

模块化多电平型换流器电容电压二倍频波动抑制策略研究

高航, 苏建徽, 汪晶晶, 丁云芝, 高健

(合肥工业大学教育部光伏系统工程研究中心, 安徽 合肥 230009)

摘要: 针对当前关于抑制模块化多电平型换流器 (Modular Multilevel Converter, MMC) 直流电容电压波动的研究较少被涉及, 提出了一种用于抑制 MMC 电容电压二倍频波动的控制策略。由于相单元电容电压之和反映了子模块电容电压的二倍频波动, 所以采用二倍频负序旋转坐标变换将换流器三个相单元分别的电容电压之和分解为 dq0 轴分量, 并设计了相应的附加控制器用于分别控制相单元电容电压之和的 dq0 轴分量, 从而抑制了子模块电容电压的二倍频波动。最后通过 Matlab/Simulink 搭建了包含该附加控制器的 MMC 仿真模型, 结果证明所提出的控制策略可以在不增大子模块电容值的情况下, 有效地抑制子模块电容电压的二倍频波动, 同时不会对 MMC 外部输出的交流电压和电流产生不良影响。

关键词: 模块化多电平换流器; 电容电压波动; 二倍频; 负序旋转坐标变换; 相单元电容电压之和控制器

Study on control strategy for suppressing double fundamental frequency fluctuation of capacitor voltage of modular multilevel converter

GAO Hang, SU Jian-hui, WANG Jing-jing, DING Yun-zhi, GAO Jian

(Research Center for Photovoltaic System Engineering Ministry of Education, Hefei University of Technology, Hefei 230009, China)

Abstract: Study on the subject of suppressing the capacitor voltage fluctuation of modular multilevel converter (MMC) is scarce, thus this paper proposes a control strategy for suppressing the double fundamental frequency fluctuation of capacitor voltage of MMC. The sum of capacitor voltages of phase unit reflects the double fundamental frequency fluctuation of submodule capacitor voltage, so the strategy uses double fundamental frequency negative sequence rotational frame to decompose the capacitor voltages of three phase units to dq0 components. An additional controller is designed to control the dq0 components, which suppresses the double fundamental frequency fluctuation of capacitor voltage of submodules. The MMC simulation model containing the additional controller is established based on the Matlab/Simulink. The results show that the phase capacitor voltages controller can suppress the double fundamental frequency fluctuation of submodule capacitor voltage efficiently without increasing the submodule capacitance. It is also shown that this additional controller doesn't affect the AC voltage and current output by external MMC.

Key words: modular multilevel converter (MMC); fluctuation of capacitor voltage; double fundamental frequency; negative sequence rotational frame; phase capacitor voltages controller

中图分类号: TM46; TM761 文献标识码: A 文章编号: 1674-3415(2014)06-0116-07

0 引言

模块化多电平换流器 (Modular Multilevel Converter, MMC) 相比于传统的两电平或者三电平电压源型换流器 (Voltage Source Converter, VSC) 在中压与高压领域更具有优势, 主要体现在: 较高的输出电平数, 模块化易于容量扩展和电压等级提高的特点, 减少了对于交流侧滤波器的要求且可以以较低的开关频率运行^[1-3]。MMC 的一大特征是没有集中的直流侧电容, 而用每个子模块中分散的直流电容替代。因此, 如何在 MMC 的交直流侧传输

功率的同时, 维持子模块电容电压的稳定, 就成了 MMC 运行过程中一个不可忽视的问题。

已有的文献往往只关注子模块电容电压的均衡, 即保持每个子模块电容电压单位时间里的平均值相等^[4]。为实现这一目标, 文献[5]提出了适用于载波移相调制技术的子模块电容电压的平均控制与平衡控制策略, 分别用于控制每相电容电压的平均值及单个直流电容电压的动态平衡。文献[6]提出了子模块电容电压的附加平衡控制, 通过引入带有桥臂电流相位的附加参考电压, 实现了每个直流电容电压的动态平衡, 并进行了实验验证。然而由于交

流输出电流, MMC 相间环流^[7]与功率器件开关动作的共同作用, 子模块电容电压中会包含明显的基频与 2 倍频波动。文献[8-9]分析了子模块电容电压波动的产生机理, 指明了子模块电容电压所含有的波动成分, 并给出了子模块电容电压随时间变化的具体表达式。如果对子模块电容电压的波动不加控制, 则可能会引起暂态过程中的不平衡。针对当前关于抑制直流电容电压波动的研究较少被涉及, 本文提出了一种专门用于抑制子模块电容电压 2 倍频波动的控制策略, 可以在不增加子模块电容值的情况下, 有效地抑制子模块电容电压中的 2 倍频波动。

1 MMC 的基本结构

MMC 拓扑每相有上、下两个桥臂, 每个桥臂由相同数目的子模块串联而成。MMC 每个相单元需要两个桥臂电感, 用来补偿上、下桥臂输出电压之和与直流侧电压间的不平衡^[10]。MMC 的每个子模块都由两个开关管与一个电容构成, 其拥有两种有效工作状态, 即投入与切除。通过有选择性地控制各子模块的开关状态, 得到桥臂希望的输出电压电平^[11]。其具体拓扑如图 1 所示。

