

模块化多电平矩阵变换器输入侧的无源控制策略

程启明, 马信乔, 江 畅, 赵森圳

(上海市电站自动化技术重点实验室(上海电力大学自动化工程学院), 上海市 200090)

摘要: 模块化多电平矩阵变换器(M3C)在风力发电中具有突出优势,可实现从低频交流电到工频交流电的AC/AC变换。为了解决比例-积分(PI)控制调节参数多、谐波含量高等问题,文中依据无源控制理论,分析了M3C输入侧数学模型的无源性及其稳定性,提出其无源控制策略。通过MATLAB/Simulink建模仿真,验证了所提无源控制策略的正确性和优越性,并且模拟了输入侧频率变化、输出侧负载变化时,通过无源控制策略实现M3C的变频及变负载运行。相比于PI控制,所提无源控制响应更快、调节参数更少、谐波含量更低,整体控制效果更好。

关键词: 模块化多电平矩阵变换器; 无源控制; 比例-积分控制; 风力发电

0 引言

随着全球化石燃料的不断消耗及生态环境日益恶化,利用可再生能源发电受到越来越多的关注。风电是除水电外目前技术最成熟、成本最低的可再生能源发电形式^[1-2]。由于海上具有更大的可用空间和较高的风能潜力,许多风力发电项目位于海上。下一代海上风电机组的位置预计将离岸边300 km,而一个重要的技术问题是如何将海上发电厂与主电网并网。目前有3种解决方案,即50 Hz的高压交流输电^[3]、高压直流输电^[4]和50/3 Hz的低频交流输电^[5-7],其中低频交流输电具有突出优势^[7]: ①与传统50 Hz的高压交流输电相比,较低的电网频率大大降低了输电线路阻抗,极大地提高了输电效率;②与高压直流输电相比,低频交流输电只需建立一个AC/AC换流站,建筑和维护费用相对较少。AC/AC变换器无疑是低频交流输电中最重要的设备。为了实现AC/AC变换的目的^[6,8-11],可采用文献^[8]中的2个背靠背模块化多电平变换器(modular multilevel converter, MMC)系统,但是这种方式会增大设备体积和成本。为此,美国Colorado大学的Erickson和Al-Naseem于2001年提出了一种新型的级联H桥AC/AC变换器——模块化多电平矩阵变换器(modular multilevel matrix converter, M3C)。M3C由许多H桥单元串联成双向开关,并不是传统的矩阵变换器中的半导体开关

器件。M3C还具有完全模块化、可简单扩展到高压电平、控制灵活、谐波质量好、冗余度好等优点^[6,9-11]。这些独特的优势使它非常适合大功率风能转换系统^[10]。

但是,由于M3C的非线性、强耦合等特点,使得M3C控制十分复杂,发展也异常缓慢。目前,M3C的研究仍处于理论研究阶段,且国内外目前还没有成熟的应用。在M3C控制方面的研究,目前主要有:M3C输入侧的控制^[12-15]、M3C电容电压和桥臂环流的控制^[16-21]以及M3C输出侧的控制^[15,20,22-23]。M3C电容电压控制方面的研究文献较多,如文献^[17]基于矢量控制提出注入循环电流,文献^[18]提出桥臂电容电压的能量平衡控制,文献^[19-20]采用基于空间矢量脉宽调制的输入/输出电流控制和直流侧电容平衡控制等。而对M3C输入侧的控制研究却较少,目前主要是比例-积分(proportional-integral, PI)控制^[12-15]。例如,文献^[14,24]提出了双 $\alpha\beta$ 变换,实现了输入侧电流、输出侧电流以及桥臂环流从9个桥臂电流中的分离,即实现了解耦控制,但输入侧电流采用了PI控制,其控制效果有待提高。

本文基于M3C在双 $\alpha\beta$ 变换下的解耦模型,提出了M3C输入侧的无源控制策略^[25-28]。相比于传统PI控制策略,利用无源控制理论设计的无源控制器可实现控制系统的全局稳定性和无奇异点^[29],对系统的参数变化及外来扰动有较强的鲁棒性^[30],且无源控制系统的结构简单,控制参数更少,实现容易。最后,通过MATLAB/Simulink仿真实验验证了本文所提无源控制策略的正确性和优越性。

收稿日期: 2020-09-09; 修回日期: 2021-01-11。

上网日期: 2021-04-02。

国家自然科学基金资助项目(61905139)。

1 M3C的电路结构和数学模型

1.1 M3C的总体结构

图1为M3C的拓扑结构图。由图1可见,M3C由9个桥臂组成,每个桥臂都由 k 个H桥子模块(sub-module, SM)和1个桥臂电感 L_{qb} 串联而成。每个H桥子模块都由1个H全桥和1个直流电容 C 并联而成,每个H全桥都由4个绝缘栅双极型晶体管(insulated gate bipolar transistor, IGBT)反并联二极管组成。M3C的输入侧通常为三相对称交流电压源,输出侧一般连接电动机、阻感负载等^[31]。

