www.scichina.com

tech.scichina.com



模块化多电平换流器谐波特性解析分析

肖晃庆、徐政*、薛英林、唐庚

浙江大学电气工程学院, 杭州 310027 *E-mail: xuzheng007@zju.edu.cn

收稿日期: 2013-05-21; 接受日期: 2013-08-08

国家高技术研究发展计划(批准号: 2012AA050205)资助项目

摘要 模块化多电平换流器(Modular Multilevel Converter, MMC)谐波特性的解析分析,对深入了解 MMC 的工作原理具有重要意义,同时对 MMC 主回路参数设计、降低损耗、提高电能质量具有实际应用价值.本文基于平均开关函数法和 Fourier 级数分析法,推导出了 MMC 各电气量谐波特性的解析表达式.在 PSCAD/EMTDC 中搭建了 21 电平仿真模型,通过仿真值与解析计算值的对比,验证了提出的解析计算表达式的准确性和有效性.

关键词模块化多电平换流器谐波特性平均开关函数Fourier 级数分析PSCAD/EMTDC

模块化多电平换流器(modular multilevel converter, MMC)采用子模块级联形式,避免大量开关器件直接串联,具有良好的电压输出特性,且不存在动态均压问题,非常适合高压直流输电场合^[1-5].由于换流器的非线性特性,交直流系统中不可避免地会产生谐波分量,对这些谐波分量进行理论分析,找出其变化的特性和影响因素,对全面了解 MMC 的运行原理非常重要^[6-9].另外,在 MMC 主回路参数设计时,需要对大量可能的工况进行谐波计算,如采用仿真方法进行计算,速度太慢,不能满足设计的要求.因此,不管是在理论上还是在实用上,都需要建立MMC 谐波特性的解析表达式.

文献[10]将开关函数和瞬时功率结合,详细研究了 MMC 的时域解析数学模型和运行原理. 文献[11~13]将空间矢量 PWM 用于 MMC,提出了一种通用的空间矢量 PWM 算法. 文献[14]介绍了最近电平逼近调制策略,并推导了阶梯波调制的通用 Fourier级数解析表达式. 文献[7, 15]研究了 MMC 内部环流

的产生机理并设计了相应的环流抑制控制器. 文献 [16] 针对传统电容电压平衡控制方法的投切频繁问 题,将平衡控制的重点放在电容电压越限的子模块 上、 提出了一种适合 MMC-HVDC 的电容电压优化 平衡控制的方法. 文献[17, 18]考虑不同功率因数情 况下, 采用线性插值的方法, 提出了基于结温反馈的 损耗分析方法,并将其运用于 MMC 的损耗评估中. 文献[19]考虑 MMC 桥臂电流的所有次谐波, 提出了 一种详细计算 MMC 各电气量耦合关系的解析方法, 但计算过程过于复杂. 文献[20]考虑桥臂电流谐波二 倍频分量, 用解析方法研究了 MMC 稳态运行特性. 然而, 文献[19, 20]的平均开关函数都只取了其基波 分量,本文称这类模型为理想模型. MMC 在实际运 行中, 电压输出波形不可能与调制波完全一致, 所以 只考虑平均开关函数基波分量的理想模型会带来一 定的误差.

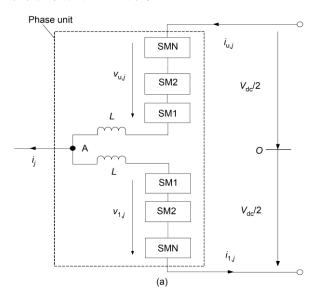
本文考虑实际情况下的平均开关函数,并运用 Fourier 级数形式的谐波分析法,研究了稳态下 MMC

英文版发表信息: Xiao H Q, Xu Z, Xue Y L, et al. Theoretical analysis of the harmonic characteristics of modular multilevel converters. Sci China Tech Sci, 2013, 56: 2762–2770, doi: 10.1007/s11431-013-5331-1

的谐波特性,并给出子模块平均电容电压电流、桥臂电压电流、相单元子模块电容电压总和、桥臂二倍频环流的时域解析表达式.通过 PSCAD 仿真实验,验证了表达式的准确性和有效性.

1 模块化多电平换流器基本结构

图 1(a)为模块化多电平换流器型直流输电拓扑,换流器的桥臂采用图 1(b)所示的半桥子模块(submodule, SM)级联的方式组成. 由图 1(a)可以看出,每个 MMC有6个桥臂(arm),每上下两个桥臂构成一个相单元(phase unit),每一桥臂由N个子模块和一个串联电抗器L组成. 电抗器L的主要作用是提供环流阻抗以限制桥臂间的内部环流和减小换流器内部或外部故障时的电流上升率.



