

模块化多电平光伏并网逆变器的不对称容错控制策略

刘一琦¹, 李丹华², 王庆博¹, 宋文龙¹, 郑纲¹, 谢文浩³, 王建赟³

(1. 东北林业大学 机电工程学院, 黑龙江 哈尔滨 150040;

2. 国网重庆市电力公司检修分公司, 重庆 400039;

3. 哈尔滨工业大学 电气工程及自动化学院, 黑龙江 哈尔滨 150001)

摘要:建立了容错控制时采取热备用形式下模块化多电平换流器(MMC)的平均开关模型。针对 MMC 子模块发生故障时剩余子模块不足以支撑直流母线电压导致逆变器不能继续运行的问题,提出一种只旁路故障子模块的新型容错策略,通过改变子模块电容电压值和载波移向角的方法,保证环流中的主要成分不改变,同时降低故障后逆变器并网电流的谐波畸变率,使 MMC 能够继续运行。改进了容错时的最大功率点跟踪控制环节,解决了容错时直流母线电压的恢复时间长的问題。利用 MATLAB/Simulink 搭建了 MMC 的仿真模型,验证了所提控制策略的有效性。

关键词:光伏并网;模块化多电平换流器;容错控制;环流;最大功率点跟踪

中图分类号:TM 615;TM 46

文献标识码:A

DOI:10.16081/j.issn.1006-6047.2018.04.018

0 引言

模块化多电平变换器 MMC (Modular Multilevel Converter) 在光伏并网背景下应用时,一般采用若干个光伏组件串、并联所成的光伏阵列^[1],得到足够高的直流母线电压和所需要的输出功率后直接与 MMC 直流侧相连^[2],因此光伏并网逆变器用 MMC 的容错控制策略与高压大容量 MMC 容错控制策略基本相同,都是针对 MMC 内部故障子模块进行研究,同时 2 种背景下的容错控制均由无冗余^[3]和冗余^[4]容错 2 种形式组成,同时 2 种形式下又包括对称容错^[5]和不对称容错^[6],容错的过程中又包括热备用^[7]和冷备用^[8]2 种方法。

为了增大对冗余子模块的利用率,避免以冷备用形式投入冗余子模块时给模块化多电平逆变器带来电容充电时间长的问题,目前对 MMC 的容错技术的研究主要集中在冗余子模块以热备用形式设置的情况。针对光伏并网用 MMC 系统,文献[9]中 M 个冗余子模块虽然以热备用的形式存在,但只是参与子模块的选通排序,MMC 正常工作时桥臂上瞬时导通子模块个数与不设置冗余模块的逆变器相同,均为 N 个。文献[10]中,正常工作时,桥臂上瞬时导通子模块个数为 $N+M$ 个,一旦有子模块发生故障,采取注入零序电压的方式,保证线电压对称,但是采取此种容错方式时逆变器输出的相电压发生了改

变。文献[11]中,当有子模块发生故障时,采用对称切除故障相上、下桥臂的子模块的控制策略,使环流中主要分量不发生改变。文献[12-13]针对 MMC 的故障容错控制提出了故障子模块和冷备用子模块的动作配合方案,实现换流器稳定运行的同时保证了桥臂参数的对称性,但该方案并不适用于实际工程。

高压大容量 MMC 发生内部子模块故障时,通过提高调制比的方式维持无功补偿容量,使故障后的变换器可以运行在完全对称状态^[14]。文献[15]则通过修改故障相上、下桥臂中子模块电容电压的方法,使故障后的大容量 MMC 运行在单相对称的状态,保证逆变器内部环流的主要分量不变。文献[16]基于在故障桥臂电压参考波形上附加补偿电压分量的思路,设计了一种新的抑制大容量架空线路输电的 MMC 直流电流波动的控制策略。文献[17]引入上、下桥臂能量控制的概念,降低了故障后环流的幅值,使故障后的逆变器可以运行在不对称的状态。文献[18-19]则提出了一种基于零序电压注入的 MMC 子模块容错控制策略,在保证系统线电压不变的前提下,对系统的相电压进行重构,提高了 MMC 的故障穿越能力,但并未考虑子模块电容电压波动分量的暂态影响,且故障后依然存在较大谐波分量输出。

光伏并网用 MMC 与高压大容量 MMC 在容错控制方面的关注点有所不同,低压光伏并网用 MMC 的容错控制主要从减小并网电流谐波畸变率及保证较好的并网电流角度出发,但该条件下,光伏并网用 MMC 型逆变器的环流成分还是以直流和二倍频为主,与高压大容量 MMC 中环流的主要成分相同,未受到影响。因此,应用于光伏并网的 MMC 的容错控制一般情况下与高压大容量背景下的 MMC 的容错

收稿日期:2017-06-20;修回日期:2018-01-22

基金项目:中央高校基本科研业务费专项资金资助项目(2572017BB13);哈尔滨市科技局创新人才基金资助项目(2017RAQXJ044)

Project supported by the Fundamental Research Funds for the Central Universities (2572017BB13) and Harbin Municipal Science and Technology Bureau Innovative Talent Foundation (2017RAQXJ044)

控制可以通用,由于 MMC 具有灵活的功率单元可供选择,因此不同容量和电压等级的光伏并网容错控制具有一定的研究前景。

本文在上述容错策略的基础上加以改进,建立低压光伏并网用 MMC 容错的平均开关模型,针对采用载波移相法进行调制的模块化多电平逆变器,设计了一种只旁路故障模块的改进容错控制策略,并将逆变器的工作模式分为正常工作模式和不对称容错工作模式 2 种。

1 容错时 MMC 平均开关模型的建立

目前 MMC 凭借其模块化、易拓展的优势被越来越多地应用于高压大功率领域,其主电路拓扑如图 1 所示。但由于 MMC 内部子模块数目较多,一旦有子模块发生故障,便会给整个光伏并网系统带来严重的影响。因此必须采取一定的容错措施,保证系统的稳定运行。

