

模块化多电平换流器直流输电系统损耗的计算方法 及其损耗特性分析

饶 宏¹,李建国²,宋 强²,许树楷¹,陈 名¹,黎小林¹

(1. 南方电网科学研究院,广东 广州 510080;2. 清华大学 电机工程与应用电子技术系,北京 100084)

摘要: 为了实现柔性输电工程的系统效率评估计算和换流器散热设计,模块化多电平换流器(MMC)的损耗计算非常重要。为此提出了一种 MMC 损耗的数字计算方法,通过在数字计算程序中复现出一个工频周期内各开关器件脉冲波形和各开关器件的电压波形和电流波形,并根据器件的关键参数得到各开关器件的损耗。利用所提方法可设计专门的计算程序,对基于 MMC 的柔性直流输电系统在全运行工况的损耗进行了详细的分析计算,并分析了各器件的损耗特性及其差异,以及开关频率和 2 倍频环流对换流器损耗的影响。

关键词: 模块化多电平换流器; 柔性直流输电; 开关损耗; 通态损耗; 换流器; 损耗

中图分类号: TM 76;TM 46

文献标识码: A

DOI: 10.3969/j.issn.1006-6047.2014.06.018

0 引言

模块化多电平换流器 MMC(Modular Multilevel Converter)已经成为柔性直流输电领域最受关注的拓扑结构,目前多个在建或计划中的柔性直流输电工程都采用了 MMC 方案^[1-6]。在柔性直流输电工程中,电压源换流器的损耗计算非常重要,是系统效率评估计算和换流器散热设计的基础^[7-9]。

对于常规的两电平或三电平电压源换流器,换流器结构相对简单,已经有比较成熟的损耗解析计算方法或者损耗评估计算工具,但 MMC 的拓扑结构复杂、电平数目高,一般很难写出各开关器件损耗的解析计算公式。这也给换流器的损耗计算带来了较大的困难^[8-9]。由于各种仿真软件中通常都是将开关器件处理为理想器件,因此也很难利用仿真软件直接计算损耗。文献[10]在数字仿真软件中加入功率器件损耗计算模块,但由于 MMC 的规模通常较大,离线仿真计算研究效率较低^[11],尤其在需要扫描计算全工况的损耗曲线时计算效率更低。

本文提出了一种 MMC 损耗的计算方法,根据 MMC 的稳态工况和脉冲调制模式,在数字计算程序中复现出一个工频周期内各开关器件脉冲波形和换流器稳态电压电流波形,得到 MMC 各开关器件的电压波形和电流波形,并根据器件的关键参数得到各开关器件的损耗及温升。基于本文所提出的方法,可设计专门的计算程序,方便快速地计算 MMC 各开关器件损耗和 MMC 整体损耗,并易于扫描计算全运行工况损耗曲线。利用所建立的损耗

计算方法,本文还对基于 MMC 的柔性直流输电系统损耗特性进行了详细分析。

1 MMC 损耗计算方法

1.1 MMC 桥臂的稳态电压电流

图 1(a)为 MMC 主电路结构图,三相 MMC 由 6 个桥臂组成。在分析 MMC 与交流电网的交互特性时,可以用如图 1(b)所示的等效电路表示。其中等效连接电感 L 的计算式如式(1)所示。

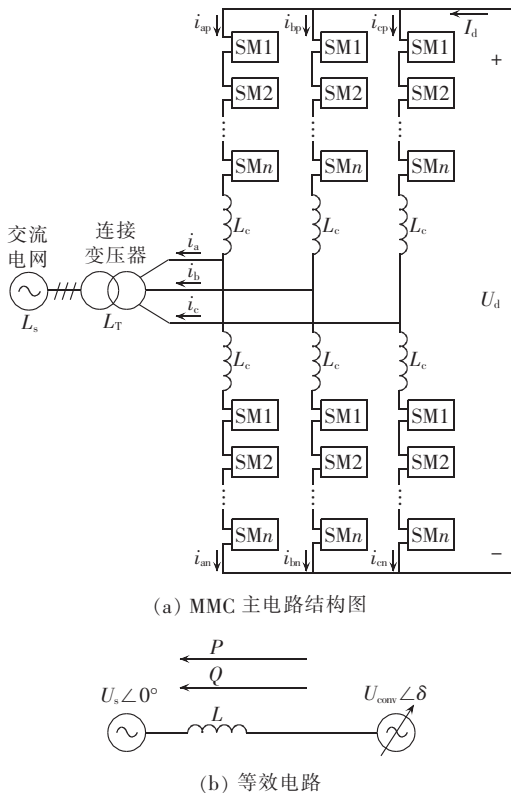


图 1 MMC 电路结构图及其电网接入等效电路
Fig.1 Circuit of MMC and its equivalent grid-connection circuit