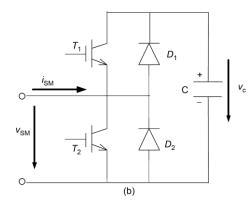


图 1 MMC 基本结构图

(a) MMC-HVDC 一端换流器; (b) 单个子模块 SM 结构

每个子模块由上下两个 $IGBT(T_1, T_2)$ 组成, D_1 和 D_2 为反并联二极管,C 为子模块直流侧电容. v_C 为子模块电容电压, v_{SM} , i_{SM} 分别为稳态运行时子模块的输出电压和电流.

定义 IGBT 开关状态取 1 表示该 IGBT 及续流二极管开通,取 0 表示该 IGBT 及续流二极管关断.正常运行时,每个子模块只有两种状态,即投入状态 (T_1 =1,此时 ν_{SM} = ν_C)或切除状态(T_2 =1,此时 ν_{SM} =0),如表 1 所示.

为了保持直流侧输出电压的稳定,每个相单元中投入的子模块数必须等于N个,通过改变这N个子模块在上下桥臂的分配来输出近似正弦的电平,从而合成输出所期望的电压.

2 模块化多电平换流器谐波解析计算

为了简化分析,便于理解,本文的理论推导基于 以下假设.

- 1) MMC 采用实时触发方式. 实时触发可以看成 是控制频率无穷大的触发方式;
 - 2) 所有子模块完全相同;
- 3) MMC 正式投入运行前,子模块的预充电电压 为 $\frac{V_{\rm dc}}{N}$.

从 MMC 的拓扑结构可以看出, A 点对地电压可以表示为

$$v_{\text{AO},j} = \frac{V_{\text{dc}}}{2} - v_{\text{u},j} - L \frac{\text{d}i_{\text{u},j}}{\text{d}t},$$
 (1)

$$v_{AO,j} = -\frac{V_{dc}}{2} + v_{l,j} + L\frac{di_{l,j}}{dt},$$
 (2)

其中下标 j=a,b,c,分别表示 a,b,c 三相; u,l 分别表示 上下桥臂,下同.

图 1(a)定义了各电流和电压的正方向. 为方便起见,定义 $S_{ui,j}$ 为 j相上桥臂第 i个子模块的开关函数, $S_{li,j}$ 为 j相下桥臂第 i个子模块的开关函数. 它们的值取 1表示该子模块投入运行,取 0表示将该子模块切除. 同时定义平均开关函数

表 1 子模块的开关状态

State	T_1	T_2	$v_{ m SM}$
On-state	1	0	$v_{ m C}$
Off-state	0	1	0

$$N_{u,j} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N} S_{ui,j},$$
 (3)

$$N_{1,j} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N} S_{1i,j}.$$
 (4)

平均开关函数表示上下桥臂子模块的平均投入比.为了保持直流侧输出电压稳定,每个相单元上下桥臂的平均开关函数之和应该等于 1.换流器采用阶梯波调制时,可将平均开关函数展开成 Fourier 级数形式.由于调制波具有半波对称性质,故平均开关函数的谐波不含偶次谐波分量.这样,平均开关函数的Fourier 级数形式可以表示为

$$N_{u,j} = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \sum_{h=1}^{\infty} D_h \cos(h\omega t + \gamma_{h,j}),$$
 (5)

$$N_{1,j} = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \sum_{h=1}^{\infty} D_h \cos(h\omega t + \gamma_{h,j}), \tag{6}$$

其中h为奇数; D_h 表示h次谐波幅值的一半,其值可以通过文献[3]给出的方法求出; $\gamma_{h,j}$ 表示h次谐波的初相位,对基波来说,三相之间互差 120°,本文取 $\gamma_{l,a}$ =0°, $\gamma_{l,b}$ =120°, $\gamma_{l,c}$ =240°作为参考初相位.

由于上下桥臂电路参数完全相同,因此交流电流在上下桥臂间平分.同样,由于 MMC 三相间的电路参数完全一样,流入各相单元的直流电流为线路总直流电流的三分之一.文献[15,20,21]详细分析了桥臂环流产生的机理和特点,环流的主要成分为负序性质的二次谐波分量,其他分量非常小,可以忽略不计.这样,桥臂电流可以定义为如下形式

$$i_{u,j} = I_{d,j} + \frac{1}{2}I_j\cos(\omega t + \varphi_j) + I_{2,j}\cos(2\omega t + \theta_j),$$
 (7)

$$i_{1,j} = I_{d,j} - \frac{1}{2}I_j\cos(\omega t + \varphi_j) + I_{2,j}\cos(2\omega t + \theta_j),$$
 (8)

其中 $i_{u,j}$ 为j 相上桥臂电流; $I_{1,j}$ 为j 相下桥臂电流; $I_{d,j}$ 为j 相的直流电流; I_{j} 为j 相交流侧电流幅值; $I_{2,j}$ 为j 相桥臂二倍频环流的幅值. 目前,针对 VSC 的控制方式占主导地位的是具有快速电流响应的直接电流控制,由外环电压控制和内环电流控制两个环构成^[20]. 内环电流控制器用于实现换流器交流侧电流波形和相位的直接控制,以快速跟踪参考电流.

