

# 不平衡电网电压下 MMC 滑模变结构控制策略

孙伟莎<sup>1</sup>, 程启明<sup>1</sup>, 程尹曼<sup>2</sup>, 谭冯忍<sup>1</sup>, 李 涛<sup>1</sup>, 陈 路<sup>1</sup>

(1. 上海电力大学电力与自动化工程学院, 上海 200090; 2. 国网上海市电力公司市北供电公司, 上海 200041)

**摘 要:** 根据滑模变结构控制的原理,设计不平衡电网电压下模块化多电平变流器(modular multilevel converter, MMC)的控制策略。首先,根据 MMC 的拓扑结构建立其稳态和不平衡电网电压下的数学模型;然后,在数学模型基础上提出一种滑模变结构控制策略,再依据不同的控制目标设定出各自的参考值;最后,在 Matlab/Simulink 平台上与 PI 控制的仿真对比和在硬件样机实验结果验证该控制策略的可行性和优越性。

**关键词:** 模块化多电平变流器; 高压直流输电; 不平衡电网电压; 滑模控制; PI 控制

**中图分类号:** TM77

**文献标志码:** A

## 0 引 言

使用模块化多电平变流器(modular multilevel converter, MMC)的高压直流输电系统,具有可靠性好、效率高等优点,但当交流侧电网电压发生不平衡时会严重影响电能质量,因此有必要研究电网电压不平衡下 MMC 的控制策略,从而提高电能质量。近年来,基于 MMC 的高压直流输电(high voltage direct current transmission, HVDC)系统,可以不依靠交流母线便可实现自关断,其输出电压的波形质量高,且具有模块化制造方便、故障处理能力强等优点,因而逐渐取代传统换流器<sup>[1]</sup>。当电网电压不平衡时,对于渗透率较高的分布式能源不再具有继续并网运行的能力<sup>[2-3]</sup>,并且电网电压不平衡也会严重影响电能质量。因此,对不平衡电网电压下的 MMC 控制策略的研究十分必要。文献[4-5]提出 MMC-HVDC 系统的直接功率控制策略,其控制思想是在两相静止坐标系下建立系统的数学模型,由平衡电网电压下 MMC-HVDC 特性进行功率补偿,但功率补偿的计算比较复杂;文献[6]验证了比例谐振控制器在 MMC-HVDC 交流侧发生电网电压跌落时能对电能质量起到一定改善作用,在此基础上文献[7]提出一种基于降阶矢量谐振器的 MMC-HVDC 直接功率控制策略,它使用 PI 来控制瞬时功率中的直流分量,降阶矢量谐振用于消除 2 倍频正序波动分量,实现了有功、无功的直

接控制,但控制策略复杂,控制参数过多;文献[8-9]分别提出无源控制方法、改进的无锁相环控制等方法,但都未考虑环流控制器对直流侧电压波动抑制的问题;文献[10]提出一种基于 MMC 离散模型的内环控制,但其建立离散模型过程较为繁琐;文献[11-12]使用电流控制的方法,但理论还不太成熟;文献[13-16]针对普通的并网变流器,提出了在电网电压不平衡的条件下滑模控制方法,验证了滑模控制的鲁棒性强,易于实现、响应速度快等优点。

考虑到滑模控制有诸多优点,本文针对 MMC 这一特定的变流器,提出一种基于直接功率控制的滑模变结构控制策略。首先,在两相静止坐标系下,建立 MMC 的有功和无功功率模型;然后,在电网电压不平衡条件下,根据运行要求设定出 2 个不同的控制目标:交流侧电流为三相对称正弦波、有功功率和无功功率恒定不变(即无二次谐波波动);最后,通过 Matlab/Simulink 软件仿真和硬件平台实验验证该方法的可行性以及响应快、鲁棒性强的优越性。

## 1 MMC 数学模型的建立

图 1 为 MMC 的拓扑结构。MMC 由上、下共 6 个桥臂构成,各桥臂均由结构相同的子模块(sub module, SM)组成,而 SM 由 1 个并联的电容和 2 个带反并联二极管的 IGBT 半桥和组成。

收稿日期: 2018-03-30

基金项目: 国家自然科学基金(61573239); 上海市电站自动化技术重点实验室基金(13DZ2273800)

通信作者: 程启明(1965—), 男, 博士、教授, 主要从事新能源发电控制、电力电子控制等方面的研究。chengqiming@sina.com

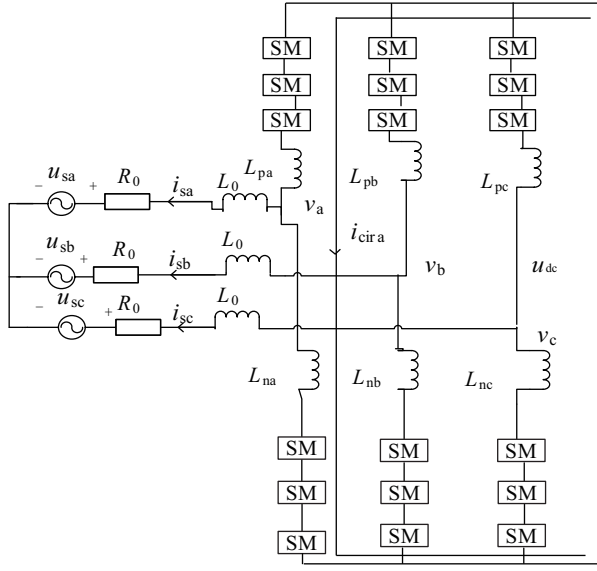


图1 MMC拓扑结构图

Fig. 1 MMC topology

根据 Kirchhoff 定律,由图 1 可得 MMC 交流侧、直流侧的数学方程分别为:

$$\begin{cases} u_{s,a} = v_a - L_0 \frac{di_{s,a}}{dt} - R_0 i_{s,a} \\ u_{s,b} = v_b - L_0 \frac{di_{s,b}}{dt} - R_0 i_{s,b} \\ u_{s,c} = v_c - L_0 \frac{di_{s,c}}{dt} - R_0 i_{s,c} \end{cases} \quad (1)$$

$$u_{dc} = u_{jp} + u_{jn} + 2L_j \frac{di_{cirj}}{dt} \quad (2)$$

式中,  $u_{s,a}$ 、 $u_{s,b}$ 、 $u_{s,c}$ ——交流侧三相 abc 输出电压;  $v_a$ 、 $v_b$ 、 $v_c$ ——变流器侧的三相 abc 电压;  $R_0$ 、 $L_0$ ——交流侧阻抗、感抗;  $i_{s,a}$ 、 $i_{s,b}$ 、 $i_{s,c}$ ——交流侧三相 abc 电流;  $u_{jp}$ 、 $u_{jn}$ —— $j$  相上、下臂的电压;  $i_{cirj}$ —— $j$  相间环流(图 1 仅画出了 a 相环流);  $L_j$ —— $j$  相桥臂的电感;  $u_{dc}$ ——直流侧的电压。

由式(1)、式(2)可知上、下桥臂电压分别为:

$$\begin{cases} u_{jp} = u_{dc}/2 - v_j - u_{cirj} \\ u_{jn} = u_{dc}/2 + v_j - u_{cirj} \end{cases} \quad (3)$$

式中,  $u_{jp}$ 、 $u_{jn}$ ——上桥臂、下桥臂电压;  $u_{cirj}$ ——第  $j$  相单桥臂上环流引起的电压降。

当电网电压不平衡时,由于电网与 MMC 之间存在 Y/D 变压器,不存在零序分量,因此交流侧的输出电压和输出电流可分解为:

$$\begin{cases} u_{sj} = U^+ \cos(\omega_1 t + \theta^+ + \gamma) + U^- \cos(-\omega_1 t + \theta^- + \gamma) \\ i_{sj} = I^+ \cos(\omega_1 t + \varphi^+ + \gamma) + I^- \cos(-\omega_1 t + \varphi^- + \gamma) \end{cases} \quad (4)$$

式中,  $U^+$ 、 $U^-$ 、 $I^+$ 、 $I^-$ ——正、负序电压、电流的幅度

值;  $\omega_1$ ——交流侧电网的角频率;  $\varphi^+$ 、 $\varphi^-$  和  $\theta^+$ 、 $\theta^-$ ——正、负序电流和电压的初相值;  $\gamma$ ——相角差值。

式(1)由 abc 坐标系变换到  $\alpha\beta$  两相坐标系下,可得:

$$\begin{cases} u_{s\alpha} = v_\alpha - R_0 i_{s\alpha} - L_0 \frac{di_{s\alpha}}{dt} \\ u_{s\beta} = v_\beta - R_0 i_{s\beta} - L_0 \frac{di_{s\beta}}{dt} \end{cases} \quad (5)$$

式中,  $u_{s\alpha}$ 、 $u_{s\beta}$ ——三相电压转换到两相静止坐标系下的  $\alpha$ 、 $\beta$  轴分量;  $v_\alpha$ 、 $v_\beta$ ——换流器侧三相交流电压转换到  $\alpha$ 、 $\beta$  轴分量;  $i_{s\alpha}$ 、 $i_{s\beta}$ ——交流侧的三相电流转换到  $\alpha$ 、 $\beta$  轴分量。

同样地,将式(4)中的 MMC 的网侧电压和电流变换到  $\alpha\beta$  两相静止坐标下,可得:

$$\begin{cases} u_{s\alpha\beta} = u_{s\alpha}^+ + u_{s\alpha}^- \\ i_{s\alpha\beta} = i_{s\alpha}^+ + i_{s\alpha}^- \end{cases} \quad (6)$$

式中,  $u_{s\alpha}^+$ 、 $u_{s\alpha}^-$ —— $u_{sj}$  在  $\alpha\beta$  两相静止坐标系下正序、负序分量;  $i_{s\alpha}^+$ 、 $i_{s\alpha}^-$ —— $i_{sj}$  在  $\alpha\beta$  两相静止坐标系下正序、负序分量。

由瞬时功率理论知识可知,MMC 交流侧瞬时功率能表达为:

$$\begin{cases} P = 1.5(u_{s\alpha} i_{s\alpha} + u_{s\beta} i_{s\beta}) \\ Q = 1.5(u_{s\beta} i_{s\alpha} - u_{s\alpha} i_{s\beta}) \end{cases} \quad (7)$$

式中,  $P$ 、 $Q$ ——有功功率、无功功率。

## 2 电网电压不平衡下 MMC 的滑模控制策略

### 2.1 滑模控制策略

滑模控制属于变结构控制类型。相比于其他非线性控制,更易于实现,且具有灵活性高、稳定性强和鲁棒性好等特点。根据式(7),对网侧有功功率、无功功率分别进行求导,可得:

$$\begin{cases} \frac{dP}{dt} = \frac{3}{2} \left( \frac{du_{s\alpha}}{dt} i_{s\alpha} + \frac{du_{s\beta}}{dt} i_{s\alpha} + \frac{du_{s\alpha}}{dt} i_{s\beta} + \frac{du_{s\beta}}{dt} i_{s\beta} \right) \\ \frac{dQ}{dt} = \frac{3}{2} \left( \frac{du_{s\alpha}}{dt} i_{s\beta} - \frac{du_{s\beta}}{dt} i_{s\alpha} + \frac{du_{s\alpha}}{dt} i_{s\beta} - \frac{du_{s\beta}}{dt} i_{s\alpha} \right) \end{cases} \quad (8)$$