$$L = L_s + L_T + \frac{L_c}{2} \quad (1)$$

其中, L_s 为交流电网等效电感, 可以利用电网的短路电流进行计算得到; L_T 为连接变压器漏感; L_c 为 MMC 的桥臂连接电感。

假设电网电压为 $U_s \angle 0^\circ$, 当换流器与电网之间交换有功功率 P 和无功功率 Q 时, 可以得到稳态情况下换流器端口的电流和电压相量为:

$$I_{\text{conv}} = I_{\text{conv}} \angle \varphi = \frac{P + jQ}{U_s} \quad (2)$$

$$U_{\text{conv}} = U_{\text{conv}} \angle \delta = U_s \angle 0^\circ + I j \omega_1 L \quad (3)$$

其中, ω_1 为基频角频率。通过式(3)可以得到运行工况为 P 和 Q 情况下的换流器端口电压, 并进一步可以推算出换流器此时运行的调制比 M 如下:

$$M = \frac{\sqrt{2} U_{\text{conv}}}{U_d / 2} \quad (4)$$

其中, U_d 为换流器的直流侧电压。

对于三相对称运行工况, 各相桥臂的损耗应该一致, 因此本文只以 a 相为例进行分析。a 相桥臂的电流可以表示如下:

$$\begin{cases} i_{\text{ap}} = \frac{\sqrt{2}}{2} I_a \sin(\omega t + \varphi) + I_{\text{ad}} + \sqrt{2} I_{\text{az}} \sin(2\omega t + \theta) \\ i_{\text{an}} = -\frac{\sqrt{2}}{2} I_a \sin(\omega t + \varphi) + I_{\text{ad}} + \sqrt{2} I_{\text{az}} \sin(2\omega t + \theta) \end{cases} \quad (5)$$

其中, 等号右边第 1 项表示桥臂电流中的工频交流分量, 即上下桥臂电流各分得交流出线电流的 1/2; I_{ad} 为桥臂直流电流分量, 一般为直流线路电流 I_d 的 1/3; 这 2 项分量都可以通过 P 和 Q 直接计算得到; I_{az} 为桥臂电流中的 2 倍频环流, 主要是由于子模块电容电压波动引起的桥臂电压波动分量导致, 目前也有各种文献对此环流分量的解析计算方法进行了研究, 具体解析计算方法可参考文献[12-14]。

1.2 开关器件的电流波形

为了得到各开关器件的电压、电流波形, 还必须得到各子模块的脉冲波形, 可以根据所采用的调制策略在计算程序中进行复现[15-17]。例如采用载波移相调制策略时, 在计算程序中可将一个工频周期分为 K 个点, 并生成一组相位相差为 $2\pi/N$ 且在 $-1 \sim 1$ 之间变化、频率为 f_s 的三角载波波形 $\text{tr}(n, k)$ 。其中, N 为桥臂子模块数目; n 为 $1 \sim N$ 之间的整数, 对应桥臂中的第 n 个子模块; k 为 $1 \sim K$ 之间的整数, 对应一个工频周期中的第 k 个点。每个器件的开关频率即为 f_s 。对于 a 相桥臂, 可以得到其调制策略中所使用的参考电压波形如下:

$$u_{\text{ra}}(k) = M \sin \left(\omega_1 \frac{k}{K} T_1 + \delta \right) \quad (6)$$

根据所采用的调制策略, 通过如下方式即可复现出各子模块的开关函数。例如下桥臂第 n 个子模

块在 k 时刻的开关函数为:

$$S_{\text{aL}}(n, k) = \begin{cases} 1 & u_{\text{ra}}(k) > \text{tr}(n, k) \\ 0 & u_{\text{ra}}(k) < \text{tr}(n, k) \end{cases} \quad (7)$$

而上桥臂第 n 个子模块在 k 时刻的开关函数则恰好相反:

$$S_{\text{aU}}(n, k) = \begin{cases} 0 & u_{\text{ra}}(k) > \text{tr}(n, k) \\ 1 & u_{\text{ra}}(k) < \text{tr}(n, k) \end{cases} \quad (8)$$