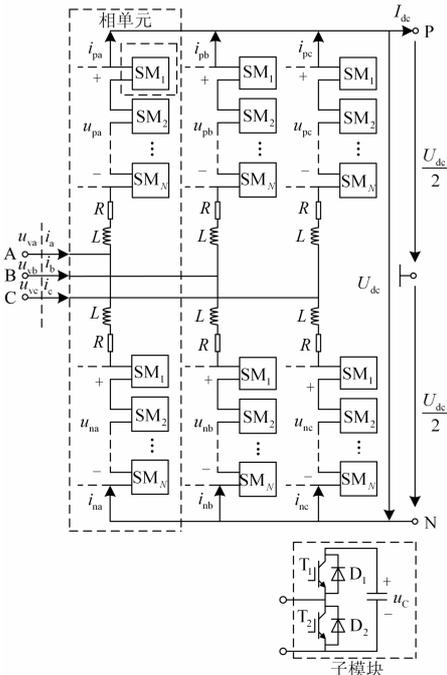


图 1 三相 MMC 拓扑与子模块结构

Fig. 1 Three phase diagram of MMC and submodule configuration

图 1 中 u_{vx} 为 MMC 交流侧输出电压 ($x=a,b,c$, 下同); i_x 为 MMC 交流侧输出电流; u_{px} 、 u_{nx} 分别为上、下桥臂的桥臂输出电压 (其中 p 代表上桥臂, n

代表下桥臂, 下同); i_{px} 、 i_{nx} 分别为上、下桥臂的桥臂电流; U_{dc} 、 I_{dc} 分别为直流侧电压与直流侧电流; R 、 L 分别为桥臂等效损耗电阻与桥臂等效电感。

2 MMC 电容电压波动分析

本文的推导是建立在 MMC 的调制过程中已使用了电容电压的均衡策略, 因此可以认为单个桥臂中每一个子模块电容电压的波动情况均是相同的。

由于 MMC 上、下桥臂参数完全相同, 具有对称性, 可以认为交流电流在上、下桥臂平分; 同样, 由于 MMC 三个相单元的参数完全相同, 相单元对于直流电压 U_{dc} 来说具有相同的阻抗, 因此可以认为直流电流在 3 个相单元中平分^[12]。同时, 由于相单元电压的不平衡, MMC 相单元之间会产生环流, 文献[8]指出 MMC 内部环流仅包含偶次谐波成分, 且以 2 次为负序的环流为主。因此, MMC 的桥臂电压与桥臂电流可以分别表示为

$$\begin{cases} u_{px} = \frac{1}{2}U_{dc} - u_{vx} \\ u_{nx} = \frac{1}{2}U_{dc} + u_{vx} \\ i_{px} = \frac{1}{3}I_{dc} + \frac{1}{2}i_x + i_{2fx} \\ i_{nx} = \frac{1}{3}I_{dc} - \frac{1}{2}i_x + i_{2fx} \end{cases} \quad (1)$$

式中, i_{2fx} 为 MMC 相单元间的 2 次负序谐波环流。本文以 A 相为例对子模块电容电压的波动进行分析, A 相上、下桥臂的开关函数分别为

$$\begin{cases} S_{pa} = \frac{\frac{1}{2}U_{dc} - u_{va_ref}}{U_{dc}} \\ S_{na} = \frac{\frac{1}{2}U_{dc} + u_{va_ref}}{U_{dc}} \end{cases} \quad (2)$$

式中: S_{pa} 、 S_{na} 分别为 A 相上、下桥臂的开关函数; u_{va_ref} 为 A 相交流输出参考电压。

根据式(1)和式(2)可得

$$\begin{cases} C \frac{du_{cpa}}{dt} = S_{pa}i_{pa} = \frac{1}{U_{dc}} \left(\frac{1}{6}U_{dc}I_{dc} + \frac{1}{4}U_{dc}i_a - \frac{1}{3}u_{va_ref}I_{dc} + \right. \\ \quad \left. \frac{1}{2}U_{dc}i_{2fa} - \frac{1}{2}u_{va_ref}i_a - u_{va_ref}i_{2fa} \right) \\ C \frac{du_{cna}}{dt} = S_{na}i_{na} = \frac{1}{U_{dc}} \left(\frac{1}{6}U_{dc}I_{dc} - \frac{1}{4}U_{dc}i_a + \frac{1}{3}u_{va_ref}I_{dc} + \right. \\ \quad \left. \frac{1}{2}U_{dc}i_{2fa} - \frac{1}{2}u_{va_ref}i_a + u_{va_ref}i_{2fa} \right) \end{cases} \quad (3)$$

不妨设

$$\begin{cases} u_{va_ref} = U \cos(\omega t) \\ i_a = I \cos(\omega t + \varphi) \\ i_{2fa} = I_{2f} \cos(2\omega t + \theta) \end{cases} \quad (4)$$

式中: U 为 A 相交流输出参考电压幅值; I 为 A 相交流输出电流幅值; φ 为功率因数角; I_{2f} 为 A 相 2 次谐波环流幅值; θ 为 A 相 2 次谐波环流的初相角。可得

$$\begin{cases} C \frac{du_{cpa}}{dt} = \frac{1}{U_{dc}} \left[\frac{1}{6} U_{dc} I_{dc} - \frac{1}{4} UI \cos \varphi - \frac{1}{3} UI_{dc} \cos(\omega t) + \right. \\ \left. \frac{1}{4} U_{dc} I \cos(\omega t + \varphi) - \frac{1}{2} UI_{2f} \cos(\omega t + \theta) - \right. \\ \left. \frac{1}{4} UI \cos(2\omega t + \varphi) + \frac{1}{2} U_{dc} I_{2f} \cos(2\omega t + \theta) - \right. \\ \left. \frac{1}{2} UI_{2f} \cos(3\omega t + \varphi) \right] \\ C \frac{du_{cna}}{dt} = \frac{1}{U_{dc}} \left[\frac{1}{6} U_{dc} I_{dc} - \frac{1}{4} UI \cos \varphi + \frac{1}{3} UI_{dc} \cos(\omega t) - \right. \\ \left. \frac{1}{4} U_{dc} I \cos(\omega t + \varphi) + \frac{1}{2} UI_{2f} \cos(\omega t + \theta) - \right. \\ \left. \frac{1}{4} UI \cos(2\omega t + \varphi) + \frac{1}{2} U_{dc} I_{2f} \cos(2\omega t + \theta) + \right. \\ \left. \frac{1}{2} UI_{2f} \cos(3\omega t + \varphi) \right] \end{cases} \quad (5)$$

