

桥臂轮流导通换流器谐波特性

冯亚东^{1,2}, 汪涛², 汪楠楠², 陈永奎², 李汉杰²

(1. 清华大学电机工程与应用电子技术系, 北京 100086; 2. 南京南瑞继保电气有限公司, 江苏 南京 211102)

摘要: 分析了桥臂轮流导通换流器(AAMC)的交流谐波特性和直流谐波特性,并提出了谐波控制的方法。子模块电容电压的波动导致换流器输出交流电压、电流包含高次谐波,通过采用带有三角形绕组的换流变压器, AAMC输出的交流电压、电流将只含有 $6k \pm 1$ 次的谐波,其中最低次为5次谐波,更高次谐波将显著降低,通过优化选择子模块电容和换流电抗器可以将谐波控制在相关标准的范围内。采用提出的将2个交流侧电压相位相差 30° 的AAMC阀组在直流侧进行串联的方案,直流侧电压、电流将只含有 $12k$ 次谐波,谐波幅值将只有非串联方案的 $1/4$,直流侧平波电抗器的取值降低为非串联方案的 $1/8$ 。PSCAD/EMTDC仿真验证了谐波特性分析和谐波抑制措施的有效性。

关键词: 柔性直流输电; 桥臂轮流导通换流器; 谐波分析; 换流器; 谐波抑制

中图分类号: TM 761; TM 46

文献标识码: A

DOI: 10.16081/j.issn.1006-6047.2016.07.018

0 引言

模块化多电平换流器^[1-5](MMC)在国内外多个工程中实际应用,技术已经逐渐成熟,其无法阻断直流侧故障电流的缺陷^[6-10],阻碍了柔性直流输电在架空线和多端直流输电系统中的应用。桥臂轮流导通多电平换流器^[9,11-14]AAMC(Alternate Arm Multilevel Converter),其桥臂采用多个全桥子模块,输出波形质量高、开关频率低、损耗低,直流侧短路时能阻断交流侧灌入的电流。AAMC通过在桥臂中加入导通开关,每个桥臂只导通半个周期,有效降低了子模块数量和桥臂电流有效值。与同样具有阻断直流侧电路电流的采用全桥子模块的MMC相比,降低了成本和损耗增加问题的影响,因此具有重要的研究价值。

谐波特性直接影响换流器的参数和成本。从电流源换流器到两电平、三电平和模块化多电平的电压源换流器,谐波特性一直是研究的重要内容^[15-23]。

在研究AAMC原理和控制方法时,往往忽略了子模块电容电压的波动,而实际上AAMC在桥臂导通期间桥臂子模块电容的电压随着桥臂的充放电是波动的,导致实际输出的交流电压偏离了期望的交流电压参考波,从而产生了一定的谐波。AAMC的6个桥臂依次轮流导通,从而导致其直流侧电流也周期性地波动,因此直流侧也会输出一定的谐波。

因此,本文基于换流角子模块电容电压平衡控制,对AAMC交直流谐波特性进行研究,提出了降低谐波的方案,为后续研究奠定基础。

1 AAMC及基于换流角的子模块电容电压控制简介

如图1所示,AAMC的桥臂由两部分组成:一部分与MMC类似,由多个子模块串联组成,这些子模块是集成电容器的全桥电路;另一部分由带有反向并联二极管的IGBT直接串联组成桥臂开关^[12-14]。换流器运行时,通过控制上、下桥臂开关交替导通,使输出波形为正弦波的上半部分时电流从上桥臂通过,下桥臂处于截止状态;反之电流从下桥臂通过,上桥臂处于截止状态。通过控制桥臂中子模块投入的个数使上、下桥臂输出的多电平波形逼近正弦波。

AAMC正常工作的前提是桥臂各子模块电容电压保持相对稳定,其前提是桥臂导通期间输入输出的能量差为零。假设上、下桥臂的换流时间选在相对电压过零点的特定相角 α 处,由此得到式(1)所示的新的能量平衡方程^[24]:

$$\Delta E = \frac{1}{\omega} \int_{\alpha}^{\alpha+\pi} \left(U_{sm} \sin \varphi - \frac{U_{dc}}{2} \right) I_m \sin(\varphi - \phi) d\varphi = 0 \quad (1)$$

其中, ΔE 、 U_{sm} 、 I_m 、 U_{dc} 分别为导通期输入输出能量的变化、电网侧的交流电压幅值、交流电流幅值和直流母线电压; ω 、 φ 、 ϕ 分别为交流电网的角速度、电网交流电压相位和电网侧的功率因数角。

对上式进行积分,推导可得满足桥臂能量平衡的换流角 α 的解如下:

$$\alpha = \pm \arccos(U'_s \cos \phi / U'_{dc}) + \phi \quad (2)$$

其中, U'_s 、 U'_{dc} 分别为系统电压和直流电压的标幺值。

2 谐波特性分析

2.1 交流谐波特性分析

从换流角时刻桥臂开始导通,到桥臂导通期中某一个时刻 T ,桥臂子模块电容的能量和电压是随

收稿日期:2016-02-18;修回日期:2016-06-08

基金项目:国家高技术研究发展计划(863计划)资助项目(2015AA050101)

Project supported by the National High Technology Research and Development Program of China(863 Program)(2015AA-050101)