2.1 子模块平均电容电流

桥臂电流通过子模块的开关动作耦合到子模块 的直流侧,这部分电流流过子模块电容,称为电容电 流.对 *i* 相上桥臂第 *i* 个子模块有

$$i_{ui c, j} = S_{ui, j} i_{u, j}.$$
 (9)

对该桥臂上所有子模块求和

$$\sum_{i=1}^{N} i_{u_{i},c,j} = \sum_{i=1}^{N} S_{u,i,j} i_{u,j},$$
 (10)

(10)式左右两边同时除以子模块个数 N 得

$$\frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N} i_{u_{-c,j}} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N} S_{u_{i,j}} i_{u_{i,j}}.$$
 (11)

将(3)式代入(11)式得

$$\frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N} i_{u_{i},c,j} = N_{u,j} i_{u,j}.$$
 (12)

定义i相上桥臂子模块平均电容电流

$$i_{u_{-c,j}} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N} i_{u_{-c,j}}.$$
 (13)

则有

$$i_{u-c,j} = N_{u,j} i_{u,j}. (14)$$

同理, j 相下桥臂子模块平均电容电流可以表示为

$$i_{1 c,j} = N_{1,j} i_{1,j}.$$
 (15)

将(5), (6)式和(7), (8)式分别代入(14), (15)式, 可

得

$$i_{\mathbf{u}_{\mathbf{c},j}} = i_{\mathbf{c},j}(1) + i_{\mathbf{c},j}(2) + i_{\mathbf{c},j}(3) - i_{\mathbf{c},j}(4)$$
$$-i_{\mathbf{c},j}(5) - i_{\mathbf{c},j}(6), \tag{16}$$

$$i_{1_{c,j}} = i_{c,j}(1) - i_{c,j}(2) + i_{c,j}(3) + i_{c,j}(4) - i_{c,j}(5) + i_{c,j}(6),$$
(17)

其中

$$\begin{split} i_{c,j}(1) &= \frac{I_{d,j}}{2}, \\ i_{c,j}(2) &= \frac{I_j}{4} \cos(\omega t + \varphi_j), \\ i_{c,j}(3) &= \frac{I_{2,j}}{2} \cos(2\omega t + \theta_j), \\ i_{c,j}(4) &= \frac{I_{d,j}}{2} \sum_{h=1}^{\infty} D_h \cos(h\omega t + \gamma_{h,j}), \\ i_{c,j}(5) &= \frac{I_j}{4} \cos(\omega t + \varphi_j) \sum_{h=1}^{\infty} D_h \cos(h\omega t + \gamma_{h,j}) \\ &= \frac{I_j}{8} \Biggl(\sum_{h=1}^{\infty} D_h \cos((h-1)\omega t + \gamma_{h,j} - \varphi_j) \\ &+ \sum_{h=1}^{\infty} D_h \cos((h+1)\omega t + \gamma_{h,j} + \varphi_j) \Biggr), \end{split}$$

$$i_{c,j}(6) = \frac{I_{2,j}}{4} \left(\sum_{h=1}^{\infty} D_h \cos((h-2)\omega t + \gamma_{h,j} - \theta_j) + \sum_{h=1}^{\infty} D_h \cos((h+2)\omega t + \gamma_{h,j} + \theta_j) \right).$$

(16)和(17)式中的第 1 项 $i_{c,j}$ (1)和第 5 项 $i_{c,j}$ (5)包含了直流分量,直流分量的具体表达式为

$$i_{c_{-dc,j}} = \frac{I_{d,j}}{2} - \frac{D_1 I_j \cos(\varphi_j - \gamma_{1,j})}{8}.$$
 (18)

在稳态运行情况下,子模块电容电流的直流分量应该为零,否则将造成电容电压无穷大,系统不稳定.这样,(18)式所表示的子模块平均电容电流的直流分量 $i_{c_{-dc,j}}$ 等于零,这也可以通过后续的解析计算和仿真计算得到验证.

2.2 子模块平均电容电压

根据电容两端电压与流过电容电流的关系,可得 子模块平均电容电压为

$$v_{\mathbf{u}_{-c,j}} = \frac{1}{C} \int i_{\mathbf{u}_{-c,j}} dt$$

$$= v_{\mathbf{c},j}(1) + v_{\mathbf{c},j}(2) - v_{\mathbf{c},j}(3) - v_{\mathbf{c},j}(4) + C_{\mathbf{u},j}, \quad (19)$$

$$v_{1_{-c,j}} = \frac{1}{C} \int i_{1_{-c,j}} dt$$

$$= -v_{\mathbf{c},j}(1) + v_{\mathbf{c},j}(2) - v_{\mathbf{c},j}(3) + v_{\mathbf{c},j}(4) + C_{1,j}, \quad (20)$$

