

模块化多电平换流器不对称桥臂的环流稳态分析

韩少华,梅 军,郑建勇,吉 宇,杜晓舟

(东南大学 电气工程学院,江苏 南京 210096)

摘要: 在模块化多电平换流器(MMC)上下桥臂的电阻、电感不对称情况下,其桥臂环流的主要成分不再仅包括直流量和 2 次分量,因此有必要对此时的 MMC 桥臂环流进行定量研究。通过悬浮电容电压的变化规律,从时域角度构建描述环流特征的二阶微分方程。在稳态情况下忽略微分方程的通解,通过近似处理方法求得微分方程的特解,该特解可以有效地描述环流的稳态特性,即此时环流的主要成分为直流分量、1 次分量和 2 次分量,还给出了此时环流的稳态表达式。通过 MATLAB/Simulink 平台搭建了仿真模型,仿真结果验证了理论分析的正确性和有效性。

关键词: 模块化多电平换流器; 不对称; 桥臂环流; 二阶微分方程; 稳态; 换流器

中图分类号: TM 46

文献标识码: A

DOI: 10.3969/j.issn.1006-6047.2014.07.007

0 引言

模块化多电平换流器 MMC (Modular Multilevel Converter) 最早是由慕尼黑联邦国防军大学的 Marquardt 和 Lesnicar 等人提出的^[1],具有多方面的优势,如整流和逆变状态四象限运行、可满足不同等级电压的模块化结构、可满足高压大功率需求、可不接变压器以及冗余化设计等^[2-7],因此近期得到了越来越广泛的发展和研究。

然而,MMC 的桥臂环流问题始终制约着 MMC 的发展^[8-10]。桥臂环流是由于上、下桥臂能量分布不均匀导致的,不仅可能引起波形的畸变影响输出质量,还会增加器件的损耗,提高对开关器件的要求。目前已有大量的研究显示,对于上、下桥臂对称的 MMC 而言,其环流的成分为直流量和 2 次分量^[11-13]。

但实际上,桥臂的电阻、电感是很难做到完全相等的,总会有一些误差难以避免地存在,这势必会导致环流的成分更加复杂化,以往的理论也难以对此情况进行分析。因此有必要对桥臂阻感不对称情况下的 MMC 环流成分以及环流表达式进行研究。

本文从桥臂阻感不对称的 MMC 拓扑结构出发,通过子模块悬浮电容电压的变化规律,从时域角度构建描述环流特征的二阶微分方程。在稳态情况下忽略微分方程的通解,通过近似处理方法求得微分方程的特解,其特解可以有效地描述环流的稳态特性,不仅指出此时环流的主要成分为直流分量、1 次分量和 2 次分量,还给出了此时环流的稳态表达式。通过 MATLAB/Simulink 平台对该理论的正确性和有效性进行仿真验证,理论环流波形与实际仿真符合

完好,在桥臂阻感不对称的时候,其稳态环流表达式可准确完好地描述出环流的稳态特征。

1 MMC 的拓扑原理

MMC 的电路拓扑结构如图 1 所示,每相由一系列参数相同的子模块(SM)串联得到^[14-16]。单个 SM 结构如图 2 所示,其为 2 个开关管与电容并联,相当于 1 个独立的直流源。每一个 SM 的参数均是相等的,因此每时刻接入电路的子模块数量必须恒为 N ,这样保证了上、下桥臂电压之和等于直流侧电压,从

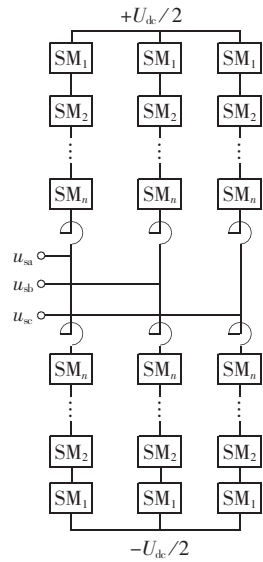


图 1 MMC 的拓扑结构
Fig.1 Topology of MMC

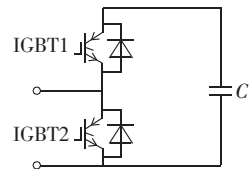


图 2 子模块的拓扑结构
Fig.2 Topology of sub-module

收稿日期:2013-08-22;修回日期:2014-05-15

基金项目:教育部博士点基金资助项目(20130092110041)

