

# 电网电压不对称工况下模块化多电平 变换器控制策略

欧朱建, 王广柱

(电网智能化调度与控制教育部重点实验室(山东大学), 山东省 济南市 250061)

## Modular Multilevel Converter Control Strategy Under Unbalanced Grid Condition

OU Zhujian, WANG Guangzhu

(Key Laboratory of Power System Intelligent Dispatch and Control (Shandong University), Ministry of Education, Jinan 250061, Shandong Province, China)

**ABSTRACT:** Upon the power analysis of modular multilevel converter (MMC), this paper proposed a comprehensive control strategy for the DC-link voltage, the capacitor voltages and the AC-side currents of MMC under unbalanced grid condition. Multi-hierarchy method was adopted to control the capacitor voltage. Under unbalanced grid condition, the AC-side currents were controlled to be symmetrical by adjusting active power distribution among three legs of MMC. Inner current loop employed arm current direct control, which can simultaneously control AC-side currents, DC bus current and circulating currents, removing the need for the three-sequence AC-side current controllers and the three-sequence circulating current suppressing controllers under unbalanced grid condition. A zero-sequence current canceller was proposed to add in arm current reference, and this could eliminate the zero-sequence fundamental-frequency current which is caused by the asymmetrical arm power losses and will flow to the DC-link. A 10kVA experimental prototype of the three-phase MMC was developed. The experiment results verify the feasibility and effectiveness of proposed strategy.

**KEY WORDS:** unbalanced grid condition; zero-sequence current canceller; modular multilevel converter (MMC); arm current control

**摘要:** 基于模块化多电平变换器(modular multilevel converter, MMC)各部分之间的功率关系, 提出一种适用于电网电压不对称工况的 MMC 综合控制策略, 包括直流母线电压控制、桥臂电容电压控制和交流侧电流控制。其中, 桥臂电容电压采用层次化方法控制, 在电网电压不对称时, 通过调整直流母线功率在 MMC 三相桥臂间的分配, 实现交流

侧电流对称。内环采用桥臂电流直接反馈控制, 可实现交流侧电流、直流母线电流和环流的三重控制, 在电网电压不对称时无需交流侧三序电流控制器以及三序环流控制器。提出通过在桥臂电流参考值中添加零序电流抑制器, 消除由桥臂不对称损耗引入直流母线的基频零序电流。搭建了 10kVA 三相 MMC 实验样机, 实验结果验证了所提控制策略的可行性和有效性。

**关键词:** 电网电压不对称; 零序电流抑制器; 模块化多电平变换器; 桥臂电流控制

## 0 引言

自从德国学者提出模块化多电平变换器(modular multilevel converter, MMC)以来<sup>[1]</sup>, 该拓扑由于具备输出电压电流谐波含量少、模块化设计以及适用于不同电压及功率等级等优点, 在电机驱动<sup>[2-4]</sup>、高压直流输电(high voltage direct current transmission, HVDC)<sup>[5-20]</sup>等场合受到广泛关注。

目前, 针对 MMC 的控制主要采用与传统两电平变换器相同的交流侧电流反馈控制, 并辅助以环流抑制器来实现<sup>[9-16]</sup>。该控制方法在电网正常工况下较为简单, 但在电网电压不对称工况下却变得复杂。首先, MMC 交流侧电流将包含正序和负序分量, 需添加负序电流控制器<sup>[9-16]</sup>; 其次, 在无变压器或故障发生在变压器与 MMC 之间的线路时, 交流侧电流中将包含零序分量, 需添加专门的零序电流控制器<sup>[11]</sup>; 第三, 由于 MMC 内部环流中包含正序、负序和零序分量, 为抑制相应的环流成分需要添加正序(负序可与正序同步抑制)和零序环流抑制器<sup>[12-15]</sup>, 由于 MMC 桥臂中直流电流在三相桥臂间不再均分, 更增大了提取零序环流的难度<sup>[14]</sup>; 第四,

基金项目: 国家自然科学基金项目(51541708)。

Project Supported by National Natural Science Foundation of China (51541708).

若控制交流侧电流三相对称，则交流侧有功波动会流入 MMC 直流母线，为此需添加专用的母线电压抑制器<sup>[15-16]</sup>。因此，在电网电压不对称工况下，若采用传统交流电流反馈控制，整体控制将会非常复杂。

实际上，MMC 桥臂电流包含交流侧电流、直流母线电流以及内部环流在内的所有电流信息，因而通过控制桥臂电流可以实现交流侧电流、直流母线电流和内部环流的三重控制<sup>[17]</sup>。文献[18]给出了基于桥臂电流控制的 MMC 综合控制策略，但该控制策略在电网电压不对称时会出现 MMC 网侧三相电流不平衡。文献[19]提出将桥臂电流控制用于电网电压不对称工况，旨在消除交流侧有功二倍频波动，并将比例谐振控制器 (proportional resonant controller, PR controller) 应用于桥臂电流控制。然而，当控制目标为消除交流侧有功波动时，会导致交流侧电流不对称，引发电网保护装置误动作<sup>[15]</sup>，而且会出现 MMC 桥臂电流应力过大的问题。此外，文献[19]中只给出仿真，未给出实验结果。笔者在文献[20]中提出了电网电压不对称工况下基于桥臂电流控制的两种 MMC 控制策略，但分析并不充分，且未给出实验结果。

本文针对电网电压不对称工况，提出一种基于桥臂电流直接控制的 MMC 整流侧综合控制策略。该策略采用层次化控制，通过自动调整直流母线功率在 MMC 三相桥臂中的分配，能够在电网电压不对称工况下实现 MMC 网侧三相电流平衡；可在桥臂损耗不对称情况下实现桥臂电容电压平衡。采用桥臂电流直接控制，同时实现网侧三序电流、三序环流以及直流电流控制，无需交流侧零序、负序电流抑制器和三序环流抑制器。实验验证了所提控制策略的可行性和有效性。

