

文章编号:1671-251X(2014)09-0074-05

DOI:10.13272/j.issn.1671-251x.2014.09.018

宋平岗,江浪,李云丰,等.基于比例复数积分控制器的模块化多电平换流器环流抑制策略[J].工矿自动化,2014,40(9):74-78.

基于比例复数积分控制器的模块化 多电平换流器环流抑制策略

宋平岗, 江浪, 李云丰, 段程亭

(华东交通大学 电气与电子工程学院, 江西 南昌 330013)

摘要:根据模块化多电平换流器相间环流二倍频负序性质,提出了一种基于比例复数积分控制器的模块化多电平换流器环流抑制策略,通过将比例复数积分控制器的谐振频率设置为二倍频负序电网电压频率实现相间环流抑制。该策略中比例复数积分控制器不存在系统参数,无需旋转坐标变换以及电流前馈解耦控制,避免了因系统参数变化而导致控制效果不佳的问题。Matlab/Simulink 仿真实验验证了该环流抑制策略的正确性和有效性。

关键词:模块化多电平换流器;相间环流;环流抑制;比例复数积分控制器;二倍频负序

中图分类号:TD60 文献标志码:A 网络出版时间:

网络出版地址:

Suppression strategy of circulating current of modular multilevel converter
based on proportional complex integral controller

SONG Pinggang, JIANG Lang, LI Yunfeng, DUAN Chengting

(School of Electrical and Electronic Engineering, East China Jiaotong University,
Nanchang 330013, China)

Abstract: A suppression strategy of circulating current of modular multilevel converter based on proportional complex integral controller was proposed according to double fundamental frequency negative sequence property of phase-to-phase circulating current of modular multilevel converter, which achieved circulating current suppression by setting resonant frequency of proportional complex integral controller to voltage frequency of power grid of double fundamental frequency negative sequence. In the strategy, there are no system parameters, no conversion of rotational coordinate and no current feedforward decoupling control in the proportional complex integral controller, so as to avoid the matter of poor control effect caused by changing system parameters. The simulation in Matlab/Simulink verifies correctness and effectiveness of the strategy.

Key words: modular multilevel converter; phase-to-phase circulating current; circulating current suppression; proportional complex integral controller; double fundamental frequency negative sequence

收稿日期:2013-08-15;修回日期:2014-07-23;责任编辑:李明。

基金项目:国家自然科学基金资助项目(50577025)。

作者简介:宋平岗(1965—),男,江西新余人,教授,博士,研究方向为新能源发电与并网技术,E-mail:pgsong@ecjtu.edu.cn。通讯作者:江浪(1989—),男,江西抚州人,硕士研究生,研究方向为高压直流输电技术,E-mail:1009312792@qq.com。

0 引言

采用电压源型换流器 (Voltage Source Converter, VSC) 的柔性高压直流输电 (Flexible High Voltage Direct Current, HVDC Flexible) 技术为新能源并网与互联、孤岛供电、远距离高压输电、异步电网互联、城市输电线路扩容等提供了有效的解决途径^[1-5]。其中模块化多电平换流器 (Modular Multilevel Converter, MMC) 因无器件的动静态均压问题、系统扩容方便、输出电压畸变率小等优势而获得了飞快发展^[6-7]。然而 MMC 存在相间环流的缺陷, 虽然其只在 MMC 三相内部流动, 不会对外部电路造成影响, 但是会增大桥臂电流的畸变率、电容电压的波动程度以及系统的运行损耗等, 成为 MMC 亟需解决的问题之一^[8-9]。

参考文献[3]根据 MMC 运行原理, 推导了 MMC 相关参量的时域解析表达式, 为深入研究 MMC 奠定了坚实基础。参考文献[8]指出了 MMC 相间环流产生的根本原因。参考文献[9]设计了基于二倍频负序 $d-q$ 坐标变换的环流抑制策略, 取得了很好的抑制效果, 但由于采用电流前馈解耦方案, 在电感值发生改变时可能导致环流抑制效果变差, 对此, 参考文献[10]提出了一种无电感参数的 VSC 解耦控制策略, 并进行了实验验证。参考文献[11]根据相间环流产生的根本原因, 得出了相间环流抑制的本质, 提出了一种自适应动态选择算法, 但该算法只适用于子模块个数较多的场合。

