

不平衡网压下抑制 MMC 模块电压波动的环流注入方法

李金科, 吴学智, 施恩泽, 荆 龙, 王 帅, 金新民

(北京交通大学国家能源主动配电网技术研发中心, 北京市 100044)

摘要: 过高的子模块电压的波动会增加模块化多电平变流器(MMC)的体积及成本,甚至影响系统的安全运行。不平衡电网电压不仅对 MMC 的功率传输、环流控制造成影响,负序电压、负序电流的出现会加剧子模块电压的波动。为了保证系统运行的稳定,利用环流注入来有效地降低不平衡发生期间子模块的电压波动。首先通过推导不平衡网压情况下桥臂模块电压表达式,计算出环流注入表达式以降低模块电压波动。再分析对模块电压波动及直流侧脉动的作用效果,选择对表达式中负序 2 倍频环流及零序 2 倍频环流进行有效控制。以系统控制目标 k 及不平衡度 ϵ 为变量,绘制不同环流控制下三相模块电压波动三维图并对比控制策略作用结果。最终,通过 MATLAB 仿真及实验平台的结果,验证了环流注入算法的可行性及理论分析的有效性。

关键词: 不平衡网压; 电压波动; 环流注入; 三维图; 直流脉动

0 引言

模块化多电平变流器(modular multilevel converter, MMC)因其独特的模块化结构、较高的效率、较低的谐波特性^[1-3],正成为高压直流(high voltage direct current, HVDC)输电领域^[4]的研究热点。

然而在交直流输配电系统中,交流侧不平衡甚至故障产生的负序电压、负序电流会造成变流器交流电流不平衡及功率脉动^[5]。与传统两电平变流器类似,MMC 也需要对不平衡所造成的负序电流进行有效控制。文献[6]分别在正、负序的 dq 旋转坐标系下,利用比例-积分(PI)调节器对正、负序环流进行有效控制。文献[7]在两相静止坐标系下,利用比例-谐振(PR)调节器完成对电流的控制。

针对 MMC 本身的特点,不平衡交流网压会造成相间环流成分的改变及模块电压波动的改变。对于不平衡所造成的特殊环流成分的抑制,文献[6-8]也对其控制方法进行了描述,得到了良好的抑制效果。电压均衡的方法在不平衡期间仍然适用,但不平衡情况发生时,正、负序电压矢量及流经桥臂的负序电流将导致模块电压波动增加^[5-8],且受故障位置及不平衡情况下变流器控制目标的影响,各相模块电压波动通常不同。由于模块电压的波动量直接影

响系统安全、占地及成本等^[9],因此需要将模块电压的波动尽量降低。

由于环流及模块电压波动是相互耦合的^[10],因此 MMC 在稳态运行下,之前的文献开始利用环流量对电容电压波动进行抑制。而低频环境会加剧模块电压的波动,因此利用环流来降低模块电压波动的方法最早出现于 MMC 应用于电机调速的文献中^[11-12];而针对工频下模块电压波动抑制策略研究,文献[13]开始在电流控制中注入 2 次谐波,来有效降低电容纹波。文献[14]在注入 2 次谐波基础上,计算了 4 次谐波注入量。文献[15]参考信号中加入零序分量配合高频的环流成分,用来减小低频的电容纹波,然而这个高频的零序信号在对地连接的 MMC 系统中会产生零序电流。文献[16]通过对环流量的计算,引入了利用瞬时电流的方式来降低模块电压的波动,并对其应用范围进行了讨论。但不平衡发生及针对不平衡的控制后所造成的模块电压波动增加的处理方法,国内外文献并未过多提及,并且桥臂电流状态、相间环流成分在不平衡网压期间被改变,上述方法^[11-16]也无法直接应用到不平衡的控制中去。交流侧的不平衡所引起的零序环流会造成直流侧的脉动^[6-8],所以直接对负序环流的控制也无法弥补直流侧脉动对系统的影响。

结合上述问题,本文首先利用不平衡下的调制函数及桥臂电流,推导出桥臂电压波动表达式;利用对桥臂电压的分析,计算出环流注入的表达式,以降低模块电压波动。通过对表达式中负序、零序环流

