

大规模多节点模块化多电平柔性直流输电换流阀 控制周期优化设计方法

韩 坤¹, 吴金龙², 刘欣和², 张 建¹, 姚为正³

(1. 许继电气股份有限公司, 河南 许昌 461000; 2. 西安许继电力电子有限公司, 陕西 西安 710000;
3. 许继集团有限公司, 河南 许昌 461000)

摘要: 提出了换流阀控制周期的优化设计方法。基于模块化多电平换流器(MMC)的工作原理、控制架构和调制方式, 提出影响换流阀控制性能的3个关键指标, 分别为换流阀输出电平数、直流电压波动、阀解锁初始电流冲击; 理论分析了其对换流阀控制周期的定量约束, 并通过仿真与试验验证了理论分析的正确性, 最后得出同时满足这3个指标的最大控制周期作为换流阀控制周期的最优设计值, 并给出了工程应用算例。

关键词: 直流输电; 柔性直流输电; 多节点; 模块化多电平换流器; 换流阀; 控制; 优化; 设计

中图分类号: TM 721.1

文献标识码: A

DOI: 10.16081/j.issn.1006-6047.2015.01.006

0 引言

基于模块化多电平换流器 MMC (Modular Multi-level Converter) 的柔性直流输电技术, 以模块化程度高、开关损耗低、易于容量扩展和提高电压等级等独特的优势日益成为世界范围内研究热点并不断加快产业化进程^[1-4]。随着电力电子器件和控制技术的发展, 为进一步降低系统成本和工程造价, 优化柔性直流输电系统配置并提高技术竞争力, 高电压大容量已成为柔性直流输电技术发展的迫切需求。

MMC 高压柔性直流电压等级的提升, 受限于功率器件的电压耐受能力, 需要更多的子模块串联构成换流阀。因每一个子模块均为独立的控制节点, 换流阀控制设备(以下简称阀控设备)不得不面临更大规模节点控制, 特别是在换流器输出较高电平数时, 需要较短的控制周期, 并且需在微秒级甚至更短的控制周期内同时完成大规模节点的同步触发、高速通信、脉冲分配以及子模块电压的均衡控制等核心功能, 这无疑大幅增加了阀控设备软硬件设计的复杂度, 对换流阀平稳可靠控制提出了严峻挑战。可见, 制约换流阀大规模节点控制能力的关键因素为换流阀控制周期(以下简称阀控周期), 如何优化设计阀控周期, 既能保证换流阀的控制性能, 又不明显增加阀控设备软硬件设计的复杂度, 成为大规模多节点模块化多电平柔性直流输电技术的关键研究点。

现有的文献中, 涉及 MMC 柔性直流换流阀控制周期的文献比较少。文献[5]分析了 MMC 电平数的

选取原则, 给出换流阀的2个临界控制周期与电平数的数学关系, 但未给出位于2个临界周期之间的控制周期与电平数的关系, 且仅限于电平数选取原则的阐述; 文献[6-11]主要涉及换流阀子模块数的优化设计、桥臂环流机理分析及控制, 以及桥臂子模块电容电压的平衡控制等, 虽关系到阀控设备的核心算法的优化设计, 但均未涉及换流阀控制周期的研究。

本文基于 MMC 换流阀控制原理和调制方式, 提出从与换流阀控制保护性能密切相关的3个关键指标(换流阀电平数、直流电压波动限制、换流阀解锁交流电流冲击限制)综合优化设计换流阀控制周期的方法, 为大规模多节点 MMC 柔性直流输电阀控设备的软硬件优化设计奠定了理论基础。

1 MMC 工作原理

MMC 主电路拓扑如图1所示, 每个桥臂由 n 个子模块 SM (Sub-Module) 与桥臂电抗器 L 串联组成, 同相的上、下2个桥臂构成一个相单元^[12-15], 各桥臂子模块按正弦规律依次投入, 上、下桥臂电抗器的连接点为换流器交流电压输出口, 分别输出三相交流相电压 u_A 、 u_B 、 u_C 。为保持直流电压稳定, 在不考虑冗余的情况下, 上、下桥臂的子模块对称互补投入, 任意时刻上、下桥臂投入子模块数之和为定值 n 。

2 MMC 控制系统架构与调制方式

2.1 MMC 控制系统架构

如图2所示, MMC 柔性直流输电控制保护系统总体为包括系统级、换流站级、换流器级和换流阀级控制保护的4层控制架构, 其中换流阀级控制位于控制的最底层, 根据换流器级的控制保护指令完成对换流阀最直接的控制和保护功能, 需在微秒级甚至更短的控制周期内完成高速通信、脉冲分配、同步触发、

收稿日期: 2014-03-01; 修回日期: 2014-12-15

基金项目: 国家高技术研究发展计划(863计划)资助项目(2012AA-050206)

Project supported by the National High Technology Research and Development Program of China (863 Program) (2012AA-050206)

