基于微分平坦理论模块化多电平换流器环流抑制控制方法

宋平岗，何 峰

（华东交通大学电气与电子工程学院，江西 南昌 330013）

摘要：针对模块化多电平换流器(Modular Multilevel Convert，MMC)三相桥臂相间环流问题，基于微分平坦理论推导出一种环流抑制控制模型。通过分析 MMC 相间环流的产生本质，根据微分平坦理论的定义，选取系统的输入，输出和中间量，证明了设计出的环流抑制控制器满足微分平坦理论的条件。基于该理论设计的环流抑制控制器，能够大大降低桥臂电流中的环流分量，使其更接近正弦波。最后通过 Matlab/Simulink 搭建了相应的 MMC 仿真模型，在未影响 MMC 外部电压电流的情况下，仿真结果证明了该环流抑制控制模型的有效性，为环流抑制控制器的设计提供了一种新的思路。

关键词：模块化多电平换流器；非线性；相间环流；环流抑制控制器；微分平坦

Differential flatness based method of circulating current suppressing control for modular multilevel converter

SONG Pinggang, HE Feng

(College of Electrical and Electronic Engineering, East China Jiaotong University, Nanchang 330013, China)

Abstract: As the interphase circulating current exists in the three-phase bridge arm of modular multilevel converter, the differential flatness theory (DFT) based MMC circulating current suppressing controller is deduced. According to the analysis about the nature of the interphase circulating current and the definition of the DFT, it chooses the input, output and intermediate quantity of the control system, proving that the design of circulating current suppressing controller can meet the conditions of DFT. The newly designed controller could reduce the interphase circulating current in the bridge arm current, and make it closely approximate the sine wave. At last, the MMC model is simulated based on Matlab/Simulink. In the case of no impact on MMC external voltage and current, the result show that the control model is effective, which provides a new idea for the design of circulating current suppressing controller.

This work is supported by National Natural Science Foundation of China (No. 51367008).

Key words: modular multilevel converter (MMC); nonlinear; interphase circulating current; circulating current suppressing controller; differential flatness

中图分类号： TM71 文章编号： 1674-3415(2015)19-0043-06

0 引言

模块化多电平换流器(Modular Multilevel Converter, MMC)是一种新型的高压直流输电技术。它在德国首先被提出，并在本世纪初由西门子公司首次用于商业化运作[1-2]。MMC 是一种由多个子模块级联方式组成的新型拓扑结构。它很好地解决了传统电压源型换流器(Voltage Source Converter, VSC)存在的开关损耗较大，器件电压电流均压要求过高等问题。并且还具有输出谐波少，模块化程度高等优点。MMC 有效地降低了系统的损耗，提高了电能的质量[3-7]。在资源日趋枯竭，新能源技术不断丰富的今天，MMC 以其优越的性能，在风能、太阳能发电，光伏并网，城市供配电等方面拥有着良好的发展前景[8-14]。

由于 MMC 自身结构的缺点，稳态运行下的三相桥臂会产生相间环流使桥臂电流发生畸变。此环流不仅会增加系统的损耗，也会减少对电容等电路元件的使用寿命[15-16]。环流的存在大大地威胁了 MMC 的安全运行。因此有必要提出一种控制方法

基金项目：国家自然科学基金(51367008)

来降低系统的相间环流。

近年来，已有多篇文献介绍了各种环流抑制的方法。概括起来大致可以分为两种方法：环流抑制控制器的设计和改进电容电压均衡算法。文献[17]推出了内部环流机理数学模型，验证了环流为二倍频负序性质的分量，计算出了特定环流量下的桥臂电抗值。文献[18]基于同步旋转坐标系，设计了相应的环流抑制控制器，实现了对相间环流的有效控制。文献[19]利用双 PI 控制器设计出环流抑制控制器，虽然模型复杂，但也能够减小相间环流。这些文献介绍的环流抑制控制器都在一定程度上降低了相间环流，但它们都是建立在线性化模型之上。基于微分平坦理论环流抑制控制器(Differential Flatness Theory Based Circulating Current Suppressing Control, DFTB-CCSC)应用非线性数学模型，该模型在文献中却罕有报到。模型通过产生期望前馈控制量并应用非线性数学模型，产生系统所需要的输出，使用误差补偿项来消除系统的扰动，使环流抑制控制器得到优化。本文在每相桥臂 100 个子模块的情况下，研究 DFTB-CCSC 的有效性，为环流抑制控制提供一种新的方法。

