

基于模块化多电平变换器(MMC)的 UPFC新型环流抑制方法

李 振¹, 李 斌², 杭丽君¹, 李国杰³, 杨丰源³, 杨 光²

(1. 杭州电子科技大学自动化学院, 杭州 310018; 2. 国网江苏省电力公司南京供电公司, 南京 210019;

3. 上海交通大学电子信息与电气工程学院, 上海 200240)

摘 要: 在电力电子领域,针对模块化多电平变换器(modular multilevel converter, MMC)在统一潮流控制器(unified power flow controller, UPFC)中应用时存在严重的环流谐波问题,分析平均电容电压控制模型,总结优缺点,给出数字控制改进方法。该方法在平均电容电压控制模型中加入环流直流电压提取环节以及准比例谐振的二倍频消除环节。针对改进部分,综合考虑稳定裕度和稳态精度后,在离散域中给出参数设计方法。最后,在 MMC 样机上分别对改进前后的控制方案进行实验。实验结果表明,改进后的方案具有良好的子模块电容电压均衡效果及环流中低频二次谐波抑制能力可验证方案的有效性以及参数设计的合理性。

关键词: 电力电子; 数字控制; 模块化多电平变换器; 直流分量提取; 环流谐波抑制; 准比例谐振控制器

中图分类号: TH8

文献标识码: A

0 引 言

统一潮流控制器(unified power flow controller, UPFC)^[1]作为第3代 FACTS 设备的代表是迄今为止功能最全面的 FACTS 装置,能分别或同时实现并联补偿、串联补偿、移相和端电压调节等多种基本功能。本文针对模块化多电平换流器(modular multilevel converter, MMC)在 UPFC 的串联部分应用进行研究讨论。应用中 MMC 存在一定缺陷,大量储能电容随子模块的投切不断进行充放电,由此造成三相桥臂电压与直流侧不匹配^[2]。这将在环流中引入大量低频谐波、增加系统损耗、减少开关器件寿命,降低系统性能及稳定性。

目前,国内外的研究主要集中在平衡 MMC 子模块电容电压和环流成分分析及控制等方面。文献[3]对电容电压进行排序并设计不同的选择机制,用以决定子模块的投入、切除。这种策略虽然降低了子模块的开关频率,但在子模块数量较少的情况下体现不出很大的优势。文献[4]通过调节上下桥臂能量和、能量差来控制 MMC 内部不平衡电

压降,进而达到控制环流的目的。此方法需提供精确的桥臂等效阻抗角,在实际应用中效果有所下降。文献[5]分析环流成分,并在二倍频负序旋转坐标系下对环流二次分量实施解耦控制,但这种方法仅适用于三相系统,不具有通用性。文献[6]采用准 PR 控制器在两相静止坐标系下进行环流抑制。文献[7]只是简化了坐标变换,但同样不适用于单相或多相系统。文献[8]通过陷波器及准 PR 控制器提取实际环流中的二次分量并抑制,却忽略子模块电容电压波动情况。文献[9]在 MMC 子模块较多时近似得到环流预测参考值,但子模块较少时误差有所增大。

本文对已有平均电容电压控制模型予以改进。首先,建立表示 MMC 外部、内部特性的数学模型,明确控制对象;然后,推导桥臂平均电容电压与环流的关系,表明平均电容电压控制模型中的外环输出包含环流的直流分量信息;之后,通过提取直流分量以及基于准比例谐振控制器对环流的二倍频分量进行消除,由此改进平均电容电压控制模型的内环;针对改进部分,在离散域给出相关参数的

收稿日期: 2017-06-15

基金项目: 国网江苏省电力公司科技项目(J2017073)

通信作者: 杭丽君(1979—),女,博士、教授,主要从事电力电子功率变流理论、可再生能源开发与应用技术方面的研究。

ljhang@sjtu.edu.cn

设计方法,使改进系统同时具有较好的稳定裕度及稳态精度;最后,在三相 MMC 样机上分别对改进前后的控制方案进行实验,经对比分析,改进后的方案具有良好的子模块电容电压均衡效果及环流中低频二次谐波抑制能力。

