

基于损耗分析的全桥型MMC参数优化设计

杨立敏, 朱艺颖, 孙 栩, 刘世成

(中国电力科学研究院 电网安全与节能国家重点实验室, 北京 100192)

摘要:全桥型模块化多电平换流器(MMC)具有直流故障自清除能力,且在发生故障时能够支撑交流侧电压,特别适用于架空线传输的柔性直流输电系统。但是其损耗大的问题十分突出,制约了其在高功率场合的应用。传统设计方法认为在全桥型MMC正常运行时负电平是无效电平,故而提出一种基于模块输出负电平特性的效率优化设计方法。分析子模块输出负电平时全桥型MMC中各电气量满足的约束关系,推导效率最优的直流电压、交流侧电压以及桥臂子模块数的表达式。该方法能在系统额定功率和开关器件型号确定的条件下,准确求解效率最优的MMC系统设计参数。

关键词:全桥型子模块;模块化多电平换流器;损耗分析;参数设计

中图分类号:TM 46

文献标志码:A

DOI:10.16081/j.epae.202003017

0 引言

德国慕尼黑联邦国防大学的 Rainer Marquardt 率先提出模块化多电平换流器(MMC)拓扑^[1]。该拓扑具有效率高、交流输出电压谐波含量低、避免了开关器件直接串联和一致触发问题,特别适用于高压直流输电的场合^[2]。目前,基于 MMC 的柔性直流输电技术已经在实际工程中得到了广泛的应用,所用功率子模块主要以半桥型子模块(HBSM)为主^[3-5]。Rainer Marquardt 在 2010 年又提出了广义 MMC 的概念^[6],功率子模块类型可以多样化,其中主要的 3 种类型分别是:HBSM、全桥型子模块(FBSM)和箝位双子模块(CDSM)。

在基于 MMC 的柔性直流输电系统中,直流侧故障是换流器设计运行必须考虑的一种严重故障。目前,工程中主要应用的由 HBSM 构成的 MMC 不具备直流侧故障自清除能力,并且高压直流断路器技术尚不成熟^[7],因此半桥型 MMC 不能实现直流侧故障穿越。由 CDSM 构成的 MMC 虽然具有直流侧故障自清除能力^[8],但是在直流侧故障穿越时不能给交流电网提供足够的支撑。由 FBSM 构成的 MMC 不仅具有直流侧故障自清除能力,而且在直流侧故障穿越时能支撑交流电网,还可以直接移植半桥型 MMC 成熟的控制策略^[9-13]。此外,FBSM 能够输出正、负和零 3 种电平。文献[14]指出考虑到未来直流电网的发展需求以及系统的可靠性,全桥型 MMC 将是柔性直流输电的主流方向。西门子已经计划采用 FBSM 建设新一代的 MMC,总容量为 2000 MW^[15]。FBSM 输出负电平的特性被广泛地用于级联模块化

多电平静止同步补偿器(STATCOM)中^[16-17]。近年来很多学者对 FBSM 输出负电平的特性在 MMC 中的应用十分感兴趣^[18-20],认为在交流电网电压和子模块电容电压一定时,利用 FBSM 输出负电平的特性可在全桥型 MMC 直流侧获得动态可调的直流电压。这一特性使得全桥型 MMC 十分适用于可再生能源并网^[18]、混合直流电网^[19]、直流融冰系统^[20]等应用场合。然而,对于柔性直流输电系统,目前通常借鉴半桥型 MMC 运行方式,全桥型 MMC 功率子模块在调制时只需要输出正电平和零电平,认为 FBSM 输出负电平的开关模式是无效的^[9-10]。

