

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.241371

# 基于改进模型预测控制的大功率双极 II 型 DC/DC 变换器研究

孟繁丞<sup>1</sup>, 马文忠<sup>1</sup>, 王玉生<sup>2</sup>, 张文艳<sup>1</sup>, 李恒硕<sup>1</sup>, 朱亚恒<sup>1</sup>

(1. 中国石油大学(华东)新能源学院, 山东 青岛 266580; 2. 中国石油天然气股份有限公司规划总院, 北京 100083)

**摘要:** 非隔离型 DC/DC 变换器在电网互联时面临稳定性不强、电能质量差及故障处理弱等问题。分析了一种单相运行且具有双向直流故障闭锁能力的双极 II 型模块化多电平 DC/DC 变换器(modular multilevel DC/DC converter, DC-MMC)拓扑结构和故障闭锁原理, 设计了基于单相  $dq$  解耦的双闭环 PI 控制策略, 实现了变换器桥臂直流分量、系统环流及桥臂间功率平衡控制。但适用于 DC-MMC 的模型预测控制存在控制复杂、计算量大及响应慢等问题, 针对变换器结构的强耦合特性, 提出一种基于分步寻优原理的改进模型预测控制策略以提高变换器稳态和暂态性能。最后通过 MATLAB/Simulink 搭建仿真模型验证了所提控制策略的可行性和有效性。

**关键词:** 非隔离型模块化多电平 DC/DC 变换器; 单相解耦变换器; 模型预测控制; 双向直流故障闭锁

## Study of high-power bipolar II-type DC/DC converter based on improved model predictive control

MENG Fancheng<sup>1</sup>, MA Wenzhong<sup>1</sup>, WANG Yusheng<sup>2</sup>, ZHANG Wenyan<sup>1</sup>, LI Hengshuo<sup>1</sup>, ZHU Yaheng<sup>1</sup>

(1. College of New Energy, China University of Petroleum (East China), Qingdao 266580, China;

2. PetroChina Planning & Engineering Institute, Beijing 100083, China)

**Abstract:** Non-isolated DC/DC converters face challenges such as weak stability, poor power quality, and limited fault handling capability in grid interconnection. This paper analyzes the topology and fault blocking principle of a bipolar II-type DC/DC converter (DC-MMC) with single-phase operation and bi-directional DC fault blocking capability. A double-closed-loop PI control strategy is designed based on single-phase  $dq$  decoupling to control the DC component of the bridge arm, the system circulating current, and the power balance between the bridge arms in the converter. However, model predictive controls applicable to DC-MMC often have the problems of complex control, large computation and slow response, etc. Aiming at the strong coupling characteristics of the converter structure, an improved model predictive control strategy based on the principle of step-by-step optimization is proposed to improve the steady-state and transient performance of the converter. Finally, the feasibility and effectiveness of the proposed control strategy are verified using a simulation model built in MATLAB/Simulink.

This work is supported by the National Natural Science Foundation of China (No. 52277208).

**Key words:** non-isolated modular multilevel DC/DC converter; single-phase decoupled converter; model predictive control; bidirectional DC fault block

## 0 引言

模块化多电平 DC/DC 变换器(modular multilevel DC/DC converter, DC-MMC)得益于其高度模块化、开关损耗小、谐波含量低等优点, 在直流输电技术中得到国内外广泛关注<sup>[1-5]</sup>。相较于含中高频变压器的隔离型 DC-MMC, 非隔离型 DC-MMC 无需两级变换, 传输效率、容量以及灵活性提高, 但也存在

拓扑结构复杂、故障处理能力较弱、电能质量差等问题<sup>[6-10]</sup>, 为此近年来国内外提出了诸多解决方案。

文献[11-13]研究了一种调谐式 DC-MMC 拓扑结构, 该结构由 6 个桥臂构成, 结构简单但存在电压变比小的问题。文献[14]提出了一种双 T 型的非隔离型 DC-MMC 拓扑结构, 该结构由 12 个桥臂构成, 能够实现功率的双向流动, 但存在损耗大的问题。文献[15]提出了一种双极 II 型的 DC-MMC 拓扑结构, 该结构由 6 个桥臂构成且能够提供较宽的电压变比。这些拓扑结构的工作机理都是通过变换器

基金项目: 国家自然科学基金项目资助(52277208)

内部注入高频环流来实现功率的传递,且发生故障时都能根据自身结构通过添加全桥子模块的方式设置合适的双向故障闭锁<sup>[16-19]</sup>。在众多拓扑结构中,双极Π型DC-MMC相比于其他非隔离型DC-MMC能够通过以一个桥臂为环流提供通路的方式实现变换器的单相运行,这使得该拓扑结构具有更小的开关损耗和更高的效率。

同时国内外学者提出了诸多控制策略解决非隔离型DC-MMC电能质量差、控制复杂的问题。非隔离型DC-MMC的控制策略主要分为传统PI控制和模型预测控制(model predictive control, MPC)两种,在很多非隔离型DC-MMC中采用这两种控制策略能够很好地满足电能质量的需求<sup>[20-22]</sup>。但是对于前面提到的双极Π型DC-MMC拓扑结构,目前其控制策略仅限于传统的PI和PR控制,且由于其桥臂耦合的交直流混合电流并没有完全得到交直流解耦,会存在控制复杂和控制不准确而导致电能质量不高等问题。针对上述问题,可采用二阶广义积分器(second-order general integrator, SOGI)生成单相电气量的第二自由度,相较于传统的PI和PR控制,具有参数调节容易,带宽范围广等优势<sup>[23-24]</sup>。另外, MPC相较于传统的PI控制,具有可以控制多个目标、建模容易、动态响应快等优点,在直流电网输电技术中广泛应用<sup>[25-26]</sup>。文献[27]介绍了一种改进型MPC控制策略,能够大幅减小每次周期采样计算的次数,但是仍然存在计算复杂等问题。

针对双极Π非隔离型DC-MMC变换器缺乏故障闭锁能力及现有控制策略的不足,本文分析其双向故障闭锁能力,同时对其目前的控制策略进行改进,设计了适用于该拓扑结构的PI控制策略;针对端口谐波含量较高,稳定性不强等问题,本文进一步提出了适用于该拓扑结构的模型预测控制策略,提升了变换器的性能。

## 1 双极Π型DC-MMC拓扑结构与故障闭锁

### 1.1 双极Π型DC-MMC拓扑结构

双极Π型DC-MMC结构如图1所示。图中:蓝色箭头表示电压向量,红色箭头表示电流向量;输入侧电压 $2V_N$ ,输出侧电压 $2V_O$ ;输入侧电流 $I_N$ ,输出侧电流 $I_O$ 。正极输入侧并联桥臂电压 $u_{p1}$ ,桥臂电流 $i_{p1}$ ;正极串联桥臂电压 $u_{p2}$ ,桥臂电流 $i_{p2}$ ;正极输出侧并联桥臂 $u_{p3}$ ,桥臂电流 $i_{p3}$ 。负极输入侧并联桥臂 $u_{n1}$ ,桥臂电流 $i_{n1}$ ;负极串联桥臂电压 $u_{n2}$ ,桥臂电流 $i_{n2}$ ;负极输出侧并联桥臂 $u_{n3}$ ,桥臂

电流 $i_{n3}$ 。正极环流 $i_{mp}$ ,负极环流 $i_{mn}$ ;单极输出电压交流分量 $v_u$ 。各电压电流量的正方向选取如图1所示。

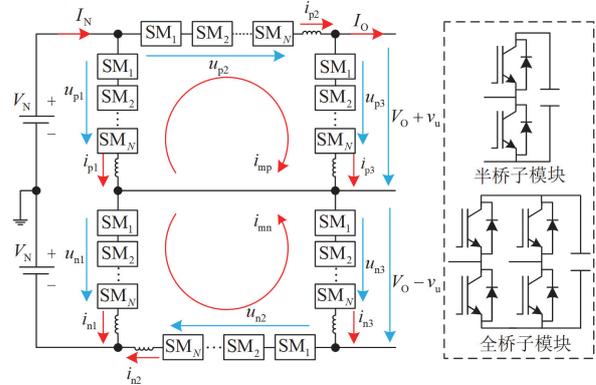


图1 双极Π型DC-MMC结构图

Fig. 1 Double-Π-type DC-MMC structure

双极Π型DC-MMC的上、下部分关于中性点对称,正、负两极均由3个桥臂( $k_1$ 、 $k_2$ 、 $k_3$ )组成,其中 $k = p, n$ ,每个桥臂由若干子模块串联组成。为了实现双向故障闭锁功能并考虑经济性和开关损耗问题,串联桥臂 $k_2$ 采用全桥子模块,而并联桥臂 $k_1$ 、 $k_3$ 则采用半桥子模块。每个桥臂均连有桥臂电感 $L$ ,起到抑制冲击电流、滤除高次谐波的作用。串联桥臂 $k_2$ 和输出侧并联桥臂 $k_3$ 通过环流 $i_{mk}$ 参与有功功率的传输,输入侧并联桥臂 $k_1$ 不参与有功功率传输,只为环流提供通路。对于输出侧电压,单极运行下变换器输出侧电压含有交流分量,而由于其对称性,在双极运行下,输出侧电压的交流分量则能够得以消除,因此输出侧中性点不能接地。该拓扑结构由于具有高度左右对称性,因此可以应用于升压或者降压的双向大功率传输场合。

