

文章编号:1671-6833(2021)05-0086-06

模块化多电平矩阵换流器准比例谐振控制研究

王明东¹, 周威¹, 李晓蕾², 李忠文¹, 王子胥³

(1. 郑州大学 电气工程学院, 河南 郑州 450001; 2. 国家电网河南省电力公司, 河南 郑州 450046; 3. 华北水利水电大学 电力学院, 河南 郑州 450045)

摘要: 模块化多电平矩阵换流器(MMMC)作为一种新型的 AC/AC 变换装置,在分频输电等低频大容量场合很具优势,但其桥臂电流的控制较为复杂。首先对 MMMC 的拓扑结构进行分析并建立了数学模型,研究了桥臂电流的构成。针对桥臂电流传统的直接控制法控制精度较差的问题,引入了准比例谐振(QPR)控制策略,根据分频输电系统的特性设计了基于输入输出频率的准比例谐振控制器。根据系统有功和无功的控制要求,给出了定有功控制和定无功控制的外环控制策略。同时,推导了子模块电容电压和有功功率的关系,并对其应用双 Clarke 变换,提出了基于系统有功功率的子模块电压平衡策略。最后,在仿真平台上搭建了 MMMC-FFTS 系统仿真模型,对系统的稳态和暂态响应分别进行了仿真,并对直接控制和 QPR 两种控制方法的仿真结果进行了比较。仿真结果表明:改进的控制方法具有良好的稳态和暂态性能,且参考值跟踪精确度更高,验证了所提方法的可行性与优越性。

关键词: 分频输电; 模块化多电平矩阵换流器; 桥臂电流控制; 电容电压均衡; QPR 控制器

中图分类号: TM722 **文献标志码:** A **doi:**10.13705/j.issn.1671-6833.2021.05.007

0 引言

随着新能源战略的大力推进,风力发电开发力度不断加大,且拥有广阔的发展前景。海上风电几乎不占用土地资源且设备利用率高,因此许多临海国家正在积极探索海上风电发展之路。海上风电系统中至关重要的一环便是电力输送,目前常用的输电技术为高压交流输电(HVAC)和高压直流输电(HVDC)以及分频输电技术(fractional frequency transmission system, FFTS)。HVAC 因电缆电容充电电流限制距离,仅适用于小规模近距离海上风电场。HVDC 中直流断路器无法应用成熟的灭弧技术,且需要海上换流站。而 FFTS 可采用传统交流断路器,并使用更低的频率来提高输电能力^[1],成为大规模远距离海上风电场的更佳选择。FFTS 的核心在于变频装置,继模块化多电平换流器(modular multilevel converter, MMC)应用于交-交变频系统^[2-3]后,模块化多电平矩阵变换器(modular multilevel matrix converter, MMMC)采用级联式结构,在低频大容量场合更具优势^[4],且在子模块发生故障时具有

更好的容错性能^[5]。因其具有谐波含量低且无须额外的充电电路的优点,目前国内外对 MMMC 的应用主要集中在输配电系统的电压质量优化以及电动汽车充电领域^[6-7]。

由于 MMMC 桥臂电流为输入电流分量和输出电流分量以及内部环流分量的叠加,成分较为复杂,因此桥臂电流的控制较为困难。MMMC 桥臂电流的常用控制方法为直接控制法,文献[8-10]采用桥臂电流直接控制法对 MMMC 进行控制,事实上桥臂电流直接控制可等效为比例控制,但需忽略交流电源电压和子模块电容电压在开关周期内的变化。比例谐振控制(proportional resonant, PR)可设定不同的谐振频率来并联多个 PR 控制器,从而对桥臂电流中不同频率的分量分别进行调控^[11],故本文针对 FFTS 系统内部电气量的特性设计 PR 控制策略来控制 MMMC 桥臂电流。为了解决理想 PR 存在的抗扰能力较差的问题,本文采用准比例谐振(quasi-proportional resonant, QPR)控制策略。