1 MMC 基本原理及数学模型

MMC 等效电路如图 1,直流侧 U_{dc} 、 i_{dc} 分别为母线电压及电流;交流输出侧 u_k 、 i_k 分别为 k ($k=a, b, c$) 相相电压及线电流;符号 p、n 表示上、下桥臂,则 k 相桥臂电压分别为 u_{kp} 、 u_{kn} ;同时流经上、下桥臂的环流 i_{diffk} 与桥臂电流 i_{kp} 、 i_{kn} 的关系见式(1)^[9]:

$$i_{diffk} = \frac{i_{kp} + i_{kn}}{2} \quad (1)$$

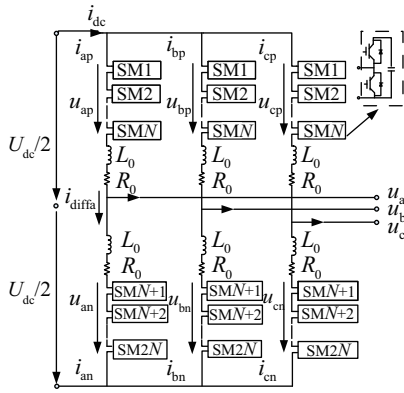


图 1 MMC 等效电路

Fig. 1 Diagram of MMC equivalent circuit

由基尔霍夫电压定律,MMC 数学模型如式(2)和式(3)^[9]:

$$u_k = \frac{1}{2}(u_{kn} - u_{kp}) - \frac{1}{2}\left(L_0 \frac{di_k}{dt} + R_0 i_k\right) \quad (2)$$

$$2\left(L_0 \frac{di_{diffk}}{dt} + R_0 i_{diffk}\right) = U_{dc} - (u_{kn} + u_{kp}) \quad (3)$$

式中, L_0 ——桥臂电抗,在一定程度上可抑制内部环流; R_0 ——桥臂电阻,用于等效桥臂损耗。

定义 $e_k = (u_{kn} - u_{kp})/2$,由式(2)可知,通过控制 e_k 可间接控制 MMC 交流侧电压和电流。定义 u_{diffk} 为 k 相的内部不平衡电压降,则:

$$u_{diffk} = L_0 \frac{di_{diffk}}{dt} + R_0 i_{diffk} \quad (4)$$

由式(3)可知, u_{diffk} 是由上、下桥臂投入的电容电压之和与直流母线间的电压不等引起的,通过调

整 u_{diffk} 可控制环流 i_{diffk} 。

2 传统 MMC 环流抑制方案与改进型环流抑制方案

2.1 传统的 MMC 控制方案

文献[10]提出 CPS-PWM 调制下广泛应用于 MMC 的平均电容电压控制模型,如图 2 所示。电容电压平均值 \bar{u}_{Ck} 经比例积分控制器后生成环流指令 i_{diffk}^* ,再经内环环流控制后得到环流电压指令 u_{diffk} 。 \bar{u}_{Ck} 为 k 相子模块电容电压平均值,计算如式(5):

$$\bar{u}_{Ck} = \frac{1}{2N} \left(\sum_{i=1}^N u_{Cki} + \sum_{j=N+1}^{2N} u_{Ckj} \right) \quad (5)$$

该控制器对子模块电容电压有较好的均衡效果,但并不能有效抑制环流。这是因为 MMC 环流主要由直流分量和二倍频负序性质的谐波分量组成,其他的非二次谐波所占比例非常小。外环生成的 i_{diffk}^* 与 i_{diffk} 求差后仍含有大量二次谐波成分,内环比例积分控制器可实现无静差跟踪直流分量,但对谐波分量却无能为力。环流中的二次分量虽然只在三相桥臂间流动,对交流输出侧不产生影响,但其叠加在桥臂电流上会引起畸变并增加系统损耗。

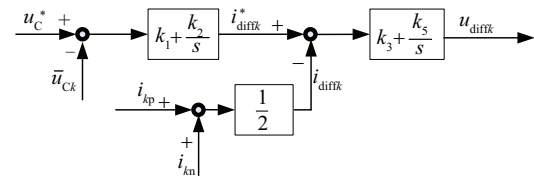


图 2 平均电容电压控制框图

Fig. 2 Diagram of average capacitor voltage control

2.2 改进的 MMC 控制方案

根据上述模型的优缺点,在改进的方案中保留外环桥臂电压均衡控制,针对内环无法有效抑制二次谐波,本文基于准比例谐振控制器对其予以改进。

首先,对图 2 中的外环控制器的输出 i_{diffk}^* 进行低通滤波,以便得到环流中的直流分量参考值 $i_{diff-de}^*$,如图 3 所示。为降低系统阶数,图 3 中低通滤波器采用较为简单的一阶低通滤波器,传递函数为:

$$F(s) = \frac{1}{s \cdot T_s + 1} \quad (6)$$

式中, T_s ——时间常数;且式(6)中低通滤波器截止频率为 $1/2\pi \cdot T_s$ 。

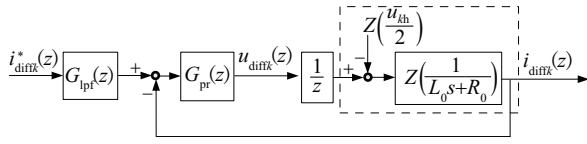


图7 环流抑制模型

Fig. 7 Diagram of circulating current suppression

令 $G_s(z) = Z[1/(L_0 s + R_0)]$, 则实际输出的环流值及其误差分别为:

$$i_{diffk}(z) = \frac{G_{pr}(z)G_s(z)z^{-1}}{1 + G_{pr}(z)G_s(z)z^{-1}} \cdot (G_{lpf}(z)i_{diffk}^*(z)) - \frac{G_s(z)}{1 + G_{pr}(z)G_s(z)z^{-1}} \cdot \frac{u_{kh}(z)}{2} \quad (10)$$

$$e(z) = \frac{G_{lpf}(z)i_{diffk}^*(z) + G_s \frac{u_{kh}(z)}{2}}{1 + G_{pr}G_s z^{-1}} \quad (11)$$

控制系统应使环流 i_{diffk} 跟随参考指令 i_{diffk}^* 同时减小扰动作用下的误差。但 i_{diffk}^* 是由外环电容电压均衡控制器产生的, 不可避免地会被带入二次分量。故图7中的低通滤波器 $G_{lpf}(z)$ 相当于引入的前馈校正环节。为更好地滤除二次分量及提取直流分量, 此处低通滤波器的截止频率取 20 Hz, 对式(6)应用双线性变换法, 则:

$$G_{lpf}(z) = \frac{0.0141(z+1)}{z-0.9718} \quad (12)$$

对于准比例谐振控制器, 若电网频率波动范围为 (50 ± 0.5) Hz, 则二次谐振时频率波动范围为 2 Hz, 即 $\omega_c/\pi = 2$, $2\omega_0 = 200\pi$ rad/s。对式(7)应用双线性变换法进行离散化可得:

$$G_{pr}(z) = K_p + \frac{A(z^2 - 1)}{z^2 - 1.982z + 0.9974} \quad (13)$$

式中, A ——谐振部分离散化后的系数。

设采样频率为 T_s , 则 A 的表达式为:

$$A = \frac{K_r \omega_c T_s}{1 + \omega_c T_s + (\omega_0 T_s)^2} \quad (14)$$

实验样机中桥臂电感 L_0 为 5 mH, 取桥臂等效电阻 R_0 为 0.5 Ω 。应用脉冲响应不变法对环流阻抗传递函数进行离散化, 得:

$$G_s(z) = \frac{0.0396}{z - 0.982} \quad (15)$$

扰动源单独作用时, 系统稳态输出理论上应为零, 故其误差表达式为:

$$\begin{aligned} E_h(z) &= 0 - i_{diffk}(z) \\ &= \frac{G_s(z)}{1 + G_{pr}(z)G_s(z)z^{-1}} \cdot \frac{u_{kh}(z)}{2} \end{aligned} \quad (16)$$

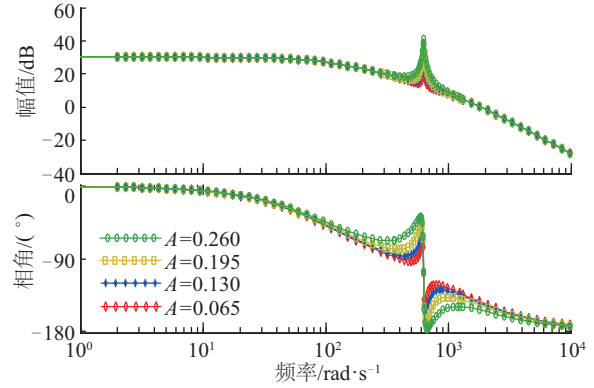
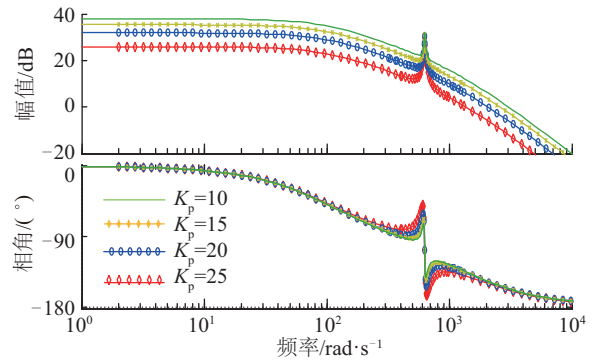
在单位阶跃扰动作用下, 系统稳态误差为:

$$\lim_{x \rightarrow \infty} e_h(nT_s) = \lim_{z \rightarrow 1} (1 - z^{-1})E_h(z) = \frac{2}{1 + 2K_p} \quad (17)$$

