

采用不同子模块的 MMC-HVDC 阀损耗通用计算方法

薛英林, 徐 政, 张哲任, 刘高任

(浙江大学 电气工程学院, 浙江 杭州 310027)

摘要: 针对模块化多电平换流器型高压直流输电系统(MMC-HVDC)提出了一种阀损耗通用计算方法,可统一分析现有子模块结构:半桥子模块、全桥子模块和箝位双子模块。首先基于系统运行参数和调制控制策略解析出各子模块元件的电流、电压时域变化波形,然后利用厂商提供的特性曲线对半导体器件特性参数进行拟合,最后结合器件电流、电压波形和开断次数计算其损耗和结温。所提方法能够计及优化电容电压附加控制,且便于编程实现。基于所提方法开发了 MMC-HVDC 阀损耗通用分析程序,可快速计算各种工况下的换流器功率损耗分布和器件结温。通过算例计算验证了所提方法的有效性。算例结果表明:3 种典型 MMC 拓扑中 H-MMC 损耗最少,C-MMC 次之,F-MMC 最差;环流抑制后个别运行工况下换流器损耗特性可能恶化;降低器件开关频率和提高电压调制比均可降低损耗;当器件开关频率低于某特定值(本算例为 500 Hz)后,器件的通态损耗成为主导分量。

关键词: 模块化多电平换流器; 阀损耗; 半桥子模块; 全桥子模块; 箝位双子模块; 换流器

中图分类号: TM 46; TM 721.1

文献标识码: A

DOI: 10.16081/j.issn.1006-6047.2015.01.004

0 引言

2001 年,德国慕尼黑联邦国防军大学的学者 R. Marquardt 首先提出了模块化多电平换流器 MMC (Modular Multilevel Converter) 拓扑^[1],该拓扑的桥臂采用基本运行单元级联的形式,避免大量开关器件直接串联,不存在动态均压和一致触发等问题,尤其适用于高压直流输电场合^[2-10]。后来,R. Marquardt 又在 2010 年和 2011 年的 2 次国际电力电子会议上提出广义 MMC 的概念^[11-12],以子模块为功率单元,并根据内部构造不同将其分为 3 种基本类型:半桥子模块 HBSM(Half Bridge SubModule)、全桥子模块 FBSM(Full Bridge SubModule)和箝位双子模块 CDSM(Clamp Double SubModule)。为简化分析,本文将子模块采用 HBSM、FBSM 和 CDSM 的 MMC 相应地称为 H-MMC、F-MMC 和 C-MMC。

阀损耗是直流输电系统稳态运行损耗的主要组成部分,其大小是评估其性能优劣的重要指标。损耗计算一方面能为开关器件选型、散热系统设计^[13]和经济效益评估提供理论依据,另一方面也能为后续拓扑结构优化和降损措施研究^[14-15]奠定基础。目前关于传统两电平换流器损耗的研究较为完善^[16-17],但缺乏适用于不同子模块的 MMC 通用损耗计算方法和损耗特性的定量对比。

一般地,适用于工程实际的换流器损耗评估手段或建模应满足以下基本要求:计及控制调制策略,

真实反映系统运行特性;有效提取 IGBT 器件参数,合理拟合其损耗曲线;计算快速,结果准确。MMC 的电气运行工况非常复杂,因此很难用直接的电气测量方法实现损耗测量。现有损耗计算方法主要分为 2 类:解析公式法^[18-20]和仿真积分法^[21-22]。解析公式法通过引入电流平均化概念,推导了子模块各器件平均电流的解析公式,计算简便快速,适用于损耗初步评估;但该方法无法体现 MMC 非线性调制特性,难以有效计及附加平衡控制引起的开关损耗,同时也无法得到桥臂各子模块损耗分布特性。一般降损措施主要针对开关过程引起的暂态损耗如开通损耗和关断损耗,因此仅依靠解析公式不能有效评估降损策略带来的效益。仿真积分法通常需要在仿真软件如 PSCAD/EMTDC、MATLAB/Simulink 等平台上搭建完整的系统模型和复杂的控制系统,借助实时仿真特性曲线计算运行损耗,可计及各种控制特性且计算结果精确;但该方法仿真步长较小、计算时间长,不适合多工况计算,特别在系统规划初期阶段,可能需要多次迭代计算,该方法难以胜任如此巨大的工作量。因此,研究 MMC 阀损耗评估模型并开发快速通用计算方法,具有重要工程意义。

为此本文提出一种阀损耗通用计算方法,可以适用于 H-MMC、F-MMC 和 C-MMC。本方法首先根据系统基本运行工况和主回路参数计算出桥臂电流;然后利用最近电平调制和子模块优化平衡控制策略,根据子模块内部结构特点,计算出各子模块开关状态和相关电气量如内部器件电流、电容电压;通过提取 IGBT 厂家数据进行数据拟合来建立 IGBT 开关损耗模型;在给定参数下统一进行损耗评估和求解。基于本文方法开发了 MMC 型高压直流输电系统

收稿日期:2014-03-21;修回日期:2014-12-03

基金项目:国家高技术研究发展计划(863 计划)资助项目(2012-AA050205)

Project supported by the National High Technology Research and Development Program of China(863 Program)(2012AA050205)

(MMC-HVDC) 阀损耗分析程序,可计算各种工况下的换流器功率损耗和器件结温分布,为后续降损设计提供了有力工具。最后通过一个算例验证本方法的有效性,并定量分析和对比不同典型结构下的损耗特性。

1 MMC 结构特点和子模块开关函数模型

如图 1 所示,MMC 拓扑结构采用三相六桥臂结构,每桥臂由 N 个基本运行功率单元级联而成,同时配置一个缓冲电抗 L_0 以抑制环流和故障电流上升率。 U_{dk} 为 MMC 双极直流母线电压差。

根据内部结构不同,子模块分为 HBSM、FBSM 和 CDSM,分别如图 2(a) — (c) 所示。HBSM 由 2 个 IGBT(V_{T11} 、 V_{T12})、2 个反并联二极管(V_{D11} 、 V_{D12})和直流电容 C 组成;子模块输出电压 U_{SM} 有 0 和 U_c 这 2 种电平,其中 U_c 为额定电容电压。FBSM 需要的开关器件数量是 HBSM 的 2 倍,但输出电平有 3 种: $-U_c$ 、0 和 U_c 。CDSM 由 2 个等效半桥单元通过 2 个箝位二极管和 1 个引导 IGBT(V_{T0}) 构成。正常运行时 V_{T0} 一直导通,CDSM 等效为 2 个级联的半桥子模块,因此输出电平有 3 种: 0 、 U_c 和 $2U_c$ 。这样每桥臂 N 个 CDSM 的 C-MMC 可移植每桥臂 $2N$ 个 HBSM 的 H-MMC 的控制策略。根据实际应用场合特点和直流系统故障穿越需求不同,MMC 选取不同子模块作为基本功率单元。其中 H-MMC 所需开关器件最少且

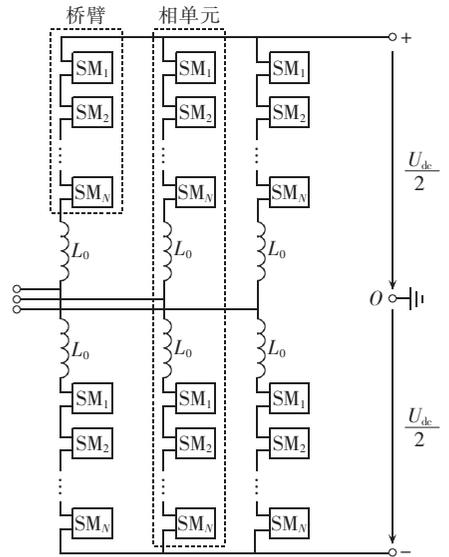


图 1 MMC 通用拓扑结构

Fig.1 General topological structure of MMC

运行损耗最低,但是存在二极管续流效应而无法有效处理直流故障,因此一般用于电缆敷设线路场合^[23-24]; F-MMC 和 C-MMC 所需开关器件和稳态运行损耗均大于 H-MMC,但具有直流故障自清除能力,所以可以应用在架空输电线路场合^[25-27]。

