

# 用于中压直流配电网的模块化多电平DC/DC变流器非线性控制器设计

张晓彤，黄晶晶，同向前，张鑫，孙元岗

西安理工大学电气工程系，西安 710048

**摘要：**电力系统的快速发展对应用在其中的变流器的暂态响应能力提出了越来越高的要求。目前中压直流配电网中DC/DC变流器的系统控制多为传统PI控制，本文设计了一种基于反步法和李雅普诺夫稳定性理论的非线性控制器，并将其应用在基于模块化多电平变流器(modular multilevel converter, MMC)的DC/DC配电网。通过与传统PI控制在MATLAB/Simulink仿真环境和RT-LAB半实物平台中的结果对比，进一步验证了反步法控制的优越性。

**关键词：**反步法，模块化多电平变流器，DC/DC变流器，中压直流配电

## 1 引言

直流微电网技术的广泛应用和远海风电场的大规模并网使得中压直流(medium-voltage direct current, MVDC)配电技术受到了国内外学者共同关注<sup>[1-4]</sup>。MMC拓扑自2003年由德国教授Marquardt提出以来，因其结构灵活，控制策略简单，电压等级易于扩展等优势，进一步推动了MVDC系统的研究进展<sup>[5]</sup>。

文献[6]在单相MMC-DC/DC变流器中使用了基于“分层电容电压均衡策略”的电容电压平衡控制和基于PR控制的功率控制，不涉及环流问题。文献[7]提出了基于LCL谐振式模块化多电平DC/DC变换器的定直流电压控制，保证了不同功率下两侧MMC的零无功功率控制。但由于LCL谐振网络替换了原有的中频变压器，使系统的电压变化范围受到限制。文献[8]提出了考虑输入端直流侧电压降低时的功率平衡和电压平衡控制，有效地保证了低直流电压输入时系统的稳定运行。文献[9]在DC/DC变流器两侧都使用了传统的电压外环加电流内环的控制。文献[10]则引入了内部状态变量控制，分别包括：总功率控制、微分能量控制、环流控制和网侧电流控制。然而现有文献多采用基于线性系统理论的PI控制，难以有效应对运行过程中的扰动、负载突变等暂态情况。

因此，本文提出基于模块化多电平DC/DC变流器的反步法控制策略。基于非线性系统的逆推原理，建立了MMC拓扑在dq坐标系下的反步法控制模型，然后将其应

用到MMC的控制中<sup>[11]</sup>。最后在MATLAB/Simulink和RT-LAB中验证了反步法控制相对于传统PI控制在暂态性能方面的优势。

## 2 电路拓扑结构介绍

所使用的基于MMC的三相隔离型DC/DC变流器拓扑结构如图1所示。

中压直流配电的电压等级一般在1kV~35kV范围内<sup>[12-13]</sup>，交流部分的中频变压器频率一般在500Hz~1kHz<sup>[14]</sup>。原端MMC工作在逆变模式下，副端MMC工作在整流模式下。

将MMC半桥臂的级联子模块等效成交流电压源，将半桥臂的6个串联电抗器通过并联关系等效成交流侧的3个串联电抗器，则图1中的MMC拓扑结构可等效成图2所示的形式。

根据图2中的3个交流输出端的电压和网侧电压的关系列写MMC在dq坐标系下的数学模型：

$$\begin{cases} \frac{dU_{dc}}{dt} = \frac{3u_{sd}i_{sd}}{2CU_{dc}} - \frac{i_L}{C} \\ \frac{di_{sd}}{dt} = -\frac{R}{L}i_{sd} + \omega i_{sq} + \frac{1}{L}u_{sd} - \frac{1}{L}u_d \\ \frac{di_{sq}}{dt} = -\frac{R}{L}i_{sq} - \omega i_{sd} + \frac{1}{L}u_{sq} - \frac{1}{L}u_q \end{cases} \quad (1)$$

式中： $U_{dc}$ 为直流侧电压， $u_{sd}$ 、 $u_{sq}$ 、 $i_{sd}$ 和 $i_{sq}$ 分别为交流侧电压、电流的有功、无功分量。 $u_d$ 和 $u_q$ 为系统控制对变流