式(5)中, 由于 A 相上、下桥臂交直流侧有功功率的平衡, 即 $U_{dc}I_{dc}/6 - UI\cos\varphi/4 = 0$, 所以不存在直流量。由式(5)可得, A 相上、下桥臂子模块电容电压存在基频波动, 2 倍频波动与 3 倍频波动。子模块电容电压的基频波动与 3 倍频波动是上、下桥臂反相的, 而 2 倍频波动为上、下桥臂同相且与 A 相交流输出电压参考值、交流输出电流、A 相 2 倍频环流与直流电压相关。由于 MMC 运行中, 直流电压为固定值, 交流侧输出电压、输出电流由负载决定, 所以只能通过控制 2 倍频环流来抑制子模块电容电压的 2 倍频波动。根据式(5)可得 A 相子模块电容电压之和随时间变化的表达式为

$$\begin{aligned} \frac{du_{ca}^{\Sigma}}{dt} &= \frac{du_{cpa}^{\Sigma}}{dt} + \frac{du_{cna}^{\Sigma}}{dt} = N \frac{du_{cpa}}{dt} + N \frac{du_{cna}}{dt} = \\ & \frac{1}{CU_{dc}} \left[-\frac{1}{2} NUI \cos(2\omega t + \varphi) + \right. \\ & \left. NU_{dc} I_{2f} \cos(2\omega t + \theta) \right] \end{aligned} \quad (6)$$

式(6)中: u_{ca}^{Σ} 为 A 相子模块电容电压之和; u_{cpa}^{Σ} 为 A 相上桥臂子模块电容电压之和; u_{cna}^{Σ} 为 A 相下桥臂子模块电容电压之和; N 为单个桥臂中的子模块个数。

由式(6)可得, A 相子模块电容电压之和中仅存在 2 倍频波动, 因此, 可以通过抑制每相子模块电容电压之和的 2 倍频波动, 来分别抑制上、下桥臂子模块电容电压之和的 2 倍频波动, 进一步抑制单个子模块电容电压的 2 倍频波动。

3 MMC 电容电压 2 倍频波动的抑制

根据式(2)、式(3)和式(6)可得相单元子模块电容电压之和与直流电压、直流电流、交流输出电压参考值, 交流输出电流及 2 倍频环流之间的关系为

$$\begin{cases} \frac{du_{ca}^{\Sigma}}{dt} = \frac{N}{C} s_{pa} i_{pa} + \frac{N}{C} s_{na} i_{na} = \\ \frac{N}{3C} I_{dc} + \frac{N}{C} i_{2fa} - \frac{N}{CU_{dc}} u_{va_ref} i_a \\ \frac{du_{cb}^{\Sigma}}{dt} = \frac{N}{C} s_{pb} i_{pb} + \frac{N}{C} s_{nb} i_{nb} = \\ \frac{N}{3C} I_{dc} + \frac{N}{C} i_{2fb} - \frac{N}{CU_{dc}} u_{vb_ref} i_b \\ \frac{du_{cc}^{\Sigma}}{dt} = \frac{N}{C} s_{pc} i_{pc} + \frac{N}{C} s_{nc} i_{nc} = \\ \frac{N}{3C} I_{dc} + \frac{N}{C} i_{2fc} - \frac{N}{CU_{dc}} u_{vc_ref} i_c \end{cases} \quad (7)$$

将式(7)表示成矩阵的形式, 可得

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \frac{du_{ca}^{\Sigma}}{dt} \\ \frac{du_{cb}^{\Sigma}}{dt} \\ \frac{du_{cc}^{\Sigma}}{dt} \end{bmatrix} &= -\frac{N}{CU_{dc}} \begin{bmatrix} u_{va_ref} & 0 & 0 \\ 0 & u_{vb_ref} & 0 \\ 0 & 0 & u_{vc_ref} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \\ & \frac{N}{3C} \begin{bmatrix} I_{dc} \\ I_{dc} \\ I_{dc} \end{bmatrix} + \frac{N}{C} \begin{bmatrix} i_{2fa} \\ i_{2fb} \\ i_{2fc} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (8)$$

由式(6)可知, 相单元子模块电容电压之和只含有 2 倍频波动。因此, 可以通过变换矩阵 \mathbf{P} 将式(8)由 abc 静止坐标系变换到 dq0 二倍频负序旋转坐标系中, 变换矩阵 \mathbf{P} 为

$$\mathbf{P} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(2\omega t) & \cos(2\omega t + \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(2\omega t) & -\sin(2\omega t + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(2\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (9)$$

将式(8)的左、右两边分别乘以变换矩阵 \mathbf{P} 可得

$$\begin{bmatrix} \frac{du_{cd}^\Sigma}{dt} \\ \frac{du_{cq}^\Sigma}{dt} \\ \frac{du_{c0}^\Sigma}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 2\omega & 0 \\ -2\omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{cd}^\Sigma \\ u_{cq}^\Sigma \\ u_{c0}^\Sigma \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_{vd} \\ i_{vq} \\ i_{v0} \end{bmatrix} + \frac{N}{3C} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ I_{dc} \end{bmatrix} + \frac{N}{C} \begin{bmatrix} i_{2fd} \\ i_{2fq} \\ i_{2f0} \end{bmatrix} \quad (10)$$

