

DOI:10.13382/j.jemi.B2508439

# 准PI<sup>λ</sup>R与MPC协同优化的MMC混合控制策略\*

徐鹏<sup>1</sup> 曹方<sup>1</sup> 李德智<sup>2</sup> 马浩楠<sup>1</sup> 李会娟<sup>1</sup> 彭鑫鑫<sup>1</sup> 王小俊<sup>1</sup> 万世斌<sup>1</sup>

(1. 重庆理工大学电气与电子工程学院 重庆 400054; 2. 重庆中烟工业有限责任公司 重庆 400060)

**摘要:**模块化多电平换流器(modular multilevel converter, MMC)因其模块化设计、扩展性和容错能力,在高压直流输电系统中得到广泛应用。传统模型预测控制(model predictive control, MPC)虽具有动态响应快、实现简便的优势,但其高计算负担及环流抑制不足的问题限制了其应用。针对这些问题,提出一种改进型间接MPC与分数阶准PI<sup>λ</sup>R(FO-QPI<sup>λ</sup>R)控制器相结合的混合型MPC策略(hybrid model predictive control, H-MPC)。改进型间接MPC优化控制目标并简化滚动优化过程,显著降低了计算负担,同时避免了传统MPC加权因子设置的复杂性,实现快速的电流跟踪与子模块电容均压。与此同时,分数阶准PI<sup>λ</sup>R控制器比传统PI控制器具有更好的动态性能和鲁棒性,无需解耦即可有效抑制环流。为验证所提策略的有效性,与传统间接MPC策略对比,在仿真结果中,环流幅值降低了80%,子模块电容电压波动减少9%;在实验结果中,环流幅值降低了53%,子模块电容电压波动减少10%。仿真与实验结果表明,所提的混合控制策略在保证MPC快速动态响应和输出电流质量的同时,显著抑制了环流谐波,增强了子模块电容电压均衡能力,验证了该策略的有效性与优越性。

**关键词:**模块化多电平换流器;模型预测控制;分数阶;混合型MPC;环流抑制;子模块电容均压

**中图分类号:** TM46 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.80

## Hybrid control strategy for MMC based on cooperative optimization of Quasi-PI<sup>λ</sup>R and MPC

Xu Peng<sup>1</sup> Cao Fang<sup>1</sup> Li Dezhi<sup>2</sup> Ma Haonan<sup>1</sup> Li Huijuan<sup>1</sup>Peng Xinxin<sup>1</sup> Wang Xiaojun<sup>1</sup> Wan Shibin<sup>1</sup>

(1. School of Electrical and Electronic Engineering, Chongqing University of Technology, Chongqing 400054, China; 2. Chongqing Tobacco Industry Co., Ltd., Chongqing 400060, China)

**Abstract:** The modular multilevel converter (MMC) is widely utilized in high-voltage direct current (HVDC) transmission systems due to its modular design, scalability, and fault tolerance. Although conventional model predictive control (MPC) offers the advantages of a fast dynamic response and simple implementation, its application is limited by high computational burden and insufficient circulating current suppression. To address these issues, a hybrid model predictive control (H-MPC) strategy is proposed, which combines an improved indirect MPC with a fractional-order quasi-proportional-integral-resonant (FO-QPI<sup>λ</sup>R) controller. The improved indirect MPC optimizes control objectives and simplifies the rolling optimization process, significantly reducing the computational burden while avoiding the complexity of weighting factor tuning in conventional MPC, thereby achieving fast current tracking and submodule capacitor voltage balancing. Meanwhile, the FO-QPI<sup>λ</sup>R controller exhibits better dynamic performance and robustness than a traditional PI controller, effectively suppressing the circulating current without the need for decoupling. To validate the effectiveness of the proposed strategy, a comparison with the conventional indirect MPC strategy was conducted. Simulation results show that the circulating current amplitude is reduced by 80% and the submodule capacitor voltage fluctuation is decreased by 9%; experimental results further demonstrate a 53% reduction in circulating current amplitude and a 10% reduction in submodule capacitor voltage fluctuation. The simulation and experimental results indicate that the proposed hybrid control strategy, while maintaining the fast dynamic response and high-quality output current of MPC, significantly suppresses circulating current harmonics and enhances the submodule capacitor voltage balancing

收稿日期: 2025-06-04 Received Date: 2025-06-04

\* 基金项目: 国家自然科学基金(52206071)、重庆市自然科学基金(CSTC2020JCYJ-MSXMX0185)项目资助

capability, thus verifying the effectiveness and superiority of the strategy.

**Keywords:** modular multilevel converter; model predictive control; fractional-order; hybrid MPC; circulating current suppression; submodule capacitor voltage balancing

## 0 引言

近年来,随着可再生能源发电技术的快速发展和智能电网建设的深入推进,电力电子变换器作为电能转换与调控的核心装置,其性能直接影响着电力系统的稳定性与效率。在这一背景下,模块化多电平变换器(modular multilevel converter, MMC)因其独特的模块化结构、低谐波输出、高电压等级支持能力以及良好的可扩展性,逐渐成为中高压大功率应用场景下的首选拓扑之一<sup>[1-3]</sup>。MMC不仅广泛应用于高压直流输电(HVDC)领域,还在新能源发电并网、电动汽车与充电基础设施、工业电机驱动与电能质量控制等新兴领域展现出巨大的潜力<sup>[4-7]</sup>。

尽管MMC具有诸多优势,但其运行过程中存在的环流问题一直是制约其性能提升的关键瓶颈。环流主要由子模块电容电压的不均衡引起,在相单元内部形成低频振荡电流,其中以2倍频分量 $2\omega$ 最为显著<sup>[8]</sup>。这种环流不仅增加了功率器件的电流应力,导致额外的导通损耗和开关损耗,还可能引发电容电压波动。研究表明,若环流问题得不到有效抑制,将显著降低MMC的运行效率,甚至威胁系统的安全性和可靠性<sup>[9]</sup>。除了环流抑制之外,输出电流的质量和子模块电容电压平衡也是HVDC和工业电机驱动的主要控制目标。

针对环流抑制与多目标控制的协同优化难题,传统PI/PR控制器因线性化建模局限性和参数整定依赖性,难以平衡动态响应速度与实时计算能力。相较而言,模型预测控制(model predictive control, MPC)通过在线滚动优化机制与多目标协同策略,在MMC等复杂系统控制中展现出显著优势:1)采用预测模型动态构建未来轨迹,直接将非线性约束与多物理量控制目标纳入二次规划(QP)求解框架,省却传统控制器的参数整定与调制环节;2)其滚动时域优化特性可实时响应系统扰动,在抑制环流波动的同时实现功率分配、电压平衡等多目标协同,较PR控制器对特定频率的单一跟踪能力更具系统性;3)通过显式处理电压幅值、电流谐波等硬约束,有效解决传统PID在强非线性工况下的稳定性问题,在新能源并网等领域已实现工程化应用。这种融合预测控制与优化理论的混合架构,正成为智能电网与电力电子装备升级的核心控制范式<sup>[10-11]</sup>。

文献[12]提出了一种用于MMC的直接MPC,将3个控制目标合并为一个带有加权因子的成本函数。然

而,这种方法需要考虑MMC所有可能的开关状态,导致随着子模块(SM)数量的增加,控制器的计算负担呈指数级增长。文献[13]提出了一种基于最优电压水平的MPC方法,以各臂SM的插入数为控制变量,通过遍历所有候选插入数组合来选择最优插入数,并采用电容电压排序算法输出各SM的开关信号。对于每臂具有 $N$ 个SM的MMC,该方法每相仅需遍历 $N+1$ 个SM插入数,但计算量仍然过大。文献[14]提出了一种无加权因子的简化有限集快速模型预测控制策略,该策略通过3个独立的目标函数分别控制交流电流、环流和子模块电容电压,从而优化输出电平的选择,实现了高效控制。尽管这种方法在降低计算复杂度和提高控制性能方面表现出色,但它并未完全抑制环流中的2倍频分量。此外,为了实现不同控制目标之间的平衡,该方法还需要进行一定的参数调整工作。文献[15]将分数阶PI<sup>λ</sup>控制器应用在了MMC环流抑制,通过与传统PI控制器在3种情况下的对比分析,PI<sup>λ</sup>抑制器的环流抑制效果明显高于PI抑制器,但该方法用到2倍频负序坐标变换和相间解耦,并且其参数设计过程复杂,这两方面导致计算量大。文献[16]提出了一种基于准PI<sup>λ</sup>R控制器的环流抑制策略,为MMC环流抑制提供了新的思路和方法。通过仿真验证,准PI<sup>λ</sup>R控制器在抑制MMC环流方面表现出色,特别是在2倍频分量的抑制上,效果明显优于传统的PI和PR控制器。准PI<sup>λ</sup>R控制器能够直接对交流信号进行跟踪,并不需要对输入信号进行dq变换,运算量减小。