式(7)、(8)中, 下标 U 和 L 分别表示上、下桥臂。

子模块电流示意图如图 2 所示。用 i_{brg} 表示桥臂电流, 对于 a 相上桥臂和下桥臂, i_{brg} 分别等于 i_{ap} 或 i_{an} 。对于此桥臂中的第 n 个子模块, 用 S_1 表示此模块的开关函数, 具体数值由式(7)、(8)确定。只要 $S_1 = 1$ (即上管开通), 桥臂电流都将流过上管 SW_1 (包括 IGBT 部分 V_{T1} 和反向二极管部分 V_{D1})。因此流过上管 SW_1 的电流可表示为:

$$i_{\text{s1}}(k) = S_1(k) i_{\text{brg}}(k) \quad (9)$$

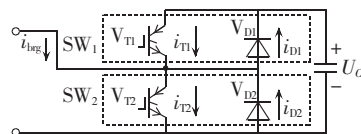


图 2 子模块电流示意图

Fig.2 Schematic diagram of sub-module current

对于上管 SW_1 中的 V_{T1} 和 V_{D1} 部分, 当桥臂电流方向为负时, 电流将流过 V_{T1} ; 当桥臂电流方向为正时, 电流将流过二极管 V_{D1} 。因此 V_{T1} 和 V_{D1} 中的电流可以分别解析计算如下:

$$i_{\text{T1}}(k) = \text{abs}(\text{sgn}(-i_{\text{s1}}(k)) \times i_{\text{s1}}(k)) \quad (10)$$

$$i_{\text{D1}}(k) = \text{abs}(\text{sgn}(i_{\text{s1}}(k)) \times i_{\text{s1}}(k)) \quad (11)$$

其中, $\text{sgn}(x)$ 为符号函数, 当 $x > 0$ 时为 1, 否则为 0; $\text{abs}(x)$ 为绝对值函数, 目的是为了得到正向流过器件的电流。

同样, 流过上管 SW_2 (包括 IGBT 部分 V_{T2} 和二极管部分 V_{D2}) 的电流可以表示为:

$$i_{\text{s2}}(k) = (1 - S_1(k)) i_{\text{brg}}(k) \quad (12)$$

因此 V_{T2} 和 V_{D2} 中的电流可以解析计算如下:

$$i_{\text{T2}}(k) = \text{abs}(\text{sgn}(i_{\text{s2}}(k)) \times i_{\text{s2}}(k)) \quad (13)$$

$$i_{\text{D2}}(k) = \text{abs}(\text{sgn}(-i_{\text{s2}}(k)) \times i_{\text{s2}}(k)) \quad (14)$$

1.3 器件通态损耗计算

对于 IGBT 器件, 各部分器件的正向通态压降可以用下式计算:

$$\begin{cases} u_{\text{T1}}(k) = U_{\text{T0}} + R_{\text{CE}} i_{\text{T1}}(k) \\ u_{\text{T2}}(k) = U_{\text{T0}} + R_{\text{CE}} i_{\text{T2}}(k) \\ u_{\text{D1}}(k) = U_{\text{F0}} + R_{\text{d}} i_{\text{F1}}(k) \\ u_{\text{D2}}(k) = U_{\text{F0}} + R_{\text{d}} i_{\text{F2}}(k) \end{cases} \quad (15)$$

其中, U_{T0} 为 IGBT 器件通态特性中的门槛电压; R_{CE} 为 IGBT 器件斜率电阻; U_{F0} 为反并联二极管通态特性中的门槛电压; R_{d} 为反并联二极管斜率电阻。这

些参数都可以在所采用器件的参数数据表或通态特性曲线中查找到。应注意的式(15)所表示的只是器件的通态压降,并不包括断态时器件上的电压。

各器件的损耗可以表示为其通态电流和通态压降的乘积在 1 s 内的积分值。以 V_{T1} 为例,变流单元的通态损耗可以表示为:

$$P_{\text{cond},T1} = \int_0^1 u_{T1} i_{T1} dt \tag{16}$$

在数字计算中可以采用一个工频周期数据的累加计算得到,即:

$$P_{\text{cond},T1} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K u_{T1}(k) i_{T1}(k) \tag{17}$$

其他各器件的通态损耗可以采用相同方法进行计算。将所有器件的通态损耗相加就可以得到整个换流器的通态损耗。

1.4 器件开关损耗计算

IGBT 在每一次开关时刻分别会产生开通能量损耗和关断能量损耗;二极管在关断时则会产生反向恢复能量损耗。器件制造商通常会给出在特定的直流电压 U_{nom} 和关断电流 I_{nom} 时每次开关动作所产生的能量,例如 IGBT 开通能量 E_{on} 、IGBT 关断能量 E_{off} 和二极管反向恢复能量 E_{rec} 。