### 1.2 双向故障闭锁分析

当直流电网中出现单极接地故障或者双极短路故障时,应要求变换器具有一定的双向故障闭锁能力,从而隔离故障电流,防止事故的扩散。本节分析双极Π型DC-MMC的双向故障闭锁能力。

当输入侧发生双极短路接地故障时,故障电流在桥臂间的流通过程如图2中蓝色路径所示,故障电流会流经 $p_2$ 、 $p_3$ 、 $n_2$ 和 $n_3$ 4个桥臂,此时这些桥臂将在故障电流下充电,直到桥臂子模块能够承担起输出侧的电压。此时4个桥臂的电压为 $V_O$ ,故障电流将减小至零。而 $p_1$ 和 $n_1$ 两个桥臂子模块则将始终处于旁路状态,以防止桥臂电容充放电扩大故障。

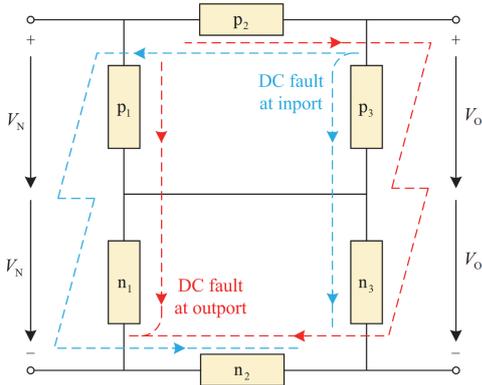


图 2 端口双极短路故障时的故障电流通路  
Fig. 2 Fault current flow path during port bipolar short-circuit faults

当输出侧发生双极短路接地故障时, 故障电流在桥臂间的流通过程如图 2 中红色路径所示, 故障电流会流经  $p_1$ 、 $p_2$ 、 $n_1$  和  $n_2$  4 个桥臂, 此时这些桥臂会在故障电流下充电, 直到桥臂的子模块能够承担起输入侧的电压。此时 4 个桥臂的电压为  $V_N$ , 故障电流为 0。而  $p_3$  和  $n_3$  两个桥臂子模块则处于旁路状态, 以防止桥臂电容充放电扩大故障。

除此之外, 当发生短路故障时, 短路冲击电流同时为串联桥臂和非故障侧并联桥臂充电。为了减弱串联桥臂和非故障侧并联桥臂在充电过程中由于电压不相等而导致两桥臂间功率交换, 可能产生较大冲击电流所带来的影响, 应保证两个桥臂的电压在故障后的每一时刻基本保持一致, 最终基本能在同一时刻达到非故障侧电压。由电容充电公式可知, 若要维持两个桥臂电压在充电过程中保持相平, 两个桥臂的等效电容则应相同, 而又因为桥臂子模块电容电压基本保持一致, 子模块电容参数也一致, 由此能够确定两个桥臂子模块数目应相同。进而若想实现双向故障闭锁, 则所有桥臂子模块的数目均应相同。另外, 发生单极短路故障的原理与双极短路故障相同, 这里不再赘述。由于双极 II 型 DC-MMC 两极具有高度对称性, 下面只对其正极进行分析。

## 2 双极 II 型 DC-MMC 数学模型及参数设计

### 2.1 数学模型

双极 II 型 DC-MMC 正极桥臂的电压和电流均含有直流和交流分量, 根据拓扑结构可以定义各桥臂的电压和电流。

桥臂电压的定义为

$$\begin{cases} u_{p1} = V_N - L \frac{di_{p1}}{dt} \\ u_{p2} = V_N - V_O - v_u - L \frac{di_{p2}}{dt} \\ u_{p3} = V_O + v_u - L \frac{di_{p3}}{dt} \end{cases} \quad (1)$$

桥臂电流的定义为

$$\begin{cases} i_{p1} = I_{p1} - i_{mp} \\ i_{p2} = I_{p2} + i_{mp} \\ i_{p3} = I_{p3} + i_{mp} \end{cases} \quad (2)$$

式中:  $I_{p1}$ 、 $I_{p2}$  和  $I_{p3}$  分别为  $p_1$ 、 $p_2$  和  $p_3$  桥臂电流的直流分量, 且满足式(3)。

$$\begin{cases} I_{p1} + I_{p2} = I_N \\ I_{p2} - I_{p3} = I_O \end{cases} \quad (3)$$

系统稳定时, 环流由交流电压  $v_u$  驱动, 设该电压相角为 0, 定义该电压为

$$v_u = V_u \sin(\omega t) \quad (4)$$

式中:  $V_u$  为交流电压  $v_u$  的幅值;  $\omega$  为交流电压  $v_u$  的角频率。该电压驱动的环流  $i_{mp}$  定义为

$$i_{mp} = I_{mp} \sin(\omega t + \varphi) \quad (5)$$

式中:  $I_{mp}$  为环流  $i_{mp}$  的幅值,  $i_{mp}$  的角频率  $\omega$  与交流电压  $v_u$  相同;  $\varphi$  为交流电压  $v_u$  与环流  $i_{mp}$  的相角差, 即功率因数。

为方便功率的推导, 可将环流进行正交分解, 进而将有功功率和无功功率进行解耦。将环流  $i_{mp}$  正交分解为与交流电压  $v_u$  同相位的电流有功分量  $i_{qp}$  和与交流电压  $v_u$  垂直的电流无功分量  $i_{up}$ 。  $i_{up}$ 、 $i_{qp}$  和环流  $i_{mp}$  之间满足式(6)。

$$\begin{cases} i_{mp} = I_{up} \sin(\omega t) + I_{qp} \sin(\omega t - 90^\circ) \\ I_{up} = I_{mp} \cos \varphi \\ I_{qp} = I_{mp} \sin \varphi \end{cases} \quad (6)$$

式中:  $I_{up}$  为环流有功分量的幅值;  $I_{qp}$  为环流无功分量的幅值。

为更好地分析各个桥臂电压和电流的相位幅值以及交流有功功率和无功功率的关系, 分析 3 个桥臂电压和电流的相位关系, 得到其相量图如图 3 所示。

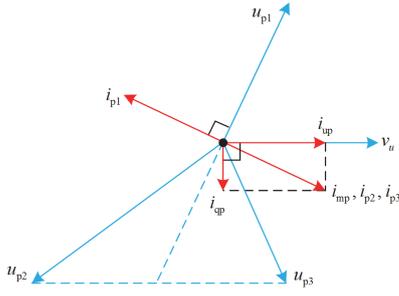


图3 DC-MMC 电压电流相量图

Fig. 3 DC-MMC voltage-current phase diagram

图3中：蓝色向量为电压量，红色向量为电流量。 $u_{p1}$ 滞后 $i_{p1}$   $90^\circ$ ，说明 $p_1$ 桥臂只传递无功功率，不交换有功功率； $p_2$ 桥臂的有功功率为负，说明该桥臂消耗有功功率； $p_3$ 桥臂的有功功率为正，说明该桥臂产生有功功率； $p_2$ 桥臂消耗的有功功率和 $p_3$ 桥臂产生的有功功率相等，符合功率平衡原理。

3个桥臂的瞬时功率 $W$ 的表达式为

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} W_{p1} = \left( V_N - L \frac{di_{p1}}{dt} \right) i_{p1} \\ \frac{d}{dt} W_{p2} = \left( V_N - V_O - v_u - L \frac{di_{p2}}{dt} \right) i_{p2} \\ \frac{d}{dt} W_{p3} = \left( V_O + v_u - L \frac{di_{p3}}{dt} \right) i_{p3} \end{cases} \quad (7)$$

根据式(7)计算桥臂瞬时功率在一周期内的平均值，得到3个桥臂平均功率 $\overline{W}$ 的表达式为

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \overline{W}_{p1} = V_N I_{p1} \\ \frac{d}{dt} \overline{W}_{p2} = (V_N - V_O) I_{p2} - \frac{1}{2} V_u I_{up} \\ \frac{d}{dt} \overline{W}_{p3} = V_O I_{p3} + \frac{1}{2} V_u I_{up} \end{cases} \quad (8)$$

为了保持桥臂子模块电容电压的平衡，需要满足的约束条件是一周期内各桥臂功率的平均值为0。则可得

$$\begin{cases} I_{p1} = 0 \\ I_{up} = \frac{2(V_N - V_O) I_{p2}}{V_u} = -\frac{2V_O I_{p3}}{V_u} \end{cases} \quad (9)$$

由式(9)可知， $p_1$ 桥臂不含直流分量。根据式(3)可以得到其他桥臂直流分量和环流有功分量的幅值为

$$\begin{cases} I_{p2} = I_N \\ I_{p3} = I_N - I_O \\ I_{up} = \frac{2(V_N - V_O) I_N}{V_u} = -\frac{2V_O (I_N - I_O)}{V_u} \end{cases} \quad (10)$$