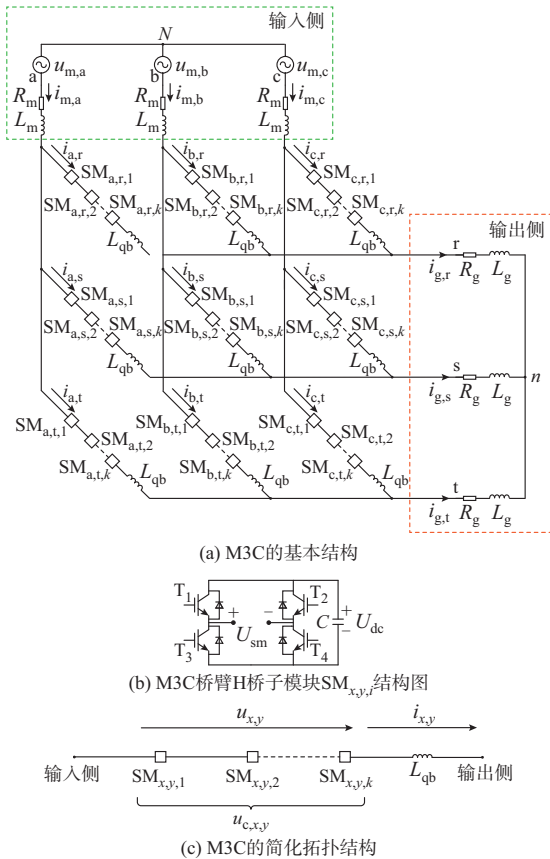


图1 M3C的拓扑结构
Fig.1 Topology of M3C

图1(a)中: $u_{m,x}$ 和 $i_{m,x}$ 分别为输入侧三相电压和电流($x=a, b, c$); R_m 和 L_m 分别为输入侧线路的电阻和电感; $SM_{x,y,i}$ 为连接输入侧 x 相和输出侧 y 相的桥臂上的第 i 个H桥子模块,其中 $y=r, s, t, i=1, 2, \dots, k$; $i_{x,y}$ 为连接输入侧 x 相和输出侧 y 相的桥臂上的电流; $u_{x,y}$ 为连接输入侧 x 相和输出侧 y 相的桥臂上的H桥子模块总输出电压; $i_{g,y}$ 为输出侧三相电流; R_g 和 L_g 分别为负载电阻和电感; N 和 n 为中性点; $u_{n,N}$ 为共模电压,即为中性点 n 和 N 之间的电压。图1(b)为M3C的桥臂H桥子模块结构图,其中: T_1

至 T_4 为4个IGBT; U_{sm} 为H桥子模块输出电压; U_{dc} 为子模块电容电压。图1(c)为M3C的简化拓扑结构,其中: $u_{c,x,y}$ 为连接输入侧 x 相和输出侧 y 相的桥臂上的总电容电压。

图2为M3C的总体控制框图。由图2可见,M3C的控制系统主要由输入侧控制、桥臂电容电压控制和桥臂环流控制、输出侧控制、共模电压控制以及H桥子模块的均压控制等模块组成。其中:①输入侧控制主要是通过采集M3C输入端口的电压 $u_{m,x}$ 和电流 $i_{m,x}$,经 $\alpha\beta 0$ 变换,再经 dq 变换即可得输入侧的传统控制方法,即PI控制(详见2.1小节),而本文则是分析其输入侧数学模型的无源性,依据无源理论设计基于Euler-Lagrange模型的无源控制器,其具体理论分析与推导过程见2.2节;②桥臂电容电压控制和桥臂环流控制是通过建立M3C的功率-电容电压模型,经双 $\alpha\beta 0$ 变换,设计环流以调节其中可能的直流漂移,继而实现桥臂环流控制;③输出侧控制是通过采集M3C输出端口的电压 $u_{g,y}$ 和电流 $i_{g,y}$,经 $\alpha\beta 0$ 变换,再经 dq 变换即可得输出侧的PI控制律;④共模电压控制是通过注入共模电压 $u_{n,N}$ 来控制桥臂电容电压平衡,文中已采取“设计环流”的方法,故无须再考虑注入共模电压,即令 $u_{n,N}=0$;⑤H桥子模块的均压控制是通过采集桥臂电流 $i_{x,y}$ 、相应的桥臂总电容电压 $u_{c,x,y}$ 及该桥臂第 i 个H桥子模块的电容电压,结合输入侧、桥臂及输出侧的控制信号得到H桥子模块的均压控制律。

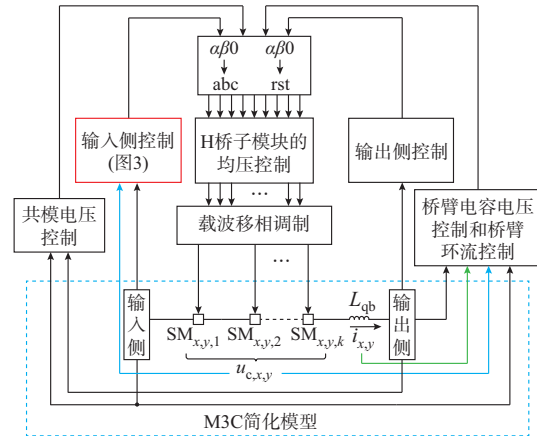


图2 M3C总体控制框图
Fig.2 Overall control block diagram of M3C

本文主要研究的是M3C的输入侧控制,不同于传统的线性控制器——PI控制,非线性的无源控制更适合具有非线性、强耦合等特点的M3C。

1.2 M3C的数学模型

根据图1的电路模型,依据Kirchhoff电压定律(KVL)可得:

$$\begin{bmatrix} u_{m,a} & u_{m,b} & u_{m,c} \\ u_{m,a} & u_{m,b} & u_{m,c} \\ u_{m,a} & u_{m,b} & u_{m,c} \end{bmatrix} = \left(R_m + L_m \frac{d}{dt} \right) \begin{bmatrix} i_{m,a} & i_{m,b} & i_{m,c} \\ i_{m,a} & i_{m,b} & i_{m,c} \\ i_{m,a} & i_{m,b} & i_{m,c} \end{bmatrix} + L_{qb} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{a,r} & i_{a,r} & i_{a,r} \\ i_{a,s} & i_{a,s} & i_{a,s} \\ i_{a,t} & i_{a,t} & i_{a,t} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{a,r} & u_{a,r} & u_{a,r} \\ u_{a,s} & u_{a,s} & u_{a,s} \\ u_{a,t} & u_{a,t} & u_{a,t} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{g,r} & u_{g,r} & u_{g,r} \\ u_{g,s} & u_{g,s} & u_{g,s} \\ u_{g,t} & u_{g,t} & u_{g,t} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{n,N} & u_{n,N} & u_{n,N} \\ u_{n,N} & u_{n,N} & u_{n,N} \\ u_{n,N} & u_{n,N} & u_{n,N} \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中: $u_{g,y} = R_g i_{g,y} + L_g (di_{g,y})/dt$.

