

基于 CPS-SPWM 的模块化多电平整流器的研究与应用

刘喜梅, 王宁, 张硕博

(青岛科技大学自动化与电子工程学院, 山东 青岛 266000)

摘要: 首先介绍 MMC 整流的原理和拓扑结构。建立数学模型, 并以其中一相 A 相为例进行分析, 直观地分析其工作原理。分析 CPS-SPWM 的工作原理, 基于 CPS-SPWM 对 MMC 整流进行调制。其次在 Matlab/Simulink 中搭建仿真模型。在综合控制上, 首先给出整个控制流程图, 然后分别介绍了电流电压内外环闭环控制, 保持桥臂电压平衡控制以及子模块电容电压的稳压控制的原理及控制方法。最后建立环流产生的数学模型, 详细分析环流产生的原理。针对环流的特点, 搭建环流抑制控制器。仿真结果表明, 控制策略能够完成对系统的控制, 环流抑制控制对环流有很好的抑制作用。

关键词: 模块化多电平整流器; Matlab/Simulink; 载波移相; 电容电压控制; 环流抑制

Research and application of a modular multilevel rectifier based on CPS-SPWM

LIU Ximei, WANG Ning, ZHANG Shuobo

(College of Automation and Electronic Engineering, Qingdao University of Science and Technology, Qingdao 266000, China)

Abstract: First, the principle and topology of an MMC rectifier are introduced. A mathematical model is established and an example of phase A is taken to analyze its working principle intuitively. The working principle of a CPS-SPWM is analyzed, and the MMC rectifier is modulated based on the CPS-SPWM. Secondly, the simulation model is built in Matlab/Simulink. In terms of comprehensive control, the whole control flow chart is given first, and then the principle and control method of the current and voltage closed-loop control, the bridge arm voltage balance control and the submodule capacitance voltage stabilization control are respectively introduced. Finally, the mathematical model of circulation generation is established, the principle of circulation generation is analyzed in detail, and the circulation suppression controller is built according to the characteristics of circulation. The simulation results show that the control strategy can control the system and the circulation suppression control has a good inhibitory effect on the circulation.

This work is supported by National Natural Science Foundation of China (No. 61803219).

Key words: modular multilevel converter; Matlab/Simulink; carrier phase shift; capacitance voltage control; circulation inhibition

0 引言

MMC 由完全相同的子模块级联实现升压, 电压为平均分配, 有利于提升整个系统的容量, 便于冗余设计和生产^[1]。三相中每一相的结构与工作原理均相同。单相故障后, 对单相进行切除, 其余两相依旧正常工作^[2]。模块化多电平变换器中存在着许多直流储能电容, 在系统故障时, 这些电容不会立即放电, 直流母线的电流电压仍然保持正常, 系统能够保持正常运行^[3]。功率子模块完全相同, 系

统结构对称, 对于主电路中电缆要求不高, 便于功率模块的布局, 有利于系统结构的设计^[4]。针对上述优点, 本文提出了基于 CPS-SPWM 的 MMC 整流控制方法, 包括电流电压内外环闭环控制, 保持桥臂电压平衡控制以及子模块电容电压的稳压控制, 同时对于环流产生的原因进行分析, 并提出环流抑制控制策略, 并综合分析系统整流结果。

1 MMC 整流及 CPS-SPWM 调制法的基本原理

1.1 MMC 整流的基本原理

模块化多电平变换器(Modular Multilevel Converter,

MMC)的三相拓扑结构^[5]如图 1 所示。MMC 的三相结构完全相同, 每一相都是由上下对称的子模块经桥臂电感连接而成。子模块结构也完全相同, 由 IGBT 与二极管反向并联再并联直流储能电容组成。上下桥臂电感间输入三相交流电源, 三相桥臂相连形成的公共母线作为直流输出^[6]。

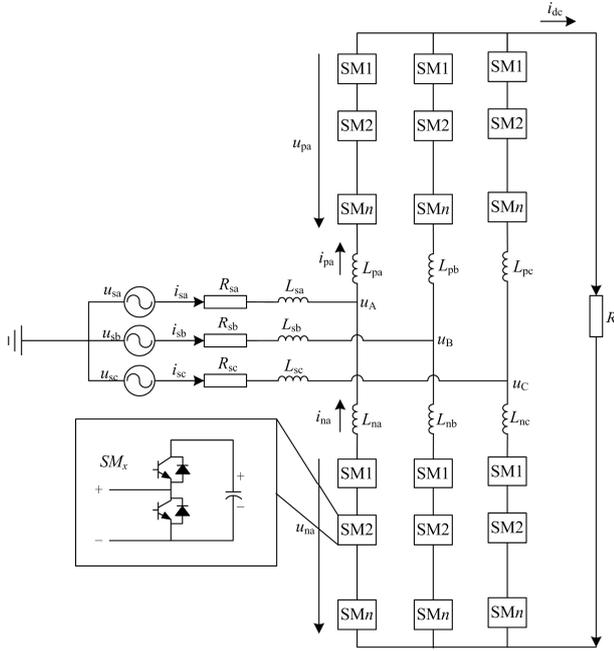


图 1 三相 MMC 拓扑结构图

Fig. 1 Topology of a three-phase MMC

1.2 MMC 整流的数学模型分析

由于 ABC 三相幅值大小相同, 此时拿出其中一相进行分析。可以通过简单分析了解到, 其桥臂电压的大小可以基本等效于子模块投入和切出的数量, 暂且可以等效成一个可变可控电压源, 并且由于线路等效电感较小, 其产生的压降可以忽略不计, 如图 2 所示, 就是一个简化的 A 相 MMC 整流等效电路模型图。 U_A 为该点对地电压, U_p 为上桥臂子模块电压之和, U_n 为下桥臂子模块电压之和, O 为接地点^[7]。

