

DOI: 10.13382/j.jemi.2017.07.021

MMC 子模块电容电压检测新方法^{*}

刘波峰 侯维杨 李诚明

(湖南大学 电气与信息工程学院 长沙 410082)

摘 要:传统模块化多电平换流器(modular multilevel converter, MMC)子模块电容电压检测方法需要与子模块数相同的电压传感器,存在传感器数量大、采集信息工作量大的问题,提出了一种基于最近电平逼近调制 MMC 子模块电压检测的新方法,对桥臂子模块进行分组,每组采用一个电压传感器进行检测,通过检测电压对电容电压观测器的观测值进行校正,得到每个时刻电容电压值,提出提高电容电压复位校正次数的方法。针对硬件电压采样电路带宽限制影响桥臂输出阶梯波电压测量的问题,提出了子模块电压的补偿方法。仿真和实验结果表明所提出方法的正确性和有效性。

关键词:模块化多电平变流器;电压传感器减少;电压观测器;电压补偿

中图分类号: TM46;TN324 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 470.40

New sub-module voltage measuring technique in modular multilevel converter

Liu Bofeng Hou Weiyang Li Chengming

(School of Electrical and Information Engineering, Hunan University, Changsha 410082, China)

Abstract:The traditional sub-module capacitor voltage measuring method requires the same number of sub-module voltage sensor, which increases the system costs and burden of data acquisition system. In this paper, a new method based on the nearest level approach to detect the voltage of the MMC sub-module is proposed. The method divides the sub-module into groups, each group has only a voltage sensor to correct the observer voltage, and the method for improving the number of correction is proposed. Then a compensation method is proposed to solve the delay of voltage sampling circuit affecting the output voltage measurement accuracy. The simulation and experimental results show that the proposed method is correct and effective.

Keywords:modular multilevel converter; voltage sensors reduction; capacitor voltage estimator; voltage compensation

1 引 言

模块化多电平换流器(modular multilevel converter, MMC)具有输出电压等级高、模块化设计、无需隔离变压器等优点近年来受到广泛的关注^[1-6]。

由于半导体器件存在电压等级的限制,采用 MMC 柔性直流输电工程通常需要多个子模块级连以提高输出电压等级,如 Trans Bay Cable Project 工程的 MMC 子模块个数达 200 多个^[7]。当 MMC 子模块数量庞大时采用最近电平逼近的调制方式比传统的 PWM 调制方式更加有优势^[8]。由于 MMC 级连子模块之间存在参数的差异,必

须对子模块电容电压进行控制,以保证每个子模块电压的均衡^[9]。目前大部分的均压控制是建立在对每个子模块电容电压进行采样的基础之上,这就要求每个子模块都需配备一个电压传感器,如此多的电压传感器不仅增加了系统的成本,也会增加数据采集通信系统的负担,一旦子模块电压数字信号通信异常,很有可能会导致子模块过电压,降低系统的可靠性。文献[10-12]在考虑子模块电容参数不确定的前提下,提出了 MMC 子模块电容电压的自适应观测器,取得了较好的精度。文献[13]将自适应观测器与卡尔曼滤波相结合,减少了电力电子系统中噪声干扰的影响。采用电压观测方法虽然无需子模块电压传感器,但存在观测器算法复杂的缺点,在子模块数

收稿日期:2016-12 Received Date: 2016-12
^{*} 基金项目:国家国际合作专项(2011DFA62240)资助

多时现实难度大,为此文献[14]先依据桥臂电流和子模块脉冲信号对子模块电压进行观测,根据观测值与实际测量桥臂电压的偏差进行校正,其每个桥臂只利用一个电压传感器进行校正,但 MMC 每个桥臂上需增加与直流母线电压相等的高电压传感器,其电压大小和精度限制了这种方法的应用。文献[15]将子模块进行分组,每组采用一个电压等级相对较低的传感器,但仅在每组投入一个子模块时对观测电压进行复位校正,复位校正次数较少。文献[14-15]基于在传感器的动态响应足够快、信号处理电路带宽足够大的理想情况,没有考虑实际的电压传感器、AD 采样处理电路的延时对测量精度造成的影响。