收稿日期: 2016-07-19; 修回日期: 2016-11-18。

上网日期: 2017-02-14。

北京市科技计划资助项目(Z161100000716003)。

动以基频分量为主,且上、下桥臂模块电压波动表达式 $A_1 = -B_1, A_3 = -B_3, A_2 = B_2$ 。当推导整个桥臂模块电压波动之和可以发现,在不平衡网压情况下,电压波动之和 Δu_{j_un} 将不含有奇次分量,具体表达如下:

$$\sum \Delta u_{j_un} = N \Delta u_{jp_sm} + N \Delta u_{jn_sm} = \frac{N}{\omega C} \left(i_{diff} - \frac{m^+ I^+}{2} \sin(\omega t + \alpha^+) \sin(\omega t + \beta^+) - \frac{m^+ I^-}{2} \sin(\omega t + \alpha^+) \sin(\omega t + \beta^-) - \frac{m^- I^+}{2} \sin(\omega t + \alpha^-) \sin(\omega t + \beta^+) - \frac{m^- I^-}{2} \sin(\omega t + \alpha^-) \sin(\omega t + \beta^-) \right) \quad (9)$$

同理可知,当交流网压平衡时,尽管不存在负序电压、负序电流,但上、下桥臂子模块平均电流 i_{jp_avg} 和 i_{jn_avg} 仍以基频和 2 倍频分量为主,整个桥臂模块电压波动之和 Δu_j 也为偶次分量,表达式如下:

$$\sum \Delta u_j = N \Delta u_{jp_sm} + N \Delta u_{jn_sm} = \frac{N}{\omega C} \left(i_{diff} - \frac{mI}{2} \sin(\omega t + \alpha) \sin(\omega t + \beta) \right) \quad (10)$$

式中: m 和 α 分别为电压调制比和相位角; I 和 β 分别为出口电流幅值和相角。

假设环流交流分量控制为零,并且不考虑表达式中的直流分量,式(9)和式(10)可以改写为:

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{\omega C}{N} \sum \Delta u_{j_un} &= \frac{m^+ I^-}{4} \cos(2\omega t + \alpha^+ + \beta^-) + \frac{m^- I^+}{4} \cos(2\omega t + \alpha^- + \beta^+) + \frac{m^- I^-}{4} \cos(2\omega t + \alpha^- + \beta^-) + \frac{m^+ I^+}{4} \cos(2\omega t + \alpha^+ + \beta^+) \\ \frac{\omega C}{N} \sum \Delta u_j &= \frac{mI}{4} \cos(2\omega t + \alpha + \beta) \end{aligned} \right. \quad (11)$$

通过观察式(11)可知,桥臂所有模块波动之和是受电压跌落情况、系统控制目标(保证并网电流平衡、抑制并网功率 2 次脉动)及系统功率传输直接相关,并且不同相的桥臂模块可能会出现不同的波动情况。为避免模块电压波动过大,需要对模块电压波动进行有效抑制。

2 环流注入参考值计算及分析

2.1 降低模块电压波动的环流注入解

通过对式(8)和式(9)的分析可知,上(下)桥臂

模块电压波动受基频、2 倍频分量为主,基频波动主要是由流经桥臂的基频电流影响的,基频电流受系统的运行状态控制;2 倍频波动主要是由于 MMC 特殊的工作方式而产生的。流经模块的基频电流与 2 倍频电流并不是线性叠加的^[16],因此,环流的交流分量抑制为零时,并不是模块电压波动降低的最优解。而上、下桥臂的模块电压波动之和主要是 2 倍频分量,因此,可通过改变流经桥臂的 2 倍频电流分量,降低子模块及桥臂的波动情况。

对式(9)展开分析,不考虑式中直流成分,为保证整个桥臂模块电压波动和最小,可令环流中的流量与其他 2 倍频分量相抵消,得到

$$i_{diff_ac} = -\frac{m^+ I^+}{2} \sin(\omega t + \alpha^+) \sin(\omega t + \beta^+) - \frac{m^+ I^-}{2} \sin(\omega t + \alpha^+) \sin(\omega t + \beta^-) - \frac{m^- I^+}{2} \sin(\omega t + \alpha^-) \sin(\omega t + \beta^+) - \frac{m^- I^-}{2} \sin(\omega t + \alpha^-) \sin(\omega t + \beta^-) \quad (12)$$

通过对三相表达式的推导总结,可以得出环流注入的成分表达式为:

$$i_{diff_ac} = -\frac{m^+ I^-}{4} \cos(2\omega t + \alpha^+ + \beta^-) - \frac{m^- I^+}{4} \cos(2\omega t + \alpha^- + \beta^+) - \frac{m^- I^-}{4} \cos(2\omega t + \alpha^- + \beta^-) - \frac{m^+ I^+}{4} \cos(2\omega t + \alpha^+ + \beta^+) \quad (13)$$