根据基尔霍夫电压和电流定律得

$$U_A = \frac{U_{dc}}{2} - U_p \quad (1)$$

$$U_A = -\frac{U_{dc}}{2} - U_n \quad (2)$$

把式(1)、式(2)整理后获得

$$U_{dc} = U_p + U_n \quad (3)$$

$$U_A = \frac{U_n - U_p}{2} \quad (4)$$

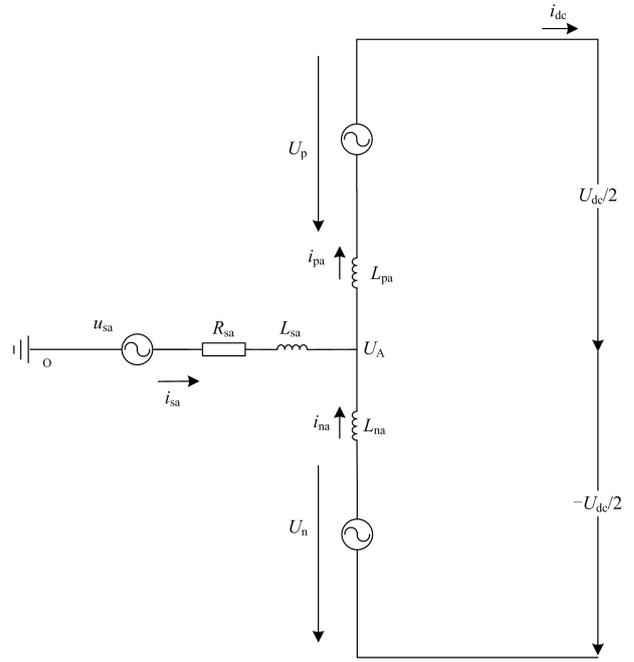


图 2 MMC 整流 A 相等效电路模型图

Fig. 2 Equivalent circuit model diagram of MMC rectifier phase A

式(3)说明直流侧输出电压就等于上下桥臂两端电压的和。

$$U_{dc} = U_p + U_n = N_p U_{sm} + N_n U_{sm} = N U_{sm} \quad (5)$$

式中: N_p 与 N_n 分别为上桥臂和下桥臂的子模块数目; N 为 A 相上下桥臂子模块数目之和; U_{sm} 为一个子模块的电容电压。从式(5)可以清楚地了解到, 子模块工作与否影响着输出电压, 调整子模块的投入、切除可以进一步控制输出端电压的大小, 从而进一步实现 MMC 整流控制。

1.3 CPS-SPWM 控制

载波移相(Carrier Phase Shifting SPWM, CPS-SPWM)调制方法的基本原理是用多个幅值相同但相位不同三角载波与一个幅值小于载波幅值的正弦调制波进行比较来生成 PWM 控制 IGBT 的信号^[8-10]。对于 MMC 来说, CPS-SPWM 是用多个幅值相同但相位不同的三角载波与相位相差 π 的调制波进行比较, MMC 输出的电平数决定三角载波的相位差, 如果上桥臂有 N 个子模块, 那么三角载波的个数为 N 个, 同时它们的相位差为 $1/N$ 个载波周期。对于每一个桥臂来说, 调制波相同, 三角载波具有相位差, 产生 PWM 控制信号的方法简单快捷。

如图 3 所示, 以基于 CPS-SPWM 控制 5 电平 MMC 整流产生调制波为例。上下臂的调制波相差 π , 每个三角载波平移相位 $\pi/2$, 对应上下臂产生的 PWM 信号。

