

模块化多电平换流器型直流输电电平数选择研究

屠卿瑞¹, 徐政¹, 姚为正²

(1. 浙江大学电气工程学院, 浙江 杭州 310027; 2. 许继集团, 河南 许昌 461000)

摘要: 为分析模块化多电平换流器型直流输电拓扑的输出电压电平数选取原则, 在采用基波频率调制方式的基础上, 分析了影响换流器输出电压电平数的三个关键因素, 即控制器触发频率、子模块个数和电压调制比。推导了影响电平数的两个控制器触发频率临界值, 并得出了换流器输出电压总谐波畸变率与上述三个影响因素的关系曲线, 为选择 MMC-HVDC 系统的电平数提供了理论依据。通过 PSCAD/EMTDC 搭建了 MMC-HVDC 仿真模型, 仿真结果验证了该模型的合理性及上述电平数选择原则的正确性。

关键词: 模块化多电平换流器; 直流输电; 电平数; 临界触发频率; 谐波

Selecting number of voltage levels for modular multilevel converter based HVDC

TU Qing-ru¹, XU Zheng¹, YAO Wei-zheng²

(1. School of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China;
2. XJ Group Corporation, Xuchang 461000, China)

Abstract: This paper discusses the operation principle of selecting the number of voltage levels for modular multilevel converter based HVDC(MMC-HVDC). The fundamental frequency modulation for MMC is developed. The three factors influencing the number of output voltage levels are analyzed, including the firing frequency of the controller, the number of submodules and the voltage modulation index. Two cut-off frequencies, which significantly influence the number of output voltage levels and THDs, are calculated to select a proper firing frequency. The relationship curve of the three factors with the AC system harmonic level is analyzed, which provides a theoretical evidence in MMC-HVDC preliminary design stage. The model of MMC-HVDC is realized by PSCAD/EMTDC, and the simulation results demonstrate that the model is reasonable and the analysis above is correct.

Key words: modular multilevel converter; HVDC; number of voltage levels; cut-off firing frequency; harmonics

中图分类号: TM72 文献标识码: A 文章编号: 1674-3415(2010)20-0033-06

0 引言

随着高压大功率全控型电力电子器件(IGBT, IGCT)的发展, 基于电压源换流器的高压直流输电系统(VSC-HVDC)越来越得到工业界的重视。由于它采用了自关断器件和脉宽调制(PWM)技术, 可以使换流器在四象限运行, 同时对有功和无功进行独立快速的控制, 因此特别适合于大型风电场(尤其是海上风电场)等可再生能源并网、向无源网络供电、城市电网供电、异步交流电网互联等场合^[1-3]。

目前已投运的 VSC-HVDC 工程多为二电平和三电平拓扑, 国内外已有的大量研究成果也都是基于这两种拓扑。但在实际工程中, 由于单个电力电子器件容量的限制, 二电平拓扑一般需要将多个

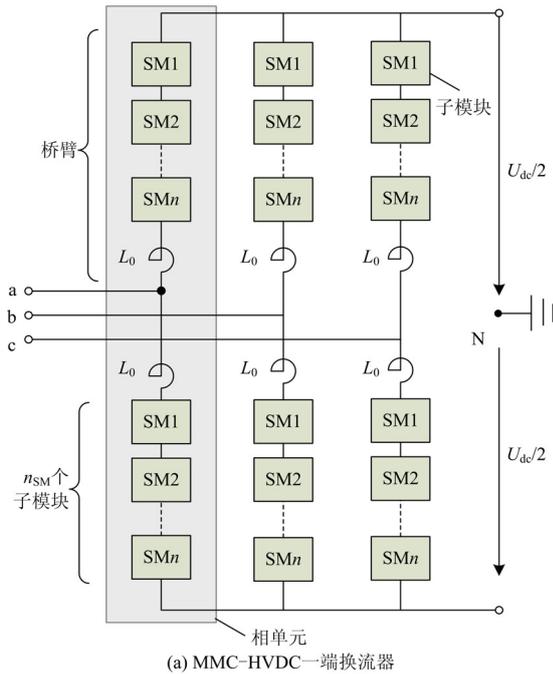
IGBT 直接串联以达到所需的电压等级, 对各器件开通和关断的一致性要求较高, 因此会在换流阀和交流系统连接电抗上产生过高的电压变化率(dv/dt), 同时也会带来较大的电磁干扰^[4-5]。此外, 多个串联 IGBT 之间的动态均压问题也是工程实践中的难点。

1 模块化多电平换流器型直流输电基本结构

西门子公司提出了一种采用多个子模块级联的模块化多电平换流器型(Modular Multilevel Converter, MMC)直流输电拓扑, 其换流器结构如图1(a)。每个桥臂由 n_{SM} 个子模块(Submodule, SM)级联构成。上下桥臂间分别串联一个电感 L_0 。

