

基于桥臂电流直接控制的模块化多电平换流器控制策略

辛业春,王威儒,李国庆,王朝斌,江守其

(东北电力大学 电气工程学院,吉林 吉林 132012)

摘要:提出一种基于桥臂电流直接控制的模块化多电平换流器控制策略,以实现对交流侧电流、直流侧电流以及内部环流的控制。通过理论分析,得到上、下桥臂传输功率与桥臂电流的关系;设计了上、下桥臂独立控制的内外环控制系统,分别对换流器三相桥臂电流进行 dq 变换,得到上、下桥臂各相电流的指令值;附加桥臂电流环流抑制器,以实现换流器有功、无功控制量闭环控制。在31电平柔性直流输电实验平台上对所提的控制策略进行验证,结果表明其具有精度较高、高效抑制换流器桥臂环流等优点。

关键词:模块化多电平换流器;柔性直流输电;桥臂电流控制;环流; dq 变换

中图分类号:TM 46;TM 721.1

文献标识码:A

DOI:10.16081/j.issn.1006-6047.2018.10.018

0 引言

模块化多电平换流器 MMC (Modular Multilevel Converter) 具有输出电压/电流谐波分量小、损耗低、便于扩展等优点^[1],这种拓扑结构自2001年由德国学者提出后便受到了广泛的关注^[2-3],并成为高压大容量电压源换流器的主流发展方向,在高压直流输电方面具有广阔的应用前景^[4-5]。但由于这种拓扑结构的换流器内部包含大量的分布式电容,使其存在桥臂内部环流以及子模块电容电压分布不均等特有的问题。随着直流系统传输容量以及电压等级的不断提高,上述问题所带来的弊端尤为突出,如何对桥臂环流进行高效抑制以及对子模块电容进行快速均压调制已成为柔性直流输电系统研究中的热点问题。

由于换流器桥臂环流的存在,增大了桥臂电流峰值,使各桥臂电流发生畸变,同时增大了子模块电容电压的波动,增加了功率器件的开关损耗,对换流器的安全运行产生了不利的影响,目前如何抑制环流仍是国内外研究学者亟需解决的重要问题。文献[6]介绍了环流的产生机理,研究表明环流会导致三相交流电压3次谐波增大;提出了通过增大桥臂电感抑制环流的策略,但增大桥臂电感会影响换流器性能和成本。文献[7]设计了基于传统2次谐波解耦算法的桥臂间环流抑制方法,由交直流侧功率平衡关系得到了电容电压参考值,通过降低电容电压不平衡度以抑制环流,但难以保证计算桥臂电容器能量的精度。文献[8]提出了一种在阀基控制器控制子模块电容投切前,增加对桥臂电压与期望值偏差量补偿的方法,以消除桥臂电压偏差,从而抑制

换流器桥臂之间的各次环流,提高换流器性能。文献[9]研究了基于模块化多电平换流器的高压直流输电(MMC-HVDC)在两相静止坐标系下的数学模型,设计了基于比例-谐振(PR)控制的稳态控制器,其无需解耦和前馈补偿,但并未对环流抑制进行分析。在此基础上,文献[10]设计了基于准PR控制的环流抑制策略,文献[11]设计了基于陷波器和准PR控制器配合反馈的环流抑制策略,文献[12]设计了在PR环流抑制器中增加桥臂电流比例负反馈环节的环流抑制策略。上述基于PR控制器的策略都能够抑制桥臂电流中的2倍频分量,降低电容电压的波动。但由于PR控制器作为环流抑制器本身存在的局限性,控制器稳定性有待提高。

针对电容电压均衡所采取的调制策略主要有脉宽调制(PWM)载波移相调制^[13-14]以及最近电平逼近调制 NLM (Nearest Level Modulation)^[15-16]。基于上述调制策略的MMC均压控制一般采用的都是交流侧电流反馈控制。然而,在实际系统运行中,各个桥臂电流包含直流分量、交流分量以及2倍频环流量,且桥臂电压也包含了直流分量与交流分量,通过控制各桥臂电流能够实现对上述3种电流分量的有效控制^[17-18]。文献[17]提出了基于小信号传递函数模型的桥臂电流控制策略,该策略具有优良的动态特性并可以有效抑制三相相间环流。文献[18]提出了针对各桥臂电流相互独立的控制方法,该方法不需要专门的环流控制器便可以实现对环流的抑制,在有效控制直流母线电压和桥臂电容电压的同时,能使桥臂电流高性能地跟踪其指令电流,但此方法需对6路交流数据进行计算,运算量较为复杂,不适用于具有高电平数的柔性直流输电系统。