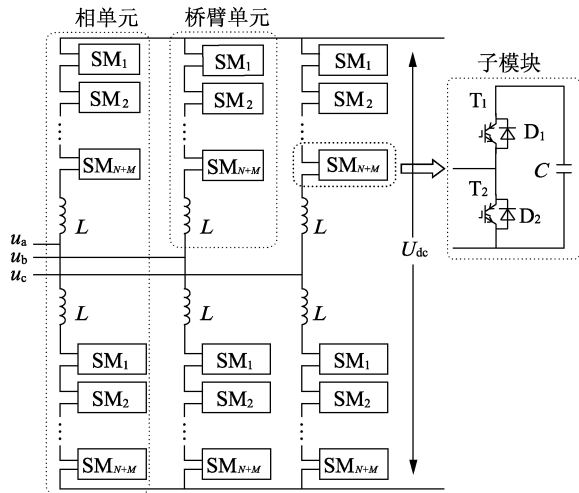


图 1 MMC 的拓扑结构

Fig.1 Topology of MMC

首先对 MMC 内部的特性进行研究,随着子模块的增多,其开关函数模型也更加复杂,因此引入平均状态开关函数,既简化了模型,又便于对 MMC 进行理论分析。

以 a 相为例,对容错情况下 MMC 内部的电气特性进行分析。MMC 中每个桥臂有 N 个子模块,并设置有 M 个冗余子模块。当只有 a 相上桥臂有子模块发生故障时,上桥臂剩余的子模块将不足以支撑公共直流母线电压 U_{dc} ,逆变器不能继续运行,故令其上桥臂中剩余子模块的电容电压 U_1 提高为:

$$U_1 = \frac{U_{dc}}{M+N-M_{er}} \quad (1)$$

其中, M_{er} 为故障子模块的数量。

为方便后文分析,定义故障后投入运行的子模块为 $N_1 = M+N-M_{er}$,令故障后 a 相下桥臂中子模块

电容电压为 U_0 ,下桥臂导通的子模块最多为 N_0 个,即 $N_0 = U_{dc}/U_0$ 。为方便分析和研究,假设调制波在各子模块中均分,因此上、下桥臂中各子模块的平均开关函数 S_{cp-a} 、 S_{cn-a} 可以表示为:

$$S_{cp-a} = \frac{\frac{U_{dc}}{2} [1 - m \sin(\omega t)]}{(M+N-M_{er}) U_1} = \frac{N_1 [1 - m \sin(\omega t)]}{2(M+N-M_{er})} = S_1 [1 - m \sin(\omega t)] \quad (2)$$

$$S_{cn-a} = \frac{\frac{U_{dc}}{2} [1 + m \sin(\omega t)]}{(M+N) U_0} = \frac{N_0 [1 + m \sin(\omega t)]}{2(M+N)} = S_2 [1 + m \sin(\omega t)] \quad (3)$$

其中, m 为电压调制比。

流经上、下桥臂的电流为:

$$i_{p(n)-a}(t) = \frac{I_{dc}}{3} [1 \pm k \sin(\omega t + \varphi)] + I_{2f} \cos(2\omega t + \varphi) \quad (4)$$

其中, I_{dc} 为环流中直流分量的幅值; I_{2f} 为环流中二倍频分量的幅值; k 为电流调制比; φ 为电流的相位。

在开关函数作用下,流经子模块电容的电流为:

$$i_{cp(n)-a}(t) = S_{cp(n)-a} i_{p(n)-a}(t) \quad (5)$$

将式(2)~(4)代入式(5),则流经子模块上的电流可以表示为:

$$i_{cp-a}(t) = S_1 \left[\frac{I_{dc}}{3} \left(1 - \frac{mk \cos \varphi}{2} \right) - \frac{I_{dc}}{3} m \sin(\omega t) + \left(\frac{I_{dc}}{3} k + \frac{I_{2f}}{2} m \right) \sin(\omega t + \varphi) + \left(I_{2f} + \frac{I_{dc}}{6} mk \right) \times \cos(2\omega t + \varphi) - \frac{I_{2f}}{2} m \sin(3\omega t + \varphi) \right] \quad (6)$$

$$i_{cn-a}(t) = S_2 \left[\frac{I_{dc}}{3} \left(1 - \frac{mk \cos \varphi}{2} \right) + \frac{I_{dc}}{3} m \sin(\omega t) - \left(\frac{I_{dc}}{3} k + \frac{I_{2f}}{2} m \right) \sin(\omega t + \varphi) + \left(I_{2f} + \frac{I_{dc}}{6} mk \right) \times \cos(2\omega t + \varphi) + \frac{I_{2f}}{2} m \sin(3\omega t + \varphi) \right] \quad (7)$$

根据输入输出功率平衡及电压电流的调制比可得 $mk \cos \varphi = 2$,将其代入式(6)、(7)后,可消去直流分量得:

$$i_{cp(n)-a}(t) = S_1 \left[-\frac{I_{dc}}{3} m \sin(\omega t) \pm \left(\frac{I_{dc}}{3} k + \frac{I_{2f}}{2} m \right) \sin(\omega t + \varphi) + \left(I_{2f} + \frac{I_{dc}}{6} mk \right) \cos(2\omega t + \varphi) \mp \frac{I_{dc}}{2} m \sin(3\omega t + \varphi) \right] = i_{cp(n)-a}(\omega t) + i_{cp(n)-a}(2\omega t) + i_{cp(n)-a}(3\omega t) \quad (8)$$

其中, $i_{cp(n)-a}(\omega t)$ 为 a 相上、下桥臂各子模块电容上电流的基频分量; $i_{cp(n)-a}(2\omega t)$ 为 a 相上、下桥臂各子模块电容上电流的二倍频分量; $i_{cp(n)-a}(3\omega t)$ 为 a 相

