

DOI:10.11784/tdxbz202103060

基于反馈线性化的 MMC 直接功率控制策略研究

金 昱¹, 肖 迁², 王建贇¹, 贾宏杰², 谢 冰³, 纪延超¹

(1. 哈尔滨工业大学电气工程及自动化学院, 哈尔滨 150006;

2. 天津大学智能电网教育部重点实验室, 天津 300072;

3. 国网辽宁省电力有限公司电力科学研究院, 沈阳 110006)

摘要: 模块化多电平变流器(MMC)通常采用级联结构的线性控制方法, 针对其功率跟踪精度差、动态响应慢等问题, 本文提出一种基于反馈线性化的直接功率控制方法. 首先, 以换流器交、直流回路的控制信号为输入, 以其输出功率及环流为输出, 建立多输入多输出(MIMO)的控制模型, 并利用反馈线性化技术, 将所建立的非线性模型线性化; 其次, 基于线性化变换后新系统中交、直流回路控制目标的特性, 设计各回路的线性控制器, 进而提出相应的直接功率控制方法, 并根据线性化方程求解 MMC 换流器的最终控制信号; 最后, 考虑到线性化变换后系统变量无法被完全观测的问题, 建立无法观测变量的特征方程, 利用稳定性分析理论, 对所提控制方法的零动态稳定性进行讨论. 所提方法利用反馈线性化手段解决了 MMC 非线性功率模型下的控制难题, 可同时实现 MMC 的功率控制和环流控制, 并提高 MMC 换流器对功率参考的跟踪精度与动态响应速度. 实验结果表明: 在稳态运行工况下, 所提方法的有功及无功功率跟踪精度更高, 误差更小; 在有功功率阶跃运行工况下, 所提方法有功功率动态响应速度更快, 无功功率的波动更小; 在无功功率阶跃运行工况下, 所提方法无功功率动态响应速度更快, 有功功率的波动更小. 该方法可有效控制 MMC 换流器的有功和无功功率, 具有更高的功率跟踪精度和更快的动态响应.

关键词: 模块化多电平变流器; 并网换流器; 直接功率控制; 非线性系统; 反馈线性化

中图分类号: TM464

文献标志码: A

文章编号: 0493-2137(2021)12-1230-11

Feedback Linearization-Based Direct Power Control for the Modular Multilevel Converter

Jin Yu¹, Xiao Qian², Wang Jianze¹, Jia Hongjie², Xie Bing³, Ji Yanchao¹

(1. School of Electrical Engineering and Automation, Harbin Institute of Technology, Harbin 150006, China;

2. Key Laboratory of Smart Grid of Ministry of Education, Tianjin University, Tianjin 300072, China;

3. Electrical Power Research Institute of State Grid Liaoning Electric Power Co., Ltd., Shenyang 110006, China)

Abstract: The cascaded linear control structure is usually adopted in the modular multilevel converter (MMC). This paper proposes a direct power control method based on feedback linearization, in order to improve the power tracking accuracy and dynamic responses of MMC. First, the control signals in the AC and DC paths are taken as the input variables while the AC output power and the circulating currents are taken as the output variables. The multiple-input multiple-output (MIMO) nonlinear model of MMC is established and linearized based on the feedback linearization technique. Then, the linear controllers in the AC and DC paths can be designed according to the control targets of the new linearized system, and the direct power control method is proposed. With the feedback linearization equations, the final control signals of the MMC can be derived. Finally, because some variables cannot be observed, the characteristic equations of these vari-

收稿日期: 2021-03-25; 修回日期: 2021-05-05.

作者简介: 金 昱(1994—), 男, 博士研究生, hitjy19940213@163.com.

通信作者: 肖 迁, xiaoqian@tju.edu.cn.

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(52107121); 中国博士后科学基金资助项目(2020M680880); 国家自然科学基金国际合作资助项目(52061635103, EP/T021969/1).

Supported by the National Natural Science Foundation of China(No. 52107121), China Postdoctoral Science Foundation(No. 2020M680880), the Joint Project of NSFC of China and EPSRC of UK(No. 52061635103, No. EP/T021969/1).

ables are established, and the zero-dynamics stability of the proposed control method is discussed on the basis of stability analysis theory. The experiments are conducted to verify the proposed method. With the proposed method, higher tracking accuracy and smaller tracking errors of the active and reactive power can be observed in the steady-state operation condition; faster active power dynamic responses and smaller reactive power fluctuations can be observed in the active power step operation condition; faster reactive power dynamic responses and smaller active power fluctuations can be observed in the reactive power step operation condition. These results indicate that this method can effectively control the active and reactive power of the MMC and has a higher power tracking accuracy and faster dynamic response.

Keywords: modular multilevel converter (MMC); grid-connected converter; direct power control; nonlinear system; feedback linearization

模块化多电平变换器(modular multilevel converter, MMC)以其模块化程度高、拓展性强、损耗低以及输出谐波特性好等优点,受到国内外学者的关注^[1],并被广泛应用于高压直流(high voltage direct current, HVDC)输电^[2]、电机驱动^[3]、多电平储能系统^[4]、电力电子变压器^[5]等场合。随着分布式电源、储能系统及电力负荷中直流化组件的大量接入,以及柔性直流输电技术的发展,以 MMC 为接口的中高压直流系统工程应用被逐步推广。在上述中高压输电系统中,MMC 作为并网换流器,直接连接交流电网与直流输电端口,其在功率传输过程中面临功率跟踪控制上的技术挑战^[6-7]。

并网换流器的控制方式主要可分为两种,电流控制方式和直接功率控制方式^[8-9]。其中,MMC 换流器的电流控制方式通常采用级联结构的线性控制方法^[9]。然而,该方法需要复杂的坐标变换环节,且需对 d 轴和 q 轴分量进行解耦控制。此外,电流控制方式在并网换流器中应用时,需将功率参考转化为电流参考。在该间接控制过程中,并网换流器对功率参考的跟踪精度受到电压采样以及锁相精度的影响,增加了可能引入误差的环节^[10]。相比之下,直接功率控制方法(direct power control, DPC)基于瞬时无功理论,直接对有功和无功功率进行控制,其主要存在如下优势:①可避免电流环和功率环的相互影响,提高并网换流器输出功率的动态响应性能^[11];②可避免坐标变换环节及锁相环节对控制精度的影响^[11];③在电网电压不对称工况下,可避免正负序分量计算过程中引入的额外环节^[12];④在提供谐波补偿功能时,可避免谐波幅值和相角的检测环节^[13]。

现有直接功率控制方法多用于两电平换流器,并被广泛应用于电机控制等领域中。文献[14]根据功率跟踪误差,利用控制器内存储的向量列表,实时对开关状态进行选取。该方法通过开关状态和直流母线电压测量值对电网电压进行估测,可省去电压传感器。文献[15]通过其定义的虚拟磁通量对有功和无功

功率进行实时查表计算与控制。上述查表法需预先存储大量的向量列表,对控制器的存储空间要求较高。文献[16]提出一种基于空间矢量调制(space vector modulation, SVM)的直接功率控制方法,其具有开关频率固定、功率纹波小及电流谐波含量低等优点。在此基础上,文献[17]提出一种改进方法,使其在电网电压不平衡下具有更强的故障穿越运行能力和更好的谐波特性。然而,上述基于 SVM 的直接功率控制方法在每个控制周期内输出同一电压矢量,为保证控制精度,需较高的采样频率。文献[18]提出一种基于三相功率模型的预测控制方法,免去数据存储及查表过程,实现了对并网换流器输出功率的控制,并提高了控制器的动态响应速度。文献[19]通过对功率的重新定义,提出一种改进的功率模型预测控制方法,可在电网电压不平衡工况下,提供正弦输出电流,并消除功率中的二倍频振荡。

