

模块化多电平变换器快速模型预测控制器设计

陶雪峰¹,陈媛媛¹,叶磊¹,孙露露¹,王磊²

(1. 国网宣城供电公司,安徽 宣城 242000;

2. 天津科技大学 电子信息与自动化学院,天津 300457)

摘要:针对模块化多电平变换器(MMC)的传统模型预测控制器计算量大,且难以实际应用的问题,提出了一种结合子模块电压排序算法的快速模型预测控制策略。基于MMC离散数学模型所设计的快速模型预测控制器优化了控制目标实施,并简化了循环优化计算过程,易于应用到具有大量子模块的MMC系统中。新型快速模型预测控制器在保留传统模型预测控制优点的同时,显著降低了计算负担,并可以最小化输出电压的电压变化率。最后,搭建了三相MMC原理样机系统并开展了相关试验,试验结果验证了新型控制策略的有效性。

关键词:模块化多电平变换器;环流控制;计算负荷减少;模型预测控制;电压平衡

中图分类号:TM46 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqcd19834

Design of Fast Model Predictive Controller for Modular Multilevel Converter

TAO Xuefeng¹, CHEN Yuanyuan¹, YE Lei¹, SUN Lulu¹, WANG Lei²

(1. State Grid Xuancheng Power Supply Company, Xuancheng 242000 Anhui, China;

2. College of Electronic Information and Automation, Tianjin University of Science & Technology, Tianjin 300457, China)

Abstract: Aiming at the problem that the traditional model predictive controller for modular multilevel converter(MMC) is computationally intensive and difficult to be applied in practice, a fast model predictive control strategy combining submodule voltage sorting method was proposed. The fast model predictive controller based on the MMC discrete mathematical model optimized the implementation of the control objectives and simplified the rolling optimization, which is easy to apply to MMC systems with a large number of submodules. The new fast model predictive controller significantly reduces the computational burden while preserving the advantages of traditional model predictive control, and can minimize the voltage change rate of the output voltage. Finally, a three-phase MMC prototype system was built and several experiments were carried out. The test results verify the effectiveness of the new control strategy.

Key words: modular multilevel converter(MMC); circulating current control; computational burden reduction; model predictive control(MPC); voltage balancing

模块化多电平变换器(modular multilevel converter, MMC)的概念最早于2003年提出^[1]。由于MMC采用模块化结构,故具有更好的可扩展性、更低的开关频率、更低的功率器件应力和更灵活的运行模式,从而广泛应用于高压直流输电系统^[2-3]、静态同步补偿器^[4]和高压变频器^[5]中。MMC的主体由级联子模块(sub-module, SM)构成,SM内置了电容器,通常需要平衡这些SM的电容电压以保证输出电压质量。同时,还需抑制

MMC内部环流中的交流分量,以减少损耗。针对这些问题,已有大量文献对MMC的控制策略和脉宽调制(pulse width modulation, PWM)策略进行了研究,包括建模分析^[6],电压平衡控制方法^[7]和环流抑制控制策略^[8]等。

通用的SM电容电压平衡方法是文献[1]中设计的排序算法,其可在各种调制策略下实现。文献[9]提出了一种快速排序算法,可用于具有大量SM的MMC系统。文献[10]中提出了一种根据

作者简介:陶雪峰(1981—),男,硕士,高级工程师, Email:3612389416@qq.com

电网频率切换实现SM电容电压平衡的方法,可避免对桥臂电流进行测量。文献[11]中设计了基于PI控制器的级联控制策略,实现了基于载波移相PWM的电压平衡控制。然而,通过平衡每相桥臂中的电压之和来实现环流控制的方法,不能直接消除环流中的交流分量。在文献[12]中提出了另一种基于PI控制器的环流抑制方案,其通过负序旋转坐标变换来解耦三相环流,从而显著地抑制了交流分量。

上述传统控制方案主要基于线性控制器和复杂的级联结构来实现控制目标。因此,控制器参数设计和调整的难度大,若控制参数不是最优,则系统性能可能会降低。模型预测控制(model predictive control, MPC)是一种基于离散模型的系统控制方案,其优于传统控制器的地方在于其可处理多个控制目标和多个约束^[13]。MPC随着数字信号处理芯片的发展,近年来在工业控制领域得到了广泛的应用^[14-15]。

