

基于虚拟电阻的 MMC 子模块故障容错环流抑制策略

武文¹, 吴学智^{1,2}, 荆龙¹, 刘京斗¹, 王帅¹, 李金科¹

(1. 北京交通大学 国家能源主动配电网技术研发中心, 北京 100044; 2. 北京电动车辆协同创新中心, 北京 100044)

摘要:针对模块化多电平变流器(MMC)子模块故障下容错环流抑制问题,分析了子模块故障状态下的环流特性,进而指出了准比例谐振(PR)控制在子模块故障容错环流控制中的通用优势。通过对采用准PR控制方式的子模块故障容错环流控制器进行分析与改进,提出了一种包含虚拟电阻前馈补偿环节的子模块故障容错环流抑制策略,其在保证实现子模块故障下环流抑制的同时可通过引入的虚拟电阻提高整个控制器的响应速度,使得子模块故障时刻的直流电流以及环流的冲击得到快速、有效的限制,优化了整个系统的性能。仿真与实验结果验证了该环流抑制策略的有效性。

关键词: MMC; 子模块; 虚拟电阻; 环流; 容错; 控制; 故障分析; 准比例谐振控制

中图分类号: TM 761; TM 46

文献标识码: A

DOI: 10.16081/j.issn.1006-6047.2018.02.021

0 引言

与传统的两电平变流器相比,模块化多电平变流器 MMC (Modular Multilevel Converter) 最明显的优势就是模块化设计,这使得子模块 SM (Sub-Module) 设计时电力电子器件可方便采用标准器件,有效缩短了开发周期与成本^[1-2],同时也使得 MMC 具有良好的扩展性,便于电压等级提升^[3]。因此,近年来采用 MMC 拓扑形式的换流器在特高压直流输电及电能质量治理等领域得到了广泛研究与应用^[4-5]。

在实际输电工程中,为了适配较高的输电电压等级,常常需要级联大量子模块,如舟山多端柔性直流输电工程换流阀每个桥臂级联的子模块数目达 250 个^[6]。但其庞大的子模块级联数目也给 MMC 换流器的稳定运行带来了安全隐患,易发生子模块故障。当子模块故障数目较多又未及时处理时,可能会造成系统停机,危害电网安全。因此,MMC 子模块故障下的容错控制是需要研究的问题。

环流抑制是 MMC 控制策略研究中的重要环节,文献[7-8]分析了环流产生的原因,并进一步推导了环流的解析表达式,但其重点关注的是正常运行下的环流特性。文献[9]建立了桥臂不对称运行下基本数学模型,但分析不够详尽。文献[10-11]设计了基于分相控制的环流比例谐振 PR (Proportional Resonant) 抑制器,但其只考虑了稳态运行和交流系统不对称时对二倍频环流的抑制,无法实现 MMC 桥臂不对称运行的环流抑制。文献[12]研究了桥臂不

对称运行下的 PR 环流抑制策略,但其对 PR 控制器本身特性的分析不够详尽,控制器的性能有待进一步提高。

本文针对 MMC 子模块故障容错环流抑制问题,首先推导了子模块故障状态下的环流数学模型,基于该数学模型对子模块故障状态下的环流特性进行了分析,进而指出了采用准 PR 控制方式的环流抑制策略在子模块故障容错环流控制中的通用优势。同时,在对包含基频谐振环节的准 PR 环流控制器性能分析的基础上,进行了相应改进,提出了一种包含虚拟电阻前馈补偿环节的子模块故障容错环流抑制策略。其在保证实现子模块故障下环流抑制的同时,可以通过引入的虚拟电阻改变桥臂等效电阻的大小,提高环流控制器在整个闭环控制系统中的响应速度,使得子模块故障时刻直流电流以及环流的冲击得到快速、有效的限制,从而弱化了子模块故障带来的影响,优化了整个系统的性能。最后,通过仿真分析及三相 9 电平 MMC 背靠背实验平台验证,结果表明了该环流抑制策略的有效性。

1 子模块故障环流分析

1.1 MMC 拓扑

如图 1 所示,典型的三相 MMC 拓扑由 6 个对称的桥臂构成,在结构上可以划分为相、桥臂和子模块 3 个单元。每个桥臂上串联 n 个结构相同的子模块单元和 1 个桥臂电感,从上、下桥臂 2 个相互连接的电感中点引出交流输出端。其中,子模块单元由 1 个绝缘栅双极型晶体管 (IGBT) 半桥、直流电容 C 以及旁路开关 K 构成。系统正常工作状态下,通过合理控制子模块开关器件的通断状态,即可实现 MMC

收稿日期: 2016-06-01; 修回日期: 2017-12-08

基金项目: 国家重点研发计划资助项目 (2016YFB0900505)

Project supported by the National Key R&D Plan of China (2016YFB0900505)