根据 MMC 的运行原理,表 1 给出了子模块在开关动作时所产生的不同类型能量损耗情况。

表 1 子模块开关动作及对应能量损耗

Tab.1 Switching operations and corresponding energy losses

S_1 变化	桥臂电流方向	开关动作	产生损耗
0→1	$i_{bg}>0$	V_{D1} 开通, V_{T2} 关断	V_{T2} 关断损耗; $E_{T,off}$
	$i_{bg}<0$	V_{T1} 开通, V_{D2} 关断	V_{D2} 关断损耗; $E_{D,rec}$ V_{T1} 开通损耗; $E_{T,on}$
1→0	$i_{bg}>0$	V_{D1} 关断, V_{T2} 开通	V_{D1} 关断损耗; $E_{D,rec}$ V_{T2} 开通损耗; $E_{T,on}$
	$i_{bg}<0$	V_{T1} 关断, V_{D2} 开通	V_{T1} 关断损耗; $E_{T,off}$

在计算程序中可以通过判断 $k-1$ 时刻和 k 时刻的开关函数,如果开关函数发生变化则判定发生一次开关动作,将其对应的能量进行叠加,并对此器件的开关损耗能量进行一次相应的累加。应注意的是开关损耗能量应根据开关时刻的直流电压和电流进行如下折算:

$$\begin{cases} E_{T,on} = \left| \frac{i_{bg}(k)}{I_{nom}} \right| \left| \frac{u_c(k)}{U_{nom}} \right| E_{on} \\ E_{T,off} = \left| \frac{i_{bg}(k)}{I_{nom}} \right| \left| \frac{u_c(k)}{U_{nom}} \right| E_{off} \\ E_{D,rec} = \left| \frac{i_{bg}(k)}{I_{nom}} \right| \left| \frac{u_c(k)}{U_{nom}} \right| E_{rec} \end{cases} \tag{18}$$

图 3 所示为利用计算程序得到的某一个子模块在某工况下的各器件开关损耗能量累加示意图,可以看出计算过程中各器件的开关能量损耗在相

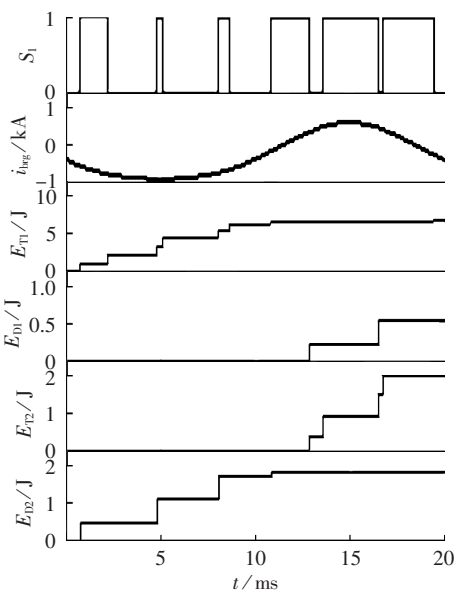


图 3 子模块开关损耗计算示意图
Fig.3 Schematic diagram of sub-module switching loss calculation

应动作点进行了累加。如果将 1 s 内所有开关动作所产生的能量全部累加起来,就可以得到此变流单元的开关损耗。当然实际只需计算一个工频周期的开关能量,再折算到 1 s 的损耗即可。将所有变流单元的开关损耗相加,即可以得到整个换流器的开关损耗。

2 MMC 损耗特性分析

采用本文的损耗计算方法,在 MATLAB 中设计了计算程序,并针对某 200 MV·A 的柔性直流输电工程,对 MMC 的损耗特性进行了分析。MMC 通过连接变压器接入 220 kV 交流电网,连接变压器副边(换流器端口)额定电压为 162 kV,交流电网额定电压为 220 kV,交流电网接入点短路电流为 20 kA,换流器端口额定电压为 162 kV,换流变压器漏抗为 8%,MMC 额定容量为 200 MV·A,换流器连接电抗值为 15%,额定直流电压为 ± 160 kV,子模块额定直流电压为 1 600 V,桥臂级联子模块数量为 200,IGBT 型号为 CM800HC_66H(三菱),子模块电容值为 10 000 μ F,脉冲调制模式为载波移相调制,单个 IGBT 的开关频率为 300 Hz。

