

基于载波层叠的MMC调制和电容电压控制研究

周路平, 刘桂英, 黄华钦, 付航, 何发达, 郭滨鹏

(长沙理工大学电气学院, 湖南 长沙 410114)

摘要: 基于MMC直流侧电容之间电压不平衡问题, 对MMC调制技术和均压控制方法展开研究。在分析了传统调制策略基本原理与电容电压平衡方法基础上, 发现现有方法存在执行时间长、复杂程度较高等问题。基于PD-PWM技术提出简化的控制均压策略, 该策略优点为简化了MMC子模块数量的计算操作, 触发信号可直接提供给子模块, 使MMC的均压控制更加快速有效。在Matlab/Simulink环境下搭建了MMC 9电平模型, 仿真结果验证了该策略的有效性, 较好地实现了输出电压控制和电容电压均衡。

关键词: 电容电压平衡; 模块化多电平变换器; 调制技术; 相位配置

Research on MMC modulation and capacitor voltage control based on carrier stacking

ZHOU Luping, LIU Guiying, HUANG Huaqin, FU Hang, He Fada, GUO Binpeng

(College of Electrical and Information Engineering Changsha University of Science and Technology, Changsha 410114, China)

Abstract: Based on the voltage imbalance between DC side capacitors of modular multilevel converter (MMC), the MMC modulation technique and voltage equalization method are studied. Based on the analysis of the basic principle of traditional modulation strategy and the method of capacitor voltage balance, it is found that the existing methods have problems such as long execution time and high complexity. Based on PD-PWM technology, a simplified control voltage equalization strategy is proposed. The advantage of this strategy is to simplify the calculation of the number of MMC sub-modules. The trigger signal can be directly provided to the sub-module, which makes the MMC equalization control more rapid and effective. The MMC 9 level model is built in Matlab/Simulink environment. The simulation results verify the effectiveness of the strategy, better output voltage control and capacitor voltage balance.

Key words: capacitor voltage balancing; modular multilevel converter; modulation technique; phase disposition

0 引言

模块化多电平变换器 (Modular Multilevel Converter, MMC) 是R. Marquart 和 A. Lesnicar于2002年提出的一种电压源变换器结构^[1-2], 具有输

出电压波形质量高、输出电平数高、可模块化设计、谐波性能好、可向无源网络供电以及可实现四象运行、有功和无功独立控制等优点^[3], 在世界各地受到广泛研究与应用。在远距离高压直流输电 (HVDC)、孤岛送电和同步补偿器等领域都有应用^[4]。MMC结构以及子模块相关器件参数配置

国家自然科学基金项目 (51507014); 长沙理工大学研究生科技创新项目 (CX2017SS14)

会带来相应的问题^[5-6]，例如环流和子模块（Sub-Module, SM）之间的电容电压不平衡等问题。MMC要较好地输出对称三相交流电，每相子模块提供电压支撑直流电容必须保持能量平衡。MMC根据电流方向不同，电容会快速充放电，子模块电压会影响输出电压质量，因此MMC需要加入适当的控制策略。总结目前的MMC调试方式，基本可以分两大类：逼近电平调制技术^[6]和脉宽调制技术^[7]。这两类技术都需加入电压平衡控制算法，以保持MMC电容电压的稳定操作。常见的平衡控制有个体控制和桥臂控制。

个体控制主要应用于脉宽调制技术^[8]，此方法采用闭环控制跟踪控制器给出全局参考量，每个子模块可以独立脉宽调制。这种控制方法的难点在于控制参数选择，参数不合适会影响其他相关回路，甚至会影响系统稳定性。全桥臂控制主要应用于逼近电平调制技术^[9-10]，此技术需根据子模块电压值高低和桥臂电流正负方向来投入或旁路子模块，但需对所有子模块电容电压进行排序。较为常用的排序算法如冒泡排序^[11]、希尔排序^[3]和随机选择排序^[4]等。上述排序方法主要问题为：若子模块数量不断增加，则控制器计算量也将迅速增加，同时执行时间也会增长。若MMC子模块排序时间大于控制器周期则将不能控制输出电压，为减少排序时间问题，相关学者在传统控制算法策略的基础上进行优化，例如快速选择算法^[2]、比例因子法^[10]和极限值法^[11]等。

本文基于PD-PWM技术^[12]，深入对传统调制技术和电容电压平衡进行研究，为解决MMC电容之间电压不平衡和减少排序时间长等问题，提出相对简化的优化控制策略^[13-19]。该控制策略方法简单、快速有效。最后在Matlab环境中搭建了9电平MMC仿真，仿真结果验证了该策略方法的有效性。