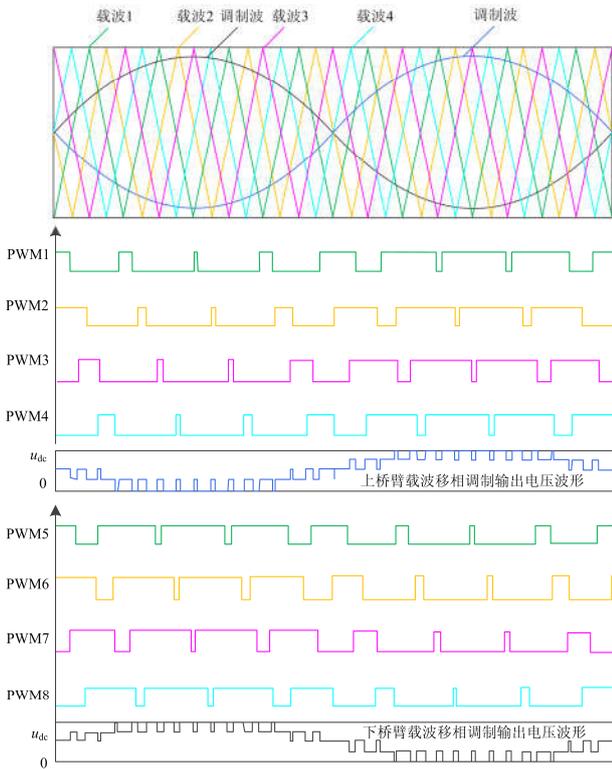


图 3 CPS-SPWM 原理框图

Fig. 3 Schematic diagram of CPS-SPWM

2 主要控制策略

在 MMC 正常运行时，每个子模块的直流储能电容都在不停地充电和放电。充电放电的过程中会产生储能电容电压的不平衡。如果储能电容电压一直处于不平衡的状态，会导致 MMC 出现桥臂间环流，影响系统稳定性，增加系统损耗。所以必须对 MMC 采取电容电压的稳定控制，MMC 整流的综合控制框图如图 4 所示。

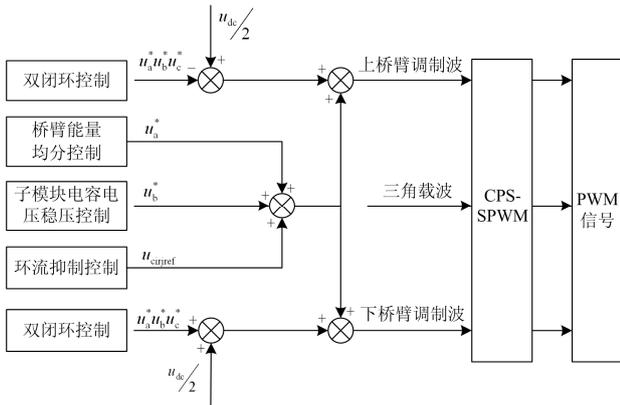


图 4 MMC 整流综合控制框图

Fig. 4 Block diagram of MMC rectifier integrated control

2.1 双闭环解耦控制

MMC 主要的功能就是实现电能形式的转变，整流器就是将输入的交流电转变为直流电输出。电流作为电能的载体在变换器中发挥重要作用^[11-13]。因此，MMC 的主要研究对象就是交流侧的输入电流以及桥臂电流。本文采用直接电流控制法，电压外环控制，电流内环控制。以定直流电压控制对 MMC 的解耦进行分析。

MMC 整流的双闭环控制框图如图 5 所示。主要包括 PLL 锁相、变换器、双闭环、均压控制。通过 PLL 锁相采样三相电源的电压电流信息。经过坐标变换输入至双闭环控制中。在外环接收的是电压信息，通过跟踪，得出电流值的参考信号。对电流解耦得到调制电压的信号。最终调制策略根据双闭环控制器的输出对调制信号参考值进行处理，进行下一步的调制控制。以下分别从控制方面进行具体的数学分析，找到合适的控制方法。

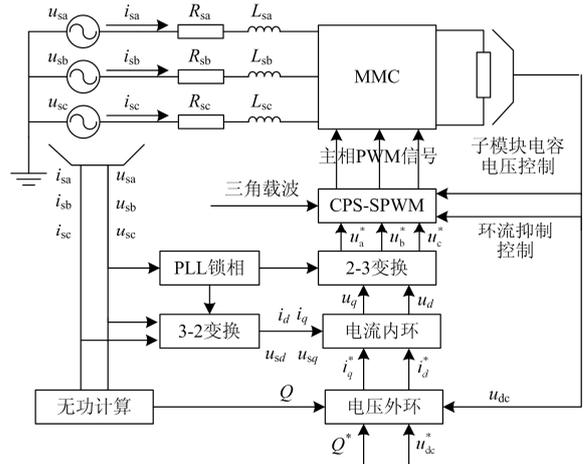


图 5 MMC 整流双闭环控制框图

Fig. 5 Block diagram of MMC rectifier double closed-loop control

2.1.1 电压外环控制

电压外环控制框图如图 6 所示。针对电压外环控制进行数学分析^[14-15]。

$$\begin{cases} i_d^* = \left(k_p + \frac{k_i}{s} \right) (U_{dc}^* - U_{dc}) \\ i_q^* = \left(k_p + \frac{k_i}{s} \right) (Q^* - Q) \end{cases} \quad (6)$$

式中： i_d^* 、 i_q^* 分别为 d 轴和 q 轴的额定电流值； k_p 为 PI 控制器中的比例系数； k_i 为 PI 控制器中的积分系数； U_{dc}^* 为额定直流电压值； U_{dc} 为直流电压实际值； Q^* 为额定无功功率值； Q 为实际的无功功率值。

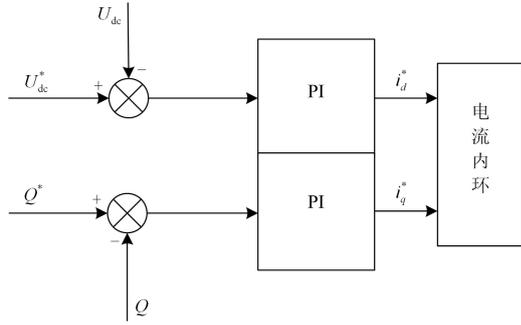


图 6 电压外环控制框图

Fig. 6 Control block diagram of voltage outer ring

2.1.2 电流内环控制

把交流侧的三相电压电流经过 3-2 变换, 与电压外环控制中经过 3-2 变换得到的 d 轴电流与 q 轴电流按照一定的关系相互作用, 得到 d 轴与 q 轴的电压值, 再经过 2-3 变换, 求出三相调制波电压。电流内环控制框图如图 7 所示^[16-17]。