针对以上问题,本文提出一种基于最近电平逼近调制的 MMC 子模块电压检测新方法,该方法对桥臂上的子模块进行分组,每组只需一个电压传感器对输出电压进行检测,先通过观测器对子模块电压进行观测,并在每组子模块变化个数为 1 时进行复位校正,从而得到了每个时刻电容电压值,给出了提高复位次数的措施,并考虑了实际传感器和信号处理电路存在一定的响应时间影响桥臂输出阶梯波电压测量精度的问题,提出了电压补偿的方法,提高了电压检测的准确性。最后,仿真及实验结果表明所提出的子模块电压检测方法正确、有效。

2 MMC 工作原理

MMC 的拓扑结构如图 1 所示,其每个桥臂由 N 个子模块和一个桥臂电感 L 串联而成,子模块一般采用 IGBT 半桥或全桥的结构,本文以半桥结构进行分析。子模块电容 C 可起到直流电源的作用,当半桥中的上桥臂 IGBT 开通时,子模块为投入状态,此时输出电压为电容电压,同时桥臂电流对电容的充放电。当下桥臂 IGBT 开通时,子模块为切出状态,此时子模块电容电压不变,子模块无输出电压。桥臂电感 L 可以抑制 MMC 桥臂之间的交流环流和直流侧故障的短路电流。设 O 为 MMC 输出电压的参考点,直流母线电压为 V_{dc} ,上下桥臂电流及上下桥臂的电压分别记为 i_{pa} 、 i_{na} 、 u_{pa} 和 u_{na} ,如图 1 所示,对于 A 相桥臂,根据基尔霍夫定律有:

$$u_{pa} = \frac{V_{dc}}{2} - \hat{e}_a \cos(\omega t) - \frac{R}{2} i_a - \frac{L}{2} \frac{di_a}{dt} - R i_{diffa} - L \frac{di_{diffa}}{dt} \quad (1)$$

$$u_{na} = \frac{V_{dc}}{2} + \hat{e}_a \cos(\omega t) - \frac{R}{2} i_a + \frac{L}{2} \frac{di_a}{dt} - R i_{diffa} - L \frac{di_{diffa}}{dt} \quad (2)$$

式中: R 为桥臂的等效电阻, $\hat{e}_a \cos(\omega t)$ 为变流器的期望输出电压, i_a 为变流器 A 相输出电流, i_{diffa} 为变流器 A 相的内部环流。

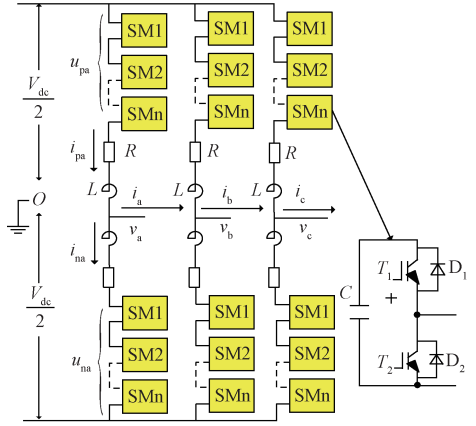


图1 MMC 拓扑结构

Fig. 1 MMC topology structure

根据式(1)和(2),可将上下桥臂的参考电压取为:

$$u_{pa} = \frac{V_{dc}}{2} - \hat{e}_a \cos(\omega t) - u_{diffa} \quad (3)$$

$$u_{na} = \frac{V_{dc}}{2} + \hat{e}_a \cos(\omega t) - u_{diffa} \quad (4)$$

u_{diffa} 为抑制环流叠加的二倍频分量,对应于式(1)和(2)的最后两项。在最近电平逼近控制中,无需三角载波,只需计算出与期望电压最接近的投入子模块个数。设每个电容额定电压大小为 U_c ,可以计算出与参考电压最接近的需投入的子模块个数为:

$$n_{pa} = \text{round}\left(\frac{\frac{V_{dc}}{2} - \hat{e}_a \sin(\omega t) - u_{diffa}}{U_c}\right) \quad (5)$$

$$n_{na} = \text{round}\left(\frac{\frac{V_{dc}}{2} + \hat{e}_a \sin(\omega t) - u_{diffa}}{U_c}\right) \quad (6)$$

其中 round 函数为四舍五入取整函数。根据式(7)和(8)得到上下桥臂需要投入的子模块个数后,就可以根据均压控制算法,在桥臂电流为充电电流时,选择投入电容电压最低的 n 个子模块,在桥臂电流为放电电流时,投入子模块电压最高的 n 个子模块,这样子模块的电容电压就会趋向平衡。