全桥型 MMC 所用的半导体开关器件数是半桥型 MMC 的 2 倍^[21],开关器件所产生的损耗约为半桥型 MMC 的 1.7 倍,是箝位双子模块型 MMC 的 1.3 倍^[22]。因此,降低全桥型 MMC 损耗已是迫切的需求。目前,全桥型 MMC 的效率优化主要是用 FBSM 冗余的零电平和负电平^[14,23]。文献[14]利用 2 种不同的输出零电平开关模式,提出一种损耗优化调制策略,通过平衡 FBSM 中 4 个 IGBT 模块的电流应力和热应力提高系统的安全裕度和传输功率。文献[23]通过合理使用 FBSM 输出的负电平,提出一种基于降损调制技术的全桥型 MMC 无需排序的均压策略,与传统均压策略相比,能大幅降低全桥型 MMC 的开关频率。但上述方法仍然是在不使用负电平进行调制的前提下,对全桥型 MMC 的效率做出优化。文献[24]指出如果充分利用 FBSM 能够输出正、负和零 3 种电平的特性进行调制,并合理地设计换流器的交流侧电压,则能使全桥型 MMC 的损耗仅约比半桥型 MMC 高 30%~40%,然而该文献并没有对此做详细的理论分析。

针对上述问题,本文首先详细分析使用负电平调制时的全桥型 MMC 直流电压、交流侧电压以及桥臂模块数所需满足的约束关系;然后通过分析其损

收稿日期:2019-10-15;修回日期:2020-01-16

基金项目:中国电力科学研究院科技改造项目(FX82-16-084)

Project supported by the Scientific Research & Technical Renovation Program of CEPRI(FX82-16-084)

耗特性,在系统额定功率、桥臂电流有效值和子模块额定电压一定的前提下,推导效率最优的直流电压、交流侧电压以及桥臂子模块数的数学表达式,并基于此设计换流器;最后通过系统额定功率为1000 MW、桥臂电流有效值为1000 A、子模块额定电压为1600 V的仿真算例,基于PSCAD/EMTDC对提出的效率优化设计方案进行验证分析。

1 全桥型MMC运行原理

1.1 全桥型MMC拓扑

全桥型MMC电路拓扑包含三相六桥臂,每个桥臂由 N 个FBSM和1个桥臂电感 L_0 串联而成,其结构如图1所示。每个功率子模块包含4只IGBT(T_1 — T_4)、4只反并联二极管(D_1 — D_4)和模块电容 C_0 。记直流电压为 U_{dc} ,交流侧输出线电压有效值为 U_{ac} ,交流网侧输出线电压有效值为 U_s ,变压器变比为 $k_T = U_s : U_{ac}$,子模块额定电压为 U_{smN} ,则MMC上、下桥臂电压 u_{xu} 和 u_{xl} ,输出交流相电压 u_{vx} ($x=a, b, c$)可以表示为:

$$\begin{cases} u_{xu} = \frac{1}{2}U_{dc} - \frac{\sqrt{6}}{3}U_{ac}\sin(\omega t + \theta) \\ u_{xl} = \frac{1}{2}U_{dc} + \frac{\sqrt{6}}{3}U_{ac}\sin(\omega t + \theta) \\ u_{vx} = \frac{u_{xl} - u_{xu}}{2} = \frac{\sqrt{6}}{3}U_{ac}\sin(\omega t + \theta) \end{cases} \quad (1)$$

