac{R_{eq}}{2} i_j - \frac{L_s}{2} \frac{di_j}{dt} \quad (3)$$

式(2)和式(3)中: u_d 为直流侧电压; u_{SMji} 为 j 相第 i 个模块的电容电压; u_{jp}, u_{jn} 分别是上下桥臂投入电压大小; u_{cirj} 为产生相间环流的电感电压; u_j 和 i_j 为 j 相输出电压和电流; R_{eq} 为子模块平均导通电阻和线路寄生电阻的等效值。考虑理想情况下,电容电压没有波动,相间环流可以忽略,得到MMC运行时的电流方程以及直流电压、输出电压和桥臂电压之间的关系

$$i_d = i_{ap} + i_{bp} + i_{cp} = i_{an} + i_{bn} + i_{cn} \quad (4)$$

$$i_{jp} = \frac{I_d}{3} + \frac{i_j}{2}, i_{jn} = \frac{I_d}{3} - \frac{i_j}{2} \quad (5)$$

$$u_{jp} = \frac{U_d}{2} - u_j, u_{jn} = \frac{U_d}{2} + u_j \quad (6)$$

式(4)~(6)中, i_d, I_d 分别是直流侧电流的瞬时值和平均值, i_{jp} 和 i_{jn} 分别是 j 相上桥臂和下桥臂电流。为分析方便,以A相为例,设电压电流相角为 ϕ ,在图1中,令A相电压电流表达式为

$$u_a = U_a \sin \omega t, i_a = I_a \sin(\omega t - \phi) \quad (7)$$

3.1 MMC能量分析

MMC正常运行时,不考虑线路和换流站损耗时,一个周期内输送的有功能量全部消耗在受端,无功功率的交换则是由换流站和受端共同完成。正是因为能量的交换,导致模块电容电压的波动,结合MMC运行原理,上桥臂和下桥臂瞬时功率为

$$p_{ap} = u_{ap} i_{ap}, p_{an} = u_{an} i_{an} \quad (8)$$

将式(5~7)代入式(8)中,并将式(8)中的两个方程相加减,可以得到

$$\begin{cases} p_a = p_{ap} + p_{an} = \frac{U_d I_d}{3} - \frac{U_a I_a \cos \phi}{2} + \frac{U_a I_a \cos(2\omega t - \phi)}{2} \\ \Delta p_a = p_{ap} - p_{an} = \frac{U_d I_a}{2} \sin(\omega t - \phi) - \frac{2U_a I_d}{3} \sin \omega t \end{cases} \quad (9)$$

分析式(9)可知:

一个周期内当直流侧输出送的有功功率大于受端消耗的有功功率时,多余的能量将被模块内的电容吸收,模块电容电压平均值升高;反之,桥臂释放能量,缺少的能量由电容放电补偿,电容电压平均值下降;稳态时,电容电压平均值不变。

一个周期内三相桥臂之间不消耗有功功率,相间桥臂有功功率和无功功率的波动以2倍频并且为负序在三个桥臂之间传递。

上下桥臂之间能量的差值以工频频率在两个桥臂之间进行交换。

3.2 MMC解析表达式的推导与分析

MMC由一系列结构相同的子模块级联而成,每个子模块理论上对MMC运行的贡献率是一样,同样它们投入与切除的概率也是一样的。假设换流站在启动前各电容电压被预充电至同样的值,将上下桥臂各自看成是一个整体,开关频率一定高时^[3],子模块之间电压差值比较小,桥臂能量平均分配在各个子模块中,得到上下桥臂各自的能量方程

$$\begin{cases} \int_0^t p_{ap} dt = \frac{C}{2N} [u_d + \Delta u_{ap_sum}(t)]^2 - \frac{C}{2N} u_d^2 \\ \int_0^t p_{an} dt = \frac{C}{2N} [u_d + \Delta u_{an_sum}(t)]^2 - \frac{C}{2N} u_d^2 \end{cases} \quad (10)$$

式中: $\Delta u_{ap_sum}(t)$, $\Delta u_{an_sum}(t)$ 分别是上下桥臂的波动电压总和。将式(8)代入式(10),再将式(10)两式相加减,只考虑波动的交流分量,得到 $\Delta u_{ap_sum}(t)$, $\Delta u_{an_sum}(t)$ 时域解析表达式

$$\begin{cases} \Delta u_{ap_sum}(t) = -K_1 N \sin(\omega t + \beta) + K_2 N \sin(2\omega t - \phi) \\ \Delta u_{an_sum}(t) = K_1 N \sin(\omega t + \beta) + K_2 N \sin(2\omega t - \phi) \end{cases} \quad (11)$$