Projected supported by the Doctoral Fund of Ministry of Education of China(20130092110041)

而利于电容电压的平衡稳定。

通过 SM 结构中开关器件的开断,可以控制 SM 的输出电平。在系统正常工作状态下,每一个 SM 存在 2 种输出电平:当每个 SM 单元的 IGBT1 导通、IGBT2 关闭时,SM 输出为电容电压 U_c ,表示其接入电路,为接入状态;当 IGBT2 导通、IGBT1 关闭时,SM 输出为 0,为短路状态。因此,每个 SM 都可以输出 U_c 和 0 这 2 种电平。

从交流侧看,各相的 SM 皆为串联在一起,因此其输出电压是各个 SM 输出状态的代数叠加结果。假设 MMC 每相上、下桥臂各有 N 个 SM,且同时只接入 N 个,那么可输出 $N+1$ 种电平。

2 MMC 桥臂不平衡下的环流方程

本文采用的调制算法为 $N+1$ 调制算法,其上、下桥臂脉冲信号互为反相,可以满足每时刻投入主电路的子模块数恒为 N 。

桥臂不对称情况下 MMC 的单相等效电路图如图 3 所示。图中,MMC 电路中上、下桥臂各 SM 的电压简化为交流源 u_{j1} 和 u_{j2} ,开关器件的电阻一并归到桥臂的电阻上,MMC 输出经负载阻抗后接地。故有:

$$\frac{U_{dc}}{2} - u_j = u_{j1} + L_1 \frac{di_{j1}}{dt} + i_{j1} R_1 \quad (1)$$

$$\frac{U_{dc}}{2} + u_j = u_{j2} + L_2 \frac{di_{j2}}{dt} + i_{j2} R_2 \quad (2)$$

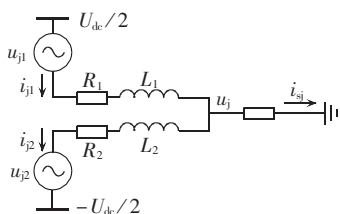


图 3 MMC 单相电路的数学模型

Fig.3 Math model of MMC single-phase circuit

假定 i_{cj} 表示单相桥臂环流,则有:

$$i_{j1} = i_{cj} + \frac{1}{2} i_{sj} \quad (3)$$

$$i_{j2} = i_{cj} - \frac{1}{2} i_{sj} \quad (4)$$

故由式(1)~(4)可有:

$$U_{dc} = u_{j1} + u_{j2} + (L_1 + L_2) \frac{di_{cj}}{dt} + (R_1 + R_2) i_{cj} + \frac{1}{2} (L_1 - L_2) \frac{di_{sj}}{dt} + \frac{1}{2} (R_1 - R_2) i_{sj} \quad (5)$$

用 $u_{j\Sigma}$ 表示接入主电路所有 SM 的电容电压之和:

$$u_{j\Sigma} = u_{j1} + u_{j2} \quad (6)$$

$u_{j\Sigma}$ 为一个变化量,其值会随着开关信号变化而突变,但是在每个开关信号不变的小时间段内 $u_{j\Sigma}$ 连续。对式(5)等号两边进行求导,可以得到:

$$\frac{du_{j\Sigma}}{dt} = -(L_1 + L_2) \frac{d^2 i_{cj}}{dt^2} - (R_1 + R_2) \frac{di_{cj}}{dt} - \frac{1}{2} (L_1 - L_2) \frac{d^2 i_{sj}}{dt^2} - \frac{1}{2} (R_1 - R_2) \frac{di_{sj}}{dt} \quad (7)$$

从另一方面分析电容电压总和 $u_{j\Sigma}$,对于接入的第 k 个 SM 的电容电压有:

$$u_{C,k} = u_{0k} + \frac{1}{C} \int_0^t (i_k S_k) dt \quad (8)$$

其中, i_k 为流过该 SM 悬浮电容的电流; u_{0k} 为该 SM 悬浮电容的初始电压; S_k 为第 k 个 SM 的开关函数。

由此可以得到:

$$u_{j\Sigma} = \sum_{k=1}^{2N} S_k \left[u_{0k} + \frac{1}{C} \int_0^t (i_k S_k) dt \right] = \sum_{k=1}^{2N} S_k u_{0k} + \frac{1}{C} \sum_{k=1}^{2N} S_k \left[\int_0^t (i_k S_k) dt \right] \quad (9)$$

