

[变换器控制]

基于无源滑模变结构的M3C变换器控制策略研究

文/王守冬¹ 胡海清² 朱翔鸥¹

1. 温州大学电气与电子工程学院; 2. 浙江省高低压电器产品质量检验中心

从双频功率耦合机理出发, 利用双Clark坐标变换解耦模型, 设计了基于无源性滑模变结构控制的内环电流控制器。同时, 根据桥臂功率-电容电压模型设计了层次化电容电压控制策略, 实现M3C系统整体的稳定运行。最后, 在MATLAB/Simulink平台上模拟不同工况仿真, 验证了所提控制策略的有效性及稳定性。

随着国家能源革命的不断推进, 风力发电开发的重心也逐步从陆地风电转向海上风电, 并且呈现集群化、大型化和深远海的特点。但是, 复杂恶劣的海况和气候条件使得海上风电场与陆地电网成功并网面临着巨大挑战。低频交流输电作为目前最具发展潜力的输电技术, 通过降低输电频率极大地提高了传输容量以及电能质量, 不仅克服了传统高压交流输电电缆容性充电电流过大的问题, 也无须建设投资成本较大的海上换流站, 正逐步成为中远海海上风电送出的最佳方案。

变频器作为分频输电系统 (FFTS) 输电方式的核心装置, 能够成功实现风电场和工频电网之间的变频控制。模块化多电平变换器 (MMC) 想要实现交-交变换, 需要搭建背靠背系统, 结构复杂且控制困难。因此, 有学者2001年提出了基于全桥模块的矩阵式变换器——模块化多电平矩阵变换器 (Modular Multilevel Matrix Converters, M3C), 能够直接实现交-交变频, 且具有模块化、高电平数等优点, 在低频输电领域有着可观的发展潜力。但是M3C系统结构复杂, 桥臂数量众多, 且耦合着输入输出两种不同频率的电气分量, 直接控制难度较大, 同时保持H桥悬浮电容电压均衡是保证变换器稳定运行的基本前提。

目前, 对M3C的研究仍处于理论研究和半实物仿真阶段, 许多国内外文献针对其数学模型采用不同方法实现输入输出以及内部系统的解耦控制。主要的控制方法包括矢量脉宽调制法 (SVPWM)、双 $\alpha\beta O$ 解耦控制法及双 dq 变换控制法等。其中, 以双 $\alpha\beta O$ 坐标变换最为典型, 通过对输入和输出侧分别进行Clark坐标变换, 实现M3C交流侧的完全解耦控制。但M3C为强耦合非线性系统, 经过变换后仍为交流量, 其稳态和动态性能无法得到保证。通过进行两种不同频率的Park变换, 将被控量转换为直流量, 便于进行PI控制。但传统线性控制存在参数调试困难、稳定性不高等问题, 控制效果以及精度还需要进一步优化。将无源控制应用于M3C的内环电流控制, 具有响应速度快、鲁棒性强和易于实现等优点。考虑到其过分依赖于模型参数, 电流内环的扰动因素会影响系统稳定。

因此, 为了更好地保证系统稳定运行, 本文结合滑模控制与无源控制共同设计了电流内环控制器。通过双 $\alpha\beta O$ 坐标变换建立交流侧的数学解耦模型, 基于M3C无源性以及稳定性, 详细推导其无源性滑模控制器设计, 并设计系统能量层次化均衡的相关控制策略。最后, 在MATLAB/Simulink仿真平台上搭建系统仿真模型, 并模拟了稳态和暂态工

况,验证了所提控制策略的有效性及稳定性。

M3C拓扑结构和数学模型

1. M3C拓扑结构

M3C的电路拓扑如图1所示。其由9个桥臂构成,每个桥臂由1个桥臂电感 L_{qb} 和 N 个全桥子模块级

联而成,连接着输入输出两个三相交流系统。

图1中, u_{sx} 、 i_{sx} 分别为输入侧电压和电流; u_{my} 、 i_{my} 分别为输出侧电压和电流; u_{xy} 、 i_{xy} 分别为连接输入侧 x 和输出侧 y 的桥臂电压和电流,其中 x 取 u 、 v 、 w , y 取 a 、 b 、 c 。