其中

$$v_{c,j}(1) = \frac{I_j}{4\omega C} \sin(\omega t + \varphi_j) - \frac{I_{d,j}}{2\omega C} \sum_{i=1}^{\infty} \frac{D_h}{h} \sin(h\omega t + \gamma_{h,j}),$$

$$v_{c,j}(2) = \frac{I_{2,j}}{4\omega C}\sin(2\omega t + \theta_j),$$

$$v_{c,j}(3) = \frac{I_j}{8\omega C} \left(\sum_{h=3}^{\infty} \frac{D_h}{h-1} \sin((h-1)\omega t + \gamma_{h,j} - \varphi_j) + \sum_{h=1}^{\infty} \frac{D_h}{h+1} \sin((h+1)\omega t + \gamma_{h,j} + \varphi_j) \right),$$

$$v_{c,j}(4) = \frac{I_{2,j}}{4\omega C} \left(\sum_{h=1}^{\infty} \frac{D_h}{h-2} \sin((h-2)\omega t + \gamma_{h,j} - \theta_j) + \sum_{h=1}^{\infty} \frac{D_h}{h+2} \sin((h+2)\omega t + \gamma_{h,j} + \theta_j) \right).$$

 $C_{u,j}$ 和 $C_{1,j}$ 为积分常数项,其值可以通过初始条件求得.在 MMC 投入运行之前需要对所有的子模块进行预充电,即电容的初始电压为

$$v_{u_{-c,j}}(0) = \frac{V_{dc}}{N},$$
 (21)

$$v_{1_{-c,j}}(0) = \frac{V_{dc}}{N}.$$
 (22)

将(21)和(22)式分别代入(19)和(20)式,可以求得积分常数项为

$$C_{u,j} = \frac{V_{dc}}{N} - C(1) - C(2) + C(3) + C(4),$$

$$C_{1,j} = \frac{V_{dc}}{N} + C(1) - C(2) + C(3) - C(4),$$

其中

$$C(1) = \frac{I_j}{4\omega C} \sin(\varphi_j) - \frac{I_{d,j}}{2\omega C} \sum_{i=1}^{\infty} \frac{D_h}{h} \sin(\gamma_{h,j}),$$

$$C(2) = \frac{I_{2,j}}{4\omega C} \sin(\theta_j),$$

$$C(3) = \frac{I_j}{8\omega C} \left(\sum_{h=3}^{\infty} \frac{D_h}{h-1} \sin(\gamma_{h,j} - \varphi_j) + \sum_{h=1}^{\infty} \frac{D_h}{h+1} \sin(\gamma_{h,j} + \varphi_j) \right),$$

$$C(4) = \frac{I_{2,j}}{4\omega C} \left(\sum_{h=1}^{\infty} \frac{D_h}{h-2} \sin(\gamma_{h,j} - \theta_j) + \sum_{h=1}^{\infty} \frac{D_h}{h+2} \sin(\gamma_{h,j} + \theta_j) \right).$$

2.3 桥臂电压

电容电压通过子模块的开关动作,将耦合到桥臂上.对 j 相上桥臂第 i 个子模块有

$$v_{ui,j} = S_{ui,j} v_{ui c,j}. (23)$$

对该桥臂所有子模块求和有

$$\sum_{i=1}^{N} v_{ui,j} = \sum_{i=1}^{N} S_{ui,j} v_{ui_{c},j},$$
 (24)

$$\sum_{i=1}^{N} v_{ui,j} = \left(\frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N} S_{ui,j} v_{ui_c,j}\right) N v_{ui_c,j}.$$
 (25)

将(3)式代入(25)式可得

$$\sum_{i=1}^{N} v_{ui,j} = N_{u,j} \left(N v_{ui-c,j} \right).$$
 (26)

(26)式左边即为j相上桥臂电压 $v_{u,j}$. 根据假设,所有子模块完全相同,可用子模块平均电容电压 $v_{u_-c,j}$ 代替 $v_{ui_-c,j}$. 这样,(26)式可以重新写成

$$v_{u,j} = N_{u,j} \left(N v_{u_{-c,j}} \right)$$

$$= \frac{N}{2} v_{u_{-c,j}} \left(1 - \sum_{h=1}^{\infty} D_h \cos(h\omega t + \gamma_{h,j}) \right). \tag{27}$$

同理, i 相下桥臂电压可以表示为

$$v_{1,j} = N_{1,j} \left(N v_{1_{-}c,j} \right)$$

$$= \frac{N}{2} v_{1_{-}c,j} \left(1 + \sum_{h=1}^{\infty} D_{h} \cos(h\omega t + \gamma_{h,j}) \right).$$
 (28)