### 1 MMC 功率分析

图 1 为三相 MMC 电路结构图。图中，MMC 每相有上、下两个桥臂；每个桥臂由  $N$  个子模块与电感  $L$  串联而成，每个子模块均为半桥结构； $u_{sx}$ 、 $i_{sx}$  分别为交流侧相电压和电流； $U_d$ 、 $I_d$  分别为直流母线电压和电流； $u_{px}$ 、 $u_{nx}$  分别为  $x$  相上、下桥臂端口电压； $i_{px}$ 、 $i_{nx}$  分别为  $x$  相上、下桥臂电流。

由于 MMC 中除桥臂电感  $L$  外，子模块直流侧电容是桥臂中唯一的储能元件，因而当桥臂吸收或发出有功功率时，该桥臂子模块电容电压会相应地上升或下降，因而控制桥臂有功功率即可控制桥臂

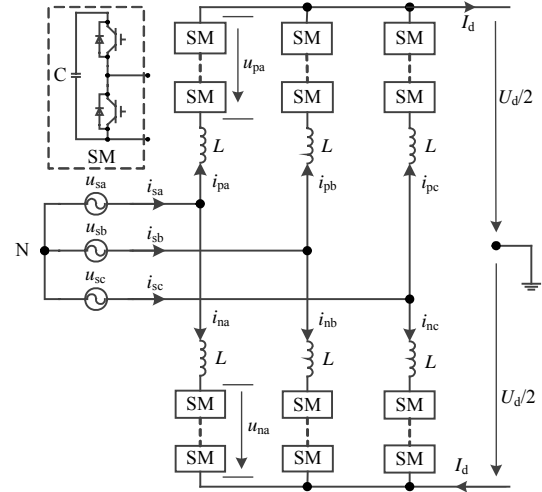


图 1 三相 MMC 结构图

Fig. 1 Structure of three-phase MMC

电容电压。为引出控制策略，并选取合适的电容电压控制量，下文以  $x$  相为例对 MMC 进行功率分析。

稳态情况下，忽略桥臂电感  $L$  的影响，则桥臂端口电压与交流侧电源电压及直流母线电压之间存在如下关系：

$$\begin{cases} u_{px} \approx U_d / 2 - u_{sx} \\ u_{nx} \approx U_d / 2 + u_{sx} \end{cases} \quad (1)$$

桥臂电流  $i_{px}$ 、 $i_{nx}$  分别可做如下分解(见式(2))，可得式(3)、(4)。

$$\begin{cases} i_{px} = i_{spx} + I_{dx} + i_{cir\_x} \\ i_{nx} = i_{snx} - I_{dx} - i_{cir\_x} \end{cases} \quad (2)$$

$$i_{sx} = i_{px} + i_{nx} = i_{spx} + i_{snx} \quad (3)$$

$$I_d = I_{da} + I_{db} + I_{dc} \quad (4)$$

式中： $i_{spx}$ 、 $i_{snx}$  分别为交流侧电流成分； $I_{dx}$  为直流电流成分； $i_{cir\_x}$  为交流环流成分。

电流  $i_{spx}$ 、 $i_{snx}$ 、 $I_{dx}$  和  $i_{cir\_x}$  满足下式：

$$\begin{cases} \int_0^T U_d i_{spx} dt = 0 \\ \int_0^T U_d i_{snx} dt = 0 \\ \int_0^T U_d i_{cir\_x} dt = 0 \\ \int_0^T u_{sx} i_{cir\_x} dt = 0 \\ \int_0^T u_{sx} I_{dx} dt = 0 \end{cases} \quad (5)$$

根据式(5)和能量守恒定律可得到功率关系：

$$P_{sx} = P_{dcx} + P_{px} + P_{nx} \quad (6)$$

式中： $P_{sx}$  为交流侧电源平均有功功率； $P_{dcx}$  为直流母线平均有功功率； $P_{px}$ 、 $P_{nx}$  分别为上、下桥臂各子模块总平均有功功率；交流侧电源周期为  $T$ 。

将各功率量展开, 可得

$$\begin{cases} P_{sx} = \frac{1}{T} \int_0^T u_{sx} i_{sx} dt = \frac{1}{T} \int_0^T u_{sx} (i_{spx} + i_{snx}) dt \\ P_{dcx} = \frac{1}{T} \int_0^T \frac{U_d}{2} i_{px} dt - \frac{1}{T} \int_0^T \frac{U_d}{2} i_{nx} dt = \\ \frac{1}{T} \int_0^T U_d I_{dx} dt \end{cases} \quad (7)$$

$$\begin{cases} P_{px} = -\frac{1}{T} \int_0^T u_{px} i_{px} dt = -\frac{1}{T} \int_0^T \frac{U_d}{2} I_{dx} dt + \\ \frac{1}{T} \int_0^T u_{sx} i_{spx} dt \\ P_{nx} = \frac{1}{T} \int_0^T u_{nx} i_{nx} dt = -\frac{1}{T} \int_0^T \frac{U_d}{2} I_{dx} dt + \\ \frac{1}{T} \int_0^T u_{sx} i_{snx} dt \end{cases} \quad (8)$$