3 子模块电压检测方法

本文将一个桥臂上的子模块分为 n_q 组,每组只需一个电压传感器,每组子模块的个数不一定要相同,安装位置如图 2 所示。

3.1 电压测量原理

第 k 个控制周期开始时,先对信号进行采集,然后通过特定的算法输出电力电子器件的开关信号。以图 2 中第 1 组 MMC 子模块说明,在第 k 个控制周期开始时,子

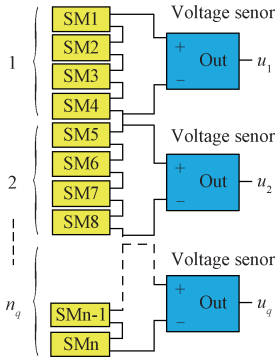


图2 MMC 电压传感器位置

Fig.2 The position of MMC voltage sensor

模块电压传感器采样值是第 $k-1$ 个控制周期结束时的每个子模块输出电压之和,其表达式如下:

$$u_{kT_s} = \sum_{i=1}^{n_s} s(i)_{(k-1)T_s} u_c(i)_{kT_s} \quad (7)$$

式中: T_s 为控制周期, $u_c(i)$ 表示第 i 个子模块的电容电压。 $s(i)_{(k-1)T_s}$ 表示第 i 个子模块在 $k-1$ 个控制周期的脉冲信号:

$$\begin{cases} s(i) = 1, & \text{子模块投入} \\ s(i) = 0, & \text{子模块切出} \end{cases} \quad (8)$$

从式(7)中分离出子模块电容电压是电压测量的关键。当 $s(i)$ 只有一个为 1 时,即只有一个子模块投入时测量得到的电压为这个子模块电容电压的实际值。设只有第 j 个子模块投入,此时电容电压可以表示为:

$$u_c(j)_{kT_s} = u_{kT_s} \quad (9)$$

另外一种情况是若只有某一个子模块的状态变化,根据变化前后两次测量得到的电压差即可计算出这个子模块电压。具体分析如下。在 $k-1$ 个控制周期开始时,电压传感器测量值为:

$$u_{(k-1)T_s} = \sum_{i=1}^{n_s} s(i)_{(k-2)T_s} u_c(i)_{(k-1)T_s} \quad (10)$$

根据电容充电模型,在第 k 个控制周期开始时,电容电压的值可表示为上一个控制周期流过电容电流的积分:

$$u_c(j)_{kT_s} = u_c(i)_{(k-1)T_s} + \frac{1}{C} \int_{(k-1)T_s}^{kT_s} s(i)_{(k-2)T_s} i_{(k-1)T_s} dt \quad (11)$$

假设在第 k 个控制周期开始时,只有第 j 个子模块的状态发生变化。将式(11)代入式(7)并与式(10)相减,当第 j 个子模块从切出变投入时,第 j 个子模块电容电压可表示为:

$$u_c(j)_{kT_s} = \Delta u - \frac{1}{C} \sum_{i=1}^{n_s} \int_{(k-1)T_s}^{kT_s} s(i)_{(k-2)T_s} i_{(k-1)T_s} dt \quad (12)$$

当第 j 个子模块从投入变切出时,第 j 个子模块电容

电压可表示为:

$$u_c(j)_{kT_s} = -\Delta u + \frac{1}{C} \sum_{i=1}^{n_s} \int_{(k-1)T_s}^{kT_s} s(i)_{(k-1)T_s} i_{(k-1)T_s} dt \quad (13)$$

其中 Δu 为第 k 个控制周期传感器检测电压与前一个控制周期的检测电压差。当控制系统检测到两个条件都不满足时,可以对电容电压进行估算,根据桥臂充、放电流大小和每个子模块脉冲信号的开关状态,利用电容充电公式对电压进行估算,从而得到每个控制周期内电容电压的增量,其表达式如下^[15]:

$$u_c(\tilde{i})_{kT_s} = u_c(\tilde{i})_{(k-1)T_s} + \frac{1}{C} \int_{(k-1)T_s}^{kT_s} s(i)_{(k-1)T_s} i_{(k-1)T_s} dt \quad (14)$$

其中带有 \sim 表示观测值,由于式(9)、(12)和(13)的复位校正,即使桥臂电流采样值和电容值存在偏差,观测器的误差也不会累积,从而可以保证观测值的正确。