式(13)表达式给出了平均模型下的降低模块电压波动的环流注入解,该解由三部分构成:等号右侧第 1 和 2 项构成的 2 倍频零序分量、等号右侧第 3 项的正序分量和等号右侧第 4 项的负序分量。它们与系统的正负序电压、电流矢量直接相关。

2.2 环流注入的电压波动分析

通过对理论上的环流注入解进行分析可知,解的正序分量受负序电压调制比和负序电流影响;负序分量与正序电压调制比和正序电流有关。通常状态下,系统的正序电压调制比 m^+ 及正序电流幅值 I^+ 相对较高,因此对于正、负序环流矢量控制的选择,优先选择对负序分量来进行控制。并且当交流不平衡产生,由于 2 倍频零序环流的存在,无论何种内环控制目标均会导致直流侧出现 2 倍频脉动^[17]。因此,需要注入理论计算的零序环流成分至桥臂控制中,以降低不平衡对直流侧的影响。

综上所述,设定控制后环流参考值 i_{diff}^* 为:

$$i_{\text{diff}}^* = -\frac{m^+ I^-}{4} \cos(2\omega t + \alpha^+ + \beta^-) - \frac{m^- I^+}{4} \cos(2\omega t + \alpha^- + \beta^+) - \frac{m^+ I^+}{4} \cos(2\omega t + \alpha^+ + \beta^+) \quad (14)$$

对比环流交流分量控制为0与*i_{diff}^{*}*时,上桥臂子模块电压波动表达式*∑u_{jP,0}*和*∑u_{jP,diff}^{*}*分别为:

$$\sum u_{jP,diff}^* = \frac{1}{C} \int S_{jp} i_{jp} dt = \frac{1}{2\omega C} \left\{ \frac{m^+ m^- I^+}{8} \cos(\omega t + \alpha^+ - \alpha^- + \beta^+) + \frac{[(m^+)^2 + (m^-)^2 - 4] I^+}{8} \cos(\omega t + \beta^+) + \frac{m^+ m^- I^-}{8} \cos(\omega t + \alpha^+ - \alpha^- + \beta^-) + \frac{[(m^+)^2 - 4] I^-}{8} \cos(\omega t + \beta^-) + \frac{m^+ m^- I^+}{8} \cos(\omega t - \alpha^+ + \alpha^- + \beta^+) + \frac{m^- I^-}{8} \sin(2\omega t + \alpha^- + \beta^-) - \frac{(m^+)^2 I^+}{24} \cos(3\omega t + 2\alpha^+ + \beta^+) - \frac{(m^-)^2 I^+}{24} \cos(3\omega t + 2\alpha^- + \beta^+) - \frac{(m^+)^2 I^-}{24} \cos(3\omega t + 2\alpha^+ + \beta^-) - \frac{3m^+ m^- I^+}{24} \cos(3\omega t + \alpha^+ + \alpha^- + \beta^+) \right\} \quad (16)$$

$$\begin{cases} \frac{\omega C}{N} \sum \Delta u_{j0} = \frac{m^+ I^-}{8} \sin(2\omega t + \alpha^+ + \beta^-) + \frac{m^- I^+}{8} \sin(2\omega t + \alpha^- + \beta^+) + \frac{m^- I^-}{8} \sin(2\omega t + \alpha^- + \beta^-) + \frac{m^+ I^+}{8} \sin(2\omega t + \alpha^+ + \beta^+) \\ \frac{\omega C}{N} \sum \Delta u_{j,diff}^* = \frac{m^- I^-}{8} \sin(2\omega t + \alpha^- + \beta^-) \end{cases} \quad (17)$$

通过对比式(15)和式(16)可知,环流成分的注入改变了桥臂电压波动幅值。在环流控制为零时,子模块波动电压以基频分量为主,叠加一定的2倍频分量;环流控制为*i_{diff}^{*}*后,电容电压波动成分改变,奇次分量由不同序分量叠加而成,偶次分量仅剩2倍频正序分量。由于上、下桥臂电压波动求和后(式(17)),桥臂电压的波动分量的平均值仅剩偶次分量,对比*∑u_{j,0}*与*∑u_{j,diff}^{*}*可以发现,整个桥臂电压波动幅值会随着*i_{diff}^{*}*的控制而降低,证明了环流控制的有效性。