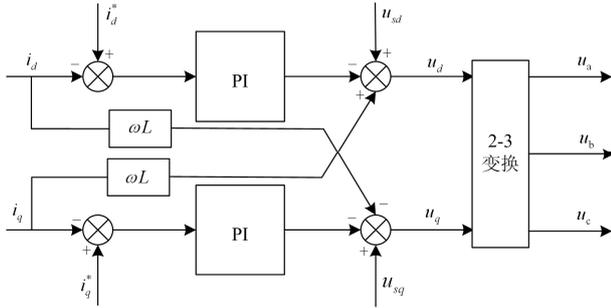


图 7 电流内环控制框图

Fig. 7 Control block diagram of current inner ring

针对电流内环控制框图, 进行数学分析。

$$\begin{cases} u_d = u_{sd} + \omega L i_q - \left(k_p + \frac{k_i}{s} \right) (i_d^* - i_d) \\ u_q = u_{sq} + \omega L i_d - \left(k_p + \frac{k_i}{s} \right) (i_q^* - i_q) \end{cases} \quad (7)$$

式(7)中: u_d 、 u_q 分别为经过电流内环控制得到的 d 轴和 q 轴电压; u_{sd} 、 u_{sq} 分别为交流三相电压经 3-2 变换得到的 d 轴和 q 轴电压; i_d 、 i_q 分别为交流三相电流经 3-2 变换得到的 d 轴和 q 轴电流。

电流内环控制中, 要用到 3-2 变换, 式(8)与式(9)分别为 3-2 变换与 2-3 变换的数学表达式。

$$C_{3/2} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$C_{2/3} = C_{3/2}^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (9)$$

2.2 子模块储能电容控制

2.2.1 上下臂能量均分控制

MMC 的系统结构是高度对称的, 上下臂内分配能量相同, 有利于保持系统稳定, 因此采用上下臂能量均分控制, 如图 8 所示^[18]。

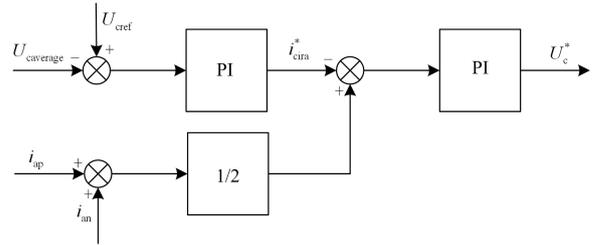


图 8 上下臂控制框图

Fig. 8 Control block diagram of upper/lower arm

图中: U_{cref} 为根据系统输出计算出的电容电压值, 设置为电容工作电压值, 正常状态下, 电容电压一直保持在计算值上来回充放电; $U_{caverage}$ 为所有子模块电容电压的平均值; i_{ap} 、 i_{an} 分别为上下臂的电流; 系统环流 i_{cira}^* 为 $U_{caverage}$ 与 U_{cref} 之差经过 PI 控制得到的环流值; 最后环流值与上下臂电流和值的一半作差, 差值经过 PI 控制得到调制波的值 U_c^* 。

2.2.2 子模块电容电压稳定控制

如图 9 所示: U_c^* 为根据系统直流电压设置的子模块电容电压; U_{cj} 为测得的一相中上下臂所有电容电压; K 为比例调节器参数。 U_c^* 与 U_{cj} 作差比较经过比例调节, 然后根据桥臂电流的方向确定正负值, 最终输出调制波^[19]。

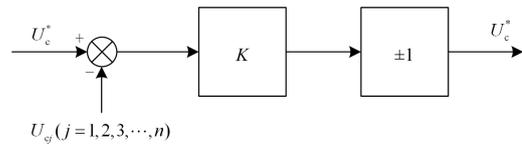


图 9 电容电压稳定控制框图

Fig. 9 Stability and control block diagram of capacitance voltage

电容电压实际值与计算值进行比较, 实际值偏小, 则经过 PI 控制得到正的控制量。采样桥臂电流的值, 如果采样值为正, 那么此时子模块电容充电中, 需要增加充电时间, 提高电容电压, 控制器最终输出为正, 增加调制波幅值; 如果采样值为负, 那么此时子模块电容放电中, 需要减少放电时间,