由式(5)可得静止坐标系下电流的导数为:

$$\begin{cases} \frac{di_{s\alpha}}{dt} = \frac{1}{L_0} (v_\alpha - R_0 i_{s\alpha} - u_{s\alpha}) \\ \frac{di_{s\beta}}{dt} = \frac{1}{L_0} (v_\beta - R_0 i_{s\beta} - u_{s\beta}) \end{cases} \quad (9)$$

将式(9)代入式(8)可得有功功率和无功功率为:

$$\begin{cases} \frac{dP}{dt} = \frac{3}{2L_0}(u_{s\alpha}v_{\alpha} + u_{s\beta}v_{\beta}) - \frac{3}{2L_0}u_s^2 + \\ \frac{3}{2}\left(i_{s\alpha}\frac{du_{s\alpha}}{dt} + i_{s\beta}\frac{du_{s\beta}}{dt}\right) - \frac{R_0}{L_0}P \\ \frac{dQ}{dt} = \frac{3}{2L_0}(u_{s\beta}v_{\alpha} - u_{s\alpha}v_{\beta}) + \\ \frac{3}{2}\left(i_{s\alpha}\frac{du_{s\beta}}{dt} - i_{s\beta}\frac{du_{s\alpha}}{dt}\right) - \frac{R_0}{L_0}Q \end{cases} \quad (10)$$

由式(6)可知,在不平衡的电网电压下, $\alpha\beta$ 坐标系下电压可表为正序与负序2个分量相加,也即:

$$\begin{cases} u_{s\alpha}^+ = U_s^+ \cos(\omega_1 t + \theta^+) \\ u_{s\beta}^+ = U_s^+ \sin(\omega_1 t + \theta^+) \\ u_{s\alpha}^- = U_s^- \cos(\omega_1 t + \theta^-) \\ u_{s\beta}^- = -U_s^- \sin(\omega_1 t + \theta^-) \end{cases} \quad (11)$$

式中,  $U_s^+$ 、 $U_s^-$ ——正序、负序两相旋转坐标系下电压的幅值。

对式(11)求导可得:

$$\begin{cases} \frac{du_{s\alpha}^+}{dt} = -\omega_1 U_s^+ \sin(\omega_1 t + \theta^+) = -\omega_1 u_{s\beta}^+ \\ \frac{du_{s\beta}^+}{dt} = \omega_1 U_s^+ \cos(\omega_1 t + \theta^+) = \omega_1 u_{s\alpha}^+ \\ \frac{du_{s\alpha}^-}{dt} = -\omega_1 U_s^- \sin(\omega_1 t + \theta^-) = \omega_1 u_{s\beta}^- \\ \frac{du_{s\beta}^-}{dt} = -\omega_1 U_s^- \cos(\omega_1 t + \theta^-) = -\omega_1 u_{s\alpha}^- \end{cases} \quad (12)$$

进一步可得:

$$\frac{du_{s\alpha\beta}}{dt} = \begin{bmatrix} -\omega_1 u_{s\beta} \\ \omega_1 u_{s\alpha} \end{bmatrix} \quad (13)$$

根据上述分析,式(10)可写为:

$$dx/dt = Ax + Bu + F \quad (14)$$

式中,

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_0}{L_0} & -\omega_1 \\ \omega_1 & -\frac{R_0}{L_0} \end{bmatrix}; \quad B = \begin{bmatrix} \frac{3u_{s\alpha}}{2L_0} & \frac{3u_{s\beta}}{2L_0} \\ \frac{3u_{s\beta}}{2L_0} & -\frac{3u_{s\alpha}}{2L_0} \end{bmatrix}; \quad x = \begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix};$$

$$F = \begin{bmatrix} -\frac{1.5u_s^2}{L_0} \\ 0 \end{bmatrix}.$$

根据滑模理论,选择有功偏差和无功偏差为零作为滑模面,也即:

$$\begin{cases} S_P(S) = P_{ref} - P = \frac{dP}{dt} = 0 \\ S_Q(S) = Q_{ref} - Q = \frac{dQ}{dt} = 0 \end{cases} \quad (15)$$

将式(10)代入式(15),可得:

$$dS/dt = -Ax - Bu - F \quad (16)$$

滑模控制在滑模面切换时会出现抖动现象,为此采用饱和函数取代符号函数来消除抖动,且采用指数趋近律,从而交流侧输出电压的参考值可得到为:

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha} \\ v_{\beta} \end{bmatrix} = -B^{-1} \begin{bmatrix} A_1 X_1 + F_1 + K_{11} S_P + K_{12} sat(S_P) \\ A_2 X_2 + F_2 + K_{21} S_Q + K_{22} sat(S_Q) \end{bmatrix} \quad (17)$$

式中,  $K_{11}$ 、 $K_{12}$ 、 $K_{21}$ 、 $K_{22}$ ——调节系数;  $sat(S_P)$ 、 $sat(S_Q)$ —— $S_P$ 、 $S_Q$ 的饱和函数。

饱和函数定义为:

$$sat(S_i) = \begin{cases} 1, & S \geq \Delta_i \\ S_i/\Delta_i, & |S| \leq \Delta_i \\ -1, & S \leq -\Delta_i \end{cases} \quad (18)$$