如图 2 所示,定义子模块电压和子模块电流正方向均为从 A 点到 B 点,反之则为负。定义电容开关函数 S 如式(1)所示,用以描述子模块电容的投切

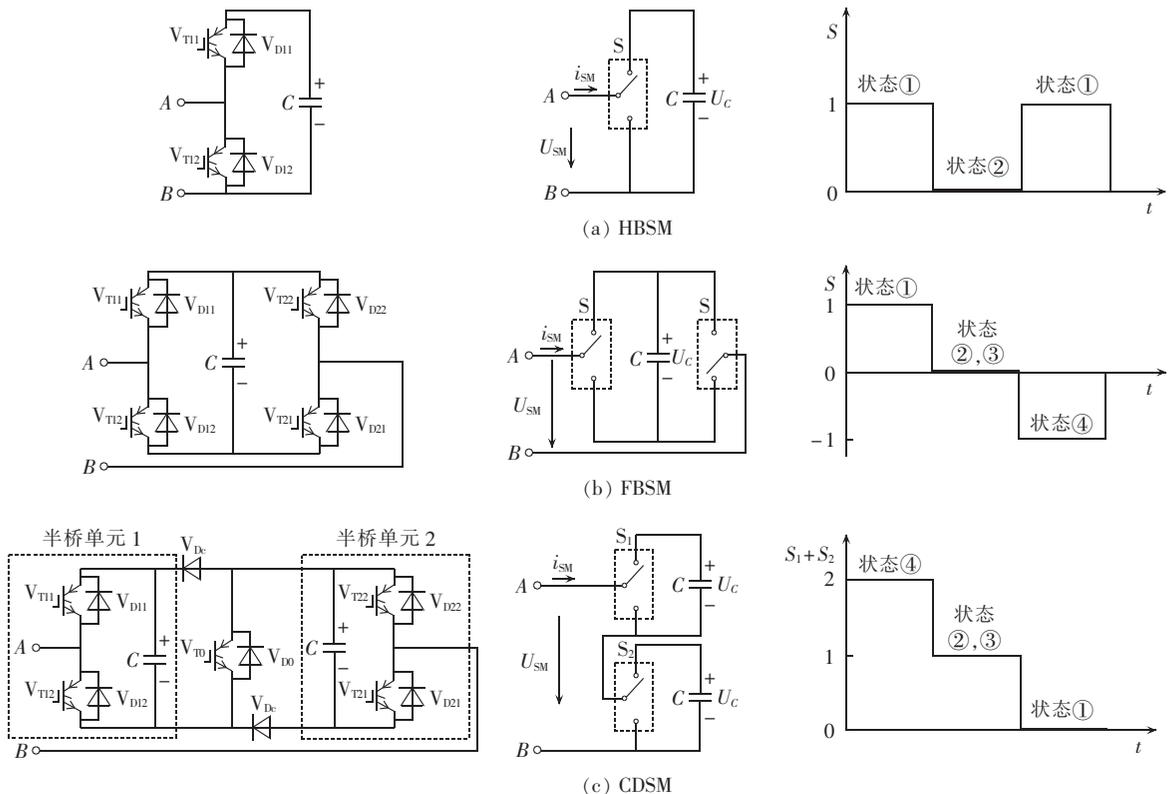


图 2 不同模块拓扑结构和开关模型

Fig.2 Topological structure and switching model of different submodules

状态。 $S=1$ 表示正投入模块电容, 即 $U_{SM}=U_C$; $S=0$ 表示切除(或旁路)模块电容, 即 $U_{SM}=0$; $S=-1$ 表示负投入模块电容, 即 $U_{SM}=-U_C$ 。 U_{SM} 为子模块输出电压。 S_1 、 S_2 分别表示 CDSM 中半桥单元 1 和半桥单元 2 的开关函数。

$$S = \begin{cases} 1 & \text{电容正投入} \\ 0 & \text{电容切除} \\ -1 & \text{电容负投入} \end{cases} \quad (1)$$

子模块电容电压由下式描述:

$$C \frac{d}{dt} U_{C(j,m)}(t) = S_{j,m}(t) i_m(t) \quad (2)$$

其中, 下标 m 取 p、n 分别表示上、下桥臂, j 表示子模块电容编号, 下同; C 为模块电容。

相关 IGBT 的控制信号与电容开关函数状态、子模块电压的关系如表 1 所示。

表 1 子模块开关函数状态和 IGBT 控制信号
Table 1 State of submodule switching function and control signal of IGBT

子模块类型	状态	V_{T11}	V_{T12}	V_{T21}	V_{T22}	V_{T0}	$S_1(S)$	S_2	U_{SM}
HBSM	①	0	1	×	×	×	0	×	0
	②	1	0	×	×	×	1	×	U_C
FBSM	①	0	1	0	1	×	-1	×	$-U_C$
	②	1	1	0	0	×	0	×	0
	③	1	1	0	0	×	0	×	0
	④	1	0	1	0	×	1	×	U_C
CDSM	①	0	1	0	1	1	0	0	0
	②	1	0	0	1	1	1	0	U_C
	③	0	1	1	0	1	0	1	U_C
	④	1	0	1	0	1	1	1	$2U_C$

注: 0 表示 IGBT 关断, 1 表示 IGBT 开通; 不考虑子模块上下 IGBT 同时导通的状态(如 V_{T11} 和 V_{T12} 同时导通)。

2 主回路参数和子模块电气量计算

2.1 主回路参数计算

MMC 单相接线图如图 3 所示, 忽略回路中阻性成分, 各电气量正方向如图中箭头所示。根据电路原理, 求解交流相电流 I_v 和 MMC 交流侧虚拟对地电势 U_s :

$$I_v = \frac{P - jQ}{(U_s)^*} \quad (3)$$

$$U_v = U_s - \left(\omega L_s + \frac{\omega L_0}{2} \right) I_v \quad (4)$$

其中, P 、 Q 分别为交流侧有功、无功功率(一般作为运行工况的最原始参数); L_s 为系统电感; L_0 为桥臂电感; U_s 为折算到换流变阀侧的系统电压, 上标星号表示取共轭运算。

忽略换流器损耗, 求解直流电流:

$$I_{dc} = \frac{P_{dc}}{U_{dc}} \approx \frac{P}{U_{dc}} \quad (5)$$

假设电网电压 u_s 写成如下形式:

$$u_s(t) = U_s \sin(\omega t) \quad (6)$$

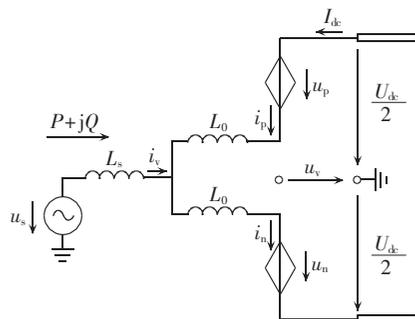


图 3 MMC 单相等效电路

Fig.3 Single-phase equivalent circuit of MMC

则根据式(3)和(4)得相电流 i_v 和虚拟出口电压 u_v :

$$i_v(t) = I_v \sin(\omega t - \varphi) \quad (7)$$

$$u_v(t) = U_v \sin(\omega t + \theta) \quad (8)$$

$$I_v = \frac{\sqrt{P^2 + Q^2}}{U_s}$$

$$\varphi = \begin{cases} \arctan \frac{Q}{P} & P > 0 \\ \pi + \arctan \frac{Q}{P} & P < 0 \end{cases}$$

$$U_v = \frac{\sqrt{\left[U_s^2 - \omega \left(L_s + \frac{L_0}{2} \right) P \right]^2 + \left[\omega \left(L_s + \frac{L_0}{2} \right) Q \right]^2}}{U_s}$$

$$\theta = \arctan \frac{\omega \left(L_s + \frac{L_0}{2} \right) Q}{\omega \left(L_s + \frac{L_0}{2} \right) P - U_s^2}$$