图1为MPC方案的基本原理,从图1中可以看出,MPC方案的实施主要包含2个步骤:1)变量预测;2)滚动优化。

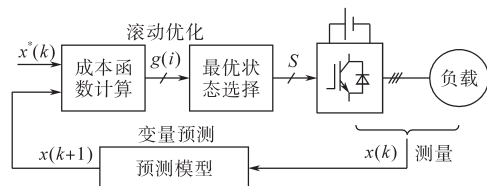


图1 MPC方案的基本控制原理

Fig.1 Basic control principle of MPC scheme

文献[16]首先将MPC方案应用于MMC控制,成本函数设计中将SM电容电压控制,交流电流控制和环流控制进行了等权重设置。文献[17]分析了MMC在不平衡条件下,MPC的鲁棒性和灵敏度。文献[18]提出了一种基于状态轨迹的MPC方案并进行了试验分析。上述文献中的仿真和试验结果表明,采用MPC控制的MMC系统可获得满意的稳态和动态性能。然而,这些MPC方案都需要在每个步长内实施大量计算,对于滚动优化次数的数量,按照文献[16]中的方法为 C_{2N}^N ,按照文献[19]中的方法为 2^{2N} (其中 N 为每相桥臂中SM的数量)。

表1为各种不同MPC方案下的滚动优化次数比较表。从表1中可看出,当 N 很大时,实施这些MPC方案难度较大。此外,表1中MPC策略的滚动优化计算包含了所有可能的输出电压电平,因

此在瞬态时可能出现较高的电压变化率 du/dt 。

表1 不同MPC方案滚动优化次数

SM的数量 N	2	10	50	200
传统MPC ^[16]	6	$1.8e^5$	$1.0e^{29}$	$1.0e^{119}$
有限控制集MPC ^[19]	16	$1.0e^6$	$1.3e^{30}$	$2.6e^{120}$
降低计算量的优化MPC ^[20]	10	114	2 554	40 204
间接有限控制集MPC ^[21]	9	121	2 601	40 401

本文基于上述研究,提出了一种快速MPC方案,可适用于大型MMC系统。首先,快速MPC控制器通过减少变量预测过程中的计算,优化了控制目标的实施。其次,通过合理减少有限控制集中的所有可用开关状态数量,简化了滚动优化计算过程。即每个采样周期中的滚动优化计算次数优化为2次或3次。同时,快速MPC方案可显著降低常规MPC方案中的 du/dt 。最后,通过试验研究验证了新型控制策略的效果。

1 MMC数学模型

图2为三相MMC系统电路配置,图2中 L_0 为桥臂电感;“p”和“n”分别代表上、下桥臂,上、下桥臂均有 N 个SM,SM中上管为 S_1 ,下管为 S_2 。控制 S_1 和 S_2 可将电容 C_{SM} 旁路或接入主电路,对应SM处于关闭状态和导通状态。可通过改变上、下桥臂中导通SM数量来调节输出电压。不同的调制方法对应MMC输出相电压电平可为 $N+1$ 或 $2N+1$ ^[22]。

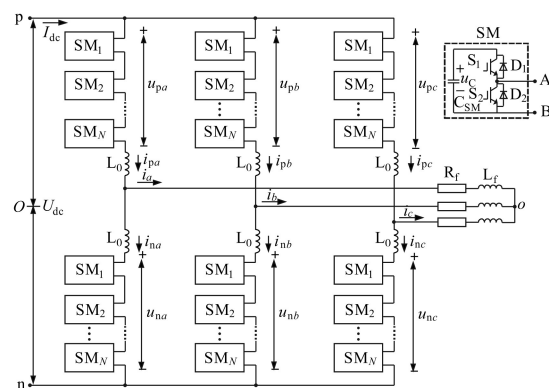


图2 MMC系统电路配置

Fig.2 Circuit configuration of the MMC system

图2中, U_{dc} 和 I_{dc} 分别为直流链路电压和电流; u_{pj} 和 u_{nj} 分别为第 j 相($j=a,b,c$)的上桥臂电压和下桥臂电压; i_{pj} 和 i_{nj} 分别为第 j 相上桥臂和下桥臂的电流; u_j 和 i_j 分别为第 j 相的输出电压和交流侧电流。描述第 j 相动态行为的方程可表示为

$$\frac{U_{dc}(t)}{2} - u_{pj}(t) - L_0 \frac{di_{pj}(t)}{dt} = Ri_j(t) + L \frac{di_j(t)}{dt} \quad (1)$$

$$\frac{U_{dc}(t)}{2} - u_{nj}(t) - L_0 \frac{di_{nj}(t)}{dt} = -Ri_j(t) - L \frac{di_j(t)}{dt} \quad (2)$$