本文设计了基于桥臂电流直接控制的换流器控制策略,实现了对交流侧电流、直流侧电流以及各桥臂环流的多重控制。在理论分析上、下桥臂电流与传输功率关系的基础上,设计了上、下桥臂独立控制的内外环控制系统;针对目前的控制器主要采用

收稿日期:2017-08-10;修回日期:2018-07-03

基金项目:国家电网公司科技发展计划项目(SGRIZLKJ-[2016]155)

Project supported by the Science and Technology Development Plan of SGCC(SGRIZLKJ[2016]155)

DSP 作为主控芯片,将上、下桥臂电流及电压通过 2 块 DSP 控制板分别进行控制,以降低传统单一 DSP 控制的仿真步长,提升仿真精度;以内外环控制的形式实现换流器有功功率、无功功率的闭环控制。通过 31 电平 ± 200 V 柔性直流输电系统实物仿真实验,验证了所设计方法的有效性。

1 MMC 桥臂电流控制总体设计

MMC 的拓扑结构如图 1 所示,各相上、下桥臂均由 N 个子模块(SM)与桥臂电感 L 串联而成,通过对各个子模块进行投入和切除的控制,可以实现对正弦交流电压的拟合,此控制方法本质上是各个子模块等效成可控电压源。

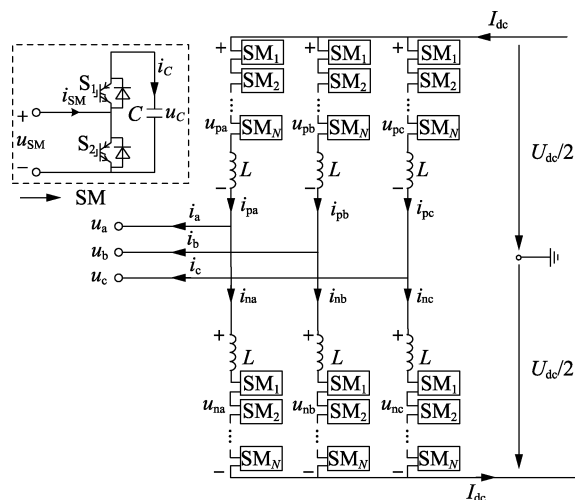


图 1 MMC 主电路拓扑结构图

Fig.1 Main circuit of MMC topology structure

图 1 中, u_x 和 $i_x (x \in \{a, b, c\})$ 分别为交流侧的三相电压和电流; i_{px} 和 i_{nx} 分别三相上、下桥臂电流; u_{px} 和 u_{nx} 分别为三相上、下桥臂电压; U_{dc} 和 I_{dc} 分别为直流母线的电压和电流; u_{SM} 和 i_{SM} 分别为子模块电压和电流; u_C 和 i_C 分别为子模块电容电压和电流; C 为子模块电容。各支路电流关系如下:

$$\begin{cases} i_a = i_{pa} - i_{na} \\ i_b = i_{pb} - i_{nb} \\ i_c = i_{pc} - i_{nc} \end{cases} \quad (1)$$

$$I_{dc} = \frac{(i_{pa} + i_{pb} + i_{pc}) + (i_{na} + i_{nb} + i_{nc})}{2} \quad (2)$$

对三相上桥臂电压、电流进行 dq 变换,由于 dq 变换可以滤除相等的三相直流分量,故可得到 dq 坐标系下换流器上桥臂正序分量满足:

$$\begin{cases} L \frac{di_{pd}}{dt} = \omega L i_{pq} + 0.5 u_{pd} - u_{pdref} \\ L \frac{di_{pq}}{dt} = -\omega L i_{pd} + 0.5 u_{pq} - u_{pqref} \end{cases} \quad (3)$$