1 MMC工作原理及调制技术

1.1 MMC工作原理

图1为单端三相MMC电路结构。换流器每相

包含2个上、下桥臂，三相共6个桥臂。每个桥臂由能抑制环流、故障电流上升率的电抗器（ L_0 ）和 N 个子模块串联组成。三相各个器件参数完全相同对称，每个子模块由半桥结构和电容串联构成。根据每相上、下桥臂投入子模块总和不变的约束条件前提下，直流侧电压稳定为 V_{dc} ，最后通过控制策略触发开关导通桥臂子模块，通过电平叠加的方式逼近正弦波。

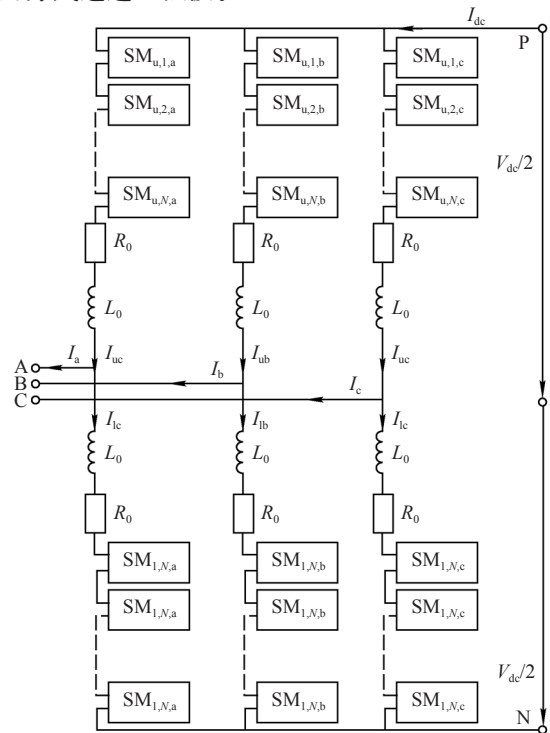


图1 MMC结构

Fig.1 MMC structure

图2为MMC正常工作时子模块的两种工作状态。子模块半桥结构上管开通（ $S_x=1$ ），下管关闭（ $S_x=0$ ）时，储能电容投入（ $V_0=V_{cell}$ ），此过程称为投入状态；子模块半桥结构上管关闭（ $S_x=0$ ），下管开通（ $S_x=1$ ），储能电容投入（ $V_0=0$ ），此过程称为切除状态；若要求输出高电压，MMC通过控制策略以电平叠加方法实现增压增容。

1.2 MMC调制技术

图3为本文所使用的基于PD-PWM技术的调制技术，其基本原理是使用一个调制波与若干个幅值不同而相位相同的三角载波进行比较得出子模块的上、下管触发信号，若调制波幅值大于载

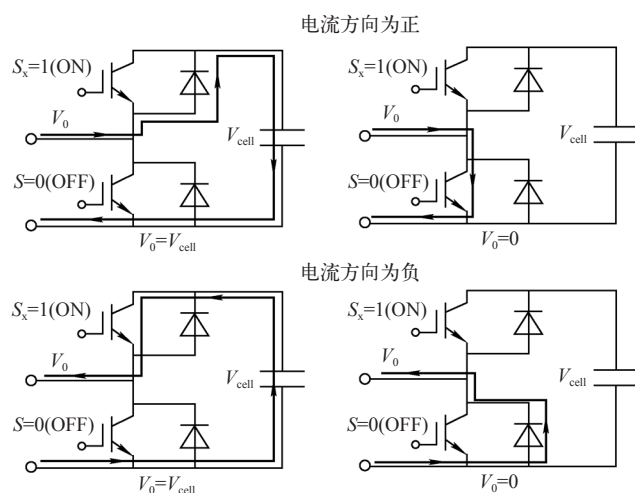


图2 MMC正常工作时子模块工作状态

Fig.2 Different module's capacitor voltage when MMC is operational

波幅值则表示投入一个子模块；反之则表示切除一个子模块。在每相每个桥臂中，将调制波与各个子模块载波作比较，得到该桥臂所需子模块数目，再确定另一桥臂投入子模块数目。MMC上、下桥臂子模块总数量确定后再对每相所有子模块电容电压排序，并给出每相上下桥臂的具体子模块的触发脉冲。图2为MMC正常工作状态时，相内上、下桥臂电流会流过所有投入的子模块电容，根据电流正负方向不同，被投入的子模块电容会充电或放电，输出电压由子模块电容电压叠加。若所有模块的电容电压不平衡，则无法根据要求输出理想电压波形，因此MMC需要通过适当的算法使电容电压均衡。