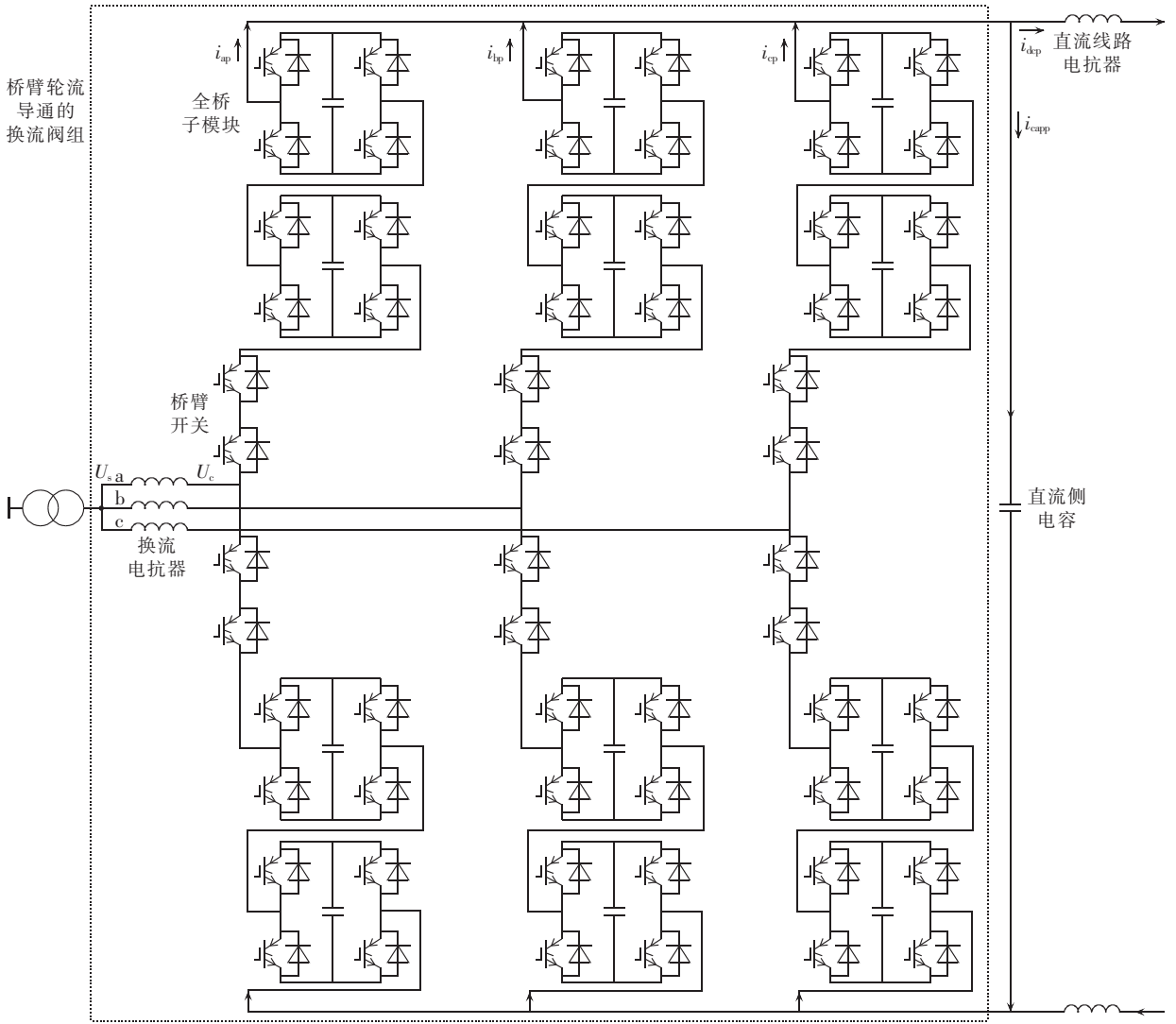


图 1 AAMC 拓扑结构
Fig.1 Topology of AAMC

着时间 T 变化的,桥臂等效电容能量的变化 ΔE_C 为:

$$\Delta E_C = \frac{1}{\omega} \int_{\alpha}^{\alpha+\omega T} \left(U_{sm} \sin \varphi - \frac{U_{dc}}{2} \right) I_m \sin(\varphi - \phi) d\varphi \quad (3)$$

电容能量波动与电容电压的关系如下式所示:

$$\Delta E_C = C(U_1^2 - U_0^2)/2 \quad (4)$$

其中, C 为桥臂所有子模块电容串联的等效值; U_0 、 U_1 分别为等效电容在桥臂导通期的初始电压和时刻 T 的电压; U_1 和 ΔE_C 之间是非线性的。本文借鉴文献 [25] 在 MMC 子模块电容电压变化分析中的思想,对电容电压的变化过程做一些近似,将电容电压波动的非线性问题简化为线性问题进行研究。假设桥臂串联等效电容的电压波动 ΔU 远小于其额定电压 U_C ,则可以将电容充电过程近似为向一个电压恒定为 U_C 的等效电容充电。等效电容的充放电功率 $p(t)$ 就是桥臂的不平衡功率,可用下式来表示:

$$p(t) = \left(U_{sm} \sin \omega t - \frac{U_{dc}}{2} \right) I_m \sin(\omega t - \phi) \quad (5)$$