本文首先分析了 MMMC 的内部结构和工作原理,对其建立了数学模型,搭建了基于 MMMC

收稿日期:2020-12-05;修订日期:2021-03-25

基金项目:国家自然科学基金资助项目(61803343);河南省科技攻关项目(172102210012)

作者简介:王明东(1971—),男,河南台前人,郑州大学教授,博士,主要从事电力系统分析与控制方面的研究,

万方数据
E-mail: wangmingdong@zzu.edu.cn

的 FFTS 系统,并给出了系统的控制框图,对主要电气量提出相应的控制策略。最后,搭建了仿真模型并对比直接控制和 QPR 控制策略的仿真结果,验证了 QPR 控制策略的可行性与优越性。

1 MMMC 数学模型

MMMC 的拓扑结构如图 1 所示,共由 9 个桥臂组成,每个桥臂由 1 个电感 L (内阻较小,可忽略不计) 和 n 个全桥子模块 (sub-module, SM) 串联组成,分别连接 2 个三相交流系统。系统输入侧为工频侧,定义三相输入侧电压为 u_a, u_b, u_c , 三相输入侧电流为 i_a, i_b, i_c , 频率为 f_s ; 系统输出侧为低频侧,定义三相输出侧电压为 u_u, u_v, u_w , 三相输出侧电流为 i_u, i_v, i_w , 频率为 f_r 。定义桥臂电压为 u_{xy} , 桥臂电流为 i_{xy} , 其中 x 取 a、b、c, y 取 u、v、w。

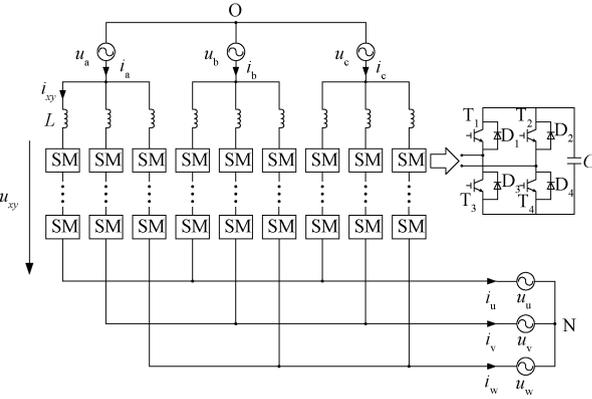


图 1 MMMC 内部结构示意图

Figure 1 Schematic diagram of MMMC inner structure

假设系统正常运行,此时 MMMC 处于三相对称工作状态,输入侧和输出侧电压、电流为三相对称的正弦波,则可定义电压、电流表达式如下:

$$\begin{cases} u_a = U_1 \cos \omega_1 t; \\ u_b = U_1 \cos(\omega_1 t - \frac{2\pi}{3}); \\ u_c = U_1 \cos(\omega_1 t + \frac{2\pi}{3}). \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{cases} i_a = I_1 \cos(\omega_1 t + \sigma_1); \\ i_b = I_1 \cos(\omega_1 t - \frac{2\pi}{3} + \sigma_1); \\ i_c = I_1 \cos(\omega_1 t + \frac{2\pi}{3} + \sigma_1). \end{cases} \quad (2)$$

$$\begin{cases} u_u = U_2 \cos(\omega_2 t + \Delta\varphi); \\ u_v = U_2 \cos(\omega_2 t - \frac{2\pi}{3} + \Delta\varphi); \\ u_w = U_2 \cos(\omega_2 t + \frac{2\pi}{3} + \Delta\varphi). \end{cases} \quad (3)$$

$$\begin{cases} i_u = I_2 \cos(\omega_2 t + \sigma_2 + \Delta\varphi); \\ i_v = I_2 \cos(\omega_2 t - \frac{2\pi}{3} + \sigma_2 + \Delta\varphi); \\ i_w = I_2 \cos(\omega_2 t + \frac{2\pi}{3} + \sigma_2 + \Delta\varphi). \end{cases} \quad (4)$$

式中: U_1, U_2, I_1, I_2 分别代表输入、输出侧的电压与电流幅值; ω_1, ω_2 分别代表输入、输出侧的角频率; σ_1, σ_2 分别代表输入、输出侧的功率因数角; $\Delta\varphi$ 为输入侧与输出侧的相位差。

