

基于等效电流分解模型的模块化多电平交—交变换器控制方法

岳雨霏, 王文, 唐欣, 汤赐

(长沙理工大学电气与信息工程学院, 湖南长沙 410114)

摘要:交—交变换器作为电能变换的关键环节,在统一电能质量调节器、电力机车牵引和变频电源等领域具有重要作用,模块化多电平交—交变换器(AC/AC-MMC)是直接交—交变频中具有广阔发展前景的一种拓扑结构。首先根据单相 AC/AC-MMC 桥臂电气量与输入、输出间的关系,推导得到输入回路、输出回路、环流回路相互解耦的等效电流分解模型,实现输入、输出及相间环流回路的独立控制;然后,建立关于该模型及电容电压平衡控制的性能指标评估函数,提出一种基于桥臂电平数遍历模型预测控制(MPC)方法,该方法以性能指标最优为目标,选取桥臂输出电平数最优值,实现对输入电流、输出电流、环流的准确跟踪,以及对子模块电容电压的平衡控制;基于所提 MPC 方法,提出子模块内部损耗均衡控制优化方法,通过均匀分配子模块左、右桥臂开关状态,实现子模块内部损耗均衡分布,提高系统运行可靠性;最后,搭建 PSIM 仿真模型,验证所提控制方法的可行性和有效性。

关键词:模块化多电平变换器;等效电流分解模型;模型预测控制;损耗均衡

DOI:10.19781/j.issn.1673-9140.2021.05.007 中图分类号:TM921 文章编号:1673-9140(2021)05-0050-11

A control method for modular multilevel AC/AC converter based the equivalent current decomposition model

YUE Yufei, WANG Wen, TANG Xin, TANG Ci

(School of Electrical and Information Engineering, Changsha University of Science and Technology, Changsha 410114, China)

Abstract: AC/AC converter, as the key part of power conversion, plays an important role in the unique power quality conditioner, electric locomotive traction technology and frequency variation power supply. The modular multilevel AC/AC converter (AC/AC-MMC) is a promising topology for direct AC/AC converting applications. Under the background, according to the relationship between the arm electrical quantities and the input and output of the single AC/AC-MMC, the equivalent current decomposition model of decoupled input circuit, output circuit and circulating current circuit is derived in this paper. The independent control of the three circuits is realized successfully. Then, the performance indexes evaluation function of the current model and capacitor voltage balance is established. And the model predictive control (MPC) method based on arm level traversing is proposed and utilized to realize the accurate

收稿日期:2020-06-18;修回日期:2020-08-10

基金项目:湖南省自然科学基金(2021JJ40605);湖南省研究生科研创新项目(QL20210201);湖南省教育厅科学研究项目(153893);湖南省重点实验室开放基金(2019ZNDL001)

通信作者:王文(1987-),男,博士,副教授,主要从事电力电子技术在电力系统中的应用研究;E-mail:wew@csust.edu.cn

current tracking of input current, output current and circulating current as well as the balance control of submodule (SM) capacitor voltages. The method selects the optimal arm level with the goal of the optimal performance indexes in the evaluation function. Based on the proposed MPC method, the optimized method of SM internal loss equalization control is proposed by equally distributing the switching states of the left and right arm of each SM, realizing the balanced distribution of SM internal loss, and improving the operation reliability. Finally, the PSIM simulation model is established to validate the feasibility and effectiveness of the proposed control method.

Key words: modular multilevel converter; equivalent current decomposition model; model predictive control; loss equalization

交—交变换技术是将某一频率和幅值的交流电能转换成同一或另一频率和幅值的交流电能的一种变流技术,广泛应用于电机的变频控制等领域^[1-3]。传统的交流调压有变压器调压、交流晶闸管调压等,其特点主要存在体积大、输出谐波畸变高,开关管承受的电压应力大、电路拓扑复杂等缺陷。随着 AC/AC 变换技术的应用领域不断向高电压、大容量电能变换的方向发展,现有器件的电压等级往往不能满足高压电能变换领域的需要,且高压器件价格较昂贵。而多电平技术是解决这一问题的有效方法,其采用更多的电平数合成输出波形,可获得很好的频谱特性,从而减小了滤波器体积、提高输出波形质量^[4-5]。模块化多电平变换器(modular multilevel converter, MMC)作为一种新型的无变压器的多电平拓扑结构,以其高度模块化、高冗余性和输出电能质量高等特性,被广泛应用于大功率电能变换领域^[6-7], DC/AC-MMC 和 AC/AC-MMC 分别由多个半桥子模块(half-bridge sub-module, HBSM)和全桥子模块(full-bridge sub-module, FBSM)级联构成。

AC/AC-MMC 可直接实现交—交变换,相比背靠背 MMC 系统,无需直流侧大电容^[8],其主要控制目标如下:

- 1) 保证变频输出电流对参考值的准确跟踪;
- 2) MMC 的输入电流兼顾负载容量和所有子模块电容电压稳定;
- 3) MMC 各子模块电容电压平衡;
- 4) 保证 MMC 桥臂相间谐波环流的抑制效果。

文献[9]对用于大功率低速牵引的 AC/AC-M³C 装置提出一种全解耦电流控制方法,实现对输入、输出和内部平衡电流的独立控制,平衡 M³C 的桥臂能量。通过平衡桥臂能量和内部谐波抑制可实现对不同拓扑结构的直接 AC/AC-MMC 的电压平衡和内部环流控制^[10-14]。文献[10]对 M³C 的电容

电压纹波进行了稳态分析,得到纹波电压与输入输出电流的关系;文献[12-13]分别提出通过 $\alpha\beta$ 变换控制和注入共模电压的方法抑制三星型桥 M²C² 的子模块电容电压波动,达到平衡电压的效果;文献[14]通过注入最优谐波平衡 M³C 六桥臂的能量,并使得子模块电压波动最小化。

模型预测控制(model predictive control, MPC)可以不经线性化实现多目标控制,是一种非线性的优化控制方法,可直接实现对 MMC 的简单控制。文献[15-16]将 MPC 用于 MMC,在每个控制周期内分别对各桥臂所有可能的开关组合所对应的目标控制量及引起的开关动作次数进行预测,选择使目标函数最小的开关组合作为下一周期的输出,实现了 MMC 的多目标控制。以上 MPC 均从变换器所有可能的开关组合中进行寻优,当子模块数量增多时,大量的开关组合增加了控制器的计算负担。

针对上述问题,该文提出一种基于电流分解模型的 AC/AC-MMC 控制策略。MMC 作为一种多输入多输出的非线性系统,其变量之间相互耦合,该文根据单相 AC/AC-MMC 4 个桥臂之间的线性关系,将其转化为输入、输出和相间环流 3 个独立的等效电流分解模型,并针对改模型提出一种基于桥臂电平数遍历 MPC 方法,通过选择最优桥臂电平数,实现对目标电流的准确跟踪和对子模块电压的平衡控制。同时,该文提出一种子模块内部损耗均衡控制优化方法,保证子模块内部开关损耗均衡分布,并通过仿真结果验证了所提方法正确性和有效性。