其中

$$\begin{bmatrix} i_{vd} \\ i_{vq} \\ i_{v0} \end{bmatrix} = \mathbf{P} \left\{ \frac{N}{CU_{dc}} \begin{bmatrix} u_{va_ref} & 0 & 0 \\ 0 & u_{vb_ref} & 0 \\ 0 & 0 & u_{vc_ref} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \right\} \quad (11)$$

式(10)中: u_{cd}^Σ 、 u_{cq}^Σ 与 u_{c0}^Σ 分别为相单元电容电压之和的 dq0 轴分量; i_{2fd} 、 i_{2fq} 与 i_{2f0} 分别为 2 倍频环流的 dq0 轴分量; i_{vd} 、 i_{vq} 与 i_{v0} 分别为交流输出电流与开关函数对于相单元电容电压之和共同作用的 dq0 轴分量。式(10)表示了 dq0 旋转坐标系中相单元电容电压之和的动态特性, 其 dq0 轴分量分别为

$$\begin{cases} \frac{du_{cd}^\Sigma}{dt} = 2\omega u_{cq}^\Sigma - i_{vd} + \frac{N}{C} i_{2fd} \\ \frac{du_{cq}^\Sigma}{dt} = -2\omega u_{cd}^\Sigma - i_{vq} + \frac{N}{C} i_{2fq} \\ \frac{du_{c0}^\Sigma}{dt} = -i_{v0} + \frac{N}{3C} I_{dc} + \frac{N}{C} i_{2f0} \end{cases} \quad (12)$$

式(12)中, d、q 轴分量是相互耦合的, 将 i_{vd} 、 i_{vq} 、 i_{v0} 与 $NI_{dc}/3C$ 作为扰动, 并消除 dq 轴分量间的耦合, 可得到相单元电容电压之和控制器的方程, 如式(13)所示。

$$\begin{cases} i_{2fd}^{ref} = (u_{cd}^{\Sigma ref} - u_{cd}^\Sigma) \left(k_p + \frac{1}{k_i s} \right) + \frac{C}{N} (-2\omega u_{cq}^\Sigma + i_{vd}) \\ i_{2fq}^{ref} = (u_{cq}^{\Sigma ref} - u_{cq}^\Sigma) \left(k_p + \frac{1}{k_i s} \right) + \frac{C}{N} (2\omega u_{cd}^\Sigma + i_{vq}) \\ i_{2f0}^{ref} = (u_{c0}^{\Sigma ref} - u_{c0}^\Sigma) \left(k_p + \frac{1}{k_i s} \right) - \frac{1}{3} I_{dc} + \frac{C}{N} i_{v0} \end{cases} \quad (13)$$

式(13)中: $u_{cd}^{\Sigma ref}$ 、 $u_{cq}^{\Sigma ref}$ 与 $u_{c0}^{\Sigma ref}$ 分别为相单元电容电压之和 dq0 轴分量的参考值; 控制器的输出 i_{2fd}^{ref} 、 i_{2fq}^{ref} 与 i_{2f0}^{ref} 分别为 2 倍频环流 dq0 轴分量的参考值; k_p 与 k_i 分别为 PI 调节器的比例积分系数。为了抑制相单元电容电压之和的 2 倍频波动, 需将 $u_{cd}^{\Sigma ref}$ 与 $u_{cq}^{\Sigma ref}$ 分别设置为 0, 而 $u_{c0}^{\Sigma ref}$ 用来控制相单元电容电压之和的零序分量。

为了使 2 倍频环流跟随给定值, 将文献[13]中所设计的环流抑制控制器作为相单元电容电压之和控制器的内环, 并加入控制 2 倍频环流零序分量的环节, 将式(13)的输出作为内环的给定值, 其内环在 dq0 旋转坐标系中的方程如式(14)所示。

$$\begin{bmatrix} u_{2fd} \\ u_{2fq} \\ u_{2f0} \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_{2fd} \\ i_{2fq} \\ i_{2f0} \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{2fd} \\ i_{2fq} \\ i_{2f0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -2\omega L & 0 \\ 2\omega L & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{2fd} \\ i_{2fq} \\ i_{2f0} \end{bmatrix} \quad (14)$$

式(14)中, u_{2fd} 、 u_{2fq} 与 u_{2f0} 分别为 2 倍频环流控制因子的 dq0 轴分量。由式(14)可得内环 2 倍频环流控制器的方程为

$$\begin{cases} u_{2fd}^{ref} = (i_{2fd}^{ref} - i_{2fd}) \cdot \left(k_p' + \frac{1}{k_i' s} \right) - 2\omega L i_{2fq} \\ u_{2fq}^{ref} = (i_{2fq}^{ref} - i_{2fq}) \cdot \left(k_p' + \frac{1}{k_i' s} \right) + 2\omega L i_{2fd} \\ u_{2f0}^{ref} = (i_{2f0}^{ref} - i_{2f0}) \cdot \left(k_p' + \frac{1}{k_i' s} \right) \end{cases} \quad (15)$$

式(15)中, u_{2fd}^{ref} 、 u_{2fq}^{ref} 与 u_{2f0}^{ref} 分别为 2 倍频环流控制因子 dq0 轴分量的参考值。将式(15)由 dq0 旋转坐标系变换至 abc 静止坐标系可得 u_{2fa}^{ref} 、 u_{2fb}^{ref} 与 u_{2fc}^{ref} , 即 abc 三相的 2 倍频环流控制因子。所提出的相单元电容电压之和控制器的控制框图如图 2 所示。

当从每相上、下桥臂的桥臂输出电压中减去对应的环流控制因子后, 则可以起到对 2 倍频环流的控制作用, 从而实现子模块电容电压 2 倍频波动的抑制, 包含相单元电容电压之和控制器的 MMC 整体控制结构如图 3 所示^[14-15]。图 3 中 P^{ref} 、 Q^{ref} 分别为外环功率控制器的有功和无功指令; i_d^{ref} 、 i_q^{ref} 分别为外环功率控制器输出的 d、q 轴电流参考值; u_{px}^{ref} 、 u_{nx}^{ref} 分别为加入了环流控制因子 u_{2fk}^{ref} 后上、下桥臂的