根据 Kirchhoff 定律, MMMC 桥臂电流满足:

$$\begin{cases} i_x = i_{xu} + i_{xv} + i_{xw}; \\ i_y = i_{yu} + i_{yv} + i_{yw}. \end{cases} \quad (5)$$

桥臂电压满足:

$$u_{xy} = u_x - u_y - L \frac{di_{xy}}{dt} - u_{N0}. \quad (6)$$

式中: u_{N0} 为输入侧与输出侧的中性点电压差。

当系统稳定运行时,通过控制桥臂电流,使得 MMMC 导通或关断特定的子模块来改变桥臂电压,从而得到期望的输出值。因此,为便于分析,可将各桥臂支路的 n 个子模块等效为受控电压源,如图 2 所示。

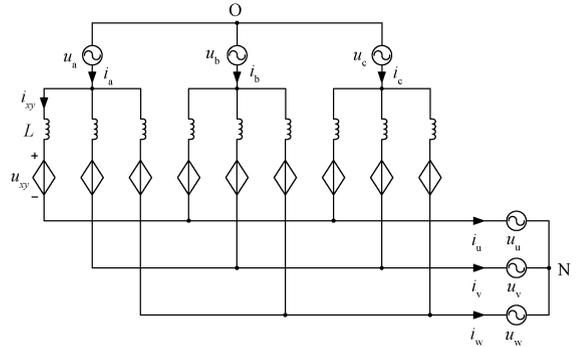


图 2 MMMC 等效电路模型

Figure 2 Equivalent circuit model of MMMC

由式(5)、(6)可知,各桥臂的电压和电流均由输入侧频率和输出侧频率的分量构成,为对输入侧和输出侧电气量进行解耦,需对式(6)进行双 Clarke 变换与 Park 变换^[12],因篇幅限制,此处不再详细推导。

2 MMMC 控制策略

2.1 电流环控制

MMMC 的桥臂电流成分较为复杂,环流路径不仅存在于各个桥臂之间,并且存在于相与相之间。桥臂电流直接控制需忽略交流电源电压和子模块电容电压在开关周期内的变化,故本文采用比例谐振控制对 MMMC 的桥臂电流进行控制。PR 控制稳态与瞬态性能良好,可通过设定不同

的谐振频率来并联多个控制器,从而实现了对系统中不同频率的分量进行分别控制。

理想 PR 控制器传递函数为

$$G_{PR}(s) = K_p + \frac{K_r s}{s^2 + \omega_r^2} \quad (7)$$

式中: K_p 为比例增益; K_r 为谐振增益; ω_r 为谐振频率。

理想 PR 控制器的频率响应如图 3 所示。由图可知,理想 PR 控制器虽然能够实现无稳态误差控制,但只对单一的频率起作用。在实际应用中,电网频率往往无法恒定为额定值,此时理想 PR 控制器抗扰能力较差的缺点就会凸显。

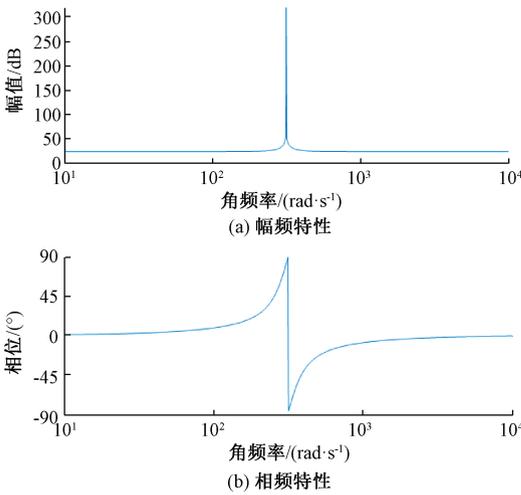


图 3 理想 PR 控制器频率响应

Figure 3 Frequency response of ideal PR controller

准比例谐振(QPR)控制器可以解决理想 PR 控制器存在的问题,其传递函数为

$$G_{QPR}(s) = K_p + \frac{2K_r \omega_{co} s}{s^2 + 2\omega_{co} s + \omega_r^2} \quad (8)$$

