

大功率MMC换流站最近电平调制策略研究

介绍了模块化多电平换流器 (Modular Multilevel Converter, MMC) 的基本拓扑结构和工作原理。针对脉冲宽度调制在大功率MMC换流站中应用的一些弊端, 如开关频率过高, 由于复杂性难以实现等, 提出了最近电平调制策略在MMC中应用的实现方法, 并对该种调制策略原理、输出电压基波和各次谐波进行了分析。在PSCAD/EMTDC仿真环境下, 搭建了5电平和13电平MMC模型, 对提出的最近电平逼近调制策略进行验证。对输出电压质量和各次谐波含量进行了分析, 验证了该调制策略的有效性和适用于大功率MMC换流站场合。

郭家虎 顾先明 李鹏鹏/安徽理工大学电气与信息工程学院



郭家虎/教授

由于模块化多电平换流器 (Modular Multilevel Converter, MMC) 是一种新型级联型多电平变换器^[1], 具有模块化的结构、多电平电压输出波形、不平衡运行能力及故障穿越能力^[2], 特别适合新能源发电并网, 柔性直流输电等场合。

现阶段国内外提出的适用于模块化多电平变换器的调制方法种类繁多, 总的可以分为两大类: ①阶梯波调制 (Staircase Modulation)。②载波脉冲宽度调制 (Pulse Width Modulation)。其中阶梯波调制方法中的代表是最近电平调制 (Nearest Level Modulation, NLM)。载波脉冲宽度调制中的代表是载波层叠PWM (Carrier Disposition PWM)、载波移相PWM (Carrier Phase Shifted-PWM) 和空间矢量PWM (Space Vector PWM)^[3]。

载波层叠PWM、载波移相PWM调制

策略下的MMC换流站的开关频率比较高, 开关管损耗较大, 谐波含量较多^[4]。而采用空间矢量PWM调制策略对MMC换流站进行控制时, 由于换流站输出电平数与电压空间矢量数呈立方的关系, 控制5电平的MMC换流站, 电压空间矢量数之多达125个, 对于大功率的MMC换流站来说, 该方法无论对于硬件还是软件控制电路来说, 实现起来都有很大的困难^[5]。为了降低大功率MMC换流站的IGBT开关频率, 降低实现难度, 方便扩容, 本文提出了适用于大功率MMC换流站、易于实现的最近电平调制策略。

MMC拓扑结构和工作原理

典型的三相模块化多电平换流器的基本结构和子模块结构^[6]如图1所示。每个换流器由三相构成, 每相包含上、下两个桥臂, 共6个桥臂, 每个桥臂由 N 个子模块 (Sub-Modular, SM) 和一个电感 L_s 串联而成, 上下两条直流母线之间的电压是 U_{dc} , O 是零电位参考点。 VT_1 和 VT_2 为IGBT; VD_1 和 VD_2 为反并联的二极管; C 为子模块外接电容; U_c 为单个子模块电容电压; U_{SM} 为子模块电压; i_{sm} 为流过子模块的电流。

正常工作时, 每个子模块单元相当于一个可控的电压源, 通过IGBT驱动给每个子模块IGBT适当的触发脉冲, 使子模块工作在不同的工作状态, 维持MMC换流站的正常运行。