为了说明 MMC 在各种运行工况下的损耗特性,针对换流器输出 $S_N=200$ MV·A 容量,功率角度 φ 从 0~2 π rad 变化时的全工况进行了扫描计算。随着功率角 φ 的变化,换流器所输出的有功功率 $P=S_N \cos \varphi$ 和无功功率 $Q=S_N \sin \varphi$ 也随之发生变化。当 $\varphi=0$ 时 $P=200$ MW,换流器处于逆变工作状态,即向电网中送出有功功率;当 $\varphi=\pi$ rad 时 $P=-200$ MW,

换流器处于整流工作状态,即从电网中吸收有功功率;当 $\varphi = \pi/2$ rad 和 $\varphi = 3\pi/2$ rad 时,换流器与电网交换额定容性或(和)感性无功功率。

2.1 装置损耗/效率随运行工况的变换曲线

图 4 所示为 MMC 随功率角变化时的损耗特性曲线。可以看出,在采用本节的参数和运行条件下,换流器在整个运行工况范围内的最大损耗率不超过 0.8%,说明 MMC 具有较高的效率,这主要是得益于采用多电平结构后所带来的开关损耗降低。应该注意的是本文分析的只是换流器 IGBT 部分的损耗,不包括连接电抗器、变压器和其他辅助系统的功率损耗。图 4 还给出了换流器的损耗绝对数值曲线,并分别给出了每个子模块的 2 只开关的损耗。这里子模块的损耗为所有子模块损耗均值。

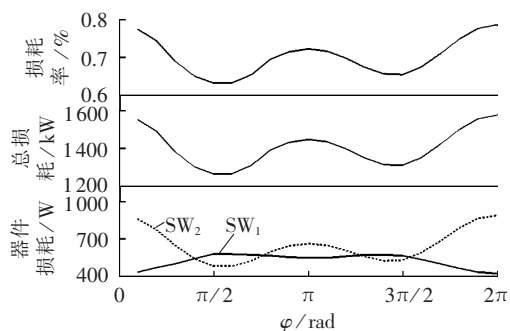


图 4 装置损耗随功率角的变化范围曲线

Fig.4 Curve of device loss vs. power angle

可以看出,换流器的损耗在输出纯有功功率时达到峰值点,在输出纯无功功率时达到谷值点。这可以通过式(5)进行定性的解释。当换流器输出有功功率时,桥臂电流除交流电流分量外,还多出了直流分量,使桥臂电流的有效值增大,自然导致损耗的增加。另外还可以发现换流器处于逆变状态时($\varphi=0$)的损耗要大于整流状态($\varphi=\pi$ rad)时。

从图 4 中 2 只开关的损耗曲线的对比可以看出,在整个工况范围内上管(SW_1)的损耗变化并不大,但是下管(SW_2)的损耗变化范围较大,这也是导致装置整体损耗变化的主要原因。在输出有功功率较大时, SW_2 的损耗要远大于 SW_1 ,这在逆变工况更为明显,因此在装置散热设计时必须考虑。

2.2 子模块各部分损耗的详细分析

利用所设计的计算程序,本文还进一步详细分析了子模块内 SW_1 和 SW_2 的正向 IGBT 部分和反向二极管部分的损耗特性曲线,并分别按开关损耗和通态损耗给出了损耗计算结果。如图 5 所示,上管 SW_1 的 IGBT 部分和二极管部分的开关损耗和通态损耗随运行工况的变化都变化不大。下管 SW_2 的 IGBT 部分和二极管部分的开关损耗随运行工况的变化也变化不大,但是其通态损耗的变化比较明显。

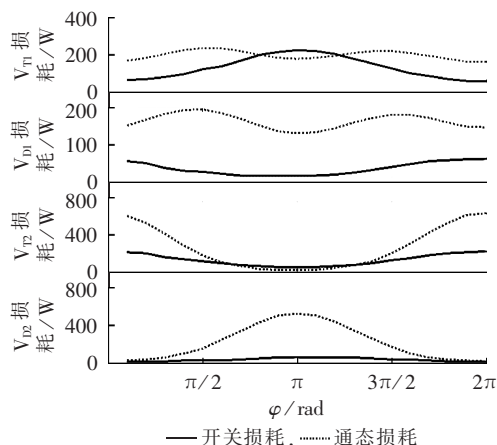


图 5 子模块中各器件的开关损耗和通态损耗曲线

Fig.5 Switching loss curves and conduction loss curves of sub-module devices

在逆变状态时,下管的 IGBT 部分(V_{T2})的通态损耗最大,而二极管部分(V_{D2})的通态损耗最小;随着有功功率向整流方向变化,在逆变状态时最大,下管的 IGBT 部分(V_{T2})的通态损耗逐渐减小,而二极管部分(V_{D2})的通态则变大。即换流器损耗随运行工况的变化以及上下管损耗的不均衡,主要是由于下管的 IGBT 和二极管部分的通态损耗变化导致的。