### 1.1 两种控制方案

忽略 MMC 自身的器件损耗, 即

$$P_{px} = P_{nx} \approx 0 \quad (9)$$

此时, 由式(7)、(8)可知, MMC 从电网吸收的有功功率与输出到直流母线的有功功率相等。将该关系以三相形式表示为

$$\begin{cases} P_{sa} = P_{dca} \Rightarrow \frac{1}{T} \int_0^T u_{sa} i_{sa} dt = \frac{1}{T} \int_0^T U_d I_{da} dt \\ P_{sb} = P_{dcb} \Rightarrow \frac{1}{T} \int_0^T u_{sb} i_{sb} dt = \frac{1}{T} \int_0^T U_d I_{db} dt \\ P_{sc} = P_{dcc} \Rightarrow \frac{1}{T} \int_0^T u_{sc} i_{sc} dt = \frac{1}{T} \int_0^T U_d I_{dc} dt \end{cases} \quad (10)$$

当电网三相电压不对称时, 基于式(10)可以得到 MMC 整流侧的两种控制方案。

#### 1.1.1 控制方案 1

保证直流母线电流在 MMC 三相桥臂间均衡分配, 即  $I_{da}=I_{db}=I_{dc}=I_d/3$ , 交流侧电源电流  $i_{sa}$ 、 $i_{sb}$ 、 $i_{sc}$  不对称。具体分析如下。

由于  $I_{da}=I_{db}=I_{dc}$ , 根据式(10)可推得三相有功功率满足以下关系:

$$\begin{aligned} P_{dca} = P_{dcb} = P_{dcc} \Rightarrow P_{sa} = P_{sb} = P_{sc} \Rightarrow \\ \frac{1}{T} \int_0^T u_{sa} i_{sa} dt = \frac{1}{T} \int_0^T u_{sb} i_{sb} dt = \frac{1}{T} \int_0^T u_{sc} i_{sc} dt \end{aligned} \quad (11)$$

由式(11)可知, 由于交流电压  $u_{sa}$ 、 $u_{sb}$ 、 $u_{sc}$  不对称, 交流侧电流  $i_{sa}$ 、 $i_{sb}$ 、 $i_{sc}$  也必然不对称。当电网中的保护装置检测到零序或者负序电流时, 将会引发误动作。因此, 该控制方案不适用于电网电压不对称工况。文献[18]中的控制思想与此处相似。

#### 1.1.2 控制方案 2

保证交流侧电源电流  $i_{sa}$ 、 $i_{sb}$ 、 $i_{sc}$  对称, 相应调

节直流母线电流在 MMC 三相桥臂间的分配, 此时  $I_{da} \neq I_{db} \neq I_{dc}$ 。具体分析如下。

假设控制  $i_{sa}$ 、 $i_{sb}$ 、 $i_{sc}$  为三相对称, 那么由于交流电压  $u_{sa}$ 、 $u_{sb}$ 、 $u_{sc}$  不对称, MMC 三相桥臂从交流电源吸收的有功功率将会不等, 从而可得:

$$\begin{aligned} P_{sa} \neq P_{sb} \neq P_{sc} \Rightarrow P_{dca} \neq P_{dcb} \neq P_{dcc} \Rightarrow \\ \frac{1}{T} \int_0^T U_d I_{da} dt \neq \frac{1}{T} \int_0^T U_d I_{db} dt \neq \frac{1}{T} \int_0^T U_d I_{dc} dt \Rightarrow \\ I_{da} \neq I_{db} \neq I_{dc} \end{aligned} \quad (12)$$

由式(12)可知, 通过调整直流母线电流(即功率)在 MMC 三相桥臂间的分配, 可保证交流侧电流三相对称。该控制方案适用于电网电压对称和不对称工况。

#### 1.1.3 控制方案 1 与方案 2 的对比分析

1) 电网电压对称时, 控制方案 2 中由于三相交流侧电流对称, 存在如下关系:

$$\begin{aligned} P_{sa} = P_{sb} = P_{sc} \Rightarrow P_{dca} = P_{dcb} = P_{dcc} \Rightarrow \\ \frac{1}{T} \int_0^T U_d I_{da} dt = \frac{1}{T} \int_0^T U_d I_{db} dt = \frac{1}{T} \int_0^T U_d I_{dc} dt \Rightarrow \\ I_{da} = I_{db} = I_{dc} = I_d / 3 \end{aligned} \quad (13)$$

该关系式逆推同样成立。式(13)表明在电网电压对称时, 控制方案 1 与控制方案 2 等效。

2) 电网电压不对称时, 控制方案 2 相比于控制方案 1 有如下两个优势: ①控制方案 2 可确保交流侧电流三相对称; ②控制方案 2 体现了平均的思想。当某相电网电压幅值下降时, 该相所需传输的有功功率由三相共同承担, 减小了对故障相传输功率的要求。此外, 由于某相电网电压幅值下降会引起三相电网电流幅值的同步上升, 该上升程度要远小于控制方案 1 中故障相电网电流的上升程度, 从而减小开关器件的电流应力, 保护开关器件。

### 1.2 控制变量的选取

由式(7)可知, 在直流母线电压  $U_d$  不变的情况下, 通过调整桥臂电流中的直流成分  $I_{dx}$ , 可调整直流母线传输的有功功率  $P_{dcx}$ ; 调整  $i_{sx}$  中的有功分量, 可调整交流电源输出的有功功率  $P_{sx}$ 。

由式(8)可知, 上、下桥臂子模块的平均有功功率各由两项组成, 第 1 项与  $I_{dx}$  有关, 第 2 项分别与  $i_{spx}$  和  $i_{snx}$  相关, 即通过控制  $I_{dx}$  或  $i_{spx}$ 、 $i_{snx}$  中的交流有功分量, 均可控制上、下桥臂的有功功率, 进而控制上、下桥臂的电容电压。当考虑上、下桥臂器件损耗可能存在差异时, 需在上、下桥臂间引入一个与交流电压同频、同相的微调交流有功电流分量  $\Delta i_{sxP}$ , 即

$$P_{px} - P_{nx} = \frac{1}{T} \int_0^T u_{sx} (i_{spx} - i_{snx}) dt = \frac{1}{T} \int_0^T u_{sx} \Delta i_{sxp} dt \quad (14)$$