2 均压策略

如图4所示，文献[1]和文献[6]所述基本原理为：在每个工作周期，首先计算需要投入或切除来逼近产生所要求输出电压的目标子模块数量。若需投入或切除任何新加入子模块，则需将新计算的子模块数目 (N_{om}) 与之前的状态 (N_{om-odd}) 进行比较。其次通过测量桥臂电流 I_{arm} 方向，确定是否要对将要被投入的子模块电容进行充电或放电。下一步通过测量子模块电容电压值大小对所有子模块进行从大到小排序。根据前面结果计算

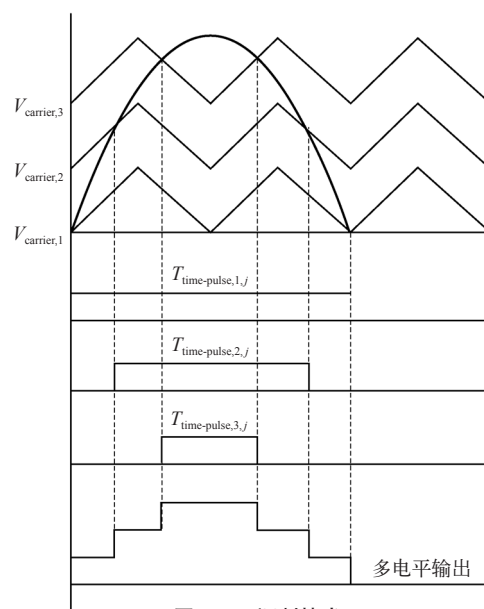


图3 PD调制技术

Fig.3 Modulation technique of phase disposition

新、旧子模块的差值正负，如果电流为正且需要投入新模块，则投入的子模块电容将会被充电。为使子模块电压电压平衡，让电容电压值较低的子模块充电时间尽可能长，电容电压值高的子模块充电时间尽可能短。如果电流方向为负且需要投入新模块，新投入的子模块电容将会放电。为使子模块电容电压平衡，子模块电容电压值高的放电时间尽可能长，子模块电容电压值较低的放电时间尽可能短。如果要旁路子模块，情况反之亦然。

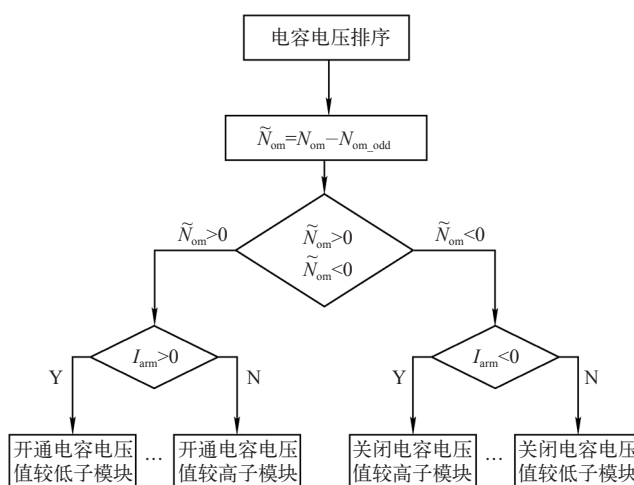


图4 控制流程图

Fig.4 Control flow chart

若MMC子模块数量非常多,则计算量相对复杂,因为要根据电容电压值高低比较具体投入或切除哪些子模块,计算触发哪些子模块也变得相对复杂。下文提出的控制策略、开关信号可直接提供子模块,不需要额外计算。

3 控制策略

每相每个桥臂共有 N 个模块,基于PD-PWM调制技术,三角载波数量也是 N 个。所有载波都被命名为1, 2, 3... N 并且沿着 x 轴同相位向上递增。根据正弦调制信号穿过载波的数量来产生开关脉冲,导通子模块输出目标电压。若要求输出电压不高,则正弦调制信号不会越过所有载波。

相比上述均压控制原理,本文提出在每个操作步骤过程中不需要都计算投入或切除的模块数量,根据调制信号穿过的载波信号的数量,直接得出需要投入或切除的模块数。如图5所示,当正弦调制信号穿过第一个载波时,然后投入每相上桥臂的一个模块和下桥臂的一个模块,并且旁路其他所有模块。当调制信号穿过两个载波时,需要投入每相上桥臂中的两个模块和下臂中的另外两个模块,所有其他模块都被旁路。以此类推,当调制信号穿过所有载波波形时,则需要投入所有模块以产生所要求的输出电压。