由于 S_k 为开关函数,由 0 和 1 构成,则可将整个过程分割为无数个小时时间段,每个小段内 N 个 SM 的开关状态保持固定。由上文分析可得,在每一段内 $u_{j\Sigma}$ 连续,则对每一个小时时间段而言,段内均可以满足:

$$\frac{du_{j\Sigma}}{dt} = \frac{1}{C} \sum_{k=1}^{2N} i_k S_k \quad (10)$$

将上式中 i_k 用上、下桥臂电流代替,则得:

$$\begin{aligned} \sum_{k=1}^{2N} i_k S_k &= \sum_{k=1}^N i_{j1} S_k + \sum_{k=N+1}^{2N} i_{j2} S_k = \\ &= \sum_{k=1}^N \left(i_{cj} + \frac{1}{2} i_{sj} \right) S_k + \sum_{k=N+1}^{2N} \left(i_{cj} - \frac{1}{2} i_{sj} \right) S_k = \\ &= N i_{cj} + \frac{1}{2} \sum_{k=1}^N i_{sj} S_k - \frac{1}{2} \sum_{k=N+1}^{2N} i_{sj} S_k \end{aligned} \quad (11)$$

故由式(10)和(11)可得:

$$\frac{du_{j\Sigma}}{dt} = \frac{1}{C} \left[N i_{cj} + \frac{1}{2} \left(\sum_{k=1}^N S_k - \sum_{k=N+1}^{2N} S_k \right) i_{sj} \right] \quad (12)$$

式(7)和式(12)分别从 2 种角度描述了电容电压总和与时间的微分关系,联立式(7)和(12)可得到方程:

$$\begin{aligned} (L_1 + L_2) \frac{d^2 i_{cj}}{dt^2} + (R_1 + R_2) \frac{di_{cj}}{dt} + \frac{N}{C} i_{cj} = \\ - \frac{1}{2C} \left(\sum_{k=1}^N S_k - \sum_{k=N+1}^{2N} S_k \right) i_{sj} - \frac{1}{2} (L_1 - L_2) \frac{d^2 i_{sj}}{dt^2} - \frac{1}{2} (R_1 - R_2) \frac{di_{sj}}{dt} \end{aligned} \quad (13)$$

方程(13)的等号右侧仅与各 SM 的开关函数和桥臂的输出电流有关,而与环流无关。方程本身为一个二阶常微分方程,其解描述了环流 i_{cj} 的存在形式。

方程(13)等号右侧的频率分量描述了稳态下环流的频率分量。当上、下桥臂对称时,右侧的基波分量为 0,环流主要为直流和 2 次成分;当上、下桥臂不对称时,来自负载电流的基波分量则不可忽略。

3 桥臂环流方程的求解

对方程(13)进行求解,主要考虑通解和特解。方程的通解一般为衰减量,最终都将衰减为 0,因此方程的通解部分仅仅描述环流初始状态的暂态特征,本文旨在研究环流的稳态特性,因此不作考虑。而对于方程的特解,具体的解法取决于方程等号右侧的表达式。若欲对方程进行求解,则必须对方程等号右侧的 2 个与环流无关的变量进行近似处理。

对于负载电流,一般而言,桥臂等效阻抗值与负载阻抗相比较小,即使桥臂阻抗不对称,对负载电流的影响也并不大。再加上负载电感的滤波作用,故而在稳态情况下,一般认为桥臂输出的负载电流可近似为标准正弦波形:

$$i_{sj} = I \sin(\omega t + \varphi) \quad (14)$$

而对于开关函数,已知该开关函数除了基波外,含有大量的高次谐波,而高次谐波对环流方程特解的影响可以忽略。因此开关函数可直接近似取:

$$\sum_{k=1}^N S_k - \sum_{k=N+1}^{2N} S_k = -Nm \sin(\omega t) \quad (15)$$

将式(15)代入方程(13),可以重写为:

$$\begin{aligned} (L_1 + L_2) \frac{d^2 i_{cj}}{dt^2} + (R_1 + R_2) \frac{di_{cj}}{dt} + \frac{N}{C} i_{cj} = \\ \frac{NmI}{4C} \cos \varphi - \frac{NmI}{4C} \cos(2\omega t + \varphi) + \\ \frac{1}{2} (L_1 - L_2) \omega^2 I \sin(\omega t + \varphi) - \\ \frac{1}{2} (R_1 - R_2) \omega I \cos(\omega t + \varphi) \end{aligned} \quad (16)$$