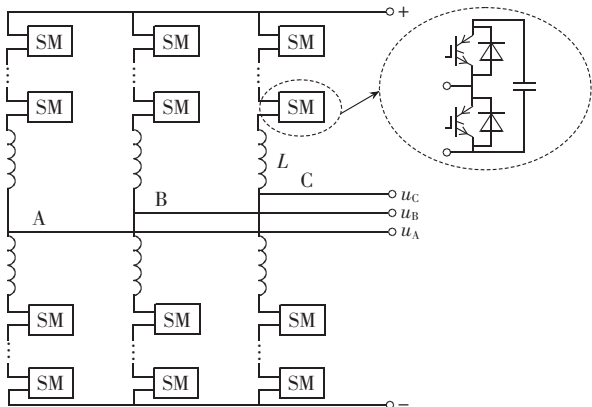


图 1 MMC 主电路拓扑
Fig.1 Main circuit topology of MMC

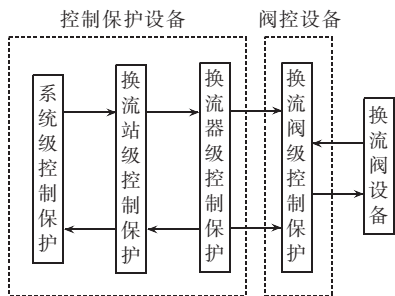


图 2 MMC 控制系统架构
Fig.2 Architecture of MMC control system

子模块电压均衡控制及换流阀保护等核心功能。出于换流阀设备的安全和运行可靠性考虑,换流阀级控制在所有控制层中具有最高的控制保护优先级,决定了阀控设备具有最高的软硬件复杂度。

2.2 MMC 调制方式

对于 MMC 柔性直流输电系统,既要求换流阀输出较高的电平数以保证输出交流电压满足谐波要求,又要保证换流阀子模块具有较低的开关频率以降低换流阀损耗,一般采用最近电平控制 NLC(Nearest Level Control)^[16-18],其原理框图如图 3 所示。

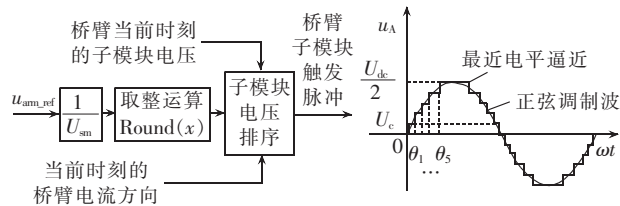


图 3 最近电平控制
Fig.3 Nearest level control

图 3 中, u_{arm_ref} 为桥臂参考电压,与子模块正常运行时的平均电压 U_{sm} 相除后,经过取整运算后得到当前桥臂投入的子模块数,桥臂控制器根据当前时刻的桥臂电流方向对桥臂内所有子模块电压进行排序,最终生成桥臂子模块的触发脉冲,完成最近电平控制。本文对于阀控周期的研究,正是基于最近电平控制方式。

3 阀控周期优化设计指标选择

阀控周期的优化设计指标的选择取决于阀控周期对换流阀控制保护性能影响的物理本质。以下基于模块化多电平换流阀控制的机理以及阀控设备本身数字控制的特点,揭示阀控周期对换流阀影响的物理本质,从而引出阀控周期优化设计的指标。

根据柔性直流控制系统分层架构,换流阀控制位于系统控制的最底层,根据换流器控制系统下发的调制波指令(或桥臂参考电压),完成各桥臂子模块投切控制,最终生成满足系统要求的桥臂阶梯波电压,此为模块化多电平换流阀控制的机理。然而阀控设备数字控制的特点以及模块化多电平换流阀调制方式,不可避免地引入换流阀控制的 2 种偏差:一是换流阀控制延时,一般至少为 1 个阀控周期;二是桥臂阶梯波电压与桥臂参考电压之间的幅值偏差,这是由模块化多电平最近电平控制方式和数字实现方法共同决定的。

首先,桥臂阶梯波电压的电平数对换流器输出交流电压总谐波畸变率(THD)具有决定性的影响,而当桥臂参考电压和桥臂子模块数一定时,阀控周期直接决定了桥臂输出电平数,示意图如图 4 所示,可见桥臂输出电平数可作为阀控周期设计的关键指标之一。

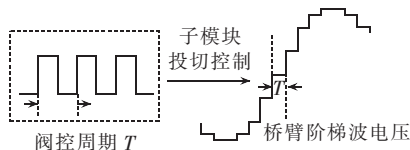


图 4 阀控周期对桥臂输出电平数影响示意图
Fig.4 Influence of valve control period on level number

根据 MMC 控制机理,同一相单元的上、下桥臂子模块投入数在同一时刻为互补关系,这在理论上就使得任意时刻同一相单元的投入子模块数为定值,从而保证了直流电压的恒定。然而由于阀控设备的延时,会使得同一相单元的上、下桥臂投入子模块数不完全互补,同一桥臂的子模块的上、下 IGBT 驱动脉冲也不完全对称,从而使同一时刻至少有 1 个或以上子模块延时(或提前)投入,最终导致直流电压的波动。值得注意的是,该直流电压的波动是阀控周期级和子模块开关级的波动,无法通过直流控制系统的闭环控制加以消除。阀控周期对直流电压波动的影响示意图如图 5 所示。可见,直流电压波动要求可作为阀控周期设计的关键指标之一。

此外,换流阀充电完成后的解锁瞬间,阀控设备接收到初始调制波,本质上为开环调制波,一般为解

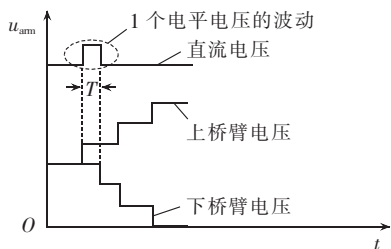


图 5 阀控周期对直流电压波动影响示意图

Fig.5 Influence of valve control period on DC voltage fluctuation

锁瞬间的阀侧交流电压。由于阀控设备本身的延时和最近电平控制的离散性必然导致实际输出的桥臂电压与初始调制波之间存在阀控延时与换流器控制延时共同产生的相位延时,以及子模块数投切数四舍五入导致的幅值偏差,产生桥臂电抗上的初始冲击电流,如图 6 所示。当系统参数与换流器控制周期一定时,桥臂输出电压的相位延时与幅值偏差均与阀控周期相关,因此表征换流阀启动性能的初始冲击电流大小可作为阀控周期设计的关键指标之一。

