# 基于环流注入的MMC电容电压平衡控制策略

## 肖胜<sup>1</sup>,郭伯春<sup>2</sup>

(1.西安热工研究院有限公司,陕西 西安 710054;2.简阳 粤丰环保发电有限公司,四川 成都 641400)

**摘要**:针对模块化多电平变换器(MMC)存在的电容电压在不同工况下易出现波动的问题,设计了一种基 于环流注入的MMC电容电压平衡控制策略,其中环流参考是基于桥臂电流瞬时值和对应调制信号获得的。 相对于传统环流注入方案,新方案不需要确定输出电流的幅值和相位,具有一定的优势。此外,电容电压平衡 控制方案中还设计了能够跟踪环流参考的闭环控制器。最后,搭建了5kV·A级MMC样机开展了相关试验, 试验结果验证了新型电容电压控制器的效果。

关键词:模块化多电平变换器;桥臂电流;电容电压纹波;环流控制 中图分类号:TM46 文献标识码:A DOI:10.19457/j.1001-2095.dqcd19175

## MMC Capacitor Voltage Balancing Control Strategy Based on Circulating Current Injection

XIAO Sheng<sup>1</sup>, GUO Bochun<sup>2</sup>

(1. Xi'an Thermal Power Research Institute Co., Ltd., Xi'an 710054, Shaanxi, China; 2. Janyang Yuefeng Environmental Protection Power Plant, Chengdu 641400, Sichuan, China)

**Abstract:** To solve the problem that the capacitance voltage of the modular multilevel converter (MMC)tends to fluctuate under different operating conditions, an MMC capacitor voltage balancing control strategy based on circulating current injection was presented. The circulating current references were obtained from the instantaneous values of the arm current and corresponding modulation signal of the phase leg. Compared with the traditional circulation injection scheme, the new scheme did not need to determine the amplitude and phase of the output current and has certain advantages. In addition, a closed-loop controller capable of tracking the circulating reference was also designed in the capacitive voltage balance control scheme. Finally, a 5 kV · A MMC prototype was built to carry out relevant tests. The test results verify the effectiveness of the new capacitor voltage controller.

Key words: modular multilevel converter(MMC); arm current; capacitor voltage ripple; circulating current control

模块化多电平变换器(MMC)目前在大功率 电能变换领域有广泛的应用<sup>[1]</sup>,如高压直流输电 系统<sup>[2-4]</sup>、柔性交流输电系统<sup>[5-6]</sup>、新能源接入系 统<sup>[7-8]</sup>和高压变频驱动系统<sup>[9-10]</sup>。MMC的主要优 势在于:1)可扩展性,可适用于不同的功率和电压 等级;2)模块化设计,易于工程批量生产和使用。

MMC中每个子模块(submodules, SM)中都 含有独立的电容,故存在电容电压平衡问题<sup>[11]</sup>。 同时,电容电压的波动与MMC的每个桥臂内的 环流相关。文献[12]提出了一种基于消除桥臂电 流2次谐波的闭环控制策略;文献[13]引入一种 控制策略来消除环流中的交流分量。这些策略 降低了桥臂电流的有效值,从而降低了MMC的 损耗,但电容电压纹波需要进一步降低。文献[14] 中将2次谐波注入到MMC环流中以实现电容电 压纹波的减小;文献[15]还考虑了将2次谐波和 4次谐波等高次谐波同时注入以期获得更好的效 果。这些方法的主要缺点是它们依赖于MMC输 出电流的幅值和相位信息,并需要使用额外的查 找表。

本文在前述文献基础上,设计了一种新型的 基于环流注入的MMC电容电压平衡控制策略。

基金项目:国家电网公司科技项目(5207EG170004)

作者简介:肖胜(1978-),男,硕士,高级工程师,Email:2206897587@qq.com

环流参考值是对桥臂输出电流瞬时值、对应调制 信号和振荡功率综合分析得到的。此外,还设计 了MMC的环流控制器。相对于传统环流注入方 案,新方案不需要测量输出电流幅值和相位,具 有一定的优势。最后,搭建了小功率MMC样机, 每个桥臂有5个SM,并开展了相关试验,对新型 MMC电容电压平衡控制策略进行了试验验证。