若稳态误差小于 0.1, 则 $K_p > 9.5$ 。系统开环传递函数为:

$$G_0(z) = 0.0396 \frac{(K_p + A)z^2 - 1.982z + (0.9974K_p - A)}{z(z - 0.9802)(z^2 - 1.982z + 0.9974)} \quad (18)$$

当 $K_p = 10$ 且 A 取不同值时, 系统开环对数幅相特性曲线如图8。可见, 系数 A 只影响谐振频率附近的增益, 且 A 越大增益越大, 但谐振频率后的相位滞后也越大。综合考虑谐振增益及造成的相角滞后, 本文取 $A = 0.13$ 。此时, 开环幅相特性曲线如图9。从图9可看出, 系统开环增益随 K_p 的增大而

图8 开环幅相特性曲线 ($K_p = 10$)Fig. 8 Bode diagram of $G_0(z)$ ($K_p = 10$)图9 开环幅相特性曲线 ($A = 0.13$)Fig. 9 Bode diagram of $G_0(z)$ ($A = 0.13$)

增大,但在二倍频处并无明显差别。 K_p 的增大有利于增大系统稳态精度,但同时会使相角稳定裕度减小,这并不利于稳定性。在实际系统中,相角裕度一般约为 45° 。本文取 $K_p=12$,此时相角裕度 48° ,幅值裕度 6.3 dB,系统稳定。

闭环传递函数的阶跃响应如图 10,可看出在输入信号、扰动信号分别作用下系统均有一定的控制精度。在实际中,系统承受输入信号和扰动的共同作用,系统的总稳态误差等于分别作用时稳态误差的绝对值之和。

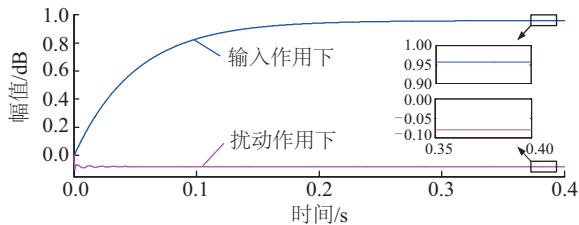


图 10 系统阶跃响应

Fig. 10 Step response of system

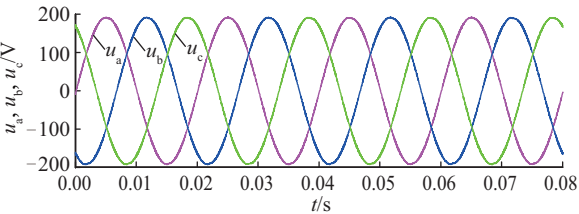
4 仿真及实验验证

为验证本文所提出的控制模型的有效性,搭建三相 MMC 仿真平台及实验样机。仿真平台参数见表 1。仿真波形见图 11 及图 12。

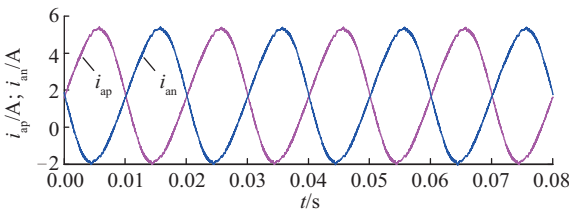
表 1 仿真平台及实验样机参数

Table 1 Prototype parameters

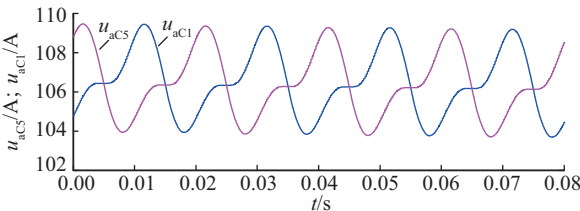
| 参数 | 数值 |
|--------------------------|------|
| 桥臂子模块数量/ N | 4 |
| 桥臂电感 L/mH | 5 |
| 子模块电容 C/mF | 1.36 |
| 直流侧电压 U_{dc}/V | 400 |
| 子模块电容电压 U_c/V | 100 |
| 交流侧线电压 U_{ab}/V | 240 |
| 交流侧线电流 I_0/A | 5.1 |
| 输出侧电感 L/mH | 4 |
| 输出频率 f_0/Hz | 50 |
| 载波频率 f_c/Hz | 5000 |
| 额定负载 R_0/W | 27 |