这种子模块级联拓扑的单个子模块有全桥和半桥两种结构^[6]。全桥结构适合于AC/AC变换, 又称

为级联H桥(Cascade H Bridge, CHB)。MMC-HVDC系统的子模块一般采用半桥结构,如图1(b)。\$U_c\$为子模块电容电压, \$U_{SM}\$, \$i_{SM}\$分别为单个子模块的输出电压和电流。定义第\$i\$个子模块上下IGBT的开关状态分别为\$S_{i1}\$和\$S_{i2}\$ (\$i=1, 2, \dots, n_{SM}\$), 开关状态取0表示该IGBT及续流二极管关断, 取1表示该IGBT及续流二极管开通。正常运行时\$S_{i2}\$的状态与\$S_{i1}\$互补, 即\$S_{i1}+S_{i2}=1\$。因此正常运行时第\$i\$个子模块只有两种状态, 即投入状态 (\$S_{i1}=1\$, 此时\$U_{SM}=U_c\$) 或切除状态 (\$S_{i2}=1\$, 此时\$U_{SM}=0\$)。



(a) MMC-HVDC一端换流器

(b) 单个子模块结构

图1 MMC基本结构

Fig.1 Basic structure of MMC

相比二电平拓扑, MMC 技术具有以下几个明显优势^[5, 7-8]。

1) 由于将储能电容分散布置在三相桥臂中, 而后再将两个电抗器分别串联于上下桥臂中, 即与储能电容相串联, 从而可以直接限制直流侧短路时的故障电流上升率, 使得直流母线故障的清除更为容

易。

2) 较低的桥臂电压变化率 (\$dv/dt\$) 和电流变化率 (\$di/dt\$) 使得开关器件承受的应力大为降低, 同时也容易满足电磁兼容指标。

3) 输出交流电压中的各次谐波含有率和总谐波畸变率大大降低, 从而可以减小甚至省去大容量的交流滤波器。

4) 模块化的结构使得容量拓展和冗余设计更为容易^[9]。

2 MMC 数学模型

图2为MMC一端系统等效电路图, 换流变压器通常采用 \$Y_n/\Delta\$ 或 \$Y_n/Y\$ 接法, 二次侧中性点 \$O\$ 不接地。各子模块构成的桥臂电压可以用一个受控电压源 \$u_{pj}\$、\$u_{nj}\$ (\$j=a, b, c\$, 表示abc三相) 等效, 下标 \$p\$ 表示上桥臂, 而下标 \$n\$ 表示下桥臂。\$i_{pj}\$、\$i_{nj}\$ 为相应桥臂的电流。\$L_0\$ 为桥臂串联电感, \$L_s\$ 为交流系统等效电感。

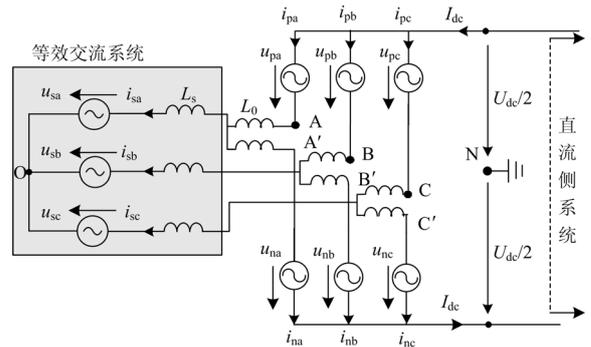


图2 MMC一端系统等值电路

Fig.2 Equivalent circuit of MMC

为保持直流电压的稳定, 初步设计中一般要求 MMC 同相上下两个桥臂的子模块对称互补投入, 即满足:

$$u_{pj} + u_{nj} = U_{dc} \quad (1)$$

又由于:

$$u_{AN} = -u_{pa} + U_{dc} / 2 \quad (2)$$

$$u_{A'N} = u_{na} - U_{dc} / 2 = U_{dc} - u_{pa} - U_{dc} / 2 =$$

$$-u_{pa} + U_{dc} / 2 \quad (3)$$

因此, \$A\$ 与 \$A'\$ 点等电位。\$b, c\$ 两相与此相同。由此可以将同相的上下两个电感 \$L_0\$ 做并联处理, 那么 \$A\$ 或 \$A'\$ 点的对地电压即相当于二电平 VSC 拓扑中上下两个 IGBT 中点的输出电压, 从而可以将已有的二电平 VSC 外环功率控制器和内环电流控制器移植到 MMC 中, 生成 MMC 换流器的输出电压

$$e_j = u_{jN} = u_{jN} \quad (j = a, b, c; J = A, B, C) \quad (4)$$

式中: j 代表 a, b, c 三相, J 对应图 2 中的三个点 A、B、C。为实现这个输出电压, 最终要落实到控制上下桥臂的电压, 根据式 (2)~(4), 得到 MMC 各相上下桥臂的电压参考值为:

$$u_{pj_ref} = U_{dc}/2 - e_j \quad (5)$$

$$u_{nj_ref} = U_{dc}/2 + e_j \quad (6)$$

式中: $j=a, b, c$; e_j 为由外环功率控制器和内环电流控制器, 或者由其他已有的非线性控制器得到的 MMC 输出电压参考值。

3 MMC 调制方式

由式 (5)、(6) 得到的桥臂电压参考值, 最终要通过特定的调制方式来实现。多电平换流器的调制方式有很多种, 在考虑谐波因素时, 调制方式的选择又需要与电平数、开关频率相配合。如果电平数较少, 则为了满足谐波要求, 通常需采用开关频率较高的 PWM 多电平调制方法, 如空间矢量 PWM, 载波层叠 PWM 和载波移相 PWM。但考虑到降低开关损耗的要求, 需要较低的开关频率, 因此适合于大功率应用场合的多电平调制方式一般有以下三种^[10]: 指定谐波消去法^[11-12] (Selective Harmonic Elimination, SHE), 空间矢量控制^[13] (Space Vector Control, SVC) 和最近电平控制^[14] (Nearest Level Control, NLC)。由于 SHE 方法需要求解非线性方程组, 并进行离线计算和查表, 且当电平数大于 5 时算法将变得相当复杂^[10], 因此不适合于电平数较多的模块化多电平拓扑。而 SVC 和 NLC 从本质上是一样的, 因此本文采用了实现更为简单的 NLC 调制方式。

文献 [14] 论述了 NLC 调制方式的基本原理。如图 3 所示, 将控制器得到的调制电压参考值 u_{ref} 除以单个子模块电容电压 U_c , 然后取整作为最终投入的子模块个数 n_{SM_on} 。取整函数一般包括最近取整 (round), 去尾取整 (floor), 进一取整 (roof) 等, 显然, 当电平数较多时, 即 U_c 较小时, 采用不同的取整方法所带来的差异很小。这里采用 round 函数, 比如 $u_{ref}/U_c=3.2$, 则投入 3 个子模块; 反之, 若 $u_{ref}/U_c=3.7$, 则投入 4 个子模块。然后根据桥臂电流的方向将各子模块的电容电压排序, 当桥臂电流为正时 (充电方向, 见图 2), 首先触发该桥臂中电压最低的子模块; 当桥臂电流为负时 (放电), 首先触发该桥臂中电压最高的子模块。按此原则生成对应的触发脉冲, 以保证同一桥臂内的各电容电压偏差不至于过大。

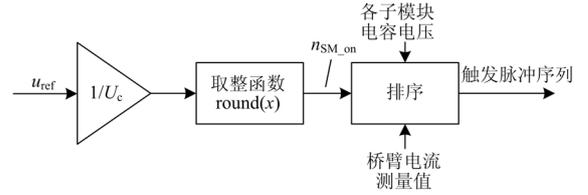


图 3 最近电平控制方式

Fig.3 Nearest level control method

4 MMC 电平数的选择原则

一般的级联型多电平换流器 (如 CHB 型), 电平数往往较少, 如 5 电平, 7 电平等。这种情况下, 电平数与级联子模块的个数直接相关, 且一般满足:

$$n_{level} = n_{SM} + 1 \quad (7)$$

式中: n_{level} 代表电平数; n_{SM} 代表子模块数。为了方便构成零电平, 一般 n_{SM} 取偶数。

对于 MMC 拓扑, 当应用于高压场合时, 一个桥臂上串联的子模块数往往达到数百个以上, 此时换流器输出波形的电平数 n_{level} 还会受到控制器触发频率 f_s 和输出电压调制比 k 的影响。这里的输出电压调制比 k 定义为^[15]:

$$k = \frac{U_{Am}}{U_{dc}/2} \quad 0 \leq k \leq 1 \quad (8)$$

其中: U_{Am} 为图 2 中 A 点电压峰值; $U_{dc}/2$ 为正直流母线电压。下面分别分析控制器触发频率 f_s 、子模块数 n_{SM} 以及输出电压调制比 k 与 MMC 电平数, 进而与输出电压总谐波畸变率 THD 的关系。

4.1 与控制器触发频率的关系

图 4 是电平数 n_{level} 与控制器触发频率 f_s 之间的关系曲线, 此时子模块数为 20, 电压调制比 k 为 1, 该结果对不同的子模块数 n_{SM} 具有通用性。显而易见, 在子模块数和电压调制比一定的情况下, MMC 输出电压的电平数将由控制器触发频率 f_s 决定。而电平数的多少进而直接影响到输出电压总谐波畸变率 THD 的大小。