其中, i_{pd} 、 i_{pq} 分别为三相上桥臂电流在 d 、 q 轴的分

量; u_{pd} 、 u_{pq} 分别为上桥臂电压经锁相环得到的 d 、 q 轴分量; u_{pdref} 、 u_{pqref} 分别为上桥臂 d 、 q 轴电压参考值。

由式(3)可知,上桥臂 d 、 q 轴电流存在耦合,并且 u_{pdref} 、 u_{pqref} 分别与 i_{pd} 、 i_{pq} 存在一阶微分关系,故可以采用 PI 控制以及解耦算法构建上桥臂内环电流控制器,其数学模型如式(4)所示。

$$\begin{cases} u_{pdref} = k_p (i_{pdref} - i_{pd}) + k_i \int (i_{pdref} - i_{pd}) dt + \omega L i_{pq} + 0.5 u_{pd} \\ u_{pqref} = k_p (i_{pqref} - i_{pq}) + k_i \int (i_{pqref} - i_{pq}) dt - \omega L i_{pd} + 0.5 u_{pq} \end{cases} \quad (4)$$

其中, i_{pdref} 、 i_{pqref} 分别为上桥臂电流 d 、 q 轴分量的参考值; k_p 、 k_i 分别为 PI 控制器的比例系数和积分系数。

由 Park 变换可知:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = T(\theta) \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$T(\theta) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 120^\circ) & \cos(\theta + 120^\circ) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - 120^\circ) & -\sin(\theta + 120^\circ) \end{bmatrix} \quad (6)$$

由于各桥臂电流均含有 $1/3$ 的直流分量,即:

$$\begin{bmatrix} i_d^0 \\ i_q^0 \end{bmatrix} = \frac{1}{3} T(\theta) I_{dc} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (7)$$

可见 dq 变换可以滤除桥臂电流中的直流分量,所得 d 、 q 轴分量只有工频电流变换后的直流分量以及 2 次环流变换后的 3 次分量。

故 MMC 三相上桥臂电流控制的结构图如图 2 所示。图中, θ 为三相上桥臂电压经锁相环得到的相角; u_{pdctrl} 、 u_{pqctrl} 分别为上桥臂 d 、 q 轴控制器的输出值; u_{pxref} 为三相上桥臂各相的电压参考波。滤波环节是为了消除 i_{pd} 、 i_{pq} 含有的 3 次谐波交流分量,将 i_{pd} 、 i_{pq} 对时间 t 微分,并缩小 300π ,这相当于将 3 次谐波交流分量相位超前 $\pi/2$,将此正弦波相位进行 $\pi/2$ 的滞后处理后,再被 i_{pd} 、 i_{pq} 减去,即可实现滤除交流分量的作用。同理,MMC 三相下桥臂电流控制结构图同图 2。

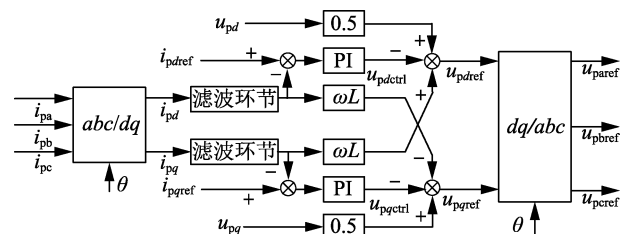


图 2 三相上桥臂电流控制策略

Fig.2 Control strategy of three-phase upper bridge arm current

阀基控制器通过对上述各个桥臂电压参考波进行调制,以实现桥臂电压的控制。本文设计的控制方法是采取 NLM 方法。

2 MMC 桥臂功率及直流母线电压控制

对桥臂电流进行分解,由基尔霍夫定律可得:

$$\begin{cases} i_{px} = \frac{1}{2}i_x + \frac{1}{3}I_{dc} + i_{cir_x} \\ i_{nx} = -\frac{1}{2}i_x + \frac{1}{3}I_{dc} + i_{cir_x} \end{cases} \quad (8)$$

其中, i_{cir_x} 为 x 相环流,其频率为 2 倍频。

对桥臂电压进行分解,则有:

$$\begin{cases} u_{px} = \frac{1}{2}U_{dc} - u_x \\ u_{nx} = u_x + \frac{1}{2}U_{dc} \end{cases} \quad (9)$$