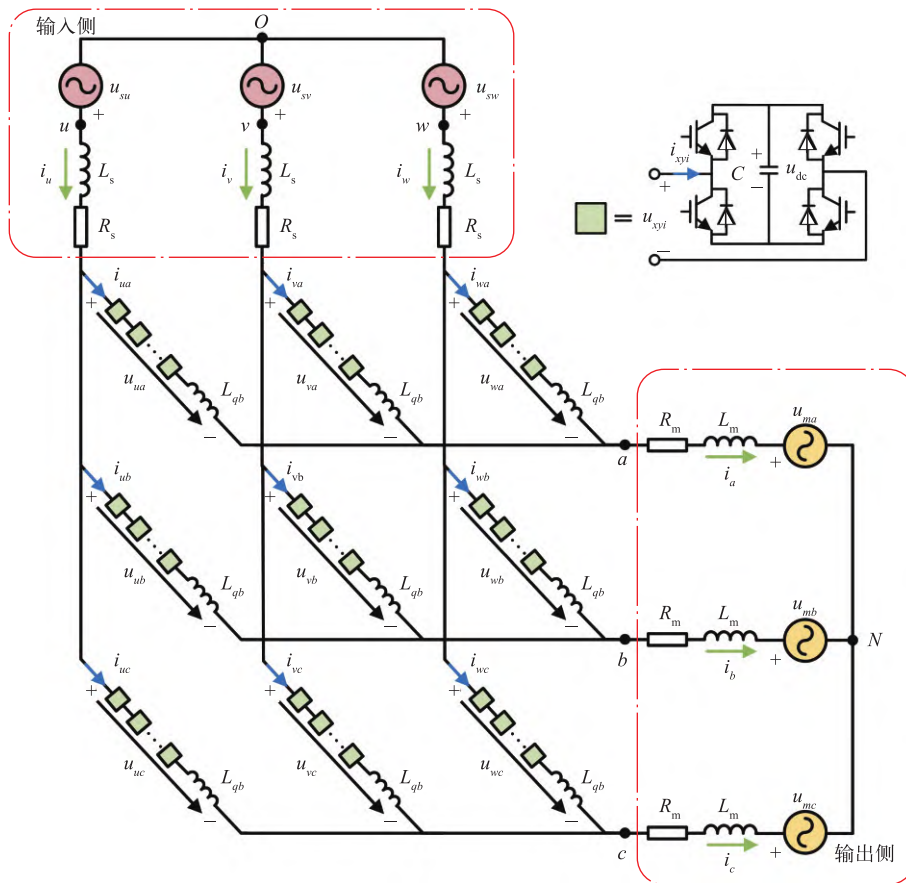


图1 M3C电气拓扑结构

2. M3C数学模型

根据图1拓扑结构列写基尔霍夫方程为

$$u_{xy} = u_{sx} - \left(L_s \frac{d}{dt} + R_s \right) i_{sx} - L_{qb} \frac{di_{xy}}{dt} - \left(L_m \frac{d}{dt} + R_m \right) i_{sm} - u_{my} - u_{ON} \quad (1)$$

$$\begin{cases} i_x = i_{xa} + i_{xb} + i_{xc} \\ i_y = i_{ya} + i_{yb} + i_{yc} \end{cases} \quad (2)$$

式中, u_{ON} 为输入输出两个中性点之间的电压差。

由式(1)、式(2)可知,各桥臂的电压分量和电流分量呈现输入输出双频耦合的特点,直接控制较为困难。因此,有必要对其进行解耦以实现系统化控制,采用等功率变换对式(1)进行双 $\alpha\beta 0$ 坐