本文在 $\alpha\beta$ 坐标系下研究了环流抑制的数学模型, 提出采用比例复数积分 (Proportional Complex Integral, PCI) 控制器^[12]抑制相间环流, 最后在 Matlab/Simulink 环境中搭建了环流抑制仿真系统, 验证了所提控制策略的正确性。

1 MMC 基本原理

图 1 为 MMC 基本结构^[9], 它由三相六桥臂组成, 不考虑冗余, 每个桥臂由 N 个子模块 (Sub-Module, SM) 级联和桥臂等效电感 L_s 级联而成, 三相交流侧出口电压位于每相 2 个等效电感之间。子模块为电压源型半桥结构, 由功率开关管 T_1, T_2 , 二极管 D_1, D_2 以及储能电容 C 组成, 如图 1 中虚线框部分所示。控制功率开关管的开通与关断即可控制子模块的投入与切除^[3]。图 1 中 u_{sa}, u_{sb}, u_{sc} 为等效

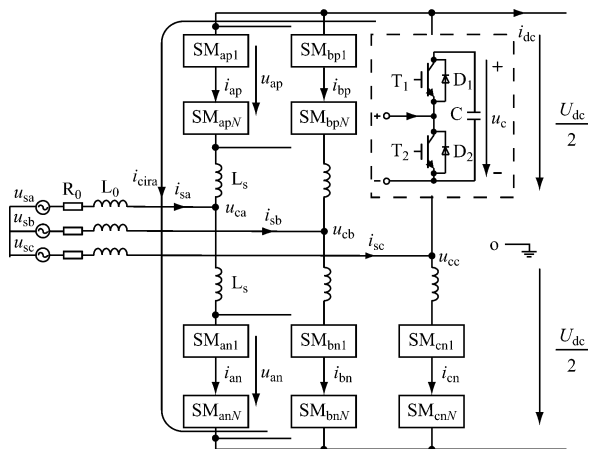


图 1 MMC 基本结构

后的三相电网电压; R_0, L_0 分别为三相电网的等效电阻和等效电感; i_{sa}, i_{sb}, i_{sc} 为三相电流; i_{cira} 为 A 相相间环流, 主要分量为二倍频负序电流; u_{ap}, u_{an} 分别为 A 相上桥臂和下桥臂投入的电压总和, 可通过投入与切除子模块得到; i_{ap}, i_{an} 分别为 A 相上桥臂和下桥臂电流; u_{ca}, u_{cb}, u_{cc} 分别为 MMC 交流侧三相输出电压, 控制该电压即可控制电网注入 MMC 的功率, 本文以电网注入 MMC 的功率为参考方向; u_c 为电容电压瞬时值; o 为直流侧假想中点; U_{dc}, i_{dc} 分别为直流侧电压、电流。B 相、C 相参量与 A 相参量相同。

根据基尔霍夫电压定律, 得三相静止坐标系下 MMC 交流侧电压和桥臂电压的表达式分别为

$$u_{sj} = R_0 i_{sj} + L_0 \frac{di_{sj}}{dt} + u_{cj} \quad (1)$$

$$\begin{cases} u_{jp} = \frac{U_{dc}}{2} - u_{cj} - u_{cir_{jp}} \\ u_{jn} = \frac{U_{dc}}{2} + u_{cj} - u_{cir_{jn}} \end{cases} \quad (2)$$

式中: $u_{cir_{jp}}, u_{cir_{jn}}$ 分别为 j ($j=a, b, c$) 相上、下桥臂电流在各自桥臂等效电阻 R_s 和等效电感 L_s 上产生的压降。

