

应用于 AC/AC 变换的 M3C 系统控制策略

李佳宇¹, 韩源¹, 王建军¹, 潘玥²

(1. 国网河南省电力公司漯河供电公司, 河南 漯河 462000;

2. 河南理工大学 电气工程与自动化学院, 河南 焦作 454003)

摘要:模块化多电平矩阵变换器(M3C)是一种可以直接实现 AC-AC 变换的多电平拓扑结构,在高压输电系统及直流配电系统中有良好的应用前景,但 M3C 内部存在的桥臂环流通道导致其控制结构十分复杂。为此,提出一种分层式系统控制策略。首先,基于常规的双 $\alpha\beta 0$ 坐标变换,推导出 M3C 的数学模型。然后,将电压源变换器中常用的外环和内环控制器的双环控制结构应用到 M3C 中。此外,为了抑制系统内部的环流分量,提出了一种基于双 $\alpha\beta 0$ 变换解耦的桥臂能量均衡控制策略,通过该控制和载波移相调制实现桥臂和桥臂间的电容电压控制。最后,搭建仿真模型和实验样机,仿真及实验结果验证了所提 M3C 系统控制策略的可行性。

关键词:模块化多电平矩阵变换器;双 $\alpha\beta 0$ 坐标变换;双闭环矢量控制;桥臂能量均衡

中图分类号:TM46 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqcd25498

M3C System Control Strategy Applied to AC/AC Conversion

LI Jiayu¹, HAN Yuan¹, WANG Jianjun¹, PAN Yue²

(1. State Grid Henan Electric Power Company Luohe Power Supply Company, Luohe 462000, Henan, China;

2. School of Electric Engineering and Automation, Henan Polytechnic University, Jiaozuo 454003, Henan, China)

Abstract: Modular multilevel matrix converter (M3C) is a multilevel topology that can directly realize AC-AC conversion, which has good application prospects in high-voltage transmission systems and DC distribution systems, but the existence of bridge-arm circulating channels inside the M3C leads to a very complex control structure. For this reason, a hierarchical system control strategy was proposed. First, the mathematical model of the M3C was derived based on the conventional double $\alpha\beta 0$ coordinate transformation. Then, a dual-loop control structure consisting of an outer-loop and an inner-loop controller was employed in the M3C, which is usually employed in voltage source converters. In addition, in order to suppress the loop current component inside the system, a bridge arm energy equalization control strategy based on double $\alpha\beta 0$ transform decoupling was proposed, through which the capacitive voltage control between the bridge arm and the bridge arm was realized by this control and carrier phase shift modulation. Ultimately, the simulation model and physical prototype were constructed, and the outcomes validated the viability of the proposed control strategy for the M3C system.

Key words: modular multilevel matrix converter (M3C); dual $\alpha\beta 0$ coordinate transformation; dual closed-loop vector control; bridge arm energy equalisation

模块化多电平矩阵变换器(modular multilevel matrix converter, M3C)是一种新型电力变换设备,集成了传统多电平变换器和矩阵变换器的特点,可用于中/高压及直流配电,具有谐波含量低、可靠性高、扩展冗余性好、能接实现 AC-AC 变换等优点。其在电机驱动、分频传输等领域受到了

广泛关注^[1-8]。

然而, M3C 桥臂子模块都属于强非线性、多变量耦合系统,导致其控制非常复杂^[9]。近年来已有多篇文献研究了 M3C 的控制策略,文献[10]使用双 $\alpha\beta 0$ 坐标变换法得到输入、输出侧解耦的数学模型,并在 dq 坐标系下通过解耦控制实现了

基金项目:国网河南省电力公司科技项目(5217G0230001)

作者简介:李佳宇(1980—),男,硕士,高级工程师,主要研究方向为电力电子与电气传动,Email:18326300927@163.com

M3C的稳定;文献[11-12]引入一种新的变换,通过双dq坐标变换将被控量转换为直流量进行控制等。上述文献主要针对输入/输出侧控制,对M3C系统整体控制的研究相对较少,文献[13]利用电路叠加法对M3C的子变换器进行分解,实现对输入/输出电压和电容电压的控制,但该方法需对臂电流进行正、负序分离,可能会降低系统动态性能;文献[14]采用模型预测的思想,建立控制量的价值方程,实现输入侧电流、输出侧电流、环流和电容电压的优化控制,但是该方法在M3C桥臂的子模块数量较多时,会导致计算量过多。

为此,本文提出一种新的M3C系统控制策略。该策略利用双 $\alpha\beta$ 坐标变换法建立M3C的数学模型,根据数学模型设计了双闭环控制器。此外,为确保M3C系统稳定运行,提出了一种基于双 $\alpha\beta$ 变换解耦的桥臂能量均衡控制策略,以控制系统内部的环流分量。接着,通过载波移相调制实现M3C桥臂及臂间电容电压的均衡控制。最后,搭建仿真和实验平台,对所提方法的可行性进行了验证。