2.3 环流抑制与环流注入下电压波动抑制效果分析

在三相三线制系统中,不考虑零序电压的情况下,三相网压可以表示为:

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = U^+ \begin{bmatrix} \sin(\omega t + \alpha^+) \\ \sin\left(\omega t + \alpha^+ - \frac{2}{3}\pi\right) \\ \sin\left(\omega t + \alpha^+ + \frac{2}{3}\pi\right) \end{bmatrix} + U^- \begin{bmatrix} \sin(\omega t + \alpha^-) \\ \sin\left(\omega t + \alpha^- + \frac{2}{3}\pi\right) \\ \sin\left(\omega t + \alpha^- - \frac{2}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \quad (18)$$

$$\sum u_{jP,0} = \frac{1}{C} \int S_{jp} i_{jp} dt = \frac{N}{2C\omega} \left(-\frac{I^+}{2} \cos(\omega t + \beta^+) - \frac{I^-}{2} \cos(\omega t + \beta^-) + \frac{m^+ I^-}{8} \sin(2\omega t + \alpha^+ + \beta^-) + \frac{m^- I^+}{8} \sin(2\omega t + \alpha^- + \beta^+) + \frac{m^- I^-}{8} \sin(2\omega t + \alpha^- + \beta^-) + \frac{m^+ I^+}{8} \sin(2\omega t + \alpha^+ + \beta^+) \right) \quad (15)$$

只考虑系统传输有功功率基础上,根据瞬时功率指令计算^[18],得到三相电流表达式为:

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \frac{2}{3(U^+)^2} \frac{P^*}{1 + k\epsilon^2} \cdot \begin{bmatrix} U^+ \sin(\omega t + \alpha^+) + kU^- \sin(\omega t + \alpha^-) \\ U^+ \sin\left(\omega t + \alpha^+ - \frac{2}{3}\pi\right) + kU^- \sin\left(\omega t + \alpha^- + \frac{2}{3}\pi\right) \\ U^+ \sin\left(\omega t + \alpha^+ + \frac{2}{3}\pi\right) + kU^- \sin\left(\omega t + \alpha^- - \frac{2}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \quad (19)$$

式中: $\epsilon = U^- / U^+$ 为系统的不平衡度; k 为不平衡控制目标调节系数(其值为-1表示抑制有功功率2次脉动,其值为0表示消除并网负序电流); P^* 为系统有功功率指令。

每一相上、下桥臂电容存储能量之和的动态方程^[19]如下:

$$\frac{dW_j}{dt} = u_{dc} i_{j,diff} - v_j i_j - 2u_{j,diff} i_{j,diff} \quad (20)$$

一段时期内桥臂储存的能量波动体现在模块电压的波动中,结合式(18)至式(20),以1/4个周期的能量变化为例,则*j*相的模块电压波动可以表示为:

$$u_{pp} = \frac{2P^*}{3u_{dc}(1 + k\epsilon^2)} \frac{N}{\omega C} \sqrt{x^2 + y^2} \quad (21)$$

式中: x, y 的表达式见附录 A; u_{pp} 为模块电压波动峰峰值。

因此,根据式(21)可以计算出环流抑制情况下及环流注入情况下模块电压波动峰峰值的差值。分别以控制目标 k 、不平衡度 ϵ 为变量,以附录 A 表 A1 参数为基础,绘制出模块波动峰值占模块电压额定值百分比 $\Delta u_a / (2u_{sm})$ 与不平衡度 ϵ 及控制目标 k 的三维图,如图 2 所示,其中 u_{sm} 为子模块额定电压。

