第41卷 第5期 太 阳 能 学 报 Vol. 41, No. 5
2020年5月 ACTA ENERGIAE SOLARIS SINICA May, 2020

文章编号:0254-0096(2020)05-0266-07

模块化多电平变换器的非线性控制

于佳丽，夏超英，苗海丽
（天津大学电气自动化与信息工程学院，天津 300072）

摘 要：针对模块化多电平变换器(modular multilevel converter，MMC)多变量、非线性、强耦合的特点，提出了一种基于反馈线性化理论的滑模变结构控制策略。首先，建立MMC的非线性状态函数模型，利用输出重定义的反馈线性化理论，将其转化为线性模型，实现解耦控制。在解耦后的线性模型基础上，设计滑模变结构控制器。仿真结果证明，该文的控制策略具有良好的动态调节特性和稳态特性，且对系统参数偏差具有鲁棒性。

关键词：模块化多电平变换器；非线性控制系统；滑模变结构；输出重定义；精确反馈线性化

中图分类号：TM401 **文献标志码**：A

0 引 言

MMC作为一种新型多电平变换器，与传统的钳位型和级联H桥型多电平变换器相比，具有模块化的结构，可扩展性强，且不需要多绕组隔离2频变压器的优点[1-2]。目前，MMC主要在中高压工业和电网领域中应用，如中压变频调速电机[3]，高压直流输电[4](high voltage directive current，HVDC)、柔性交流输电[5](flexible ac transmission systems，FACTS)及静止同步补偿器(static synchronous compensator，STATCOM)[6]。

MMC自身结构特点同时也带来了一些问题，如MMC的3个相单元并联在直流母线的两端，而它们各自产生的直流电压不可能完全相等，因此会有环流在3个相单元之间流动[7]；另外，由于子模块悬浮电容串联在桥臂中，当有电流流过桥臂时导致电容电压存在波动。国内外学者对MMC环流控制以及电容电压波动抑制控制技术进行了一定的研究，基本原理是通过对上、下桥臂输出电压和的控制实现对环流的控制，通过对上、下桥臂电压差的控制实现对交流输出电流的控制[8-11]，但由于环流和电容电压中含有多次谐波，传统的PI控制不能实现无静差调节[12-13]，而基于PR控制或重复控制，需要多个调节器并联，增加了控制系统的复杂性[13]。同时为控制电容电压均值，设计电容电压均值或桥臂电容总能量外环和环流内环的双环结构，但存在外环参数调节困难以及电容电压均值不易稳定等问题。有学者提出了模型预测控制[15-16]，这是一种有限集多目标优化算法，但是随着模块数增多，计算量将成几何级数增长[17]，虽然有很多文献研究如何降低计算量，但因预测算法本身是依赖系统模型参数的，因此鲁棒性不强。

考虑到MMC是一种典型的强耦合非线性系统，反馈线性化是一种有效的解耦控制方法。但现有关于MMC的反馈线性化控制一般是交流侧有功功率和无功功率解耦控制，或交流电流在电网电压同步坐标系下dq轴的解耦控制，这与传统的两电平并网逆变器的控制类似，并未结合MMC的拓扑结构特点实现整个系统的全状态线性化控制。本文通过建立MMC系统的状态空间模型，结合输出重定义，实现系统全状态线性化控制。另外，为了提高控制系统的鲁棒性，设计了滑模控制器。

1 MMC的拓扑与工作原理

图1为基于MMC的HVDC逆变站拓扑，它由MMC变换器和交流系统组成。其中，MMC变换器由三相6个桥臂组成，每个桥臂由若干个子模块和1个电感串联，每个子模块由1个半桥逆变单元和1个电容组成。正常运行时，每个子模块有2种工作状态，即投入状态和切除状态。当子模块中开关管T_1导通，T_2断开

收稿日期：2017-11-02
通信作者：夏超英(1958—)，男，硕士、教授，主要从事电力电子与电力传动、电动汽车控制、控制理论方面的研究。xiachaoying@126.com

时，称为投入状态，子模块输出电压等于接入模块电容电压，此时，若电流由 A 点流入子模块，B 点流出，则模块电容充电，电容电压升高；反之，若电流由 B 点流入子模块，A 点流出，则模块电容放电，电容电压降低。当子模块中开关管 T_1 断开，T_2 导通时，称为切除状态，子模块输出电压等于 0，电容既不充电也不放电。通过适当地选择开关器件的通断状态，实现子模块单元在桥臂中的投切，从而在 MMC 的交流侧得到多电平或脉宽调制的输出电压。