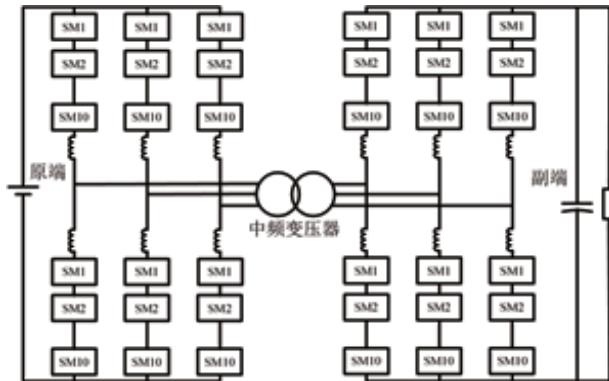


图 1 基于 MMC 的三相隔离型 DC/DC 变流器拓扑

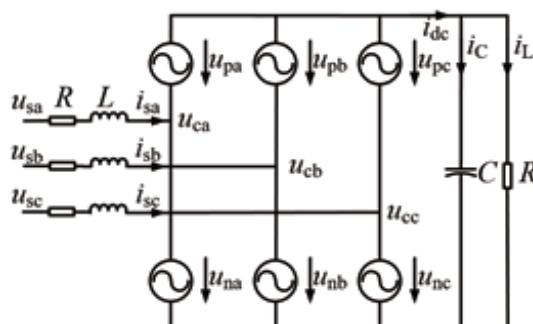


图 2 变流器等效拓扑

器的有功、无功控制量。

定义参数： $x_1 = U_{dc}$ ,  $x_2 = i_{sd}$ ,  $x_3 = i_{sq}$ ,  $\alpha_1 = \frac{3U_{sd}}{2C}$ ,  $\alpha_2 = \frac{i_L}{C}$ ,  $\alpha_3 = -\frac{R}{L}$ ,  $\alpha_4 = \frac{1}{L}$ 。将数学模型(1)转化为方便反步法推导的“下三角”形式。首先定义第一个状态变量  $y_1 = x_1$ ,  $y_2 = \dot{x}_1$ ,  $y_3 = x_3$ , 因此：

$$\begin{cases} \dot{y}_1 = y_2 \\ \dot{y}_2 = h_1(x) + v_1 \\ \dot{y}_3 = h_2(x) + v_2 \end{cases} \quad (2)$$

其中

$$h_1(x) = \frac{\alpha_1 \alpha_3}{x_1} x_2 + \frac{\alpha_1 \alpha_2}{x_1^2} x_2^2 - \frac{\alpha_1^2}{x_1^3} x_2^3 + \frac{\alpha_1 \omega}{x_1} x_3,$$

$$h_2(x) = \alpha_3 x_3 - \omega x_2, \quad v_1 = \frac{\alpha_1 \alpha_4 (u_{sd} - u_d)}{x_1},$$

$$v_2 = \alpha_4 u_{sq} - \alpha_4 u_q$$

### 3 MMC 非线性控制器设计

定义  $y_{1ref}$ ,  $y_{2ref}$ ,  $y_{3ref}$  分别为  $y_1$ ,  $y_2$ ,  $y_3$  的参考值, 对应的偏差量分别为  $z_1$ ,  $z_2$ ,  $z_3$ , 即：

$$\begin{cases} z_1 = y_{1ref} - y_1 \\ z_2 = y_{2ref} - y_2 \\ z_3 = y_{3ref} - y_3 \end{cases} \quad (3)$$

为了保证  $z_1 \rightarrow 0$  的渐进稳定性, 定义第一个状态方程的 Lyapunov 函数：

$$V_1 = \frac{1}{2} z_1^2 \quad (4)$$

根据 Lyapunov 渐进稳定性定理, 对  $V_1$  求导,

$$\dot{V}_1 = z_1 \dot{z}_1 = z_1 (\dot{y}_{1ref} + z_2 - y_{2ref}) \quad (5)$$

消去非线性量, 令

$$y_{2ref} = k_1 z_1 + \dot{y}_{1ref} \quad (6)$$

将式(6)代入式(5), 可得：

$$\dot{V}_1 = -k_1 z_1^2 + z_1 z_2 \quad (7)$$

当参数  $k_1 > 0$  时, 即可保证式(7)第一项  $k_1 z_1^2 \leq 0$ 。

为了保证  $z_1 \rightarrow 0$  和  $z_2 \rightarrow 0$  的渐进稳定性, 定义 Lyapunov 函数。

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2} z_2^2 \quad (8)$$

对  $V_2$  求导得：

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= \dot{V}_1 + z_2 \dot{z}_2 \\ &= -k_1 z_1^2 + z_1 z_2 + z_2 \left( \frac{\partial y_{2ref}}{\partial z_1} \dot{z}_1 - h_1(x) - v_1 \right) \end{aligned} \quad (9)$$