1 M3C拓扑结构及数学模型

1.1 M3C的总体结构

M3C拓扑结构如图1所示,该拓扑由9个桥臂组成,桥臂由n个H全桥子模块(SM)、桥臂电感 L_0 以级联形式组成,系统两端分别连接着输入三相系统和输出三相系统。为区分系统两端的电气量,用s表示输入,r表示输出。

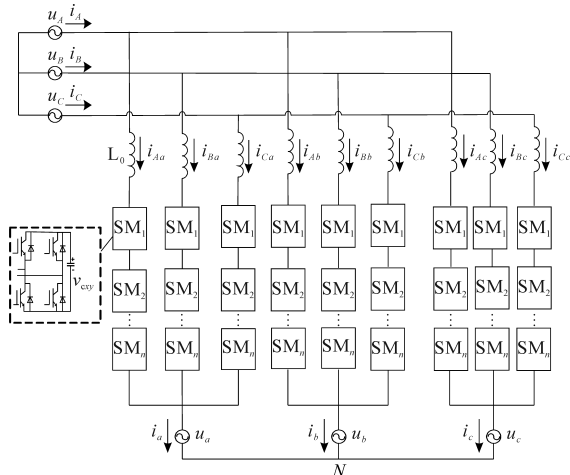


图1 M3C电路拓扑图

Fig.1 Topology of M3C circuit

1.2 M3C的数学模型

根据图1,忽略共模电压,结合基尔霍夫电压

定律(KVL),得到M3C在直角坐标系下数学模型的矩阵表达式如下:

$$\begin{bmatrix} u_A & u_B & u_C \\ u_A & u_B & u_C \\ u_A & u_B & u_C \end{bmatrix} = L_0 \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{Aa} & i_{Ba} & i_{Ca} \\ i_{Ab} & i_{Bb} & i_{Cb} \\ i_{Ac} & i_{Bc} & i_{Cc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{Aa} & u_{Ba} & u_{Ca} \\ u_{Ab} & u_{Bb} & u_{Cb} \\ u_{Ac} & u_{Bc} & u_{Cc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_a & u_a & u_a \\ u_b & u_b & u_b \\ u_c & u_c & u_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中: u_A, u_B, u_C 为输入端三相电压; u_a, u_b, u_c 为输出端三相电压; u_{xy}, i_{xy} ($x = A, B, C; y = a, b, c$)为9个桥臂级联H桥两端的电压和电流。

由拓扑图知,M3C各桥臂的电压由系统两端不同频率的电压组成,桥臂电流由输入/输出侧和环路电流共同构成。为了将桥臂分量和输入输出分量对应起来,可以使用双 $\alpha\beta$ 坐标变换来实现,该过程称为解耦变换^[15-16],可以表示为

$$\begin{cases} C_{\text{double-}\alpha\beta} (H_{3 \times 3}) = T_{\alpha\beta} \times H_{3 \times 3} \times T_{\alpha\beta}^T \\ T_{\alpha\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (2)$$

对式(1)进行双 $\alpha\beta$ 坐标变换,可得:

$$\sqrt{3} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ u_{s\alpha} & u_{s\beta} & u_{s0} \end{bmatrix} = L_0 \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{\alpha\alpha} & i_{\beta\alpha} & i_{0\alpha} \\ i_{\alpha\beta} & i_{\beta\beta} & i_{0\beta} \\ i_{\alpha 0} & i_{\beta 0} & i_{00} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{r\alpha} & u_{r\beta} & u_{r0} \\ u_{r\alpha} & u_{r\beta} & u_{r0} \\ u_{r\alpha} & u_{r\beta} & u_{r0} \end{bmatrix} + \sqrt{3} \begin{bmatrix} 0 & 0 & u_{r\alpha} \\ 0 & 0 & u_{r\beta} \\ 0 & 0 & u_{r0} \end{bmatrix} \quad (3)$$

式中: $u_{s\alpha}, u_{s\beta}, u_{s0}$ 和 $u_{r\alpha}, u_{r\beta}, u_{r0}$ 分别为输入/输出侧的电压在 $\alpha\beta$ 坐标系下的分量; $i_{\alpha 0}, i_{\beta 0}$ 和 $i_{0\alpha}, i_{0\beta}$ 分别为输入/输出侧电流在 $\alpha\beta$ 坐标系下的分量; $i_{\alpha\alpha}, i_{\beta\alpha}, i_{\alpha\beta}, i_{\beta\beta}$ 和 $u_{\alpha\alpha}, u_{\beta\alpha}, u_{\alpha\beta}, u_{\beta\beta}$ 分别为循环电流分量和循环电流产生的电压分量。