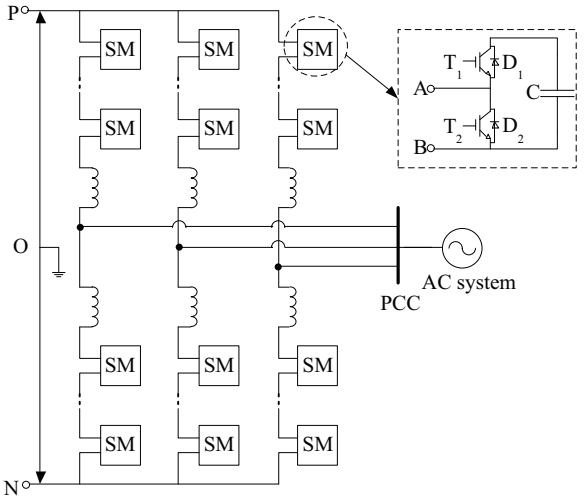


图1　三相MMC-HVDC逆变站的拓扑结构

Fig. 1　Topology of inverter of three-phase MMC-HVDC

图 2 给出了 MMC 的单相等效电路，假设交流侧不接变压器和滤波器，交流系统为三相四线制系统。图 2 中，下标 p 表示上桥臂，下标 n 表示下桥臂，V_{dc} 为直流母线电压，u_s 为测量的电网电压，L_p、L_n 分别为上下桥臂串联电感，R_p、R_n 分别为上下桥臂等效电阻（包括开关管等效损耗电阻和桥臂串联电感的寄生电阻），u_p、u_n 分别为上下桥臂模块输出电压，i_p、i_n 分别为上下桥臂电流，$i_s=i_p-i_n$ 为交流侧输出电流，定义环流为 $i_c=(i_p+i_n)/2$。

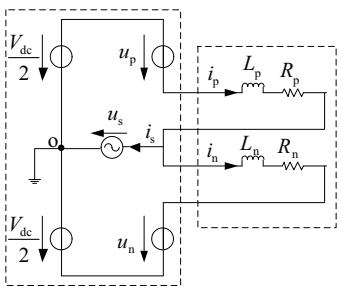


图2　MMC的单相等效电路

Fig. 2　Equivalent circuit of single-phase of MMC

在图 2 中，假设各模块电容电压通过排序算法已经实现均衡，根据基尔霍夫电压定律，该相电压电流动态方程为：

$$\begin{cases} L_p\dfrac{\mathrm{d}i_p}{\mathrm{d}t}=-R_pi_p+\dfrac{V_{dc}}{2}-u_s-n_p\bar{u}_{cp} \\ L_n\dfrac{\mathrm{d}i_n}{\mathrm{d}t}=-R_ni_n+\dfrac{V_{dc}}{2}+u_s-n_n\bar{u}_{cn} \\ CN\dfrac{\mathrm{d}\bar{u}_{cp}}{\mathrm{d}t}=n_pi_p \\ CN\dfrac{\mathrm{d}\bar{u}_{cn}}{\mathrm{d}t}=n_ni_n \end{cases} \tag{1}$$

式中，$\bar{u}_{cp}$、$\bar{u}_{cn}$ ——上下桥臂中子模块电容电压的平均值；n_p、n_n ——上下桥臂导通模块数量；N ——每个桥臂中串联子模块数量；C ——桥臂中子模块电容容值。为了方便书写，下文中用 u_{s1} 表示 $V_{dc}/2-u_s$，u_{s2} 表示 $V_{dc}/2+u_s$。

2　MMC反馈线性化控制

由式(1)可看出，MMC 系统是一个非线性强耦合系统。系统的相关变量在稳态下是交流量，而非直流量，PI 调节器无法做到无差调节。而反馈线性化是仿射非线性系统线性化和解耦控制的有力手段，下文应用反馈线性化理论进行控制器设计，为此需建立系统的仿射非线性模型，取选择上下桥臂电流和上下桥臂电容电压平均值为状态变量，表示为 $\boldsymbol{x}=[x_1\ x_2\ x_3\ x_4]^{\mathrm{T}}=[i_p\ i_n\ \bar{u}_{cp}\ \bar{u}_{cn}]^{\mathrm{T}}$，选择上下桥臂导通的子模块数为控制量，表示 $\boldsymbol{u}=[u_1\ u_2]^{\mathrm{T}}=[n_p\ n_n]^{\mathrm{T}}$，当取上下桥臂电流为输出时，即有输出 $\boldsymbol{y}^{\mathrm{T}}=\boldsymbol{h}^{\mathrm{T}}(x)=[h_1(x)\ h_2(x)]^{\mathrm{T}}=[i_p\ i_n]^{\mathrm{T}}$，得单相 MMC 的仿射非线性模型：

$$\begin{cases} \dot{x}=\boldsymbol{f}(x)+g_1(x)\boldsymbol{u}_1+g_2(x)\boldsymbol{u}_2 \\ y=\boldsymbol{h}(x) \end{cases} \tag{2}$$