1 单相 AC/AC-MMC 功率变换器的运行原理

单相 MMC 结构的 AC/AC 变换器的基本拓扑

如图1所示,单相交流 u_s 输入,每相由上、下两个桥臂组成,每个桥臂均由 N 个 FBSM 级联构成(该文 $N=3$),该结构使得单相变换器的功率器件能以较小的电压应力和开关频率应用于高压大功率场合。其中负载为电阻 R_o 和电感 L_o 串联结构, i_o 为输出电流。图中, $i_{p,n1}$ 、 $i_{p,n2}$ 分别为 A、B 两相上、下桥臂电流, $u_{p,n1}$ 、 $u_{p,n2}$ 分别为上、下桥臂电压, L、R 为桥臂等效阻抗,图 1(a)可化简为图 1(b)所示等效电路。

假设输入、输出频率分别为 ω_1 和 ω_2 ,则输入电压、电流和输出电压、电流为

$$\begin{cases} u_s = U_s \sin(\omega_1 t) \\ i_s = I_s \sin(\omega_1 t + \varphi) \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{cases} u_o = U_o \sin(\omega_2 t) \\ i_o = I_o \sin(\omega_2 t + \theta) \end{cases} \quad (2)$$

式(1)、(2)中 φ 、 θ 分别为输入、输出电流的初相角。

根据图 1(b)中规定的电压、电流正方向,结合 KCL 和 KVL 定律,不考虑电路中的环流 i_{zh} 时,则有 $u_{p1} = u_{n2}$, $u_{p2} = u_{n1}$, $i_{p1} = i_{n2}$, $i_{p2} = i_{n1}$,桥臂电压、电流为

$$\begin{cases} u_{p1} = u_{n2} = (u_s - u_o)/2 \\ u_{p2} = u_{n1} = (u_s + u_o)/2 \end{cases} \quad (3)$$

$$\begin{cases} i_{p1} = i_{n2} = (i_s + i_o)/2 \\ i_{p2} = i_{n1} = (i_s - i_o)/2 \end{cases} \quad (4)$$

结合式(1)~(4),推导得到单相 AC/AC-MMC 4 个桥臂瞬时功率,即

$$\begin{aligned} \left\{ \begin{aligned} P_{p1,n2} &= [0.5(u_s - u_o)] \cdot [0.5(i_s + i_o)] = \\ &= (U_s I_s / 8) [\cos \varphi - \cos(2\omega_1 t + \varphi)] + \\ &= (U_s I_o / 8) \{ \cos[(\omega_2 - \omega_1)t + \theta] - \cos[(\omega_2 + \omega_1)t + \theta] \} - \\ &= (U_o I_s / 8) \{ \cos[(\omega_2 - \omega_1)t - \theta] - \cos[(\omega_2 + \omega_1)t + \theta] \} - \\ &= (U_o I_o / 8) [\cos \theta - \cos(2\omega_2 t + \theta)] \\ P_{p2,n1} &= [0.5(u_s + u_o)] \cdot [0.5(i_s - i_o)] = \\ &= (U_s I_s / 8) [\cos \varphi - \cos(2\omega_1 t + \varphi)] - \\ &= (U_s I_o / 8) \{ \cos[(\omega_2 - \omega_1)t + \theta] - \cos[(\omega_2 + \omega_1)t + \theta] \} + \\ &= (U_o I_s / 8) \{ \cos[(\omega_2 - \omega_1)t - \varphi] - \cos[(\omega_2 + \omega_1)t + \varphi] \} - \\ &= (U_o I_o / 8) [\cos \theta - \cos(2\omega_2 t + \theta)] \end{aligned} \right. \quad (5) \end{aligned}$$

由式(5)可知, $P_{p1,n2}$ 和 $P_{p2,n1}$ 包含 $2\omega_1$ 、 $2\omega_2$ 和 $\omega_2 \pm \omega_1$ 4 种频率功率分量,当 ω_2 越接近 ω_1 时, $(\omega_2 - \omega_1)$ 表现为低频,而低频瞬时功率分量会在桥臂上产生较大的能量波动,影响电流控制精确度和系统稳定性,且该能量波动会直接体现在桥臂子模块电容电压上,表现为低频电压波动;当 $\omega_2 = \omega_1$ 时,桥臂瞬时功率中包含直流功率分量,导致 AC/AC-MMC 内部功率不平衡,影响变换器内部能量平衡,此时需要向变换器内部注入环流电压和环流,用于抵消该直流功率分量^[17]。

2 等效电流分解模型

根据图 1(b)等效电路,列写回路 I、回路 II 的 KVL 方程,即

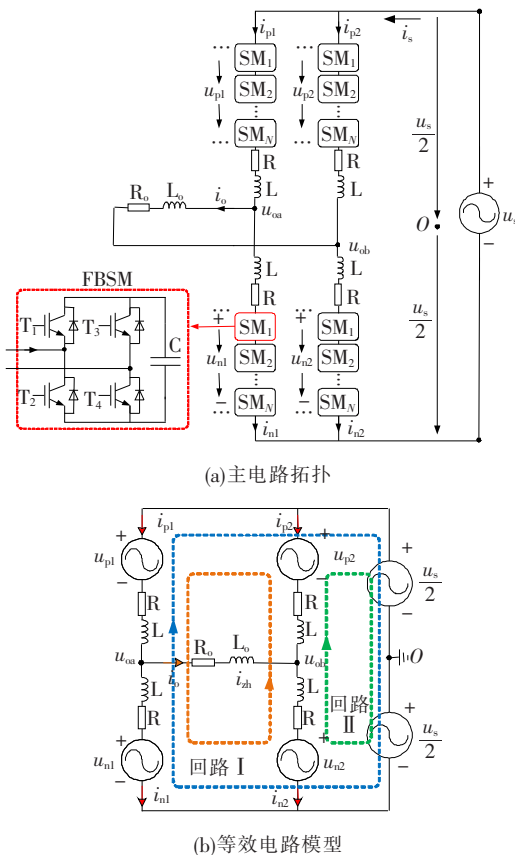


图 1 单相 AC/AC-MMC 拓扑结构

Figure 1 Topology of single-phase AC/AC-MMC

$$\begin{cases} L \frac{di_{p1}}{dt} + Ri_{p1} + L \frac{di_{n1}}{dt} + Ri_{n1} = u_s - u_{p1} - u_{n1} \\ L \frac{di_{p2}}{dt} + Ri_{p2} + L \frac{di_{n2}}{dt} + Ri_{n2} = u_s - u_{p2} - u_{n2} \end{cases} \quad (6)$$

令 u_{oa} 和 u_{ob} 分别为两相桥臂对 O 点的输出电压,则输出电压和电流为

$$\begin{cases} u_o = u_{oa} - u_{ob} \\ i_o = i_{p1} - i_{n1} = i_{n2} - i_{p2} \end{cases} \quad (7)$$

