

# MMC 功率运行区域分析及环流切换控制策略

林环城, 王志新

(上海交通大学 电子信息与电气工程学院, 上海 200240)

**摘要:**通过对模块化多电平换流器(MMC)动态特性和控制机理的分析,提出基于系统容量、电容电压波动阈值以及最大瞬时调制比的功率运行区域确定方法,并通过该方法对环流抑制和环流注入控制策略在不同子模块电容配置下的功率运行区域进行了比较分析。该方法可以优化子模块电容参数选取,避免过度冗余设计。此外,提出基于电压预测的环流控制器,使在不同工作点下可根据分析结果直接进行最优环流控制模式切换。对某单一桥臂子模块数为20的MMC系统进行仿真研究,结果验证了所提功率运行区域分析方法及其环流切换控制策略的正确性和有效性。

**关键词:**模块化多电平换流器;环流控制;功率运行区域;电容均压

**中图分类号:**TM 46

**文献标识码:**A

**DOI:**10.16081/j.issn.1006-6047.2018.08.005

## 0 引言

模块化多电平换流器 MMC (Modular Multilevel Converter) 作为在电压源型高压直流输电 VSC-HVDC (Voltage-Source Converter High Voltage Direct Current) 系统应用中极具吸引力的新型拓扑结构,具有诸多优良特性,如无需额外滤波器、运行效率高、可灵活调节无功以及具有黑启动能力等<sup>[1-3]</sup>。针对 MMC 的基本结构、运行特性、控制策略以及调制方法等,国内外学者已开展深入研究并取得了诸多有价值的学术成果和应用成果<sup>[4-11]</sup>。此外,围绕 MMC 高效建模、环流抑制、子模块电容均压控制及冗余子模块配置等方面,也开展了广泛的研究工作<sup>[12-17]</sup>。

MMC 的功率运行区域主要受变压器容量、直流侧母线容量、电容电压波动阈值以及系统调制比限制。由于 MMC 的输出相电压由上、下桥臂电压的差值决定,因而子模块电容电压波动将影响其瞬时输出的相电压幅值。同时,电容电压波动会造成直流母线电压波动,在系统调制比受限的情况下,不同的电容电压波动特性会改变 MMC 可运行区域的功率极限。MMC 的内部环流决定了桥臂间的能量流动,从而影响电容电压波动特性,因此采用不同的环流控制策略将显著影响 MMC 的功率极限。已有 MMC 环流控制策略中通常采用环流抑制的手段<sup>[14-15]</sup>,即通过抑制环流中的负序二倍频分量来平衡 MMC 交直流侧的能量流动,从而达到减小子模块电容电压波动的目的。此外,文献[18]提出了环流注入控制策略,基于瞬时功率守恒原理向桥臂中注入二倍频环流,减小桥臂整体能量的波动,从而进一步减小子模块电容电压波动。

已有研究中对 MMC 功率运行区域的关注较少。文献[19]研究了交流系统短路比对 MMC 功率运行区域的影响,但并未考虑 MMC 自身参数及采用的环流控制策略的影响。文献[20]研究了不同环流控制模式下 MMC 的功率极限,表明注入二倍频环流可减小子模块电容电压波动,从而增大 MMC 的功率运行区域,然而该文仅考虑了子模块电容电压波动这一限制条件,未深入分析由二倍频环流引入的上下桥臂共模电压对输出特性造成的影响,得出的结论具有局限性。此外,通过切换不同的环流控制策略,可以优化 MMC 的功率运行区域,增大可行工作点的范围,然而切换工作点的选取原则仍需根据功率运行区域的分析结果进一步明确。

针对已有研究的不足,本文研究环流抑制和环流注入控制策略对 MMC 功率运行区域的影响,通过分析 MMC 的动态特性和控制机理,提出基于系统容量、电容电压波动阈值以及瞬时最大调制比的功率运行区域边界判据。通过分析不同环流控制策略对子模块电容电压波动、桥臂共模电压以及瞬时调制比的耦合影响,进而确定不同工作点下的最优环流控制策略,为环流控制模式切换的工作点选取提供依据。此外,基于模型预测控制原理设计了电压预测环流控制器,使所设计的环流控制器满足交直流分量灵活切换控制的需求。最后,结合某单一桥臂子模块数为20的MMC系统,仿真研究了2种环流控制策略在不同子模块电容参数配置下的功率运行区域,并验证了所述功率运行区域分析方法的正确性和有效性。

## 1 MMC 运行机理分析

### 1.1 MMC 数学模型

图1为本文研究所采用的 MMC 系统框图,其中每相由上、下2个桥臂组成,每个桥臂包含  $N$  个半桥型级联子模块和1个桥臂电感  $L_b$ 。图中,  $U_{dc}$  为直流

收稿日期:2017-07-25;修回日期:2018-06-07

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51377105)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China(51377105)

母线电压;  $u_{\text{sabc}}$ 、 $u_{\text{gabc}}$  分别为交流侧相电压和网侧相电压;  $C$  为子模块电容;  $U_c$  为子模块电容电压;  $R$  和  $L$  分别为交流侧线路的电阻和电感参数;  $L_{\text{AC}}$  为交流系统电感。