第 j 相的交流电流和环流为

$$i_j(t) = i_{nj}(t) - i_{pj}(t) \quad (3)$$

$$i_{zj}(t) = \frac{1}{2} [i_{pj}(t) + i_{nj}(t)] - \frac{1}{3} I_{dc}(t) \quad (4)$$

式中: i_{zj} 为流过第 j 相的环流。

第 j 相的交流电流和环流的时域表达式为

$$\frac{di_j(t)}{dt} = \frac{1}{L_0 + 2L} [u_{nj}(t) - u_{pj}(t) - 2Ri_j(t)] \quad (5)$$

$$\frac{di_{zj}(t)}{dt} = \frac{1}{2L_0} [U_{dc}(t) - u_{pj}(t) - u_{nj}(t)] \quad (6)$$

从式(5)和式(6)可以看出,交流电流和环流可通过每相上、下桥臂电压来调节。同时,如果SM处于导通状态,则电容电压的动态特性可由桥臂电流决定:

$$\frac{du_{Crji}(t)}{dt} = \frac{i_{rj}(t)}{C_{SM}} \quad (7)$$

式中: $u_{Crji}(t)$ 为第 j 相 r 桥臂($r=p, n$)中的第 i 个($i=1, 2, \dots, N$)SM的电容电压; i_{rj} 为对应桥臂电流。

2 快速MPC控制器设计

2.1 离散数学模型

快速MPC控制器是基于MMC的离散数学模型设计的。因此,需要对连续模型进行离散化处理。考虑到采样周期 T_s 非常短,可通过欧拉正向方程实现离散化过程:

$$\frac{dx(t)}{dt} \approx \frac{x(k+1) - x(k)}{T_s} \quad (8)$$

式中: $x(k+1)$ 和 $x(k)$ 分别为步长 $k+1$ 和 k 处的变量数值。

基于式(5)~式(8)可推导出交流电流、环流和SM电容电压的离散域动态表达式:

$$i_j(k+1) = \frac{T_s}{L_0 + 2L} [u_{nj}(k+1) - u_{pj}(k+1)] + (1 - \frac{2T_s R}{L_0 + 2L}) i_{zj}(k) \quad (9)$$

$$i_{zj}(k+1) = \frac{T_s}{2L_0} [U_{dc} - u_{pj}(k+1) - u_{nj}(k+1)] + (1 - \frac{2T_s R}{L_0 + 2L}) i_{zj}(k) \quad (10)$$

$$\begin{cases} u_{Crji}(k+1) = \frac{T_s}{C_{SM}} i_{rj}(k) + u_{Crji}(k) & S_{rji}(k) = 1 \\ u_{Crji}(k+1) = u_{Crji}(k) & S_{rji}(k) = 0 \end{cases} \quad (11)$$

式中: $i_j(k+1)$ 和 $i_j(k)$ 分别为步长 $k+1$ 和步长 k 时第 j 相的交流电流值; $i_{zj}(k+1)$ 和 $i_{zj}(k)$ 分别为第 j 相步长 $k+1$ 和步长 k 处的环流值; $u_{Crji}(k+1)$ 和 $u_{Crji}(k)$ 分别为第 j 相步长 $k+1$ 和步长 k 处的SM电容电压值。 $S_{rji}(k)$ 为第 j 相SM在步长 k 处的SM导通状态。

2.2 控制器计算量优化设计

MMC的控制目标分为3个方面:1)SM电容电压平衡控制;2)交流电流跟踪参考值控制;3)环流抑制控制。为了对计算量进行优化,综合采用了以下2种途径:1)优化控制目标的实施;2)简化滚动优化计算过程。