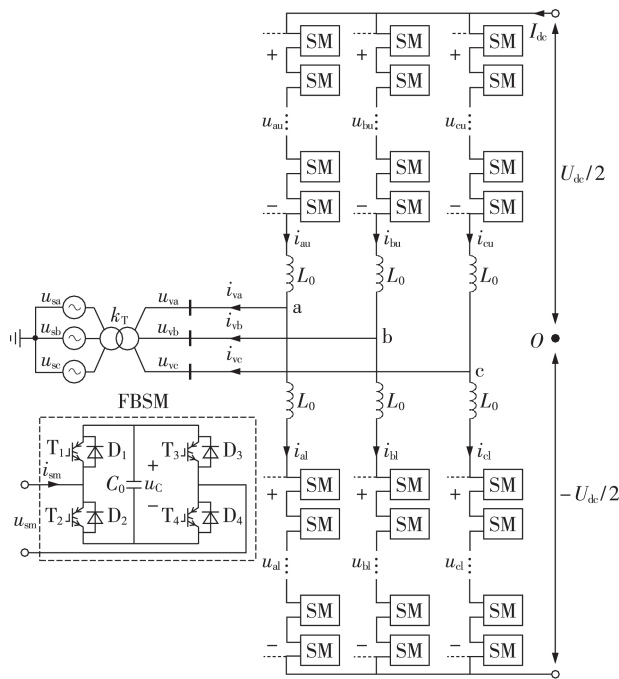


图1 全桥型MMC电路图

Fig.1 Diagram of full bridge MMC circuit

FBSM具有多种开关组合方式,能够输出正、负和零3种电平,分别对应正投入、负投入和切除3种工作模式^[14]。在MMC正常运行时,充分利用FBSM

能够输出负电平的特性,MMC上、下桥臂输出电压 u_{xu} 和 u_{xl} 满足如下关系:

$$-NU_{smN} \leq u_{xu} \leq NU_{smN}, -NU_{smN} \leq u_{xl} \leq NU_{smN} \quad (2)$$

由式(2)易知,当桥臂模块个数相同时,全桥型MMC桥臂能够输出的电压范围是半桥型MMC的2倍。

将式(1)代入式(2)可得:

$$\begin{cases} -NU_{smN} \leq u_U \leq NU_{smN} \\ U_{dc} - NU_{smN} \leq u_U \leq U_{dc} + NU_{smN} \end{cases} \quad (3)$$

以上桥臂输出电压 u_U 为例,即:

$$U_{dc} - NU_{smN} \leq u_U \leq NU_{smN} \quad (4)$$

将式(1)代入式(4)可得考虑负电平MMC正常运行时桥臂输出电压 u_{xu} 以及输出交流电压 U_{ac} 满足的约束条件如下:

$$\begin{cases} U_{dc}/2 - NU_{smN} \leq u_{vx} \leq NU_{smN} - U_{dc}/2 \\ 0 \leq U_{ac} \leq NU_{smN} - U_{dc}/2 \end{cases} \quad (5)$$

定义 k 为MMC交流侧额定相电压幅值与MMC输出的最大交流相电压幅值 U_{ac_max} 的比值,即 $k = \sqrt{2/3}U_{LL} / U_{ac_max}$ 。其中 $U_{ac_max} = NU_{smN} - U_{dc}/2$, U_{LL} 为MMC交流侧额定线电压,如式(6)所示。

$$U_{LL} = \sqrt{3/2}k(NU_{smN} - U_{dc}/2) \quad (6)$$

1.2 全桥型MMC均压方法

借鉴已在半桥型MMC中应用成熟的最近电平逼近调制策略^[25]和改进的降低开关频率均压策略^[26],当FBSM输出正电平和零电平时,调制策略与半桥型MMC相同。当输出负电平时,将调制均压策略调整如下:当桥臂电流 $i_{arm} > 0$ 且需要新的负投入模块时,选择电容电压最高的模块投入;当桥臂电流 $i_{arm} > 0$ 且需要切除已有负投入模块时,选择电容电压最低的模块切除;当桥臂电流 $i_{arm} < 0$ 且需要新的负投入模块时,选择电容电压最低的模块投入;当桥臂电流 $i_{arm} < 0$ 且需要切除已有负投入模块时,选择电容电压最高的模块切除。

2 全桥型MMC参数优化设计

半导体开关器件的通流能力和耐压能力是制约柔性直流输电系统参数设计的主要因素。在高压大功率应用场合中,根据工程实际需求确定MMC的额定功率,综合考虑器件的通流能力、损耗特性以及造价,根据所选开关器件的型号确定功率子模块的额定电容电压 U_{smN} 、流过子模块的额定电流有效值,即MMC的桥臂电流有效值 I_{arm} 和系统要求的功率子模块平均开关频率 f_{sw_ave} 。在此前提条件下,首先分析全桥型MMC损耗最优的约束条件,然后合理地设计全桥型MMC的直流侧电压 U_{dc} 、交流侧额定电压 U_{LL} 、每个桥臂的FBSM数目 N 以及附加均压开关模块数 N_{ban} ,使得全桥型MMC系统效率最优。

