

DOI:10.3969/j.issn.1001-4551.2018.02.015

基于模块化多电平变换器的 UPFC 环流抑制方法研究*

李 振¹, 李 斌³, 杭丽君^{1*}, 杨丰源², 邱 键¹, 杨 光³

(1. 杭州电子科技大学 自动化学院, 浙江 杭州 310018; 2. 上海交通大学 电子信息与电气工程学院
上海 200240; 3. 国网江苏省电力公司 南京供电公司, 江苏 南京 210019)

摘要:针对模块化多电平变换器(MMC)在统一潮流控制器(UPFC)中应用时存在严重的环流谐波问题,对三相桥臂间环流产生的原因及其抑制方面进行了研究,对子模块电容电压均衡控制策略进行了归纳,设计了基于二倍频负序旋转坐标系下的环流抑制策略;然后在 Matlab/Simulink 平台下搭建仿真模型,进行了环流抑制能力提升的理论验证。仿真结果表明:该环流抑制策略对环流谐波中的二倍频谐波有明显的抑制效果,同时还证明了变换器具有良好电容电压均衡效果。

关键词:统一潮流控制器;模块化多电平变换器;电容均压;环流抑制

中图分类号:TM712

文献标志码:A

文章编号:1001-4551(2018)02-0186-05

Method for circulating current suppression of UPFC based on MMC

LI Zhen¹, LI Bin³, HANG Li-jun¹, YANG Feng-yuan², QIU Jian¹, YANG Guang³

(1. School of Electrical Engineering, Hangzhou Dianzi University, Hangzhou 310018, China; 2. School of Electronic, Information and Electrical Engineering, Shanghai University, Shanghai 200240, China; 3. State Grid Jiangsu Electric Power Company Nanjing Power Supply Company, Nanjing 210019, China)

Abstract: Aiming at the serious circulant harmonic problem of the Modular Multilevel Converter (MMC) applied in the unified power flow controller(UPFC), the suppression of the bridge arm circulation was studied, and the control strategy of the capacitor voltage equalization was summarized. After that, a method to restrain the circulation based on twiceline frequency negative sequence rotating coordinate system was designed. Afterwards, the capability of the designed controller on the Matlab/Simulink platform was verified. The results show that the scheme has a significant effect on the harmonic suppression of second order circulating current, meanwhile, the capacitor voltage is balanced.

Key words: unified power flow controller(UPFC); modular multilevel converter(MMC); capacitor voltage balance; circulating current suppression

0 引 言

统一潮流控制器(UPFC)是迄今为止功能最全面

的 FACTS 装置^[1],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。UPFC 既能在电力系统稳定方面实现潮流调节,合理控制有功功率、无功功率,提高线路的输送能力,实现优化运行;

收稿日期:2017-04-18

基金项目:国网江苏省电力公司科技资助项目(J2017073)

作者简介:李振(1992-),男,江苏宿迁人,硕士研究生,主要从事电力电子方面的研究。E-mail:channonli@163.com

通信联系人:杭丽君,女,教授,硕士生导师。E-mail:ljiang@sju.edu.cn

又能在动态方面,通过快速无功吞吐,动态支撑接入点的电压,提高系统电压稳定性;还可以改善系统阻尼,提高功角稳定性。

UPFC 的控制系统分为两部分即并联部分和串联部分,其中并联部分本质来说是一个三相整流器,它的控制目标是使 UPFC 产生直流电压并且保持它的稳定,而串联部分本质上来说则是一个逆变器,是实现直流到交流的变换。它的控制目标是使 UPFC 产生所需要的补偿电压矢量。

模块化多电平变换器(MMC)能够通过增减接入换流器的子模块的数量来满足不同的功率和电压等级的要求^[2],便于实现集成化设计,缩短项目周期,节约成本^[3-5],而且模块化的设计模式便于进行冗余设计和故障排除。此外,MMC 变流器可对有功功率和无功功率进行独立控制,能量可实现双向流动。