1 MMC 运行原理

模块化多电平换流器(MMC)由三相桥臂组成(图 1 为单相结构图，其中 j=a,b,c)。MMC 每相由上下两个桥臂组成，每个桥臂是由多个半桥形式的子模块级联构成。

子模块拓扑结构如图 1 左上角所示：C 为子模块直流侧电容值，u_{co} 为电容器的电压。T_1、T_2 为 IGBT 器件，D_1、D_2 为反并联在 IGBT 两端的二极管。i_{sm} 为流入子模块的电流，u_0 为子模块的端电压。MMC 桥臂子模块有三种工作状态：当 T_1、T_2 关断，子模块工作在闭锁状态。这是 MMC 非正常的工作状态，通常用于 MMC 的运行启动控制或者是在电路故障情况下将电容器旁路，以保护电容器，正常情况下子模块不允许工作在闭锁状态。当 T_1 开通，T_2 关断时，子模块运行在投入状态。此状态下根据电流的流向来判断电容器的工作状态，若流入子模块的电流 i_{sm}>0，电流给电容器充电；而如果电流方向为流出子模块，既 i_{sm}<0，那么电容器就向电路中放电。当 T_1 关断，T_2 开通时，子模块运行在切除状态，此状态下电容器旁路，电流不留经电容器。 图 1 中 u_{dc} 为直流侧的电压，i_{dc} 为直流侧电流，0 点为直流侧的电位参考点，相当于将直流侧电压分成两个串联的 u_{dc}/2。点 $U1$ 和 $L1$、点 $L2$ 和 $U2$ 之间分别为上桥臂和下桥臂子模块投入的电压之和 u_{jp}、u_{jn}(j=a,b,c)。i_{jp}，i_{jn} 为上桥臂与下桥臂流过的电流。R 和 L 分别为桥臂等效的电阻与电抗，桥臂串联的电抗不仅能在 MMC 故障时提供保护，而且可以限制相间环流。u_{cir_jp} 与 u_{cir_jn} 分别为 i_{jp}、i_{jn} 在等效电阻与电感上的电压降。i_{arm} 为桥臂电流，实际情况下它由直流分量和相间环流组成。v_j 为 MMC 交流侧输出的相电压，i_{sj}(j=a,b,c)为交流侧的相电流。R_s，L_s 分别为交流侧的等效电阻与电抗，u_{sj} 为交流侧的三相线电压，它的一端与地连接。

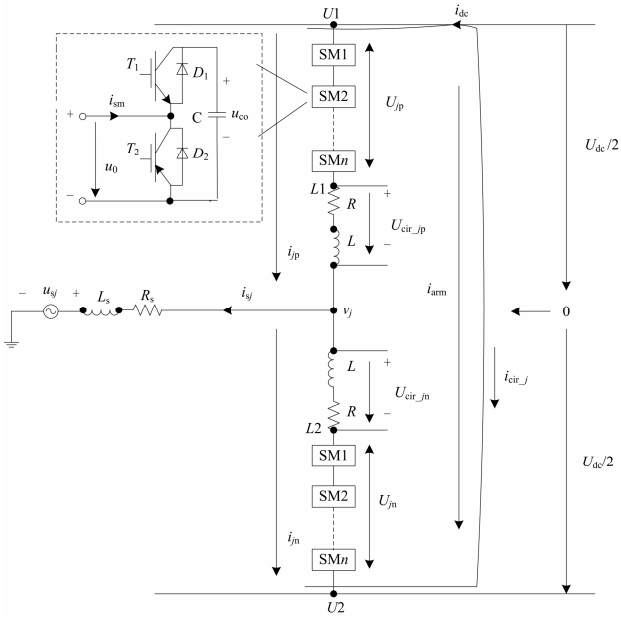

图 1 MMC 基本电路图

Fig. 1 Basic circuit of MMC

2 环流分析

根据基尔霍夫电压定律就能够得到 MMC 正常运行时的电压方程式为

$$\begin{cases} u_{jp} = \dfrac{u_{dc}}{2} - v_j \\ u_{jn} = \dfrac{u_{dc}}{2} + v_j \end{cases} \tag{1}$$