令

$$v_1 = \frac{\partial y_{2ref}}{\partial z_1} \dot{z}_1 - h_1(x) + z_1 + k_2 z_2 \quad (10)$$

将式(10)代入式(9)可得：

$$\dot{V}_2 = -k_1 z_1^2 - k_2 z_2^2 \quad (11)$$

当参数  $k_1 > 0$ ,  $k_2 > 0$  时, 根据 Lyapunov 渐进稳定性定理,  $\dot{V}_2 < 0$  保证了  $z_1 \rightarrow 0$  和  $z_2 \rightarrow 0$  的渐进稳定性。

为了保证  $z_3 \rightarrow 0$  的渐进稳定性, 定义 Lyapunov 函数:

$$V_3 = \frac{1}{2} z_3^2 \quad (12)$$

对  $V_3$  求导得：

$$\dot{V}_3 = z_3 \dot{z}_3 = z_3 (\dot{y}_{3ref} - h_2(x) - v_2) \quad (13)$$

令  $v_2$  为：

$$v_2 = \dot{y}_{3ref} - h_2(x) + k_3 z_3 \quad (14)$$

将式(14)代入式(13)可得：

$$\dot{V}_3 = -k_3 z_3^2 \quad (15)$$

当参数  $k_3 > 0$  时, 根据 Lyapunov 渐进稳定性定理,  $\dot{V}_3 < 0$  保证了  $z_3 \rightarrow 0$  的渐进稳定性。

因此, 根据  $v_1$ 、 $v_2$  的值即可得到有功、无功控制量的输出表达式:

$$\begin{cases} u_d = u_{sd} - \frac{x_1 v_1}{a_1 a_4} \\ u_q = u_{sq} - \frac{v_2}{a_4} \end{cases} \quad (16)$$

#### 4 仿真验证

在 MATLAB/Simulink 中搭建图 1 所示拓扑的仿真模型, 其控制结构如图 3 所示。两侧变流器分别有独立的系统控制, 原端 MMC 使用单闭环定交流电压有效值控制, 副端 MMC 使用传统 PI 控制或反步法控制。中频变压器连接两个 MMC 的交流侧实现隔离和变压。原端直流侧接直流电源, 副端直流侧接电阻负载。

副端 MMC 的控制结构如图 4 所示。检测到的网侧

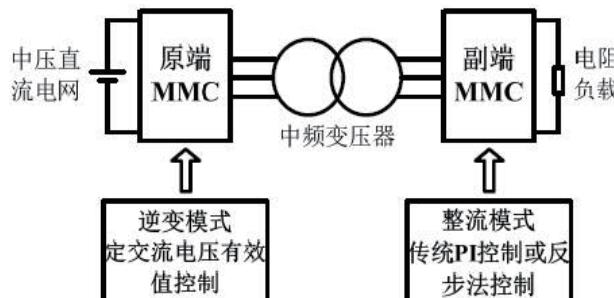


图 3 基于 MMC 的 DC/DC 变流器控制结构

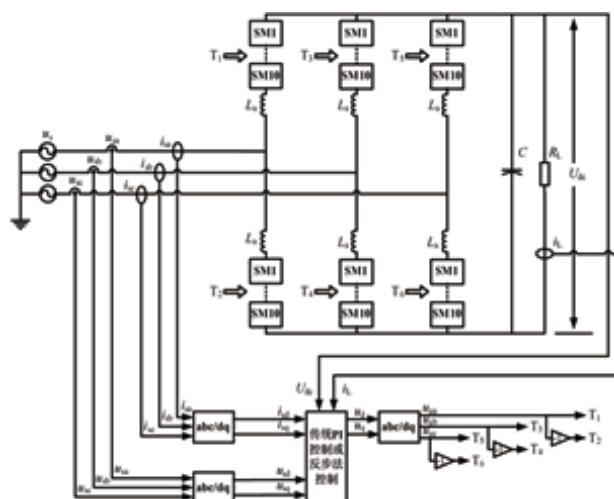


图 4 MMC 系统控制结构

电压、电流经过基频为 500Hz 的 abc/dq 变换得到对应的有功分量和无功分量。变换得来的有功、无功分量将用于系统控制中内环有功、无功电流的解耦控制。系统控制输出的有功、无功控制量经过 dq/abc 变换得到频率为 500Hz 的三相调制波。