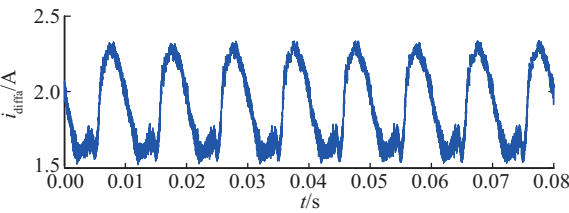
a. a、b、c 三相负载相电压波形



b. a 相上下桥臂电流波形



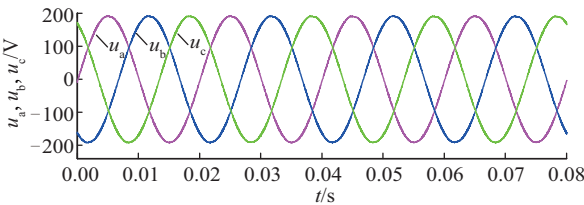
c. a 相上下桥臂子模块电容电压波形



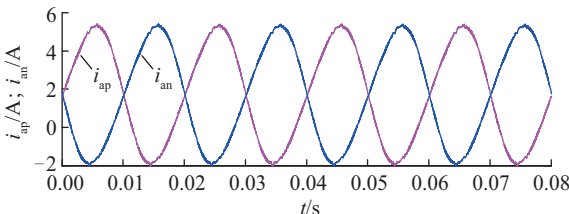
d. a 相桥臂环流电流波形

图 11 典型控制策略下 MMC 的仿真结果

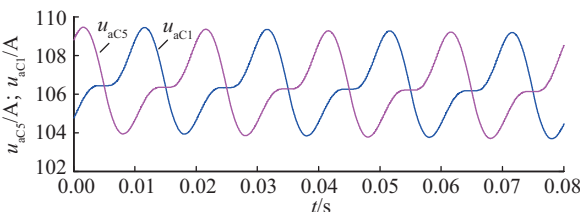
Fig. 11 Simulation results of MMC under traditional control strategy



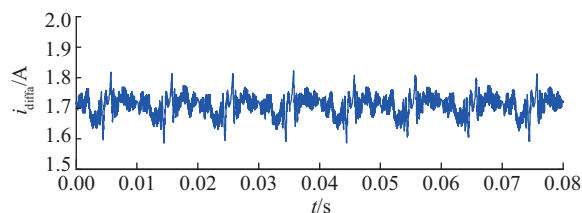
a. a、b、c 三相负载相电压波形



b. a 相上下桥臂电流波形



c. a 相上下桥臂子模块电容电压波形



d. a 相桥臂环流电流波形

图 12 改进控制策略下 MMC 的仿真结果

Fig. 12 Simulation results of MMC under improved control strategy

图 11 和图 12 分别给出各控制策略下的负载端电压 u_a 、 u_b 、 u_c ，a 相上、下桥臂电流 i_{ap} 、 i_{an} ，a 相子模块电容电压 u_{ac1} 、 u_{ac5} 可得到控制器对交流侧的输出，上下桥臂电流以及子模块电压均有良好的控制效果，控制效果改进前后差距不大，但由图 11d 与图 12d 可看出对环流的抑制作用却有明显的改善作用。样机控制单元采用 TI 公司支持浮点运算的 DSP 控制器以及 Altera 公司的 FPGA 控制器。样机参数如表 1 所示。图 13 为 UPFC 三相 MMC 硬件系统结构框图。

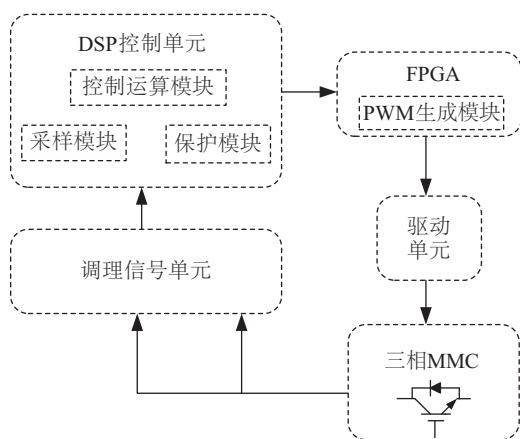
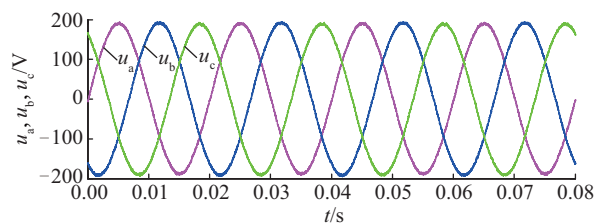