根据基尔霍夫电流定律可得 MMC 正常运行情况下的电流方程式：

$$\begin{cases} i_{jp} = i_{arm} + \dfrac{i_{sj}}{2} = \dfrac{i_{dc}}{3} + \dfrac{i_{sj}}{2} \\ i_{jn} = i_{arm} - \dfrac{i_{sj}}{2} = \dfrac{i_{dc}}{3} - \dfrac{i_{sj}}{2} \end{cases} \tag{2}$$

在理想情况下，式(2)中桥臂电流 i_{arm} 不包括相间环流，仅由直流分量组成。该直流分量桥臂电流起到了传递功率和维持三相桥臂能量均衡的作用。

以 A 相上桥臂为例，假设 $v_{\mathrm{a}}=u_{\mathrm{m}}\cos(\omega t)$，$i_{\mathrm{sa}}=i_{\mathrm{m}}\cos(\omega t+\theta)$。该桥臂吸收的功率就为

$$P_{ap}=\left(\frac{u_{\mathrm{dc}}}{2}-u_{\mathrm{m}}\cos\omega t\right)\left[\frac{i_{\mathrm{dc}}}{3}+i_{\mathrm{m}}\cos\left(\omega t+\theta\right)\right]=\frac{u_{\mathrm{dc}}i_{\mathrm{dc}}}{6}+\frac{u_{\mathrm{dc}}i_{\mathrm{m}}}{2}\cos\left(\omega t+\theta\right)-\frac{i_{\mathrm{dc}}u_{\mathrm{m}}}{3}\cos\omega t-i_{\mathrm{m}}u_{\mathrm{m}}\cos\left(\omega t+\theta\right)\cos\omega t \tag{3}$$

$$w_{\mathrm{ap}}=\int_{t1}^{t2}P_{ap}=\left[\frac{u_{\mathrm{dc}}i_{\mathrm{dc}}}{6}-\frac{u_{\mathrm{m}}i_{\mathrm{m}}}{2}\cos(\omega t)\right](t_2-t_1)-\frac{u_{\mathrm{dc}}i_{\mathrm{m}}}{2\omega}\left[\cos(\omega t_2+\theta)-\cos(\omega t_1+\theta)\right]+\frac{u_{\mathrm{m}}i_{\mathrm{dc}}}{3\omega}\left[\cos(\omega t_2)-\cos(\omega t_1)\right]+\frac{u_{\mathrm{m}}i_{\mathrm{m}}}{4\omega}\left[\sin(2\omega t_2+\theta)-\sin(2\omega t_1+\theta)\right] \tag{4}$$

由式(4)可以看出，储存在 A 相上桥臂中的能量包括二倍频的分量。桥臂电流不仅仅含有直流分量，它还应该包括二倍频分量的相间环流，将桥臂电流修正为 $i_{\mathrm{arm}}=\frac{i_{\mathrm{dc}}}{3}+i_{\mathrm{cir}\_j}$。

而式(2)MMC 上桥臂的电流与下桥臂的电流式子也必须修正为

$$\begin{cases}i_{jp}=\dfrac{i_{\mathrm{dc}}}{3}+\dfrac{i_{sj}}{2}+i_{\mathrm{cir}\_j}\\ i_{jn}=\dfrac{i_{\mathrm{dc}}}{3}-\dfrac{i_{sj}}{2}+i_{\mathrm{cir}\_j}\end{cases} \tag{5}$$

相间环流会作用于桥臂中的等效电阻 R 与电感 L 并在上下桥臂中分别产生压降 u_{cir_jp} 与 u_{cir_jn}。因此直流侧电压关系可以写作

$$u_{\mathrm{dc}}=u_{jp}+u_{jn}+L\frac{\mathrm{d}i_{jp}}{\mathrm{d}t}+Ri_{jp}+L\frac{\mathrm{d}i_{jn}}{\mathrm{d}t}+Ri_{jn}$$

忽略桥臂的等效电阻 R，那么可得

$$u_{\mathrm{dc}}=u_{jp}+u_{jn}+L\frac{\mathrm{d}i_{jp}}{\mathrm{d}t}+L\frac{\mathrm{d}i_{jn}}{\mathrm{d}t}=u_{jp}+u_{jn}+L\frac{\mathrm{d}(i_{jp}+i_{jn})}{\mathrm{d}t} \tag{6}$$