上、下桥臂各子模块电容上电流的三倍频分量。

电流中的交流分量流经电容时,会使子模块电容电压发生波动,即:

$$u_{cp-a}(t) = \frac{i_{cp-a}(\omega t)}{j\omega C} + \frac{i_{cp-a}(2\omega t)}{j2\omega C} + \frac{i_{cp-a}(3\omega t)}{j3\omega C} =$$

$$\frac{S_1}{\omega C} \left[\frac{I_{dc}}{3} m \cos(\omega t) - \left(\frac{I_{dc}}{3} k + \frac{I_{2f}}{2} m \right) \cos(\omega t + \varphi) + \right.$$

$$\left. \frac{1}{2} \left(I_{2f} + \frac{I_{dc}}{6} mk \right) \sin(2\omega t + \varphi) + \frac{I_{2f}}{6} m \cos(3\omega t + \varphi) \right] \quad (9)$$

$$u_{cn-a}(t) = \frac{i_{cn-a}(\omega t)}{j\omega C} + \frac{i_{cn-a}(2\omega t)}{j2\omega C} + \frac{i_{cn-a}(3\omega t)}{j3\omega C} =$$

$$\frac{S_2}{\omega C} \left[-\frac{I_{dc}}{3} m \cos(\omega t) + \left(\frac{I_{dc}}{3} k + \frac{I_{2f}}{2} m \right) \cos(\omega t + \varphi) + \right.$$

$$\left. \frac{1}{2} \left(I_{2f} + \frac{I_{dc}}{6} mk \right) \sin(2\omega t + \varphi) - \frac{I_{2f}}{6} m \cos(3\omega t + \varphi) \right] \quad (10)$$

其中, $u_{cp-a}(t)$ 、 $u_{cn-a}(t)$ 分别为 a 相上、下桥臂各子模块电容电压波动值。

通过开关作用,上、下桥臂各子模块输出端口上产生的电压波动值 $\Delta u_{cp-a}(t)$ 、 $\Delta u_{cn-a}(t)$ 可以表示为:

$$\Delta u_{cp-a}(t) = S_{cp-a} u_{cp-a}(t) =$$

$$\frac{S_1^2}{\omega C} \left[-\frac{1}{2} m \left(\frac{I_{dc}}{3} k + \frac{I_{2f}}{2} m \right) \sin \varphi + \right.$$

$$\frac{I_{dc}}{3} m \cos(\omega t) - \left(\frac{I_{dc}}{3} k + \frac{3I_{2f}}{4} m + \frac{I_{dc}}{24} mk \right) \cos(\omega t + \varphi) -$$

$$\frac{I_{dc}}{6} m^2 \sin(2\omega t) + \left(\frac{I_{2f}}{2} + \frac{I_{dc}}{4} mk + \frac{I_{2f}}{3} m^2 \right) \sin(2\omega t + \varphi) +$$

$$\left(\frac{5I_{2f}}{12} m + \frac{I_{dc}}{24} m^2 k \right) \cos(3\omega t + \varphi) - \frac{I_{2f}}{12} m^2 \sin(4\omega t + \varphi) \left. \right] =$$

$$\frac{S_1^2}{\omega C} [\Delta u_0 + \Delta u(\omega t) + \Delta u(2\omega t) +$$

$$\Delta u(3\omega t) + \Delta u(4\omega t)] \quad (11)$$

$$\Delta u_{cn-a}(t) = S_{cn-a} u_{cn-a}(t) =$$

$$\frac{S_2^2}{\omega C} \left[-\frac{1}{2} m \left(\frac{I_{dc}}{3} k + \frac{I_{2f}}{2} m \right) \sin \varphi - \right.$$

$$\frac{I_{dc}}{3} m \cos(\omega t) + \left(\frac{I_{dc}}{3} k + \frac{3I_{2f}}{4} m + \frac{I_{dc}}{24} mk \right) \cos(\omega t + \varphi) -$$

$$\frac{I_{dc}}{6} m^2 \sin(2\omega t) + \left(\frac{I_{2f}}{2} + \frac{I_{dc}}{4} mk + \frac{I_{2f}}{3} m^2 \right) \sin(2\omega t + \varphi) -$$

$$\left(\frac{5I_{2f}}{12} m + \frac{I_{dc}}{24} m^2 k \right) \cos(3\omega t + \varphi) - \frac{I_{2f}}{12} m^2 \sin(4\omega t + \varphi) \left. \right] =$$

$$\frac{S_2^2}{\omega C} [\Delta u_0 - \Delta u(\omega t) + \Delta u(2\omega t) -$$

$$\Delta u(3\omega t) + \Delta u(4\omega t)] \quad (12)$$

其中, Δu_0 、 $\Delta u(\omega t)$ 、 $\Delta u(2\omega t)$ 、 $\Delta u(3\omega t)$ 和 $\Delta u(4\omega t)$ 分别为 a 相各子模块端口输出电压的直流分量、基

频分量、二倍频分量、三倍频分量和四倍频分量。

子模块输出端口上的电压波动会造成桥臂上电压的波动,其值为 $M+N-M_{er}$ 个子模块输出端口的电压波动值之和,下桥臂电压的波动值为 $M+N$ 个子模块输出端口的电压波动值之和,即:

$$\begin{cases} \Delta u_{p-a}(t) = \frac{N_1^2}{4\omega C(M+N-M_{er})} [\Delta u_0 + \Delta u(\omega t) + \\ \Delta u(2\omega t) + \Delta u(3\omega t) + \Delta u(4\omega t)] \\ \Delta u_{n-a}(t) = \frac{N_0^2}{4\omega C(M+N)} [\Delta u_0 - \Delta u(\omega t) + \\ \Delta u(2\omega t) - \Delta u(3\omega t) + \Delta u(4\omega t)] \end{cases} \quad (13)$$

定义 a 相上、下桥臂电压波动之和为 a 相总电压的波动值,即:

$$\Delta u_a(t) = \Delta u_{p-a}(t) + \Delta u_{n-a}(t)$$

由上式可知,当上、下桥臂不对称时,会在相总电压中引入除原有的二倍频以外的其他次谐波电压,该电压施加在桥臂电感上时,主要造成环流中出现基频成分。

逆变器直流侧的电流为三相环流之和,即:

$$I_{dc} = i_{cir-a} + i_{cir-b} + i_{cir-c} \quad (14)$$

由于故障相中环流的基频分量与其他两相不再相同,因此在逆变器直流侧还会引入基频分量。

不对称容错时,必须采取措施对环流中的基频分量进行抑制,使故障相相总电压的基频分量为 0,不引入新的谐波分量,即令:

$$\frac{N_1^2}{4\omega C(M+N-M_{er})} = \frac{N_0^2}{4\omega C(M+N)} \quad (15)$$