图 13 UPFC 三相 MMC 硬件系统结构框图

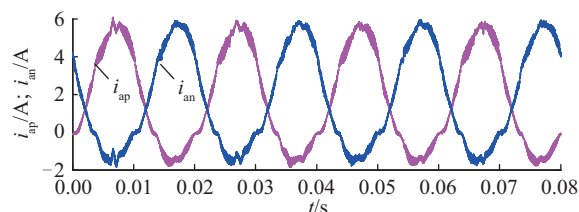
Fig. 13 Hardware system block diagram of single three phase MMC for UPFC system

1) 实验工况 1: 采用传统的 MMC 控制方案。实验结果如图 14, 其中图 14a 为负载端电压 u_a 、 u_b 、 u_c ; 图 14b 为 a 相上、下桥臂电流 i_{ap} 、 i_{an} ; 图 14c 为 a 相子模块电容电压 u_{ac1} 、 u_{ac5} , 其纹波约 6 V; 图 14d 为 a 相环流 i_{diffa} , 其纹波约 1.6 A。可看出, 控制器对交流侧的输出及子模块电压均有良好的控制效果但

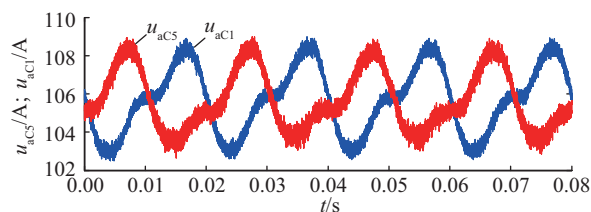
对环流的抑制效果并不理想。



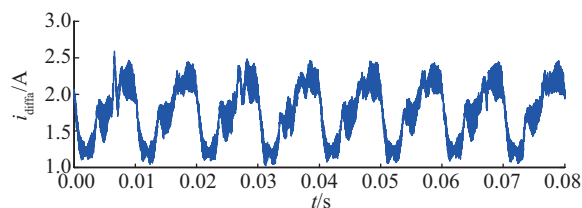
a. a、b、c 三相负载相电压波形



b. a 相上下桥臂电流波形



c. a 相上下桥臂子模块电容电压波形

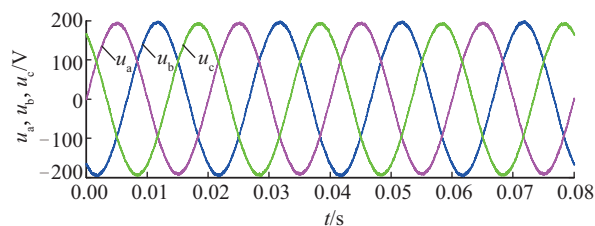


d. a 相桥臂环流电流波形

图 14 典型控制策略下 MMC 的实验结果

Fig. 14 Experimental results of MMC under the traditional control strategy

2) 实验工况 2: 采用改进的 MMC 控制方案。图 15a 为负载端电压 u_a 、 u_b 、 u_c ; 图 15b 为 a 相上下桥臂电流 i_{ap} 、 i_{an} ; 图 15c 为 a 相上下桥臂子模块电容电压 u_{ac1} 、 u_{ac5} ; 图 15d 为 a 相环流 i_{diffa} 。