随着 MMC 在工程中的推广,其直接功率控制方法引起了业界的关注^[20],并被认为是一种具有广阔应用前景的技术^[21]。文献[20]针对单相 MMC 提出一种基于 PI 控制器的直接功率控制方法。在该方法中,三相瞬时功率在 $\alpha\text{-}\beta$ 坐标下进行计算,两个 PI 控制器分别用于控制有功和无功功率。然而,MMC 功率模型为多输入多输出(multiple input multiple output, MIMO)的非线性系统,该特性使得 PI 控制器对功率参考的跟踪性能受限。文献[21]提出一种基于无差拍预测的直接功率控制方法。该方法利用功率参考值求解换流器输出电流参考值,并以其为控制目标,实现了对功率的快速跟踪。文献[11]提出一种基于虚拟磁链的直接功率控制方法,实现了对 MMC 功率和电压的独立控制,提高了控制器的动态性能。文献[12]提出一种基于新型瞬时功率和比例积分-降阶矢量谐振器的直接功率控制方法,解决了 MMC 在不平衡电网电压下的运行难题。然而,在正常工况运行下,其新型功率定义及其复杂控制结构的优势并不明显。

针对上述研究背景,本文基于反馈线性化技术,提出一种适用于 MMC 换流器的直接功率控制方法.该方法可直接对输出功率进行控制,提高功率跟踪精度与动态响应速度.本文首先建立 MMC 功率控制的非线性模型,并利用反馈线性化技术将其线性化,进而在线性模型下提出一种直接功率控制方法.实验结果表明:与传统方法相比,所提方法具有更高的功率跟踪精度和更快的动态响应.

1 MMC 拓扑结构与状态空间模型

MMC 拓扑结构如图 1 所示.其中,MMC 交流输出端通过滤波电感 L (等效电阻 R) 连接到三相交流电网,直流端与电压为 V_{dc} 的直流电源连接. MMC 由 3 个相单元组成,每个相单元由上桥臂和下桥臂组成,每个桥臂由 N 个相同的半桥子模块组成.上桥臂和下桥臂通过桥臂电感 L_{arm} (等效电阻 R_{arm}) 连接到输出端口.图中,每个子模块包含 2 个功率开关、2 个反并联的二极管和 1 个电容.通过控制功率开关的驱动信号,可投入或切除各子模块.设每个子模块的电容电压为 v_{SM} ,当子模块被投入时,其输出电压为 v_{SM} ;当子模块被切除时,其输出电压为 0.

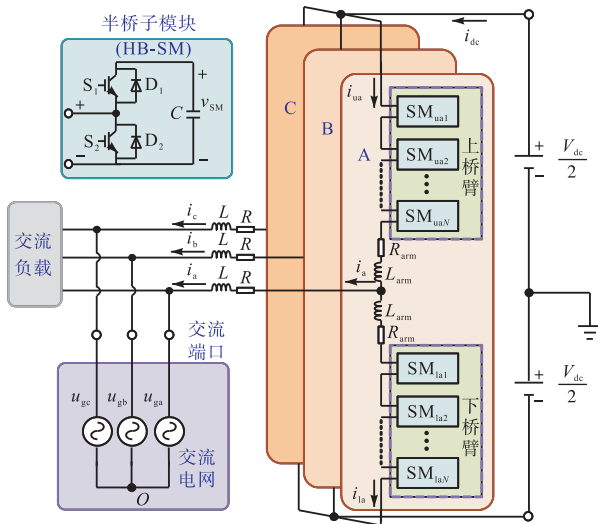


图 1 MMC 拓扑结构
Fig.1 Topology structure of the MMC

MMC 等效电路如图 2 所示,其包括交流等效回路和直流等效回路.交流等效回路用于控制交流侧有功和无功功率,而直流等效回路用于控制环流.图 2(b) 所示交流等效回路的输出功率可描述为

$$\begin{cases} P = 2(u_{g\alpha}i_{\alpha} + u_{g\beta}i_{\beta})/3 \\ Q = 2(u_{g\beta}i_{\alpha} - u_{g\alpha}i_{\beta})/3 \end{cases} \quad (1)$$

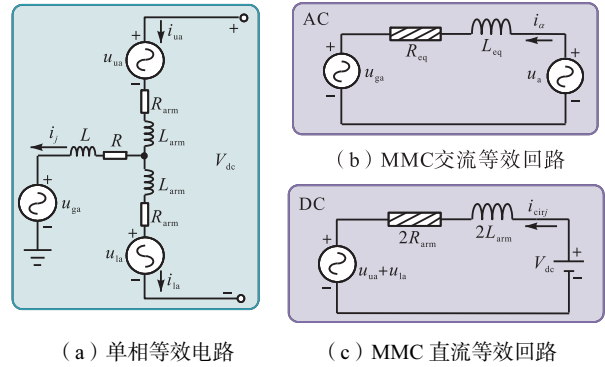


图 2 MMC 等效电路
Fig.2 Equivalent circuits of the MMC

式中: P 和 Q 分别为 MMC 的有功和无功功率; $u_{g\alpha}$ 和 $u_{g\beta}$ 分别为电网电压在 α, β 坐标系下的分量; i_{α} 和 i_{β} 分别为换流器输出电流在 α, β 坐标系下的分量.

有功功率 P 和无功功率 Q 的导数可表示为

$$\begin{cases} \frac{dP}{dt} = \frac{3}{2} \left(\frac{du_{g\alpha}}{dt} i_{\alpha} + u_{g\alpha} \frac{di_{\alpha}}{dt} + \frac{du_{g\beta}}{dt} i_{\beta} + u_{g\beta} \frac{di_{\beta}}{dt} \right) \\ \frac{dQ}{dt} = \frac{3}{2} \left(\frac{du_{g\beta}}{dt} i_{\alpha} + u_{g\beta} \frac{di_{\alpha}}{dt} - \frac{du_{g\alpha}}{dt} i_{\beta} - u_{g\alpha} \frac{di_{\beta}}{dt} \right) \end{cases} \quad (2)$$

将基尔霍夫电压定律(KVL)应用于交流等效回路中,并变换到 α, β 坐标系下可得

$$\begin{cases} \frac{di_{\alpha}}{dt} = -\frac{R_{eq}}{L_{eq}} i_{\alpha} - \frac{u_{g\alpha}}{L_{eq}} + \frac{u_{\alpha}}{L_{eq}} \\ \frac{di_{\beta}}{dt} = -\frac{R_{eq}}{L_{eq}} i_{\beta} - \frac{u_{g\beta}}{L_{eq}} + \frac{u_{\beta}}{L_{eq}} \end{cases} \quad (3)$$

式中: u_{α} 和 u_{β} 分别为换流器输出电压在 α, β 坐标系下的分量; L_{eq} 和 R_{eq} 分别为交流等效回路中的等效电感和等效电阻,具体可表示为

$$L_{eq} = L_{ac} + L_{arm} / 2, \quad R_{eq} = R_{ac} + R_{arm} / 2 \quad (4)$$

将 KVL 应用于直流等效回路中,可得

$$\begin{cases} 2R_{arm} i_{cirj} + 2L_{arm} \frac{di_{cirj}}{dt} = -2u_{cirj} \\ i_{cirj} = \frac{i_{uj} + i_{lj}}{2} \\ u_{cirj} = \frac{u_{lj} + u_{uj} - V_{dc}}{2} \end{cases} \quad (5)$$

式中: i_{uj} 和 i_{lj} 分别为上桥臂和下桥臂电流; u_{uj} 和 u_{lj} 分别为上桥臂和下桥臂输出电压; i_{cirj} 为三相环流; V_{dc} 为直流侧电压; u_{cirj} 为环流控制电压参考.