此时,下桥臂的最大导通子模块数 N_0 可以表示为:

$$N_0 = \sqrt{\frac{M+N}{M+N-M_{er}}} N_1 = \sqrt{(M+N)(M+N-M_{er})} \quad (16)$$

容错状态时 a 相中非故障桥臂上子模块的电容电压 U_0 可以表示为:

$$U_0 = \frac{U_{dc}}{N_0} = \frac{U_{dc}}{\sqrt{(M+N-M_{er})(M+N)}} \quad (17)$$

2 不对称容错控制策略的分析

不对称容错模式时,上桥臂剩余子模块的三角载波之间互差 $2\pi/(M+N-M_{er})$,下桥臂中各子模块的载波移相角不改变。图 2 为不对称容错模式下模块化多电平逆变器的控制策略示意图。当 a 相上桥臂有 M_{er} 个子模块出现故障时,只将故障子模块旁路,然后对上桥臂的载波移相角和子模块电容电压进行修改,同时还需修改下桥臂中各个子模块电容电压的参考值,使子模块上的调制比发生改变,保证

环流的主要成分不变,并实现对剩余子模块的最大利用。

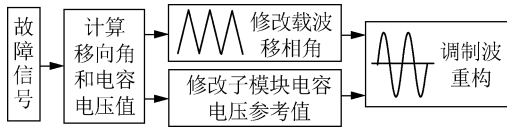


图2 不对称容错控制策略框图

Fig.2 Block diagram of unbalance fault-tolerant control

由上文分析可知,故障相总电压的波动值为:

$$\Delta u_a(t) = \Delta u_{p-a}(t) + \Delta u_{n-a}(t) =$$

$$\left[\frac{N_1^2}{4\omega C(M+N-M_{er})} + \frac{N_0^2}{4\omega C(M+N)} \right] \Delta u_0 +$$

$$\left[\frac{N_1^2}{4\omega C(M+N-M_{er})} - \frac{N_0^2}{4\omega C(M+N)} \right] \Delta u(\omega t) +$$

$$\left[\frac{N_1^2}{4\omega C(M+N-M_{er})} + \frac{N_0^2}{4\omega C(M+N)} \right] \Delta u_0(2\omega t) +$$

$$\left[\frac{N_1^2}{4\omega C(M+N-M_{er})} - \frac{N_0^2}{4\omega C(M+N)} \right] \Delta u(3\omega t) +$$

$$\left[\frac{N_1^2}{4\omega C(M+N-M_{er})} + \frac{N_0^2}{4\omega C(M+N)} \right] \Delta u_0(4\omega t) \quad (18)$$

由式(18)可以看出,无论对故障相采取上、下桥臂对称旁路的策略还是采取不对称故障容错策略,故障发生后,故障相总电压中的基频分量均为0,保证了环流中不引入额外的基频分量,但是故障相总电压中的直流、二倍频分量与故障前相比发生了改变,会造成故障后环流中直流和二倍频成分发生变化,三相环流进行叠加后,会使三相输出功率发生微小的不平衡,此处不予考虑。

综上所述,与注入零序电压的策略相比,本文所提出的不对称容错策略是从保证相电压不变的角度出发进行容错。与同时切除上、下桥臂 M_{er} 个子模块以保证上、下桥臂的对称性控制策略相比,本文提出的容错策略既可以实现环流成分不改变,又增大了故障时桥臂上最大导通子模块个数,提高了输出电压的电平数,降低了 MMC 输出电流的谐波畸变率。但由于上、下桥臂中子模块的三角载波不再对称,在进行调制时,会增大环流中等效开关次频率附近的高次谐波,一般通过增大桥臂电感的方式滤除。

3 容错时最大功率点跟踪控制环节的改进

当光伏并网系统中的逆变器有子模块发生故障时,由于故障瞬间剩余的子模块电容电压不足以支撑公共侧的直流母线电压,使其发生跌落。为了解决容错时由于受到最大功率点跟踪算法输出步长的限制使直流侧母线电压的恢复时间长的问题,将恒电压启动的方法应用到容错控制时的最大功率点跟

踪环节。

恒电压跟踪法是利用在光照、温度不变时最大功率输出点处的电压 U_{mppt} 近似为光伏阵列开路电压 U_{oc} 的 80% 的特性,令光伏阵列工作在最大功率点左右。这种控制方式原理简单,跟踪速度快,是对最大功率点电压的开环控制,并不能完成准确的跟踪,尤其当外部条件发生改变时,误差更大。因此一般情况下不单独使用,本文将其与电导增量算法相结合,实现容错时对最大功率点的跟踪控制。具体跟踪过程如图3所示。图中, U_{pv} 为光伏阵列的输出电压; I_{pv} 为光伏阵列的输出电流; dU_{pv} 为输出电压的增量; dI_{pv} 为输出电流的增量; ΔU 为电导增量法的步长; n 表示第 n 个采样序列。连续对光伏阵列的输出电压、输出电流进行采样,并实时检测是否有子模块发生故障,若 MMC 正常运行,则继续用电导增量法对光伏阵列的最大功率点进行跟踪,若有子模块发生故障,则采取改进容错控制策略,并且改变最大功率点跟踪控制环节,使其先采用恒压跟踪,令 $U_{mppt} = 0.8U_{oc}$,当光伏阵列的输出电压高于 $0.8U_{oc}$ 时,再利用电导增量法对最大功率点进行准确的跟踪控制。