此时，交流侧电流在上、下桥臂间的分配为

$$\begin{cases} i_{spx} = (i_{sx} + \Delta i_{sxp}) / 2 \\ i_{snx} = (i_{sx} - \Delta i_{sxp}) / 2 \end{cases} \quad (15)$$

实际上各子模块之间会存在差异，也会出现同一桥臂上各子模块之间电容电压的平衡问题，为此可采用微调各子模块有功功率的方法实现电容电压的平衡控制。

## 2 MMC 整流器综合控制策略

本文在电网电压不对称工况下，采用控制方案 2 实现对整流侧 MMC 的控制。

### 2.1 直流母线电压控制

选取直流母线电流  $I_d$  控制 MMC 直流母线电压。此处先假设三相桥臂均分直流母线电流(参见式(16))，控制框图如图 2 所示。图中， $U_{dc}^{ref}$  为直流母线电压参考值。

$$I_d^{ctrl} = I_d^{ctrl} / 3 \quad (16)$$

式中： $I_d^{ctrl}$  为直流母线电压控制器的输出量； $I_d^{ctrl}$  为  $x$  相桥臂电流参考信号中的直流电流成分。

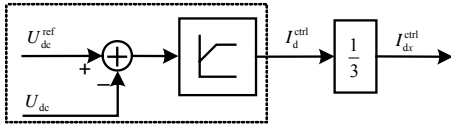


图 2 直流母线电压控制

Fig. 2 DC bus voltage control

### 2.2 MMC 桥臂电容电压控制

桥臂电容电压控制采用层次化控制方法实现：

1) 第一层为一相桥臂级电容电压均值控制。

该层控制的目的是使一相上、下桥臂电容电压的总平均值稳定在参考值处，通过控制  $i_{sx}$  实现，控制框图如图 3 所示。图中： $U_c^{ref}$  为子模块电容电压参考值； $\bar{U}_{cx}$  为  $x$  相桥臂子模块电容电压平均值； $I_{sxp}^{ctrl}$  为  $x$  相交流侧有功电流参考值。

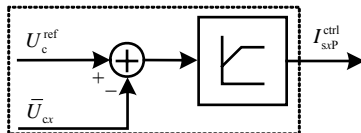


图 3 一相桥臂电容电压均值控制

Fig. 3 Average voltage control of a leg

由 1.1 节控制方案 1 处分析可知，当电网电压不对称时，由于三相桥臂均分直流母线电流，会引起三相交流侧有功电流幅值不等。由方案 2 处分析可知，为使交流侧有功电流三相对称，需调整直流

母线电流在三相桥臂中的分配。根据功率守恒定律做如下调整：首先控制交流侧三相电流幅值相等，即

$$I_{sP}^{ctrl} = (I_{saP}^{ctrl} + I_{sbP}^{ctrl} + I_{scP}^{ctrl}) / 3 \quad (17)$$

然后，相应调整直流母线电流在三相桥臂间的分配，即

$$\Delta I_{dx}^{ctrl} = (I_{sP}^{ctrl} - I_{sxp}^{ctrl}) \cdot \frac{U_{sN}}{U_d} \quad (18)$$

桥臂电流参考信号中的直流电流成分修改为

$$I_{dx}^{ref} = I_{dx}^{ctrl} + \Delta I_{dx}^{ctrl} \quad (19)$$

交流侧电流对称控制框图如图 4 所示。

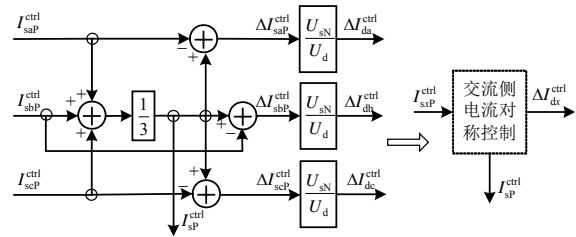


图 4 交流侧电流对称控制

Fig. 4 AC-side current balancing control

2) 第二层为上、下桥臂电容电压的均衡控制。

该层控制的目的是在桥臂损耗不等时平衡上、下桥臂电容电压，通过调节  $\Delta i_{sxp}$  实现。控制框图如图 5 所示。图中  $\bar{U}_{cpx}$ 、 $\bar{U}_{cnx}$  分别为  $x$  相上、下桥臂子模块电容电压的平均值。

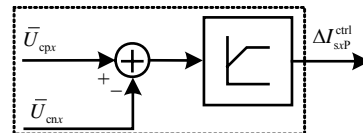


图 5 上、下桥臂电容电压均衡控制

Fig. 5 Average voltage control between the upper and the lower arms

3) 第三层为子模块电容电压微调控制。

该层控制的目的是使桥臂内部各子模块电容电压达到平衡。为不影响第二层控制，桥臂内部各子模块的微调占空比之和为零，即

$$\Delta d_{x1} + \Delta d_{x2} + \dots + \Delta d_{x(N-1)} + \Delta d_{xN} = 0 \quad (20)$$

控制框图如图 6 所示。图中： $U_{cp(n)x}$  为子模块电容电压值； $i_x$  为桥臂电流； $I_x$  为桥臂电流幅值； $i_x/I_x$  为桥臂电流相位。