阻止电容电压下降, 控制器最终输出为负, 减小调制波幅值。同理可知, 当电容电压实际值与参考值比较, 实际值偏大, 则与上述情况相反。

3 环流抑制策略

3.1 环流分析

图 10 所示为 MMC 整流等效结构图, 以中间相 B 相为例进行分析, 根据 KVL、KCL 公式, 上下桥臂电流与交流输出电流满足式(10)。

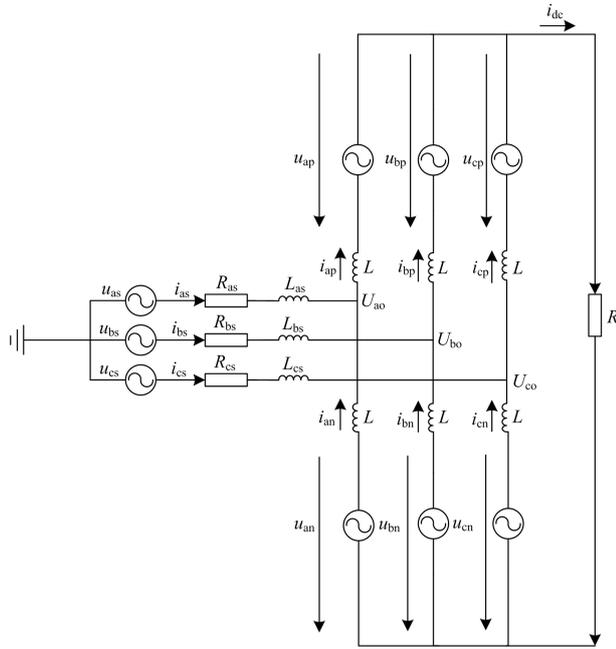


图 10 MMC 整流等效结构

Fig. 10 Equivalent structure of a MMC rectifier

$$i_{bp} = i_{bo} + i_{bn} \quad (10)$$

由于上下桥臂完全对称, 所以交流侧输入电流在上下桥臂可以看作均分, 同时证明环流的产生与交流侧输入电流无关, 可以将式(10)转化为

$$\begin{cases} i_{bp} = i_{cirb} + \frac{i_{bo}}{2} \\ i_{bn} = i_{cirb} - \frac{i_{bo}}{2} \end{cases} \quad (11)$$

其中 i_{cirb} 为环流, 流经 B 相上下臂但是不流入直流侧, 将式(11)进行化简, 可得 i_{cirb} 表达式为

$$i_{cirb} = \frac{i_{bp} + i_{bn}}{2} \quad (12)$$

根据 KVL、KCL 公式, 可得交流电压与电流之间满足以下关系式:

$$u_{bo} = \frac{u_{bn} - u_{bp}}{2} - \frac{L}{2} \frac{di_{bo}}{dt} - \frac{R}{2} i_{bo} \quad (13)$$

$$\frac{u_{dc}}{2} = \frac{u_{bp} + u_{bn}}{2} + L \frac{di_{cirb}}{dt} + Ri_{cirb} \quad (14)$$

式(14)进一步证明了对于三相 MMC 来说, 系统的环流只与上下桥臂测得的电压值和直流母线输出直流电压有关, 与交流侧交流电压无关。同时也表明各相上下桥臂的输出电压之和与直流侧母线电压不平衡才是导致桥臂环流的根本原因^[20-23]。

3.2 环流抑制的基本原理

根据各相的储能情况, 得出环流对桥臂电流影响的相关数学表达式, 根据派克变换将其转换到 dq 旋转坐标系下进行分析。

$$\begin{cases} U_{cir d} = L \frac{di_{cir d}}{dt} + Ri_{cir d} + 2\omega Li_{cir q} \\ U_{cir q} = L \frac{di_{cir q}}{dt} + Ri_{cir q} - 2\omega Li_{cir d} \end{cases} \quad (15)$$

$U_{cir d}$ 和 $U_{cir q}$ 分别为相间环流在桥臂上产生的等效电压在 d 轴和 q 轴的分量, $i_{cir d}$ 和 $i_{cir q}$ 分别为相间环流在 d 轴和 q 轴上的分量, 针对环流中的二倍频分量可以在 dq 坐标系下建立相关的环流抑制器, 如图 11 所示。

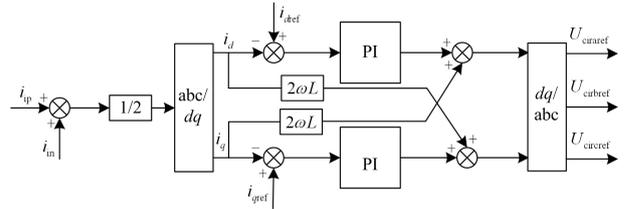


图 11 环流抑制控制框图

Fig. 11 Loop circuit suppression control block diagram

首先, 测得 MMC 上下桥臂电流 i_{ip} 和 i_{in} 。然后根据式(16)计算出三相对应的环流分量。其次, 由于环流为时变分量, 计算复杂, 将其转换到 dq 坐标系下, 得到环流中的二倍频谐波分别在 dq 轴上的分量。在 dq 轴旋转坐标系下, 通过解耦实现了对二倍频分量中有功分量和无功分量的独立控制, 将环流的参考值与实际采样值 i_{dref} 与 i_{qref} 作比较, 利用 PI 调节器对误差进行调节, 为了抑制环流, 通常将 dq 轴上的参考值都设为 0, 即 $i_{dref}=i_{qref}=0$ 。然后, 对输出进行 2-3 反变换, 得到二倍频环流在 MMC 各相上产生的等效电压。最后, 在系统输出的调制信号中对环流产生的电压进行补偿, 从而实现抑制环流的目的。

4 仿真结果

在 Matlab/Simulink 中搭建了 5 电平仿真模型, 仿真模型的参数设置如表 1 所示。

表 1 仿真模型的参数

Table 1 Parameters of the simulation model

交直流两侧仿真模型参数	数值
交流电压有效值	360 V
桥臂等效电感	20 mH
子模块电容容量	1 000 μ F
直流负载电阻	20 Ω
频率	50 Hz

其中将直流侧母线输出额定电压 U_{dc}^* 设定为 700 V, 子模块两端电压分别为 175 V。以 A 相为例, 得到如图 12—图 16 所示仿真波形图。

