

MMC的稳态相量模型及功率运行区间计算方法

王洁聪¹, 郭琦^{2,3,4}, 刘崇茹¹, Udaya Annakkage⁵, 黎晓¹, 苏晨博¹, 罗超^{2,4,6}

(1. 华北电力大学 新能源电力系统国家重点实验室, 北京 102206;

2. 南方电网科学研究院有限责任公司 直流输电技术国家重点实验室, 广东 广州 510663;

3. 国家能源大电网技术研发(实验)中心, 广东 广州 510663;

4. 广东省新能源电力系统智能运行与控制企业重点实验室, 广东 广州 510663;

5. 曼尼托巴大学, 加拿大 温尼伯 R3T2N2; 6. 中国南方电网公司电网仿真重点实验室, 广东 广州 510663)

摘要:模块化多电平换流器(MMC)的控制器输出量与MMC内部电气量之间存在复杂的耦合关系,难以确定影响其输出功率范围的关键因素及计算功率运行区间的边界。为此,首先以 dq 坐标相量的形式,推导出一种新的MMC的交流侧稳态等效模型,该模型为1个等效电容与等效电压源串联。模型参数可完全由控制器输出量和直流电压确定,从而将控制输出量与运行电气量解耦;等效电容直观地反映了MMC子模块电容充放电过程造成的换流器内部耦合特性对交流侧输出特性的影响。利用所提模型可以方便地计算得到MMC输出功率的 $P-Q$ 曲线。然后,通过计算 $P-Q$ 曲线族的包络线,提出一种确定MMC稳态运行区域边界的方法,并研究了环流抑制控制和交流系统短路比对运行区域的影响。最后,在PSCAD/EMTDC平台上搭建单端MMC仿真模型,验证了所提模型及稳态运行区间计算方法的正确性。

关键词:模块化多电平换流器;稳态相量模型;功率运行区间;耦合特性;包络线

中图分类号:TM 46

文献标志码:A

DOI:10.16081/j.epae.202105021

0 引言

高压直流输电(HVDC)系统的技术随着进入商业应用而不断发展,已由最初基于晶闸管技术,发展为基于完全受控的半导体和电压源换流器(VSC)拓扑^[1]。模块化多电平换流器(MMC)因其具有模块化的结构优势,已成为VSC型直流输电工程所采用的主流拓扑^[2]。现有研究表明MMC与两电平VSC在运行特性上存在差异:MMC桥臂电流中存在多种分量,而子模块电容电压的波动将桥臂电流和桥臂输出电压中各个分量耦合在一起^[3,4]。

现有研究对于MMC稳态时域模型的研究较多,已有精确模型^[5-6]能够描述换流器的控制器输出量和运行电气量中各频率分量间的耦合特性。文献[5]采用精确开关模型,提出了一种MMC稳态时域模型,揭示了MMC与两电平VSC运行特性的差异。文献[6]针对MMC运行特性优化控制策略,提出了一种通用的MMC稳态分析模型,考虑了环流抑制控制、3倍频信号注入控制和电容电压波动控制等多种环流控制方法。但文献[5-6]提出的模型均需采用闭环分析方法和迭代计算确定未知参数,在临界状态附近存在迭代不能收敛的问题,而且不能明确、直观地反映出MMC内部耦合特征对交流侧输出特

性的影响。文献[7]提出了一种简化相量模型,但该模型仅适用于附加环流抑制控制的MMC的稳态运行特性分析。

确定换流器的稳态功率运行区间是进行基于模块化多电平换流器的高压直流输电(MMC-HVDC)系统设计和电气设计的重要基础。借鉴两电平VSC的稳态模型,文献[8]将MMC输出功率 $P-Q$ 图映射到MMC内电势,从而一定程度上确定了MMC的运行范围;文献[9]推导了多约束条件下MMC的运行边界。文献[10-12]采用MMC精确模型对换流器功率运行区间进行研究,但由于MMC模型需要采用闭环分析方法进行迭代计算,研究学者们都是通过“描点”的方法确定MMC稳态功率运行区间的。文献[10]考虑了公共耦合点(PCC)电压偏移约束、电压稳定约束、变压器容量约束、过载电流约束等约束条件;文献[11]考虑了子模块电容电压波动和桥臂电流的约束;文献[12]针对电网不平衡条件下MMC的输出功率范围进行了研究。而文献[13-14]分别分析了环流抑制控制和环流注入控制对MMC运行区间的影响,但所采用的确定运行区间的方法只能适用于某种或某几种特定的控制方式而不具有通用性。

本文根据MMC运行特征,定义了基于MMC的系统在 dq 坐标系下的各电压相量和电流相量,通过推导MMC交流侧电压与电流表达式,提出一种新的MMC的交流侧稳态等效模型,即将MMC等效为1个等效电容与等效电压源串联。模型参数可完全由控制器输出量和直流电压确定,而与交流电气量无关;等效电容的存在是MMC与两电平VSC稳态运行特

收稿日期:2020-12-10;修回日期:2021-03-19

基金项目:直流输电技术国家重点实验室开放基金资助项目(SKLHVDC-2019-KF-13)

Project supported by the State Key Laboratory Open Fund of HVDC (SKLHVDC-2019-KF-13)

性的区别之处,反映了MMC中子模块电容充放电过程会对交流侧输出特性产生影响。根据所提模型,计算MMC输出功率的 P - Q 曲线族的包络线。根据包络线条件与潮流雅可比矩阵奇异条件的等价性,提出一种确定MMC稳态运行区域边界的方法。在此基础上,研究了环流控制和交流系统短路比(SCR)对MMC稳态运行区间的影响。通过与渝鄂柔性直流南通道工程的电磁暂态仿真结果进行对比,验证了上述模型和计算方法的正确性。

1 MMC时域模型

1.1 MMC等值电路及数学模型

MMC单相等效模型如图1(a)所示^[5]。图中, L_T 为变压器单相等效电感; u_{ti} ($i=a, b, c$;后同)、 i_{ti} 分别为换流变压器网侧单相交流电压、电流; u_{vi} 、 i_{vi} 分别为换流变压器阀侧单相交流电压、电流; L_0 为桥臂电感; u_{pi} 、 u_{ni} 分别为MMC上、下桥臂 N 个级联子模块的输出电压; i_{pi} 、 i_{ni} 分别为上、下桥臂电流; U_{dc} 为直流母线电压。从交流侧看,MMC级联子模块的输出电压等效为1个内电势为 u_{ci} 的电压源,输出电流为2倍的共模电流 i_{comi} ,如图1(b)所示;直流侧等效电路如图1(c)所示。

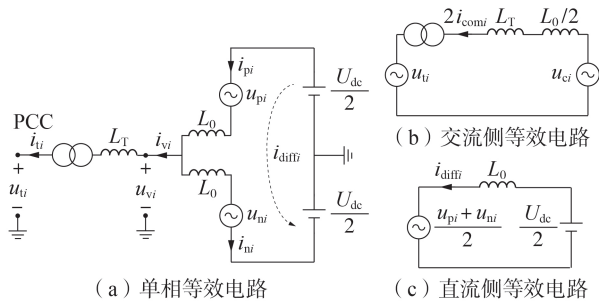


图1 MMC单相模型

Fig.1 Single-phase model of MMC

MMC差模电压 u_{diffi} 、共模电压 u_{comi} 与桥臂电压和交、直流侧电压之间的关系见式(1);MMC差模电流 i_{diffi} 、共模电流 i_{comi} 与桥臂电流之间的关系见式(2)。

$$\begin{cases} u_{comi} = -\frac{u_{pi} - u_{ni}}{2} = u_{ci} \\ u_{diffi} = \frac{u_{pi} + u_{ni}}{2} = \frac{U_{dc}}{2} - u_{L0} \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{cases} i_{comi} = \frac{i_{pi} - i_{ni}}{2} = \frac{1}{2} i_{vi} \\ i_{diffi} = \frac{i_{pi} + i_{ni}}{2} = \frac{1}{3} i_{dc} + i_{ciri} \end{cases} \quad (2)$$

其中, u_{L0} 为桥臂电感 L_0 的电压; i_{dc} 为直流电流; i_{ciri} 为环流电流。

假设同一桥臂所有子模块电容参数相同、电容电压一致,此时可以认为桥臂电流在开关函数的作

用下平均地对 N 个串联电容 C_0 充电,桥臂串联子模块中的电容可以整体等效为1个桥臂等效电容 C_{eq} ^[15-17],如图2所示。 $C_{eq}=C_0/N$,其中 C_0 为子模块电容。桥臂等效电容 C_{eq} 的电压等于所有子模块电容电压之和,级联子模块的输出电压 u_{pi} 等于开关函数乘以等效电容 C_{eq} 的电压。

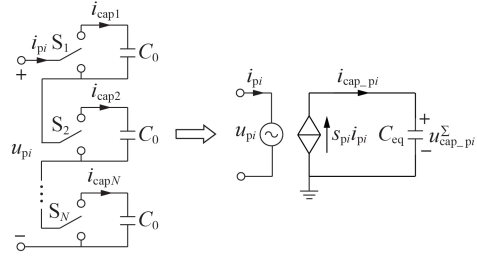


图2 桥臂串联子模块等效电路

Fig.2 Equivalent circuit of series submodules in bridge arm

根据图2所示的等效电路,得到图1中的上、下桥臂电流 i_{pi} 和 i_{ni} 、桥臂电压 u_{pi} 和 u_{ni} 与开关函数 s_{pi} 和 s_{ni} 、桥臂等效电容电流 i_{cap_pi} 和 i_{cap_ni} 、桥臂等效电容电压 $u_{cap_pi}^\Sigma$ 和 $u_{cap_ni}^\Sigma$ 的关系,如式(3)所示。

$$\begin{cases} i_{cap_pi} = s_{pi} i_{pi}, & i_{cap_ni} = s_{ni} i_{ni} \\ u_{cap_pi}^\Sigma = u_{cap0}^\Sigma + \frac{1}{C_{eq}} \int i_{cap_pi} dt \\ u_{cap_ni}^\Sigma = u_{cap0}^\Sigma + \frac{1}{C_{eq}} \int i_{cap_ni} dt \\ u_{pi} = s_{pi} u_{cap_pi}^\Sigma, & u_{ni} = s_{ni} u_{cap_ni}^\Sigma \end{cases} \quad (3)$$