等效电容的充电电流 $i_C(t)$ 为:

$$i_C(t) = p(t)/U_C \quad (6)$$

由不平衡功率导致的等效电容电压波动 $\Delta u_C(T)$ 可以表示为下面的表达式:

$$\Delta u_C(T) = \frac{1}{C} \int_0^T i_C(t) dt \quad (7)$$

由于桥臂中子模块电容电压的波动,将造成桥臂输出电压与电压控制指令之间存在偏差,该桥臂电压偏差为子模块电容电压的偏差与投入子模块数的乘积,即:

$$\Delta u(\omega T) = \frac{\Delta u_C(\omega T)}{N} n(\omega T) \quad (8)$$

$$n(\omega T) = \frac{N \left[\frac{U_{dc}}{2} - U_{sm} \sin(\omega T + \alpha) \right]}{U_C} \quad (9)$$

其中, N 为桥臂子模块数; $n(\omega T)$ 为 T 时刻实际投入的子模块数。

综合上面所述,桥臂输出电压偏差 $\Delta u(\omega T)$ 可以用函数 $F(\omega T)$ 表示为:

$$\Delta u(\omega T) = \frac{I_m}{4k_{SM}^2\omega C} F(\omega T) \quad (10)$$

其中, k_{SM} 为桥臂串联等效电容电压相对直流母线电压的比值, $k_{SM} = U_C / U_{dc}$ 。

式(10)中的 $F(\omega T)$ 是一个含有谐波成分的复杂函数, 通过数值分析的方法可得如图 2 所示的桥臂导通周期内 $F(\omega T)$ 随功率因数角 ϕ 和时间变化的曲线。将该曲线取反可得到另一个桥臂的 $F(\omega T)$ 曲线。将上、下桥臂导通期间的 $F(\omega T)$ 波形进行延拓得到周期性的波形, 对该波形进行 FFT 分析, 可得到阀组输出的谐波分量如图 3 所示, 除基波外, 3 次谐波具有较大的幅值, 其次为 5 次谐波, 更高次谐波的幅值显著下降。因此, 阀侧输出交流电压的谐波成分主要为 $2k \pm 1$ 次, 其中主要的 3、5、7 次谐波的幅值如下:

$$\begin{aligned} \Delta u_{(3)}(\omega T) &\leq \frac{0.128I_m}{4k_{SM}^2\omega C} \\ \Delta u_{(5)}(\omega T) &\leq \frac{0.042I_m}{4k_{SM}^2\omega C} \\ \Delta u_{(7)}(\omega T) &\leq \frac{0.014I_m}{4k_{SM}^2\omega C} \end{aligned} \quad (11)$$

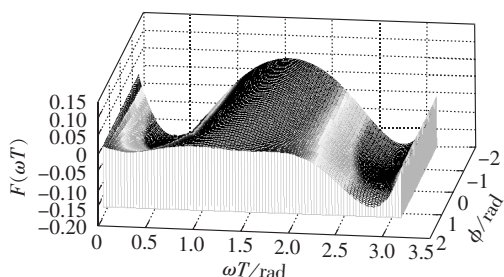


图 2 $F(\omega T)$ 随功率因数角 ϕ 和 ωT 的变化曲线
Fig.2 Curved surface of $F(\omega T)$ vs. power factor angle ϕ and ωT

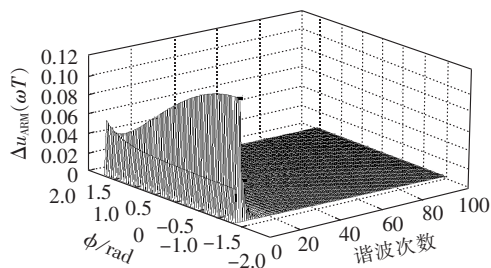


图 3 阀组输出电压偏差的谐波分析
Fig.3 Harmonic analysis of output voltage deviation of valves

2.2 直流谐波特性分析

2.2.1 直流侧电流分析

如图 1 所示, 基于基尔霍夫电流定律, 可得阀组上半部分和下半部分的交直流电流耦合关系为:

$$\begin{aligned} i_{ap}(t) + i_{bp}(t) + i_{cp}(t) - i_{capp}(t) - i_{dcp}(t) &= 0 \\ i_{an}(t) + i_{bn}(t) + i_{cn}(t) - i_{cann}(t) - i_{den}(t) &= 0 \end{aligned} \quad (12)$$

其中, i_{ap} 、 i_{bp} 、 i_{cp} 分别为 a、b、c 相上桥臂电流; i_{an} 、 i_{bn} 、 i_{cn} 分别为 a、b、c 相下桥臂电流; i_{capp} 、 i_{cann} 、 i_{dcp} 、 i_{den} 分别为

正、负极直流侧支撑电容电流和直流线路电流。

以 a、b、c 相上桥臂开关函数 $S_{ap}(t)$ 、 $S_{bp}(t)$ 、 $S_{cp}(t)$ 代入, 得到阀组上半部分的电流关系如下:

$$i_{dcp}(t) + i_{capp}(t) = S_{ap}(t)i_{ap}(t) + S_{bp}(t)i_{bp}(t) + S_{cp}(t)i_{cp}(t) \quad (13)$$