a. a、b、c 三相负载相电压波形

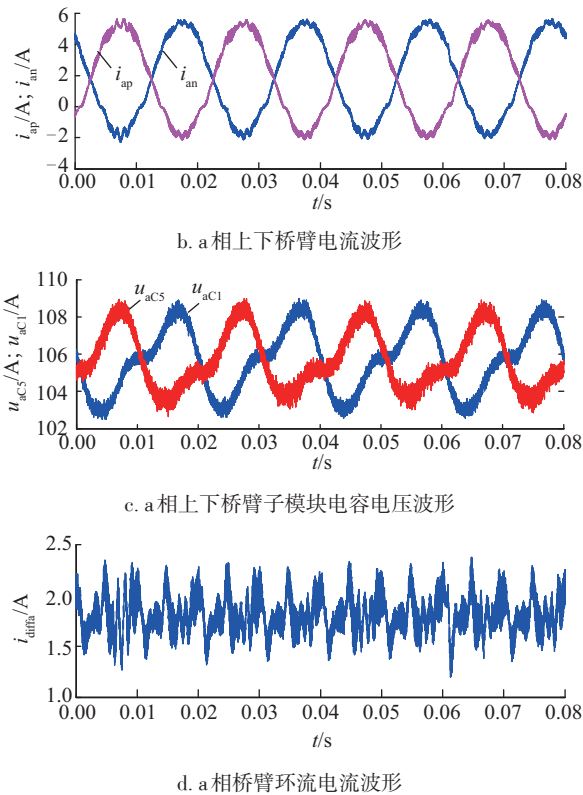
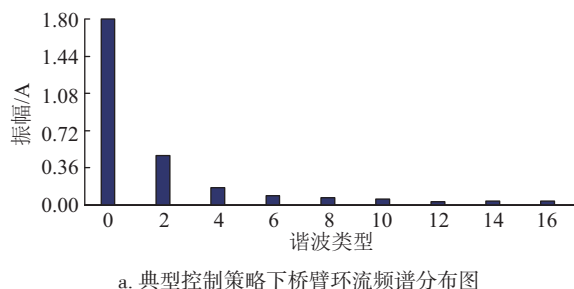


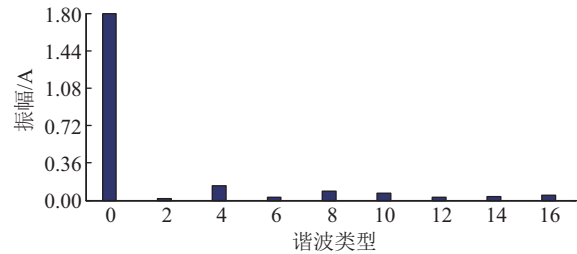
图 15 改进控制策略下 MMC 的实验结果

Fig. 15 Experimental results of MMC under improved control strategy

对比图 14、图 15 可看出:2 种控制策略下 MMC 负载端电压并无明显变化,验证了环流只影响 MMC 内部特性,对输出侧并无影响的结论;改进后的控制器对子模块电容电压仍有较好的控制效果,由图 15c 可见,其纹波约 6 V;子模块电容电压虽与改进前差异不大,但对环流的抑制作用却有明显改善,由图 15d 可见。同时,图 16 给出改进前后 2 种控制策略下的环流频谱(图 16a 为改进前,图 16b 为改进后),改进前后环流二倍频分量的振幅由 0.47 A 降为 0.02 A,得到较好抑制,进一步验证了改进后控制方案的有效性。



a. 典型控制策略下桥臂环流频谱分布图



b. 改进控制策略下环流频谱分布图

图 16 环流频谱

Fig. 16 Circulating current spectrum

5 结 论

1) 针对模块化多电平变换器在统一潮流控制器中应用时存在严重的环流谐波问题,对已有 MMC 的平均电容电压控制模型分析归纳,并总结出优缺点,提出改进方案。

2) 根据 MMC 工作原理及环流组成成分,对内环流控制予以改进。主要包括加入环流的直流分量提取环节以及基于准比例谐振控制器的二倍频消除环节。针对改进部分,给出离散域中控制器参数的设计方法,并验证稳定性,便于工程实现。

3) 针对传统及改进后的控制方案,在三相 MMC 实验样机上分别进行实验。通过对比分析,实验结果表明改进后的控制方案既能实现子模块电容电压的均衡又能有效抑制环流,并进一步验证改进方案的正确性以及参数设计的合理性。

[参考文献]

- [1] 徐 政, 陈海荣. 电压源换流器型直流输电技术综述[J]. 高压技术, 2007, 33(1): 1—10.
- [1] Xu Zheng, Chen Hairong. Review and applications of VSC-HVDC[J]. High Voltage Engineering, 2007, 33(1): 1—10.
- [2] 李国庆, 辛业春, 吴学光. 模块化多电平换流器桥臂电流分析及其环流抑制方法[J]. 电力系统自动化, 2014, 38(24): 62—67.
- [2] Li Guoqing, Xin Yechun, Wu Xueguang. Arm current analysis of modular multilevel converter and its circulating current suppressing method[J]. Automation of Electric Power Systems, 2014, 38(24): 62—67.
- [3] 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,

