

模块化多电平换流器的混合PWM调制方法

给出适用于中压模块化多电平换流器的混合PWM调制方法，在不大幅增加开关损耗的前提下降低电压输出畸变，同时实现子模块电压平衡控制。通过取整函数和方向判断函数得到阶梯波，经4状态的状态机安排子模块参与投切，并控制处于1个预投入或预切除状态的子模块发出PWM波，可以在换流器交流侧得到多电平PWM电压输出。通过仿真计算表明，给出的方法可以实现中压模块化多电平换流器的PWM调制，换流器开关频率低于传统PWM调制，输出电压畸变低于NVL调制。

郭捷 刘曼 胡文平/国网河北省电力公司电力科学研究院



郭捷/工程师

模块化多电平换流器 (Modular Multilevel Converter, MMC) 作为一种新型电压源换流器，为电力电子技术在电力系统应用提供了新的技术方案，并得到学术界和工业界的广泛重视^[1-4]。模块化多电平换流器的子模块桥式级联结构使其具有高压大容量、高可靠性和输出畸变率低等优点，其应用已经遍及高压 (柔性) 直流输电^[5-6]、柔性交流输电^[7-8]及电动机拖动^[4]等多个领域。

调制系统是模块化多电平换流器的重要组成部分，将控制系统的数字指令值转化为用来驱动电力电子器件的开关信号。调制系统关系到换流器的响应特性、谐波特性和功耗水平等重要性能指标，对其进行深入研究具有重要意义^[9]。模块化多电平换流器的调制方法主要有脉宽调制^[4] (Pulse Width Modulation, PWM) 和最近电平调制^[10-11] (Nearest Voltage Level Modulation, NVL) 两类方法。

模块化多电平换流器的PWM调制主要采用载波移相正弦脉宽调制法。首先

将交流相电压指令值分解为上下桥臂电压指令值，然后再分解为桥臂各子模块参考电压，最后通过载波移相的方式形成各子模块的开关驱动信号。电路中各子模块输出PWM波并相互叠加，在换流器交流输出端形成多电平PWM输出，当桥臂子模块数为 M 时，输出电压峰峰电平数为 $2M+1$ ，换流器输出畸变小，但是等效开关频率较高，应用电压等级较高时，子模块数量多，开关损耗较大。NVL调制通过选择性控制桥臂子模块投切，在换流器交流输出端形成多电平阶梯波输出，输出电压峰峰电平数为 $M+1$ 。当子模块数量增加时输出电平数也随之增加，能很好地逼近正弦波，并且可以维持较低的开关频率，但是应用电压等级较低时，子模块数量少，输出电压波形畸变较为严重。

为了满足模块化多电平换流器在静止无功发生器、静止无功补偿装置、有源滤波装置及电动机拖动等中压领域应用，给出了一种混合PWM调制方法，使其开关损耗 (等效开关频率) 低于传统PWM调制，输出电压波形畸变率低于传统NVL调制，并能够实现子模块电压的平衡控制。

混合PWM调制方法基本原理

混合PWM调制结合了NVL调制与PWM调制的工作原理，即通过NVL在MMC交流侧生成多电平阶梯波，并在此基础上叠加一个处于PWM工作状态的子模块，使交流输出电压呈现多电平PWM波特性。即通过阶梯波形成基本的多电

关键词/Keywords

模块化多电平换流器 ·
电压源换流器 ·
脉宽调制 ·
最近电平调制 ·
开关损耗 ·
总谐波畸变率 ·

平波形,再由叠加的PWM波刻画波形细节。同时,所叠加的PWM工作状态子模块并不是固定的某一个子模块,而是根据桥臂子模块组的工作状态进行选择,并利用其实施子模块电压平衡控制。

1. 多电平阶梯波生成方法

多电平阶梯波以正弦参考波为基准生成,计算原则为:若参考波处于上升阶段,则采用向上取整函数生成电平值;若参考波处于下降阶段,则采用向下取整函数生成电平值。为了适应PWM波的叠加,在该原则下生成的阶梯波与NVL调制利用就近取整函数生成的阶梯波^[10-11]有所不同,如图1所示。其中:上图实线曲线为采用混合PWM调制产生的阶梯波波形,下图实线曲线为采用NVL调制产生的阶梯波波形,图中虚线为正弦参考波波形。