按照换流角电容电压平衡控制, 桥臂开关函数如图 4 所示, 则阀组上部直流侧流出的电流在不同时间段的值如下式所示:

$$i_{dc}(t) + i_{cap}(t) = \begin{cases} -I_m \sin(\omega t + \delta - 2\pi/3) & \omega t \in [0, \pi/3) \\ I_m \sin(\omega t + \delta) & \omega t \in [\pi/3, 2\pi/3) \\ -I_m \sin(\omega t + \delta + 2\pi/3) & \omega t \in [2\pi/3, \pi) \\ I_m \sin(\omega t + \delta - 2\pi/3) & \omega t \in [\pi, 4\pi/3) \\ -I_m \sin(\omega t + \delta) & \omega t \in [4\pi/3, 5\pi/3) \\ I_m \sin(\omega t + \delta + 2\pi/3) & \omega t \in [5\pi/3, 2\pi) \end{cases} \quad (14)$$

其中, i_{dc} 、 i_{cap} 、 δ 分别为直流线路电流、直流侧支撑电容电流和换流时 a 相电流的相位。

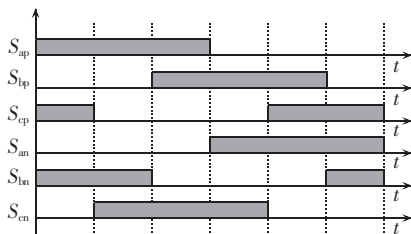


图 4 各桥臂开关函数波形

Fig.4 Waveforms of arm switching functions

式(14)所述电流实际上可用下式所表示的波形进行周期性重复得到:

$$\begin{aligned} i_{dc}(t) + i_{cap}(t) &= I_m \sin(\omega t + \delta') \\ \omega t &= [0, \pi/3), \delta' = \delta - \pi/3 \end{aligned} \quad (15)$$

对上述电流进行滤波, 可以得到直流电流的直流分量 I_{dc} :

$$I_{dc} = \frac{I_m}{\pi/3} \int_0^{\pi/3} \sin(\omega t + \delta') d(\omega t) \quad (16)$$

由此可以得到交流电流和直流电流之间的耦合模型为:

$$I_{dc} = \frac{I_m}{\pi/3} \left[\cos \delta' - \cos \left(\delta' + \frac{\pi}{3} \right) \right] \quad (17)$$

2.2.2 直流谐波分析

式(15)所示电流为 6 脉动电流, 假设经过平波电抗器后的直流电流为恒定值, 则上桥臂电流之和中的脉动分量将流入直流侧电容器中, 导致直流电压也是 6 倍频的脉动电压。在 $1/6$ 工频周期内, 直流纹波电压即直流侧电流的 6 脉动分量对电容的充放电引起的电压差, 直流纹波电压随时间 T 的变化为:

$$u_{dc}(\omega T) = \frac{I_m}{\omega C} \int_0^{\omega T} \left[\sin(\omega t + \delta') - \frac{I_{dc}}{I_m} \right] d(\omega t) \quad \omega T \in [0, \pi/3) \quad (18)$$

整个直流纹波电压是上述 $1/6$ 工频周期内纹波电压的重复。随着电流换流角 δ' 的不同,直流纹波电压如图 5 所示。对纹波电压进行分析,如图 6 所示,可以看到其包含的谐波分量为 $6k$ 次谐波,其中 6 次谐波远大于其他次谐波,在 $\delta' = -30^\circ, 150^\circ$ 时,有最大的 6 次谐波电压,其幅值为:

$$u_{dc}(6) = 0.1737 \times 10^{-3} \frac{I_m}{\omega C} \quad (19)$$

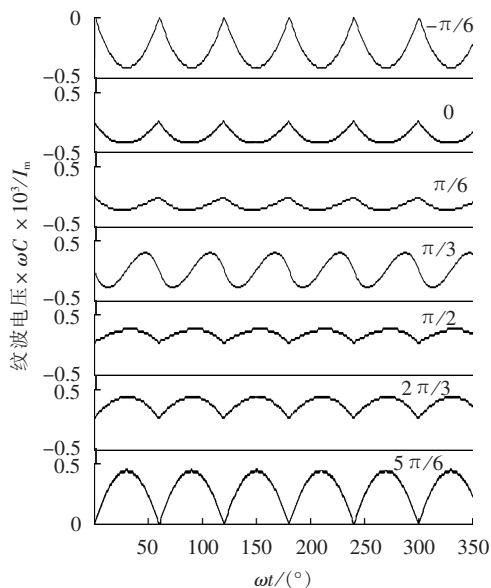


图 5 不同换流角时直流纹波电压波形
Fig.5 Waveforms of DC ripple voltage for different commutation angles

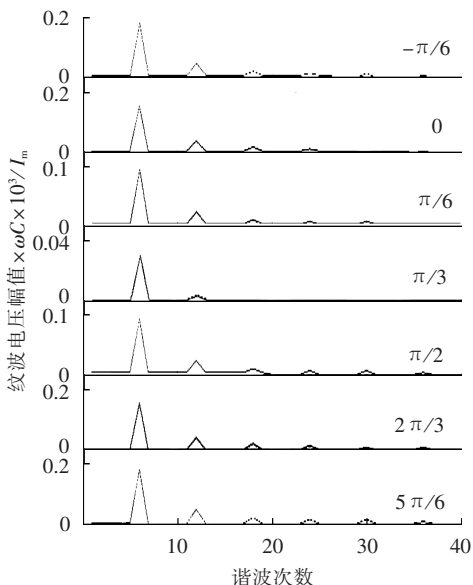


图 6 不同换流角时直流纹波电压谐波分析
Fig.6 Spectrums of DC ripple voltage for different commutation angles