桥臂输出电压参考值, 其经过适合于 MMC 的调制策略生成相应的触发脉冲, 进而控制各个子模块的投入与切除。

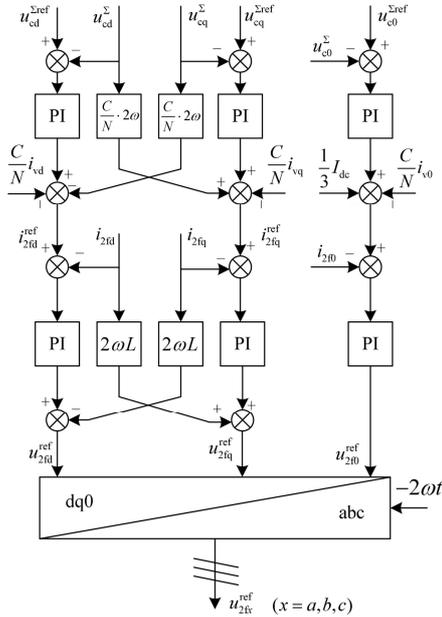


图 2 相单元电容电压之和控制器的控制框图

Fig. 2 Block diagram of phase capacitor voltages controller

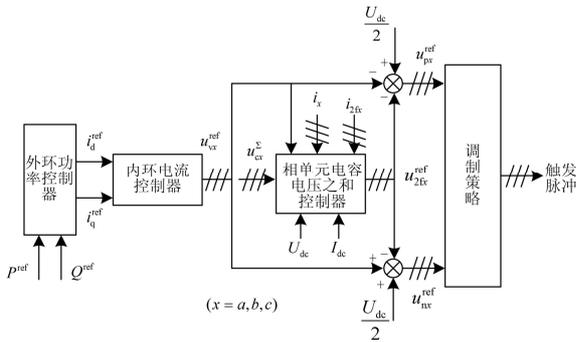


图 3 包含相单元电容电压之和控制器的 MMC 整体控制框图

Fig. 3 Total control diagram of MMC with phase capacitor voltages controller

4 仿真验证

为了验证本文所提出的相单元电容电压之和控制器对于子模块电容电压 2 倍频波动的抑制效果, 通过 Matlab/Simulink 搭建了单个桥臂 10 个子模块的 MMC 仿真平台。系统参数如下: 单个桥臂中子模块个数 N 为 10; 直流母线电压 U_{dc} 为 ± 100 kV; 子模块电容 C 为 4 mF; 桥臂串联电感 L 为 3 mH; 桥臂等效电阻 R 为 0.1 Ω ; 子模块电容初始电压为

20 kV。交流侧采用 Y0,d 接法的变压器, 其变比为 200 kV/100 kV。换流器采用文献[16]中提出的最近电平逼近调制策略与电容电压均衡控制策略, 并向电网发出 180 MW 的有功功率。相单元电容电压控制器在 0.5 s 时投入工作, 其仿真结果见图 4。

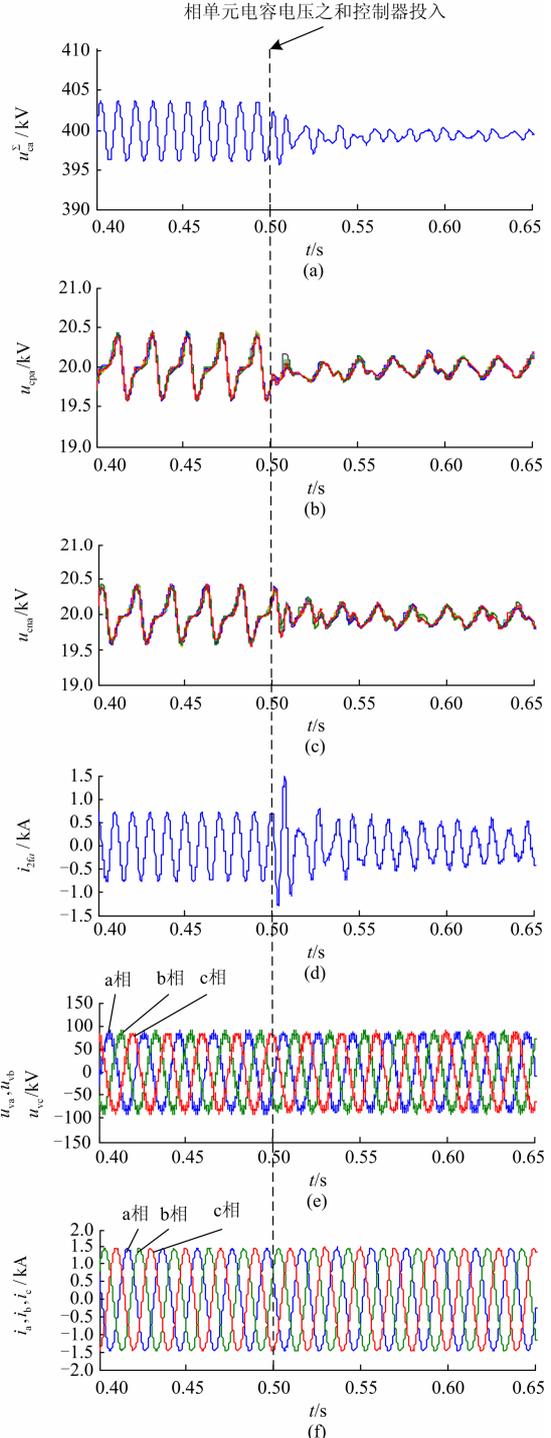


图 4 子模块电容电压二倍频波动抑制过程

Fig. 4 Sub-modules capacitance voltage double frequency wave suppression mechanisms

