

模块化多电平换流器的环流抑制方法研究^{*}

冯志国, 葛曼玲, 陈玉民

(河北工业大学 电机与电器可靠性省部共建国家重点实验室, 天津 300130)

摘要: 模块化多电平换流器(MMC)在中高压直流输电中得到了广泛的研究和应用。其内部环流的存在是 MMC 的一种重要现象。在 MMC 的拓扑结构及其内部环流产生机理的基础上, 利用二倍频负序旋转坐标变换, 把换流器内部的三相环流分解为两个直流分量, 并提出了相应的环流抑制方法。仿真结果证明, 利用坐标变换提出的环流抑制控制器可以有效地消除桥臂电流中的环流分量, 减小桥臂电流的畸变程度, 同时不会对 MMC 外部输出的交流电压和电流产生负面影响。

关键词: 模块化多电平换流器; 环流抑制; 坐标变换

中图分类号: TM 301.2 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2017)10-0048-05

Research on Suppression Method of Circulating Current for Modular Multilevel Converter^{*}

FENG Zhiguo, GE Manling, CHEN Yumin

(Key Laboratory of Electrical and Electrical Reliability, School of Electrical Engineering, Hebei University of Technology, Tianjin 300130, China)

Abstract: The modular multilevel converter (MMC) had been widely studied and applied in the medium and high voltage direct current (HVDC) transmission system. The existence of internal circulation was an important phenomenon in MMC. According to the mechanism of MMC topology and its internal circulation, its three-phase circulation was divided into 2 DC components based on negative-sequence coordinate transformation of double fundamental frequency. And a circulating current suppressing controller was designed. The simulation results showed that the controller could effectively suppress the circulation of arm current and reduced the distortion of waveform without negative impacts on MMC external output AC voltage and current.

Key words: modular multilevel converter (MMC); circulating current suppressing; coordinate transformation

0 引言

高压直流输电(High Voltage Direct Current, HVDC)以其损耗小、稳定性高等优点成为近年来研究的热点^[1]。2001年, 德国慕尼黑联邦国防大学 Marquardt R. 等提出了模块化多电平换流器(Modular Multilevel Converter, MMC)拓扑^[2]。该拓扑结构模块化程度电压扩展方便, 具有公共直流母线, 可以实现有功和无功解耦独立控制, 众多特点使 MMC 非常适用于 HVDC 输电系统, 一经

提出便备受关注。但是因为模块中器件数量多且子模块中存在电容, 导致子模块电容电压分布不均匀, 在换流器内部产生环流, 大大增加了系统损耗^[3]。环流抑制是目前 MMC 研究的重点, 也是制约其优化 HVDC 系统的主要障碍之一。许多研究学者根据 MMC 桥臂之间环流产生的机理提出了抑制策略^[4-7], 但是目前的研究多只关注子模块电容电压均衡, 即保持子模块单位时间里的电容电压平均值相等^[8]。由于交流输出电流、MMC 相间环流^[9]与功率器件开关动作的共同作

^{*} 基金项目: 河北省高等学校科学技术研究项目(ZD2014026); 河北省创新协同发展(LJRC003)

作者简介: 冯志国(1993—), 男, 硕士研究生, 研究方向为电机与电器可靠性检测。

用,子模块电容电压中会包含明显的基频与二倍频波动。本文通过分析二倍频负序环流产生的原因,阐述了抑制二倍频环流的策略,并设计了环流抑制控制器。

1 方法

1.1 三相 MMC 的工作原理

MMC 正常运行时,交流侧输出三相交流电压,直流侧输出恒定的直流电压^[10]。根据 MMC 的拓扑结构图(见图 1)得出,换流器直流侧电压是上、下桥臂的电压之和:

$$u_{jp} + u_{jn} + L_0 \frac{d(i_{jp} + i_{jn})}{dt} = U_{dc} \quad (j = a, b, c) \quad (1)$$

式中: u_{jp} ——换流器上桥臂电压;

u_{jn} ——换流器下桥臂电压;