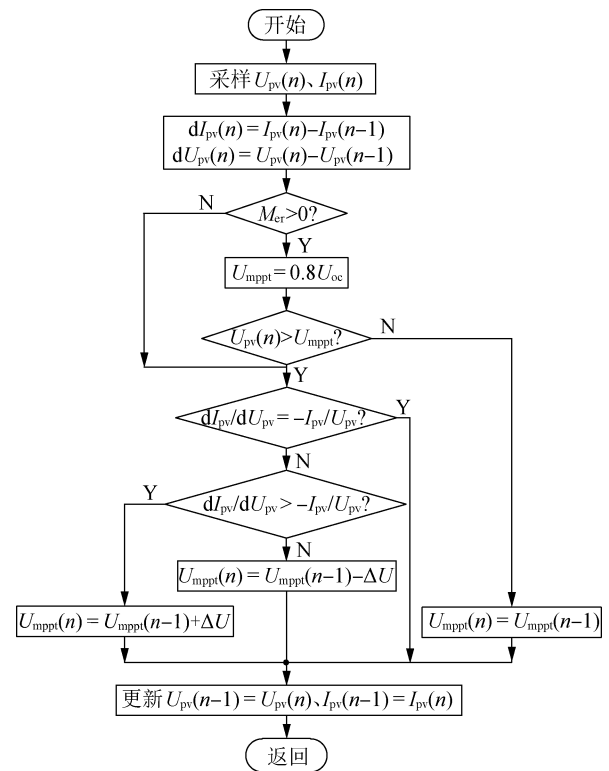


图3 恒电压启动+定步长电导增量法

Fig.3 Constant voltage startup method combined with fix-step incremental conductance method

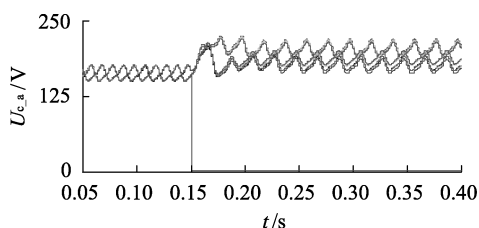
4 仿真研究

为了验证本文提出的不对称容错控制策略的可行性,在 MATLAB/Simulink 中搭建了模型,分别对在 a 相上桥臂 1 个和 2 个子模块出现故障的情况进

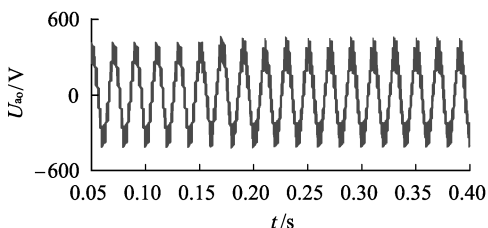
行仿真验证,系统仿真参数如下:直流母线电压为 800 V,桥臂电感为 1.5 mH,子模块电容为 2 200 μ F,网侧滤波电感为 3 mH,开关频率为 1 kHz,电网电压为 311 V,电网频率为 50 Hz,子模块数目 $M+N=5$,电流环比例系数 $K_p=10$ 、谐振系数 $K_r=16$,电流环 $\omega_c=5$,电压外环比例系数为 1。

4.1 a 相上桥臂 1 个子模块故障时仿真结果

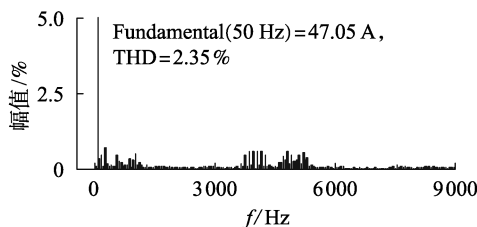
当 a 相上桥臂有 1 个子模块发生故障时,不对称容错控制仿真结果如图 4 所示。故障相上桥臂的载波移相角改为 $2\pi/4$,上桥臂的子模块电容电压参考值设置为 $814/4=203.5$ (V);故障相下桥臂载波移相角维持 $2\pi/5$ 不变,各子模块电容电压参考值根据式(17)修改为 182 V;非故障相的载波移相角以及子模块电容电压参考值均不发生改变。



(a) 不对称容错 a 相子模块电容电压波形



(b) 不对称容错 MMC 输出电压波形



(c) 不对称容错输出电流谐波分析

图 4 a 相上桥臂 1 个子模块故障时不对称容错控制仿真结果

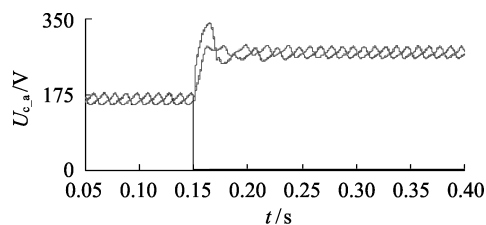
Fig.4 Simulative results of unbalance fault-tolerant control under one sub-module fault in phase-a upper arm

如图 4(a) 所示, a 相上桥臂有 1 个子模块在 0.15 s 处发生故障并被立刻旁路, 采取容错措施后, 经过 0.05 s, 各子模块电容电压跟踪上参考电压值, 上桥臂中子模块电压稳定在 203.5 V 附近, 下桥臂中子模块电容电压稳定在 182 V 附近。如图 4(b) 所示, 采取容错措施后, 由于上、下桥臂的三角载波相比于逆变器正常工作时不再对称, 因此输出电平数增多。如图 4(c) 所示, 采取容错控制后, 逆变器 a 相输出电流的谐波畸变率为 2.35%, 但输出电流中

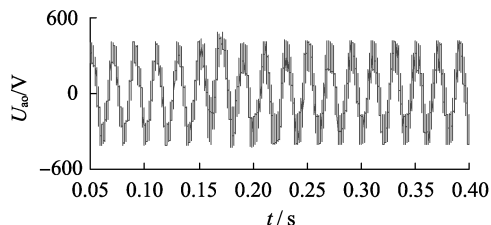
4 000 Hz 的等效开关次谐波增大。

4.2 a 相上桥臂 2 个子模块故障时仿真结果

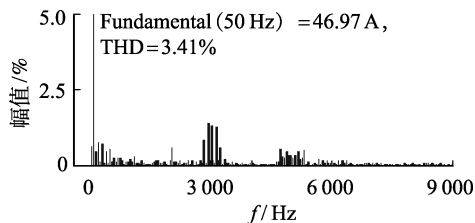
当 a 相上桥臂有 2 个子模块出现故障时, 不对称容错控制仿真结果如图 5 所示。如图 5(a) 所示, 将故障相上桥臂的载波移相角修改为 $2\pi/3$, 上桥臂的子模块电容电压参考值设置为 $814/3=271$ (V); 故障相下桥臂载波移相角维持 $2\pi/5$ 不变, 各子模块电容电压参考值根据式(17)修改为 210 V; 非故障相的载波移相角以及电容电压参考值仍保持不变。如图 5(b) 和(c) 所示, 采用不对称容错控制时, 由于逆变器输出电平数增多, 其并网电流畸变率仅为 3.41%。