由图 4(a)可见 A 相子模块电容电压之和 u_{ca} 中含有明显的 2 倍频波动, 在 0.5 s 以前, 由于相单元电容电压之和控制器没有投入工作, 相单元电容电压之和 2 倍频波动的峰峰值达到 8 kV, 而在 0.5 s 相单元电容电压之和控制器工作后, 2 倍频波动的峰峰值下降至 1 kV, 仅为原来的 12.5%, 可见该附加的相单元电容电压之和控制器对 2 倍频波动的抑制效果是比较明显的。图 4(b)和图 4(c)分别为 A 相上、下桥臂 10 个子模块的电容电压波形, 在加入相单元电容电压之和控制器后, 由于子模块电容电压中的 2 倍频波动被有效抑制, 使得子模块电容电压的波动程度明显降低, 波动的峰峰值由 0.8 kV 下降至 0.3 kV, 波动的幅值减少了约 62.5%。图 4(d)为 A 相的 2 倍频环流 i_{2fa} , 在 0.5 s 之前, 2 倍频环流的峰峰值达到 1.6 kA, 在经过短暂的暂态过程后, 相单元电容电压之和控制器的投入使环流的峰峰值下降为 0.8 kA, 但由于相单元电容电压之和控制器是通过控制环流来抑制电容电压的 2 倍频波动的, 所以无法将 2 倍频环流抑制为 0。从图 4(e)和图 4(f)中 MMC 的交流侧输出电压 u_{vx} 与输出电流 i_x 的波形可以看出, 相单元电容电压之和控制器投入前后, 交流侧输出电压的总谐波畸变率(THD)从 8.59% 下降到 7.97%, 这主要是因为相单元电容电压之和控制器的作用有效降低了子模块电容电压的波动, 使得输出的交流电压波形得到了改善, 而交流输出电流的波形并没有明显的改变。

图 5(a)与图 5(b)分别为相单元电容电压之和控制器投入前后, A 相上桥臂单个子模块的电容电压经过快速傅里叶分析(FFT)所得的频谱图。如图 5(a)和图 5(b)所示, 子模块电容电压的 2 倍频波动被有效抑制, 总谐波畸变率(THD)由 70.11% 下降为 19.14%, 而且由于对 2 倍频波动的抑制作用, 使得

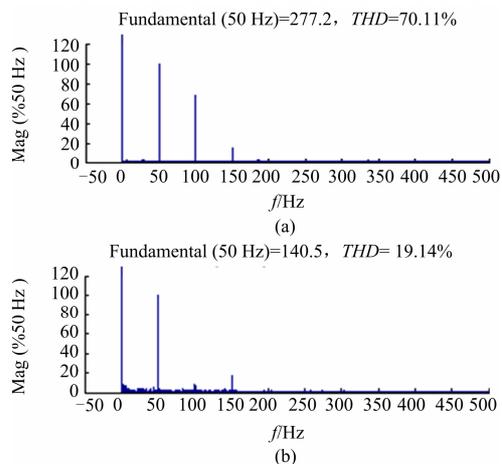


图 5 子模块电容电压的快速傅里叶分析
Fig. 5 FFT analysis of capacitor voltage

基频波动的幅值从 0.28 kV 减少为 0.14 kV, 从而更进一步抑制了子模块电容电压的波动。

5 结论

本文针对当前关于抑制 MMC 直流电容电压波动的研究较少被涉及, 提出了用于抑制直流电容电压 2 倍频波动的控制策略, 并设计了相应的附加控制器, 有效地抑制了电容电压的 2 倍频波动, 改善了 MMC 的交流侧输出电压波形。仿真结果证明所设计的相单元电容电压之和控制器可以在不增大子模块电容值的前提下, 将子模块电容电压中的 2 倍频波动抑制到很低的水平, 而且在一定程度上减小了相间的 2 倍频环流, 从而更加有利于 MMC 换流器的稳定运行。