不难解得方程的特解为:

$$i_{cj} = \frac{mI}{4} \cos \varphi +$$

$$\begin{aligned} \sqrt{\frac{\left[\frac{1}{2} (L_1 - L_2) \omega^2 I \right]^2 + \left[\frac{1}{2} (R_1 - R_2) \omega I \right]^2}{\left[\frac{N}{C} - (L_1 + L_2) \omega^2 \right]^2 + [\omega (R_1 + R_2)]^2}} \times \\ \sin \left[\omega t + \varphi + \arctan \frac{R_2 - R_1}{\omega (L_1 - L_2)} - \right. \\ \left. \arctan \frac{\omega C (R_1 + R_2)}{N - (L_1 + L_2) \omega^2 C} \right] + \\ \frac{NmI}{4 \sqrt{[N - (L_1 + L_2) 4 \omega^2 C]^2 + [2 \omega (R_1 + R_2) C]^2}} \times \\ \sin \left[2\omega t + \varphi + 180^\circ + \arctan \frac{N - (L_1 + L_2) 4 \omega^2 C}{2 \omega (R_1 + R_2) C} \right] \end{aligned} \quad (17)$$

至此,得到了稳态下方程的特解。特解中主要分为直流量、1 次分量和 2 次分量。式(17)也给出了桥臂不对称情况下环流的表达式,可通过该公式对桥臂环流进行理论计算。

4 环流方程稳态解的仿真实验

在 MATLAB/Simulink 下搭建 MMC 五电平单相

逆变系统,参数如下:直流侧电压 $U_{dc} = 200 \text{ V}$,上桥臂电阻 $R_1 = 0.4 \Omega$,上桥臂电感 $L_1 = 2 \text{ mH}$,下桥臂电阻 $R_2 = 0.2 \Omega$,下桥臂电感 $L_2 = 1 \text{ mH}$,悬浮电容 $C = 4.7 \text{ mF}$,调制比 $m = 0.7$,负载电阻为 7Ω ,负载电感为 20 mH 。

图 4 为 MMC 稳态情形下的输出电压和输出电流。由图可见,输出的电压和电流波形规范。尤其是电流,基本保持为正弦波形,无明显畸变。图 5 给出了输出电流的谐波分析,可以看出,其 THD 为 1.12%,畸变很小,1 次分量之外其他频次分量均很小,也验证了上文对负载电流进行正弦基波近似的正确性。

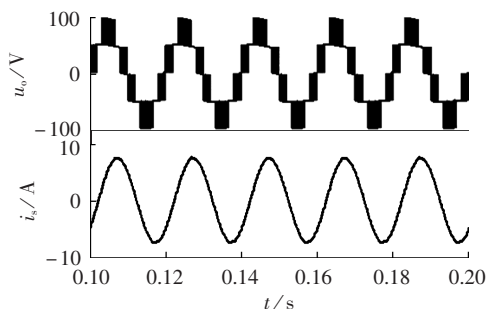


图 4 MMC 输出电压与输出电流

Fig.4 Output voltage and current of MMC

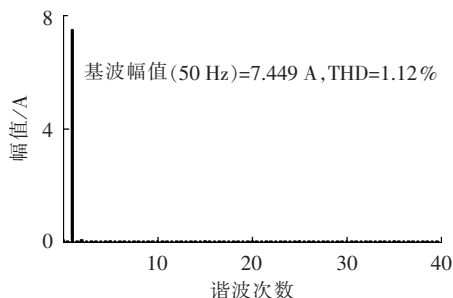


图 5 MMC 负载电流谐波分析

Fig.5 Harmonic analysis of MMC output current

图 6 展示了不同桥臂电阻和电感配置下,环流的理论值和实际仿真波形的对比情况。由图 6(a)可以明显看出,理论波形和实际仿真波形符合完好,仅有很小的相位误差,几乎可以重合。图 6(b)与图 6(a)的参数颠倒,但可以看出,仅仅是波形的形状发生变化,理论值和仿真值依然是几乎重合的。

图 7 展示了不同负载阻抗取值下的环流波形对比。此时取负载电阻为 14Ω ,负载电感为 40 mH 。从图中可以看出,环流理论波形和实际仿真波形依旧是十分相近,依然只是存在一个微小的相位误差。

