

基于正交虚拟矢量的单相 MMC 系统环流抑制方法

丁 然¹, 梅 军¹, 赵剑锋¹, 管 州¹, 吴夕纯¹, 尤 璠¹, 田 杰²

(1. 东南大学 电气工程学院, 江苏 南京 210096; 2. 南京南瑞继保电气有限公司, 江苏 南京 211102)

摘要:现有的模块化多电平换流器(MMC)的研究大多集中在三相系统方面。提出了一种针对单相 MMC 系统的基于正交虚拟矢量的新型环流抑制方法,通过分析单相 MMC 系统环流的固有特点,利用陷波器提取二倍频环流分量,再引入 1/4 周期延时构造正交虚拟矢量,最终使用比例积分控制器进行环流抑制。此方法不仅能够显著降低桥臂电流的畸变,而且可以减少直流侧的瞬时功率波动,降低了测量器件的数量与成本。仿真和实验结果验证了所提方法的有效性。

关键词:模块化多电平换流器;单相;环流抑制;正交虚拟矢量

中图分类号:TM 46

文献标识码:A

DOI:10.16081/j.issn.1006-6047.2018.08.006

0 引言

模块化多电平换流器 MMC (Modular Multilevel Converter) 拓扑自被提出以来^[1],由于其拓扑本身有着包含功率单元的级联结构,非常容易实现模块化设计扩展,能够大幅提高系统的电压等级和装机容量,因此随着 MMC 相关拓扑特性、控制策略以及故障保护技术的发展,有关 MMC 在高压直流输电系统以及电能质量领域的应用正越来越受到业界的研究和关注^[2-4]。

MMC 存在着环流问题,环流叠加在上下桥臂的电流内,带来了增大功率器件额定容量、提高成本、增加系统损耗甚至损坏装置等后果。因此 MMC 的环流抑制已成为学术界的研究热点之一。国内外学者对 MMC 的环流抑制问题做了大量研究,文献[5]实现了基于二倍频负序旋转坐标系的环流抑制控制器,但仅适用于三相系统;文献[6]提出的通用环流抑制器虽然在理论上可以抑制任意相环流,但在工程场合下的抑制效果受测量误差影响;文献[7]利用比例谐振控制器以及桥臂电流比例负反馈环节,实现了对内部环流谐波分量的无差控制。此外又有学者分别提出了比例-积分-谐振控制^[8]、准比例-谐振控制^[9]、重复控制^[10]和模型预测方法^[11]等多种环流抑制策略。以上策略虽然均可实现分相控制,但由于这些控制策略的数学模型、控制过程与参数调节较为复杂,不容易实现,且三相 MMC 系统因

其固有结构特性与单相 MMC 系统的差异,其相关的控制方式也不能在单相系统中简单植入。从已经发表的文献来看,目前对 MMC 的研究和使用大部分都集中在三相系统方面,专门对可应用于如直流变换^[12]以及牵引供电系统^[13]等高压中等容量场合的单相 MMC 系统进行分析与应用的文献较少。因此,针对单相 MMC 系统的环流抑制策略进行单独研究具有重要的实际意义。

文献[13-14]对应用于牵引供电系统中的单相 MMC 进行了较全面的研究,给出了基于高通滤波器和准比例谐振控制器或比例-积分-复数积分控制器的环流抑制方法,但参数设计较复杂。

本文通过对单相 MMC 系统的环流内在机理进行分析,针对单相 MMC 系统结构设计了一种基于正交虚拟矢量的新型环流抑制策略,该策略仅需使用陷波器和比例积分(PI)控制器,控制简单,稳定性好,同时减少了电流传感器数量,降低了成本,具有实际的工程应用价值。本文首先介绍了单相 MMC 的拓扑结构,通过分析单相 MMC 系统的环流机理,推导出环流的数学表达式以及环流模型,然后给出了新型环流抑制策略的具体实施方法,最后进行仿真和实验验证。

1 单相 MMC 的拓扑结构

图 1 为单相 MMC 总体结构拓扑,该拓扑由 a、b 两相电路组成,每相为半桥结构,总体为全桥结构。每相分为上、下 2 个桥臂,每个桥臂包含 n 个子模块(SM_1 — SM_n)和 1 个串联的桥臂电感 L 。每相共包含 $2n$ 个子模块。各相交流输出侧连接点标注为 a 和 b。图中, U_{dc} 为直流侧电压; $u_j(j=a,b)$ 为输出电压; i_j 为输出电流; u_{jp} 、 u_{jn} 分别为上、下桥臂电压; i_{jp} 、 i_{jn} 分别为上、下桥臂电流; C_{sm} 为子模块电容; u_c 为子模块电容电压。