式中,  $\Delta_i$ ——边界层,下标  $i = P, Q$ 。

## 2.2 滑模控制的收敛性和稳定性判断

根据李雅普诺夫(Lyapunov)稳定性判据,下面来证明本文提出的控制方法的稳定性和收敛性。

首先 Lyapunov 函数可构造为:

$$V = SS^T = S_P^2 + S_Q^2 \quad (19)$$

由式(19)可知,  $V \geq 0$  恒成立:

$$\frac{dSS^T}{dt} = -2[K_{11}S_P + K_{12}sat(S_P) + K_{21}S_Q + K_{22}sat(S_Q)] \quad (20)$$

由式(20)可知,  $dV/dt < 0$ , 即 Lyapunov 函数  $V$  随时间  $t$  的增加而减小,直至收敛为零,此时滑模系统收敛到切换面。根据初值  $S_{P_0}$ 、 $S_{Q_0}$  收敛于滑模面的时间可得:

$$\begin{cases} T_P = [\ln(S_{P_0} + K_{12}/K_{11}) - \ln K_{12}/K_{11}]/K_{11} \\ T_Q = [\ln(S_{Q_0} + K_{22}/K_{21}) - \ln K_{22}/K_{21}]/K_{21} \end{cases} \quad (21)$$

由式(21)可知,在一定时间内滑模系统能收敛到滑动面上,另外,采用增大  $K_{12}$ 、 $K_{22}$  或者减小  $K_{11}$ 、 $K_{21}$  能加快收敛速度。

## 3 MMC控制系统的控制策略分析

### 3.1 MMC的调制方式

本文采用的 MMC 调制方式是载波移相调制,其工作原理是把  $N$  个频率、幅值相同、相位角依次错开  $2\pi/N$  的三角波作为调制波,与相同的正弦调制波进行比较,这样获取  $N$  组 PWM 调制波信号来驱动  $N$  个子模块。该方法可在较低的开关频率下实现较高等效开关频率的效果,具有良好的谐波特性。

### 3.2 基频正序分量的提取

在计算有功、无功功率的参考量时,需要提取出电压的正序分量。本文采用 1/4 延时消除法来提取电压的正序分量,它将电网电压延时  $T/4$  ( $T$  为基波周期),这样可得关系式为:

$$\begin{cases} u_{s\alpha}^{+'} = U_s^+ \cos(\omega_1 t + \theta^+ - \pi/2) = u_{s\beta}^+ \\ u_{s\beta}^{+'} = U_s^+ \sin(\omega_1 t + \theta^+ - \pi/2) = -u_{s\alpha}^+ \\ u_{s\alpha}^{-'} = U_s^- \cos(\omega_1 t + \theta^- - \pi/2) = -u_{s\beta}^- \\ u_{s\beta}^{-'} = -U_s^- \sin(\omega_1 t + \theta^- - \pi/2) = -u_{s\alpha}^- \end{cases} \quad (22)$$

式中,  $u_{s\alpha}^{+'}$ 、 $u_{s\beta}^{+'}$ 、 $u_{s\alpha}^{-'}$ 、 $u_{s\beta}^{-'}$ ——电网基频电压的正、负序分量在  $\alpha\beta$  两相静止坐标系中的分量延时  $T/4$  后的

结果。

因此,通过基频电压的正负序分量延时  $T/4$ ,可得基频电压的正序分量为:

$$\begin{cases} u_{s\alpha}^+ = (u_{s\alpha} - u'_{s\beta})/2 \\ u_{s\beta}^+ = (u_{s\beta} + u'_{s\alpha})/2 \end{cases} \quad (23)$$

### 3.3 直流侧电压(电流)2倍频抑制

当电网电压不平衡时,可通过 MMC 桥臂上的环流控制来抑制直流侧电压(电流)的 2 倍频波动。环流成分可表示为:

$$\begin{cases} i_{cir,a} = i_{d,a} + I_{cir20} \cos(2\omega_1 t + \varphi_{cir2+}) + I_{cir2+} \cos(2\omega_1 t + \varphi_{cir2-}) + \\ I_{cir2-} \cos(2\omega_1 t + \varphi_{cir20}) \\ i_{cir,b} = i_{d,b} + I_{cir20} \cos(2\omega_1 t + \varphi_{cir2+}) + I_{cir2+} \cos(2\omega_1 t + \\ \varphi_{cir2-} - 120^\circ) + I_{cir2-} \cos(2\omega_1 t + \varphi_{cir20} + 120^\circ) \\ i_{cir,c} = i_{d,c} + I_{cir20} \cos(2\omega_1 t + \varphi_{cir2+}) + I_{cir2+} \cos(2\omega_1 t + \\ \varphi_{cir2-} + 120^\circ) + I_{cir2-} \cos(2\omega_1 t + \varphi_{cir20} - 120^\circ) \end{cases} \quad (24)$$

式中,  $i_{d,a}$ 、 $i_{d,b}$ 、 $i_{d,c}$  ——三相环流的直流分量;  $I_{cir2+}$ 、 $I_{cir2-}$  和  $I_{cir20}$  ——环流的 2 倍频正、负和零序电流的幅度。

由式(24)可知,环流成分由电流的直流量和 2 倍频

分量组成。因此,本文采用的方法是先用低通滤波器把低频波滤出后,再对剩下的 2 倍频信号采用 PR 控制,进而可抑制直流侧电压(电流)的 2 倍频,保持直流侧电压(电流)稳定。