由图5、图6可知,由调制信号与载波信号相比产生的脉冲信号, $V_{\text{inter-pulse},1,j}$ (表示 j 相调制波与第1个载波比较获得触发信号)的脉冲时间 $T_{\text{inter-pulse},1,j}$ (表示触发信号的宽度)比 $V_{\text{inter-}}$

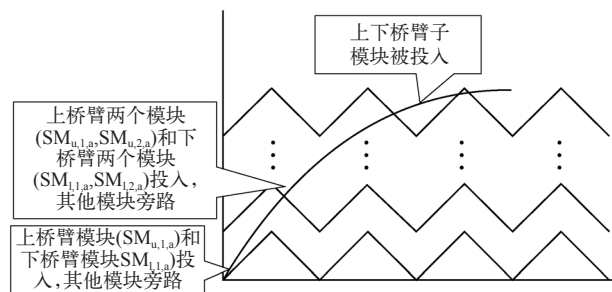


图5 子模块基于PD技术直接开关

Fig.5 Sub-module input and bypass based on PD technology

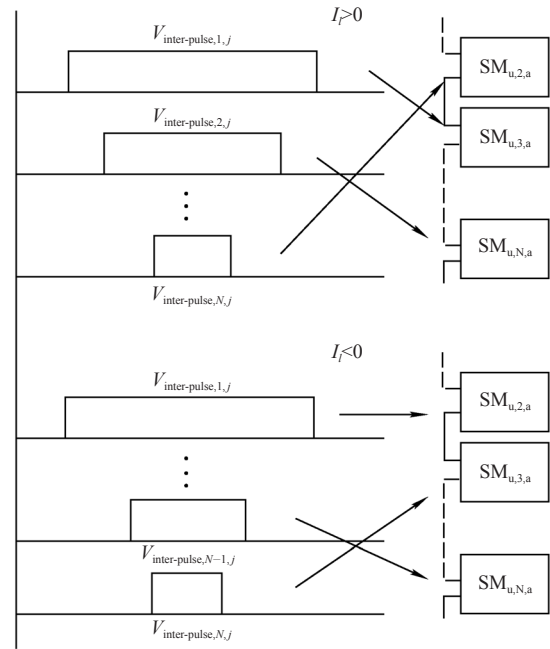


图6 不同电流方向时触发信号分配

Fig.6 Trigger signal distribution in different current directions

pulse, $2,j$ 宽; $V_{\text{inter-pulse},2,j}$ 的脉冲时间 $T_{\text{inter-pulse},2,j}$ 比 $V_{\text{inter-pulse},3,j}$ 宽,由此往下类推, $V_{\text{inter-pulse},N,j}$ 脉冲宽度最短。

基本原理:首先需要对每相每个桥臂的所有子模块电容电压值($V_{\text{cap},u,i,a}$ 和 $V_{\text{cap},l,i,a}$)进行排序,以 a 相为例,假设经过排序后发现电容电压大小为

$$\begin{cases} V_{\text{cap},u,3,a} < V_{\text{cap},u,5,a} < V_{\text{cap},u,N,a} \cdots < V_{\text{cap},u,2,a} \\ V_{\text{cap},l,N-1,a} < V_{\text{cap},l,N-4,a} < V_{\text{cap},l,1,a} \cdots < V_{\text{cap},l,3,a} \end{cases} \quad (1)$$

式中, $V_{\text{cap},u,i,j}$ 为 j 相 u 桥臂第 i 子模块电压。

假设电流的方向为正,即 $I_t > 0$,由于电流为正,所以子模块电容将会充电,此时将调制信号与载波信号比较得来的脉冲时间较长的开关信号提供给电容电压值较低的模块,同时将脉冲时间较短开关的信号提供给电容电压值较高的子模块。

上、下桥臂中子模块电容电压值最低为 $SM_{u,3,a}$ (表示 a 相上桥臂第3个子模块)和 $SM_{l,N-1,a}$ (表示 a 相下桥臂第 $N-1$ 个子模块),则开关脉冲信号作如下处理,即

$$\begin{cases} V_{\text{gate},u,3,a,p} = V_{\text{inter-pulse},1,a} \\ V_{\text{gate},u,3,a,n} = \tilde{V}_{\text{inter-pulse},1,a} \\ V_{\text{gate},l,N-1,p} = \tilde{V}_{\text{inter-pulse},1,a} \\ V_{\text{gate},l,N-1,a,n} = V_{\text{inter-pulse},1,a} \end{cases} \quad (2)$$