VT_1 和 VT_2 为1表示加开通信号, 为0表示加关断信号。子模块正常工作为投入和切除状态, 闭锁状态用在换流站刚

关键词/Keywords

模块化多电平换流器 ·
最近电平调制 ·
谐波 ·
大功率 ·

国家自然科学基金 (50907001)。

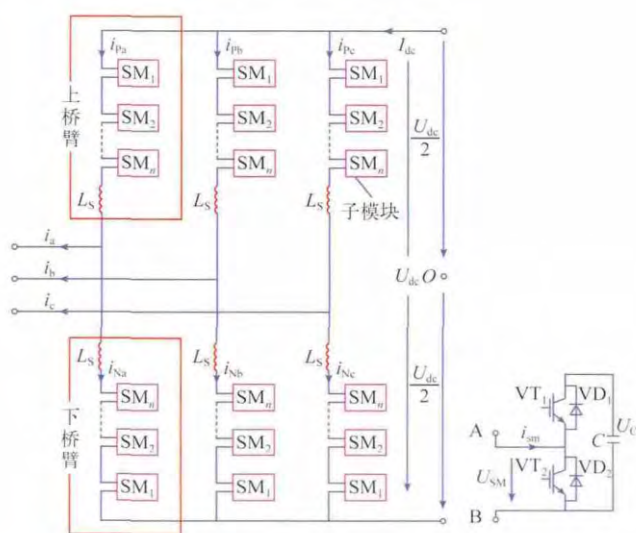


图1 MMC和子模块基本结构

起动时向子模块电容充电，或者在故障时，将子模块旁路。子模块的3种工作状态如表1所示。

表1 子模块状态

VT ₁	VT ₂	电流方向	U _{SM}	状态	说明
1	0	A到B	U _C	投入	电容充电
1	0	B到A	U _C	投入	电容放电
0	1	A到B	0	切除	旁路
0	1	B到A	0	切除	旁路
0	0	A到B	U _C	闭锁	电容充电
0	0	B到A	0	闭锁	旁路

通过控制子模块的工作方式，使子模块输出不同的电压值，这些电压值叠加构成每个桥臂的电压，交流侧每相输出电压表达式如下

$$U_s = \frac{U_N - U_P}{2} \quad (1)$$

式中， U_s 为交流侧A相相电压； U_P 为上桥臂电压； U_N 为下桥臂电压。

由式（1）知，交流侧输出相电压为每相下桥臂与上桥臂电压之差的1/2。以5电平MMC为例，输出电压 U_s 共有5个不同的电压值，分别是 $-U_{dc}/2$ 、 $-U_{dc}/4$ 、0、 $U_{dc}/4$ 和 $U_{dc}/2$ ，即上下桥臂分别由N个子模块，可以构成N+1个电平，每一时刻每个相单元投入的子模块个数是N。因此有

$$U_{dc} = \sum_{i=1}^N u_{ia} + 2L_s \frac{d}{dt}(i_{Pa} + i_{Na}) \quad (2)$$

由于 L_s 很小，为了方便稳态分析，可以忽略电

抗上的压降。 L_s 的存在能够有效抑制相间环流和短路故障时抑制交流冲击电流，使IGBT在较低的过电流水平下关断，提高MMC的可靠性。

最近电平逼近调制（NLM）基本原理和算法实现

1. 最近电平逼近调制（NLM）基本原理

图2为5电平MMC换流站a相各子模块在最近电平逼近调制下的导通与关断情况。 $0 \sim \theta_1$ 范围内，上下桥臂投入的子模块个数均为2个，则相电压输出为0；在 $\theta_1 \sim \theta_2$ 范围内，上桥臂投入1个子模块，下桥臂投入3个子模块，相电压输出值是 U_C ；在 $\theta_2 \sim \theta_3$ 范围内，上桥臂投入0个子模块，下桥臂投入4个子模块，相电压输出值是 $2U_C$ ；在 $\theta_3 \sim \theta_4$ 范围内，上桥臂投入1个子模块，下桥臂投入3个子模块，相电压输出值是 U_C ；在 $\theta_4 \sim \pi$ 范围内，上桥臂投入2个子模块，下桥臂投入2个子模块，相电压输出值是0；在 $\pi \sim 2\pi$ 范围内原理类似。即每个时刻下桥臂投入的子模块个数为

$$n_{down} = \frac{N}{2} + \text{round}\left(\frac{u_s}{U_C}\right) \quad (3)$$

每个时刻上桥臂投入的子模块个数是

$$n_{up} = N - n_{down} = \frac{N}{2} - \text{round}\left(\frac{u_s}{U_C}\right) \quad (4)$$

式中， N 为每时刻每相投入的子模块个数； $\text{round}(x)$ 为取与 x 最接近的整数； u_s 为正弦调制波； U_C 为子模块的电容电压值。

2. 电容电压平衡控制

最近电平逼近调制的算法实现如图3所示，先对桥臂子模块采样的电容电压值进行由大到小排序，若桥臂电流 i_P/i_N 为正，选取排序后电压值低的N个子模块，对电容进行充电；若桥臂电流 i_P/i_N 为负，选取排序后电压值高的N个子模块，对电容进行放电。如此以控制各子模块电容电压值平衡。

3. 最近电平调制子模块开关频率

在一个子模块开关周期内，交流参考电压的变化值小于一个子模块电容电压值 U_C 时，MMC换流站交流侧输出电压才能呈现出具有最大电平数的阶梯波。设交流侧输出参考电压为