式中，

$$f(x)=\begin{bmatrix} \dfrac{-R_pi_p+u_{s1}}{L_p} & \dfrac{-R_pi_n+u_{s2}}{L_p} & 0 & 0 \end{bmatrix}^{\mathrm{T}}$$

$$g_1(x)=\begin{bmatrix} \dfrac{-\bar{u}_{cp}}{L_p} & 0 & \dfrac{i_p}{CN} & 0 \end{bmatrix}^{\mathrm{T}}$$

$$g_2(x)=\begin{bmatrix} 0 & \dfrac{-\bar{u}_{cn}}{L_n} & 0 & \dfrac{i_n}{CN} \end{bmatrix}^{\mathrm{T}}$$

$$h(x)=\begin{bmatrix} i_p & i_n \end{bmatrix}^{\mathrm{T}}$$

根据式(2)，两输出的相对阶都为 1，无法实现 MMC 全状态反馈线性化，需要重新构造输出函数 $\varphi(x)=[\varphi_1(x)\ \varphi_2(x)]^{\mathrm{T}}$，满足各输出相对阶等于 2，两输出相对阶等于 4 的要求。上述设计要求可通过求解下面方

程得到：

$$L_g\varphi(x)=\frac{\partial\varphi(x)}{\partial x}g(x)=\begin{bmatrix}L_{g_1}\varphi_1(x) & L_{g_2}\varphi_1(x)\\ L_{g_1}\varphi_2(x) & L_{g_2}\varphi_2(x)\end{bmatrix}=0 \tag{3}$$

求解式(3)，得到新定义的输出函数为：

$$\varphi_1=\frac{1}{2}L_{\mathrm{p}}i_{\mathrm{p}}^2+\frac{1}{2}CN\bar{u}_{\mathrm{cp}}^2+\frac{1}{2}L_{\mathrm{n}}i_{\mathrm{n}}^2+\frac{1}{2}CN\bar{u}_{\mathrm{cn}}^2 \tag{4}$$

$$\varphi_2=\frac{1}{2}L_{\mathrm{n}}i_{\mathrm{n}}^2+\frac{1}{2}CN\bar{u}_{\mathrm{cn}}^2-\frac{1}{2}L_{\mathrm{p}}i_{\mathrm{p}}^2-\frac{1}{2}CN\bar{u}_{\mathrm{cp}}^2 \tag{5}$$

由新定义的输出函数可以验证 $L_g\varphi(x)=0$，$L_gL_f\varphi(x)\neq0$，因此系统新定义输出函数的相对阶数之和等于系统阶数，即 $r_1+r_2=2+2=4$，没有零动态问题。由输出函数 $\varphi(x)$ 可计算：

$$\begin{bmatrix}L_{g_1}L_f\varphi_1(x) & L_{g_2}L_f\varphi_1(x)\\ L_{g_1}L_f\varphi_2(x) & L_{g_2}L_f\varphi_2(x)\end{bmatrix}=$$

$$\begin{bmatrix}-(-2R_{\mathrm{p}}i_{\mathrm{p}}+u_{\mathrm{s}1})\dfrac{\bar{u}_{\mathrm{cp}}}{L_{\mathrm{p}}} & -(-2R_{\mathrm{n}}i_{\mathrm{n}}+u_{\mathrm{s}2})\dfrac{\bar{u}_{\mathrm{cn}}}{L_{\mathrm{n}}}\\ (-2R_{\mathrm{p}}i_{\mathrm{p}}+u_{\mathrm{s}1})\dfrac{\bar{u}_{\mathrm{cp}}}{L_{\mathrm{p}}} & -(-2R_{\mathrm{n}}i_{\mathrm{n}}+u_{\mathrm{s}2})\dfrac{\bar{u}_{\mathrm{cn}}}{L_{\mathrm{n}}}\end{bmatrix} \tag{6}$$

$$\begin{bmatrix}L_f\varphi_1(x)\\ L_f\varphi_2(x)\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}i_{\mathrm{p}}\left(-R_{\mathrm{p}}i_{\mathrm{p}}+u_{\mathrm{s}1}\right)+i_{\mathrm{n}}\left(-R_{\mathrm{n}}i_{\mathrm{n}}+u_{\mathrm{s}2}\right)\\ i_{\mathrm{n}}\left(-R_{\mathrm{n}}i_{\mathrm{n}}+u_{\mathrm{s}2}\right)-i_{\mathrm{p}}\left(-R_{\mathrm{p}}i_{\mathrm{p}}+u_{\mathrm{s}1}\right)\end{bmatrix} \tag{7}$$

$$\begin{bmatrix}L_f^2\varphi_1(x)\\ L_f^2\varphi_2(x)\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}(-2R_{\mathrm{p}}i_{\mathrm{p}}+u_{\mathrm{s}1})\dfrac{(-R_{\mathrm{p}}i_{\mathrm{p}}+u_{\mathrm{s}1})}{L_{\mathrm{p}}}-\dot{u}_{\mathrm{s}}i_{\mathrm{p}}\\ (-2R_{\mathrm{n}}i_{\mathrm{n}}+u_{\mathrm{s}2})\dfrac{(-R_{\mathrm{n}}i_{\mathrm{n}}+u_{\mathrm{s}2})}{L_{\mathrm{n}}}+\dot{u}_{\mathrm{s}}i_{\mathrm{n}}\end{bmatrix}+$$

$$\begin{bmatrix}(-2R_{\mathrm{n}}i_{\mathrm{n}}+u_{\mathrm{s}2})\dfrac{(-R_{\mathrm{n}}i_{\mathrm{n}}+u_{\mathrm{s}2})}{L_{\mathrm{n}}}+\dot{u}_{\mathrm{s}}i_{\mathrm{n}}\\ -(-2R_{\mathrm{p}}i_{\mathrm{p}}+u_{\mathrm{s}1})\dfrac{(-R_{\mathrm{p}}i_{\mathrm{p}}+u_{\mathrm{s}1})}{L_{\mathrm{p}}}+\dot{u}_{\mathrm{s}}i_{\mathrm{p}}\end{bmatrix} \tag{8}$$