(a) 不对称容错 a 相子模块电容电压波形



(b) 不对称容错 MMC 输出电压



(c) 不对称容错输出电流谐波分析

图 5 a 相上桥臂中 2 个子模块故障时不对称容错控制仿真结果

Fig.5 Simulative results of unbalance fault-tolerant control under two sub-modules fault in phase-a upper arm

由上述仿真分析可知, 采用本文提出的不对称容错控制策略, 相比于传统的对称容错控制策略, 在保证环流中主要分量不改变的基础上, 提高了逆变器输出电平的个数, 降低了其输出电流的谐波畸变率, 但由于上、下桥臂调制时的三角载波不对称, 增大了桥臂环流中的等效开关次谐波。

4.3 容错时最大功率点跟踪控制环节的仿真分析

系统中逆变器前级接光伏阵列, 对容错时的最大功率点跟踪控制环节进行仿真。分别对 a 相上桥臂有 1 个子模块故障和 2 个子模块故障的情况进行仿真。仅采用电导增量法进行跟踪时, 指令电压 U_{mpt} 是在当前母线电压的基础上叠加一个小扰动电压值所获得的, 如图 6(a) 所示, 在 0.15 s 时 a 相上桥臂有

一个子模块被旁路,公共直流母线电压发生跌落时,由于指令电压受到扰动电压值的限制,需 0.17 s 才能恢复原来的电压水平。采用先恒压后电导增量法进行跟踪时,单个模块故障瞬间,如图 6(b) 所示,设置指令电压为 800 V 的恒定值,母线电压迅速恢复至最大功率点电压附近,再由电导增量法对最大功率点准确跟踪,只需 0.07 s 即可恢复初始电压值。

当 a 相上桥臂有 2 个子模块被旁路时,直流母线电压瞬时跌落更严重。仅采用电导增量法进行跟踪时,如图 6(c) 所示,系统发生故障后需 0.33 s 才能恢复至原电压水平;采用先恒压后电导增量法进行跟踪时,如图 6(d) 所示,仅需 0.12 s 即可恢复初始电压值。

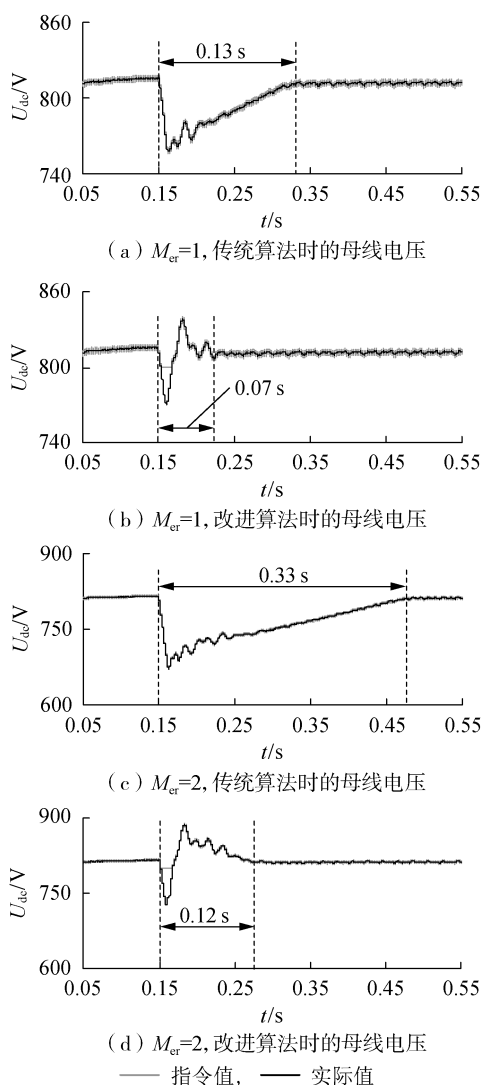


图6 故障容错时最大功率点跟踪控制的仿真结果

Fig.6 Simulative results of MPPT control under fault-tolerant condition

通过对 2 种故障旁路情况下最大功率点跟踪算法进行仿真分析,可以看出:在子模块发生故障时,本文提出的先恒压后利用电导增量法跟踪的算法能够实现对最大功率点 U_m 的快速跟踪,缩短系统受到

故障影响的时间。

由图 7(a)和(b)可知,当 a 相上桥臂有 1 个子模块发生故障时,采取不对称容错控制策略后,逆变器输出电流谐波畸变率为 2.39%。环流中的主要成分未发生改变,基频分量为 0.4 A,二倍频分量为 4.86 A。由图 7(c)和(d)可知,当 a 相上桥臂有 2 个子模块发生故障时,采取改进容错控制策略后,逆变器输出电流谐波畸变率为 3.53%。环流中的主要成分未发生改变,基频分量为 0.8 A,二倍频分量为 4.4 A。