以三相上桥臂为例,三相上桥臂输出的有功功率为:

$$P_p = \frac{U_{dc}}{2}(i_{pa} + i_{pb} + i_{pc}) \quad (10)$$

将式(8)代入式(10),可得:

$$P_p = \frac{U_{dc}}{2}I_{dc} \quad (11)$$

由式(11)可见,三相上桥臂输出有功应为直流传输功率的 1/2,故上桥臂有功功率控制器的参考值应设置为 $0.5P_{ref}$,上桥臂控制策略如图 3(a)所示。

由无功功率计算公式可得,上桥臂传输的无功功率为:

$$Q_p = \frac{1}{\sqrt{3}}(u_{pbc}i_{pa} + u_{pca}i_{pb} + u_{pab}i_{pc}) \quad (12)$$

$$\begin{cases} u_{pbc} = u_{pb} - u_{pc} \\ u_{pca} = u_{pc} - u_{pa} \\ u_{pab} = u_{pa} - u_{pb} \end{cases} \quad (13)$$

忽略环流影响,将式(8)、(9)代入式(12)得:

$$Q_p = -\frac{1}{2\sqrt{3}}(u_{bc}i_a + u_{ca}i_b + u_{ab}i_c) \quad (14)$$

其中, u_{bc} 、 u_{ca} 、 u_{ab} 为交流侧三相线电压。

由式(14)可见,三相上桥臂传输的无功功率为交流侧无功功率的 1/2,并且符号相反。上桥臂无功功率控制器的参考值应设置为 $-0.5Q_{ref}$,上桥臂控制策略如图 3(b)所示。

对于双端或多端柔性直流输电系统,通常需要一端采用定直流电压控制,以维持直流电压的稳定。三相上桥臂子模块输出端口电压之和 $U_{p\Sigma}$ 满足:

$$U_{p\Sigma} = u_{pa} + u_{pb} + u_{pc} \quad (15)$$

将式(9)代入式(15),可得:

$$U_{p\Sigma} = 1.5U_{dc} \quad (16)$$

由式(16)可见,上桥臂子模块输出端口电压之和与直流线路正极电压方向一致,上桥臂定直流电压控制器的参考值应设置为 $1.5U_{ref}$,控制策略如图 3(c)所示。

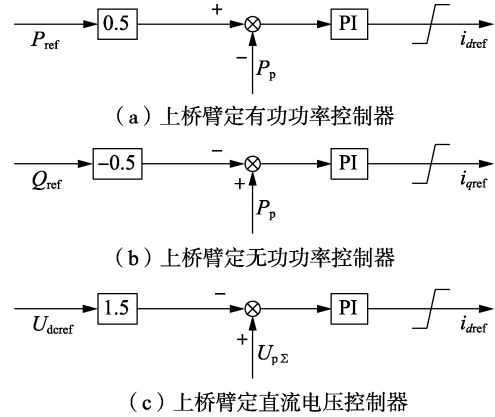


图 3 三相上桥臂外环控制器

Fig.3 Outer-loop controller of three-phase upper bridge arm

同理,按照上述求解过程对 MMC 三相下桥臂的外环控制策略进行推导,所得到的控制框图与图 3 一致。

3 MMC 环流抑制与综合控制

传统控制策略中求取环流的方法为上、下桥臂电流相加,但由于在物理仿真实验中上、下桥臂电流电压分别在 2 块 DSP 芯片内进行控制,故无法采用上述求取方法。

以上桥臂为例,对 i_{pd} 和 i_{pq} 进行去直流偏置处理(即对 i_{pd} 和 i_{pq} 微分后缩小 300π ,并且将其相位滞后 $\pi/2$),可得到上桥臂环流 dq 轴分量,再进行 dq 反变换,可得到上桥臂的三相环流。环流抑制策略如图 4 所示。