标变换并列写成矩阵形式

$$\begin{aligned} \sqrt{3} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ u_{s\alpha} & u_{s\beta} & 0 \end{bmatrix} &= \sqrt{3} \left(L_s \frac{d}{dt} + R_s \right) \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ i_{s\alpha} & i_{s\beta} & 0 \end{bmatrix} + \\ &L_{qb} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{\alpha\alpha} & i_{\beta\alpha} & i_{0\alpha} \\ i_{\alpha\beta} & i_{\beta\beta} & i_{0\beta} \\ i_{\alpha 0} & i_{\beta 0} & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{\alpha\alpha} & u_{\beta\alpha} & u_{0\alpha} \\ u_{\alpha\beta} & u_{\beta\beta} & u_{0\beta} \\ u_{\alpha 0} & u_{\beta 0} & u_{00} \end{bmatrix} + \\ &\sqrt{3} \left(L_m \frac{d}{dt} + R_m \right) \begin{bmatrix} 0 & 0 & i_{m\alpha} \\ 0 & 0 & i_{m\beta} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} + \sqrt{3} \begin{bmatrix} 0 & 0 & u_{m\alpha} \\ 0 & 0 & u_{m\beta} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} + \\ &3u_{ON} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3)$$

式中, $i_{\alpha\alpha}$ 、 $i_{\alpha\beta}$ 、 $i_{\beta\alpha}$ 、 $i_{\beta\beta}$ 为桥臂电流的环流分量, 只存在于系统内部, 不会流入到系统两侧。

同理, 对式(2)进行双 $\alpha\beta 0$ 坐标变换得到

$$\begin{aligned} i_{\alpha 0} &= \frac{1}{\sqrt{3}} i_{s\alpha}; \quad i_{\beta 0} = \frac{1}{\sqrt{3}} i_{s\beta} \\ i_{0\alpha} &= \frac{1}{\sqrt{3}} i_{m\alpha}; \quad i_{0\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}} i_{m\beta} \end{aligned} \quad (4)$$

假设输入输出均为三相对称系统, 结合式(3)和式(4)得到M3C交流侧解耦模型, 拆分为以下四个独立方程

$$\begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} = \left(R_s + L_s \frac{d}{dt} + \frac{L_{qb}}{3} \frac{d}{dt} \right) \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} u_{\alpha 0} \\ u_{\beta 0} \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$-\begin{bmatrix} u_{m\alpha} \\ u_{m\beta} \end{bmatrix} = \left(R_m + L_m \frac{d}{dt} + \frac{L_{qb}}{3} \frac{d}{dt} \right) \begin{bmatrix} i_{m\alpha} \\ i_{m\beta} \end{bmatrix} + \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} u_{0\alpha} \\ u_{0\beta} \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$L_{qb} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{\alpha\alpha} & i_{\beta\alpha} \\ i_{\alpha\beta} & i_{\beta\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{\alpha\alpha} & u_{\beta\alpha} \\ u_{\alpha\beta} & u_{\beta\beta} \end{bmatrix} = 0 \quad (7)$$

$$u_{00} + 3u_{0N} = 0 \quad (8)$$

M3C控制策略

M3C的整体控制框图如图2所示, 采用基于电压外环和电流内环的双闭环矢量控制结合电容电压层次化均衡控制的结构。

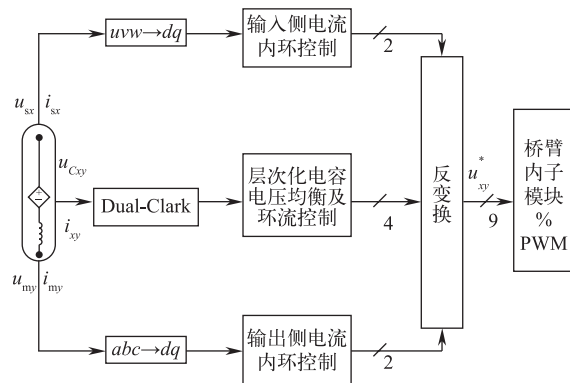


图2 M3C整体控制框图

1. 电流环控制

M3C的控制效果与系统电流内环控制器的设计息息相关。考虑到M3C是一个多变量、强耦合的非线性时变系统, 内外环同时进行参数整定难度较大, 系统稳定性无法得到保证。

(1) M3C的欧拉-拉格朗日模型

根据式(5), 采用输入频率将其变换至 dq 坐标系下, 可得输入侧数学模型为

$$\begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \left(L_s + \frac{L_{qb}}{3} \right) \begin{bmatrix} \frac{d}{dt} & -\omega_s \\ \omega_s & \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} u_{d0} \\ u_{q0} \end{bmatrix} \quad (9)$$