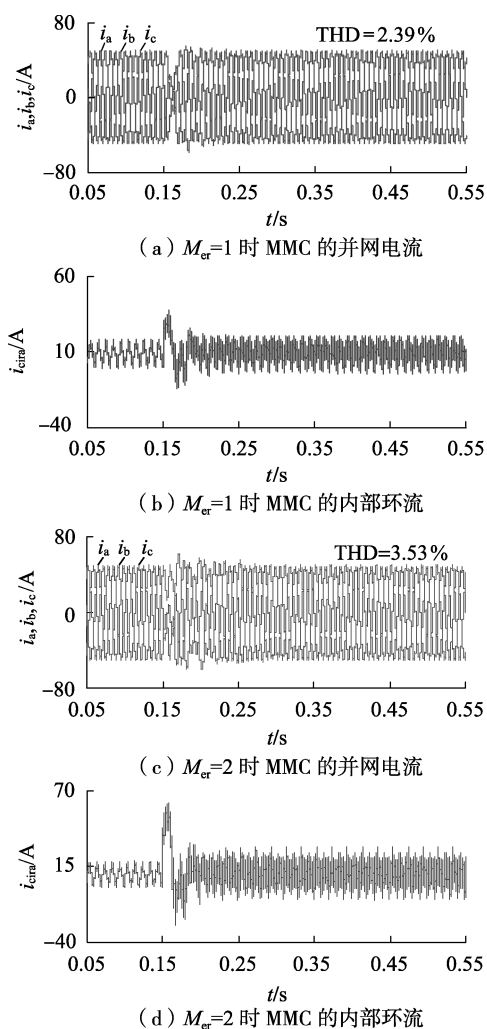


图7 单级式光伏并网系统的不对称容错控制的仿真结果

Fig.7 Simulative results of unbalance fault-tolerant control of one-stage photovoltaic grid-connected system

5 结论

本文研究了采取热冗余备用时 MMC 发生故障时的不对称容错控制策略。通过 MATLAB 软件仿真表明,与传统的对称容错控制策略相比,采取本文提出的不对称容错控制策略时输出电流的谐波畸变率更低,故障相的非故障桥臂上子模块电容电压的参考值更低,证明了本文提出的不对称容错控制策略是可行的;不对称容错控制时,与未采用恒压跟踪

时的传统最大功率点跟踪控制算法相比,采取本文提出的恒压启动+定步长电导增量法后,直流母线电压的恢复时间明显缩短,验证了本文对最大功率点跟踪控制环节的改进是有效的。

参考文献:

- [1] 郭高朋,姚良忠,温家良. 模块化多电平变流器的子模块分组调制及均压控制[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(1): 145-153.
GUO Gaopeng, YAO Liangzhong, WEN Jialiang. The grouping modulation and voltage balance control of the sub-modules in modular multilevel converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(1): 145-153.
- [2] 和敬涵,黄威博,李海英,等. FBMMC 直流故障穿越机理及故障清除策略[J]. 电力自动化设备, 2017, 37(10): 1-7.
HE Jinghan, HUANG Weibo, LI Haiying, et al. FBMMC DC fault ride-through mechanism and fault clearing strategy[J]. Electric Power Automation Equipment, 2017, 37(10): 1-7.
- [3] XU J, ZHAO P, ZHAO C. Reliability analysis and redundancy configuration of MMC with hybrid submodule topologies[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(4): 2720-2729.
- [4] ZHANG F, LI W, JOÓ S G. A voltage-level-based model predictive control of modular multilevel converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(8): 5301-5312.
- [5] 李探,赵成勇. MMC 子模块故障下桥臂不对称运行特性分析与故障容错控制[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(15): 3921-3928.
LI Tan, ZHAO Chengyong. Operation characteristics of the MMC with asymmetrical arms under sub-module faults and the fault-tolerant control[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(15): 3921-3928.
- [6] 薛英林,徐政,张哲任,等. 子模块故障下 C-MMC 型高压直流系统的保护设计和容错控制[J]. 电力自动化设备, 2014, 34(8): 89-97.
XUE Yinglin, XU Zheng, ZHANG Zheren, et al. Protection design and fault-tolerant control of C-MMC based HVDC system under sub-module failure condition[J]. Electric Power Automation Equipment, 2014, 34(8): 89-97.
- [7] SONG T, LEE H J, NAM T S, et al. Design and control of a modular multilevel HVDC converter with redundant power modules for non-interruptible energy transfer[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2012, 27(3): 1611-1619.
- [8] 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.
- [9] 胡鹏飞,江道灼,周月宾,等. 模块化多电平换流器子模块故障冗余容错控制策略[J]. 电力系统自动化, 2013, 37(15): 66-70.
HU Pengfei, JIANG Daozhuo, ZHOU Yuebin, et al. Redundancy fault-tolerant control strategy for sub-module faults of modular multilevel converters[J]. Automation of Electric Power Systems, 2013, 37(15): 66-70.
- [10] 申科,王建斌,班明飞,等. 基于零序电压注入的模块化多电平变流器故障容错控制[J]. 电力系统自动化, 2014, 38(5): 96-102.
SHEN Ke, WANG Jianze, BAN Mingfei, et al. Fault-tolerant control for modular multilevel converter based on zero-sequence voltage injection[J]. Automation of Electric Power Systems, 2014, 38(5): 96-70.
- [11] 申科. 模块化多电平功率变换系统基础研究[D]. 哈尔滨:哈尔滨工业大学, 2014.
SHEN Ke. Fundamental research on the modular multilevel power conversion system[D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2014.
- [12] 管敏渊,徐政. 模块化多电平换流器子模块故障特性和冗余保护[J]. 电力系统自动化, 2011, 35(16): 94-98.
GUAN Minyuan, XU Zheng. Redundancy protection for sub-module faults in modular multilevel converter[J]. Automation of Electric Power Systems, 2011, 35(16): 94-98.
- [13] SONG W, HUANG A. Fault-tolerant design and control strategy for cascaded H-bridge multilevel converter-based STATCOM[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(8): 2700-2708.
- [14] 连霄壤,江道灼. 基于模块化多电平的静止无功补偿器故障容错控制[J]. 电力系统保护与控制, 2012, 40(16): 83-89.
LIAN Xiaorang, JIANG Daozhuo. Fault-tolerant design and control of modular multilevel converter-based STATCOM[J]. Power System Protection and Control, 2012, 40(16): 83-89.
- [15] 武文,吴学智,荆龙,等. 模块化多电平变流器子模块故障容错控制策略[J]. 电网技术, 2015, 39(1): 11-18.
WU Wen, WU Xuezhong, JING Long, et al. A fault-tolerant control strategy for sub-module faults of modular multilevel converters[J]. Power System Technology, 2015, 39(1): 11-18.
- [16] 薛英林. 适用于大容量架空线输电的 C-MMC 型柔性直流技术研究[D]. 杭州:浙江大学, 2014.
XUE Yinglin. Research on C-MMC based HVDC technology for bulk power overhead line transmission[D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2014.
- [17] HU P, JIANG D, ZHOU Y, et al. Energy-balancing control strategy for modular multilevel converters under submodule fault conditions[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(9): 5021-5030.
- [18] 李爽,王志新,吴杰. 采用基频零序分量注入的 MMC 换流器故障容错控制研究[J]. 电力系统保护与控制, 2014, 42(17): 1-7.
LI Shuang, WANG Zhixin, WU Jie. Fault tolerant control of MMC converter with zero sequence component injection[J]. Power System Protection and Control, 2014, 42(17): 1-7.
- [19] 王广柱. 模块化多电平换流器桥臂电流直接控制方案[J]. 电力系统自动化, 2013, 37(15): 35-39.
WANG Guangzhu. An arm current direct control scheme for modular multilevel converter[J]. Automation of Electric Power Systems, 2013, 37(15): 35-39.