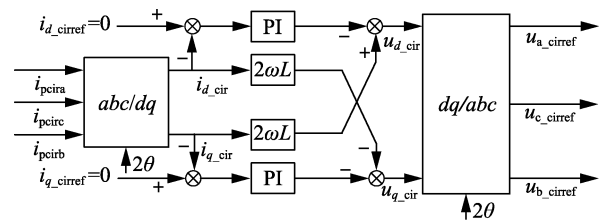


图 4 三相上桥臂环流抑制策略

Fig.4 Strategy of suppressing three-phase upper bridge arm circulating current

图 4 中, d 、 q 轴参考值分别设置为 $i_{d_cirref} = 0$ 、 $i_{q_cirref} = 0$; u_{x_cirref} 为 x 相环流抑制参信号。由于环流为 2 倍频负序分量,进行 dq 变换的相角应为工频的 2 倍,且输入输出相序应为 acb。

MMC 上桥臂综合控制策略如图 5 所示。

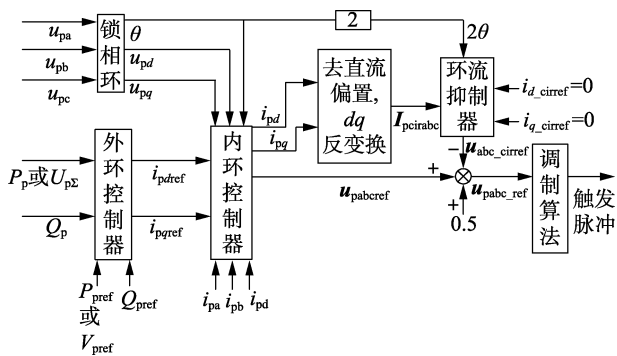


图 5 上桥臂综合控制策略

Fig.5 Comprehensive control strategy of upper bridge arm

图 5 中, i_{pd} 、 i_{pq} 经环流抑制模块后, 与内环电流控制器输出的电压参考波相减。此时, 得到的各相波形应接近峰值为 0.5 的正弦波, 为对上桥臂各相电压取余进行 NLM, 应将各相波形增加 0.5 的直流偏置, 使曲线全部位于纵轴正半轴。最终可得输出到阀基控制器内部的三相上桥臂电压参考值的表达式为:

$$\begin{cases} u_{pa_ref} = 0.5 + u_{paref} - u_{a_cirref} \\ u_{pb_ref} = 0.5 + u_{pbref} - u_{b_cirref} \\ u_{pc_ref} = 0.5 + u_{pcref} - u_{c_cirref} \end{cases} \quad (17)$$

4 实验验证

搭建了容量为 2 kW 的 31 电平 ± 200 V 柔性直流输电动模仿真平台, 380 V 电网通过 Δ/Y_n 降压变压器与双端柔性直流换流站连接, 动模仿真平台参数如下: 额定直流母线电压 $U_{dN} = \pm 200$ V, 额定直流母线电流 $I_{dN} = 5$ A, 各桥臂子模块数 $N = 30$, 子模块电容电压 $u_c = 13.3$ V, 子模块电容 $C = 8\,800$ μ F, 桥臂电感 $L = 16$ mH, 直流线路电感 $L_1 = 28$ mH, 交流线路电抗 $X_1 = 4.3$ Ω , 换流网侧线电压 $U_w = 380$ V, 换流阀侧线电压 $U_f = 193$ V, 额定功率 $P_N = 2$ kW。通过对整流侧和逆变侧进行双端联合调试实验, 以验证上述基于桥臂电流直接控制方法的可行性与有效性。

实验 1: 整流站由不控整流状态解锁并运行于定直流电压、定无功功率 (0.15 p.u.) 状态。图 6 为通过示波器采集得到的实验波形, 其中图 6(a) 为直流母线电压 U_{dc} 的波形; 图 6(b) 为阀侧三相交流电流 i_a 、 i_b 、 i_c 的波形, 峰值约为 1.27 A; 图 6(c) 为三相上桥臂电流交流分量 i_{pa} 、 i_{pb} 、 i_{pc} 的波形, 峰值约为 0.63 A; 图 6(d) 为 a 相上、下桥臂电流交流分量 i_{pa} 、 i_{na} 的波形。实验结果表明, 子模块电容预充电可使直流母线电压逼近额定值, 换流站解锁后, 直流母线电压能够快速调整提升到额定电压, 各相以及各桥臂的无功电流可以快速跟踪到相应的电流参考值。