式(1)在同步 $d-q$ 坐标系下的方程可表示为

$$\begin{cases} u_{cd} = u_{sd} - R_0 i_{sd} - L_0 \frac{di_{sd}}{dt} + \omega L_0 i_{sq} \\ u_{cq} = u_{sq} - R_0 i_{sq} - L_0 \frac{di_{sq}}{dt} - \omega L_0 i_{sd} \end{cases} \quad (3)$$

式中: u_{cd}, u_{cq} 分别为 MMC 交流侧电压在 d 轴、 q 轴的分量; u_{sd}, u_{sq} 分别为三相电网电压在 d 轴、 q 轴的分量; i_{sd}, i_{sq} 分别为三相电流在 d 轴、 q 轴的分量; ω 为电网角频率。

从式(3)可明显看出, 因 $d-q$ 坐标系下方程存在

电流耦合项,则 MMC 环流抑制控制器设计中会有电流前馈耦合项,MMC 参数 L_0 发生变化时,控制器效果达不到设计目标^[10]。

根据基尔霍夫电流定律,可得正常运行时 MMC 电流、电压平衡方程为

$$\begin{cases} i_{jp} = -\frac{i_{dc}}{3} - \frac{i_{sj}}{2} + i_{cirj} \\ i_{jn} = -\frac{i_{dc}}{3} + \frac{i_{sj}}{2} + i_{cirj} \end{cases} \quad (4)$$

$$\begin{cases} u_{cir_jp} = R_s i_{jp} + L_s \frac{di_{jp}}{dt} \\ u_{cir_jn} = R_s i_{jn} + L_s \frac{di_{jn}}{dt} \end{cases} \quad (5)$$

因 $R_s \ll 2\omega L_s$,忽略直流电流产生的压降,可得相间环流在 L_s 上产生的不平衡压降为

$$u_{cirj} = R_s i_{cirj} + L_s \frac{di_{cirj}}{dt} \quad (6)$$

2 MMC 相间环流抑制策略

2.1 相间环流数学模型

式(6)在二倍频负序 $d-q$ 坐标系中的数学模型为

$$\begin{cases} u_{cird} = R_s i_{cird} + L_s \frac{di_{cird}}{dt} + 2\omega L_s i_{cirq} \\ u_{cirq} = R_s i_{cirq} + L_s \frac{di_{cirq}}{dt} - 2\omega L_s i_{cird} \end{cases} \quad (7)$$

式中: u_{cird} 和 u_{cirq} , i_{cird} 和 i_{cirq} 分别为不平衡电压及相间环流在二倍频负序坐标系中 d 轴、 q 轴的分量。

从结构上看,利用式(7)设计 MMC 环流抑制控制器同样需要电流前馈解耦控制,桥臂等效电感 L_s 的变化会影响环流抑制效果。为消除耦合影响,本文提出利用 PCI 控制器抑制相间环流。该环流抑制控制器是在 $\alpha\beta$ 坐标系下进行设计的,因此需将式(6)变换至 $\alpha\beta$ 坐标系中,即

$$U_{cir\alpha\beta} = R_s I_{cir\alpha\beta} + L_s \frac{dI_{cir\alpha\beta}}{dt} \quad (8)$$

式中: $U_{cir\alpha\beta} = u_{cir\alpha} + ju_{cir\beta}$, $I_{cir\alpha\beta} = i_{cir\alpha} + ji_{cir\beta}$, $u_{cir\alpha}$ 和 $u_{cir\beta}$, $i_{cir\alpha}$ 和 $i_{cir\beta}$ 分别为不平衡电压和相间环流在 α 轴、 β 轴上的分量。

将式(8)写成矢量形式是为了便于实现控制器。根据式(8)可得

$$I_{cir\alpha\beta}(s) = \frac{1}{R_s + sL_s} U_{cir\alpha\beta}(s) \quad (9)$$

根据式(9)可知,抑制 $U_{cir\alpha\beta}(s)$ 即可抑制相间环流。

2.2 环流抑制控制器

根据式(8)可得环流抑制控制方程为

$$U_{cir\alpha\beta}^* = G_{\alpha\beta}(s)(I_{cir\alpha\beta}^* - I_{cir\alpha\beta}) \quad (10)$$