## 1 MMC的结构和工作原理

图 1 为 MMC 单相电路的示意图。三相 MMC 由 6 个桥臂构成,每个桥臂含有 N 个级联的 SM, SM 采用半桥拓扑结构。桥臂上的电感L可 限制故障电流。根据每个 SM 中功率器件 S<sub>1</sub>和 S<sub>2</sub> 的开关状态,每个 SM 的输出电压可以等于其电 容电压 uc 或 0。图 2 为仅显示桥臂中激活的 SM, 激活的 SM 的输出电压为 uc,反之则为未激活。 由于未激活 SM 的输出电压为 0,因而这些 SM 不 会将其电容器接入到桥臂中,所以也不在图 2 中 显示。



图 1 MMC 单相电路示意图 Fig.1 Single-phase circuit schematic of the MMC



图 2 只含激活 SM 的电路 Fig.2 Circuit with only activated SM

施加到上、下桥臂电感两端的电压和差分电 压为

$$u_{\rm comm} = (u_{\rm u} + u_{\rm l})/2$$
 (1)

$$u_{\rm diff} = (u_{\rm u} - u_{\rm l})/2$$
 (2)

式中: *u*<sub>comm</sub> 为上下桥臂电感两端的电压; *u*<sub>diff</sub> 为 差分电压; *u*<sub>u</sub> 为上桥臂电压; *u*<sub>l</sub> 为下桥臂电压。

假设桥臂支路通过阻抗*z*out连接到电网电压 *e*<sub>a</sub>,然后应用叠加原理,可获得桥臂的共模和差模 等效电路,如图3所示。





根据图3,共模电流和差分电流分别为

$$i_{\rm comm} = (i_{\rm u} + i_{\rm l})/2 = i_a/2$$
 (3)

$$i_{\rm diff} = (i_{\rm u} - i_{\rm l})/2$$
 (4)

式中:*i*comm 为共模电流;*i*diff 为差分电流;*i*u 为上桥臂电流;*i*b为下桥臂电流;*i*a 为输出电流。

由式(3)和式(4),可推导出桥臂电流如下:

$$i_{\rm u} = i_{\rm comm} + i_{\rm diff} = i_a/2 + i_{\rm diff} \tag{5}$$

$$i_1 = i_{\text{comm}} - i_{\text{diff}} = i_a/2 - i_{\text{diff}} \tag{6}$$

图 3a 和图 3b 中的 2 个电路可以独立分析。 差分电压可用于控制差分电流,而不会对输出电 流产生影响。根据图 3b,差分电流为

$$i_{\rm diff} = \frac{1}{L} \int_0^t u_{\rm diff} dt + I_{\rm diff0} \tag{7}$$

式中: *I*<sub>diff0</sub> 为差分电流的初始值; *L* 为桥臂电感。 在本文中,差分电流也即是环流。这是因为它在 桥臂中循环而不出现在输出电流*i*<sub>a</sub>中。在下一节 分析中可以看到, 环流中必须包含1个直流分量 *I*<sub>dc</sub>, 这对于保持电容电压在其参考值附近至关重 要。另一方面, 可以在环流中设置一些交流分量 *i*<sub>diffac</sub> 以满足控制相关的目标, 例如最小化 SM 电容 电压纹波或桥臂电流均方根值以提高 MMC 系统

效率。因此,一般来说,环流的组成如下式:
$$i_{diff} = I_{dc} + i_{diffac}$$
 (8)

## 2 MMC桥臂的瞬时功率

SM电容电压与桥臂瞬时功率紧密相关,因此,有必要分析桥臂中的能量变化,以便对MMC进行适当的控制。图4为等效电压源表示的桥臂电路示意图。



图4 等效电压源表示的桥臂电路示意图 Fig.4 Phase leg circuit diagram represented by equivalent voltage sources

假设桥臂电感很小,则电感上的压降和功率 都很小。在此假设下,桥臂的功率为

$$P_{\rm u} = (U_{\rm dc}/2 - u_{\rm ac})i_{\rm u}$$
 (9)

$$P_1 = -(U_{\rm dc}/2 + u_{\rm ac})i_1 \tag{10}$$

式中:P<sub>u</sub>为上桥臂功率;P<sub>i</sub>为下桥臂功率;U<sub>d</sub>为直流电压。

假设幅值范围在 $[-U_{a}/2, U_{d}/2]$ 内的桥臂参考电压的交流分量 $u_{ac}$ 和MMC的输出电流为正弦,有:

$$u_{\rm ac} = u_{\rm am} (U_{\rm dc}/2) = m_a (U_{\rm dc}/2) \cos(\omega t)$$
 (11)

$$i_a = \hat{I}_a \cos(\omega t + \varphi) \tag{12}$$

式中: $\varphi$ 为输出电流相角; $u_{am}$ 为调制信号,归一化 后范围在[-1,1]内; $m_a$ 为调制比; $\omega$ 为输出角频 率; $\hat{I}_a$ 为输出电流幅值。