2.1 全桥型 MMC 损耗

FBSM 由 4 个 IGBT 模块构成,根据开关器件数据手册提供的损耗数据,通过曲线拟合,IGBT 和二极管的瞬时通态损耗 p_{conT} 和 p_{conD} 可表示为:

$$\begin{cases} p_{\text{conT}} = f_{\text{conT}}(|i_{\text{au}}(t)|) = k_1 |i_{\text{au}}(t)|^2 + k_2 |i_{\text{au}}(t)| \\ p_{\text{conD}} = f_{\text{conD}}(|i_{\text{au}}(t)|) = k_3 |i_{\text{au}}(t)|^2 + k_4 |i_{\text{au}}(t)| \end{cases} \quad (7)$$

其中, $k_1 \sim k_4$ 为 IGBT 和二极管的通态损耗拟合系数。

IGBT 的开通损耗 e_{on} 、关断损耗 e_{off} 和二极管的反向恢复损耗 e_{rec} 为:

$$\begin{cases} e_{\text{on}} = f_{\text{on}}(|i_{\text{au}}(t)|) = \lambda_1 |i_{\text{au}}(t)|^2 + \lambda_2 |i_{\text{au}}(t)| + \lambda_3 \\ e_{\text{off}} = f_{\text{off}}(|i_{\text{au}}(t)|) = \lambda_4 |i_{\text{au}}(t)|^2 + \lambda_5 |i_{\text{au}}(t)| + \lambda_6 \\ e_{\text{rec}} = f_{\text{rec}}(|i_{\text{au}}(t)|) = \lambda_7 |i_{\text{au}}(t)|^2 + \lambda_8 |i_{\text{au}}(t)| + \lambda_9 \end{cases} \quad (8)$$

其中, $\lambda_1 \sim \lambda_9$ 为 IGBT 开通损耗、关断损耗和二极管反向恢复损耗的拟合系数。由文献[23]可知, FBSM 的通态损耗 $P_{\text{con_SM}}$ 和开关损耗 $P_{\text{sw_SM}}$ 可用式(9)近似计算。

$$\begin{cases} P_{\text{con_SM}} = P_{\text{conT}} + P_{\text{conD}} = 0.5(k_1 + k_3)I_{\text{arm}}^2 + 0.5(k_2 + k_4)I_{\text{abs_AVE}} \\ P_{\text{sw_SM}} = f_{\text{sw}}(e_{\text{on}} + e_{\text{off}} + e_{\text{rec}}) = f_{\text{sw}}[(\lambda_1 + \lambda_4 + \lambda_7)I_{\text{arm}}^2 + (\lambda_2 + \lambda_5 + \lambda_8)I_{\text{abs_AVE}} + (\lambda_3 + \lambda_6 + \lambda_9)] \end{cases} \quad (9)$$

其中, $I_{\text{abs_AVE}}$ 为桥臂电流绝对值的平均值。易证明 $I_{\text{abs_AVE}}$ 和 I_{arm} 具有正相关性,故全桥型 MMC 的总通态损耗 P_{con} 和总开关损耗 P_{sw} 可以表示为:

$$\begin{cases} P_{\text{con}} = NP_{\text{con_SM}} = N[0.5(k_1 + k_3)I_{\text{arm}}^2 + 0.5(k_2 + k_4)I_{\text{abs_AVE}}] \\ P_{\text{sw}} = Nf_{\text{sw_ave}}(e_{\text{on}} + e_{\text{off}} + e_{\text{rec}}) = Nf_{\text{sw_ave}}[(\lambda_1 + \lambda_4 + \lambda_7)I_{\text{arm}}^2 + (\lambda_2 + \lambda_5 + \lambda_8)I_{\text{abs_AVE}} + (\lambda_3 + \lambda_6 + \lambda_9)] \end{cases} \quad (10)$$