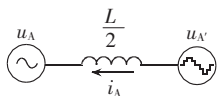


图 6 换流阀初始冲击电流产生机理示意图

Fig.6 Schematic diagram of initial surge current generation

综上所述,阀控周期优化设计指标可以选择为桥臂输出电平数、直流电压波动限制以及阀解锁初始冲击电流限制。

需要特别说明的是,本文是从换流阀层的角度研究阀控周期对换流阀控制性能的影响,与上层控制系统决定的控制模式无关。此外,事实上阀控周期不是影响设计指标的唯一因素,本文研究的前提是假定影响指标的其他因素(如系统参数、控制保护设备参数等)均已确定。

4 阀控周期与设计指标的数学关系分析与验证

下面分析阀控周期与桥臂输出电平数、直流电压波动、阀解锁初始冲击电流之间的数学关系,以作为阀控周期综合优化设计的理论依据,并通过仿真和试验验证理论分析的正确性。

4.1 阀控周期与电平数关系

对于 MMC 柔性直流换流器,当桥臂子模块数一定时,已有文献研究了 2 个临界控制周期与电平数的数学关系^[5],本节为了得到全周期范围内的阀控周期与电平数的定量关系,对处于 2 个临界周期期间的阀控周期与电平数的关系进行了数学分析,并通过仿真与试验验证理论分析的正确性。

4.1.1 理论分析

对于 MMC 柔性直流输电系统,设换流器系统频率为 f_0 ,阀控周期为 T ,桥臂子模块数为 N ,全电平输出时阀级最大控制周期为 T_M ,稳态调制度为 M ,桥臂输出电平数为 N_L 。

基于现有的研究结果^[5]:

$$\begin{cases} T_M = \frac{1}{NM\pi f_0} \\ N_L = NM + 1 \quad T \leq T_M \end{cases} \quad (1)$$

当 $T \geq \frac{1}{\pi f_0 \sqrt{2MN}}$ 时,阀控周期与电平数存在严格的线性关系:

$$N_L = \begin{cases} \frac{1}{2Tf_0} & \frac{1}{2Tf_0} \text{ 为奇数} \\ \frac{1}{2Tf_0} + 1 & \frac{1}{2Tf_0} \text{ 为偶数} \end{cases} \quad (2)$$

下面研究当 $T_M < T < \frac{1}{\pi f_0 \sqrt{2MN}}$ 时,阀控周期与电平数之间的数学关系。

$$(1) \quad T_M < T \leq 2T_M < \frac{1}{\pi f_0 \sqrt{2MN}}.$$

以 A 相为例,设 A 相上桥臂电抗器与阀子模块连接点对地电压为:

$$u_{A0} = \frac{MU_{dc}}{2} \sin \omega_0 t \quad (3)$$

假设 t 时刻起,在 1 个阀控周期 T 的时间内, u_{A0} 变化 1 个子模块电压,则此时对应有:

$$u_{A0} = \frac{MU_{dc}}{2} \sqrt{1 - \left(\frac{T_M}{T}\right)^2} \quad (4)$$

在 $1/4$ 周期内,正向过零点到 u_{A0} ,则由 2 个子模块构成一个电平输出,电平数为:

$$N_{L2} = \frac{u_{A0}}{2U_{sm}} = \frac{MN}{4} \sqrt{1 - \left(\frac{T_M}{T}\right)^2} \quad (5)$$

在 $1/4$ 周期内,从 u_{A0} 到峰值点,则由 1 个子模块构成一个电平输出,电平数为:

$$N_{L1} = \frac{MU_{dc}/2 - u_{A0}}{U_{sm}} = \frac{MN}{2} - \frac{MN}{2} \sqrt{1 - \left(\frac{T_M}{T}\right)^2} \quad (6)$$

由式(5)、(6)可得,此时桥臂输出电平数为:

$$N_L = 2(N_{L1} + N_{L2}) = MN - \frac{MN}{2} \sqrt{1 - \left(\frac{T_M}{T}\right)^2} \quad (7)$$

$$(2) \quad nT_M < T \leq (n+1)T_M < \frac{1}{\pi f_0 \sqrt{2MN}} \quad (n=0,1,2,\dots).$$

同理,通过数学推演可得:

$$N_L = NM \left[1 - \sum_{k=1}^n \frac{1}{k(k+1)} \sqrt{1 - \left(\frac{kT_M}{MT}\right)^2} \right] \quad (8)$$

$$nT_M < T \leq (n+1)T_M, T < \frac{1}{\pi f_0 \sqrt{2MN}}, n=0,1,2,\dots$$

综上,阀控周期取值范围与桥臂输出电平数的数学关系可表示为:

$$N_L = \begin{cases} NM+1 & T \geq T_M \\ NM \left[1 - \frac{1}{2} \sqrt{1 - \left(\frac{T_M}{MT} \right)^2} \right] & T_M < T \leq 2T_M, \text{ 且 } T < \frac{1}{\pi f_0 \sqrt{2MN}}, N > 8M \\ NM \left[1 - \frac{1}{2} \sqrt{1 - \left(\frac{T_M}{MT} \right)^2} - \frac{1}{6} \sqrt{1 - \left(\frac{2T_M}{MT} \right)^2} \right] & 2T_M < T \leq 3T_M, \text{ 且 } T < \frac{1}{\pi f_0 \sqrt{2MN}}, N > 18M \\ NM \left[1 - \sum_{k=1}^n \frac{1}{k(k+1)} \sqrt{1 - \left(\frac{kT_M}{MT} \right)^2} \right] & nT_M < T \leq (n+1)T_M, \text{ 且 } T < \frac{1}{\pi f_0 \sqrt{2MN}}, \\ N > 2Mn^2, n=0,1,2,\dots \\ \frac{1}{2Tf_0} & T \geq \frac{1}{\pi f_0 \sqrt{2MN}} \end{cases} \quad (9)$$