式中: $U_{cir\alpha\beta}^*$, $I_{cir\alpha\beta}^*$ 分别为环流电压和环流电流的参考给定值。

为抑制环流需设置 $I_{cir\alpha\beta}^* = 0$,式(10)中的控制器为

$$G_{\alpha\beta}(s) = k_p + \frac{k_i}{s + j2\omega_0} \quad (11)$$

式中: k_p , k_i 分别为比例系数和复数积分系数; ω_0 为基波角频率。

结合式(9)一式(11)可得环流抑制控制原理,如图 2 所示。

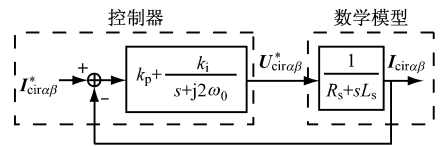


图 2 环流抑制控制原理

忽略系统采样、处理、触发延时^[12],由图 2 可得环流抑制传递函数为

$$H(s) = \frac{I_{cir\alpha\beta}}{I_{cir\alpha\beta}^*} = \frac{k_p s + k_i + j2\omega_0 k_p}{L_s s^2 + (R_s + k_p + j2\omega_0 L_s)s + k_i + j2\omega_0(k_p + R_s)} \quad (12)$$

令 $s = j\omega$ 代入式(12),可得

$$H(j\omega) = \frac{k_i + jk_p(\omega + 2\omega_0)}{k_i - \omega L_s(\omega + 2\omega_0) + j(\omega + 2\omega_0)(k_p + R_s)} \quad (13)$$

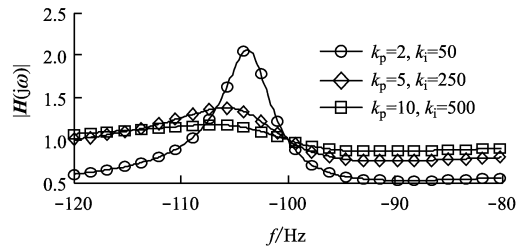
考虑到相间环流主要分量是二倍频负序电流^[8],因此不管控制器参数 k_p 和 k_i 怎样变化,当 $j\omega \rightarrow -j2\omega_0$ 时,式(13)一定趋近于 1,即实际输出值能很好地跟踪参考给定值,使实际环流电流 $I_{cir\alpha\beta}$ 跟踪参考值 0,从而实现相间环流抑制。但是 k_p , k_i 会影响谐波抑制性能以及谐振峰值。由于实际电网频率 f 并不一定是 50 Hz,在发生频率偏移的情况下,控制器也要有较好的抑制效果。研究环流抑制传递函数的幅频特性,由式(13)可知

$$|H(j\omega)| = \frac{\sqrt{k_i^2 + k_p^2(\omega + 2\omega_0)^2}}{\sqrt{[k_i - \omega L_s(\omega + 2\omega_0)]^2 + (\omega + 2\omega_0)^2(k_p + R_s)^2}} \quad (14)$$

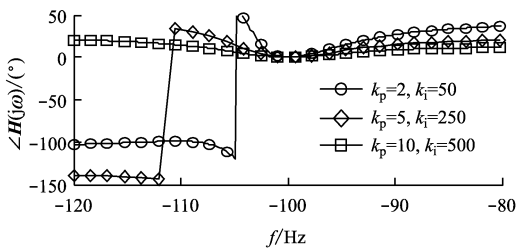
$$\angle H(j\omega) =$$

$$\arctan \frac{k_p(\omega+2\omega_0)}{k_i} - \arctan \frac{(\omega+2\omega_0)(k_p+R_s)}{k_i - \omega L_s(\omega+2\omega_0)} \tag{15}$$

图 3 为环流抑制传递函数的频率响应,可看出当 k_p, k_i 较小时,谐波抑制能力较好,但谐振峰值较高;当 k_p, k_i 较大时,谐波抑制能力减弱,谐振峰值较小,在电网频率 f 发生偏移的情况下具有较好的跟踪性能,但 k_p, k_i 过大会导致桥臂参考电压失去平衡,所以需要综合考虑。