在本节中,设置 MMC 的输入变量为 $\mathbf{u} = [u_{\alpha}, u_{\beta}, u_{cira}, u_{cirb}, u_{circ}]^T$; 状态变量为 $\mathbf{x} = [P, Q, i_{\alpha}, i_{\beta}, i_{cira}, i_{cirb}, i_{circ}]^T$; 输出变量为 $\mathbf{y} = [P, Q, i_{cira}, i_{cirb}, i_{circ}]^T$. 联立式(2) ~ 式(5),可得式(6)中的动态方程.

$$\begin{aligned}
 \dot{P} &= \frac{3}{2} \left(\frac{du_{g\alpha}}{dt} - \frac{R_{eq}u_{g\alpha}}{L_{eq}} \right) i_\alpha + \frac{3}{2} \left(\frac{du_{g\beta}}{dt} - \frac{R_{eq}u_{g\beta}}{L_{eq}} \right) i_\beta - \\
 &\quad \frac{3(u_{g\alpha}^2 + u_{g\beta}^2)}{2L_{eq}} + \frac{3u_{g\alpha}}{2L_{eq}} u_\alpha + \frac{3u_{g\beta}}{2L_{eq}} u_\beta \\
 \dot{Q} &= \frac{3}{2} \left(\frac{du_{g\beta}}{dt} - \frac{R_{eq}u_{g\beta}}{L_{eq}} \right) i_\alpha + \frac{3}{2} \left(\frac{R_{eq}u_{g\alpha}}{L_{eq}} - \frac{du_{g\alpha}}{dt} \right) i_\beta + \\
 &\quad \frac{3u_{g\beta}}{2L_{eq}} u_\alpha - \frac{3u_{g\alpha}}{2L_{eq}} u_\beta \\
 \dot{i}_\alpha &= -R_{eq}i_\alpha/L_{eq} - u_{g\alpha}/L_{eq} + u_\alpha/L_{eq} \\
 \dot{i}_\beta &= -R_{eq}i_\beta/L_{eq} - u_{g\beta}/L_{eq} + u_\beta/L_{eq} \\
 \dot{i}_{cira} &= -R_{arm}i_{cira}/L_{arm} - u_{cira}/L_{arm} \\
 \dot{i}_{cirb} &= -R_{arm}i_{cirb}/L_{arm} - u_{cirb}/L_{arm} \\
 \dot{i}_{circ} &= -R_{arm}i_{circ}/L_{arm} - u_{circ}/L_{arm}
 \end{aligned} \tag{6}$$

将式(6)进一步转化为 MMC 状态空间方程, 即

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}) + \mathbf{g}(\mathbf{x})\mathbf{u} \\ \mathbf{y} = \mathbf{h}(\mathbf{x}) \end{cases} \tag{7}$$

式中: $\mathbf{g}(\mathbf{x})$ 、 $\mathbf{f}(\mathbf{x})$ 和 $\mathbf{h}(\mathbf{x})$ 均为参数传递矩阵; $\mathbf{g}(\mathbf{x})$ 和 $\mathbf{f}(\mathbf{x})$ 均可由式 (6) 推导所得; $\mathbf{h}(\mathbf{x})$ 的推导公式为

$$\mathbf{h}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \mathbf{x} \tag{8}$$

根据文献[22]可知, 在上述 MMC 换流器的状态空间模型中, 状态变量和输入变量间为非线性关系。

2 基于反馈线性化的直接功率控制方法

2.1 反馈线性化基本原理

反馈线性化技术可将非线性系统模型转换为线性模型, 并被广泛应用于非线性控制系统中。对于 MIMO 非线性系统, 其状态空间模型可表示为

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}) + \sum_{i=1}^m \mathbf{g}_i(\mathbf{x})u_i \\ \mathbf{y} = [\mathbf{h}_1(\mathbf{x}) \cdots \mathbf{h}_m(\mathbf{x})]^T \end{cases} \tag{9}$$

式中: \mathbf{x} 为 n 维状态变量; \mathbf{y} 为 m 维输出变量; u_i 为第 i 个输入变量; $\mathbf{f}(\mathbf{x})$ 为在 \mathbf{R}^n 域上的光滑状态方程; $\mathbf{g}_i(\mathbf{x})$ 为第 i 个输入变量的光滑状态方程; $\mathbf{h}_p(\mathbf{x})$ 为第 p 个输出变量的离散状态方程。

定义 1 现将离散状态方程 $\mathbf{h}_p(\mathbf{x})$ 关于相量场 $\mathbf{f}(\mathbf{x})$ 的李导数定义为

$$L_f h_p(\mathbf{x}) = \frac{\partial h_p(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} \mathbf{f}(\mathbf{x}) \tag{10}$$

式中 L_f 为函数沿着相量场 \mathbf{f} 的李导数符号。

关于相量场 $\mathbf{f}(\mathbf{x})$ 的李导数满足条件

$$\begin{cases} L_f^k h_p(\mathbf{x}) = L_f(L_f^{k-1} h_p(\mathbf{x})) & k=1, 2, \dots \\ L_f^0 h_p(\mathbf{x}) = h_p(\mathbf{x}) \end{cases} \tag{11}$$

定义 2 定义上述李导数关于 $\mathbf{h}_p(\mathbf{x})$ 的相对阶数为 r_p , 则李导数满足约束

$$\begin{cases} L_{g_i} L_f^k h_p(\mathbf{x}) = 0 & k=1, 2, \dots, r_p-2 \\ L_{g_i} L_f^{r_p-1} h_p(\mathbf{x}) \neq 0 \end{cases} \tag{12}$$

依据上述相对阶数的定义, 非线性系统的相对阶数集被定义为 $r = \{r_1, r_2, \dots, r_m\}$ 。当系统输出状态变量维数为 n 时, 若各子矩阵的相对阶之和满足 $r_1 + r_2 + \dots + r_m = n$, 则该非线性系统的输出被称为光滑平面输出。若各子矩阵的相对阶数之和满足 $r_1 + r_2 + \dots + r_m < n$, 则该非线性系统的输出被称为非光滑平面输出, 即系统输出不能被完全线性化。对于非光滑平面输出系统, 需对变换后系统的零动态性能进行检验, 以确保控制系统的稳定性。

引理 1 利用式(16), 可将 MIMO 非线性系统变换为线性系统。

基于相对阶数的定义, 输出变量 $\mathbf{h}_p(\mathbf{x})$ 的 r_p 阶导数可表示为

$$\begin{cases} \varphi_p^q(\mathbf{x}) = h_p^q(\mathbf{x}) = L_f^q h_p(\mathbf{x}) & q=1, 2, \dots, r_p-1 \\ \varphi_p^{r_p}(\mathbf{x}) = h_p^{r_p}(\mathbf{x}) = L_f^{r_p} h_p(\mathbf{x}) + \sum_{i=1}^m L_{g_i} L_f^{r_p-1} h_p(\mathbf{x}) u_i = \gamma_p \end{cases} \tag{13}$$