3 AAMC 谐波抑制方法

3.1 交流谐波的控制

AAMC 的交流输出电压等于直流母线电压叠加

导通桥臂的电压。换流器交流侧输出电压的谐波也就包含了桥臂电压的谐波分量和直流电压的谐波分量。由第 2 节的分析可知,桥臂电压中存在 $2k+1$ 次谐波,直流电压中存在 $6k$ 次谐波。

为了分析换流器输出的谐波,需要将换流器放在如图 7(a)所示的电网环境中, X_L 为换流电抗器, X_S 为电网的等效阻抗, R_L 为负载的等效阻抗。对于 $3k$ 次谐波,当换流变压器设计为含三角形绕组时,其谐波等效回路如图 7(b)所示, $3k$ 次谐波在输出侧被短路,电网侧将不包含任何 $3k$ 次谐波电压分量。

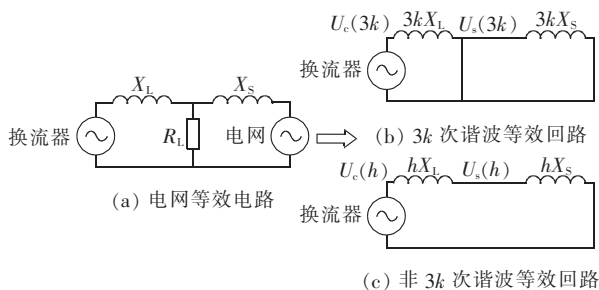


图 7 基波及谐波的等效回路

Fig.7 Equivalent circuits of fundamental and harmonic components

剩下的 $6k \pm 1$ 次谐波分量有如下表达式:

$$U_{sh} = \frac{hX_S}{hX_L + hX_S} U_{ch}, \quad I_{sh} = \frac{U_{ch}}{hX_L + hX_S} \quad (20)$$

其中, U_{sh} 为换流器系统侧输出的交流谐波电压; I_{sh} 为换流器输出的交流谐波电流; U_{ch} 为换流器阀组侧输出的交流谐波电压; h 为谐波次数。

由式(20)和式(11)可以看到,通过增大桥臂子模块电容可以减小 U_{ch} ,从而降低换流器输出的谐波电压、谐波电流;通过增大换流电抗器的值也可以减小换流器灌入电网的谐波电压、谐波电流。两者的选值需要考虑成本等因素综合确定。

IEEE Std519—1992 标准^[21]规定:超高压输电交流系统中单个奇次谐波电压不超过 1%,总谐波畸变率不超过 1.5%;作为电源的系统输出的 11 次以下的单次谐波电流不超过 1%,总电流畸变率不超过 1.5%。

假设交流电网的短路比为 40,即交流电网的电源侧等效阻抗 X_S 为 0.025 p.u.。为了保证换流器一定的无功输出能力,取换流电抗器 X_L 为 0.15 p.u.。由式(20)可知,要保证最主要的 5 次谐波的电流小于 1%,阀侧谐波电压 U_{ch} 应小于 0.875%。

由式(11)中 5 次谐波值可得,阀组子模块电容应满足:

$$C_{SMmin} \geq \frac{0.042NI_m}{4 \times 0.00875 \omega k_{SM}^2 U_C} = \frac{0.00382NI_m}{k_{SM}^2 U_C} \quad (21)$$

满足上式的子模块电容和不低于 0.15 p.u. 的换流电抗器将能有效控制 AAMC 谐波满足要求。

3.2 直流谐波的控制

直流侧的纹波电压将在直流线路中形成谐波电

流,干扰周围通信线路。抑制直流线路谐波干扰的方法 1 是控制直流纹波电压。由式(19)知,纹波电压与直流侧电容值成反比,增大电容值可减小纹波电压。抑制直流线路谐波干扰的方法 2 是增大线路电抗器。

上述增大电容或增大电抗器的方案最终都将增加设备的投资。本文提出一个通过改变阀组结构来降低直流侧谐波的方案。方案如图 8 所示,将 2 个 AAMC 在直流侧上下串联,2 个换流器交流侧的电压通过换流变压器相位错开 30° 。这样上下 2 个换流器直流侧电压将相互叠加形成总的直流电压。由于上下 2 个换流器直流侧的纹波电压的波峰波谷正好错开,总的直流侧的纹波电压将从 6 脉动转变为 12 脉动,最低的谐波电压从 6 次提高到 12 次。

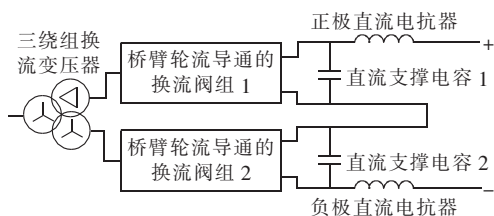


图 8 串联结构的 AAMC 阀组

Fig.8 AAMC valve set with series structure

上下换流器叠加后,不同电流换流角 δ' 时直流纹波电压的谐波分析结果如图 9 所示,其中只含有 $12k$ 次谐波,最大的 12 次谐波电压为:

$$u_{dc(12)} = 0.04251 \times 10^{-3} \frac{I_m}{\omega C} \quad (22)$$

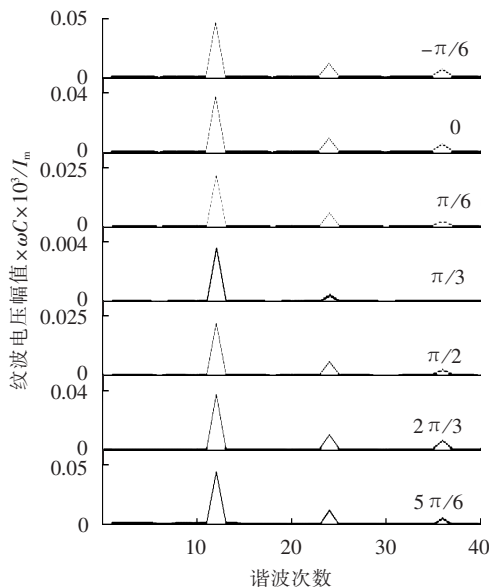


图 9 串联结构 AAMC 直流纹波电压谐波分析

Fig.9 Spectrums of DC ripple voltage of series AAMC

相比未串联时最大谐波幅值降低到原来的 $1/4$,最大谐波电压次数提高为 12 次。由于谐波电压幅值降低、次数提高,线路电抗器的谐波等效阻抗也相应地提高,同样参数下线路的谐波电流降低为原来的

$1/8$ 。或者说在同样的谐波电流幅值要求下,平波电抗器的取值可以降低为未采用串联结构时的 $1/8$ 。

4 仿真实验

为了验证本文研究成果,基于 PSCAD/EMTDC 搭建采用双 AAMC 串联换流器的两端直流输电系统模型,并对几种稳态工况进行了实际验证。仿真试验系统参数如下:额定直流电压为 ± 20 kV;额定功率为 20 MW;交流系统额定电压为 10 kV;联结变压器的变比为 10 kV/14 kV/14 kV,短路阻抗为 $u_k = 15\%$,容量为 $24 \text{ MV} \cdot \text{A}$;连接电抗器为 9.8 mH;直流电容为 $311 \mu\text{F}$;直流侧电抗器为 8.15 mH;桥臂模块数为 40;子模块额定电压为 410 V;子模块电容器为 12.9 mF。

在 EMTDC 仿真中,站 1 运行在按照指令进行有功功率控制和无功功率控制的状态,站 2 运行在按照指令进行无功功率控制、同时控制直流电压的状态。运行工况包括空载、四象限的功率运行等。

在站 1 运行在定功率模式,有功功率指令为 1.0 p.u.,无功功率指令为 -0.5 p.u. ,站 2 运行在定直流电压模式,站 2 直流电压指令为 1.0 p.u. 的工况下,站 1 的仿真波形如图 10 所示,图中依次为有功功率和无功功率、系统交流电流、直流电压、直流电流、各个桥臂子模块电容的电压、三换流角。从图中可以看到 AAMC 运行稳定,波形质量良好。

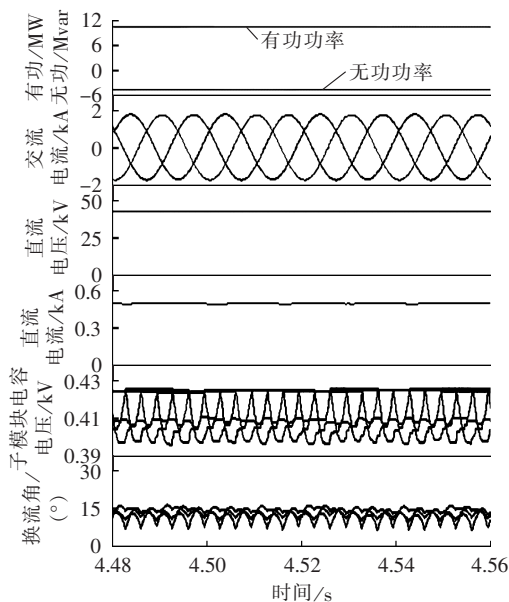


图 10 站 1 仿真波形

Fig.10 Simulative waveform of Station 1

图 11 所示为站 1 系统侧交流电流谐波分析结果,图 12 所示为站 1 直流电压、电流的谐波分析结果,可以看到无论是交流电流还是直流电压、电流的高次谐波均得到了有效的抑制,单次谐波的幅值均低于基波或直流分量的 1%。

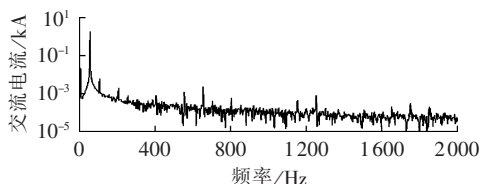


图 11 站 1 交流电流谐波分布

Fig.11 AC current harmonics of Station 1

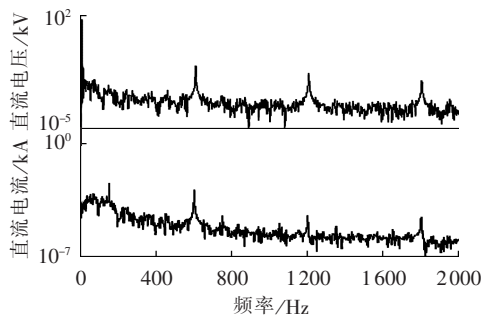


图 12 站 1 直流电压、电流谐波分布

Fig.12 DC voltage and current harmonics of Station 1

同时可以看到,波形中除了含有本文分析的谐波成分外,交流和直流电流分别出现了一些额外的谐波分量。在交流电流中包含有一定的偶数次谐波分量,主要原因在于上、下桥臂控制中引入了轻微的不对称,该问题不在本文的讨论范围之内。直流电流中含有额外的 3 次谐波成分,在直流电压中 3 次谐波分量并不显著。直流电流 3 次谐波被放大的根源在于直流侧电容和电感回路 3 次谐波阻抗较小。由于 3 次谐波大小在标准允许的范围内,并不需要特别处理,否则可以通过降低电容、增大电抗来抑制。