其中, u_{cap0}^Σ 为等效电容电压的直流分量。

1.2 MMC模型的稳态等效及坐标变换

稳态情况下,保留共模电流和差模电流中的基频分量 I_{com} 、直流分量 I_{diff0} 和2倍频分量 I_{diff2} ,上、下桥臂电流的表达式如式(4)所示;保留开关函数中的直流调制分量 M_{dc} 、基频调制分量 M_e 和2倍频调制分量 M_2 ,上、下桥臂开关函数的表达式如式(5)所示。将式(4)、(5)代入式(3),再结合式(1),可以得到MMC的稳态时域模型^[5]。基频分量三相间呈正序关系,2倍频分量三相间呈负序关系。

$$\begin{cases} i_{pi} = I_{diff0} + I_{com} \cos(\omega t - \varphi_{comi}) + I_{diff2} \cos(2\omega t - \varphi_{diff2i}) \\ i_{ni} = I_{diff0} - I_{com} \cos(\omega t - \varphi_{comi}) + I_{diff2} \cos(2\omega t - \varphi_{diff2i}) \end{cases} \quad (4)$$

其中, ω 为系统角速度; φ_{comi} 为共模电流基频分量的相角; φ_{diff2i} 为2倍频差模电流基频分量的相角。

$$\begin{cases} s_{pi} = \frac{1}{2} M_{dc} - \frac{1}{2} M_e \cos(\omega t + \theta_{ei}) + \frac{1}{2} M_2 \cos(2\omega t + \theta_{2i}) \\ s_{ni} = \frac{1}{2} M_{dc} + \frac{1}{2} M_e \cos(\omega t + \theta_{ei}) + \frac{1}{2} M_2 \cos(2\omega t + \theta_{2i}) \end{cases} \quad (5)$$

其中, θ_{ei} 为基频调制分量的角度; θ_{2i} 为2倍频调制分

量的角度。

三相 abc 静止坐标系到 dq 旋转坐标系的变换矩阵如式(6)所示。

$$\begin{cases} P^+ = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \\ P^- = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta + 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \end{cases} \quad (6)$$

其中, $\theta = \omega t$; 上标“+”表示正序分量; 上标“-”表示负序分量。

桥臂电流用 dq 坐标系下直流分量 I_{diff0} 、基频分量 I_{comd} 和 I_{comq} 以及2倍频分量 I_{diff2d} 和 I_{diff2q} 表示, 可以写成式(7)所示的形式; 开关函数用 dq 坐标系下直流分量 M_{dc} 、基频分量 M_{ed} 和 M_{eq} 以及2倍频分量 M_{2d} 和 M_{2q} 表示, 表达式如式(8)所示。

$$\begin{cases} i_{\text{pi}} = I_{\text{diff0}} + [I_{\text{comd}} \cos(\omega t + \theta_i^+) - I_{\text{comq}} \sin(\omega t + \theta_i^+)] + \\ \quad [I_{\text{diff2d}} \cos(2\omega t + \theta_i^-) - I_{\text{diff2q}} \sin(2\omega t + \theta_i^-)] \\ i_{\text{ni}} = I_{\text{diff0}} - [I_{\text{comd}} \cos(\omega t + \theta_i^+) - I_{\text{comq}} \sin(\omega t + \theta_i^+)] + \\ \quad [I_{\text{diff2d}} \cos(2\omega t + \theta_i^-) - I_{\text{diff2q}} \sin(2\omega t + \theta_i^-)] \end{cases} \quad (7)$$

$$\begin{cases} s_{\text{pi}} = \frac{1}{2} M_{\text{dc}} - \frac{1}{2} [M_{\text{ed}} \cos(\omega t + \theta_i^+) - M_{\text{eq}} \sin(\omega t + \theta_i^+)] + \\ \quad \frac{1}{2} [M_{2d} \cos(2\omega t + \theta_i^-) - M_{2q} \sin(2\omega t + \theta_i^-)] \\ s_{\text{ni}} = \frac{1}{2} M_{\text{dc}} + \frac{1}{2} [M_{\text{ed}} \cos(\omega t + \theta_i^+) - M_{\text{eq}} \sin(\omega t + \theta_i^+)] + \\ \quad \frac{1}{2} [M_{2d} \cos(2\omega t + \theta_i^-) - M_{2q} \sin(2\omega t + \theta_i^-)] \end{cases} \quad (8)$$

其中, $\theta_a^+ = 0$; $\theta_b^+ = -2\pi/3$; $\theta_c^+ = 2\pi/3$; $\theta_a^- = 0$; $\theta_b^- = 2\pi/3$; $\theta_c^- = -2\pi/3$ 。

2 dq 坐标系下的MMC稳态相量模型

推导 dq 坐标系下MMC交流侧输出电压 U_c 与电流 I_v 的数学关系, 根据表达式形式, MMC模型可以用如图3点划线框内所示的戴维南等效模型来描述: 等效电抗 X_{MMC} 在 M_e 在 $[0, 1]$ 区间变化时呈现为容性特征, 等效电压源用 E_c 表示。图中, E_s 、 Z_s 和 θ_s 分别为交流系统等效内电势、等效阻抗及其阻抗角; P 和 Q 分别为MMC输出的有功功率和无功功率; U_i

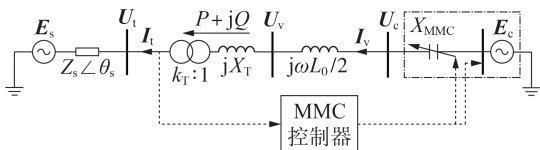


图3 MMC交流侧等效模型

Fig.3 Equivalent model of MMC at AC side

和 U_v 分别为变压器网侧和阀侧电压; I_i 和 I_v 分别为变压器网侧和阀侧电流; k_T 和 X_T 分别为变压器分接头的档位值和漏抗。MMC的控制过程可以描述为: 控制器通过改变等效电压源 E_c 的 d 轴和 q 轴分量以及等效电抗 X_{MMC} 来控制输出电压和电流, 从而追踪控制目标。

模型的推导过程及参数计算方法, 将在本节后续内容中详细展开。

图3中等效电抗 X_{MMC} 反映的是MMC中子模块电容充放电过程带来的耦合特性对交流侧输出特性的影响。MMC子模块电容电压存在基频和2倍频的波动, 使得MMC的5个控制量(M_{dc} 、 M_{ed} 、 M_{eq} 、 M_{2d} 和 M_{2q})和5个被控电流分量(I_{diff0} 、 I_{comd} 、 I_{comq} 、 I_{diff2d} 和 I_{diff2q})耦合在一起, 而不是一一对应的, 表现在MMC交流侧输出电压不仅与控制量有关, 而且与各电流分量有关。而两电平VSC的控制量和被控量之间是解耦的, 交流侧等效模型可以直接用1个电压源模拟。MMC等效模型中串联的等效电容, 也直观地描述了MMC与两电平VSC的区别。

2.1 MMC在 dq 坐标系下的稳态相量模型推导

为推导MMC交流侧输出电压 U_c 与电流 I_v 在 dq 坐标系下采用矩阵形式的表达式, 取各电气量的直流分量、基频 dq 轴分量和2倍频 dq 轴分量, 定义电流向量 $\mathbf{I}_{\text{MMC}} = [I_{\text{diff0}} \ I_{\text{comd}} \ I_{\text{comq}} \ I_{\text{diff2d}} \ I_{\text{diff2q}}]^T$ 、等效电容电流向量 $\mathbf{I}_{\text{cap}} = [I_{\text{cap0}} \ I_{\text{capd}} \ I_{\text{capq}} \ I_{\text{cap2d}} \ I_{\text{cap2q}}]^T$ 、等效电容电压向量 $\mathbf{U}_{\text{cap}}^{\Sigma} = [U_{\text{cap0}}^{\Sigma} \ U_{\text{capd}}^{\Sigma} \ U_{\text{capq}}^{\Sigma} \ U_{\text{cap2d}}^{\Sigma} \ U_{\text{cap2q}}^{\Sigma}]^T$ 、输出电压向量 $\mathbf{U}_{\text{MMC}} = [U_{\text{diff0}} \ U_{\text{comd}} \ U_{\text{comq}} \ U_{\text{diff2d}} \ U_{\text{diff2q}}]^T$; 定义开关函数变换矩阵 $\mathbf{S}$ 、电容电压积分变换矩阵 $\mathbf{S}_{\text{cap}}$ 和桥臂电压输出变换矩阵 $\mathbf{S}_{\text{arm}}$, 分别如式(9)~(11)所示。

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} \frac{M_{\text{dc}}}{2} & \frac{M_{\text{ed}}}{4} & \frac{M_{\text{eq}}}{4} & \frac{M_{2d}}{4} & \frac{M_{2q}}{4} \\ \frac{M_{\text{ed}}}{2} & \frac{M_{\text{dc}}}{2} & \frac{M_{2d}}{4} & \frac{M_{2q}}{4} & \frac{M_{\text{ed}}}{4} \\ \frac{M_{\text{eq}}}{2} & \frac{M_{2q}}{4} & \frac{M_{\text{dc}}}{2} + \frac{M_{2d}}{4} & \frac{M_{\text{eq}}}{4} & \frac{M_{\text{ed}}}{4} \\ \frac{M_{2d}}{2} & \frac{M_{\text{ed}}}{4} & \frac{M_{\text{eq}}}{4} & \frac{M_{\text{dc}}}{2} & 0 \\ \frac{M_{2q}}{2} & \frac{M_{\text{eq}}}{4} & \frac{M_{\text{ed}}}{4} & 0 & \frac{M_{\text{dc}}}{2} \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$\mathbf{S}_{\text{cap}} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1/(\omega C_{\text{eq}}) & 0 & 0 \\ 0 & -1/(\omega C_{\text{eq}}) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1/(2\omega C_{\text{eq}}) \\ 0 & 0 & 0 & -1/(2\omega C_{\text{eq}}) & 0 \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$\mathbf{S}_{\text{arm}} = \text{diag}\{1, -1, -1, 1, 1\} \mathbf{S} \quad (11)$$