将式(5)、式(6)、式(11)和式(12)代人式(9) 和式(10),可推导出上桥臂和下桥臂的功率为

$$P_{u} = -\frac{m_{a}U_{dc}\hat{I}_{a}}{8}\cos\varphi + \frac{U_{dc}\hat{I}_{a}}{4}\cos(\omega t + \varphi) - \frac{m_{a}U_{dc}\hat{I}_{a}}{8}\cos(2\omega t + \varphi) + \frac{U_{dc}}{2}i_{diff} - \frac{m_{a}U_{dc}}{2}\cos(\omega t)i_{diff}$$
(13)

$$P_{1} = -\frac{m_{a}U_{dc}\hat{I}_{a}}{8}\cos\varphi - \frac{U_{dc}\hat{I}_{a}}{4}\cos(\omega t + \varphi) - \frac{m_{a}U_{dc}\hat{I}_{a}}{8}\cos(2\omega t + \varphi) + \frac{U_{dc}}{2}\hat{i}_{diff} + \frac{m_{a}U_{dc}}{2}\cos(\omega t)\hat{i}_{diff}$$
(14)

在稳态下,桥臂中不应出现直流源,否则,电 容中的累积能量将不断增加或减少。因此,环流 *i*diff必须包含能够补偿式(13)和式(14)中第1项的 直流分量。而式(13)和式(14)中其他项表明桥 臂中存在功率振荡,因此电容电压会有波动。通 过实施适当的环流控制,可降低这些电压纹波。

# 3 环流参考

### 3.1 直流环流

为了减少MMC系统的半导体功率器件的损耗,桥臂电流的均方根值应尽可能小。这可以通过施加仅包含直流分量的环流来实现(*i*diffac=0),于是有:

$$i_{\rm diff} = I_{\rm dc} \tag{15}$$

将式(15)代入式(13)、式(14),并迫使直流功率 项为零,可以推导出:

$$i_{\rm diff} = I_{\rm dc} = \frac{m_a \hat{I}_a}{4} \cos \varphi \qquad (16)$$

在此假设下,桥臂功率变为

$$P_{u} = \frac{U_{dc}\hat{I}_{a}}{4}\cos(\omega t + \varphi) - \frac{m_{a}^{2}U_{dc}\hat{I}_{a}}{8}\cos\varphi\cos(\omega t) - \frac{m_{a}U_{dc}\hat{I}_{a}}{8}\cos(2\omega t + \varphi)$$

$$(17)$$

$$D_{dc}\hat{I}_{a} = (11) + \frac{m_{a}^{2}U_{dc}\hat{I}_{a}}{8} = (11)$$

$$P_{1} = -\frac{U_{dc}I_{a}}{4}\cos(\omega t + \varphi) + \frac{M_{a}U_{dc}I_{a}}{8}\cos\varphi\cos(\omega t) - \frac{M_{a}U_{dc}\hat{I}_{a}}{8}\cos(2\omega t + \varphi)$$
(18)

式(17)、式(18)表明,桥臂的功率将以角频 率ω和2ω振荡。整个上下桥臂的功率振荡通过 P<sub>u</sub>和Pi给出,在这种情况下,P<sub>u</sub>+P<sub>i</sub>只包含2次谐波 项。桥臂电流的有效值为

$$i_{\rm urms} = I_{\rm lrms} = \frac{\hat{I}_a}{2\sqrt{2}} \sqrt{\frac{m_a^2}{2} \cos^2 \varphi + 1}$$
 (19)

这是可达到的桥臂电流最小值,因此,在该条件下可实现MMC的最大效率。

## 3.2 2次谐波电流注入

除了直流分量外,可在环流中注入2次谐波 电流如下:

$$i_{\text{diff}} = I_{\text{dc}} + \hat{I}_2 \cos(2\omega t + \varphi_2) \tag{20}$$

将式(20)代入式(13)、式(14),2次功率振荡 可通过注入环流消除,环流计算如下式:

$$i_{\rm diff} = \frac{m_a \hat{I}_a}{4} \cos \varphi + \frac{m_a \hat{I}_a}{4} \cos(2\omega t + \varphi) \qquad (21)$$