矩阵 $\begin{bmatrix}L_{g_1}L_f\varphi_1(x) & L_{g_2}L_f\varphi_1(x)\\ L_{g_1}L_f\varphi_2(x) & L_{g_2}L_f\varphi_2(x)\end{bmatrix}$ 的行列式满足式(9)：

$$2\frac{\bar{u}_{\mathrm{cp}}}{L_{\mathrm{p}}}\frac{\bar{u}_{\mathrm{cn}}}{L_{\mathrm{n}}}\left(-2R_{\mathrm{p}}i_{\mathrm{p}}+u_{\mathrm{s}1}\right)\left(-2R_{\mathrm{n}}i_{\mathrm{n}}+u_{\mathrm{s}2}\right)\neq0 \tag{9}$$

因此可取坐标变换：

$$\begin{bmatrix}z_1\\ z_2\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\varphi_1(x)\\ L_f\varphi_1(x)\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\dfrac{1}{2}L_{\mathrm{p}}i_{\mathrm{p}}^2+\dfrac{1}{2}CN\bar{u}_{\mathrm{cp}}^2+\dfrac{1}{2}L_{\mathrm{n}}i_{\mathrm{n}}^2+\dfrac{1}{2}CN\bar{u}_{\mathrm{cn}}^2\\ i_{\mathrm{p}}\left(-R_{\mathrm{p}}i_{\mathrm{p}}+u_{\mathrm{s}1}\right)+i_{\mathrm{n}}\left(-R_{\mathrm{n}}i_{\mathrm{n}}+u_{\mathrm{s}2}\right)\end{bmatrix} \tag{10}$$

$$\begin{bmatrix}z_3\\ z_4\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\varphi_2(x)\\ L_f\varphi_2(x)\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\dfrac{1}{2}L_{\mathrm{n}}i_{\mathrm{n}}^2+\dfrac{1}{2}CN\bar{u}_{\mathrm{cn}}^2-\dfrac{1}{2}L_{\mathrm{p}}i_{\mathrm{p}}^2-\dfrac{1}{2}CN\bar{u}_{\mathrm{cp}}^2\\ i_{\mathrm{n}}\left(-R_{\mathrm{n}}i_{\mathrm{n}}+u_{\mathrm{s}2}\right)-i_{\mathrm{p}}\left(-R_{\mathrm{p}}i_{\mathrm{p}}+u_{\mathrm{s}1}\right)\end{bmatrix} \tag{11}$$

则原非线性系统可变换成如式(12)所示的线性系统：

$$\dot{z}=\begin{bmatrix}0&1&0&0\\0&0&0&0\\0&0&0&1\\0&0&0&0\end{bmatrix}z+\begin{bmatrix}0&0\\1&0\\0&0\\0&1\end{bmatrix}\begin{bmatrix}v_1\\v_2\end{bmatrix} \tag{12}$$

式中，$z=[z_1\ \dot{z}_1\ z_3\ \dot{z}_3]^{\mathrm{T}}=[z_1\ z_2\ z_3\ z_4]^{\mathrm{T}}$；$[v_1\ v_2]$ 为新的控制变量，它与原非线性系统控制量关系为：

$$\begin{bmatrix}u_1\\u_2\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}L_{g_1}L_f\varphi_1(x) & L_{g_2}L_f\varphi_1(x)\\ L_{g_1}L_f\varphi_2(x) & L_{g_2}L_f\varphi_2(x)\end{bmatrix}^{-1}\times\left(\begin{bmatrix}v_1\\v_2\end{bmatrix}-\begin{bmatrix}L_f^2\varphi_1(x)\\L_f^2\varphi_2(x)\end{bmatrix}\right) \tag{13}$$

3 MMC滑模变结构控制器设计

MMC系统经过上述反馈线性化后，原非线性系统转化成能控线性系统，由于微分同胚的映射关系，可在线性系统上设计控制器实现非线性系统的控制功能。对于MMC逆变器来说，控制目标为网侧功率按需求功率变化，且上下桥臂电流和电容电压平均值按期望值变化，这些目标都可通过对控制量 v_1 和 v_2 的设计，在实现线性系统状态变量准确跟踪各自期望值同时得以实现，即 $z_1\rightarrow z_{1\mathrm{ref}}$、$z_2\rightarrow z_{2\mathrm{ref}}$、$z_3\rightarrow z_{3\mathrm{ref}}$、$z_4\rightarrow z_{4\mathrm{ref}}$，可保证得到桥臂电流和桥臂电容电压能准确跟踪各自的期望值，即 $i_{\mathrm{p}}\rightarrow i_{\mathrm{pref}}$、$i_{\mathrm{n}}\rightarrow i_{\mathrm{nref}}$、$\bar{u}_{\mathrm{cp}}\rightarrow\bar{u}_{\mathrm{cpref}}$ 和 $\bar{u}_{\mathrm{cn}}\rightarrow\bar{u}_{\mathrm{cnref}}$。