考虑上、下桥臂的对称性, 式(3)中的6个方程可以等价地用式(12)所示的矩阵形式表示。

$$\begin{cases} I_{\text{cap}} = S I_{\text{MMC}} \\ \begin{bmatrix} U_{\text{capd}}^{\Sigma} & U_{\text{capq}}^{\Sigma} & U_{\text{cap2d}}^{\Sigma} & U_{\text{cap2q}}^{\Sigma} \end{bmatrix}^T = S_{\text{cap}} I_{\text{cap}} \\ U_{\text{MMC}} = S_{\text{arm}} U_{\text{cap}}^{\Sigma} \end{cases} \quad (12)$$

式(1)中的MMC交、直流侧电压方程可以写成如下矩阵形式:

$$U_{\text{MMC}} = [U_{\text{dc}}/2 \quad U_{\text{cd}} \quad U_{\text{cq}} \quad -U_{\text{L02d}} \quad -U_{\text{L02q}}]^T \quad (13)$$

其中, $\begin{bmatrix} U_{\text{L02d}} \\ U_{\text{L02q}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -2\omega L_0 \\ 2\omega L_0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{\text{diff2d}} \\ I_{\text{diff2q}} \end{bmatrix}$, 为桥臂电感两端的2倍频电压相量。

稳态情况下, 桥臂等效电容电流的直流分量为0, 即:

$$I_{\text{cap0}} = \left[\frac{M_{\text{dc}}}{2} \quad -\frac{M_{\text{ed}}}{4} \quad -\frac{M_{\text{eq}}}{4} \quad -\frac{M_{2d}}{4} \quad -\frac{M_{2q}}{4} \right] I_{\text{MMC}} = 0 \quad (14)$$

将式(13)代入式(12), 并联立式(14), 整理成式(15)所示的形式, 即得到MMC稳态运行方程。

$$\begin{cases} 0 = A \begin{bmatrix} I_{\text{comd}} \\ I_{\text{comq}} \end{bmatrix} + B \begin{bmatrix} U_{\text{cap0}}^{\Sigma} \\ I_{\text{diff0}} \\ I_{\text{diff2d}} \\ I_{\text{diff2q}} \end{bmatrix} + C U_{\text{dc}} \\ \begin{bmatrix} U_{\text{cd}} \\ U_{\text{cq}} \end{bmatrix} = D \begin{bmatrix} I_{\text{comd}} \\ I_{\text{comq}} \end{bmatrix} + E \begin{bmatrix} U_{\text{cap0}}^{\Sigma} \\ I_{\text{diff0}} \\ I_{\text{diff2d}} \\ I_{\text{diff2q}} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (15)$$

其中, 矩阵A、B、C、D、E的表达式分别如附录A式(A1)~(A5)所示。

结合式(2), 可以由式(15)推导出MMC交流侧输出电压 U_e 与输出电流 I_v 的表达式, 即MMC交流侧的稳态相量模型如下:

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} U_{\text{cd}} \\ U_{\text{cq}} \end{bmatrix} = -Z_{\text{MMC}} \begin{bmatrix} I_{\text{vd}} \\ I_{\text{vq}} \end{bmatrix} + E_c \\ \begin{cases} Z_{\text{MMC}} = -(D - EB^{-1}A)/2 \\ E_c = M_{\text{MMC}} U_{\text{dc}} - (EB^{-1}C)U_{\text{dc}} \end{cases} \end{cases} \quad (16)$$

具体地, 阻抗矩阵 Z_{MMC} 对角元素为0, 非对角元素互为相反数, 即如 $\begin{bmatrix} 0 & -X_{\text{MMC}} \\ X_{\text{MMC}} & 0 \end{bmatrix}$ 所示的形式, 因此MMC的交流侧稳态相量模型可以描述成图3所示的等效电抗 X_{MMC} 和等效电压源 E_c 串联模型。

从式(16)也可以看出, 即使在直流电压确定的情况下, MMC的等效内电势 U_c 必须在已知或者能够求解出交流电流 I_v 时才能确定。文献[5]直接将换流器等效为电压源 U_c , 没有解耦出等效电抗 X_{MMC} 的特性, 这是其需要采用闭环分析方法才能计算得到换流器各状态变量的原因。

2.2 MMC稳态相量模型的参数计算

将 $X_{\text{L0}} = \omega L_0$ 和 $X_{\text{Ceq}} = 1/(\omega C_{\text{eq}})$ 代入式(16), 并进行标幺化。直流电压和系统容量的基准值分别取MMC额定直流电压 U_{dcN} 和额定有功功率 P_N ; MMC交

流侧输出电压的基准值取换流变压器阀侧额定电压 U_{vN} , 计算公式如式(17)所示。

$$U_{\text{vN}} = \frac{\sqrt{3} m_k}{2\sqrt{2}} U_{\text{dcN}} \quad (17)$$

其中, m_k 为换流变压器空载变压比, 一般取0.85。

标幺化后, MMC稳态相量模型的参数如式(18)所示。可见在换流器设备参数和直流电压 U_{dc} 确定的情况下, 等效电抗 X_{MMC} 和等效电压源 E_c 只与控制器输出量有关。应用该模型可以方便地确定控制器输出量的限制对换流器输出功率的约束。

$$\begin{cases} X_{\text{MMC}} = -\frac{s_1 + s_2 + s_3}{64(\zeta_1 + \zeta_2)} X_{\text{Ceq}} \\ M_{\text{MMC}} = \frac{1}{m_k M_{\text{dc}}} \times \left\{ \left(1 - \frac{X_{\text{Ceq}} \left[(M_{\text{ed}}^2 - M_{\text{eq}}^2) M_{2d} + 2M_{\text{ed}} M_{\text{eq}} M_{2q} \right]}{\zeta_1 + \zeta_2} \right) \begin{bmatrix} M_{\text{ed}} \\ M_{\text{eq}} \end{bmatrix} + \frac{3X_{\text{Ceq}} \begin{bmatrix} M_{2d} & M_{2q} \\ M_{2q} & -M_{2d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} M_{\text{ed}} \\ M_{\text{eq}} \end{bmatrix} \right\} \end{cases} \quad (18)$$

$$\begin{cases} s_1 = 32X_{\text{L0}} M_{\text{dc}} (8M_{\text{dc}}^2 - 3M_{\text{e}}^2 - 2M_2^2) \\ s_2 = -X_{\text{Ceq}} M_{\text{dc}} (16M_{\text{dc}}^4 + 3M_{\text{e}}^4 + 2M_2^4 - 16M_{\text{dc}}^2 M_{\text{e}}^2 - 12M_{\text{dc}}^2 M_2^2 - 2M_{\text{e}}^2 M_2^2) \\ s_3 = [32X_{\text{L0}} - (12M_{\text{dc}}^2 - 2M_{\text{e}}^2 + M_2^2) X_{\text{Ceq}}] \times \left[(M_{\text{ed}}^2 - M_{\text{eq}}^2) M_{2d} + 2M_{\text{ed}} M_{\text{eq}} M_{2q} \right] \\ \zeta_1 = 32X_{\text{L0}} M_{\text{dc}} \\ \zeta_2 = -X_{\text{Ceq}} \left[M_{\text{dc}} (2M_{\text{dc}}^2 + M_{\text{e}}^2 - M_2^2) - (M_{\text{ed}}^2 - M_{\text{eq}}^2) M_{2d} - 2M_{\text{ed}} M_{\text{eq}} M_{2q} \right] \end{cases}$$

其中, $M_{\text{e}}^2 = M_{\text{ed}}^2 + M_{\text{eq}}^2$; $M_2^2 = M_{2d}^2 + M_{2q}^2$ 。

下面分析等效电抗 X_{MMC} 的取值情况。对于采用半桥子模块的MMC, 一般将 M_{dc} 固定为1; 对于采用全桥和混合子模块的MMC, 正常运行时 M_{dc} 约为1^[18-20]。桥臂电抗参数的取值方法如式(19)所示^[21], 可以得到 X_{L0} 与 X_{Ceq} 满足 $X_{\text{L0}}/X_{\text{Ceq}} > 1/8$ 。

$$L_0 = \frac{1}{8\omega_0^2 C_0 U_{\text{capN}}} \left(\frac{P_N}{3I_{\text{km}}} + U_{\text{dcN}} \right) \quad (19)$$

其中, U_{capN} 为额定电容电压; I_{km} 为设计2倍频环流的峰值; ω_0 为工频角速度。

由于开关函数中的2倍频调制分量 M_2 通常较小, 故而可以忽略2倍频分量, 将 X_{MMC} 的表达式简化, 如式(20)所示。当 M_{e} 在0~1范围内变化时, $X_{\text{MMC}} < 0$, 因此MMC等效模型中的等效电抗表现为电容特性。

$$X_{\text{MMC}} = -\frac{X_{\text{Ceq}}}{64} \left[8M_{\text{dc}}^2 - 3M_{\text{e}}^2 + \frac{6(3M_{\text{dc}}^2 - M_{\text{e}}^2)X_{\text{Ceq}}}{32X_{\text{L0}} - (2M_{\text{dc}}^2 + M_{\text{e}}^2)X_{\text{Ceq}}} M_{\text{e}}^2 \right] < -\frac{X_{\text{Ceq}}}{64} \left[8M_{\text{dc}}^2 - 3M_{\text{e}}^2 + \frac{6M_{\text{e}}^2(3M_{\text{dc}}^2 - M_{\text{e}}^2)}{4 - 2M_{\text{dc}}^2 + M_{\text{e}}^2} \right] < 0 \quad (20)$$