式中: ω_{co} 为控制器的截止频率。

QPR 控制器的频率响应如图 4 所示。由图可知,与理想 PR 控制器相比,QPR 控制器减小了谐振频率处的增益,但在谐振频率附近形成较大增益的频率带宽,减小了频率偏移带来的影响。MMC 桥臂电流包含输入频率和输出频率分量,可共用 1 个比例增益 K_p , 谐振增益 K_{ri} 、 K_{ro} 可以不同,其 QPR 控制器如图 5 所示。

2.2 电压环控制

类似基于 MMC 的 HVDC 系统控制,MMC 外环电压输出是内环电流输入的参考值。根据相应电气量的性质,可将 MMC 外环电压控制方法分为 2 种类型:①定有功功率控制、定交流电压频率控制、定直流电容电压控制等有功类的控制方法;②定无功功率控制、定交流电压幅值控制等无

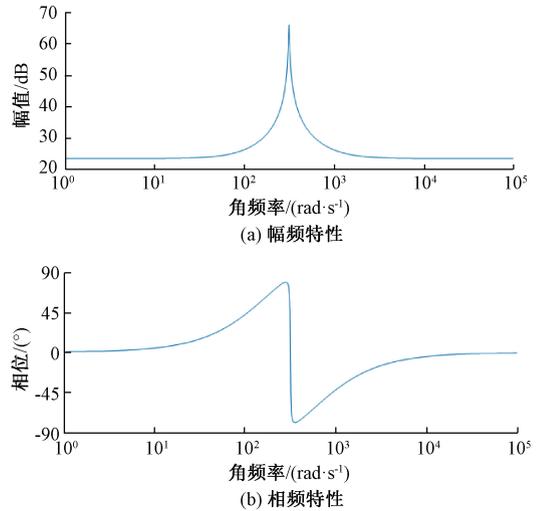


图 4 QPR 控制器频率响应

Figure 4 Frequency response of QPR controller

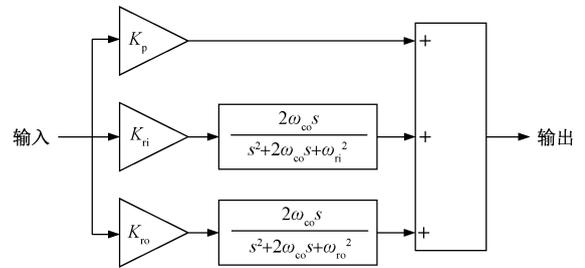


图 5 QPR 控制器内部结构

Figure 5 Inner structure of QPR controller

功类的控制方法^[13-14]。为确保系统稳定安全运行,输入侧与输出侧应各选择一个有功类和一个无功类控制量。同时,为了保证总体电容电压均衡,必须有一侧包含定直流电容电压控制。本文外环控制方法如下。

输入侧定有功功率控制:

$$i_{sd}^* = K_p(P_s^* - P_s) + K_I \int (P_s^* - P_s) dt. \quad (9)$$

输入侧定交流电压幅值控制:

$$i_{sq}^* = K_p(U_s^* - U_s) + K_I \int (U_s^* - U_s) dt. \quad (10)$$

输出侧定无功功率控制:

$$i_{rd}^* = K_p(Q_r^* - Q_r) + K_I \int (Q_r^* - Q_r) dt. \quad (11)$$

输出侧定直流电容电压控制:

$$i_{rq}^* = K_p(U_C^* - U_C) + K_I \int (U_C^* - U_C) dt. \quad (12)$$

式中: i_{sd}^* 和 i_{sq}^* 分别为输入侧相电流经过 Park 变换后的 d 、 q 分量; i_{rd}^* 和 i_{rq}^* 分别为输出侧相电流经过 Park 变换后的 d 、 q 分量; P_s 和 P_s^* 分别为输入侧系统有功功率的实际值和参考值; U_s 和 U_s^* 分别为输入侧母线电压幅值的实际值和参考值; Q_r 和 Q_r^* 分别为输出侧系统无功功率的实际值和参考