将式(5)中两式相加得

$$i_{jp}+i_{jn}=\frac{2i_{\mathrm{dc}}}{3}+2i_{\mathrm{cir}\_j} \tag{7}$$

将式(7)代入式(6)中计算最终得到

$$u_{\mathrm{dc}}=u_{jp}+u_{jn}+L\frac{\mathrm{d}i_{jp}}{\mathrm{d}t}+L\frac{\mathrm{d}i_{jn}}{\mathrm{d}t}=u_{jp}+u_{jn}+2L\frac{\mathrm{d}i_{\mathrm{cir}\_j}}{\mathrm{d}t} \tag{8}$$

由式(8)进一步证明了相间环流的存在，它是由电容电压不均衡造成的，并且由式(4)可知，相间环流为二倍频性质的分量，它只能够通过改进控制方法人为地减少，但并不能够完全消除 MMC 三相桥臂间的相间环流。

3　DFTB-CCSC 的可行性

文献[6]介绍了微分平坦理论的相关概念，以及实现该理论所需要满足的条件：若 MMC 控制系统能够找到一组输出量，使系统的输入量和中间量能够通过输出量及其有限整数阶的微分量表示，那么基于微分平坦理论设计非线性数学模型是可行的。本文通过引用相关概念，判断设计的 DFTB-CCSC 是否满足微分平坦理论的所需条件。

A、B、C 三相桥臂相间环流在桥臂等效电阻与电抗上产生的压降可表示为

$$\begin{cases}u_{\mathrm{cir\_a}}=R\cdot i_{\mathrm{cir\_a}}+L\dfrac{\mathrm{d}i_{\mathrm{cir\_a}}}{\mathrm{d}t}\\ u_{\mathrm{cir\_b}}=R\cdot i_{\mathrm{cir\_b}}+L\dfrac{\mathrm{d}i_{\mathrm{cir\_b}}}{\mathrm{d}t}\\ u_{\mathrm{cir\_c}}=R\cdot i_{\mathrm{cir\_c}}+L\dfrac{\mathrm{d}i_{\mathrm{cir\_c}}}{\mathrm{d}t}\end{cases} \tag{9}$$

将式(9)a、b、c 三相环流关系式通过同步旋转 dq 坐标转换得到

$$\begin{cases}u_{\mathrm{cir}d}=R\cdot i_{\mathrm{cir}d}+L\dfrac{\mathrm{d}i_{\mathrm{cir}d}}{\mathrm{d}t}+2\omega L\cdot i_{\mathrm{cir}q}\\ u_{\mathrm{cir}q}=R\cdot i_{\mathrm{cir}q}+L\dfrac{\mathrm{d}i_{\mathrm{cir}q}}{\mathrm{d}t}-2\omega L\cdot i_{\mathrm{cir}d}\end{cases} \tag{10}$$

式中：$u_{\mathrm{cir}d}$ 与 $u_{\mathrm{cir}q}$ 分别为 a、b、c 三相桥臂相间环流在等效电阻电抗上的压降在 dq 坐标中的分量，$i_{\mathrm{cir}d}$ 与 $i_{\mathrm{cir}q}$ 分别为 a、b、c 三相相间环流在 dq 坐标中的分量。

令系统输入量为

$$x=\left[x_1,x_2\right]^{\mathrm{T}}=\left[u_{\mathrm{cir}d},u_{\mathrm{cir}q}\right]^{\mathrm{T}}$$

系统中间量为

$$m=\left[m_1,m_2\right]^{\mathrm{T}}=\left[i_{\mathrm{cir}d},i_{\mathrm{cir}q}\right]^{\mathrm{T}}$$

系统输出量为

$$y=\left[y_1,y_2\right]^{\mathrm{T}}=\left[i_{\mathrm{cir}d},i_{\mathrm{cir}q}\right]^{\mathrm{T}}$$

由式(10)可知，系统输入量可表示为

$$\begin{cases}x_1=Ry_1+L\dot{y}_1+2\omega Ly_2\\ x_2=Ry_2+L\dot{y}_2-2\omega Ly_1\end{cases} \tag{11}$$

系统中间量可以表示为

$$\begin{cases} m_1 = y_1 \\ m_2 = y_2 \end{cases} \tag{12}$$

通过式(11)和式(12)分析得知，可以找到这样的一组输出量 y，使得控制器的输入量和中间量能够由输出量及其整数阶微分形式所表示。这说明选取的输出变量满足微分平坦理论的要求，通过该理论设计 DFTB-CCSC 方法可行。