变流器交流侧的多电平输出^[13]。

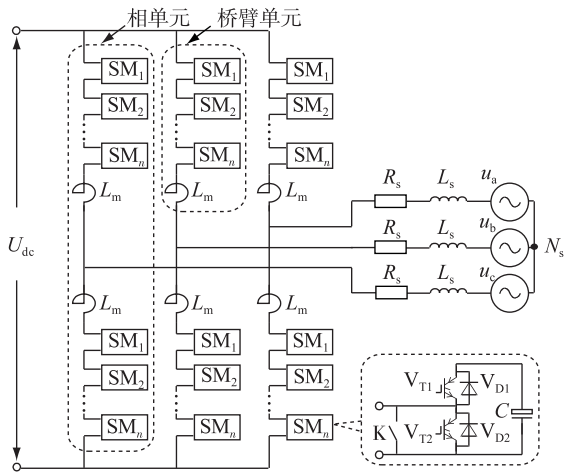


图1 三相 MMC 电路结构拓扑

Fig.1 Topology of three-phase MMC circuit

1.2 子模块故障数学模型

由于桥臂电流中主要包含交流侧电流基波分量、直流分量以及 2 倍频的环流分量^[14]，因此可设 j 相 ($j=a, b, c$) 上、下桥臂电流如式(1)所示。

$$\begin{cases} i_{jp} = \frac{\sqrt{2}}{2} I_j \sin(\omega t + \varphi) + I_{jd} + I_{jz} \sin(2\omega t + \theta_z) \\ i_{jn} = -\frac{\sqrt{2}}{2} I_j \sin(\omega t + \varphi) + I_{jd} + I_{jz} \sin(2\omega t + \theta_z) \end{cases} \quad (1)$$

其中, I_j 为交流电流基频有效值; I_{jd} 为直流分量; I_{jz} 为 2 倍频环流幅值; φ, θ_z 分别为基波电流与 2 倍频环流初相位。假设 x_{j1} 和 x_{j2} 分别表示各相上、下桥臂子模块故障数目, 则可设 j 相上桥臂与下桥臂的子模块平均开关状态为:

$$\begin{cases} S_{jp-av} = \frac{n - x_{j1}}{2n} (1 - m \sin \omega t) \\ S_{jn-av} = \frac{n - x_{j2}}{2n} (1 + m \sin \omega t) \end{cases} \quad (2)$$

则由式(1)、(2)可得流过上、下桥臂子模块电容的平均电流如式(3)所示。其中 $\lambda_0, \lambda_1, \lambda_2, \lambda_3$ 的取值见附录式(A1)。

$$\begin{cases} i_{cj-p} = i_{jp} S_{jp-av} = \frac{n - x_{j1}}{2n} (1 - m \sin \omega t) i_{jp} = \\ \quad \frac{n - x_{j1}}{2n} (\lambda_0 + \lambda_1 + \lambda_2 + \lambda_3) \\ i_{cj-n} = i_{jn} S_{jn-av} = \frac{n - x_{j2}}{2n} (1 + m \sin \omega t) i_{jn} = \\ \quad \frac{n - x_{j2}}{2n} (\lambda_0 - \lambda_1 + \lambda_2 - \lambda_3) \end{cases} \quad (3)$$

由于系统稳定运行时其交直流侧的功率平衡,

则式(3)中的直流分量项 λ_0 为 0。进而由式(3)与各相应频率的电容阻抗计算即可得到上、下桥臂子模块电容电压的周期波动分量如下:

$$\begin{cases} \Delta u_{cj-p} = \frac{n - x_{j1}}{2n} \left(\frac{\lambda_1}{j\omega C} + \frac{\lambda_2}{2j\omega C} + \frac{\lambda_3}{3j\omega C} \right) \\ \Delta u_{cj-n} = \frac{n - x_{j2}}{2n} \left(-\frac{\lambda_1}{j\omega C} + \frac{\lambda_2}{2j\omega C} - \frac{\lambda_3}{3j\omega C} \right) \end{cases} \quad (4)$$

结合式(2)、(4)可得到上、下桥臂的输出电压波动 Δu_{jp} 和 Δu_{jn} 如式(5)所示。其中 $\varepsilon_0, \varepsilon_1, \varepsilon_2, \varepsilon_3$ 的取值见附录式(A2)。

$$\begin{cases} \Delta u_{jp} = (n - x_{j1}) S_{jp-av} \Delta u_{cj-p} = \frac{(n - x_{j1})^2}{2n} \times \\ \quad \frac{1}{j\omega C} (\varepsilon_0 + \varepsilon_1 + \varepsilon_2 + \varepsilon_3 + \varepsilon_4) \\ \Delta u_{jn} = (n - x_{j2}) S_{jn-av} \Delta u_{cj-n} = \frac{(n - x_{j2})^2}{2n} \times \\ \quad \frac{1}{j\omega C} (\varepsilon_0 - \varepsilon_1 + \varepsilon_2 - \varepsilon_3 + \varepsilon_4) \end{cases} \quad (5)$$

进而由式(5)可得 j 相桥臂电压总波动量如下:

$$\begin{aligned} \Delta u_j^{\Sigma} &= \Delta u_{jp} + \Delta u_{jn} = \frac{(n - x_{j1})^2 + (n - x_{j2})^2}{2jn\omega C} \varepsilon_0 + \\ &\quad \frac{(n - x_{j1})^2 + (n - x_{j2})^2}{2jn\omega C} (\varepsilon_2 + \varepsilon_4) + \\ &\quad \frac{(n - x_{j1})^2 - (n - x_{j2})^2}{2jn\omega C} (\varepsilon_1 + \varepsilon_3) \end{aligned} \quad (6)$$

1.3 子模块故障环流特性

由于桥臂上产生的电压波动分量贯穿整个桥臂, 其会通过桥臂上的电感在桥臂中形成波动电流, 该波动电流也是形成桥臂环流的主要原因, 因此可以通过桥臂电压的波动来间接分析环流的谐波成分。

