

doi:10.3969/j.issn.1673-9833.2019.03.008

电网不平衡下模块化多电平整流器控制策略

张瀚超, 匡洪海, 王建辉, 朱国平

(湖南工业大学 电气与信息工程学院, 湖南 株洲 412007)

摘要: 为解决目前电网不平衡下模块化多电平整流器存在负序电流以及电压二次谐波影响系统稳定性的问题, 在传统单一正序电流内环控制方法存在有功功率扰动大、整流器直流侧电压存在二次谐波问题的基础上, 提出了一种基于信号延时法和双电流内环控制结合的控制策略。该策略以电流指令算法为基础, 对电流的正、负序分量进行分离并计算, 采用PI调节器, 实现对正、负序电流的无静差控制, 也可以有效降低有功功率 $p(\omega t)$ 的扰动, 有效抑制整流器直流侧电压的二次谐波。仿真实验结果表明, 该控制策略具有较好的抑制效果。

关键词: 电网不平衡; 电流指令算法; 信号延时法; PI调节器; 双电流内环控制

中图分类号: TM461 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-9833(2019)03-0046-09

引文格式: 张瀚超, 匡洪海, 王建辉, 等. 电网不平衡下模块化多电平整流器控制策略 [J]. 湖南工业大学学报, 2019, 33(3): 46-54.

Control Strategy of Modular Multilevel Rectifier Under an Unbalanced Grid Condition

ZHANG Hanchao, KUANG Honghai, WANG Jianhui, ZHU Guoping

(College of Electrical and Information Engineering, Hunan University of Technology, Zhuzhou Hunan 412007, China)

Abstract: Aiming at solving the problems of negative sequence current and voltage second harmonic in modular multilevel rectifier affect system stability under an unbalanced power grid voltage condition, a control strategy has thus been proposed based on the combination of signal delay method and dual current inner loop control, taking into consideration the large active power disturbance and the second harmonic found in the DC side voltage of the rectifier. Based on the current instruction algorithm, the positive and negative sequence components of current can be separated and calculated. By using PI regulator, no static error control of positive and negative sequence current can be achieved, thus effectively reducing the disturbance of active power $p(\omega t)$ and restraining the second harmonic of DC side voltage of the rectifier. The simulation results show that the proposed control strategy exhibits a favorable suppression effect.

Keywords: power grid imbalance; current instruction algorithm; signal delay method; PI regulator; double current loop control

0 引言

已有关于模块化多电平整流器 (modular multilevel

converters, MMC) 的建模与控制方面的研究, 主要建立在交流系统三相电压对称的理想情况下, 而在实

收稿日期: 2018-12-18

基金项目: 湖南省自然科学基金资助项目 (2018JJ4076)

作者简介: 张瀚超 (1993-), 男, 江苏徐州人, 湖南工业大学硕士生, 主要研究方向为电力电子技术在电力系统中的应用, E-mail: 838582209@qq.com

通信作者: 匡洪海 (1972-), 女, 湖南双峰人, 湖南工业大学教授, 博士生, 硕士生导师, 主要从事分布式发电技术和配电网停电技术方面的教学与研究, E-mail: 342113970@qq.com

际应用中, 电网处于非理想状态, 存在不平衡情况。若依然按照平衡条件下的控制策略对整流器进行控制, 将会导致整流器交流侧出现负序电流, 同时直流侧也会出现特征及非特征谐波电压和电流, 影响整流器的正常运行, 降低整流器输出波形质量^[1-3]。所以非理想电网下的有效控制策略, 对于整流器性能的提升有着重要意义^[4-5]。

目前, 大部分的电流调节方式采用双同步旋转坐标系下的PI (proportional integral) 调节器、静止坐标系控制下的PR (proportion resonant) 调节器, 以及静止坐标系控制下的正序同步旋转坐标系下的比例积分谐振 (proportion integrator resonant, PI-R) 调节器。一般情况下, 采用的调节方法大多是使用PI调节器对非理想电网下不平衡电流的正负序分量进行控制^[6-17]。这种方法虽然可以良好控制正负序分量, 但在正负序分量分离时, 会对电流环产生延时, 因而会对并网逆变器的动态稳定性产生一定影响^[7]。而对于非理想电网下正负序分量分离的方法大致有陷波器法、锁相环法等^[8], 这些算法的运算效率较高, 可大大缩短MMC系统的处理时间。因此, 本文提出以电流指令算法为基础, 采用信号延时法解决正负序分量分离带来的电流环延时问题, 采用PI调节器, 实现对正、负序电流的无静差控制, 从而达到良好的抑制效果。

1 MMC 整流器的基本结构及原理

1.1 MMC 拓扑结构

MMC是由独立的子模块构成的, 每个子模块都由两个带有续流二极管的IGBT和一个电容组成。子模块结构如图1所示, 图中 V_{out} 为输出电压, V_C 为电容电压, V_1 、 V_2 为IGBT的门极, D_1 、 D_2 为二极管。通过对子模块中两个IGBT的导通关断进行控制, 实现对子模块输出电压的控制。根据整流器的规模需求选定子模块数量, 一个整流器甚至可使用超过3 000个以上的子模块。