由此,可以根据式(3)实现M3C输入、输出及环流分量的解耦,结果如下:

$$\begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} = \frac{L_0}{\sqrt{3}} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{\alpha 0} \\ i_{\beta 0} \end{bmatrix} + \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} u_{r\alpha} \\ u_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$\begin{bmatrix} u_{r\alpha} \\ u_{r\beta} \end{bmatrix} = -\frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} u_{0\alpha} \\ u_{0\beta} \end{bmatrix} - \frac{L_0}{\sqrt{3}} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{0\alpha} \\ i_{0\beta} \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$L_0 \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{\alpha\alpha} & i_{\beta\alpha} \\ i_{\alpha\beta} & i_{\beta\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{\alpha\alpha} & u_{\beta\alpha} \\ u_{\alpha\beta} & u_{\beta\beta} \end{bmatrix} = 0 \quad (6)$$

2 控制策略

图2为M3C系统的控制框图。M3C的控制主要由电流内环、电压外环和调制模块构成。需要指出的是,系统采用载波移相调制技术,通过比较

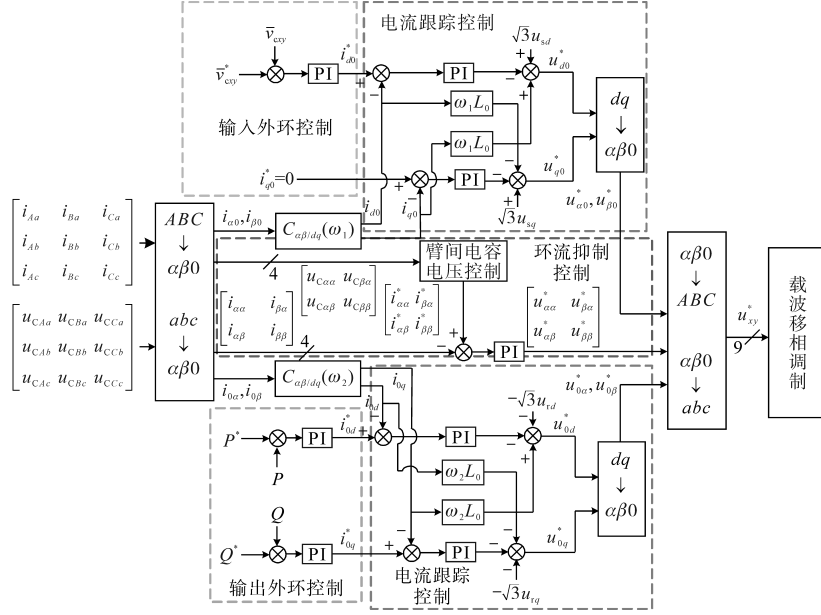


图2 M3C控制框图

Fig.2 Control block diagram of M3C

调制信号与载波,得到各开关管的控制信号。

2.1 外环控制器设计

为抑制M3C系统中总电容电压波动,外环控制至关重要。外环控制按照其控制分量的不同划分为d轴分量控制和q轴分量控制。

为实现单位功率因数运行,定义q轴分量为0。输入侧的电流参考值 i_{d0}^* 和 i_{q0}^* 的表达式如下式所示:

$$\begin{cases} i_{d0}^* = -K_p(\bar{v}_{cxy}^* - \bar{v}_{cxy}) - K_i \int (\bar{v}_{cxy}^* - \bar{v}_{cxy}) dt \\ i_{q0}^* = 0 \end{cases} \quad (7)$$

式中: \bar{v}_{cxy}^* , \bar{v}_{cxy} 分别为子模块电容电压参考值和实际值; K_p , K_i 为控制器的比例、积分系数。

输出侧的电流参考值 i_{0d}^* 和 i_{0q}^* 的表达式如下所示:

$$\begin{cases} i_{0d}^* = K_p(P^* - P) + K_i \int (P^* - P) dt \\ i_{0q}^* = -K_p(Q^* - Q) - K_i \int (Q^* - Q) dt \end{cases} \quad (8)$$

式中: P , Q 为测量得到的有功和无功功率; P^* , Q^* 为有功和无功功率的参考值。

2.2 内环控制器设计

基于前面推导出的数学模型,将内环控制器分为两部分,分别控制M3C的外部特性和内部特性。在dq参考系中设计由式(4)和式(5)描述的输入和输出侧的外部特性的电流跟踪控制器;在 $\alpha\beta 0$ 坐标系下设计了内特性为式(6)的环流抑制控制器。将外环控制器产生的参考值与相应电流反馈值进行比较,所得误差经PI控制器与前馈