为了解决计算负担高和环流抑制性能差的挑战,本文提出一种改进型间接MPC与分数阶准PI<sup>λ</sup>R(FO-QPI<sup>λ</sup>R)环流抑制器相结合的混合型MPC策略(hybrid model predictive control, H-MPC)。该H-MPC策略与传统间接MPC进行对比分析,通过仿真和实物验证,该策略能够有效地控制MMC的输出电流和环流,并能平衡子模块电容电压,能够减少系统的计算量,提高系统性能。

## 1 MMC的工作原理和数学模型

### 1.1 工作原理

三相MMC电路结构如图1所示,三相支路结构相同,均由两个支路和两个缓冲电感(用 $L_0$ 表示)组成, $j$ 相( $j=a, b, c$ )的上支路(用下标 $p$ 表示)和下支路(用下标 $n$ 表示)均由 $N$ 个串联的SM组成。每个子模块由一个半桥电路和一个直流电容 $C_{SM}$ 并联构成。 $U_{dc}$ 、 $i_{dc}$ 分别为

直流侧电压、电流;  $u_{pj}$ 、 $u_{nj}$  分别为 j 相上臂、下臂电压;  $i_{pj}$ 、 $i_{nj}$  分别为 j 相上臂、下臂电流;  $L_j$ 、 $R_{oj}$  分别为 j 相输出侧电感和电阻;  $u_{sj}$ 、 $i_{oj}$  分别为 j 相输出电压、交流侧电流。本文每个 SM 的上、下开关器件分别用  $S_1$  和  $S_2$  表示。

通过控制  $S_1$ 、 $S_2$  的开关状态, 可以将电容器  $C_{SM}$  旁路或投入主电路, 同时改变 SM 的工作状态。当  $S_1$  关断、 $S_2$  导通时, 电容器被旁路, SM 工作在关断状态, 输出电压为 0。当  $S_1$  导通、 $S_2$  关断时, 电容器投入主电路, SM 工作在导通状态, 输出电压等于电容器电压  $U_c$ 。因此, MMC 各臂可以看作一个独立的电压源。如果 SM 中电容器电压保持平衡, 则可以通过改变每相上下臂导通状态的 SM 数量来调整输出相电压。根据 MMC 的不同调制方式, 可产生  $N+1$  或  $2N+1$  个相电压等级<sup>[17]</sup>。

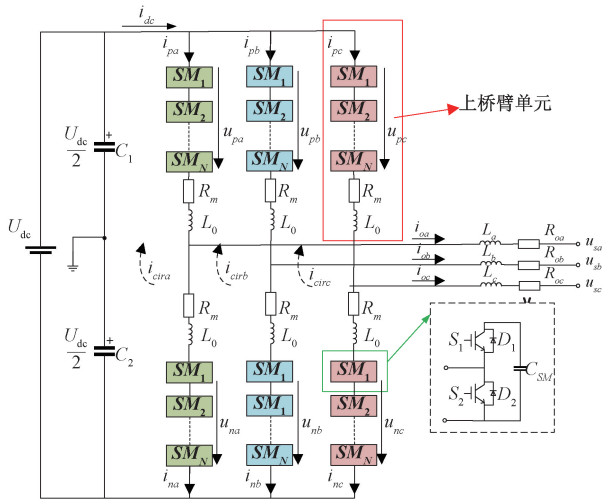


图 1 MMC 拓扑图  
Fig. 1 MMC topology

### 1.2 数学模型

尽管 MMC 具有诸多优势, 但其运行过程中存在的环流问题一直是制约其性能提升的关键瓶颈。环流主要由子模块电容电压的不均衡引起, 在相单元内部形成低频振荡电流, 其中以 2 倍频分量最为显著<sup>[8]</sup>。这种环流不仅增加了功率器件的电流应力, 导致额外的导通损耗和开关损耗, 还可能引发电容电压波动。研究表明, 若环流问题得不到有效抑制, 将显著降低 MMC 的运行效率, 甚至威胁系统的安全性和可靠性<sup>[9]</sup>。除了环流抑制之外, 输出电流的质量和子模块电容电压平衡也是 HVDC 和工业电机驱动的主要控制目标。

将基尔霍夫电压定律 (KVL) 应用于图 1 中的电路配置, 描述 j 相动态行为的方程可以表示如下:

$$\frac{U_{dc}(t)}{2} - u_{pj}(t) - L_0 \frac{di_{pj}(t)}{dt} = R_{oj}i_{oj}(t) + L_j \frac{di_j(t)}{dt} \quad (1)$$

$$\frac{U_{dc}(t)}{2} - u_{nj}(t) - L_0 \frac{di_{nj}(t)}{dt} = R_{oj}i_{oj}(t) + L_j \frac{di_j(t)}{dt} \quad (2)$$

类似地, 可以利用基尔霍夫电流定律 (KCL) 推导出 j 相交流侧电流和环流, 如下所示:

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

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

式中:  $i_{zj}(t)$  表示流过第 j 相的环流, 其正方向与桥臂电流相同。

因此, 由式(1)~(4)可推导出 j 相交流侧电流和环流的时域表达式, 分别为:

$$\frac{di_{oj}(t)}{dt} = \frac{1}{L_0 + 2L_j}[u_{nj}(t) - u_{pj}(t) - 2Ri_{zj}(t)] \quad (5)$$

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

从式(5)和(6)可以看出, 交流侧电流和环流可以通过每相的上、下桥臂电压来调节。同时, 当 SM 处于导通状态时, SM 电容电压的动态特性由相对桥臂电流决定, 可表示为:

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

式中:  $u_{c_{rji}}$  表示 j 相 r 臂 (r=p, n) 中第 i 个 ( $i=1, 2, \dots, N$ ) SM 的电容电压;  $i_{rj}$  表示相对臂电流。

## 2 传统间接模型预测控制

本文研究的 H-MPC 控制策略是在文献[18]的间接模型预测框架上发展而来。传统方法的实现机理如下: 将模型预测控制与电压排序平衡法相结合, 设计一个用成本函数实现交流侧输出电流与环流的控制, 计算成本函数后输出各相桥臂所需投入运行的子模块最优数量给电压排序平衡法平衡子模块电容电压。

因此, 对第 1 节介绍的连续模型进行离散化。考虑到采样周期  $T_s$  非常短, 离散化过程可以通过以下欧拉正向方程实现:

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

式中:  $x(k+1)$  和  $x(k)$  分别是时间步骤  $k+1$  和  $k$  时变量的值。

根据式(5)~(8)推导的交流侧电流、环流和 SM 电容电压的离散域动态表达式如下:

$$i_{oj}(k+1) = \frac{T_s}{L_0 + 2L_j}[u_{nj}(k+1) - u_{pj}(k+1)] + \left(1 - \frac{2T_s R}{L_0 + 2L_j}\right) i_{oj}(k) \quad (9)$$

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

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

式中： $i_{oj}(k+1)$ 和 $i_{oj}(k)$ 分别表示时间步长 $k+1$ 和 $k$ 时相 $j$ 交流侧电流的值； $i_{zj}(k+1)$ 和 $i_{zj}(k)$ 分别表示时间步长 $k+1$ 和 $k$ 时相 $j$ 环流的值； $u_{Crij}(k+1)$ 和 $u_{Crij}(k)$ 是SM电容电压的值； $S_{rj}(k)$ 描述时间步长 $k$ 时SM的工作状态，当SM工作在导通状态时，其值为1，当SM工作在关断状态时，其值为0。