2.3 MMC 内部运行状态量的计算

根据 MMC 接入电网的参数和运行状态,可以求得换流器输出电流 I_{e} ; 然后按照式(21)求得 MMC 的电容电压的直流分量 U_{cap0}^{Σ} , 以及桥臂电流直流分量 I_{diff0} 和 2 倍频环流分量 I_{diff2d} 和 I_{diff2q} 。

$$\begin{bmatrix} U_{\text{cap0}}^{\Sigma} \\ I_{\text{diff0}} \\ I_{\text{diff2d}} \\ I_{\text{diff2q}} \end{bmatrix} = S_{\text{B}} \begin{bmatrix} I_{\text{vd}} \\ I_{\text{vq}} \end{bmatrix} + S_{\text{C}} U_{\text{dc}} \quad (21)$$

其中, 矩阵 S_{B} 、 S_{C} 的表达式分别如附录 A 式(A6)和式(A7)所示。

3 稳态运行范围计算

3.1 MMC 输出功率计算

MMC 通过控制等效电压源 E_{e} 的 d 轴和 q 轴分量以及等效电抗 X_{MMC} 的值, 实现对 MMC 输出功率的控制。利用第 2 节建立的 MMC 等效模型, 再根据式(22)可以求得输出功率与控制器输出量之间的显式表达式, 方便地计算得到 MMC 的输出功率。因此控制器输出量对换流器输出功率的控制仍可视为一个开环控制关系, 对控制量的约束条件可以直接映射为对输出功率的约束。

$$\begin{cases} I_{\text{v}} = (Z_{\text{s}}/k_{\text{T}}^2 + Z_{\text{eq}})^{-1} (E_{\text{e}} - T_{\text{T}} E_{\text{s}}/k_{\text{T}}) \\ I_{\text{t}} = (k_{\text{T}} T_{\text{T}})^{-1} I_{\text{e}} \\ U_{\text{t}} = E_{\text{s}} + Z_{\text{s}} I_{\text{t}} \\ P = U_{\text{t}}^{\text{T}} I_{\text{t}} \\ Q = U_{\text{t}}^{\text{T}} \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} I_{\text{t}} \end{cases} \quad (22)$$

其中, $T_{\text{T}} = \begin{bmatrix} \cos \theta_{\text{T}} & -\sin \theta_{\text{T}} \\ \sin \theta_{\text{T}} & \cos \theta_{\text{T}} \end{bmatrix}$, 为变压器的旋转矩阵, θ_{T} 为

变压器副边超前原边的角度; $Z_{\text{s}} = \frac{1}{\rho_{\text{scr}}} \begin{bmatrix} \cos \theta_{\text{s}} & -\sin \theta_{\text{s}} \\ \sin \theta_{\text{s}} & \cos \theta_{\text{s}} \end{bmatrix}$,

为交流系统阻抗矩阵, ρ_{scr} 为交流系统短路比; $Z_{\text{eq}} = \begin{bmatrix} 0 & -(X_{\text{T}} + X_{\text{L0}}/2 + X_{\text{MMC}}) \\ X_{\text{T}} + X_{\text{L0}}/2 + X_{\text{MMC}} & 0 \end{bmatrix}$, 为换流变压器、桥臂电抗、MMC 等效电抗总的阻抗矩阵。

3.2 稳态运行区间边界的确定方法

MMC 控制量的约束是 $M_{\text{e}} \in [M_{\text{e,min}}, M_{\text{e,max}}]$, $M_{\text{e,min}}$ 和 $M_{\text{e,max}}$ 分别为基频调制分量幅值 M_{e} 的最小值和最大值。假设控制器输出变量的直流分量和 2 倍频分量是确定不变的, P - Q 曲线可以写成 $P=P(M_{\text{e}}, \theta_{\text{e}})$,

$Q=Q(M_{\text{e}}, \theta_{\text{e}})$ 的形式。MMC 稳态功率运行区域就是 M_{e} 在其约束范围内的所有 P - Q 曲线族。因此, 将确定 MMC 稳态功率运行区域的问题转化为求解曲线族包络线的问题。

根据 MMC 的拓扑结构, 桥臂电压的输出范围受到子模块个数限制, 桥臂开关函数应满足:

$$\begin{cases} 0 \leq N s_{\text{pi}} \leq N \\ 0 \leq N s_{\text{ni}} \leq N \end{cases} \quad (23)$$

考虑到环流抑制控制分量, M_{e} 应满足式(24)所示的约束条件。

$$0 \leq M_{\text{e}} \leq \min(M_{\text{dc}} + M_2, 2 - M_{\text{dc}} - M_2) \quad (24)$$

若存在 P - Q 曲线族的包络线, 则包络线上的点满足:

$$\frac{\partial P}{\partial M_{\text{e}}} \frac{\partial Q}{\partial \theta_{\text{e}}} = \frac{\partial P}{\partial \theta_{\text{e}}} \frac{\partial Q}{\partial M_{\text{e}}} \quad (25)$$

PCC 潮流方程 $P=P(U_{\text{td}}, U_{\text{tq}})$, $Q=Q(U_{\text{td}}, U_{\text{tq}})$ 的雅可比矩阵可以写成式(26)所示的形式。

$$J = \begin{bmatrix} \frac{\partial P}{\partial U_{\text{td}}} & \frac{\partial P}{\partial U_{\text{tq}}} \\ \frac{\partial Q}{\partial U_{\text{td}}} & \frac{\partial Q}{\partial U_{\text{tq}}} \end{bmatrix} \quad (26)$$

由式(25)可以推导出式(26)的行列式为 0, 证明过程如附录 B 式(B1)~(B5)所示。即 P - Q 曲线族的包络线为潮流方程雅可比矩阵奇异时对应的 P - Q 曲线。

绘制 M_{e} 定义域内的 P - Q 曲线族, 如图 4 所示。图中, P 、 Q 均为标幺值, 后同。如果不考虑节点电压偏移、线路电流过载等安全运行约束条件, MMC 稳态功率运行区间的上边界由 $M_{\text{e}}=M_{\text{e,max}}$ 确定; 下边界由潮流方程雅可比矩阵奇异确定, 下边界上的运行点满足式(27); 上、下边界相切所围成的区域即为 MMC 的稳态功率运行区间。图 4 所示工况下短路比

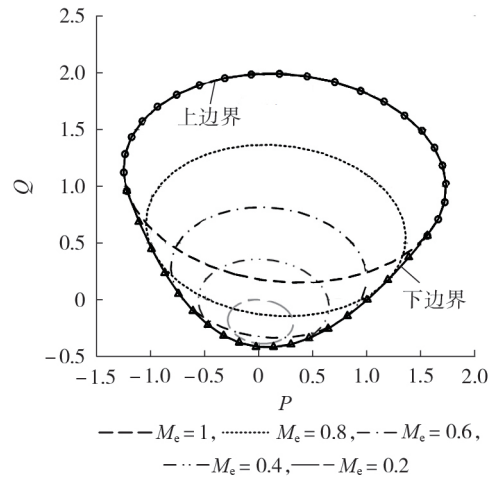


图 4 P - Q 曲线及运行边界

Fig.4 P - Q curves and operation boundaries

为1.5, $\theta_s=80^\circ$, $M_{dc}=1$, 无环流抑制控制。

$$\mathbf{E}_s^T \mathbf{E}_s = 2\mathbf{E}_s^T \mathbf{U}_1 \quad (27)$$

3.3 2倍频调制分量对功率运行区间边界的影响

将 $M_e^2 = M_{ed}^2 + M_{eq}^2$ 和 $M_2^2 = M_{2d}^2 + M_{2q}^2$ 代入式(18)所示的 X_{MMC} 和 M_{MMC} 计算公式, 并分别求 X_{MMC} 和 M_{MMC} (M_{MMC} 为 M_{MMC} 的幅值) 对 θ_2 的导数, 可以注意到两者的导数都可以提取 $\sin(\theta_2 - 2\theta_e)$ 项。 X_{MMC} 和 M_{MMC} 对 θ_2 的导数的表达式如附录C式(C1)所示。根据式(28), 有功功率和无功功率对 θ_2 的导数也可以提取 $\sin(\theta_2 - 2\theta_e)$ 项, 这意味着在 M_2 确定的情况下, 在 $\theta_2 = 2\theta_e$ 或者 $\theta_2 = 2\theta_e + \pi$ 的情况下, 功率运行区间的上边界最高, 功率运行区间最大。为确定最大功率运行区间, 可先分别计算 θ_2 在2种情况下取值所对应的边界, 然后加以比较。

$$\begin{cases} \frac{dP}{d\theta_2} = \frac{\partial P}{\partial X_{MMC}} \frac{dX_{MMC}}{d\theta_2} + \frac{\partial P}{\partial M_{MMC}} \frac{dM_{MMC}}{d\theta_2} \\ \frac{dQ}{d\theta_2} = \frac{\partial Q}{\partial X_{MMC}} \frac{dX_{MMC}}{d\theta_2} + \frac{\partial Q}{\partial M_{MMC}} \frac{dM_{MMC}}{d\theta_2} \end{cases} \quad (28)$$

图5是短路比为1.5时, 不同2倍频调制分量下的功率运行区间边界。该工况下, $\theta_2 = 2\theta_e$ 时功率运行区间最大。但2倍频调制分量的存在使得基频调制分量 M_e 的区间变小, MMC功率运行区间范围变小。当 $M_2 = 0$, 即无环流控制时, 功率运行区间的上边界最高, 运行范围最大。