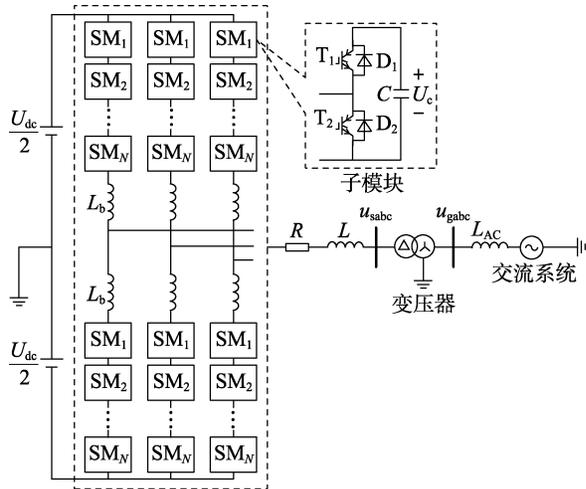


图 1 MMC 系统框图

Fig.1 Block diagram of MMC system

由于图 1 所示 MMC 系统具有三相对称特性,因此可建立如图 2 所示的单相等效电路对任一相进行分析,分析结果可推广至其余两相。

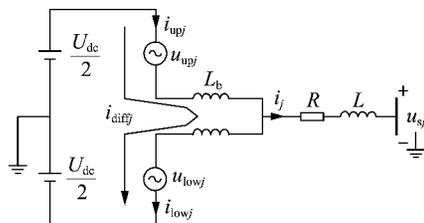


图 2 MMC 单相等效电路

Fig.2 Single-phase equivalent circuit of MMC

MMC 上、下桥臂的电流可表示为:

$$i_{\text{up}j} = \frac{1}{2}i_j + i_{\text{diff}j}, \quad i_{\text{low}j} = -\frac{1}{2}i_j + i_{\text{diff}j} \quad (1)$$

$$i_{\text{diff}j} = \frac{i_{\text{dc}}}{3} + i_{zj} \quad (2)$$

其中,下标  $j=a,b,c$  表示对应的相序;下标 up 和 low 分别表示上、下桥臂;  $i_j$  为相电流;  $i_{\text{diff}j}$  为桥臂内部电流,包含直流分量  $i_{\text{dc}}/3$  和环流分量  $i_{zj}$ 。

MMC 的外部动态特性方程可表示为:

$$e_j = \frac{u_{\text{low}j} - u_{\text{up}j}}{2} = Ri_j + L' \frac{di_j}{dt} + u_{sj} \quad (3)$$

其中,  $e_j$  为 MMC 内部电动势;  $u_{sj}$  为交流侧电压; 等效电感  $L' = L + L_b/2$ 。

MMC 的内部电压动态特性方程为:

$$U_{\text{dc}} - u_{\text{low}j} - u_{\text{up}j} = 2L_b \frac{di_{\text{diff}j}}{dt} \quad (4)$$

## 1.2 MMC 桥臂能量机理分析

联立式(3)和式(4),可解得 MMC 上、下桥臂的电压如下:

$$u_{\text{up}j} = \frac{U_{\text{dc}}}{2} - e_j - u_{\text{diff}j} \quad (5)$$

$$u_{\text{low}j} = \frac{U_{\text{dc}}}{2} + e_j - u_{\text{diff}j} \quad (6)$$

$$u_{\text{diff}j} = L_b \frac{di_{\text{diff}j}}{dt} \quad (7)$$

其中,  $u_{\text{diff}j}$  为桥臂内部电流在电感上的压降。

根据桥臂电流和桥臂电压,可求得流入各个桥臂能量的瞬时功率,再作进一步积分,即可得到各个桥臂总能量,其求解公式如下:

$$E_{\text{up}j} = E_0 + \int i_{\text{up}j} u_{\text{up}j} dt \quad (8)$$

$$E_{\text{low}j} = E_0 + \int i_{\text{low}j} u_{\text{low}j} dt \quad (9)$$

$$E_0 = \frac{N}{2} CU_{\text{cref}}^2 \quad (10)$$

其中,  $E_0$  为各桥臂能量的初始值;  $U_{\text{cref}}$  为子模块电容电压的参考值。

为了简化分析,假定理想情况下各个子模块的电容电压被良好均衡,即桥臂的总能量被平均分配至各子模块电容上,由此可得各桥臂子模块电容电压的瞬时平均值为:

$$U_{\text{cup}j} = \sqrt{\frac{2E_{\text{up}j}}{NC}}, \quad U_{\text{clow}j} = \sqrt{\frac{2E_{\text{low}j}}{NC}} \quad (11)$$

根据式(11)的计算结果,可由上下桥臂波动系数的最大值作为该相子模块电容电压波动系数如下:

$$\Delta U_c = \max \left( \left| \frac{U_{\text{cup}j} - U_{\text{cref}}}{U_{\text{cref}}} \right|, \left| \frac{U_{\text{clow}j} - U_{\text{cref}}}{U_{\text{cref}}} \right| \right) \quad (12)$$