对于线性化系统，本文设计滑模控制器，根据文献[19]中给出的滑模面选择原则：选择含有系统状态量 z_1、z_2、z_3、z_4 的函数作为滑模函数，使系统具有较好的动态性能，所以本文所选择滑模函数 s_1 和 s_2 分别为：

$$\begin{cases}s_1=\left(z_{1\mathrm{ref}}-z_1\right)+k_{11}\left(z_{2\mathrm{ref}}-z_2\right)\\ s_2=\left(z_{3\mathrm{ref}}-z_3\right)+k_{21}\left(z_{4\mathrm{ref}}-z_4\right)\end{cases} \tag{14}$$

式中，$z_{1\mathrm{ref}}$、$z_{2\mathrm{ref}}$、$z_{3\mathrm{ref}}$、$z_{4\mathrm{ref}}$ ——线性系统式(12)中的状态变量 z_1、z_2、z_3、z_4 期望值；k_{11}、k_{21} ——系统的动态时间常数，其值越大，系统运动到滑动模态的时间越短，即动态响应速度越快，但取值过大会使系统的滑模存在域变窄[20]，因此实际中 k_{11} 和 k_{21} 的取值应适中，本文取值 1×10^{-5}。对于式(12)表示的线性系统，选取控制量满足：

$$\begin{cases}v_1=\left[\left(z_{2\mathrm{ref}}-z_2\right)+k_{11}\dot{z}_{2\mathrm{ref}}+k_{12}s_1+k_{13}\,\mathrm{sign}(s_1)\right]/k_{11}\\ v_2=\left[\left(z_{4\mathrm{ref}}-z_4\right)+k_{21}\dot{z}_{4\mathrm{ref}}+k_{22}s_2+k_{23}\,\mathrm{sign}(s_2)\right]/k_{21}\end{cases} \tag{15}$$

式中，k_{12}、k_{13}、k_{22}、k_{23} ——大于0的可调参数，本文取值均为100。

为证明滑模控制时的稳定性，选取李亚普诺夫函数为 $V=1/2(s_1^2+s_2^2)$，根据本文所选取的滑模函数和线性系统控制量得到李亚普诺夫函数的导数满足：

$$\dot{V}=-s_1\left[k_{12}s_1+k_{13}\,\mathrm{sign}(s_1)\right]-s_2\left[k_{22}s_2+k_{23}\,\mathrm{sign}(s_2)\right]\leqslant0 \tag{16}$$

结合不变原理，当本文所选取线性系统的控制量

满足式(15)时，可以保证滑模面的存在性和可达性[18]。

4　五电平MMC系统仿真分析

为考察本文所提控制策略的动态和稳态性能，在Matlab/Simulink环境下按照图1所示的主回路搭建五电平的MMC系统，仿真参数见表1。

表1　五电平系统标称参数

Table 1　Rated parameters of 5-level system

参数	数值	参数	数值
直流母线电压/V	5000	桥臂等效电阻/Ω	0.03
桥臂子模块数	4	电网电压峰值/V	2300
子模块电容/μF	4000	电网电压频率/Hz	50
桥臂电感/mH	1.327	—	—

为验证反馈线性化滑模控制在交流侧功率阶跃变化时MMC系统各状态变量的动态响应性能，交流侧有功功率先给定为3 MW，在$t=0.1$ s时有功功率减小为1.5 MW，为实现网侧单位功率因数运行，无功功率期望值始终为零。

根据瞬时功率理论，由交流侧功率指令得到交流侧电流的期望值i_{sref}，根据交直流侧功率平衡得到每个相单元环流的期望值i_{cref}，从而得到每相上下桥臂电流的期望值i_{pref}、i_{nref}，结合系统模型(1)，得到上下桥臂电容电压平均值的期望值$\bar{u}_{\mathrm{cpref}}$、$\bar{u}_{\mathrm{cnref}}$，其中用一阶惯性环节代替纯积分以避免纯积分运算导致的积分漂移。根据前面得到的上下桥臂电流和电容电压均值的期望值，结合式(10)、式(11)得到线性化后系统状态变量的期望值$z_{1\mathrm{ref}}$、$z_{2\mathrm{ref}}$、$z_{3\mathrm{ref}}$、$z_{4\mathrm{ref}}$。将相关变量代入式(15)，得到的线性化后系统的控制量v_1和v_2，根据式(13)得到原非线性系统的控制量u_1和u_2，即上下桥臂导通模块数，采用最近电平调制，同时结合由电容电压排序算法实现各桥臂各模块电容电压的均衡控制。