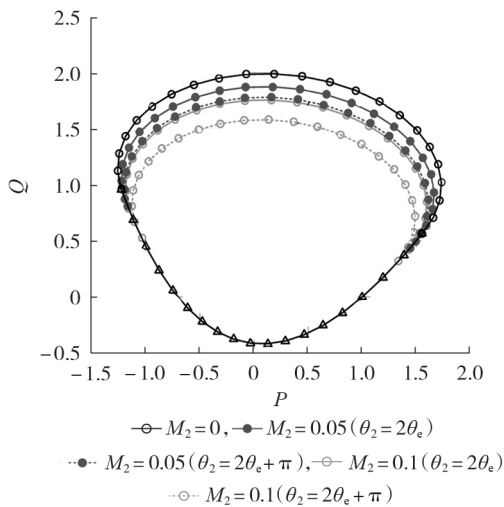


图5 不同 M_2 对应的功率运行区间边界

Fig.5 Boundaries of power operating region with different values of M_2

3.4 短路比对MMC稳态功率运行区间的影响

短路比对MMC稳态运行范围有着重要影响, 随着短路比的增大, MMC稳态功率运行区间增大。图6给出了无附加环流控制时, 短路比分别为1、3、6和25的情况下的运行区间, 分别对应 $\|Z_s\| \gg \|Z_{eq}\|$ 、 $\|Z_s\| > \|Z_{eq}\|$ 、 $\|Z_s\| \approx \|Z_{eq}\|$ 和 $\|Z_s\| \ll \|Z_{eq}\|$ 的情况。

图中, 带圆圈标记的实线为 $M_e = M_{e_{max}}$ 确定的边界; 带三角形标记的实线为雅可比矩阵奇异确定的边界。当短路比很大时, 潮流方程雅可比矩阵奇异不再是MMC稳态功率运行区间的边界条件, 运行边界仅由 $M_e = M_{e_{max}}$ 确定。

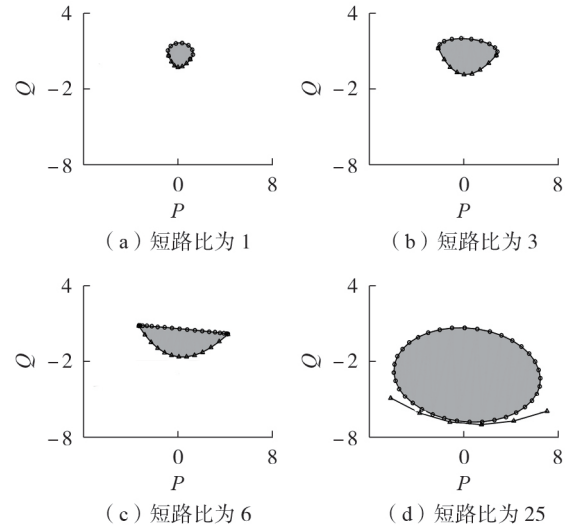


图6 短路比对功率运行区间的影响

Fig.6 Influence of SCR on power operating region

4 仿真验证与分析

为了验证所提模型及功率运行区间计算方法的正确性, 在PSCAD/EMTDC平台上搭建了单端半桥MMC模型, 参考渝鄂柔性直流南通道工程的送端换流站设备参数, 仿真系统具体参数如附录D表D1所示。

4.1 MMC稳态相量模型验证与分析

4.1.1 模型精度验证

设置系统短路比为1.5, 基频调制分量 $M_e = 0.95$, $M_2 = 0.05$, θ_e 从0到 2π 变化, $\theta_2 = 2\theta_e$ 。对比MMC输出有功功率 P 和无功功率 Q 、变压器网侧电压 U_1 的 d 轴和 q 轴分量、共模电压 U_{com} 的 d 轴和 q 轴分量、共模电流 I_{com} 的 d 轴和 q 轴分量、电容电压直流分量 U_{cap0}^s 、差模电流直流分量 I_{diff0} 以及差模电流2倍频分量 I_{diff2} 的 d 轴和 q 轴分量, 共得到12组曲线, 对比结果如附录D图D1所示。本文所提模型的计算结果与仿真曲线十分吻合, 相对误差分别为3.6809%、2.8361%、2.8056%、2.7010%、3.9334%、3.8813%、1.1141%、1.7414%、0.1776%、1.8837%、4.1237%和4.1323%。可见相对误差均低于5%, 所提模型具有较高精度。

4.1.2 与已有MMC稳态模型对比验证

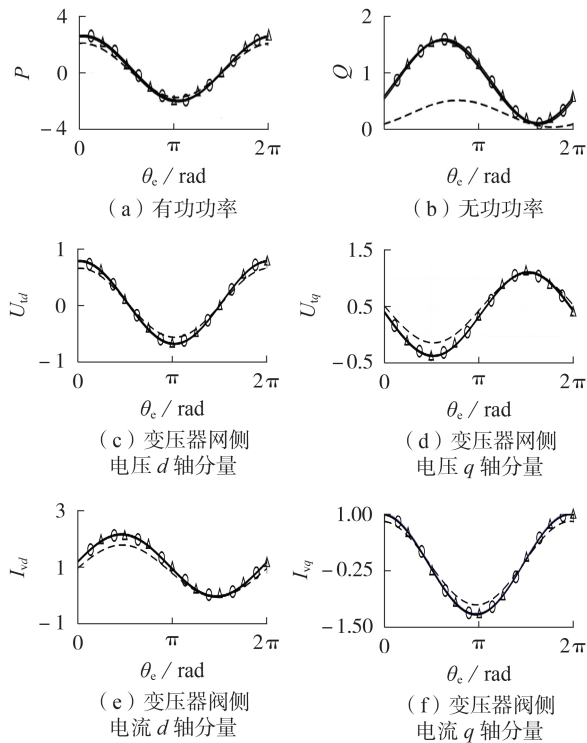
文献[5-6]提出了一种MMC闭环稳态分析模型, 考虑了MMC内部的耦合特性。文献[8-9]借鉴两电平VSC的模型计算MMC运行区间, 认为换流器交流侧输出电压 U_c' 与直流电压 U_{dc} 之间满足如式

(29)所示的关系。

$$U'_c = k \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \frac{U_{dc}}{2} \quad (29)$$

其中, k 为交流电压调制比, 与本文中基频调制比 M_e 一致。

图7为 $M_e=0.95$ 、 $M_2=0$ 、 $k=0.95$ 时, 本文所提模型、文献[5-6]所提模型、文献[8-9]所用模型计算结果与PSCAD/EMTDC电磁暂态仿真结果的对比情况。图中, U_{ud} 、 U_{uq} 、 I_{vd} 、 I_{vq} 均为标幺值。可见本文所提模型和文献[5-6]所提模型计算结果与电磁暂态仿真结果一致, 但文献[8-9]所用模型计算结果与仿真结果相比有一定的误差。



— 本文所提模型计算结果, --- 文献[8-9]所用模型计算结果
—○— 电磁暂态仿真结果, —△— 文献[5-6]所用模型计算结果

图7 本文所提模型与已有MMC稳态模型的对比

Fig.7 Comparison between proposed model and existing steady-state models of MMC

该算例中, 变压器等效电抗 $X_T=0.15$ p.u., 桥臂电抗 $X_{l0}=0.2864$ p.u., 等效电容的电抗 $X_{Ceq}=-0.1028$ p.u., 等效电容的作用不可以忽略, 因此文献[8-9]所用模型计算结果相较于仿真结果会有一定的误差, 采用该模型计算得到的功率运行区间边界也会存在一定的误差。由式(18)可知, 等效电抗 X_{MMC} 与桥臂等效电容 C_0/N 有关, 桥臂等效电容越小, X_{MMC} 越大, 文献[8-9]所用模型计算结果相较于仿真结果的误差越大。

与文献[5-6]中的闭环稳态分析模型相比, 本文所提模型与其采用同样的假设, 保留相同的直流、基

频和2倍频分量, 两者具有相近的精度。本文所提模型的计算过程是一个开环过程, 而文献[5-6]所提模型需要与交流系统模型联立, 并用牛顿法迭代求解。因此, 本文所提模型的计算速度存在明显优势, 且不存在因初值选取不合适或在临界点处迭代不收敛的问题。该算例的计算环境为基于操作系统 Windows10 下的 MATLAB2016, 处理器为 Intel(R) Core(TM)i7-9750H, 主频为 2.60 GHz, 内存为 32 GB。本文所提模型计算用时为 0.1463 s, 采用文献[5-6]所提模型计算用时为 110.4693 s。

4.2 功率运行区间边界计算方法验证

4.2.1 上边界计算方法验证

计算2倍频调制分量 $M_2=0.05$ 时的功率运行区间上边界, 此时 $M_{e_max}=0.95$, 分别取 $\theta_2=2\theta_e$ 、 $\theta_2=2\theta_e+\pi$ 、 $\theta_2=2\theta_e+\pi/2$, 与PSCAD/EMTDC电磁暂态仿真结果对比, 结果如附录D图D2所示。图中, 实线为本文所提方法下得到的曲线; 虚线为PSCAD/EMTDC电磁暂态仿真曲线。 θ_2 在3种取值情况下相对误差分别为 1.8575%、1.8777% 和 1.8069%, 验证了功率运行区间上边界计算方法的正确性。在该算例中, $\theta_2=2\theta_e$ 时上边界最高, 功率运行区间最大, 与3.3节分析结果一致。

4.2.2 下边界计算方法验证

在PSCAD/EMTDC仿真系统中验证2个典型运行点, 输出的无功功率为0, 分别位于稳态功率运行区间的下边界内部和外部。计算得到的下边界上的运行点为(1.0006 p.u., 0)。MMC采用定有功-无功控制, $t=20$ s时将有功功率由1250 MW(1 p.u.)提升到1262.05 MW(1.01 p.u.)。图8为PSCAD/EMTDC电磁暂态仿真曲线, 图8(a)中的虚线为有功功率的参考值。可见MMC不能平稳过渡到新的运行点, 验证了功率运行区间下边界计算方法的正确性。

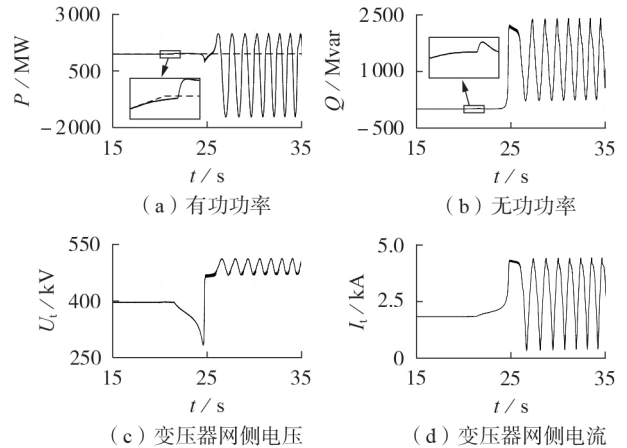


图8 功率运行区间下边界计算方法仿真验证

Fig.8 Simulation verification for lower boundary calculation method of power operating region