分析式(6)可知: 当子模块发生桥臂对称故障时, MMC 的桥臂环流成分依然以直流分量和 2 倍频成分为主, 同时包含少量的其他偶次倍频成分, 但三相 2 倍频环流量仅在各相的相应桥臂子模块故障数相同时才呈现负序对称的性质。当子模块发生不对称故障时, 即子模块故障数目 $x_{j1} \neq x_{j2}$ 时, MMC 的桥臂环流成分除了含有直流分量和以 2 倍频成分为主偶次倍频成分, 还包含了以基频成分为主的奇次倍频成分。

因此, 对于考虑具备子模块故障环流容错机制的控制系统, 除了考虑对固有的负序 2 倍频分量的抑制, 还需要考虑具备对子模块故障后可能出现的不对称 2 倍频分量以及基频分量的抑制能力。

2 基于虚拟电阻的容错环流抑制策略

2.1 准PR的环流容错控制优势

由上述分析可知,为了实现MMC系统在子模块故障下环流的充分容错能力,需同时考虑对称2倍频、不对称2倍频及基频分量的抑制。从以下3个方面考虑,基于准PR控制方式的环流抑制策略在子模块故障下的容错环流控制中具有明显优势,既能应对不同子模块故障类型下多种频次的环流抑制,又易于实现,不会增加控制器的设计负担。

(1)理想PR控制环节仅在谐振点处的增益趋向于无穷大,对该频率点以外的几乎无衰减,当电网频率发生波动时,控制器的性能会大幅下降。因此,多数PR控制器均考虑采取准PR控制器^[15],其传递函数为:

$$G(s) = k_p + k_i \frac{s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega^2} \quad (7)$$

其中, k_p 为比例增益; k_i 为谐振增益; ω_c 为截止频率; ω 为谐振频率。

(2)采用PI控制方式的环流抑制策略,需要对各相环流进行解耦控制^[16],但当2倍频环流出现不对称时,解耦效果会明显受到影响,需考虑增加负序与零序的控制。而采用PR控制方式的环流控制策略由于可以避免相间解耦过程,因此对于对称或不对称2倍频分量均能实现很好的抑制效果。

(3)为了实现对于基频环流的抑制,也只需通过在传统2倍频PR控制器中额外引入基频谐振环节即可,减小了整个控制系统的设计负担。

2.2 准PR的环流容错控制分析

基于准PR控制的环流抑制策略系统控制框图如图2(a)所示。其中, i_{jz}^* 为环流量控制的期望目标,为达到抑制效果,设为0; U_{jp}^* 与 U_{jn}^* 分别为上、下桥臂的调制波信息,通过在调制波上叠加环流抑制的修正量即可达到期望的环流控制目标。图2(b)

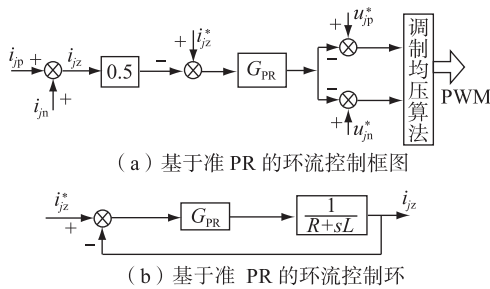


图2 基于准PR的环流控制系统

Fig.2 Circulating current control system of quasi PR controller

为准PR简化控制环。

为实现子模块故障下对各种频次环流量的抑制效果,控制环中的准PR传递函数应设为:

$$G_{PR}(s) = k_p + \frac{k_{r1}s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega^2} + \frac{k_{r2}s}{s^2 + 2\omega_c s + (2\omega)^2} \quad (8)$$

通过准PR传递函数可求得系统控制环的闭环传递函数为:

$$G_B(s) = \frac{b_1 s^4 + b_2 s^3 + b_3 s^2 + b_4 s + b_5}{a_1 s^5 + a_2 s^4 + a_3 s^3 + a_4 s^2 + a_5 s + a_6} \quad (9)$$

其中:

$$\begin{cases} b_1 = k_p \\ b_2 = 4\omega_c k_p \\ b_3 = k_{r1} + k_{r2} + (4\omega_c^2 + 5\omega^2)k_p \\ b_4 = 2\omega_c(k_{r1} + k_{r2}) + 10\omega_c \omega^2 k_p \\ b_5 = 4\omega^2 k_{r1} + \omega^2 k_{r2} + 4\omega^4 k_p \\ a_1 = L \\ a_2 = k_p + R + 4\omega_c L \\ a_3 = 4\omega_c(k_p + R) + (4\omega_c^2 + 5\omega^2)L \\ a_4 = k_{r1} + k_{r2} + (4\omega_c^2 + 5\omega^2)(k_p + R) + 10\omega_c \omega^2 L \\ a_5 = 2\omega_c(k_{r1} + k_{r2}) + 10\omega_c \omega^2(k_p + R) + 4\omega^4 L \\ a_6 = 4\omega^2 k_{r1} + \omega^2 k_{r2} + 4\omega^4(k_p + R) \end{cases}$$

由于系统的响应时间主要取决于闭环极点的位置,因此可以考虑在不影响系统闭环零点的情况下,通过调节闭环传递函数分母中 R 或 L 的大小来影响其闭环极点的性质进而调节系统性能。图3为控制桥臂等效电阻 R 在不同取值时,计算得到的闭环主导极点阻尼系数的走势图,可以发现增大桥臂等效电阻时系统阻尼减小,即可提高环流控制器在闭环系统中的故障时刻响应速度。但在实际工程中,为了减小系统正常工作时的损耗,常把系统的桥臂等效电阻限制到很小,而等效电感常也随着系统参数的确定而选定,可调节的裕量不大。