为了分析子模块上下管损耗的差异及其随运行工况的变化特性,图 6 和图 7 分别给出了在 $P=200$ MW(逆变工况)和 $P=-200$ MW(整流工况)时上桥臂子模块的四部分器件(V_{T1} 、 V_{D1} 、 V_{T2} 、 V_{D2})的通态电流波形。可以看出,有功功率导致的桥臂直流电流分量是导致以上损耗特性的主要原因。以图 6 为例,当工作于逆变状态向电网传输 200 MW 的有功功率时,桥臂电流存在一个明显的正向偏置的直流分量。由于此状态下 V_{T2} 的通态电流最明显,所以这个直流电流分量也导致了 V_{T2} 通态电流的进一步增大和通态损耗的进一步增加。如图 7 所示,当工作于整流状态从电网吸收 200 MW 的有功功率时,除交流分量

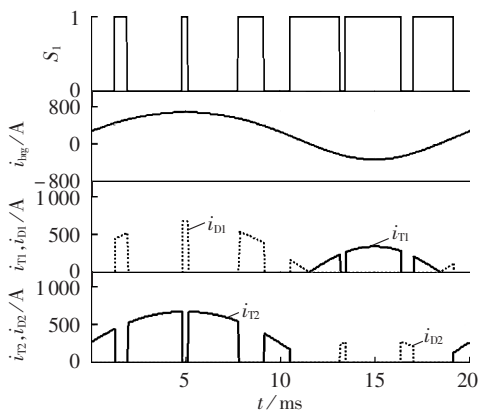


图 6 $P=200$ MW(逆变工况)时子模块各器件通态电流波形

Fig.6 Conduction current waveforms of sub-module devices when $P=200$ MW(inversion mode)

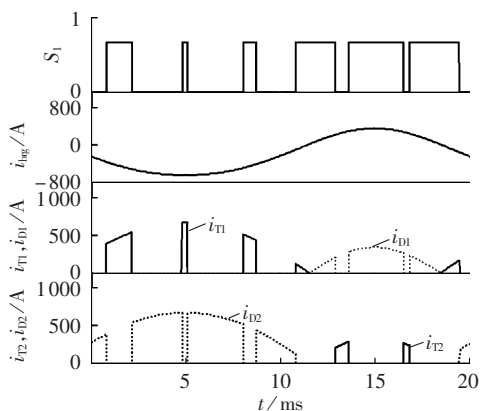


图 7 $P=-200$ MW(整流工况)时子模块各器件通态电流波形

Fig.7 Conduction current waveforms of sub-module devices when $P=-200$ MW(rectification mode)

反相外,桥臂电流还存在负向偏置的直流分量。由于此状态下 V_{D2} 的通态电流最为明显,所以这个直流电流分量也导致了 V_{D2} 通态电流的进一步增大和通态损耗的进一步增加。这正是前面所分析的损耗随运行工况变化,以及上下管损耗特性差异的主要原因。

2.3 损耗随开关频率变化的特性

当所采用的调制策略的开关频率发生变化时,将会导致装置整体损耗的变化。如图 8 所示,本文利用所设计的计算程序对不同开关频率下的装置损耗率进行了计算比较。调制策略采用的是载波移相调制策略,所提到的开关频率为单个 IGBT 的实际开关频率。可以看出,当开关频率增加时,装置的总体损耗率随之增加。从开关损耗和通态损耗的曲线可以看出,当开关频率变化时损耗的差异主要是在于开关损耗,而通态损耗则基本没有变化。

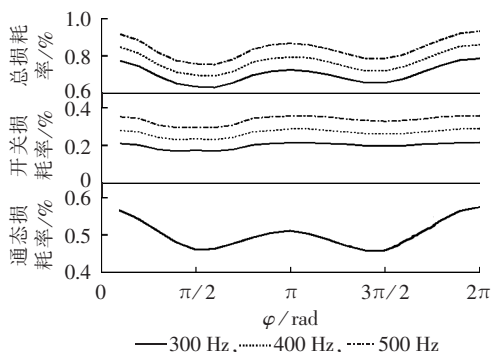


图 8 损耗率随不同开关频率变化曲线的比较

Fig.8 Comparison of loss rate among different switching frequencies

2.4 2 倍频环流对装置损耗计算的影响

如式(5)所示,桥臂电流中除基频分量和直流分量外,还包括 2 倍频环流分量。由于 2 倍频环流的存在会对桥臂有效值电流存在影响,因此也会对装置损耗存在一定的影响。但是由于桥臂电流总有效值是基频分量、直流分量和 2 倍频环流分量的均方和,