L_0 ——桥臂电感;

i_{jp} ——换流器上桥臂电流;

i_{jn} ——换流器下桥臂电流;

U_{dc} ——换流器直流侧电压。

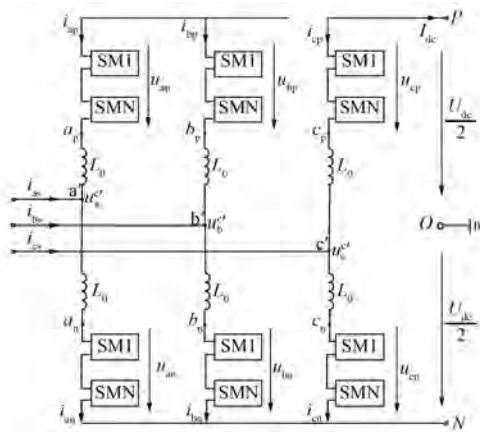


图 1 三相 MMC 拓扑结构图

在每个工频周期之内,子模块的上、下桥臂等效的阻抗值是几乎一样的,每个相单元的总串联阻抗也相等,故直流电流 I_{dc} 在三相均匀分配,交流网测的电流 i_{sj} 在上、下桥臂均匀分配:

$$\begin{cases} i_{jp} = -\frac{1}{2}i_{sj} - \frac{1}{3}I_{dc} + i_{jcir} \\ i_{jn} = \frac{1}{2}i_{sj} - \frac{1}{3}I_{dc} + i_{jcir} \end{cases} \quad (j = a, b, c) \quad (2)$$

式中: i_{jcir} —— j 相的相间环流分量,该分量是由各

相的相单元总电压不相等而产生的,仅存在于三个相单元中。

将式(2)代入式(1)得到 MMC 内部特征方程:

$$u_{jp} + u_{jn} + 2L_0 \frac{di_{jcir}}{dt} = U_{dc} \quad (j = a, b, c) \quad (3)$$

对图 1 中 $Pj'O$ 回路与 $j'NO$ 回路应用网孔电流分析得

$$\begin{cases} \frac{U_{dc}}{2} = u_{jp} + u_{cj'} + L_0 \frac{di_{jp}}{dt} \\ \frac{U_{dc}}{2} = u_{jn} - u_{cj'} + L_0 \frac{di_{jn}}{dt} \end{cases} \quad (4)$$

其中: $[(j, j') = (a, a), (b, b), (c, c)]$

根据式(4)得到 MMC 外部的特征方程:

$$u_{cj'} = \frac{1}{2}(u_{jn} - u_{jp}) + \frac{L_0}{2} \frac{di_{jcir}}{dt} \quad (5)$$

其中: $[(j, j') = (a, a), (b, b), (c, c)]$

式(5)中,定义 MMC 交流侧的虚拟电动势:

$$u_{cj} = \frac{1}{2}(u_{jn} - u_{jp}) \quad (j = a, b, c) \quad (6)$$

相间环流 i_{jcir} 在 MMC 的桥臂电感上所引起电压:

$$u_{jcir} = L_0 \frac{di_{jcir}}{dt} \quad (j = a, b, c) \quad (7)$$

如果用电压源 U_{jp} 、 U_{jn} 分别等效模块化多电平换流器上、下桥臂投入的子模块总电压,则图 2 的 MMC 电路理论等效模型可由式(3)、式(5)及式(6)推导出来。