由于 MMC 直流母线电压靠各桥臂的分布式电容支撑,若发生电容电压不平衡则会导致环流^[4]。环流可以分为两部分:一部分是直流分量,在直流侧与相单元间流动;另一部分是负序二次分量,在三相桥臂间流动^[6]。虽然二次分量对 MMC 交流侧输出不产生影响,但叠加在桥臂电流上会引起桥臂电流畸变,不仅对器件耐压水平提出了更高要求,同时将增加 UPFC 系统的功率损耗^[7-8]。

本研究在二倍频负序旋转坐标系下将环流二次分量转换成 dq 轴形式^[9-10],建立相关抑制模型,设计环流抑制方法的控制参数,并通过仿真和实验验证。

1 基于 MMC 的 UPFC 环流机理分析

MMC 电路系统图如图 1 所示。

图 1 中直流侧 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;用 p, n 表示上、下桥臂,则 k 相桥臂电压分别为 u_{kp} 、 u_{kn} 。 L_0 为桥臂电感,它在一定程度上可抑制内部环流; R_0 为等效桥臂电阻。流经上、下桥臂的环流与桥臂电流 i_{kp} 、 i_{kn} 有^[11]:

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

由基尔霍夫电压定律,MMC 数学模型如下:

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

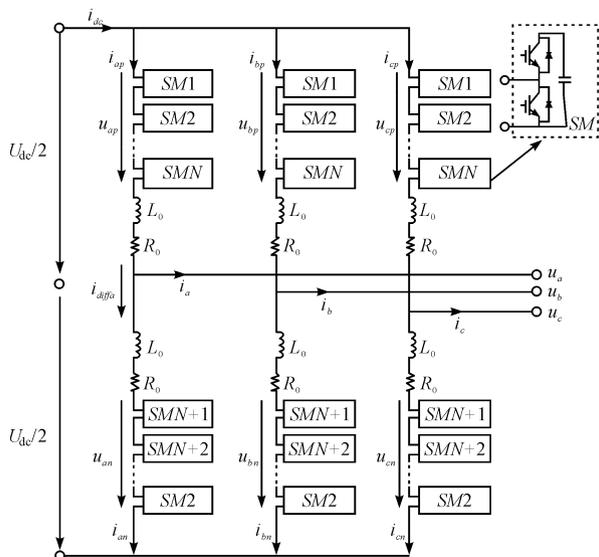


图 1 MMC 电路系统图

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

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^[12-13]。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^[14],导致环流 u_{diffk} 的产生。

设 k 相输出电压 u_{sk} 、输出电流 i_{sk} 分别为:

$$\begin{cases} u_{sk}(t) = U_s \sin \omega_0 t \\ i_{sk}(t) = I_s \sin(\omega_0 t + \varphi) \end{cases} \quad (5)$$

k 交流侧瞬时功率 p_{sk} 为:

$$p_{sk}(t) = u_{sk}(t) i_{sk}(t) = \frac{U_s I_s}{2} [\cos \varphi - \cos(2\omega_0 t + \varphi)] =$$

$$\frac{U_{dc} I_{dc}}{3} - \frac{U_{dc} I_{dc}}{3 \cos \varphi} \cos(2\omega_0 t + \varphi) \quad (6)$$

由式(6)可知 k 相瞬时交流功率分量 p_{sk-ac} :

$$p_{sk-ac} = \frac{U_{dc} I_{dc}}{3 \cos \varphi} \cos(2\omega_0 t + \varphi) \quad (7)$$

由式(5 ~ 7)知,流经上下桥臂的环流作为 MMC 直流侧和交流侧的能量传输媒介而存在,直流侧是通过环流对各个子模块电容进行充放电。直流侧向交流侧传输的有功功率生成了环流中的直流分量,因电容充放电而导致的无功功率生成了环流中的交流分量。由此,环流 i_{diffk} 可写为^[15]:

$$i_{diffk} = \frac{u_{sk}i_{sk}}{U_{dc}} \quad (8)$$

式中： i_{diffk} —相单元环流 ($k = a, b, c$)

$$\begin{cases} u_{sa} = U_s \sin \omega_0 t \\ u_{sb} = U_s \sin \left(\omega_0 t - \frac{2\pi}{3} \right) \\ u_{sc} = U_s \sin \left(\omega_0 t + \frac{2\pi}{3} \right) \end{cases} \quad (9)$$

$$\begin{cases} i_{sa} = I_s \sin(\omega_0 t + \varphi) \\ i_{sb} = I_s \sin \left(\omega_0 t - \frac{2\pi}{3} + \varphi \right) \\ i_{sc} = I_s \sin \left(\omega_0 t + \frac{2\pi}{3} + \varphi \right) \end{cases} \quad (10)$$