5 结论

本文以在特定角度换流实现电容电压平衡控制为基础,研究分析了 AAMC 的交流谐波特性和直流谐波特性。

子模块电容电压的波动导致 AAMC 输出的交流电压、电流包含 $2k \pm 1$ 次谐波。通过采用带有三角形绕组的换流变压器,AAMC 输出的交流电压、电流将只含有 $6k \pm 1$ 次的谐波,其中最低次为 5 次谐波,更高次谐波幅值显著降低,通过优化选择子模块电容和换流电抗器可将谐波控制在相关标准的范围内。

AAMC 桥臂轮流换流导致其直流侧电压、电流含有 $6k$ 次谐波。采用本文 2 个交流侧电压相差 30° 的 AAMC 在直流侧串联的方案,直流侧电压、电流只含有 $12k$ 次谐波,谐波幅值只有非串联方案的 $1/4$,直流侧平波电抗器的取值降低为非串联方案的 $1/8$ 。

本文通过 PSCAD/EMTDC 仿真验证了本文对谐波特性的分析和谐波抑制措施的有效性。下一步还需要进一步在实时数字仿真或者动模仿真上进行验证。

参考文献:

- [1] DORN J,HUANG H,RETZMANN D. A new multilevel voltage-sourced converter topology for HVDC applications[C]//CIGRE 2008 Session. Paris,France;CIGRE,2008;1-8.
- [2] GLINKA M. Prototype of multiphase modular-multilevel-converter with 2 MW power rating and 17-level-output-voltage[C]//Power Electronics Specialists Conference 2004. Aachen,Germany;IEEE, 2004;2572-2576.
- [3] LESNICAR A,MARQUARDT R. An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range[C]//Power Tech Conference Proceedings,2003. Bologna,Italy;IEEE,2003;1-6.
- [4] DORN J,GAMBACH H,STRAUSS J,et al. Trans bay cable—a breakthrough of VSC multilevel converters in HVDC transmission [C]//2012 San Francisco Colloquium. San Francisco, USA : CIGRE,2012;1-6.
- [5] 吴浩,徐重力,张杰峰,等. 舟山多端柔性直流输电技术及应用[J]. 智能电网,2013,1(2):22-26.
WU Hao,XU Zhongli,ZHANG Jiefeng,et al. VSC-MTDC transmission technologies and its application in Zhoushan[J]. Smart Grid,2013,1(2):22-26.
- [6] 张建坡,赵成勇. MMC-HVDC 直流侧故障特性仿真分析[J]. 电力自动化设备,2014,34(7):32-37.
ZHANG Jianpo,ZHAO Chengyong. Simulation and analysis of DC-link fault characteristics for MMC-HVDC[J]. Electric Power Automation Equipment,2014,34(7):32-37.
- [7] 彭传海. 模块化多电平直流输电故障分析和保护策略研究[D]. 合肥:合肥工业大学,2012.
PENG Chuanhui. Fault analysis and protection strategies on MMC-HVDC[D]. Hefei:Hefei University of Technology,2012.
- [8] 薛英林,徐政. C-MMC 直流故障穿越机理及改进拓扑方案[J]. 中国电机工程学报,2013,33(21):63-70.
XUE Yinglin,XU Zheng. DC fault ride-through mechanism and improved topology scheme of CMMC[J]. Proceedings of the CSEE, 2013,33(21):63-70.
- [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(12):3070-3077.
XU Zheng,TU Qingrui,QIU Peng. New trends in HVDC technology viewed through CIGRE 2010[J]. High Voltage Engineering,2010,36(12):3070-3077.
- [10] MARQUARDT R. Modular multilevel converter:an universal concept for HVDC-networks and extended DC-bus-applications [C]//2010 International Power Electronics Conference. Sapporo, Japan;IEEE,2010;502-507.
- [11] MERLIN M M C,GREEN T C,MITCHESON P D,et al. The alternate arm converter;a new hybrid multilevel converter with DC-fault blocking capability[J]. IEEE Transactions on Power Delivery,2014,29(1):310-317.
- [12] CROSS A M,TRAINER D R,CROOKES R W. Chain-link based HVDC voltage source converter using current injection [C]//9th IET International Conference on AC and DC Power Transmission,2010. London,UK:IET,2010;1-5.
- [13] TRAINER D,DAVIDSON C,OATES C,et al. A new hybrid voltage-sourced converter for HVDC power transmission [C]//CIGRE 2010 Session. Paris,France;CIGRE,2010;1-12.
- [14] 郭捷,胡鹏飞,周月宾,等. 桥臂交替导通型多电平换流器的晶闸管换向方法[J]. 电力自动化设备,2015,35(1):30-35.
GUO Jie,HU Pengfei,ZHOU Yuebin,et al. Thyristor-switch strategy of alternate-arm multilevel converter[J]. Electric Power