上、下桥臂级联电容电压 u_p 、 u_n 为:

$$u_p(t) = \frac{U_{dc}}{2} - u_v(t) \quad (9)$$

$$u_n(t) = \frac{U_{dc}}{2} + u_v(t) \quad (10)$$

上、下桥臂电流 i_p 、 i_n 分别如式(11)、(12)所示。 $\lambda=1$ 说明未采取环流抑制措施; $\lambda=0$ 说明采取环流抑制措施。

$$i_p(t) = \frac{I_{dc}}{3} - \frac{i_v}{2}(t) + \lambda i_z(t) \quad (11)$$

$$i_n(t) = \frac{I_{dc}}{3} + \frac{i_v}{2}(t) + \lambda i_z(t) \quad (12)$$

其中环流分量主要为 2 次谐波, 写成如下形式^[28]:

$$i_z(t) = \hat{i}_z \sin(2\omega t + \delta) \quad (13)$$

$$\hat{i}_z = \frac{\sqrt{(A \cos \varphi + B)^2 + (A \sin \varphi)^2}}{1 - \frac{N}{16\omega^2 CL} - \frac{k^2 N}{24\omega^2 CL}} \quad (14)$$

$$\delta = \arctan \frac{A \cos \varphi + B}{-A \sin \varphi} \quad (15)$$

其中, $A = \frac{3\sqrt{2}}{64} \frac{kN\hat{i}}{\omega^2 CL}$, \hat{i} 为相电流峰值; $B = -\frac{N}{16} \times$

$\frac{k^2 I_{dc}}{\omega^2 CL}$; 电压调制比 $k = \frac{2\hat{U}_s}{U_{dc}}$ 。

2.2 最近电平调制和子模块优化平衡控制

调制策略决定着子模块电容的投切时刻,影响半导体器件的开断电压和开关频率,进而影响其开关能量和损耗。采用传统的解析公式或面积等效法^[29]计算损耗,均无法考虑附加电容平衡控制带来的附加切换情况,对于开关损耗计算通常依靠人为设定投切频率(如 150 Hz)来估算。此外,系统采样频率可能会对子模块投切造成影响^[30],但在传统解析计算中无法反映。本节所述方法能够计算子模块电容开关时域特性曲线,可计及调制策略、附加平衡控制和采样频率等因素影响。

调制的目的就是选择投切特定数目的子模块使之逼近调制参考波,调制策略很多,如载波移相调制、空间矢量调制、最近电平逼近调制等。由于实现简单,最近电平逼近调制适合于采用数百子模块的高压直流输电系统,其主要思想是通过阶梯波去逼近参考电压。每时刻子模块电容投切数目通过对桥臂电压参考波进行取整运算求得,如式(16)所示。每个时刻上、下桥臂中需要正投入的子模块电容恒定如式(17)所示。

$$n_p(t) = \left\lfloor \frac{u_p(t)}{U_{C(\text{rat})}} \right\rfloor, \quad n_n(t) = \left\lfloor \frac{u_n(t)}{U_{C(\text{rat})}} \right\rfloor \quad (16)$$

$$U_{C(\text{rat})} = \frac{U_{\text{dc}}}{N_c} \quad (17)$$

$$n_p(t) + n_n(t) = N_c \quad (18)$$

其中, $\lfloor x \rfloor$ 表示取与变量 x 最接近的整数。值得说明的是,为便于统一不同子模块下的表达式,上式选用电容投切数而不是子模块投切数为控制对象。对于 CDSM 而言,模块电容数目是子模块数目的 2 倍。

子模块电容相应的开关状态满足式(19):

$$\sum_{j=1}^{N_c} S_{j,m}(t) = n_m(t) \quad (19)$$

选择子模块电容投切的基本原则为:在采样时刻,当桥臂电流为负时优先选择电压高的电容放电,当桥臂电流为正时优先选择电压低的电容充电,如式(20)所示。

$$\begin{cases} i_m(t) \geq 0, & \min \{U_{C(j,m)}(t)\}_{S_{j,m}=0} \geq \max \{U_{C(j,m)}(t)\}_{S_{j,m}=1} \\ i_m(t) < 0, & \max \{U_{C(j,m)}(t)\}_{S_{j,m}=0} \leq \min \{U_{C(j,m)}(t)\}_{S_{j,m}=1} \end{cases} \quad (20)$$

优化平衡控制策略有 2 种基本方法:一是通过改变调制波以改变子模块电容充放电时间^[31],此方法适用于脉宽调制场合;二是通过引入电容电压最大偏差量^[14]或保持因子^[15]优化子模块电容投切时刻。本文采用文献^[14]所述优化策略。根据以上原则确定 HBSM 和 CDSM 模块电容开关函数的时域特性曲线。

FBSM 控制自由度较多,因此仅依靠式(20)不

能完全确定其开关函数。为此,本文采取输出负电平数最小原则,这样只有在电压调制比大于 1 的情况下才会有负电平出现。

$$\begin{cases} N_+ + N_- + N_0 = N_c \\ N_+ - N_- = n_m(t) \end{cases} \quad (21)$$

其中, N_+ 为正投入的模块电容数; N_- 为负投入的模块电容数; N_0 为切除的模块电容数。

2.3 子模块器件电流、电压求解

利用上节确定各模块电容的开关函数,可以求解子模块内各器件的电流时域特性曲线。子模块电容电流写成如下形式:

$$i_{C(j,m)}(t) = S_{j,m}(t) i_m(t) \quad (22)$$

在 $[\tau, \tau + \Delta t]$ 区间内,基于式(2)利用离散积分法求解电容电压:

$$\Delta U_{C(j,m)} = \frac{\Delta t}{C} i_{C(j,m)}(\tau) \quad (23)$$

$$U_{C(j,m)}(\tau + \Delta t) = U_{C(j,m)}(\tau) + \Delta U_{C(j,m)} \quad (24)$$

为便于后续分析开关器件电流,定义函数如下:

$$\text{sgn}(x) = \begin{cases} 1 & x > 0 \\ 0 & x = 0 \\ -1 & x < 0 \end{cases} \quad (25)$$

$$\sin[\text{sgn}(x)] = \frac{\text{sgn}(x) - \text{sgn}(|x|)}{2} \quad (26)$$

$$\cos[\text{sgn}(x)] = \frac{\text{sgn}(x) + \text{sgn}(|x|)}{2} \quad (27)$$

2.3.1 HBSM 的开关器件电流

根据图 2、半导体器件开关特性和开关函数定义,HBSM 的开关器件通过电流可写成如下形式。

IGBT V_{T11} 上的电流为:

$$i_{V_{T11}(j,m)} = \cos[\text{sgn}(S_{j,m}(t))] \sin[\text{sgn}(i_m(t))] i_m(t) \quad (28)$$