3.2 增加复位次数的措施

由 3.1 节的分析可知,复位次数与每组子模块个数、调制比、均压策略等因素有关。

只要传感器的量程和精度允许,理论上每个桥臂上的最小传感器数目为一个,此时在理想条件下,即在每次增加或减少一个子模块时都进行一次复位操作,在一个工频周期内,一个桥臂上的复位总次数可表示为:

$$n_{\text{reset max}} = 2 \text{round}(mN) \quad (15)$$

其中 m 为输出电压的调制比, round 函数为取整函数, m 可表示为:

$$m = 2\hat{e}_a / V_{dc} \quad (16)$$

在实际中电压传感器个数的选择还受传感器电压量程和分辨率的影响,若传感器的量程为 u_{\max} ,则传感器的个数必须满足:

$$n_k > N \frac{u_c}{u_{\max}} \quad (17)$$

普通的均压算法先对电容电压进行排序,然后根据桥臂电流的方向有选择地触发相应的子模块投入^[16]。由 3.1 节的分析可知,观测值的复位需要每组内只有一个子模块的状态发生变化,但普通的均压算法即使每组投入子模块个数变化为一,也不能保证只有一个子模块的状态发生变化,因为可能有的子模块投入,有的切出造成投入个数相互抵消。因此在检测到投入子模块个数变化为一时,可以强制保持子模块之前的状态的不变,在增加一个投入子模块时,只在已切出状态子模块中根据电流方向选择电压最高或最低的子模块投入,在减少一个子模块投入时,只在已投入状态子模块中选择电压最高或最低的切出。这样不仅可以保证在投入子模块个数变化为一时可以复位,增加复位次数,还可以降低器件的开

关损耗。采用改进均压算法的子模块电压测量过程如图3所示。

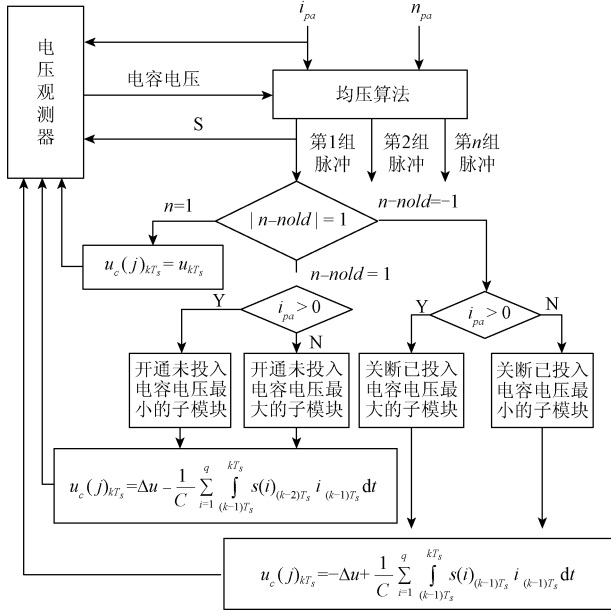


图3 子模块电压测量流程

Fig.3 Flow chart of sub-module voltage measurement

4 电压补偿

本文采用对桥臂输出电压进行检测的方法计算出子模块的实际电压,以达到减少子模块电压传感器的目的,而桥臂输出电压为阶梯波,电容电压检测的精度受阶梯波测量的影响,因此在选择电压传感器时应选择宽频电压传感器^[17]。目前应用于 MMC 较多的霍尔传感器存在干扰信号导致子模块检测出错的问题,通常需要考虑低通滤波器信号的补偿,由于桥臂输出阶梯波为非周期信号,不能通过简单的频率响应来补偿幅值,本文采用阶跃信号响应方法进行补偿,其原理如下。

设传感器、运放的放大电路和一阶低通滤波器的数学模型近似为:

$$G_{\text{sensor}} = \frac{K_1}{T_1 s + 1} \quad (18)$$

$$G_{\text{amplifier}} = \frac{K_2}{T_2 s + 1} \quad (19)$$

$$G_{\text{filter}} = \frac{1}{T_3 s + 1} \quad (20)$$

T_1 、 T_2 和 T_3 分别为传感器、运算放大电路和一阶低通滤波器的时间常数, K_1 和 K_2 为传感器和运算放大电路增益,通过对这几个小时间常数惯性环节的近似处理,可以认为其等效为一个时间常数为 T 的惯性环节,即:

$$G = \frac{K_1 K_2}{T s + 1} \quad (21)$$

其中:

$$T = T_1 + T_2 + T_3 \quad (22)$$

对于式(21)所示的传递函数其单位阶跃响应为:

$$y(t) = K_1 K_2 (1 - e^{-\frac{t}{T}}) \quad (23)$$

假设 MMC 工作已工作于稳态,在复位校正之前第 q 组传感器输入电压波形和进入 AD 采样芯片的波形如图4所示。

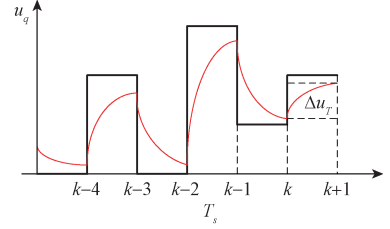


图4 桥臂电压阶跃响应曲线

Fig.4 The curve of bridge arm voltage step response

如图4所示,假设每个子模块电容上的电压为 U_c ,在第 k 个控制周期检测到复位信号,控制系统通过对第 $k+1$ 与第 k 个控制周期桥臂电压的采样值的差计算出子模块电压,从图4可以看出,进入 A/D 转换芯片的阶跃信号受惯性环节的影响,实际电压与检测到的电压存在偏差,必须对其进行补偿。图中的阶梯波信号可以看作是若干个延迟阶跃信号的叠加,只有与复位时刻越接近的阶跃信号对 Δu 的影响越大,因此只考虑前 h 个时刻输入的阶跃信号, h 的取值需依据惯性环节时间常数的大小来确定,一般而言惯性环节的时间常数越大, h 的取值也应该越大,前 h 个时刻输入的阶跃信号可以表示为:

$$r = U_c \sum_{i=0}^h (n_{k-i} - n_{k-i-1}) \varepsilon[t - (h-i)T_s] \quad (24)$$

其中 n_{k-1} 表示在第 $k-i$ 个控制周期时投入子模块个数, $\varepsilon[t - (h-i)T_s]$ 为延迟 $h-i$ 个控制周期的延迟阶跃函数,根据式(23)可得前 h 个时刻的阶跃信号在 $[kT_s, (k+1)T_s]$ 在段时间内响应的增量为:

$$\gamma_{\Delta} = K_1 K_2 U_c \sum_{i=1}^h (n_{k-i} - n_{k-i-1}) (e^{-\frac{\Delta t}{T}} - e^{-\frac{(k+1)T_s}{T}}) \quad (25)$$

此增量与可以复位的阶梯波的响应增量叠加在一起,所以复位阶梯波的实际增量应为 A/D 转换芯片检测到增量 Δu_T 减去式(25)中前 h 个阶梯波的影响。最终得到补偿后的真正电压增量值为:

$$\Delta u = \frac{\Delta u_T - \gamma_{\Delta}}{1 - e^{-\frac{T_s}{T}}} \quad (26)$$

5 仿真实验

为了验证本文所提子模块电压检测方法的正确性,

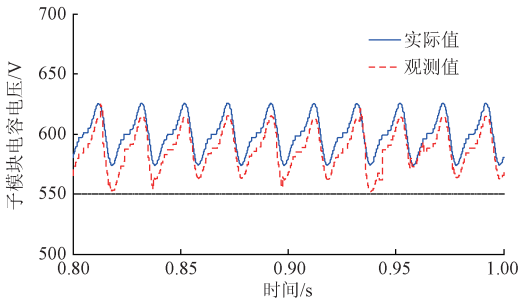
在 MATLAB/simulink 中搭建了含 31 电平单相 MMC 仿真,采用最近电平逼近的调制方式,参数如表 1 所示。

表 1 MMC 参数

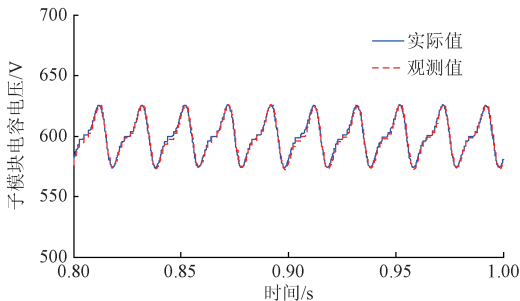
Table 1 The parameters of MMC

参数	数值
工作频率/Hz	50
子模块个数 N	30
子模块额定工作电压 U_c/V	600
子模块电容 $C/\mu\text{F}$	4 700
直流侧电压 V_{dc}/V	18 000
桥臂电感 L/mH	20
桥臂电阻 R/Ω	0.1
负载电阻 R_l/Ω	50
调制比 m	0.9
控制周期 T_s/s	2×10^{-4}