4.3 2倍频调制分量对功率运行区间的影响因素验证

在PSCAD/EMTDC仿真系统中验证不同环流控制模式下MMC的运行特性。MMC采用定有功-无功控制,有功功率为1250 MW(1 p.u.),无功功率为0。 $[0, 20)$ s期间,附加环流控制; $[20, 40)$ s期间,无环流控制; $[40, 60)$ s期间, $M_2=0.05$, $\theta_2=2\theta_e$; $[60, 80)$ s期间, $M_2=0.05$, $\theta_2=2\theta_e+\pi$ 。不同环流控制方式下的MMC仿真结果见附录D图D3。可见在 $\theta_2=2\theta_e$ 时,开关函数基频分量 M_e 的值最小,说明 $\theta_2=2\theta_e$ 条件下功率运行区间更大,验证了3.3.2节所得结论的正确性。

4.4 短路比对功率运行区间的影响验证

经计算,短路比为2时的MMC的功率运行区间大于短路比为1.5时的情况,运行点(1.1 p.u., 0)在短路比为2时,位于MMC稳态功率运行区间内部,短路比为1.5时位于功率运行区间外部。在PSCAD/EMTDC仿真系统中设置MMC采用定有功-无功控制,有功功率为1250 MW(1 p.u.),无功功率为0, $M_2=0$, $t=20$ s时将交流系统等效阻抗由 $19.1447+j108.5751 \Omega$ (短路比为2)提升到 $25.5263+j144.7667 \Omega$ (短路比为1.5)。短路比对MMC输出功率影响的仿真结果见附录D图D4。可见交流系统等效阻抗增大后MMC不能平稳过渡到新的运行点,表现为变压器网侧电压 U_L 逐渐跌落,之后由于MMC控制器的限幅作用,各电气量出现振荡,仿真结果验证了3.4节所得结论的正确性。

5 结论

本文以 dq 坐标相量的形式,推导出MMC输出电压和电流的数学表达式,据此提出一种新的MMC的交流侧稳态等效模型。该模型为1个等效电容与等效电压源串联,等效电容直观地反映了由MMC子模块电容充放电过程带来的换流器内部耦合特性对交流侧输出特性的影响。同时,将控制输出量与运行电气量解耦,模型参数与交流电气量无关,因此模型参数的计算可以采用开环的计算方法,而不需要与交流系统进行迭代计算,避免了临界点附近迭代不能收敛的问题。

在所提模型基础上,通过计算 P - Q 曲线包络线,提出了一种确定MMC稳态功率运行区间边界的计算方法:功率运行区间的上边界在 M_e 取最大值时获得,下边界则是由潮流方程雅可比矩阵奇异条件确定。与现有“描点”法确定MMC稳态功率运行区间边界的方法相比,采用该方法可以大幅降低计算量。此外,本文还研究了环流抑制控制和交流系统短路比对MMC稳态运行区域的影响。

需要说明的是,本文着重考虑换流站本身对功

率输出范围的限制,所计算的功率运行区间实际是MMC输出功率的极限范围。

附录见本刊网络版(<http://www.epae.cn>)。

参考文献:

- [1] FLOURENTZOU N, AGELIDIS V, DEMETRIADES G. VSC-based HVDC power transmission systems: an overview[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(3): 592-602.
- [2] DEKKA A, WU B, FUENTES R, et al. Evolution of topologies, modeling, control schemes, and applications of modular multilevel converters[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2017, 5(4): 1631-1656.
- [3] 喻建瑜, 刘崇茹, 王洁聪. 不对称工况下MMC-HVDC的故障穿越控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(17): 5653-5665. YU Jianyu, LIU Chongru, WANG Jiecong. Fault ride-through control strategy of MMC-HVDC system under asymmetric grid conditions[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(17): 5653-5665.
- [4] ILVES K, ANTONOPOULOS A, NORRGA S, et al. Steady-state analysis of interaction between harmonic components of arm and line quantities of modular multilevel converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(1): 57-68.
- [5] WANG J, LIANG J, GAO F, et al. A closed-loop time-domain analysis method for modular multilevel converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(10): 7494-7508.
- [6] LIU Z, LI K, WANG J, et al. A general model of modular multilevel converter for analyzing the steady-state performance optimization[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(2): 925-937.
- [7] JOVCIC D, JAMSHIDIFAR A. Phasor model of modular multilevel converter with circulating current suppression control[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2015, 30(4): 1889-1897.
- [8] 屠卿端, 陈志光, 曾耿晖, 等. 模块化多电平换流器稳态功率运行范围的确定方法[J]. 电力系统自动化, 2015, 39(10): 131-137. TU Qingrui, CHEN Zhiguang, ZENG Genghui, et al. A method of determining steady-state power operation range for modular multilevel converter[J]. Automation of Electric Power Systems, 2015, 39(10): 131-137.
- [9] 王少伟, 刘天琪, 李保宏. 模块化多电平换流器的运行边界分析及提高运行稳定性的控制方法[J]. 电力自动化设备, 2019, 39(9): 151-157. WANG Shaowei, LIU Tianqi, LI Baohong. Analysis of operation boundary of modular multilevel converter and control method for improving operation stability[J]. Electric Power Automation Equipment, 2019, 39(9): 151-157.
- [10] ZHANG Z, XU Z, JIANG W, et al. Operating area for modular multilevel converter based high-voltage direct current systems[J]. IET Renewable Power Generation, 2016, 10(6): 776-787.
- [11] YUE C, HAO Q, WANG S. Operating area of modular multilevel converter station considering the constraint of internal dynamics[C]//2019 4th IEEE Workshop on the Electronic Grid. Xiamen, China: IEEE, 2019: 1-7.
- [12] HAO Q, LI B, SUN Y, et al. Operating region and boundary control of modular multilevel converter station under unbalanced grid conditions[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2020, 35(3): 1146-1157.
- [13] KIM H, KIM S, CHUNG Y, et al. Operating region of modular multilevel converter for HVDC with controlled second-order har-

- monic circulating current; elaborating P-Q capability[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2016, 31(2):493-502.
- [14] 林环城, 王志新. MMC功率运行区域分析及环流切换控制策略[J]. 电力自动化设备, 2018, 38(8):31-37.
LIN Huancheng, WANG Zhixin. Power operating region analysis and circulating current switching control strategy for MMC[J]. Electric Power Automation Equipment, 2018, 38(8):31-37.
- [15] SAAD H, DENNETIERE S, MAHSEREDJIAN J, et al. Modular multilevel converter models for electromagnetic transients[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2014, 29(3):1481-1489.
- [16] FREYTES J, PAPANGELIS L, SAAD H, et al. On the modeling of MMC for use in large scale dynamic simulations[C]// 2016 Power Systems Computation Conference. Genoa, Italy: IEEE, 2016:20-24.
- [17] 王洁聪, 刘崇茹, 徐东旭, 等. 基于实时数字仿真器的模块化多电平换流器内部故障混合仿真模型[J]. 电工技术学报, 2019, 34(18):3831-3842.
WANG Jiecong, LIU Chongru, XU Dongxu, et al. Hybrid simulation model of modular multilevel converter internal fault based on real-time digital simulator[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(18):3831-3842.
- [18] ADAM G, DAVIDSON I. Robust and generic control of full-bridge modular multilevel converter high-voltage DC transmission systems[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2015, 30(6):2468-2476.
- [19] SONG Q, YANG W, ZHAO B, et al. Energy storage requirement reduction using negative-voltage states of a full-bridge modular multilevel converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(6):5243-5255.
- [20] 和敬涵, 黄威博, 李海英, 等. FBMMC直流故障穿越机理及故障清除策略[J]. 电力自动化设备, 2017, 37(10):1-7.
HE Jinghan, HUANG Weibo, LI Haiying, et al. FBMMC DC fault ride-through mechanism and fault clearing strategy[J]. Electric Power Automation Equipment, 2017, 37(10):1-7.
- [21] XU Z, XIAO H, ZHANG Z. Selection methods of main circuit parameters for modular multilevel converters[J]. IET Renewable Power Generation, 2016, 10(6):788-797.

作者简介:



王洁聪

王洁聪(1992—),女,山东德州人,博士研究生,主要研究方向为柔性直流输电(E-mail:wjencepu@126.com);

刘崇茹(1977—),女,陕西西安人,教授,博士,主要从事交直流混联系统分析与仿真、运行与控制方面的科研和教学工作(E-mail:chongru.liu@ncepu.cn)。

(编辑 李玮)

Steady-state phasor model and power operating region calculation method of MMC

WANG Jiecong¹, GUO Qi^{2,3,4}, LIU Chongru¹, Udaya Annakkage⁵, LI Xiao¹, SU Chenbo¹, LUO Chao^{2,4,6}

(1. State Key Laboratory for Alternate Electrical Power System with Renewable Energy Sources,

North China Electric Power University, Beijing 102206, China;

2. State Key Laboratory of HVDC, Electric Power Research Institute, China Southern Power Grid,

Guangzhou 510663, China; 3. National Energy Power Grid Technology R&D Centre, Guangzhou 510663, China;

4. Guangdong Provincial Key Laboratory of Intelligent Operation and Control for New Energy Power System,

Guangzhou 510663, China; 5. University of Manitoba, Winnipeg R3T2N2, Canada;

6. CSG Key Laboratory for Power System Simulation, Electric Power Research Institute,

China Southern Power Grid, Guangzhou 510663, China)

Abstract: There is a complex coupling relationship between the controller outputs and the internal electrical quantities of MMC (Modular Multilevel Converter), and it is difficult to determine the key constraints limiting the power outputs and calculate the power operating region of MMC. Thus, a novel AC-side steady-state equivalent model of MMC in the form of phasor in dq frame coordinate system is proposed, the model is an equivalent capacitance in series with an equivalent voltage source. All parameters of the model are determined only by the controller output and DC voltage, so that the controller outputs and operating electrical quantities are decoupled. The equivalent capacitance intuitively reflects the influence of the converter internal coupling characteristics caused by the submodule capacitor charging and discharging process on AC-side output characteristics. Based on the proposed model, the P - Q curve of output power for MMC can be calculated conveniently. Then, an approach to determine the power operating region of MMC by calculating the envelope of P - Q curve family is proposed, and the impacts of circulating current suppression control and SCR (Short Circuit Ratio) of AC system on the operating region are studied. Finally, the correctness of the proposed model and the steady-state operating region calculation method are verified by single-terminal MMC simulation model built on PSCAD/EMTDC platform.