续流二极管 V_{D11} 上的电流为:

$$i_{V_{D11}(j,m)} = \cos[\text{sgn}(S_{j,m}(t))] \cos[\text{sgn}(i_m(t))] i_m(t) \quad (29)$$

IGBT V_{T12} 上的电流为:

$$i_{V_{T12}(j,m)} = \cos[\text{sgn}(1 - |S_{j,m}(t)|)] \cos[\text{sgn}(i_m(t))] i_m(t) \quad (30)$$

续流二极管 V_{D12} 上的电流为:

$$i_{V_{D12}(j,m)} = \cos[\text{sgn}(1 - |S_{j,m}(t)|)] \sin[\text{sgn}(i_m(t))] i_m(t) \quad (31)$$

2.3.2 FBSM 的开关器件电流

当子模块输出电平为零时,事实上有 2 种工作状态,本文选取电流均经过下部开关器件的状态,这样 $i_{V_{T11}}$ 、 $i_{V_{D11}}$ 、 $i_{V_{T12}}$ 和 $i_{V_{D12}}$ 电流表达式与 HBSM 一致,其余器件电流由式(32) — (35)确定。

IGBT V_{T21} 上的电流:

$$i_{V_{T21}(j,m)} = \cos[\text{sgn}(1 - |S_{j,m}(t)|)] \sin[\text{sgn}(i_m(t))] i_m(t) \quad (32)$$

续流二极管 V_{D21} 上的电流:

$$i_{V_{D21}(j,m)} = \cos[\text{sgn}(1 - |S_{j,m}(t)|)] \cos[\text{sgn}(i_m(t))] i_m(t) \quad (33)$$

IGBT V_{T22} 上的电流:

$$i_{V_{T22}(j,m)} = \sin[\text{sgn}(S_{j,m}(t))] \cos[\text{sgn}(i_m(t))] i_m(t) \quad (34)$$

续流二极管 V_{D22} 上的电流:

$$i_{VD22(j,m)} = \sin[\text{sgn}(S_{j,m}(t))] \sin[\text{sgn}(i_m(t))] i_m(t) \quad (35)$$

2.3.3 CDSM 的开关器件电流

正常运行时, CDSM 的阻尼二极管不存在电流通路。单个 CDSM 等效为 2 个 HBSM 来处理, V_{T0}/V_{D0} 近似一个串联的通态电阻, 器件电流仅与桥臂电流方向相关。

$$i_{VT0(j,m)} = \sin[\text{sgn}(i_m(t))] i_m(t) \quad (36)$$

$$i_{VD0(j,m)} = \cos[\text{sgn}(i_m(t))] i_m(t) \quad (37)$$

根据以上公式, 可以求出不同子模块开关函数波形和器件电流波形, 其波形示意如图 4 所示(此时假设 F-MMC 不考虑输出负电平, 零电平状态选择为电流均经过下部开关器件的状态)。

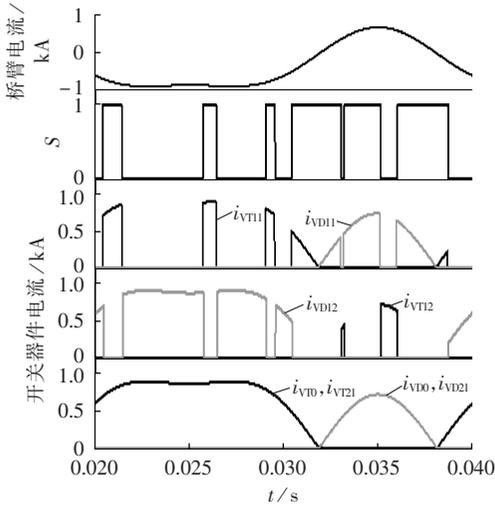


图 4 子模块开关函数和器件电流波形示意
Fig.4 Waveform of submodule switching function and device current

3 开关器件参数提取和损耗建模

MMC 阀损耗计算最终分解为各个开关器件 (IGBT 及其反并联二极管) 的损耗计算。稳态运行下 IGBT 器件的功率损耗主要有以下 3 个部分^[16]: 通态损耗 $P_{\text{con,VT}}$ 、开通损耗 $P_{\text{on,VT}}$ 和关断损耗 $P_{\text{off,VT}}$ 。IGBT 的正向截止损耗和驱动回路损耗在总的损耗所占比例较少, 一般忽略不计。

$$P_{VT} = P_{\text{con,VT}} + P_{\text{on,VT}} + P_{\text{off,VT}} \quad (38)$$

IGBT 的反向并联二极管运行损耗主要包括通态损耗 $P_{\text{con,VD}}$ 、开通损耗 $P_{\text{off,VD}}$ 、恢复损耗和截止损耗, 其中后两者损耗分量可以忽略。故二极管损耗写成:

$$P_{VD} = P_{\text{con,VD}} + P_{\text{off,VD}} \quad (39)$$

因此将 MMC 所有开关器件损耗进行叠加即可求得阀损耗:

$$P_{\text{tot}} = \sum P_{VT} + \sum P_{VD} \quad (40)$$

其中, 下标 VT 表示 IGBT 部分; 下标 VD 表示反并联二极管部分。

3.1 损耗计算

3.1.1 器件通态损耗计算

IGBT 和二极管的正向导通电压主要与导通电流和结温有关:

$$U_{VT}(t) = U_{VT0(T_j)} + i_{VT}(t) R_{VT(T_j)} \quad (41)$$

$$U_{VD}(t) = U_{VD0(T_j)} + i_{VD}(t) R_{VD(T_j)} \quad (42)$$

其中, U_{VT0} 、 R_{VT} 分别为 IGBT 擎住电压和正向导通电阻; U_{VD0} 和 R_{VD} 分别为二极管门槛电压和正向导通电阻。这 4 个特性参数均与结温 T_j 有关, 可利用结温 T_{α} 和 T_{β} (一般 $T_{\alpha} = 25^{\circ}\text{C}$, $T_{\beta} = 125^{\circ}\text{C}$) 下开关器件的典型特性曲线, 通过参数插值近似得到:

$$\begin{cases} U_{VT0(T_j)} = \frac{(U_{VT0(T_{\beta})} - U_{VT0(T_{\alpha})})(T_j - T_{\alpha})}{T_{\beta} - T_{\alpha}} + U_{VT0(T_{\alpha})} \\ R_{VT0(T_j)} = \frac{(R_{VT0(T_{\beta})} - R_{VT0(T_{\alpha})})(T_j - T_{\alpha})}{T_{\beta} - T_{\alpha}} + R_{VT0(T_{\alpha})} \end{cases} \quad (43)$$

$$\begin{cases} U_{VD0(T_j)} = \frac{(U_{VD0(T_{\beta})} - U_{VD0(T_{\alpha})})(T_j - T_{\alpha})}{T_{\beta} - T_{\alpha}} + U_{VD0(T_{\alpha})} \\ R_{VD0(T_j)} = \frac{(R_{VD0(T_{\beta})} - R_{VD0(T_{\alpha})})(T_j - T_{\alpha})}{T_{\beta} - T_{\alpha}} + R_{VD0(T_{\alpha})} \end{cases} \quad (44)$$

通过曲线拟合得到给定结温 T_j 下的开关器件特性参数后, 利用式 (45) 和 (46) 求取 IGBT 和二极管的通态损耗:

$$P_{\text{con,VT}} = \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} U_{VT}(t) i_{VT}(t) dt \quad (45)$$

$$P_{\text{con,VD}} = \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} U_{VD}(t) i_{VD}(t) dt \quad (46)$$