对式(1)进行双 $\alpha\beta$ 变换,计算整理后得:

$$\sqrt{3} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ u_{m,\alpha} & u_{m,\beta} & u_{m,0} \end{bmatrix} = \sqrt{3} \left(R_m + L_m \frac{d}{dt} \right) \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ i_{m,\alpha} & i_{m,\beta} & i_{m,0} \end{bmatrix} + L_{qb} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{a,\alpha} & i_{\beta,\alpha} & i_{0,\alpha} \\ i_{a,\beta} & i_{\beta,\beta} & i_{0,\beta} \\ i_{a,0} & i_{\beta,0} & i_{0,0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{a,\alpha} & u_{\beta,\alpha} & u_{0,\alpha} \\ u_{a,\beta} & u_{\beta,\beta} & u_{0,\beta} \\ u_{a,0} & u_{\beta,0} & u_{0,0} \end{bmatrix} + \sqrt{3} \begin{bmatrix} 0 & 0 & u_{g,\alpha} \\ 0 & 0 & u_{g,\beta} \\ 0 & 0 & u_{g,0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 3u_{n,N} \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中: $u_{m,o}$ 、 $i_{m,o}$ 、 $u_{g,o}$ 分别为 $u_{m,x}$ 、 $i_{m,x}$ 、 $u_{g,y}$ 在 $\alpha\beta$ 坐标下的分量, o 为 $\alpha\beta$ 坐标系的坐标轴标号, 有 $o = \alpha, \beta, 0$; $u_{o,p}$ 、 $i_{o,p}$ 分别为 $u_{x,y}$ 、 $i_{x,y}$ 在双 $\alpha\beta$ 坐标下的分量, p 为 $\alpha\beta$ 坐标系的坐标轴标号, 有 $p = \alpha, \beta, 0$.

因此,可得M3C的解耦等效模型为:

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

$$-\sqrt{3} \begin{bmatrix} u_{g,\alpha} \\ u_{g,\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{0,\alpha} \\ u_{0,\beta} \end{bmatrix} + L_{qb} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{0,\alpha} \\ i_{0,\beta} \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha,\alpha} & u_{\beta,\alpha} \\ u_{\alpha,\beta} & u_{\beta,\beta} \end{bmatrix} = -L_{qb} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{\alpha,\alpha} & i_{\beta,\alpha} \\ i_{\alpha,\beta} & i_{\beta,\beta} \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$\sqrt{3} u_{m,0} = \sqrt{3} R_m i_{m,0} + \sqrt{3} L_m \frac{di_{m,0}}{dt} + L_{qb} \frac{di_{0,0}}{dt} + u_{0,0} + \sqrt{3} u_{g,0} + 3u_{n,N} \quad (6)$$

与此同时,也可得:

$$i_{a,y} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(i_{a,y} - \frac{1}{2} i_{b,y} - \frac{1}{2} i_{c,y} \right) \quad (7)$$

$$i_{\beta,y} = \sqrt{\frac{1}{2}} (i_{b,y} - i_{c,y}) \quad (8)$$

$$i_{0,y} = \sqrt{\frac{1}{3}} (i_{a,y} + i_{b,y} + i_{c,y}) \quad (9)$$

$$i_{a,0} = \sqrt{\frac{1}{3}} (i_{a,r} + i_{a,s} + i_{a,t}) \quad (10)$$

接着再根据图1的电路模型,依据Kirchhoff电流定理(KCL)可得:

$$\begin{bmatrix} i_{m,a} \\ i_{m,b} \\ i_{m,c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{a,r} + i_{a,s} + i_{a,t} \\ i_{b,r} + i_{b,s} + i_{b,t} \\ i_{c,r} + i_{c,s} + i_{c,t} \end{bmatrix} \quad (11)$$

对式(11)进行 $\alpha\beta$ 变换,即令

$$\begin{bmatrix} i_{m,\alpha} \\ i_{m,\beta} \\ i_{m,0} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{m,a} \\ i_{m,b} \\ i_{m,c} \end{bmatrix} \quad (12)$$

计算整理后,可得:

$$i_{m,\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(i_{a,r} - \frac{1}{2} i_{b,r} - \frac{1}{2} i_{c,r} \right) + \sqrt{\frac{2}{3}} \left(i_{a,s} - \frac{1}{2} i_{b,s} - \frac{1}{2} i_{c,s} \right) + \sqrt{\frac{2}{3}} \left(i_{a,t} - \frac{1}{2} i_{b,t} - \frac{1}{2} i_{c,t} \right) \quad (13)$$