4 DFTB-CCSC 的设计

DFTB-CCSC 的设计，主要是通过期望的参考输出量，控制生成中间量。在系统无外界扰动等不确定因素下，生成的中间量就能够结合非线性化数学模型产生所需要的期望前馈输入量。但是在系统存在扰动等不确定因素的情况下，只通过生成的中间量来控制期望前馈输入量的产生并不能够满足系统的要求。这时需要对实际输出量与期望输出量之间的误差进行反馈补偿，在误差为 0 处线性化该误差补偿数学模型，利用 PI 控制器，使误差补偿量得以维持在 0。非线性化数学模型是以期望参考输出量生成期望前馈输入量为主导控制，结合扰动时的误差反馈补偿，使 DFTB-CCSC 得以实现。与主控制器的设计不同，环流抑制控制器并不需要设计外环控制器来得到期望的输出量，它可以直接通过同步旋转 *dq* 坐标变换，得到系统的实际输出量，为了抑制环流，可以令 $i^*_{\mathrm{cir}d}=0$、$i^*_{\mathrm{cir}q}=0$。本文设计的环流抑制控制器，输出量与中间量一致，因此可以直接利用中间量来设计 DFTB-CCSC。

由式(10)可知，系统的期望前馈输入量可由中间量控制生成，其非线性的数学模型为

$$\begin{cases} u^*_{\mathrm{cir}d\_\mathrm{a}} = Ri^*_{\mathrm{cir}d} + L\dfrac{\mathrm{d}i^*_{\mathrm{cir}d}}{\mathrm{d}t} + 2\omega L i^*_{\mathrm{cir}q} \\ u^*_{\mathrm{cir}q\_\mathrm{a}} = Ri^*_{\mathrm{cir}q} + L\dfrac{\mathrm{d}i^*_{\mathrm{cir}q}}{\mathrm{d}t} - 2\omega L i^*_{\mathrm{cir}d} \end{cases} \tag{13}$$

其中：$u^*_{\mathrm{cir}d}$、$u^*_{\mathrm{cir}q}$ 为期望前馈输入量；$i^*_{\mathrm{cir}d}$、$i^*_{\mathrm{cir}q}$ 为期望前馈中间量。

系统中间量误差值为

$$\begin{cases} i_{\mathrm{cir}d} - i^*_{\mathrm{cir}d} = \Delta i_{\mathrm{cir}d} \\ i_{\mathrm{cir}q} - i^*_{\mathrm{cir}q} = \Delta i_{\mathrm{cir}q} \end{cases} \tag{14}$$

可以得到，中间量与输入量的误差补偿非线性数学模型为

$$\begin{cases} \Delta u_{\mathrm{cir}d} = R\Delta i_{\mathrm{cir}d} + L\dfrac{\mathrm{d}\Delta i_{\mathrm{cir}d}}{\mathrm{d}t} + 2\omega L\Delta i_{\mathrm{cir}q} \\ \Delta u_{\mathrm{cir}q} = R\Delta i_{\mathrm{cir}q} + L\dfrac{\mathrm{d}\Delta i_{\mathrm{cir}q}}{\mathrm{d}t} - 2\omega L\Delta i_{\mathrm{cir}d} \end{cases} \tag{15}$$

利用 PI 控制器线性化式(15)的误差补偿非线性数学模型为

$$\begin{cases} u^*_{\mathrm{cir}d\_\mathrm{b}} = (kp + \dfrac{ki}{s})(\Delta i^*_{\mathrm{cir}d} - \Delta i_{\mathrm{cir}d}) + 2\omega L\Delta i_{\mathrm{cir}q} \\ u^*_{\mathrm{cir}q\_\mathrm{b}} = (kp + \dfrac{ki}{s})(\Delta i^*_{\mathrm{cir}q} - \Delta i_{\mathrm{cir}q}) - 2\omega L\Delta i_{\mathrm{cir}d} \end{cases} \tag{16}$$

令 $\Delta i^*_{\mathrm{cir}d}=0, \Delta i^*_{\mathrm{cir}q}=0$ 以便消除系统的误差，将式(13)与式(16)各项分别对应相加，得到最终参考输入控制量为

$$\begin{cases} u^*_{\mathrm{cir}d} = u^*_{\mathrm{cir}d\_\mathrm{a}} + u^*_{\mathrm{cir}d\_\mathrm{b}} \\ u^*_{\mathrm{cir}q} = u^*_{\mathrm{cir}q\_\mathrm{a}} + u^*_{\mathrm{cir}q\_\mathrm{b}} \end{cases} \tag{17}$$