其中, T_c 为一个基波周期, 即 0.02 s。

3.1.2 器件开关损耗计算

给定电流和结温, 半导体器件的开关能量损耗可用如下二次多项式进行拟合:

$$\begin{cases} E_{\text{off}} = (\alpha_{\text{off}} + \beta_{\text{off}} i_{VT} + \gamma_{\text{off}} i_{VT}^2) \rho_{\text{off}} \\ E_{\text{on}} = (\alpha_{\text{on}} + \beta_{\text{on}} i_{VT} + \gamma_{\text{on}} i_{VT}^2) \rho_{\text{on}} \\ E_{\text{rec}} = (\alpha_{\text{rec}} + \beta_{\text{rec}} i_{VD} + \gamma_{\text{rec}} i_{VD}^2) \rho_{\text{rec}} \end{cases} \quad (47)$$

其中, α 、 β 、 γ 为在给定参考电压和结温下开关能量损耗的拟合系数; ρ 为开关能量损耗函数的修正系数; 下标 off、on 和 rec 分别对应 IGBT 关断损耗、IGBT 开通损耗和二极管的恢复损耗。

使用线性插值方法, 求得折算到给定截止电压和结温下的修正系数 ρ ^[16]。

$$\begin{cases} \rho_{\text{off}} = \frac{(E_{\text{off}(T_{\beta})} - E_{\text{off}(T_{\alpha})})(T_j - T_{\alpha}) / (T_{\beta} - T_{\alpha}) + E_{\text{off}(T_{\alpha})}}{E_{\text{off}(T_{\beta})}} \frac{U_{VT}}{U_{VT,\text{ref}}} \\ \rho_{\text{on}} = \frac{(E_{\text{on}(T_{\beta})} - E_{\text{on}(T_{\alpha})})(T_j - T_{\alpha}) / (T_{\beta} - T_{\alpha}) + E_{\text{on}(T_{\alpha})}}{E_{\text{on}(T_{\beta})}} \frac{U_{VT}}{U_{VT,\text{ref}}} \\ \rho_{\text{rec}} = \frac{(E_{\text{rec}(T_{\beta})} - E_{\text{rec}(T_{\alpha})})(T_j - T_{\alpha}) / (T_{\beta} - T_{\alpha}) + E_{\text{rec}(T_{\alpha})}}{E_{\text{rec}(T_{\beta})}} \frac{U_{VT}}{U_{VT,\text{ref}}} \end{cases} \quad (48)$$

其中, ρ_{off} 、 ρ_{on} 和 ρ_{rec} 分别为 IGBT 的关断损耗、IGBT 的开通损耗以及二极管的反向恢复损耗; $U_{VT,\text{ref}}$ 和 U_{VT}

分别为参数表上的参考截止电压以及实际运行中的真实截止电压。

将一个基波周期内开关能量损耗进行累加,然后对其进行时间平均,即可获得各部分的平均开关损耗功率:

$$\begin{cases} P_{\text{off}} = \frac{1}{T_c} \sum_{i=1}^{N_{\alpha}} E_{\text{off}(i)} \\ P_{\text{on}} = \frac{1}{T_c} \sum_{i=1}^{N_{\beta}} E_{\text{on}(i)} \\ P_{\text{rec}} = \frac{1}{T_c} \sum_{i=1}^{N_{\gamma}} E_{\text{rec}(i)} \end{cases} \quad (49)$$

其中, N_{α} 、 N_{β} 、 N_{γ} 分别为 IGBT 关断次数、IGBT 开通次数和二极管反向恢复次数。

3.2 结温估计

IGBT 器件内部的结温无法直接测量得到,因此可依据散热器的温度和以上损耗计算结果估计 IGBT 模块内部的器件结温。IGBT 等值热电路模型如图 5 所示,IGBT 和二极管的功率损耗等值为 2 个电流源,估算公式如下^[21]:

$$T_{j,\text{VT}} = P_{\text{VT}}(R_{\text{thJC,VT}} + R_{\text{thCH,VT}}) + T_{\text{H}} \quad (50)$$

$$T_{j,\text{VD}} = P_{\text{VD}}(R_{\text{thJC,VD}} + R_{\text{thCH,VD}}) + T_{\text{H}} \quad (51)$$

其中, $R_{\text{thJC,VT}}$ 、 $R_{\text{thJC,VD}}$ 分别为 IGBT、二极管的 PN 结与器件外壳之间的热电阻; $R_{\text{thCH,VT}}$ 、 $R_{\text{thCH,VD}}$ 分别为 IGBT、二极管的器件外壳与散热器之间的热电阻; T_{H} 为散热器温度。

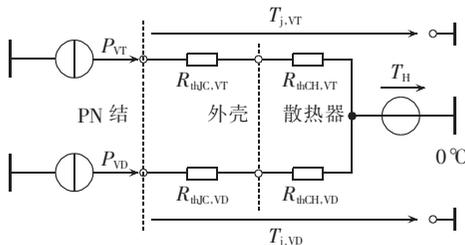


图 5 IGBT 模块等值热电路模型

Fig.5 Equivalent thermal model of IGBT module

4 计算流程与步骤

MMC-HVDC 换流阀损耗计算流程如图 6 所示,主要分为以下 6 步:

a. 基于系统运行基本条件 (P, Q, U_s, U_{dc}) 和主回路参数 (L_s, L_0, C, N), 根据式 (1) — (15) 计算换流器交流侧相电流、桥臂电流和桥臂电压在基频周期 $[0, T_c]$ 内的时域特性曲线;

b. 选择子模块类型, 根据最近电平调制和附加电容电压优化平衡策略, 并计及采样频率的影响, 利用式 (16) — (21) 求解各个子模块电容的开关函数时域特性曲线;

c. 根据桥臂电流和子模块电容开关函数, 由式 (22) — (37) 求解子模块各半导体器件的电流时域

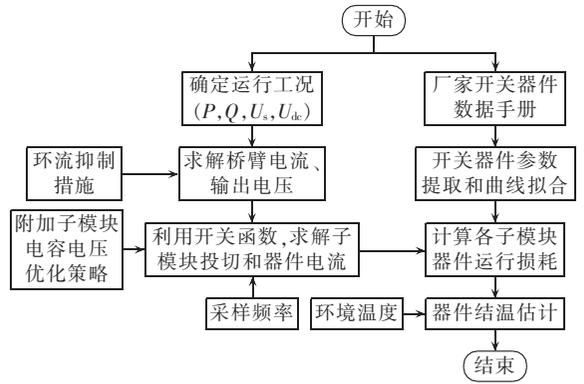


图 6 损耗通用计算流程

Fig.6 Flowchart of general loss calculation

曲线;

d. 根据选定型号的 IGBT 和二极管的特性曲线 (厂家提供的器件特性数据), 应用曲线拟合法得到式 (41)、(42) 和 (47) 所需的各项器件特性参数, 设置初始结温 T_j , 然后利用线性插值修正相关系数, 如开关能量损耗的温度系数、IGBT 和二极管的正向导通电压或通态电阻等;

e. 将 IGBT 和二极管上的电压、电流、结温等数据代入式 (45)、(46), 求得器件的导通损耗功率, 并根据触发脉冲, 判断器件的开关动作, 由式 (49) 对导通损耗和开关损耗在一个周期内做平均, 可得到平均损耗功率, 然后根据式 (38) — (40) 计算给定运行工况下的阀总损耗, 根据式 (50)、(51) 估计子模块的器件结温;

f. 若需要计算其他运行工况, 则重复步骤 **a** — **e**, 否则计算结束。

5 性能评估和仿真分析

基于第 4 节所述流程, 在 MATLAB 中编写 M 文件代码开发了通用计算程序, 可以方便地评估环流、电容电压附加控制等各种因素对损耗的影响, 快速计算各种运行工况下的损耗。下面通过一个算例来验证本方法的有效性。