### 2.3 零序电流抑制器

由式(14)可知，当上、下桥臂功率损耗存在差异时，需引入基频电流来平衡上、下桥臂的功率。当三相桥臂之间功率损耗不等时，该基频电流在三相桥臂间不对称，存在零序成分。由式(2)、(4)和(15)

可知，该零序成分会流入直流母线。为抑制基频零序电流，设计零序电流抑制器如图7所示。

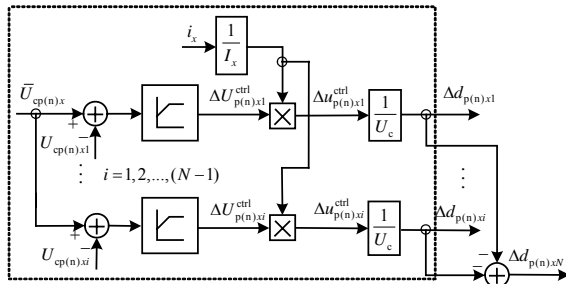


图6 子模块电容电压微调控制

Fig. 6 Fine-tuning control of capacitors of an arm

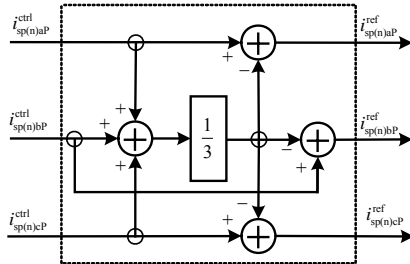


图7 零序电流抑制器

Fig. 7 Zero-sequence current canceller

### 2.4 整流侧 MMC 综合控制策略

根据直流母线电压控制和桥臂电容电压控制，由式(2)可得 x 相上、下桥臂电流参考信号分别为

$$\begin{cases} i_{px}^{ref} = i_{spxp}^{ref} + 0.5i_{sxQ}^{ref} + I_{dx}^{ref} + i_{cir_x}^{ref} \\ i_{nx}^{ref} = i_{snxp}^{ref} + 0.5i_{sxQ}^{ref} - I_{dx}^{ref} - i_{cir_x}^{ref} \end{cases} \quad (21)$$

式中： $i_{sxQ}^{ref}$  为交流侧电流  $i_{sx}$  中的无功电流参考； $i_{cir_x}^{ref}$  为除基频环流以外的高频环流参考，设  $i_{cir_x}^{ref} = 0$  可实现对三序二倍频环流的同步抑制，无需专用的环流抑制器； $i_{spxp}^{ref}$ 、 $i_{snxp}^{ref}$  分别为消除零序成分后的上、下桥臂电流参考中的交流有功分量。

由式(17)可知，由于交流侧电流参考三相对称，可同步抑制交流侧电流中的负序和零序成分，无需相应的抑制器。综上，整流侧 MMC 综合控制策略如图8所示。其中，桥臂电流控制器与文献[18]相同。

### 3 实验验证

图9为所搭建的三相“背靠背”MMC实验样机。整流侧和逆变侧均采用三相变压器与电网隔

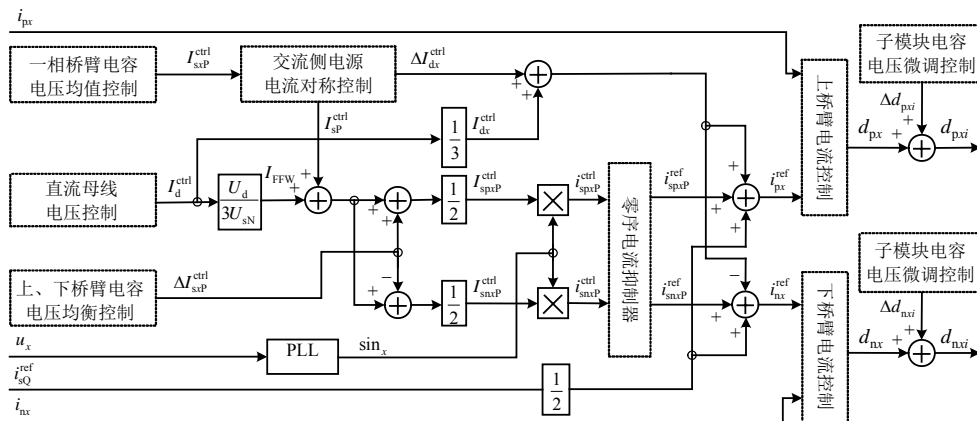


图8 整流侧 MMC 综合控制策略

Fig. 8 Control scheme for MMC



图9 三相“背靠背”MMC实验样机

Fig. 9 Three-phase back-to-back MMC prototype

离，其中一侧为 Y/Δ 变压器，另一侧为 Y/Y 变压器。本文以 Y/Y 变压器侧 MMC 作为整流侧进行实验，直流母线处接入电阻。实验电路参数如表1所示。为了构造电网故障状况，本文设计的故障方案如图10所示。正常工况下，a 相电源  $G_s$  处不接地，电源通过虚线连接变压器；故障工况下，虚线处断开，a 相变压器一次侧在  $G_s$  处直接接地。

1) 实验工况 1: 电网电压对称工况下，验证控制策略暂态和稳态性能。有功电流为 50% 额定值，无功电流由 50% 额定感性无功电流切换到 50% 额定容性无功电流。图 11 给出了实验结果，其中图 11(a) 为直流母线电压  $U_d$  和三相交流侧电流波形；