式中, $V_{\text{gate},x,i,j,y}$ 为 j 相 x 臂 i 模块 y 管触发信号, $\tilde{V}$ 是 $V_{\text{inter-pulse},i,j}$ 的互补开关信号。

相似地, 开关信号提供给 a 相的所有其他模块。子模块 $SM_{u,2,a}$ 和 $SM_{l,3,a}$ 是上、下桥臂最高的电容电压, 开关信号作如下处理。类似地, 其他子模块的开关脉冲作如下处理, 即

$$\begin{cases} V_{\text{gate},u,2,a,p} = V_{\text{inter-pulse},N,a} \\ V_{\text{gate},u,2,a,n} = \tilde{V}_{\text{inter-pulse},N,a} \\ V_{\text{gate},l,3,a,p} = \tilde{V}_{\text{inter-pulse},N,a} \\ V_{\text{gate},l,3,a,n} = V_{\text{inter-pulse},N,a} \end{cases} \quad (3)$$

假设电流的方向为负, 即 $I_f < 0$, 所有投入运行的子模块电容将会放电。此时将调制信号与载波信号比较得来的脉冲时间较长的开关信号提供给电容电压值较高的模块, 同时将脉冲时间较短开关的信号提供给电容电压值较低的子模块。上、下桥臂子模块电容电压值最低分别是 $SM_{u,3,a}$ 和 $SM_{l,N-1,a}$, 开关信号如下处理, 以保持电容电压平衡, 即

$$\begin{cases} V_{\text{gate},u,3,a,p} = V_{\text{inter-pulse},N,a} \\ V_{\text{gate},u,3,a,n} = \tilde{V}_{\text{inter-pulse},N,a} \\ V_{\text{gate},l,N-1,a,p} = \tilde{V}_{\text{inter-pulse},N,a} \\ V_{\text{gate},l,N-1,a,n} = V_{\text{inter-pulse},N,a} \end{cases} \quad (4)$$

类似地, 开关信号被提供给 a 相的其他所有模块。对于电容电压的模块 $SM_{u,2,a}$ 和 $SM_{l,3,a}$, 开关信号作如下处理, 即

$$\begin{cases} V_{\text{gate},u,2,a,p} = V_{\text{inter-pulse},1,a} \\ V_{\text{gate},u,2,a,n} = \tilde{V}_{\text{inter-pulse},1,a} \\ V_{\text{gate},l,3,a,p} = \tilde{V}_{\text{inter-pulse},1,a} \\ V_{\text{gate},l,3,a,n} = V_{\text{inter-pulse},1,a} \end{cases} \quad (5)$$

通过该策略方法, 实现 MMC 电压电压平衡。图 7 为该策略流程图。比较图 4 和图 7, 中间节省了两个步骤, 更加简化了控制策略。实际工程中,

载波层叠调制依然由 FPGA 完成, 发出多路 PWM 脉冲, 经光电转换后通过光纤通道下发。

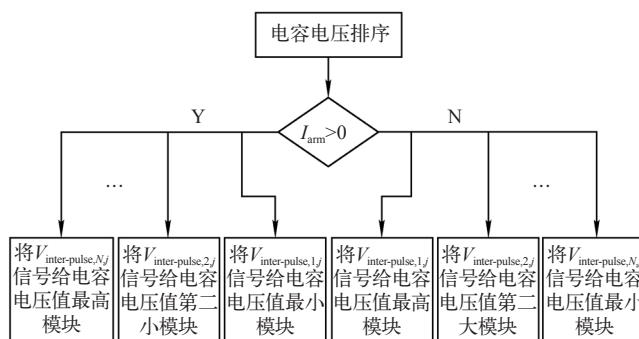


图7 控制流程图

Fig.7 Algorithm flow chart

4 仿真分析

在 Matlab/Simulink 环境中搭建了三相 9 电平 MMC, 并对仿真结果图进行分析。MMC 以逆变器模式工作, 负载采用星形联结。下表为仿真参数。

表 仿真参数

Table Simulation Parameter

参数	数值
直流侧电压 V_{PN}/V	1 600
每相桥臂子模块数 n	8
子模块电容 $C/\mu F$	500
桥臂电感 L_ϕ/mH	10
负载电阻 R/Ω	10
负载电感 L_L/mH	100
输出基波频率/Hz	50
载波频率/Hz	1 000