现有的可用于 MMC 的子模块拓扑种类繁多,最常用的是半桥子模块^[15],通过控制子模块中 2 个开

收稿日期:2017-07-17;修回日期:2018-05-30

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51477030);江苏省产学研前瞻项目(BY2015070-10);江苏省自然科学基金资助项目(BK20151134);国家电网公司科技项目(DW1600015)
Project supported by the National Natural Science Foundation of China(51477030), the Prospective Project of Industrialization, Education and Research of Jiangsu Province(BY2015070-10), the Natural Science Foundation of Jiangsu Province(BK20151134) and the Science and Technology Project of SGCC(DW1600015)

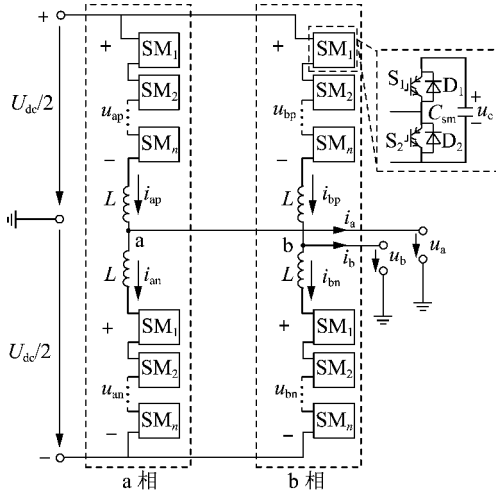


图 1 单相 MMC 系统结构

Fig.1 Structure of single-phase MMC system

关器件 S_1 、 S_2 的通断,可以使子模块工作在如表 1 所示的 3 种状态。

表 1 MMC 半桥子模块工作状态

Table 1 Operating states of MMC half-bridge submodule

工作状态	S_1	S_2	子模块输出电压
投入	导通	关断	u_c
切除	关断	导通	0
闭锁	关断	关断	u_c 或 0

子模块处于投入状态时,子模块电容按照桥臂电流方向的不同充电或放电,子模块输出电压为子模块电容电压瞬时值 u_c ;子模块处于切除状态时,桥臂电流只能从 S_2 或续流二极管 D_2 中流动,子模块电容不接入主电路,电容电压保持稳定,子模块输出电压为 0;子模块闭锁状态在系统稳态正常运行时不使用,一般仅在系统故障时使用。

通过一定的调制和控制方式,控制子模块在投入或切除状态之间转换,就可以使得 MMC 的交流输出端产生多电平波形的输出电压,并实现 MMC 的四象限运行^[16]。

2 单相 MMC 系统的环流分析

设桥臂等效电阻为 R ,可得如图 2 所示的 MMC 单相等效电路^[17]。图中, i_{diffj} 为 j 相内部电流,即上、下桥臂电流间共模分量。

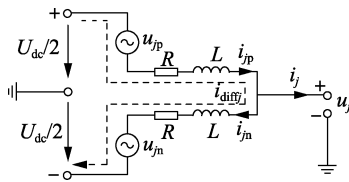


图 2 MMC 单相等效电路

Fig.2 Equivalent circuit of single-phase MMC

根据基尔霍夫电压定律,有:

$$\begin{cases} \frac{U_{dc}}{2} = u_{jp} + R i_{jp} + L \frac{di_{jp}}{dt} + u_j \\ \frac{U_{dc}}{2} = u_{jn} + R i_{jn} + L \frac{di_{jn}}{dt} - u_j \end{cases} \quad (1)$$

根据拓扑结构特点,有^[16]:

$$\begin{cases} i_{jp} = i_{diffj} + \frac{i_j}{2} \\ i_{jn} = i_{diffj} - \frac{i_j}{2} \\ i_{diffj} = \frac{i_{jp} + i_{jn}}{2} \end{cases} \quad (2)$$

由式(1)、(2)可得单相 MMC j 相的数学模型为:

$$\begin{cases} u_j = e_j - \frac{R}{2} i_j - \frac{L}{2} \frac{di_j}{dt} \\ L \frac{di_{diffj}}{dt} + R i_{diffj} = \frac{U_{dc}}{2} - \frac{u_{jp} + u_{jn}}{2} \\ e_j = \frac{u_{jn} - u_{jp}}{2} \end{cases} \quad (3)$$

其中, e_j 为 j 相内部电动势。式(3)说明通过控制内部电动势 e_j 可实现对 j 相的外部交流输出电压与电流的间接控制^[16]。

在式(3)中,可令:

$$u_{zj} = L \frac{di_{diffj}}{dt} + R i_{diffj} \quad (4)$$

其中, u_{zj} 为 j 相内部电压,其物理意义是内部电流 i_{diffj} 在桥臂电感和等效电阻上的压降。由式(3)、(4)可推导得到桥臂电压参考值的表达式如下:

$$\begin{cases} u_{jp}^* = \frac{U_{dc}}{2} - e_j - u_{zj} \\ u_{jn}^* = \frac{U_{dc}}{2} + e_j - u_{zj} \end{cases} \quad (5)$$

其中, u_{jp}^* 、 u_{jn}^* 分别为 j 相上、下桥臂电压参考值; e_j 由内环电流控制器产生; u_{zj} 用来抑制环流的附加控制电压^[16]。