控制量叠加后生成系统的参考控制输出量,进而实现M3C的控制。

2.2.1 电流跟踪控制

根据解耦公式可知,式(4)和式(5)中电压和电流频率分别与输入侧系统和输出侧系统频率相同。为了减少谐波分量,便于内环设计,对式(4)和式(5)进行dq坐标变换。该变换和反变换矩阵分别为

$$C_{\alpha\beta/dq,1} = \begin{bmatrix} \cos(\omega_1 t) & \sin(\omega_1 t) \\ -\sin(\omega_1 t) & \cos(\omega_1 t) \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$C_{dq/\alpha\beta,1} = \begin{bmatrix} \cos(\omega_1 t) & -\sin(\omega_1 t) \\ \sin(\omega_1 t) & \cos(\omega_1 t) \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$C_{\alpha\beta/dq,2} = \begin{bmatrix} \cos(\omega_2 t) & \sin(\omega_2 t) \\ -\sin(\omega_2 t) & \cos(\omega_2 t) \end{bmatrix} \quad (11)$$

$$C_{dq/\alpha\beta,2} = \begin{bmatrix} \cos(\omega_2 t) & -\sin(\omega_2 t) \\ \sin(\omega_2 t) & \cos(\omega_2 t) \end{bmatrix} \quad (12)$$

式中: ω_1 , ω_2 分别为输入、输出侧三相交流电压角频率。

对式(4)和式(5)进行dq坐标变换,得:

$$\begin{bmatrix} u_{d0} \\ u_{q0} \end{bmatrix} = \sqrt{3} \begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \end{bmatrix} - L_0 \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{d0} \\ i_{q0} \end{bmatrix} - \omega_1 L_0 \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d0} \\ i_{q0} \end{bmatrix} \quad (13)$$

$$\begin{bmatrix} u_{0d} \\ u_{0q} \end{bmatrix} = \sqrt{3} \begin{bmatrix} u_{rd} \\ u_{rq} \end{bmatrix} - L_0 \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{0d} \\ i_{0q} \end{bmatrix} - \omega_2 L_0 \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{0d} \\ i_{0q} \end{bmatrix} \quad (14)$$

式中: i_{d0} , i_{q0} 分别为输入端的有功电流和无功电流; i_{0d} , i_{0q} 分别为输出端的有功电流和无功电流;

u_{sd}, u_{sq} 和 u_{rd}, u_{rq} 分别为 dq 坐标系下的输入端和输出端三相电压。

由式(14)求得输入/输出端的传递函数如下:

$$\begin{bmatrix} u_{d0}^* \\ u_{q0}^* \end{bmatrix} = \sqrt{3} \begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \end{bmatrix} - (K_p + \frac{K_i}{s}) \left(\begin{bmatrix} i_{d0}^* \\ i_{q0}^* \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_{d0} \\ i_{q0} \end{bmatrix} \right) + \omega_1 L_0 \begin{bmatrix} i_{q0} \\ -i_{d0} \end{bmatrix} \quad (15)$$

$$\begin{bmatrix} u_{0d}^* \\ u_{0q}^* \end{bmatrix} = -\sqrt{3} \begin{bmatrix} u_{rd} \\ u_{rq} \end{bmatrix} - (K_p + \frac{K_i}{s}) \left(\begin{bmatrix} i_{0d}^* \\ i_{0q}^* \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_{0d} \\ i_{0q} \end{bmatrix} \right) + \omega_2 L_0 \begin{bmatrix} i_{0q} \\ -i_{0d} \end{bmatrix} \quad (16)$$

式中: u_{d0}^*, u_{q0}^* 和 u_{0d}^*, u_{0q}^* 分别为输入端和输出端参考电压; i_{d0}^*, i_{q0}^* 和 i_{0d}^*, i_{0q}^* 分别为输入端和输出端有功和无功电流参考值。

2.2.2 环流抑制控制

M3C运行时,子模块的充放电会导致桥臂电压波动,形成回路中的环路电流。然而,环流仅在系统内部流动,不会影响系统两侧,可进行独立控制。

由式(6)推出环流抑制控制器的传递函数为

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha\alpha}^* & u_{\beta\alpha}^* \\ u_{\alpha\beta}^* & u_{\beta\beta}^* \end{bmatrix} = -K_{p2} \left(\begin{bmatrix} i_{\alpha\alpha}^* & i_{\beta\alpha}^* \\ i_{\alpha\beta}^* & i_{\beta\beta}^* \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_{\alpha\alpha} & i_{\beta\alpha} \\ i_{\alpha\beta} & i_{\beta\beta} \end{bmatrix} \right) \quad (17)$$

式中: $i_{\alpha\alpha}^*, i_{\beta\alpha}^*, i_{\alpha\beta}^*, i_{\beta\beta}^*$ 为循环电流参考值,由下文的循环电流前馈控制系统产生; $u_{\alpha\alpha}^*, u_{\beta\alpha}^*, u_{\alpha\beta}^*, u_{\beta\beta}^*$ 为电压参考值; K_{p2} 为控制器的比例系数。