图 8 为模块化多电平变换器的 a 相电压 V_{ao} , 共有 9 个电平。 V_{PN} 等于 1 600 V, 因每个桥臂中存在 8 个模块, 因此电容电压为 200 V。输出频率接近 50 Hz, 其幅值约为 800 V 的交流电。

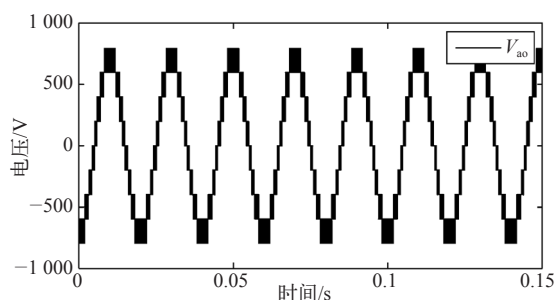


图8 MMC 相电压波形

Fig.8 Phase a voltage waveform of MMC

图9为线电压 V_{ab} 和相电流 I_a ，线电压为15阶电平。由图8、图9可得，当负载为星形联结时，线电压是相电压的 $\sqrt{3}$ 倍，电流幅值为38 A。

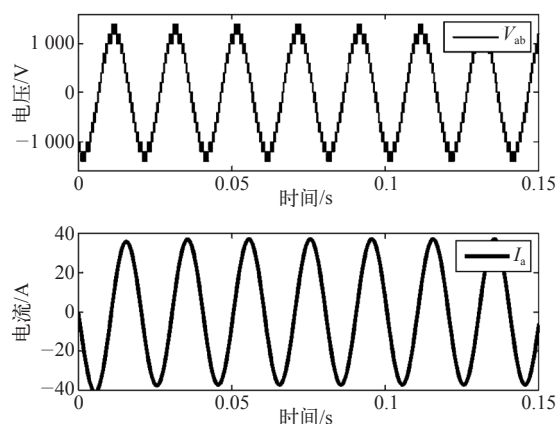


图9 MMC输出线电压和电流

Fig.9 Output line voltage and current of MMC

图10为模块化多电平变换器闭环控制跟踪输出电压。将输出阶梯波形经低通滤波器滤波后与参考电压波形进行比较获得输出电压的基波分量。参考电压720 V提供给MMC的控制块。从图10中可以看出，输出电压的基波分量是跟踪参考电压，使用所提出的简化控制可执行MMC中的输出电压的闭环控制。

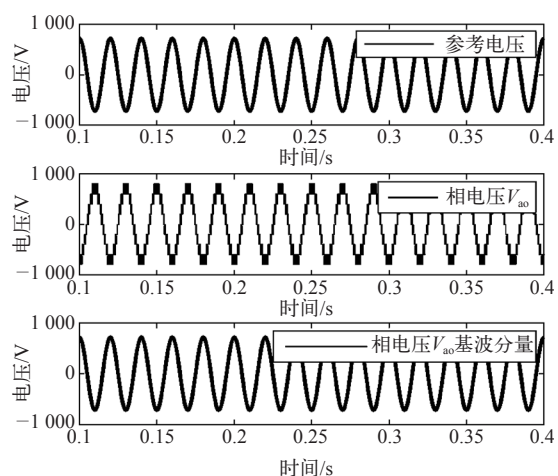


图10 参考电压、相电压和相电压基波分量

Fig.10 Reference voltage, phase voltage and fundamental component of phase voltage of MMC

图11为两个上桥臂模块电容器电压 ($V_{cap,u,1,j}$, $V_{cap,u,2,j}$) 和两个下桥臂模块电容器电压 ($V_{cap,l,1,j}$, $V_{cap,l,2,j}$) 波形图。从图11中可以看出，电容器电压