图2所示为传统间接模型预测控制的具体实现方案。在每个采样周期内，MPC算法部分和电压排序算法部分将相继执行，以实现这3个控制目标。

MPC算法部分，首先将对所有必要的电量进行采样。对于MPC算法中的每个选定电压电平，时间步长 $k+1$ 处的受控变量的预测值将由式(9)和(10)中的离散预测模型计算。然后，将评估成本函数的相对值，以在滚动优化过程中选择时间步长 $k+1$ 的最佳电压电平。MPC算法部分的成本函数为：

$$J = \lambda_1 |i_j^*(k+1) - i_j(k+1)| + \lambda_2 |i_{z_j}(k+1)| \quad (12)$$

式中： $i_j^*(k+1)$ 表示时间步长 $k+1$ 时 $j$ 相交流侧电流的参考值， $i_j(k+1)$ 和 $i_{z_j}(k+1)$ 表示在 $k+1$ 时刻采样得出的直流侧电流和环流的实际测量值； $\lambda_1$ 和 $\lambda_2$ 是加权因子。

电压排序算法部分，根据式(12)计算所有开关状态下成本函数 $J$ 的值，得到成本函数最小值所对应的上下桥臂子模块投入个数(分别由 $N_{pj}$ 和 $N_{nj}$ 表示)，将子模块投入个数发送到冒泡排序算法来对每个臂中的子模块电容电压进行排序。然后根据臂电流的方向和排序结果来设置当前采样周期的最终最优开关状态。

传统间接MPC在MMC应用中表现出控制架构简洁和动态响应快的优势，但仍存在一些缺点。首先，该方法的计算量呈现双重挑战：一方面需要执行高频率的滚动优化运算；另一方面需反复调整多目标权重系数，这种权重系数整定过程严重依赖工程经验。更关键的是，不同控制目标(电流跟踪与环流抑制)之间存在强耦合性，难以实现全局最优协调控制。其次，现有方案虽通过将子模块电容电压平衡问题分离出来，简化了成本函数，但存在两个固有缺陷：1)忽略了电容电压波动对输出电平质量的动态影响，2)沿用传统电压排序算法导致大量无效计算。针对上述问题，本文提出了混合模型预测控制策略方法。

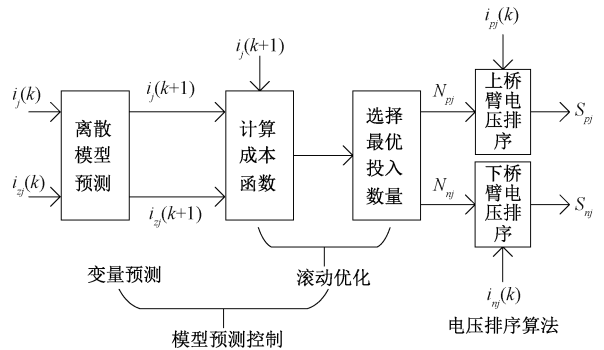


图2 传统间接MPC策略框图

Fig.2 Traditional indirect MPC strategy block diagram

### 3 混合模型预测控制策略

本文提出了一种混合模型预测控制策略。首先内环是一种用于控制具有任意数量SM的MMC的改进型间接MPC策略。该策略从两个方面显著减少了计算量。首先，通过减少变量预测过程中的计算量来优化控制目标的实现。该目标是通过采用电压预测值分组排序算法来避免大量预测SM电容电压来实现的。其次，通过将有限控制集从所有可用的开关状态减少到选定的输出电压水平来简化滚动优化。因此，每个采样周期内滚动次数只有两次或3次。外环提出了FO-QPI<sup>λ</sup>R的环流抑制方法，并采用灰狼优化算法(grey wolf optimizer, GWO)对参数 $K_p$ 、 $K_i$ 、 $\lambda$ 进行优化。本文提出的混合模型预测控制策略框图如图3所示。

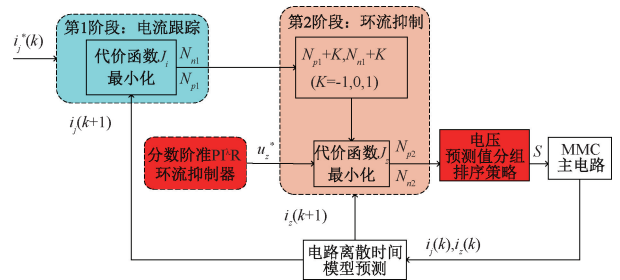


图3 混合模型预测控制结构

Fig.3 Control structure diagram of the hybrid MPC

#### 3.1 改进型间接模型预测控制策略

改进型间接模型预测控制策略采用电压预测值分组排序策略来平衡波动的电容器电压。在这种情况下，算法需要桥臂中导通状态SM的数量 $N$ 和桥臂电流。

为了优化输出电流和环流，成本函数构建如下：

$$J_i = |i_j^*(k+1) - i_j(k+1)| \quad (13)$$

$$J_z = |i_{z_j}(k+1)| \quad (14)$$

将输出电流和循环电流的成本函数分离为式(13)和(14)，然后以顺序方式实现多目标控制，避免了繁琐

的加权因子设计。

考虑到较高的  $dv/dt$ , 电压等级的多级跳跃是不可取的。因此, 可以通过根据前一个最佳电压等级限制滚动次数来进一步简化 MPC 策略。在当前时间步长, 滚动优化仅考虑前一个最佳电压等级周围的最近电压等级。这样, 无论 SM 的数量如何, 每个滚动优化过程中可用的电压等级数量都会有效地减少到两个或 3 个。例如, 如果(前一个)最佳电压等级为 3, 则最近档位的范围将限制为 2、3 和 4。然后, 根据成本函数计算每个可用档位的成本函数值, 并选择产生最小成本函数的档位作为当前采样周期的最优电压档位。选取该最优水平的各臂中对应的导通状态开关管数量作为最优数量  $N$ 。图 4 所示为所提出的改进型间接 MPC 策略的框图。

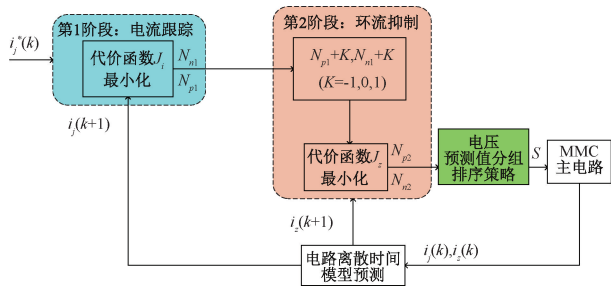


图 4 改进型间接 MPC 策略框图

Fig. 4 Improved indirect MPC strategy block diagram

由于计算量小和设计简单, 在 MMC 中应用 MPC 是有前途的。然而, 在这种方式下, 分级优化模式将仅仅表现出优异的输出电流性能, 但是不可避免地限制了选择范围, 并且牺牲了对第 2 级环流控制的控制效果。

### 3.2 电压预测值分组排序策略

改进型间接模型预测控制策略中所用到的电压预测值分组排序策略如下。传统的电容均压算法用的是冒泡排序法来对每个桥臂中的电容电压进行排序。然后根据桥臂电流的方向和排序结果来设置当前采样周期的最终最优开关状态。如果臂电流为正, 将需要投入的子模块个数根据所有子模块电容电压进行电压升序排列, 具有较低电压的子模块将被设置为导通状态以对其电容器充电, 而另一个子模块将被设置为关断状态。如果臂电流为负, 将需要投入的子模块个数根据所有子模块电容电压进行电压降序排列, 具有较高电压的子模块将被设置为导通状态, 以使其电容器放电, 其他子模块将被设置为关断状态。这种大规模排序方式在子模块数量较多时会产生显著的计算负担。

本文针对传统大规模排序算法存在的计算冗余问题, 提出了一种电压预测值分组排序策略。该策略将桥臂子模块按工作状态划分为开通组和关断组, 每组单独排序。这种分组处理机制具有双重优势: 一方面消除大规