2.2.1 优化控制目标的实施

由于预测SM电容电压的计算量占整体计算量的比例较大,且随着 N 增加而增大。故考虑将电容电压平衡控制通过其他简单方法实现,这样计算量将在很大程度上降低。这里采用经典的电压排序算法^[23],算法需已知桥臂中处于导通状态的SM数量(由 M_{rj} 表示)和桥臂电流,前者通过第2和第3控制目标确定,后者可直接测量得到。故关键需找到第2和第3控制目标与处于导通状态的SM数量间的关系,然后基于式(11)计算步长 $k+1$ 对应电容电压之和:

$$\sum u_{Crji}(k+1) = \frac{M_{rj} T_s}{C_{SM}} i_{rj}(k) + \sum u_{Crji}(k) \quad (12)$$

为了便于分析,假设电容电压保持在参考值,则第 j 相的桥臂电压可表示为

$$u_{rj}(k+1) = M_{rj} \frac{\sum u_{Crji}(k+1)}{N} \quad (13)$$

将式(13)代入式(9),可导出交流电流和导通状态SM数量之间的关系如下:

$$i_j(k+1) = \frac{2T_s}{L_0 + 2L_s} \left[\frac{M_{nj} \sum u_{Cnji}(k+1) - M_{pj} \sum u_{Cpji}(k+1)}{N} \right] + (1 - \frac{2T_s R_s}{L_0 + 2L_s}) i_j(k) \quad (14)$$

类似地,环流和导通状态SM数量之间的关系可通过将式(13)代入式(10)得到:

$$i_{zj}(k+1) = \frac{T_s}{2L_0} [U_{dc} - \frac{M_{nj} \sum u_{Cnji}(k+1) - M_{pj} \sum u_{Cpji}(k+1)}{N}] + i_{zj}(k) \quad (15)$$

根据式(14)和式(15),可通过在每个桥臂中选择导通状态SM的最优数量 M_{ij} 来实现第2和第3控制目标。基于上述分析,电压排序算法结合MPC的新方案的成本函数可定义为下式:

$$g = \lambda_1 |i_j^*(k+1) - i_j(k+1)| + \lambda_2 |i_{zj}(k+1)| \quad (16)$$

式中: $i_j(k+1)$ 为在步长 $k+1$ 时第 j 相的交流电流参考值; λ_1 和 λ_2 为权重因子。

2.2.2 简化滚动优化计算过程

传统MPC方案的滚动优化计算次数为 C_{2N}^N ,当 N 增大后,该值将变得非常大,计算负担太大,需要对滚动优化计算过程进行简化。下面以产生 $N+1$ 电平相电压的MMC系统为例进行分析和简化设计。

根据前述分析,电压排序算法结合MPC方案的一个控制目标是找出每相桥臂的导通状态SM的最佳数量 M_{ij} 。而MMC相电压电平与 M_{ij} 之间存在一定的对应关系,如对于电平数为 $N+1$,应保持每相中导通状态SM的总数为 N 。

因此,简化滚动优化计算过程主要是优化第 j 相输出相电压电平,而非优化开关状态数量,从而每步长的滚动优化次数可以减少到 $N+1$ 。然而,该简化仍存在2方面的问题。首先,相电压和线电压中将产生较高的 du/dt ,因为2个相邻步长之间的优化电平可以相差较大,这容易导致交流侧电缆/电机的绝缘劣化或损坏。其次,当 N 趋于更大值时,计算负担仍很重。故需进一步对滚动优化计算过程进行优化。

在快速MPC控制策略中,滚动优化计算的范围包含了所有可能的输出相电压电平,即从0到 N ,但考虑到较高的 du/dt ,电平的较大幅度改变是不希望出现的。因此,可基于前一个步长得到的最优电平来限制滚动计算次数,即在当前步长仅考虑前一个步长最优电平附近的电平来实现简化。通过这个简化,无论SM数量如何,在每个滚动优化计算过程中仅需要计算2次或3次即可。

图3为所提出的快速MPC方案的框图。在每个采样周期内,MPC算法和电压排序算法将连续执行,以实现前述3个控制目标。图3中,首先对所需的电量进行采样,并基于式(14)和式(15)对第 $k+1$ 步长的控制量进行预测,然后进行成本函数最小化计算,以选择最优电压电平数。同时,将最优电压电平对应的上、下桥臂中的导通

状态的SM数量(分别由 M_{optpj} 和 M_{optnj} 表示)发送到电压排序算法部分。综上,MPC算法部分确定最优输出相电压,而电压排序算法部分确定最优开关状态。