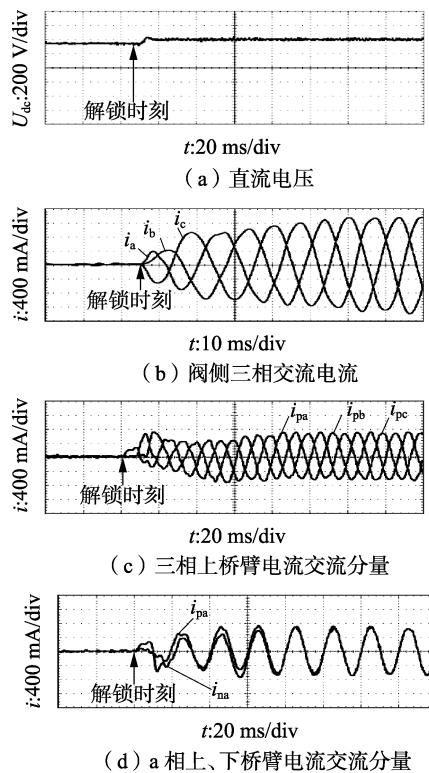


图 6 实验波形

Fig.6 Experimental waveforms

实验 2: 整流站维持直流电压稳定之后, 逆变站换流器工作于定有功功率 (0.8 p.u.)、定无功功率 (0.1 p.u.) 状态。图 7 为通过示波器采集得到的实

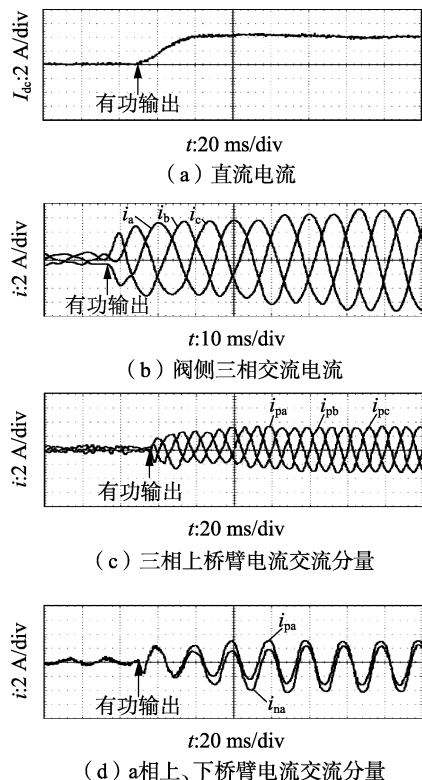


图 7 实验波形

Fig.7 Experimental waveforms

验波形,其中图 7(a)为直流母线电流 I_{dc} 的波形,维持在 4 A;图 7(b)为阀侧三相交流电流 i_a 、 i_b 、 i_c 的波形,峰值约为 6.85 A;图 7(c)为三相上桥臂电流交流分量 i_{pa} 、 i_{pb} 、 i_{pc} 的波形,峰值约为 3.43 A;图 7(d)为 a 相上、下桥臂电流交流分量 i_{pa} 、 i_{na} 的波形。实验结果表明,改变有功功率后直流电流能以较快的响应速度跟踪到电流参考值,交流母线以及各桥臂电流都有较好的动态特性。

实验 3:环流抑制对比实验,即与传统交流电流控制下的环流抑制效果进行对比。图 8 为该对比的实验结果,其中图 8(a)为传统交流侧电流控制下 a 相上、下桥臂电流 i_{pa} 、 i_{na} 和环流 i_{cir_a} 的波形,图 8(b)为桥臂电流控制下 a 相上、下桥臂电流和环流波形。实验结果表明,在启动环流抑制器之前,采用桥臂电流控制策略的各桥臂环流量为传统交流侧电流控制的 1/2 左右,上、下桥臂电流波形更接近于正弦波;在启动环流抑制器之后,桥臂电流控制下各桥臂环流明显降低,能够达到很好的抑制效果。