所以,联立式(7)和式(13)可得:

$$i_{m,\alpha} = i_{a,r} + i_{a,s} + i_{a,t} \quad (14)$$

由式(10)和式(14)可得:

$$i_{m,\alpha} = \sqrt{3} i_{a,0} \quad (15)$$

继而同理可得:

$$i_{m,\beta} = \sqrt{3} i_{\beta,0} \quad (16)$$

$$i_{g,\alpha} = \sqrt{3} i_{0,\alpha} \quad (17)$$

$$i_{g,\beta} = \sqrt{3} i_{0,\beta} \quad (18)$$

将式(15)一式(18)代入式(3)和式(4),可得:

$$\begin{bmatrix} u_{m,\alpha} \\ u_{m,\beta} \end{bmatrix} = \left(R_m + L_m \frac{d}{dt} + \frac{L_{qb}}{3} \frac{d}{dt} \right) \begin{bmatrix} i_{m,\alpha} \\ i_{m,\beta} \end{bmatrix} + \sqrt{\frac{1}{3}} \begin{bmatrix} u_{\alpha,0} \\ u_{\beta,0} \end{bmatrix} \quad (19)$$

$$-\begin{bmatrix} u_{g,\alpha} \\ u_{g,\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{1}{3}} \begin{bmatrix} u_{0,\alpha} \\ u_{0,\beta} \end{bmatrix} + \frac{L_{qb}}{3} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{g,\alpha} \\ i_{g,\beta} \end{bmatrix} \quad (20)$$

2 M3C的输入侧控制

M3C输入侧电流如果不经过控制,则会致使M3C的输入侧电流三相严重不对称。目前,对于M3C的输入侧电流采取的控制策略主要是PI控制策略。但是,PI控制策略会产生超调,要调节的参数也比无源控制策略多,且稳定速度不如无源控制策略快。因此,本文提出一种针对M3C输入侧电流的新型控制策略,即无源控制策略。

2.1 传统PI控制策略及其缺陷

根据式(19)可得M3C的输入侧在 dq 坐标系下的数学模型为:

$$\begin{bmatrix} u_{m,d}^{(\alpha\beta 0)} \\ u_{m,q}^{(\alpha\beta 0)} \end{bmatrix} = R_m \begin{bmatrix} i_{m,d}^{(\alpha\beta 0)} \\ i_{m,q}^{(\alpha\beta 0)} \end{bmatrix} + \left(L_m + \frac{L_{qb}}{3} \right) \begin{bmatrix} \frac{d}{dt} & -\omega_m \\ \omega_m & \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{m,d}^{(\alpha\beta 0)} \\ i_{m,q}^{(\alpha\beta 0)} \end{bmatrix} + \sqrt{\frac{1}{3}} \begin{bmatrix} u_d^{(\alpha\beta 0)} \\ u_q^{(\alpha\beta 0)} \end{bmatrix} \quad (21)$$

式中: $u_{m,d}^{(\alpha\beta 0)}$ 、 $u_{m,q}^{(\alpha\beta 0)}$ 、 $i_{m,d}^{(\alpha\beta 0)}$ 、 $i_{m,q}^{(\alpha\beta 0)}$ 、 $u_d^{(\alpha\beta 0)}$ 、 $u_q^{(\alpha\beta 0)}$ 分别为 $u_{m,o}$ 、 $i_{m,o}$ 、 $u_{o,p}$ 在 dq 坐标系下的 d 轴分量和 q 轴分量; $\omega_m = 2\pi f_m$,其中 f_m 为输入侧频率。

从而可得M3C输入侧电流的PI控制策略为:

$$\sqrt{\frac{1}{3}} \begin{bmatrix} u_d^{(\alpha\beta 0)} \\ u_q^{(\alpha\beta 0)} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} R_m & -\left(L_m + \frac{L_{qb}}{3} \right) \omega_m \\ \left(L_m + \frac{L_{qb}}{3} \right) \omega_m & R_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{m,d}^{(\alpha\beta 0)} \\ i_{m,q}^{(\alpha\beta 0)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{m,d}^{(\alpha\beta 0)} \\ u_{m,q}^{(\alpha\beta 0)} \end{bmatrix} - \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) \left(\begin{bmatrix} i_{m,d}^{(\alpha\beta 0)} \\ i_{m,q}^{(\alpha\beta 0)} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_{m,d,ref}^{(\alpha\beta 0)} \\ i_{m,q,ref}^{(\alpha\beta 0)} \end{bmatrix} \right) \quad (22)$$

式中: $i_{m,d,ref}^{(\alpha\beta 0)}$ 和 $i_{m,q,ref}^{(\alpha\beta 0)}$ 分别为 $i_{m,d}^{(\alpha\beta 0)}$ 和 $i_{m,q}^{(\alpha\beta 0)}$ 的参考值; K_p 和 K_i 分别为PI控制的比例和积分系数。

传统PI控制适用于线性简单对象,对于M3C这种非线性复杂对象,其控制效果并不令人满意(如超调大、稳定时间长等)。因此,本文提出采用非线性无源控制策略用于M3C复杂对象控制。

2.2 无源控制策略及其优势

无源控制作为一种非线性控制方法,基于被控对象的数学模型,通过注入阻尼来设计控制器,具有鲁棒性强、系统结构简单、全局稳定性好、无奇异点等优点。无源控制的目标是通过利用能量函数收敛到期望能量函数,因此无超调及振荡现象。

2.2.1 M3C输入侧无源性分析及稳定性分析

根据式(21),可得其Euler-Lagrange模型为:

$$M\dot{x} + Jx + Rx = u \quad (23)$$

式中: M 为系统的正定对角阵,有 $M = \text{diag}(L_m + L_{qb}/3, L_m + L_{qb}/3)$; $R = \text{diag}(R_m, R_m)$ 为系统的对称正定矩阵(能够反映系统的能量耗散特性); $x = [i_{m,d}^{(\alpha\beta 0)} \ i_{m,q}^{(\alpha\beta 0)}]^T$ 为状态变量向量; u 为系统输入向量,有 $u = \sqrt{1/3} [\sqrt{3} u_{m,d}^{(\alpha\beta 0)} - u_d^{(\alpha\beta 0)} \ \sqrt{3} u_{m,q}^{(\alpha\beta 0)} - u_q^{(\alpha\beta 0)}]^T$; J 为系统反对称矩阵,有 $J = \begin{bmatrix} 0 & -(L_m + L_{qb}/3)\omega_m \\ (L_m + L_{qb}/3)\omega_m & 0 \end{bmatrix}$ 。