综上所述，3个桥臂电流的直流分量和交流分量能够实现解耦，分别控制3个桥臂的直流分量和整体环流即可确定整个变换器的状态，这为电流控制器的设计奠定了基础。

## 2.2 子模块数量的选择

DC-MMC桥臂的电能量与桥臂子模块的数量有关，因此有必要对双极II型DC/DC变换器桥臂子模块的数量进行研究。

稳定状态下，各桥臂电压的相量关系如图3所示。根据相量图能够推导出各桥臂电压 $u_{p1}$ 、 $u_{p2}$ 和 $u_{p3}$ 的幅值 $|u_{p1}|$ 、 $|u_{p2}|$ 和 $|u_{p3}|$ ，如式(11)所示。

$$\begin{cases} |u_{p1}| = V_N + \omega L I_{mp} \\ |u_{p2}| = V_N - V_O + \sqrt{(\omega L I_{up})^2 + (\omega L I_{qp} + V_u)^2} \\ |u_{p3}| = V_O + \sqrt{(\omega L I_{up})^2 + (\omega L I_{qp} - V_u)^2} \end{cases} \quad (11)$$

设各桥臂子模块数量为 $N$ ，各桥臂子模块电容电压平均值分别为 $u_{p1\_av}$ 、 $u_{p2\_av}$ 和 $u_{p3\_av}$ ，变换器各桥臂电压受到幅值的限制，则需要满足式(12)。

$$\begin{cases} N \times u_{p1\_av} \geq |u_{p1}| \\ N \times u_{p2\_av} \geq |u_{p2}| \\ N \times u_{p3\_av} \geq |u_{p3}| \end{cases} \quad (12)$$

子模块数量 $N$ 的选取需要式(12)中的式子同时成立，即需要式(13)成立。

$$\begin{cases} N \geq \frac{|u_{p1}|}{u_{p1\_av}} \\ N \geq \frac{|u_{p2}|}{u_{p2\_av}} \\ N \geq \frac{|u_{p3}|}{u_{p3\_av}} \end{cases} \quad (13)$$

那么可以得到各桥臂子模块数量 $N$ 需要满足的条件是：

$$N \geq \max \left[ \frac{|u_{p1}|}{u_{p1\_av}}, \frac{|u_{p2}|}{u_{p2\_av}}, \frac{|u_{p3}|}{u_{p3\_av}} \right] \quad (14)$$

### 2.3 电容参数的选择

在 DC-MMC 变换器中, 选择合适的电容值以及桥臂电容耐压值是变换器稳定运行的关键。变换器稳定运行时, MMC 子模块电容电压包含直流分量和波动分量, 子模块电容值的大小与这两个分量有关。一种确定子模块电容值  $C_0$  的简化方法如式(15)所示。

$$C_0 = \frac{NS_{vN}}{3\omega\varepsilon U_{dc}^2} \quad (15)$$

式中:  $S_{vN}$  为 MMC 满容量发无功工况下的容量;  $\varepsilon$  为电容电压波动率, 它表征了子模块电容电压的波动程度;  $U_{dc}$  为桥臂电压直流分量。式(15)表明, 子模块电容值与子模块数量成正比, 与  $\omega$  和电容电压波动率  $\varepsilon$  成反比。

2.2 节表明, 若要在故障闭锁时维持桥臂电压同步, 每个桥臂子模块的数目及电容值应该相同。则根据式(15), 在子模块数量  $N$  和  $\omega$  不变的情况下, 电容电压波动率  $\varepsilon$  与桥臂电压直流分量的平方  $U_{dc}^2$  成反比。因此, 电容电压波动率  $\varepsilon$  的最大值取决于桥臂电压直流分量的最小值, 则最终子模块电容值的选取计算式为

$$C_0 = \frac{NS_{vN}}{3\omega \max[\varepsilon_{pj}] \times \min[V_N^2, V_O^2, (V_N - V_O)^2]} \quad (16)$$

式中:  $\varepsilon_{pj}$  为各个桥臂电容电压的波动率,  $j=1,2,3$ 。式(16)表明, 确定了桥臂电容电压波动率的最大值和桥臂电压直流分量的最小值, 就能确定最终子模块电容值的大小。

一般情况下, 子模块的电容耐压值需要 20% 以上的裕量, 耐压值的选择与流经电容的瞬时电压有关。而瞬时电压取决于子模块电容电压的直流分量和波动率。设裕量为  $w$ ,  $w \geq 20\%$ , 根据电容电压波动率  $\varepsilon$  和各桥臂电压的直流分量, 可以确定子模块电容耐压值  $U_{cs}$ , 即

$$U_{cs} = \frac{\max[V_N^2, V_O^2, (V_N - V_O)^2]}{N(1-w)} \times [1 + \max[\varepsilon_{pj}]] \quad (17)$$

## 3 基于 SOGI-PLL 的单相 $dq$ 解耦 PI 控制

### 3.1 电流内环控制

根据第 2 节推导的数学模型, 双极 II 型 DC-MMC 变换器的输入和输出电流均是直流分量, 通过在桥臂间注入高频环流实现功率交换。因此可以将整个环流一起控制, 使得环流的外泄得到很好的限制。最后再对各个桥臂的直流分量进行单独控制, 就可以达到控制各桥臂电流的目的。

### 3.1.1 电流内环控制分析及桥臂直流分量控制

根据功率守恒原理, 定义双极 II 型 DC-MMC 变换器的变比为  $m$ , 则端口电压和电流满足式(18)。

$$\begin{cases} V_N = mV_O \\ I_N = \frac{1}{m}I_O \end{cases} \quad (18)$$

根据式(2)和式(10), 消去各桥臂的直流分量, 得到环流  $i_{mp}$  的表达式为

$$i_{mp} = \frac{1}{m-1}[i_{p1} - (1-m)i_{p2} + i_{p3}] \quad (19)$$

3 个桥臂直流分量  $I_{p1}$ 、 $I_{p2}$  和  $I_{p3}$  的表达式为

$$\begin{cases} I_{p1} = i_{p1} + i_{mp} \\ I_{p2} = i_{p2} - i_{mp} \\ I_{p3} = i_{p3} - i_{mp} \end{cases} \quad (20)$$

根据式(20), 3 个桥臂的直流分量分别控制, 得到的误差经过 PI 调节器得到各个桥臂电压直流分量的给定值。

### 3.1.2 基于 SOGI-PLL 的整体环流控制

由于 PI 调节器对于高频的交流分量跟踪能力较差, 本节引入 SOGI-PLL 实现对单相环流的控制。

SOGI 是近十几年来发展起来的一种新型滤波器, 这种滤波器可以将单相的交流流量转化成两个正交的  $\alpha$  分量和  $\beta$  分量, 并对输入的交流流量进行滤波处理。

将环流送入 SOGI 产生  $\alpha$  和  $\beta$  两个正交的分量, 经过派克变换得到  $d$  轴和  $q$  轴分量, 派克变换所需要的角度为锁相环输出角度。最终 SOGI 产生的  $\alpha$  分量就是滤波后的精确环流。传统的 SOGI-PLL 控制结构如图 4 所示。

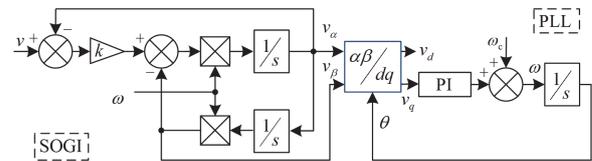


图 4 传统 SOGI-PLL 控制框图

Fig. 4 Block diagram of conventional SOGI-PLL control

SOGI-PLL 完成锁相后, 将环流产生的  $dq$  轴分量送入环流控制器得到电压交流分量参考值  $u_{mp}^*$ , 即可实现对环流的闭环控制。环流控制器的控制框图如图 5 所示。

实现环流控制后, 结合上节对桥臂直流分量的控制可得到各桥臂电压参考值  $u_{p1}^*$ 、 $u_{p2}^*$  和  $u_{p3}^*$ 。直流控制器框图如图 6 所示。

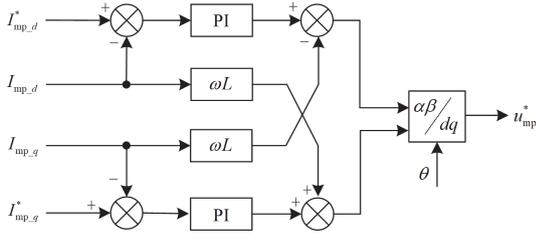


图 5 环流控制器框图

Fig. 5 Block diagram of circulation controller

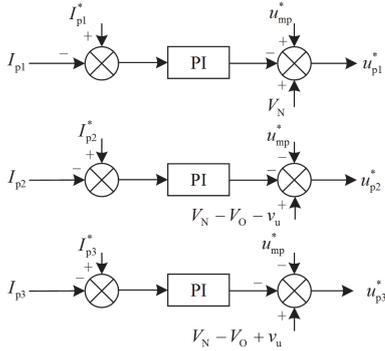


图 6 直流控制器框图

Fig. 6 Block diagram of DC controller

综上所述，基于单相  $dq$  解耦的 PI 控制器由 SOGI-PLL、直流控制器和环流控制器组成。3 个桥臂的电流经过式(19)计算后，首先经过 SOGI-PLL 得到精确环流以及其  $dq$  轴分量，后者经环流控制器得到桥臂电压交流分量参考值  $u_{mp}^*$ ，最后该参考值和计算得到的各桥臂直流分量经过直流控制器得到各桥臂电压参考值  $u_{p1}^*$ 、 $u_{p2}^*$  和  $u_{p3}^*$ 。电流内环控制框图如图 7 所示。