需要说明的是,式(9)计算结果取整后若为奇数,则维持计算结果不变;计算结果取整后若为偶数,则在计算结果的基础上加 1。

4.1.2 仿真与试验验证

为了有效验证阀控周期与电平数关系理论分析的正确性,基于 MATLAB/Simulink 针对桥臂含 24 个子模块的情况进行仿真分析。

根据式(1),桥臂子模块数为 24 时对应的 $T_M=266\ \mu\text{s}$;仿真中阀控周期分别取 T_M 、 $2T_M$ 、 $4T_M$,桥臂阶梯波电压仿真波形和仿真数据分析分别见图 7、8。

从图 7 和图 8 可看出,仿真结果与计算结果基本

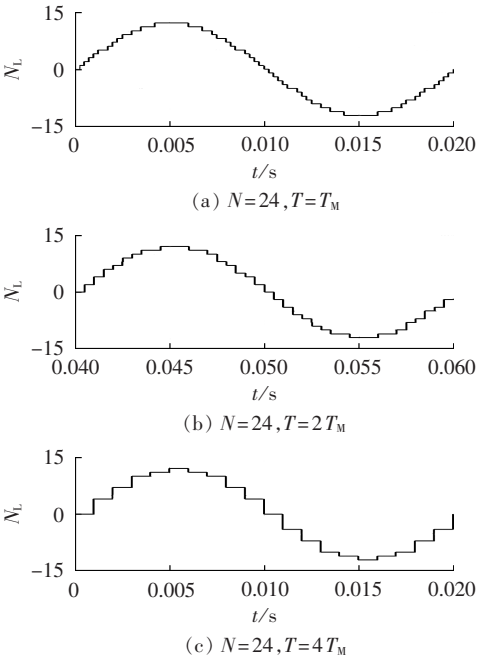


图 7 T 与电平数关系仿真
Fig.7 Simulation of relationship between T and level number

一致。当 $T \leq T_M$ 或 $T \geq 1/(\pi f_0 \sqrt{2MN})$ 时,仿真值与计算值几乎无偏差;当 $T_M < T < 1/(\pi f_0 \sqrt{2MN})$ 时,计算值较仿真值偏低,主要是由取整运算和 1 个阀控周期的时延带来的计算偏差,可通过函数修正进行解决。

为进一步验证理论分析的正确性,基于厂内 MMC 试验平台进行试验验证,桥臂子模块数为 24,分别设定阀控周期为 $T=250\ \mu\text{s}$ 和 $T=500\ \mu\text{s}$ 。由于本文关于阀控周期对换流阀控制性能影响研究与控制模式无关,以系统 STATCOM 运行模式为例(后不赘述),试验结果如图 9 所示。当阀控周期 $T=250\ \mu\text{s}$ 时,小于对应的满电平输出的最大控制周期 $T_M=266\ \mu\text{s}$,桥臂电压电平数为 25;当阀控周期 $T=500\ \mu\text{s}$ 时,桥臂输出电压电平数为 17,与仿真分析结果是一致的。

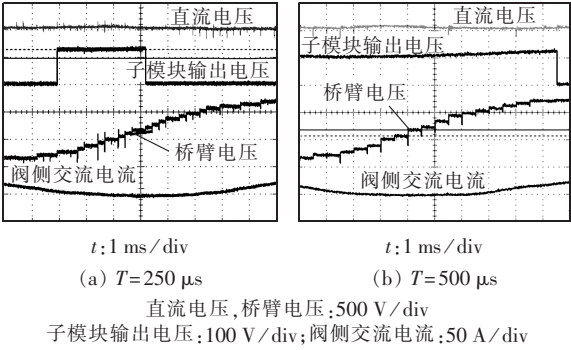


图 9 T 与电平数关系试验
Fig.9 Experiment of relationship between T and level number

4.1.3 指标对阀控周期的制约关系

系统对桥臂输出电平数的要求主要取决于换流器输出交流电压 THD。表 1 为换流器输出阶梯波相电压(暂不考虑滤波,按照调制度为 1 计算)电平数与 THD 的数据对应关系。

表 1 电平数与 THD 关系曲线
Table 1 Relationship between level number and THD

N_L	THD / %	N_L	THD / %
11	7.7	35	2.2
15	5.5	41	2.0
21	4.0	55	1.5
25	3.2	61	1.3
31	2.6		

系统对阀侧交流电压 THD 的要求一般为 $\text{THD} < 1.5\%$,根据表 1 所示的电平数与 THD 的关系可以看出,当电平数高于 60 时,换流器输出交流相电压阶

梯波电压 THD 已降至 1.3%,若考虑桥臂电抗器的滤波作用,阀侧交流线电压 THD 将低于 1.3%,满足系统要求。因此,在满足系统要求的前提下,可将桥臂输出电平数临界值选为 61,当桥臂子模块数确定时,可根据式(9)确定阀控周期的取值范围。