将式(16)代入式(10)中计算得到无功环流与有功环流的关系式为

$$\begin{cases} (R_\mathrm{s} + L_\mathrm{s}s)i^*_{\mathrm{cir}d} + (kp + \dfrac{ki}{s})i^*_{\mathrm{cir}d} = \\ (R_\mathrm{s} + L_\mathrm{s}s)i_{\mathrm{cir}d} + (kp + \dfrac{ki}{s})i_{\mathrm{cir}d} \\ (R_\mathrm{s} + L_\mathrm{s}s)i^*_{\mathrm{cir}q} + (kp + \dfrac{ki}{s})i^*_{\mathrm{cir}q} = \\ (R_\mathrm{s} + L_\mathrm{s}s)i_{\mathrm{cir}q} + (kp + \dfrac{ki}{s})i_{\mathrm{cir}q} \end{cases} \tag{18}$$

根据式(17)计算出有功与无功电流的内环传递函数表达式为

$$\begin{cases} G_d(s) = \dfrac{i_{\mathrm{cir}d}}{i^*_{\mathrm{cir}d}} = \dfrac{(R_\mathrm{s} + L_\mathrm{s}s) + (kp + \dfrac{ki}{s})}{(R_\mathrm{s} + L_\mathrm{s}s) + (kp + \dfrac{ki}{s})} = 1 \\ G_q(s) = \dfrac{i_{\mathrm{cir}q}}{i^*_{\mathrm{cir}q}} = \dfrac{(R_\mathrm{s} + L_\mathrm{s}s) + (kp + \dfrac{ki}{s})}{(R_\mathrm{s} + L_\mathrm{s}s) + (kp + \dfrac{ki}{s})} = 1 \end{cases} \tag{19}$$

式中，$G_d(s)$与 $G_q(s)$大小均为 1。式(19)很好地说明了 DFTB-CCSC 的可行性。

5 仿真结果

为了验证根据微分平坦理论设计出的非线性环流抑制控制器的有效性，在 Matlab/Simulink 中搭建了每相 100 个子模块的仿真模型，仿真参数如表 1 所示。

图 2 为仿真结果示意图，系统在 0.2 s 时启动环流抑制控制器。由图 4(a)可知，无论是在 0.2 s 之前或者是之后，该控制器的设计对交流侧的电压都未产生任何影响。在 0.2 s 以前，图 4(b)中相间环流幅值在 0.6 kA 左右。图 4(c)为 L1 与 L2 之间的电压，既桥臂环流在桥臂等效电阻与等效电感上产生的压降很大，其峰值为 10 kV 左右大小。在 0.2 s 启动环

表 1 系统的基本仿真参数

Table 1 Basic parameters of simulation system

直流侧额定电压 U_{dc}/kV	子模块电容值 C/mf	桥臂等效电阻电感	电容电压理想值 U_{c0}/kV	交流侧等效电阻电感	线电压有效值 U_{sj}/kV
60	12.5	0 Ω/10 ml	1.2	0.5 Ω/10 ml	37.5

流抑制控制器之后，相间环流迅速减小，L1与L2之间的电压也趋近于 0 kV，可见基于微分平坦理论设计的环流抑制控制器效果非常显著，达到了迅速减小环流的目的。图 4(d)为 A 相上桥臂 i_{ap} 的电流，由电流波形可以看出，在 0.2 s 以前桥臂电流存在着大量的谐波，在控制器启动之后，桥臂电流逼近于标准的正弦波。图 4(e)为 A 相上桥臂的电压波形图，0.2 s 之后，很明显，电压的波动减小。