2.4 相单元子模块电容电压总和

相单元子模块电容电压总和为上桥臂电压与下 桥臂电压之和

$$v_{\text{ph},j} = v_{\text{u},j} + v_{\text{l},j}$$

$$= \frac{N}{2} \left((v_{\text{u}_{\text{c},j}} + v_{\text{l}_{\text{c},j}}) - \sum_{h=1}^{\infty} D_h \cos(h\omega t + \gamma_{h,j}) (v_{\text{u}_{\text{c},j}} - v_{\text{l}_{\text{c},j}}) \right), \quad (29)$$

其中

$$v_{u c,j} + v_{1c,j} = 2v_{c,j}(2) - 2v_{c,j}(3) + C_{u,j} + C_{l,j},$$
 (30)

$$v_{u-c,j} - v_{1-c,j} = 2v_{c,j}(1) - 2v_{c,j}(4) + C_{u,j} - C_{1,j}.$$
 (31)

根据前面推导的表达式,相单元子模块电容电压总和可以表示成基准量 V_{dc} 与波动量 $\Delta v_{ph,i}$ 之和

$$v_{\text{ph}, j} = V_{\text{dc}} + \Delta v_{\text{ph}, j}. \tag{32}$$

2.5 桥臂二倍频环流

由(1)和(2)式可以得到

$$V_{\rm dc} = v_{{\rm u},j} + v_{{\rm l},j} + L \frac{{\rm d}i_{{\rm com},j}}{{\rm d}t},$$
 (33)

其中

$$i_{\text{com},j} = i_{u,j} + i_{l,j}$$
 (34)

表示的是 j 相上下桥臂的电流之和.

由(32)和(33)式可得

$$\Delta v_{\text{ph},j} = -L \frac{\text{d}i_{\text{com},j}}{\text{d}t}.$$
 (35)

若将信号 x(t)展开成 Fourier 级数的形式,则其 k次谐波分量可以表示成

$$\langle x(t) \rangle_k = \frac{1}{T} \int_0^T x(t) e^{-jk\omega t} dt.$$
 (36)

对(35)式左右两侧同时取其k次谐波,可得

$$\begin{split} \left\langle \Delta v_{\mathrm{ph},j} \right\rangle_{k} &= -L \left\langle \frac{\mathrm{d}i_{\mathrm{com},j}}{\mathrm{d}t} \right\rangle_{k} \\ &= -L \frac{\mathrm{d}\left\langle i_{\mathrm{com},j} \right\rangle_{k}}{\mathrm{d}t} - jk\omega L \left\langle i_{\mathrm{com},j} \right\rangle_{k}. \end{split} \tag{37}$$

在稳态情况下, 谐波的幅值和相位不随时间变化,

$$\frac{\mathrm{d}\langle i_{\mathrm{com},j}\rangle_{k}}{\mathrm{d}t} = 0. \tag{38}$$

因此,(37)式化简为

即

$$\left\langle i_{\text{com},j} \right\rangle_k = -\frac{1}{jk\omega L} \left\langle \Delta v_{\text{ph},j} \right\rangle_k.$$
 (39)

取二次谐波进行分析, 有

$$2I_{2,j}\cos(2\omega t + \theta_j) = -\frac{\left\langle \Delta v_{\text{ph},j} \right\rangle_2}{j2\omega L},\tag{40}$$

其中 $\left\langle \Delta v_{\mathrm{ph},j} \right\rangle_2$ 为相单元子模块电容电压总和的二倍频波动分量,其具体表达式为

$$\begin{split} \left\langle \Delta v_{\text{ph},j} \right\rangle_{2} &= \frac{NI_{2,j}}{4\omega C} \sin(2\omega t + \theta_{j}) \\ &+ \frac{NI_{j}D_{3}}{16\omega C} \sin(2\omega t + \gamma_{3,j} - \varphi_{j}) \\ &+ \frac{NI_{d,j}D_{1}^{2}}{4\omega C} \sin(2\omega t + 2\gamma_{1,j}) \\ &- \frac{3NI_{j}D_{1}}{16\omega C} \sin(2\omega t + \gamma_{1,j} + \varphi_{j}) \\ &- \frac{NI_{d,j}}{2\omega C} \sum_{h=1}^{\infty} \frac{D_{h}D_{h+2}}{h(h+2)} \sin(2\omega t - \gamma_{h,j} + \gamma_{h+2,j}) \\ &- \frac{NI_{2,j}}{2\omega C} \sum_{h=1}^{\infty} \frac{D_{h}^{2}}{h^{2} - 4} \sin(2\omega t + \theta_{j}). \end{split}$$
(41)

将(41)式代入(40)式可得二倍频环流的幅值和相位分别为

$$I_{2,j} = \frac{\sqrt{B^2 + C^2}}{1 - A},\tag{42}$$

$$\theta_j = \arctan\left(\frac{C}{B}\right),$$
 (43)