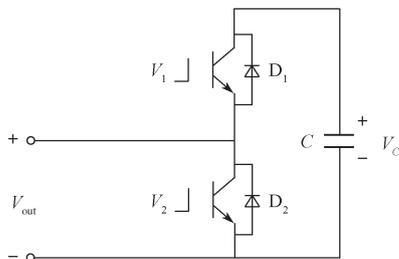


图1 MMC子模块结构图

Fig. 1 MMC sub-module structure diagram

三相MMC系统典型的拓扑结构如图2所示, 图

中 V_d 为输出电压。三相MMC系统共有3个桥臂, 每个桥臂可以分为上、下两个半桥, 而每个半桥都由子模块和桥臂电感串联构成。各桥臂所需的子模块个数由系统的额定功率、所需的电压等级, 以及开关器件耐压等级、通流能力等决定。

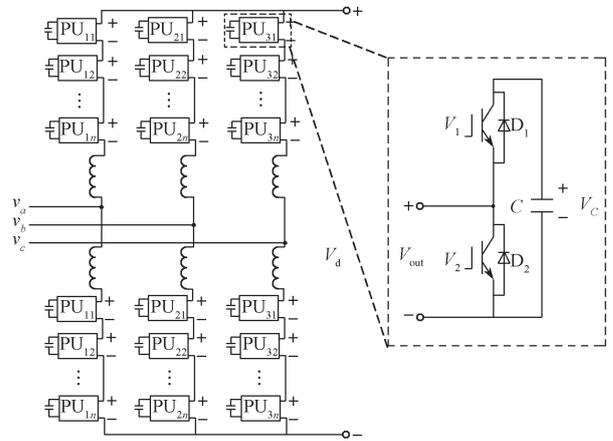


图2 三相MMC系统拓扑结构

Fig. 2 Three-phase MMC system topology

1.2 MMC 工作过程

MMC工作时, 通过向子模块中两个IGBT (V_1 , V_2) 门极发送不同的控制信号, 实现不同的开关状态, 使得子模块处于不同的工作状态, 如表1所示。其中, 前4个状态为MMC正常工作下子模块的工作状态, 后两个状态为MMC处于系统预充电、故障或者半桥开关死区情况下子模块所处状态。

表1 MMC子模块工作状态

Table 1 MMC modules under working state

模式	V_1	V_2	D_1	D_2	i_{arm} 方向	端口电压	电容状态
(1)	1	0	1	0	$y \rightarrow z$	V_C	充电
(2)	1	0	0	0	$z \rightarrow y$	V_C	放电
(3)	0	1	0	0	$y \rightarrow z$	0	旁路
(4)	0	1	0	1	$z \rightarrow y$	0	旁路
(5)	0	0	1	0	$y \rightarrow z$	V_C	充电
(6)	0	0	0	1	$z \rightarrow y$	0	旁路

2 电网不平衡时正负序量分离方法及控制算法

2.1 信号延时法

信号延时法是常见的正、负序分量分离方法之一, 其基于正负序特性和对称分量方法。在 $d-q$ 坐标系下, 除去电网电动势中的二次谐波分量, 可得到正序电压分量, 即 e_d^p 和 e_q^p 。将正序电压分量进行坐标反变换, 得到三相坐标系下的正序分量, 记为 e_a^p 、 e_b^p 、 e_c^p 。将三相电网电动势减去三相正序电动势, 得出三相负序电动势, 记为 e_a^N 、 e_b^N 、 e_c^N 。在对正、

负序分量分离的过程中, 延时时间与相序存在一定关系, 可通过下式推导:

$$e_a(t) + e_b(t+T/3) + e_c(t-T/3) = 3\sqrt{2}E^p \sin(\omega_s t + \theta_c^p) = 3e_a^p(t) \quad (1)$$

式中: T 为采样时间;

E^p 为负序电动势;

ω_s 为角频率;

θ_c^p 为初始相位。

系统中存在的三角关系可以表示为

$$e_b(t+T/3) + e_c(t-2T/3) = -e_b(t-T/6) \quad (2)$$

由式(2)可知, 可以使用 $T/6$ 的延时代替 $T/3$ 的延时, 从而降低了延时时间, 而考虑到整个控制过程中所需的采样时间和控制器运算周期, 延时时间对系统的影响是在许可范围内的, 同理, 通过推导可以得出如下关系式:

$$e_a^p = \frac{1}{3}[e_a(t) - e_b(t-T/6) + e_c(t-T/3)],$$

$$e_a^N = \frac{1}{3}[e_a(t) + e_b(t-T/3) - e_c(t-T/6)];$$

$$e_b^p = \frac{1}{3}[e_a(t-T/3) - e_b(t) - e_c(t-T/6)],$$

$$e_b^N = \frac{1}{3}[-e_a(t-T/6) + e_b(t) + e_c(t-T/3)];$$

$$e_c^p = -e_a^p - e_b^p,$$

$$e_c^N = -e_a^N - e_b^N.$$

信号延时法正负序分量分离的原理如图3所示。

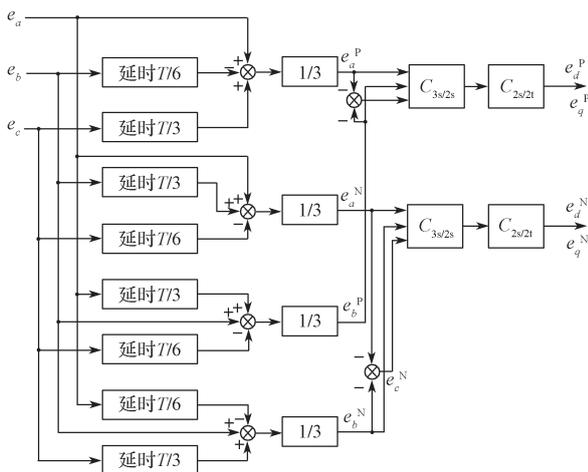


图3 延时法对电网电压正负序分量分离原理图

Fig. 3 A principle diagram of separation of positive and negative sequence components of grid voltage by delay method