参考文献

- [1] 李庚银, 吕鹏飞, 李广凯, 等. 轻型高压直流输电的发展和展望[J]. 电力系统自动化, 2003, 27(4): 1-5.
- [2] 屠卿瑞, 徐政, 姚为正. 模块化多电平型直流输电电平数选择研究[J]. 电力系统保护与控制, 2010, 38(20): 33-38.
- [3] 屠卿瑞, 徐政, 郑翔, 等. 一种优化的模块化多电平换流器电压均衡控制方法[J]. 电工技术学报, 2011, 26(5): 15-20.
- [4] 屠卿瑞, 徐政, 姚为正. 模块化多电平型直流输电电平数选择研究[J]. 电力系统保护与控制, 2010, 38(20): 33-38.
- [5] 屠卿瑞, 徐政, 姚为正. 模块化多电平型直流输电电平数选择研究[J]. 电力系统保护与控制, 2010, 38(20): 33-38.
- [6] 屠卿瑞, 徐政, 姚为正. 模块化多电平型直流输电电平数选择研究[J]. 电力系统保护与控制, 2010, 38(20): 33-38.
- [7] 屠卿瑞, 徐政, 姚为正. 模块化多电平型直流输电电平数选择研究[J]. 电力系统保护与控制, 2010, 38(20): 33-38.
- [8] 屠卿瑞, 徐政, 姚为正. 模块化多电平型直流输电电平数选择研究[J]. 电力系统保护与控制, 2010, 38(20): 33-38.
- [9] 屠卿瑞, 徐政, 姚为正. 模块化多电平型直流输电电平数选择研究[J]. 电力系统保护与控制, 2010, 38(20): 33-38.
- [10] 屠卿瑞, 徐政, 姚为正. 模块化多电平型直流输电电平数选择研究[J]. 电力系统保护与控制, 2010, 38(20): 33-38.
- [11] 屠卿瑞, 徐政, 姚为正. 模块化多电平型直流输电电平数选择研究[J]. 电力系统保护与控制, 2010, 38(20): 33-38.
- [12] 屠卿瑞, 徐政, 姚为正. 模块化多电平型直流输电电平数选择研究[J]. 电力系统保护与控制, 2010, 38(20): 33-38.
- [13] 屠卿瑞, 徐政, 姚为正. 模块化多电平型直流输电电平数选择研究[J]. 电力系统保护与控制, 2010, 38(20): 33-38.
- [14] 屠卿瑞, 徐政, 姚为正. 模块化多电平型直流输电电平数选择研究[J]. 电力系统保护与控制, 2010, 38(20): 33-38.
- [15] 屠卿瑞, 徐政, 姚为正. 模块化多电平型直流输电电平数选择研究[J]. 电力系统保护与控制, 2010, 38(20): 33-38.
- [16] 屠卿瑞, 徐政, 姚为正. 模块化多电平型直流输电电平数选择研究[J]. 电力系统保护与控制, 2010, 38(20): 33-38.
- [17] 屠卿瑞, 徐政, 姚为正. 模块化多电平型直流输电电平数选择研究[J]. 电力系统保护与控制, 2010, 38(20): 33-38.
- [18] 屠卿瑞, 徐政, 姚为正. 模块化多电平型直流输电电平数选择研究[J]. 电力系统保护与控制, 2010, 38(20): 33-38.
- [19] 屠卿瑞, 徐政, 姚为正. 模块化多电平型直流输电电平数选择研究[J]. 电力系统保护与控制, 2010, 38(20): 33-38.
- [20] 屠卿瑞, 徐政, 姚为正. 模块化多电平型直流输电电平数选择研究[J]. 电力系统保护与控制, 2010, 38(20): 33-38.
- [21] 屠卿瑞, 徐政, 姚为正. 模块化多电平型直流输电电平数选择研究[J]. 电力系统保护与控制, 2010, 38(20): 33-38.
- [22] 屠卿瑞, 徐政, 姚为正. 模块化多电平型直流输电电平数选择研究[J]. 电力系统保护与控制, 2010, 38(20): 33-38.
- [23] 屠卿瑞, 徐政, 姚为正. 模块化多电平型直流输电电平数选择研究[J]. 电力系统保护与控制, 2010, 38(20): 33-38.
- [24] 屠卿瑞, 徐政, 姚为正. 模块化多电平型直流输电电平数选择研究[J]. 电力系统保护与控制, 2010, 38(20): 33-38.
- [25] 屠卿瑞, 徐政, 姚为正. 模块化多电平型直流输电电平数选择研究[J]. 电力系统保护与控制, 2010, 38(20): 33-38.
- [26] 屠卿瑞, 徐政, 姚为正. 模块化多电平型直流输电电平数选择研究[J]. 电力系统保护与控制, 2010, 38(20): 33-38.
- [27] 屠卿瑞, 徐政, 姚为正. 模块化多电平型直流输电电平数选择研究[J]. 电力系统保护与控制, 2010, 38(20): 33-38.
- [28] 屠卿瑞, 徐政, 姚为正. 模块化多电平型直流输电电平数选择研究[J]. 电力系统保护与控制, 2010, 38(20): 33-38.
- [29] 屠卿瑞, 徐政, 姚为正. 模块化多电平型直流输电电平数选择研究[J]. 电力系统保护与控制, 2010, 38(20): 33-38.
- [30] 屠卿瑞, 徐政, 姚为正. 模块化多电平型直流输电电平数选择研究[J]. 电力系统保护与控制, 2010, 38(20): 33-38.
- [31] 屠卿瑞, 徐政, 姚为正. 模块化多电平型直流输电电平数选择研究[J]. 电力系统保护与控制, 2010, 38(20): 33-38.
- [32] 屠卿瑞, 徐政, 姚为正. 模块化多电平型直流输电电平数选择研究[J]. 电力系统保护与控制, 2010, 38(20): 33-38.
- [33] 屠卿瑞, 徐政, 姚为正. 模块化多电平型直流输电电平数选择研究[J]. 电力系统保护与控制, 2010, 38(20): 33-38.
- [34] 屠卿瑞, 徐政, 姚为正. 模块化多电平型直流输电电平数选择研究[J]. 电力系统保护与控制, 2010, 38(20): 33-38.
- [35] 屠卿瑞, 徐政, 姚为正. 模块化多电平型直流输电电平数选择研究[J]. 电力系统保护与控制, 2010, 38(20): 33-38.
- [36] 屠卿瑞, 徐政, 姚为正. 模块化多电平型直流输电电平数选择研究[J]. 电力系统保护与控制, 2010, 38(20): 33-38.
- [37] 屠卿瑞, 徐政, 姚为正. 模块化多电平型直流输电电平数选择研究[J]. 电力系统保护与控制, 2010, 38(20): 33-38.
- [38] 屠卿瑞, 徐政, 姚为正. 模块化多电平型直流输电电平数选择研究[J]. 电力系统保护与控制, 2010, 38(20): 33-38.
- [39] 屠卿瑞, 徐政, 姚为正. 模块化多电平型直流输电电平数选择研究[J]. 电力系统保护与控制, 2010, 38(20): 33-38.
- [40] 屠卿瑞, 徐政, 姚为正. 模块化多电平型直流输电电平数选择研究[J]. 电力系统保护与控制, 2010, 38(20): 33-38.
- [41] 屠卿瑞, 徐政, 姚为正. 模块化多电平型直流输电电平数选择研究[J]. 电力系统保护与控制, 2010, 38(20): 33-38.
- [42] 屠卿瑞, 徐政, 姚为正. 模块化多电平型直流输电电平数选择研究[J]. 电力系统保护与控制, 2010, 38(20): 33-38.
- [43] 屠卿瑞, 徐政, 姚为正. 模块化多电平型直流输电电平数选择研究[J]. 电力系统保护与控制, 2010, 38(20): 33-38.
- [44] 屠卿瑞, 徐政, 姚为正. 模块化多电平型直流输电电平数选择研究[J]. 电力系统保护与控制, 2010, 38(20): 33-38.
- [45] 屠卿瑞, 徐政, 姚为正. 模块化多电平型直流输电电平数选择研究[J]. 电力系统保护与控制, 2010, 38(20): 33-38.
- [46] 屠卿瑞, 徐政, 姚为正. 模块化多电平型直流输电电平数选择研究[J]. 电力系统保护与控制, 2010, 38(20): 33-38.
- [47] 屠卿瑞, 徐政, 姚为正. 模块化多电平型直流输电电平数选择研究[J]. 电力系统保护与控制, 2010, 38(20): 33-38.
- [48] 屠卿瑞, 徐政, 姚为正. 模块化多电平型直流输电电平数选择研究[J]. 电力系统保护与控制, 2010, 38(20): 33-38.
- [49] 屠卿瑞, 徐政, 姚为正. 模块化多电平型直流输电电平数选择研究[J]. 电力系统保护与控制, 2010, 38(20): 33-38.
- [50] 屠卿瑞, 徐政, 姚为正. 模块化多电平型直流输电电平数选择研究[J]. 电力系统保护与控制, 2010, 38(20): 33-38.