作者简介:



刘一琦

刘一琦(1984—),男,黑龙江大庆人,副教授,博士研究生,主要研究方向为新能源发电技术、直流输电技术;

李丹华(1992—),女,河北邯郸人,助理工程师,硕士研究生,主要研究方向为模块化多电平变换技术和光伏发电技术(E-mail: 1031190294@qq.com);

王庆博(1992—),男,黑龙江绥化人,硕士研究生,主要研究方向为新能源发电技术、智能配电网规划;

宋文龙(1973—),男,吉林白山人,教授,博士研究生导师,通信作者,主要研究方向为林业工程自动化技术、智能控制技术(E-mail: liuyq0925@126.com)。

(下转第138页 continued on page 138)

- [13] 刘斌,贺建军,栗梅,等. 8 算子离散化的二阶广义积分实现单相光伏逆变器并网控制[J]. 太阳能学报, 2015, 36(8): 1876-1883.
- LIU Bin, HE Jianjun, SU Mei, et al. Control for single-phase photovoltaic grid connected inverter based on second order generalized integrator using delta operator[J]. Acta Energaie Solaris Sinica, 2015, 36(8): 1876-1883.
- [14] 杨勇,赵春江. 分布式发电系统中并网逆变器比例谐振控制[J]. 电力自动化设备, 2011, 31(11): 51-55.
- YANG Yong, ZHAO Chunjiang. Proportional resonant control for grid connected inverters in distributed generation systems[J]. Electric Power Automation Equipment, 2011, 31(11): 51-55.

作者简介:



刘斌

(E-mail: 3177151@qq.com);

刘斌(1982—),男,湖南会同人,讲师,博士,研究方向为电力电子与变流技术(E-mail: bing.liu@csu.edu.cn);

黄清宝(1978—),男,河南商丘人,副教授,通信作者,研究方向为复杂系统建模与优化、智能优化控制、新能源转化与控制

贺德强(1973—),男,湖南桃江人,教授,博士研究生导师,研究方向为轨道交通信息控制与故障诊断。

Reactive power injection modulation and direct power control strategy for HERIC single-phase grid-connected photovoltaic inverter

LIU Bin¹, HUANG Qingbao¹, HE Deqiang², SONG Shaojian¹, XU Chenhua¹, LIN Xiaofeng¹

(1. National Demonstration Center for Experimental Electrical Engineering Education, Guangxi University, Nanning 530004, China;
2. College of Mechanical Engineering, Guangxi University, Nanning 530004, China)

Abstract: With the increasing of penetration level of renewable energy in single-phase grid, grid-connected single-phase PV(Photovoltaic) inverters need to meet the demands of reactive power compensation and flexible power factor control. Firstly, the transformer-less isolated single-phase PV inverters with HERIC(Highly Efficient and Reliable Inverter Concept) topology are studied, and the corresponding reactive power modulation strategy for HERIC inverters is proposed. Then, two-phase static coordinate system is constructed for single-phase PV inverter based on SOGI(Second-Order Generalized Integrator). The instantaneous power model of single-phase PV inverters is established based on the instantaneous reactive theory, and a novel direct power control strategy for HERIC inverters is realized. Finally, experimental results with a 5 kW prototype validate the effectiveness and feasibility of the proposed reactive power modulation and direct power control strategy.

Key words: HERIC; electric inverters; single-phase photovoltaic grid-connected inverter; reactive power modulation; direct power control; instantaneous reactive theory

(上接第 132 页 continued from page 132)

Unbalance fault-tolerant control strategy of modular multilevel photovoltaic grid-connected inverter

LIU Yiqi¹, LI Danhua², WANG Qingbo¹, SONG Wenlong¹, ZHENG Gang¹, XIE Wenhao³, WANG Jianze³

(1. College of Mechanical and Electrical Engineering, Northeast Forestry University, Harbin 150040, China;
2. Maintenance Branch Company, State Grid Chongqing Electric Power Company, Chongqing 400039, China;
3. School of Electrical Engineering and Automation, Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, China)

Abstract: The average switch model of MMC(Modular Multilevel Converter) is built when hot backup is adopted as a fault-tolerant control. When the sub-module in MMC encounters fault, the rest sub-modules in MMC cannot support DC bus voltage, which results in interruption of the inverter operation. In terms of this problem, a novel fault-tolerant control strategy of bypassing the fault sub-module is proposed, which revalues the sub-module capacitor voltage and carrier phase-shift angle to maintain the main components of circulating current, while reducing the total harmonic distortion rate of grid current to enable the normal operation of MMC. The maximum power point tracking control strategy in fault tolerance is improved to solve the problem of long restore time when fault occurs. The simulation model of MMC is built by MATLAB/Simulink to prove the validity of the proposed control strategy.

Key words: photovoltaic grid-connection; modular multilevel converter; fault-tolerant control; circulating current; maximum power point tracking