2.3 电容电压均衡控制

要保证M3C系统稳定运行,需要相应的控制使M3C桥臂间电容电压均衡。

由拓扑可知,桥臂能量主要集中在桥臂电容上,可以通过控制桥臂上所有子模块电容电压的总和来实现对桥臂能量的控制。类似式(2)写出桥臂电容电压与功率之间的关系为

$$\begin{bmatrix} u_{CAa} & u_{CBa} & u_{CCa} \\ u_{CAb} & u_{CBb} & u_{CCb} \\ u_{CAc} & u_{CBc} & u_{CCc} \end{bmatrix} = \frac{1}{Cn\bar{u}_{Csm}} \int \begin{bmatrix} p_{Aa} & p_{Ab} & p_{Ac} \\ p_{Ba} & p_{Bb} & p_{Bc} \\ p_{Ca} & p_{Cb} & p_{Cc} \end{bmatrix} dt + n\bar{u}_{Csm} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (18)$$

式中: u_{Cxy} 为桥臂电容电压之和; p_{xy} 为桥臂功率; \bar{u}_{Csm} 为子模块电容电压平均值。

将式(18)经过双 $\alpha\beta 0$ 变换得:

$$\begin{bmatrix} u_{C\alpha\alpha} & u_{C\beta\alpha} & u_{C0\alpha} \\ u_{C\alpha\beta} & u_{C\beta\beta} & u_{C0\beta} \\ u_{C\alpha 0} & u_{C\beta 0} & u_{C00} \end{bmatrix} = \frac{1}{Cn\bar{u}_{Csm}} \int \begin{bmatrix} p_{\alpha\alpha} & p_{\beta\alpha} & p_{0\alpha} \\ p_{\alpha\beta} & p_{\beta\beta} & p_{0\beta} \\ p_{\alpha 0} & p_{\beta 0} & p_{00} \end{bmatrix} dt + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & n\bar{u}_{Csm} \end{bmatrix} \quad (19)$$

式中: p_{00} 为桥臂有功功率。

桥臂电容电压作为参考值时的双 $\alpha\beta 0$ 变换如下式所示:

$$\begin{bmatrix} u_{C\alpha\alpha}^* & u_{C\beta\alpha}^* & u_{C0\alpha}^* \\ u_{C\alpha\beta}^* & u_{C\beta\beta}^* & u_{C0\beta}^* \\ u_{C\alpha 0}^* & u_{C\beta 0}^* & u_{C00}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & nu_{Csm}^* \end{bmatrix} \quad (20)$$

式中: u_{Csm}^* 为子模块电容电压参考值。

由式(19)~式(20)可知, u_{C00}^* 可理解为桥臂电容电压平均值,用于控制桥臂电压; $u_{C\alpha\alpha}^*, u_{C\alpha\beta}^*, u_{C\alpha 0}^*, u_{C\beta\beta}^*, u_{C\beta\alpha}^*, u_{C\beta 0}^*, u_{C0\beta}^*, u_{C0\alpha}^*$ 为9个桥臂之间的电容电压不平衡度,需要在臂间电容电压控制中将其控制为0。为此,设计了M3C桥臂能量均衡PI控制如下:

$$\begin{bmatrix} p_{\alpha\alpha}^* & p_{\beta\alpha}^* & p_{0\alpha}^* \\ p_{\beta\beta}^* & p_{\alpha\beta}^* & p_{0\beta}^* \\ p_{\alpha 0}^* & p_{\beta 0}^* & p_{00}^* \end{bmatrix} = (K_{p3} + \frac{K_{i3}}{s}) \cdot \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & nu_{Csm}^* \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} u_{C\alpha\alpha}^* & u_{C\beta\alpha}^* & u_{C0\alpha}^* \\ u_{C\alpha\beta}^* & u_{C\beta\beta}^* & u_{C0\beta}^* \\ u_{C\alpha 0}^* & u_{C\beta 0}^* & u_{C00}^* \end{bmatrix} \quad (21)$$

式中: K_{p3}, K_{i3} 为该控制比例、积分系数。

根据推导及文献[7]可知,桥臂瞬时速度的 $\alpha\beta 0$ 坐标系中的不平衡分量与输入侧分量满足以下关系:

$$p_{\alpha\alpha} \propto (u_{s\alpha} i_{\alpha\alpha} - u_{s\beta} i_{\beta\alpha}) = [i_{\alpha\alpha} \sin(\omega_1 t) + i_{\alpha\beta} \cos(\omega_1 t)] \quad (22)$$

$$p_{\beta\alpha} \propto (-u_{s\alpha} i_{\beta\alpha} - u_{s\beta} i_{\alpha\alpha}) = [-i_{\beta\alpha} \sin(\omega_1 t) + i_{\alpha\alpha} \cos(\omega_1 t)] \quad (23)$$

同理可获得 $p_{\alpha\beta}$ 和 $p_{\beta\beta}$ 表达式。联立并进一步推导得到循环电流参考值如下:

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha\alpha}^* & i_{\beta\alpha}^* \\ i_{\alpha\beta}^* & i_{\beta\beta}^* \end{bmatrix} = K_{p4} \begin{bmatrix} p_{\alpha\alpha}^* & p_{\beta\alpha}^* \\ p_{\alpha\beta}^* & p_{\beta\beta}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sin(\omega_1 t) & \cos(\omega_1 t) \\ \cos(\omega_1 t) & -\sin(\omega_1 t) \end{bmatrix} \quad (24)$$