首先, 通过信号延时法, 得到非理想条件下电网中正、负序电压分量; 然后将其进行坐标变换, 得到两相 (α, β) 坐标系下以及两相 (d, q) 坐标系下的正负

序分量, 也可得到网侧三相电流正、负序分量^[3]。该方法有着较高的运算效率, 可缩短计算时间。

2.2 电流控制指令算法

针对 MMC 拓扑结构, 其在 (α, β) 静止坐标系下, 复矢量模型方程如下:

$$\mathbf{E}_{\alpha\beta} = \mathbf{V}_{\alpha\beta} + L \frac{d\mathbf{I}_{\alpha\beta}}{dt} + R\mathbf{I}_{\alpha\beta}.$$

式中: $\mathbf{E}_{\alpha\beta}$ 为三相电网电动势复矢量;

$\mathbf{V}_{\alpha\beta}$ 为 (α, β) 静止坐标系下交流侧电压复矢量, 且有

$$\mathbf{V}_{\alpha\beta} = \frac{2}{3}[\mathbf{v}_a + \mathbf{v}_b e^{j2\pi/3} + \mathbf{v}_c e^{-j2\pi/3}],$$

其中 \mathbf{v}_a 、 \mathbf{v}_b 、 \mathbf{v}_c 分别为 a 、 b 、 c 三相电压;

$\mathbf{I}_{\alpha\beta}$ 为 (α, β) 静止坐标系下交流侧电流复矢量, 且

$$\mathbf{I}_{\alpha\beta} = \frac{2}{3}[\mathbf{i}_a + \mathbf{i}_b e^{j2\pi/3} + \mathbf{i}_c e^{-j2\pi/3}],$$

其中 \mathbf{i}_a 、 \mathbf{i}_b 、 \mathbf{i}_c 分别为 a 、 b 、 c 三相电流。

若非理想电网下, 出现三相不平衡情况时, $\mathbf{V}_{\alpha\beta}$ 和 $\mathbf{I}_{\alpha\beta}$ 中将出现正、负序分量, 可以表示为

$$\begin{cases} \mathbf{V}_{\alpha\beta} = \mathbf{V}_{dq}^p e^{j\omega t} + \mathbf{V}_{dq}^N e^{-j\omega t}, \\ \mathbf{I}_{\alpha\beta} = \mathbf{I}_{dq}^p e^{j\omega t} + \mathbf{I}_{dq}^N e^{-j\omega t}. \end{cases}$$

式中: ω 为角速度;

\mathbf{V}_{dq}^p 、 \mathbf{V}_{dq}^N 分别为 (d, q) 同步旋转坐标系中交流侧正、负序电压复矢量, 且

$$\mathbf{V}_{dq}^p = \mathbf{v}_d^p + j\mathbf{v}_q^p, \quad \mathbf{V}_{dq}^N = \mathbf{v}_d^N + j\mathbf{v}_q^N;$$

\mathbf{I}_{dq}^p 、 \mathbf{I}_{dq}^N 为 (d, q) 同步旋转坐标系中交流侧正、负序电流复矢量, 且

$$\mathbf{I}_{dq}^p = \mathbf{i}_d^p + j\mathbf{i}_q^p, \quad \mathbf{I}_{dq}^N = \mathbf{i}_d^N + j\mathbf{i}_q^N;$$

经整理, 得到如下 (d, q) 坐标系下正负序复矢量模型方程:

$$\mathbf{E}_{dq}^p = L \frac{d\mathbf{I}_{dq}^p}{dt} + R\mathbf{I}_{dq}^p + j\omega L\mathbf{I}_{dq}^p + \mathbf{V}_{dq}^p;$$

$$\mathbf{E}_{dq}^N = L \frac{d\mathbf{I}_{dq}^N}{dt} + R\mathbf{I}_{dq}^N - j\omega L\mathbf{I}_{dq}^N + \mathbf{V}_{dq}^N.$$

按照电网三相不平衡条件, 整流器网侧视在复功率 S 如下:

$$S = P + jQ = (e^{j\omega t} \mathbf{E}_{dq}^p + e^{-j\omega t} \mathbf{E}_{dq}^N) \overline{(e^{j\omega t} \mathbf{I}_{dq}^p + e^{-j\omega t} \mathbf{I}_{dq}^N)}.$$

对上式求解, 可得:

$$\begin{cases} p(t) = p_0 + p_{c2} \cos(2\omega t) + p_{s2} \sin(2\omega t), \\ q(t) = q_0 + q_{c2} \cos(2\omega t) + q_{s2} \sin(2\omega t). \end{cases} \quad (3)$$

式中: p_0 、 q_0 分别为有功功率、无功功率的平均值;

p_{c2} 、 q_{c2} 分别为二次有功、无功余弦谐波峰值;

p_{s2} 、 q_{s2} 分别为二次有功、无功正弦谐波峰值。

$$\begin{bmatrix} p_0^* \\ q_0^* \\ p_{s2}^* \\ p_{c2}^* \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} e_d^P & e_q^P & e_d^N & e_q^N \\ e_q^P & -e_d^P & e_q^N & -e_d^N \\ e_q^N & -e_d^N & -e_q^P & e_d^P \\ e_d^N & e_q^N & e_d^P & e_q^P \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^{P*} \\ i_q^{P*} \\ i_d^{N*} \\ i_q^{N*} \end{bmatrix} \quad (9)$$