由式(8 ~ 10) 可得:

$$\begin{cases} i_{diffa} = \frac{U_s I_s}{2U_{dc}} [\cos \varphi - \cos(2\omega_0 t + \varphi)] \\ i_{diffb} = \frac{U_s I_s}{2U_{dc}} \left[\cos \varphi - \cos \left(2\omega_0 t + \frac{2\pi}{3} + \varphi \right) \right] \\ i_{diffc} = \frac{U_s I_s}{2U_{dc}} \left[\cos \varphi - \cos \left(2\omega_0 t + \frac{2\pi}{3} + \varphi \right) \right] \end{cases} \quad (11)$$

从式(11) 看出,环流中的交流分量具有二倍频负序性质。环流的直流分量在直流侧与相单元间流动,而交流分量在三相桥臂间流动,对外部并不产生影响。环流中的二次分量会增加系统损耗,带来子模块电容较大的电压波动。

2 MMC 环流抑制方法及仿真实验结果

在二倍频环流抑制策略的 MMC 系统控制框图,如图 2 所示。

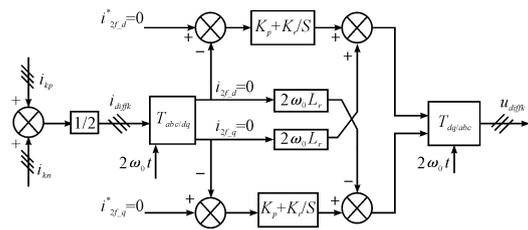


图 2 环流抑制控制器

本研究在系统中检测 k 相上桥臂电流 i_{kp} 与下桥臂电流 i_{kn} ,上下桥臂电流相加之后除以 2,得到三相内部环流 i_{diffk} ,经过两倍频负序坐标变换 $T_{abc/dq}$,得到 MMC 内部环流的 dq 轴分量 $i_{2f,d}$ 和 $i_{2f,q}$,将它们与环流 dq 轴分量的参考值 $i^*_{2f,d}$ 和 $i^*_{2f,q}$ (为了抑制环流,这里取 $i^*_{2f,d} = i^*_{2f,q} = 0$) 作差比较后,经过 PI 调节器,再引入电压前馈 $2\omega_0 L_r i_{2f,d}, 2\omega_0 L_r i_{2f,q}$ 以消除 dq 轴耦合部分,

即可得到内部不平衡电压降的 dq 值参考值。最后经过逆变换 $T_{dq/abc}$ 得到负序三相的内部不平衡电压降参考值 u_{diffk} 。这里的变换矩阵为:

$$T_{abc/dq} = \frac{2}{3} \begin{Bmatrix} \sin \theta & \sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \sin \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \theta & \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \end{Bmatrix} \quad (12)$$

逆变换矩阵为:

$$T_{dq/abc} = \frac{2}{3} \begin{Bmatrix} \sin \theta & \cos \theta \\ \sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \sin \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \end{Bmatrix} \quad (13)$$

本研究借助 Matlab/Simulink 工具箱搭建了三相 MMC 仿真模型。模型参数如表 1 所示。

表 1 仿真模型参数

参数	数值	参数	数值
直流侧电压/V	400	输出侧电感/mH	4
子模块电容/ μ F	1 400	负载电阻/ Ω	20
子模块个数 n	4	基波频率/Hz	50
桥臂电感/mH	5	载波频率/kHz	5