从式(13)中可以看出, 当 $\mathbf{x} = \mathbf{x}_0$ 时, 输入变量首次出现在 $\mathbf{h}_p(\mathbf{x})$ 的 r_p 阶导数中, 则经过变换后, 输入变量 γ_p 与输出变量 $\varphi_p^{r_p}$ 在 \mathbf{x}_0 的邻域内线性相关。

其中, 用于线性化变换的解耦矩阵 \mathbf{E} 可表示为

$$\mathbf{E} = \begin{bmatrix} L_{g_1} L_f^{r_1-1} h_1(\mathbf{x}) & \cdots & L_{g_m} L_f^{r_m-1} h_1(\mathbf{x}) \\ \vdots & \cdots & \vdots \\ L_{g_1} L_f^{r_1-1} h_m(\mathbf{x}) & \cdots & L_{g_m} L_f^{r_m-1} h_m(\mathbf{x}) \end{bmatrix} \tag{14}$$

当 $\mathbf{x} = \mathbf{x}_0$ 时, 若式(13)对所有指数 $p=1, 2, \dots, m$ 成立, 则解耦矩阵 \mathbf{E} 在 \mathbf{x}_0 的领域内非奇异。

此时, 定义矩阵 $\mathbf{A}(\mathbf{x})$ 为

$$\mathbf{A}(\mathbf{x}) = [L_f^{r_1} h_1(\mathbf{x}) \cdots L_f^{r_m} h_m(\mathbf{x})]^T \tag{15}$$

则经过线性变换后, 非线性系统的状态空间方程可描述为

$$\mathbf{u} = \mathbf{E}^{-1}(\mathbf{x})[\boldsymbol{\gamma} - \mathbf{A}(\mathbf{x})] \tag{16}$$

式中: \mathbf{u} 为原系统的输入变量, $\mathbf{u} = [u_1, u_2, \dots, u_m]$; $\boldsymbol{\gamma}$ 为变换后新系统的输入变量, $\boldsymbol{\gamma} = [\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_m]$.

2.2 多输入多输出 MMC 非线性系统的反馈线性化

对于式 (7) 中所描述的非线性系统, 可根据式 (14) 求得其解耦矩阵如式 (17) 所示. 利用解耦矩阵 \mathbf{E} 将系统模型线性化后, 可求得矩阵 $\mathbf{A}(\mathbf{x})$ 如式 (18) 所示. 需指出, 在式 (17) 中 $u_{g\alpha}^2 + u_{g\beta}^2 = U_g^2 \neq 0$, 且桥臂

电感 $L_{arm} \neq 0$. 因此, 解耦矩阵 \mathbf{E} 行列式的值 $|\mathbf{E}|$ 非零, 即该矩阵非奇异.

根据式 (12) 中的定义可知, 非线性 MMC 系统的相对阶数为 $\mathbf{r} = [1, 1, 1, 1, 1]$. 经变换后, 新系统输入变量可表示为 $\boldsymbol{\gamma} = [dP/dt, dQ/dt, di_{cira}/dt, di_{cirb}/dt, di_{circ}/dt]^T$. 通过特定的控制规则可求解变换后线性新系统的输入, 从而实现对新系统给定信号的跟踪.

$$\mathbf{E} = \begin{bmatrix} L_{g1} L_f^0 h_1(x) & L_{g2} L_f^0 h_1(x) & 0 & 0 & 0 \\ L_{g1} L_f^0 h_2(x) & L_{g2} L_f^0 h_2(x) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_{g3} L_f^0 h_3(x) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_{g4} L_f^0 h_4(x) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L_{g5} L_f^0 h_5(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 3u_{g\alpha}/2L_{eq} & 3u_{g\beta}/2L_{eq} & 0 & 0 & 0 \\ 3u_{g\beta}/2L_{eq} & -3u_{g\alpha}/2L_{eq} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1/L_{arm} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1/L_{arm} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1/L_{arm} \end{bmatrix} \quad (17)$$

$$\mathbf{A}(\mathbf{x}) = L_f h(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} \frac{3}{2} \left(\frac{du_{g\alpha}}{dt} i_\alpha + \frac{du_{g\beta}}{dt} i_\beta - \frac{R_{eq}(u_{g\alpha} i_\alpha + u_{g\beta} i_\beta) + u_{g\alpha}^2 + u_{g\beta}^2}{L_{eq}} \right) \\ \frac{3}{2} \left(\frac{du_{g\beta}}{dt} i_\alpha - \frac{du_{g\alpha}}{dt} i_\beta + \frac{R_{eq}(u_{g\alpha} i_\beta - u_{g\beta} i_\alpha)}{L_{eq}} \right) \\ -R_{arm} i_{cira}/L_{arm} \\ -R_{arm} i_{cirb}/L_{arm} \\ -R_{arm} i_{cisc}/L_{arm} \end{bmatrix} \quad (18)$$

$$\begin{bmatrix} u_\alpha^* \\ u_\beta^* \\ u_{cira}^* \\ u_{cirb}^* \\ u_{cisc}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2L_{eq} u_{g\alpha}}{3(u_{g\alpha}^2 + u_{g\beta}^2)} & \frac{2L_{eq} u_{g\beta}}{3(u_{g\alpha}^2 + u_{g\beta}^2)} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{2L_{eq} u_{g\beta}}{3(u_{g\alpha}^2 + u_{g\beta}^2)} & \frac{-2L_{eq} u_{g\alpha}}{3(u_{g\alpha}^2 + u_{g\beta}^2)} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -L_{arm} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -L_{arm} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -L_{arm} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \gamma_1 - A_1 \\ \gamma_2 - A_2 \\ \gamma_3 - A_3 \\ \gamma_4 - A_4 \\ \gamma_5 - A_5 \end{bmatrix} \quad (19)$$

将式 (17) 和式 (18) 代入式 (16) 中, 可得原始非线性 MMC 系统输入变量 $\mathbf{u} = [u_\alpha, u_\beta, u_{cira}, u_{cirb}, u_{cisc}]^T$ 的最终控制信号如式 (19) 所示. 需指出, 在该变换后的线性系统中, 状态变量中的 P 和 Q 可由电网电压和输出电流测量值计算所得.

2.3 所提直接功率方法的控制器设计

利用反馈线性化技术, 可将 MMC 的 MIMO 非线性系统转化为线性系统, 从而利用线性控制器实现对系统的精确控制. 基于前文线性化过程, 所提出直接功率控制方法如图 3 所示. 图中, v_{SMijk} 和 v_{SMljk} 为上桥臂和下桥臂电容电压; j 与 k 分别指示相序与子

模块序号, $j = a, b, c$, 且 $k = 1, 2, \dots, N$; n_{uj} 和 n_{lj} 分别是上桥臂和下桥臂归一化的调制系数. 所提控制方法包含 3 个部分, 分别为有功与无功功率控制、环流控制以及均压控制. 其中, 有功与无功功率控制提供输出电压参考 u_j , 环流控制提供环流控制电压参考 u_{cirj} . 在均压控制过程中, 上述参考用于计算各桥臂电压参考, 具体可参考文献[22], 本文不再赘述. 需指出, 本文在验证过程中采用载波移相调制方法. 然而, 所提控制方法同样适用于最近电平逼近等其他调制方式.