在每个桥臂内部使用双级性载波移相调制和结合载波移相调制的电容电压平衡控制。

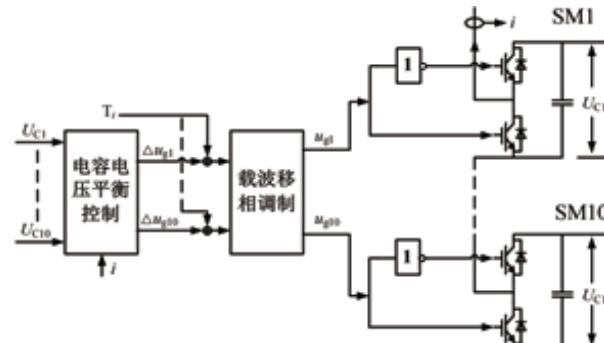


图 5 级联子模块的调制和电容电压平衡控制

原端和副端的 MMC 桥臂子模块定义相同的数据, 具体参数如表 1 所示。系统的控制参数如表 2 所示。

表 1 DC/DC 变流器系统参数

参数	数值
桥臂子模块数	10
原端直流侧输入电压	5kV
副端直流侧输出电压	20kV
原端交流侧线电压	2.5kV
副端交流侧线电压	10kV
系统容量	1MVA
原端 MMC 桥臂电抗器	4mH
副端 MMC 桥臂电抗器	12mH
原端 MMC 子模块电容	198μF
副端 MMC 子模块电容	124μF
副端直流侧稳压电容	372μF
中频变压器原副边变比	1:4

表 2 DC/DC 变流器控制参数

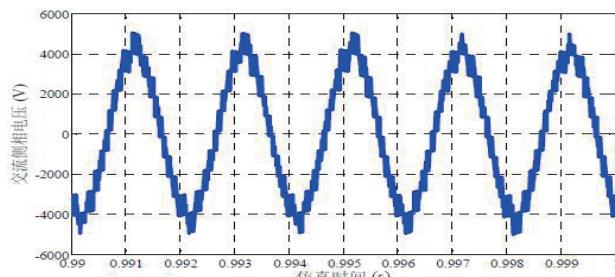
控制策略	数值
原端 PI 控制	$k_p=3, k_i=150$
副端传统 PI 控制	$k_{p1}=2.5, k_{i1}=10; k_{p2}=20, k_{i2}=50; k_{p3}=20, k_{i3}=50$
副端反步法控制	$k_1=12, k_2=20, k_3=20$

#### 4.1 基本功能验证

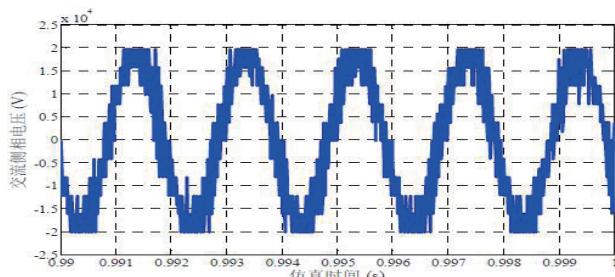
MMC 的交流侧相电压如图 6 所示。MMC 使用 N+1 电平的载波移相调制, 交流侧电压表现为 11 电平, 频率

500Hz。

系统稳定之后原端和副端的三相电流波形如图7所示。



(a) 原端相电压



(b) 副端相电压

图 6 MMC 交流侧相电压

原端和副端的交流电流都有较好的正弦度，原端相电流有效值 231A，副端相电流有效值 57A。

#### 4.2 负载突变时的暂态性能比较

在图8中，直流侧电阻负载在1s出突变为原来电阻值的2倍。突变后系统传输的有功功率从1MW变为0.5MW。传统PI控制下的有功功率调节时间为0.4s，而反步法控制仅需要0.2s。相比之下反步法控制的调节时间减少了50%。