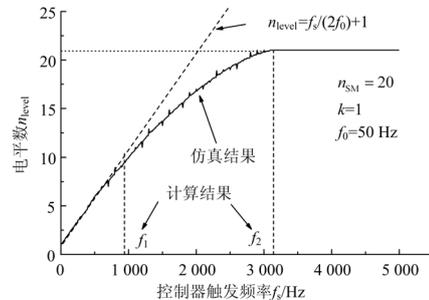


图 4 电平数与控制频率的关系

Fig.4 Number of voltage levels as a function of firing frequency

由图 4 还可以看出, 对于控制器触发频率 f_s , 存在两个临界值 f_1 和 f_2 , 它们的意义如下:

f_1 为控制器触发频率的下限, 当 $f_s < f_1$ 后, 电平数将显著下降, 且这时 n_{level} 与 f_s 呈线性关系。

f_2 为控制器触发频率的上限, 当 $f_s > f_2$ 后, 电平数将不随 f_s 的变化而变化, 且此时每一个子模块都将构成一个电平。

这两个临界值 f_1 和 f_2 对选择 MMC 的控制器触发频率 f_s 很有帮助。一般 f_s 不应选择得低于 f_1 , 因为如果 $f_s < f_1$, 控制器触发周期 $T_s = 1/f_s$ 已经相对很大, 使得电平数 n_{level} 完全由半个基波周期 T_0 与 T_s 的比值决定, 从而使电平数 n_{level} 和控制器触发频率 f_s 呈现严格的线性关系, 此时输出电压中的谐波含量会随着 f_s 和 n_{level} 的下降而显著上升。当然也没有必要选择 $f_s > f_2$, 因为从消除谐波的角度看, 在这个频率范围, 所有的子模块都已被充分利用, 即使 f_s 再增大, 对增加电平和改善波形已没有帮助。此时的电平数与一般意义上的电平数相同, 即 $n_{\text{level}} = n_{\text{SM}} + 1$ 。

总的来讲, 电平数 n_{level} 与 f_s 的关系可以概括为:

$$n_{\text{level}} = \begin{cases} \frac{f_s}{2 \cdot f_0} + 1 & (f_s < f_1) \\ n_{\text{SM}} + 1 & (f_s > f_2) \end{cases} \quad (9)$$

式中, $f_0 = 1/T_0$ 为基波频率。

为精确计算图 4 中的两个临界频率 f_1 和 f_2 , 首先假设图 3 中的参考电压 u_{ref} 为一个正弦电压 (这里略去式 (5)、(6) 中的直流分量):

$$u_{\text{ref}}(t) = \frac{k}{2} U_{\text{dc}} \sin(\omega_0 t) \quad (10)$$

其中: k 为式 (8) 定义的电压调制比; ω_0 为基波角频率。则在一个控制器触发周期 $T_s = 1/f_s$ 内, 参考电压的变化量可以表示为:

$$\begin{aligned} du_{\text{ref}} &= \frac{k}{2} U_{\text{dc}} \cdot \omega_0 \cdot \cos(\omega_0 t) \cdot dt = \\ &\frac{k}{2} U_{\text{dc}} \cdot \omega_0 \cdot \cos(\omega_0 t) \cdot T_s = k U_{\text{dc}} \cdot \pi \frac{f_0}{f_s} \cdot \cos(\omega_0 t) \end{aligned} \quad (11)$$

由于第一个临界频率 f_1 意味着, 在一个控制器触发周期 $T_s = 1/f_s$ 内的参考电压变化量的最小值恰好等于一个子模块电容电压 U_c , 这对应于正弦曲线最平坦的部分 (为方便计算, 这里取 $\omega_0 t = \pi/2 - \omega_0 T_s$), 则有:

$$du_{\text{ref}}|_{\text{min}} = k U_{\text{dc}} \cdot \pi \frac{f_0}{f_s} \cdot \cos(\omega_0 t) \Big|_{\omega_0 t = \frac{\pi}{2} - \omega_0 T_s} = U_c \quad (12)$$

$$\Rightarrow k \cdot n_{\text{SM}} \cdot \pi \cdot \frac{f_0}{f_s} \sin \frac{2\pi \cdot f_0}{f_s} = 1 \quad (13)$$

不妨假设 $f_s \gg 2\pi \cdot f_0$, 则对式 (13) 化简后可以求得 f_1 的表达式:

$$2k \cdot n_{\text{SM}} \cdot \frac{\pi^2 \cdot f_0^2}{f_s^2} = 1 \Rightarrow f_1 = \pi \cdot f_0 \cdot \sqrt{2k \cdot n_{\text{SM}}} \quad (14)$$

同理, 第二个临界频率 f_2 意味着在正弦曲线斜率最大处, 一个控制器触发周期 $T_s = 1/f_s$ 内的参考电压变化量恰好等于一个子模块电容电压 U_c 。在这个频率下, 每一个子模块都构成一个电平。

$$du_{\text{ref}}|_{\text{max}} = k U_{\text{dc}} \cdot \pi \frac{f_0}{f_s} \cdot \cos(\omega_0 t) \Big|_{\omega_0 t = 0} = U_c \quad (15)$$