模排序的冗余计算; 另一方面借助子模块电压波动预测, 实现了对子模块电容电压波动的主动抑制, 在保证系统稳定性的同时显著提升了控制效率。

SM 插入数量的变化定义为:

$$\Delta N = N(k) - N(k - 1) \quad (15)$$

式中:  $N(k)$  为当前计算插入数;  $N(k-1)$  为前一个插入数。若  $\Delta N \geq 0$ , 则当前导通状态 SM 的下一步电容电压  $u_{c_{jij}}(k+1)$  由 (11) 式计算,  $V_c^*$  为子模块电容参考电压, 假设保持导通状态, 纹波电压表示为:

$$\Delta u_{c_{jij}}(k + 1) = u_{c_{jij}}(k + 1) - V_c^* \quad (16)$$

式中:  $S_{jij}(k)$  为 j 相上对应桥臂单个子模块在 k 时刻投入的子模块状态;  $\delta$  为用户限定的子模块电压波动率;  $S_{jij}$  为控制策略给出子模块的开关信号。如果纹波电压超出定义的电压带, 则相应的 SM 将被关闭, 否则, SM 保持导通状态。

$$S_{jij-p} = \begin{cases} S_{jij}(k), & \Delta u_{c_{jij}}(k + 1) \leq \delta V_c^* \\ 0, & \Delta u_{c_{jij}}(k + 1) > \delta V_c^* \end{cases} \quad (17)$$

为保持子模块电容电压的均衡, 建立目标函数如下:

$$J = \frac{i_{p,nj}(k) T_s}{C_{SM}} \left[ u_{c_{jij}}(k + 1) - \frac{V_{dc}}{N} \right] \quad (18)$$

在控制策略对 SM 投入状态预操作后, 预操作后关断状态的 SM 称为关断组, 导通状态的 SM 称为导通组。将当前导通状态关闭的 SM 数量定义为  $\Delta N_{off}$ 。因此, 需要额外打开的 SM 总数为  $\Delta N + \Delta N_{off}$ , 这些 SM 从关断组中选择 J 取最小值时对应子模块导通。如果  $\Delta N < 0$ , 则不需要计算当前导通状态 SM 的下一步电容电压, 并且从导通组中选择 J 取最小值时对应子模块关闭。因此, 所提出的排序方法可以降低开关频率并将电容电压保持在定义的范围。该方法的排序计算量相比传统冒泡排序法大大降低, 可有效减小寻优计算负担。图 5 所示为所提出的电压预测值分组策略框图。

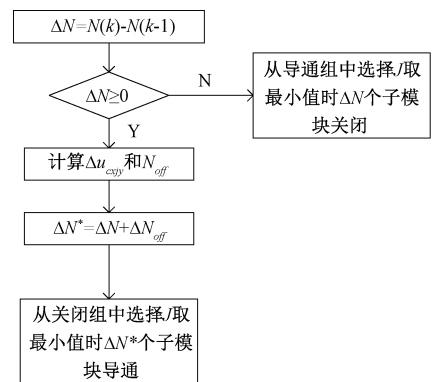


图 5 电压预测值分组策略框图

Fig. 5 Block diagram of voltage predicted value grouping strategy

### 3.3 分数阶准PI<sup>λ</sup>R控制器

理想PR控制器能够无静差跟踪交流信号对应频率,且能进行分相控制,无需考虑相位解耦问题。但由于理想PR控制器带宽较窄,抗干扰能力差,当频率波动时,在谐振频率点处的增益较小,影响抑制效果。准PR控制器带宽相对较宽,频率变化对其影响较小,增强了稳定性。

#### 1) 分数阶准PI<sup>λ</sup>R环流抑制器的结构

由于MMC环流的非线性特性,分数阶控制器比整数阶控制器具有更好的动态性能和鲁棒性。本文提出的抑制策略以准PR控制器为主,引入分数阶积分环节,共同构成准PI<sup>λ</sup>R环流抑制器。准PI<sup>λ</sup>R控制器的传递函数为:

$$G(s) = K_p + \frac{K_i}{s^\lambda} + \frac{2K_r\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_o^2}, \lambda \in (0, 1) \quad (19)$$

式中: $K_p$ 、 $K_i$ 、 $K_r$ 分别为比例控制增益、积分控制增益、谐振控制增益; $\omega_c$ 、 $\omega_o$ 分别为截止频率、谐振频率; $\lambda$ 为积分环节阶数。

基于PI<sup>λ</sup>R控制器的环流抑制原理如图6所示,以A相为例。桥臂环流先流过二阶低通滤波器,分离出低于倍频的分量,然后与环流 $i_{cira}$ 做差分,得到倍频交流分量 $i_{cira\_2f}$ 。为使桥臂环流倍频交流分量的最终含量为0,将 $i_{cira\_2f}$ 参考值(0)进行比较,得到差值 $-i_{cira\_2f}$ ,再通过PI<sup>λ</sup>R控制器进行跟踪,并设定谐振频率为基频的2倍,有效抑制环流中的二次频率分量。最后输出为A相内部不平衡压降参考值 $u_a^*$ 。

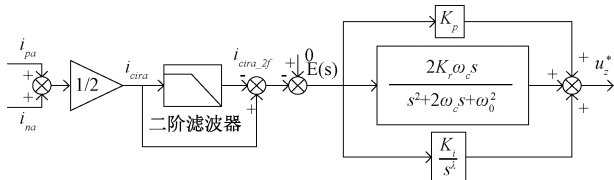


图6 基于PI<sup>λ</sup>R控制器的环流抑制策略框图

Fig. 6 Block diagram of cyclic current suppression strategy based on PI<sup>λ</sup>R controller

#### 2) 分数阶控制器的参数设计

文献[15]的分数阶参数设计使用的是Flatphase与经典的相位裕度、幅值裕度相结合的方法其参数设计过程复杂,计算量大。文献[19]用GWO算法优化分数阶模糊控制器的参数。本文针对分数阶PI<sup>λ</sup>R参数的高维非线性优化需求选择GWO进行优化。与整数阶控制器相比,本文提出的分数阶控制器增加了参数 $\lambda$ ,可将积分阶数扩展到一定范围的实数阶,实现对幅频、相频特性的精细调节,从而提升了控制系统的自适应能力。

GWO作为一种基于群体智能的优化算法,由

Mirjalili等<sup>[20]</sup>于2014年首次提出。该算法模拟了自然界中灰狼群体的社会结构和捕猎策略,通过建立 $\alpha$ 、 $\beta$ 、 $\delta$ 3级领导层和 $\omega$ 追随层的等级制度来实现优化过程。其中, $\alpha$ 狼作为最优解, $\beta$ 和 $\delta$ 狼分别代表次优解, $\omega$ 狼则根据前三者的位置信息进行迭代更新。灰狼种群的更新公式如下:

$$D = |C \cdot X_p(t) - X(t)| \quad (20)$$

$$X(t+1) = X_p(t) - A \cdot D \quad (21)$$

$$A = 2a \cdot r_1 - a \quad (22)$$

$$C = 2 \cdot r_2 \quad (23)$$

式中: $D$ 为灰狼与猎物之间的位置距离; $t$ 表示当前的迭代时间; $A$ 、 $C$ 是系数向量; $X_p$ 是猎物的位置向量; $X$ 是灰狼的位置向量; $a$ 是步长因子,在迭代过程中从初始值2线性递减至0; $r_1$ 、 $r_2$ 取 $[0, 1]$ 间的随机值,用于增强算法探索能力。

在GWO中,领导层的 $\alpha$ 、 $\beta$ 、 $\delta$ 个体被认为是当前最优解集,其他灰狼为 $\omega$ , $\omega$ 狼更新位置朝向 $\alpha$ 、 $\beta$ 、 $\delta$ 种群,数学模型如下:

$$D_\alpha = |C_1 \cdot X_\alpha - X| \quad (24)$$

$$D_\beta = |C_2 \cdot X_\beta - X| \quad (25)$$

$$D_\delta = |C_3 \cdot X_\delta - X| \quad (26)$$

式中: $X_\alpha$ 表示 $\alpha$ 狼的位置; $X_\beta$ 表示 $\beta$ 狼的位置; $X_\delta$ 表示 $\delta$ 狼的位置; $C_1$ 、 $C_2$ 、 $C_3$ 是随机值; $X$ 表示当前解决方案位置。用式(24)~(26)计算出当前解位置与 $\alpha$ 、 $\beta$ 、 $\delta$ 灰狼位置之间的距离。定义距离之后,当前解的最终位置计算如下:

$$X_1 = X_\alpha - A_1 \cdot D_\alpha \quad (27)$$

$$X_2 = X_\beta - A_2 \cdot D_\beta \quad (28)$$

$$X_3 = X_\delta - A_3 \cdot D_\delta \quad (29)$$

$$X(t+1) = \frac{X_1 + X_2 + X_3}{3} \quad (30)$$

将所求出的 $D_\alpha$ 、 $D_\beta$ 、 $D_\delta$ 代入式(27)~(29),用式(30)更新 $\omega$ 狼的最终位置。随机向量 $A$ 、 $C$ 的引入有效维持了算法的全局探索与局部开发平衡。