将直流侧母线输出额定电压 U_{dc}^* 设定从 700 V 改为 800 V, 子模块两端电压变为 200 V, 其余参数不变。仿真波形如图 17—图 21 所示。

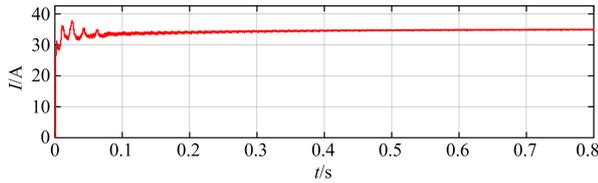


图 12 直流侧母线输出直流电流波形

Fig. 12 DC current waveform output by DC side bus

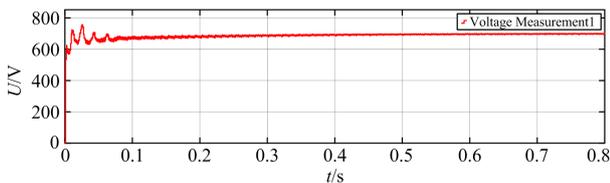


图 13 直流侧母线输出直流电压波形

Fig. 13 DC voltage waveform output by DC side bus

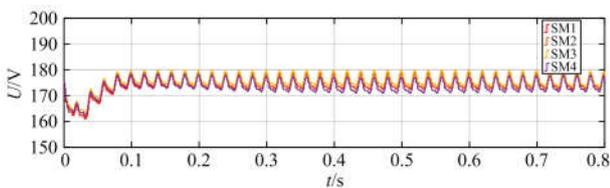


图 14 上桥臂所有子模块电压波形

Fig. 14 Voltage waveforms of sub-modules of upper bridge arm

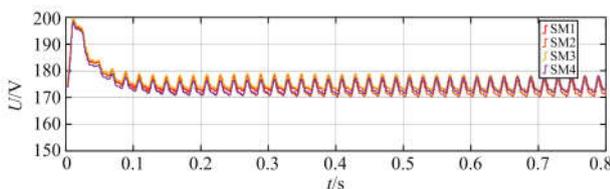


图 15 下桥臂所有子模块电压波形

Fig. 15 Voltage waveforms of sub-modules of lower bridge arm

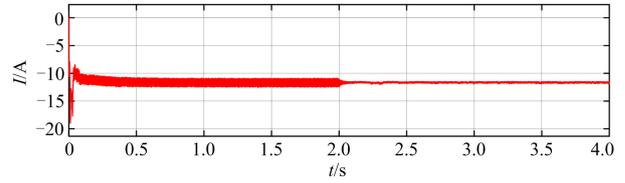


图 16 桥臂环流 (2 s 时投入环流控制)

Fig. 16 Bridge arm circulation (put into circulation suppression control at 2 s)

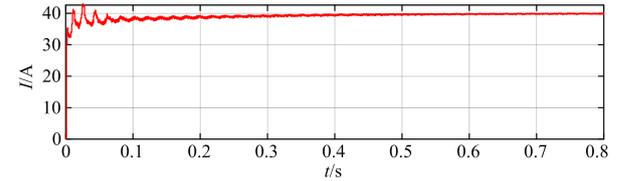


图 17 直流侧母线输出直流电流波形

Fig. 17 DC current waveform output by DC side bus

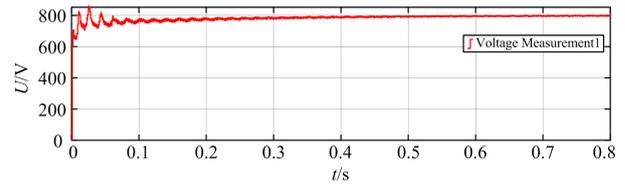


图 18 直流侧母线输出直流电压波形

Fig. 18 DC voltage waveform output by DC side bus

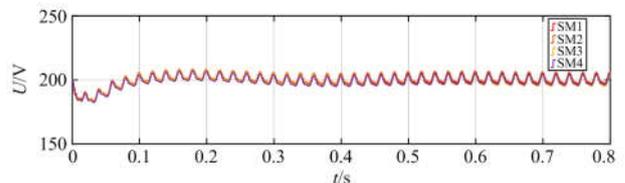


图 19 上桥臂所有子模块电压波形

Fig. 19 Voltage waveforms of sub-modules of upper bridge arm

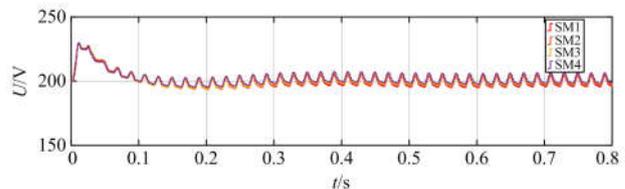


图 20 下桥臂所有子模块电压波形

Fig. 20 Voltage waveforms of sub-modules of lower bridge arm

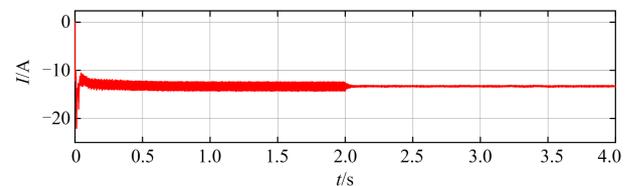


图 21 桥臂环流(2 s 时投入环流控制)