- IEEE Power Electronics Specialists Conference, June 15-19, 2008, Rhodes, Greece: 154-161.
- [6] 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.
- LI Xiao-qian, SONG Qiang, LIU Wen-hua, et al. Capacitor voltage balancing control using carrier phase-shift modulation of modular multilevel converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(9): 49-55.
- [7] 杨晓峰, 王晓鹏, 范文宝, 等. 模块组合多电平换流器的环流模型[J]. 电工技术学报, 2011, 26(5): 21-27.
- YANG Xiao-feng, WANG Xiao-peng, FAN Wen-bao, et al. Circulating current model of modular multilevel converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 26(5): 21-27.
- [8] 周月宾, 江道灼, 郭捷, 等. 模块化多电平换流器子模块电容电压波动与内部环流分析[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(24): 8-14.
- ZHOU Yue-bin, JIANG Dao-zhuo, GUO Jie, et al. Analysis of sub-module capacitor voltage ripples and circulating currents in modular multilevel converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(24): 8-14.
- [9] SONG Qiang, LIU Wen-hua, LI Xiao-qian, et al. A steady-state analysis method for a modular multilevel converter[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2013, 28(8): 3702-3713.
- [10] 管敏渊, 徐政. 模块化多电平换流器型直流输电的建模与控制[J]. 电力系统自动化, 2010, 34(19): 64-68.
- GUAN Min-yuan, XU Zheng. Modeling and control of modular multilevel converter in HVDC transmission[J]. Automation of Electric Power Systems, 2010, 34(19): 64-68.
- [11] 孙世杰, 田杰. 适合 MMC 型直流输电的灵活逼近调制策略[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(28): 62-67.
- SUN Shi-jie, TIAN Jie. Flexible approach modulation strategy for HVDC based on modular multilevel converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(28): 62-67.
- [12] 屠卿瑞, 徐政, 郑翔, 等. 模块多电平换流器直流输电内部环流机理分析[J]. 高电压技术, 2010, 36(2): 547-552.
- TU Qing-rui, XU Zheng, ZHENG Xiang, et al. Mechanism analysis on the circulating current in modular multilevel converter based HVDC[J]. High Voltage Engineering, 2010, 36(2): 547-552.
- [13] 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 Qing-rui, XU Zheng, GUAN Min-yuan, et al. Design of circulating current suppressing controllers for modular multilevel converter[J]. Automation of Electric Power Systems, 2010, 34(18): 57-61.
- [14] 姚为正, 邓洋纯, 易映萍, 等. 基于 dq0 同步坐标的柔性直流输电控制策略及仿真研究[J]. 电力系统保护与控制, 2009, 37(22): 71-76.
- YAO Wei-zheng, DENG Xiang-chun, YI Ying-ping, et al. Research on modeling and simulation of VSC-HVDC based on dq0 synchronous coordinate[J]. Power System Protection and Control, 2009, 37(22): 71-76.
- [15] 杨硕, 张卫星, 李德泉. 基于电压补偿的 VSC-HVDC 系统的不平衡控制[J]. 电力系统保护与控制, 2012, 40(12): 35-40.
- YANG Shuo, ZHANG Wei-xing, LI De-quan. Unbalanced control strategy based on negative voltage compensation for VSC-HVDC system[J]. Power System Protection and Control, 2012, 40(12): 35-40.
- [16] 管敏渊, 徐政, 屠卿瑞, 等. 模块化多电平换流器型直流输电的调制策略[J]. 电力系统自动化, 2010, 34(2): 48-52.
- GUAN Min-yuan, XU Zheng, TU Qing-rui, et al. Nearest level modulation for modular multilevel converters in HVDC transmission[J]. Automation of Electric Power Systems, 2010, 34(2): 48-52.

收稿日期: 2013-06-14; 修回日期: 2013-07-24

作者简介:

高航(1989-), 男, 硕士研究生, 研究方向为柔性直流输电系统; E-mail: popinhang@126.com

苏建徽(1963-), 男, 教授, 博士生导师, 研究方向为太阳能发电技术、电力变换技术等。