与全桥结构类似,单相 MMC 系统每相上、下桥臂工作在对称互补运行状态,因此系统稳态运行时各桥臂电压和桥臂电流有如下关系:

$$\begin{cases} u_{ap} = u_{bn}, u_{bp} = u_{an} \\ i_{ap} = i_{bn}, i_{bp} = i_{an} \end{cases} \quad (6)$$

由式(2)、(6)可推出:

$$i_{diffa} = i_{diffb} \quad (7)$$

即单相 MMC 系统的两相内部电流相等。

根据文献[18]可知,MMC 系统 j 相的上下桥臂

电压之和 $u_{jp} + u_{jn}$ 中必定包含二倍于基波频率的分量 u_{cir2fj} , 此分量在桥臂中激励产生了 MMC 系统 j 相的二倍频环流 i_{cir2fj} 。从文献[8]可知, 直流侧电流中的直流分量 I_{dc} 均匀分配在两相之间, j 相内部电流可表示为:

$$i_{diffj} = \frac{I_{dc}}{2} + i_{cir2fj} \quad (8)$$

由式(7)、(8)可推得 a、b 两相环流相等, 即有:

$$i_{cir2fa} = i_{cir2fb} = I_{2f} \sin(2\omega t + \varphi_{2f}) \quad (9)$$

其中, I_{2f} 为环流峰值; ω 为交流基频角频率; φ_{2f} 为环流初相角。

由单相 MMC 系统拓扑的固有特点, 各相输出电流满足:

$$i_a = -i_b = I \sin(\omega t + \varphi) \quad (10)$$

其中, I 为输出电流幅值; φ 为 a 相输出电流初相角。

由式(2)、(6)、(8)~(10)可推出单相 MMC 系统桥臂电流为:

$$\begin{cases} i_{ap} = i_{bn} = i_{diffa} + \frac{i_a}{2} = \frac{I_{dc}}{2} + \frac{I}{2} \sin(\omega t + \varphi) + I_{2f} \sin(2\omega t + \varphi_{2f}) \\ i_{an} = i_{bp} = i_{diffb} - \frac{i_b}{2} = \frac{I_{dc}}{2} - \frac{I}{2} \sin(\omega t + \varphi) + I_{2f} \sin(2\omega t + \varphi_{2f}) \end{cases} \quad (11)$$

单相 MMC 系统直流侧的瞬时功率为:

$$p_{dc} = U_{dc} i_{dc} = U_{dc} (i_{diffa} + i_{diffb}) = U_{dc} I_{dc} + 2U_{dc} I_{2f} \sin(2\omega t + \varphi_{2f}) \quad (12)$$

由式(9)、(11)和(12)可分析得出单相 MMC 系统环流的特点如下:

a. 单相 MMC 系统两相环流幅值相等且相位相同, 故此时环流仅在直流侧与各相之间流动, 而不在两相之间流动;

b. 与三相 MMC 系统类似, 单相 MMC 系统产生的二倍频环流同样会叠加在桥臂电流上, 使桥臂电流波形发生畸变, 偏离基频正弦;

c. 与三相 MMC 系统环流仅在各相之间流动而不对直流侧产生影响不同, 单相 MMC 系统的环流会使得直流侧电流以及直流侧瞬时功率产生二倍频波动, 因此对单相 MMC 系统的环流进行抑制可以减少直流侧瞬时功率波动, 避免可能引起的功率回流, 进而提高系统的整体稳定性。

根据上述分析得出的环流特点, 单相 MMC 系统的环流等效电路如图 3 所示。

3 基于正交虚拟矢量的环流抑制策略方案

式(4)在相互正交的 $\alpha\beta$ 两相静止坐标系下可表示为式(13)。

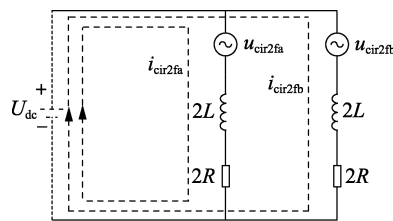


图 3 单相 MMC 系统的环流等效电路

Fig.3 Equivalent circuit of circulating currents of single-phase MMC system

$$\begin{cases} u_{Z\alpha} = L \frac{di_{diff\alpha}}{dt} + Ri_{diff\alpha} \\ u_{Z\beta} = L \frac{di_{diff\beta}}{dt} + Ri_{diff\beta} \end{cases} \quad (13)$$

将式(8)代入式(13), 再经 $\alpha\beta/dq$ 变换可得在 dq 两相旋转坐标系下的表达式为:

$$\begin{cases} u_{Zd} = L \frac{di_{cir2fd}}{dt} + Ri_{cir2fd} - 2\omega Li_{cir2fq} \\ u_{Zq} = L \frac{di_{cir2fq}}{dt} + Ri_{cir2fq} + 2\omega Li_{cir2fd} \end{cases} \quad (14)$$