由此可以求得 f_2 的表达式为:

$$f_2 = \pi \cdot f_0 \cdot k \cdot n_{\text{SM}} \quad (16)$$

式中: f_0 为电网基波频率; k 为电压调制比; n_{SM} 为子模块个数。

以 $f_0 = 50 \text{ Hz}$, $n_{\text{SM}} = 20$, $k = 1$ 为例, 得到采用 NLC 方法后 MMC 输出电压总谐波畸变率与控制器触发频率的关系见图 5。由式 (14)、(16) 计算得 $f_1 = 993 \text{ Hz}$, $f_2 = 3142 \text{ Hz}$, 这与图 4、图 5 中的仿真结果非常接近。即当 $f_s < 993 \text{ Hz}$ 后, 电平数将按式 (9) 急剧下降, 因而输出电压中的谐波含量将明显上升。因此 f_s 的选取一定应大于 993 Hz 。而 f_s 也不用过大, 当 $f_s > 3142 \text{ Hz}$ 后, 电平数已经饱和, 再高的 f_s 也不会对降低输出电压中的谐波含量有所贡献。

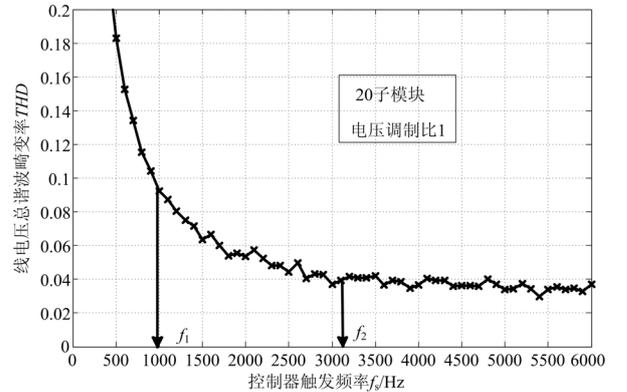


图 5 线电压 THD 与控制器触发频率 f_s 的关系

Fig.5 THD of line-line voltage as a function of f_s

4.2 与子模块数的关系

MMC 每个桥臂的子模块数 n_{SM} 由直流电压 U_{dc} 和单个子模块电压 U_c 共同确定, 即 $n_{\text{SM}} = U_{\text{dc}}/U_c$ 。显然, n_{SM} 的数量也会影响到输出电压 THD。事实上, n_{SM} 的大小决定着 MMC 可以输出的最大电平数, 它对应于图 4 中 $f_s > f_2$ 的情形。因此在评估 n_{SM} 对输出电压 THD 的关系时, 为了消除控制器触发频率

f_s 的影响, 应选取 $f_s > f_2$, 因此根据式 (9), 下面的讨论中电平数 $n_{\text{level}} = n_{\text{SM}} + 1$ 。图 6 为 MMC 线电压 THD 与子模块数 n_{SM} 的关系曲线, 这里选取 $f_s = 10\,000\text{ Hz} > f_2 = 7\,854\text{ Hz}$, 其中 f_2 由条件 $k=1$, $f_0=50\text{ Hz}$, $n_{\text{SM}}=50$ 计算得到。

由图 6 可见, 当 $n_{\text{SM}} < 20$ 时, 即电平数小于 21 时, 输出线电压 THD 将随电平数的减小而显著增大, 而当 $n_{\text{SM}} > 20$ 时, 线电压 THD 相对较低, 且随着电平数的增大, THD 的减小程度不大。

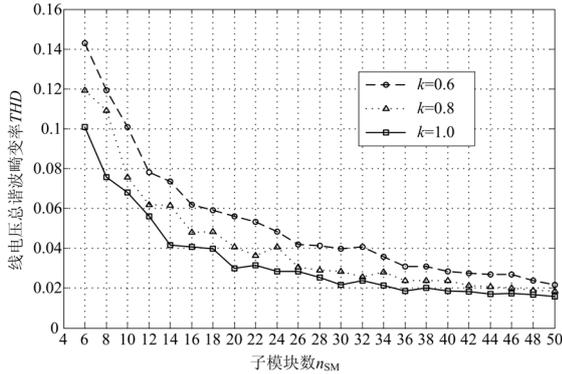


图 6 线电压 THD 与子模块数 n_{SM} 的关系

Fig.6 THD of line-line output voltage as a function of n_{SM}

4.3 与电压调制比的关系

MMC 输出线电压 THD 与式 (8) 定义的电压调制比 k 的关系见图 7。此时的控制器触发频率仍选为 $f_s = 10\,000\text{ Hz}$ 以排除其对 THD 的影响。不同曲线簇分别表示不同子模块数下的 THD- k 关系。分析可知, 当调制比 $k < 0.5$ 时, 不论 n_{SM} 为多少, 随着 k 的减小, THD 将显著上升, 因此, 一般不允许 MMC 工作在电压调制比 k 较低的工况。由图 7 还可以得出: 当子模块数较多时, THD 对 k 的灵敏度下降。例如在 k 从 0.3 到 1 变化的情况下, 51 电平对应的 THD 变化幅度只有 3% 左右, 而 11 电平对应的 THD 变化幅度则有 13%。