令 $q_0^* = p_{s2}^* = p_{c2}^* = 0$ ，其中 p_0^* 仍可以通过式 (10) 计算得到，因为 $p_{s2}^* = p_{c2}^* = 0$ ，所以能够有效抑制整流器直流电压侧二次谐波。利用式 (9) 进行计算，随后进行逆变换，从而得出能够实现抑制整流器直流侧电压波动功能的电流指令。

$$\begin{bmatrix} i_d^{P*} \\ i_q^{P*} \\ i_d^{N*} \\ i_q^{N*} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_d^P & e_q^P & e_d^N & e_q^N \\ e_q^P & -e_d^P & e_q^N & -e_d^N \\ e_q^N & -e_d^N & -e_q^P & e_d^P \\ e_d^N & e_q^N & e_d^P & e_q^P \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \frac{2}{3} p_0^* \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{2p_0^*}{3D} \begin{bmatrix} e_d^P \\ e_q^P \\ -e_d^N \\ -e_q^N \end{bmatrix} \quad (10)$$

式中， $D = [(e_d^P)^2 + (e_q^P)^2] - [(e_d^N)^2 + (e_q^N)^2] \neq 0$ 。

由式 (10) 可知，非理想电网情况下，为实现抑制整流器直流侧二次谐波的目的，整流器交流侧电流会有一定的负序电流存在。

通过上述计算与讨论可以看出，整流器控制过程中，只有 4 个变量 i_d^P 、 i_q^P 、 i_d^N 、 i_q^N ，无法同时满足对 p_0 、 q_0 、 p_{s2} 、 p_{c2} 、 q_{s2} 、 q_{c2} 的控制要求，即不能同时满足对 p_0 的控制要求以及 $p_{s2} = p_{c2} = q_{s2} = q_{c2} = 0$ 的控制要求。所以，在对整流器直流侧电压二次谐波控制时，整流器的交流侧依然存在负序电流，且瞬时无功功率中还存在二次谐波分量。

与之前论述的控制方法类似，也可以对由式 (10) 得到的电流控制指令 i_d^{P*} 、 i_q^{P*} 、 i_d^{N*} 、 i_q^{N*} ，分别实现正、

负序前馈解耦控制，从而得到对应的电压控制指令。其正序电流内环的前馈解耦控制算法见式 (11)。

$$\begin{cases} v_d^{P*} = e_d^P - \left(K_{ip} + \frac{K_{il}}{s} \right) (i_d^{P*} - i_d^P) + \omega L i_q^P, \\ v_q^{P*} = e_q^P - \left(K_{ip} + \frac{K_{il}}{s} \right) (i_q^{P*} - i_q^P) + \omega L i_d^P. \end{cases} \quad (11)$$

负序电流内环前馈解耦控制算法见式 (12)。

$$\begin{cases} v_d^{N*} = e_d^N - \left(K_{ip} + \frac{K_{il}}{s} \right) (i_d^{N*} - i_d^N) + \omega L i_q^N, \\ v_q^{N*} = e_q^N - \left(K_{ip} + \frac{K_{il}}{s} \right) (i_q^{N*} - i_q^N) + \omega L i_d^N. \end{cases} \quad (12)$$

因为正、负序电流的控制是相互独立的，所以需要分别对整流器交流侧正、负序电流进行测量与计算，可得 (α, β) 静止坐标系中整流器交流侧电流复矢量 $I_{\alpha\beta}$ 的表达式为

$$I_{\alpha\beta} = e^{j\omega t} I_{dq}^P + e^{-j\omega t} I_{dq}^N$$

经过坐标变换后， (d, q) 同步旋转坐标系中整流器正、负序网侧电流为

$$\begin{cases} I_{dq}(P) = I_{dq}^P + I_{dq}^N e^{-j2\omega t}, \\ I_{dq}(N) = I_{dq}^N + I_{dq}^P e^{j2\omega t}. \end{cases} \quad (13)$$

式中： $I_{dq}(P)$ 为 (d, q) 同步旋转坐标系中整流器正序电流复矢量；

$I_{dq}(N)$ 为 (d, q) 同步旋转坐标系中整流器负序电流复矢量。

根据式 (13) 可知，在正序或负序同步旋转坐标系中，整流器网侧电流中都存在二次谐波分量，这就需要对谐波进行滤除。正、负序双电流内环独立控制系统如 5 所示。

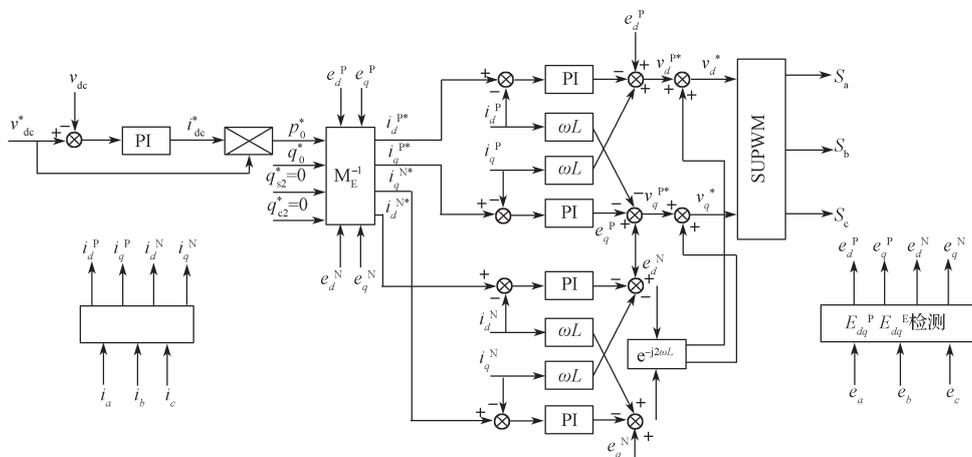


图 5 三相 VSR 正负序双电流内环独立控制结构图

Fig. 5 Three-phase VSR dual current inner ring independent control structure diagram