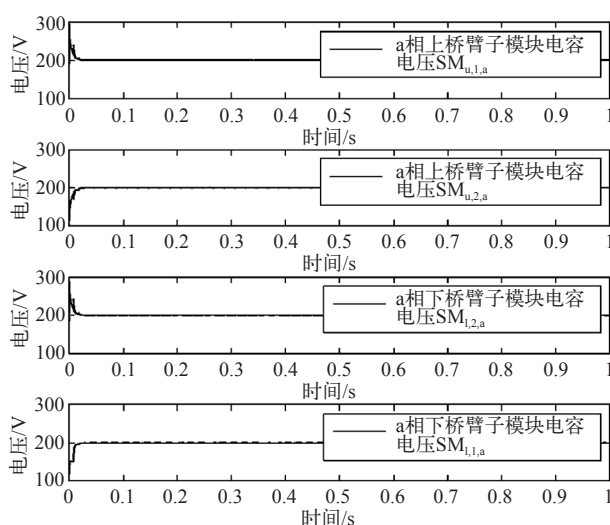


图11 MMC不同子模块电容电压

Fig.11 Different sub-module capacitor voltages of MMC

均衡且电容电压值为200 V。

图12、图13分别为MMC正常工作于子模块的电容器电压的放大波形图和A相上、下桥臂及环流波形图。从图12、图13中可以看出，电容电压具有非常小的纹波且电压值稳定在200 V，当中存在的环流量，可通过加以环流抑制策略抑制。综上所述，采用所提出的简化控制实现了输出电压跟

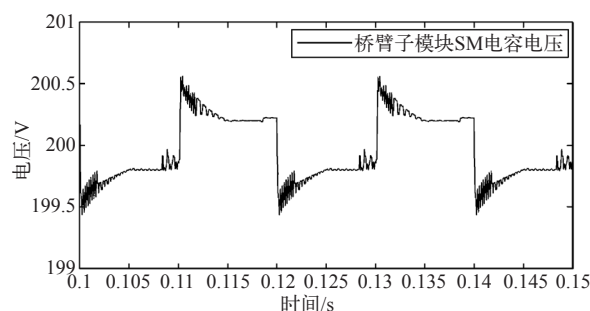


图12 MMC子模块电容电压

Fig.12 Capacitor voltage of half bridge module of MMC

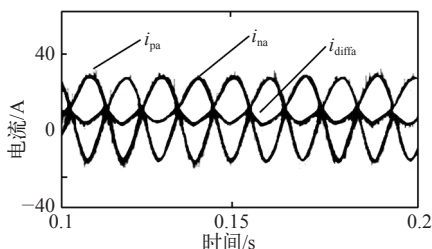


图13 A相桥臂电流和环流

Fig.13 Phase A bridge arm current and circulation

踪,且各子模块电容电压均衡。

5 结束语

MMC在中高压、大容量领域有多种应用,但因电流直接流过子模块电容,其子模块电容电压平衡是一个复杂的过程,针对MMC电容电压平衡执行时间长、复杂程度高等问题,提出一种基于PD-PWM调制技术的模块化多电平变换器简化控制电压平衡方法。优化控制平衡策略在Matlab/Simulink环境中仿真验证。仿真结果表明,优化控制可以实现输出电压控制和子模块电容电压均衡。