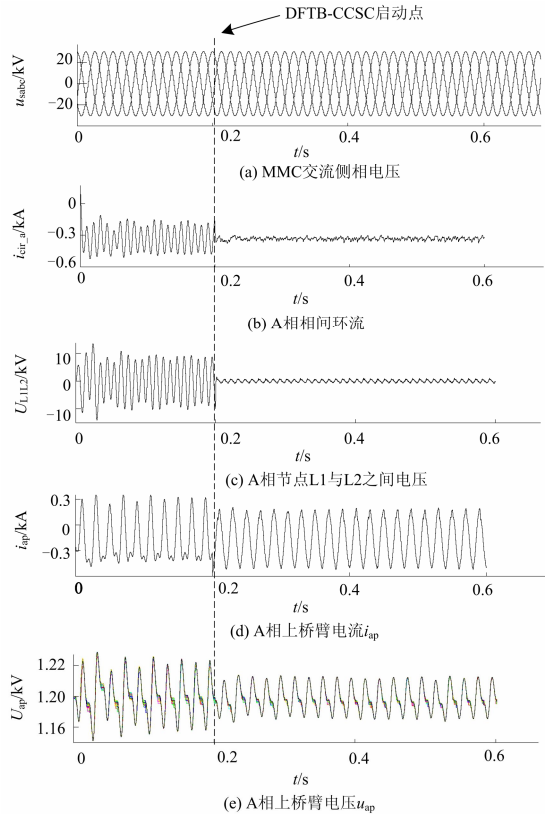

图 2 仿真结果图

Fig. 2 Result of simulation

6 结论

本文针对 MMC 结构上的缺陷，基于微分平坦理论，设计出相应的非线性数学模型下的环流抑制控制器 DFTB-CCSC，该模型成功降低了三相桥臂的相间环流，减小了子模块电容电压的波动，使 MMC 能够更加安全稳定地运行。文章摒弃了传统的线性数学模型控制方法，为环流抑制控制器的设计提供了一种全新的思路。

参考文献

[1] 宋平岗, 李云丰, 王立娜, 等. 基于改进阶梯波调的模块化多电平环流抑制策略[J]. 电网技术, 2013, 37(4): 1012-1018.
SONG Pinggang, LI Yunfeng, WANG Lina, et al. A modified ladder wave modulation-based, circulating current suppressing strategy for modular multilevel converter[J]. Power System Technology, 2013, 37(4): 1012-1018.

[2] 周月宾, 江道灼, 郭婕, 等. 模块化多电平换流器直流输电系统的启停控制[J]. 电网技术, 2012, 36(7): 204-209.
ZHOU Yuebin, JIANG Daozhuo, GUO Jie, et al. Start/stop control of modular multilevel converter based HVDC transmission system[J]. Power System Technology, 2012, 36(7): 204-209.

[3] 李爽, 王志新, 吴杰. 采用基频零序分量注入的 MMC 换流器故障容错控制研究[J]. 电力系统保护与控制, 2014, 42(17): 1-7.
LI Shuang, WANG Zhixin, WU Jie. Study on fault-tolerant operation control strategy of modular multilevel converters injected with fundamental-frequency zero-sequence voltage component[J]. Power System Protection and Control, 2014, 42(17): 1-7.

[4] 蔡新红, 赵成勇, 庞辉, 等. 向无源网络供电的 MMC-HVDC 系统控制与保护策略[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(3): 405-414.
CAI Xinhong, ZHAO Chengyong, PANG Hui, et al. Control and protection strategies for MMC-HVDC supplying passive networks[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(3): 405-414.

[5] 赵成勇, 李探, 俞露杰, 等. MMC-HVDC 直流单极接地故障分析与换流站故障恢复策略[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(21): 3518-3526.
ZHAO Chengyong, LI Tan, YU Lujie, et al. DC pole-to-ground fault characteristic analysis and converter fault recovery strategy of MMC-HVDC[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(21): 3518-3526.

[6] 宋平岗, 李云丰, 王立娜, 等. 基于微分平坦理论的模块化多电平控制器设计[J]. 电网技术, 2013, 37(12): 3475-3480.
SONG Pinggang, LI Yunfeng, WANG Lina, et al. Differential flatness based design of controller for

modular multilevel converter[J]. Power System Technology, 2013, 37(12): 3475-3480.

[7] 赵昕, 赵成勇, 李广凯, 等. 采用载波移相技术的模块化多电平换流器电容电压平衡控制[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(21): 48-55.
ZHAO Xin, ZHAO Chengyong, LI Guangkai, et al. Submodule capacitance voltage balancing of modular multilevel converter based on carrier phase shifted SPWM technique[J]. Proceedings of the CSEE, 2011, 31(21): 48-55.

[8] 张建坡, 赵成勇, 敬华兵, 等. 比例谐振控制器在MMC-HVDC 控制中的仿真研究[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(21): 53-62.
ZHANG Jianpo, ZHAO Chengyong, JING Huabing, et al. Simulating research of proportional resonant controllers in MMC-HVDC[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 33(21): 53-62.