表 1 电路及实验参数

Tab. 1 Circuit and experimental parameters

参数	数值
每个桥臂子模块数 $N$	4
桥臂电感 $L/\text{mH}$	10
子模块电容 $C/\mu\text{F}$	2400
交流侧线电压 $U_{\text{sab}}/\text{V}$	380
额定直流母线电压 $U_{\text{dn}}/\text{V}$	800
额定直流母线电流 $I_{\text{dn}}/\text{V}$	12.5
额定直流母线电阻 $R/\Omega$	64
子模块电容电压 $U_c/\text{V}$	200
开关频率 $f_s/\text{kHz}$	5
额定功率 $P_N/\text{kW}$	10

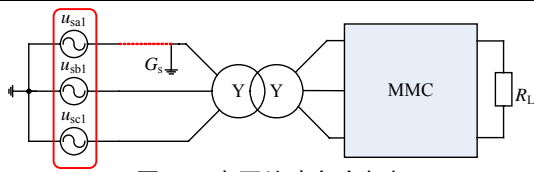


图 10 电网故障实验方案

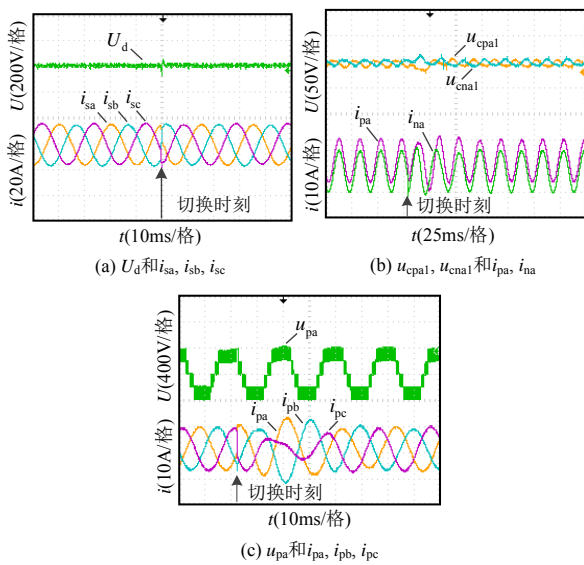


Fig. 10 Grid fault scheme

图 11 MMC 无功动态实验结果

Fig. 11 Experimental results of MMC with dynamic reactive power

图 11(b)为 a 相上、下桥臂子模块电压  $u_{\text{cpa1}}$  和  $u_{\text{cna1}}$  以及上、下桥臂电流  $i_{\text{pa}}$  和  $i_{\text{na}}$  的波形；图 11(c)为 a 相上桥臂电压和三相上桥臂电流波形。可见，当对无功电流进行切换时，MMC 控制策略有较快的响应速度，母线电压以及电容电压控制性能优良。

2) 实验工况 2：电网电压不对称工况下，验证控制策略的有效性。为了在电网电压不对称工况下保证开关器件的安全，整流侧 MMC 以 50% 的额定功率运行。为更好地理解本文所提控制策略，对文献[18]提出的添加了零序电流抑制器和本文所提控制策略分别进行实验，结果分别如图 12、13 所示。

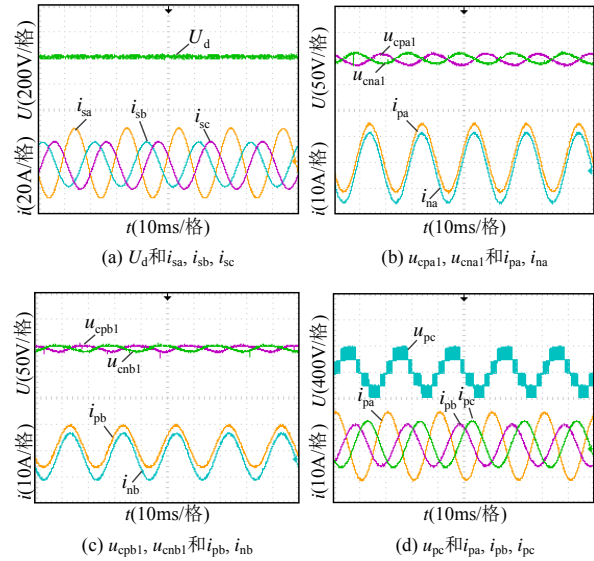


图 12 电网电压不对称工况下文献[18]控制策略实验结果

Fig. 12 Experimental result with the control strategy proposed in [18] under unbalanced grid condition

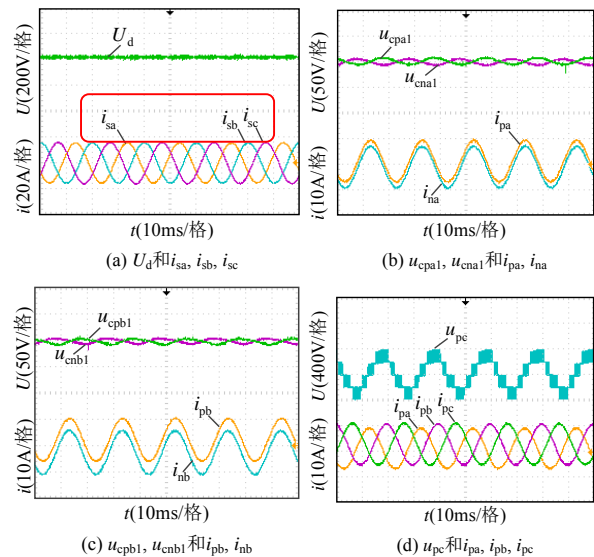


图 13 电网电压不对称工况下本文控制策略实验结果

Fig. 13 Experimental results with the control strategy proposed in this paper under unbalanced grid condition