控制器参数 $k_p = 20, k_i = 500$ 。加入环流抑制控制器前后 A 相上桥臂的电流波形如图(3,4) 所示。

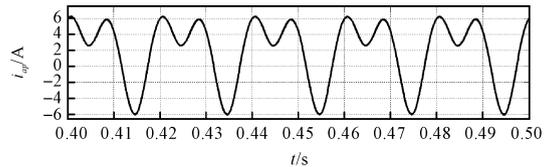


图 3 未加入环流抑制器时 A 相上桥臂电流仿真波形

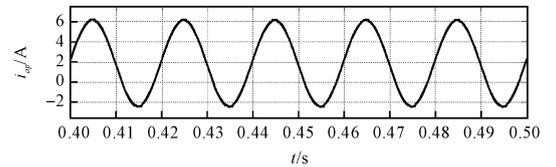


图 4 加入环流抑制器时 A 相上桥臂电流仿真波形

图 3 中,环流抑制器投入运行前,环流中存在直流分量及二次分量且引起了上下桥臂电流较大的畸变,而图 4 则是完整基波分量与直流分量的叠加。在未加入环流控制器之前,A 相上桥臂存在明显的二倍频环流量,如图 5 所示。

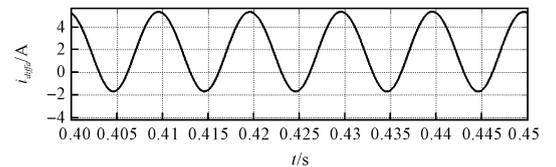


图 5 未加入环流抑制器时 A 相环流仿真波形

而加入环流抑制器后对环流二次分量起了很好的抑制作用。加入环流抑制器时 A 相环流仿真波形如图 6 所示。

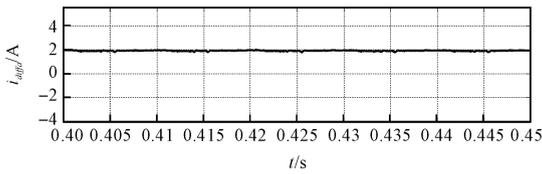


图 6 加入环流抑制器时 A 相环流仿真波形

A 相子模块电压波形如图(7,8)所示。

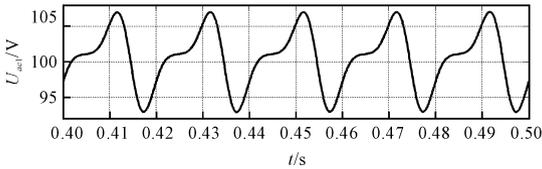


图 7 未加入环流抑制器时 A 相子模块电容电压仿真波形

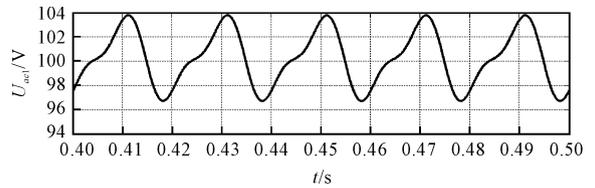


图 8 加入环流抑制器时 A 相子模块电容电压仿真波形

从图(7,8)可以看出,环流抑制控制器对子模块电容电压也起到均衡作用,未加入环流抑制器之前电容电压波动为 16 V 左右,加入之后电压波动为 8 V,减小一半的电压波动。

为验证本文所提出控制方法的有效性,笔者搭建了基于 MMC 的 UPFC 实验样机。MMC 的系统参数与表 1 所示的仿真参数一致,控制器参数 $K_p = 10, K_i = 500$ 。实验结果如图 9 所示。