MMC 换流器在运行过程中, 有功和无功功率参

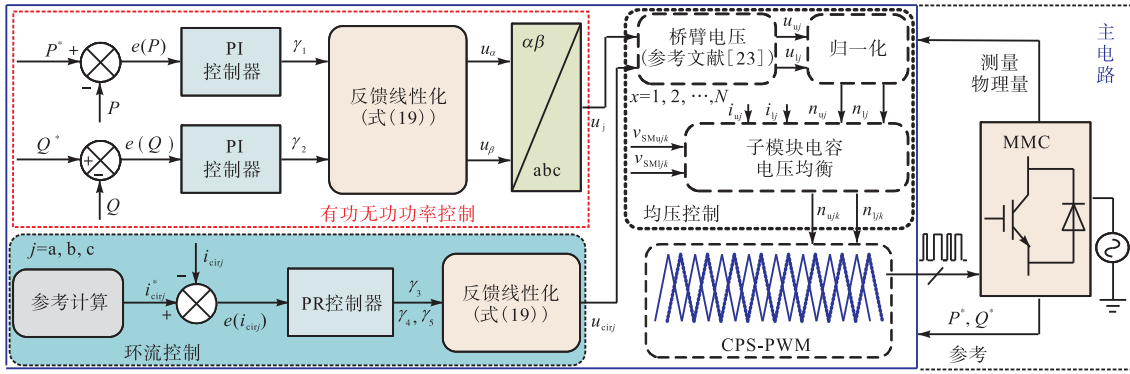


图 3 所提 MMC 换流器的直接功率控制方法框图

Fig.3 Overall control diagram of the proposed direct power control method for the MMC

考通常为直流分量. 因此, 本文采用 PI 控制器对其参考值进行跟踪, 具体表示为

$$\begin{cases} \gamma_1 = \dot{P} = \left(K_{p1} + \frac{K_{i1}}{s} \right) (P^* - P) \\ \gamma_2 = \dot{Q} = \left(K_{p1} + \frac{K_{i1}}{s} \right) (Q^* - Q) \end{cases} \quad (20)$$

式中 K_{p1} 和 K_{i1} 分别为 PI 控制器的比例控制环节参数和积分控制环节参数.

本文中 MMC 的环流参考设置为 $i_{cir}^* = i_{dc}^*/3$. 对于环流控制器, 需要对其二倍频分量进行抑制. 因此, 本文采用比例谐振控制器, 具体表示为

$$\begin{bmatrix} \gamma_3 \\ \gamma_4 \\ \gamma_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{i}_{cira} \\ \dot{i}_{cirb} \\ \dot{i}_{circ} \end{bmatrix} = \left(K_{p2} + \frac{4K_{r2}\omega_c s}{s^2 + 4\omega_c s + (2\omega_0)^2} \right) \begin{bmatrix} i_{cira}^* - i_{cira} \\ i_{cirb}^* - i_{cirb} \\ i_{circ}^* - i_{circ} \end{bmatrix} \quad (21)$$

式中: K_{p2} 和 K_{r2} 分别为 PR 控制器的比例控制环节参数和谐振控制环节参数; ω_0 和 ω_c 分别为电网频率和剪切频率, ω_c 通常选取为 $0.01\omega_0$ [24]. 依照上述流程, 可实现 MMC 换流器的直接功率控制.

2.4 所提直接功率控制方法的零动态稳定性分析

在上文中, 非线性 MMC 经过反馈线性化变换后, 新系统的相对阶数为 $r_1 + r_2 + r_3 + r_4 + r_5 = 5$. 其数值小于原系统输入变量的数量 7. 因此, 在该反馈线性化过程中, 2 个状态变量无法被完全观测, 并影响系统的稳定性. 因此, 需对系统的零动态特性进行检验, 以保证反馈线性化变换后系统的稳定性.

状态变量 P 、 Q 、 i_{cira} 、 i_{cirb} 和 i_{circ} 已经被线性化. 因此, 只需要校验剩余的 2 个状态变量 i_α 和 i_β 的零动态稳定性. 根据式(1), 状态变量 i_α 和 i_β 可被表示为关于状态变量 P 和 Q 的形式, 即

$$\begin{cases} i_\alpha = \frac{Pu_{g\alpha} + Qu_{g\beta}}{u_{g\alpha}^2 + u_{g\beta}^2} = \frac{y_1 u_{g\alpha} + y_2 u_{g\beta}}{U_g^2} \\ i_\beta = \frac{Pu_{g\beta} - Qu_{g\alpha}}{u_{g\alpha}^2 + u_{g\beta}^2} = \frac{y_1 u_{g\beta} - y_2 u_{g\alpha}}{U_g^2} \end{cases} \quad (22)$$

进一步, i_α 和 i_β 的导数可表示为

$$\begin{cases} \frac{di_\alpha}{dt} = \frac{\dot{y}_1 u_{g\alpha} + \dot{y}_2 u_{g\beta} + y_1 \dot{u}_{g\alpha} + y_2 \dot{u}_{g\beta}}{U_g^2} = F_1(\mathbf{y}, \dot{\mathbf{y}}) \\ \frac{di_\beta}{dt} = \frac{\dot{y}_1 u_{g\beta} - \dot{y}_2 u_{g\alpha} + y_1 \dot{u}_{g\beta} - y_2 \dot{u}_{g\alpha}}{U_g^2} = F_2(\mathbf{y}, \dot{\mathbf{y}}) \end{cases} \quad (23)$$

通常情况下, 为验证系统的零动态稳定性, 可采用基于李雅普诺夫函数的分析方法或基于线性系统分析方法改进的稳定性分析理[25]. 采用基于李雅普诺夫函数的分析方法需恰当地选择中间变量, 其设计过程较为复杂. 因此, 本文根据文献[25]中所采用的基于线性系统分析方法改进的稳定性分析理论, 对系统的零动态稳定性进行分析: 对于 2 个输出变量 y_1 和 y_2 , 当其导数为稳定且有界的函数时, 系统的零动态稳定性主要取决于其传递函数的零点位置. 当系统传递函数的零点全部位于左半平面时, 即 $\text{Re}\{Z_{reos}\} \leq 0$ 时, 被控系统是最小相位系统, 系统的零动态稳定性也可得到保证. 从式(23)中可以看出, 系统状态变量 (i_α 和 i_β) 的零点均为 0, 即 $\text{Zero}(i_\alpha) = 0$, $\text{Zero}(i_\beta) = 0$. 因此, 被控系统是最小相位系统, 系统的零动态稳定性因而得到保证.

2.5 不同直接功率控制方法对比

现将 MMC 不同的直接功率控制方法进行对比, 结果示于表 1 中. 其中, 文献[20]主要讨论了单相 MMC 在谐波控制场合下的直接功率控制方法, 其采用 PIR 控制器对功率进行控制; 文献[21]讨论了 MMC 在直流加热负载场合下的直接功率控制方法, 其采用无差拍预测控制方法对功率和环流进行控制;

文献[11]利用虚拟磁通模型,采用 PI 控制器对 MMC 的功率进行控制;文献[12]针对电网电压不平衡场景,采用降阶矢量谐振控制器对 MMC 的功率进行控制。

表 1 不同直接功率控制方法对比

Tab.1 Comparison results of the different DPC methods

| 控制方法 | 功率控制器 | 环流控制器 | 应用场合 | 控制模型 |
|--------|---------|---------|-------------|--------|
| 文献[19] | PIR 控制器 | 未讨论 | 单相 MMC 谐波控制 | 非线性模型 |
| 文献[20] | 无差拍控制器 | 无差拍控制器 | MMC 直流加热负载 | 预测模型 |
| 文献[10] | PI 控制器 | 未讨论 | MMC 交直流功率变换 | 虚拟磁通模型 |
| 文献[11] | 降阶矢量控制器 | 未讨论 | 不对称网压下穿越运行 | 非线性模型 |
| 本文所提方法 | PI 控制器 | PIR 控制器 | MMC 交直流功率变换 | 线性化模型 |