式中: $K_1 = S \sqrt{k^2 + m^2 - 4} \cos \phi / 6\omega C u_d$; $K_2 = S / 12\omega C u_d$; $k = 3I_a / 2I_d$; m 为电压调制度, $m = 2u_a / u_d$; $S = 3u_a I_a / 2$; $\beta = \arctan[(k \cdot \sin \phi / (k \cdot \cos \phi - m))]$ 。可以得到上下桥臂子模块电容电压的表达式

$$\begin{cases} u_{smp} = u_{c0} - K_1 \sin(\omega t + \beta) + K_2 \sin(2\omega t - \phi) \\ u_{smn} = u_{c0} + K_1 \sin(\omega t + \beta) + K_2 \sin(2\omega t - \phi) \end{cases} \quad (12)$$

式中: U_{c0} 为电容电压理想平均值。分析此式,可以得到以下结论:

电容电压中含有直流分量、工频频率波动分量、二倍频波动分量;

上下桥臂中电容电压的基波分量大小相等,相位相差 180° ,二倍频分量大小相等并且相位相同,桥臂电流中必含有二倍频的电流分量。

MMC主要应用于高压大功率场合,当子模块的数量足够多时,假设投入上下桥臂的子模块数目是成正弦规律变化的连续曲线,采用最近电平逼近方式进行调制完全可以满足上述假设,上下桥臂需要投入的模块数分别为

$$n_p = \frac{N}{2}(1 - m \sin \omega t), \quad n_n = \frac{N}{2}(1 + m \sin \omega t) \quad (13)$$

将式(12)与式(13)分别相乘得到上下桥臂投入工作的电压表达式为

$$\begin{cases} u_{ap} = \frac{N}{2}(1 - m \sin \omega t)(u_{c0} - K_1 \sin(\omega t + \beta) + K_2 \sin(2\omega t - \phi)) \\ u_{an} = \frac{N}{2}(1 + m \sin \omega t)(u_{c0} + K_1 \sin(\omega t + \beta) + K_2 \sin(2\omega t - \phi)) \end{cases} \quad (14)$$

将式(14)两式相加,只考虑交流分量并根据式(2)可以得到电感两端电压以及环流表达式

$$\begin{cases} u_{cira} = \frac{NmK_1}{2} \cos(2\omega t + \beta) - NK_2 \sin(2\omega t - \phi) \\ i_{cira} = A \sin(2\omega t + \beta) + B \cos(2\omega t - \phi) \end{cases} \quad (15)$$

式中: $A = NmK_1 / 8\omega L_s$, $B = NK_2 / 4\omega L_s$ 。结合三相桥臂可知^[3]:

- 1) 相间环流为二倍频的负序分量,环流没有直流分量和基波分量;
- 2) 环流产生的损耗与其幅值的平方成正比;
- 3) 环流的大小与限流电感 L_s 成反比,增大 L_s 的值可以降低环流的幅值,但是MMC动态特性会变差。
- 4) 在电容电压平衡性一样的情况下,环流的幅值与投入总模块数和负载大小成正比。

于是式(5)和式(12)可修正为

$$\begin{cases} i_{jp} = \frac{I_d}{3} + \frac{i_j}{2} + i_{cirj} \\ i_{jn} = \frac{I_d}{3} - \frac{i_j}{2} + i_{cirj} \end{cases} \quad (16)$$

4 仿真验证

在MATLAB中搭建了基于80个子模块的MMC系统,直流电压 $U_d = 40 \text{ kV}$, 负载等效电阻 $R = 10 \Omega$, $L = 10 \text{ mH}$, 限流电感 $L_s = 10 \text{ mH}$, 电容 $C = 25 \text{ mF}$ 。

图2是电容电压平均波动仿真值与计算值之间的比较波形,纵坐标为电容电压平均值。图2中显示了两个波形在相位上是相同的,最大值和最小值基本一致。图3和图4为上桥臂电流仿真值和计算值以及相间环流仿真值和计算值,桥臂电流计算值含有直流分量、基波分量和二倍频分量,环流计算值只有二倍频分量;两者的仿真值中不仅有这些量,也有高次的谐波分量,它们对波形的影响很小。

在实际应用中,一般都会产生开关频率优化算法和环流抑制算法,此时桥臂电流和环流计算的表达式将不再适用,因环流被抑制很小后,桥臂电流的表达式可近似用式(5)计算出。

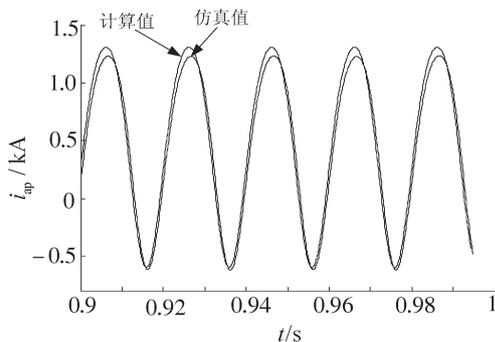


图3 桥臂电流仿真值和计算值
Fig.3 Simulation and calculating results of arm current

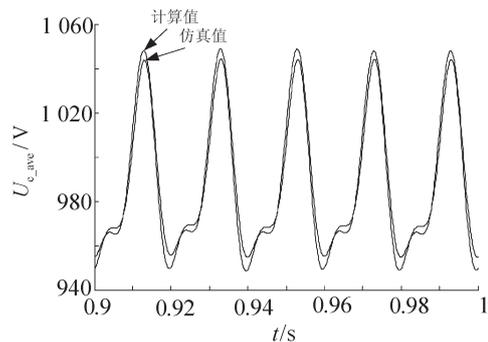


图2 电容电压平均波动仿真值与计算值
Fig.2 Simulation and calculating results of capacitance voltage fluctuation on average