式(14)表明通过控制环流在两相旋转坐标系的分量 i_{cir2fd} 、 i_{cir2fq} 可以实现对附加控制电压的控制, 从而抑制环流。但按照式(9)的分析, 单相 MMC 系统的两相环流相位相同, 缺少一个自由度, 因此需要引入一个额外变量来实现坐标变换。

本文提出的环流抑制策略控制框图如图 4 所示。由 a 相的上、下桥臂电流值经式(2)运算得出 a 相内部电流值 i_{diffa} ; 使用式(15)所述传递函数的二阶陷波器将 i_{diffa} 中的二倍频交流环流分量陷除, 从而得到直流分量, 再将 i_{diffa} 减去这个直流分量就得到二倍频环流 i_{cir2fa} 。

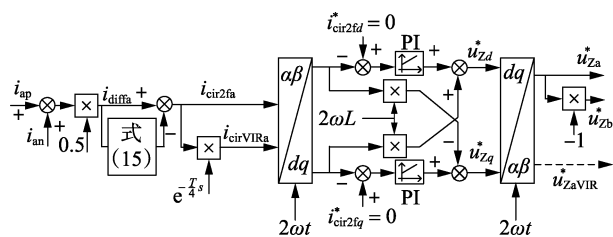


图 4 所提基于正交虚拟矢量的环流抑制策略控制方案

Fig.4 Control scheme of presented circulating currents suppression strategy based on orthogonal virtual vector

$$G(s) = \frac{s^2 + \omega_0^2}{s^2 + 2\tau\omega_0 s + \omega_0^2} \quad (15)$$

其中, $\omega_0 = 2\omega$, 陷波器频率响应曲线在角频率为 ω_0 处发生凹陷, 陷除二倍频分量。调节 τ 可改变陷波器性能, τ 的取值越小, 陷波器在 ω_0 处的陷波效果越好, 但动态响应效果会变差; τ 的取值越大, 动态响应效果会改善, 但在 ω_0 处的陷波效果变差。 τ 的具体取值在实际工程中经调试得到。

然后通过式(16)将实际环流 $i_{\text{cir}2\text{fa}}$ 延时 $1/4$ 个二倍频环流周期构造一个与实际环流相正交的虚拟矢量 $i_{\text{cir}2\text{VIRa}}$, 即有:

$$\begin{cases} T = \frac{2\pi}{2\omega} = \frac{\pi}{\omega} \\ i_{\text{cir}2\text{VIRa}} = e^{-\frac{T}{4}s} i_{\text{cir}2\text{fa}} = e^{-\frac{\pi}{4\omega}s} i_{\text{cir}2\text{fa}} \end{cases} \quad (16)$$

然后将相互正交的实际环流 $i_{\text{cir}2\text{fa}}$ 与虚拟环流 $i_{\text{cir}2\text{VIRa}}$ 经过 $\alpha\beta/dq$ 变换得到 a 相环流在两相旋转坐标系下的分量 $i_{\text{cir}2fd}$ 和 $i_{\text{cir}2fq}$; 根据式(14)使用比例积分控制器来实现对附加控制电压在 d 、 q 轴上分量 u_{Zd} 和 u_{Zq} 的控制。由于此时 $\alpha\beta/dq$ 变换环节的输入量是一对相互正交的无直流偏置的二倍频环流分量 $i_{\text{cir}2fa}$ 和 $i_{\text{cir}2VIRa}$, 因此经 $\alpha\beta/dq$ 变换后 $i_{\text{cir}2fd}$ 、 $i_{\text{cir}2fq}$ 为常数, 能在比例积分控制器上实现较好的控制效果。使用 $dq/\alpha\beta$ 变换得到 a 相附加控制电压的实际参考值 u_{Za}^* 后, 根据式(6)所述桥臂电压对称的特点, 将该值取反相即得到 b 相附加控制电压的实际参考值 u_{Zb}^* , 同时舍弃 a 相虚拟附加控制电压的参考值 $u_{Za\text{VIR}}^*$ 。

图 5 为单相 MMC 系统总体控制图。图中, u_{ac} 为电网电压; L_g 为电网电感。给定输出有功和无功的参考值 (P^* 、 Q^*), 通过功率外环与电流内环产生 a、b 两相内部电动势的参考值 (e_a^* 、 e_b^*), 测量 a 相

上、下桥臂电流 (i_{ap} 、 i_{an}), 配合本文提出的新型环流抑制策略, 得到 a 相和 b 相上、下桥臂电压参考值 (u_{ap}^* 、 u_{an}^* 和 u_{bp}^* 、 u_{bn}^*), 再通过适用于 MMC 的调制方法, 驱动各子模块 IGBT 门极输出。作为电压源变换器 (VSC) 的一种^[16], MMC 总体控制中功率外环和电流内环可采用前馈解耦控制, 具体环节和参数设计可参考文献[19], 本文不再赘述。