将式(7)代入式(6)可得回路方程为

$$\begin{cases} -\frac{1}{2}u_s + u_{p1} + L \frac{di_{p1}}{dt} + Ri_{p1} + u_{oa} = 0 \\ \frac{1}{2}u_s - u_{n1} - L \frac{di_{n1}}{dt} - Ri_{n1} + u_{oa} = 0 \end{cases} \quad (8)$$

$$\begin{cases} -\frac{1}{2}u_s + u_{p2} + L \frac{di_{p2}}{dt} + Ri_{p2} + u_{ob} = 0 \\ \frac{1}{2}u_s - u_{n2} - L \frac{di_{n2}}{dt} - Ri_{n2} + u_{ob} = 0 \end{cases} \quad (9)$$

由图 1(b)等效电路可知,回路 I、回路 II、环流回路与输入电流 i_s 、输出电流 i_o 及环流 i_{zh} 相关,结合式(3)、(4)、(7),可得 3 种电流与桥臂电流间的关系为

$$\begin{cases} i_s = i_{p1} + i_{p2} = i_{n1} + i_{n2} \\ i_o = i_{p1} - i_{n1} = i_{n2} - i_{p2} \\ i_{zh} = 0.5[(i_{p1} + i_{n1}) - (i_{p2} + i_{n2})] \end{cases} \quad (10)$$

由式(10)可将桥臂电流表示为

$$\begin{cases} i_{p1} = 0.5(i_s + i_o + i_{zh}) \\ i_{n1} = 0.5(i_s - i_o + i_{zh}) \\ i_{p2} = 0.5(i_s - i_o - i_{zh}) \\ i_{n2} = 0.5(i_s + i_o - i_{zh}) \end{cases} \quad (11)$$

将式(11)代入式(8)、(9)可得图 1(b)等效电路的输入回路、输出回路和环流回路分解方程为

$$\begin{cases} L \frac{di_s}{dt} + Ri_s = u_s - \frac{1}{2}(u_{p1} + u_{n1} + u_{p2} + u_{n2}) \\ (L + L_o) \frac{di_o}{dt} + (R + R_o)i_o = \\ \frac{1}{2}(-u_{p1} - u_{n1} + u_{p2} + u_{n2}) \\ L \frac{di_{zh}}{dt} + Ri_{zh} = \frac{1}{2}(-u_{p1} - u_{n1} + u_{p2} + u_{n2}) \end{cases} \quad (12)$$

由式(12)可得输入、输出、环流回路的等效电流分解模型,分别如图 2(a)~(c)所示。

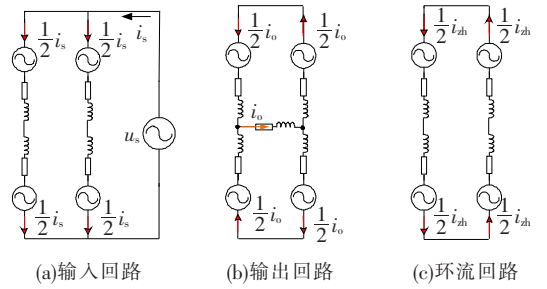


图 2 等效电流分解模型

Figure 2 Equivalent model of current decomposition

3 控制策略

该文将针对单相 AC/AC-MMC,基于第 2 节等效电流分解模型,提出一种基于桥臂电平数遍历 MPC 方法以选择最优桥臂输出电平数,提出子模块内部损耗均衡控制优化方法,实现子模块内部损耗平衡。

3.1 基于桥臂电平数遍历 MPC 方法

模型预测控制区别于其他控制策略的一个特点是滚动优化、滚动实施。而滚动优化是以使某一性能指标达到最优为目标进行的,该文将对等效电流分量的跟踪准确度和子模块电容电压平衡性能作为控制目标,建立单相 AC/AC-MMC 系统性能指标评估函数,即

$$J = \omega_1 |i_s^{\text{ref}} - i_s| + \omega_2 |i_o^{\text{ref}} - i_o| + \omega_3 |i_{zh}^{\text{ref}} - i_{zh}| + \omega_4 \sum_{i=1}^{4N} |u_{dc}^{\text{ref}} - u_{dc}^{\text{ave}}| \quad (13)$$

式中 $\omega_1, \omega_2, \omega_3, \omega_4$ 分别为电流跟踪性能和电压平衡性能的权重因子; $i_s^{\text{ref}}, i_o^{\text{ref}}, i_{zh}^{\text{ref}}, u_{dc}^{\text{ref}}$ 为参考值; u_{dc}^{ave} 为所有子模块的平均电容电压。当 J 取得最小值时,即 $J = J_{\min}$,表明此时系统整体控制性能最优。选取权重因子时,首先将性能指标转化为同一量级再进行选择,转化依据为

$$\omega_i = \frac{X(k+1)}{X_{\text{amp}}} \quad (14)$$

式中 X_{amp} 为 X 的幅值。

利用一阶前向欧拉法对式(12)进行离散化,即

$$\begin{cases} i_s(k+1) = (1 - TR/L)i_s(k) + (T/L)u_s(k) - \\ (0.5T/L) \cdot (u_{p1} + u_{n1} + u_{p2} + u_{n2}) \\ i_o(k+1) = \{[1 - T/(L + L_o)] \cdot (R + R_o)\}i_o(k) + \\ [0.5T/(L + L_o)] \cdot (-u_{p1} - u_{n1} + u_{p2} + u_{n2}) \\ i_{zh}(k+1) = (1 - TR/L)i_{zh}(k) + (0.5T/L) \cdot \\ (-u_{p1} + u_{n1} + u_{p2} - u_{n2}) \end{cases} \quad (15)$$

式中 $i_s(k+1)$ 、 $i_o(k+1)$ 、 $i_{zh}(k+1)$ 分别为 $(k+1)$ 时刻的电流； $i_s(k)$ 、 $i_o(k)$ 、 $i_{zh}(k)$ 、 $u_s(k)$ 为 k 时刻的电流和电压，性能指标评估函数中的电流分量和电容电压值即为 $(k+1)$ 时刻的预测值和参考值。

由式(15)的离散方程可看出，通过控制各桥臂的输出电压 $u_{pi}(i=1,2)$ 和 u_{ni} ，可预测下一采样时刻的3种等效电流，不同的 u_{pi} 和 u_{ni} 对应不同的电流值，各子模块的开关状态集合为

$$H_{j(j=1,2,\dots,N)} = \{-1, 0, +1\} \quad (16)$$

若每个桥臂包含 N 个子模块，要使 $J = J_{\min}$ ，传统模型预测方法的开关状态遍历运算量为

$$O_1 = 3^{4N} \quad (17)$$

该文针对等效电流分解模型，提出一种考虑遍历桥臂输出总电平的模型预测控制方法，将桥臂电平数作为有限控制集合，如图3所示，具体执行步骤如下。

1) 考虑到桥臂各子模块电容电压最终均会稳定在电压额定值且子模块电容电压保持平衡，根据桥臂电压与桥臂电平 L_{pi} 和子模块电容电压平均值 $u_{dc_pi}^{ave}$ 间的关系，桥臂电压为

$$u_{pi} = \sum_{j=1}^N H_j u_{dcj} \quad (18)$$

可近似等效表示为

$$u_{pi} \approx L_{pi} u_{dc_pi}^{ave} \quad (19)$$

则有

$$L_{pi} u_{dc_pi}^{ave} \approx \sum_{j=1}^N H_j u_{dcj} \quad (20)$$

因此，该文所提方法可通过对桥臂电平数首先求取桥臂所有子模块的电容电压平均值 $u_{dc_pi}^{ave}$ 和

2) 根据 k 时刻桥臂输出电平数 $L_{pi}(k)$ 和 $L_{ni}(k)$ ，采取相邻电平预测法，对 $(k+1)$ 时刻桥臂输出电平数 $L_{pi}(k+1)$ 和 $L_{ni}(k+1)$ 进行预测和遍历，即上桥臂电平数遍历值为 $L_{pi}(k+1) = L_{pi}(k) \pm 1$ 或 $L_{pi}(k)$ ，下桥臂电平数遍历值为 $L_{ni}(k+1) =$