(a) 幅频响应



(b) 相频响应

图 3 环流抑制传递函数的频率响应

由于环流抑制控制器引入了虚数 j ,控制器的实现需要结合 α 轴和 β 轴分量完成,令

$$\mathbf{Y}_{\alpha\beta} = G_{\alpha\beta}(s) \mathbf{X}_{\alpha\beta} \tag{16}$$

$$\mathbf{Y}'_{\alpha\beta} = \frac{k_i}{s + j2\omega_0} \mathbf{X}_{\alpha\beta} \tag{17}$$

式中: $\mathbf{Y}_{\alpha\beta}$ 表示 PCI 控制器的输出矢量, $\mathbf{Y}_{\alpha\beta} = y_\alpha + jy_\beta$; $\mathbf{X}_{\alpha\beta}$ 表示 PCI 控制器的输入误差矢量, $\mathbf{X}_{\alpha\beta} = x_\alpha + jx_\beta$; $\mathbf{Y}'_{\alpha\beta}$ 表示复数积分器的输出矢量, $\mathbf{Y}'_{\alpha\beta} = y'_\alpha + jy'_\beta$ 。

根据式(17)得

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}'_{\alpha\beta} &= \frac{k_i}{s} \mathbf{X}_{\alpha\beta} - \frac{j2\omega_0}{s} \mathbf{Y}'_{\alpha\beta} = \\ &= \frac{k_i}{s} [\mathbf{X}_{\alpha\beta} + \frac{2\omega_0}{k_i} (y'_\beta - jy'_\alpha)] \end{aligned} \tag{18}$$

将式(18)分解在 α 轴、 β 轴上,得

$$\begin{cases} y'_\alpha = \frac{k_i}{s} (x_\alpha + \frac{2\omega_0}{k_i} y'_\beta) \\ y'_\beta = \frac{k_i}{s} (x_\beta - \frac{2\omega_0}{k_i} y'_\alpha) \end{cases} \tag{19}$$

则 PCI 控制器方程为

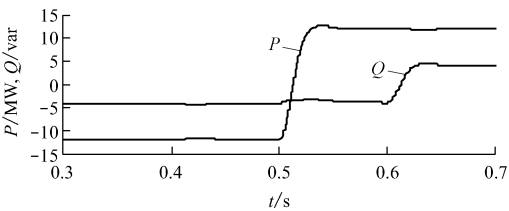
$$\begin{cases} y_\alpha = k_p x_\alpha + \frac{k_i}{s} (x_\alpha + \frac{2\omega_0}{k_i} y'_\beta) \\ y_\beta = k_p x_\beta + \frac{k_i}{s} (x_\beta - \frac{2\omega_0}{k_i} y'_\alpha) \end{cases} \tag{20}$$

式中: $x_\alpha = i_{\text{cir}\alpha}^* - i_{\text{cir}\alpha}$; $x_\beta = i_{\text{cir}\beta}^* - i_{\text{cir}\beta}$ 。

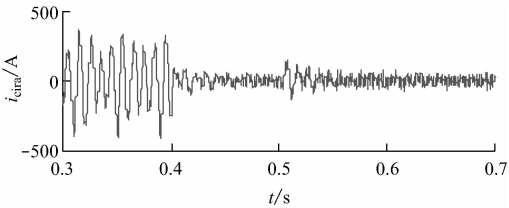
3 仿真分析

在 Matlab/Simulink 中搭建基于 PCI 控制器的 MMC 环流抑制仿真系统,采用参考文献[9]提出的换流阀控制策略,主要系统参数:直流电压 $U_{dc} = 20$ kV;桥臂子模块数 $N = 10$;电容电压 $u_c = 2$ kV;桥臂等效电阻 $R_s = 0.1 \Omega$,等效电感 $L_s = 5$ mH;损耗等效电阻、等效电感分别为 $0.1 \Omega, 5$ mH; $C = 5$ mF;交流系统电压 $u_{sa} = u_{sb} = u_{sc} = 10.5$ kV;负载为 $(12 + j4) \text{ MV} \cdot \text{A}$;载波频率 $f_c = 100$ Hz。系统在 $t = 0.4$ s 时启动环流抑制控制器, $t = 0.5$ s 时有功率 P 发生翻转, $t = 0.6$ s 时无功功率 Q 发生翻转。