考虑 m 输入 m 输出的系统为:

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x, u) & x(0) = x_0 \in \mathbb{R}^\tau \\ y = h(x) & x(0) = x_0 \in \mathbb{R}^\tau \end{cases} \quad (24)$$

式中: $x \in \mathbb{R}^\tau$ 为 τ 维变量; $u \in \mathbb{R}^m$ 为系统的输入向量; $y \in \mathbb{R}^m$ 为系统输出向量且是关于 x 连续的; f 为关于 (x, u) 的局部Lipschitz函数。

对于式(23)所示系统,若式(25)或式(26)对系统的输入 u 、输出 y 及能量供给率 $y^T u$ 成立,则系统是严格无源的^[26]。

$$H(x(t)) - H(x(0)) \leq \int_0^t y^T u d\tau - \int_0^t Q(x) d\tau \quad (25)$$

$$\dot{H}(x) \leq y^T u - Q(x) \quad (26)$$

式中: $H(\cdot)$ 为半正定能量存储函数; $Q(\cdot)$ 为正定函数。

本文的能量存储函数配置为:

$$V = \frac{x^T M x}{2} \quad (27)$$

则有

$$\dot{V} = x^T M \dot{x} = x^T (u - Ju - Rx) = x^T u - x^T R x \quad (28)$$

分别令 $y = x$, $Q(x) = x^T R x$,即可得式(25),因此,M3C系统是严格无源的。

根据无源控制的理论,严格无源的系统一定可以采用无源控制且控制系统稳定^[27]。

2.2.2 M3C输入侧无源控制器设计

无源控制系统期望的稳定平衡点为:

$$x_{ref} = [i_{m,d,ref}^{(\alpha\beta 0)} \ i_{m,q,ref}^{(\alpha\beta 0)}]^T \quad (29)$$

令系统的状态变量的误差 $x_e = x - x_{ref}$,则可得:

$$M\dot{x}_e + Jx_e + Rx_e = u - M\dot{x}_{ref} - Jx_{ref} - Rx_{ref} \quad (30)$$

取无源系统的误差能量函数为:

$$H = \frac{x_e^T M x_e}{2} \quad (31)$$

只要使 H 收敛到零,则 x_e 也能收敛到零,即可实现无源控制的目的。因此,需要通过注入阻尼来加快系统的能量耗散,从而加快系统的响应速度,使误差能量函数快速变为零,并使系统快速收敛到期望点。

注入阻尼耗散项为:

$$R_d x_e = (R + R_a) x_e \quad (32)$$

式中: $R_a = \text{diag}(R_{a1}, R_{a2})$ 为系统的注入阻尼正定矩阵。

结合式(32),可将式(30)改写为:

$$M\dot{x}_e + R_d x_e = u - [M\dot{x}_{ref} + J(x_{ref} + x_e) + R x_{ref} - R_a x_e] \quad (33)$$

进而可推出系统的无源控制器的控制信号为:

$$\begin{cases} \sqrt{\frac{1}{3}} u_d^{(\alpha\beta 0)} = u_{m,d}^{(\alpha\beta 0)} + \omega_m \left(L_m + \frac{L_{qb}}{3} \right) i_{m,q}^{(\alpha\beta 0)} - \\ R_m i_{m,d,ref}^{(\alpha\beta 0)} + R_{a1} (i_{m,d}^{(\alpha\beta 0)} - i_{m,d,ref}^{(\alpha\beta 0)}) \\ \sqrt{\frac{1}{3}} u_q^{(\alpha\beta 0)} = u_{m,q}^{(\alpha\beta 0)} - \omega_m \left(L_m + \frac{L_{qb}}{3} \right) i_{m,d}^{(\alpha\beta 0)} - \\ R_m i_{m,q,ref}^{(\alpha\beta 0)} + R_{a1} (i_{m,q}^{(\alpha\beta 0)} - i_{m,q,ref}^{(\alpha\beta 0)}) \end{cases} \quad (34)$$

从而可得M3C输入侧无源控制框图,如图3所示,其中图3(a)为M3C的输入侧控制框图,图3(b)为图3(a)中无源控制模块的详细框图。图3中: $u_{c,0,0}$ 为M3C的桥臂总电容电压 $u_{c,x,y}$ 经双 $\alpha\beta 0$ 坐标变换后的量 $u_{c,o,p}$ 中的一个量, $P_{m,ref}$ 、 $Q_{m,ref}$ 分别为输出有功、无功功率参考值。

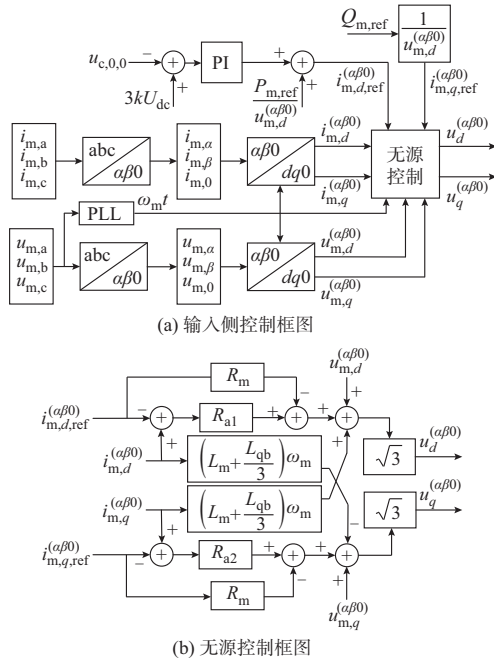


图3 M3C输入侧无源控制框图
Fig. 3 Block diagram of passivity-based control for input side of M3C