## 1.3 环流控制机理分析

若 MMC  $j$  相稳态输出相电压和相电流分别记为  $e_j = U \sin(\omega t)$ 、 $i_j = I \sin(\omega t + \varphi)$ ,则该相桥臂总能量的输入功率为:

$$P_{sj} = i_{\text{up}j} u_{\text{up}j} + i_{\text{low}j} u_{\text{low}j} = U_{\text{dc}} i_{\text{diff}j} - e_j i_j = U_{\text{dc}} i_{\text{diff}j} - \frac{1}{2} UI \cos \varphi + \frac{1}{2} UI \cos(2\omega t + \varphi) \quad (13)$$

式(13)第 3 个等号右侧第 3 项为二倍频分量,在一个周期内的积分为 0。通常采用的环流注入控制策略将  $P_{sj}$  的直流分量控制为 0,不考虑二倍频分量,使得桥臂总能量在一个周期内守恒。因此,采用环流抑制时,稳态时桥臂内部电流可计算如下:

$$i_{\text{diff}j} = \frac{UI \cos \varphi}{2U_{\text{dc}}} = \frac{P}{3U_{\text{dc}}} \quad (14)$$

其中,  $P$  为有功功率。

采用式(14)进行环流控制时,桥臂总能量中包含二倍频波动,使得电容电压波动并非最小。文献[18]根据瞬时功率守恒原理,提出二倍频环流注入的控制方法,使得式(13)中总功率的瞬时值为 0,从而消除桥臂总能量的二倍频波动,使得电容电压波动进一步减小。此时桥臂内部电流为:

$$i_{\text{diff}} = \frac{e_j i_j}{U_{\text{dc}}} = \frac{UI[\cos\varphi - \cos(2\omega t + \varphi)]}{2U_{\text{dc}}} \quad (15)$$

从式(14)、(15)可以看出:环流抑制模式下桥臂内部电流仅包含直流分量,因而稳态时共模电压  $u_{\text{diff}} = 0$ ;而采用环流注入时,MMC 上下桥臂将产生二倍频共模电压  $u_{\text{diff}}$ 。

#### 1.4 瞬时调制比计算

由于 MMC 运行时子模块电容电压会产生周期性波动,导致其可输出的相电压在各电平处的幅值并非恒定不变的,而是在所在电平处也发生周期性波动,且波动幅度根据工作点的不同而发生变化。由此定义 MMC 上、下桥臂电压的瞬时调制比分别为  $k_{\text{upj}}$ 、 $k_{\text{lowj}}$ ,又根据电容电压的瞬时值,可得到如下关系式:

$$k_{\text{upj}} = \frac{u_{\text{upj}}}{NU_{\text{cupj}}}, \quad k_{\text{lowj}} = \frac{u_{\text{lowj}}}{NU_{\text{clowj}}} \quad (16)$$

$$k_j = \max(k_{\text{upj}}, k_{\text{lowj}}) \quad (17)$$

其中,  $u_{\text{upj}}$ 、 $u_{\text{lowj}}$  分别根据式(5)、式(6)计算得到;  $k_j$  为对应工作点下调制比的最大值。

#### 1.5 功率运行区域边界条件

MMC 的功率运行区域受子模块电容电压波动阈值、最大调制比以及系统容量限制。稳态时 MMC 的子模块电容电压波动会随着运行容量的增大而增大,而当电容电压波动过大时,除了会影响输出相电压的特性,还会造成直流母线电压纹波增大,因而需将子模块电容电压波动限制在合适的范围内。同时,为保证变流器工作于线性调制区,MMC 的电压调制比通常应小于 1,当调制比选取过大时系统无法输出对应的电压,将使系统产生振荡甚至无法保持稳定。此外,在确定的电压等级下,变流器及输电线路的载流能力受到限制,可通过额定容量表征这一限制条件。

通过上述分析,建立 MMC 功率运行区域边界条件如下:

$$\begin{cases} P^2 + Q^2 \leq S_N^2 \\ \Delta U_c \leq \Delta U_{\text{cmax}} \\ 0 \leq k_j \leq k_{\text{max}} \end{cases} \quad (18)$$

其中,  $S_N$  为系统的额定容量;  $\Delta U_{\text{cmax}}$  为子模块电容电压允许波动阈值;  $k_{\text{max}}$  为系统最大调制比。

## 2 基于电压预测的环流控制器

根据前述分析,可以确定不同环流控制模式的功率运行区域,通过在不同工作点下进行环流控制模式切换,可以优化功率运行区域使之达到最大。由于不同环流控制模式下需分别将环流控制为直流分量和二倍频交流分量,为此本文基于模型预测控制原理,设计了电压预测环流控制器,使得系统可在不同环流控制模式下直接灵活切换,避免传统比例积分 PI (Proportional Integral) 控制需要坐标变换且参数整定复杂等问题。