41

进而桥臂功率变为

$$P_{u} = \frac{U_{dc}\hat{I}_{a}}{4} \sqrt{1 + \frac{m_{a}^{2}}{2} \left[\frac{m_{a}^{2}}{8} - 1 + (m_{a}^{2} - 2)\cos^{2}\varphi\right]} \times \cos(\omega t + \varphi') - \frac{m_{a}^{2}U_{dc}\hat{I}_{a}}{16}\cos(3\omega t + \varphi)}$$
(22)

 $P_1 = -P_n$ 

(23)

其中

 $\varphi' = a \tan \frac{(4 - m_a^2) \sin \varphi}{(4 - 3m_a^2) \cos \varphi}$ 

可观察到,在此情况下,P<sub>u</sub>和P<sub>i</sub>的总和为零, 这意味着整个桥臂内无能量振荡。式(17)、式 (18)中出现的2次功率振荡在式(22)和式(23) 中被抵消。同时,出现了幅值较小的3次谐波。 此外,1次功率振荡项的振幅比前一种情况低。 与仅注入直流环流的情况相比,这些因素导致 电容电压纹波进一步减小,而桥臂电流的均方 根值为

$$I_{\rm urms} = I_{\rm Irms} = \frac{\hat{I}_a}{2\sqrt{2}} \sqrt{\frac{m_a^2}{2}(1 + \cos^2 \varphi) + 1} \qquad (24)$$

与式(19)相比,将2次谐波电流注入到环流中会增 大桥臂电流的均方根值,进一步会产生额外的损 耗。但桥臂电流中适当的2次谐波会降低电容电 压纹波。然而,根据式(21),需要确定输出电流的 幅值和相位,以便为环流定义合适的2次谐波。

#### 3.3 由瞬时值确定环流的第1种方法

为了抑制电容电压波纹,串联电容器应承载 更多的输出电流。如果图2模型中的电感L被假 定为零,这种情况会自然发生。虽然其是系统的 简化表示,但在这种假设下在桥臂中产生的电流 将有助于确定合适的环流参考。

将上桥臂和下桥臂电容 $C_u$ 和 $C_l$ 定义为由上 桥臂和下桥臂中激活的SM引入的总电容瞬时 值。因此,在任何时刻激活的SM数量定义了 $C_u$ 和 $C_l$ 的值。如果变量u和l分别是上桥臂和下桥 臂串联SM的数量,则桥臂电容的瞬时值为

$$C_u = C/u \tag{25}$$
$$C_l = C/l \tag{26}$$

式中: C<sub>u</sub>, C<sub>i</sub>分别为上、下桥臂电容; C为总电容。 相电流 *i*<sub>a</sub>在上桥臂和下桥臂上分布如下式:

$$i_{u} = i_{a} \frac{C_{u}}{C_{u} + C_{1}} = i_{a} \frac{l}{u + l}$$
 (27)

$$i_1 = i_a \frac{C_1}{C_u + C_1} = i_a \frac{u}{u + l}$$
 (28)

在开关周期内计算u和l的平均值,如下式:

$$u = N \frac{1 - u_{am}}{2} \tag{29}$$

式

$$l = N \frac{1 + u_{am}}{2} \tag{30}$$

式中:N为级联的SM个数。

将式(29)和式(30)代人式(27)和式(28),桥 臂电流变为

$$i_{\rm u} = i_a \frac{1+u_{\rm am}}{2}$$
 (31)

$$i_1 = i_a \frac{1 - u_{am}}{2}$$
 (32)

式(31)、式(32)为桥臂电流提供了瞬时参考。考虑式(4),则环流为

$$i_{\rm diff} = \frac{i_a u_{\rm am}}{2} \tag{33}$$

式(33)给出了直接从输出电流和调制信号 的瞬时值计算环流参考的计算方法。如果调制 信号和输出电流分别为式(11)和式(12)中假设 的正弦曲线,则环流与式(21)相同。但值得注意 的是,在这种情况下,电流参考是从式(33)中的 瞬时值计算获得的,无需确定输出电流的幅值和 相位。这在实际 MMC 中实现时具有优势,因为 控制器可随时通过采样获得瞬时值。