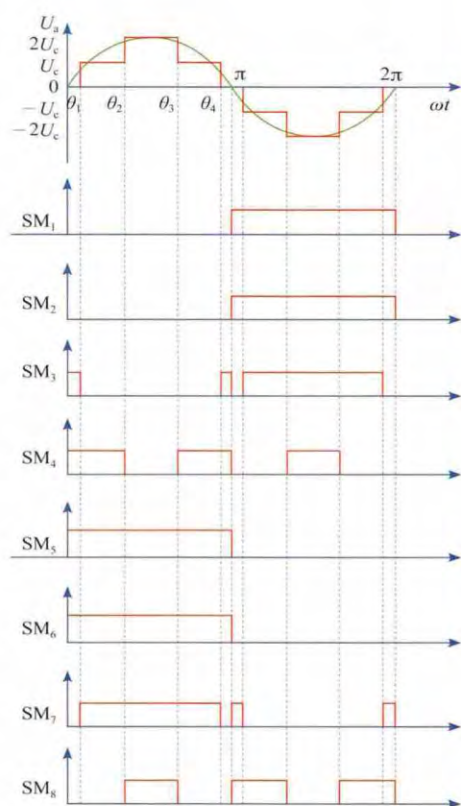


图2 5电平MMC最近电平调制原理图

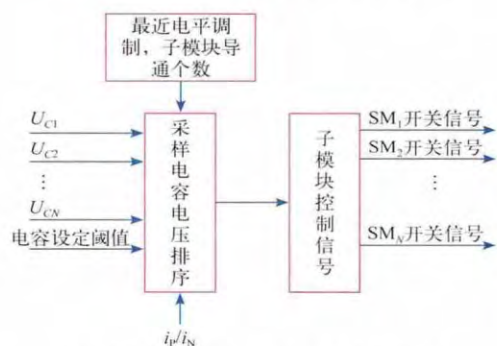


图3 子模块电容电压平衡控制框图

$$u_r(t) = \frac{m}{2} U_{dc} \sin(\omega t) \quad (5)$$

式中, m 为调制度, $0 < m < 1$; U_{dc} 为直流母线间电压。对式(5)进行微分, 得到

$$\frac{du_r(t)}{dt} = \frac{m\omega}{2} U_{dc} \cos(\omega t) \quad (6)$$

令 $f = 1/dt$, $du_r(f) = \Delta u_r$, 式(6)变为

$$\Delta u_r = \frac{m\omega}{2f} U_{dc} \cos(\omega t) \quad (7)$$

由 $\Delta u_r \leq U_c$, $\cos(\omega t)$ 取最大值1得

$$f \geq \frac{m\omega U_{dc}}{2U_c} \quad (8)$$

对于9电平, 调制度 $m = 0.8$, $U_{dc} = 18 \text{ kV}$, $U_c = 2.25 \text{ kV}$, 求得子模块触发频率的最小值是1 005 Hz, 可见, 使用最近电平调制法的子模块触发频率较低, 有利于减少开关损耗, 延长IGBT使用寿命, 提高MMC换流站的系统稳定性^[7]。

最近电平逼近调制的基波和谐波分析

设调制波的数学表达式 $U_s = M \sin(\omega t)$, 由图2可得到相电压的输出波形是1/4周期奇对称^[8], 由Fourier级数得到基波和各次谐波的表达式

$$u_s(\omega t) = \frac{4U_c}{\pi} \sum_{i=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{i} (\cos i\theta_1 + \cos i\theta_2 + \dots + \cos i\theta_k) \sin(i\omega t) \quad (9)$$

其中, 基波表达式为

$$\frac{4U_c}{\pi} (\cos \theta_1 + \cos \theta_2 + \dots + \cos \theta_k) \sin(\omega t) \quad (10)$$

各奇次谐波表达式为

$$\frac{4U_c}{\pi} \sum_{i=3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{i} (\cos i\theta_1 + \cos i\theta_2 + \dots + \cos i\theta_k) \sin(i\omega t) \quad (11)$$

式中, θ_k 为相电压波形第一个1/4周期内的第 k 个电平投入时的电角度; k 为1/4周期内投入的最高电平数, 为 $N/2$ (N 为每相投入的子模块之和); U_c 为每个子模块的电容电压值。 θ_k 的数学表达式

$$\begin{cases} \theta_1 = \arcsin \frac{0.5U_c}{M} \\ \theta_2 = \arcsin \frac{1.5U_c}{M} \\ \vdots \\ \theta_k = \arcsin \left\{ \min \left[\text{round} \left(\frac{M}{U_c} \right), \frac{N}{2} \right] - 0.5 \right\} \frac{U_c}{M} \end{cases} \quad (12)$$