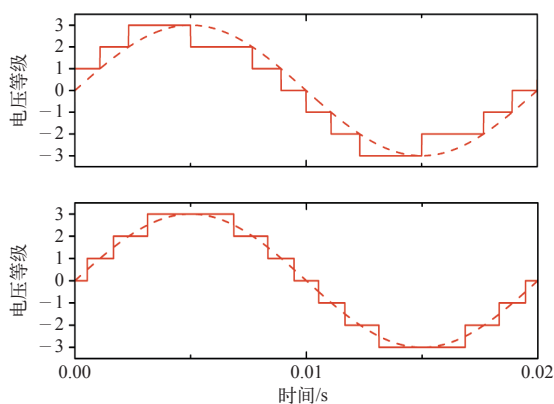


图1 混合PWM法与NVL法阶梯波波形对比

具体以A相为例,该原理可以通过图2所示控制框图实现。图2中 V_c 为子模块电容额定电压, V_d 为MMC直流侧电压, m 为调制比,切换开关由方向判断函数输出结果的正负决定采用上取整或下取整函数的值。工程中需要注意的是,原理框图中方向判断环节必须加入闭锁环节(当输出发生一次改变后,闭锁一段时间不允许输出再次发生变化,闭锁时间可设置为毫秒级),以消除参考波局部抖动带来的取整函数频繁切换。

生成阶梯波后,NVL调制根据阶梯波所指定的电平,通过电压排序直接安排桥臂子模块开关状态。混合PWM调制根据阶梯波所指定的电平,经过一个4状态的状态机安排子模块参与投切,并

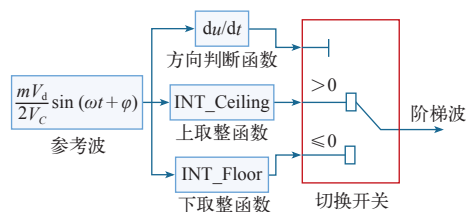


图2 阶梯波生成原理框图(A相)

选择桥臂上一个子模块发出需要叠加的PWM波,状态机如图3所示。

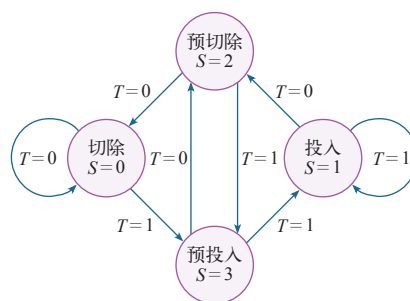


图3 子模块投切状态机

图3中, S 表示该子模块状态; T 表示该子模块状态转移条件。各状态定义为:“切除”表示子模块切除出主电路,输出端电压为0,等效为短路;“投入”表示子模块投入到主电路,输出端电压为 V_c ,等效为子模块直流电容;“预切除”定义为子模块处于切除前的准备状态,此时子模块发PWM波;“预投入”定义为子模块处于投入前的准备状态,此时子模块发PWM波。转移条件的取值方法是,当某相对应的阶梯波上调一个电平时,该相上桥臂子模块的一个状态转移条件 $T=1$ 的子模块置为 $T=0$,下桥臂子模块的一个状态转移条件 $T=0$ 的子模块置为 $T=1$;当某相对应的阶梯波下调一个电平时,该相上桥臂子模块的一个状态转移条件 $T=0$ 的子模块置为 $T=1$,下桥臂子模块的一个状态转移条件 $T=1$ 的子模块置为 $T=0$ 。当设置状态转移条件时,若有多个子模块可供选择,则根据子模块电压和桥臂电流方向进行选择,从而实现子模块电压平衡控制,具体选择方法下面进行说明。

2. PWM波生成方法

叠加的PWM波并不是以正弦波为调制波而进行脉宽调制的,它的调制波为前述的阶梯波与正弦波相差部分的绝对值,例如调制比 $m=1$ 时波形

如图4所示。产生该调制波的方法如图5所示（以A相为例），其中过零比较函数当输入小于0时，输出为1，反之为0，并同样具有闭锁环节防止输出抖动（闭锁时间为数毫秒）。

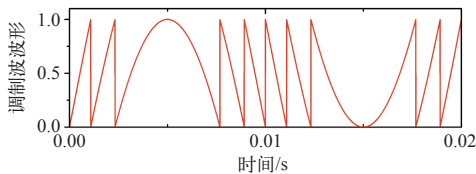


图4 调制波波形 ($m=1$)