图 5 所示为采用本文所提电压检测及滤波补偿方法得到的 MMC 仿真图,由图 5(a)和(b)中实际值波形可知,MMC 子模块实际值稳定在 600 V 且畸变较少,表明所提出的模块分组检测方法可行,图 5(a)表明,在未加滤波补偿时,电压观测值和实际值存在较大的偏差,采用本文提出的电压补偿方法后,重新进行仿真,可以得到如图 5(b)所示曲线,可以看出加入滤波补偿后,实际值和观测值基本一致,对比结果表明所提滤波补偿方法的正确有效,补偿前后电压误差波形如图 5(c)所示。



(a) 没加滤波补偿的电容电压波形
(a) Capacitance voltage waveform without filter compensation



(b) 加入滤波补偿的电容电压波形
(b) Capacitor voltage waveform with filter compensation

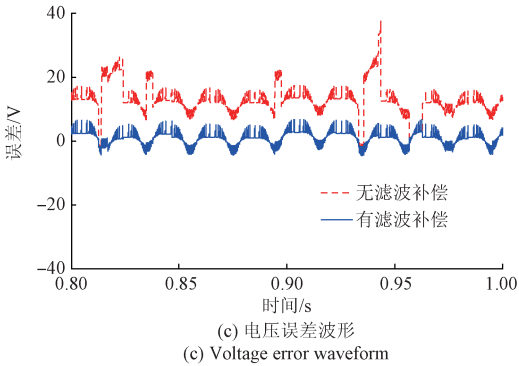
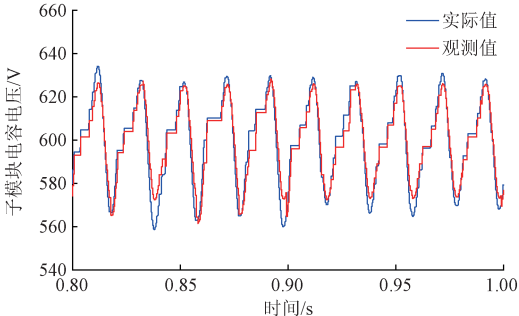


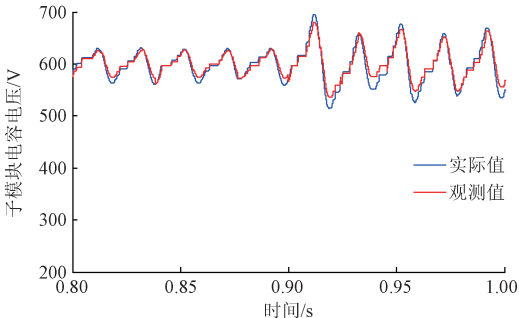
图 5 MMC 子模块电压仿真波形

Fig. 5 Simulation waveform of MMC sub-module voltage

为了对本文所提电容电压检测方法的性能进行验证,考虑子模块电容容量的偏差,把上桥臂第一个子模块的电容值降低 20%,电压观测器中的电容仍取为 4 700 μF ,得到的电容电压波形如图 6(a)所示,从图 6(a)可以看出即使子模块电容存在误差,电容电压可以保持稳定;在 0.9 s 时对逆变器突加一倍的负载,得到电容电压波形如图 6(b)所示,可见在电容偏差和负载突变时,本文所提算法仍可以正常运行。



(a) 子模块电容存在偏差时电压观测情况
(a) The sub-module voltage waveform considering the capacitor voltage deviation



(b) 电容存在偏差和突加负载时电压观测情况
(b) The sub-module voltage waveform considering the capacitor voltage deviation and sudden load

图 6 性能测试仿真

Fig. 6 Performance test simulation

为了验证复位次数与电压传感器个数之间的关系,

在每个桥臂上配备不同个数的电压传感器进行仿真,图7所示为子模块在1 s之内的平均复位次数随电压传感器个数变化的仿真波形图,带三角形的红线表示采用普通均压算法时复位次数与电压传感器个数关系图,带星型的蓝线表示采用改进均压控制算法后复位次数与电压传感器个数关系图,由对比可知,在1 s内采用改进均压控制算法比采用普通均压算法的复位次数平均增加约50次。