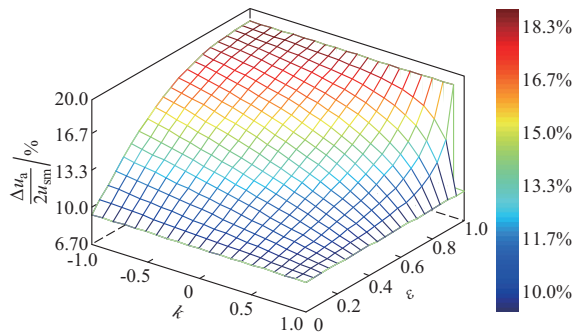


图 2 模块电压波动三维图

Fig.2 3-D plot of capacitor voltage fluctuations

通过观察图 2(B,C 两相模块电压波动趋势见附录 A 图 A1)可知,不平衡情况下三相模块电压波动是受控制目标 k 及系统不平衡度 ϵ 综合作用的结果,且三相的波动效果不同。当控制目标 $k = -1$ 时,随着不平衡度的增加($\epsilon: 0 \rightarrow 1$),三相模块电压波动逐渐增加;当控制目标 $k = 0$ 时,随着不平衡度的增加($\epsilon: 0 \rightarrow 1$),A 相模块电压峰值逐渐增加,B,C 相模块电压峰值变化不大。其中, k 越接近 1,三相模块电压波动安全范围($\Delta u_j / (2u_{sm}) \leq 0.1$)越大。

3 不平衡网压下 MMC 的控制

当电网不平衡发生时,与传统两电平变流器的控制类似^[18],利用附录 A 图 A2 所示的内环电流控制方式生成 e_{j_ref} 。

进一步观察式(4)可知,对于环流控制后的电压分量 $u_{j_diff_ref}$,不会影响交流输出,但可以改变桥臂内部环流大小,因此需要针对降低模块电压波动的控制目标对环流进行有效控制。利用式(14),得到内部差分电压 $u_{j_diff_ref}$ 的控制框图如图 3 所示。

图 3 中,首先对三相桥臂环流 i_{diff_abc} 进行提取,得到 2 倍频环流分量,在负序旋转坐标系中对负序环流进行坐标变化得到环流 dq 轴分量,利用计算的最优幅值对负序环流进行有效控制,得到负序差分电压 u_{j_diff-} ;利用计算出的零序环流值得到零序差分电压 u_{j_diff0} 。三相相互叠加,得到基于环流控

制的差分电压参考值 $u_{j_diff_ref}$ 。系统的整体控制框图如附录 A 图 A3 所示。

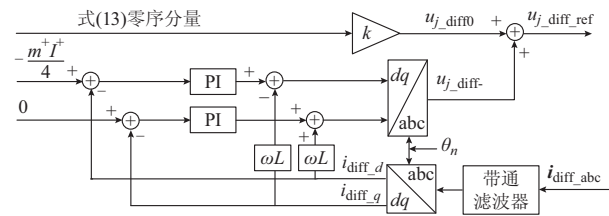


图 3 差分电压控制框图

Fig.3 Diagram of differential voltage

4 仿真及试验

仿真采用如附录 A 图 A4 所示的拓扑结构。MMC 通过有功、无功指令来控制与电网的能量交换。MMC 系统稳态运行时,直流电压设定值为 10 kV,调制及均压策略采用载波层叠结合排序的方式^[16],每个时刻 20 个模块投入运行,稳定运行时模块电压在 500 V 附近波动。

为了验证不平衡交流网压情况下,环流控制策略在不同的系统控制目标(控制并网电流平衡、抑制并网有功功率波动)及运行工况下的有效性,系统设定在附录 A 图 A4 中 F 点出现 A 相 20% 跌落($\epsilon = 0.36$)。

4.1 仿真算例分析

仿真时系统一直处于不对称状态,0 至 t_1 时刻,不使用任何环流控制策略; t_1 至 t_2 时刻,环流抑制策略($i_{diff}^* = 0$)投入使用; t_2 至 t_3 时刻,不使用环流抑制策略,将环流注入策略投入使用($u_{j_diff-} + u_{j_diff0}$)。系统的控制参数如附录 A 表 A1 所示。

图 4 列举了有功功率指令 $P^* = 0.15$ MW 时,在控制并网电流平衡的控制目标下,各电气量波形图。附录 A 图 A5 列举了有功功率指令 $P^* = 0.15$ MW 时,在抑制并网有功功率 2 次波动的控制目标下的各电气量波形图。

由图 4 可知,保证并网电流平衡的控制策略可以使并网电流保持平衡,但功率抑制存在 2 倍频的波动。由附录 A 图 A5 可知,系统的有功功率波动得到了明显抑制,首先证明了系统控制目标的有效性。

从图 4 的模块电压波动波形可以发现: t_1 至 t_2 时刻,环流抑制策略($i_{diff}^* = 0$)投入使用后,模块电压波动相比于之前有所降低;在切换至环流注入($u_{j_diff-} + u_{j_diff0}$)后($t_2 -$),模块电压波动幅值变小。图 4 中,环流抑制策略的加入使 B 相模块电压波动幅值从 ± 60 V 变化到 ± 40 V;环流注入策略使模块电压波动降至 ± 25 V。在附录 A 图 A5 的工况下,