本文所提控制方法对 MMC 非线性模型进行线性化,并采用线性 PI 和 PIR 控制器分别对 MMC 功率和环流进行控制。

方法^[19]下的实验结果分别示于图 5 和图 6 中。其中,

3 实验验证

为验证所提控制方法的功率跟踪精度及其动态响应,本文利用三相 MMC 低压降额实验平台进行验证。实验样机如图 4 所示,其参数见于表 2。

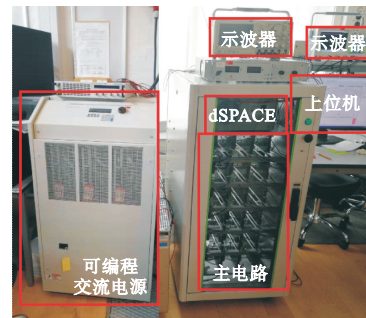


图 4 三相 MMC 实验样机

Fig.4 Three-phase MMC prototype

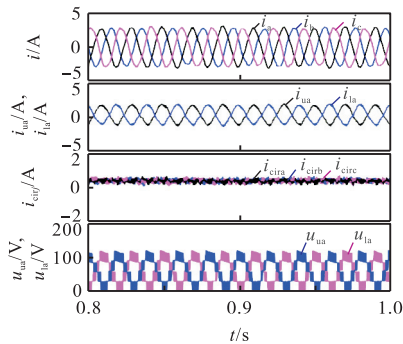
3.1 稳态运行结果对比

在稳态运行工况,所提方法与传统直接功率控制

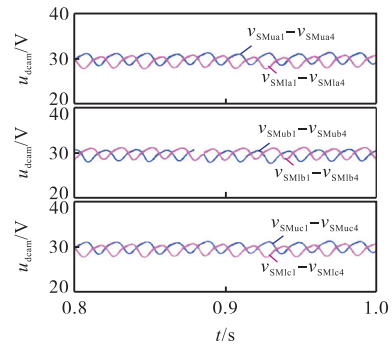
表 2 实验参数

Tab.2 Experimental parameters

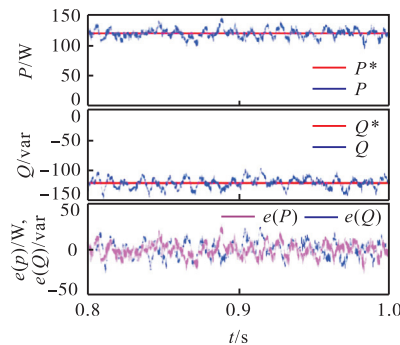
| 电网电压/V | 直流母线电压/V | 子模块个数 | 桥臂电感 | | 交流电感 | | 子模块电容/ μF | 载波频率/Hz |
|--------|----------|-------|---------|----------------|---------|----------------|----------------------|---------|
| | | | 等效电感/mH | 等效电阻/ Ω | 等效电感/mH | 等效电阻/ Ω | | |
| 49 | 120 | 4 | 10 | 1.2 | 1.8 | 0.26 | 2 000 | 1 066 |



(a) 输出电流、相桥臂电流、环流及桥臂输出电压



(b) 三相电容电压



(c) 功率跟踪波形

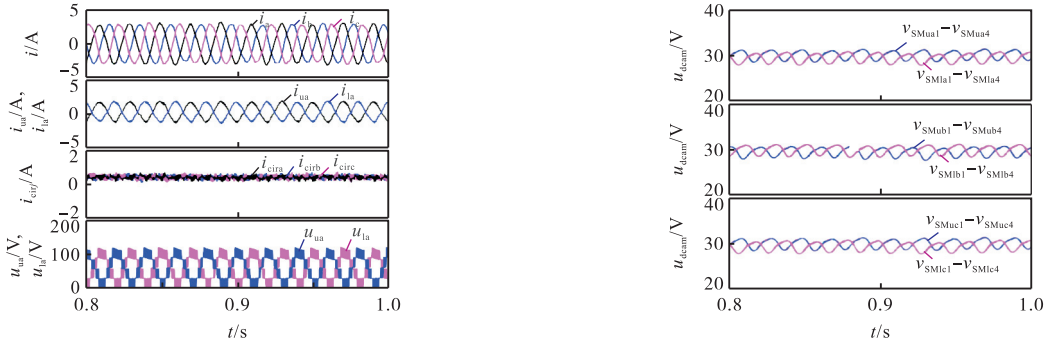
图 5 传统直接功率控制方法下的稳态实验波形

Fig.5 Experimental steady-state results of the conventional direct power control method

有功和无功功率分别设置为 120 W 和 -120 var.

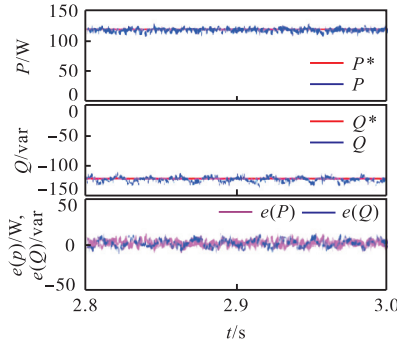
如图 5(a)和图 6(a)所示,在两种直接功率控制方法下,MMC 换流器的输出电流的幅值均为 2.82 A. a 相上桥臂和下桥臂的输出桥电流幅值皆约为 1.41 A. MMC 换流器的环流在两种控制方法下保持稳定,且二倍频分量流均被较好地抑制. a 相桥臂输出电压波形同样示于图 5(a)和图 6(a). 三相各桥臂子模块电容电压波形分别如图 5(b)和图 6(b)所

示,其平均值均稳定在额定值 30 V 左右. 对比图 5(c)和图 6(c)中有功功率 P 、无功功率 Q 及其参考值(P^* 和 Q^*)可知,所提控制方法的有功功率和无功功率跟踪误差更小,且稳态性能更好. 上述实验结果表明:相较于传统方法,采用所提控制方法时,MMC 换流器在有功功率和无功功率控制方面具有更好的稳态性能.



(a) 输出电流、相桥臂电流、环流及桥臂输出电压

(b) 三相电容电压



(c) 功率跟踪波形

图 6 本文所提直接功率控制方法下的稳态实验波形

Fig.6 Experimental steady-state results of the proposed direct power control method

3.2 有功功率阶跃运行结果对比

为验证所提控制方法在有功功率阶跃下的动态性能,将其与传统直接功率控制方法^[19]进行对比,实验结果分别示于图 7 和图 8 中. 在该运行过程中,初始有功无功功率分别设置为 60 W 和 0 var;当阶跃发生时,有功功率从 60 W 增加到 120 W.

如图 7(a)和图 8(a)所示,稳态运行工况下,两种控制方法的输出电流幅值均约为 1 A;当有功功率发生阶跃时,其输出电流幅值均从 1 A 增加至约 2 A. 然而,采用所提控制方法下,MMC 换流器的输出电流具有更快的响应速度. 在正常运行工况,两种控制方法下上桥臂和下桥臂的桥臂电流幅值均约为 0.5 A;当发生有功功率阶跃时,其幅值增加到约 1 A. 在稳态运行工况,两种控制方法下 MMC 换流

器的环流均保持稳定,且二倍频分量均被较好地抑制;当有功功率发生阶跃时,环流保持稳定并略有增加,且二倍频环流依旧可被较好地抑制. 三相各桥臂子模块电容电压波形分别如图 7(b)和图 8(b)所示,其平均值稳定在 30 V 左右. 对比图 5(c)和图 6(c)中有功功率 P 、无功功率 Q 及其参考值(P^* 和 Q^*)可知,所提控制方法的有功功率和无功功率跟踪误差更小,且动态性能更好. 上述实验结果表明:与传统直接功率控制方法相比,当有功功率发生阶跃时,所提控制方法具有更好的动态响应性能.