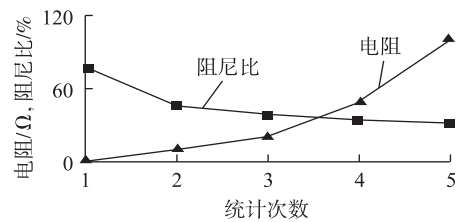


图3 阻尼系数走势图

Fig.3 Trend of damping

因此,为了加快环流控制器在子模块故障时刻的响应速度,实现故障电流的限制,需要对子模块故

障环流容错控制器的性能进行改进。

2.3 虚拟电阻环节设计

在上述分析背景下,为实现 PR 控制器性能的改善,本文设计了一种在原准 PR 容错环流控制器中附加虚拟电阻前馈补偿环节的子模块故障容错环流控制器。在保证整个控制系统稳定的前提下,通过调节虚拟电阻 R_0 ($R_0 > 0$) 的大小改变整个桥臂等效电阻的大小,进而改善环流控制器在子模块故障时刻的响应速度,快速限制子模块故障时刻的直流电流及环流给系统带来的冲击。

具体设计过程如下:首先通过多谐波环流提取器^[12]获得环流中的交流分量 $\Sigma i_{jz}^{(k)}$;然后分别通过 PR 与比例环节跟踪相应参考值获得修正量 u_{PR}^* 与 u_K^* ;最后将其分别叠加到上、下桥臂的调制波上实现控制目标。改进后得到的基于虚拟电阻的环流控制框图如图 4 所示,含有虚拟电阻环节的 MMC 整体控制框图如图 5 所示。

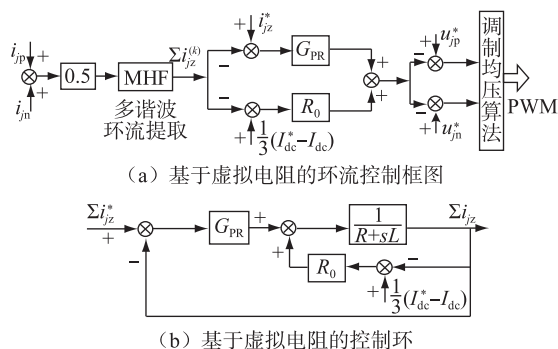


图 4 基于虚拟电阻的环流控制系统

Fig.4 Circulating current control system with virtual resistor controller

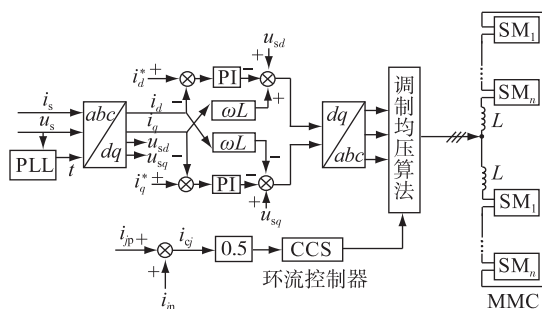


图 5 整体控制框图

Fig.5 Diagram of whole control structure

通过推导,可以得到引入虚拟电阻后的闭环控制系统的传递函数如式(10)所示。

$$G_{BF}(s) = \frac{\gamma_1 s^4 + \gamma_2 s^3 + \gamma_3 s^2 + \gamma_4 s + \gamma_5}{\beta_1 s^5 + \beta_2 s^4 + \beta_3 s^3 + \beta_4 s^2 + \beta_5 s + \beta_6} \quad (10)$$

其中:

$$\begin{cases} \gamma_1 = k_p \\ \gamma_2 = 4\omega_c k_p \\ \gamma_3 = k_{r1} + k_{r2} + (4\omega_c^2 + 5\omega^2) k_p \\ \gamma_4 = 2\omega_c (k_{r1} + k_{r2}) + 10\omega_c \omega^2 k_p \\ \gamma_5 = 4\omega^2 k_{r1} + \omega^2 k_{r2} + 4\omega^4 k_p \end{cases}$$

$$\begin{cases} \beta_1 = L \\ \beta_2 = k_p + (R + R_0) + 4\omega_c L \\ \beta_3 = 4\omega_c (k_p + R + R_0) + (4\omega_c^2 + 5\omega^2) L \\ \beta_4 = k_{r1} + k_{r2} + (4\omega_c^2 + 5\omega^2) (k_p + R + R_0) + 10\omega_c \omega^2 L \\ \beta_5 = 2\omega_c (k_{r1} + k_{r2}) + 10\omega_c \omega^2 (k_p + R + R_0) + 4\omega^4 L \\ \beta_6 = 4\omega^2 k_{r1} + \omega^2 k_{r2} + 4\omega^4 (k_p + R + R_0) \end{cases}$$

通过对比式(9)和式(10)可以发现,引入比例负反馈后, γ_i 与 b_i 相等; β_i 与 a_i 相比, R 等效变为 $R + R_0$, 实现了虚拟电阻 R_0 的引入。图 6 为控制 R_0 为变量得到的不同 R_0 值下的闭环传递函数 $G_{BF}(s)$ 的阶跃响应,可以发现随着 R_0 的增大,系统的响应速度加快,与图 3 分析结果相似。