其中

$$A = \frac{N}{16\omega^2 LC} - \frac{N}{8\omega^2 LC} \sum_{h=1}^{\infty} \frac{D_h^2}{h^2 - 4},$$

$$\begin{split} B &= \frac{NI_{j}D_{3}\cos(\gamma_{3,j} - \varphi_{j})}{64\omega^{2}LC} - \frac{3NI_{j}D_{1}\cos(\gamma_{1,j} + \varphi_{j})}{64\omega^{2}LC} \\ &+ \frac{NI_{\mathrm{d},j}D_{1}^{2}\cos(2\gamma_{1,j})}{16\omega^{2}LC} \\ &- \frac{NI_{\mathrm{d},j}}{8\omega^{2}LC} \sum_{h=1}^{\infty} \frac{D_{h}D_{h+2}\cos(\gamma_{h+2,j} - \gamma_{h,j})}{h(h+2)}, \\ C &= \frac{NI_{j}D_{3}\sin(\gamma_{3,j} - \varphi_{j})}{64\omega^{2}LC} - \frac{3NI_{j}D_{1}\sin(\gamma_{1,j} + \varphi_{j})}{64\omega^{2}LC} \\ &+ \frac{NI_{\mathrm{d},j}D_{1}^{2}\sin(2\gamma_{1,j})}{16\omega^{2}LC} \\ &- \frac{NI_{\mathrm{d},j}}{8\omega^{2}LC} \sum_{h=1}^{\infty} \frac{D_{h}D_{h+2}\sin(\gamma_{h+2,j} - \gamma_{h,j})}{h(h+2)}. \end{split}$$

3 仿真验证及分析

3.1 谐波电压量

以逆变侧 A 相为研究对象. 图 3~5 分别为上桥臂子模块平均电容电压、上桥臂电压以及相单元子模块电容电压总和的仿真波形和解析计算波形对比图.

表 2 仿真模型主回路参数

Item	Value	Comment
dc voltage	±150 kV	1.0 p.u.
Nominal power	300 MW	1.0 p.u.
Overhead line length	20 km	
AC system Line-Line voltage	220 kV	
Transformer ratio	220 kV/150 kV	Y_0/Δ
Transformer MVA	350 MVA	
Transformer leakage inductance		0.1 p.u.
Number of SM per arm	20	
Module capacitor	3500 μF	
Capacitor voltage	15 kV	
Arm reactor	23.9 mH	

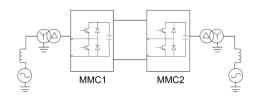


图 2 MMC-HVDC 系统结构图

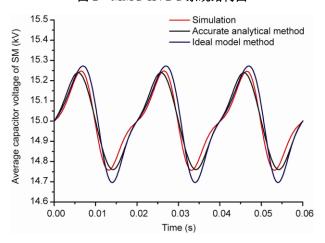


图 3 上桥臂子模块平均电容电压

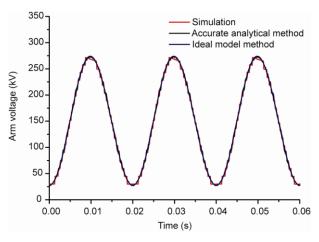


图 4 上桥臂电压

图 3 是子模块平均电容电压波形图,从图 3 中可以看出,精确解析法较理想模型法更接近仿真结果,精度更高.精确解析法与仿真结果的微小差距主要是由于本文提出的解析计算模型没有考虑桥臂电流的三次及以上次谐波.

如图 4 所示, 桥臂电压的解析计算模型能准确地 反映桥臂电压的变化,与仿真波形误差非常小. 其中理想模型法对应的是理想的正弦波,而精确解析法与仿真结果都为阶梯波,说明精确解析法的误差更小.

从图 5 可以看出, 相单元子模块电容电压总和的

精确解析结果与仿真波形基本吻合,说明精确解析法能准确地表示相应电压的波动过程.而理想模型法的结果由于没有考虑平均开关函数的谐波分量,其结果有较明显的误差.

表 3 和 4 为谐波电压量有效值计算表. 从表 3 和 4 中可以看出,精确解析法的误差比理想模型法小,

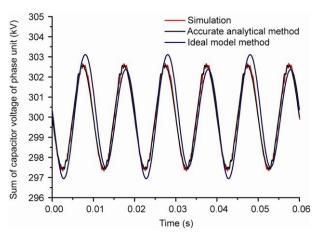


图 5 相单元子模块电容电压总和

表 3 理想模型法电压量各谐波计算表

Quantities		Calculation	Simulation	Error
		values (kV)	values (kV)	(%)
	dc component	15	14.96	0.27
1	Fundamental component	0.194	0.203	4.43
	2nd order component	0.078	0.081	3.70
	dc component	150	149.6	0.27
2	Fundamental component	86.939	87.452	0.59
	2nd order component	1.298	1.275	1.80
	dc component	300	298.8	0.40
3	Fundamental component	0.431	0.412	4.61
	2nd order component	2.597	2.465	5.36