根据控制系统的对称性,可取注入阻尼 $R_r = R_{a1} = R_{a2}$ 。因此,无源控制策略中,需要调节的参数仅有一个注入阻尼 R_r ,且控制效果较好(如响应快速、动态性能高、谐波含量低等)。不同注入阻尼 R_r 下的电流 d 轴分量波形如附录A图A1所示。由该图可见:当 $R_r = 120 \Omega$ 时,超调大、稳定时间长;当 $R_r = 165 \Omega$ 时,超调变小、稳定时间变短;当 $R_r = 210 \Omega$ 时,超调小、稳定时间短。因此,本文选取 $R_r = R_{a1} = R_{a2} = 210 \Omega$ 。

3 仿真实验分析

为了验证本文所提出的M3C无源控制策略的正确性及优越性,在MATLAB/Simulink软件平台

上搭建五模块的M3C控制系统模型^[32],系统参数如下:输入、输出电压幅值均为10 kV,输入侧、输出侧频率分别为50/3 Hz和50 Hz,H桥子模块电容值和电压值分别为5 mF和4 333 V,桥臂电感为8 mH,负载阻抗为 $(37 + j\pi)\Omega$,无源控制参数 R_r 为210 Ω ,PI控制参数 $K_p = 119$ 、 $K_i = 759$ 。本文模拟了3种运行工况下控制系统的运行情况,即正常工况、输入侧频率变化工况^[18]、输出侧负载变化工况^[11,18]。

3.1 正常运行工况

图4为M3C在无源控制策略下和PI控制策略下的输入侧三相电流经 dq 变换后的 d 轴分量;附录A图A2为M3C在无源控制策略下和PI控制策略下的输入和输出波形;附录A图A3为无源控制策略下M3C的运行特性。正常运行工况下,总谐波畸变率(total harmonic distortion, THD)和功率因数数值如附录A表A1所示。

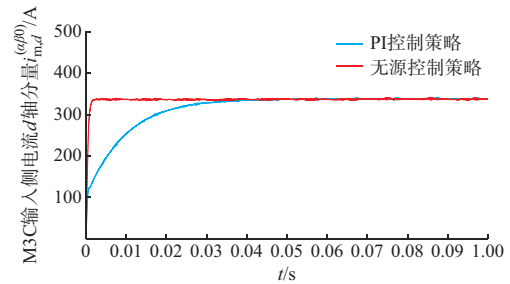


图4 正常运行工况时2种控制策略下M3C输入侧电流 d 轴分量

Fig. 4 M3C input-side d -axis current with two control strategies during normal operation condition

由图4、附录A图A2及表A1可见,相比于采用PI控制策略,采用无源控制策略时M3C输入侧电流的稳定速度更快、谐波含量更低,控制效果更好。

3.2 M3C输入侧频率变化运行工况

为了模拟M3C输入侧频率变化的情况^[18],可以假设:在0.1 s时,输入侧频率由16.7 Hz提升至50 Hz,且此时 $K_p = 356$ 、 $K_i = 2\ 190$ 、 $R_{a1} = R_{a2} = 533 \Omega$;在0.2 s时,输入侧频率由50 Hz降低到16.7 Hz,且此时 $K_p = 137$ 、 $K_i = 887$ 、 $R_{a1} = R_{a2} = 231 \Omega$ 。图5为M3C在无源控制策略下和PI控制策略下的输入侧三相电流经 dq 变换后的 d 轴分量,附录A图A4为M3C在无源控制策略下和PI控制策略下的输入和输出波形。输入侧频率变化时THD和功率因数数值如附录A表A2所示。

由图5、附录A图A4及表A2可见,在输入侧频率变化时,无源控制策略下M3C输入侧电流响应快速、动态性能高、谐波含量低,整体控制效果更好。

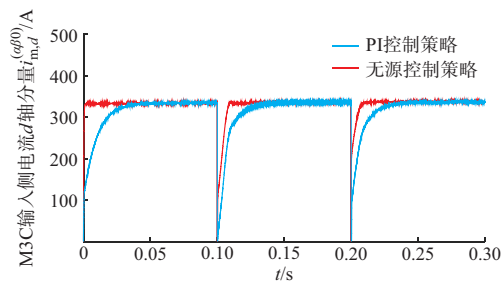


图5 输入侧频率变化时2种控制策略下M3C输入侧电流 d 轴分量

Fig. 5 M3C input-side d -axis current with two control strategies when input-side frequency changes

3.3 M3C输出侧负载变化运行工况

为了模拟M3C输出侧负载变化的情况^[18],可以假设:在0.1 s时,输出侧增加1号负载^[11]($R_1=15\ \Omega$, $L_1=0.01\ \text{H}$)和2号负载^[19]($R_2=16\ \Omega$, $L_2=0.012\ \text{H}$),且此时 $K_p=93$, $K_i=590$, $R_{a1}=R_{a2}=155\ \Omega$;在0.2 s时,输出侧切除1号负载,且此时 $K_p=101$, $K_i=644$, $R_{a1}=R_{a2}=177\ \Omega$ 。另外,输入频率为16.7 Hz,输出频率为50 Hz。