从图 5 可以看出, 使用本文提出的方法对单相 MMC 系统进行环流抑制只需对其中一相上下桥臂电流进行测量, 减少了电流传感器的数量, 从而节省了硬件成本。

4 仿真结果

为验证本文所提出的新型环流抑制策略的正确性和有效性, 在 MATLAB/Simulink 软件平台下搭建了单相 MMC 系统并网逆变仿真模型。仿真参数如下: 直流母线电压 $U_{dc} = 8 \text{ kV}$, 桥臂子模块数 $n = 4$, 子模块电容值 $C_{sm} = 3\ 300 \mu\text{F}$, 桥臂电感 $L = 2 \text{ mH}$, 桥臂等效电阻 $R = 0.4 \Omega$, 电网电压幅值 $U_{ac} = 6.6 \text{ kV}$, 交流频率 $f_{ac} = 50 \text{ Hz}$, 电网电感 $L_g = 5 \text{ mH}$, 直流侧输入功率参考值 $P^* = 1.65 \text{ MW}$, 载波频率 $f_c = 2 \text{ kHz}$ 。系统仿真时间为 2.0 s , 在 1.0 s 时刻启动本文所提出的环流抑制法。

陷波器的幅频特性如图 6 所示, 该陷波器在 100 Hz , 即二倍于工频的频率处发生了凹陷, 可成功陷除环流, 从而在图 4 所示的控制框图中成功实现环流提取。

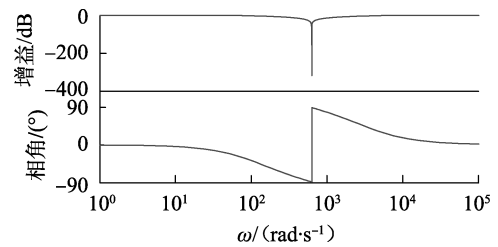


图 6 陷波器伯德图

Fig.6 Bode diagram of notch filter

仿真结果如图 7 所示。图 7(a) 显示网侧实现了单位功率因数输出, 1.0 s 时刻环流抑制器启动后, 系统输出电压峰值及单位功率因数运行未受显著影响。这表明本文环流抑制方法未对并网系统的稳定性造成负面影响。

图 7(b) 显示了 a 相上、下桥臂电流。可见, 环流抑制前桥臂电流上叠加有二倍频分量, 抑制后该分量被消除, 桥臂电流畸变大幅降低, 变为接近正弦; a 相内部电流波形如图 7(c) 所示, 内部电流波动的峰峰值抑制前为 365 A , 抑制后下降为 35 A , 抑制后内部电流峰峰值下降为抑制前的约 9.6% 。由于内部电流由直流分量与二倍频环流分量叠加而成,