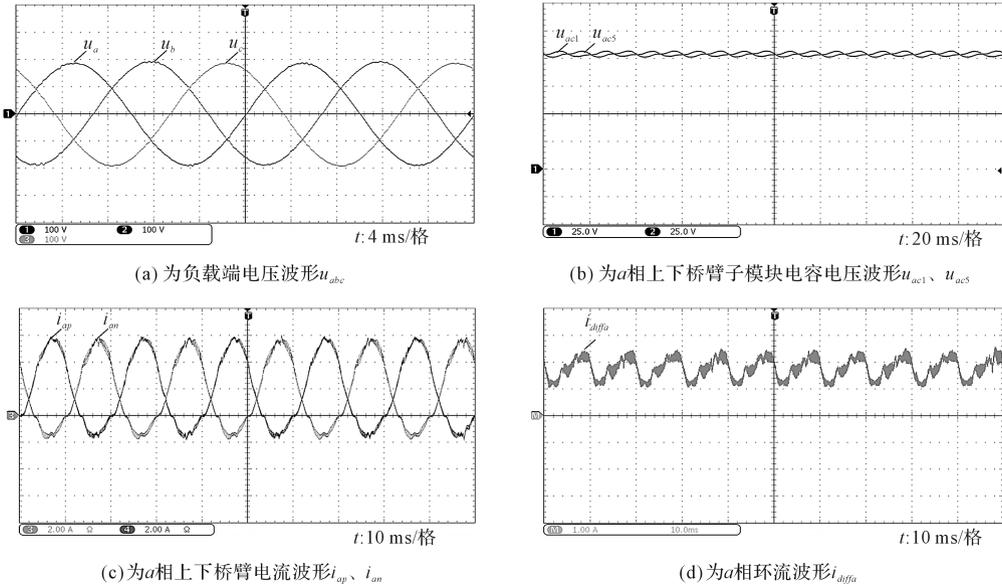


图 9 环流抑制控制策略实验结果

由图 9(b)可见,子模块电容电压的纹波在 7 V 左右;由图 9(d)可见,使用环流抑制控制器之后,环流纹波仅为 0.7 A 左右。实验验证了所设计方案的有效性以及参数设置的合理性。

3 结束语

本文分析了 MMC 在统一潮流调节器中应用时存在的环流谐波问题,设计了二倍频负序旋转坐标系的环流抑制策略,主要包括三相静止坐标到两相旋转坐标的变换环节,基于比例积分控制器的二倍频消除环节,以及两相旋转坐标到三相静止坐标的反变换环节。

实验结果表明:该控制方案既能有效地抑制环流,

又能在一定程度上实现子模块电容电压的均衡,进一步证明了方案的有效性。

参考文献 (References):

- [1] 李国庆,宋 莉,李筱婧. 计及 FACTS 装置的可用输电能力计算[J]. 中国电机工程学报,2009,29(19):36-42.
- [2] 徐 政,陈海荣. 电压源换流器型直流输电技术综述[J]. 高电压技术,2007,33(1):1-10.
- [3] 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.
- [4] 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.
- [5] 宋平岗, 李云丰, 王丽娜, 等. 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.
- [6] 王广柱, 孙常鹏, 刘汝峰, 等. 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.
- [7] 陆 翌, 王朝亮, 彭茂兰, 等. 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.
- [8] 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.
- [9] 王鹏伍, 崔 翔. MMC-HVDC 三相解耦二次谐波环流抑制算法 [J]. 电力系统自动化, 2013, 37(15): 48-52.
- [10] 李国庆. 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.
- [11] 高 建, 苏建徽, 高 航, 等. 模块化多电平换流器电容电压与环流的控制策略 [J]. 电力系统保护与控制, 2014, 42(3): 56-62.
- [12] HAGIWARA M, AKAGI H. Control and experiment of pulse-width-modulated modular multilevel converters [J]. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2009, 24(7): 1737-1746.
- [13] HAGIWARA M, AKAGI H. Control and experiment of pulsewidth-modulated modular multilevel converters [J]. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2009, 24(7): 1737-1746.
- [14] HAGIWARA M, MAEDA R, AKAGI H. Control and analysis of the modular multilevel cascade converter based on double-star chopper-cells (MMCC-DSCC) [J]. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2011, 26(6): 1649-1658.
- [15] 王之赫. MMC 的建模和实时仿真技术研究 [D]. 北京: 北京交通大学电气工程学院, 2015.

[编辑: 张 豪]

本文引用格式:

李 振, 李 斌, 杭丽君, 等. 基于模块化多电平变换器的 UPFC 环流抑制方法研究 [J]. 机电工程, 2017, 35(2): 186-190.

LI Zhen, LI Bin, HANG Li-jun, et al. Method for circulating current suppression of UPFC based on MMC [J]. *Journal of Mechanical & Electrical Engineering*, 2017, 35(2): 186-170.

《机电工程》杂志: <http://www.meem.com.cn>