$L_{ni}(k) \pm 1$ 或 $L_{ni}(k)$ ，具体操作方式如下(以上桥臂为例)。

① 若 $L_{pi}(k) = 2$ ，则 $L_{pi}(k+1) = \{2, 1, 1\}$ 。

② 若 $L_{pi}(k) = -2$ ，则 $L_{pi}(k+1) = \{-2, -1, -1\}$ 。

③ 若 $-2 < L_{pi}(k) < 2$ ，则 $L_{pi}(k+1) = \{L_{pi}(k) - 1, L_{pi}(k), L_{pi}(k) + 1\}$ 。

3) 结合步骤2中 $(k+1)$ 时刻桥臂输出电平数集合 $L_{pi}(k+1)$ 和 $L_{ni}(k+1)$ ，将桥臂电压近似等效表达式 $u_{pi} \approx L_{pi} u_{dc_pi}^{ave}$ 和 $u_{ni} \approx L_{ni} u_{dc_ni}^{ave}$ 代入式(15)得到等效电流分解模型的电流预测值。

4) 最后，根据式(13)的性能指标评估函数，选择最优桥臂电平数，确定 $\Delta L_{pi}(k+1) = L_{pi}(k+1) - L_{pi}(k)$ 数值，结合桥臂电流 i_{pi} 和 i_{ni} 充放电方向，并根据 $(k+1)$ 时刻子模块电容电压的排序情况，对电容电压较高或较低子模块开关状态进行合理分配，无需对所有子模块开关状态进行动作。

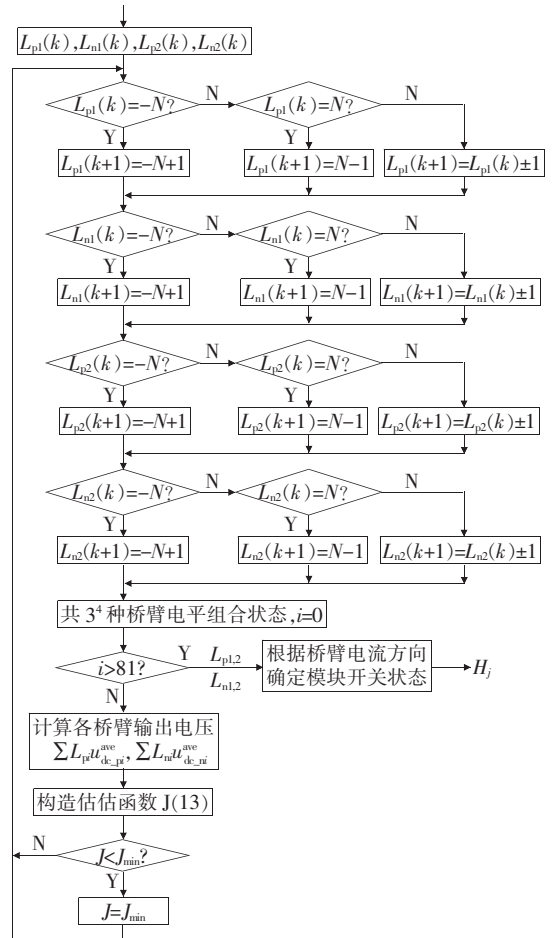


图3 基于桥臂电平数遍历 MPC 方法

Figure 3 Flowchart of the MPC method based on traversing the arm level

由于在每个控制周期内, 该方法仅对 k 时刻桥臂电平数进行遍历, 因此, $(k+1)$ 时刻桥臂电平数只需基于 k 时刻电平数进行 ± 1 或保持不变的操作, 无需对桥臂中所有子模块的开关状态进行遍历, 因而该方法能够显著降低模型预测控制算法运算量。考虑每个桥臂含 N 个子模块, 则在开关状态的遍历运算量方面, 该文所提方法遍历运算量仅为 $O_1 = 3^4 + N^4$, 相比传统方法遍历运算量 $O_1 = 3^{4N}$, 所提方法在降低遍历运算量方面具有明显优势。

3.2 子模块内部损耗均衡控制优化方法

桥臂电平遍历模型预测控制方法在分配开关状态时并未考虑各子模块左右桥臂动作次数均衡程度, 动作次数不均衡会导致子模块内部损耗分布不均衡, 影响 AC/AC-MMC 运行可靠性。为保证每个子模块中左、右桥臂开关动作次数保持相对均衡, 该文设置子模块动作标志位变量 $f_{\text{lag-}i}$, 用于记录左、右桥臂已发生动作的情况, 具体执行过程如图 4 所示。

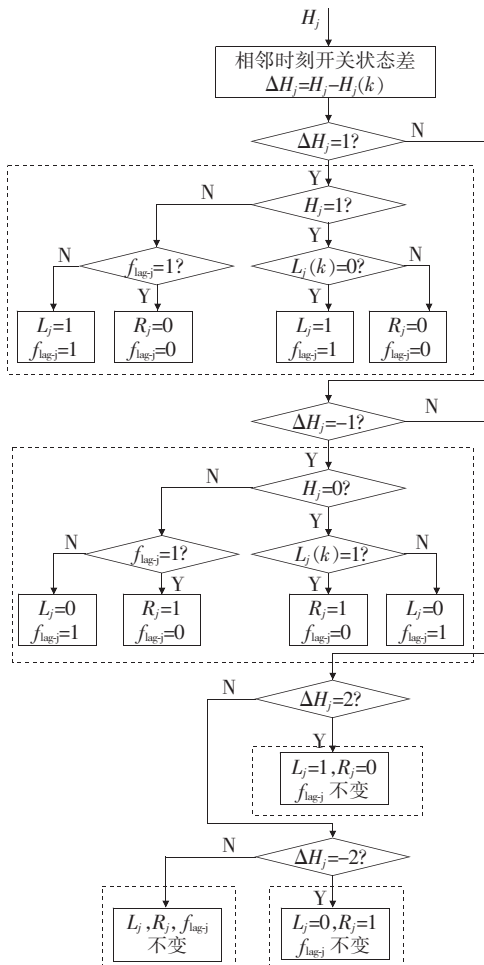


图 4 子模块内部损耗均衡控制

Figure 4 Flowchart of SM internal loss equalization control

图 4 中, L_j, R_j 分别为 $(k+1)$ 时刻待分配的子模块左、右桥臂开关状态, $H_j(k), L_j(k), R_j(k)$ 分别为 k 时刻子模块输出开关状态、左桥臂开关状态和右桥臂开关状态, $\Delta H_j = H_j - H_j(k)$ 为 k 时刻与 $(k+1)$ 时刻开关状态差量。