### 3.4 MMC 的控制系统结构

图 2 为 MMC 的控制系统结构框图。由图 2 可见,首先由交流侧测得三相电压、电流信号  $u_{abc}$ 、 $i_{abc}$ ,接着把测量出的三相信号通过 3s/2s 变换到两相静止坐标系下得到  $u_{\alpha\beta}$ 、 $i_{\alpha\beta}$ ,并计算出有功/无功瞬时值  $P$ 、 $Q$ 。由于有功、无功功率参考值的计算需要电压基波正序分量,所以电压信号在经过 3s/2s 变换后,还要提取其正序信号  $u_{\alpha\beta}^+$ 、 $u_{\beta\alpha}^+$ 。根据在电网电压不平衡条件下 MMC 的 2 个不同控制目标的运行要求和人为给定的有功功率和无功功率值  $P_{com}$ 、 $Q_{com}$ ,计算有功/无功功率的参考值  $P_{ref}$ 、 $Q_{ref}$ 。下步将有功/无功功率的参考值与瞬时值作差后,进入滑模控制设计的环节,再由式(3)加入环流抑制环节,进行移相载波调制,从而产生控制信号,用于 MMC 上、下 6 个桥臂的控制。

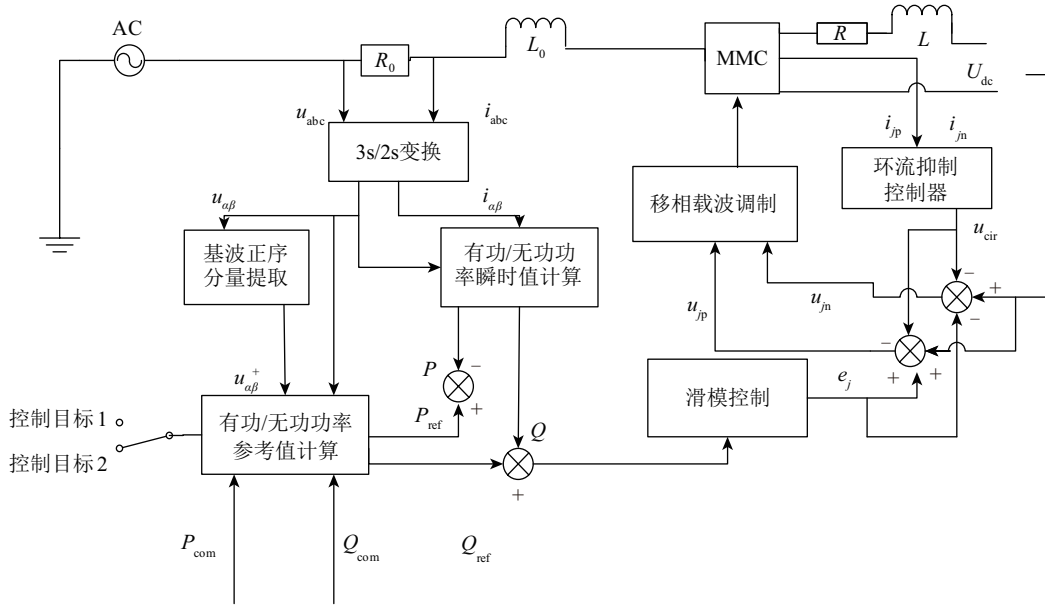


图2 MMC控制系统的总体结构框图

Fig. 2 Overall block diagram of MMC control system

## 4 软件实验分析

本文通过 Matlab/Simulink 仿真软件,搭建出 MMC 控制系统仿真模型,以便验证本文所提的电网电压不平衡下 MMC 滑模控制方法的正确性,还将滑模控制与常规的 PI 控制作仿真比较来说明本文方法的优

势。系统仿真参数见表 1。仿真实验条件为交流侧 a 相电压由 7.0 kV 跌至 6.3 kV,而 b、c 两相电压保持在原 7.0 kV 平衡状态值。

下文分别讨论交流侧的有功/无功无脉动、交流侧电流为正弦 2 个控制目标情况。

表 1 仿真实验参数

Table 1 Simulation experimental parameters

参数	数值	参数	数值
有功功率/kW	500	系统电感/mH	10
无功功率/var	0	系统阻抗/ $\Omega$	10
系统电压(相间)/kV	7	单桥臂子模块数量/个	10
直流电压/kV	1.8	桥臂电感/mH	10

1) 控制目标 1——交流侧电流为三相正弦对称

交流侧电流为三相正弦对称的交流电,也即交流电流的给定值无负序分量,即  $i_{sa}^* = 0$ 、 $i_{sb}^* = 0$ ,由式(7)可得:

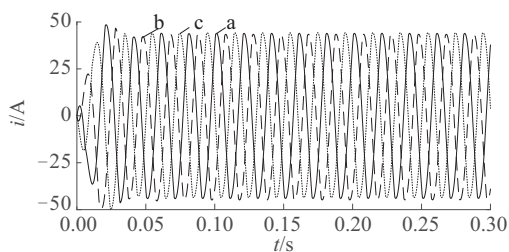
$$\begin{cases} i_{sa}^{**} = 2(u_{sb}^* Q_{com} - u_{sa}^* P_{com}) / [3(u_{sa}^{*2} + u_{sb}^{*2})] \\ i_{sb}^{**} = 2(u_{sb}^* P_{com} - u_{sa}^* Q_{com}) / [3(u_{sa}^{*2} + u_{sb}^{*2})] \end{cases} \quad (25)$$

式中,  $i_{sa}^*$ 、 $i_{sb}^*$ ——给定电流在正序坐标系中  $\alpha$ 、 $\beta$  轴分量;  $Q_{com}$ 、 $P_{com}$ ——给定的无功功率、有功功率。