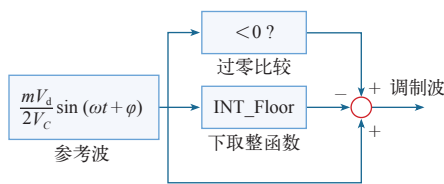


图5 PWM调制波生成原理框图（A相）

产生调制波后，使其与载波比较即可分别生成上下桥臂的PWM波。比较产生PWM波的方法如图6所示（以A相为例），其中，比较函数具有闭锁环节（闭锁时间选择范围从数百微秒到数毫秒），并当A端输入大于B端输入时，输出为1，反之为0。为了强化子模块电压平衡控制效果，还可向调制波上叠加附加控制电压（ v_{add_AP} 表示A相上桥臂PWM_AP波的附加控制电压， v_{add_AN} 表示A相下桥臂PWM_AN波的附加控制电压），具体附件控制方法下面进行说明。

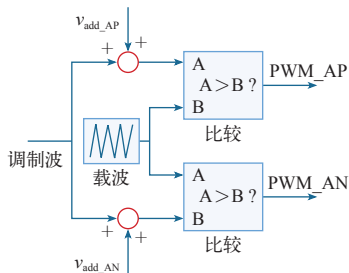


图6 PWM波生成原理框图（A相）

子模块电压平衡控制

实现子模块电压平衡控制是MMC控制系统的重要任务，目的是保证子模块电压在额定电压附近合理范围内波动。子模块平衡控制需要实时不

断地进行调节，所以常通过换流器调制层面进行控制。

载波移相PWM调制根据桥臂电流方向，采用向子模块电压参考波中插入附加控制电压的方式控制子模块电压，NVL调制对子模块电压进行排序并采用选择性投切子模块的方式控制子模块电压。混合PWM调制综合两种方法的子模块均压控制策略：在确定子模块投切状态时采用子模块选择性投切，并且在生成PWM波时向调制波中插入控制电压进行子模块附加电压控制。混合PWM调制的两种子模块电压控制方法分别控制，可提高子模块电压平衡控制的可靠性，并能达到较好的均压效果。

1. 子模块选择性投切策略

子模块状态转移时，若有多个子模块可供选择，则将这些子模块电压进行排序，并根据桥臂电流方向进行选择投切。设桥臂电流注入子模块电容正极为正方向，选择方法如表1所示。

表1 设置状态转移条件时子模块选取方法

桥臂电流方向	T	应选取的子模块
正	1	T 当前值为0且电容电压最小
	0	T 当前值为1且电容电压最大
负	1	T 当前值为0且电容电压最大
	0	T 当前值为1且电容电压最小

混合PWM调制与NVL调制在子模块选择性投切上的不同点在于：NVL调制的子模块选择性投切可以直接确定子模块的投切状态且状态仅有投入和切除2种，而混合PWM调制的子模块选择性投切并不直接改变子模块状态，而是通过改变状态转移条件 T ，使其驱动状态机进而间接改变子模块投切状态 S ，并且子模块状态有预投入、预切除、投入和切除4种。

2. 子模块附加电压控制

除通过选择性投切进行子模块电压平衡控制外，还采用向调制波插入附加控制电压的方法进一步强化平衡控制效果和可靠性。以A相上桥臂为例，控制框图如图7所示，图7中： $v_{sm_AP}^*$ 为当前处于预投切状态的子模块的电容电压， K_b 为比例调节器系数，并根据桥臂电流方向取正负号（电流注