针对单相 AC/AC-MMC 桥臂中开关状态发生变化的子模块有如下设定: 若 $f_{\text{lag-}i} = 1$, 表示该子模块左桥臂在 k 时刻已动作过; 若该子模块在 $(k+1)$ 时刻仍存在开关状态变化的可能, 则优先考虑将开关分配至右桥臂; 若开关动作分配至右桥臂, 则将 $f_{\text{lag-}i}$ 置 0; 若分配至左桥臂, 则将 $f_{\text{lag-}i}$ 置 1。

3.3 单相 AC/AC-MMC 整体控制策略

单相 AC/AC-MMC 整体控制策略如图 5 所示。首先, 采集 AC/AC-MMC 桥臂电流, 由式(10)可得到输入电流 i_s 、输出电流 i_o 和环流 i_{zh} 3 种电流分量, 结合式(6)~(9), 推导得到等效电流分解模式, 如式(12)所示; 建立等效电流模型评估函数 J , 并通过式(15)求取电流分量参考值, 代入式(13)中; 通过在控制器中计算每个控制周期内的桥臂电容电压 $u_{\text{dc-pi}}^{\text{ave}}$ 和 $u_{\text{dc-ni}}^{\text{ave}}$, 以及桥臂电平数, 结合所提基于桥臂电平数遍历 MPC 方法, 在保证评估函数 J 取值最小的前提下, 获得子模块输出开关状态; 采用所提子模块内部损耗均衡控制优化方法对子模块左、右桥臂开关状态 L_i 和 R_i 进行合理分配, 提高子模块内部损耗分布均衡度, 实现单相 AC/AC-MMC 可靠运行。

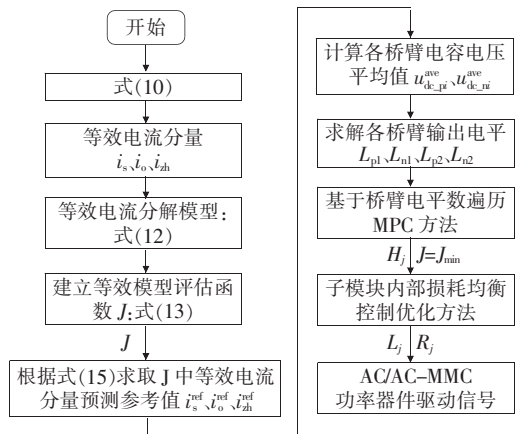


图 5 整体控制策略

Figure 5 Flowchart of overall control strategy

4 仿真验证

为了验证等效电流分解模型的合理性和所提控制方法的可行性,在 PSIM 仿真环境下搭建单相 AC/AC-MMC 仿真模型,主要电气参数如表 1 所示,为验证式(5),输出电流指令频率设置为输入频率的临近值和非临近值。系统仿真设置:0.4 s 时,输出指令 i_o^{ref} 由 $I_{\text{om}}^{\text{ref}}=2\text{ A}$ 、 $f_o^{\text{ref}}=60\text{ Hz}$ 切换至 $I_{\text{om}}^{\text{ref}}=1\text{ A}$ 、 $f_o^{\text{ref}}=100\text{ Hz}$ 。

表 1 单相 AC/AC-MMC 电路参数

Table 1 Parameters of single phase AC/AC-MMC

参数	单位	数值
输入电压幅值 U_s	V	100
输入电压频率 f_s	Hz	50
输出电流幅值指令 $I_{\text{om}}^{\text{ref}}$	A	2→1
输出电流频率 f_o	Hz	60→100
负载电阻 R_o	Ω	40
负载电感 L_o	mH	12
桥臂电感 L	mH	6.6
桥臂电阻 R	Ω	0.4
子模块电容 C	μF	7 500
桥臂子模块数 N	—	2
子模块电容电压参考值 $U_{\text{dc}}^{\text{ref}}$	V	60

仿真过程首先对所提 MPC 方法与传统 MPC 方法进行对比分析。采用所提 MPC 方法的电流电压波形如图 6 所示,性能评估函数的权重因子设置为 $\omega_1=0.4$ 、 $\omega_2=1$ 、 $\omega_3=0.2$ 、 $\omega_4=0.8$ 。由图 6(a)、(b)为在输出指令切换的工作模式下输入、输出电压和电流波形及其频谱分析,输入为 50 Hz,输出由 60 Hz 切换至 100 Hz。由图 6(a)、(b)可知,输入、输出电流始终保持与其电压同相位。图 6(c)为 A 相上桥臂第一个子模块电容电压,电容电压平均值稳定在 60 V,由图 6(c)可知,输出频率为 60 Hz 时,子模块电容电压波动较大,说明当输入输出频率较为接近时,AC/AC-MMC 桥臂的瞬时功率含有低频能量波动,影响电流控制效果以及电容电压平衡。

采用该文所提 MPC 方法、传统 MPC 方法和比例积分(proportional integral, PI)控制 3 种策略的输出电流 i_o 、输入电流 i_s 和电容电压 $u_{\text{dc}1}$ 波形如图 7 所示。

设置该文所提 MPC 方法与传统 MPC 方法的评估函数权重因子一致,3 种控制策略下相对误差量($I_{\text{o_err}}$ 、 $I_{\text{s_err}}$ 和 $U_{\text{dc_err}}$)对比如表 2 所示,其计算形式为

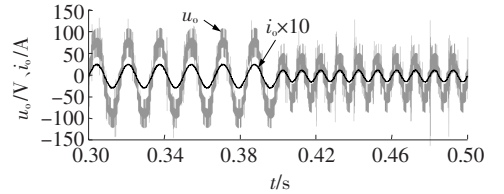
$$E_{\text{error}}(\%) = \frac{|A^{\text{ref}} - A_{\text{abs_ave}}|}{A_{\text{abs_ave}}} \times 100\% \quad (16)$$

式中 A^{ref} 为参考值; $A_{\text{abs_ave}}$ 为绝对平均值。

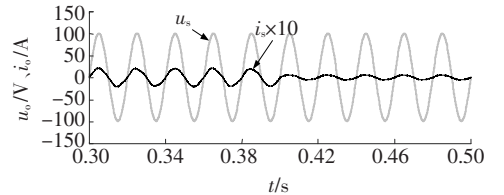
由表 2 中对比结果如下。

1)由式(5)分析可知,桥臂瞬时功率包含 4 种频率分量,会在子模块电容电压上产生相应频率的能量波动,因而采取 PI 控制策略下的子模块电容电压相对误差较大。

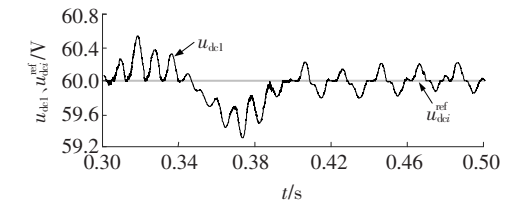
2)由表 2 中的数据可知,该文所提 MPC 方法相较于 PI 控制策略和传统 MPC 方法,具有较好的