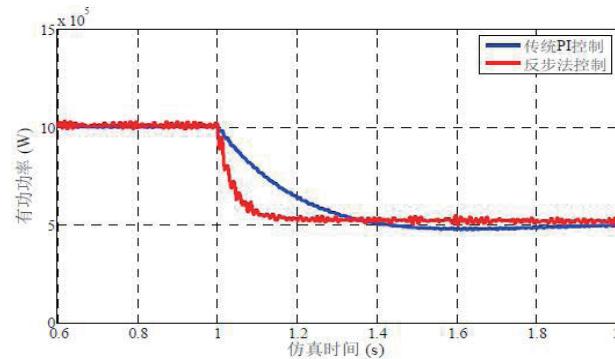


图 8 负载突变时有功功率

#### 4.3 副端直流侧电压参考值突变时的暂态性能比较

在图9中，副端MMC的直流侧电压参考值再1s是从20kV突变为19kV。传统PI控制的直流侧电压调节时间约为0.4s。反步法控制的调节时间仅为0.1s，比传统PI控制减少了75%。

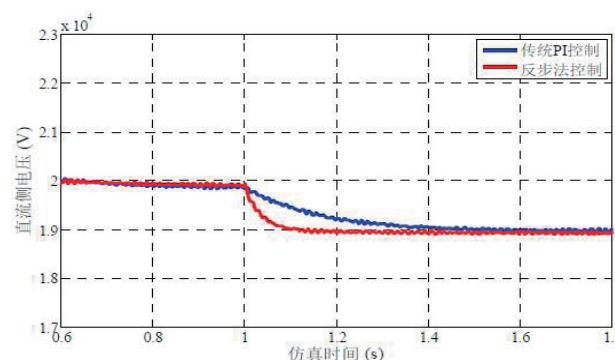
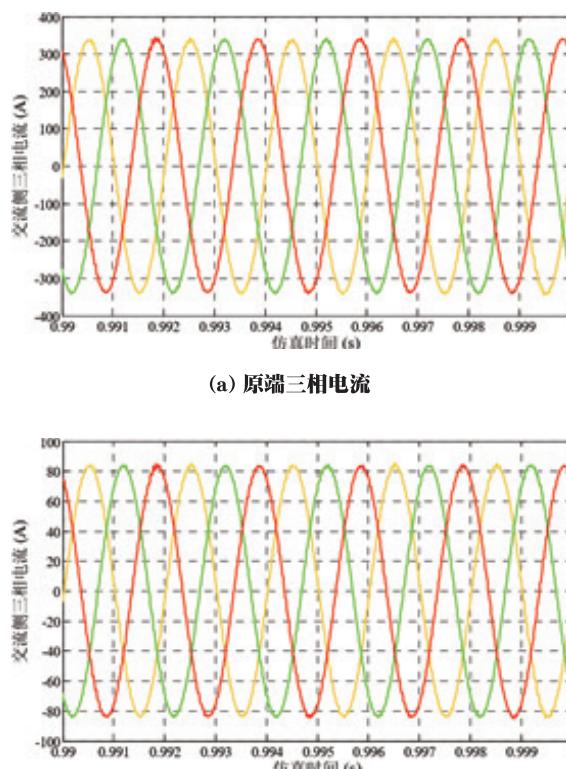


图 9 参考值突变时直流侧电压

#### 4.4 RT-LAB 验证

在RT-LAB半实物仿真平台中对所设计MMC中压配电系统进行验证，参数如表3、4所示。网侧工作频率50Hz。分别使用了传统PI控制和反步法控制，并比较各自的暂态性能。



(a) 原端三相电流

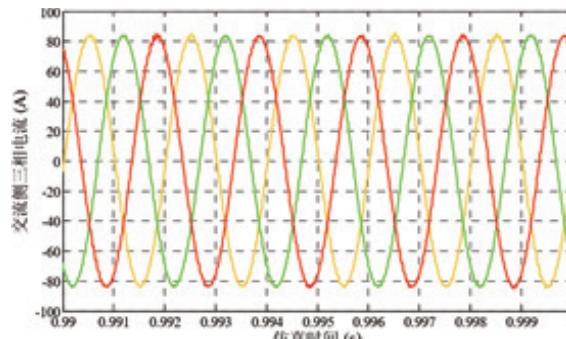


图 7 MMC 交流侧三相电流

表 3 DC/DC 变流器系统参数

参数	数值
网侧线电压	380V
直流侧输出电压	800V
系统容量	20kVA
桥臂电抗器	10mH
交流电抗器	1.9mH
子模块电容	4700μF
直流侧负载电阻	32Ω

表 4 DC/DC 变流器控制参数

控制策略	数值
传统 PI 控制	$k_{p1}=1, k_{i1}=10; k_{p2}=1,$ $k_{i2}=10; k_{p3}=1, k_{i3}=10$
反步法控制	$k_1=215, k_2=50, k_3=50$