## 3.4 由瞬时值确定环流的第2种方法

从瞬时值计算环流参考还有第2种方法。假 设开关频率较高,特定桥臂中的所有SM将以相 同的占空比运行。因此,电容器充电和放电的时 间相同。图5为具有等效桥臂电容的桥臂电路示 意图。可以看出,激活的SM提供了大于C的等 效(或平均)电容。



图5 具有等效桥臂电容的桥臂电路示意图

Fig.5 Phase leg circuit with equivalent arm capacitances

从能量守恒的角度可找到等效电容的值。 上桥臂中所有 SM 电容在时间间隔[t<sub>0</sub>,t<sub>1</sub>]内的能 量变化为

$$\Delta \varepsilon_{c_{u}} = \varepsilon_{c_{u1}} - \varepsilon_{c_{u0}} = NC(u_{c_{1}}^{2} - u_{c_{0}}^{2})/2 \qquad (34)$$
  
中: $u_{c_{0}}$ 和 $u_{c_{1}}$ 为 $t_{0}$ 和 $t_{1}$ 时刻的电压; $\varepsilon_{c_{u0}}, \varepsilon_{c_{u1}}$ 为 $t_{0}$ 和

 $t_1$ 时刻的电容储能;  $\Delta \varepsilon_{cu}$ 为时间间隔[ $t_0, t_1$ ]内的能量变化。

对于被激活的SM,  $\Delta \varepsilon_{cu}$ 必须是相同的, 假定它们 具有等效电容 $C'_{u}$ , 而不是C,则

$$\Delta \varepsilon_{c_{u}} = \varepsilon_{c_{u1}} - \varepsilon_{c_{u0}} = u C'_{u} (u^{2}_{c_{1}} - u^{2}_{c_{0}})/2 \qquad (35)$$
  
根据式(34)和式(35),SM等效电容值为

$$C'_{u} = \frac{N}{u}C \tag{36}$$

对于下桥臂,分析也是类似的,SM等效电容值为

$$C_1' = \frac{N}{l}C \tag{37}$$

因此,考虑到上桥臂和下桥臂分别有*u*和*l*个激活的SM,等效桥臂电容值为

$$C_{\text{uequ}} = \frac{C_{\text{u}}}{u} = \frac{N}{u^2}C \qquad (38)$$

$$C_{\text{lequ}} = \frac{C_{l}'}{l} = \frac{N}{l^2}C$$
 (39)

根据式(27)和式(28),桥臂电流分布为

$$i_{u} = i_{a} \frac{C_{uequ}}{C_{uequ} + C_{lequ}} = i_{a} \frac{l^{2}}{u^{2} + l^{2}}$$
(40)

$$i_{1} = i_{a} \frac{C_{lequ}}{C_{uequ} + C_{lequ}} = i_{a} \frac{u^{2}}{u^{2} + l^{2}}$$
(41)

将式(29)和式(30)代入式(40)和式(41),桥臂电 流变为

$$i_{u} = \frac{i_{a}}{2} \frac{(1+u_{am})^{2}}{(1+u_{am}^{2})}$$
(42)

$$i_{1} = \frac{i_{a}}{2} \frac{(1 - u_{am})^{2}}{(1 + u_{am}^{2})}$$
(43)

式(42)、式(43)提供了桥臂电流的瞬时参考值。 考虑式(4),则环流为

$$i_{\rm diff} = \frac{i_a u_{\rm am}}{1 + u_{\rm am}^2} \tag{44}$$

式(44)也给出了直接从输出电流和调制信 号的瞬时值计算环流参考的计算方法。如果调 制信号和输出电流分别为式(11)和式(12)中假 设的正弦曲线,同时将式(44)中的环流被代入到 式(13)和式(14)中,则直流功率分量不会消除。 这意味着此方法不会为环流提供适当的直流参 考值。尽管如此,还是可以通过使用比例积分控 制器来进行补偿。另一方面,由式(44)提供的交 流分量可使电容电压纹波进一步减小。

## 4 零序分量注入

为了扩展 MMC 的线性工作范围,可以将零 序3次谐波引入至调制信号中,即 a 相的调制信 号变为

$$u_{am} = m_a \cos(\omega t) - \frac{m_a}{6} \cos(3\omega t) \qquad (45)$$

假设输出电流为正弦,将式(45)代入式(33) 得到环流的参考值如下:

$$i_{\text{diff}} = \frac{m_a \hat{I}_a}{4} [\cos \varphi + \cos(2\omega t + \varphi)] - \frac{m_a \hat{I}_a}{24} [\cos(2\omega t - \varphi) + \cos(4\omega t + \varphi)]$$
(46)