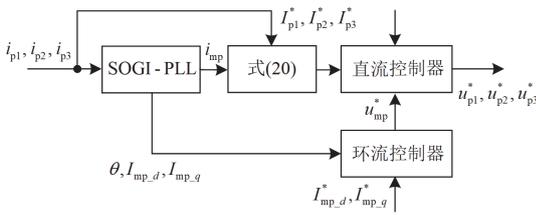


图 7 电流内环控制框图

Fig. 7 Block diagram of current inner loop control

### 3.2 功率外环控制

3.1 节中电流内环能够很好地控制变换器的总功率，但是由于每个桥臂的直流分量是单独控制的，因此桥臂之间的功率会出现不平衡的现象，本节根据第 2 节推导的一周期内各个桥臂的平均功率对功率外环控制器进行设计。

根据式(8)设计功率外环的 PI 控制器得到 3 个

桥臂直流分量参考值  $I_{p1}^*$ 、 $I_{p2}^*$  和  $I_{p3}^*$ ，这 3 个参考值作为电流内环输入控制各桥臂电流的直流分量。

功率外环能够很好地平衡桥臂间的能量，各桥臂子模块的电容电压也将在功率环作用下保持稳定，变换器将在内外环的控制下稳定运行。功率外环控制框图如图 8 所示。

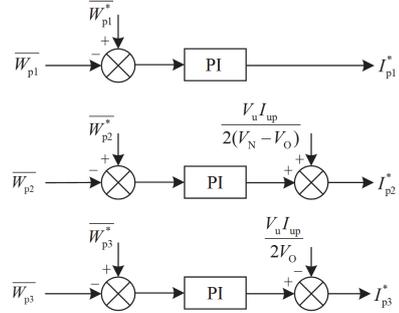


图 8 功率外环控制框图

Fig. 8 Block diagram of power outer loop control

## 4 基于分步寻优原理的改进模型预测控制策略

上述设计的 PI 控制策略已能够实现变换器的稳定运行，但是变换器仍存在端口谐波含量较高、稳定性不强等问题。针对上述问题，可采用模型预测控制实现对端口电流的直接控制，进一步提升变换器的性能。

传统模型预测控制一般通过离散变换器数学模型，采样计算此时所有子模块开关组合，寻求下一时刻目标函数最优的开关状态。但是对于含有  $N$  个子模块的桥臂，其每次采样的寻优次数将达到  $2^{N+1}$  次，这是非常繁琐的。为了减小寻优次数，常规模型预测控制将电容电压平衡策略独立出来，通过模型预测控制计算后输出下一时刻桥臂投入子模块的数量。这样对于单个桥臂，其寻优次数将减小至  $N+1$  次。然而，对于本文采用的双极  $\Pi$  型 DC-MMC 拓扑，上半部分的寻优次数为  $3(N+1)$  次，该数目也比较大，并且由于桥臂电流的耦合，单独控制每个桥臂的电流以此间接控制端口电流准确度欠佳。因此有必要对这种模型预测的寻优方式进行改进，并侧重于对直流端口的直接控制。

### 4.1 双极 $\Pi$ 型 DC-MMC 端口电流微分方程

DC-MMC 变换器对于端口电流具有很高的要求，采用针对端口电流的控制策略能够使变换器拥有更好的稳态及动态性能。首先分析其端口电流的微分方程。

将式(1)重写于式(21):

$$\begin{cases} u_{p1} = V_N - L \frac{di_{p1}}{dt} \\ u_{p2} = V_N - V_O - v_u - L \frac{di_{p2}}{dt} \\ u_{p3} = V_O + v_u - L \frac{di_{p3}}{dt} \end{cases} \quad (21)$$

由式(21)得到针对端口电流的微分方程:

$$\frac{V_N - 2V_O - 2v_u}{2} = \frac{u_{p2} - u_{p3}}{2} + \frac{L}{2} \times \frac{dI_O}{dt} \quad (22)$$

$$2V_N - V_O - v_u = u_{p1} + u_{p2} + L \frac{dI_N}{dt} \quad (23)$$

由式(22)、式(23)可知, 变换器的端口电流分别由与该端口相邻两个桥臂的电压控制, 因此得到这些电压的参考值是解决问题的关键。

## 4.2 基于分步寻优原理的改进模型预测控制策略

### 4.2.1 输出电流 MPC 控制

将式(22)离散化可计算出输出电流下一采样时刻的预测值  $I_O(t+T_s)$ 。离散化后的方程为

$$I_O(t+T_s) = I_O(t) + \frac{2T_s}{L} \left( -e_1 + \frac{V_N - 2V_O - 2v_u}{2} \right) \quad (24)$$

式中:  $I_O(t)$  为采样时刻输出端口电流;  $T_s$  为采样时间;  $e_1$  为  $p_2$  和  $p_3$  桥臂的差模电压, 即

$$e_1 = \frac{u_{p2} - u_{p3}}{2} \quad (25)$$

如果输出直流端口电流参考值为  $I_O^*(t+T_s)$ , 则端口电流的价值函数为

$$J_1 = |I_O^*(t+T_s) - I_O(t+T_s)| \quad (26)$$

对于  $e_1$  的寻优, 可以在采用电容电压平衡策略的前提下对两个桥臂子模块所有开关状态进行寻优, 但该寻优手段的寻优次数为  $(N+1)^2$ , 计算很繁琐。

为简化寻优, 可考虑  $p_2$  和  $p_3$  桥臂的共模电压  $e_2$ 。由于  $e_2$  可以由端口输出电压决定, 因此  $e_2$  的给定值  $e_2^*$  满足式(27)。

$$e_2^* = \frac{u_{p2}^* + u_{p3}^*}{2} = \frac{V_N}{2} \quad (27)$$

根据式(27)可以获得  $e_1$  更简便的寻优方式, 进而分别确定  $p_2$  和  $p_3$  桥臂电压的寻优表达式为

$$e_1^* = \frac{V_N}{N} \times h_1 \quad (28)$$

$$u_{p2}^* = \left( \frac{N}{2} + h_1 \right) \left( \frac{V_N}{N} \right) \quad (29)$$

$$u_{p3}^* = \left( \frac{N}{2} - h_1 \right) \left( \frac{V_N}{N} \right) \quad (30)$$

式中:  $h_1 = -\frac{N}{2}, -\frac{N-1}{2}, \dots, 0, \dots, \frac{N-1}{2}, \frac{N}{2}$ 。

控制输出端口电流的 MPC 控制计算流程图如图 9 所示, 首先对此时  $e_1(t)$  的  $N+1$  种电平进行遍历, 经式(24)计算得到  $N+1$  个与之对应的输出电流预测值  $I_O(t+T_s)$ , 然后在这些值中确定使式(26)最小的开关组合, 再结合式(29)、式(30)分别得到  $p_2$  和  $p_3$  桥臂下一时刻的开关状态。在这次寻优过程中, 寻优次数为  $N+1$  次, 与  $(N+1)^2$  次相比, 很大程度上减小了计算量。

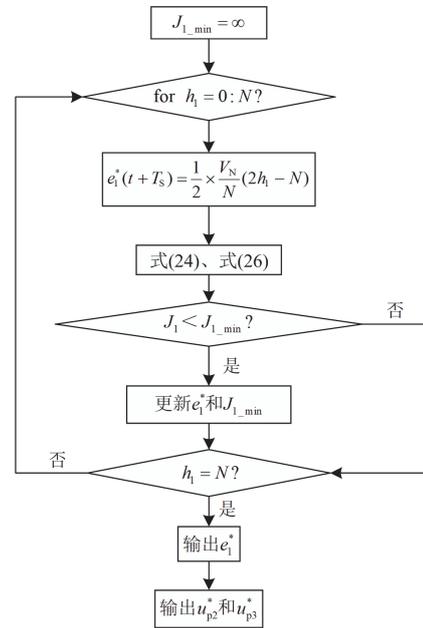


图 9 输出电流 MPC 控制流程图

Fig. 9 MPC control flowchart for output current

### 4.2.2 输入电流 MPC 控制

将式(25)离散化得到下一采样时刻输入电流的预测值  $I_N(t+T_s)$ , 离散化后的方程为

$$I_N(t+T_s) = I_N(t) + \frac{T_s}{L} (-2e_3 + 2V_N - V_O + v_u) \quad (31)$$

式中:  $I_N(t)$  为采样时刻的输入端口电流,  $e_3$  为  $p_1$  和  $p_2$  桥臂的共模电压, 即

$$e_3 = \frac{u_{p1} + u_{p2}}{2} \quad (32)$$

如果输入直流端口电流参考值为  $I_N^*(t+T_s)$ , 则输入电流的价值函数为

$$J_2 = |I_N^*(t+T_s) - I_N(t+T_s)| \quad (33)$$

由于对输出端口电流寻优后暂时确定了  $p_2$  桥臂电压的给定值  $u_{p2}^*$ ，因此，只需要确定  $p_1$  桥臂的电压给定值  $u_{p1}^*$  就能够实现对输入电流的控制。 $p_1$  桥臂电压的寻优表达式为

$$u_{p1}^* = \frac{V_N}{N} \times h_2 \quad (34)$$

式中： $h_2 = 0, \dots, N-1, N$ 。

控制输入端口电流的 MPC 控制计算流程图如图 10 所示，首先对此时  $e_3(t)$  的  $N+1$  种电平进行遍历，经式(31)计算得到  $N+1$  个与之对应的输入电流预测值  $I_N(t+T_s)$ ，然后在这些值中确定使得式(33)最小的开关组合，再结合式(34)得到  $p_1$  桥臂下一时刻的开关状态。在此次寻优过程中，寻优次数为  $N+1$  次。