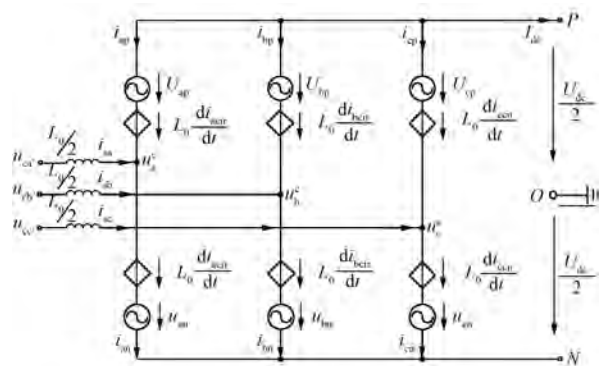


图 2 MMC 理论等效电路模型

根据图 2 换流器电路理论等效模型,该交流电网直接通过大小为 $0.5L_0$ 的换流电感与交流侧的虚拟电动势 u_{cj} 相连。故而在桥臂中投入的

电容电压应该满足以下关系:

$$\begin{cases} u_{jp} = \frac{U_{dc}}{2} - u_{cj} - u_{jcir} \\ u_{jn} = \frac{U_{dc}}{2} + u_{cj} - u_{jcir} \end{cases} \quad (j = a, b, c) \quad (8)$$

1.2 MMC 的相间环流产生机理

在三相平衡时,由换流器输出的交流虚拟电动势将会是正弦波形,故而假设 A 相虚拟电动势为

$$u_a = \sqrt{2} U_a \sin(\omega t) \quad (9)$$

同理可以推出 MMC 的交流侧电流 i_j 也是正弦波,同样设 A 相电流:

$$i_a = \sqrt{2} I_a \sin(\omega t + \varphi) \quad (10)$$

定义出电压调制比:

$$m = \frac{\sqrt{2} U_a}{U_{dc}/2} \quad (11)$$

并定义出电流调制比:

$$k = \frac{\sqrt{2} I_a/2}{I_{dc}/3} \quad (12)$$

式中: I_{dc} ——直流母线的电流。

当 MMC 处在正常工作状态时,电路中各相之间的环流会在桥臂的电感上产生电压的降落,而此电压与桥臂上所有子模块中电容电压之和相比,是很小的,而且因为抑制环流的方法能够很有效地降低相间内部的环流,因此可以认为 $i_{jcir} = 0$,则此时桥臂电容电压为

$$u_{cp}(t) = \frac{U_{dc}}{2} - u_a = \frac{U_{dc}}{2} [1 - m \sin(\omega t)] \quad (13)$$

A 相的桥臂电流为

$$i_{ap}(t) = -\frac{I_{dc}}{3} - \frac{i_a}{2} = -\frac{I_{dc}}{3} [1 + k \sin(\omega t + \varphi)] \quad (14)$$

由式(13)、式(14)得出流过 A 相桥臂瞬时功率:

$$P_{ap}(t) = u_{ap}(t) i_{ap}(t) = -\frac{U_{dc} I_{dc}}{6} [1 + k \sin(\omega t + \varphi)] [1 - m \sin(\omega t)] \quad (15)$$

如果换流器中所产生的损耗不计,那么其输入输出有功功率必然会平衡,有

$$km = \frac{2}{\cos \varphi} \quad (16)$$

在三相的 MMC 中每相的结构都相同,拿 A

相的上桥臂进行分析,由式(9)、式(10)的相电压电流,求出 A 相桥臂输出的瞬时功率为

$$P_a = u_a i_a = 2 U_a I_a \sin(\omega t) \sin(\omega t + \varphi) \quad (17)$$

交流系统通过每相单元的悬浮电容向直流系统输送电能,设 MMC 的内部电流为 i_{ja} ($j = a, b, c$),该电流同时流过相单元的上、下桥臂悬浮电容。若忽略换流器电阻损耗,设悬浮电容储能总量保持恒定,A 相内部电流可表示为

$$i_{za} = \frac{u_a i_a}{U_{dc}} = \frac{2 U_a I_a \sin(\omega t) \sin(\omega t + \varphi)}{U_{dc}} = \frac{m}{4} \sqrt{2} I_a [\cos \varphi - \cos(2\omega t + \varphi)] \quad (18)$$