双电流内环控制策略的原理，是将适当的负序电 流加入整流器的网侧电流中，以达到直流电压的控制

需要。若从整流器中功率开关管电流负载分配平衡角度来看, 为了达到平衡的目的, 需要整流器网侧电流基本对称, 但这会使得整流器直流侧电压中含有二次谐波。如果应用场合对直流电压的控制有较高要求时, 可以通过增加直流侧滤波电路的方法降低直流侧电压波动^[18-19]。

4 仿真与实验

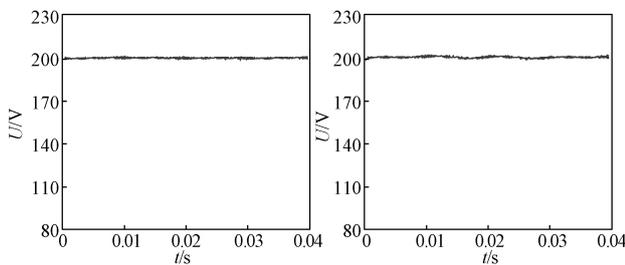
4.1 仿真研究

依照表 2 中的不平衡控制策略仿真参数, 按照图 2 所示三相 MMC 系统拓扑结构, 在 Matlab 中搭建三相五电平 MMC 仿真模型, 以验证本研究提出的不平衡控制策略的可行性与有效性, 所得仿真波形如图 6~11 所示。

表 2 不平衡控制策略仿真参数

Table 2 Unbalanced control strategy simulation parameters

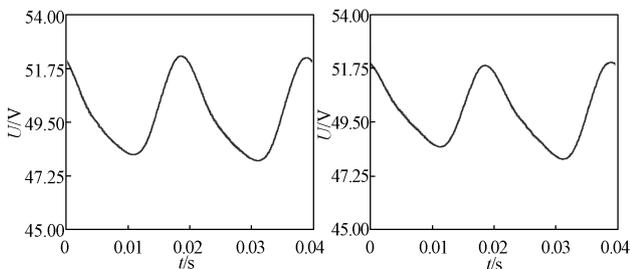
参数名称	符号	取值	参数名称	符号	取值
网侧线电压 ab 有效值 /V	U_{ab}	50	子模块电容 /mF	C	1.8
网侧线电压 bc 有效值 /V	U_{bc}	80	桥臂电抗 /mH	L_0	6
网侧线电压 ca 有效值 /V	U_{ca}	100	交流侧电抗 /mH	L	10
网侧线电压 ca 有效值 /V	U_{ca}	200	采样频率 /kHz	f	5
额定功率 /W	P	400	桥臂子模块个数	N	4



a) 抑制直流侧有功功率波动 b) 抑制网侧负序电流波动

图 6 电网不平衡时直流母线电压仿真波形图

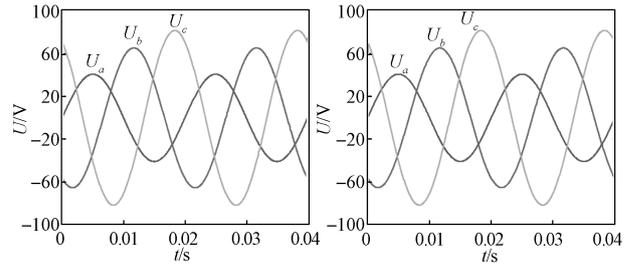
Fig. 6 Simulation results under unbalanced grid of DC bus voltage



a) 抑制直流侧有功功率波动 b) 抑制网侧负序电流波动

图 7 电网不平衡时子模块电容电压仿真波形图

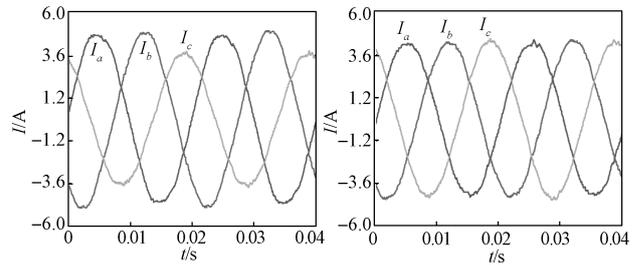
Fig. 7 Simulation results under unbalanced grid of submodule capacitor voltage



a) 抑制直流侧有功功率波动 b) 抑制网侧负序电流波动

图 8 电网不平衡时三相网侧电压仿真波形图

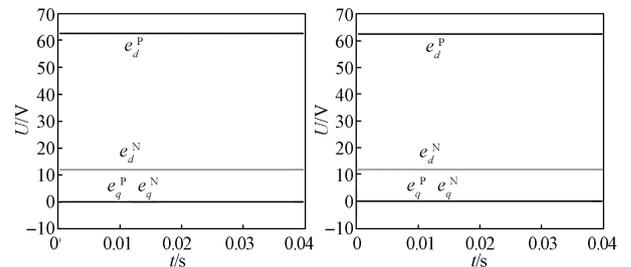
Fig. 8 Simulation results under unbalanced grid of three-phase grid side voltage