应用本文的反馈线性化滑模控制方法，仿真结果如图3~图6所示。由图3、图4可知，在MMC系统主电路参数准确已知的前提下、上下桥臂电流和上、下桥臂电容电压均值都能够准确跟踪其期望值，在此基础上交流侧有功功率、无功功率也能够准确跟踪其期望值，且交流侧三相电流是理想的正弦波形，如图5和图6所示。当交流侧有功功率期望值发生阶跃变化时，MMC系统各状态变量能够快速进入新的稳定状态，具有较快的动态响应性能。

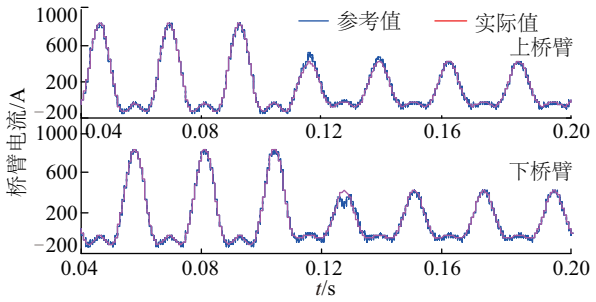


图3　桥臂电流

Fig. 3　Currents of upper and lower arms

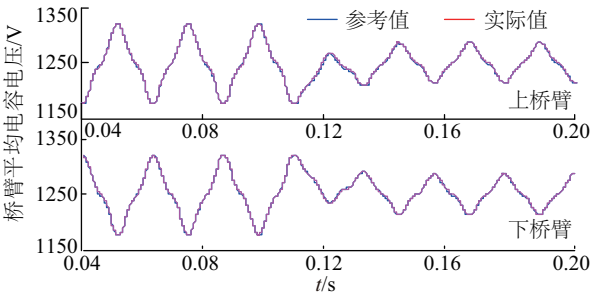


图4　桥臂电容电压平均值

Fig. 4　Average values of capacitor voltages of upper and lower arms

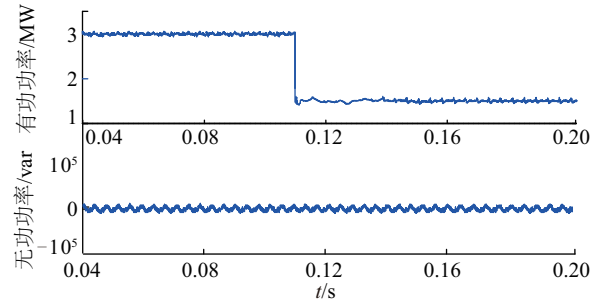


图5　交流侧输出功率

Fig. 5　Output power at AC side

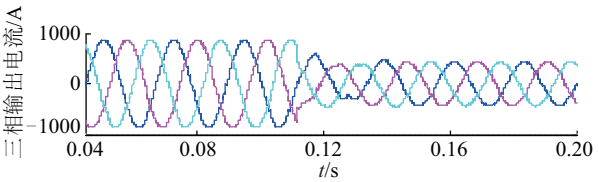


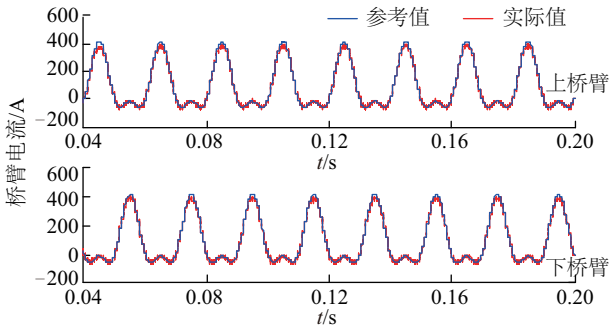
图6　三相输出电流

Fig. 6　Three-phase output currents

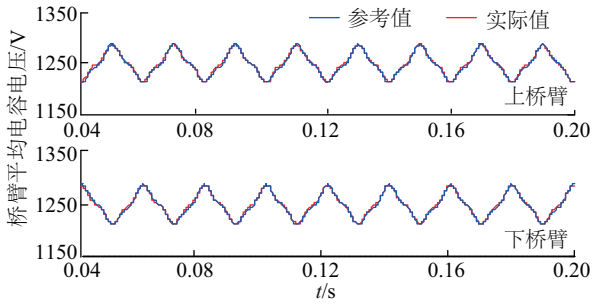
实际中由于器件老化或温度变化以及外界非理想因素的影响，MMC系统中主电路参数或多或少偏离设计值，下面本文分别考虑桥臂电感参数存在偏差和模块电容容值存在偏差的情况。仿真中，交流侧有功功率给