环流注入策略使模块电压波动降低至±20 V。综上所述,在此仿真系统内,环流注入策略可以使子模块波动幅值由±6%降低至±2%左右。

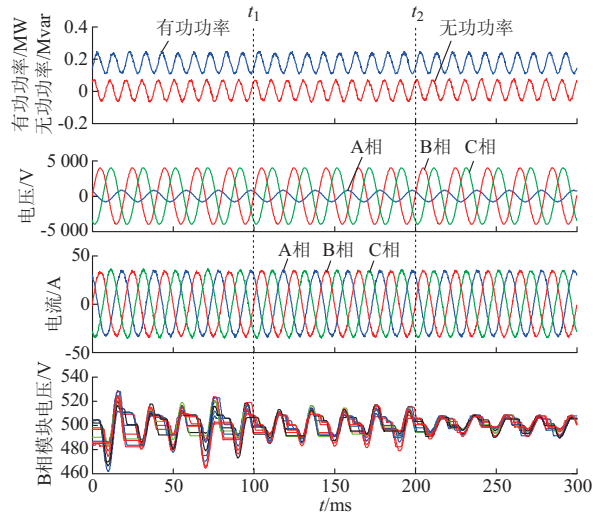


图4 $P^*=0.15$ MW 时模块电压波动抑制仿真结果
Fig.4 Simulation results of capacitor voltage fluctuation suppression under $P^*=0.15$ MW

通过上述仿真结果的分析可以证明,在不平衡网压情况下,环流注入抑制模块电压波动控制策略及三维图分析结果的有效性。

4.2 试验分析

实验样机外观如附录 A 图 A6 所示,实验平台主电路参数如附录 A 表 A2 所示,实验设备使用的器件为三菱 PS21765,控制器由数字信号处理器(DSP)+现场可编程门阵列(FPGA)构成。实验时 A 相电压跌落至额定值的 20%。

图 5 为有功功率指令 $P^*=500$ W 时,在控制并网电流平衡的控制目标下实验波形图。附录 A 图 A7 为无功功率指令 $Q^*=500$ var 时,在控制并网电流平衡的控制目标下实验波形图;附录 A 图 A8 为有功功率指令 $P^*=500$ W 时,在抑制并网有功功率 2 次波动的控制目标下实验波形图。

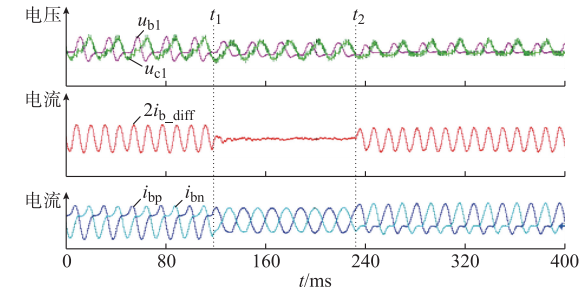


图5 $P^*=500$ W 时控制并网电流平衡下的实验结果
Fig.5 Experiment results under balanced AC currents and $P^*=500$ W

图 5 中 i_{bp} 和 i_{bn} 分别为 B 相上、下桥臂电流; u_{b1} 和 u_{c1} 分别为 B 相上桥臂模块电压和 C 相上桥臂模块电压; i_{b_diff} 为 B 相环流。实验过程中, t_1 时刻之前,系统处于不平衡状态,且无任何环流控制策略; t_1 时刻开始后,采用不平衡下的环流抑制策略; t_2 时刻开始后,切换至本文提出的环流注入控制策略中。

由附录 A 图 A7(a)、附录 A 图 A8、附录 A 图 A9(a)的三相电流波形可知,控制并网电流平衡与消除有功功率 2 倍频波动的系统控制目标能够有效实现。从直流电流实验波形可以确认,零序环流的注入能够消除直流侧的脉动,降低不平衡网压对于功率传输的影响。

由图 5、附录 A 图 A7(b)和附录 A 图 A9(b)可知,交流环流抑制为零时,系统桥臂电流对称,当负序环流及零序环流控制后,桥臂电流波形随着环流波形的改变而改变,但幅值没有明显增加,不会造成桥臂过流等故障的发生。从 B、C 相的模块电压波形可知,图 5 中的模块电压波动由 10 V 降低至 5 V;附录 A 图 A9 中的模块电压波动分别由 13 V 和 8 V 降低至 10 V 和 4 V,在不同控制目标下,不同相的模块电压波动抑制效果不同。因此,实验结果能够验证提出的环流注入算法的可行性及理论分析的有效性。