当三相电压与电流对称运行时,MMC 的三相内部电流为

$$\begin{cases} i_{za} = \frac{m}{4} \sqrt{2} I [\cos \varphi - \cos(2\omega t + \varphi)] \\ i_{zb} = \frac{m}{4} \sqrt{2} I [\cos \varphi - \cos(2\omega t + \frac{2\pi}{3} + \varphi)] \\ i_{zc} = \frac{m}{4} \sqrt{2} I [\cos \varphi - \cos(2\omega t - \frac{2\pi}{3} + \varphi)] \end{cases} \quad (19)$$

式中: I ——线电压的有效值, $I = I_a = I_b = I_c$ 。

由式(19)可知,MMC 的内部电流是由直流环流分量与交流环流分量两部分构成。其中直流有功分量的大小与调制系数比 m 、交流输出的电流有效值 I 、以及功率因数 $\cos \varphi$ 有关。三相交流无功分量呈二倍频负序分布,其峰值与交流输出电流有效值 I 及调制系数比 m 有关,交流电流有效值越大,其峰值越大;调制比越大,峰值越大。

把式(19)内的三个式子相加得

$$i_{za} + i_{zb} + i_{zc} = \frac{3m}{4} \sqrt{2} I \cos \varphi \quad (20)$$

由式(20)可知,当三相电压、电流对称时,三相内部电流总的二倍频无功环流分量是相互抵消的,总和为零,公共直流母线上电流仅含有直流分量,三相 MMC 的直流侧输出的瞬时功率是恒定的。

当忽略换流器中的电阻损耗时,有以下有功功率平衡的关系:

$$3UI \cos \varphi = U_{dc} I_{dc} \quad (21)$$

式中: U ——相电压的有效值。

将式(12)、式(13)、式(16)代入式(19),用直流电流与功率因数角来表示内部电流为

$$\begin{cases} i_{za} = \frac{I_{dc}}{3} - \frac{I_{dc}}{3\cos\varphi}\cos(2\omega t + \varphi) \\ i_{zb} = \frac{I_{dc}}{3} - \frac{I_{dc}}{3\cos\varphi}\cos\left(2\omega t + \frac{2\pi}{3} + \varphi\right) \\ i_{zc} = \frac{I_{dc}}{3} - \frac{I_{dc}}{3\cos\varphi}\cos\left(2\omega t - \frac{2\pi}{3} + \varphi\right) \end{cases} \quad (22)$$

MMC 的二倍频负序环流分量虽然是三相桥臂间进行能量交换的载体,但它会带来一些不利的影响。如果二倍频负序环流分量叠加到了 MMC 上、下桥臂的电流内,电流变大,会使功率开关器件严重发热,甚至烧毁器件,缩短换流器装置的使用寿命,同时会提高功率开关器件原本的额定电流容量,增加装置系统的成本。所以必须要抑制内部环流。

1.3 二倍频负序环流的抑制方法

取内部环流的二倍频负序环流分量为

$$\begin{cases} i_{cir_a} = -I_{2f}\cos(2\omega t + \varphi) \\ i_{cir_b} = -I_{2f}\cos\left(2\omega t + \frac{2\pi}{3} + \varphi\right) \\ i_{cir_c} = -I_{2f}\cos\left(2\omega t - \frac{2\pi}{3} + \varphi\right) \end{cases} \quad (23)$$

式中: I_{2f} ——二倍频负序环流分量的幅值, $I_{2f} = I_{dc}/(3\cos\varphi)$ 。

设桥臂上电抗器的电感值是 L_0 , 电阻值为 R_0 , 桥臂中内部不平衡压降是桥臂内部电流在桥臂电抗器上电压降分量所引起的, 故:

$$u_{cir_j} = R_0 i_{cir_j} + L_0 \frac{di_{cir_j}}{dt} \quad (j = a, b, c) \quad (24)$$

将式(24)按照 a-c-b 的相序写成矩阵的形式得

$$\begin{bmatrix} u_{cir_a} \\ u_{cir_c} \\ u_{cir_b} \end{bmatrix} = L_0 \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{cir_a} \\ i_{cir_c} \\ i_{cir_b} \end{bmatrix} + R_0 \begin{bmatrix} i_{cir_a} \\ i_{cir_c} \\ i_{cir_b} \end{bmatrix} \quad (25)$$