对比图 12(a)和图 13(a)可见，两种控制策略均可保证直流母线电压的平衡。而且，由直流母线电压波形可见，直流母线电流不含交流零序成分，表明桥臂电流控制中除零序环节的有效性。由图 12(a)可见，a 相交流侧电流  $i_{\text{sa}}$  明显要大于其余两相，此时交流侧电流不对称；而图 13(a)中三相交流侧电流保持对称，表明本文提出的控制策略可在电网电压不对称工况下实现交流侧电流的对称，并且此时故障相功率由三相共同担当，减小了对故障相传输功率的要求。

图 12(b)、(c)及图 13(b)、(c)分别对应两种控制策略下 a 相和 b 相子模块电容电压以及上、下桥臂



电流。由上述实验结果可见,两种控制策略均可保证子模块电容电压的平衡,但在电网电压不对称工况下,文献[18]的控制策略中(参见图 12(b)、(c))a相桥臂电流幅值增大程度较高,b相桥臂电流幅值变化较小(c相与b相相近);而本文控制策略中(参见图 13(b)、(c))a相和b相桥臂电流(c相与b相相近)同步变化,表明本文提出的控制方案体现了平均的思想,减小了故障相开关管的电流应力。

图 12(d)、13(d)分别为两种控制策略下c相上桥臂电压和三相上桥臂电流。由图 12(d)可见,三相上桥臂电流中直流成分基本相同,即直流母线电流在三相桥臂之间均分;而图 13(d)中a相上桥臂电流中直流成分明显小于其余两相,表明a相桥臂输出到直流侧的电流要小于其余两相,即a相桥臂输出到直流侧的功率要小于其余两相,这与 1.1.2 节中分析一致。此外,通过观察图 13(b)、(c)中上、下桥臂电流波形之间的距离也可以看出,a相桥臂电流中的直流成分要小于b相。

#### 4 结论

本文提出一种适用于电网电压不对称工况的 MMC 综合控制策略,包括直流母线电压控制、桥臂电容电压控制和交流侧电流控制。在电网电压不对称工况下,通过调整直流母线功率在 MMC 三相桥臂间的分配,实现了交流侧电流的对称控制。内环采用桥臂电流直接控制方法,实现了交流侧电流、直流母线电流和内部环流的三重控制,在电网电压不对称时无需交流侧三序电流控制器和三序环流控制器。通过在桥臂电流参考值中添加零序电流抑制器,消除了由桥臂不对称损耗引入直流母线的基频零序交流。在电网电压不对称工况下,采用本文提出的控制方案相比于采用传统的交流侧电流反馈控制方案,控制更为简单,易于实现。搭建了 10kVA 三相 MMC 实验样机,设计了电源故障方案,并给出了实验结果。实验结果验证了所提方案的可行性和有效性。

由于实验室条件有限,仅设计出图 10 所示的电源故障方案,而无法给出任意的不对称电源情况。该电源故障方案下,必须接入变压器且不能为 Y0/Y0 变压器,变压器的存在抑制了零序电流的流通,因而无法给出消除交流侧零序电源电流的实验结果,仅从理论上进行了说明。该部分实验有待进一步完善。

#### 参考文献

- [1] Lesnicar A, Marquardt R. An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range[C]//IEEE Bologna PowerTech Conference, Bologna, Italy, 2003: 1-6.
- [2] Akagi H. Classification, terminology, and application of the modular multilevel cascade converter (MMCC) [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(11): 3119-3130.
- [3] 公铮, 伍小杰, 王钊, 等. 基于载波移相调制的模块化多电平变换器变频运行控制[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(11): 2822-2830.  
Gong Zheng, Wu Xiaojie, Wang Zhao, et al. Variable frequency operation control of modular multilevel converter based on carrier phase-shift Modulation [J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(11): 2822-2830(in Chinese).
- [4] Tai Bingyong, Gao Congzhe, Liu Xiangdong, et al. A novel flexible capacitor voltage control strategy for variable-speed drives with modular multilevel converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(1): 128-141.
- [5] Hagiwara M, Akagi H. Control and experiment of pulse width-modulated modular multilevel converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(7): 1737-1746.
- [6] Song Qiang, Liu Wenhua, Li Xiaoqian, et al. A steady-state analysis method for a modular multilevel converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(8): 3702-3713.
- [7] Harnefors L, Antonopoulos A, Norrga S, et al. Dynamic analysis of modular multilevel converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(7): 2526-2537.
- [8] 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(in Chinese).
- [9] Saeedifard M, Irvani R. Dynamic performance of a modular multilevel back-to-back HVDC system[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2010, 25(4): 2903-2912.
- [10] Tu Qingrui, Xu Zheng, Xu Lie. Reduced switching-frequency modulation and circulating current suppression for modular multilevel converters[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2011, 26(3): 2009-2017.
- [11] Guan Minyuan, Xu Zheng. Modeling and control of a modular multilevel converter-based HVDC system under

- unbalanced grid conditions[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(12): 4858-4867.
- [12] Moon J, Kim C, Park J, et al. Circulating current control in MMC under the unbalanced voltage[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2013, 28(3): 1952-1959.
- [13] Zhou Yuebin, Jiang Daozhuo, Guo Jie, et al. Analysis and control of modular multilevel converters under unbalanced conditions[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2013, 28(4): 1986-1995.
- [14] Li Shaohua, Wang Xiuli, Yao Zhiqing, et al. Circulating current suppressing strategy for MMC-HVDC based on nonideal proportional resonant controllers under unbalanced grid conditions[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(1): 387-397.
- [15] Shi Xiaojie, Wang Zhiqiang, Liu Bo, et al. Characteristic investigation and control of a modular multilevel converter-Based HVDC system under single-line-to-ground fault conditions[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(1): 408-421.
- [16] Tu Qingrui, Xu Zheng, Chang Yong, et al. Suppressing DC voltage ripples of MMC-HVDC under unbalanced grid conditions[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2012, 27(3): 1332-1338.
- [17] 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 converters[J]. Automation of Electric Power Systems, 2013, 37(15): 35-39(in Chinese).
- [18] 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(in Chinese).
- [19] Moon J, Park J, Kang D, 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.
- [20] Ou Zhujian, Wang Guangzhu, Feng Jianzhou. Two control strategies of modular multilevel converter in rectifier side based on arm current under unbalanced voltage condition [C]//Electric Utility Deregulation and Restructuring and Power Technologies(DRPT). Changsha, China: IEEE, 2015: 2281-2286.