- Automation Equipment, 2015, 35(1): 30-35.
- [15] 宋强, 许树楷, 罗雨, 等. 柔性直流输电系统的直流线路谐波分析方法[C]//首届直流输电与电力电子专委会学术年会. 北京, 中国: 中国电机工程学会直流输电与电力电子专委会, 2012: 1-6. SONG Qiang, XU Shukai, LUO Yu, et al. Analysis method for DC line harmonics of flexible HVDC system[C]//The First Annual Academic Meeting of HVDC and Power Electronic Committee of CSEE. Beijing, China: HVDC and Power Electronic Committee of CSEE, 2012: 1-6.
- [16] 周国梁, 刘宣宜, 石新春. VSC-HVDC 换流站交流滤波器特性分析与参数设计[J]. 高电压技术, 2010, 36(9): 2329-2335. ZHOU Guoliang, LIU Xuanxuan, SHI Xinchun. Characteristic analysis and parameter design of the AC filter of VSC-HVDC station[J]. High Voltage Engineering, 2010, 36(9): 2329-2335.
- [17] 孙晓武, 施火泉. 背景谐波电压影响公共连接点谐波电流的研究[J]. 电气传动, 2010, 40(6): 38-42. SUN Xiaowu, SHI Huoquan. Study on harmonic current effected by background harmonic voltages at point of common coupling [J]. Electric Drive, 2010, 40(6): 38-42.
- [18] 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. TU Qingrui, XU Zheng, ZHENG Xiang, et al. Mechanism analysis on the circulating current in modular multilevel converter based HVDC[J]. High Voltage Engineering, 2010, 36(2): 547-552.
- [19] 宋蕾, 文俊, 闫金春, 等. 高压直流输电系统直流滤波器的设计[J]. 高电压技术, 2008, 34(4): 647-651. SONG Lei, WEN Jun, YAN Jinchun, et al. Design of DC filters in HVDC transmission system[J]. High Voltage Engineering, 2008, 34(4): 647-651.
- [20] 杨金根, 马为民. 灵宝换流站交流滤波器性能研究[J]. 高电压技术, 2004, 30(11): 60-62. YANG Jingen, MA Weimin. Study on performance of AC filter in Lingbao converter station[J]. High Voltage Engineering, 2004, 30(11): 60-62.
- [21] MCGRANAGHAN M. Overview of the guide for applying harmonic limits on power systems—IEEE P519A[C]//8th International Conference on Harmonics and Quality of Power, 1998. Athens, Greece: IEEE, 1998: 462-469.
- [22] 郑劲. 三峡直流工程直流谐波规范及滤波器型式要求[J]. 湖北电力, 1998, 22(4): 22-25. ZHENG Jin. DC harmonic specification and filter type requirement for Three Gorges DC project[J]. Hubei Electric Power, 1998, 22(4): 22-25.
- [23] FUKUDA S, SUZUKI K, IWAJI Y. Harmonic evaluation of an NPC PWM inverter employing the harmonic distortion determining factor[C]//Industry Applications Conference, 1995. Orlando, USA: IEEE, 1995: 2417-2421.
- [24] 郭高朋, 胡学浩, 温家良. 混合型多电平变流器桥臂电容电压平衡的原理与控制[J]. 电力系统自动化, 2015, 39(6): 75-81. GUO Gaopeng, HU Xuehao, WEN Jialiang. Principle and control of voltage balance of convertor arm capacitor in hybrid multilevel convertor[J]. Automation of Electric Power Systems, 2015, 39(6): 75-81.
- [25] 郭高朋, 胡学浩, 温家良, 等. 模块化多电平变流器子模块电容的设计方法[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(30): 5329-5334. GUO Gaopeng, HU Xuehao, WEN Jialiang, et al. Sub-module capacitance design of modular multilevel converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(30): 5329-5334.

作者简介:



冯亚东

冯亚东(1972—),男,江苏如皋人,高级工程师,博士研究生,主要研究方向为交流控制保护技术、变电站一次设备智能化、柔性直流输电(E-mail: fengyd@nrec.com);

汪涛(1981—),男,湖北随州人,工程师,主要研究方向为柔性输电、直流控制保护平台(E-mail: wangtao@nrec.com);

汪楠楠(1986—),男,江苏仪征人,工程师,主要研究方向为柔性直流输电(E-mail: wangnn@nrec.com)。

Harmonic characteristic of AAMC

FENG Yadong^{1,2}, WANG Tao², WANG Nannan², CHEN Yongkui², LI Hanjie²

(1. Tsinghua University, Beijing 100086, China; 2. NR Electric Co., Ltd., Nanjing 211102, China)

Abstract: The AC/DC harmonic characteristic of AAMC (Alternate Arm Multilevel Converter) is analyzed and the methods of AC/DC harmonic suppression are introduced. The capacitor voltage fluctuation of sub-module induces the high-order harmonics in its AC-side voltage and current outputs. For the AAMC applying converter transformer with delta windings, its AC-side voltage and current outputs contain only $6k \pm 1$ order harmonics, among which, the 5th harmonic is the lowest and the higher order harmonics are significantly weak. Its harmonics can be controlled by the optimal selection of sub-module capacitor and converter reactor to meet the requirements of relevant standards. A dual-AAMC scheme is proposed: two AAMCs with 30° phase difference between them at the AC side are connected in series at the DC side. Its DC-side voltage and current contain only $12k$ order harmonics, its DC harmonic amplitude is $1/4$ of that of single AAMC scheme, and its DC-side smoothing reactor is $1/8$ of that of single AAMC scheme. The effectiveness of the introduced harmonic characteristic analysis and harmonic suppression methods are verified by PSCAD/EMTDC simulation.

Key words: VSC-HVDC; alternate arm multilevel converter; harmonic analysis; electric converters; harmonic suppression