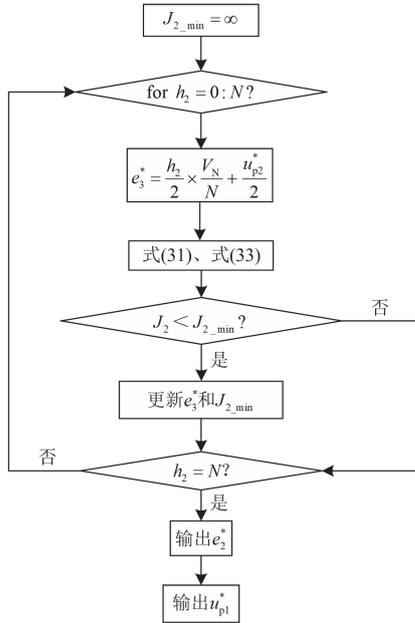


图 10 输入电流 MPC 控制流程图

Fig. 10 MPC control flowchart of input current

#### 4.2.3 环流整体 MPC 控制

双极 II 型 DC-MMC 变换器通过注入高频环流实现功率的传递，只控制端口的电流还不能使得 3 个桥臂的电流得以稳定，因此需要考虑对整体环流的控制。

$p_2$  和  $p_3$  桥臂的差模电压  $e_1$  控制变换器的输出电流，如果在  $p_2$  和  $p_3$  桥臂上同时加上或者减去相同的电压  $V_K$ ，能够确保输出电流是不变的。同理， $p_1$  和  $p_2$  桥臂的共模电压  $e_3$  控制变换器的输入电流，如果在  $p_1$  桥臂上同时加上或减去，同时在  $p_2$  桥臂上减去或加上相同的电压  $V_K$ ，也能够确保输出电流是不

变的。接下来要实现 3 个桥臂环流整体的控制，则可以考虑如下电压  $e_4 = u_{p2} + u_{p3} - u_{p1}$ 。其对应的微分方程由式(21)得到，即

$$e_4 = u_{p2} + u_{p3} - u_{p1} = L \frac{di_y}{dt} \quad (35)$$

式中： $i_y = i_{p2} + i_{p3} - i_{p1}$ 。

如果要保持输入端口电流和输出端口电流同时保持不变，则可以在  $p_2$  和  $p_3$  桥臂同时加上或者减去相同电压  $V_K$  的情况下在  $p_1$  桥臂上减去或者加上该相同电压  $V_K$ 。 $V_K$  实际上为电平电压的整数倍。理论上  $V_K$  的寻优范围越大，控制将越精确，但增大  $V_K$  寻优范围将导致寻优次数的增多，因此一般取正负 1~2 个电平即可。本文取  $V_K$  寻优的范围为正负两个电平，此时可得  $e_4$  的等价微分方程为

$$e_4' = u_{p2} + u_{p3} - u_{p1} + 3 \times V_K = L \frac{di_y}{dt} \quad (36)$$

$$V_K = \frac{V_N}{N} \times h_3 \quad (37)$$

式中： $e_4'$  为  $e_4$  的等价电压； $h_3 = -2, -1, 0, 1, 2$ 。对式(36)离散化，得到  $i_y$  下一采样时刻的预测值  $i_y(t+T_s)$  为

$$i_y(t+T_s) = i_y(t) \times \frac{T_s}{L} \times e_4' \quad (38)$$

式中： $i_y(t) = i_{p2}(t) + i_{p3}(t) - i_{p1}(t)$ 。如果  $i_y$  参考值为  $i_y^*(t+T_s)$ ，则  $i_y$  的价值函数为

$$J_3 = |i_y^*(t+T_s) - i_y(t+T_s)| \quad (39)$$

对  $V_K$  进行寻优可以得到  $e_4'$  的给定值。那么最终 3 个桥臂电压参考值  $u_{p1}'$ 、 $u_{p2}'$  和  $u_{p3}'$  的表达式为

$$\begin{cases} u_{p1}' = u_{p1}^* - h_3 \times \frac{V_N}{N} \\ u_{p2}' = u_{p2}^* + h_3 \times \frac{V_N}{N} \\ u_{p3}' = u_{p3}^* + h_3 \times \frac{V_N}{N} \end{cases} \quad (40)$$

环流整体控制的流程图如图 11 所示。首先对各个桥臂电平的 5 种变化进行遍历，根据式(38)得到 5 个定义电流的预测值  $i_y(t+T_s)$ ，然后在这些值中确定使得式(39)最小的电平变化值  $h_3$ ，最后由式(40)确定最终 3 个桥臂子模块的最佳开关状态。

在此次寻优过程中，寻优次数为 5，且同时应考虑到寻优电平溢出的情况，如果计算得到的最终电压参考值  $u_{p1}'$ 、 $u_{p2}'$  和  $u_{p3}'$  超出桥臂所能提供的电压

范围, 应在本次采样寻优过程中放弃整体环流寻优结果, 只采用对端口电流寻优后的结果。

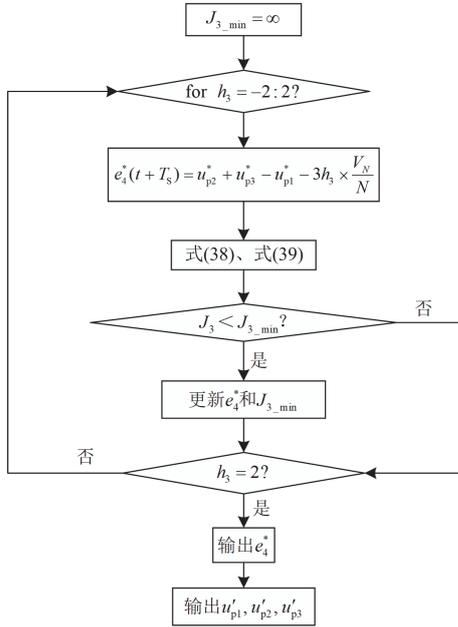


图 11 环流整体 MPC 控制框图

Fig. 11 MPC control block diagram of circulation current

3 次寻优的计算总次数为  $[5 + 2(N + 1)]$ , 而对桥臂的直接控制寻优计算总次数为  $3(N + 1)$ , 在桥臂子模块数量  $N$  较多的情况下, 改进型 MPC 能够大幅减小寻优次数。寻优次数  $h$  和桥臂子模块数量  $N$  的关系如图 12 所示。除此之外, 相比于控制桥臂电流, 这种改进型 MPC 控制能够实现对端口电流的直接控制, 进而提升变换器的整体性能。整个寻优过程的流程图如图 13 所示。

#### 4.2.4 功率外环设计

上述基于分步寻优原理的改进型 MPC 控制器在控制策略中承担的任务与电流内环控制器相同。与双闭环控制类似, 为了保持各桥臂电容电压的平衡, 需要引入功率外环对桥臂能量进行控制。基于分步寻优原理的改进型 MPC 控制给定输入为端口电流  $I_O^*$ 、 $I_N^*$  和定义电流  $i_y^*$ 。引入基于单相  $dq$  解耦

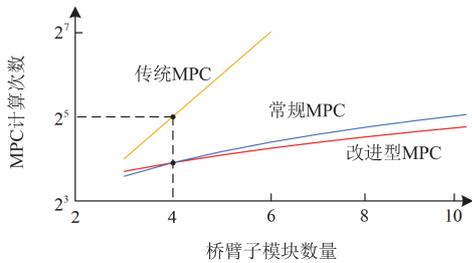


图 12 不同 MPC 寻优计算的总次数

Fig. 12 Total number of different MPC optimization calculations

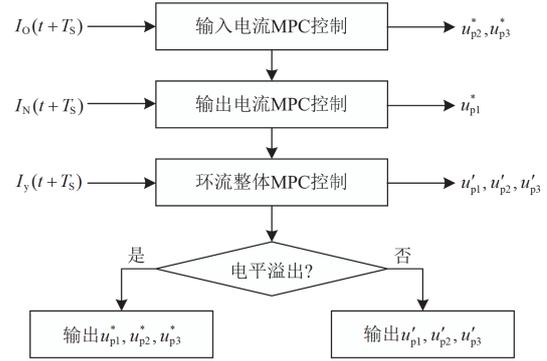


图 13 改进型 MPC 控制流程图

Fig. 13 Improved MPC control flowchart

控制的功率外环控制, 该功率环输入为各桥臂一周功率平均值, 输出为各桥臂直流分量, 根据式(41)可以计算出 MPC 控制的各给定输入  $I_O^*$ 、 $I_N^*$  和定义电流  $i_y^*$ 。

$$\begin{cases} I_O^* = I_{p2}^* - I_{p3}^* \\ I_N^* = I_{p1}^* + I_{p2}^* \\ i_y^* = I_{p2}^* + I_{p3}^* - I_{p1}^* + 3i_{mp}^* \end{cases} \quad (41)$$

## 5 仿真分析

为了验证本文提出的关于双极 II 型 DC-MMC 变换器的性能及控制策略的有效性, 在 MATLAB/Simulink 中搭建双极 II 型 DC-MMC 仿真模型, 从稳态和暂态两方面对仿真结果进行分析。稳态部分主要分析变换器稳态时的端口电流、桥臂电流以及子模块电容电压的平均值, 暂态部分主要分析变换器在启动和功率突变时端口电流的暂态情况。