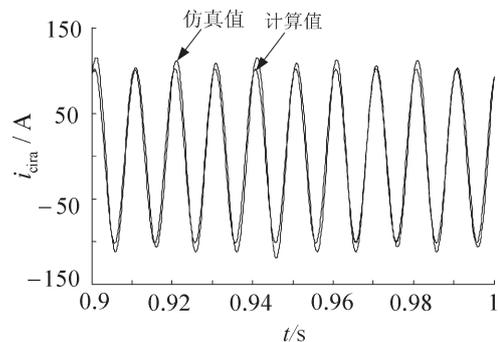


图4 相间环流仿真值和计算值
Fig.4 Simulation and calculating results of circulating current

5 结论

模块化多电平换流器是新一代的高压直流输电拓扑结构,本文在研究了MMC基本运行原理的基础上,对MMC进行了数学模型的建立,推导了模块电容电压、桥臂电流、相间环流的时域表达式。最后通过仿真模型,验证了所推导数学表达式是正确的。

参考文献:

- [1] 屠卿瑞,徐政,郑翔,等. 模块化多电平换流器型直流输电内部环流机理分析[J]. 高电压技术,2010,36(2):547-552.
- [2] 屠卿瑞,徐政,郑翔,等. 一种优化的模块化多电平换流器电压均衡控制方法[J]. 电工技术学报,2011,26(5):15-20.
- [3] 王姗姗,周孝信,汤广福,等. 模块化多电平电压源换流器的数学模型[J]. 中国电机工程学报,2011,31(24):1-8.
- [4] SOLAS E, ABAD G, ABARREN A, et al. Modelling, simulation and control of modular multilevel converter[C]// 14th International Power Electronics and Motion Control Conference, Ohrid Wikipedia: IEEE, 2010: 90-96.
- [5] SOLAS E, ABAD G, ABARREN A, et al. Modulation of modular multilevel converter for HVDC application[C]// 14th International Power Electronics and Motion Control Conference, Ohrid Wikipedia: IEEE, 2010: 84-89.
- [6] LESNICAR A, MARQUARDT R. An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range[C]// IEEE Power Tech Conference Proceedings, Bologna Italy: IEEE, 2003: 6.
- [7] STEFFEN R, STEFFEN B, MARC H, et al. Modeling, simulation and analysis of a modular multilevel converter for medium voltage applications[C]//14th International Power Electronics and Motion Control Conference, Ohrid Wikipedia: IEEE, 2010: 775-782.
- [8] 郭捷,江道灼,周月宾,等. 交直流侧电流分别可控的模块化多电平换流器控制方法[J]. 电力系统自动化,2011,35(7): 43-47.
- [9] 徐政,屠卿瑞,裘鹏. 从2010国际大电网会议看直流输电技术的发展方向[J]. 高电压技术,2010,36(2):3070-3076.
- [10] 江政昕,李广凯,王鸿雁,等. 模块化多电平换流器直流输电稳态仿真分析[J]. 电气技术,2011(8):5-9.
- [11] 李响,王志新,刘文晋. 海上风电柔性直流输电变流器的研究与开发[J]. 电力自动化设备,2009,29(2):10-14,20.
- [12] 姚伟,程时杰,文劲宇. 直流输电技术在海上风电场并网中的应用[J]. 中国电力,2007,40(10):70-74.
- [13] 刘钟淇,宋强,刘文华. 采用MMC变流器的VSC-HVDC系统故障态研究[J]. 电力电子技术,2010,44(9):69-72.
- [14] 陈诚,王勋,程宏波. 三相PWM整流系统的研究[J]. 华东交通大学学报,2012,29(6):40-44.
- [15] 宋平岗,王锴,兰洁,等. 直接功率控制在三相光伏并网系统中的研究[J]. 华东交通大学学报,2013,30(1):10-14.

The Mathematic Modeling Method of Modular Multilevel Converter

Li Yunfeng, Song Pinggang, Wang Lina, Lu Jie

(School of Electrical and Electronic Engineering, East China Jiaotong University, Nanchang 330013, China)

Abstract: Modular multilevel converter is a novel topological structure of high voltage direct current, which draws significant attention of academia and industries at home and abroad with its merits that two level voltage source converter can't assimilate. Proper mathematic modeling can reflect the nature of the system and provide heavily theoretical security for system fault protection, optimization control and system parameters designing. After researching the principle of modular multilevel converter, this paper establishes its corresponding mathematic model and derives the analytic expressions of capacitance voltage, upper and lower arm current, phase to phase circulating current.

Key words: modular multilevel converter; high voltage direct current; double frequency negative sequence; arm current; circulating current