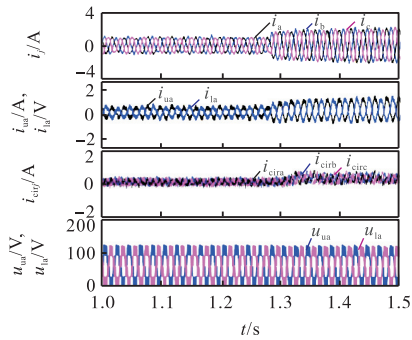
3.3 无功功率阶跃运行结果对比

为验证所提控制方法在无功功率阶跃下的动态性能,将其与传统直接功率控制方法^[19]进行对比,实验结果分别示于图 9 和图 10 中. 在该运行过程中,

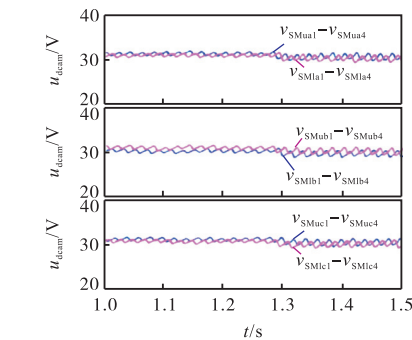
初始有功无功功率分别设置为 120 W 和 0 var; 当阶跃发生时, 无功功率从 0 var 增加到 120 var.

如图 9(a)和图 10(a)所示, 在阶跃发生前, 两种

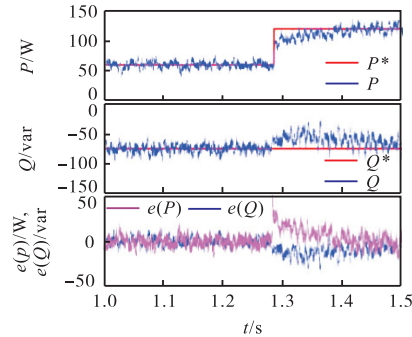
控制方法下输出电流幅值均为 2 A; 当无功功率发生阶跃时, 其输出电流幅值均从 2 A 增加至约 2.82 A. 然而, 采用所提控制方法下, MMC 换流器的



(a) 输出电流、相桥臂电流、环流及桥臂输出电压

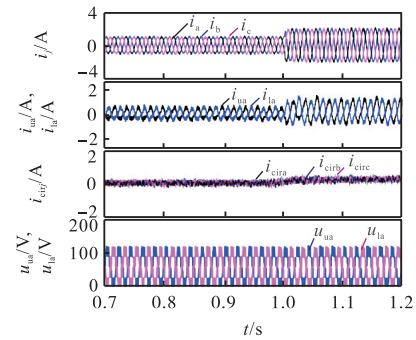


(b) 三相电容电压

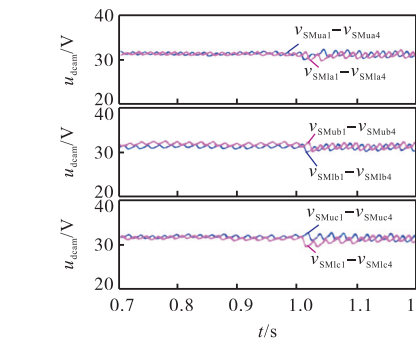


(c) 功率跟踪波形

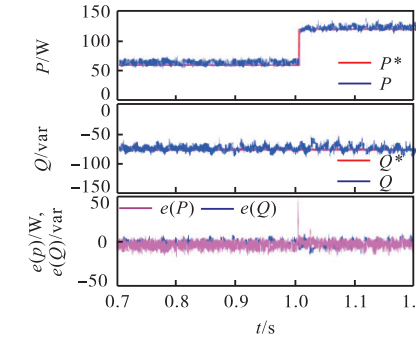
图 7 传统直接功率控制方法下的有功功率阶跃实验波形
Fig.7 Experimental active power step results of the conventional direct power control method



(a) 输出电流、相桥臂电流、环流及桥臂输出电压

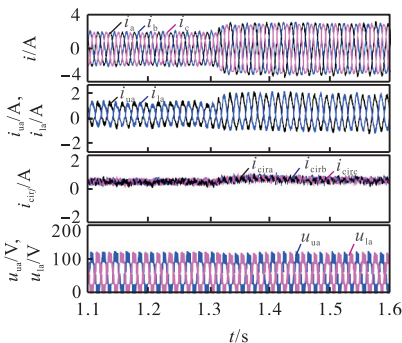


(b) 三相电容电压

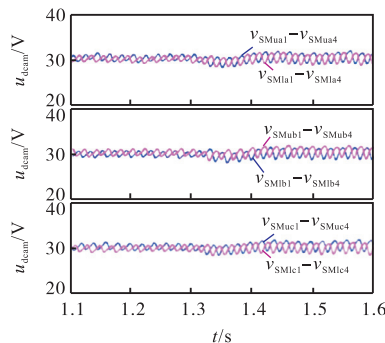


(c) 功率跟踪波形

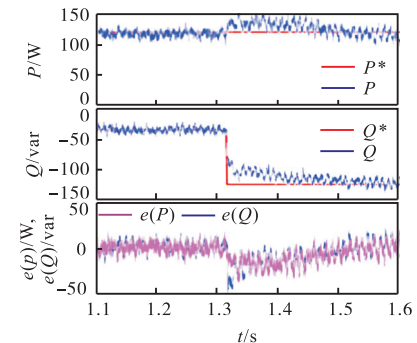
图 8 所提直接功率控制方法下的有功功率阶跃实验波形
Fig.8 Experimental active power step results of the proposed direct power control method



(a) 输出电流、相桥臂电流、环流及桥臂输出电压



(b) 三相电容电压



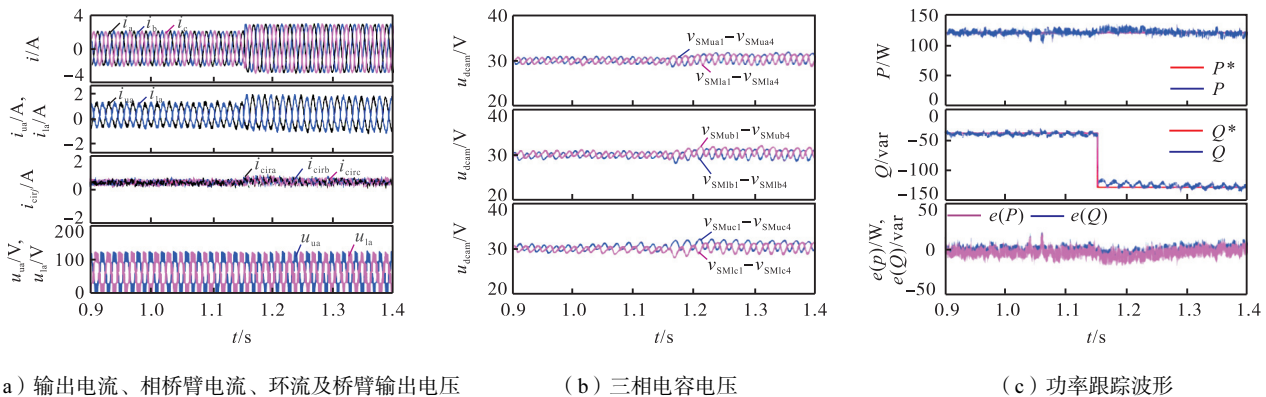
(c) 功率跟踪波形

图 9 传统直接功率控制方法下的无功功率阶跃实验波形

Fig.9 Experimental reactive power step results of the conventional direct power control method