通过式(7)可知,控制上下桥臂的共模电压可以控制桥臂内部电流,进而控制环流。在当前采样周期下,根据式(14)或(15)计算得到桥臂内部电流的参考值后,若希望桥臂内部电流严格参考其值,则可预测得到  $t+T_s$  时刻该相上下桥臂共模电压最优值  $u_{\text{diff}}^*$  为:

$$u_{\text{diff}}^* = L_b \frac{i_{\text{diff}}^*(t+T_s) - i_{\text{diff}}(t)}{T_s} \quad (19)$$

其中,  $i_{\text{diff}}^*(t+T_s)$  为桥臂内部电流参考值;  $i_{\text{diff}}(t)$  为当前时刻桥臂内部电流的采样值;  $T_s$  为采样周期。

若外部采用传统双闭环 PI 控制,在当前时刻计算得到的输出相电压参考值为  $e_j^*$ ,则根据式(5)、(6)可以得到对应的上、下桥臂电压参考值分别为:

$$u_{\text{upj}}^* = \frac{U_{\text{dc}}}{2} - e_j^* - u_{\text{diff}}^* \quad (20)$$

$$u_{\text{lowj}}^* = \frac{U_{\text{dc}}}{2} + e_j^* - u_{\text{diff}}^* \quad (21)$$

若子模块电容电压被良好均衡,则  $t+T_s$  时刻该相上、下桥臂需开通子模块的数量分别为:

$$N_{\text{upj}}^* = \left\lceil \frac{u_{\text{upj}}^*}{\bar{U}_{\text{cupj}}(t)} \right\rceil, \quad N_{\text{lowj}}^* = \left\lceil \frac{u_{\text{lowj}}^*}{\bar{U}_{\text{clowj}}(t)} \right\rceil \quad (22)$$

其中,  $\bar{U}_{\text{cupj}}$ 、 $\bar{U}_{\text{clowj}}$  分别为上、下桥臂子模块电容电压的平均值;  $\lceil \cdot \rceil$  表示取整运算。在确定上、下桥臂需开通的子模块数量后,结合已有的子模块电容电压排序算法,根据排序结果即可给出各个子模块的触发信号,完成控制运行。

图 3 为采用本文环流控制策略的完整 MMC 控制框图。其中,上标 \* 表示参考值给定;  $i_d$ 、 $i_q$  为  $dq$  坐标系下的相电流分量;  $u_{sd}$ 、 $u_{sq}$  为  $dq$  坐标系下的相电压分量;  $U_{cji}$  为各子模块电容电压。采用电压预测控制可以避免传统电流预测控制需建立代价方程并多次比较计算的弊端,简化控制过程,并满足环流交流直流量分的灵活切换控制。

## 3 算例分析

根据前述分析,本文以图 1 所示的 MMC 系统为

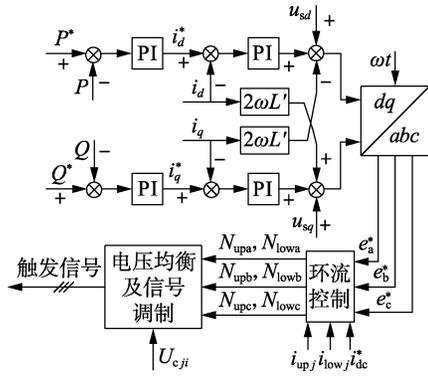


图 3 MMC 控制框图

Fig.3 Control diagram of MMC

例,通过在 MATLAB/Simulink 系统搭建 MMC 电磁暂态详细仿真模型,结合仿真结果和数值计算分析,对不同环流注入模式下的功率运行区域进行了分析研究。系统额定容量  $S_N = 20 \text{ MV} \cdot \text{A}$ ,子模块电容电压允许波动阈值  $\Delta U_{c\max} = 10\%$ ,系统最大调制比  $k_{\max} = 0.95$ ,交流侧线电压有效值  $U_s = 10 \text{ kV}$ ,直流电压  $U_{dc} = 20 \text{ kV}$ ,采样频率  $f_s = 10 \text{ kHz}$ ,桥臂子模块数  $N = 20$ ,变压器变比为  $10 \text{ kV}/35 \text{ kV}$ ,子模块电容电压  $U_c = 1 \text{ kV}$ ,桥臂电感  $L_b = 15 \text{ mH}$ ,交流侧电感  $L = 10 \text{ mH}$ ,交流侧电阻  $R = 0.1 \Omega$ 。