三相内部电流与三相二倍频环流分量呈现负序分布, 由二倍频负序旋转坐标变换, 将它们分离成在 d, q 轴上的两个直流量, 变换矩阵如下:

$$T_{ac/b/dq} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) & \cos\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) \\ -\sin\theta & -\sin\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \quad (26)$$

式中: $\theta = 2\omega t$, 变换矩阵的相序也同式(25)。将式(25)的等号两边同时左乘变换矩阵 $T_{ac/b/dq}$ 得

$$\begin{bmatrix} u_{cir_d} \\ u_{cir_q} \end{bmatrix} = L_0 \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{cir_d} \\ i_{cir_q} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{cir_d} \\ i_{cir_q} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 0 & -2\omega L_0 \\ 2\omega L_0 & 0 \end{bmatrix} + R_0 \begin{bmatrix} i_{cir_d} \\ i_{cir_q} \end{bmatrix} \quad (27)$$

式中: u_{cir_d}, u_{cir_q} ——内部不平衡压降 u_{cir_j} 在二倍频负序旋转坐标下 d, q 轴上的分量;

i_{cir_d}, i_{cir_q} ——二倍频环流分量在二倍频负序旋转坐标下 d, q 轴上的分量。

$$i_{cir_d} = 1.5I_{2f}\cos\varphi \quad (28)$$

$$i_{cir_q} = -1.5I_{2f}\sin\varphi \quad (29)$$

根据上述推导, MMC 的三相二倍频负序环流分量经过二倍频负序旋转坐标的变换, 变成了两个位于 d, q 轴上的直流分量。这是设计 MMC 环流抑制控制器的基础。对式(27)进行拉氏变换后, 就能得到在负序的旋转坐标中, MMC 内部的不平衡电压与二倍频环流之间的传递函数框图, 如图 3 所示。

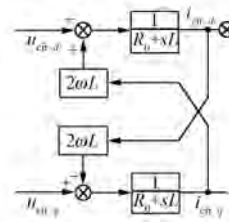


图3 MMC 内部环流模型

基于 MMC 的环流模型设计的基于 PI 的 MMC 环流抑制控制器如图 4 所示。理论上桥臂电流中的环流分量可以完全被去除, 桥臂电流的畸变程度可以得到大幅削减, 从而使输出的电流的波形更接近正弦波。

图 4 中逆变换矩阵 $T_{dq/acb}$ 为

$$T_{dq/acb} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (30)$$

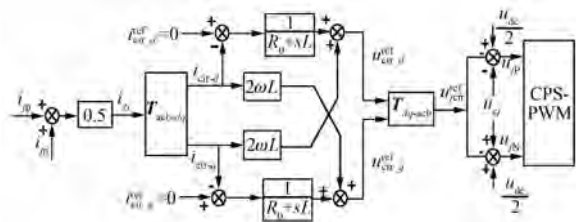


图4 MMC 环流抑制控制器结构图

2 仿真结果

在 Simulink 中搭建如图 4 的环流抑制控制器模型,并测量环流抑制控制器加入前后,桥臂电流的环流波形,如图 5 所示。当不控制环流时,会存在一定的谐波电流,加入环流抑制之后,谐波分量被消除,减少了电流畸变程度。