注: ①表示子模块平均电容电压; ②表示桥臂电压; ③表示相单元子模块电容电压总和

表 4 精确解析法法电压量各谐波计算表

Quantities		Calculation	Simulation	Error
		values (kV)	values (kV)	(%)
	dc component	15	14.96	0.27
1	Fundamental component	0.197	0.203	2.96
	2nd order component	0.079	0.081	2.47
	dc component	150	149.6	0.27
2	Fundamental component	87.232	87.452	0.25
	2nd order component	1.292	1.275	1.33
	dc component	300	298.8	0.40
3	Fundamental component	0.420	0.412	1.94
	2nd order component	2.512	2.465	1.91

注:①表示子模块平均电容电压;②表示桥臂电压;③表示相单元子模块电容电压总和

且精确解析法各电压量的谐波计算值与仿真值非常接 近,说明本文的解析计算结果是准确的.

3.2 谐波电流量

同样以逆变侧 A 相单元为研究对象. 图 6~8 分别为上桥臂子模块平均电容电流、上桥臂电流以及桥臂二倍频环流波形图.

从图 6 可以看出,子模块平均电容电流的精确解析法结果与仿真波形基本吻合,波形中的微小差别主要是精确解析模型中没有考虑桥臂电流的三次及以上次谐波.而理想模型法的结果虽然波形趋势与仿真波形大致一样,但误差较大.

图 7 反映了桥臂电流的精确解析法结果和理想模型法结果都非常好地吻合仿真波形,两种方法的误差都较小.

从图 8 可以看出, 桥臂二倍频环流的精确解析法结果和理想模型法结果与仿真波形基本一致, 两种方法的误差都非常小.

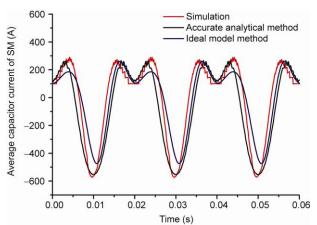


图 6 上桥臂子模块平均电容电流

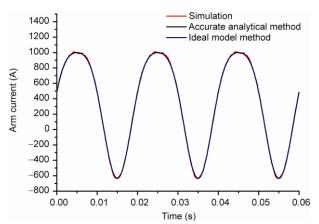


图 7 上桥臂电流

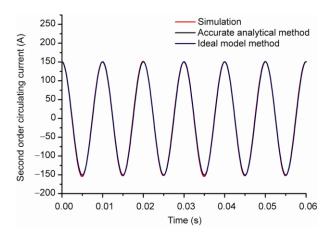


图 8 桥臂二倍频环流

表5和6为谐波电流量有效值计算表,可以看出,精确解析法的误差比理想模型法小,且精确解析法电流量的各次谐波解析计算表达式能近似表示子模块平均电容电流、桥臂电流以及桥臂环流的直流分量、基波分量、二次分量真实值.

表 5 理想模型法电流量各谐波计算表

		Calculation	Simulation	Error
	Quantities	values (A)	values (A)	(%)
	dc component	0	0	0
4	Fundamental component	214.2	223.4	4.12
	2nd order component	171.1	176.3	2.95
	dc component	333.3	336.8	1.04
(5)	Fundamental component	577.4	577.7	0.05
	2nd order component	106.6	106.9	0.28
	dc component	0	0	0
6	Fundamental component	0	0	0
	2nd order component	106.6	106.9	0.28

注: ④表示子模块平均电容电流; ⑤表示桥臂电流; ⑥表示 桥臂环流

表 6 精确解析法电流量各谐波计算表

Quantities		Calculation	Simulation	Error
		values (A)	values (A)	(%)
	dc component	0	0	0
4	Fundamental component	218.8	223.4	2.06
	2nd order component	174.4	176.3	1.08
	dc component	333.3	336.8	1.04
(5)	Fundamental component	577.5	577.7	0.04
	2nd order component	106.7	106.9	0.19
	dc component	0	0	0
6	Fundamental component	0	0	0
	2nd order component	106.7	106.9	0.19

注: ④表示子模块平均电容电流; ⑤表示桥臂电流; ⑥表示 桥臂环流 表 7 以误差率从大到小对各电气量进行了排序, 其中相单元子模块电容电压总和、子模块平均电容电 压、子模块平均电容电流的解析计算结果与仿真结果 之间的误差较大,在相应的对比图中容易观察出来; 而桥臂电压、桥臂电流、桥臂环流的解析计算结果与 仿真结果之间的误差较小,在相应的对比图中较难观 察出来.

3.3 子模块数与谐波误差的关系

为了研究子模块数与谐波误差之间的关系,选取误差比较稳定且容易观察的子模块平均电容电压的基波幅值作为研究对象,计算两种方法(理想模型法与精确解析法)在不同子模块数量下的谐波误差水平,得到的结果如图 9 所示.