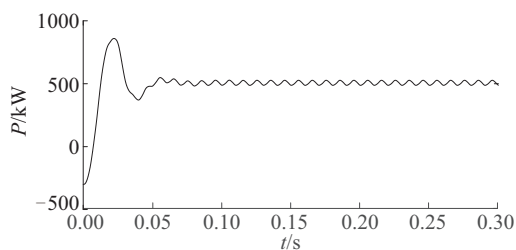
再根据式(7)可得在该控制目标下的有功、无功的参考值为:

$$\begin{cases} P_{ref} = 3/2(u_{sa} i_{sa}^{**} + u_{sb} i_{sb}^{**}) \\ Q_{ref} = 3/2(u_{sb} i_{sa}^{**} - u_{sa} i_{sb}^{**}) \end{cases} \quad (26)$$

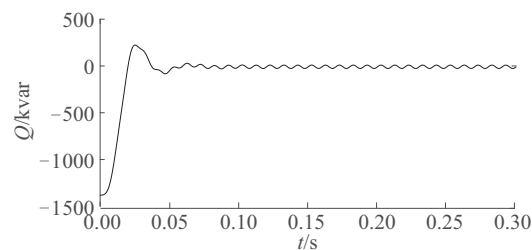
图 3、图 4 分别为在控制目标 1 下采用常规的 PI 控制、本文的滑模控制的仿真曲线。由图 3a、图 4a 可见,采用常规的 PI 控制和本文设计的滑模控制均可达到消除网侧电流的负序分量,使得交流侧交流保持为三相对称正弦交流电的效果,并且 PI 控制或者滑模控制均可在较短时间内达到稳态值,但相比于 PI 控制,本设计的方法电流谐波含量更低,电能质量更高、系统的鲁棒性也更强。从有功/无功波形可见,在控制目标 1 下



a. 交流侧电流波形



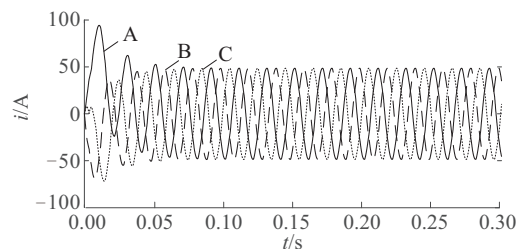
b. 交流侧有功功率波形



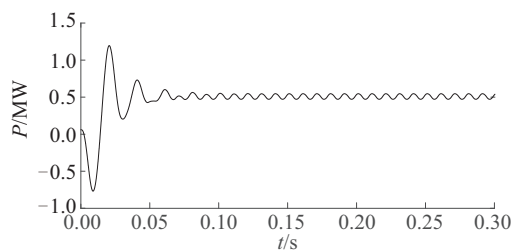
c. 交流侧无功功率波形

图 3 控制目标 1 下 PI 控制的仿真曲线

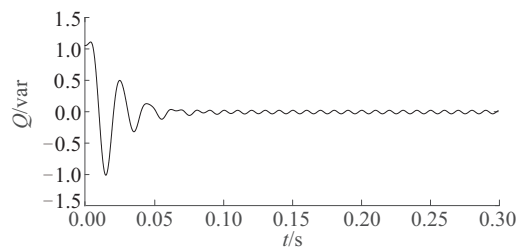
Fig. 3 Simulation curves of PI control under control target 1



a. 交流侧电流波形



b. 交流侧有功功率波形



c. 交流侧无功功率波形

图 4 控制目标 1 下滑模控制的仿真曲线

Fig. 4 Simulation curves of sliding mode control under control target 1

PI 控制、滑模控制 2 种方法对功率的波动均无抑制作用,都会出现波动。

2) 控制目标 2——有功/无功无脉动

有功功率、无功功率没有脉动,也就是消除有功功率、无功功率的 2 倍频、波动分量被消除。此时得到有功/无功功率的参考量为  $P_{ref} = P_{com}$ 、 $Q_{ref} = Q_{com}$ 。图 5、图 6 分别为在控制目标 2 下采用常规的 PI 控制、本文滑模控制的仿真曲线。

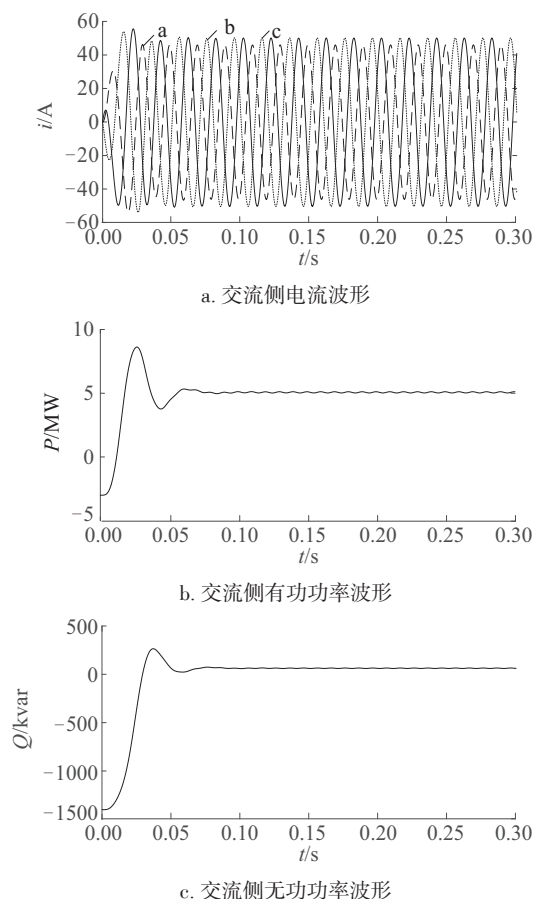


图5 控制目标2下PI控制的仿真曲线

Fig. 5 Simulation curves of PI control under control target 2

由图 5b、图 5c 和图 6b、图 6c 可见,采用常规的 PI 控制和本文的滑模控制都对功率波动起到抑制作用,保证功率维持稳定。但就抑制效果来说,采用常规的 PI 控制对功率波动的抑制效果不太理想,仍会出现小幅波