由式(10)易看出,总导通损耗与桥臂电流有效值呈正相关,与桥臂模块数成正比;总开关损耗与桥臂电流有效值呈正相关,与功率子模块的平均开关频率成正比,与桥臂模块数成正比。

2.2 全桥型 MMC 参数优化设计

根据 2.1 节全桥型 MMC 损耗分析可知,在 FBSM 模块电容额定电压 U_{smN} 、桥臂电流有效值 I_{arm} 和子模块平均开关频率 $f_{\text{sw_ave}}$ 确定的条件下,系统总损耗与每个桥臂 FBSM 数目 N 成正比。由 MMC 的运行原理可知,桥臂电流有效值 I_{arm} 与交流阀侧电流有效值 I_{ac} 和直流电流 I_{dc} 的关系满足:

$$I_{\text{arm}}^2 = \frac{1}{4}I_{\text{ac}}^2 + \frac{1}{9}I_{\text{dc}}^2 = \frac{P^2}{9} \left[\frac{1}{2k^2(NU_{\text{smN}} - U_{\text{dc}}/2)^2} + \frac{1}{U_{\text{dc}}^2} \right] \quad (11)$$

其中, P 为有功功率,且 $P = U_{\text{dc}}I_{\text{dc}} = 1.732 U_{\text{LL}}I_{\text{ac}}$ 。因此,每个桥臂子模块个数 N 与直流电压 U_{dc} 的关系为:

$$N = f(U_{\text{dc}}) = \frac{U_{\text{dc}}}{2U_{\text{smN}}} + \frac{U_{\text{dc}}}{\sqrt{2}kU_{\text{smN}}} \sqrt{\frac{P^2}{9I_{\text{arm}}^2 U_{\text{dc}}^2 - P^2}} \quad (12)$$

记 $\Delta = 9I_{\text{arm}}^2 U_{\text{dc}}^2 - P^2$, 对 $f(U_{\text{dc}})$ 求导,可得:

$$f'(U_{\text{dc}}) = \frac{\sqrt{2}k\Delta\sqrt{\Delta} + \sqrt{2}\Delta P - 18I_{\text{arm}}^2 U_{\text{dc}}^2 P}{3\sqrt{2}k\Delta\sqrt{\Delta}} \quad (13)$$

令 $f'(U_{\text{dc}}) = 0$, 则可以得到最优直流电压 U_{dcopt} 为:

$$U_{\text{dcopt}} = \frac{P}{3I_{\text{arm}}} \sqrt{1 + (\sqrt{2}/k)^{2/3}} \quad (14)$$

将式(14)代入式(12),可得到最优的 MMC 桥臂模块个数 N_{opt} 为:

$$N_{\text{opt}} = \frac{P\sqrt{1 + (\sqrt{2}/k)^{2/3}}}{6I_{\text{arm}}U_{\text{smN}}} [1 + (\sqrt{2}/k)^{2/3}] \quad (15)$$

如果考虑系统设计中子模块冗余度 γ , 则桥臂子模块个数 $N = N_{\text{opt}}/(1 - \gamma)$ 。将式(14)和式(15)代入式(6),可求得最优交流电压 U_{LLopt} 为:

$$U_{\text{LLopt}} = \sqrt{3} \left(\frac{k}{\sqrt{2}} \right)^{1/3} \frac{P\sqrt{1 + (\sqrt{2}/k)^{2/3}}}{6I_{\text{arm}}} \quad (16)$$

根据上文所述全桥型 MMC 调制均压策略可知,功率子模块的平均开关频率 $f_{\text{sw_ave}}$ 可表示为:

$$f_{\text{sw_ave}} = (N_{\text{ban}}T_{\text{f}}/T_{\text{c}} + N_{\text{NLM}})/(T_{\text{f}}N) \quad (17)$$