Fig. 21 Bridge arm circulation (put into circulation suppression control at 2 s)

在直流侧母线输出额定电压 U_{dc}^* 设定为 700 V, 子模块两端电压分别为 175 V 的情况下, 进行动态仿真实验, 分别在 1 s 时突降负载(从 40 Ω 变为 20 Ω) 或突增负载(从 40 Ω 变为 80 Ω), 观测输出电流波形, 得到如图 22、图 23 所示仿真波形图。

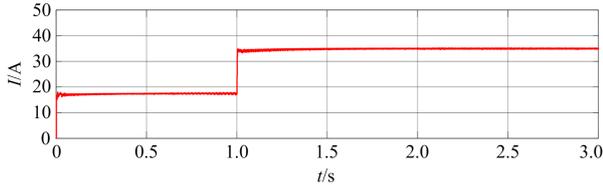


图 22 突降负载时输出电流波形

Fig. 22 Output current waveform when loads fall suddenly

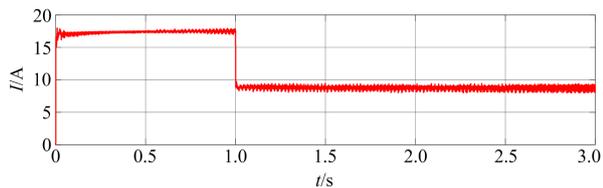


图 23 突增负载时输出电流波形

Fig. 23 Output current waveform when loads increase suddenly

5 结论

本文构建基于 CPS-SPWM 的三相 MMC 整流拓扑结构。分析 MMC 整流的数学模型。在之前三相 MMC 整流变换的基础之上, 在 Matlab/Simulink 中搭建了仿真模型。该模型能够完成电流变换, 输出直流稳定且谐波分量少, 能够根据需要对输出直流的值进行设定, 得出以下结论:

第一, 在仿真波形图中可以看出 MMC 整流能够按照要求进行电流变换。第二, 在不改变系统参数的情况下, 在一定范围内, 改变输出值后系统仍旧可以根据要求完成电流变换。第三, 在环流的控制方面, 根据上下臂环流图可明显看出, 在投入环流抑制器后, 上下臂的环流明显减少, 系统的稳定性增加。第四, 在动态仿真实验中, 突降负载与突增负载后, 系统均可以达到稳态。

仿真实验进一步验证了基于 CPS-SPWM 的三相 MMC 整流的可行性及稳定性。

参考文献

- [1] 张宏杰. 基于载波移相调制的 MMC 控制策略研究及仿真[J]. 盐城工学院学报, 2019, 32(4): 18-24.
ZHANG Hongjie. Research and simulation of MMC control strategy based on carrier phase shift modulation[J]. Journal of Yancheng Institute of Technology, 2019, 32(4): 18-24.
- [2] 袁小峰. MMC 整流器关键技术研究[D]. 南京: 南京航

空航天大学, 2017.

- YUAN Xiaofeng. Research on key technologies of modular-multilevel-converter-based rectifiers[D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2017.
- [3] 萧展辉, 蔡微, 黄剑文, 等. MMC 型多端柔性直流配电系统协同控制与故障电流抑制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2019, 47(11): 103-110.
XIAO Zhanhui, CAI Wei, HUANG Jianwen, et al. Coordinate control scheme for modular multilevel converter based multi-terminal DC distribution power systems and circuit suppression during faults[J]. Power System Protection and Control, 2019, 47(11): 103-110.
- [4] HAO Quanrui, LI Guojie, OOI B T. Approximate model and low-order harmonic reduction for high-voltage direct current tap based on series single-phase modular multilevel converter[J]. The Institution of Engineering and Technology, 2013, 7(9).
- [5] 肖强, 朱晟毅, 蒲羿, 等. 一种模块化多电平换流器电压均衡改进策略[J/OL]. 电源学报: 1-13[2020-05-15]. <http://kns.cnki.net/kcms/detail/12.1420.TM.20191122.1644.004.html>.
- XIAO Qiang, ZHU Chengyi, PU Yi, et al. An optimized voltage balancing strategy of modular multilevel converter[J/OL]. Journal of Power Supply: 1-13[2020-05-15]. <http://kns.cnki.net/kcms/detail/12.1420.TM.20191122.1644.004.html>.
- [6] 蔡宜君, 文明浩, 陈玉, 等. LCC-MMC 混合直流输电系统整流侧故障穿越控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2018, 46(14): 1-8.
CAI Yijun, WEN Minghao, CHEN Yu, et al. Control strategy of LCC-MMC hybrid HVDC system under rectifier side fault[J]. Power System Protection and Control, 2018, 46(14): 1-8.
- [7] 杨晓峰, 林智钦, 郑琼林, 等. 模块组合多电平变换器的研究综述[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(6): 1-15.
YANG Xiaofeng, LIN Zhiqin, ZHENG Qionglin, et al. A review of modular multilevel converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(6): 1-15.
- [8] 涂小刚, 李海峰, 刘崇茹, 等. 模块化多电平换流器调制策略对比[J]. 中国电力, 2014, 47(2): 48-52, 57.
TU Xiaogang, LI Haifeng, LIU Chongru, et al. Comparison of different modulation methods for modular multilevel converter[J]. Electric Power, 2014, 47(2): 48-52, 57.
- [9] 张浩, 刘欣和, 王先为, 等. 柔性直流输电系统 MMC 换流阀闭环充电策略[J]. 电力系统保护与控制, 2019, 47(4): 134-142.
ZHANG Hao, LIU Xinhe, WANG Xianwei, et al.