(a)输出电压、电流($\times 10$)及频谱



(b)输入电压、电流($\times 10$)及频谱



(c)子模块电容电压及其参考值

图 6 采用所提 MPC 算法的动态响应波形
Figure 6 Dynamic response simulation results with the proposed MPC algorithm

输入、输出电流跟踪性能,二者相对误差最小,仅为 0.094% 和 0.149%。由于表中相对误差数值量级为 10^{-3} ,可认为 3 种控制方法的性能指标相对误差之间差异较小,因而控制器对控制方法的运算量提出较高要求。当各桥臂级联模块数 N 达到上百个

时,PI 控制策略和传统 MPC 方法均会增加 AC/AC-MMC 控制器复杂度,而所提 MPC 方法能够显著降低运算量,当桥臂级联子模块数增多时,所提 MPC 方法在降低运算量方面具有明显优势,在实际应用中更有利于提高控制频率,改善控制精度。

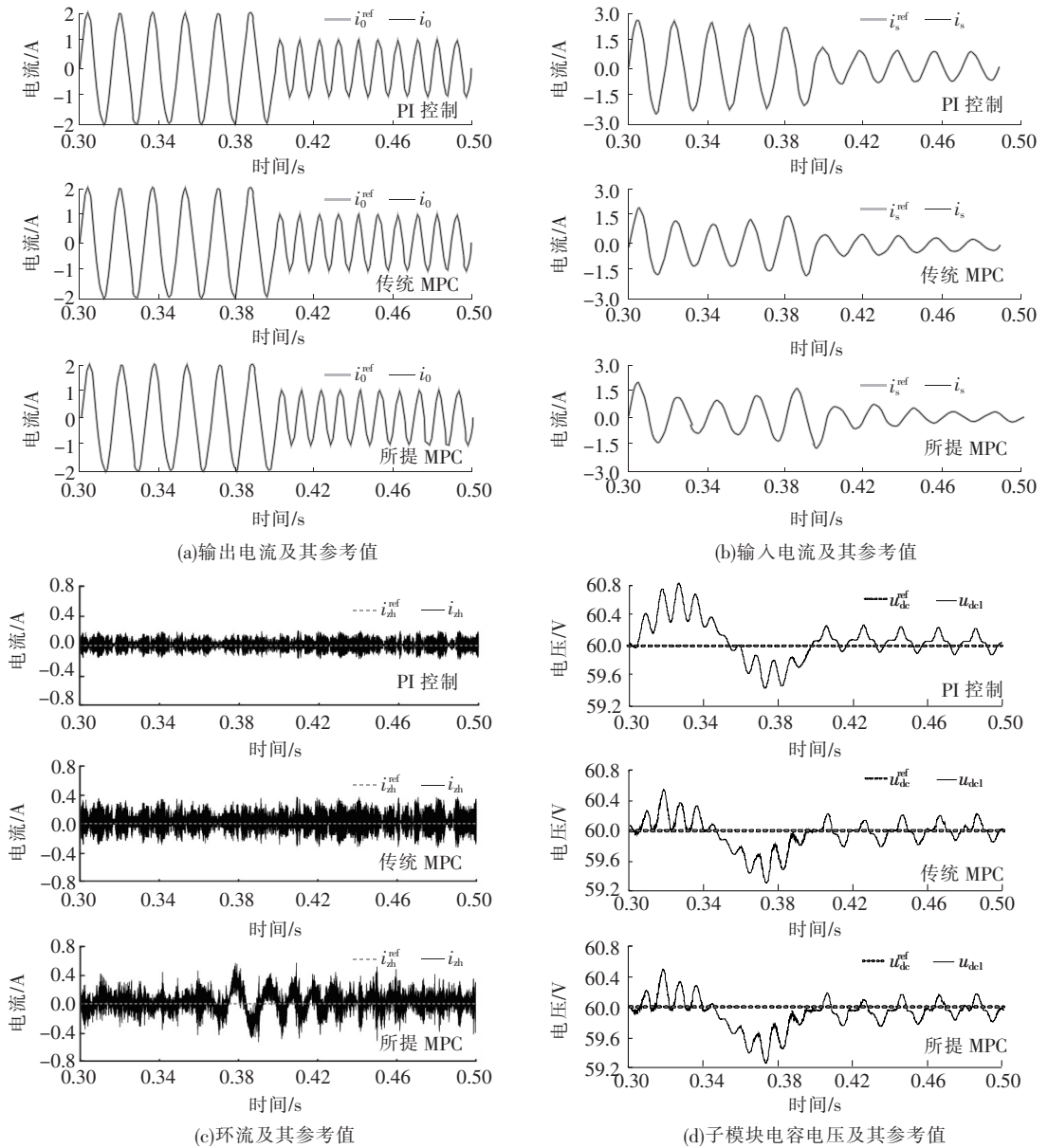


图 7 3 种控制策略仿真波形对比

Figure 7 Comparison simulation results with three strategies

表 2 3 种控制策略性能指标对比

Table 2 Comparison of the performance indexes of the three strategies $10^{-1} \%$

控制策略	相对误差			遍历运算量
	I_{o_err}	I_{s_err}	U_{dc_err}	
PI 控制	1.87	1.99	14.170	—
传统 MPC	1.20	8.28	0.054	$3^4 N$
所提 MPC	0.94	1.49	1.260	$3^4 + N^4$

A 相上桥臂第一个子模块左、右桥臂开关状态如图 8 所示,可看出两桥臂动作次数基本均等,能够保证子模块内部损耗均衡,验证了该文所提的子模块内部损耗均衡控制优化方法的有效性。