因此 2 倍频环流的适当存在并不会导致桥臂电流有效值有很大的增加。在所列的装置参数下,本文计算了各工况下桥臂 2 倍频环流含量(2 倍频电流有效值与基波分量的比值),并针对是否考虑 2 倍频环流的情况分别进行了损耗的计算。如图 9 所示,考虑 2 倍频环流时的损耗率的确高于不考虑环流影响时的损耗率,但是在所示的 2 倍频含量下,2 倍频环流所引起的损耗率增加并不显著。

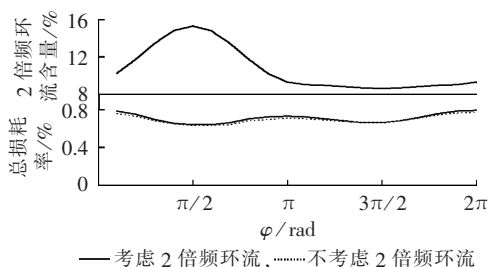


图 9 2 倍频环流对换流器损耗的影响

Fig.9 Impact of double-frequency circulating current on converter loss

3 结论

根据换流器的稳态工况和脉冲调制模式,可以在数字计算程序中复现出一个工频周期内各开关器件脉冲波形和各器件的稳态电流波形,并得到各开关器件的电压波形和电流波形,并根据器件的关键参数得到各开关器件的通态损耗和开关损耗。基于本文所提出的方法,可以设计专门计算程序,方便快速地计算 MMC 内各开关器件的损耗和换流器的整体损耗,并易于扫描计算全运行工况损耗曲线。利用所建立的损耗计算方法,本文还对基于 MMC 的柔性直流输电系统的损耗特性进行了详细的分析,包括装置损耗随运行工况的变化、子模块各器件损耗差异及其原因分析、损耗随开关频率变化的特性以及 2 倍频环流对换流器损耗的影响,这对于基于 MMC 的柔性直流输电工程在效率评估和散热设计等方面具有比较重要的参考价值。

参考文献:

- [1] MARQUARDT R,LESNICAR A. A new modular voltage source inverter topology [C] //Proceedings of European Conference on Power Electronics and Applications. Toulouse,France;EPE,2003: 1-10.
- [2] LESNICAR A,MARQUARDT R. An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range [C] // Proceedings of Power Technology Conference. Bologna,Italy:IEEE, 2003:1-6.
- [3] 刘栋,汤广福,贺之渊,等. 模块化多电平柔性直流输电数字-模拟混合实时仿真技术[J]. 电力自动化设备,2013,33(2):68-73. LIU Dong,TANG Guangfu,HE Zhiyuan,et al. Hybrid real-time simulation technology for MMC-HVDC[J]. Electric Power Automation Equipment,2013,33(2):68-73.