### 3.1 功率运行区域分析

图 4 为采用传统环流抑制控制策略时,MMC 系

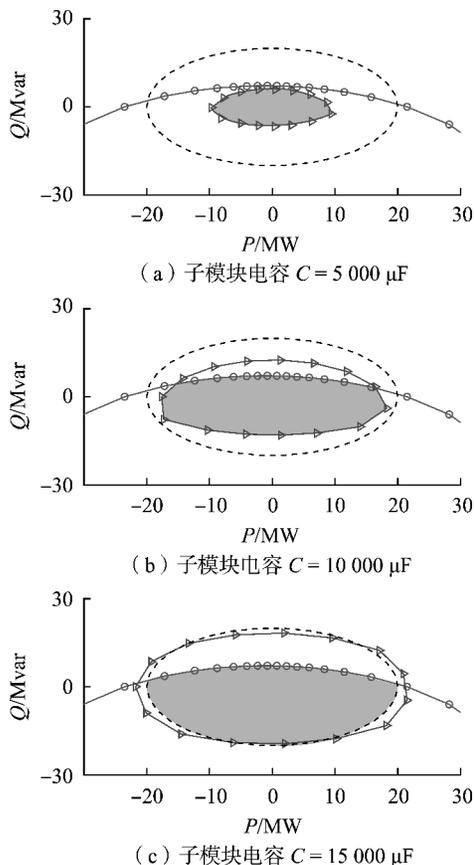


图 4 环流抑制模式功率运行区域

Fig.4 P-Q operating region of circulating current elimination

统在不同子模块电容参数设置下所对应的功率运行区域。图中,虚线表示额定容量确定的边界,其边界条件为  $S_N = 20 \text{ MV} \cdot \text{A}$ ;三角标记曲线表示由于子模块电容电压允许波动阈值确定的边界,其边界条件为  $\Delta U_{c\max} = 10\%$ ;圆圈标记曲线表示由最大调制比确定的边界,其边界条件为  $k_{\max} = 0.95$ ;阴影部分表示最终确定的 MMC 功率运行区域。由于相同容量下不同工作点时系统的工作电流基本不变,因此由额定容量确定的功率运行区域在有功功率和无功功率的正负半轴基本保持对称。

根据图 4 可以分析子模块电容变化对功率运行区域的影响。相同容量下,MMC 在发出或吸收纯粹有功功率时的子模块电容电压波动要小于发出或吸收纯粹无功功率的情况,因此由于子模块电容电压波动确定的有功功率的极限要大于无功功率的极限。当子模块电容选取过小时(本算例中  $C = 5000 \mu\text{F}$ ),子模块电容电压波动较大,系统在较小容量时即达到最大电容电压波动幅度,此时系统的整体功率运行区域由于子模块电容电压波动阈值决定,且会明显小于额定容量。随着子模块电容电压的增大,由电容电压波动阈值决定的运行区域也不断增大,系统的整体功率运行区域也转而由电容电压波动阈值、最大调制比以及额定容量共同决定。若进一步增大子模块电容,此时由电容电压波动阈值确定的区域将超出系统的额定容量,此时系统的功率运行区域主要由最大调制比以及额定容量共同决定,这表明此时系统的电容参数设置出现冗余。因而通过本文分析方法,可以根据系统的规划容量合理选取子模块电容参数,避免过度冗余的设计降低经济性。

最大调制比对功率运行区域的限制主要在第 1、2 象限,其在第 3、4 象限的运行范围通常会超出额定容量和子模块电容电压波动所确定的区域。不考虑 MMC 作为无功补偿器等特殊设备的情形,通常变流器系统传输的无功容量要显著小于有功容量,而额定容量的设置也以满足有功容量为主要前提,额定无功容量通常不必达到额定容量。若要使系统发出无功容量也达到额定容量,则根据图 4 的分析结果可知,需要显著增大换流器的额定电压,降低桥臂电抗参数,此时在靠近第 3、4 象限的工作点上系统配置将出现明显冗余,由调制比确定的可运行范围显著超出额定容量的范围,无法保证经济性。这是由于系统与网侧交换有功功率或向网侧发出无功功率时(工作点位于第 1、2 象限),随着容量的增大,所需要的内部电动势幅值增大,且发出无功功率时增大尤为明显,此时将迅速达到调制比的上限;而 MMC 从网侧吸收无功功率时,随着容量的增大,所需要的内部电动势幅值减小,即所需的调制比反而下降。

图 5 为采用二倍频环流注入控制策略时,MMC 系统在不同子模块电容参数设置下所对应的功率运行区域,其边界条件与图 4 中设置相同。注入环流的大小受功率工作点影响,不同工作点下由于其瞬时功率波动情况不同,注入的环流的幅值和相位特性也会发生变化。对比图 4 可以看出,采用环流注入控制策略后,由于子模块电容电压波动减小,在相同子模块电容参数下,对应由于子模块电容电压波动决定的功率运行区域明显增大。但是,由于环流注入引入了二倍频共模电压,在相同工作点下,环流注入控制将使得调制电压范围增大,导致所需调制比超出上限或低于下限,因而缩小了满足调制比限制的运行区域。从图 5 可以看出由调制比决定的运行区域相比图 4 显著缩小。