定值为 1.5 MW，无功功率给定为零，线性化后系统状态变量期望值的计算方法与参数没有偏差时相同。

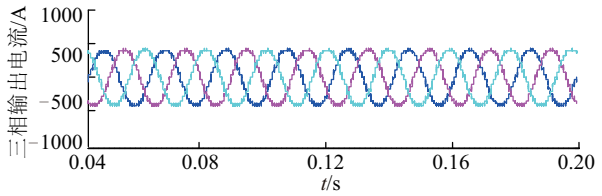
首先将 MMC 系统中 6 个桥臂电感值减小 50%，即等于 0.6635 mH，主电路其他参数均为设计值，控制算法中用到所有主电路参数均为设计值，仿真波形如图 7 所示。当电感参数存在偏差时，采用反馈线性滑模控制时桥臂电容电压能够准确跟踪期望值，三相输出电流是理想的正弦波，桥臂电流存在一定的稳态误差，但误差不大，仍能稳定运行。



a. 桥臂电流



b. 桥臂电容电压平均值

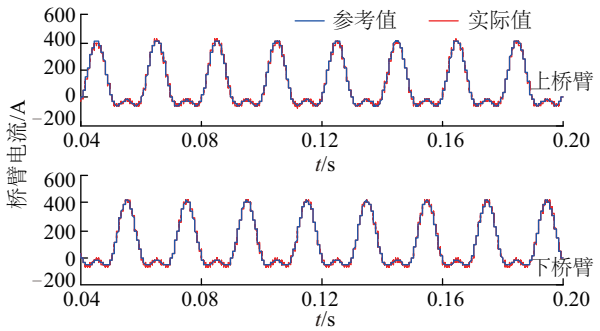


c. 三相输出电流

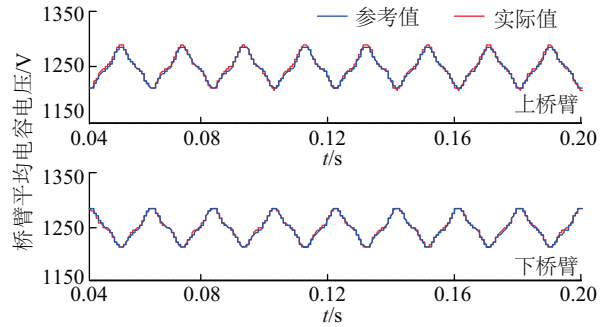
图7 电感参数存在偏差时仿真波形

Fig. 7 Waveforms of simulation with deviation of inductance

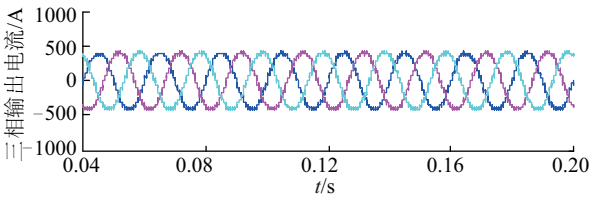
仿真波形如图 8 所示。将 MMC 系统中 a 相上桥臂第一个模块实际电容容值减小 25%，即为 3000 μF，主电路其他参数均为设计值，控制算法中用到所有主电路参数均为设计值。由于实际系统 a 相上模块容值大于设计值，因此图 8b 上桥臂电容电压波动大于参考值。但容值参数偏差时，各变量都能稳定运行。



a. 桥臂电流



b. 桥臂电容电压平均值



c. 三相输出电流

图8 电容值参数存在偏差时仿真波形

Fig. 8 Waveforms of simulation with deviation of capacitance

5 结 论

在 MMC 并网应用中，需要准确快速地控制其向电网馈入的有功功率和无功功率，这是一个非线性控制问题。在已有的文献中，主要通过网侧的检测和同步坐标系下的 PI 反馈控制来达到控制目的，系统的全局或大范围稳定性分析是个难题，未能得到很好的解决。而且，MMC 一个相单元的控制量只有 2 个，即上、下桥臂的导通模块数，而被控量有 3 个，即上、下桥臂的电容电压和输出电流，如何得到综合最佳的控制效果还是一个难题。本文通过定义 MMC 上下臂存储的能量和和能量差作为输出，得到全状态的反馈线性化控制，并通过仿真验证了系统的控制性能。即使 MMC 主电路参数存在偏差，本文算法仍可保证电容电压具有较好的控制性能，与 MMC 电容电压外环环流内环控制相比，不存在电容电压漂移问题，对于 MMC 电容串联的特殊拓扑

结构来说,具有一定的优越性。

[参考文献]

[1] 周洋，胡鹏飞，江道灼，等. 模块化多电平换流器改进最近电平调制策略[J]. 浙江大学学报(工学版)，2015，49(8)：1522-1528.
ZHOU Y，HU P F，JIANG D Z，et al. Improved multilevel level modulation strategy for modular multilevel converters[J]. Journal of Zhejiang University (engineering edition)，2015，49(8)：1522-1528.

[2] 赵文健，杨昆，陈国柱. 模块化多电平变流器的直流电压控制方法[J]. 浙江大学学报(工学版)，2015，49(9)：1749-1754.
ZHAO W J，YANG K，CHEN G Z. DC voltage control method for modular multilevel converters[J]. Journal of Zhejiang University (engineering edition)，2015，49(9)：1749-1754.