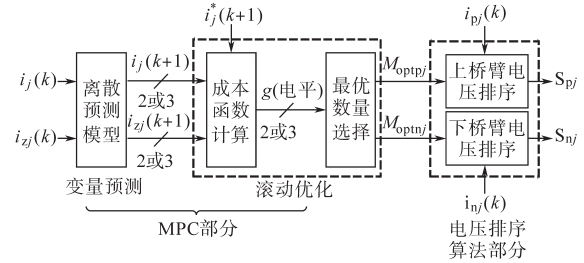


图3 快速MPC策略的控制框图

Fig.3 Control block diagram of the fast MPC strategy

快速MPC算法的流程图如图4所示。第1个步长中,由于没有前一个步长的最优电平(由 $level_{old}$ 表示),故先设置为0,随即启动电量采样,然后执行成本函数计算和状态升级,从最优电平可对应得到桥臂中处于导通状态的最优SM数量 M_{optpj} 。在该采样周期的MPC算法部分完成后,即进行电压排序算法部分。电压排序算法将对每相桥臂中的电容电压进行分类。如果桥臂电流为正,则具有较低电容电压的SM将被设置为导通状态以对电容器充电,而其他SM将被设置为关闭状态。如果桥臂电流为负,则具有较高电容电压的SM将被设置为导通状态以对电容器放电,而其他SM将被设置为关闭状态。电压排序算法执行完毕后将得到最终的最优开关状态。

3 试验验证

3.1 MMC原理样机试验平台

图5为所搭建的MMC原理样机试验平台电路图,额定功率为 $5\text{ kV}\cdot\text{A}$ 。控制算法基于DSP(TI的TMS320F28335)和FPGA(Xilinx的XC3S400)实现。

MMC原理样机的主要参数如下:原理样机额定容量 $S=5\text{ kV}\cdot\text{A}$,输出频率 $f=50\text{ Hz}$,输入直流电压 $U_{dc}=400\text{ V}$,桥臂子模块个数 $N=4$,子模块电容容值 $C_{SM}=1\ 880\ \mu\text{F}$,桥臂电感 $L_0=5\text{ mH}$,负载电阻 $R=25\ \Omega$,负载电感 $L=15\text{ mH}$,采样周期 $T_s=200\ \mu\text{s}$,交流电流控制权重因子 $\lambda_1=1$,交流电流控制权重因子 $\lambda_2=0.12$ 。