输入/输出端口采用电压等级不同的两个直流电压源代替直流母线电压, 以此对两个直流电网互联进行模拟。仿真参数表如表 1 所示。

表 1 系统仿真参数

参数名称	数值
变换器给定功率 $P/\text{MW}$	9.6
输入侧电压 $V_N/\text{kV}$	24
输出侧电压 $V_O/\text{kV}$	12
桥臂子模块数量 $N$	10
桥臂电感 $L/\text{mH}$	10
子模块电容 $C_0/\text{mF}$	7
环流频率 $f/\text{Hz}$	50
子模块初始电容电压 $U/\text{V}$	2500

### 5.1 变换器稳态性能分析

#### 5.1.1 变换器稳态电流分析

变换器端口电流的波形如图 14 所示。蓝色波形为输入侧电流波形  $I_O$ ，红色为输出侧电流波形  $I_N$ ，变换器在输入电流参考值 0.4 kA 和输出电流参考值 0.8 kA 下保持稳定。

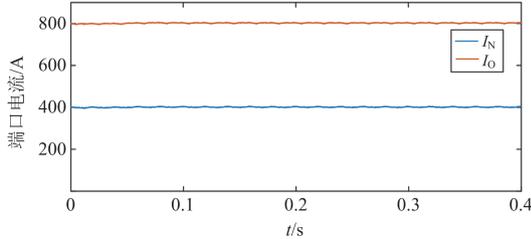


图 14 变换器端口电流波形

Fig. 14 Current waveform of converter port

变换器稳态下，两种控制策略端口电流快速傅里叶变换(fast Fourier transform, FFT)的分析结果如图 15 所示。图 15(a)和图 15(b)分别为端口输入和输出电流在 PI 控制下的 FFT 分析结果，图 15(c)和图 15(d)分别为端口输入和输出电流在 MPC 控制下 FFT 分析的结果。由图 15 能够清晰地看出，变换器在 MPC 控制下的稳态性能要高于在 PI 控制下的稳态性能。

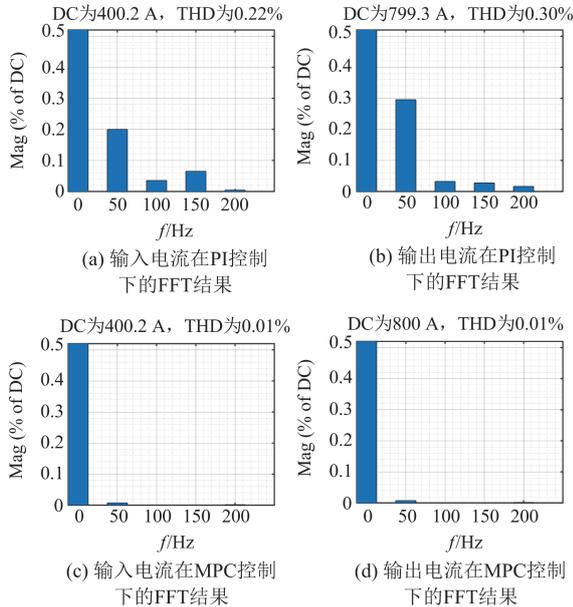


图 15 变换器端口电流 FFT 分析

Fig. 15 FFT analysis of converter port current

变换器稳态下，正、负两极桥臂电流波形图如图 16 和图 17 所示。

图 16 中：蓝色代表  $p_1$  桥臂的电流波形，红色代表  $p_2$  桥臂的电流波形，绿色代表  $p_3$  桥臂的电流波

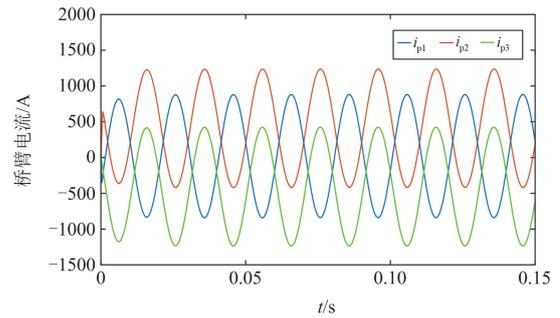


图 16 变换器正极桥臂电流波形

Fig. 16 Current waveform of converter positive bridge arm

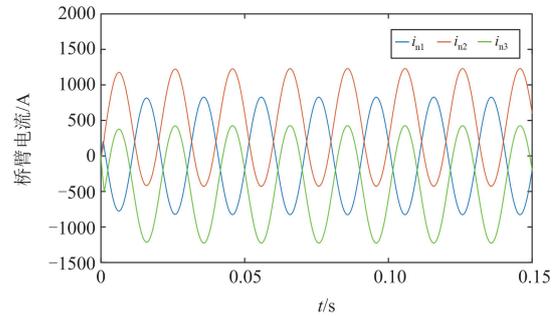


图 17 变换器负极桥臂电流波形

Fig. 17 Current waveform of converter negative bridge arm

形。 $p_1$  桥臂的交流分量与  $p_2$ 、 $p_3$  桥臂的交流分量相位相差  $180^\circ$ 。 $p_1$  桥臂的直流分量  $I_{p1}$  约为 0 A， $p_2$  桥臂的直流分量  $I_{p2}$  约为 400 A， $p_3$  桥臂的直流分量  $I_{p3}$  约为 -400 A，与理论分析相符。

图 17 中：蓝色代表  $n_1$  桥臂的电流波形，红色代表  $n_2$  桥臂的电流波形，绿色代表  $n_3$  桥臂的电流波形。 $n_1$  桥臂的交流分量与  $n_2$ 、 $n_3$  的交流分量相位相差  $180^\circ$ 。 $n_1$  桥臂的直流分量  $I_{n1}$  约为 0 A， $n_2$  桥臂的直流分量  $I_{n2}$  约为 400 A， $n_3$  桥臂的直流分量  $I_{n3}$  约为 -400 A，与理论分析一致。由于正负两极注入的高频环流对称，图 16、图 17 中颜色相同的波形偏置和振幅相等，相位相差  $180^\circ$ 。

稳定状态下，各桥臂电流在两种控制策略下的总谐波畸变(total harmonic distortion, THD)含量如表 2 所示。由表 2 可以看出，变换器的 THD 在两种控制策略下均能达到要求指标。但是变换器在 MPC 控制下各桥臂的 THD 含量要小于 PI 控制，MPC 控制的谐波分量更小，稳态性能更好。

#### 5.1.2 变换器稳态桥臂子模块电容电压分析

变换器各桥臂电容电压平均值波形如图 18 所示。由图 18 可以看出，各桥臂子模块电容电压平均值  $u_{ave}$  均能稳定在 2500 V。在注入对称环流的情况下，

正负两级对应位置桥臂的电容电压平均值相差 180°。

表 2 PI 和 MPC 控制下的各桥臂 THD 含量

Table 2 THD content of each bridge arm with PI and MPC control

桥臂	PI 控制 THD/%	MPC 控制 THD/%
$p_1$	0.85	0.02
$p_2$	0.94	0.03
$p_3$	0.95	0.03
$n_1$	0.19	0.03
$n_2$	0.20	0.03
$n_3$	0.24	0.03

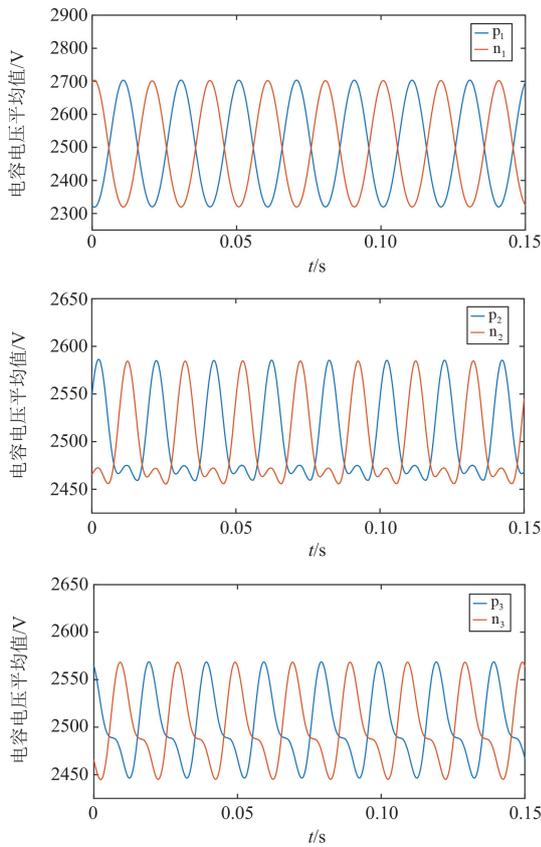


图 18 各桥臂子模块电容电压平均值

Fig. 18 Average value of capacitance voltage for each bridge arm submodule

在 DC-MMC 变换器中, 维持子模块电容电压保持平衡是变换器是否能够长时间稳定运行的关键, 因此有必要对桥臂能量的平衡进行分析。接下来对变换器稳态下各桥臂子模块电容电压均值进行分析, 以此分析变换器稳态下各桥臂的能量。