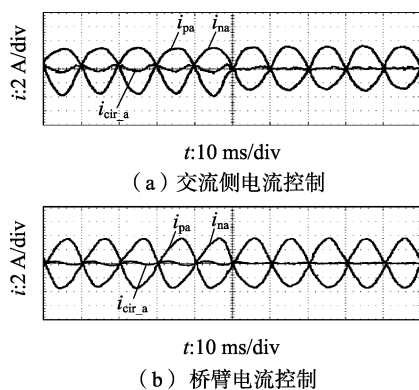


图 8 实验波形

Fig.8 Experimental waveforms

5 结论

a. 本文通过对 MMC 桥臂电压电流与交直流电压电流之间的关系,以及上、下桥臂传输功率与交直流侧传输功率之间的关系进行分析,提出了一种桥臂电流直接控制方案,在采用 NLM 策略的实验工况下验证了此方法具有良好的动态、稳态特性。

b. 提出了在上、下桥臂分离控制情况下的环流求解方法,并对其进行有效抑制。实现了对 MMC 各桥臂的直流分量、交流分量以及 2 次环流量的三重控制。

c. 在不同的运行状态下,通过 31 电平双端 MMC 动态模拟平台对上述控制策略进行仿真验证,实验结果表明,本文所提的基于桥臂电流直接控制的 MMC 控制策略具有优良的控制效果,并且能够应用于以微处理器为核心控制器的物理仿真系统中。

参考文献:

[1] AKAGI H. Classification, terminology and application of the modular

multilevel cascade converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(11): 3119-3130.

[2] 李超,唐志军,林国栋,等. 模块化多电平换流器子模块均压电阻参数优化策略[J]. 电力自动化设备, 2017, 37(10): 146-152.

LI Chao, TANG Zhijun, LIN Guodong, et al. Parameter optimization strategy of sub-module balancing resistor in MMC[J]. Electric Power Automation Equipment, 2017, 37(10): 146-152.

[3] 张海波,袁志昌,赵宇明,等. VSC-MTDC 系统变截距直流电压下垂控制策略[J]. 电力自动化设备, 2016, 36(10): 60-64.

ZHANG Haibo, YUAN Zhichang, ZHAO Yuming, et al. Variable intercept DC-voltage droop control for VSC-MTDC system[J]. Electric Power Automation Equipment, 2016, 36(10): 60-64.

[4] 李亚男,蒋维勇,余世峰,等. 舟山多端柔性直流输电工程系统设计[J]. 高电压技术, 2014, 40(8): 2490-2496.

LI Yanan, JIANG Weiyong, YU Shifeng, et al. System design of Zhoushan multi-terminal VSC-HVDC transmission project[J]. High Voltage Engineering, 2014, 40(8): 2490-2496.

[5] 阳岳希,贺之渊,周杨,等. 厦门 ±320 kV 柔性直流输电工程的控制方式和运行性能[J]. 智能电网, 2016, 4(3): 229-234.

YANG Yuexi, HE Zhiyuan, ZHOU Yang, et al. Control mode and operating performance of Xiamen ±320 kV VSC-HVDC project[J]. Smart Grid, 2016, 4(3): 229-234.

[6] 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.

[7] 王鹏伍,崔翔. MMC-HVDC 三相解耦二次谐波环流抑制算法[J]. 电力系统自动化, 2013, 37(15): 47-52.

WANG Pengwu, CUI Xiang. Three phases decoupled second harmonic circulation current suppression algorithm for MMC-HVDC[J]. Automation of Electric Power Systems, 2013, 37(15): 47-52.

[8] 李国庆,辛业春,吴学光. 模块化多电平换流器桥臂电流分析及其环流抑制方法[J]. 电力系统自动化, 2014, 38(24): 62-67.

LI Guoqing, XIN Yechun, WU Xueguang. Arm current analysis of modular multilevel converter and its circulating current suppressing method[J]. Automation of Electric Power Systems, 2014, 38(24): 62-67.

[9] 孙一莹,赵成勇,赵静,等. 基于两相静止坐标系的 MMC-HVDC 系统稳态控制策略[J]. 电网技术, 2013, 37(5): 1384-1388.

SUN Yiyang, ZHAO Chengyong, ZHAO Jing, et al. A steady-state control strategy of MMC-HVDC transmission system based on two-phase stationary reference frame[J]. Power System Technology, 2013, 37(5): 1384-1388.