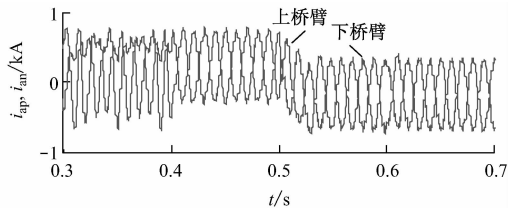
图 4 为系统仿真波形,可看出随着控制器启动,



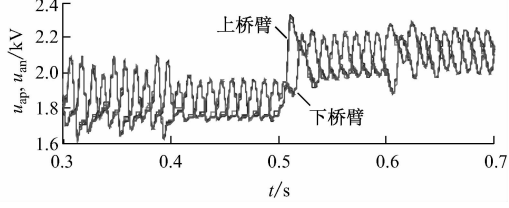
(a) 电网注入 MMC 功率波形



(b) A 相相间环流



(c) A 相上、下桥臂电流



(d) A 相上、下桥臂电压

图 4 系统仿真波形

A 相相间环流得到了很好抑制,幅值大大降低;随着相间环流被抑制,桥臂电流畸变率下降,波动程度降低;相间环流被抑制后,桥臂电压波动程度减小,随着功率发生翻转,因线路阻抗的存在,直流电压发生改变,电容电压因此发生变化。

4 结语

基于 PCI 控制器的 MMC 相间环流抑制策略中,PCI 控制器无需电流前馈解耦控制及系统参数,在电网频率发生偏移以及系统参数变化的情况下也能取得较好的环流抑制效果,降低了桥臂电流和电容电压的波动程度,有利于提高系统运行效率。

参考文献:

[1] 孔明,邱宇峰,贺之渊,等. 模块化多电平式柔性直流输电换流器的预充电控制策略[J]. 电网技术,2011,35(11):67-73.

[2] 赵岩,胡学浩,汤广福,等. 模块化多电平变流器 HVDC 输电系统控制策略[J]. 中国电机工程学报,2011,31(25):35-42.

[3] 王姗姗,周孝信,汤广福,等. 模块化多电平电压源换流器的数学模型[J]. 中国电机工程学报,2011,31(24):1-8.

[4] 许建中,赵成勇,刘文静. 超大规模 MMC 电磁暂态

仿真提速模型[J]. 中国电机工程学报,2013,33(10):114-120.

[5] 赵昕,赵成勇,李广凯,等. 采用载波移相技术的模块化多电平换流器电容电压平衡控制[J]. 中国电机工程学报,2011,31(21):48-55.

[6] 韦延方,卫志农,孙国强,等. 适用于电压源换流器型高压直流输电的模块化多电平换流器最新研究进展[J]. 高电压技术,2012,38(5):1243-1252.

[7] 周浩,沈扬,李敏,等. 舟山多端柔性直流输电工程换流站绝缘配合[J]. 电网技术,2013,37(4):799-890.

[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.

[9] TU Q R,XU Z,XU L. Reduced switching frequency modulation and circulating current suppression for modular multilevel converters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2005,52(3):662- 669.

[10] 王恩德,黄声华. 三相电压型 PWM 整流的新型双闭环控制策略[J]. 中国电机工程学报,2012,32(15):24-30

[11] 李云丰,宋平岗,江浪,等. 基于 EL 模型的 MMC 无源控制器设计[J]. 工矿自动化,2014,40(3):74-79.

[12] 郭小强,邬伟扬,赵清林,等. 三相并网逆变器比例复数积分电流控制技术[J]. 中国电机工程学报,2009,29(15):8-14.