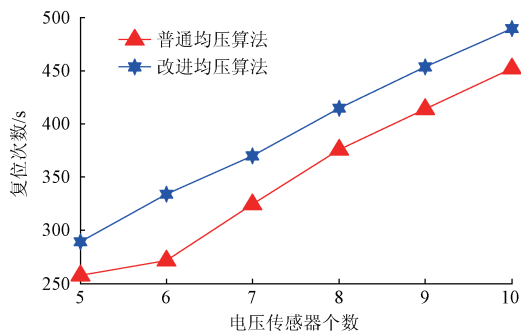


图7 子模块每秒复位次数变化趋势

Fig. 7 Trend chart of reset times per second of sub-module

6 实验验证

为了验证本文所提子模块电压检测方法的正确性,在实验室搭建了九电平 MMC 的实验平台,子模块电容为 $6\ 800\ \mu\text{F}$,桥臂电感为 $6\ \text{mH}$,子模块开关死区时间设为 $10\ \mu\text{s}$,低通滤波器的时间常数取为 $50\ \mu\text{s}$,运放延时 $10\ \mu\text{s}$,取前5个控制周期的阶跃信号进行补偿。每个桥臂上的子模块分为4组,每组2个子模块,直流侧电压为 $400\ \text{V}$,每个子模块的额定工作电压为 $50\ \text{V}$,调制比为 0.9 ,外接 $7\ \Omega$ 的负载电阻,将上桥臂第1个子模块的实际值和观测值 DA 输出后,得到子模块电压的实际和观测波形如图8所示。可以看出,子模块电压实际值和观测值基本吻合,没有出现较大的偏差。

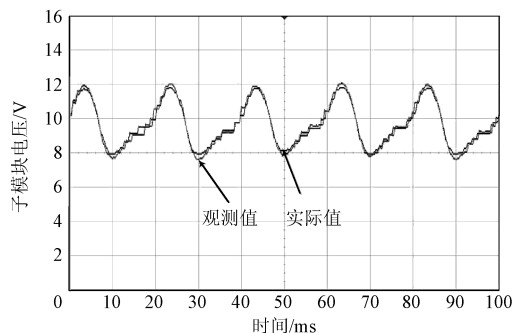


图8 子模块电压波形

Fig. 8 Sub-module voltage waveform

图9所示为采用桥臂子模块分组后,MMC 桥臂电流波形。

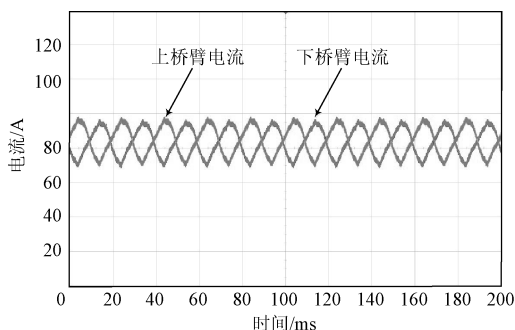


图9 桥臂电流波形

Fig. 9 Bridge arm current waveform

由图9可以看出,采用模块分组后,桥臂电流没有出现大幅度的波动,MMC 能够正常稳定运行,实验结果表明本文所提电压检测方法正确可行。

7 结论

本文提出了一种 MMC 子模块电压检测的新方法,该方法基于最近电平逼近调制策略,对桥臂子模块进行分组,每组只需一个电压传感器,大大减少了传统方法中检测子模块电压所需要的传感器个数,并给出了提高子模块复位校正次数的方法;同时,针对实际采样电路带宽限制的问题,提出了子模块电压的补偿方法,提高了电压检测的准确度。最后仿真和实验验证了所提出的电压检测方法的正确性和有效性,具有一定的工程实际意义。

参考文献

- [1] 康润生,张锐. 模块化多电平逆变器的仿真分析[J]. 电子测量技术,2016,39(3):23-28.
KAN R SH, ZHANG R. The simulation analysis of modular multilevel inverter[J]. Electronic Measurement Technology, 2016, 39(3):23-28.
- [2] 张建波,赵成勇. 模块化多电平换流器环流及抑制策略研究[J]. 电工技术学报, 2013, 28(10): 328-336.
ZHANG J P, ZHAO CH Y. Research on circulation current and suppressing strategy of modular multilevel converter phase [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(10): 328-336.
- [3] 刘国伟,姜齐荣,魏应冬. 低频率工况下模块化多电平变流器电容电压平衡控制策略[J]. 电工技术学报, 2014, 29(8): 166-172.
LIU G W, JIANG Q R, WEI Y D. Study on capacitor voltage balancing control of modular multilevel converters at low frequency [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(8): 166-172.
- [4] 孔明,汤广福,贺之渊,等. 模块化多电平 HVDC 输