图 8 展示了 $R_1 = 0.5 \Omega$, $L_1 = 3 \text{ mH}$, $R_2 = 0.2 \Omega$, $L_2 = 1 \text{ mH}$ 时,环流的理论波形和仿真波形的对比情况。由图可知,在桥臂电阻和电感发生变化时,环流的波形相应发生变化,但是理论波形和仿真波形依然可以符合完好,波形相差并不大。

图 6—8 在不同情况下对式(17)进行了验证,结果得到的理论波形总是和实际得到的仿真波形符

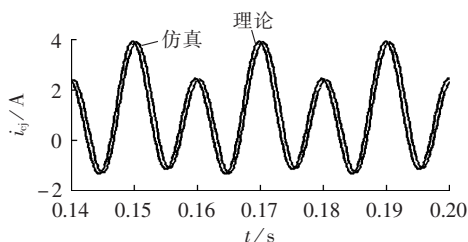
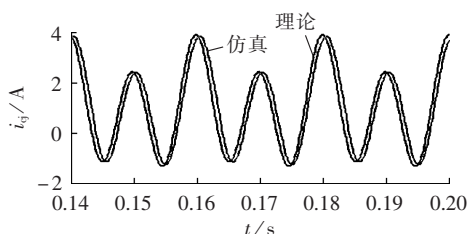
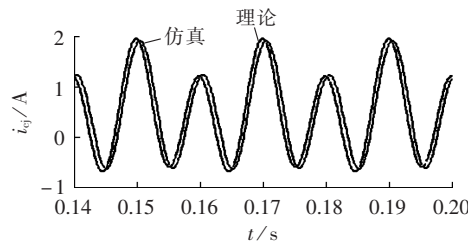
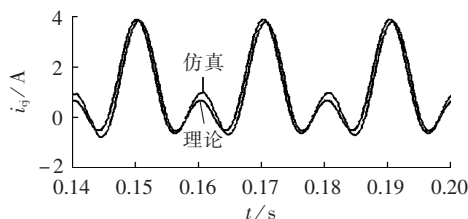
(a) $R_1=0.4\ \Omega, L_1=2\ \text{mH}, R_2=0.2\ \Omega, L_2=1\ \text{mH}$ (b) $R_1=0.2\ \Omega, L_1=1\ \text{mH}, R_2=0.4\ \Omega, L_2=2\ \text{mH}$

图 6 环流的理论波形与仿真波形对比

Fig.6 Comparison of circulating current between theoretical and simulative waveforms

图 7 $R_1=14\ \Omega, L_1=40\ \text{mH}$ 时环流波形对比Fig.7 Comparison of circulating current waveform when $R_1=14\ \Omega, L_1=40\ \text{mH}$ 图 8 $R_1=0.5\ \Omega, L_1=3\ \text{mH}, R_2=0.2\ \Omega, L_2=1\ \text{mH}$ 时环流波形对比Fig.8 Comparison of circulating current waveform when $R_1=0.5\ \Omega, L_1=3\ \text{mH}, R_2=0.2\ \Omega, L_2=1\ \text{mH}$

合完好,有效地验证了公式给出的桥臂阻感不对称时环流表达式的正确性。

实际上,波形之所以总是存在误差,是因为在公式推导中,存在着近似处理,如将负载电流默认为标准基次正弦波。实际上,桥臂电阻、电感不对称情况会或多或少对输出的波形质量产生影响,因而带来相应的谐波。这也解释了当上桥臂电阻、电感变大时,误差也相应有所增大的原因。

5 结论

本文从桥臂阻感不对称的 MMC 拓扑结构出发,通过 SM 悬浮电容电压的变化规律,从时域角度构建

描述环流特征的二阶微分方程。在稳态情况下忽略微分方程的通解,通过近似处理方法求得微分方程的特解,其特解可以有效地描述环流的稳态特性,不仅指出此时环流的主要成分为直流分量、1 次分量和 2 次分量,还给出了此时环流的稳态表达式。

经仿真验证,该理论分析得到的环流波形与实际仿真得到的环流波形符合完好,在桥臂电阻、电感不对称的时候,其稳态环流表达式可准确完好地描述出环流的稳态特征,为实际中 MMC 参数选择问题提供有效的理论支撑。