4.2 阀控周期对直流电压波动的影响

4.2.1 理论分析

阀控周期对换流器直流电压波动的影响,主要考虑由于阀控设备 1 个阀控周期的延时所造成的直流电压出现 1 个电平的电压跳变,对应的最大电压跳变量为:

$$\Delta U_{\max} = \begin{cases} k_{\mu} U_{\text{sm}} & T \leq T_M \\ 2k_{\mu} U_{\text{sm}} & T_M < T \leq 2T_M \\ 3k_{\mu} U_{\text{sm}} & 2T_M < T \leq 3T_M \\ \vdots \\ (n+1)k_{\mu} U_{\text{sm}} & nT_M < T \leq (n+1)T_M (n=1,2,3,\dots) \end{cases} \quad (10)$$

其中, k_{μ} 为修正系数,考虑到桥臂电抗与子模块电压波动的影响, k_{μ} 一般取 0.5。

4.2.2 仿真与试验验证

为有效验证理论分析的正确性,基于单站 MMC-MATLAB/Simulink 仿真平台进行仿真验证,桥臂子模块电压为 24,桥臂子模块平均电压为 100 V,额定直流电压为 2400 V,分别取阀控周期 $T=500 \mu\text{s}$ 和 $T=1000 \mu\text{s}$,仿真结果如图 10 所示。

从图 10 可以看出,仿真结果与理论分析基本一致,当阀控周期 $T=500 \mu\text{s} \approx 2T_M$ 时,直流母线电压出现的最大电平跳变电压为 80 V,接近 1 个子模块的平均电压;当阀控周期为 $T=1000 \mu\text{s} \approx 4T_M$ 时,直流母线电压出现的最大电平跳变电压为 190 V,约为 2 个子模块的平均电压。由于理论计算中子模块电压为子模块的平均电压,而仿真中的电平跳变为实际子模块电压的瞬时值,造成仿真结果与理论分析稍有偏差。

为进一步验证理论分析的正确,基于厂内 MMC 试验平台进行试验验证,桥臂子模块数为 24,分别设定阀控周期为 $T=250 \mu\text{s}$ 和 $T=500 \mu\text{s}$,试验结果如图 11 所示(图中 i_{A1} 、 i_{A2} 分别为 A 相上、下桥臂电流)。

从试验结果可以看出,当阀控周期为 $250 \mu\text{s}$ 时,直流电压最大波动幅值约为 45 V,考虑子模块波动的影响,为子模块额定电压的一半;当阀控周期为 $500 \mu\text{s}$ 时,直流电压波动约为 100 V,为 1 个子模块电压值,可见试验结果与理论分析基本一致。

4.2.3 指标对阀控周期的制约关系

假设系统要求的直流电压波动率为 $\pm\epsilon$,则有:

$$\frac{\Delta U_{\max}}{U_{\text{dc}}} < \epsilon \quad (11)$$

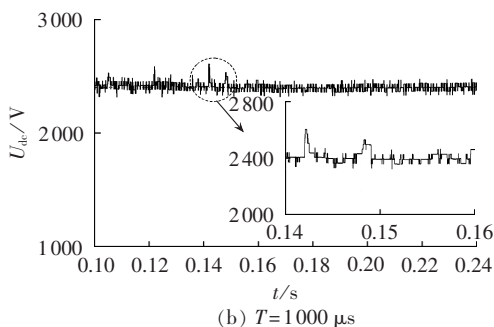
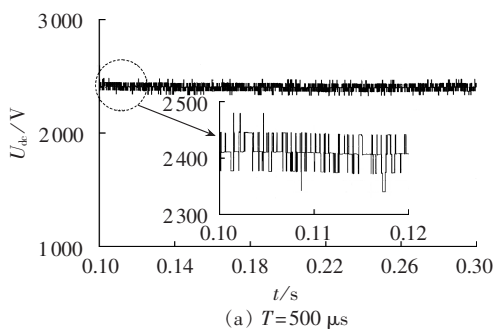


图 10 阀控周期与直流电压波动关系仿真

Fig.10 Simulation of relationship between T and DC voltage fluctuation

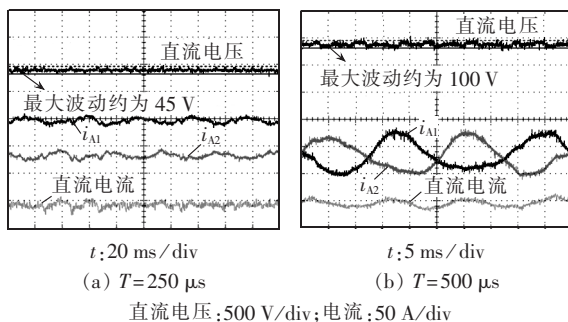


图 11 T 与直流电压波动关系试验

Fig.11 Experiment of relationship between T and DC voltage fluctuation

由式(10)和式(11)可得:

$$T \leq 2\epsilon NT_M \quad (12)$$

可见,当桥臂子模块数和系统允许的直流电压波动范围确定时,根据式(12)可确定阀控周期满足该指标时对应的取值范围。

4.3 阀控周期对解锁瞬间的电流冲击影响

4.3.1 理论分析

设换流器级控制周期为 T_c , 阀控周期为 T , 桥臂子模块数为 N , 子模块平均电压为 U_{sm} , 桥臂电抗为 L 。忽略换流器锁相误差的影响。对初始调制度 M_0 计算时,则不可避免地引入一个周期 T_c 的相位延迟。

以 A 相为例,不妨设阀侧交流相电压为:

$$u_A = U_m \sin \omega_0 t \quad (13)$$

桥臂电抗器与阀接口处交流相电压为:

$$u_{A'} = \frac{1}{2} U_{\text{dc}} M_0 = (U_m + \Delta U) \sin(\omega_0 t + \omega_0 T_c) \quad (14)$$