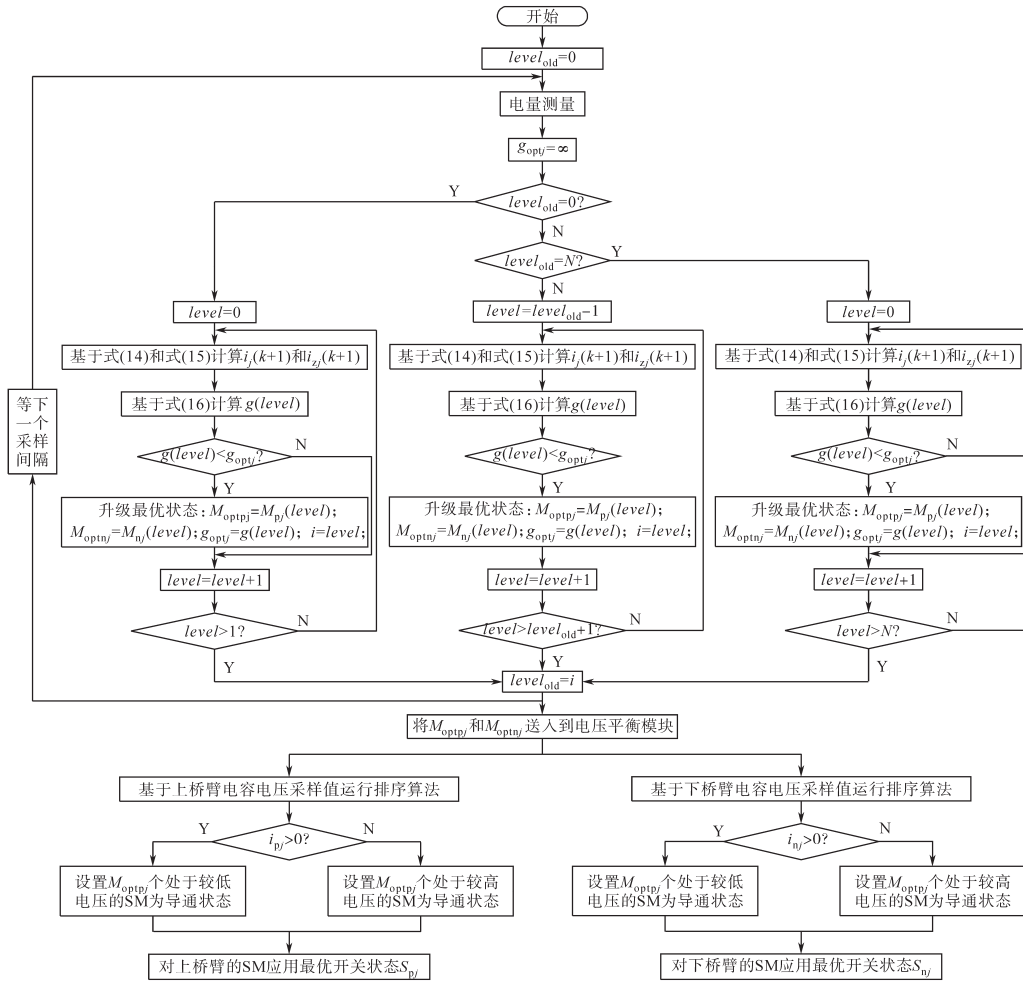


图4 快速MPC策略的流程图

Fig.4 Flow chart of the fast MPC strateg

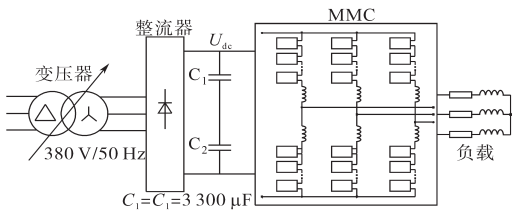


图5 MMC原理样机试验平台电路图

Fig.5 The circuit of the MMC principle prototype test platform

3.2 三个控制目标实现的试验验证

SM电容电压平衡控制的试验结果如图6所示,其中图6a~图6d为上桥臂SM的电容电压波形,可以看出,电容电压以相同的规律波动,波动的峰峰值在7.2 V至7.8 V之间,均在标称值的8%以内,图6e为交流电流波形。试验结果表明,快速MPC方案能很好地平衡电容电压,实现了电容电压控制目标。

图7a为三相交流电流的稳态波形。如图7a

中所示,所有三相交流电流都是正弦和对称的。如图7b和图7c为a相的相电压 u_a 和交流电流 i_a 的动态波形。其中动态过程是通过将电流参考值突变实现的。从图7中可以看出,与传统MPC方案不同,快速MPC策略的相电压输出电平是不规则的,同时相电压对参考电压的变化响应非常快,动态过程中电流也没有超调,故新方案的动态性能较优。

图8为环流抑制控制试验结果,其中图8a和图8b为上、下桥臂电流 i_{pa} 和 i_{na} 的波形,图8c为交流电流 i_a 的波形。为了突出显示环流抑制控制的效果,在 $t=200\text{ ms}$ 的时候,将权重因子 λ_2 从0阶跃变化到0.4,而权重因子 λ_1 保持不变。对权重因子变化前后波形的电能质量进行分析可得,在环流抑制控制生效前,环流的频率是基频的2倍,这验证了理论分析。由于存在环流,桥臂电流存在谐波,且主要谐波分量是二次分量。在环流抑制控制