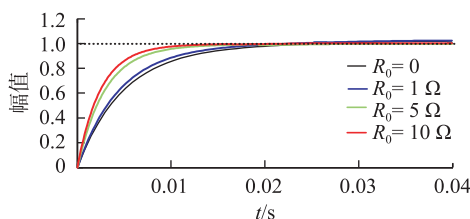


图 6 系统阶跃响应图

Fig.6 Step response of system

在系统其他参数确定的前提下,通过控制变量法可以得到系统的根轨迹如图 7、图 8 所示。由图 7 可知:随着虚拟电阻的增大,系统主导极点逐渐靠近虚轴,也说明系统的动态响应加快。由图 8 可知:当谐振增益增大时,系统主导极点同样逐渐靠近虚轴,系统动态响应加快,但同时系统的稳定性会变差。

因此,在引入虚拟电阻环节后的环流控制系统中,可以通过适当增大 R_0 取值加快其响应速度;然后通过适当减小谐振增益 k_r 来保证系统的稳定性。

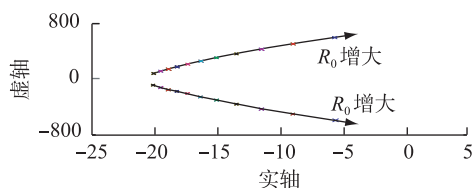
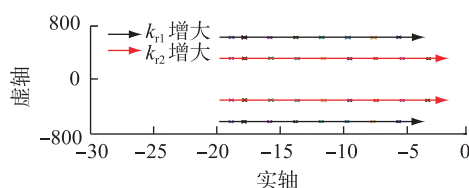


图 7 不同虚拟电阻 R_0 下系统根轨迹

Fig.7 Root locus of system with different R_0

图8 不同谐振增益 k_r 下系统根轨迹Fig.8 Root locus of system with different k_r

3 仿真与实验

3.1 仿真分析

在 MATLAB/Simulink 仿真软件中搭建了图 1 所示的三相 MMC 模型,仿真系统主要参数如下:桥臂电感 5 mH;子模块电容 2 000 μ F;桥臂子模块数 $n=4$;直流侧额定电压 120 V;输出占空比 0.8。其中,为了方便仿真与实验结果的比对以及考虑故障时实验装置的安全性,仿真与实验选取的功率等级相对较低。同时,在仿真过程中通过瞬间旁路 a 相(以 a 相为例)上桥臂 SM₁与下桥臂 SM₄来模拟子模块故障进行算例分析,并且为了保证故障后 MMC 的正常运行,在子模块故障时刻投入相应的调制与均压控制策略。

图 9 为子模块故障下直流电流与并网电流仿真

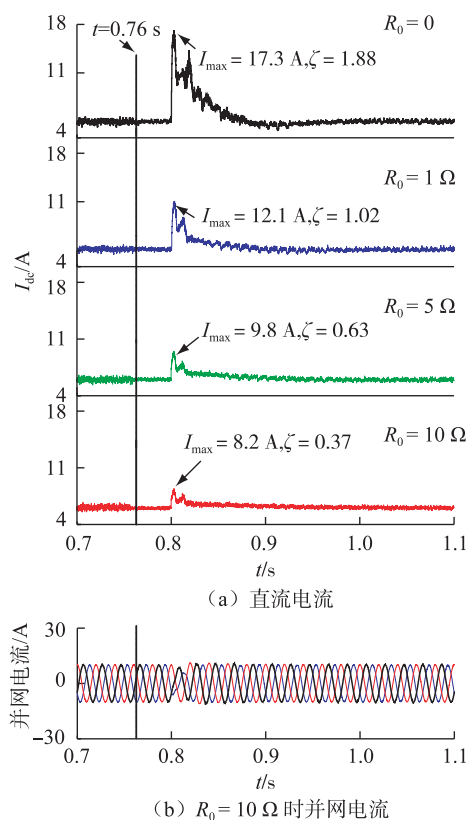


图9 直流电流与并网电流仿真图

Fig.9 Simulative results of DC current and grid-connected current

图,MMC 系统正常运行至 $t=0.76$ s 时投入改进后的环流抑制策略,在 $t=0.8$ s 模拟子模块故障。图中分别测量计算子模块故障时刻的直流电流峰值 $I_{\max}$ 与直流电流超调比 ζ ,其中 $\zeta=(I_{\max}-I_{dc})/I_{dc}$ (I_{dc} 为系统稳定运行时的直流电流值)。

从图 9 可以看出:当 $R_0=0$ 即采用传统的 PR 环流抑制器时,子模块故障时刻的直流电流冲击较大,超调比达 1.88。当加入直流分量负反馈环节后,随着 R_0 取值的增大,子模块故障时刻的直流电流峰值与超调比开始明显减小,暂态调节时间也相应缩短。当 $R_0=10$ Ω 时,其超调比减小至 0.37。同时从图 9(b)可以看出,此时系统的并网电流状态良好。上述仿真结果表明该环流抑制策略的设计能在保证系统正常运行的前提下,明显减小子模块故障时刻直流电流对系统的冲击,与理论分析一致。

图 10 为子模块故障下桥臂运行状态仿真图。图中分别测量计算子模块故障时刻的环流峰值 $i_{\max}$ 与环流超调比 η ,其中 $\eta=(i_{\max}-i_{az_m})/i_{az_m}$ (i_{az_m} 为系统稳定运行时 a 相桥臂环流峰值)。