桥臂功率中会出现以下谐波分量:

P<sub>u</sub>,P<sub>1</sub>=f<sub>u</sub>(ωt,3ωt,4ωt,5ωt) (47) 较高频率项幅值非常小,因此它们对功率振荡 的贡献很小。基频项在上桥臂和下桥臂之间产生 能量波动。在方法2中,假设输出电流为正弦,通 过将式(45)代入式(44)可获得环流参考,如下式:

$$i_{\text{diff}} = \frac{\frac{m_a I_a}{2}}{2} \cdot \frac{\cos\varphi + \cos(2\omega t + \varphi) - \frac{1}{6}\cos(2\omega t - \varphi) - \frac{1}{6}\cos(4\omega t + \varphi)}{1 + m_a[\cos(\omega t) - \frac{1}{6}\cos(3\omega t)]}$$

(48)

在这种情况下,桥臂功率中也将出现较多谐波分量。尽管如此,与方法1一样,最重要的还是低频分量。

## 5 电容电压纹波分析

下面对MMC稳态运行时产生的电容电压纹 波幅值进行分析。首先假设:1)电容电压纹波从 MMC的平均模型<sup>[16]</sup>中得到;2)分析中假设差模 电流已施加在模型上;3)平均模型中省略了开关 频率处的纹波;4)3次谐波已注入调制信号以实 现最大线性工作区(*m*<sub>a</sub>=[0,1.15])。

MMC上桥臂电容电压可表示为<sup>[16]</sup>

$$u_{\rm Cu} = \frac{1}{C} \int_0^t i_{\rm u} \frac{1 - u_{\rm am}}{2} \mathrm{d}t + U_{\rm Cu0}$$
(49)

其中, $U_{cu0}$ 为上桥臂电容电压初值,通过施加环流 $i_{diff}$ 到式(49)中的 $i_{u}$ ,可得到电容电压,即电容电压峰峰值 $\Delta U_{c}$ 可得到;电容电压振幅可由标么化幅值 $\Delta U_{cu}/2$ 表示如下:

$$\frac{\Delta U_{\rm Cn}}{2} = \frac{\Delta U_{\rm C}/2}{I_{\rm rms}/(fC)}$$
(50)

式中: $\Delta U_c$ 为电容电压峰峰值; $I_{ms}$ 为输出电流的 有效值,桥臂电流被标幺化为输出电流有效值;f为基波频率;C为SM电容值。

图6~图8分别为注入直流环流、采用方法1 注入环流和采用方法2注入环流时的电容电压纹 波和桥臂电流有效值波形。可以看出,仅注入直 流分量会在较大调制比下产生比其他方法更多 的电压纹波;另一方面,它降低了桥臂电流的有效值,使得MMC中的损耗更低。方法2比方法1 产生更小的电容电压纹波;方法2产生的电流有效值略高于方法1。图6~图8采用的是标么化处理,对于MMC电容选型非常适用。



with circulating current injection by method 1



with circulating current injection by method 2

## 6 环流控制

如前所述,输出电流和环流可以独立解耦控制,因此,通用的电流控制技术都可应用于输出 电流控制。为了实现对前面给出的环流参考进 行跟踪,需设计环流的闭环控制器。图9为环流 控制器框图,其中控制器需要有3个输入来规定 环流参考*i*<sub>duf</sub>。





1)分量(1)。该分量是由式(33)或式(44)计 算给出的瞬时环流参考。2个电流参考中都包含 有交流分量和直流分量。采用方法1,即用式 (33)计算时,假设MMC无损耗,估计值中包含保 持桥臂功率平衡所需的直流分量,故需要额外控 制直流电流。采用方法2,即用式(44)计算时,直 流分量提供的参考值不够准确,因此也需要额外 增加控制。

2)分量(2)。该分量为额外的直流分量,用 于将 SM 电容中存储的平均功率保持在其参考 值。为了确定该直流分量,需计算存储在电容器 中的能量与其参考值之间的误差,然后通过 PI 控 制器将稳态误差控制为零。

3)分量(3)。该分量为基频电流分量,该电 流分量在每相上桥臂和下桥臂之间交换能量,故 其有助于维持桥臂之间的能量平衡。为了实现 平衡算法的最佳性能,该项应该与调制信号的基 波分量同步。由于上臂和下臂之间存在能量波 动,所以在该环路中需要低通滤波器。