从图 9 可以看出随着子模块数的增加, 谐波误差逐渐减小, 且精确解析法较理想模型法精确度更高. 如果以误差小于 1%表示误差可以忽略不计, 则对理想模型法, 当子模块数 №150 时, 可以忽略误差; 而对精确解析法, 当子模块数 №108 时, 误差可以忽略不计.

表 7 电气量误差率排序表

Sequence (in descending)		Electrical quantities
	1	SM of capacitor voltage of phase unit
Large error	2	average capacitor voltage
	3	average capacitor current
	4	arm voltage
Small error	5	arm current
	6	circulating current

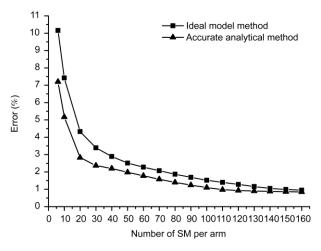


图 9 子模块数与谐波误差的关系

4 结论

为了在全局层面上对 MMC 的谐波特性有一个把握,本文基于平均开关函数和 Fourier 级数分析推导出了 MMC 子模块平均电容电流、子模块平均电容电压、桥臂电压、相单元子模块电容电压总和、桥臂二倍频环流的解析表达式.本文比较了所导出的解析公式与常规理想模型计算结果的误差水平,表明

本文导出的解析公式具有更高的计算精度.本文探讨了桥臂子模块个数 N 与上述两种谐波计算方法误差之间的关系,表明随着子模块个数 N 的增加,谐波误差逐渐减小.如果以误差小于 1%表示误差可以忽略不计,那么对理想模型法,当子模块数 N > 150 时,可以忽略误差;而对于本文导出的解析公式,当子模块数 N > 108 时,误差可以忽略不计.

参考文献。

- 1 赵成勇, 许建中, 李探. 全桥型 MMC-HVDC 直流故障穿越能力分析. 中国科学: 技术科学, 2013, 43: 106-114
- 2 刘钟淇,宋强,刘文华. 基于模块化多电平变流器的轻型直流输电系统. 电力系统自动化, 2010, 34: 53-58
- 3 管敏渊,徐政,屠卿瑞,等. 模块多电平换流器型直流输电的调制策略. 电力系统自动化, 2010, 34: 48-52
- 4 Du W J, Wang H F, Cheng S J, et al. Effect of embedded voltage source converter on power system oscillation damping. Sci China Tech Sci, 2010, 53: 892–901.
- 5 丁冠军, 丁明, 汤广福, 等. 新型多电平 VSC 子模块电容参数与均压策略. 中国电机工程学报, 2009, 29: 1-6
- 6 孟凡刚, 杨威, 杨世彦. 并联型 12 脉波整流系统直流侧有源谐波抑制研究. 中国科学: 技术科学, 2011, 41: 1628-1639
- 7 Tu Q R, Xu Z, Xu L. Reduced switching-frequency modulation and circulating current suppression for modular multilevel converters. IEEE T Power Deliv, 2011, 26: 2009–2017
- 8 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. 中国电机工程学报, 2009, 29: 1-8
- 9 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. 中国电机工程学报, 2011, 31: 48-55
- 10 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. 中国电机工程学报, 2011, 31: 1-8
- 11 Glinka M. Prototype of multiphase modular multilevel converter with 2 MW power rating and 17-level-output-voltage. In: Power Electronics Specialists Conference. Aachen, 2004
- 12 Rohner S, Bernet S, Hiller M, et al. Modulation, losses, and semiconductor requirements of modular multilevel converters. IEEE T Ind Electron, 2010, 57: 2633–2642
- 13 李强, 贺之渊, 汤广福. 新型模块化多电平换流器空间矢量脉宽调制方法. 电力系统自动化, 2010, 34: 75-79, 123
- 14 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. 高电压技术, 2010, 36: 1327-1332
- 15 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. 高电压技术, 2010, 36: 547-552
- 16 管敏渊, 徐政. MMC 型 VSC-HVDC 系统电容电压的优化平衡控制. 中国电机工程学报, 2011, 31: 9-14
- 17 Marquardt R. Modular multilevel converter: an universal concept for HVDC-networks and extended DC-bus-applications. In: IEEE International Power Electronics Conference (IPEC). Sapporo: IEEE, 2010: 502–507
- 18 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.高电压技术, 2012, 38: 1506-1512
- 19 Ilves K, Antonopoulos A, Norrga S, et al. Steady-State analysis of interaction between harmonic components of arm and line quantities of modular multilevel converters. IEEE T Power Electron, 2012, 27: 57–68
- 20 Song Q, Liu W H, Li X Q, et al. A steady-state analysis method for a modular multilevel converter. IEEE T Power Electron, 2013, 28: 3702–3713
- 21 周月宾, 江道灼, 郭捷, 等. 模块化多电平换流器子模块电容电压波动于内部环流分析. 中国电机工程学报, 2012, 32: 8-14