欧朱建

收稿日期: 2017-02-04。

作者简介:

欧朱建(1989), 男, 博士研究生, 主要研究方向为模块化多电平功率变换器及控制, zj\_ou89@163.com;

王广柱(1963), 男, 博士, 教授, 博士生导师, 研究领域为现代电力电子技术及应用, sdwgz@sdu.edu.cn。

(责任编辑 李婧妍)



## Modular Multilevel Converter Control Strategy Under Unbalanced Grid Condition

OU Zhujian, WANG Guangzhu  
(Shandong University)

**KEY WORDS:** unbalanced grid condition; zero-sequence current canceller; modular multilevel converter (MMC); arm current control

The modular multilevel converter (MMC) is suitable for medium/high voltage applications, such as high-power motor drives, and high voltage direct current transmission (HVDC). However, when conventional ac-side current feedback control is applied under unbalanced grid condition, the comprehensive control of MMC is rather complicated.

In this paper, an MMC control strategy based on arm current control under unbalanced grid condition is proposed. This control strategy can greatly simplify the MMC control under unbalanced grid condition.

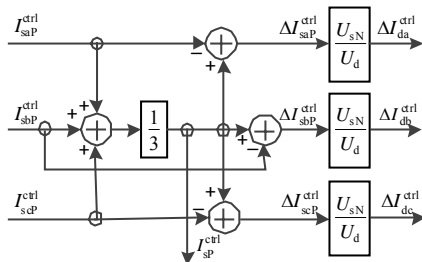
In MMC, the active power absorbed from ac-grid and output to dc bus by MMC should be equivalent.

$$\begin{cases} P_{sa} = P_{dca} \Rightarrow \frac{1}{T} \int_0^T u_{sa} i_{sa} dt = \frac{1}{T} \int_0^T U_d I_{da} dt \\ P_{sb} = P_{dcb} \Rightarrow \frac{1}{T} \int_0^T u_{sb} i_{sb} dt = \frac{1}{T} \int_0^T U_d I_{db} dt \\ P_{sc} = P_{dcc} \Rightarrow \frac{1}{T} \int_0^T u_{sc} i_{sc} dt = \frac{1}{T} \int_0^T U_d I_{dc} dt \end{cases} \quad (1)$$

Under unbalanced grid condition, ac-grid voltage will be asymmetrical. In this paper,  $i_{sa}$ ,  $i_{sb}$ ,  $i_{sc}$  are controlled to be symmetrical, whereas  $I_{da} \neq I_{db} \neq I_{dc}$ .

$$\begin{aligned} P_{sa} \neq P_{sb} \neq P_{sc} \Rightarrow P_{dca} \neq P_{dcb} \neq P_{dcc} \Rightarrow \\ \frac{1}{T} \int_0^T U_d I_{da} dt \neq \frac{1}{T} \int_0^T U_d I_{db} dt \neq \frac{1}{T} \int_0^T U_d I_{dc} dt \Rightarrow \\ I_{da} \neq I_{db} \neq I_{dc} \end{aligned} \quad (2)$$

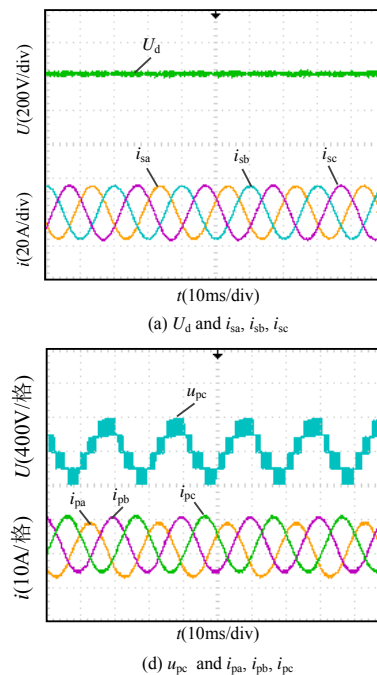
To realize the control, the AC-side current balancing controller is proposed, as shown in Fig. 1.



**Fig. 1 AC-side current balancing control**

Fig. 2(a) shows that ac-side currents are controlled to be symmetrical under unbalanced grid condition.

Since dc bus voltage does not contain ac fluctuation, it also shows a good effect of the zero-sequence current canceller. Fig. 2(b) shows the upper arm currents of three phases and the upper arm output voltage of phase c. The peak-to-peak values of three-phase currents are almost the same, whereas the dc components of three phases are different. The DC current components of phase b and c are almost the same, while that of phase a is apparently smaller than those of phase b and c. This is in accordance with (2).



**Fig. 2 Experimental results with the proposed control strategy under unbalanced grid condition**

In this control strategy, ac-side current is controlled to be symmetrical by adjusting active power distribution among three legs; the adoption of arm current control removes the need for the three-sequence ac-side current controllers and the three-sequence circulating current suppressing controllers; by adding zero-sequence current cancellers in arm current reference, the zero-sequence fundamental frequency current which is caused by the asymmetrical arm power losses and will flow to the dc-link is eliminated.