值; U_c 和 U_c^* 分别为所有直流电容电压平均值的实际值和参考值。

2.3 电容电压平衡控制

当工频侧与低频侧之间的有功功率不均衡时,会引起子模块电容电压波动,往往会导致系统无法处于最佳工作状态,严重时甚至导致系统不能正常工作^[15-16]。实际工程中各子模块电容参数不可能完全相同,桥臂功率无法达到完全平衡,电容电压也就不能稳定在参考值处,需进行电容电压均衡。桥臂功率和电容电压间的关系为

$$\begin{bmatrix} u_{Cau} & u_{Cbu} & u_{Ccu} \\ u_{Cav} & u_{Cbv} & u_{Ccv} \\ u_{Caw} & u_{Cbw} & u_{Ccw} \end{bmatrix} = \frac{1}{CU_c} \int \begin{bmatrix} P_{au} & P_{bu} & P_{cu} \\ P_{av} & P_{bv} & P_{cv} \\ P_{aw} & P_{bw} & P_{cw} \end{bmatrix} dt + nU_c \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (13)$$

对式(13)进行双 Clarke 变换有

$$\begin{bmatrix} u_{C\alpha\alpha} & u_{C\beta\alpha} & u_{C0\alpha} \\ u_{C\alpha\beta} & u_{C\beta\beta} & u_{C0\beta} \\ u_{C\alpha0} & u_{C\beta0} & u_{C00} \end{bmatrix} = \frac{1}{CU_c} \int \begin{bmatrix} P_{\alpha\alpha} & P_{\beta\alpha} & P_{0\alpha} \\ P_{\alpha\beta} & P_{\beta\beta} & P_{0\beta} \\ P_{\alpha0} & P_{\beta0} & P_{00} \end{bmatrix} dt + 3nU_c \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (14)$$

式中: $u_{C_{xy}}$ 为桥臂 xy 子模块电压之和; $u_{C_{\alpha0}}$ 、 $u_{C_{\beta0}}$ 、 $u_{C_{0\alpha}}$ 、 $u_{C_{0\beta}}$ 为相间电容电压的不均衡; $u_{C_{\alpha\alpha}}$ 、 $u_{C_{\beta\alpha}}$ 、 $u_{C_{\alpha\beta}}$ 、 $u_{C_{\beta\beta}}$ 为相内桥臂间电容电压的不均衡; $u_{C_{00}}$ 与系统总有功功率有关; $P_{\alpha0}$ 、 $P_{\beta0}$ 、 $P_{0\alpha}$ 、 $P_{0\beta}$ 为相间功率流动; $P_{\alpha\alpha}$ 、 $P_{\beta\alpha}$ 、 $P_{\alpha\beta}$ 、 $P_{\beta\beta}$ 为相内桥臂间功率流动;

P_{00} 为对总电容电压均衡的控制,在输入、输出侧有功功率平衡时为 0。

MMMC 通过注入环流产生功率,改变相间和桥臂间的功率流动,实现功率平衡。为简化控制,忽略共模电压,仅控制注入环流实现电容电压均衡控制。通过计算 $\alpha\beta0$ 坐标系下桥臂功率的参考值,再根据 $\alpha\beta0$ 坐标系下桥臂瞬时功率的表达式,可得到注入环流分量的参考值 $i_{\alpha\alpha}^*$ 、 $i_{\alpha\beta}^*$ 、 $i_{\beta\alpha}^*$ 、 $i_{\beta\beta}^*$ 。则通过 PI 控制得出 $\alpha\beta0$ 坐标系下桥臂功率的参考值:

$$\begin{bmatrix} P_{\alpha\alpha}^* & P_{\beta\alpha}^* & P_{0\alpha}^* \\ P_{\alpha\beta}^* & P_{\beta\beta}^* & P_{0\beta}^* \\ P_{\alpha0}^* & P_{\beta0}^* & 0 \end{bmatrix} = \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) \left(\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} u_{C\alpha\alpha} & u_{C\beta\alpha} & u_{C0\alpha} \\ u_{C\alpha\beta} & u_{C\beta\beta} & u_{C0\beta} \\ u_{C\alpha0} & u_{C\beta0} & 0 \end{bmatrix} \right) \quad (15)$$