[10] 刘焕,岳伟,张一工,等. 基于准比例-谐振控制的 MMC-HVDC 环流抑制策略[J]. 电力系统自动化, 2015, 39(12): 146-151.

LIU Huan, YUE Wei, ZHANG Yigong, et al. Circulating current restraining strategy based on quasi proportional-resonance control in MMC-HVDC[J]. Automation of Electric Power Systems, 2015, 39(12): 146-151.

[11] 班明飞,申科,王建勋,等. 基于准比例谐振控制的 MMC 新型环流抑制器[J]. 电力系统自动化, 2014, 38(11): 85-89.

BAN Mingfei, SHEN Ke, WANG Jianze, et al. A novel circulating current suppressor for modular multilevel converters based on quasi-proportional-resonant control[J]. Automation of Electric Power Systems, 2014, 38(11): 85-89.

[12] 苑宾,许建中,赵成勇,等. 模块化多电平换流器 PR 环流抑制

- 器优化设计[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(10): 2567-2575.
YUAN Bin, XU Jianzhong, ZHAO Chengyong, et al. Optimal design of PR circulating current suppressing controllers for modular multilevel converters [J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(10): 2567-2575.
- [13] 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.
- [14] 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.
- [15] TU Qingrui, XU Zheng. Impact of sampling frequency on harmonic distortion for modular multilevel converter[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2011, 26(1): 298-306.
- [16] 管敏渊, 徐政, 屠卿瑞, 等. 模块化多电平换流器型直流输电的调制策略[J]. 电力系统自动化, 2010, 34(2): 48-52.
GUAN Minyuan, XU Zheng, TU Qingrui, et al. Nearest level modulation for modular multilevel converters in HVDC transmission[J]. Automation of Electric Power Systems, 2010, 34(2): 48-52.
- [17] 王广柱. 模块化多电平换流器桥臂电流直接控制方案[J]. 电力系统自动化, 2013, 33(15): 35-39, 46.
WANG Guangzhu. Arm current direct control scheme of modular multilevel converters [J]. Automation of Electric Power Systems, 2013, 33(15): 35-39, 46.
- [18] 王广柱, 孙常鹏, 刘汝峰, 等. 基于桥臂电流控制的模块化多电平变换器综合控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(2): 458-464.
WANG Guangzhu, SUN Changpeng, LIU Rufeng, et al. Modular multilevel converter control strategy based on arm current control [J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(2): 458-464.

作者简介:



辛业春

辛业春(1982—),男,河南信阳人,副教授,博士,主要研究方向为柔性直流输电技术、输变电设备运行状态在线检测与诊断技术;

王威儒(1992—),男,吉林吉林人,硕士研究生,主要研究方向为柔性直流输电技术(E-mail: wwr651224@163.com);

李国庆(1963—),男,吉林吉林人,教授,博士研究生导师,博士,主要研究方向为电力系统安全性分析与控制、电力系统继电保护和柔性直流输电技术;

王朝斌(1990—),男,福建南平人,博士研究生,主要研究方向为柔性直流输电技术;

江守其(1991—),男,辽宁丹东人,硕士研究生,主要研究方向为柔性直流输电技术。

Control strategy of modular multilevel converter based on arm current direct control

XIN Yechun, WANG Weiru, LI Guoqing, WANG Chaobin, JIANG Shouqi

(School of Electrical Engineering, Northeast Electric Power University, Jilin 132012, China)

Abstract: A control strategy of modular multilevel converter based on arm current direct control is proposed to control the AC current, DC current and arm circulating current. Through the theoretical analysis, the relationship between the transmission power of the upper/lower arm and the arm current is obtained. The inner-and outer-loop control system is designed to control the upper/lower arm independently. Respectively, the current of three-phase upper/lower arm is transformed into dq coordinate system, and the command values of each phase current of the upper/lower arm are obtained. Then, the arm circulating current suppressor is used to realize active/reactive power closed-loop control of the converter. The control strategy is validated on the 31-level flexible HVDC power transmission physical experiment platform. The results show that the proposed control method has the advantages of high accuracy and high efficiency suppression of arm circulating current in the converter.

Key words: modular multilevel converter; flexible HVDC power transmission; arm current control; circulating current; dq transform