图6和附录A图A5为输出侧负载突然变化时M3C在无源控制、PI控制2种策略下的输出波形,其中图6为M3C的输入侧三相电流经 dq 变换后的 d 轴分量,图A5为M3C输入和输出的波形。输出侧负载变化时THD和功率因数如附录A表A3所示。

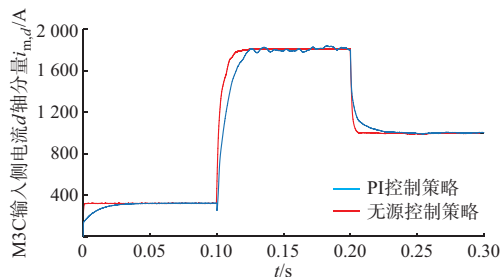


图6 输出侧负载变化时2种控制策略下M3C输入侧电流 d 轴分量

Fig. 6 M3C input-side d -axis current with two control strategies when output-side load changes

由图6、附录A图A5及表A3可见,采用无源控制策略时,在输出侧负载变化的运行工况下,输入侧电流的稳定速度更快、动态性能高、谐波含量低,整体控制效果更好。

4 结语

无源控制策略以Lyapunov方法为理论基础,以系统的大范围渐进稳定为控制目标。本文提出了M3C输入侧的无源控制策略,并与PI控制策略进行

对比,通过理论分析、推导和软件仿真验证了所提无源控制策略的有效性和优越性,且得出以下结论:

1)无论是在M3C正常稳定工况下,还是在M3C输入侧频率变化、输出侧负载变化2种工况下,相比PI控制策略,采用无源控制时M3C输入侧电流的响应快速、动态性能高、谐波含量低,整体控制效果更好。

2)无源控制适合于M3C等非线性复杂对象控制,其控制参数少、控制简单、实现容易,而PI控制适合于线性简单对象控制。

桥臂电容均压控制及环流控制中,PI控制器较多。下一步的研究重点是推导并证明适用于桥臂均压控制和环流控制的无源控制律,以进一步简化M3C的控制系统,减少调节参数。

附录见本刊网络版(<http://www.aeps-info.com/aeps/ch/index.aspx>),扫英文摘要后二维码可以阅读网络全文。

参考文献

- [1] MENG Yongqing, LIU Bo, LUO Huiyong, et al. Control scheme of hexagonal modular multilevel direct converter for offshore wind power integration via fractional frequency transmission system[J]. Journal of Modern Power Systems and Clean Energy, 2018, 6(1): 168-180.
- [2] WU Jiahui, WANG Haiyun, WANG Weiqing, et al. Performance evaluation for sustainability of wind energy project using improved multi-criteria decision-making method [J]. Journal of Modern Power Systems and Clean Energy, 2019, 7(5): 1165-1176.
- [3] 张勇军,李钦豪,刘轩.特高压交流电网的无功电压控制[J].电力系统自动化,2017,41(5):159-167. ZHANG Yongjun, LI Qin hao, LIU Xuan. Reactive power and voltage control in UHVAC power grid [J]. Automation of Electric Power Systems, 2017, 41(5): 159-167.
- [4] 时帅,安鹏,符杨,等.含风电场的多端柔性直流输电系统小信号建模方法[J].电力系统自动化,2020,44(10):92-102. SHI Shuai, AN Peng, FU Yang, et al. Small signal modeling method for multi-terminal flexible DC transmission system with wind farms[J]. Automation of Electric Power Systems, 2020, 44(10): 92-102.
- [5] LUO Jiajie, ZHANG Xiaoping, XUE Y, et al. Harmonic analysis of modular multilevel matrix converter for fractional frequency transmission system[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2020, 35(3): 1209-1219.
- [6] 李峰,王广柱,刘汝峰.扩展模块化多电平矩阵变换器低频运行范围的控制方法[J].电力系统自动化,2016,40(22):132-138. LI Feng, WANG Guangzhu, LIU Rufeng. Control scheme of modular multilevel matrix converters for expanding low-frequency operating range [J]. Automation of Electric Power Systems, 2016, 40(22): 132-138.