响应速度更快. 在稳态运行工况, 两种控制方法下, a 相上桥臂和下桥臂的桥臂电流幅值均约为 1 A; 当发生有功功率阶跃时, 其幅值增加到约 1.41 A. 在整个运行过程中, 两种控制方法下环流均保持稳定, 且其二倍频分量均被较好地抑制. 各桥臂子模块电容电压波形分别如图 9(b) 和图 10(b) 所示, 其平均值稳定

在 30 V 左右. 对比图 9(c) 和图 10(c) 可知, 在无功率发生阶跃时, 所提控制方法下系统具有更好的动态响应性能, 且有功、无功功率的跟踪误差更小. 上述结果表明: 相较于传统直接功率控制方法, 当无功功率发生阶跃时, 所提控制方法具有更好的动态响应性能.



(a) 输出电流、相桥臂电流、环流及桥臂输出电压

(b) 三相电容电压

(c) 功率跟踪波形

图 10 所提直接功率控制方法下的无功功率阶跃实验波形

Fig.10 Experimental reactive power step results of the proposed direct power control method

4 结论

针对 MMC 换流器, 为解决传统控制方法存在的功率跟踪精度差、动态响应速度慢等问题, 本文提出一种基于反馈线性化的直接功率控制方法. 利用三相 MMC 的低压降额实验平台对所提控制方法的性能进行验证, 并得出以下结论.

(1) MMC 换流器功率控制模型为多输入多输出的非线性模型, 可利用反馈线性化技术进行线性化.

(2) 利用所提直接功率控制方法, 可同时实现对 MMC 换流器交流侧功率和环流的控制, 且可以保证控制系统的零动态稳定性.

(3) 与传统控制方法相比, 本文所提控制方法具有更高的功率跟踪精度以及更好的动态响应性能.

参考文献:

- [1] Xiao Q, Wang J, Jin Y, et al. A novel operation scheme for modular multilevel converter with enhanced ride-through capability of submodule faults[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2021, 9(2): 1258-1268.
- [2] Adam G P, Abdelsalam I, Fletcher J E, et al. New efficient sub-module for modular multilevel converter for multi-terminal HVDC networks[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(6): 4258-4278.
- [3] Du S, Wu B, Zargari N R, et al. A flying-capacitor

modular multilevel converter for medium-voltage motor drive[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(3): 2081-2089.

- [4] Li N, Gao F, Hao T, et al. SOH balancing control method for the MMC battery energy storage system[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(8): 6581-6591.
- [5] Fan B, Li Y, Wang K, et al. Hierarchical system design and control of an MMC-based power-electronic transformer[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2017, 13(1): 238-247.
- [6] Wang Y, Li Q, Li B, et al. A practical DC fault ride-through method for MMC based MVDC distribution systems[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2021, 36(4): 2510-2519.
- [7] 余贻鑫. 面向 21 世纪的智能电网[J]. 天津大学学报: 自然科学与工程技术版, 2020, 53(6): 551-556.
Yu Yixin. A brief description of the basics of the smart grid[J]. Journal of Tianjin University: Science and Technology, 2020, 53(6): 551-556 (in Chinese).
- [8] Portillo R, Vazquez S, Leon J I, et al. Model based adaptive direct power control for three-level NPC converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2013, 9(2): 1148-1157.
- [9] 王萍, 王尉, 贝太周, 等. 数字控制对并网逆变器的影响及抑制方法[J]. 天津大学学报: 自然科学与工程技术版, 2016, 49(5): 472-479.

- Wang Ping, Wang Wei, Bei Taizhou, et al. Effects of digital control grid-connected inverter and its suppression metrology[J]. Journal of Tianjin University: Science and Technology, 2016, 49(5): 472-479(in Chinese).
- [10] 王继东, 秦美翠. 基于单周控制有源电力滤波器的电网谐波抑制方法[J]. 天津大学学报: 自然科学与工程技术版, 2015, 48(7): 637-642.
- Wang Jidong, Qin Meicui. Micro-grid harmonic suppression method based on one cycle controlled active power filter[J]. Journal of Tianjin University: Science and Technology, 2015, 48(7): 637-642(in Chinese).
- [11] 王国强, 王志新, 李 爽. 模块化多电平变流器的直接功率控制仿真研究[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(6): 64-71.
- Wang Guoqiang, Wang Zhixin, Li Shuang. Simulation research on direct power control of modular multilevel converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(6): 64-71(in Chinese).
- [12] 梁营玉. 不对称电网电压下基于降阶矢量谐振器的 MMC-HVDC 直接功率控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(24): 7294-7303.
- Liang Yingyu. Direct power control strategy based on reduced order vector resonant controller for MMC-HVDC under unbalanced grid voltages[J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(24): 7294-7303(in Chinese).
- [13] Chen B, Joos G. Direct power control of active filters with averaged switching frequency regulation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23(6): 2729-2737.
- [14] Noguchi T, Tomiki H, Kondo S, et al. Direct power control of PWM converter without power-source voltage sensors[J]. IEEE Transactions on Industrial Applications, 1998, 34(3): 473-479.
- [15] Xu L, Cartwright P. Direct active and reactive power control of DFIG for wind energy generation[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2006, 21(3): 750-758.
- [16] Fischer J, Gonzalez S, Carugati I, et al. Robust predictive control of grid-tied converters based on direct power control[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(10): 5634-5643.
- [17] Vazquez S, Sanchez J, Carrasco J, et al. A model-based direct power control for three-phase power converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(4): 1647-1657.
- [18] Zhang Y, Qu C. Model predictive direct power control of PWM rectifiers under unbalanced network conditions[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(7): 4011-4022.
- [19] Zhang Y, Qu C. Direct power control of a pulse width modulation rectifier using space vector modulation under unbalanced grid voltages[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(10): 5892-5901.
- [20] Hao J, Zheng H, Liu X, et al. Direct power control strategy of single-phase MMC with harmonic control capability[C]// IEEE Conference on Energy Internet and Energy System Integration. Beijing, China, 2018: 1-6.
- [21] 石季英, 乔 文, 薛 飞, 等. 计及配网有功无功协调运行优化的 SST 规划方法[J]. 天津大学学报: 自然科学与工程技术版, 2020, 53(1): 50-60.
- Shi Jiying, Qiao Wen, Xue Fei, et al. Optimal configuration of solid-state transformer considering coordinated optimal operation of active and reactive power[J]. Journal of Tianjin University: Science and Technology, 2020, 53(1): 50-60(in Chinese).
- [22] Bruni C, DiPillo G, Koch G. Bilinear systems: An appealing class of "nearly linear" systems in theory and applications[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 1974, 19(4): 334-348.
- [23] Hagiwara M, Akagi H. Control and experiment of pulsewidth modulated modular multilevel converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(7): 1737-1746.
- [24] Yang S, Tang Y, Xu Z, et al. Feedback linearization based current control strategy for modular multilevel converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(1): 161-174.
- [25] Slotine J E, Li W. Applied Nonlinear Control. Englewood Cliffs[M]. New Jersey: Hentice-Hall, 1991.

(责任编辑: 孙立华)