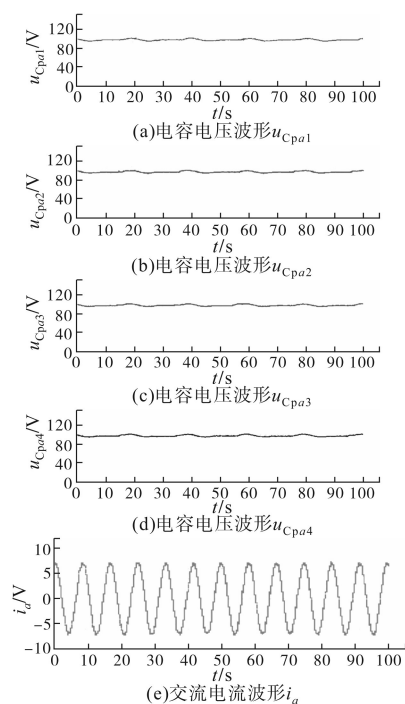


图6 SM电容电压平衡控制试验结果

Fig.6 Test results of the SM capacitor voltage balance control

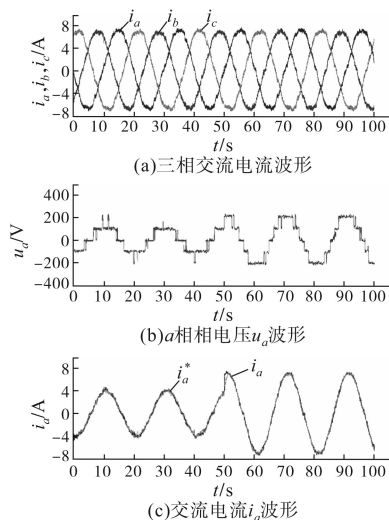


图7 MMC动态静态试验结果

Fig.7 Dynamic and static test results of the MMC

制生效后,上桥臂电流的总谐波含量THD从35.9%下降到15.3%,二次谐波含量从34.7%下降到10.2%。故快速MPC方案可实现环流抑制的控制目标。

3.3 电压变化率降低的试验验证

与传统MPC策略相比^[16-21],快速MPC策略的1个优点是降低了输出电压中的 du/dt 。为了验证新型快速MPC策略的实际效果,进行了与传统MPC策略的对比试验。图9和图10为对比试验

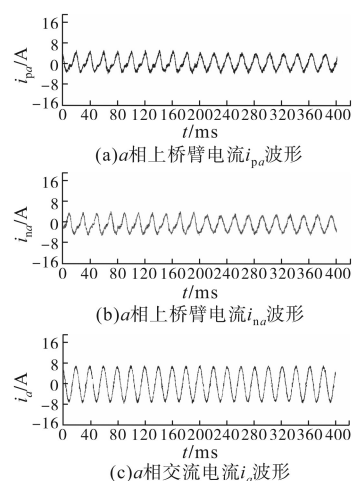
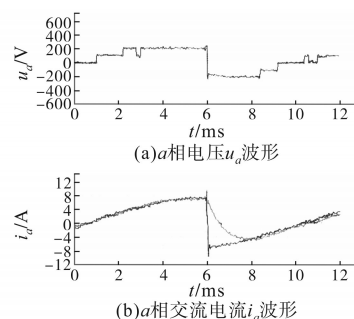
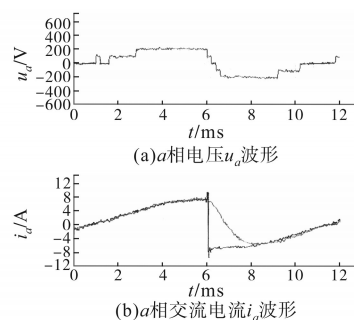


图8 MMC环流抑制控制试验结果

Fig.8 Test results of the MMC circulation current suppression control

结果,试验中将交流电流参考的相角在 $t=6\text{ ms}$ 时突然变化来产生动态过程。其中图9a和图9b为传统MPC策略下的 a 相电压 u_a 和电流 i_a 波形,图10a和图10b为新型MPC策略下的 a 相电压 u_a 和电流 i_a 波形。

图9 传统MPC策略下的 du/dt 试验结果Fig.9 Test results of the du/dt with traditional MPC strategy图10 快速MPC策略下的 du/dt 试验结果Fig.10 Test results of the du/dt with fast MPC strategy

从图9和图10中可以看出,2种方案下的相电压 u_a 和相电流 i_a 都具有非常快的响应,相电流 i_a 快速地跟踪上了其参考值 i_a^* 。然而,当相位角突变时,传统MPC策略作用下的相电压直接从200

V变化至-200 V,而快速MPC策略作用下的相电压则是逐步从200 V变为-200 V,这表明,新型快速MPC策略可显著降低相电压的 du/dt 。这将优化输出侧装置的绝缘问题和电磁兼容问题。

4 结论

本文设计了一种适用于大型MMC系统的快速MPC方案,其相对于传统MPC方案,可显著降低计算负担。总结全文后可得到主要结论为:

1)通过对MMC数学模型的离散化处理得到了MMC的离散数学模型,并提出了3个控制目标,即SM电容电压平衡控制、交流电流控制和环流控制。

2)通过优化控制目标的实施,将经典的电压排序算法与MPC结合使用,以及简化滚动优化计算过程设计了新型快速MPC策略,其中每步长的迭代计算次数减少至2次到3次。

3)通过3组试验验证了新型快速MPC方案的效果,即验证了3个控制目标的实现。同时通过试验验证了新控制方案能显著降低MMC动态期间输出电压的 du/dt 。

参考文献

- [1] Lesnicar A, Marquardt R. An Innovative Modular Multilevel Converter Topology Suitable for a Wide Power Range[C]// 2003 IEEE Bologna Power Tech Conference Proceedings, IEEE, 2004:6.
- [2] 杨晓峰,郑琼林,薛尧,等. 模块化多电平换流器的拓扑和工业应用综述[J]. 电网技术, 2016, 40(1): 1-10.
- [3] 刘长富,张玉龙,竺炜,等. 基于MMC的多端直流输电系统下垂控制策略[J]. 电力科学与技术学报, 2017, 32(2): 47-53.
- [4] 胡祺勇,罗安,徐千鸣,等. 基于MMC-STATCOM的建模与控制研究[J]. 电力电子技术, 2016, 50(2): 44-47.
- [5] 徐殿国,李彬彬,周少泽,等. 模块化多电平高压变频技术研究综述[J]. 电工技术学报, 2017, 32(20): 104-116.
- [6] 许建中,李承昱,熊岩,等. 模块化多电平换流器高效建模方法研究综述[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(13): 3381-3392.
- [7] 罗永捷,李耀华,李子欣,等. 适用于高压大容量MMC-HVDC系统的改进低开关频率均压控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(5): 1341-1350.
- [8] 赵庆玉,余发山,何国锋,等. 应用于MMC环流抑制的准PR控制器参数设计[J]. 可再生能源, 2018, 36(1): 51-56.
- [9] 王坤,刘开培,张志轩,等. 基于快速排序算法的模块化多电平换流器电容电压均衡策略[J]. 电测与仪表, 2018, 55(5): 1-7.
- [10] Deng F, Chen Z. Voltage-balancing Method for Modular Multilevel Converters Switched at Grid Frequency[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(5): 2835-2847.
- [11] 赵昕,赵成勇,李广凯,等. 采用载波移相技术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, 2011, 31(21): 48-55.
- [12] 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.
- [13] 朱经纬,付文轩. 模块化多电平变换器模型预测控制策略研究[J]. 电气传动, 2017, 47(5): 18-21.
- [14] 曹穆,王跃,刘普,等. 基于模块化多电平换流器的STATCOM模型预测控制策略[J]. 电气传动, 2013, 43(1): 52-56.
- [15] 朱玲,符晓巍,胡晓波,等. 模块化多电平变流器HVDC系统的模型预测控制[J]. 电力系统保护与控制, 2014, 42(16): 1-8.
- [16] Qin J, Saeedifard M. Predictive Control of a Three-phase DC-AC Modular Multilevel Converter[C]//2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), IEEE, 2012: 3500-3505.
- [17] 刘英培,杨海悦,梁海平,等. MMC-HVDC系统桥臂阻抗不对称模型预测控制[J]. 电网技术, 2017, 41(11): 3523-3531.
- [18] 张虹,葛得初,白洋. 基于循环寻优的模块化多电平换流器模型预测控制[J]. 电工电能新技术, 2018, 37(2): 9-18.
- [19] Böcker J, Freudenberg B, The A, et al. Experimental Comparison of Model Predictive Control and Cascaded Control of the Modular Multilevel Converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 30(1): 422-430.
- [20] Moon J W, Gwon J S, Park J W, et al. Model Predictive Control with a Reduced Number of Considered States in a Modular Multilevel Converter for HVDC System[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2015, 30(2): 608-617.
- [21] Dekka A, Wu B, Zargari N R. An Improved Indirect Model Predictive Control Approach for Modular Multilevel Converter[C]//IECON 2016-42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. IEEE, 2016: 5959-5964.
- [22] 杨喆明,付超,王彦旭,等. 一种应用于中压领域的MMC混合调制策略[J]. 电力电子技术, 2016, 50(7): 10-11.
- [23] 常非,杨中平,陈俊,等. 模块化多电平换流器电容电压平衡并行排序方法[J]. 高电压技术, 2016, 42(10): 3166-3171.

收稿日期:2019-01-03

修改稿日期:2019-04-15