本文采用误差性能指标(ITAE)作为其适应度函数,以提高环流抑制器的快速动态响应性能,减小超调量。适应度函数表达式为:

$$ITAE = \int_0^\infty t |e(t)| dt \quad (31)$$

式中: $t$ 表示时间; $e(t)$ 表示误差量。

分数阶控制器的参数优化框图如图7所示。虚线框所示的为GWO算法。 $i_{cira\_ref}$ 为A相环流参考值; $i_{cira}$ 为A相环流实际值; $e$ 为A相环流参考值与实际值的偏差; $G(s)$ 为准PI<sup>λ</sup>R控制器的传递函数。

控制器参数具体优化步骤如下:

1) 定义目标函数和设计变量。可以使用ITAE作为

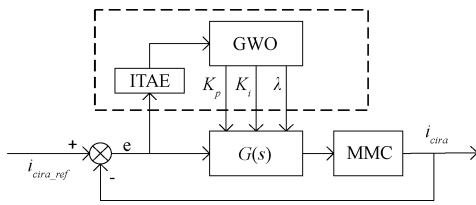


图 7 分数阶控制器参数优化框图

Fig. 7 Block diagram for parameter optimization of fractional-order controller

目标函数,设计比例控制增益  $K_p$ 、积分控制增益  $K_i$  和积分阶次  $\lambda$  的变量。

2) 初始化灰狼算法的参数。根据经验和系统特性,灰狼算法的种群规模选为 30,最大迭代次数选 20,  $K_p$  搜索范围取 0~300,  $K_i$  搜索范围取 0~100,  $\lambda$  搜索范围取 0~1。在参数范围内,随机生成种群规模数量的灰狼个体,每个个体代表一组参数  $(K_p, K_i, \lambda)$ 。评估每个个体的适应度,即目标函数值 ITAE。

3) 更新灰狼位置。根据当前最优解 ( $\alpha$  狼)、次优解 ( $\beta$  狼) 和第 3 优解 ( $\delta$  狼) 的位置,更新其他灰狼的位置。更新位置的公式为式(27)~(29),用式(30)确定  $\omega$  狼的最终位置。

4) 调整参数  $a$ 。参数  $a$  在迭代过程中线性递减,从 2 递减到 0,控制搜索范围。

5) 迭代优化。重复步骤 3) 和 4),直到满足终止条件(例如达到最大迭代次数或适应度值满足要求)。在每次迭代中,记录最优解及其对应的参数。

6) 输出结果。判断是否达到终止条件,是则输出最优灰狼位置。输出的最优灰狼位置就为  $K_p, K_i, \lambda$  的最优值,结束流程。

通过 GWO 优化发现,最小输出目标函数 ITAE 值对应  $K_p = 21.4, K_i = 47.5, \lambda = 0.73$ 。在谐振增益  $K_r$  和截止频率  $\omega_c$  的参数选择上,参考文献[21]给出在准 PR 控制器随参数变化时,传递函数的 Bode 图。在考虑增益效果和带宽大小的平衡上,选定了谐振增益  $K_r = 410$ ,截止频率  $\omega_c = 10 \text{ rad/s}$ 。

## 4 仿真与实验分析

### 4.1 仿真结果与分析

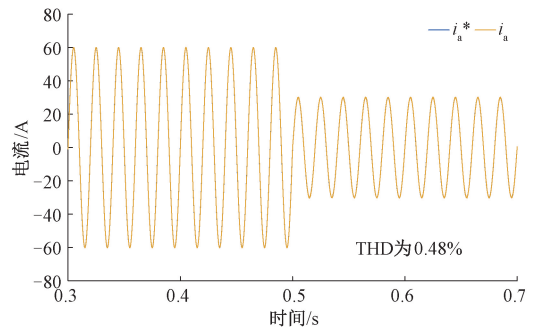
为验证 H-MPC 控制策略的有效性,本文基于 MATLAB/Simulink 平台构建了图 1 所示的系统仿真模型,其控制策略原理如图 3 所示,具体参数配置如表 1 所示。传统间接 MPC 与本文所提出的 H-MPC 方案作仿真验证对比如图 8、9 所示,可观察到,系统在  $t = 0.5 \text{ s}$  时发生电流幅度参考值阶跃从 60 A 到 30 A。

表 1 仿真参数

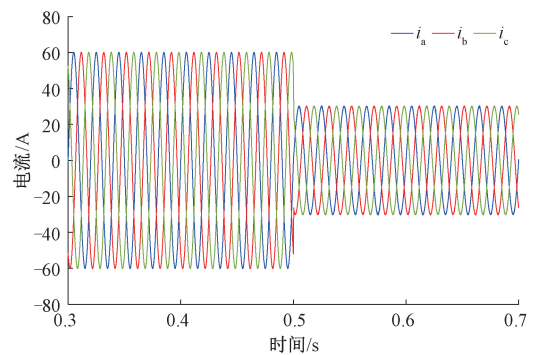
Table 1 Simulation parameter

| 参数                      | 数值    |
|-------------------------|-------|
| 单桥臂子模块个数 $N$            | 4     |
| 直流侧电压 $U_{dc}/\text{V}$ | 1 200 |
| 子模块电容 $C/\text{mF}$     | 6     |
| 桥臂电感 $L/\text{mH}$      | 1.5   |
| 负载阻抗 $R/\Omega$         | 8     |
| 负载电感 $L/\text{mH}$      | 8     |
| 采样时间 $T_s/\mu\text{s}$  | 10    |

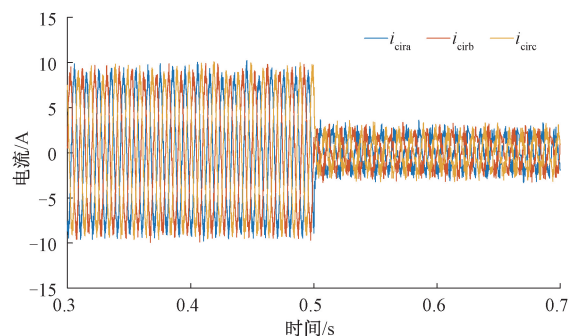
图 8(a) 和 9(a) 所示分别为传统间接 MPC 与 H-MPC 的输出电流跟踪波形对比,可以看出,传统间接 MPC 和所提出的 H-MPC 的输出电流都完全跟随其参考值,电流的 THD 相似,分别为 0.48% 和 0.43%。图 8(b) 和 9(b) 所示为三相输出电流。



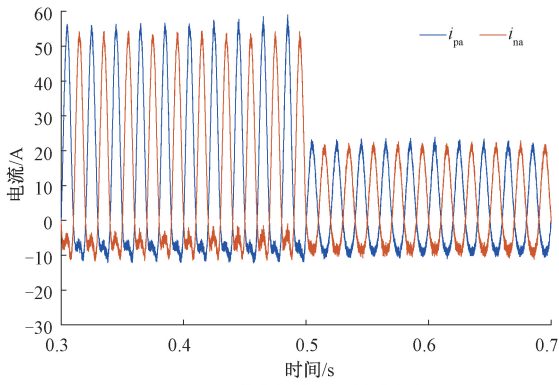
(a) 传统间接MPC输出电流跟踪  
(a) Traditional indirect MPC output current tracking