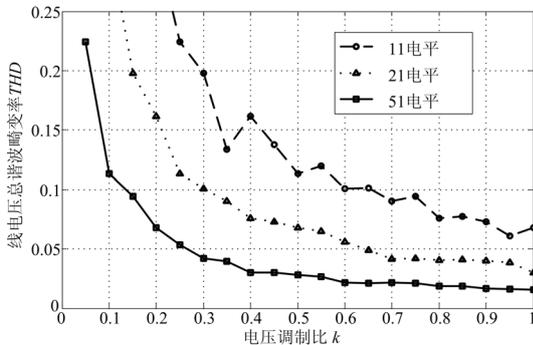


图 7 线电压 THD 与电压调制比 k 的关系

Fig.7 THD of line-line output voltage as a function of k

结合图 6 和图 7 的分析可知, 在采用 NLC 调制方式, 没有任何附加滤波装置, 且不考虑子模块电容电压波动的情况下, 要使得 MMC 输出线电压总谐波畸变率 THD 在 5% 以下, 电平数 n_{level} 应大于等于 21, 且换流器应工作在电压调制比 $k > 0.7$ 的工况。

5 仿真验证

为验证上述结论, 按照图 8 所示的结构在 PSCAD/EMTDC 下搭建了三相 MMC-HVDC 系统仿真平台, 为简化表示, 图 8 中只列出了 MMC 的 a 相。系统参数如下: 子模块数 $n_{\text{SM}}=20$, 直流功率 $P_{\text{dc}}=400\text{ MW}$, 直流电压 $U_{\text{dc}}=\pm 200\text{ kV}$, 控制器触发频率 $f_s=8\,000\text{ Hz} > f_2=7\,854\text{ Hz}$, 因此 $n_{\text{level}}=21$, 电压调制比 $k=0.939$, 换流变压器 Y_n/Δ 接法, 漏抗 $X_T=0.1\text{ p.u.}$, 桥臂串联电抗 $X_L=0.2\text{ p.u.}$, PCC 点 SCR=5, 系统运行于单位功率因数工况。图 8 中各点电压的仿真波形和 THD 如图 9 所示。由仿真结果可知, A 点、T 点和 PCC 点的电压 THD 依次减小, 其中 A 点电压 THD 在 5% 以下, 而 PCC 点的线电压 THD 已降到了 2% 以下。

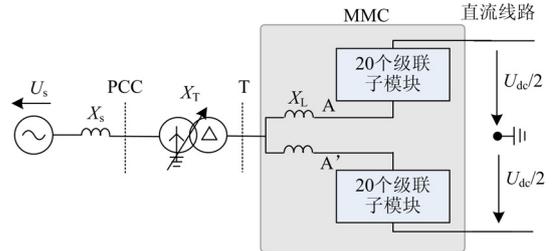


图 8 MMC-HVDC 一端换流站单线图

Fig.8 Single line diagram of MMC-HVDC converter station

6 结论

(1) 本文在阐述了 MMC 基本运行原理的基础上, 指出可以借用二电平 VSC 的外环功率控制器和内环电流控制器对 MMC 的电压和电流进行控制, 并采用最近电平调制方式, 实现了 MMC 的正常运行。

(2) 分析了 MMC 拓扑输出电压电平数以及总谐波畸变率与控制器触发频率 f_s , 子模块个数 n_{SM} 和电压调制比 k 的关系, 提出了一系列电平数以及控制器触发频率的选择原则, 并给出了对电平数影响重大的两个控制器触发频率临界值 f_1 和 f_2 的表达式, 为 MMC 系统的初步设计提供了理论依据。同时指出, 在采用 NLC 调制方式时, 要使得 MMC 输出电压总谐波畸变率在 5% 以下, 电平数 n_{level} 应大于等于 21,

且换流器应工作在电压调制比 $k > 0.7$ 的工况。

(3) 在 PSCAD/EMTDC 中搭建了 20 子模块 MMC-HVDC 仿真平台, 给出了 PCC 点, 换流变压器阀侧 T 点和 MMC 输出点 A 的电压波形, 分析了总谐波畸变率, 并将仿真结果和理论分析结果相对照, 二者基本吻合, 从而验证了上述结论的正确性和有效性, 并为后续研究做准备。

参考文献

[1] 徐政, 陈海荣. 电压源换流器型直流输电技术综述. 高压技术, 2007, 33 (1): 1-10.
 XU Zheng, CHEN Hai-rong. Review and applications of VSC HVDC[J]. High Voltage Engineering, 2007, 33(1): 1-10.