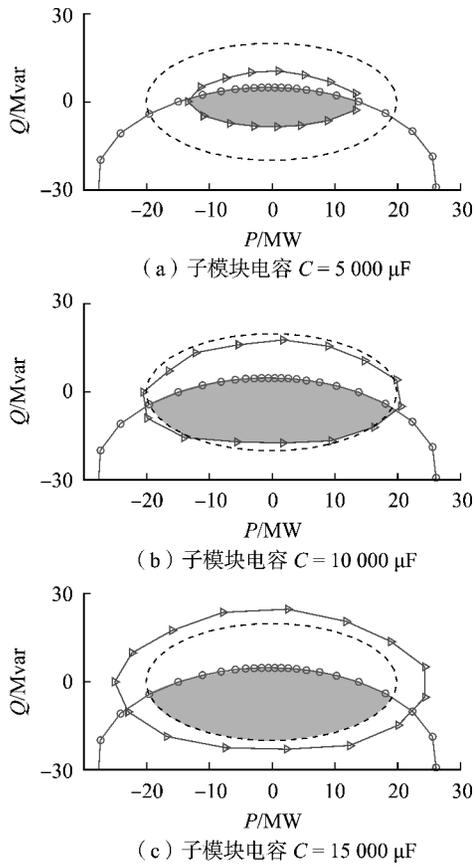


图 5 环流注入模式功率运行区域

Fig.5  $P$ - $Q$  operating region of circulating current injection

通常而言,若系统的子模块电容参数选取较小会导致功率运行区域主要受电容限制,此时采用环流注入相对环流抑制可增大功率运行区域(如图 4(a)、图 5(a)所示);随着子模块电容的增大,环流注入控制相比环流抑制控制会减小 MMC 在第 1、2 象限的运行区域,并增大在第 3、4 象限的运行区域(如图 4(b)、图 5(b)所示);若子模块电容参数设置已经出现冗余,则采用环流注入控制时,尽管电容电压波动减小,但由于调制比的影响其整体运行区域反而减小(如图 4(c)、图 5(c)所示)。

从功率运行区域角度出发,根据上述分析方法,可以确定不同工作点下的最优环流控制策略,从而扩大整体功率运行区域,具体的切换原则为:在环流注入和环流抑制模式下重叠的功率运行区域中,通常采用环流抑制模式以减小桥臂电流有效值,减小运行损耗;在 2 种环流控制模式各自独立的功率运行区域中,切换至对应的环流控制模式,满足稳定运行需求。

### 3.2 环流切换控制验证

为了验证上述分析结果,在设定子模块电容为  $10\ 000\ \mu\text{F}$  时,选取第 1 象限工作点  $P=5\ \text{MW}$ 、 $Q=4\ \text{Mvar}$  和第 4 象限工作点  $P=15\ \text{MW}$ 、 $Q=-10\ \text{Mvar}$ ,对 2 个工作点下的环流控制模式切换进行仿真研究,仿真结果分别如图 6 和图 7 所示。

图 6 中,  $t=0.2\ \text{s}$  时系统以环流抑制模式运行于稳态,此时系统工作点为  $P=5\ \text{MW}$ 、 $Q=4\ \text{Mvar}$ 。根据图 4(b)可知该工作点位于功率运行区域中,从图 6 结果可以看出此时 MMC 环流被有效抑制,子模块电压被良好均衡,且波动系数小于 0.1,桥臂调制电压也在允许范围内,系统稳定运行。当  $t=0.3\ \text{s}$  时,系统在相同工作点下切换为环流注入模式,注入的