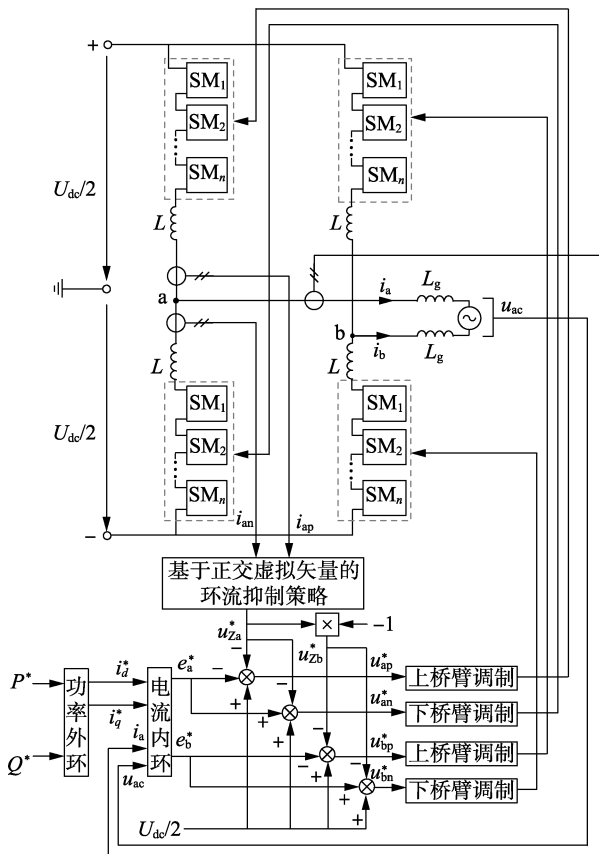


图 5 单相 MMC 系统总体控制

Fig.5 General control of single-phase MMC system

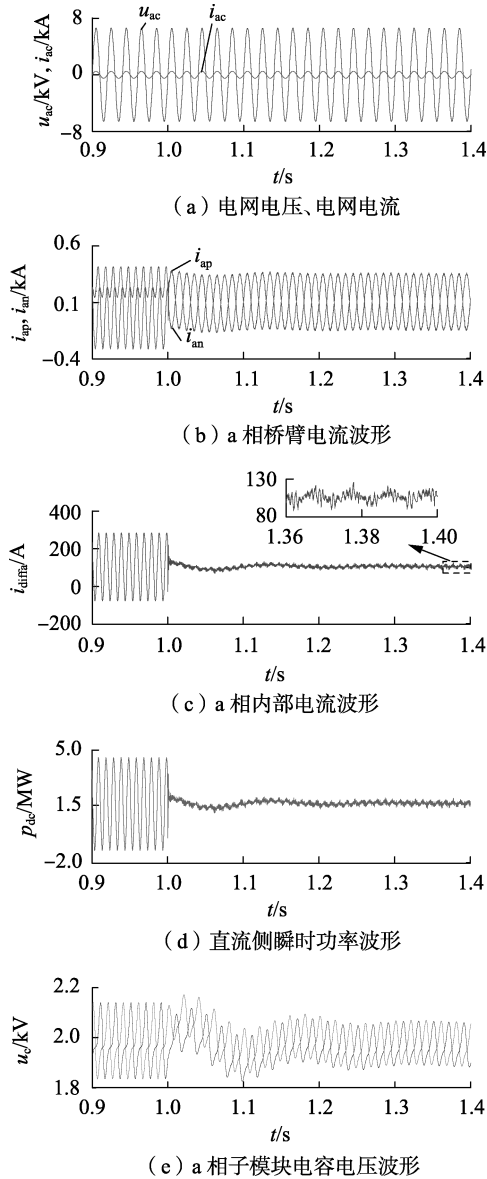


图 7 仿真波形

Fig.7 Simulative waveforms

内部电流的波动与环流波动一致,所以本文提出的环流抑制法对环流有较好的抑制效果。

直流侧瞬时功率波形如图 7(d) 所示,证实了式 (12) 的分析,环流抑制前瞬时功率存在二倍频波动,且产生了功率回流,抑制后瞬时功率波动被削弱,回流被消除,瞬时功率保持在参考值 1.65 MW 附近。

a 相各子模块电容电压如图 7(e) 所示,其峰峰值从 305 V 降低至 183 V。这说明本文环流抑制法通过抑制环流降低了内部电压,从而减小了子模块电容电压的波动。

5 实验验证

搭建了如附录中图 A1 所示的以 dSPACE1103 为控制核心的单相 MMC 系统样机,进行了逆变实验。实验参数如下:直流母线电压 $U_{dc} = 80$ V,桥臂

子模块数 $n = 4$,子模块电容值 $C_{sm} = 2\ 200\ \mu\text{F}$,桥臂电感 $L = 1.2\ \text{mH}$,负载电阻 $R_L = 30\ \Omega$,负载电感 $L_g = 5\ \text{mH}$,调制比 $m = 0.8$,交流频率 $f_{ac} = 50\ \text{Hz}$,载波频率 $f_c = 2\ \text{kHz}$ 。

实验结果如图 8 和图 9 所示。对比图 8(a) 和图 9(a) 可知:环流未抑制前,桥臂电流 i_{ap} 、 i_{an} 上叠加了二倍频分量,且内部电流 i_{diff} 存在二倍频波动,此波动即为单相 MMC 系统的环流;而使用本文所提出的环流抑制法后,系统环流基本消除,桥臂电流峰值减小,波形趋向正弦。对比图 8(b) 和图 9(b) 可知:由于图 8(a) 中环流的存在,产生了较大的内部电压,进而导致系统输出线电压 u_{ab} 和线电流 i_{ab} 出现了如图 8(b) 所示的较大畸变;而使用本文方法后,由于环流得到有效抑制,系统输出线电压和线电流的畸变大幅减小。

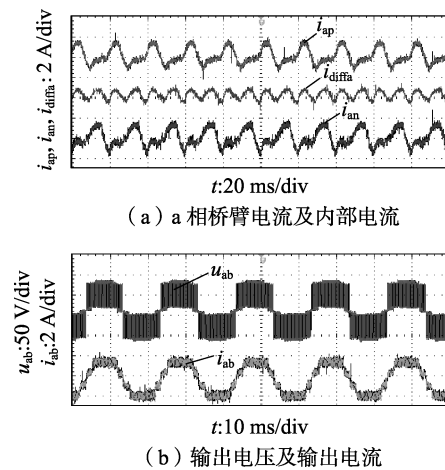


图 8 环流抑制前实验波形

Fig.8 Experimental waveforms before circulating currents suppression

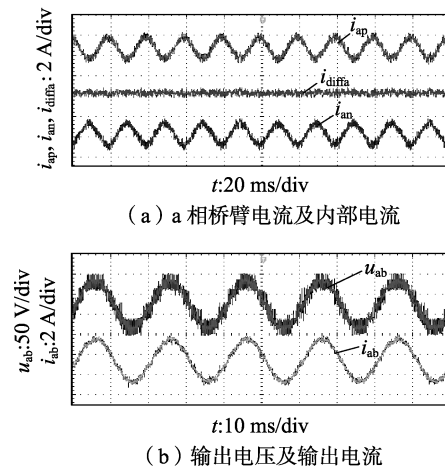


图 9 环流抑制后实验波形

Fig.9 Experimental waveforms after circulating currents suppression

以上仿真及实验结果均证明了本文所提出的环流抑制策略的正确性和有效性。

6 结论

本文对单相 MMC 系统的环流问题进行分析,推导出单相 MMC 系统环流仅在直流侧与各相之间流动而两相之间不存在环流流动的性质,并针对单相 MMC 系统提出了基于正交虚拟矢量的新型环流抑制器策略,仿真和实验结果表明所提环流抑制策略有如下特点。