入子模块电容正极为正方向)。

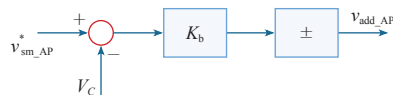


图7 子模块附加电压控制框图

混合PWM调制与传统PWM调制所采用附加电压进行控制的不同点在于：传统PWM调制每一子模块均有附加电压控制，而混合PWM调制附加电压控制只作用于桥臂上处于预投切状态的子模块，即控制的子模块同一时刻有且仅有一个，当子模块状态变化时，附加电压控制所作用的子模块也会随之变化。采用此方法的优势在于，由表1可知，处于预投切状态的子模块即为所在桥臂电压最高或最低的子模块，对其进行附加电压控制可取得较选择性投切更好的均压效果。

仿真计算分析

根据前文所述的混合PWM调制方法，建立混合PWM调制方法的并网换流器仿真模型，详细参数如下：换流器交流额定电压6.3 kV；直流额定电压 ± 5.2 kV；每桥臂子模块数6个；子模块直流电容器6 mF；子模块额定电压1 750 V；桥臂缓冲电抗器3 mH；直流电源内阻0.2 Ω ；交流系统电感（含换流器交流电抗器）25 mH；电阻0.4 Ω ；调制系统PWM载波频率2 kHz；PI控制器采用有功无功电流解耦控制。

设定换流器输出有功1 MW，无功0.2 Mvar，达到稳态运行后仿真波形如图8所示，其中， v_{abc} 是换流器三相交流相电压， i_{abc} 是换流器三相交流电流， $v_{SM_a_1-12}$ 是换流器A相子模块直流电容电压。仿真结果表明， v_{abc} 呈现7电平PWM波特性，由于交流阻抗的滤波作用， i_{abc} 畸变较小呈正弦波特特性，子模块电容电压 $v_{SM_a_1-12}$ 维持额定电压附近，波动范围小于 $\pm 5\%$ ，各子模块电压分布均衡。

换流器A相1[#]子模块的开关状态如图9所示，其中， $G_{SM_a_1}$ 是该子模块开关状态（1表示半H桥上管导通下管关断，0表示半H桥下管导通上管关断）， $v_{SM_a_1}$ 是该子模块直流电容电压， $TS_{SM_a_1}$ 是该子模块开关次数计数。仿真结果表明，子模块

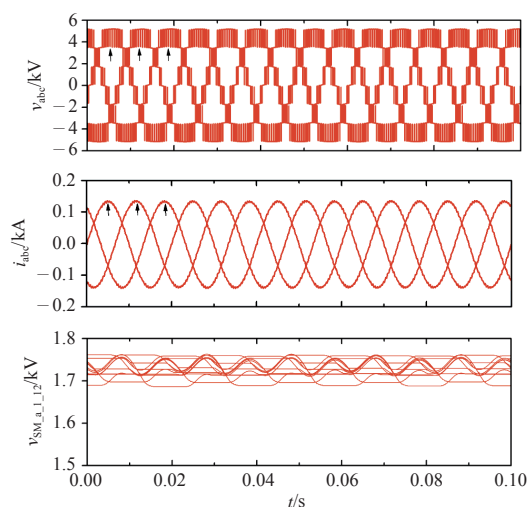


图8 输出电压电流仿真波形

大部分时间处于投入或切除状态，在发生投入或切除状态转换（预投入、预切除）时，子模块发PWM波，开关次数 $TS_{SM_a_1}$ 随之上升。经计算，该子模块等效开关频率约为350 Hz，远小于PWM载波频率。

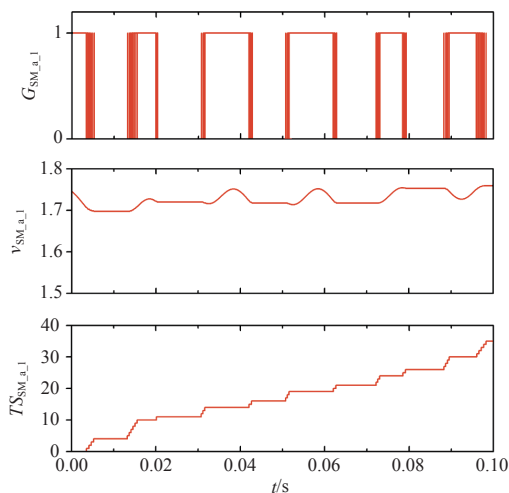


图9 子模块开关状态仿真波形

在频域进行分析，对比同等子模块个数条件下，换流器采用混合PWM调制、PWM调制和NVL调制的输出相电压波形，结果如图10所示，各谱线所代表的调制方法如图例所示，其中，上波形为2~25次谐波电压，下波形为输出电压100~3 200 Hz频谱。仿真结果表明，混合PWM调制相电压THD为0.57%，由于桥臂仅有一个子模块发出PWM波，故频谱内各次谐波较小，仅在开关