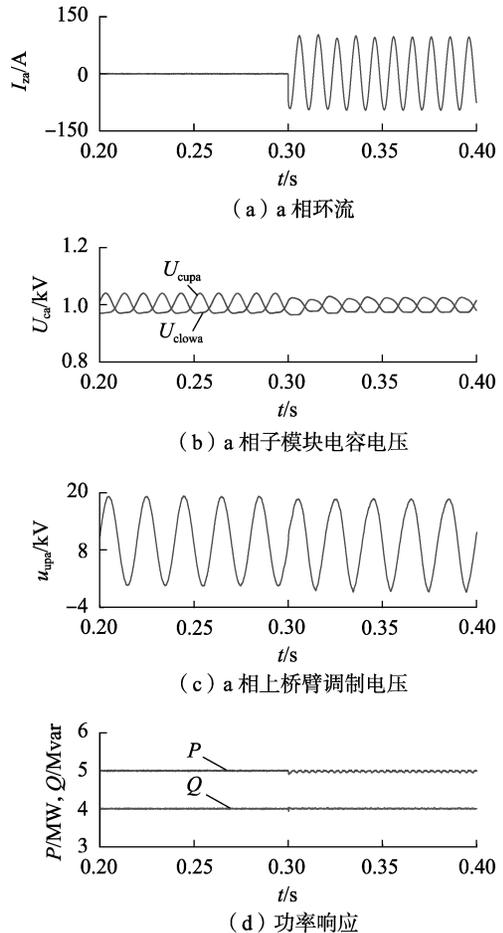


图 6 环流控制模式切换仿真结果

Fig.6 Simulative results of circulating current control mode switching

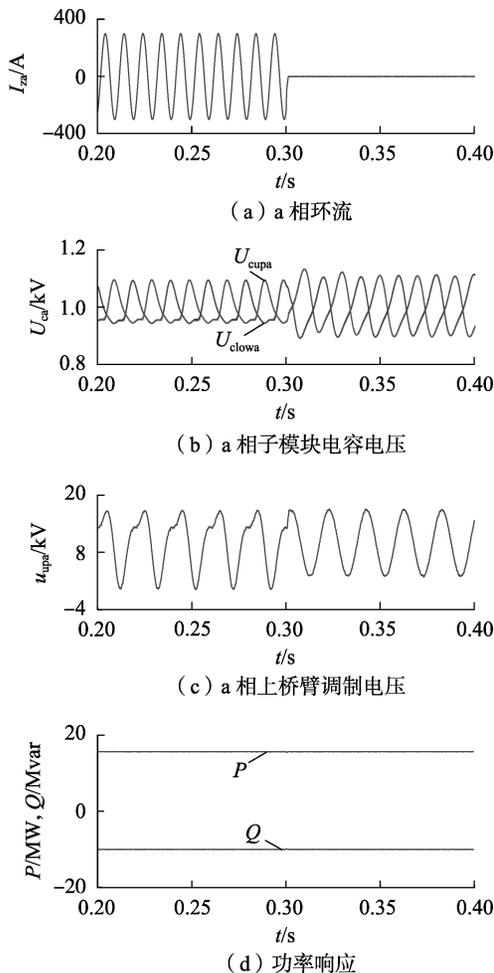


图 7 环流控制模式切换仿真结果

Fig.7 Simulative results of circulating current control mode switching

环流幅值约为 98 A,从图 5(b)可知此时该工作点超出了功率运行区域。对应地,从图 6 可知尽管注入二倍频环流后 MMC 的子模块电容电压波动显著减小,但是 a 相上桥臂调制电压中由于叠加了二倍频共模电压而产生了实际无法调整生成的负向电压,系统此时无法保持稳定而产生了小幅振荡,这在图 6(d)的功率响应波形中也得到反映。

图 7 中, $t=0.2$  s 时系统以环流注入模式运行于稳态,此时系统工作点为  $P=15$  MW、 $Q=-10$  Mvar,注入的环流幅值约为 282 A。根据图 5(b)可知该工作点位于功率运行区域中,从图 7 可以看出此时二倍频环流作用下,子模块电容电压波动系数仍在 0.1 范围内,且系统可以保持稳定运行。当  $t=0.3$  s 时,系统在相同工作点下切换为环流抑制模式,从图 4(b)可知此时该工作点超出了功率运行区域。对应地,尽管此时系统桥臂调制电压的最大范围缩小,且功率传输平稳,但是环流抑制作用下子模块电容电压波动明显增大,超出了允许范围,使得该工作点无法满足功率运行区域的要求。前后对比验证表明,本文所述功率运行区域的计算方法是准确有效的,

通过这一研究方法,可为不同工作点下最优环流控制策略的选取提供参考依据,使得系统整体功率运行区域达到最优。

## 4 结论

本文基于对 MMC 能量流动和环流控制机理的分析,以系统的额定容量、子模块电容电压允许波动阈值及最大调制比为边界条件,提出了 MMC 功率运行区域的确定方法,通过本文分析方法可以确定子模块电容参数最优配置,避免过度冗余设计。通过对环流抑制和环流注入模式下 MMC 功率运行区域的研究,结果表明:相比环流抑制,环流注入控制在子模块电容较小时可以扩大功率运行区域,而当子模块电容参数设置出现冗余,环流注入会缩小功率运行区域。基于本文方法,可在不同工作点下切换至最优的环流控制策略,达到使功率运行区域最大的优化控制目标。

## 参考文献:

- [1] PEREZ M A, BERNET S, RODRIGUEZ J, et al. Circuit topologies, modeling, control schemes, and applications of modular multilevel converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(1):4-17.
- [2] 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.  
YANG Xiaofeng, ZHENG Trillion Q, XUE Yao, et al. Review on topology and industry applications of modular multilevel converter[J]. Power System Technology, 2016, 40(1):1-10.
- [3] 徐政,薛英林,张哲任. 大容量架空线柔性直流输电关键技术及前景展望[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(29):5051-5062.  
XU Zheng, XUE Yinglin, ZHANG Zheren. VSC-HVDC technology suitable for bulk power overhead line transmission[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(29):5051-5062.
- [4] JUNG J, CUI S, LEE J, et al. A new topology of multilevel VSC converter for a hybrid HVDC transmission system[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(6):4199-4209.
- [5] 阳莉汶,江伟,王渝红,等. 具有直流故障阻断能力的电容嵌位子模块拓扑及其特性[J]. 电力自动化设备, 2017, 37(12):172-177.  
YANG Liwen, JIANG Wei, WANG Yuhong, et al. Capacitor-embedded submodule topology with DC fault blocking capability and its characteristics[J]. Electric Power Automation Equipment, 2017, 37(12):172-177.
- [6] LI X, SONG Q, LIU W, et al. Performance analysis and optimization of circulating current control for modular multilevel converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(2):716-727.
- [7] 林环城,王志新. 基于模型预测控制的模块化多电平变流器桥臂能量控制策略[J]. 电力自动化设备, 2018, 38(4):44-51.  
LIN Huancheng, WANG Zhixin. Arm energy control strategy of modular multilevel converter based on model predictive control[J]. Electric Power Automation Equipment, 2018, 38(4):44-51.
- [8] 彭浩,邓焰,王莹,等. 模块化多电平变流器模型及稳态特性研究[J]. 电工技术学报, 2015, 30(12):120-127.  
PENG Hao, DENG Yan, WANG Ying, et al. Research about the