算例系统的主回路参数如下: 直流系统额定直流电压为 ± 160 kV, 额定功率为 320 MW; 交流系统电压等级为 110 kV, 系统电抗为 10 mH, 换流变压器变比为 110 kV/167 kV, 换流变压器容量为 350 MV·A, 换流变压器漏抗为 0.1 p.u., 电压调制比为 0.85; 换流器每桥臂电容数为 200, 子模块额定电容为 24500 μF , 额定电容电压为 1.6 kV; 调制策略采用最近电平调制 (文献 [14] 所述优化策略), 最大电压偏差率 σ (最大电压偏差和额定电压之比) 为 4%; IGBT 采用 Infineon FZ1200R33KF2C。

根据第 3 节所述曲线拟合方法对器件特性参数进行拟合, 表 2、表 3 分别给出了 IGBT 模块通态

压降与通态电阻以及 IGBT 模块的开关能量损耗函数中的系数。IGBT 模块热电阻选取厂商提供的典型参数: $R_{thJC_VT}=0.0085\text{ K/kW}$, $R_{thJC_VD}=0.017\text{ K/kW}$, $R_{thCH_VT}=0.006\text{ K/kW}$, $R_{thCH_VD}=0.012\text{ K/kW}$ 。

表 2 IGBT 模块通态压降与通态电阻

Table 2 On-state voltage drop and on-state resistance of IGBT module

开关器件	$U_{VT}(U_{VD})/V$	$R_{VT}(R_{VD})/\Omega$	$T_j/^\circ\text{C}$
IGBT	1.8475	0.001 300	25
	1.9988	0.001 900	125
二极管	1.6222	0.000 954	25
	1.4425	0.001 100	125

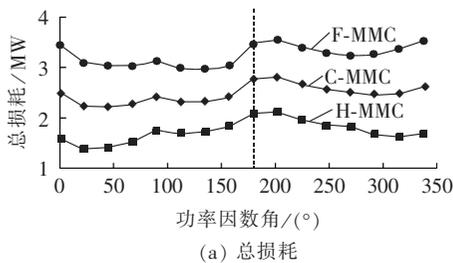
表 3 IGBT 模块的开关能量损耗函数中的系数

Table 3 Coefficients of switching loss function of IGBT module

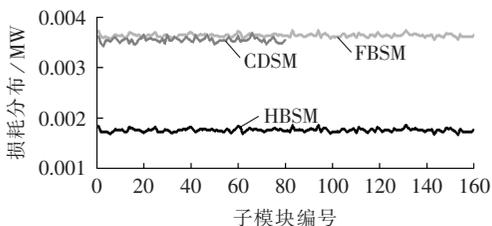
开关能量损耗函数	α	β	γ
E_{off}	-0.0000006	1.1224	172.9433
E_{on}	0.0007672	0.6079	374.0491
E_{rec}	-0.0002649	1.2280	456.3088

注: α 对应参考电压 1.8 kV。

不失一般性,考察 H-MMC、F-MMC 和 C-MMC 随功率因数角变化的功率损耗,如图 7(a)所示,变化过程中保持交流系统视在功率为 $320\text{ MV}\cdot\text{A}$ 且直流电压为 320 kV 不变。从图中可以看出,H-MMC 损耗最小,总损耗在 $1.43\sim 2.08\text{ MW}$ 之间波动(阀损耗率约为 $0.45\%\sim 0.65\%$);C-MMC 次之,总损耗在 $2.26\sim 2.79\text{ MW}$ 之间波动(阀损耗率约为 $0.70\%\sim 0.87\%$);F-MMC 损耗最大,总损耗在 $2.97\sim 3.50\text{ MW}$ 之间波动(阀损耗率约为 $0.93\%\sim 1.09\%$)。在整流模式下 MMC 损耗整体略大于逆变模式下运行损耗。在考察的所有工况中,功率因数角处于小角度范围($22.5^\circ\sim$



(a) 总损耗



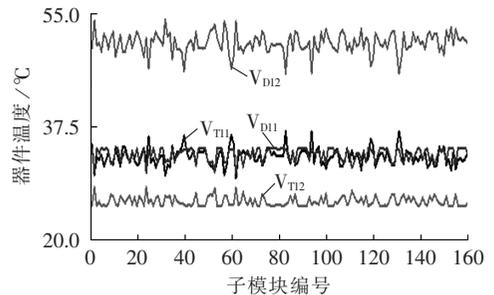
(b) 单位功率因数下子模块损耗分布

图 7 损耗随功率因数变化特性和单位功率因数下子模块损耗分布

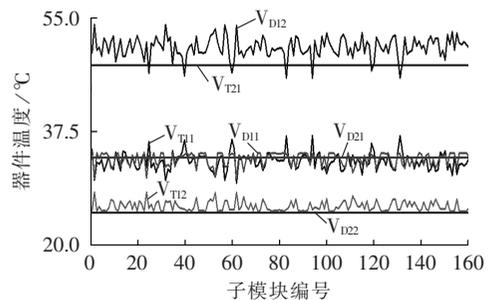
Fig.7 Characteristic curve of loss vs. power factor and submodule loss distribution for unity power factor

67.5°)内,MMC 的损耗比较低。单位功率因数下子模块损耗分布特性如图 7(b)所示。CDSM 损耗接近于 FBSM 损耗,但是其子模块数是后者的一半,因此 C-MMC 的总损耗比 F-MMC 降低 25% 左右。

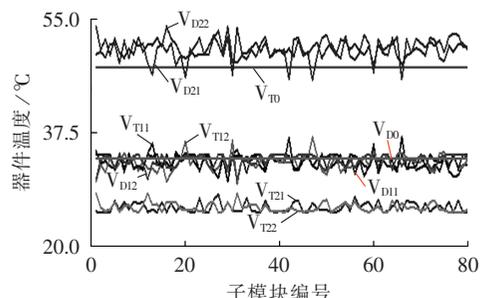
本方法可以给出子模块各器件结温分布(环境温度 $T_H=26.7^\circ\text{C}$),如图 8 所示。由于子模块投切时刻不同,产生的损耗不同,故结温也不完全相同,但在一定范围内波动。子模块内各器件损耗和结温分布不均衡,以 HBSM 为例,二极管 V_{D12} 结温最高,IGBT V_{T12} 结温最低,其主要原因在于前者通流时间长(如图 4 所示)。



(a) HBSM



(b) FBSM



(c) CDSM

图 8 单位功率因数下不同子模块内各器件的结温分布
Fig.8 Submodule junction temperature distribution for unity power factor

图 9(a)展示了环流对损耗的影响。从结果来看,环流抑制后大部分工况下换流器损耗特性得以改善,但在个别工况下反而可能恶化,如图中阴影部分内的工况。其原因在于环流分量影响了桥臂电流的波形,进而改变了桥臂电流在 IGBT 和二极管的分配比例,由于二者的通态压降和通态电阻不一样,故产生的损耗不同。

优化电容电压平衡控制策略中,子模块最大电容

电压偏差率越大,器件的开关频率越小,从而损耗越小,如图 9(b)所示。从降损角度看,应选择较大的子模块最大电容电压偏差率,但过大可能引起子模块电容不能充分充放电,出现电压不平衡。