1) 功率外环对子模块电容电压的影响

理想状态下, 单电流闭环就能够实现电流的跟踪和变换器的稳定运行。但实际会因为存在开关损耗, 导致各桥臂的环流在电流环跟踪过程中会产生

相位延迟, 进而导致桥臂功率单一方向变化。实际长时间运行时若子模块能量耗尽时很可能会导致变换器的崩溃。

图 19 为投入和切除功率外环两种情况下变换器稳态时正负极各桥臂子模块电容电压随时间变化的波形, 蓝色为功率环投入, 红色为功率环切除。

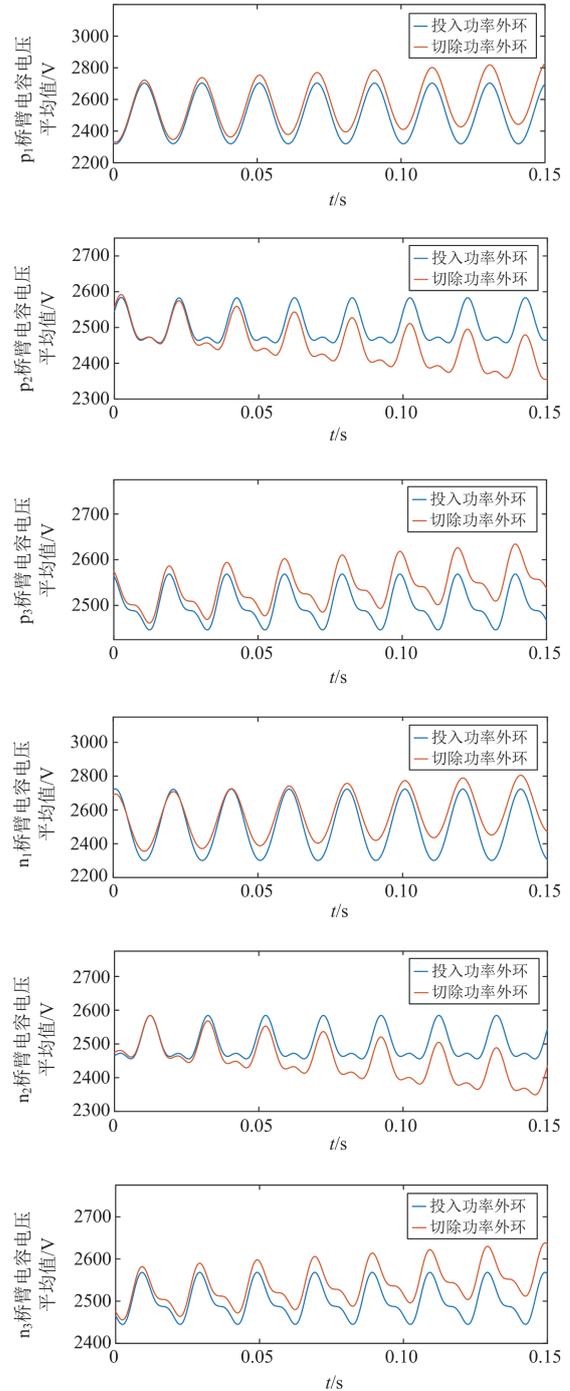


图 19 有无功率环下各桥臂子模块电容电压平均值波形

Fig. 19 Average capacitance voltage waveform of each bridge arm submodule with and without power loop

由图能够看出，切除功率环时，子模块电容电压单一方向变化，桥臂功率也不会平衡。而在投入功率环后，子模块电容电压保持稳定平衡，桥臂在交换功率时能够保持自身功率稳定，体现了功率外环对于变换器桥臂间功率平衡的重要作用。

2) 确定功率环投入时间的必要性及其判断依据

变换器启动时，各桥臂的电流不能突变，从而形成暂态。采样一周期( $t = 0.02 \text{ s}$ )时，可以获得各桥臂能量的平均值  $\overline{W_{kj}}$ ，该值理论上应作为功率环的给定。此时各桥臂电流未达到稳态，从而将导致该给定值在桥臂电流稳定前并不准确。强行加入功率环会使得能量误差的突变，最终回馈至端口电流，从而导致端口电流的超调甚至失稳。图 20 为在采样一周期即  $t = 0.02 \text{ s}$  时端口电流的波形图，可以看出当  $t = 0.02 \text{ s}$  时端口电流会短时间内超调，严重影响系统的稳定性。因此，功率环的投入时间必须要等到桥臂电流达到稳定后才能投入。为了能够使得功率环最大化促进系统的稳定性，应选择桥臂电流第一次到达峰值的时间作为功率环投入的最佳时间。

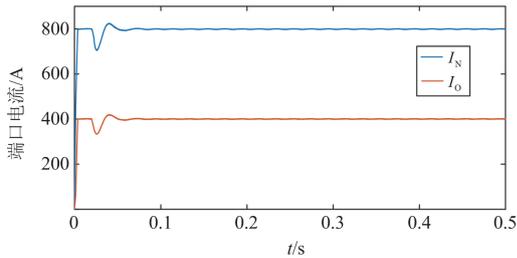


图 20 过早投入功率环时端口电流波形

Fig. 20 Port current waveform when power loop is put in early

5.2 变换器暂态性能分析

变换器在遇到启动或在实际运行中改变系统功率的瞬间，变换器将进入暂态。暂态的时间和电流超调的情况对于分析变换器的暂态性能十分关键。本节分析变换器在启动和改变功率两种情况下变换器的暂态过程，并对比分析两种控制策略下变换器的暂态性能。

5.2.1 变换器启动时暂态性能分析

变换器启动前默认子模块电容充电完毕，在启动时开始传递功率，端口电流从 0 A 开始进入暂态过程。在控制策略的控制下，变换器端口电流逐渐达到给定值。两种控制策略下变换器启动时暂态过程端口电流波形如图 21 所示。由图可以看出，两种控制策略均能使变换器端口电流在  $t = 0.0004 \text{ s}$  前达到给定值，但相比于 PI 控制，端口电流在 MPC 控制下能够更早达到给定值 0.4 kA 和 0.8 kA。这是因为 PI 控制偏向于各桥臂直流分量和交流分量的控制，而 MPC 控制更侧重于对端口电流的直接控制。

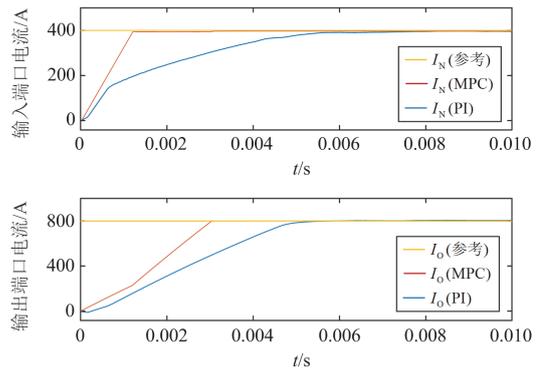


图 21 变换器暂态端口电流波形

Fig. 21 Converter transient port current waveform

5.2.2 变换器改变功率时暂态性能分析

变换器达到稳定后，端口电流将稳定在给定值，在变换器变比不变的情况下，改变系统给定功率  $P$ ，变换器端口电流在两种控制策略下从暂态到达稳态的波形如图 22 所示。系统功率  $P$  依次给定在 4.8 MW、7.2 MW、9.6 MW、12 MW、9.6 MW 和 7.2 MW。由图 22 能够看出，功率突变时变换器的端口电流能在两种控制策略下分别迅速响应，同时变换器在 MPC 的控制下较 PI 控制能够更快地响应功率突变，MPC 控制的暂态性能更好。

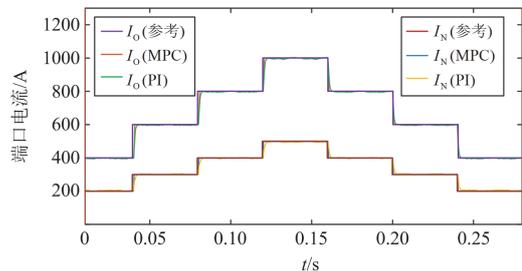


图 22 给定功率突变时端口电流波形

Fig. 22 Port current waveforms for a given power surge

6 结论

为解决目前直流电网互联技术中现有 DC-MMC 所存在的开关损耗大、控制困难等问题，本文选用了开关损耗较小的双极 II 型 DC-MMC 拓扑结构进行研究，在设计基于单相  $dq$  解耦 PI 控制的基础上，提出了一种改进型模型预测控制策略，并得出以下结论：

1) 双极 II 型 DC-MMC 的双向故障闭锁在串联桥臂引入全桥子模块能确保两侧故障时都对子模块充电以支撑非故障端口电压实现双向故障闭锁。故障发生时，故障电流对桥臂充电，系统各桥臂子模块数量和等效电容值等参数一致可以削弱由于电压不平衡所带来的功率流动不可控的影响。

2) 双极 II 型 DC-MMC 的各桥臂电流电压具有高度耦合性, 通过单相  $dq$  解耦的 PI 控制和基于分步寻优原理的改进型 MPC 控制均能够实现桥臂电流电压的解耦, 进而达到控制目的, 变换器在改进型模型预测控制策略下具有更少的谐波含量和更快的响应速度, 具有更好的稳态和暂态性能。