式中, u_{d0} 、 u_{q0} 分别为输入侧电压解耦后的 dq 分量。

由式(9)可以得到M3C输入侧的E-L模型为

$$M\dot{x} + Jx + Rx = u \quad (10)$$

式中, $M = \begin{bmatrix} L_s + \frac{L_{qb}}{3} & 0 \\ 0 & L_s + \frac{L_{qb}}{3} \end{bmatrix}$ 为正定对角矩阵;

$J = \begin{bmatrix} 0 & -\left(L_s + \frac{L_{qb}}{3} \right) \omega_s \\ \left(L_s + \frac{L_{qb}}{3} \right) \omega_s & 0 \end{bmatrix}$ 为反正定对角矩阵;

$R = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix}$ 为系统的能量耗散;

$u = \begin{bmatrix} u_{sd} - \frac{1}{\sqrt{3}} u_{d0} & 0 \\ 0 & u_{sq} - \frac{1}{\sqrt{3}} u_{q0} \end{bmatrix}$ 为输入变量矩阵;

$x = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix}$ 为状态变量矩阵。

(2) M3C的无源性及稳定性分析

根据图1电路拓扑可知, M3C系统是一个3输入3输出的非线性对称系统, 将其输入输出分别记为 u 、 y 。若存在半正定能量存储函数 $L(x)$ 及正定函数 $Q(x)$, 对于 $\forall t > 0$ 存在耗散不等式

$$L(x(t)) - L(x(0)) \leq \int_0^t u^T y d\tau - \int_0^t Q(x) d\tau \quad (11)$$

若上式对 u 、 y 、 $y^T u$ 同时成立, 则系统严格无源。

对于三相M3C而言, 若存在可微且正定的存储函数, 则系统渐进稳定, 且 $x=0$ 是平衡点。因此, 设M3C系统的存储函数为

$$L = \frac{1}{2} x^T M x \quad (12)$$

对式(12)进行求导, 并将式(10)的E-L模型代入可得

$$\begin{aligned} \dot{L} &= x^T M \dot{x} = x^T (u - Jx + Rx) \\ &= x^T u - (x^T J) x + x^T R x \end{aligned} \quad (13)$$

由于M3C系统的反对称矩阵 J 与状态变量转置矩阵 x^T 相乘为0,因此将式(11)和式(13)对比,不难发现两式形式一致,再次证明严格无源的系统可以采用无源控制且在某段区间内渐进稳定。

(3) M3C无源滑模变结构控制器设计

当M3C稳态运行时,控制最基本的目标是使输入/输出电流的谐波失真尽可能小,且子模块直流侧电容电压稳定在给定值。因此,假设系统的稳定平衡点为

$$x^* = \begin{bmatrix} x_1^* \\ x_2^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{sd_ref} \\ i_{sq_ref} \end{bmatrix} \quad (14)$$

系统误差为

$$x_e = x - x^* \quad (15)$$

为了使系统能量函数误差尽可能小,减少趋近于期望点所消耗的时间,则系统注入的阻尼耗散项为

$$R_d x_e = (R + R_a) x_e \quad (16)$$

式中, $R_a = \text{diag}(R_{a1}, R_{a2})$, R_{a1} 、 R_{a2} 为注入系统的阻尼参数。

将式(15)和式(16)代入式(10)得到注入阻尼后的误差状态方程为

$$\begin{aligned} M\dot{x}_e + Jx_e + R_d x_e \\ = u - (M\dot{x}^* + Jx^* + R\dot{x}^* - R_a x_e) \end{aligned} \quad (17)$$

则M3C系统输入侧的无源控制方程为

$$\begin{aligned} & \begin{bmatrix} u_{sd} - \frac{1}{\sqrt{3}} u_{d0} & 0 \\ 0 & u_{sq} - \frac{1}{\sqrt{3}} u_{q0} \end{bmatrix} \\ & = \begin{bmatrix} 0 & -\left(L_s + \frac{L_{qb}}{3}\right)\omega_s \\ \left(L_s + \frac{L_{qb}}{3}\right)\omega_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \\ & \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd_ref} \\ i_{sq_ref} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_{a1} & 0 \\ 0 & R_{a2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} - i_{sd_ref} \\ i_{sq} - i_{sq_ref} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (18)$$