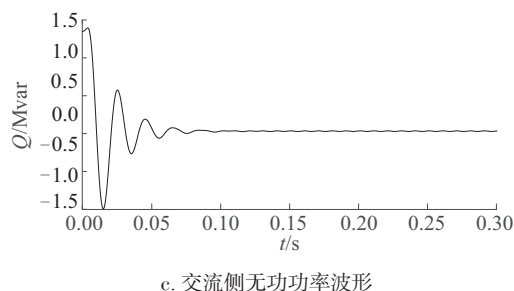
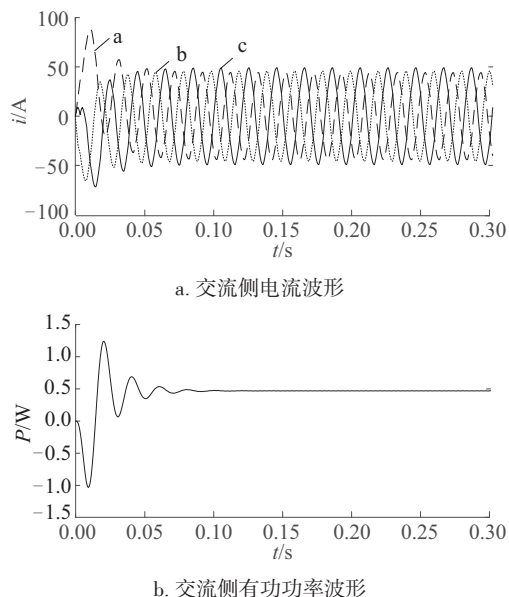


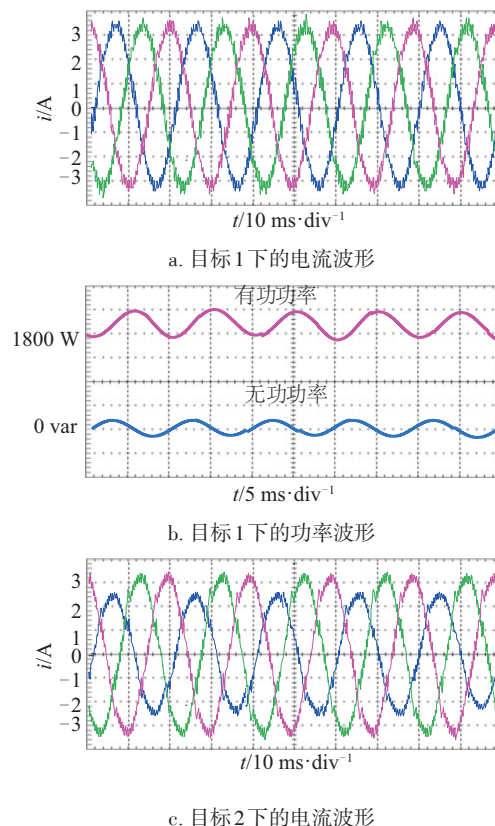
图6 控制目标2下滑模控制的仿真曲线

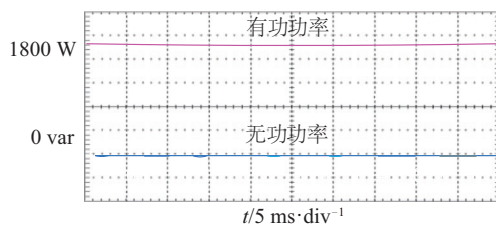
Fig. 6 Simulation curves of sliding mode control under control target 2

动,而采用本文的滑模控制则可完全抑制功率的 2 次波动。因此,采用本文的滑模控制时,交流侧有功/无功功率稳定性更好。但由图 5a 和图 6a 可见,在对控制目标 2 实现时,2 种方法都会使交流侧电流出现负序电流,这使得交流侧电流不再三相对称。

## 5 硬件样机实验

为进一步证明本文所提出的不平衡电网电压下滑模控制的有效性和优越性,搭建带有 10 个子模块的 MMC 变流器硬件实验平台,并进行实验试验。在 2 种控制目标下采用本文的控制方法进行实验试验,通过示波器可观察到电流、功率的波形图,如图 7 所示。





d. 目标2下的功率波形

图7 示波器显示图形

Fig. 7 Oscilloscope display graphics

由图7可见,在控制目标1下,可实现直流侧三相交流电流无负序电流,但有功功率和无功功率会发生波动;在控制目标2下,功率会保持稳定,但电流会发生波动。因此,硬件平台实验结果也验证了本文滑模控制的有效性。

## 6 结 论

针对不平衡电网电压下 MMC 运行问题,根据其数学模型提出一种滑模变结构控制方法,并通过理论推导和软硬件实验,得到如下结论:

1)本文采用的滑模控制方法能够保证在电网电压不平衡下交流侧电流无负序量和有功功率和无功功率无脉动。

2)对于不平衡电网下 MMC 的运行问题,滑模控制相比于常规 PI 控制具有更好的快速性和稳定性,控制效果也更佳。

### [参考文献]

- [1] 孔明,汤广福,贺之源,等. 不对称交流电网下 MMC-HVDC 输电系统的控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(28): 41-49.  
KONG M, TANG G F, HE Z Y, et al. Control strategy of MMC-HVDC transmission system under asymmetric AC grid [J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(28): 41-49.
- [2] MEHRASA M, POURESMAEIL E, ZABIHI S, et al. Dynamic model, control and stability analysis of MMC in HVDC transmission systems [C]//2017 IEEE Manchester PowerTech, Manchester, United Kingdom, 2017, 1: 1-12.
- [3] SHI X, WANG Z, LIU B, et al. Characteristic investigation and control of a modular multilevel convertet-based HVDC system under single-line-to-ground fault condition [J]. IEEE transactions on power electronics, 2015, 30(1): 408-421.