[9] 孔明, 邱宇峰, 贺之渊, 等. 模块化多电平式柔性直流输电换流器的预充电控制策略[J]. 电网技术, 2011, 35(11): 67-73.
KONG Ming, QIU Yufeng, HE Zhiyuan, et al. Pre-charging control strategies of modular multilevel converter for VSC-HVDC[J]. Power System Technology, 2011, 35(11): 67-73.

[10] 陈海荣, 徐政. 基于同步坐标变换的 VSC-HVDC 暂态模型及其控制器[J]. 电工技术学报, 2007, 22(2): 121-126.
CHEN Hairong, XU Zheng. Transient model and controller design for VSC-HVDC based on synchronous reference frame[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2007, 22(2): 121-126.

[11] LESNICAR A, MARQUARDT R. An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power rang[C] // IEEE Power Tech Conference Proceedings, Bologa Italy: IEEE, 2003.

[12] 于飞, 李梅航, 陈朋, 等. 基于 MMC 的 STATCOM 直流侧电压均衡控制的研究[J]. 电力系统保护与控制, 2014, 42(11): 130-135.
YU Fei, LI Meihang, CHEN Peng, et al. DC capacitor voltage balancing control for STATCOM based on MMC[J]. Power System Protection and Control, 2014, 42(11): 130-135.

[13] ILVES K, ANTONOPOULOS A, HARNEFORS L, et al. Circulating current control in modular multilevel converters with fundamental switching frequency[C] // IEEE 7th International Power Electronic and Motion Control Conference-ECCE Asia, Harbin, China: IEEE, 2012: 249-256.

[14] 邓雪松, 欧开健, 陈鹏, 等. 基于无差拍电流控制 MMC-HVDC 系统控制策略研究[J]. 电力系统保护与控制, 2014, 42(8): 34-39.
DENG Xuesong, OU Kaijian, CHEN Peng, et al. Study of control strategy for MMC-HVDC system based on deadbeat current control[J]. Power System Protection and Control, 2014, 42(8): 34-39.

[15] 阎发友, 汤广福, 贺之渊, 等. 一种适用于模块化多电平换流器的新型环流控制器[J]. 电力系统自动化, 2014, 38(1): 104-108.
YAN Fayou, TANG Guangfu, HE Zhiyuan, et al. A novel circulating current controller for modular multilevel converter[J]. Automation of Electric Power Systems, 2014, 38(1): 104-108.

[16] 杨晓峰, 郑琼林. 基于 MMC 环流模型的通用环流抑制策略[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(18): 59-65.
YANG Xiaofeng, ZHENG Qionglin. A novel universial circulating current suppressing strategy based on the MMC circulating current model[J]. Transactions of China Electro technical Society, 2012, 32(18): 59-65.

[17] 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]. 高压电技术, 2010, 36(2): 547-552.
TU Qingrui, XU Zheng, ZHENG Xiang, et al. Mechanism analysis on the circulating current in modular multilevel converter based HVDC[J]. High Voltage Engineering, 2010, 36(2): 547-552.

[18] 屠卿瑞, 徐政, 郑翔, 等. 模块化多电平换流器型环抑制控制器设计[J]. 电力系统自动化, 2010, 34(18): 57-61.
TU Qingrui, XU Zheng, ZHENG Xiang, et al. Design of circulating current suppressing controllers for modular multilevel converter[J]. Automation of Electric Power Systems, 2010, 34(18): 57-61.

[19] 王朝明, 王华广, 王晴, 等. 基于双 PI 控制器的模块化多电平换流器环流抑制策略[J]. 电网技术, 2014, 38(10): 2905-2912.
WANG Chaoming, WANG Huaguang, WANG Qing, et al. A dual PI controller based strategy to suppress circulating current in modular multilevel converter[J]. Power System Technology, 2014, 38(10): 2905- 2912.

收稿日期：2014-12-16； 修回日期：2015-06-15

作者简介：

宋平岗(1965-)，男，博士，教授，主要从事变流与控制，新能源应用技术方面的研究；E-mail: pgsong@ecjtu.edu.cn

何 峰(1990-)，男，通信作者，硕士研究生，主要研究方向为高压直流输电。E-mail: 854687604@qq.com

(编辑 周金梅)