a) 抑制直流侧有功功率波动 b) 抑制网侧负序电流波动

图 9 电网不平衡时三相网侧电流仿真波形图

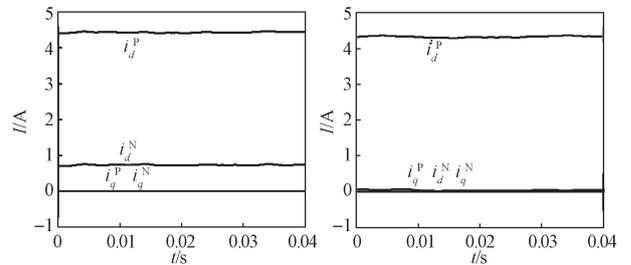
Fig. 9 Simulation results under unbalanced grid of three-phase grid side current



a) 抑制直流侧有功功率波动 b) 抑制网侧负序电流波动

图 10 电网不平衡时网侧电压正、负序分量仿真波形图

Fig. 10 Simulation results under unbalanced grid of voltage positive sequence and negative sequence components



a) 抑制直流侧有功功率波动 b) 抑制网侧负序电流波动

图 11 电网不平衡时网侧电流正、负序分量仿真波形图

Fig. 11 Simulation results under unbalanced grid of current positive sequence and negative sequence components

从图 6 所示电网不平衡时的直流母线电压仿真波

形图中可以看出，两种控制策略均能维持直流侧电压稳定在给定值 200 V，且抑制直流侧有功功率波动策略的电压波动更小。

从图 7 所示电网不平衡时子模块电容电压的仿真波形图中可以看出，子模块均压控制算法的采用使得 a 相上桥臂 4 个子模块有相同的变化规律。

从图 8 所示电网不平衡时网侧电压仿真波形图中可以看出，三相相电压幅值均分别为 40.83, 65.32, 81.65 V；最大电压为最小电压的 2 倍。

从图 9 所示的电网不平衡时网侧电流仿真波形图中可以看出，抑制直流侧有功功率波动的网测电流仿真波形的三相电流幅值分别为 4.8, 5.0, 3.8 A；但是抑制网侧负序电流波动的三相电流幅值相等，其值均为 4.3 A。

从图 10 所示电网不平衡时的网侧电压正、负序分量仿真波形图中可以看出，网侧电压的 q 轴分量为 0，正负序分量分别为 62.59 V 与 11.86 V，再次证明了网侧电压具有较大的不平衡度。

从图 11 所示电网不平衡时的网侧电流正、负序分量仿真波形图中可以看出，抑制直流侧有功功率波动的网侧电流的 q 轴分量为 0，而正负序分量分别为 4.44 A 与 0.73 A；抑制网侧负序电流波动的网侧电流的 q 轴分量与有功电流的负序分量均为 0，仅有有功电流的正序分量不为 0，说明控制算法具有较好的负序电流抑制效果。

4.2 实验研究

为了进一步验证两种控制策略的有效性，按照图 2 搭建了一个 MMC 实验平台，其控制器以 TMS320F28335 型 DSP 为核心，并辅以 FPGA 控制波形产生的实验开关信号扩展。该实验平台输入的直流母线电压为 100 V，桥臂子模块数量为 4，模块电容为 1.88 mF，负载电阻为 25 Ω ，桥臂电感为 15 mH，调度制为 0.3，载波频率为 5 kHz，获得的实验波形如图 12~17 所示。

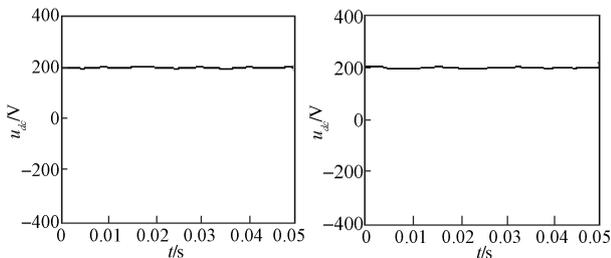
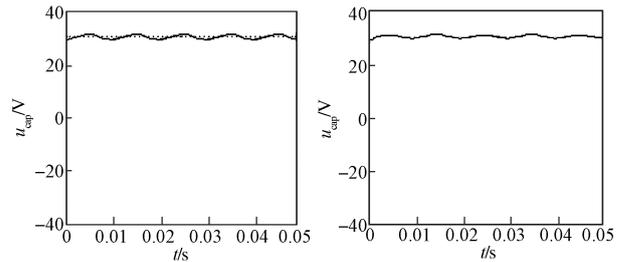


图 12 电网不平衡时直流母线电压实验波形图

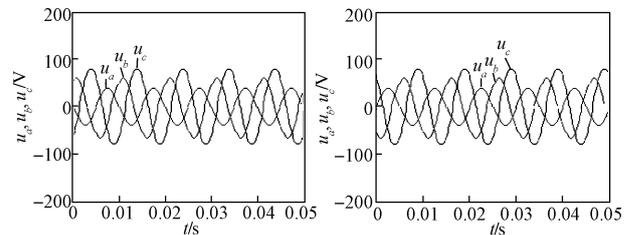
Fig. 12 Experimental waveforms under unbalanced grid of DC bus voltage