如图 10 所示是网侧相电压和相电流。在系统稳定后，相电压和相电流基本同相位，交流侧功率因数为 1。

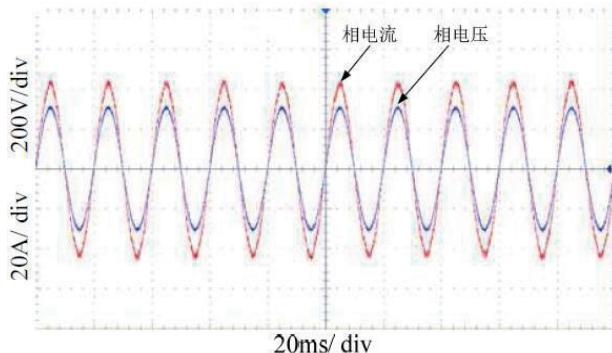
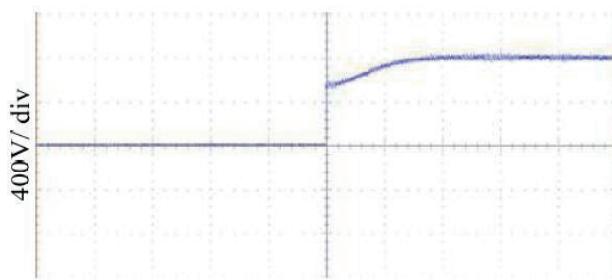
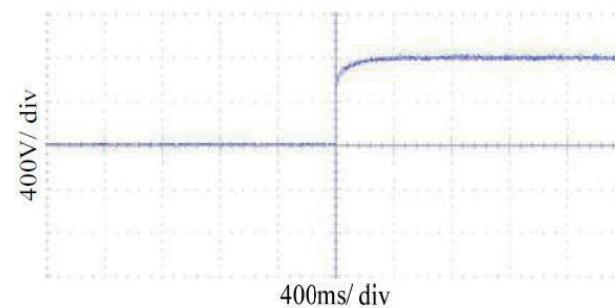


图 10 MMC 交流侧相电压相电流

MMC 分别使用传统 PI 控制和反步法控制时，系统上电之后的直流侧电压波形如图 11 所示。在传统 PI 控制下的 MMC 直流侧电压在上电之后的调节时间为 0.64s。反步法控制对应的调节时间为 0.32s，相比之下缩短了约 50%。



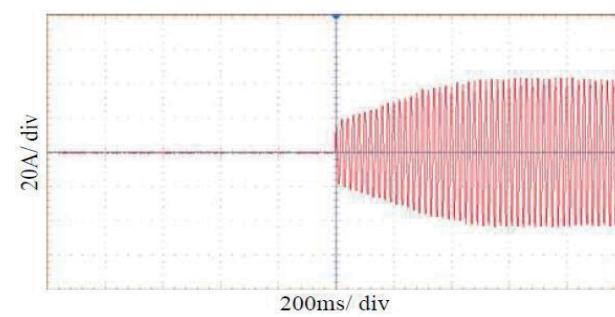
(a) 传统 PI 控制



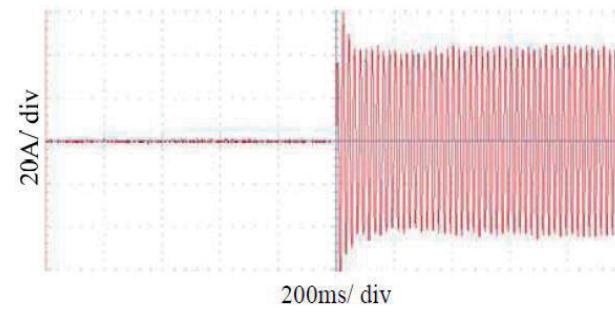
(b) 反步法控制

图 11 直流侧电压

图 12 为使用传统 PI 控制和反步法控制时的网侧相电流在上电之后的波形。在使用传统 PI 控制时，网侧相电流的调节时间为 0.4s。而反步法控制的调节时间为 0.16s，比传统 PI 控制减少了 60%。



(a) 传统 PI 控制



(b) 反步法控制

图 12 交流侧相电流

## 5 总结

本文设计了基于模块化多电平 DC/DC 变流器的非线性控制器。在 MATLAB/Simulink 和 RT-LAB 中验证了

下转 156 页