高电压调制比可降低 MMC 阀侧交流电流,进而降低器件的通态损耗,如图 9(c)所示。后续研究将考虑 3 次谐波注入调制,以期取得更高的电压调制比。

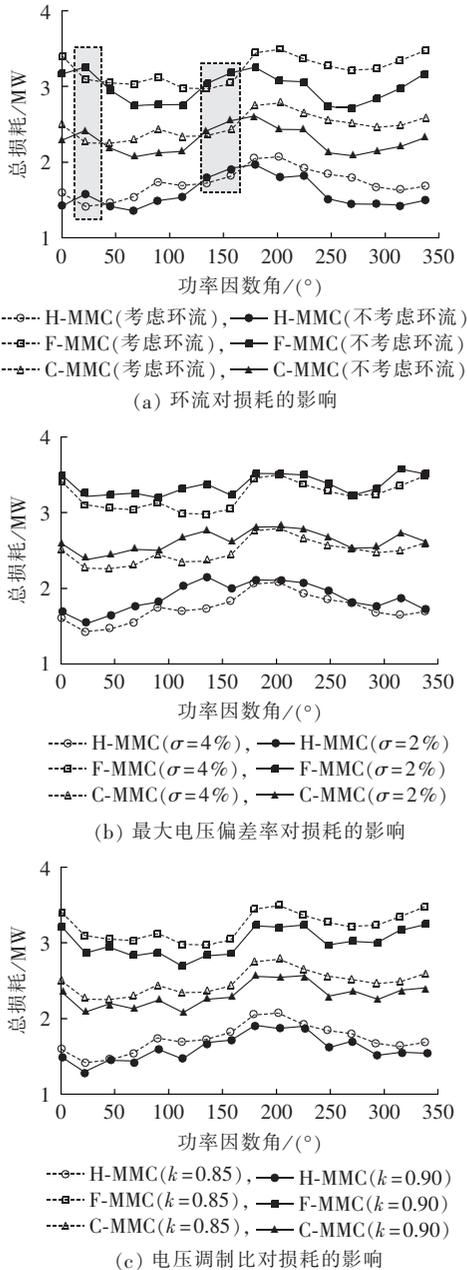


图 9 环流、最大电压偏差率和电压调制比对损耗的影响
Fig.9 Effect of circulating current,maximum voltage deviation or voltage modulation ratio on loss

为进一步分析器件开关频率与损耗之间关系,以 H-MMC 为例,单位功率因数下不同平均开关频率下换流器运行损耗如图 10 所示。从图中可以看出,随着器件开关频率下降,IGBT 开关损耗和二极

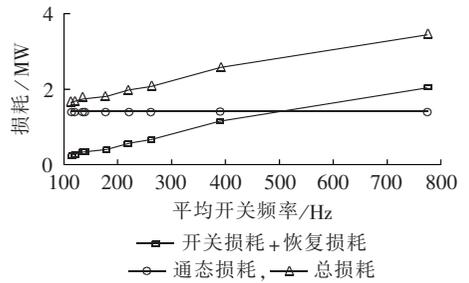


图 10 H-MMC 开关频率与运行损耗关系
Fig.10 Relationship between switching frequency and operating loss of H-MMC

下降到 500 Hz 以下,通态损耗成为换流器总损耗的主导成分。因此,后续降损措施应该着重从如何降低器件通态电阻方面考虑,如选择低通态电阻的新型开关器件。

6 结论

在实际直流输电工程中,阀损耗计算的目的是为主电路参数设计提供各种工况和各种负荷水平下的各个器件损耗和结温数据,其结果将直接影响器件选型、元件定值确定和散热设计,因此对损耗进行既准确又快速的分析和计算十分必要。本文提出的方法适用于采用不同子模块结构的 MMC 拓扑,能够设计及优化电容电压附加控制,所需特性参数可通过厂家提供的数据表拟合获得,因而具有很强的实用价值。基于本方法开发了 MMC-HVDC 阀损耗通用分析程序,可快速计算各种工况下的换流器功率损耗分布和器件结温。为验证本方法的有效性,对某算例进行分析和计算,并得到如下结论。

a. 在子模块电容数相同的情况下,H-MMC 损耗最少,C-MMC 次之,F-MMC 最差。由于通流时间不同,子模块内各器件的损耗和结温分布是不均匀的,故器件承受的热应力不同,所以在器件选型时需特别注意。

b. 环流分量影响了桥臂电流的波形,进而改变了桥臂电流在 IGBT 和二二极管的分配比例。然而由于 IGBT 和二二极管的通态损耗特性不同,环流抑制后个别运行工况下换流器损耗特性可能恶化。

c. 提高优化电容电压平衡策略中最大电压偏差率,可降低器件开关频率以减少器件的开关损耗;然而当器件开关频率低于某值(本算例为 500 Hz)后,器件的通态损耗成为主导分量。因此进一步降损措施应着眼于如何降低其通态损耗。

d. 提高电压调制比可降低 MMC 阀侧交流电流,进而降低器件的通态损耗。后续研究将考虑 3 次谐波注入调制,以期取得更高的电压调制比。

参考文献:

[1] MARQUARDT R. Stromrichterschaltungen mit verteilten energies-

- peichern;Germany,10103031A1[P]. 2001-01-24.
- [2] 赵昕,赵成勇,李广凯,等. 采用载波移相技术的模块化多电平换流器电容电压平衡控制[J]. 中国电机工程学报,2011,31(21):48-55.
- ZHAO Xin,ZHAO Chengyong,LI Guangkai,et al. Submodule capacitance voltage balancing of modular multilevel converter based on carrier phase shifted SPWM technique[J]. Proceedings of the CSEE,2011,31(21):48-55.
- [3] 韦延方,卫志农,孙国强,等. 一种新型的高压直流输电技术——MMC-HVDC[J]. 电力自动化设备,2012,32(7):1-9.
- WEI Yanfang,WEI Zhinong,SUN Guoqiang,et al. New HVDC power transmission technology:MMC-HVDC[J]. Electric Power Automation Equipment,2012,32(7):1-9.
- [4] 李笑倩,宋强,刘文华,等. 采用载波移相调制的模块化多电平换流器电容电压平衡控制[J]. 中国电机工程学报,2012,32(9):49-55.
- LI Xiaoqian,SONG Qiang,LIU Wenhua,et al. Capacitor voltage balancing control by using carrier phase-shift modulation of modular multilevel converters[J]. Proceedings of the CSEE,2012,32(9):49-55.
- [5] 何大清,蔡旭. 模块化多电平换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.
- [6] 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):68-73,80.
- LIU Dong,TANG Guangfu,HE Zhiyuan,et al. Hybrid real-time simulation technology for MMC-HVDC[J]. Electric Power Automation Equipment,2013,33(2):68-73,80.
- [7] 黄川,王志新,王国强,等. 基于 MMC 的海上风电场柔性直流输电变流器仿真[J]. 电力自动化设备,2011,31(11):23-27.
- HUANG Chuan,WANG Zhixin,WANG Guoqiang,et al. Simulation of MMC-based converter for flexible direct current transmission of offshore wind farm[J]. Electric Power Automation Equipment,2011,31(11):23-27.
- [8] 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.
- [9] 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.
- [10] 蔡新红,赵成勇. 模块化多电平换流器型高压直流输电系统控制保护体系框架[J]. 电力自动化设备,2013,33(9):157-163.
- CAI Xinhong,ZHAO Chengyong. Framework of control and protection system for MMC-HVDC transmission system[J]. Electric Power Automation Equipment,2013,33(9):157-163.
- [11] 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.
- [12] MARQUARDT R. Modular multilevel converter topologies with DC-short circuit current limitation[C]//2011 IEEE 8th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE & ECCE). Jeju,Korea:IEEE,2011:1425-1431.
- [13] 吕栋,申斐斐,施科研,等. 模块化多电平变流器中子模块散热设计[J]. 电源学报,2012(2):42-46.
- LÜ Dong,SHEN Feifei,SHI Keyan,et al. Heat dissipation design of sub-module in modular multilevel converter[J]. Journal of Power Supply,2012(2):42-46.
- [14] TU Q,XU Z,XU L. Reduced switching-frequency modulation and circulating current suppression for modular multilevel converters[J]. IEEE Transactions on Power Delivery,2011,26(3):2009-2016.
- [15] 管敏渊,徐政. MMC 型 VSC-HVDC 系统电容电压的优化平衡控制[J]. 中国电机工程学报,2011,31(12):9-14.
- GUAN Minyuan,XU Zheng. Optimized capacitor voltage balancing control for modular multilevel converter based VSC-HVDC system[J]. Proceedings of the CSEE,2011,31(12):9-14.
- [16] 潘武略,徐政,张静,等. 电压源换流器型直流输电换流器损耗分析[J]. 中国电机工程学报,2008,28(21):7-14.
- PAN Wulue,XU Zheng,ZHANG Jing,et al. Dissipation analysis of VSC-HVDC converter[J]. Proceedings of the CSEE,2008,28(21):7-14.
- [17] 吴锐,温家良,于坤山,等. 不同调制策略下两电平电压源换流器损耗分析[J]. 电网技术,2012,36(10):93-98.
- WU Rui,WEN Jialiang,YU Kunshan,et al. Analysis on power dissipation in two-level voltage source converters under different modulation strategies[J]. Power System Technology,2012,36(10):93-98.
- [18] NEUARTIGER A L. Modularer mehrpunktumrichter M2C für netzkupplungsanwendungen,elektrotechnik und informationstechnik [D]. München,Germany:Universität der Bundeswehr München,2008.
- [19] LIU Y,ZHAO C,YANG X. Loss calculation method of modular multilevel HVDC converters[C]//2011 IEEE Electrical Power and Energy Conference (EPEC). Winnipeg,MB,Canada:IEEE,2011:1-5.
- [20] MODEER T,NEE H,NORRGA S. Loss comparison of different sub-module implementations for modular multilevel converters in HVDC applications[C]//Proceedings of the 2011-14th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE 2011). Birmingham,UK:[s.n.],2011:1-7.
- [21] 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.
- [22] ROHNER S,BERNET S,HILER M,et al. Modulation,losses, and semiconductor requirements of modular multilevel converters [J]. IEEE Transactions on Industry Electronics,2010,57(8):2633-2642.
- [23] 赵成勇,陈晓芳,曹春刚,等. 模块化多电平换流器 HVDC 直流侧故障控制保护策略[J]. 电力系统自动化,2011,35(23):82-87.
- ZHAO Chengyong,CHEN Xiaofang,CAO Chungang,et al. Control and protection strategies for MMC-HVDC under DC faults [J]. Automation of Electric Power Systems,2011,35(23):82-87.
- [24] 王姗姗,周孝信,汤广福,等. 模块化多电平换流器 HVDC 直流

- 双极短路子模块过电流分析[J]. 中国电机工程学报,2011,31(1):1-7.
- WANG Shanshan,ZHOU Xiaoxin,TANG Guangfu,et al. Analysis of submodule overcurrent caused by DC pole-to-pole fault in modular multilevel converter HVDC system[J]. Proceedings of the CSEE,2011,31(1):1-7.
- [25] 赵成勇,许建中,李探. 全桥型 MMC-HVDC 直流故障穿越能力分析[J]. 中国科学:技术科学,2013,43(1):106-114.
- ZHAO Chengyong,XU Jianzhong,LI Tan. DC faults ride-through capability analysis of full-bridge MMC-MTDC system[J]. Science China:Technology Science,2013,43(1):106-114.
- [26] 薛英林,徐政. 适用于架空线路输电的新型双极 MMC-HVDC 拓扑[J]. 高电压技术,2013,39(2):481-487.
- XUE Yinglin,XU Zheng. New breed of bipolar MMC-HVDC topology for overhead line transmission[J]. High Voltage Engineering,2013,39(2):481-487.
- [27] 薛英林,徐政,张哲任,等. 子模块故障下 C-MMC 型高压直流系统保护设计和容错控制[J]. 电力自动化设备,2014,34(8):89-97.
- XUE Yinglin,XU Zheng,ZHANG Zheren,et al. Protection design and fault-tolerant control of C-MMC based HVDC system under sub-module failure condition[J]. Electric Power Automation Equipment,2014,34(8):89-97.
- [28] 宋强,刘文华,李笑倩,等. 模块化多电平换流器稳态运行特性的解析分析[J]. 电网技术,2012,36(11):198-204.
- SONG Qiang,LIU Wenhua,LI Xiaoqian,et al. An analysis method for analysis on steady-state operating characteristics of modular multilevel converter[J]. Power System Technology,2012,36(11):198-204.
- [29] 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.
- [30] TU Q,XU Z. Impact of sampling frequency on harmonic distortion for modular multilevel converter[J]. IEEE Transactions on Power Delivery,2011,26(1):298-306.
- [31] 许建中,赵成勇. 模块化多电平换流器电容电压优化平衡控制算法[J]. 电网技术,2012,36(6):256-261.
- XU Jianzhong,ZHAO Chengyong. An optimized capacitance voltage balancing algorithm for modularized multilevel converter[J]. Power System Technology,2012,36(6):256-261.

作者简介:



薛英林

薛英林(1986—),男,河北藁城人,博士,研究方向为直流输电与柔性直流输电、高压直流输电成套设计(E-mail:yinglinxue@gmail.com);

徐政(1962—),男,浙江海宁人,教授,博士研究生导师,博士,研究方向为大規模交直流电力系统分析、直流输电与柔性交流输电、风力发电技术与风电场并网技术;

张哲任(1988—),男,浙江建德人,博士研究生,主要研究方向为直流输电与柔性交流输电;

刘高任(1990—),男,天津人,博士研究生,主要研究方向为直流输电与柔性交流输电。

General method of valve loss calculation for MMC-HVDC with different submodules

XUE Yinglin,XU Zheng,ZHANG Zheren,LIU Gaoren

(College of Electrical Engineering,Zhejiang University, Hangzhou 310027, China)

Abstract: A general method of valve loss calculation is proposed for MMC-HVDC (Modular Multilevel Converter based High Voltage Direct Current systems), which can uniformly analyze the existing submodule structures: half-bridge submodule, full-bridge submodule and clamp double submodule. The time-domain voltage or current waveform of each element is derived according to the operating parameters and modulation control strategy of system, the characteristic parameters of semiconductor device are acquired based on the characteristic curves provided by its manufactures, and its loss and junction temperature are calculated based on the current, voltage and switching times of the device. The proposed method considers the additional capacitor voltage optimization control and its implementation programming is easy. A general analysis program is developed based on the proposed method, which can quickly calculate the power loss distribution and device junction temperature of the MMC in various operating conditions. Its effectiveness is verified by case study, which shows that, among the three typical MMC submodule structures, the loss of half-bridge structure is the lowest while that of full-bridge structure the highest; the loss characteristic of converter may worsen in some operating conditions after the circulating current is suppressed; the loss can be deducted by reducing the device switching frequency and increasing the voltage modulation ratio; when the device switching frequency is below a certain value (500 Hz in the case), its on-state loss becomes the dominant component.

Key words: modular multilevel converter; valve loss; half-bridge submodule; full-bridge submodule; clamp double submodule; electric converters