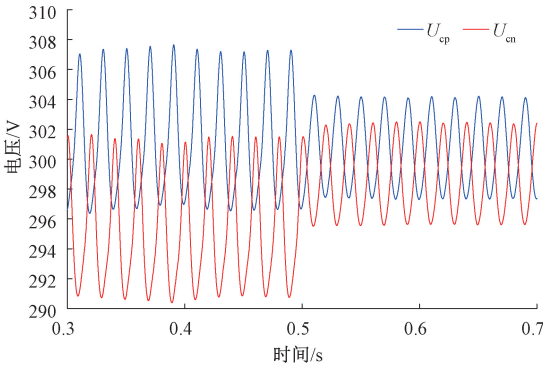
(b) 传统间接MPC输出三相交流电流  
(b) Traditional indirect MPC outputs three-phase alternating current



(c) 传统间接MPC环流  
(c) Traditional indirect MPC circulation



(d) 传统间接MPC桥臂电流  
(d) Traditional indirect MPC bridge arm current



(e) 传统间接MPC子模块电容电压  
(e) Capacitor voltage of the traditional indirect MPC sub-module

图8 传统间接MPC的仿真波形

Fig.8 Simulation waveforms of traditional indirect MPC

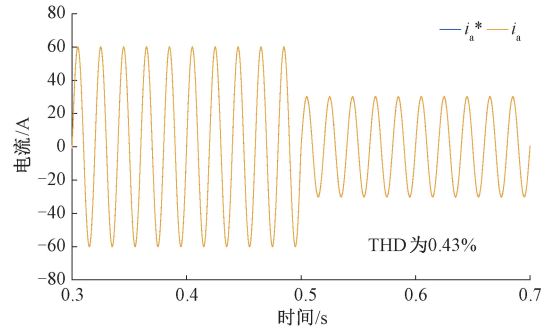
为了清楚地观察内部环流(交流分量),采用高通滤波器滤除直流分量  $i_{dc}$ ,通带边缘频率设为 1 Hz。图 8(c)和 9(c)所示为三相环流波形,0.5 s 前,环流幅值接近 10 A,传统间接 MPC 的环流性能较差,本文提出的 H-MPC 的环流抑制性能,环流幅值减小至约 2 A,降低了 80%,验证了 H-MPC 在环流抑制方面的有效性,解决了传统间接 MPC 环流抑制不足的问题。0.5 s 后发生阶跃,传统间接 MPC 方法和混合 MPC 的环流幅度随着输出电流减小而快速减小,这反映了所提出的 H-MPC 方法是有对循环电流的跟踪和控制能力。图 8(d)和 9(d)所示分别为 a 相上下臂电流。由于环流得到较大抑制,H-MPC 的桥臂电流谐波分量更少,波形更平滑。

图 8(e)和 9(e)所示分别为 a 相上下臂子模块电容电压。传统间接 MPC 策略下的子模块电容电压上下桥臂电压存在着明显的偏差,在 0.5 s 之前,传统间接 MPC 策略子模块电容电压在 300 V 上下波动 11 V。与之相比,所提出的 H-MPC 策略下的子模块电容电压在 300 V 上下波动 10 V,子模块电压波动降低了 9%。

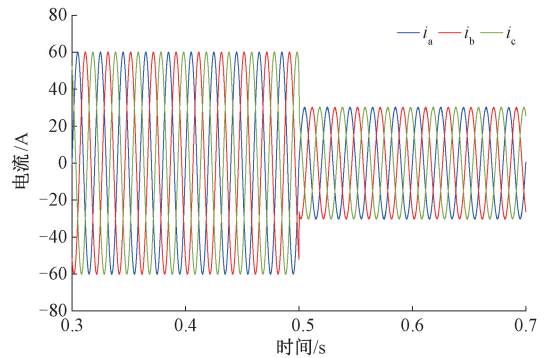
#### 4.2 实验验证

实验平台由主电路和控制电路两部分组成。主电路为无源负载的三相五电平 MMC 逆变器拓扑,每个桥臂由

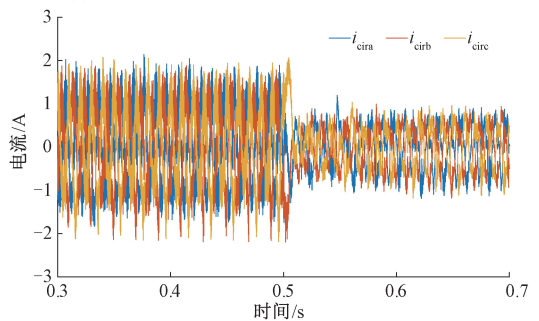
4 个子模块级联而成。考虑到多子模块系统带来的控制复杂度提升。因此控制电路采用一块主控制器 dsp28377 搭配一块辅助控制器 dsp28335 完成三相 MMC 变换器的控制。在 MMC 实验平台上验证所提策略有效性,实验平台如图 10 所示,其参数如表 2 所示。



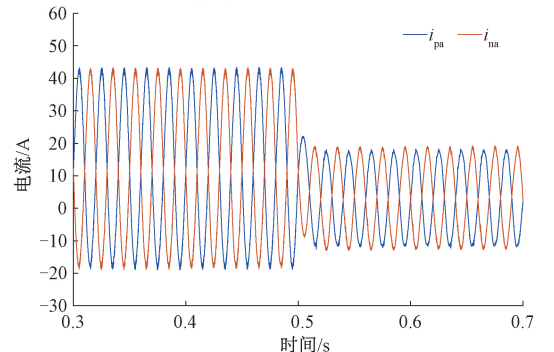
(a) H-MPC输出电流跟踪  
(a) Hybrid MPC output current tracking



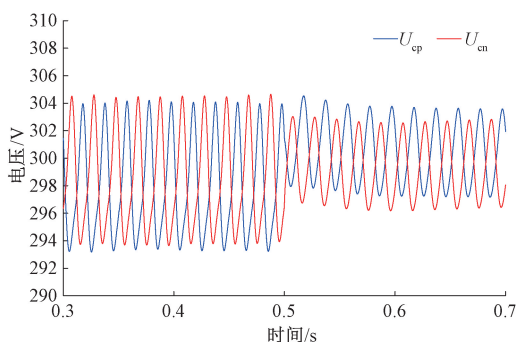
(b) H-MPC输出三相交流电流  
(b) Hybrid MPC outputs three-phase alternating current



(c) H-MPC环流  
(c) Hybrid MPC circulation



(d) H-MPC桥臂电流  
(d) Hybrid MPC bridge arm current



(e) H-MPC子模块电容电压  
(e) Hybrid MPC capacitor voltage of sub-module

图 9 H-MPC 的仿真波形

Fig. 9 Simulation waveform of hybrid MPC

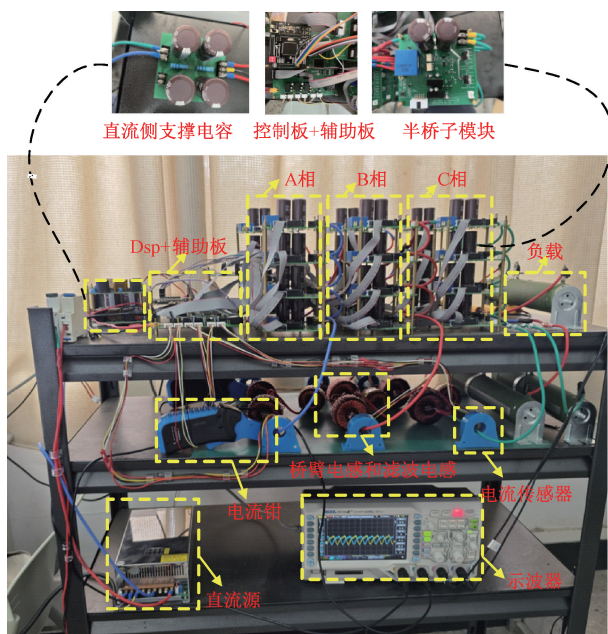


图 10 实验样机

Fig. 10 Experimental prototype

表 2 实验参数

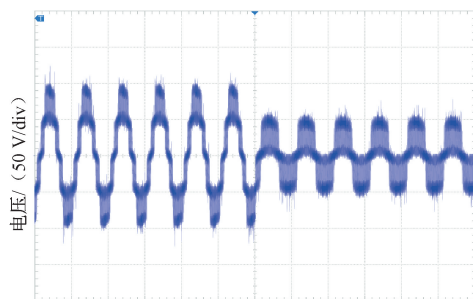
Table 2 Experiment parameter

| 参数               | 数值  |
|------------------|-----|
| 单桥臂子模块个数 $N$     | 4   |
| 直流侧电压 $U_{dc}/V$ | 200 |
| 子模块电容 $C/mF$     | 2   |
| 桥臂电感 $L/mH$      | 5   |
| 负载阻抗 $R/\Omega$  | 10  |
| 负载电感 $L/mH$      | 4   |
| 采样时间 $T_s/\mu s$ | 10  |