- [7] LIU Shenquan, WANG Xifan, NING Lianhui, et al. Integrating offshore wind power via fractional frequency transmission system [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2017, 32(3): 1253-1261.
- [8] MEHRASA M, POURESMAEIL E, ZABIHI S, 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.
- [9] YAO Wenxi, LIU Jian, LU Zhengyu. Distributed control for the modular multilevel matrix converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(4): 3775-3788.
- [10] DIAZ M, CARDENAS R, ESPINOZA M, et al. Control of wind energy conversion systems based on the modular multilevel matrix converter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(11): 8799-8810.
- [11] FAN Boran, WANG Kui, ZHENG Zedong, et al. Optimized branch current control of modular multilevel matrix converters under branch fault conditions [J]. IEEE Transactions on Industrial Power Electronics, 2018, 33(6): 4578-4583.
- [12] AL-TAMEEMI M, MIURA Y, LIU J, et al. A novel control scheme for multi-terminal low-frequency AC electrical energy transmission systems using modular multilevel matrix converters and virtual synchronous generator concept[J]. Energies, 2020, 13(3): 1-19.
- [13] AL-TAMEEMI M, LIU J, BEVRANI H, et al. A dual VSG-based M3C control scheme for frequency regulation support of a remote AC grid via low-frequency AC transmission system[J]. IEEE Access, 2020, 8: 66085-66094.
- [14] ZHANG Chong, JIANG Daozhuo, ZHANG Xuan, et al. Research on an asymmetric fault control strategy for an AC/AC system based on a modular multilevel matrix converter [J]. Energies, 2019, 12(16): 1-16.
- [15] LIU Shenquan, MARYAM S, WNAG Xifan, et al. Analysis and control of the modular multilevel matrix converter under unbalanced grid conditions[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2018, 6(4): 1979-1989.
- [16] LIU Shenquan, SAEEDIFARD M, WANG Xifan, et al. A current reallocation strategy to attenuate the peak arm current of the modular multilevel matrix converter[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2019, 7(4): 2292-2302.
- [17] DURAN 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.
- [18] MA Jiankai, MOHAMED S A, DAHIDAH V P, et al. A hierarchical energy balance control method for M3C based on injecting output frequency circulating currents [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(3): 2424-2435.
- [19] WANG Rutian, LEI Dapeng, ZHAO Yanfeng, et al. Modulation strategy of a 3×5 modular multilevel matrix converter[J]. Energies, 2018, 11(2): 1-16.
- [20] 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.
- [21] DIAZ M, CARDENAS R, ESPINOZA M, et al. Vector control of a modular multilevel matrix converter operating over the full output-frequency range [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(7): 5102-5114.
- [22] MA Jiankai, DAHIDAH M, PICKERT V, et al. Modular multilevel matrix converter for offshore low frequency AC transmission system [C]// IEEE 26th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), June 19-21, 2017, Edinburgh, UK: 768-774.
- [23] 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.
- [24] 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.
- [25] LIU Shenquan, WANG Xifan, MENG Yongqing, 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.
- [26] ZHAO Jinping, WU Weimin, SHUAI Zhikang, et al. Robust control parameters design of PBC controller for LCL-filtered grid-tied inverter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(8): 8102-8115.
- [27] MENG Yongqing, ZOU Yichao, LI Huixuan, et al. A global asymptotical stable control scheme for a Hexverter in fractional frequency transmission systems[J]. Journal of Modern Power Systems and Clean Energy, 2019, 7(6): 1495-1506.
- [28] 程启明,王玉娇,程尹曼,等.非理想条件下MMC-SAPF的无源控制策略研究[J].中国电机工程学报,2019,39(23):7023-7032.
- [29] CHENG Qiming, WANG Yujiao, CHENG Yinman, et al. Research on passive control strategy of MMC-SAPF under non-ideal conditions[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(23): 7023-7032.
- [30] GIL-GONZÁLEZ W J, GARCES A, FOSSO O B, et al. Passivity-based control of power systems considering hydro-turbine with surge tank [J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2020, 35(3): 2002-2011.
- [31] 程启明,魏霖,程尹曼,等.基于准Z源矩阵变换器的永磁同步电机无源控制驱动系统[J].中国电机工程学报,2019,39(22): 6746-6756.
- [32] CHENG Qiming, WEI Lin, CHENG Yinman, et al. Permanent magnet synchronous motor passivity-based control drive system based on quasi-Z source matrix converter [J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(22): 6746-6756.
- [33] 闵俊,叶盛,何志兴,等.多电平铁路功率调节器的无源控制方法[J].电力系统自动化,2017,41(19):102-109.

MIN Jun, YE Sheng, HE Zhixing, et al. Passivity-based control method for multi-level railway power conditioner [J]. Automation of Electric Power Systems, 2017, 41 (19) : 102-109.

[31] 马信乔,程启明,江畅,等.基于双载波调制策略的模块化多电平矩阵变换器的优化电平方法[J].高电压技术[2020-06-10]. <https://doi.org/10.13336/j.1003-6520.hve.20191877>.

MA Xinqiao, CHENG Qiming, JIANG Chang, et al. Optimized level method for modular multilevel matrix converter based on dual-carrier modulation strategy [J]. High Voltage Engineering [2020-06-10]. <https://doi.org/10.13336/j.1003-6520.hve.20191877>.

[32] FAN Boran, WANG Kui, WHEELER P, et al. An optimal full frequency control strategy for the modular multilevel matrix

converter based on predictive control [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(8): 6608-6621.

程启明(1965—),男,博士,教授,硕士生导师,主要研究方向:电力系统自动化、新能源发电过程控制等。E-mail: chengqiming@sina.com

马信乔(1995—),男,通信作者,硕士研究生,主要研究方向:电力系统自动化、电力电子控制等。E-mail: J_S_Nexus@163.com

江畅(1996—),男,硕士研究生,主要研究方向:电力系统自动化、有源电力滤波器等。E-mail:1009722953@qq.com

(编辑 蔡静雯)

Passivity-based Control Strategy for Input Side of Modular Multilevel Matrix Converter

CHENG Qiming, MA Xinqiao, JIANG Chang, ZHAO Miaozhen

(Shanghai Key Laboratory of Power Station Automation Technology (College of Automation Engineering, Shanghai University of Electric Power), Shanghai 200090, China)

Abstract: The modular multilevel matrix converter (M3C) has outstanding advantages in wind power generation, which can realize AC/AC conversion from low-frequency alternating current to power-frequency alternating current. In order to solve the problems of too many adjustment parameters and high harmonic contents of proportional-integral (PI) control, this paper analyzes the passivity and stability of the input-side mathematical model of M3C based on the passivity-based control theory, and proposes its passivity-based control strategy. Through the modeling and simulation in MATLAB/Simulink, the correctness and superiority of the proposed passivity-based control strategy are verified. When the input-side frequency and the output-side load change, the operation of M3C with variable frequency and load are realized through the passivity-based control strategy. Compared with PI control, the proposed passivity-based control has faster response, less adjustment parameters, lower harmonic content, and its overall control effect is better.

This work is supported by National Natural Science Foundation of China (No. 61905139).

Key words: modular multilevel matrix converter (M3C); passivity-based control (PBC); proportional-integral (PI) control; wind power generation