[2] 李庚银, 吕鹏飞, 李广凯, 等. 轻型高压直流输电技术的发展与展望[J]. 电力系统自动化, 2003(4): 77-81.
 LI Geng-yin, Lü Peng-fei, LI Guang-kai, et al. Development and prospects for HVDC light[J]. Automation of Electric Power Systems, 2003 (4): 77-81.

[3] 陈谦, 唐国庆, 胡铭. 采用dq0坐标的VSC-HVDC稳态模型与控制器设计[J]. 电力系统自动化, 2004, 28 (16): 61-66.
 CHEN Qian, TANG Guo-qing, HU Ming. Steady-state model and controller design of a VSC-HVDC converter based on dq0-axis[J]. Automation of Electric Power Systems, 2004, 28 (16): 61-66.

[4] Dorn J, Huang H, Retzmann D. Novel voltage-sourced converters for HVDC and FACTS[C].// Applications in CIGRE Symposium. Osaka: 2007.

[5] Dorn J, Huang H, Retzmann D. A new multilevel voltage-sourced converter topology for HVDC[C].// Applications in CIGRE.2008.

[6] Glinka M. Prototype of multiphase modular-multilevel-converter with 2 MW power rating and 17-level-output-voltage[C]. //Power Electronics Specialists Conference. 2004: 2572-2576

[7] Glinka M, Marquardt R. A new AC/AC multilevel converter family[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronic, 2005, 52 (3): 662-669.

[8] Allebrod S, Hamerski R, Marquardt R. New transformerless, scalable modular multilevel converters for HVDC-transmission[C]. //Power Electronics Specialists Conference. 2008: 174-179.

[9] Lesnicar A, Marquardt R. An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range[C]. //Power Tech Conference Proceedings. Bologna: 2003.

[10] Franquelo L G, Rodriguez J, Leon J I, et al. The age of multilevel converters arrives[J]. IEEE Transaction on Industrial Electronics Magazine, 2008, 2 (2): 28-39.

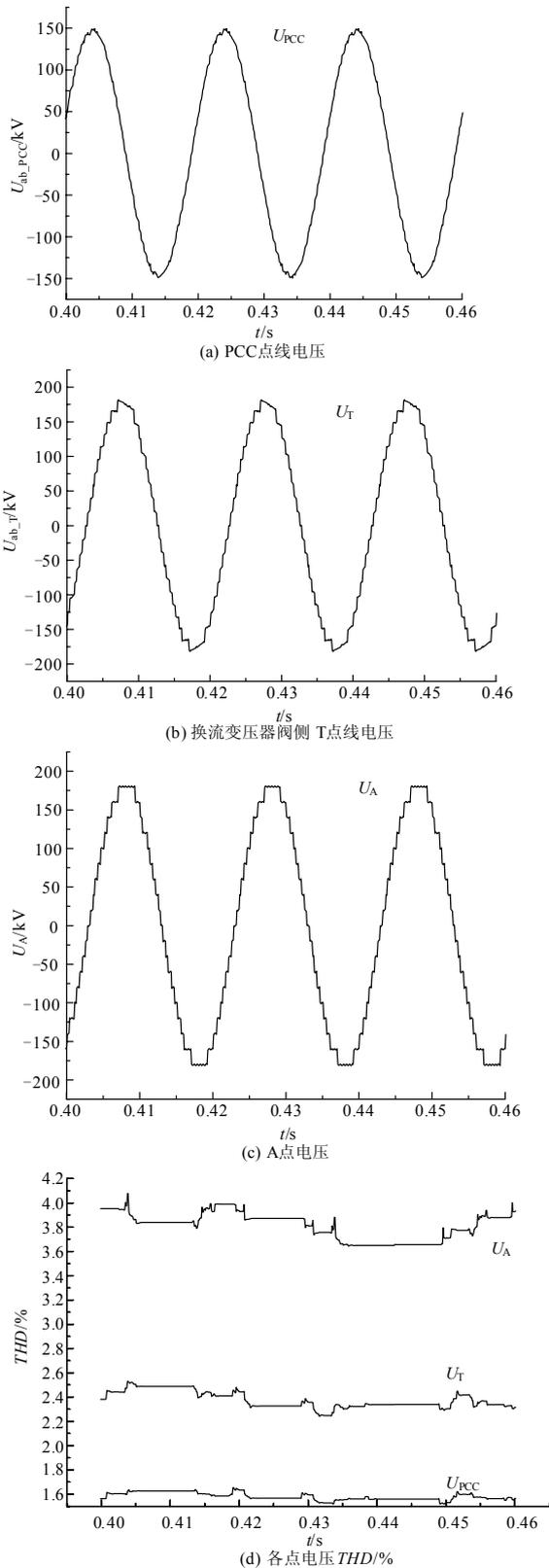


图 9 20 子模块 (21 电平) MMC 系统仿真波形
Fig.9 Simulation results of 21-level MMC

(下转第 44 页 continued on page 44)

Society, 2004, 19 (11) : 72-76.