- [4] 宋平岗,吴继珍,邹欢. 电网电压不平衡时模块化多电平换流器直接功率补偿控制策[J]. 高电压技术, 2016, 42(7): 2184-2192.  
SONG P G, WU J Z, ZOU H. Modular multilevel converter direct power compensation control strategy [J]. High voltage technology, 2016, 42(7): 2184-2192.
- [5] 梁营玉,杨奇逊,刘建政,等. 电网电压不平衡时 MMC-HVDC 的无差拍直接功率控制[J]. 电工技术学报, 2015, 30(15): 15-25.  
LIANG Y Y, YANG Q X, LIU J Z, et al. There is no direct power control of MMC-HVDC [J]. Transactions of China Electrotevhnical Society, 2015, 30(15): 15-25.
- [6] 张建坡,赵成勇,敬华兵. 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): 53-63.  
ZHANG J P, ZHAO C Y, JING H B. Simulation of proportional resonance controller in MMC-HVDC control [J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(21): 53-63.
- [7] 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): 7294-7302.  
LIANG Y Y. MMC-HVDC direct power control strategy based on reduced-order vector resonator under asymmetric grid voltage [J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(24): 7294-7302.
- [8] 李云丰,安婷,丁晓,等. 电网电压不平衡 MMC-HVDC 无锁相环控制策略[J]. 高电压技术, 2016, 42(1): 105-111.  
LI Y F, AN T, DING X, et al. Grid voltage unbalance MMC-HVDC there is no control strategy [J]. High voltage technology, 2016, 42(1): 105-111.
- [9] 蔡新红,赵成勇,庞辉,等. 基于 MMC 欧拉-拉格朗日模型的 HVDC 不对称故障控制[J]. 电力系统自动化, 2013, 37(17): 112-118.  
CAI X H, ZHAO C Y, PANG H, et al. Based on MMC Euler-lagrange model, the HVDC asymmetric fault control [J]. Power system automation, 2013, 37(17): 112-118.
- [10] ZAMA A, BENCHAI B, BACHA S, et al. High dynamics control for MMC based on exact discrete-time model with experimental validation [J]. IEEE transactions on power delivery, 2017, 99: 1-12.
- [11] RAMIREZ D, MARTINEZ-RODRIGO F, DE PABLO S, et al. Assessment of a non linear current control technique applied to MMC-HVDC during grid disturbances[J]. Renewable energy, 2017, 101(1): 945-963.

- [12] LI J K, KONSTANTINOU G, HARITH R, et al. Investigation of MMC-HVDC operating region by circulating current control under grid imbalances[J]. Electric power systems research, 2017, 152(1): 211-222.
- [13] MASSAOUDI Y, ELLEUCH D, MEHDI D, et al. Improved dynamic response of a non ideal DC-DC boost converter using an Integral Sliding Mode Controller[C]// 6th International Conference on Systems and Control (ICSC), Batna, Algeria, 2017.
- [14] BOULOUMA S, BELMILI H. RBF neural network sliding mode control of a PMSG based wind energy conversion system [C]//International Renewable and Sustainable Energy Conference (IRSEC), Marrakech, Morocco, 2016.
- [15] 全宇, 年珩. 不平衡及谐波电网下并网逆变器的谐振滑模控制技术[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(9): 1345-1352.
- QUAN Y, NIAN H. Resonance sliding mode control technology for grid - connected inverter under unbalanced and harmonic power grid[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(9): 1345-1352.
- [16] 熊平化, 孙丹, 邓伦杰. 广义谐波电网环境电压源型并网变流器滑模变结构直接功率控制策略[J]. 电网技术, 2016, 40(6): 1845-1850.
- XIONG P H, SUN D, DENG L J. Generalized harmonic power grid environment voltage source type grid-connected converter sliding mode variable structure direct power control strategy[J]. Power grid technology, 2016, 40(6): 1845-1850.

## MMC CONTROL STRATEGY BASED ON SLIDING MODE VARIABLE STRUCTURE UNDER UNBALANCED GRID VOLTAGE

Sun Weisha<sup>1</sup>, Cheng Qiming<sup>1</sup>, Cheng Yinman<sup>2</sup>, Tan Fengren<sup>1</sup>, Li Tao<sup>1</sup>, Chen Lu<sup>1</sup>

(1. College of Automation Engineering, Shanghai University of Electric Power, Shanghai 200090, China;

2. Shibe Power Supply Company, State Grid Shanghai Municipal Electric Power Company, Shanghai 200041, China)

**Abstract:** According to the principle of sliding mode variable structure control, this paper designed the control strategy of modular multilevel converter (MMC) under unbalanced grid voltage. Firstly, the mathematical model of steady-state and unbalanced grid voltages was established according to the topology structure of MMC. Then, based on the mathematical model, a sliding mode variable structure control strategy was proposed, and then set respective reference values according to different control objectives. Finally, simulation comparison with PI control on Matlab/Simulink platform and experimental results in the hardware prototype both verify the feasibility and superiority of the control strategy.

**Keywords:** modular multilevel converter; high voltage direct current transmission; unbalanced grid voltage; sliding mode control; PI control