a. 具有较好的环流抑制效果。本文所提出的环流抑制策略可使单相 MMC 系统环流中的二倍频交流分量大幅降低,进而极大地降低桥臂电流的畸变程度。同时由于单相 MMC 与三相 MMC 系统之间结构上的差异,其直流侧瞬时功率会因环流而产生二倍频波动,因此通过降低环流也改善了直流侧的功率输出。

b. 减少了桥臂电流测量器件,降低了成本。仅需要对某一相桥臂电流进行测量,就可以实现单相 MMC 系统的环流抑制,无需在另一相上安装电流传感器,降低了硬件成本。

c. 易于实现。与文献[7-11,13-14]提出的基于各种复杂数学建模与控制策略的环流抑制方法不同,本文所提出的环流控制环节中所包含的 $\alpha\beta/dq$ 旋转坐标变换以及比例积分控制器的常用性,使得该策略的控制参数的设计与调节非常容易实现。

d. 对单相 MMC 系统的环流抑制提供了专用策略。本文提出的新型环流抑制器依据单相 MMC 系统的固有特点进行设计,与文献[5]提出的基于二倍频负序旋转坐标系的环流抑制器组成了从单相 MMC 到三相 MMC 系统环流抑制的完备方案。

附录见本刊网络版(<http://www.epae.cn>)。

参考文献:

- [1] LESNICAR A, MARQUARDT R. An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range[C]//Power Tech Conference Proceedings. Bologna, Italy: IEEE, 2003: 6.
- [2] 张振华, 江道灼. 基于模块化多电平变流器的 STATCOM 研究[J]. 电力自动化设备, 2012, 32(2): 62-66.
ZHANG Zhenhua, JIANG Daozhuo. STATCOM based on modularized multilevel converters[J]. Electric Power Automation Equipment, 2012, 32(2): 62-66.
- [3] 张建坡, 田新成, 尹秀艳. 模块化多电平换流器直流输电控制策略[J]. 电力自动化设备, 2015, 35(11): 103-108.
ZHANG Jianpo, TIAN Xincheng, YIN Xiuyan. Control strategy of MMC-HVDC[J]. Electric Power Automation Equipment, 2015, 35(11): 103-108.
- [4] 汤广福, 庞辉, 贺之渊. 先进交直流输电技术在中国的发展与应用[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(7): 1760-1771.
TANG Guangfu, PANG Hui, HE Zhiyuan. R&D and application of advanced power transmission technology in China[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(7): 1760-1771.
- [5] TU Q, XU Z, XU L. Reduced switching-frequency modulation and circulating current suppression for modular multilevel converters[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2011, 26(3): 2009-2017.
- [6] 杨晓峰, 郑琼林. 基于 MMC 环流模型的通用环流抑制策略[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(18): 59-65.
YANG Xiaofeng, ZHENG Trillion Q. A novel universal circulating current suppressing strategy based on the MMC circulating current model[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(18): 59-65.
- [7] LI Z, WANG P, CHU Z, et al. An inner current suppressing method for modular multilevel converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(11): 4873-4879.
- [8] VASILADIOTIS M, CHERIX N, RUFER A. Accurate capacitor voltage ripple estimation and current control considerations for grid-connected modular multilevel converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(9): 4568-4579.
- [9] 班明飞, 申科, 王建勋, 等. 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): 85-89.
BAN Mingfei, SHEN Ke, WANG Jianze, et al. A novel circulating current suppressor for modular multilevel converters based on quasi-proportional-resonant control[J]. Automation of Electric Power Systems, 2014, 38(11): 85-89.
- [10] HE L, ZHANG K, XIONG J, et al. A repetitive control scheme for harmonic suppression of circulating current in modular multilevel converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(1): 471-481.
- [11] BEN-BRAHIM L, GASTLI A, TRABELSI M, et al. Modular multilevel converter circulating current reduction using model predictive control[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(6): 3857-3866.
- [12] KENZELMANN S, RUFER A, DUJIC D, et al. Isolated DC/DC structure based on modular multilevel converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(1): 89-98.
- [13] 宋平岗, 林家通, 李云丰. 基于 MMC 铁路功率调节器的环流分析与抑制策略[J]. 高电压技术, 2016, 42(11): 3539-3547.
SONG Pinggang, LIN Jiatong, LI Yunfeng. Circulating current analysis and suppressing controller designing of the MMC based on railway static power conditioner[J]. High Voltage Engineering, 2016, 42(11): 3539-3547.
- [14] 林家通. 基于模块化多电平换流器的铁路功率调节器研究[D]. 南昌: 华东交通大学, 2016.
LIN Jiatong. Research on railway static power conditioner based on modular multilevel converter[D]. Nanchang: East China Jiaotong University, 2016.
- [15] 孙栩, 朱晋, 刘文龙, 等. 一种具有故障隔离能力的 MMC-HVDC 换流站子模块拓扑研究[J]. 电力自动化设备, 2017, 37(3): 120-125.
SUN Xu, ZHU Jin, LIU Wenlong, et al. Fault-isolated sub-module topology of MMC-HVDC converter station[J]. Electric Power Automation Equipment, 2017, 37(3): 120-125.
- [16] 徐政, 屠卿瑞, 管敏渊, 等. 柔性直流输电系统[M]. 北京: 机械工业出版社, 2012: 27-100.
- [17] 吕敬, 蔡旭, 张建文. 模块化多电平换流器的交直流侧阻抗模型[J]. 电力自动化设备, 2017, 37(1): 131-136.
LÜ Jing, CAI Xu, ZHANG Jianwen. AC- and DC-side impedance models of modular multilevel converter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2017, 37(1): 131-136.
- [18] 周月宾, 江道灼, 郭捷, 等. 模块化多电平换流器子模块电容电压波动与内部环流分析[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32