从图 10 可以看出:当 $R_0=0$ 时,子模块故障时

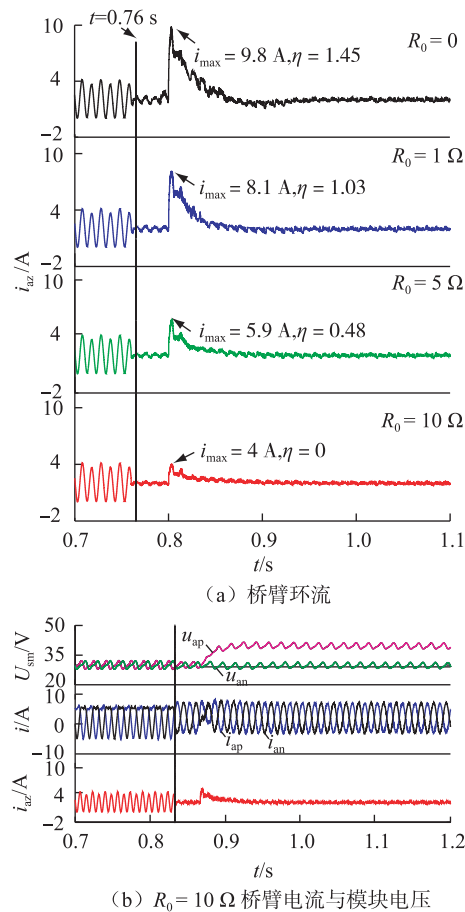


图10 桥臂运行状态仿真图

Fig.10 Simulative results of operating state of arm

刻的环流冲击较大,超调比达 1.45。当加入直流分量负反馈环节后,子模块故障时刻的环流峰值与超调比随着 R_0 取值的增大开始减小。当 $R_0 = 10 \Omega$ 时,其超调比大约减小至 0,抑制效果显著。同时从图 10(b) 可以看出,该环流抑制策略投入后,系统正常与故障运行期间的环流均能得到很好的抑制,桥臂电流与子模块电压也运行稳定。仿真结果表明该策略在保证系统稳定的同时既能实现环流抑制又能限制子模块故障时刻的环流冲击,设计合理。

3.2 实验分析

为了验证本文的环流抑制策略和分析结果,研制了一套三相 9 电平的 MMC 背靠背实验平台,实验平台如附录图 A1 所示。该平台功率单元开关器件使用三菱 PS21765 模块,主控制的核心单元为 DSP 芯片 28335。实验系统参数与仿真系统参数保持一致。在故障时刻同样模拟 a 相上桥臂 SM_1 与下桥臂 SM_4 子模块故障进行分析。

图 11 为子模块故障下直流电流与并网电流实验波形。MMC 系统正常运行时, t_1 时刻投入环流抑制策略,在 t_2 时刻模拟子模块故障。图中分别统计计算子模块故障时刻的直流电流峰值 $I_{\max}$ 与直流电流超调比 ζ ,结果如表 1 所示。可见,随着 R_0 的增大,子模块故障时刻的直流电流开始减小,并且各取

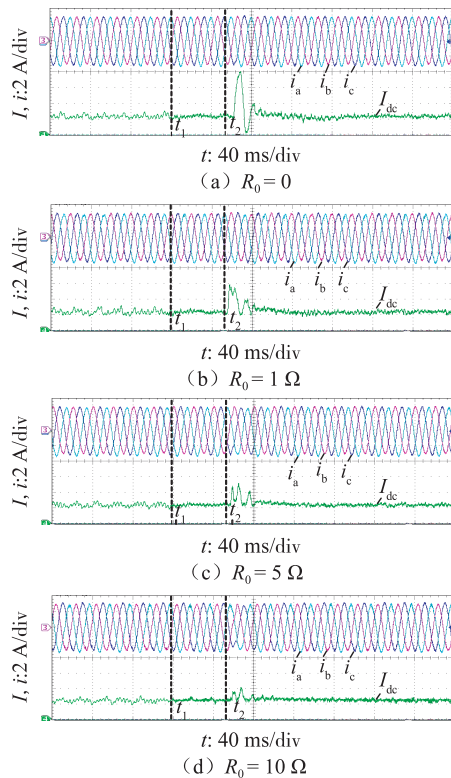


图 11 直流电流与并网电流实验波形

Fig.11 Experimental waves of DC current and grid-connected current

表 1 实验结果统计

Table 1 Experimental results

R_0/Ω	$I_{\max}/A$	ζ	$2i_{\max}/A$	η
0	7.68	2.84	6.44	2.58
1	5.96	1.98	4.36	1.42
5	4.88	1.44	2.96	0.64
10	4	1	2.2	0.22

值下的并网状态良好。当 $R_0 = 10 \Omega$ 时,直流电流的冲击基本得到充分抑制,与仿真结果吻合。

图 12 为子模块故障下桥臂相关运行状态实验波形,包括 a 相上、下桥臂 SM_2 电压 U_{ap2} 、 U_{an2} ,上、下桥臂电流 i_{ap} 、 i_{an} ,以及 M 通道计算得到的桥臂电流之和 i_{az} ,即 2 倍环流。分别统计计算子模块故障时刻的 2 倍环流峰值与环流超调比 η ,结果同时列于表 1 中。同样可以发现,在保证桥臂电流与子模块电压波动正常时,随着 R_0 取值的增大,故障时刻的环流峰值开始减小。当 $R_0 = 10 \Omega$ 时,环流的冲击基本得到充分抑制,与仿真结果吻合。