- 电系统功率运行区间的优化方法[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(21): 45-52.
- KONG M, TANG G F, HE ZH Y, et al. Optimization methods of operation region for modular multilevel converter based HVDC transmission systems [J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(21): 45-52.
- [5] 邓旭, 王东举, 沈扬, 等. 舟山多端柔性直流输电工程换流站内部暂态过电压[J]. 电力系统保护与控制, 2014, 41(18): 111-119.
- DENG X, WANG D J, SHEN Y. et al. Research on transient overvoltage for converter station of Zhoushan multi-terminal VSC-HVDC project [J]. Power System Protection and Control, 2014, 41(18): 111-119.
- [6] 杨晓峰, 林智钦, 郑琼林, 等. 模块组合多电平变换器的研究综述[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(6): 1-14.
- YANG X F, LIN ZH Q, ZHENG Q L, et al. A review of modular multilevel converters [J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(6): 1-14.
- [7] MESHRAM P, BORGHATE V. A simplified nearest level control (NLC) voltage balancing method for modular multilevel converter (MMC) [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30 (1): 450-462.
- [8] 徐政, 薛英林, 张哲任. 大容量架空线柔性直流输电关键技术及前景展望[J]. 中国电机工程学报, 2014, 33(6): 5051-5062.
- XU ZH, XUE Y L, ZHANG ZH R. VSC-HVDC Technology suitable for bulk power overhead line transmission [J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 33(6): 5051-5062.
- [9] 陈耀军, 陈柏超, 袁佳歆, 等. 模块化多电平逆变器电容电压及环流控制[J]. 电工技术学报, 2014, 29(10): 166-174.
- CHEN Y J, CHEN B CH, YUAN J X, et al. The control of capacitor voltages and circulating currents of the modular multilevel inverter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(10): 166-174.
- [10] NAJMI V, NADEMI H, BURGOS R. An adaptive backstepping observer for modular multilevel converter [C]. Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2014.
- [11] NADEMI H, ANANDARUP D, NORUM L E. Modular multilevel converter with an adaptive observer of capacitor voltages [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(1): 235-248.
- [12] JUNG J, LEE H, HA J, et al. Reduced sampling rate for cell voltage sensing in high-level modular multilevel converter [C]. IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT), 2014.
- [13] ABUSHAFA O, GADOUE S, DHADAHA M, et al. Capacitor voltage estimation in modular multilevel converters using a Kalman filter algorithm [C]. IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT), 2015.
- [14] D'ARCO S, SUUL J. Estimation of sub-module capacitor voltages in modular multilevel converters [C]. 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), 2013.
- [15] PICAS R, ZARAGOZA J, POUL J, et al. New measuring technique for reducing the number of voltage sensors in modular multilevel converters [C]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015.
- [16] TU Q R, XU Z. Impact of sampling frequency on harmonic distortion for modular multilevel converter [J]. IEEE Transactions Power Delivery, 2011, 26 (1): 298-306.
- [17] 李云路, 王大志, 韩伟, 等. 基于复变 LMS 的不平衡电压下相位估计方法[J]. 仪器仪表学报, 2016, 37(1): 231-238.
- LI Y L, WANG D ZH, HAN W, et al. A phase estimation method based on complex LMS the under unbalanced voltage condition [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2016, 37(1): 231-238.

作者简介



刘波峰, 1984 年于湖南大学获得学士学位, 2002 年于湖南大学获得硕士学位, 现为湖南大学副教授, 主要研究方向为电力电子及新能源发电。

Liu Bofeng received B. Sc. from Hunan University in 1984, and M. Sc. from Hunan University in 2002, respectively. He is currently an associate professor at Hunan University. His current research interest focuses on power electronics and new energy generation.



侯维杨 (通讯作者), 2015 年于湖南工业大学获得学士学位, 现为湖南大学在读研究生, 主要研究方向为电力电子。

E-mail: 2088420993@qq.com

Hou Weiyang (Corresponding author) received B. Sc. from Hunan University of Technology in 2015. She is now a M. Sc. candidate in Hunan University. Her current research interest focuses on power electronics.



李诚明, 2015 年于沈阳理工大学获得学士学位, 现为湖南大学在读研究生, 研究方向为电力电子及电力传动。

Li Chengming received B. Sc. from Shenyang University of Technology in 2015. He is now a M. Sc. candidate in Hunan University. His current research interest focuses on power electronics and power transmission.