(24):8-14.

ZHOU Yuebin, JIANG Daozhuo, GUO Jie, et al. Analysis of sub-module capacitor voltage ripples and circulating currents in modular multilevel converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(24): 8-14.

[19] 张兴, 张崇巍. PWM 整流器及其控制[M]. 北京: 机械工业出版社, 2012: 88-117, 284-286.

作者简介:

丁 然(1988—), 男, 江苏南京人, 博士研究生, 主要研究方向为模块化多电平变换器技术及直流变换技术;

梅 军(1971—), 男, 江苏淮安人, 副教授, 博士, 主要研究方向为电力电子在电力系统中的应用;



丁 然

赵剑锋(1972—), 男, 浙江临海人, 教授, 博士, 通信作者, 研究方向为电力电子在电力系统中的应用(E-mail: jianfeng_zhao@seu.edu.cn)。

管 州(1993—), 男, 安徽池州人, 硕士研究生, 主要研究方向为直流变换技术;

吴夕纯(1994—), 女, 浙江湖州人, 硕士研究生, 主要研究方向为交直流柔性配电网;

尤 鋈(1975—), 男, 江苏南京人, 副教授, 博士, 主要研究方向为新能源发电技术;

田 杰(1969—), 男, 重庆人, 高级工程师, 博士, 主要研究方向为高压直流输电技术。

Orthogonal virtual vector based circulating current reducing method for single-phase MMC system

DING Ran¹, MEI Jun¹, ZHAO Jianfeng¹, GUAN Zhou¹, WU Xichun¹, YOU Jun¹, TIAN Jie²

(1. School of Electrical Engineering, Southeast University, Nanjing 210096, China;

2. Nanjing NR Electric Co., Ltd., Nanjing 211102, China)

Abstract: The existing studies of MMC (Modular Multilevel Converter) are mostly focused on three-phase systems. A novel circulating current reducing method based on an orthogonal virtual vector is proposed for single-phase MMC system. The inherent characteristics of single-phase MMC system are analyzed, a notch filter is used to obtain the double frequency circulating current component, a 1/4 periodical delay is introduced to produce the orthogonal virtual vector, and the circulating current is finally reduced by proportional-integral controllers. The proposed method can not only significantly reduce the distortion of the arm current, but also decrease the instantaneous power fluctuation of DC side and reduce the number and cost of measuring devices. Simulative and experimental results verify the effectiveness of the proposed method.

Key words: modular multilevel converter; single-phase; circulating current reduction; orthogonal virtual vector

附录

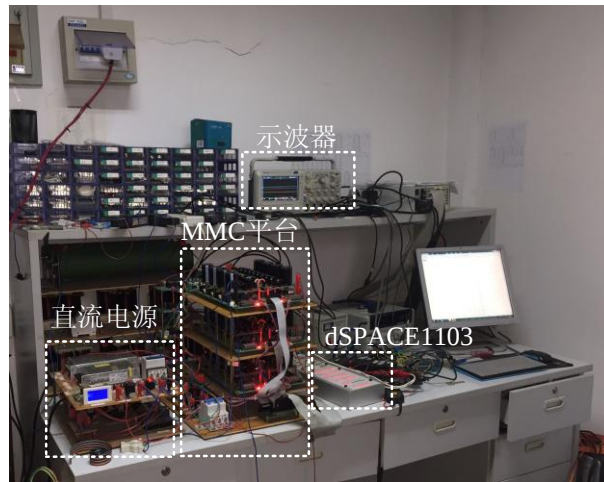


图 A1 样机照片

Fig.A1 Photo of prototype