式中: K_{p4} 为该控制的比例系数。

3 仿真与实验

3.1 仿真实验

为了验证本文所提出的M3C系统控制策略的可行性与可靠性,利用Simulink软件构建了M3C系统的仿真模型,并对该系统进行了仿真实验,仿真参数如下:额定传输功率200 MW,输入线电压110 kV,输出线电压110 kV,输入频率50/3 Hz,输出频率50 Hz,子模块电容0.005 F,子模块电容初始电压10 kV,子模块20个,桥臂电感0.008 H。

3.1.1 稳态仿真结果

图3给出了M3C系统稳态运行时的部分电压、电流波形。图3a~图3d分别为输入/输出侧的电压、电流波形,可见相位相同,可实现单位功率因数运行。图3e、图3f为外环控制波形,在该控制下输出侧有功功率和平均电容电压可以快速地跟踪并稳定到给定值。图3g为桥臂电容电压

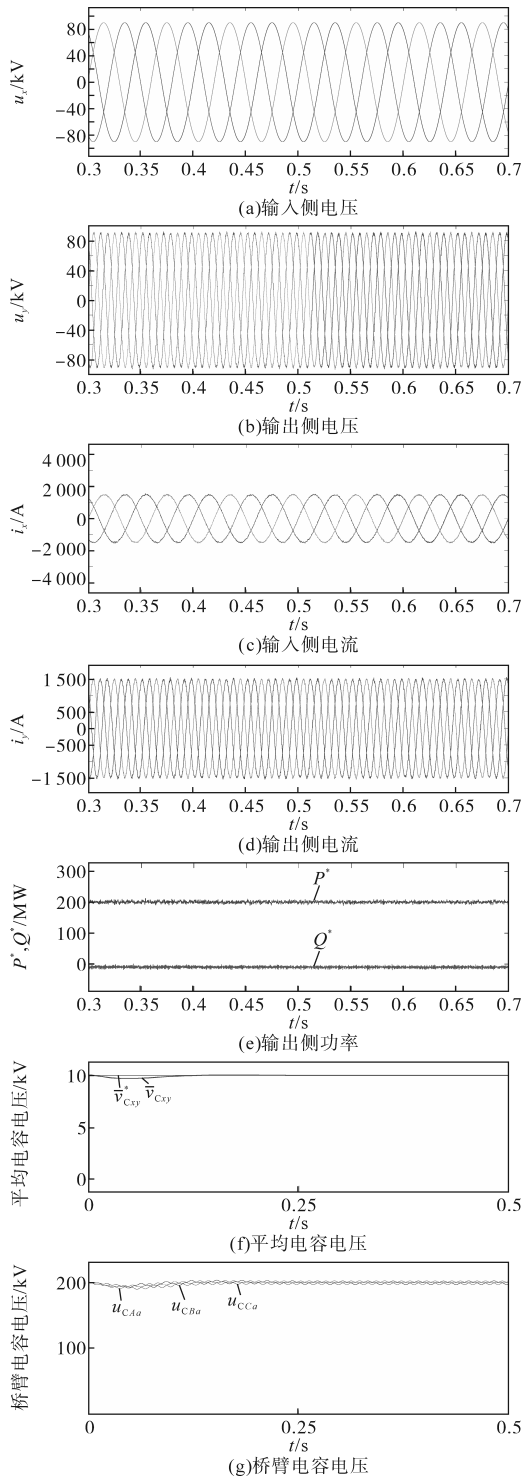


图3 稳态仿真波形图

Fig.3 Steady state simulation waveforms

波形图,可见桥臂与臂间电容电压稳定在给定值附近,未发生突变,表明臂间电容电压均衡控制效果良好。

3.1.2 动态仿真结果

为验证所提控制策略的稳定性,在0.8 s时,将系统的输送功率减半,系统动态运行的部分仿真图如图4所示。

图4a、图4b为外环控制波形。图4c和图4d分别为桥臂电流和子模块电容电压波形图。由图4可见,系统经历短暂的起伏后,很快就稳定在预设值附近,满足M3C输出特性的要求。