5 结语

本文首先对比分析了平衡网压与不平衡网压下子模块电容电压的波动情况,并通过平均模型得到整个桥臂的模块电压波动状态。

根据控制目标 k 、不平衡度 ϵ ,利用三维图分析环流抑制及环流注入前后模块电压波动峰值变化情况。当控制目标 $k=0$ 时,随着不平衡度的增加($\epsilon:0 \rightarrow 1$),一相模块电压峰值逐渐增加,另两相模块电压峰值变化不大。其中, k 越接近 1,三相模块电压波动安全范围越大。

本文提出了利用负序、零序环流注入的方式进行模块电压波动抑制,并对比了此环流注入与环流控制为零时,子模块电压波动与桥臂电压波动和的变化情况。最后在单相 20% 跌落的不平衡网压情况下,针对控制并网电流平衡及消除有功功率波动两种控制目标,对本文提出的控制策略进行了仿真及实验验证。结果证明了算法的可行性及三维图理论分析的有效性。

本文提出的环流注入方式需要对电流矢量进行精确的检测、计算,增加控制算法实现的难度;后续工作可研究简单、直接的控制方式以完成对模块电压波动的抑制。

附录见本刊网络版 (<http://www.aeps-info.com/aeps/ch/index.aspx>)。

参考文献

- [1] MARQUARDT R, LESNICAR A. New concept for high voltage-modular multilevel converter [C]// IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2004, Aachen, Germany: 1-5.
- [2] ILVES K, NORRGA S, HARNEFORS L, et al. On energy storage requirements in modular multilevel converters[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2014, 29(1): 77-88.
- [3] DEBNATH S, QIN J, BAHRANI B, et al. Operation, control, and applications of the modular multilevel converter: a review [J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2015, 30(1): 37-53.
- [4] WANG P, ZHANG X P, COVENTRY P F, et al. Control and protection strategy for MMC MTDC system under converter-side AC fault during converter blocking failure[J]. Journal of Modern Power Systems and Clean Energy, 2014, 2(3): 272-281.
- [5] TU Q, XU Z, CHANG Y, et al. Suppressing DC voltage ripples of MMC-HVDC under unbalanced grid conditions[J]. IEEE Trans on Power Delivery, 2012, 27(3): 1332-1338.
- [6] 卓谷颖,江道灼,连霄壤.模块化多电平换流器不平衡环流抑制研究[J].电力系统保护与控制,2012,40(24):118-124.
ZHUO Guying, JIANG Daozhuo, LIAN Xiaorang. Study of unbalanced circular current suppressing for modular multilevel converter[J]. Power System Protection and Control, 2012, 40(24): 118-124.
- [7] ZHOU Y, JIANG D, GUO J, et al. Analysis and control of modular multilevel converters under unbalanced conditions[J]. IEEE Trans on Power Delivery, 2013, 28(4): 1986-1995.
- [8] 梁莹玉,张涛,刘建政,等.不平衡电网电压下模块化多电平换流器的环流抑制策略[J].电工技术学报,2016,31(9):120-128.
LIANG Yingyu, ZHANG Tao, LIU Jianzheng, et al. A circulating current suppressing method for modular multilevel converter under unbalanced grid voltage[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(9): 120-128.
- [9] MERLIN M M C, GREEN T C. Cell capacitor sizing in multilevel converters: cases of the modular multilevel converter and alternate arm converter[J]. IET Power Electronics, 2015, 8(3): 350-360.
- [10] 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.
TU Qingrui, XU Zheng, GUAN Minyuan, et al. Design of circulating current suppressing controllers for modular multilevel converter [J]. Automation of Electric Power Systems, 2010, 34(18): 57-61.
- [11] 雷鸣,李耀华,葛琼璇,等.模块化多电平变流器低频控制方法[J].中国电机工程学报,2013,33(24):59-65.
LEI Ming, LI Yaohua, GE Qiongxiuan, et al. A control scheme of modular multilevel converter operating at low frequency[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(24): 59-65.
- [12] 李峰,王广柱,刘汝峰.模块化多电平矩阵变换器低频控制方法[J].电力系统自动化,2016,40(2):127-133. DOI: 10.7500/AEPS20150323011.
- [13] LI Feng, WANG Guangzhu, LIU Rufeng. A low-frequency control scheme for modular matrix multilevel converter[J]. Automation of Electric Power Systems, 2016, 40(2): 127-133. DOI: 10.7500/AEPS20150323011.
- [14] PICAS R, POU J, CEBALLOS S, et al. Minimization of the capacitor voltage fluctuations of a modular multilevel converter by circulating current control[C]// Proceedings of the 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, October 25-28 2012, Montreal, Canada: 4985-4991.
- [15] PICAS R, POU J, CEBALLOS S, et al. Optimal injection of harmonics in circulating currents of modular multilevel converters for capacitor voltage ripple minimization[C]// IEEE ECCE Asia Downunder, June 3-6, 2013, Melbourne, Australia: 318-324.
- [16] KORN A J, WINKELNKEMPER M, STEIMER P. Low output frequency operation of the modular multi-level converter [C]// IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), September 12-16, 2010, Atlanta, USA: 3993-3997.
- [17] 李金科,金新民,吴学智,等.模块化多电平变流器模块电压纹波抑制策略及应用[J].中国电机工程学报,2016,36(7): 1892-1899.
LI Jinke, JIN Xinmin, WU Xuezhi, et al. Strategy and application of reducing capacitor voltage ripples in modular multilevel converters [J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(7): 1892-1899.
- [18] DO W S, KIM S H, KIM T J, et al. A study of circulating current in MMC based HVDC system under an unbalanced grid condition[J]. Transactions of the Korean Institute of Electrical Engineers, 2015, 64(8): 1193-1201.
- [19] MA K, CHEN W, LISERRE M, et al. Power controllability of a three-phase converter with an unbalanced AC source[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2015, 30(3): 1591-1604.
- [20] 朱明琳,杭丽君,李国杰,等.三相电网不平衡下 MMC 多变量保护控制策略及系统运行性能研究[J].中国电机工程学报, 2016,36(9):2408-2418.
ZHU Minglin, HANG Lijun, LI Guojie, et al. Investigation of MMC multi-variable protected strategies and system operation characteristics under unbalanced grid faults[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(9): 2408-2418.