为了避免M3C系统运行过程中模型参数出现偏差,影响无源控制策略的精度,无法趋近于系统平衡点。而滑模变结构控制根据运行过程中系统结构的变化,使运动点实时地往期望点靠近,具有鲁棒性强、响应迅速等优点。因此,本文在已有无源控制的基础上,结合滑模变结构控制,对电流内环控制器进行设计。

为了获得更好的跟踪效果,选取积分滑模面并定义输出侧系统误差为

$$\begin{cases} s_1 = \lambda_1 e_1 + \gamma_1 \int e_1 \\ s_2 = \lambda_2 e_2 + \gamma_2 \int e_2 \end{cases} \quad (19)$$

$$e = \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{sd} - i_{sd_ref} \\ i_{sq} - i_{sq_ref} \end{bmatrix} \quad (20)$$

式中, λ_1 、 λ_2 和 γ_1 、 γ_2 分别为积分滑模面 s_1 、 s_2 的控制系数。

根据滑模控制的工作原理可知,系统在穿越滑模面的过程中会引起抖振,且由于穿越过程存在惯性,抖振问题无法完全消除。因此,本文通过选取指数趋近律并设计其参数

$$\begin{cases} \dot{s}_1 = -\varepsilon_1 \text{sgn}(s_1) - k_1 s_1 \\ \dot{s}_2 = -\varepsilon_2 \text{sgn}(s_2) - k_2 s_2 \end{cases} \quad (21)$$

式中, ε_1 、 ε_2 为系统的趋近速度; k_1 、 k_2 为指数趋近项系数,且均大于0。

联立式(18)、式(19)、式(21)可得系统输入侧PBC+SMC复合控制表达式为

$$\begin{cases} \frac{u_{d0}}{\sqrt{3}} = u_{sd} + \omega_s L_{sh} i_{sq} - R_s i_{sd_ref} + \\ \quad \frac{R_g L_{sh} [\varepsilon_1 \text{sgn}(s_1) + k_1 s_1]}{\lambda_1 (R_s + R_g) - \gamma_1 L_{sh}} \\ \frac{u_{q0}}{\sqrt{3}} = u_{sq} - \omega_s L_{sh} i_{sd} - R_s i_{sq_ref} + \\ \quad \frac{R_g L_{sh} [\varepsilon_2 \text{sgn}(s_2) + k_2 s_2]}{\lambda_2 (R_s + R_g) - \gamma_2 L_{sh}} \end{cases} \quad (22)$$

根据控制算法表达式得到控制框图如图3所示。

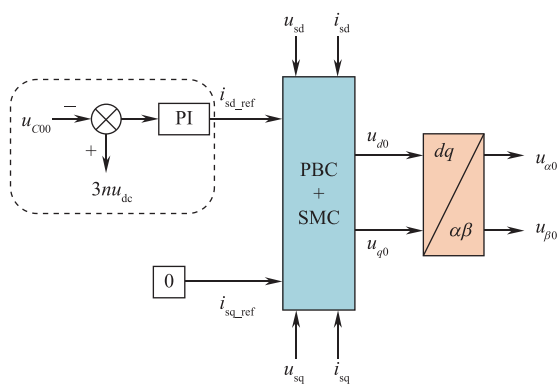


图3 输入侧控制框图

由式(7)环流解耦模型可知,环流包含多种频率分量,但仅存在于系统内部。因此直接采用简单的比例控制,可以得到循环电流抑制器为

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha\alpha}^* & u_{\beta\alpha}^* \\ u_{\alpha\beta}^* & u_{\beta\beta}^* \end{bmatrix} = -K_{\text{cir}} \left(\begin{bmatrix} i_{\alpha\alpha}^* & i_{\beta\alpha}^* \\ i_{\alpha\beta}^* & i_{\beta\beta}^* \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_{\alpha\alpha} & i_{\beta\alpha} \\ i_{\alpha\beta} & i_{\beta\beta} \end{bmatrix} \right) \quad (23)$$