该文根据仿真结果,针对所提 MPC 方法,适当选取性能指标权重因子^[18-19]。当权重因子 ω_2 、 ω_3 和 ω_4 取值恒定时,AC/AC-MMC 输入、输出性能随权重因子

w_1 的变化情况如图 9 所示。由仿真结果可得不同 w_1 数值所对应的相对误差 E_{error} ($10^{-1}\%$) 对比,如图

10(a)所示。同理可得到当 w_2, w_3 和 w_4 取值变化时,输入、输出变量的相对误差,如图 10(b)、11 所示。

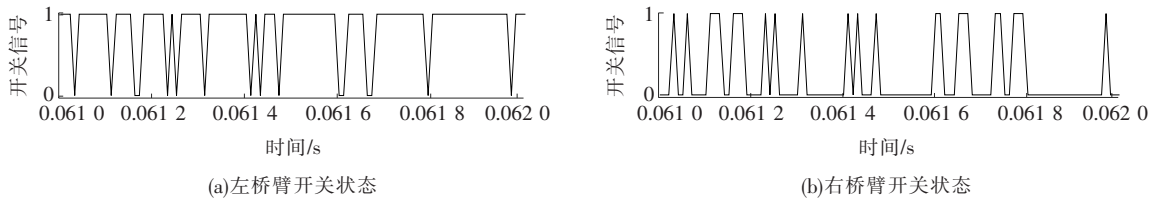


图 8 子模块左、右桥臂开关状态

Figure 8 Switching state of left and right arm of SM

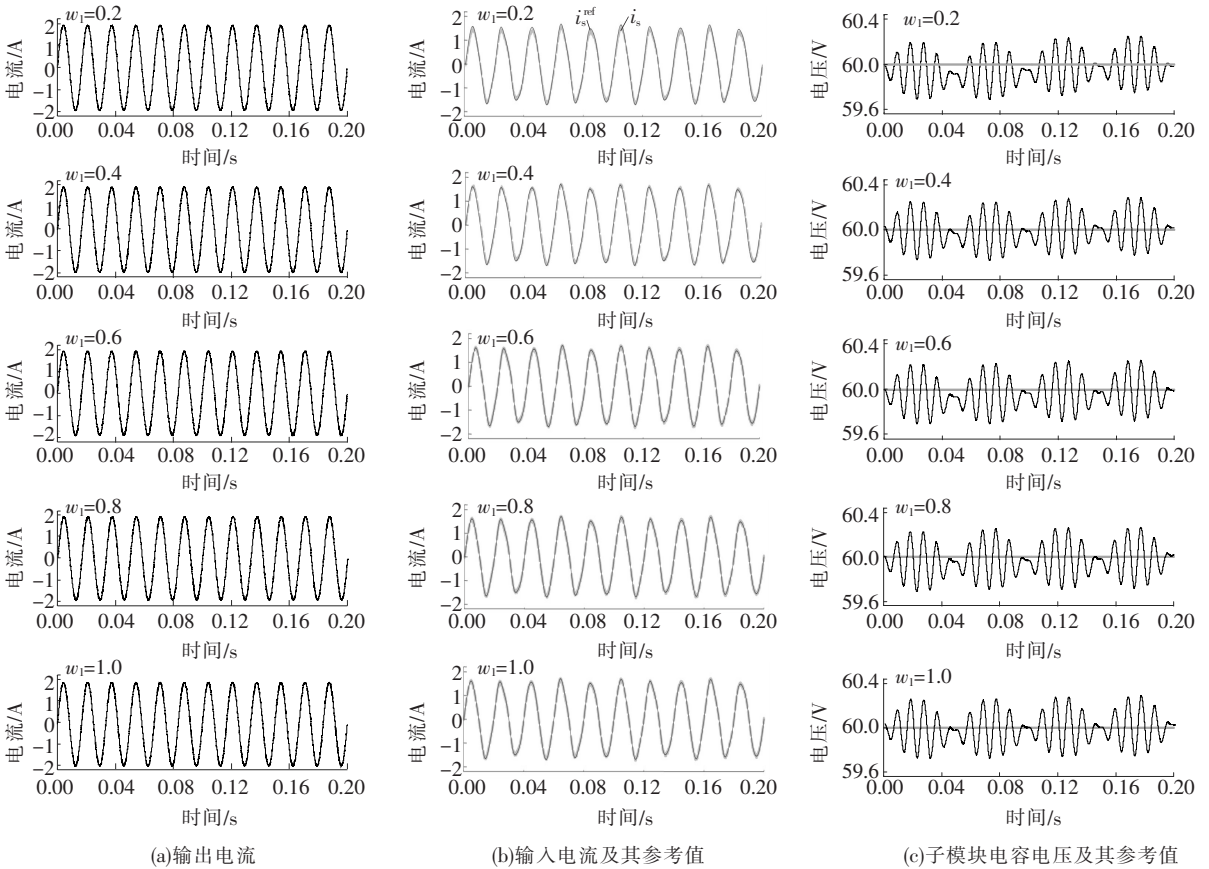


图 9 权重因子 w_1 变化时的仿真波形 ($w_2=1, w_3=0.2, w_4=0.8$)

Figure 9 Simulations when w_1 varies ($w_2=1, w_3=0.2, w_4=0.8$)

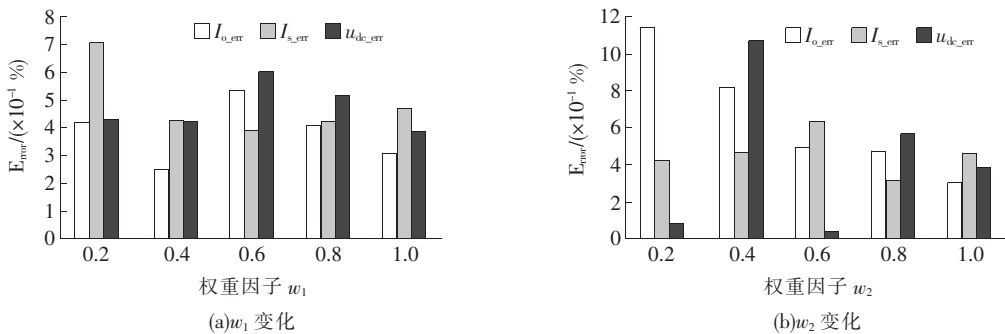


图 10 权重因子 w_1, w_2 变化下相对误差对比

Figure 10 Histogram of the relative error comparison with the variation of weight factors w_1, w_2

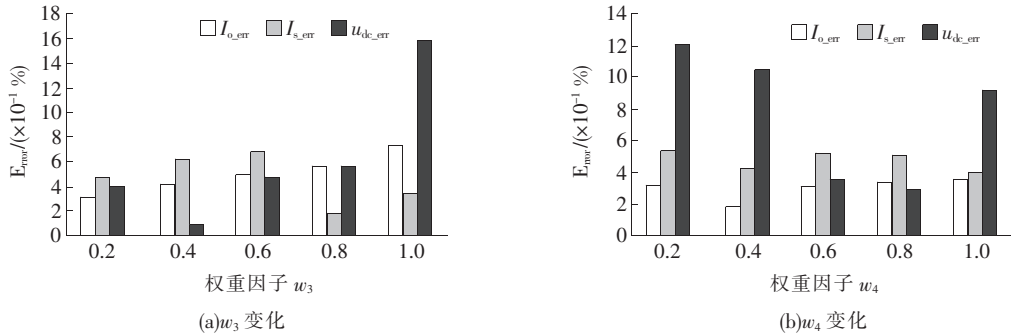


图 11 权重因子 w_3 、 w_4 变化下相对误差对比

Figure 11 Histogram of the relative error comparison with the variation of weight factors w_3 、 w_4