其中, ΔU 为换流器多电平离散化输出造成的调制度幅值计算偏差, 式(10)可表示 ΔU 最大值 $\Delta U_{\max}$ 与桥臂控制周期 T 的关系。

A 相电流 i_A 可表示为:

$$i_A = \int \frac{u_A - u_A}{L/2} dt = \int \frac{(U_m + \Delta U) \sin(\omega_0 t + \omega_0 T_c) - U_m \sin \omega_0 t}{L/2} dt \approx \int \frac{U_m \omega_0 T_c \cos(\omega_0 t + \omega_0 T_c) + \Delta U \sin(\omega_0 t + \omega_0 T_c)}{L/2} dt = \frac{2\sqrt{(U_m \omega_0 T_c)^2 + \Delta U^2} \sin(\omega_0 t + \omega_0 T_c + \phi)}{\omega_0 L} \quad (15)$$

其中, $\phi = \arctan \frac{U_m \omega_0 T_c}{\Delta U}$ 。

又由 $\Delta U_{\max} = \frac{n+1}{2} U_{sm}$, 可得理论最大冲击电流为:

$$i_{\max} = \frac{2\sqrt{(U_m \omega_0 T_c)^2 + \left(\frac{n+1}{2}\right)^2 U_{sm}^2}}{\omega_0 L} \quad (16)$$

可见初始调制度造成的最大冲击电流, 主要和阀侧交流相电压峰值、换流器级控制周期、阀控周期、子模块电压以及桥臂电抗值有关, 当阀侧交流电压、换流器级控制周期、子模块电压及桥臂电抗值及冲击电流限值一定时, 便可以根据式(16)确定阀控周期的取值范围。

4.3.2 仿真与试验验证

为有效验证理论分析的正确性, 基于单站 MMC-MATLAB/Simulink 仿真平台进行仿真验证, 桥臂子模块电压为 24, 桥臂子模块平均电压为 110 V, 阀侧交流相电压峰值 1200 V, 换流器级控制周期 $T_c = 250 \mu s$, 桥臂电抗 $L = 20 mH$, 分别取阀控周期 $T = 250 \mu s$ 和 $T = 500 \mu s$, 换流阀预充电完成后在 0.22 s 时解锁, 仿真结果如图 12 所示。

将系统仿真参数代入式(16), 阀控周期 $T = 250 \mu s$ 对应的理论推算最大电流冲击为 8.35 A, $T = 500 \mu s$ 对应的理论推算最大电流冲击为 12.5 A。而图 12 所示的仿真结果为: $T = 250 \mu s$ 对应的阀解锁初始冲击电流约为 6 A, $T = 500 \mu s$ 对应的阀解锁初始冲击电流约为 9.5 A, 其值均略低于理论推算值, 这是因为初始调制度计算时并不一定对应的最大电平电压的跳变(最大电平电压的跳变发生在交流电压过零点附近)。

为进一步验证理论分析的正确, 基于厂内 MMC 试验平台进行试验验证, 系统试验参数与仿真参数一致, 分别设定阀控周期为 $T = 250 \mu s$ 和 $T = 500 \mu s$, 试验结果如图 13 所示。

试验结果表明, $T = 250 \mu s$ 时, 阀解锁瞬间初始冲击电流峰值约为 5 A; $T = 500 \mu s$ 时, 阀解锁瞬间初始

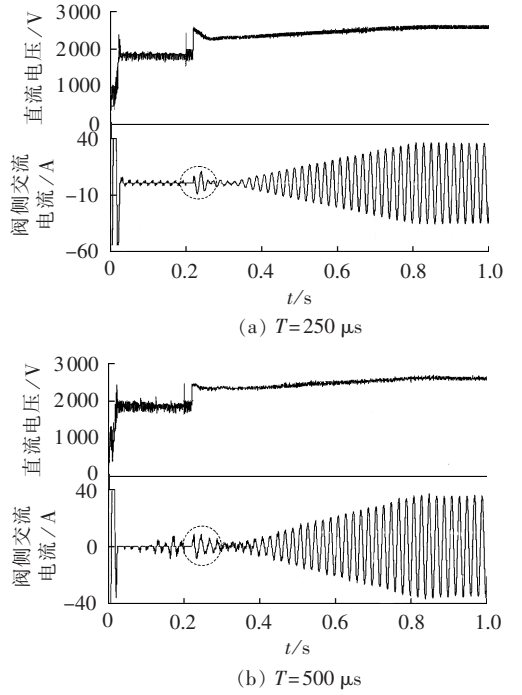


图 12 换流阀解锁瞬间电流冲击与 T 关系仿真

Fig.12 Simulation of relationship between T and initial surge current during valve unlocking

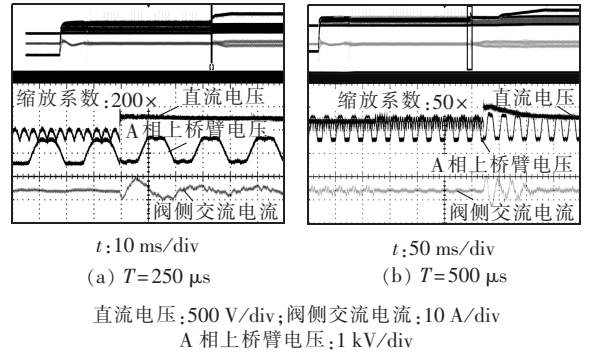


图 13 换流阀解锁瞬间电流冲击与 T 关系试验

Fig.13 Experiment of relationship between T and initial surge current during valve unlocking