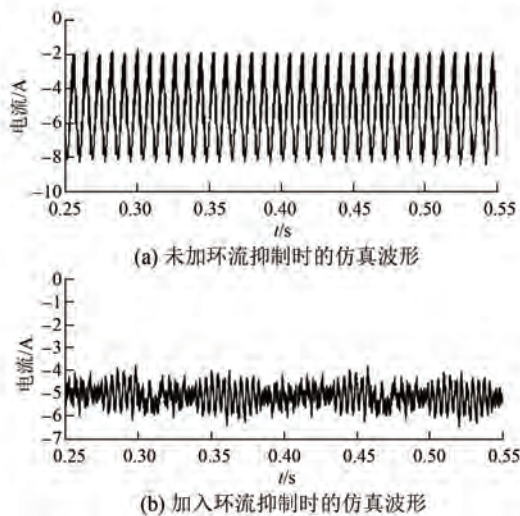


图5 环流抑制前后效果对比

某一桥臂上的电流输出波形如图 6 所示,可见在加入环流抑制控制器之后,单个桥臂上输出电流的波形变得更加平滑,波形波动很少,各周期波形基本一致,更接近正弦波。可见,环流抑制控制器对单个桥臂谐波的去除效果十分明显。

加入环流抑制控制器的主要目的是抑制整个三相换流器系统中存在的相间环流。图 7 给出了加入环流抑制控制器前后对整个换流器系统三相输出的环流抑制情况。由图 7 对比可知,加入环流抑制控制器之后,极大地减小了相间环流,电流中谐波含量减小,各项电流波形波动也被减小,输出的三相电流波形非常对称,减少了波形畸变程

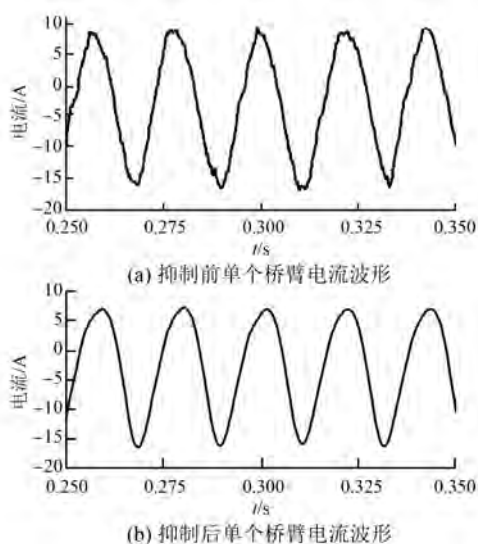


图6 抑制前后单个桥臂电流波形

度,输出的波形质量得到明显改善,在接入电网时不会干扰电网传输电能的质量。这验证了环流抑制控制器的有效性。

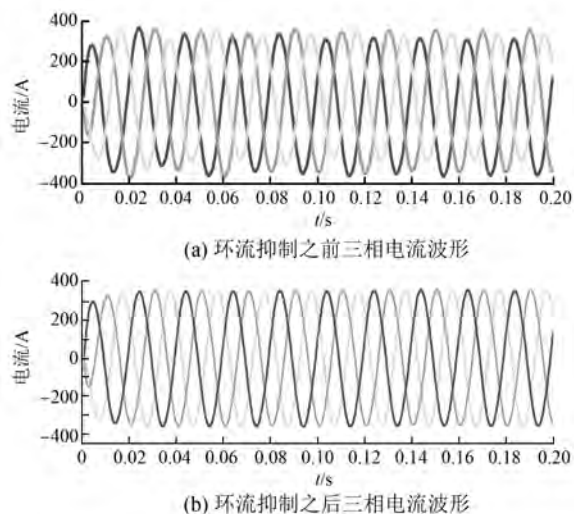


图7 抑制前后三相环流对比图

3 结 语

本文对环流产生的机理进行了分析,研究了用抑制直流电容电压二倍频波动的方法,并进一步设计了相应的基于 PI 控制器的相间环流抑制控制器。仿真表明该方法有效地抑制了电容电压的二倍频波动,减小了二倍频环流,改善了 MMC 的交流侧输出电压波形,更加有利于 MMC 换流器的稳定运行。

(下转第 58 页)

图 6(a)、图 6(b) 看出: 两种控制策略均能实现定子功率因数平滑可调, HC-DPC 的调节速度比 SVM-DPC 快, 但 HC-DPC 定子电流的谐波含量较大且波形发生畸变。