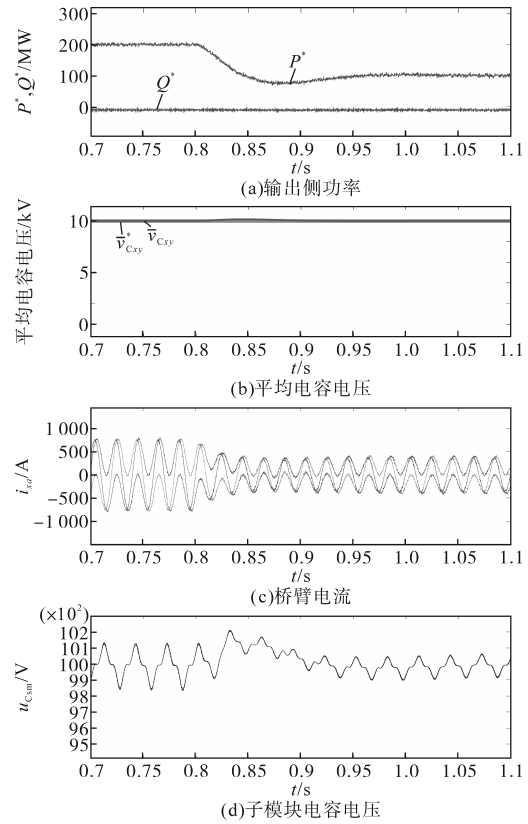


图4 动态仿真波形图

Fig.4 Dynamic simulation waveforms

3.2 实验验证

为了验证本文提出的控制策略可行性,搭建基于DSP+FPGA为主控制器的M3C实验平台,如图5所示。实验参数如下:输入/输出侧电压110 V,频率分别为50/3 Hz和50 Hz;桥臂电感 $L_0=0.004$ mH;子模块电容 $C_0=0.001$ mF;子模块电容电压额定值70 V;子模块3个。

图6给出了M3C系统稳态运行时的部分波形。图6a~图6d为输入/输出侧电压和电流,由图可见,频率与预期一致,输入/输出端电压、电流相位相同,可实现单位功率因数运行。图6e为子模

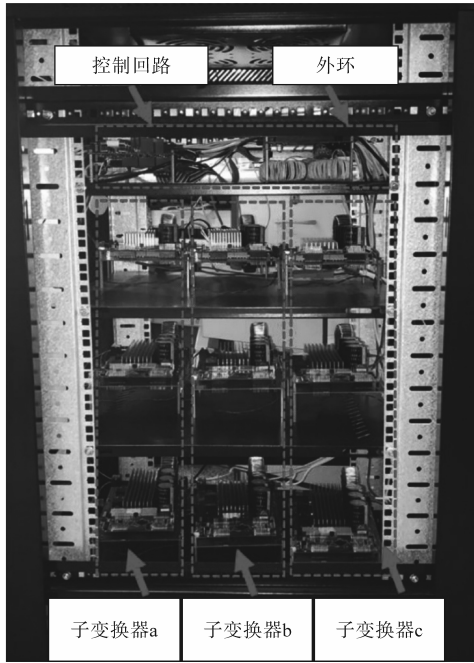


图5 实验图

Fig.5 Experimental plot

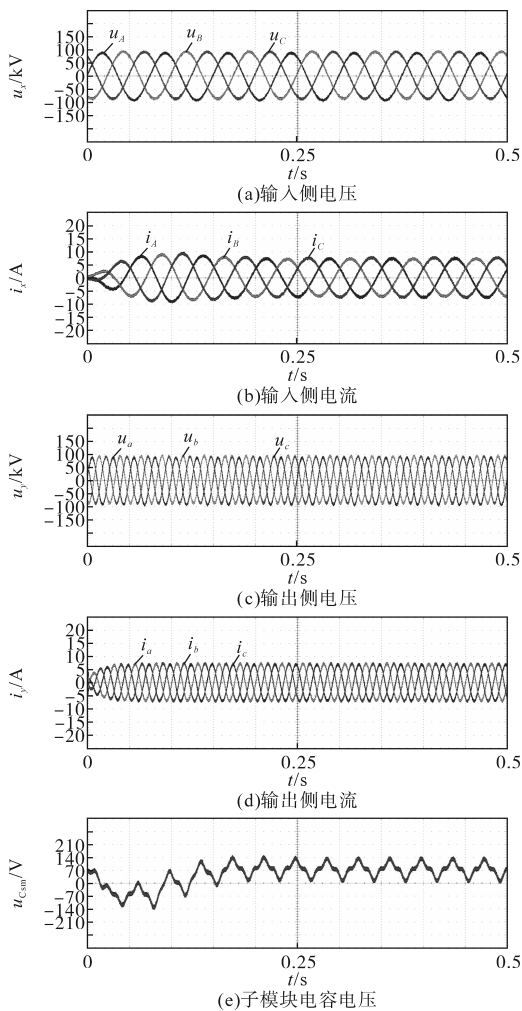


图6 实验波形图

Fig.6 Experimental waveforms plot

块电容电压,可见其迅速稳定在设定值附近,且浮动不大。

4 结论

本文利用双 $\alpha\beta$ 坐标变换的思想建立M3C系统的数学模型,并在 dq 坐标系下推导了电流跟踪控制器的详细方程,在 $\alpha\beta$ 坐标系下设计了循环电流抑制控制器。针对海上风电传输,制定了双闭环矢量控制;考虑到电容电压均衡是系统稳定的前提条件,提出了一种基于双 $\alpha\beta$ 变换解耦的桥臂功率均衡控制策略,利用载波相移调制平衡桥臂功率,实现M3C桥臂和子模块的电容电压均衡。通过仿真和实验验证了理论分析和控制策略的有效性。