在 MMC 实验平台上对传统间接 MPC 策略动态性能的验证结果如图 11 所示。在 300 ms 之前,输出电流的参考值设置为 3 A,为了验证其动态性能,输出电流参考

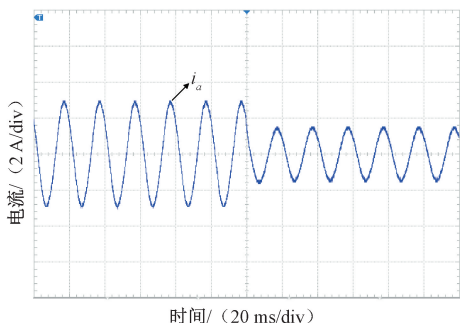
值在 300 ms 时减小 1 倍。其中,图 11(a)为 MMC 换流器中交流侧输出电平电压波形,MMC 的输出电压电平从五电平切换至三电平,且输出电压质量相当出色。图 11(b)为 MMC 换流器中交流侧输出电流波形,在参考值从 3 A 降至 1.5 A 的动态过程中仍保持良好的跟随性。图 11(c)为上下桥臂电流和环流波形。在 300 ms 之前,传统间接 MPC 策略下的的环流的峰峰值为 0.85 A,虽然被抑制但还是较大。图 11(d)为上下桥臂子模块电容电压波形。子模块电容电压存在着明显的偏差,在 300 ms 之前,传统间接 MPC 策略下的子模块电容电压上下波动 10 V,呈现上桥臂电压偏高、下桥臂电压偏低的非均衡现象。

H-MPC 策略在相同测试条件下的实验验证结果如图 12 所示。实验设置保持一致性,初始参考电流 3 A, 300 ms 时阶跃降至 1.5 A。从图 12(a)可以看出,本文所提策略的交流侧输出电平电压波形和传统间接模型预测控制策略一样从五电平降低至三电平。从图 12(b)可以看出,交流侧输出电流波形平滑,动态响应快速。从图 12(c)可以看出,在 300 ms 之前,H-MPC 策略下的的环流的峰峰值为 0.4 A,桥臂产生的环流波动水平大幅降低,较传统间接 MPC 策略降低了 53%。由图 12(d)可以看出,相比于传统间接 MPC,上下桥臂电压均衡性显著改善,子模块电容电压稳定的在 50 V 上下波动,并且在 300 ms 之前,子模块电容电压在 50 V 上下波动 9 V,子模块电压波动降低了 10%。



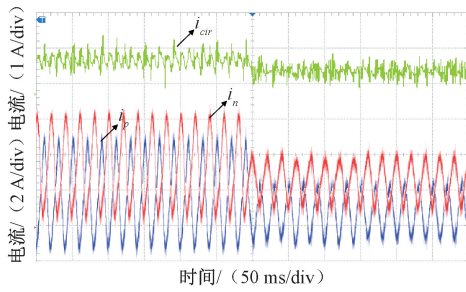
(a) 传统间接MPC输出电平电压

(a) The traditional indirect model predicts and controls the output level voltage



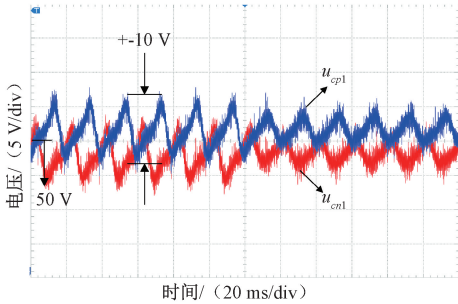
(b) 传统间接MPC输出电流

(b) The traditional indirect model predicts and controls the output current



(c) 传统间接MPC上下桥臂电流和环流

(c) The traditional indirect model predicts the current and circulating current of the upper and lower bridge arms

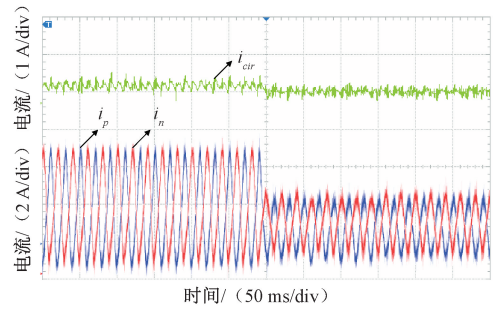


(d) 传统间接MPC子模块电容电压

(d) Traditional indirect model predicts the capacitance voltage of sub-modules

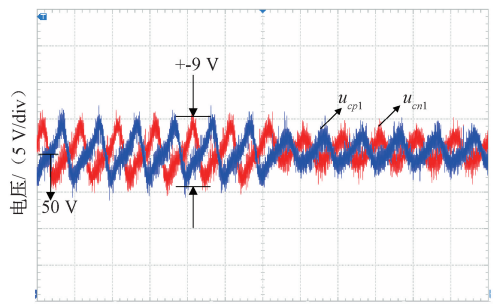
图 11 传统间接 MPC 的实验验证

Fig. 11 Experimental verification of traditional indirect model predictive control



(c) H-MPC上下桥臂电流和环流

(c) Hybrid MPC the current and circulating current of the upper and lower bridge arms

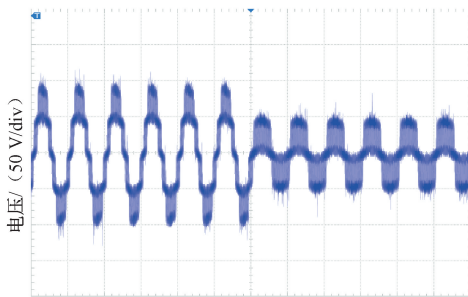


(d) H-MPC子模块电容电压

(d) Hybrid MPC the capacitor voltage of the sub-module

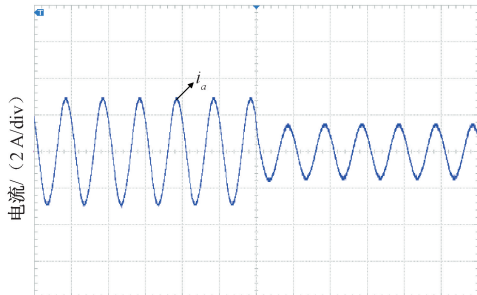
图 12 H-MPC 的实验验证

Fig. 12 Experimental verification of hybrid MPC



(a) H-MPC输出电平电压

(a) Hybrid MPC the output level voltage



(b) H-MPC输出电流

(b) Hybrid MPC the output current

## 5 结论

本文提出了 H-MPC 策略,该策略的 MPC 部分是通过优化传统间接 MPC 实现的。优化的 MPC 不需要复杂的加权因子设计,具有更低的计算量。提出电容电压预测值分组的子模块电压平衡方案,可以有效减少排序算法的复杂度,减轻控制器计算负担。传统的间接 MPC 将仅仅表现出优异的输出电流性能,不可避免地限制了选择范围,并且牺牲了对第 2 级环流控制的控制效果。针对传统间接 MPC 方法环流抑制效果不理想的问题,提出了一种新的混合 MPC 解决方案。在间接 MPC 的框架中,加入了准 PI<sup>λ</sup>R 控制器来抑制环流,并采用双闭环结构来实现多目标控制,结合了 MPC 和非线性控制的优点。本文通过 MATLAB/Simulink 的仿真与实验将所提策略与传统间接模型预测控制方案进行对比,所提的混合控制策略在保证 MPC 快速动态响应和输出电流质量的同时,环流抑制效果非常显著,并增强了电容电压均衡能力,减少了子模块电压波动,降低了系统损耗。