李金科(1989—),男,通信作者,博士研究生,主要研究方向:新能源发电技术、模块化多电平变流器控制。E-mail: 12117355@bjtu.edu.cn

吴学智(1975—),男,副教授,博士生导师,主要研究方向:新能源并网技术、微网变流器。E-mail: xzhuw@bjtu.edu.cn

施恩泽(1993—),男,硕士研究生,主要研究方向:模块化多电平变流器、微网变流器。E-mail: 16121512@bjtu.edu.cn

(编辑 孔丽蓓)

(下转第 193 页 continued on page 193)

Circulating Current Injection Method for Capacitor Voltage Fluctuation Suppression of Modular Multilevel Converter Under Unbalanced Grid Voltage

LI Jinke, WU Xuezhi, SHI Enze, JING Long, WANG Shuai, JIN Xinmin

(National Active Distribution Network Technology Research Center, Beijing Jiaotong University, Beijing 100044, China)

Abstract: Excessive capacitor fluctuations will increase the volume and cost of the modular multilevel converter (MMC), and reduce the stability of the system. Unbalanced grid voltage not only affects power transmission and circulating current control of MMC, the negative voltage and negative current caused by unbalanced grid voltage will increase the capacitor voltage fluctuations in MMC. In order to ensure the stability of devices, the capacitor voltage fluctuations will be reduced by circulating current injection under the unbalanced grid voltage conditions. Firstly, expressions of arm voltages are derived under unbalanced conditions. Then, the reference of circulating current injection for reducing the capacitor voltage fluctuations is calculated. The effect on capacitor voltage fluctuations and DC current ripple by injecting the circulating current is analyzed, the negative 2nd harmonic circulating current reference and zero 2nd harmonic circulating current reference are chosen to achieve the control target. Based on multi-objective adjustment coefficient k and unbalance factor ϵ , the 3-D plot of three-phase capacitor voltage fluctuation difference value under circulating current suppression and circulating current injection are drawn. The comparison of two objectives is given. The effectiveness of the algorithm is verified by results of a MATLAB simulation and experiment platform.

This work is supported by Beijing Science and Technology Program (No.Z161100000716003).

Key words: unbalanced grid voltage; capacitor voltage fluctuations; circulating current injection; 3-D plot; DC current ripple