由图 10 可知,图 10(a)中 w_1 变化时,相比 w_1 其他取值, $w_1=0.4$ 时的电流、电容电压相对误差均较小,在仿真时取 $w_1=0.4$ 。图 10(b)中 w_2 变化时, $w_2=0.2$ 和 0.6 时,电容电压误差极小,分别仅为 0.89% 和 0.45% ; $w_2=0.2$ 和 0.8 时,输入电流误差较小; $w_2 \geq 0.6$ 时,输出电流误差较小,由于输入、输出电流的精确控制是保证系统功率稳定传输的前提,因此应将电流相对误差作为首要考虑因素,则取 $w_2=1$ 。图 11(a)、(b)中 w_3 和 w_4 变化时,综合考虑电流和电容电压相对误差,取 $w_3=0.2$, $w_4=0.8$ 。

5 结语

该文针对单相 AC/AC-MMC,首先推导得到等效电流分解模型,基于该模型,提出一种基于桥臂电平数遍历 MPC 方法和子模块内部损耗均衡控制优化方法。可得到如下结论。

1)通过建立单相 AC/AC-MMC 等效电流分解模型,对 AC/AC-MMC 输入、输出等值电气模型进行解耦,实现了输入电流、输出电流、环流及电容电压独立控制。

2)所提 MPC 方法在每个控制周期内,仅对桥臂电平数进行遍历以对部分子模块开关状态进行合理分配,无需对各子模块开关状态进行遍历,相比传统 MPC 方法,显著降低遍历运算量,提高控制系统计算效率;同时,通过选择适当的评估函数权重因子,提升了输入、输出电流和电容电压跟踪控制精确度,增强系统运行稳定性。

3)所提子模块内部损耗均衡控制优化方法保证子模块内左、右桥臂开关次数基本均等,提高了子模块内部损耗分布均衡程度,增强系统运行可靠性。

参考文献:

- [1] 刘勃,孟永庆,白森戈,等.一种新的 Y 型大功率模块化多电平交交变频器及其控制策略[J].中国电机工程学报,2017,37(6):1764-1776.
LIU Bo, MENG Yongqing, BAI Senge, et al. A novel high-power AC/AC modular multilevel converter in Y configuration and its control strategy[J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(6): 1764-1776.
- [2] 金楠,康冬祎,崔光照.基于直接 AC/AC 变换的动态电压恢复器研究[J].电工技术学报,2015,30(11):71-77.
JIN Nan, KANG Dongyi, CUI Guangzhao. Research on dynamic restorer based on direct AC/AC power conversion[J]. Transactions of China Elerotechnical Society, 2015, 30(11): 71-77.
- [3] 许宇翔,王培良,雷能玮,等.多模块矩阵变换器改进型线电压合成闭环控制策略研究[J].电测与仪表,2020,57(8):122-127.
XU Yuxiang, WANG Peiliang, LEI Nengwei, et al. Research on closed loop control strategy of the improved line voltage synthesis for multi-modular matrix converter [J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2020, 57(8): 122-127.
- [4] 李继华,阮新波,王学华.级联型多电平逆变器线电压谐波优化的 SVPWM 策略[J].电工技术学报,2014,29(6):120-128.
LI Jihua, RUAN Xinbo, WANG Xuehua. A SVPWM strategy with optimal line-to-line voltage harmonic spec-

- trum for cascaded multilevel inverters[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(6): 120-128.
- [5] 贾祺, 严干贵, 李泳霖, 等. 新型多端输入光伏并网系统运行控制策略[J]. 电力自动化设备, 2017, 37(10): 43-48.
JIA Qi, YAN Gangui, LI Yonglin, et al. Operation control strategy of novel multi-input grid-connected PV system[J]. Electric Power Automation Equipment, 2017, 37(10): 43-48.
- [6] 陈晓森, 刘万勋, 孔增辉, 等. 单相交/交 MMC 的简化模型及电容电压平衡[J]. 电源学报, 2015, 13(6): 36-43.
CHEN Xiaosen, LIU Wanxun, KONG Zenghui, et al. Simplified model and capacitor voltage balancing of single phase AC/AC modular multilevel converter [J]. Journal of Power Supply, 2015, 13(6): 36-43.
- [7] 孙广星, 苟锐锋, 孙伟. 基于 MMC 结构的电力电子变压器拓扑结构及控制策略研究[J]. 高压电器, 2016, 52(1): 142-147+153.
SUN Guangxing, Gou Ruifeng, SUN Wei. Research on topology and control strategy of power electronic transformer based on MMC structure[J]. High Voltage Apparatus, 2016, 52(1): 142-147+153.
- [8] Baruschka L, Mertens A. A new three-phase AC/AC modular multilevel converter with six branches hexagonal configuration[J]. IEEE Transaction on Industry Applications, 2013, 49(3): 1400-1410.
- [9] Kammerer F, Kolb J, Braun M. Fully decoupled current-control and energy balancing of the modular multilevel matrix converter[C]//Proceedings of the 2012 15th International Power Electronics and Motion Control Conference, Novi Sad, Serbia; IEEE, 2012.
- [10] 李峰, 王广柱. 模块化多电平矩阵变换器电容电压纹波稳态分析[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(24): 52-58.
LI Feng, WANG Guangzhu. Steady-state analysis of sub-modular capacitor voltage ripple in modular multilevel matrix converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(24): 52-58.
- [11] Kawamura W, Hagiwara M, Akagi H. Control and experiment of a modular multilevel cascade converter based on triple-star bridge cells[J]. IEEE Transaction on Industry Applications, 2014, 50(5): 3536-3548.
- [12] Kawamura W, Akagi H. Control of the modular multilevel cascade converter based on triple-star bridge-cells (MMCC-TSBC) for motor drives[C]//Proceedings of the 2012 Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Raleigh, USA; IEEE, 2012.
- [13] Kawamura W, Chiba Y, Hagiwara M, et al. Experimental verification of tsbc-based electrical drives when the motor frequency is passing through, or equal to, the supply frequency[C]//Proceedings of the 2015 Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE) Montreal, Canada; IEEE, 2015.
- [14] Fan B R, Wang K, Li Y D, et al. A branch energy control method based on optimized neutral-point voltage injection for a hexagonal modular multilevel direct converter(Hexverter)[C]//Proceedings of the 2015 18th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), Pattaya, Thailand; IEEE, 2015.
- [15] Qin Q C, Saeedifard M. Predictive control of a modular multilevel converter for a back-to-back HVDC system [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2012, 27(3): 1538-1547.
- [16] Bocker J, Freudenberg B. The experiment comparison of model predictive control and cascaded control of the modular multilevel converter[J]. IEEE Transaction on Power Electronics, 2015, 30(1): 422-430.
- [17] Xu Q M, Ma F J, Luo A, et al. Analysis and control of M3C-based UPQC for power quality improvement in medium/high voltage power grid[J]. IEEE Transaction on Power Electronics, 2016, 31(12): 8182-8194.
- [18] Ben-Brahim L, Gastli A, Trabelsi M, et al. Modular multilevel converter circulating current reduction using model predictive control[J]. IEEE Transaction on Industrial Electronics, 2016, 63(6): 3857-3866.
- [19] Trabelsi M, Ghazi K A, Al-Emadi N, et al. A weighted real-time predictive controller for a grid connected flying capacitors inverter[J]. International Journal Electrical Power Energy System, 2013, 49: 322-332.