## 参考文献

[ 1 ] 吴青峰,王策,刘立群,等.基于 MMC 的电动汽车非等容退役锂电池能量均衡控制策略[J].电网技术,

- 2026,50(1):345-354.
- WU Q F, WANG C, LIU L Q, et al. Energy equalization control strategy for non-equal capacity retired EV batteries based on MMC [J]. *Power System Technology*, 2026,50(1):345-354.
- [ 2 ] 程启明,张梁,程尹曼,等.不平衡电网下 MMC-UPFC 的反演-滑模控制策略[J]. *电子测量与仪器学报*, 2024,38(6):67-74.
- CHENG Q M, ZHANG L, CHENG Y M, et al. A backstepping-sliding mode control strategy for MMC-UPFC under unbalanced grid conditions[J]. *Journal of Electronic Measurement and Instrumentation*, 2024, 38(6):67-74.
- [ 3 ] 田艳军,王学成,李兆杰,等.模块化多电平换流器宽范围能量线性化和模型降阶的全状态反馈控制[J]. *中国电机工程学报*, 2025,45(23):9392-9405.
- TIAN Y J, WANG X CH, LI ZH J, et al. Full-state feedback control for wide-range energy linearization and model order reduction of modular multilevel converters[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2025,45(23):9392-9405.
- [ 4 ] 刘玥良,滕甲训,赵巍,等.级联模块化中压电机驱动系统功率密度优化设计[J]. *中国电机工程学报*, 2024,44(24):9867-9884.
- LIU Y L, TENG J X, ZHAO W, et al. Power density optimization design for cascaded modular medium-voltage motor drive systems [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2024, 44(24):9867-9884.
- [ 5 ] 孙沐紫,马文忠,王玉生,等.基于重复控制的 MMC 交直流阻抗建模与稳定性分析[J]. *电力系统保护与控制*, 2025,53(2):163-175.
- SUN M Z, MA W ZH, WANG Y SH, et al. Repetitive control-based MMC AC/DC impedance modeling and stability analysis [J]. *Power System Protection and Control*, 2025, 53(2):163-175.
- [ 6 ] 王一振,王之谦,雷鸣,等.海上风电柔直送端 MMC 全功率范围电压稳定控制架构及其参数优化方法[J/OL]. *中国电机工程学报*, 1-14 [2025-04-25].
- WANG Y ZH, WANG ZH Q, LEI M, et al. Full power range voltage stability control architecture and parameter optimization method for MMC in offshore wind power flexible DC transmission sending-end [J/OL]. *Proceedings of the CSEE*, 1-14 [2025-04-25].
- [ 7 ] 刘述喜,刘科,黄思源,等.基于多源融合图与 SE-BiGRU-ResNet 模型的 MMC 子模块开路故障诊断[J]. *仪器仪表学报*, 2024,45(11):322-337.
- LIU SH X, LIU K, HUANG S Y, et al. MMC submodule open-circuit fault diagnosis based on a multi-source fusion graph and SE-BiGRU-ResNet model [J]. *Chinese Journal of Scientific Instrument*, 2024, 45(11):322-337.
- [ 8 ] 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 Q R, XU ZH, ZHENG X, et al. Mechanism analysis of circulating current in modular multilevel converter-based HVDC transmission [J]. *High Voltage Engineering*, 2010, 36(2):547-552.
- [ 9 ] 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 Y B, JIANG D ZH, GUO J, et al. Analysis of submodule capacitor voltage fluctuation and circulating current in modular multilevel converters[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2012, 32(24):8-14,4.
- [ 10 ] 梁营玉,张涛,刘建政,等.模型预测控制在 MMC-HVDC 中的应用[J]. *电工技术学报*, 2016,31(1):128-138.
- LIANG Y Y, ZHANG T, LIU J ZH, et al. Application of model predictive control in MMC-HVDC systems [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2016, 31(1):128-138.
- [ 11 ] 何志兴,罗安,熊桥坡,等.模块化多电平变换器模型预测控制[J]. *中国电机工程学报*, 2016,36(5):1366-1375.
- HE ZH X, LUO A, XIONG Q P, et al. Model predictive control of modular multilevel converters[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2016, 36(5):1366-1375.
- [ 12 ] PEREZ M A, RODRIGUEZ J, FUENTES E J, et al. Predictive control of AC-AC modular multilevel converters [J]. *Transactions on Industrial Electronics*, 2012, 59(7):2832-2839.
- [ 13 ] VATANI M, BAHRANI B, SAEEDIFARD M, et al. Indirect Finite Control Set Model Predictive Control of Modular Multilevel Converters[J]. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 2015, 6(3):1520-1529.
- [ 14 ] 王杉,谢利理,王海宇. MMC-HVDC 简化有限集快速模型预测控制研究[J]. *电工电能新技术*, 2019, 38(6):16-26.
- WANG SH, XIE L L, WANG H Y. Research on simplified finite-control-set fast model predictive control for MMC-HVDC[J]. *Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy*, 2019, 38(6):16-26.
- [ 15 ] 郑征,李佩柯,李绍令,等.模块化多电平变换器分数阶  $PI^\lambda$  环流抑制策略[J]. *电力系统保护与控制*,

2023, 51(1):113-121.

ZHENG ZH, LI P K, LI SH L, et al. Fractional-order PI<sup>λ</sup> circulating current suppression strategy for modular multilevel converters [J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(1):113-121.

- [16] CHEN X, ZHANG J. MMC circulation suppression optimization strategy based on Quasi-PI<sup>λ</sup>R controller [C]. 2023 IEEE International Conference on Advanced Power System Automation and Protection (APAP), 2023: 167-172.
- [17] LI Z, WANG P, ZHU H, et al. An improved pulse width modulation method for chopper-cell-based modular multilevel converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(8):3472-3481.
- [18] SAMAJDAR D, BHATTACHARYA T, DEY S. A reduced switching frequency sorting algorithm for modular multilevel converter with circulating current suppression feature [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(11):10480-10491.
- [19] 范鲁娜. 灰狼算法优化分数阶模糊控制器参数 [J]. 计算机应用与软件, 2021, 38(10):330-334, 349.  
FAN L N. Grey wolf optimizer for parameter tuning of fractional-order fuzzy controllers [J]. Computer Applications and Software, 2021, 38(10):330-334, 349.
- [20] Mirjalili S, Mirjalili S M, Lewis A. Grey wolf optimizer [J]. Advances in Engineering Software, 2014, 69:46-61.
- [21] 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.  
ZHAO Q Y, YU F SH, HE G F, et al. Parameter design of quasi-PR controller for circulating current suppression in MMC [J]. Renewable Energy Resources, 2018, 36(1):51-56.

## 作者简介



徐鹏, 2001年于重庆大学获得学士学位, 2006年于重庆大学获得硕士学位, 2015年于西南交通大学获得博士学位, 现为重庆理工大学副教授、硕士生导师, 主要研究方向为电气系统智能控制技术。

E-mail: xupeng@cqut.edu.cn

**Xu Peng** received his B. Sc. degree from Chongqing University in 2001, M. Sc. degree from Chongqing University in 2006 and Ph. D. degree from Southwest Jiaotong University in 2015, respectively. Now he is an associate professor and a M. Sc. supervisor at Chongqing University of Technology. His main research interests include Intelligent control technology for electrical systems.



曹方, 2022年于重庆邮电大学移通学院获得学士学位, 现为重庆理工大学硕士研究生, 主要研究方向为模块多电平变换器控制。

E-mail: 1123096512@qq.com

**Cao Fang** received his B. Sc. degree from Chongqing University of Posts and Telecommunications, College of Mobile Communication in 2022. Now he is a M. Sc. candidate at Chongqing University of Technology. His main research interests include modular multilevel converter control.



李德智 (通信作者), 2014年于重庆大学获得学士学位, 现为重庆中烟工业有限责任公司工程师, 主要研究方向为设备安全及其数字化、智能化。

E-mail: 309759079@qq.com

**Li Dezhi** (Corresponding author) received his B. Sc. degree from Chongqing University in 2014. Now he is an Engineer at Chongqing Tobacco Industrial Co., Ltd. His main research interests include equipment safety and its digitalization and intelligentization.