Key words: modular multilevel converter; steady-state phasor model; power operating region; coupling characteristics; envelope

附录 A

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{M_{ed}}{8} & -\frac{M_{eq}}{8} \\ \frac{-M_{ed}M_{2q} + M_{eq}(4M_{dc} + M_{2d})}{32\omega C_{eq}} & \frac{M_{ed}(4M_{dc} - M_{2d}) - M_{eq}M_{2q}}{32\omega C_{eq}} \\ -\frac{M_{ed}M_{2q} + M_{eq}(3M_{dc} + M_{2d})}{16\omega C_{eq}} & -\frac{M_{ed}(3M_{dc} - M_{2d}) + M_{eq}M_{2q}}{16\omega C_{eq}} \\ \frac{M_{ed}(3M_{dc} + M_{2d}) - M_{eq}M_{2q}}{16\omega C_{eq}} & \frac{M_{ed}M_{2q} - M_{eq}(3M_{dc} - M_{2d})}{16\omega C_{eq}} \end{bmatrix} \quad (\text{A1})$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{M_{dc}}{2} & \frac{M_{2d}}{4} & \frac{M_{2q}}{4} \\ \frac{M_{dc}}{2} & 0 & -\frac{M_{dc}M_{2q} + 2M_{ed}M_{eq}}{16\omega C_{eq}} & \frac{M_{dc}M_{2d} + M_{ed}^2 - M_{eq}^2}{16\omega C_{eq}} \\ \frac{M_{2d}}{2} & \frac{M_{dc}M_{2q} + 2M_{ed}M_{eq}}{8\omega C_{eq}} & 0 & \frac{2M_{dc}^2 + M_{ed}^2 + M_{eq}^2}{16\omega C_{eq}} - 2\omega L_0 \\ \frac{M_{2q}}{2} & -\frac{M_{dc}M_{2d} + M_{ed}^2 - M_{eq}^2}{8\omega C_{eq}} & 2\omega L_0 - \frac{2M_{dc}^2 + M_{ed}^2 + M_{eq}^2}{16\omega C_{eq}} & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{A2})$$

$$\mathbf{C} = [0 \quad -1/2 \quad 0 \quad 0]^T \quad (\text{A3})$$

$$\mathbf{D} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{8M_{dc}^2 + (M_{ed}^2 + M_{eq}^2) - 2(M_{2d}^2 + M_{2q}^2)}{32\omega C_{eq}} \\ \frac{8M_{dc}^2 + (M_{ed}^2 + M_{eq}^2) - 2(M_{2d}^2 + M_{2q}^2)}{32\omega C_{eq}} & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{A4})$$

$$\mathbf{E} = \begin{bmatrix} \frac{M_{ed}}{2} & -\frac{M_{ed}M_{2q} - M_{eq}(4M_{dc} + M_{2d})}{16\omega C_{eq}} & -\frac{M_{ed}(3M_{dc} + M_{2q}) + M_{eq}M_{2d}}{16\omega C_{eq}} & \frac{M_{ed}(3M_{dc} + M_{2d}) - M_{eq}M_{2q}}{16\omega C_{eq}} \\ \frac{M_{eq}}{2} & \frac{M_{ed}M_{2d} - M_{eq}(4M_{dc} - M_{2q})}{16\omega C_{eq}} & -\frac{M_{ed}(3M_{dc} - M_{2d}) + M_{eq}M_{2q}}{16\omega C_{eq}} & -\frac{M_{ed}(3M_{dc} - M_{2q}) - M_{eq}M_{2d}}{16\omega C_{eq}} \end{bmatrix} \quad (\text{A5})$$

$$\mathbf{S}_B = \begin{bmatrix} \frac{\left[\lambda_1 M_{eq} + \lambda_2 (M_{ed}M_{2q} - M_{eq}M_{2d}) \right] m_k X_{Ceq}}{64(\zeta_1 + \zeta_2 + \zeta_3)} & \frac{\left[-\lambda_1 M_{ed} + \lambda_2 (M_{ed}M_{2d} + M_{eq}M_{2q}) \right] m_k X_{Ceq}}{64(\zeta_1 + \zeta_2 + \zeta_3)} \\ \frac{\left[\lambda_3 M_{ed} + 3M_{dc} (M_{ed}M_{2d} + M_{eq}M_{2q}) \right] X_{Ceq}}{m_k (\zeta_1 + \zeta_2 + \zeta_3)} & \frac{\left[\lambda_3 M_{eq} + 3M_{dc} (M_{ed}M_{2q} - M_{eq}M_{2d}) \right] X_{Ceq}}{m_k (\zeta_1 + \zeta_2 + \zeta_3)} \\ \frac{\left[2M_{ed} (3M_{dc}^2 - M_{ed}^2 + M_{eq}^2) + M_{2q} (6M_{dc}M_{eq} + M_{ed}M_{2q} - M_{eq}M_{2d}) \right] X_{Ceq}}{4(\zeta_1 + \zeta_2 + \zeta_3)} & \frac{\left[2M_{eq} (3M_{dc}^2 + M_{ed}^2 - M_{eq}^2) + M_{2d} (6M_{dc}M_{ed} + M_{ed}M_{2d} + M_{eq}M_{2q}) \right] X_{Ceq}}{4(\zeta_1 + \zeta_2 + \zeta_3)} \\ \frac{\left[2M_{eq} (3M_{dc}^2 - 2M_{ed}^2) + M_{2d} (6M_{dc}M_{eq} + M_{ed}M_{2q} - M_{eq}M_{2d}) \right] X_{Ceq}}{4(\zeta_1 + \zeta_2 + \zeta_3)} & \frac{\left[2M_{ed} (3M_{dc}^2 - 2M_{eq}^2) + M_{2d} (6M_{dc}M_{ed} + M_{ed}M_{2d} + M_{eq}M_{2q}) \right] X_{Ceq}}{4(\zeta_1 + \zeta_2 + \zeta_3)} \end{bmatrix} \quad (\text{A6})$$

$$\mathbf{S}_C = \begin{bmatrix} \frac{\left[2M_{dc}^2 + 2(M_{ed}^2 + M_{eq}^2) \right] X_{Ceq} - 32X_{L0}}{\zeta_1 + \zeta_2 + \zeta_3} & 0 & \frac{16M_{2q}}{m_k (\zeta_1 + \zeta_2 + \zeta_3)} & -\frac{16M_{2d}}{m_k (\zeta_1 + \zeta_2 + \zeta_3)} \end{bmatrix}^T \quad (\text{A7})$$

$$\begin{cases} \lambda_1 = M_{dc} \left[8M_{dc}^2 - 2(M_{ed}^2 + M_{eq}^2) + 2(M_{2d}^2 + M_{2q}^2) \right] X_{Ceq} - 128M_{dc}X_{L0} \\ \lambda_2 = \left[8M_{dc}^2 - 2(M_{ed}^2 + M_{eq}^2) \right] X_{Ceq} - 32X_{L0} \\ \lambda_3 = \left[2M_{dc}^2 + (M_{ed}^2 + M_{eq}^2) - (M_{2d}^2 + M_{2q}^2) \right] X_{Ceq} - 32X_{L0} \end{cases}$$

附录 B

由包络线条件推导出潮流方程雅可比矩阵的行列式为 0 的证明过程如下。
式(25)等价于：

$$\begin{cases} \frac{\partial P}{\partial M_e} = m \frac{\partial P}{\partial \theta_e} \\ \frac{\partial Q}{\partial M_e} = m \frac{\partial Q}{\partial \theta_e} \end{cases} \quad (B1)$$

其中， m 为一个非 0 实数。

P - Q 曲线的偏导数与潮流方程雅可比矩阵元素之间的关系为：

$$\begin{cases} \frac{\partial P}{\partial M_e} = \frac{\partial P}{\partial U_{td}} \frac{\partial U_{td}}{\partial M_e} + \frac{\partial P}{\partial U_{tq}} \frac{\partial U_{tq}}{\partial M_e} \\ \frac{\partial P}{\partial \theta_e} = \frac{\partial P}{\partial U_{td}} \frac{\partial U_{td}}{\partial \theta_e} + \frac{\partial P}{\partial U_{tq}} \frac{\partial U_{tq}}{\partial \theta_e} \\ \frac{\partial Q}{\partial M_e} = \frac{\partial Q}{\partial U_{td}} \frac{\partial U_{td}}{\partial M_e} + \frac{\partial Q}{\partial U_{tq}} \frac{\partial U_{tq}}{\partial M_e} \\ \frac{\partial Q}{\partial \theta_e} = \frac{\partial Q}{\partial U_{td}} \frac{\partial U_{td}}{\partial \theta_e} + \frac{\partial Q}{\partial U_{tq}} \frac{\partial U_{tq}}{\partial \theta_e} \end{cases} \quad (B2)$$