通过上述3个分量组合,可以得到环流参考 i<sup>\*</sup><sub>diff</sub>,然后馈送到图9中的电流控制器。电流控制 器包含PI控制器、基频谐振控制器、2倍频谐振控 制器和4倍频谐振控制器。

# 7 试验验证

为了对MMC电容电压平衡控制策略进行验证,搭建了MMC原理样机,并进行了相关试验,

样机的额定容量为5 kV·A,每桥臂有5个SM,具体的试验系统参数为:原理样机额定容量S=5 kV·A,子模块电容容值C=3.6 mF,桥臂电感L= 3.6 mH,负载电阻 $R_a$ =36  $\Omega$ ,负载电感 $L_a$ =5 mH,输入直流电压 $U_{4a}$ =300 V,直流电容容值 $C_{4a}$ =3.3 mF,载波频率 $f_s$ =4 kHz,桥臂子模块个数N=5,调制比 $m_a$ =0.9,直流电压PI控制器参数 $K_{1d}$ =0.011,直流电压PI控制器参数 $K_{1d}$ =0.07,桥臂功率平衡控制参数 $K_1$ =0.021,环流 PI控制器参数 $K_{1d}$ =0.011,环流 PI控制器参数 $K_{1d}$ =0。MMC的负载为串联 RL负载,连接在MMC输出相和直流链路中点之间,直流链路中点由两个串联电容 $C_{4a}$ 获得。控制算法采用实时仿真系统dSPACE(dS1103)实现。

图 10 为分别采用直流环流、方法1计算的环 流和方法2计算的环流时的环流试验波形和输出 电流试验波形。如图 10a 所示,环流几乎是恒定 的;图 10b 中,环流存在2次谐波;图 10c 中,环流 存在附加的谐波分量。



Fig.10 Experiment waves of the currents with different circulating current injection

图11为采用3种不同方法时,上桥臂和下桥 臂SM电容电压。对比图11a和图11b可看出,采 用方法1,即2次谐波注入到环流后,电容电压纹 波大大降低。此外,图11c中结果显示了通过使 用方法2可进一步降低电容电压纹波。图10a~ 图10c对比总结出不同注入电流的幅值,如表1 所示,表2为3种情况下的电容电压纹波幅值。 从表2中可以看出,使用方法2对比直流电流注 入和方法1分别降低了27%和10%的MMC直流 电压纹波。



表1 不同方法注入电流的幅值对比

Tab.1 Comparison of amplitudes of injected currents by different methods

环流形式	电流最大幅值/A	
直流环流	1.5	
方法1	2.7	
方法2	3.8	

表 2	电容电压纹波幅值对比
1 L H	七日七七次版曲匠/10

Tab.2 Comparison of the capacitor voltage ripple amplitude

环流形式	电容电压纹波幅值 $\Delta U_{\rm c}/2/V$
直流环流	1.3
方法1	1.05
方法2	0.95

## 8 结论

本文对MMC电容电压平衡控制问题开展了 相关研究。研究通过分析桥臂瞬时功率展开,然 后推导出3种环流注入的参考值表达式,并对应 分析了电容电压纹波变化和设计了闭环控制 器。最后通过试验对控制策略的效果进行了验 证。总结全文,主要结论如下:

1)环流参考可通过桥臂电流瞬时值和对应 调制信号获得,不需要确定输出电流的幅值和相 位,易于工程实现。

2) 通过分析计算3种不同环流注入对应的电

容电压波动,可为MMC电容选型提供基础。

3)应用新型基于环流注入的MMC电容电压 平衡控制策略,桥臂子模块的电容电压纹波能得 到有效控制,3组试验结果验证了其有效性。

#### 参考文献

- [1] 杨晓峰,郑琼林,薛尧,等. 模块化多电平换流器的拓扑和 工业应用综述[J]. 电网技术,2016,40(1):1-10.
- [2] 刘长富,张玉龙,竺炜,等.基于MMC的多端直流输电系统 下垂控制策略[J].电力科学与技术学报,2017,32(2):47-53.
- [3] 丛佳琦,辛业春,周纯莹. MMC-HVDC 功率运行区间的优 化控制方法[J].电力电子技术,2018,52(2):4-6.
- [4] 宁连营,邰能灵,郑晓冬,等.基于单端暂态电流的MMC-HVDC输电线路保护方案研究[J].中国电机工程学报, 2017,37(17):5010-5017.
- [5] Mohammadi H P, Bina M T. A Transformerless Medium-voltage STATCOM Topology Based on Extended Modular Multilevel Converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011,26(5):1534–1545.
- [6] 刘家军,陈晓东.基于线性自抗扰的MMC-STATCOM系 统环流抑制控制策略仿真研究[J].电力电容器与无功补 偿,2017,38(5):60-65.
- [7] 张卓阳,邓超平,凌志斌.基于 MMC 的光伏发电-电池储能 系统控制策略[J].电气传动,2017,47(5):45-49.

[8] 陈鹤林,徐政,唐庚,等.海上风电场 MMC-HVDC 并网系统 暂态行为分析[J].电力系统自动化,2014,38(12):112-118.

- [9] 徐殿国,李彬彬,周少泽,等.模块化多电平高压变频技术 研究综述[J].电工技术学报,2017,32(20):104-116.
- [10] 韩晓燕,郭亚男,刘秀敏.模块化多电平变频驱动系统的转 矩脉动最小化控制[J].电机与控制应用,2017,44(9):88-93.
- [11] 罗永捷,李耀华,李子欣,等.适用于高压大容量 MMC-HVDC系统的改进低开关频率均压控制策略[J]. 中国电 机工程学报,2017,37(5):1341-1350.
- [12] 王鹏伍,崔翔. MMC-HVDC 三相解耦二次谐波环流抑制算 法[J]. 电力系统自动化,2013,37(15):47-52.
- [13] 宋平岗,李云丰,王立娜,等. 模块化多电平换流器效率优 化控制器设计[J]. 高电压技术,2013,39(11):2730-2736.
- [14] 王业,吕鹏飞,阮思烨,等.基于线性最优的MMC子模块电容电压均衡控制策略[J].电力系统自动化,2017,41(20): 142-150.
- [15] 伍小杰,杨超,公铮,等.基于多谐振控制器的MMC简化环 流抑制策略[J].电工技术学报,2016,31(13):74-81.
- [16]周诗嘉,林卫星,姚良忠,等.两电平VSC与MMC通用型 平均值仿真模型[J].电力系统自动化,2015,39(12):138-145.

收稿日期:2018-06-08 修改稿日期:2018-06-25

(上接第38页)

#### 4 结论

本文首先给出了非隔离型H6桥单相光伏并 网逆变器的电路结构以及传统的调制策略,分析 了传统调制策略无法传输无功功率的原因。针 对无功传输问题,提出了新型H6桥逆变器调制 策略,给出了其发射无功时的工作模态。最后通 过仿真和实验验证了本文所提出调制策略的有 效性。

#### 参考文献

- [1] Li Q, Wolfs P. A Review of the Single Phase Photovoltaic Module Integrated Converter Topologies with Three Different DC Link Configurations [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23(3):1320–1333.
- [2] Xue Y, Divya K C, Griepentrog G, et al. Towards Next Generation Photovoltaic Inverters [C]//Energy Conversion Congress and Exposition. IEEE, 2011:2467–2474.
- [3] 嵇保健,王建华,赵剑锋.一种高效率H6结构不隔离单相光

伏并网逆变器[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(18):9-15.

- [4] Wu T F, Kuo C L, Sun K H, et al. Combined Unipolar and Bipolar PWM for Current Distortion Improvement During Power Compensation [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013,29(4):1702–1709.
- [5] Kerekes T, Teodorescu R, Rodríguez P, et al. A New High-efficiency Single- phase Transformerless PV Inverter Topology
   [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011,58(1):184–191.
- [6] 刘斌,粟梅,林小峰,等.非隔离型H6桥单相光伏逆变器无 功补偿调制及并网电流波形改善控制[J].中国电机工程 学报,2016,36(4):1050-1060.
- [7] 肖华锋,刘隰蒲,兰科.一种零电流转换H6结构非隔离光 伏并网逆变器[J].中国电机工程学报,2014,34(1):32-39.
- [8] Yu W, Lai J S, Qian H, et al. High-efficiency Inverter with H6type Configuration for Photovoltaic Non-isolated AC Module Applications [C]//IEEE Applied Power Electronics Conference. IEEE, 2010:1971–1977.

收稿日期:2018-05-08 修改稿日期:2018-07-31