a) 抑制直流侧有功功率波动 b) 抑制网侧负序电流波动

图 13 电网不平衡时子模块电容电压实验波形图

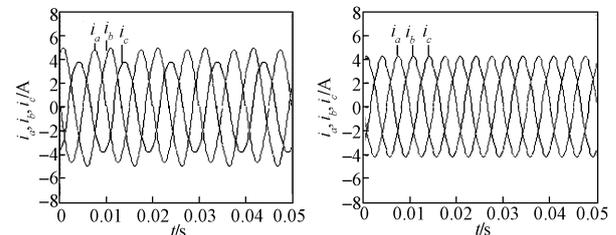
Fig. 13 Experimental waveforms under unbalanced grid of submodule capacitor voltage



a) 抑制直流侧有功功率波动 b) 抑制网侧负序电流波动

图 14 电网不平衡时三相网侧电压实验波形图

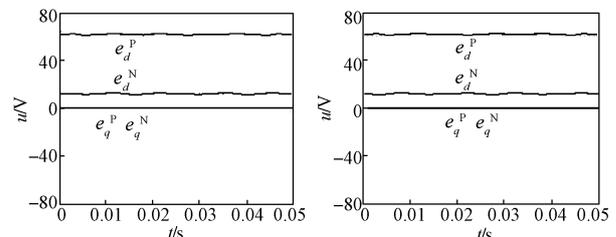
Fig. 14 Experimental waveforms under unbalanced grid of three-phase grid side voltage



a) 抑制直流侧有功功率波动 b) 抑制网侧负序电流波动

图 15 电网不平衡时三相网侧电流实验波形图

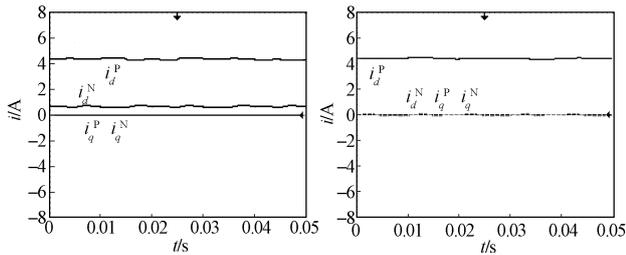
Fig. 15 Experimental waveforms under unbalanced grid of three-phase grid side current



a) 抑制直流侧有功功率波动 b) 抑制网侧负序电流波动

图 16 电网不平衡时网侧电压正、负序分量实验波形图

Fig. 16 Experimental waveforms under unbalanced grid of voltage positive sequence and negative sequence components



a) 抑制直流侧有功功率波动 b) 抑制网侧负序电流波动

图 17 电网不平衡时网侧电流正、负序分量实验波形图

Fig. 17 Experimental waveforms under unbalanced grid of current positive sequence and negative sequence components

从图 12~17 所示各实验波形可以得知: 1) 两种控制策略中, 直流母线电压中纹波较少 (见图 12), 实现了抑制直流侧有功功率波的控制目标; 2) 子模块的电容电压稳定于 30 V 附近 (如图 13 所示); 3) 三相电压分别为 62, 43, 78 V (见图 14), 网侧电压不对称; 4) 右侧电流幅值均为 4 A (见图 15), 电流对称, 没有出现负序分量, 实现了抑制交流侧电流波动的控制目标。5) 图 (16) (17) 中, 网侧电压的 q 轴分量为 0, 正、负序分量分别为 61 V 与 17 V, 而网侧电流 q 轴分量为 0, 仅有正序分量。由此可见, 相比之前单一正序电流内环控制方案, 该正、负序双电流内环独立控制结构, 可以有效降低有功功率 $p(\omega t)$ 的扰动, 有效抑制整流器直流侧电压的二次谐波。

5 结语

本文提出一种针对非理想条件下 MMC 的综合控制策略: 基于正、负序分量分离的信号延时法, 对电流的正、负序分量进行分离并计算; 采用 PI 调节器, 实现对正、负序电流的无静差控制。并加入正、负序双电流内环控制策略, 将适当的负序电流加入整流器的网侧电流中, 以达到直流电压的控制需要, 从而获得较好的波形。仿真实验结果也证实了改进控制策略的正确性和有效性。

由于实验室条件有限, 文中仿真实验采用较为简单的 4 个子模块为原型, 而对于子模块数量较多的情况暂且达不到实验要求。对于控制策略的鲁棒特性, 下一步将重点研究电网电压电流不平衡时系统参数对控制策略的影响。

参考文献:

[1] 杨晓峰, 林智钦, 郑琼林, 等. 模块组合多电平变换

器的研究综述 [J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(6): 1-14.

YANG Xiaofeng, LIN Zhiqin, ZHENG Trillion Q., et al. A Review of Modular Multilevel Converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(6): 1-14.

[2] 宋洁莹, 冯献强, 崔福博, 等. MMC-UPFC 动态建模及内部特性仿真研究 [J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(S1): 67-75.

SONG Jieying, FENG Xianqiang, CUI Fubo, et al. Dynamic Modeling and Internal Characteristic Simulation Research of MMC-UPFC[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(S1): 67-75.

[3] 戴珂, 徐晨, 丁玉峰, 等. 改进型 MMC-STATCOM 的建模及分层控制 [J]. 电工技术学报, 2013, 28(12): 44-51.

DAI Ke, XU Chen, DING Yufeng, et al. Research on Modeling and Hierarchical Control for an Improved MMC-STATCOM[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(12): 44-51.

[4] 杨晓峰, 林智钦, 郑琼林, 等. 模块组合多电平变换器的方波脉冲循环调制策略 [J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(9): 42-47.

YANG Xiaofeng, LIN Zhiqin, ZHENG Trillion Q., et al. A Novel Square-Wave Pulse Rotation Modulation Strategy for Modular Multilevel Converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(9): 42-47.