5 结 语

该文对 DFIG 的 HC-DPC 和 SVM-DPC 两种控制策略进行比较研究, 得出如下结论:

(1) HC-DPC 和 SVM-DPC 均能实现定子 P_s 、 Q_s 良好的跟随性能, 且能实现 P_s 、 Q_s 的解耦控制, 定子功率因数任意可调。

(2) HC-DPC 采用滞环控制器, 其控制特性与 PWM 变换器的开关非线性特性相匹配, 具有快速的动态响应能力, 但其开关频率不固定, 静态特性不佳, 限制了其现场应用; SVM-DPC 开关频率恒定, 具有良好的动、静态控制性能, 但受 PI 参数的制约, 动态响应比 HC-DPC 稍慢。

综上所述, 采用 SVM-DPC 能使系统同时具有良好的动态和静态性能, 具有实际的应用价值。

【参 考 文 献】

[1] 刘其辉, 谢孟丽. 双馈式变速恒频风力发电机的空载及负载并网策略[J]. 电工技术学报, 2012, 27

(10): 60-67.

- [2] LUNA A, LIMA F K, SANTOS D, et al. Simplified modeling of a DFIG for transient studies in wind power applications [J]. IEEE Trans Ind Electron, 2011, 58(1): 9-20.
- [3] MOHSENI M, ISLAM S M, MASOUM M A. Enhanced hysteresis based current regulators in vector control of DFIG wind turbines[J]. IEEE Trans Power Electron, 2011, 26(1): 223-234.
- [4] NIAN H, SONG Y, ZHOU P, et al. Improved direct power control of a wind turbine driven doubly fed induction generator during transient grid voltage unbalance[J]. IEEE Trans Energy Convers, 2011, 26(3): 976-986.
- [5] 赵方平, 杨勇, 阮毅, 等. 三相并网逆变器直接功率控制和直接功率预测控制的对比[J]. 电工技术学报, 2012, 27(7): 212-220.
- [6] XU L, CARTWRIGHT P. Direct active and reactive power control of DFIG for wind energy generation[J]. IEEE Trans Energy Convers, 2006, 21(3): 740-748.
- [7] DAWEI Z, LIE X. Direct power control of DFIG with constant switching frequency and improved transient performance [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2007, 22(1): 110-118.

收稿日期: 2017 -02 -22

(上接第 52 页)

【参 考 文 献】

[1] 汤广福, 罗湘, 魏晓光. 多端直流输电与直流电网技术[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(10): 8-17.

[2] MARQUARDT R. New concept for high-voltage modular multilevel converter[C]// Power Electronics Specialists Conference, 2004: 502-507.

[3] 王朝明, 王华广, 王晴. 基于双 PI 控制器的模块化多电平变换器环流抑制策略[J]. 电网技术, 2014, 38(10): 2905-2912.

[4] GNANARATHNA U N, GOLE A M, JAYASINGHE R P. Efficient modeling of modular multilevel HVDC converters (MMC) on electromagnetic transient simulation programs[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2011, 26(1): 316-324.

[5] 辛业春, 王朝斌, 李国庆, 等. 模块化多电平换流器子模块电容电压平衡改进控制方法[J]. 电网技

术, 2014, 38(5): 1291-1296.

- [6] 屠卿瑞, 徐政, 管敏渊, 等. 模块化多电平换流器环流抑制控制器设计[J]. 电力系统自动化, 2010, 34(18): 57-61.
- [7] 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.
- [8] TU Q, XU Z. Impact of sampling frequency on harmonic distortion for modular multilevel converter [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2011, 26(1): 298-306.
- [9] 李笑倩, 宋强, 刘文华, 等. 采用载波移相调制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, 2012, 32(9): 49-55.
- [10] 任涛, 张杰, 唐剑钊, 等. MMC-HVDC 模块电容器预充电策略及仿真分析[J]. 电力系统及其自动化学报, 2013, 25(5): 144-148.

收稿日期: 2017 -03 -06