- 2015, 30(1): 37—53.
- [4] 宋平岗, 李云丰, 王丽娜. 模块化多电平换流器效率优化控制器设计[J]. 高电压技术, 2013, 39(11): 2730—2736.
- [4] Song Pinggang, Li Yunfeng, Wang Lina. Efficiency optimized controller designing for modular multilevel converter [J]. High Voltage Engineering, 2013, 39(11): 2730—2736.
- [5] 王广柱, 孙常鹏, 刘汝峰. 基于桥臂电流控制的模块化多电平变换器综合控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(2): 458—464.
- [5] Wang Guangzhu, Sun Changpeng, Liu Rufeng. Modular multilevel converter control strategy based on arm current control [J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(2): 458—464.
- [6] 陆 翌, 王朝亮, 彭茂兰. 一种模块化多电平换流器的子模块优化均压方法[J]. 电力系统自动化, 2014, 38(3): 52—58.
- [6] Lu Yi, Wang Chaoliang, Peng Maolan. An optimized method for balancing sub-module voltages in modular multilevel converters [J]. Automation of Electric Power Systems, 2014, 38(3): 52—58.
- [7] Antonopoulos A, Angquist Lennart, Nee H P. On dynamics and voltage control of the Modular Multilevel Converter [A]. European Conference on Power Electronics and Applications [C], Barcelona: Spain, 2009: 1—10.
- [8] 屠卿瑞, 徐 政, 管敏渊. 模块化多电平换流器环流抑制控制器设计[J]. 电力系统自动化, 2010, 34(18): 57—61.
- [8] Tu Qingrui, Xu Zheng, Guan Minyuan. Design of circulating current suppressing controllers for modular multilevel converter [J]. Automation of Electric Power Systems, 2010, 34(18): 57—61.
- [9] 刘 焕, 岳 伟, 张一工. 基于准比例—谐振控制的 MMC-HVDC 环流抑制策略[J]. 电力系统自动化, 2015, 39(12): 146—151.
- [9] Liu Huan, Yue Wei, Zhang Yigong. Circulating current restraining strategy based on quasi-proportional-resonance control in MMC-HVDC [J]. Automation of Electric Power Systems, 2015, 39(12): 146—151.
- [10] 班明飞, 申 科, 王建骥. 基于准比例谐振控制的 MMC 新型环流抑制器[J]. 电力系统自动化, 2014, 38(11): 85—129.
- [10] Ban Mingfei, Shen Ke, Wang Jianze. A novel circulating current suppressor for modular multilevel converters based on quasi-proportional-resonant control [J]. Automation of Electric Power Systems, 2014, 38(11): 85—129.
- [11] 阎发友, 汤广福, 贺之渊. 一种适用于模块化换流器的新型环流控制器[J]. 电力系统自动化, 2014, 38(1): 104—108.
- [11] Yan Fayou, Tang Guangfu, He Zhiyuan. A novel circulating current controller for modular multilevel converter [J]. Automation of Electric Power Systems, 2014, 38(1): 104—108.
- [12] 黄守道, 彭也伦, 廖 武. 模块化多电平变流器电容电压波动及其抑制策略研究[J]. 电工技术学报, 2015, 30(7): 62—71.
- [12] Huang Shoudao, Peng Yelun, Liao Wu. Study of capacitor voltage fluctuation and its suppression for modular multilevel converter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(7): 62—71.

A NEW CIRCULATING CURRENT SUPPRESSION STRATEGY OF UPFC BASED ON MODULAR MULTILEVEL CONVERTER(MMC)

Li Zhen¹, Li Bin², Hang Lijun¹, Li Guojie³, Yang Fengyuan³, Yang Guang²

(1. School of Electrical Engineering, Hangzhou Dianzi University, Hangzhou 310018, China;

2. State Grid Jiangsu Electric Power Company Nanjing Power Supply Company, Nanjing 210019, China;

3. School of Electronic, Information and Electrical Engineering, Shanghai University, Shanghai 200240, China)

Abstract: In the field of power electronics, aiming at the serious circulating harmonic problem of the Modular Multilevel Converter (MMC) applied in the unified power flow controller (UPFC), analyzing advantages and disadvantages of average capacitor voltage control model, an improved digital control method is given. Average capacitor voltage control model is still used to balance arm voltage, but DC component extraction and quasi-proportional-resonant (quasi-PR) are added into the inner loop to eliminate second order circulating harmonic current. In this paper, the controller parameters of improved part are designed in discrete domain and stability analysis are also discussed. Finally, experiment results before and after improvement are analyzed and compared, which indicate that the improved control method has the merit of capacitor voltage balance and good performance in restraining circulating harmonic current.

Keywords: power electronics; digital control; modular multilevel converter; DC component extraction; circulating harmonic current suppression; quasi-proportional resonant controller