[5] 宋平岗, 林家通, 李云丰, 等. 基于模块化多电平的铁路功率调节器直接功率控制策略 [J]. 电网技术, 2015, 39(9): 2511-2518.

SONG Pinggang, LIN Jiatong, LI Yunfeng, et al. Direct Power Control Strategy of Railway Static Power Conditioner Based on Modular Multilevel Converter[J]. Power System Technology, 2015, 39(9): 2511-2518.

[6] 申科, 王建赅, 班明飞, 等. 基于阶梯波调制的 MMC 电容电压平衡控制方法对比研究 [J]. 电机与控制学报, 2016, 20(10): 1-8.

SHEN Ke, WANG Jianze, BAN Mingfei, et al. Comparative Analysis on Capacitor Voltage Balance Control Strategies for Staircase Modulated Modular Multilevel Converter[J]. Electric Machines and Control, 2016, 20(10): 1-8.

[7] 叶吉亮, 李岚, 刘海霞, 等. 电网电压不平衡及谐波状态下的并网逆变器控制策略 [J]. 电力系统保护与控制, 2018, 46(6): 113-119.

YE Jiliang, LI Lan, LIU Haixia, et al. Control Strategy of Grid-Connected Inverter Under Unbalanced and Harmonic Voltage Condition[J]. Power System Protection and Control, 2018, 46(6): 113-119.

[8] 马文忠, 孙迎新, 武琳, 等. MMC 子模块电容电压改进控制方法的研究 [J]. 电工电能新技术, 2016, 35(11): 53-58.

- MA Wenzhong, SUN Yingxin, WU Lin, et al. Research on Improved Balance Control for Sub-Module Capacitor Voltage of Modular Multilevel Converter (MMC) [J]. *Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy*, 2016, 35(11): 53-58.
- [9] 王广柱, 孙常鹏, 刘汝峰, 等. 基于桥臂电流控制的模块化多电平变换器综合控制策略 [J]. *中国电机工程学报*, 2015, 35(2): 458-464.
- WANG Guangzhu, SUN Changpeng, LIU Rufeng, et al. Modular Multilevel Converter Control Strategy Based on Arm Current Control[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2015, 35(2): 458-464.
- [10] 张浩, 吴金龙, 杨美娟, 等. 模块化多电平换流器新型桥臂环流抑制控制策略研究 [J]. *电力系统保护与控制*, 2015, 43(21): 73-80.
- ZHANG Hao, WU Jinlong, YANG Meijuan, et al. A Novel Bridge Arm Circulating Current Restraint Strategy for Modular Multilevel Converter[J]. *Power System Protection and Control*, 2015, 43(21): 73-80.
- [11] 姜婷婷, 刘晓东, 方炜. 基于计数延时法的移相全桥变换器 PWM 控制设计 [J]. *电测与仪表*, 2014, 51(7): 55-59, 74.
- JIANG Tingting, LIU Xiaodong, FANG Wei. PWM Control Design for Phase-Shifted Full-Bridge Converter Based on Counting Delay Method[J]. *Electrical Measurement & Instrumentation*, 2014, 51(7): 55-59, 74.
- [12] 蒋辰晖. 不对称电网电压下基于正负序分量检测风电换流器控制策略 [J]. *电网与清洁能源*, 2016, 32(1): 89-94.
- JIANG Chenhui. Control Strategy of Wind Power Converter Based on Negative Sequence Component Detection Under Asymmetric Grid Voltage[J]. *Power System and Clean Energy*, 2016, 32(1): 89-94.
- [13] AKAGI H. Classification, Terminology, and Application of the Modular Multilevel Cascade Converter (MMCC) [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2011, 26(11): 3119-3130.
- [14] 代高富, 赵丹, 林鹏峰, 等. 基于 MMC 拓扑的有源滤波器控制策略研究 [J]. *电力系统保护与控制*, 2015, 43(8): 74-80.
- DAI Gaofu, ZHAO Dan, LIN Pengfeng, et al. Study of Control Strategy for Active Power Filter Based on Modular Multilevel Converter[J]. *Power System Protection and Control*, 2015, 43(8): 74-80.
- [15] LI Zixin, WANG Ping, ZHU Haibin, et al. An Improved Pulse Width Modulation Method for Chopper-Cell-Based Modular Multilevel Converters[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2012, 27(8): 3472-3481.
- [16] MOON J W, PARK J W, KANG D W, et al. A Control Method of HVDC-Modular Multilevel Converter Based on Arm Current Under the Unbalanced Voltage Condition[J]. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 2015, 30(2): 529-536.
- [17] LI B, XU Z, SHI S, et al. Comparative Study of the Active and Passive Circulating Current Suppression Methods for Modular Multilevel Converters[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2017, 33(3): 1878-1883.
- [18] 高建, 苏建徽, 高航, 等. 模块化多电平换流器电容电压与环流的控制策略 [J]. *电力系统保护与控制*, 2014, 42(3): 56-62.
- GAO Jian, SU Jianhui, GAO Hang, et al. Capacitor Voltage and Circulation Current Control Strategy in Modular Multilevel Converter[J]. *Power System Protection and Control*, 2014, 42(3): 56-62.
- [19] 何志兴, 罗安, 熊桥坡, 等. 模块化多电平变换器模型预测控制 [J]. *中国电机工程学报*, 2016, 36(5): 1366-1375.
- HE Zhixing, LUO An, XIONG Qiaopo, et al. Model Predictive Control of Modular Multilevel Converters[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2016, 36(5): 1366-1375.

(责任编辑: 廖友媛)