1) 该方法不需每步计算要投入或切除的模块,触发信号可直接提供给子模块。

2) 因减少子模块选择步骤,相比以前的控制算法简单、快速。

3) 此法可适用于单相、三相MMC的闭环控制系统和MMC子模块数量多电压要求高场合。

参考文献

- [1] 徐政. 柔性直流输电系统[M]. 北京: 机械工业出版社, 2016.
- [2] 栗时平, 魏新伟, 牛鼎, 等. 模块化多电平换流器电容电压改进排序平衡方法[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(13): 3874-3882.
SU Shiping, WEI Xinwei, NIU Ding, et al. Modular multilevel converter capacitor voltage improvement sorting balance method[J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(13): 3874-3882.
- [3] 何智鹏, 许建中, 苑宾, 等. 采用质因子分解法与希尔排序算法的MMC电容均压策略[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(12): 2980-2988.
HE Zhipeng, XU Jianzhong, YUAN Bin, et al. MMC capacitor equalization strategy using mass factorization and Hill sorting algorithm[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(12): 2980-2988.
- [4] 魏新伟, 栗时平, 邱欣, 等. 模块化多电平换流器电容电压新型优化平衡方法[J]. 电网技术, 2017, 41(3): 729-735.
WEI Xinwei, SU Shiping, QIU Xin, et al. New optimized balance method for modular multilevel converter capacitor voltage[J]. Power System Technology, 2017, 41(3): 729-735.
- [5] 许建中, 赵成勇, Aniruddha M Gole. 模块化多电平换流器戴维南等效整体建模方法[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(8): 1919-1929.
Xu Jianzhong, Zhao Chengyong, Aniruddha M Gole. Research on Theverin's equivalent based integral modelling method of the modular multilevel converter(MMC)[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(8): 1919-1929.
- [6] DENG Fujin, CHEN Zhe. A control method for voltage balancing in modular multilevel converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(1): 66-76.
- [7] LI Z, WANG P, CHU Z, et al. An inner current suppressing method for modular multilevel converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(11): 4873-4879.
- [8] QIN Jiangchao, SAEEDIFARD M. Reduced switching-frequency voltage-balancing strategies for modular multilevel HVDC converts[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2013, 28(4): 2403-2410.
- [9] 李宁, 王跃, 王兆安, 等. 4种三电平载波调制策略对比研究[J]. 电气传动, 2015, 45(12): 35-40.
LI Ning, WANG Yue, WANG Zhaoan, et al. Comparative study on four kinds of three-level carrier modulation strategies[J]. Electric Drive, 2015, 45(12): 35-40.
- [10] 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. Optimal balance control of capacitor voltage of MMC type VSC-HVDC system[J]. Proceedings of the CSEE, 2011, 31(12): 9-14.
- [11] 李笑倩, 宋强, 刘文华. 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, 34(9): 49-54.
- LI Xiaoqian, SONG Qiang, LIU Wenhua. Modular multilevel converter capacitor voltage balance control using carrier phase shift modulation[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 34(9): 49-54.
- [12] 于弘洋, 彭俱, 蔡林海, 等. 基于偏置动态分配方法的电流控制型多电平变流器均流策略[J]. 电力电容器与无功补偿, 2017, 38(2): 155-159.
- YU Hongyang, PENG Yun, CAI Linhai, et al. Current-controlled multi-level converter current sharing strategy based on bias dynamic distribution method[J]. Power Capacitor and Reactive Power Compensation, 2017, 38(2): 155-159.
- [13] 康鹏, 邵震霞, 孙斌, 等. 适用于MMC型柔性环网控制器的稳态无功与暂态电压协调控制策略[J]. 电力电容器与无功补偿, 2018, 39(2): 84-89.
- KANG Peng, SHAO Zhenxia, SUN Bin, et al. Steady-state reactive power and transient voltage coordinated control strategy for MMC flexible ring network controller[J]. Power Capacitor and Reactive Power Compensation, 2018, 39(2): 84-89.
- [14] 董文杰, 张兴, 刘芳, 等. 模块化多电平变流器均压策略研究[J]. 电力电子技术, 2012, 46(2): 69-71.
- DONG Wenjie, ZHANG Xin, LIU Fang, et al. Research on equalization strategy of modular multilevel converter[J]. Power Electronics, 2012, 46(2): 69-71.
- [15] 黄守道, 廖武, 高剑, 等. 基于改进均压算法的模块化多电平变流器开关频率分析[J]. 电工技术学报, 2016, 31(13): 36-45.
- HUANG Shoudao, LIAO Wu, GAO Jian. Switching frequency analysis of modular multilevel converter based on improved equalization algorithm[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(13): 36-45.
- [16] 朱晋, 韦统振, 霍群海, 等. 基于动态偏置分配PD-PWM的变桥臂换流器子单元电容均压策略[J]. 电工技术学报, 2016, 31(15): 170-177.
- ZHU Jin, WEI Tongzhen, HUO Qunhai, et al. Capacitor voltage equalization strategy of variable bridge arm converter based on dynamic bias distribution PD-PWM[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(15): 170-177.
- [17] 杨成子, 黄萍. 三角载波层叠PWM算法的数字实现与优化[J]. 电机控制与应用, 2017, 44(4): 47-51.
- YANG Chengzi, HUANG Ping. Digital implementation and optimization of triangular carrier cascaded PWM algorithm[J]. Electric Machines and Control Application, 2017, 44(4): 47-51.
- [18] 李蓉, 文俊, 刘若曦, 等. MMC-HVDC系统谐波研究[J]. 电气应用, 2017, 36(21): 27-33.
- LI Rong, WEN Jun, LIU Ruoxi. Research on harmonics of MMC-HVDC system[J]. Electrotechnical Application, 2017, 36(21): 27-33.
- [19] 郭捷, 刘曼, 胡文平. 模块化多电平换流器的混合PWM调制方法[J]. 电气应用, 2015, 34(22): 64-68.
- GUO Jie, LIU Man, HU Wenping. Hybrid PWM modulation method for modular multilevel converter[J]. Electrotechnical Application, 2015, 34(22): 64-68.

作者简介



周路平

周路平 (1991—), 男, 硕士研究生, 主要研究方向为电力系统运行与控制、无功补偿;

(收稿日期: 2018-11-02) **EA**