将式(12)代入式(10), 可以得到每相输出相电压的基波值, 式(12)代入式(11), 可以得到每相输出相电压各次谐波的值。

实验仿真分析

在PSCAD/EMTDC环境下搭建了基于最近电平调制的5电平和13电平的MMC换流站系统模

型。子模块电容电压额定值 $U_c=2.25$ kV, 电容 $C=3.4$ mF, 桥臂电感 $L=1$ mH。5电平MMC换流站每相上下桥臂各有4个子模块, 直流母线间电压 $U_{dc}=9$ kV; 13电平MMC换流站每相上下桥臂各有12个子模块, 直流母线间电压 $U_{dc}=27$ kV。

5电平MMC换流站交流侧输出电压波形如图4所示, 电压最大幅值接近4.5 kV, 即 $2U_c$ 的值。13电平MMC换流站交流侧输出电压波形如图5所示, 电压最大幅值接近13.5 kV, 即 $6U_c$ 的值。验证了最近电平调制算法在MMC换流站运行过程中的有效性。

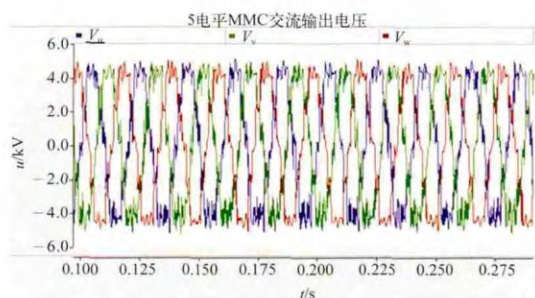


图4 5电平MMC输出电压波形

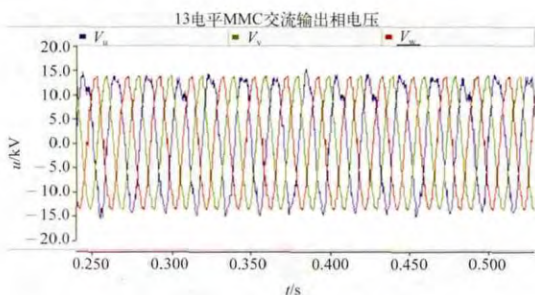


图5 13电平MMC输出电压波形

在最近电平调制下, 5电平和13电平MMC输出相电压的偶次谐波含量由数学分析和实验得到的数据基本为零。奇次谐波含量如表2所示。分析实验数据得到在相同谐波次数下, 13电平要比5电平的谐波含量小, 且谐波的总畸变率随着电平数的增加也随之减小。

表2 不同电平MMC输出谐波含量

谐波次数	5电平MMC	13电平MMC
1	1	1
3	0.055 5	0.019 1
5	0.024 9	0.007 8

(续)

谐波次数	5电平MMC	13电平MMC
7	0.024 5	0.000 9
9	0.060 1	0.005 1
11	0.096 3	0.009 7
13	0.058 8	0.010 9
15	0.070 1	0.007 9
17	0.030 0	0.001 9
19	0.020 2	0.015 2

结束语

本文首先介绍了MMC换流站的基本拓扑结构和工作原理, 分析了最近电平法调制策略和子模块开关频率。分析了MMC交流侧输出相电压的基波和各次谐波含量。在仿真中验证了在最近电平法调制下, MMC电平数越多, 输出波形的质量越好。最近电平调制法适用于大功率MMC换流站的控制。

参考文献

- [1] 徐政. 柔性直流输电系统 [M]. 北京: 机械出版社, 2012: 27-32.
- [2] 高淳. 模块化多电平换流器控制系统关键技术研究 [D]. 上海: 上海交通大学, 2013.
- [3] 李英涛. 应用于VSC-HVDV的模块化多电平变换技术研究 [D]. 济南: 山东大学, 2013.
- [4] 廖其艳. 基于MMC的轻型直流输电系统控制策略研究 [D]. 淮南: 安徽理工大学, 2012.
- [5] 王思蕴. 模块化多电平变流器控制方法的研究 [D]. 杭州: 浙江大学, 2013.
- [6] 李鹏鹏, 郭家虎, 梁克靖. 基于MMC的最近电平逼近调制谐波特性分析 [J]. 电源技术, 2014, 38 (4): 759-763.
- [7] 孙世贤, 田杰. 适合MMC型直流输电的灵活逼近调制策略 [J]. 中国电机工程学报, 2012, 32 (28): 62-67.
- [8] 管敏渊, 徐政, 屠卿瑞, 等. 模块化多电平换流器型直流输电的调制策略 [J]. 电力系统自动化, 2010, 34 (2): 48-52.

(收稿日期: 2014-06-09) EA