对电压环和桥臂电容电压均衡的输出进行 Clarke/Park 反变换,可得到直角坐标系下的桥臂电流参考值 i_{xy}^* ,经过 QPR 控制器得到调制信号。整个 MMC 系统总体控制框图如图 6 所示。

3 仿真分析

为验证本文控制策略的可行性和优越性,搭建 MMC 仿真模型进行仿真,系统参数如表 1 所示。

系统采用 QPR 控制器,传输功率初始设定为 200 MW,为同时验证系统的稳态性能和动态性能,在 $t = 1$ s 时,将设定的系统传输功率由 200 MW 降到 100 MW,仿真结果如图 7 和图 8 所示。

由图 7、8 可以看出,稳态阶段系统运行正常,

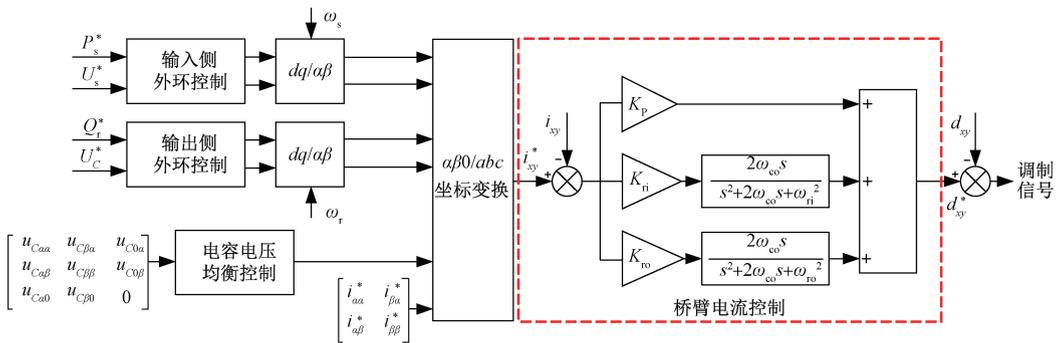


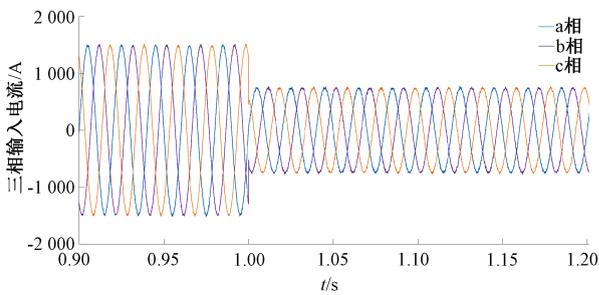
图 6 MMC 系统总体控制框图

Figure 6 Diagram of overall control of MMC system

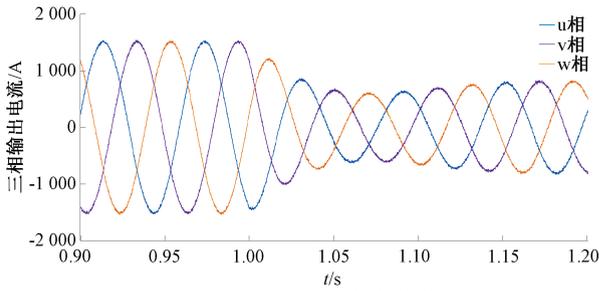
表 1 仿真系统参数

Table 1 Parameters of simulation system

系统传输功率/MW	输入侧电压有效值/kV	输入侧电压频率/Hz	子模块电容/F	桥臂电感/H	输出侧电压有效值/kV	输出侧电压频率/Hz	各桥臂子模块数目	子模块电容电压/kV
200	110	50	0.005	0.02	110	50/3	20	10