- [4] 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.
WANG Shanshan,ZHOU Xiaoxin,TANG Guangfu,et al. Modeling of modular multi-level voltage source converter[J]. Proceedings of the CSEE,2011,31(24):1-8.
- [5] 王奎,郑泽东,李永东. 基于新型模块化多电平变换器的五电平PWM整流器[J]. 电工技术学报,2011,26(5):34-38.
WANG Kui,ZHENG Zedong,LI Yongdong. A five-level PWM rectifier based on new modular multilevel converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2011,26(5):34-38.
- [6] 管敏渊,徐政. MMC型柔性直流输电系统无源网络供电的直接电压控制[J]. 电力自动化设备,2012,32(12):1-5.
GUAN Minyuan,XU Zheng. Direct voltage control of MMC-based VSC-HVDC system for passive networks[J]. Electric Power Automation Equipment,2012,32(12):1-5.
- [7] ROHNER S,BERNET S,HILLER M,et al. Modulation,losses and semiconductor requirements of modular multilevel converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2009,24(3):592-602.
- [8] 屠卿瑞,徐政. 基于结温反馈方法的模块化多电平换流器型高压直流输电阀损耗评估[J]. 高电压技术,2012,38(6):1506-1512.
TU Qingrui,XU Zheng. Dissipation analysis of MMC-HVDC based on junction temperature feedback method[J]. High Voltage Engineering,2012,38(6):1506-1512.
- [9] 刘栋,汤广福,贺之渊,等. 基于面积等效法的模块化多电平换流器损耗分析[J]. 电网技术,2012,36(4):197-201.
LIU Dong,TANG Guangfu,HE Zhiyuan,et al. Loss evaluation for modular multilevel converter based on equivalent-area modulation[J]. Power System Technology,2012,36(4):197-201.
- [10] RAJAPAKSE A D,GOLE A M,WILSON P L. Electromagnetic transients simulation models for accurate representation of switching losses and thermal performance in power electronic systems[J]. IEEE Transactions on Power Delivery,2005,20(1):319-327.
- [11] GNANARATHNA U N,GOLE A M,JAYASINGHE R P. Efficient modeling of Modular Multilevel HVDC Converters (MMC) on electromagnetic transient simulation programs[J]. IEEE Transactions on Power Delivery,2011,26(3):316-324.
- [12] 屠卿瑞,徐政,管敏渊,等. 模块化多电平换流器环流抑制控制器设计[J]. 电力系统自动化,2010,34(18):57-61.
TU Qingrui,XU Zheng,GUAN Minyuan,et al. Design of circulating current suppressing controllers for modular multilevel converter[J]. Automation of Electric Power Systems,2010,34(18):57-61.
- [13] 谢妍,陈柏超,陈耀军,等. 新型模块化多电平换流器串联电抗器的功能与取值分析[J]. 电力自动化设备,2012,32(9):55-59.
XIE Yan,CHEN Baichao,CHEN Yaojun,et al. Function analysis and parameter selection for series reactor of modular multilevel converter[J]. Electric Power Automation Equipment,2012,32(9):55-59.
- [14] ILVES K,ANTONPOULOS A,NORRGA S,et al. Steady-state analysis of interaction between harmonic components of arm and line quantities of modular multilevel converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2012,27(1):57-68.
- [15] 何大清,蔡旭. 模块化多电平变流器的限幅控制和混合调制[J]. 电力自动化设备,2012,32(4):63-66.
HE Daqing,CAI Xu. Limitation control and hybrid modulation of modularized multilevel converter[J]. Electric Power Automation Equipment,2012,32(4):63-66.
- [16] LI Xiaoqian,SONG Qiang,LI Jianguo,et al. Capacitor voltage balancing control based on CPS-PWM of modular multilevel converter [C]//Proceedings of IEEE Converter Energy Conversion Congress and Exposition. Phoenix,USA:IEEE,2011:4029-4034.
- [17] 李强,贺之渊,汤广福,等. 新型模块化多电平换流器空间矢量脉宽调制的通用算法[J]. 电网技术,2011,35(5):59-64.
LI Qiang,HE Zhiyuan,TANG Guangfu,et al. A generalized algorithm of space-vector PWM for a new type of modular multilevel converter[J]. Power System Technology,2011,35(5):59-64.

作者简介:



饶宏(1962-),男,湖北武汉人,教授级高级工程师,主要从事高压直流输电、柔性直流输电和电力系统分析方面的研究(E-mail:raohong@csg.cn);

李建国(1975-),男,河北衡水人,工程师,硕士,主要从事柔性直流输电、柔性交流输电和大功率电力电子技术的研究(E-mail:lijianguo@tsinghua.edu.cn);

宋强(1975-),男,吉林长春人,副教授,博士,主要从事柔性直流输电、柔性交流输电和大功率电力电子技术的研究(E-mail:songqiang@tsinghua.edu.cn)。

Loss calculation method and characteristics analysis for MMC-HVDC system

RAO Hong¹,LI Jianguo²,SONG Qiang²,XU Shukai¹,CHEN Ming¹,LI Xiaolin¹

(1. EPRI of China Southern Power Grid,Guangzhou 510080,China;

2. Department of Electrical Engineering,Tsinghua University,Beijing 100084,China)

Abstract: The calculation of MMC(Modular Multilevel Converter) loss is very important for the evaluation of VSC-HVDC system efficiency and the design of converter heat radiation,for which,a digital calculation method is proposed. The switching waveforms,voltage waveforms and current waveforms for a power frequency cycle are reproduced by the digital calculation program and the switching losses are acquired from the key parameters of concerned devices. A special calculation program is designed based on the proposed method,and the total losses of MMC-HVDC system are calculated and analyzed in detail for all operating conditions. The differences of loss characteristics among different devices and the impacts of switching frequency and double-frequency circulating current on the MMC loss are analyzed.

Key words: modular multilevel converter; VSC-HVDC; switching loss; conduction loss; electric converters; losses