频率处高频电压分量较大；PWM调制相电压THD为0.24%，由于桥臂每个子模块均发出PWM波，子模块等效开关频率在频谱范围之外，故频谱内各次谐波较小；NVL调制相电压THD为2.81%，由于电压输出为阶梯波，故各频段特别是25次以下谐波含量较大。

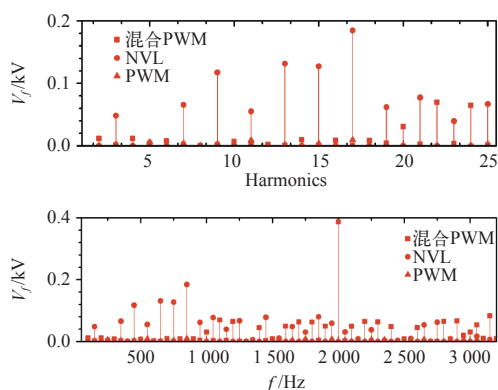


图10 NLPWM法与NVL法阶梯波波形对比

结束语

通过取整函数和方向判断函数得到阶梯波，经4状态的状态机安排子模块参与投切，并控制处于1个预投入或预切除状态的子模块发出PWM波，波形叠加后可以实现混合PWM调制。

表2 混合PWM调制与典型调制方法对比

调制方法	混合PWM	NVL	PWM
波形特点	PWM波	阶梯波	PWM波
相电压电平数	$M+1$	$M+1$	$2M+1$
子模块等效开关频率/Hz	350	50	2 000
相电压THD (%)	0.57	2.81	0.24
均压控制方式	排序+附加电压	排序	附加电压
均压控制效果	好	中	好

混合PWM调制具有以下特点：

- 1) 具有子模块电压平衡控制，波动范围小于额定电压的 $\pm 5\%$ 。
- 2) 开关损耗较小，子模块等效开关频率约350 Hz，介于传统PWM调制和NVL调制之间。
- 3) 输出交流电压波形总畸变率THD为0.57%，介于传统PWM调制和NVL调制之间。
- 4) 载波频率处谐波分量较大，应用中可以通

过合理选择载波频率或高通滤波器加以限制。

参考文献

- [1] Lesnicar A, Marquardt R. An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range [C]. IEEE Power Tech Conference Proceedings, Bologna, 2003.
- [2] Huang H. Multilevel voltage-sourced converters for HVDC and facts applications [C]. CIGRE, Bergen, 2009.
- [3] 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) : 42-47.
- [4] Hagiwara M, Akagi H. Control and experiment of pulse width modulated modular multilevel converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24 (7) : 1737-1746.
- [5] 阎发友, 汤广福, 贺之渊, 等. 基于MMC的多端柔性直流输电系统改进下垂控制策略 [J]. 中国电机工程学报, 2014, 34 (3) : 397-404.
- [6] 王姗姗, 周孝信, 汤广福, 等. 模块化多电平HVDC输电系统子模块电容值的选取和计算 [J]. 电网技术, 2011 (1) : 26-32.
- [7] 连霄壤. 模块化多电平STATCOM控制策略研究 [D]. 杭州: 浙江大学, 2012.
- [8] 曹穆, 王跃, 刘普, 等. 基于模块化多电平换流器的STATCOM模型预测控制策略 [J]. 电气传动, 2013 (增刊1) : 52-56.
- [9] 涂小刚, 李海峰, 刘崇茹, 等. 模块化多电平换流器调制策略对比 [J]. 中国电力, 2014, 47 (2) : 48-52.
- [10] 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 (36) : 1-8.
- [11] 管敏渊, 徐政, 潘伟勇, 等. 最近电平逼近调制的基波谐波特性解析计算 [J]. 高电压技术, 2010 (5) : 1327-1332.

(收稿日期: 2015-05-13) EA