式中, K_{cir} 为比例系数。

2. 电容电压平衡控制

模块电容在理想状态下, 通过控制其充放电稳定在额定电压附近, 考虑到级联桥臂结构, 难以控制参数一致, 有功平衡难度较大。因此, 对M3C系统功率-电容电压模型进行分析

$$u_{Cxy} = \tilde{u}_{Cxy} + \bar{u}_{Cxy} = \frac{1}{C u_C^*} \int p_{xy} dt + \bar{u}_{Cxy} \quad (24)$$

式中, u_{Cxy} 为 xy 桥臂上子模块电容电压之和; p_{xy} 为桥臂功率。

将式 (24) 变换至 $\alpha\beta 0$ 坐标系下, 有与式 (3) 相同形式的矩阵方程

$$\begin{bmatrix} u_{C\alpha\alpha} & u_{C\beta\alpha} & u_{C0\alpha} \\ u_{C\alpha\beta} & u_{C\beta\beta} & u_{C0\beta} \\ u_{C\alpha 0} & u_{C\beta 0} & u_{C00} \end{bmatrix} = \frac{1}{C u_C^*} \int \begin{bmatrix} p_{\alpha\alpha} & p_{\beta\alpha} & p_{0\alpha} \\ p_{\alpha\beta} & p_{\beta\beta} & p_{0\beta} \\ p_{\alpha 0} & p_{\beta 0} & p_{00} \end{bmatrix} dt + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 3n u_C^* \end{bmatrix} \quad (25)$$

为了简化运算, 仅采用环流注入的方法, 其中子模块电容电压平衡控制如图4所示。

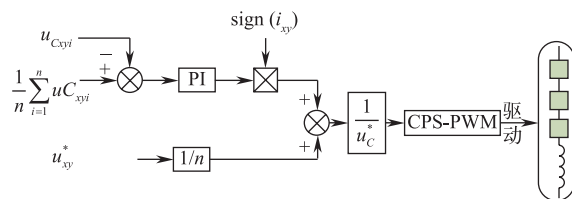


图4 子模块电容电压平衡控制

仿真验证

为了验证本文所提控制策略的可行性, 在 Simulink 环境中搭建了 3×3 型的 M3C 仿真模型, 其仿真参数见表1。

1. M3C稳态运行工况仿真

由系统稳态运行时的仿真波形可以看出, 系统两侧电压电流波形的幅值以及频率与表1中数据完全一致, 谐波含量低且正弦度良好。ua桥臂电流实际值和参考值的对比波形几乎完全重合, 实现了对桥臂电流参考值的完美追踪。子模块、桥臂及总电容电压波形均稳定在给定值附近, 系统实现了层次

化均压。

表1 仿真系统参数

参数	数值
额定功率/kW	1 100
输入侧电压频率/Hz	50
输入侧线电压有效值/V	3 300
输出侧电压频率/Hz	50/3
输出侧线电压有效值/V	3 300
桥臂电感/mH	6
桥臂子模块个数	20
子模块电容电压/kV	335
子模块电容/mF	20

图5为M3C稳态运行时三种控制策略下输入侧 d 轴电流分量。不难看出, 相比较传统PI控制和单一 (PBC) 而言, 无源性滑模控制 (SMC) 在起始阶段稳定速度更快, 且波形谐波含量更低。