- Closed-loop charging strategy of MMC in flexible DC transmission system[J]. *Power System Protection and Control*, 2019, 47(4): 134-142.
- [10] CHUCO B, WATANABE E H. A comparative study of dynamic performance of HVDC system based on conventional VSC and MMC-VSC[C] // 2010 IREP Symposium Bulk Power System Dynamics and Control - VIII (IREP), August 1-6, 2010, Rio de Janeiro, Brazil: 1-6.
- [11] 张哲任, 徐政, 徐雨哲, 等. 高压直流输电基本测试系统[J]. *广东电力*, 2018, 31(9): 2-12.
ZHANG Zheren, XU Zheng, XU Yuzhe, et al. Basic test systems for HVDC[J]. *Guangdong Electric Power*, 2018, 31(9): 2-12.
- [12] MEI J, SHEN K, XIAO B, et al. A new selective loop bias mapping phase disposition PWM with dynamic voltage balance capability for modular multilevel converter[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2014, 61(2): 798-807.
- [13] 张磊, 范彩云, 韩坤, 等. 电网电压不对称时 MMC-HVDC 精确环流抑制控制[J]. *电力系统保护与控制*, 2018, 46(12): 42-49.
ZHANG Lei, FAN Caiyun, HAN Kun, et al. MMC-HVDC precise circulation suppression control under asymmetrical network voltage[J]. *Power System Protection and Control*, 2018, 46(12): 42-49.
- [14] YAO Zhiqing, ZHANG Qun, CHEN Peng, et al. Research on fault diagnosis for MMC-HVDC Systems[J]. *Protection and Control of Modern Power Systems*, 2016, 1(1): 71-77. DOI: 10.1186/s41601-016-0022-0.
- [15] 渠爱霞. 模块化多电平换流器控制方法的研究[D]. 太原: 太原科技大学, 2016.
QU Aixia. Research on control method of modular multilevel converter[D]. Taiyuan: Taiyuan University of Science and Technology, 2016.
- [16] DIAB M S, MASSOUD A M, AHMED S, et al. Dual modular multilevel converter with shared capacitor sub-module for MV open-end stator winding machine drives[J]. *The Institution of Engineering and Technology*, 2019(17).
- [17] 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, 4.
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, 4.
- [18] 庄志发, 冉学彬, 龙正兴, 等. MMC-HVDC 系统的充电启动方案和现场试验[J]. *广东电力*, 2019, 32(7): 81-89.
ZHUANG Zhifa, RAN Xuebin, LONG Zhengxing, et al. Charging start-up program and field test for MMC-HVDC system[J]. *Guangdong Electric Power*, 2019, 32(7): 81-89.
- [19] 曹立杨. 模块化多电平换流器控制策略研究[D]. 沈阳: 沈阳工业大学, 2019.
CAO Liyang. Research on control strategy of modular multilevel converter[D]. Shenyang: Shenyang University of Technology, 2019.
- [20] KOURO S, MALINOWSKI M, GOPAKUMAR K, et al. Recent advance and industrial applications of multilevel converters[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2010, 57(8): 2553-2580.
- [21] 王之赫, 荆龙, 吴学智, 等. 基于 MMC 的铁路功率调节器环流抑制策略[J]. *电源学报*, 2014(6): 79-85.
WANG Zhihe, JING Long, WU Xuezhi, et al. Circulating current suppressing strategy of railway power static conditioner based on modular multilevel converter[J]. *Journal of Power Supply*, 2014(6): 79-85.
- [22] 樊云龙, 任建文, 叶小晖, 等. 基于 MMC 的渝鄂直流背靠背联网工程控制策略研究[J]. *中国电力*, 2019, 52(4): 96-103.
FAN Yunlong, REN Jianwen, YE Xiaohui, et al. Study on control strategy of back to back MMC-HVDC connecting Chongqing and Hubei power grid[J]. *Electric Power*, 2019, 52(4): 96-103.
- [23] 吉宇, 王生强, 曹炆, 等. 分散式储能 MMC 综合控制策略研究[J]. *中国电力*, 2017, 50(10): 159-165.
JI Yu, WANG Shengqiang, CAO Yang, et al. Research on comprehensive control strategy of distributed energy storage MMC[J]. *Electric Power*, 2017, 50(10): 159-165.

收稿日期: 2020-06-17; 修回日期: 2020-09-14

作者简介:

刘喜梅(1961—), 女, 通信作者, 博士, 教授, 博士生导师, 研究方向为柔性直流输电系统保护与控制及故障诊断技术; E-mail: liuximeiqd@163.com

王宁(1995—), 男, 硕士研究生, 研究方向为电力电子与电力传动; E-mail: 308582974@qq.com

张硕博(1996—), 男, 硕士研究生, 研究方向为电力电子与电力传动。E-mail: 1505538991@qq.com

(编辑 魏小丽)