3) 功率环对于变换器桥臂功率平衡起到很大的作用, 变换器需要在功率环的投入下桥臂能量才能达到稳定。但过早地投入功率环会导致端口电流的超调, 选择功率环的投入时间能够使得功率环最大化促进系统的稳定性, 且同时保证端口电流不超调。

本文研究体现了双极 II 型 DC-MMC 在直流电网互联中的应用优势, 对于直流电网互联技术的改进提升具有一定的意义, 但变换器传输功率范围的确定以及其与环流无功分量的关系等也需要进一步深入研究分析。

### 参考文献

- [1] 马文忠, 田洪英, 刘慧玉, 等. 非隔离型模块化多电平 DC/DC 变换器的最小化桥臂环流控制[J]. 电力系统保护与控制, 2021, 49(22): 51-58.  
MA Wenzhong, TIAN Hongying, LIU Huiyu, et al. A minimized AC circulating control strategy for a non-isolated modular multilevel DC/DC converter[J]. Power System Protection and Control, 2021, 49(22): 51-58.
- [2] 郑征, 魏梦雨, 李绍令, 等. 基于李雅普诺夫直接法的 MMC 控制策略研究[J]. 电力系统保护与控制, 2024, 52(19): 35-46.  
ZHENG Zheng, WEI Mengyu, LI Shaoling, et al. MMC control strategy based on a direct Lyapunov method[J]. Power System Protection and Control, 2024, 52(19): 35-46.
- [3] 聂永辉, 张德伟, 高磊, 等. MMC 型柔性直流输电系统的中高频振荡无源阻尼抑制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2024, 52(16): 141-149.  
NIE Yonghui, ZHANG Dewei, GAO Lei, et al. Modeling of MMC sequence impedance considering frequency coupling and impedance reshaping with additional notch filter[J]. Power System Protection and Control, 2024, 52(16): 141-149.
- [4] 马文忠, 孙伟, 王玉生, 等. 基于 MMC 的分布式储能系统及其快速 SOC 均衡控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2024, 52(16): 1-11.  
MA Wenzhong, SUN Wei, WANG Yusheng, et al. Distributed energy storage system based on MMC and rapid SOC balancing control strategy[J]. Power System Protection and Control, 2024, 52(16): 1-11.
- [5] 朱博, 徐攀腾, 王晓雪, 等. 基于混合型 MMC 的柔性直流电网故障电流阻断控制策略[J]. 高压电器, 2024, 60(6): 148-155.  
ZHU Bo, XU Panteng, WANG Xiaoxue, et al. Fault current blocking control strategy for DC grid based on hybrid MMC[J]. High Voltage Apparatus, 2024, 60(6): 148-155.
- [6] ENGE S P L, STIENEKER, N SOLTAU, et al. Comparison of the modular multilevel DC converter and the dual-active bridge converter for power conversion in HVDC and MVDC grids[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(1): 124-137.
- [7] 王凤, 裘鹏, 许建中, 等. 用于多电压等级直流互联的高压大容量 DC/DC 变换器需求分析[J]. 华北电力大学学报, 2023, 50(2): 44-53, 62.  
WANG Feng, QIU Peng, XU Jianzhong, et al. Demand analysis of DC/DC converters with high-voltage and large-capacity for interconnecting multi-voltage DC systems[J]. Journal of North China Electric Power University, 2023, 50(2): 44-53, 62.
- [8] SHI Shuhai, ZHUO Fang, CHENG Sheng, et al. Research on multiphase topology of F2F DC transformer and the control method[C]// 2019 10th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE 2019-ECCE Asia), May 27-30, 2019, Busan, Korea (South): 1395-1400.
- [9] YANG Heng, M SAEEDIFARD. A capacitor voltage balancing strategy with minimized AC circulating current for the DC-DC modular multilevel converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(2): 956-965.
- [10] 邹凯凯, 李钢, 邹强, 等. MMC 子模块电容电压波动及谐波研究[J]. 南方能源建设, 2023, 10(5): 129-138.  
ZOU Kaikai, LI Gang, ZOU Qiang, et al. Capacitor voltage ripple and harmonics analysis in MMC[J]. Southern Energy Construction, 2023, 10(5): 129-138.
- [11] GRUSON F, LI Yafang, MOIGNE P L, et al. Full state regulation of the modular multilevel DC converter (M2DC) achieving minimization of circulating currents[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2020, 35(1): 301-309.
- [12] FALCHI D, PRIETO-ARAUJO E, GOMIS-BELLMUNT O. Power capability domain analysis for M2DC-based AC/DC/DC multi-port converter[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2014, 39(4): 2160-2172.
- [13] ACERO D G, CHEAH-MANE M, PAEZ J D, et al. DC-MMC for the interconnection of HVDC grids with different line topologies[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2020, 37(3): 1692-1703.
- [14] VIDAL-ALBALATE R, BARAHONA J, SOTO-SANCHEZ D, et al. A modular multi-level DC-DC converter for HVDC grids[C]// IECON 2016-42nd Annual

- Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, October 23-26, 2016, Florence, Italy, 2016: 3141-3146.
- [15] VIDAL R, SOTO D, ANDRADE I, et al. A multilevel modular DC-DC converter topology[C]// *Mathematics and Computers in Simulation*, 2017, 131: 128-141.
- [16] 刘思源, 徐东旭, 梅念, 等. 直流侧故障对模块化多电平换流器的影响研究[J]. *电力系统保护与控制*, 2017, 45(10): 48-54.
- LIU Siyuan, XU Dongxu, MEI Nian, et al. Research on the effect of DC side fault on modular multilevel converter[J]. *Power System Protection and Control*, 2017, 45(10): 48-54.
- [17] 孙迎新. 基于 MMC 的 HVDC 输电系统控制与保护策略的研究[D]. 青岛: 中国石油大学(华东), 2017.
- SUN Yingxin. Research on control and protection strategy of HVDC transmission system based on MMC[D]. Qingdao: China university of petroleum (East China), 2017.
- [18] 马文忠, 王晓康, 王玉生, 等. 一种可实现双向故障闭锁的双极 Y 型模块化多电平直流变换器[J]. *电网技术*, 2024, 48(5): 2122-2132.
- MA Wenzhong, WANG Xiaokang, WANG Yusheng, et al. A bipolar Y-type modular multilevel DC converter for bidirectional fault blocking[J]. *Power System Technology*, 2024, 48(5): 2122-2132.
- [19] 王硕, 何柏娜, 程婷, 等. MMC-HVDC 双极故障条件下自适应限流控制策略[J]. *电力工程技术*, 2024, 43(6): 53-63.
- WANG Shuo, HE Baina, CHENG Ting, et al. Adaptive current limiting control strategy for MMC-HVDC under bipolar fault conditions[J]. *Electric Power Engineering Technology*, 2024, 43(6): 53-63.
- [20] 王育飞, 张文韬, 杨铭诚, 等. 考虑虚拟控制参数调节的风储联合调频优化模型预测控制[J]. *电力系统保护与控制*, 2024, 52(16): 37-48.
- WANG Yufei, ZHANG Wentao, YANG Mingcheng, et al. Combined wind-storage system frequency regulation optimization model predictive control considering virtual control parameter adjustment[J]. *Power System Protection and Control*, 2024, 52(16): 37-48.
- [21] GONG Zheng, DAI Peng, YUAN Xibo, et al. Design and experimental evaluation of fast model predictive control for modular multilevel converters[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2016, 63(6): 3845-3856.
- [22] ZHANG Zhenbin, LI Junda, LI Zhen, et al. Adaptive fast-optimization predictive control of MMC with improved hybrid control framework[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2024, 71(10): 12338-12347.
- [23] VIDAL-ALBALATE R, SOTO-SANCHEZ D, BELENGUER E, et al. Modular multi-level DC-DC converter for high-power and high-voltage applications[C]// *IECON 2015-41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, November 9-12, 2015, Yokohama, Japan: 3798-3803.
- [24] 杨达亮, 彭祖文, 刘金宝, 等. 一种无延时单相并网变换器  $dq$  电流解耦控制方法[J]. *电网技术*, 2022, 46(4): 1585-1594.
- YANG Daliang, PENG Zuwen, LIU Jinbao, et al.  $d-q$  current decoupling for single-phase grid-connected converter based on non-delay[J]. *Power System Technology*, 2022, 46(4): 1585-1594.
- [25] 张莉, 熊永圣, 王连强, 等. 低频工况下 MMC 模型预测控制策略[J]. *中国电机工程学报*, 2023, 43(4): 1547-1556.
- ZHANG Li, XIONG Yongsheng, WANG Lianqiang, et al. Model predictive control strategy for MMC under low frequency[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2023, 43(4): 1547-1556.
- [26] 张建坡, 胡子为, 闫语. MMC-HVDC 改进模型预测控制策略研究[J]. *中国电机工程学报*, 2021, 41(7): 2363-2373.
- ZHANG Jianpo, HU Ziwei, YAN Yu. Research of improved model predictive control strategy for MMC-HVDC[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2021, 41(7): 2363-2373.
- [27] 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.

收稿日期: 2024-10-15; 修回日期: 2024-12-21

作者简介:

孟繁丞(2002—), 男, 硕士研究生, 研究方向为柔性直流输电; E-mail: mfcheng0725@126.com

马文忠(1968—), 男, 博士, 教授, 研究方向为柔性直流输电与能源互联网等。E-mail: mawenzhong@126.com

(编辑 石晋美)