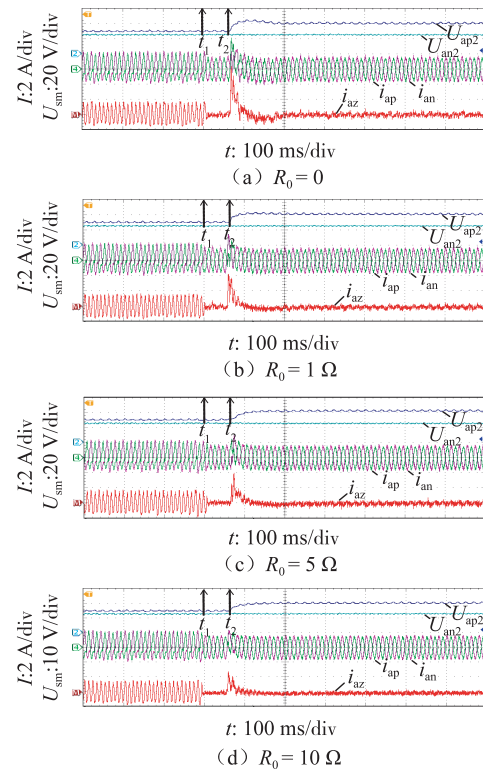


图 12 桥臂运行状态实验波形

Fig.12 Experimental waves of operating state of arm

综合仿真与实验分析,可以发现二者的结果基本吻合,并验证了文中的理论分析结果,说明本文提出的子模块故障容错环流抑制策略设计合理,能够达到预期的效果。

4 结论

a. 针对 MMC 子模块故障容错环流抑制问题,通过理论推导建立了子模块故障环流数学模型。分析指出了 MMC 子模块故障下的容错环流抑制需同时考虑具备对基频、对称 2 倍频与不对称 2 倍频 3 种成分的抑制能力。

b. 基于对子模块故障容错环流抑制的需求,分析了采用准 PR 控制方式在子模块故障容错环流抑制中的明显优势。并针对该控制方式下子模块故障的动态响应问题,设计了包含虚拟电阻前馈补偿环节的子模块故障容错环流控制器,实现了子模块故障时对直流与环流冲击电流的快速限制,优化了系统的控制性能。

c. 通过在仿真与实验环境下对子模块故障工况的模拟,对理论分析与设计的环流控制器的性能进行了验证,结果表明了该控制策略的有效性。

附录见本刊网络版 (<http://www.epae.cn>)。

参考文献:

- [1] POPOVA L, PYRHONEN J, MA K, et al. Device loading of modular multilevel converter MMC in wind power application [C] // Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014-ECCE-ASIA), 2014 International. Hiroshima, Japan: IEEE, 2014: 548-554.
- [2] 王宝安, 谭风雷, 商姣. 模块化多电平换流器模块冗余优化配置方法[J]. 电力自动化设备, 2015, 35(1): 13-19.
WANG Baoan, TAN Fenglei, SHANG Jiao. Optimal configuration of modular redundancy for MMC [J]. Electric Power Automation Equipment, 2015, 35(1): 13-19.
- [3] 谢研, 陈柏超, 陈耀军, 等. 新型模块化多电平换流器串联电抗器的功能与取值分析[J]. 电力自动化设备, 2012, 32(9): 55-59.
XIE Yan, CHEN Baichao, CHEN Yaojun, et al. Function analysis and parameter selection for series reactor of modular multilevel converter [J]. Electric Power Automation Equipment, 2012, 32(9): 55-59.
- [4] 唐庚, 徐政, 薛英林. 基于模块化多电平换流器的多端柔性直流输电控制系统设计[J]. 高电压技术, 2013, 39(11): 2773-2782.
TANG Geng, XU Zheng, XUE Yinglin. Control design of multi-terminal HVDC based on modular multilevel converter [J]. High Voltage Engineering, 2013, 39(11): 2773-2782.
- [5] 吴学智, 武文, 荆龙, 等. MMC 子模块故障运行特性分析与容错控制策略研究[J]. 高电压技术, 2016, 42(10): 3083-3091.
WU Xuezhi, WU Wen, JING Long, et al. Operation characteristics and the fault-tolerant control strategy of modular multilevel converter under sub-module faults [J]. High Voltage Engineering, 2016, 42(10): 3083-3091.
- [6] 李亚男, 蒋维勇, 余世峰. 舟山多端柔性直流输电工程系统设计[J]. 高电压技术, 2014, 40(8): 2490-2496.
LI Yanan, JIANG Weiyong, YU Shifeng. Design of Zhoushan multi-terminal VSC-HVDC transmission project [J]. High Voltage Engineering, 2014, 40(8): 2490-2496.
- [7] 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.

[8] 屠卿瑞, 徐政, 郑翔, 等. 模块化多电平换流器型直流输电内部环流机理分析[J]. 高电压技术, 2010, 36(2): 547-552.

TU Qingrui, XU Zheng, ZHENG Xiang, et al. Mechanism analysis on the circulating current in modular multilevel converter based HVDC [J]. High Voltage Engineering, 2010, 36(2): 547-552.

[9] HU Pengfei, JIANG Daozhuo, ZHOU Yuebin, et al. Energy-balancing control strategy for modular multilevel converters under sub-module fault conditions [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(9): 5021-5030.

[10] LI Zixin, WANG Ping, CHU Zunfang, et al. An inner current suppressing method for modular multilevel converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(11): 4873-4879.