参考文献

- [1] 迟永宁,梁伟,张占奎,等.大规模海上风电输电与并网关键技术研究综述[J].中国电机工程学报,2016,36(14):3758-3770.
CHI Yongning, LIANG Wei, ZHANG Zhankui, et al. An overview on key technologies regarding power transmission and grid integration of large scale offshore wind power[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(14): 3758-3770.
- [2] GLINKA M, MARQUARDT R. A new AC/AC-multilevel converter family[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2005, 52(3): 662-669.
- [3] 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):52-58,9.
LI Feng, WANG Guangzhu. Steady-state analysis of submodular capacitor voltage ripple in modular multilevel matrix converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(24): 52-58, 9.
- [4] 高本锋,王刚,刘毅,等. LCC-HVDC送端电网等值方案研究[J]. 电工技术学报,2021,36(15):3250-3263,3271.
GAO Benfeng, WANG Gang, LIU Yi, et al. Study on equivalence method of AC system in sending-end of LCC-HVDC[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(15): 3250-3263, 3271.
- [5] 贾科,冯涛,陈淼,等. LCC-MMC型混合直流配电系统线路保护方案[J]. 电工技术学报,2021,36(3):656-665.
JIA Ke, FENG Tao, CHEN Miao, et al. Line protection scheme for hybrid LCC-MMC type DC distribution system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(3): 656-665.
- [6] KAWAMURA W, HAGIWARA M, AKAGI H. Control and experiment of a modular multilevel cascade converter based on triple-star bridge cells[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2014, 50(5): 3536-3548.
- [7] 李江成,陈晓华,李海涛,等.基于多目标优化的柔性交流输电装置控制技术研究[J].电气传动,2023,53(2):73-78.

- LI Jiangcheng, CHEN Xiaohua, LI Haitao, et al. Research on control technology of flexible AC transmission device based on multi-objective optimization[J]. *Electric Drive*, 2023, 53(2): 73-78.
- [8] 周加斌,陈玉峰,顾朝亮,等.高压直流感地极单极运行对变压器脉动冲击[J]. *电气传动*, 2022, 52(8): 28-33.
- ZHOU Jiabin, CHEN Yufeng, GU Chaoliang, et al. Pulsation impact of HVDC ground pole monopole operation on transformer[J]. *Electric Drive*, 2022, 52(8): 28-33.
- [9] 王文杰,杨益平,杭丽君,等.应用于交-交变换的M3C矩阵变换器系统控制策略[J]. *电力系统自动化*, 2020, 44(12): 186-192.
- WANG Wenjie, YANG Yiping, HANG Lijun, et al. Control strategy of M3C matrix converter system applied to AC-AC transformation[J]. *Automation of Electric Power Systems*, 2020, 44(12): 186-192.
- [10] 孟永庆,王健,李磊,等.基于双dq坐标变换的M3C变换器的数学模型及控制策略研究[J]. *中国电机工程学报*, 2016, 36(17): 4702-4712.
- MENG Yongqing, WANG Jian, LI Lei, et al. Research on modeling and control strategy of modular multilevel matrix converter based on double dq coordinate transformation[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2016, 36(17): 4702-4712.
- [11] LIU S, WANG X, MENG Y, et al. A decoupled control strategy of modular multilevel matrix converter for fractional frequency transmission system[J]. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 2017, 32(4): 2111-2121.
- [12] FAN Boran, WANG K, WHEELER P, et al. A branch current reallocation based energy balancing strategy for the modular multilevel matrix converter operating around equal frequency[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2018, 33(2): 1105-1117.
- [13] NAKAMORI T, SAYED M A, HAYASHI Y, et al. Independent control of input current, output voltage, and capacitor voltage balancing for a modular matrix converter[J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2015, 51(6): 4623-4633.
- [14] MORA A, ESPINOZA M, DIAZ M, et al. Model predictive control of modular multilevel matrix converter[C]//2015 IEEE 24th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), Buenos Aires: IEEE, 2015: 1074-1079.
- [15] 程启明,赖宇生,李剑辉,等.基于双dq坐标变换的模块化多电平矩阵变换器无源控制策略[J]. *电力自动化设备*, 2023, 43(4): 16-22.
- CHENG Qiming, LAI Yusheng, LI Jianhui, et al. Passivity-based control strategy of modular multilevel matrix converter based on double dq coordinate transformation[J]. *Electric Power Automation Equipment*, 2023, 43(4): 16-22.
- [16] GLINKA M, MARQUARDT R. A new AC/AC-multilevel converter family[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2005, 52(3): 662-669.

收稿日期:2023-11-20

修改稿日期:2024-02-27