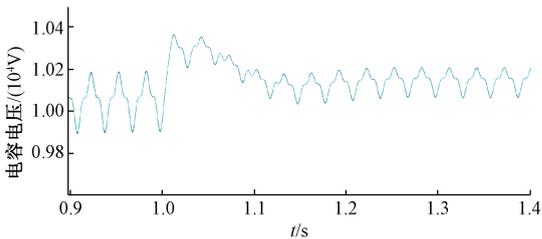
(a) 输入侧三相电流波形



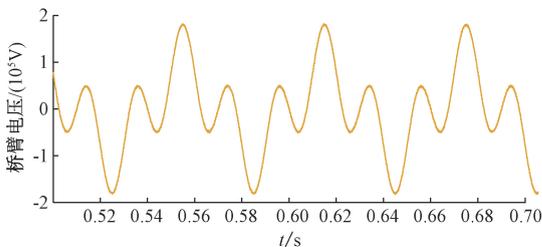
(b) 输出侧三相电流波形

图7 系统三相电流波形

Figure 7 Three-phase current waveform of system



(a) 桥臂au子模块电容电压波形



(b) 桥臂au电压波形

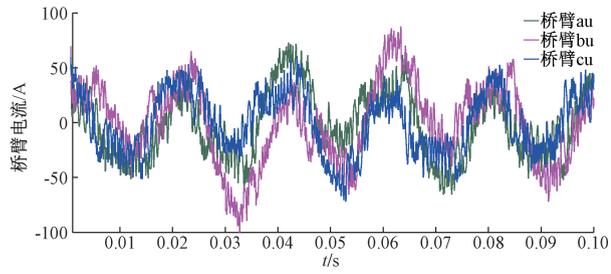
图8 MMC桥臂电压波形

Figure 8 Arm voltage waveform of MMC

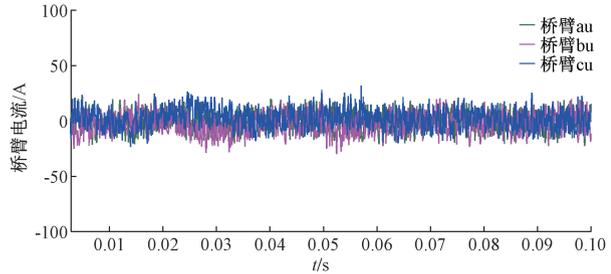
输入和输出电流波形良好,电容电压稳定在10 kV左右;当 $t=1$ s,输入电流和输出电流在短暂的波动后重新进入稳态,电容电压小幅度波动,经过约0.12 s后重新进入稳态。该仿真结果验证了QPR控制的可行性。

同时,为验证QPR控制的优越性,分别给出了直接控制和QPR控制下桥臂电流实际值和参考值之差的波形,即两种控制方法下桥臂电流的稳态误差,仿真波形如图9所示。

由图9可以看出,直接控制法的桥臂电流稳态误差超过了30 A,而QPR控制下的桥臂电流稳态



(a) 直接控制法桥臂电流稳态误差



(b) QPR控制法桥臂电流稳态误差

图9 两种控制方法对比

Figure 9 Comparison of two control methods

误差仅为20 A左右,实际值与参考值更接近,稳态误差明显减小,跟踪更准确,验证了QPR控制的优越性。

4 结论

本文首先分析MMC的内部结构,建立了其数学模型,根据分频输电系统的特性,设计了基于QPR控制器的桥臂电流控制方案;然后根据有功和无功控制要求给出了外环控制方案,并推导了桥臂电容电压和有功功率的关系,给出了电容电压平衡策略。最后在仿真平台上搭建了基于MMC的海上风电系统模型,验证了控制系统良好的稳态和暂态性能,并通过对比直接控制法和QPR控制法的参考值跟踪仿真结果,验证了本文设计的QPR控制方法的可行性和优越性。

后期的研究可考虑在三相不对称情况下本文MMC控制策略的实施与改进方法,亦可对子模块发生故障情况下的故障诊断和冗余子模块设置做进一步研究。

参考文献:

- [1] 王锡凡,王秀丽.分频输电系统的可行性研究[J].电力系统自动化,1995,19(4):5-13.
- [2] 张清枝,李志辉.具备直流故障隔离能力的新型MMC拓扑研究[J].郑州大学学报(工学版),2017,38(6):74-78.
- [3] LIU S Q, WANG X F, WANG B Y, et al. Comparison between back-to-back MMC and M3C as high power AC/AC converters[C]//2016 IEEE PES Asia-Pacific

- Power and Energy Engineering Conference (APPEEC). Piscataway: IEEE, 2016: 671-676.
- [4] 李峰,王广柱,刘汝峰.模块化多电平矩阵变换器低频控制方法[J].电力系统自动化,2016,40(2):127-133.
- [5] FAN B R, WANG K, ZHENG Z D, et al. Optimized branch current control of modular multilevel matrix converters under branch fault conditions[J]. IEEE transactions on power electronics, 2018, 33(6): 4578-4583.
- [6] 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 transactions on power electronics, 2016, 31(12): 8182-8194.
- [7] 程振兴,王广柱,银泽一.基于MMMC插电式混合动力汽车变换系统及充电控制策略[J].电力系统自动化,2019,43(21):148-154.
- [8] 欧朱建.模块化多电平矩阵变换器用于输电系统的关键技术研究[D].济南:山东大学,2018.
- [9] 李峰.模块化多电平矩阵变换器关键技术研究[D].济南:山东大学,2016.
- [10] 商秀娟.模块化多电平矩阵变换器控制策略研究[D].济南:山东大学,2016.
- [11] 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.
- [12] 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.
- [13] SHARMA R, WU Q W, CHA S T, et al. Fault ride-through capability enhancement of VSC-HVDC-connected offshore wind power plants[J]. 电力系统自动化,2015,39(3):14-22.
- [14] LI H F, LIU C R, LI G Y, et al. An enhanced DC voltage droop-control for the VSC: HVDC grid[J]. IEEE transactions on power systems, 2017, 32(2): 1520-1527.
- [15] ZENG R, XU L, YAO L Z, et al. Analysis and control of modular multilevel converters under asymmetric arm impedance conditions[J]. IEEE transactions on industrial electronics, 2016, 63(1): 71-81.
- [16] 李遥,许烈,李永东.单级模块化多电平矩阵变换器支路间电容电压平衡[J].清华大学学报(自然科学版),2017,57(11):1220-1227.

Research on Quasi-proportional Resonant Control of Modular Multilevel Matrix Converter

WANG Mingdong¹, ZHOU Wei¹, LI Xiaolei², LI Zhongwen¹, WANG Zixu³

(1.School of Electrical Engineering, Zhengzhou University, Zhengzhou 450001, China; 2.Henan Electric Power Company of State Grid, Zhengzhou 450046, China; 3.Electric Power College, North China University of Water Resources and Electric Power, Zhengzhou 450045, China)

Abstract: As a new AC/AC conversion device, modular multilevel matrix converter (MMMC) has advantages in low frequency and large capacity applications such as fractional frequency transmission system, whereas its bridge arm current control is complicated. In this paper, the topological structure of MMMC is analyzed and the mathematical model is established to study the structure of bridge arm current. In order to solve the problem of poor control precision of bridge arm current by traditional direct control method, quasi-proportional resonant (QPR) control strategy is introduced, and a quasi-proportional resonant controller based on input and output frequencies is designed according to the characteristics of fractional frequency transmission system. According to the control requirements of the system active and reactive power, the outer loop control strategy of constant active power control and constant reactive power control is given. At the same time, the relationship between the capacitive voltage of the sub-module and active power is deduced, and the voltage balance strategy of the submodule based on active power of the system is proposed by applying double Clarke transform. Finally, the MMMC-FFTS system simulation model is built on the simulation platform, the steady-state and transient response of the system are simulated respectively, and the simulation results of direct control and QPR control methods are compared. The simulation results show that the improved control method has good steady-state and transient performance, and the accuracy of reference tracking is higher, which verifies the feasibility and superiority of the proposed method.

Key words: fractional frequency transmission; MMMC; arm current control; capacitor voltage balance; QPR control