然而本文采用的负载电流的基波正弦近似处理方案,实际上并不适用于所有场合,因为在某些桥臂阻抗不对称非常严重的情况下,负载电流势必会产生严重畸变,该近似方案就不能成立。这种情况下环流方程(13)的等号右侧必须另行处理,这也将是笔者下一步的研究目标。

参考文献:

- [1] LESNICAR A, MARQUARDT R. An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range[C]//Proceedings of the IEEE Power Technology Conference. Bologna, Italy: Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2003: 1-6.
- [2] ZHANG Y, ADAM G P, LIM T C, et al. Analysis of modular multilevel converter capacitor voltage balancing based on phase voltage redundant states[J]. Power Electronics, IET, 2012, 5(6): 726-738.
- [3] TU Qingrui, XU Zheng, CHANG Yong, et al. Suppressing DC voltage ripples of MMC-HVDC under unbalanced grid conditions [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2012, 27(3): 1332-1338.
- [4] 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(1): 316-324.
- [5] SON G T, LEE H J, NAM T S, et al. Design and control of a modular multilevel HVDC converter with redundant power modules for noninterruptible energy transfer[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2012, 27(3): 1611-1619.
- [6] 张振华, 江道灼. 基于模块化多电平变流器的 STATCOM 研究[J]. 电力自动化设备, 2012, 32(2): 62-66.
ZHANG Zhenhua, JIANG Daozhuo. STATCOM based on modularized multilevel converters[J]. Electric Power Automation Equipment, 2012, 32(2): 62-66.
- [7] 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.
- [8] 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.
- [9] 宋平岗, 李云丰, 王立娜, 等. 基于改进阶梯波调制的模块化多电

- 平换流器环流抑制策略[J]. 电网技术, 2013, 37(4): 1012-1018.
- SONG Pinggang, LI Yunfeng, WANG Lina, et al. A modified ladder wave modulation-based circulating current suppressing strategy for modular multilevel converter[J]. Power System Technology, 2013, 37(4): 1012-1018.
- [10] 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.
- [11] 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与内部环流分析[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(24): 8-14.
- ZHOU Yuebin, JIANG Daozhuo, GUO Jie, et al. Analysis of sub-module capacitor voltage ripples and circulating currents in modular multilevel converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(24): 8-14.
- [12] 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.
- [13] 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.
- [14] 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.
- [15] WANG Kui, LI Yongdong, ZHENG Zedong, et al. Voltage balancing and fluctuation suppression method of floating capacitors in a new modular multilevel converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(5): 1943-1954.
- [16] 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.

作者简介:



韩少华

韩少华(1990-), 男, 江苏宿迁人, 硕士研究生, 主要从事柔性交流输电应用技术、电力电子技术在电力系统中应用方面的研究 (E-mail: hanshaohua9044@163.com);

梅军(1971-), 男, 江苏淮安人, 副教授, 博士, 从事电力电子与电力传动方面的研究;

郑建勇(1966-), 男, 江苏南京人, 教授, 博士研究生导师, 从事电力电子与电力传动方面的研究;

吉宇(1987-), 男, 江苏南通人, 博士研究生, 研究方向为电力电子在电力系统中的应用;

杜晓舟(1990-), 男, 安徽合肥人, 硕士研究生, 研究方向为电力电子在电力系统中的应用。

Steady-state analysis of unsymmetrical MMC bridge-arm circulating current

HAN Shaohua, MEI Jun, ZHENG Jianyong, JI Yu, DU Xiaozhou

(School of Electrical Engineering, Southeast University, Nanjing 210096, China)

Abstract: If the resistors and inductors of the upper and lower MMC (Modular Multilevel Converter) bridge-arms are unsymmetrical, the main ingredients of its circulating current will not include only the DC component and the second harmonic component, which should be quantitatively studied. A time-domain second-order differential equation is built according to the variation rules of flying capacitor voltage. Under the steady-state condition, its general solution can be ignored and its special solution is achieved by approximation, which describes the steady-state characteristics of circulating current effectively and shows the steady-state circulating current of unsymmetrical MMC bridge-arm contains mainly the DC component, first harmonic component and second harmonic component. Its steady-state expression is also presented. The simulation model is built with MATLAB/Simulink and the simulative results verify the correctness and effectiveness of theoretical analysis.

Key words: MMC; unsymmetry; arm circulating current; second-order differential equation; steady-state; electric converters