- model and steady-state performance for modular multilevel converter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30 (12): 120-127.
- [9] 林环城,王志新,史莉,等. 基于分层控制的模块化多电平变流器模型预测控制方法[J]. 高电压技术, 2016, 42(1): 143-152.  
LIN Huancheng, WANG Zhixin, SHI Li, et al. Model predictive control method of modular multilevel converter based on hierarchical control[J]. High Voltage Engineering, 2016, 42(1): 143-152.
- [10] 刘普,王跃,丛武龙,等. 模块化多电平换流器优化模型预测控制策略研究[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(36): 6380-6388.  
LIU Pu, WANG Yue, CONG Wulong, et al. Researches on optimized model predictive control for modular multilevel converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(36): 6380-6388.
- [11] 刘伟,郭春义,赵成勇,等. 一种适用于 MMC-HVDC 连接极弱受端交流电网的功率阻尼同步控制方法[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(17): 4647-4655.  
LIU Wei, GUO Chunyi, ZHAO Chengyong, et al. Power damping synchronization control for MMC-HVDC connected to an extremely weak receiving AC grid[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(17): 4647-4655.
- [12] LI B, ZHANG Y, YANG R, et al. Seamless transition control for modular multilevel converters when inserting a cold-reserve redundant submodule[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(8): 4052-4057.
- [13] 李超,唐志军,林国栋,等. 模块化多电平换流器子模块均压电阻参数优化策略[J]. 电力自动化设备, 2017, 37(10): 146-152.  
LI Chao, TANG Zhijun, LIN Guodong, et al. Parameter optimization strategy of sub-module balancing resistor in MMC [J]. Electric Power Automation Equipment, 2017, 37(10): 146-152.
- [14] TU Q, XU Z, XU L. Reduced switching-frequency modulation and circulating current suppression for modular multilevel converters [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2011, 26(3): 2009-2017.
- [15] 苑宾,许建中,赵成勇,等. 模块化多电平换流器 PR 环流抑制器优化设计[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(10): 2567-2575.  
YUAN Bin, XU Jianzhong, ZHAO Chengyong, et al. Optimal design of PR circulating current suppressing controllers for modular multilevel converters [J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(10): 2567-2575.
- [16] MESHRAM P M, BORGHATE V B. A simplified Nearest Level Control (NLC) voltage balancing method for Modular Multilevel Converter (MMC) [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(1): 450-462.
- [17] XU J, ZHAO P, ZHAO C. Reliability analysis and redundancy configuration of MMC with hybrid submodule topologies [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(4): 2720-2729.
- [18] POU J, CEBALLOS S, KONSTANTINOU G, et al. Circulating current injection methods based on instantaneous information for the modular multilevel converter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 62(2): 777-788.
- [19] 陆韶琦,徐政. 采用功率同步控制的 MMC-HVDC 功率极限分析[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(7): 1868-1876.  
LU Shaoqi, XU Zheng. Analysis of the maximum power flow in power synchronization control based MMC-HVDC [J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(7): 1868-1876.
- [20] KIM H, KIM S, CHUNG Y H, et al. Operating region of modular multilevel converter for HVDC with controlled second-order harmonic circulating current; elaborating P-Q capability [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2016, 31(2): 493-502.

#### 作者简介:



林环城

林环城(1991—),男,浙江温州人,博士研究生,研究方向为多电平变流器技术及电机控制(E-mail:lhcnihao@qq.com);

王志新(1964—),男,贵州遵义人,教授,博士研究生导师,研究方向为海上风力发电、光伏发电、电机系统节能等。

## Power operating region analysis and circulating current switching control strategy for MMC

LIN Huancheng, WANG Zhixin

(School of Electronic Information and Electrical Engineering, Shanghai Jiao Tong University, Shanghai 200240, China)

**Abstract:** Based on analyzing the dynamic characteristics and control mechanism of MMC (Modular Multilevel Converter), a method to determine the power operating region is proposed according to the system capacity, maximum capacitor voltage ripple and maximum instantaneous modulation ratio. Based on the proposed method, the power operating regions with circulating current elimination and circulating current injection strategies are compared under different sub-module capacitors. The proposed method can optimize the selection of sub-module capacitor parameters to avoid excessive redundancy. Furthermore, a voltage-prediction based circulating current controller is proposed to realize the optimal switching between different control modes at different operating points. The validity and effectiveness of the proposed power operating region analysis method and circulating current switching control strategy are verified by the simulation study of a MMC system with 20 sub-modules per arm.

**Key words:** modular multilevel converter; circulating current control; power operating region; capacitor voltage balancing