将式(B1)代入式(B2)，整理后得：

$$\begin{cases} \frac{\partial P}{\partial U_{td}} \left(\frac{\partial U_{td}}{\partial M_e} - m \frac{\partial U_{td}}{\partial \theta_e} \right) = - \frac{\partial P}{\partial U_{tq}} \left(\frac{\partial U_{tq}}{\partial M_e} - m \frac{\partial U_{tq}}{\partial \theta_e} \right) \\ \frac{\partial Q}{\partial U_{td}} \left(\frac{\partial U_{td}}{\partial M_e} - m \frac{\partial U_{td}}{\partial \theta_e} \right) = - \frac{\partial Q}{\partial U_{tq}} \left(\frac{\partial U_{tq}}{\partial M_e} - m \frac{\partial U_{tq}}{\partial \theta_e} \right) \end{cases} \quad (B3)$$

因此，有：

$$\frac{\partial P}{\partial U_{td}} \frac{\partial Q}{\partial U_{tq}} = \frac{\partial P}{\partial U_{tq}} \frac{\partial Q}{\partial U_{td}} \quad (B4)$$

从而得证潮流方程雅可比矩阵为 0，如式 (B5) 所示。

$$|J| = \begin{vmatrix} \frac{\partial P}{\partial U_{td}} & \frac{\partial P}{\partial U_{tq}} \\ \frac{\partial Q}{\partial U_{td}} & \frac{\partial Q}{\partial U_{tq}} \end{vmatrix} = \frac{\partial P}{\partial U_{td}} \frac{\partial Q}{\partial U_{tq}} - \frac{\partial P}{\partial U_{tq}} \frac{\partial Q}{\partial U_{td}} = 0 \quad (B5)$$

附录 C

$$\begin{cases} \frac{dX_{MMC}}{d\theta_2} = - \frac{M_e^2 M_2 X_{Ceq} \left\{ X_{Ceq} \gamma_1 - \left[32X_{L0} - (12M_{dc}^2 - 2M_e^2 + M_2^2) X_{Ceq} \right] \gamma_2 \right\}}{64(\gamma_2 + \gamma_3)^2} \sin(\theta_2 - 2\theta_e) \\ \frac{dM_{MMC}}{d\theta_2} = - \frac{M_e M_2 X_{Ceq} \left[(3M_{dc}^2 - M_e^2) \gamma_2^2 - (3M_{dc}^2 M_e M_2 X_{Ceq})^2 - 3\gamma_2 M_{dc}^2 M_e^2 M_2 X_{Ceq} \cos(\theta_2 - 2\theta_e) \right]}{m_k M_{dc} (\gamma_2 + \gamma_3)^2 \sqrt{\gamma_2^2 + (3X_{Ceq} M_{dc}^2 M_2)^2 + 6\gamma_2 M_{dc}^2 M_2 X_{Ceq} \cos(\theta_2 - 2\theta_e)}} \sin(\theta_2 - 2\theta_e) \end{cases} \quad (C1)$$

$$\begin{cases} \gamma_1 = M_{dc} \left[32 X_{L0} (8 M_{dc}^2 - 3 M_e^2 - 2 M_2^2) - X_{Ceq} (16 M_{dc}^4 + 3 M_e^4 + 2 M_2^4 - 16 M_{dc}^2 M_e^2 - 12 M_{dc}^2 M_2^2 - 2 M_e^2 M_2^2) \right] \\ \gamma_2 = M_{dc} \left[32 X_{L0} - X_{Ceq} (2 M_{dc}^2 + M_e^2 - M_2^2) \right] \\ \gamma_3 = M_e^2 M_2 X_{Ceq} \cos(\theta_2 - 2\theta_e) \end{cases}$$

附录 D

表 D1 仿真系统参数

Table D1 Parameters of simulation system

参数	数值
交流系统等效电压/kV	551.25
交流系统阻抗角/(°)	80
额定交流频率/Hz	50
换流变压器变压比/kV	525: 66: 437.23
变压器接线	Y _c /Δ/Y
换流变压器容量/(MV·A)	1380
换流变压器短路阻抗/%	24, 14, 8
直流额定电压/kV	±420
额定有功功率/MW	1250
桥臂子模块个数	500
子模块电容/μF	11000
桥臂电抗/H	0.14

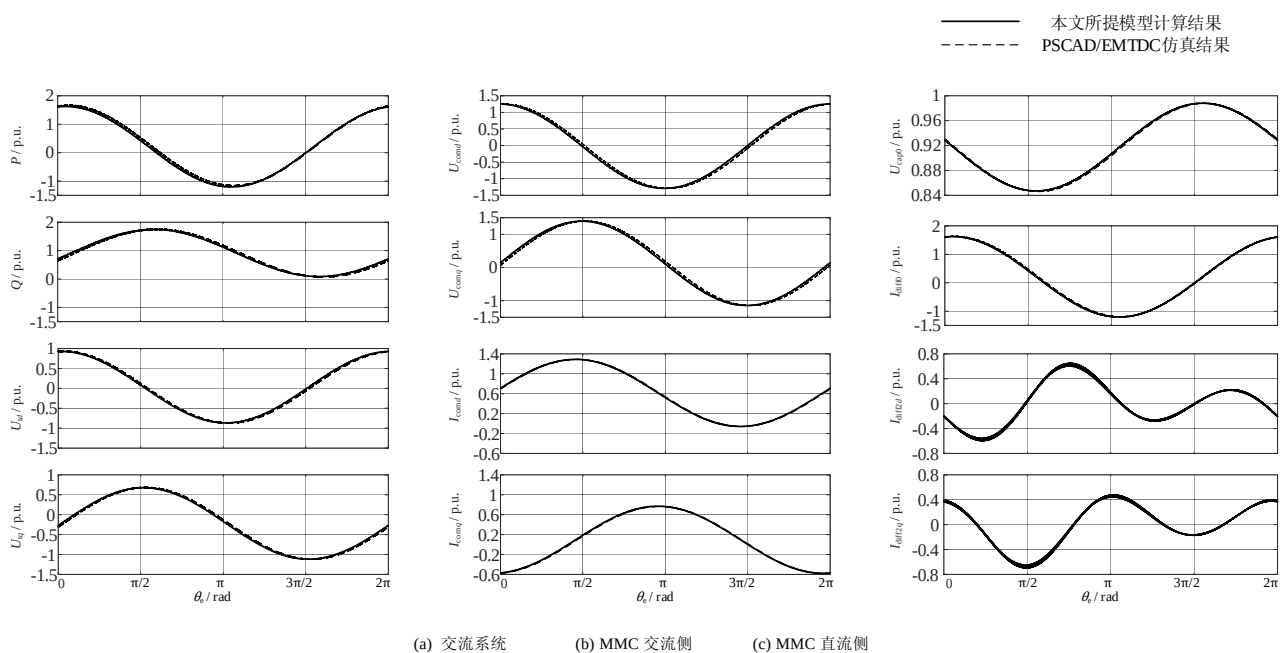


图 D1 对比验证曲线

Fig.D1 Comparison of verification curves

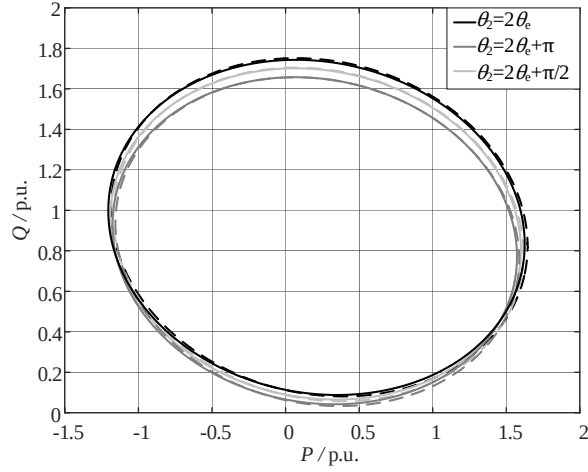


图 D2 功率运行区间上边界计算方法验证

Fig.D2 Verification of calculation method for upper boundary of power operating region

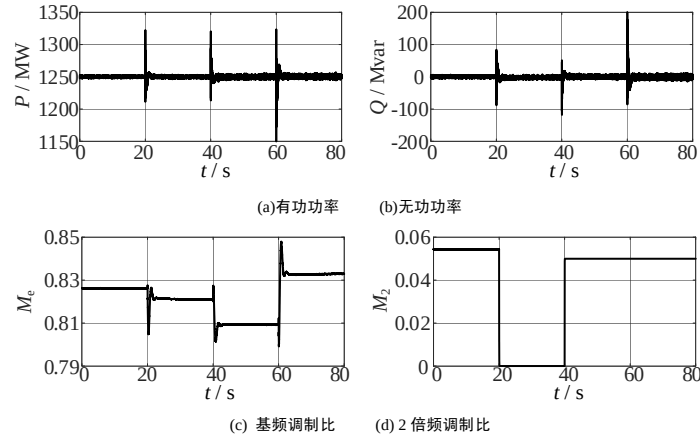


图 D3 不同环流控制方式下的 MMC 仿真结果

Fig.D3 Simulative results of MMC with different circulating current control modes

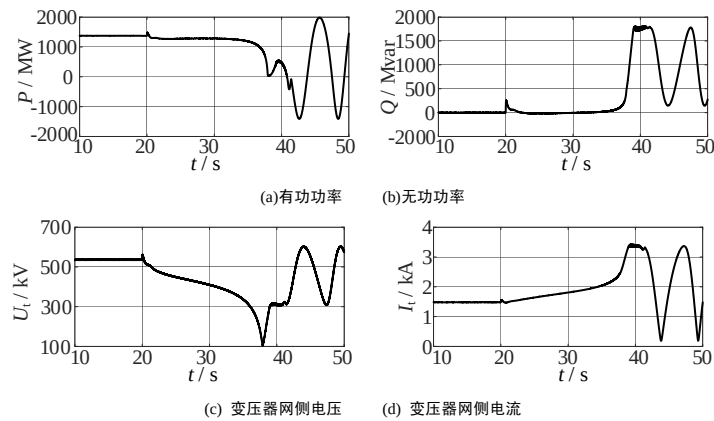


图 D4 短路比对 MMC 输出功率的影响仿真结果

Fig.D4 Simulative results of influence of SCR on MMC power outputs