冲击电流峰值约为 8 A。上述结果与理论分析基本一致, 进一步验证了理论分析的正确性。

4.3.3 指标对阀控周期的制约关系

当系统的阀侧交流电压、换流器级控制周期、子模块电压值以及桥臂电抗值确定时, 可根据系统允许的初始冲击电流的大小为 I_{en} , 由式(10)和式(16)确定阀控周期的取值范围。

$$T \leq \frac{T_M \sqrt{\left(\frac{I_{en} \omega_0 L}{2}\right)^2 - (U_m \omega_0 T_c)^2}}{U_{sm}} \quad (17)$$

4.4 阀控周期的最优选取

基于以上分析, 假设满足换流阀输出电平数要求的最大阀控周期为 T_1 , 满足直流电压波动要求的最大阀控周期为 T_2 , 满足换流阀解锁瞬间电流冲击限制要求的最大阀控周期为 T_3 , 阀控周期的最优设计

值为 T_{opt} , 则有:

$$T_{opt} = \min(T_1, T_2, T_3) \quad (18)$$

根据式(18)即可选择最优的阀控周期。

5 工程应用算例

本文以 ± 320 kV/1000 MW 柔性直流输电工程为例,进一步阐述阀控周期选取原则的理论应用。系统主要参数如下:额定直流电压 ± 320 kV,额定功率 1000 MW,阀侧交流电压 330 kV,阀侧额定交流峰值 2470 A,桥臂子模块数为 N (N 可取值为 400、300、200、100),桥臂子模块平均电压为 U_{sm} (其数值由桥臂子模块数而定),桥臂电抗 80 mH,换流器级控制周期 $T_c = 125 \mu s$ 。该工程针对本文所述的 3 个换流阀控制性能指标分别为:

- ① 换流阀侧交流电压 THD $< 1.5\%$;
- ② 直流电压波动小于额定直流电压的 $\pm 3\%$;
- ③ 阀解锁初始冲击电流小于阀侧额定交流电流峰值的 50%。

5.1 根据控制性能指标确定最优阀控周期

不妨假定 $N=400$,则对应 $U_{sm} = 1600$ V。

针对指标①,首先根据式(1)(2)计算桥臂子模块 $N=400$ 时,401 电平输出对应的 $T \leq T_M = 16.9 \mu s$,当阀控周期与电平数成线性关系时对应 $T \geq 225 \mu s$,对应的电平数为 45,不满足阀侧交流电压 THD 的要求,当取 $5T_M < T = 100 \mu s < 6T_M$,根据式(9)可以求得输出电平数为 $81 > 61$,满足系统要求且有 30% 的裕量,100 μs 的换流阀控制周期已对控制硬件没有压力,因此综合考虑到系统可靠性、安全裕量等因素,当 $N=400$ 时单从满足换流器输出电平数考虑,可选择阀控周期 $T = 100 \mu s$;

针对指标②,已知 $T_M = 16.9 \mu s, N=400, \varepsilon = 3\%$,根据式(12)可得 $T < 406 \mu s$;

针对指标③,已知 $T_M = 16.9 \mu s, N=400, U_{sm} = 1600$ V, $L = 80$ mH, $U_m = 270$ kV, $I_{en} = 1235$ A,根据式(17)可得 $T < 113 \mu s$ 。

综上,根据式(18),当 $N=400$ 时,阀控周期可取 $T = 100 \mu s$ 。

5.2 根据电平数确定最优阀控周期

若该工程要求换流阀输出电平数为 101 时,以下分别针对 N 为 400、300、200、100 进行阀控周期的优化设计。

换流阀输出电平数为 101 时,已满足指标①,当桥臂子模块数一定时,只要先根据式(9)计算该电平数对应的换流阀控制周期,再核对该阀控周期是否满足指标②和③即可。

若 $N=400$,根据式(1)、(2)和(9)可得,换流阀要输出 101 电平,阀控周期必然满足 $4T_M < T < 5T_M$,再

由式(9)可得 $T = 81.9 \mu s$,根据式(12)和(17)核算,完全满足指标②和指标③的要求。

同理可针对桥臂子模块数 N 分别为 300、200、100 时对应的最优阀控周期 T ,计算结果如表 2 所示。

表 2 101 电平条件下不同桥臂子模块数对应的阀控周期 T

Table 2 Relationship between T and quantity of submodule, in condition of 101 levels

N	$T/\mu s$	N	$T/\mu s$
400	81.9	200	69.4
300	78.4	100	63.7

6 结语

随着柔性直流技术的快速发展,换流阀控制设备应用于大规模多节点模块化多电平柔性直流输电系统将面临重大挑战,本文提出通过优化设计换流阀控制周期以降低阀控设备的软硬件设计复杂度。基于 MMC 的工作原理、控制架构和调制方式,分别从桥臂输出电平数、直流电压波动、阀解锁初始冲击电流 3 个关键指标阐述换流阀控制周期的优化设计方法,并给出了工程应用算例。理论分析、仿真与试验结果表明,本文所述的换流阀控制周期的优化设计方法,可应用于大规模多节点模块化多电平柔性直流输电换流阀控制设备的优化设计,具有较高的工程应用价值。

参考文献:

- [1] 徐政,屠卿瑞,裘鹏. 从 2010 国际大电网会议看直流输电技术的发展方向[J]. 高电压技术,2010,36(12):3070-3077.
XU Zheng, TU Qingrui, QIU Peng. New trends in HVDC technology viewed through CIGRE2010[J]. High Voltage Engineering, 2010, 36(12): 3070-3077.
- [2] NIKOLAS F, VASSILIOS G, GEORGIOIS D. VSC-based HVDC power transmission systems: an overview[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(3): 592-602.
- [3] GUAN Ming, XU Zheng, LI Huijie. Analysis of DC voltage ripples in modular multilevel converters[C]//International Conference on Power System Technology. [S.l.]: IEEE, 2010: 1-5.
- [4] de OLIVEIRA A L P, TIBÚRCIO C E, LEMES M N, et al. Prospects of Voltage-Sourced Converters(VSC) applications in DC transmission systems[C]//IEEE/PES Transmission and Distribution Conference and Exposition. [S.l.]: IEEE, 2010: 491-495.
- [5] 屠卿瑞,徐政,姚为正. 模块化多电平换流器型直流输电电平数选择研究[J]. 电力系统保护与控制, 2010, 38(20): 33-38.
TU Qingrui, XU Zheng, YAO Weizheng. Selecting number of voltage levels for modular multilevel converter based HVDC[J]. Power System Protection and Control, 2010, 38(20): 33-38.
- [6] 罗雨,宋强,饶宏,等. 模块化多电平换流器子模块级联数量优化设计方法[J]. 电力系统自动化, 2013, 37(4): 114-118.
LUO Yu, SONG Qiang, RAO Hong, et al. An optimized design method of cascade number for sub-modules in modular multilevel converters[J]. Automation of Electric Power Systems, 2013, 37

- (4):114-118.
- [7] 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.
- [8] 周月宾,江道灼,郭捷,等. 模块化多电平换流器子模块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 current in modular multilevel converters[J]. Proceedings of the CSEE,2012,32(24):8-14.
- [9] 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.
- [10] 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[J]. 中国电机工程学报,2009,29(30):1-6.
- DING Guanjun,DING Ming,TANG Guangfu,et al. Submodule capacitance parameter and voltage balancing scheme of a new multilevel VSC modular[J]. Proceedings of the CSEE,2009,29(30):1-6.
- [11] 许建中,赵成勇. 模块化多电平换流器电容电压优化平衡控制算法[J]. 电网技术,2012,36(6):256-261.
- XU Jianzhong,ZHAO Chengyong. An optimized capacitance voltage balancing algorithm for modularized multilevel converter[J]. Power System Technology,2012,36(6):256-261.
- [12] 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.
- [13] SAEEDIFARD M,IRAVANI R. Dynamic performance of a modular multilevel back to back HVDC system[J]. IEEE Transactions on Power Delivery,2010,25(4):2903-2912.
- [14] TEEUWSEN S P. Simplified dynamic model of a voltage-sourced converter with modular multilevel converter design[C]//Power Systems Conference and Exposition. Seattle,USA:IEEE,2009:1-6.
- [15] 饶宏,李建国,宋强,等. 模块化多电平换流器直流输电系统损耗的计算方法及其损耗特性分析[J]. 电力自动化设备,2014,34(6):101-106.
- RAO Hong,LI Jianguo,SONG Qiang,et al. Loss calculation method and characteristics analysis for MMC-HVDC system[J]. Electric Power Automation Equipment,2014,34(6):101-106.
- [16] 孙世贤,田杰. 适合 MMC 型直流输电的灵活逼近调制策略[J]. 中国电机工程学报,2013,32(28):62-67.
- SUN Shixian,TIAN Jie. Flexible approach modulation strategy for HVDC based on modular multilevel converter[J]. Proceedings of the CSEE,2012,32(28):62-67.
- [17] 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.
- [18] ILVES K,ANTONIOPOULOS A,NORRGU S,et al. A new modulation method for the modular multilevel converter allowing fundamental switching frequency[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2012,27(8):3482-3494.

作者简介:



韩 坤

韩 坤(1983—),男,江苏徐州人,工程师,硕士,主要研究方向为柔性直流输电系统分析与控制(E-mail:hk20031009@163.com);

吴金龙(1981—),男,四川德阳人,高级工程师,硕士,主要研究方向为柔性直流输电系统分析与设计、控制策略设计(E-mail:wujinlong@xjgc.com);

刘欣和(1985—),男,陕西榆林人,硕士,主要从事柔性直流输电控制策略及软件设计工作(E-mail:liuxinhe@xjgc.com);

张 建(1957—),男,陕西西安人,教授级高级工程师,博士,主要从事直流输电技术与大功率电力电子技术方面的研究;

姚为正(1967—),男,湖南临湘人,教授级高级工程师,博士,主要从事直流输电技术与大功率电力电子技术方面的研究(E-mail:weizhengy@xjgc.com)。

Optimized design of converter valve control period for large-scale multi-node MMC-based HVDC-flexible

HAN Kun¹,WU Jinlong²,LIU Xinhe²,ZHANG Jian¹,YAO Weizheng³

(1. Xu Ji Electric Co. Ltd.,Xuchang 461000,China;2. Xi'an Xu Ji Power Electronic Technology Co. Ltd., Xi'an 710000,China;3. Xu Ji Group Co. Ltd.,Xuchang 461000,China)

Abstract: A method of optimized control period design is proposed for the converter valve control equipment used in large-scale multi-node HVDC-flexible based on MMC(Modular Multilevel Converter). According to the working principle,control architecture and modulation modes of MMC,three key indicators influencing the control performance of converter valve are proposed:the number of valve output level,the DC voltage fluctuation and the initial surge current during valve unlocking. Their quantitative constraint on the converter valve control period is theoretically analyzed,which is verified by simulations and experiments. The result of optimized design is the maximum valve control period which satisfies three indicators simultaneously. An example of its engineering application is given.

Key words: DC power transmission; HVDC-flexible; multi-node; modular multilevel converter; converter valve; control; optimization; design