[11] MOON J W, KIM C S, PARK J W, et al. Circulating current control in MMC under unbalanced voltage [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2013, 28(3): 1952-1959.

[12] 李金科, 金新民, 吴学智, 等. 无冗余模块的故障环流分析及抑制策略研究[J]. 电网技术, 2016, 40(1): 32-39.

LI Jinke, JIN Xinmin, WU Xuezhi, et al. Analysis of fault circulating current without redundant sub-module and its suppression strategy [J]. Power System Technology, 2016, 40(1): 32-39.

[13] 武文, 荆龙, 吴学智, 等. 模块化多电平变流器实验样机的设计[J]. 电源学报, 2015, 13(6): 117-123.

WU Wen, JING Long, WU Xuezhi, et al. Design of modular multilevel converter prototype [J]. Journal of Power Supply, 2015, 13(6): 117-123.

[14] 宋强, 刘文华, 李笑倩, 等. 模块化多电平换流器稳态运行特性的解析分析[J]. 电网技术, 2012, 36(11): 198-204.

SONG Qiang, LIU Wenhua, LI Xiaoqian, et al. An analytical method for analysis on steady-state operating characteristics of modular multilevel converter [J]. Power System Technology, 2012, 36(11): 198-204.

[15] 刘焕, 岳伟, 张一工, 等. 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.

LIU Huan, YUE Wei, ZHANG Yigong, et al. Circulating current restraining strategy based on quasi proportional-resonance control in MMC-HVDC [J]. Automation of Electric Power Systems, 2015, 39(12): 146-151.

[16] 阎发友, 汤广福, 贺之渊, 等. 一种适用于模块化多电平换流器的新型环流控制器[J]. 电力系统自动化, 2014, 38(1): 104-108.

YAN Fayou, TANG Guangfu, HE Zhiyuan, et al. A novel circulating current controller for modular multilevel converter [J]. Automation of Electric Power Systems, 2014, 38(1): 104-108.

作者简介:



武文

武文(1992—),男,河南信阳人,硕士研究生,主要研究方向为柔性直流输电技术(E-mail: 14121482@bjtu.edu.cn);

吴学智(1975—),男,山西大同人,副教授,博士研究生导师,主要研究方向为新能源发电和柔性直流输电技术(E-mail: xzhwu@bjtu.edu.cn);

荆 龙(1977—),男,河北邢台人,副教授,博士研究生导师,主要研究方向为新能源发电以及柔性直流输电技术(E-mail:ljing@bjtu.edu.cn);

刘京斗(1975—),男,河北栾城人,工程师,通信作者,主要从事新能源发电技术方面的研究工作(E-mail:jdlou@bjtu.edu.cn)。

Circulating current suppressing strategy of modular multilevel converter in sub-module fault-tolerant control mode based on virtual resistor

WU Wen¹, WU Xuezhi^{1,2}, JING Long¹, LIU Jingdou¹, WANG Shuai¹, LI Jinke¹

(1. National Active Distribution Network Technology Research Center, Beijing Jiaotong University, Beijing 100044, China;

2. Collaborative Innovation Center of Electric Vehicles in Beijing, Beijing 100044, China)

Abstract: Aiming at the problem of circulating current suppressing of MMC (Modular Multilevel Converter) in sub-module fault-tolerant control mode, the fault characteristics are analyzed, and the advantages of quasi PR (Proportion Resonance) control for it are pointed out. The circulating current suppressor with quasi PR controller is modified and a fault-tolerant circulating current suppressing strategy with a virtual resistor feedforward compensation is proposed. It ensures the circulating current suppress and improves the response speed of the entire controller by introducing the virtual resistor, which makes the peak value of the DC and circulating current limited quickly and effectively in periods of sub-module fault. The performance of the entire system is optimized and verified through simulations and experiments to prove the feasibility and effectiveness of the control strategy.

Key words: MMC; sub-module; virtual resistor; circulating current; fault-tolerant; control; failure analysis; quasi proportion resonance control

(上接第 160 页 continued from page 160)

Circulating current suppressing and current balancing for two parallel three-phase PWM rectifiers

ZHANG Housheng¹, ZHANG Lei², JIANG Jishun¹, JI Hua¹

(1. College of Electrical & Electronic Engineering, Shandong University of Technology, Zibo 255049, China;

2. State Grid Pingyin Power Supply Company, Ji'nan 250400, China)

Abstract: The mathematical model of two parallel three-phase PWM (Pulse Width Modulation) rectifiers is established, and the influence of system parameters on the zero sequence circulating current is analyzed in detail. The dual-loop control system for output current balance and circulating current suppression is designed. Based on adjusting zero vector principle, a seven-stage symmetrical SVPWM (Space Vector Pulse Width Modulation) control strategy is presented, and a minimum beat zero sequence circulating current suppressor is designed to suppress the circulating current by adjusting the zero vector in real time. The inner current loop applies the current decoupling feedforward control strategy to achieve unity power factor, and the outer voltage loop applies the common voltage PI regulator to achieve output current balance control. There is no communication between the parallel modules, and the control methods are simple and reliable. Simulative and experimental results show that, the minimum beat circulating current suppressor can effectively suppress the circulating current, and the designed control strategy can eliminate the interference of inductance unbalance on the two parallel three-phase PWM rectifiers and achieve the control of the circulating current and current balance.

Key words: three-phase PWM rectifier; circulating current; SVPWM; minimum beat algorithm; electric current control