[15] Dange Huang, Roy Billinton. Effects of wind power on bulk system adequacy evaluation using the well-being analysis framework[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2009, 24 (3) : 1232-1240

[16] 程林, 郭永基. 可靠性评估中多重故障算法的研究[J]. 清华大学学报: 自然科学版, 2001, 41 (3) : 69-72. CHENG Lin, GUO Yong-ji. Multiple fault assessment algorithm for reliability evaluation[J]. Journal of Tsinghua University: Science and Technology, 2001, 41 (3) : 69-72.

[17] 郭永基. 电力系统可靠性分析[M]. 北京: 清华大学出版社, 2003.

[18] Nfaouia H, Bureta J, Sayigh A A M. Stochastic simulation of hourly average wind speed sequences in Tangiers (Morocco) [J]. Solar Energy, 1996, 56 (3) : 301-314.

[19] Lalarukh Kamal, Yasmin Zahra Jafri. Time series models to simulate and forecast hourly averaged wind speed in Ouetta, Pakistan[J]. Solar Energy, 1997, 61 (1) : 23-32.

[20] 孙元章, 吴俊, 李国杰, 等. 基于风速预测和随机规划的含风电场电力系统动态经济调度[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29 (4) : 41-47. SUN Yuan-zhang, WU Jun, LI Guo-jie, et al. Dynamic economic dispatch considering wind power penetration based on wind speed forecasting and stochastic programming[J]. Proceedings of the CSEE, 2009, 29(4): 41-47.

[21] 李文沅. 电力系统风险评估模型、方法和应用[M]. 北京: 科学出版社, 2006.

[22] Castro Sayas F, Allan R N. Generation availability assessment of wind farms[J]. IEE Proceedings-Generation, Transmission and Distribution, 1996, 143 (5) : 507-518.

[23] Desrochers G, Balanchard M. A Monte-Carlo simulation method for the economic assessment of the contribution of wind energy to power systems[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 1986, 1 (4) : 50-56

[24] 程浩忠, 张焰. 电力网络规划的方法与应用[M]. 上海: 上海科学技术出版社, 2002.

[25] 丁明, 张静, 李生虎. 基于序贯蒙特卡罗仿真的配电网可靠性评估模型[J]. 电网技术, 2004, 28(3) : 38-42. DING Ming, ZHANG Jing, LI Sheng-hu. A sequential Monte-Carlo simulation based reliability evaluation model for distribution network[J]. Power System Technology, 2004, 28 (3) : 38-42.

[26] 韦钢, 吴伟力, 张子阳, 等. 综合考虑可靠性成本与缺电成本的电网规划[J]. 继电器, 2006, 34 (17) : 38-41, 46. WEI Gang, WU Wei-li, ZHANG Zi-yang, et al. Power network planning considering reliability cost and unerved energy cost[J]. Relay, 2006, 34 (17) : 38-41, 46.

[27] Billinton R, Kumar S, Chowdhury N, et al. A reliability test system for educational purposes[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 1989, 4(3): 1238-1244.

收稿日期: 2010-01-04; 修回日期: 2010-03-04

张粒子 (1963-), 女, 教授, 博士生导师, 从事电力市场理论与应用、电价理论与应用、电力系统优化运行与安全分析等方面的研究;

王 茜 (1982-), 男, 博士研究生, 从事电网投资评价和电力系统可靠性方面的研究。E-mail: wangqian39080@163.com

(上接第 38 页 continued from page 38)

[11] Li L, Czarkowski D, Yaguang L, et al. Multilevel selective harmonic elimination PWM technique in series-connected voltage inverters[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2000, 36 (1): 160-170.

[12] Zhong D, Tolbert L M, Chiasson J N. Active harmonic elimination for multilevel converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2006, 21 (2): 459-469.

[13] Rodriguez J, Moran L, Silva C, et al. A high performance vector control of a 11-level inverter[C]. //Power Electronics and Motion Control Conference. 2000.

[14] Kouro S, Bernal R, Miranda H, et al. High-performance torque and flux control for multilevel inverter fed induction motors[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, 22 (6): 2116-2123.

[15] Neuartiger A L, Modularer mehrpunktumrichter M2C für netzkupplungsanwendungen[D]. München: Bundeswehr München, 2008.

收稿日期: 2009-10-21; 修回日期: 2010-04-21

作者简介:

屠卿瑞 (1985-), 男, 博士研究生, 主要研究方向为直流输电、可再生能源并网; E-mail: terry2008@zju.edu.cn

徐 政 (1962-), 男, 教授, 博士, 研究方向大规模交直流电力系统分析, 直流输电与柔性交流输电, 电力谐波与电能质量, 风力发电技术与风电场并网技术;

姚为正 (1967-), 男, 工学博士, 现从事大功率电力电子技术的研究工作。