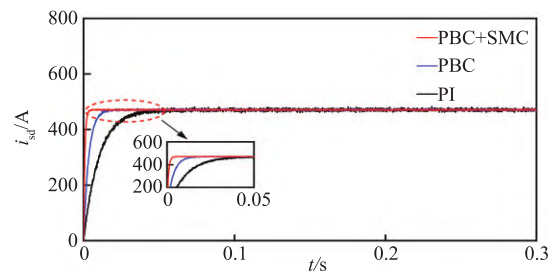


图5 稳态运行时三种控制策略下输入侧 d 轴电流

2. M3C动态运行工况仿真

为了验证本文所提策略的暂态控制效果, 假设在 2 s 时系统出现故障, 额定容量下降至设定值的 50%, 2.2 s 重新恢复正常, 功率变化情况如图6所示。

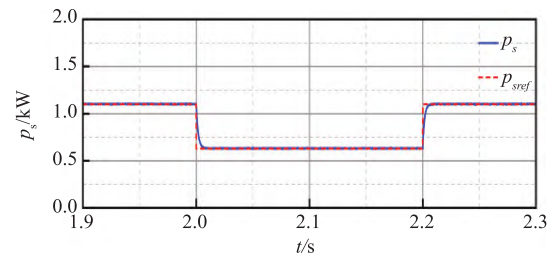


图6 M3C输入侧功率变化情况

由图7可以看出, 系统两侧电流随着功率阶跃产生相应的变化, 且能够很快地重新进入稳态, 很好地证实了内环电流控制的准确性和有效性。 u_a 桥臂电流实际值跟指令值在动态运行工况仍能实现精确跟踪, 进一步证实了内环电流控制的优越性。由电容电压波形图可以发现, 在功率阶跃期间电容电压

波动幅度不大且能够迅速稳定,体现出系统良好的动态响应效果。

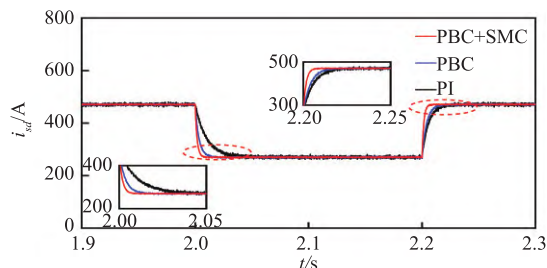


图7 输入侧功率变化时三种控制策略下的 d 轴电流

结束语

本文以M3C为研究对象,首先围绕其工作原理和电路拓扑,利用双Clark变换得到系统解耦模型。针对传统控制方法精度低、参数整定困难,设计了基于无源性滑模变结构控制的内环控制方案;并根据桥臂功率-电容电压模型给出系统电容电压分层控制策略,利用环流实现电容电压均衡。最后通过仿真平台搭建模型并进行不同工况仿真,验证了所提控制策略的可靠性和稳定性。EA

(收稿日期:2023-03-01)

参考文献

- [1] 黄明煌,王秀丽,刘沈全,等.分频输电应用于深远海风电并网的技术经济性分析[J].电力系统自动化,2019,43(5):167-174.
- [2] HE Q, ZHANG F, LIU D, et al. Analysis on the development status and problems of China's offshore wind power[C]// 2018 2nd IEEE Conference on Energy Internet and Energy System Integration (EI2), Beijing, 2018: 1-4.
- [3] 王锡凡,卫晓辉,宁联辉,等.海上风电并网与输送方案比较[J].中国电机工程学报,2014,34(31):5459-5466.
- [4] 黄明煌,王秀丽,刘沈全,等.分频输电应用于深远海风电并网的技术经济性分析[J].电力系统自动化,2019(5):167-174.
- [5] 冯双,韦超凡,雷家兴,等.面向分频海上风电系统的模块化多电平矩阵变换器混合建模与控制[J].中国电机工程学报,2022,42(4):1546-1558.

- [6] MM A, EPB C, SZ D, et al. A multi-loop control technique for the stable operation of modular multilevel converters in HVDC transmission systems[J]. International Journal of Electrical Power & Energy Systems, 2018, 96: 194-207.
- [7] 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.
- [8] 李峰,王广柱.基于子模块瞬时功率跟随模块化多电平矩阵变换器控制策略[J].电力系统自动化,2016,40(23):142-149.
- [9] 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.
- [10] DURÁN A, IBACETA E, DIAZ M, et al. Control of a modular multilevel matrix converter for unified power flow controller applications[J]. Energies, 2020, 13(4): 1-15.
- [11] KAMMERER F, KOLB J, BRAUN M. Fully decoupled current control and energy balancing of the modular multilevel matrix converter[C]// 2012 15th International Power Electronics and Motion Control Conference(EPE/PEMC), Novi Sad, Serbia: IEEE, 2012: 142-146.
- [12] KAWAMURA W, AKAGI H. Control of the modular multilevel cascade converter based on triple-star bridge-cells (MMCC-TSBC) for motor drives[C]// Energy Conversion Congress & Exposition. Raleigh, N. C: IEEE, 2012: 3506-3513.
- [13] MENG Y, WANG J, LI L, 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.
- [14] 程启明,马信乔,江畅,等.模块化多电平矩阵变换器输入侧的无源控制策略[J].电力系统自动化,2021,45(11):136-143.