[3] KOURO S，MALINOWSKI M，GOPAKUMAR K，et al. Recent advances and industrial applications of multilevel converters[J]. IEEE transactions on industrial electronics，2010，57(8)：2553-2580.

[4] 夏向阳，周云，帅智康. 高压直流输电系统中模块化多电平换流器的重复预测控制[J]. 中国电机工程学报，2015，35(7)：1637-1643.
XIA X Y，ZHOU Y，SHUAI Z K. Repetitive predictive control of modular multilevel converter in HVDC system [J]. Proceedings of the CSEE，2015，35(7)：1637-1643.

[5] LI J，KONSTANTINOU G，WICKRAMASINGHE H R，et al. Investigation of MMC-HVDC operating region by circulating current control under grid imbalances[J]. Electric power systems research，2017，152：211-222.

[6] TSOLARIDIS G，KONTOS E，CHAUDHARY S，et al. Internal balance during low-voltage-ride-through of the modular multilevel converter STATCOM[J]. Energies，2017，10(7)：1-18.

[7] 屠卿瑞，徐政，郑翔，等. 模块化多电平换流器型直流输电内部环流机理分析[J]. 高电压技术，2010，36(2)：547-552.
TU Q R，XU Z，ZHENG X，et al. Mechanism analysis of internal circulation in modular multilevel converter DC transmission line[J]. High voltage technology，2010，36(2)：547-552.

[8] HAGIWARA M，MAEDA R，AKAGI H. Control and analysis of the modular multilevel cascade converter based on double-Star chopper-cells (MMCC-DSCC)[J]. IEEE transactions on power electronics，2011，26(6)：1649-1658.

[9] LEE S S，HENG Y E. A voltage level based predictive direct power control for modular multilevel converter[J]. Electric power systems research，2017，148：97-107.

[10] LI Y，JONES E A，WANG F. Circulating current suppressing control's impact on arm inductance selection for modular multilevel converter (MMC)[J]. IEEE journal of emerging & selected topics in power electronics，2017，5(1)：182-188.

[11] YANG H，SAEEDIFARD M. A capacitor voltage balancing strategy with minimized AC circulating current for the DC-DC modular multilevel converter[J]. IEEE transactions on industrial electronics，2017，64(2)：956-965.

[12] DEBNATH S，QIN J，BAHRANI B，et al. Operation，control，and applications of the modular multilevel converter：A review[J]. IEEE transactions on power electronics，2014，30(1)：37-53.

[13] QUACH N T，KO J H，KIM D W，et al. An application of proportional-resonant controller in MMC-HVDC system under unbalanced voltage conditions[J]. Journal of electrical engineering & technology，2014，9(5)：1746-1752.

[14] BÖCKER J，FREUDENBERG B，THE A，et al. Experimental comparison of model predictive control and cascaded control of the modular multilevel converter [J]. IEEE transactions on power electronics，2014，30(1)：422-430.

[15] CRISPINO L F，ROLIM L G B. Model predictive control of a modular multilevel converter combined with sorting methods[C]//IEEE International Conference on Industry Applications，Curitiba，Brazil，2017.

[16] GEYER T，DARIVIANAKIS G，MERWE W V D. Model predictive control of a STATCOM based on a modular multilevel converter in delta configuration[C]// European Conference on Power Electronics and Applications，Geneva，Switzerland，2015.

[17] DEKKA A，WU B，ZARGARI N R. An improved indirect model predictive control approach for modular multilevel converter[C]//Industrial Electronics Society，IECON. Florence，Italy，2016.

[18] HASSANK K. Nonlinear systems[M]. Third Edition，Upper Saddle River，NJ，USA：Pearson Education，2003，154-176.

[19] SILVA J. Sliding-mode control of boost type unity power

factor PWM rectifiers[J]. IEEE transactions on industrial electronics, 1999, 46(3): 594-603.
[20] CARPITA M, MARCHESONI M. Experimental study of a power conditioning system using sliding mode control [J]. IEEE transactions on power electronics, 1996, 11 (5): 731-742.

NONLINEAR CONTROL OF MODULAR MULTILEVEL CONVERTERS

Yu Jiali, Xia Chaoying, Miao Haili
(*School of Electrical and Information Engineering, Tianjin University, Tianjin* 300072, *China*)

Abstract: To dealing with the multivariable, nonlinear and strong coupled characteristics of modular multilevel converters (MMC), a sliding mode variable structure control strategy based on feedback linearization is proposed. Firstly, the nonlinear state function model of the MMC is built and transformed into a linearized and decoupled model by utilizing output-redefined feedback linearization method in order to implement decoupling control. On the basis of the linearized model, a sliding mode variable structure controller is designed. The simulation results show that the proposed control strategy has favorable steady-state and dynamic performance. It also has good robustness against system parameter deviations.

Keywords: modular multilevel converters; nonlinear control; output-redefinition technique; exact feedback linearization; sliding mode control