其中, N_{ban} 为在一个控制周期 T_{c} 内由均压引起的附加开关模块个数; N_{NLM} 为在一个基波周期 T_{f} 内由调制策略引起投切模块个数,其如式(18)所示。

$$N_{\text{NLM}} = \text{round}(mU_{\text{dc}}/U_{\text{smN}}) \quad (18)$$

其中, $\text{round}(x)$ 为取整函数; m 为 MMC 输出交流阀侧相电压幅值 U_{vm} 与 $U_{\text{dc}}/2$ 之比。忽略式(18)的取整函数 $\text{round}(x)$, 并取 m 为额定工况下交流阀侧相电压幅值 U_{vm} 与 $U_{\text{dc}}/2$ 之比,即 $m = \sqrt{2/3}U_{\text{LL}}/(U_{\text{dc}}/2)$, 代入式(17)可得 $f_{\text{sw_ave}}$ 近似表达式为:

$$f_{\text{sw_ave}} = \frac{N_{\text{ban}}}{NT_{\text{c}}} + \frac{2kNU_{\text{smN}} - kU_{\text{dc}}(1 + \gamma)}{U_{\text{smN}}(1 + \gamma)T_{\text{f}}N} \quad (19)$$

如果需维持 $f_{\text{sw_ave}}$ 恒定,则 N_{ban} 的取值应为:

$$N_{\text{ban}} = \left[f_{\text{sw_ave}} - \frac{2kNU_{\text{smN}} - kU_{\text{dc}}(1 + \gamma)}{U_{\text{smN}}(1 + \gamma)T_{\text{f}}N} \right] T_{\text{c}}N \quad (20)$$

3 仿真实验

为了验证所提全桥型 MMC 效率优化设计的正确性,本文首先通过算例对第 2 节所述设计方法展开讨论,然后基于 PSCAD / EMTDC 对采用效率最优设计方案的 MMC 的可行性进行仿真实验,最后通过对比最优设计方案和 2 种次优方案阐明所提设计方法的效率优化效果。

全桥型 MMC 仿真算例中,系统设计要求如下:

额定功率 $P=1\,000\text{ MW}$, 桥臂额定电流有效值 $I_{\text{arm}}=1\,000\text{ A}$, 子模块额定电容电压 $U_{\text{smN}}=1\,600\text{ V}$, 子模块电容电压纹波系数 $\varepsilon<10\%$, 子模块的冗余度 $\gamma=6.4\%$, $m=0.875$ 。由式(12)可知, 直流电压 U_{dc} 与子模块个数 N 的关系如图2所示。当直流电压 $U_{\text{dc}}=515\text{ kV}$ 时, 子模块个数达到最少为382, 与式(14)和式(15)的计算结果相吻合。在实际工程设计中, 取直流电压 $U_{\text{dc}}=500\text{ kV}$ 、子模块个数 $N=387$ 。

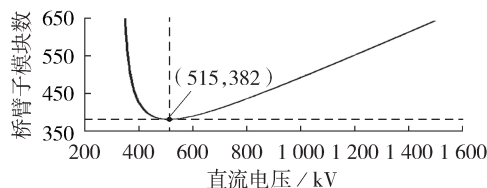


图2 全桥型MMC效率最优设计中直流电压与桥臂子模块数的关系

Fig.2 Relationship between DC voltage and number of arm bridge sub-module in optimal efficient design for full bridge MMC

考虑子模块冗余度 γ 和子模块电容电压纹波系数 ε 的约束, 效率最优的全桥型MMC系统设计参数计算结果如表1所示。

表1 效率最优的全桥型MMC系统设计参数

Table 1 Parameters of optimal efficient design for full bridge MMC system

参数	数值
直流电压 U_{dc}/kV	500
阀侧交流额定电压 U_{LL}/kV	387
网侧交流电压 U_{g}/kV	525
子模块数 N	408
子模块电容 C_0/mF	7
桥臂电感 L_0/mH	105
控制周期 T_c/ms	10

选用开关器件的型号为3 300 V / 1 500 A 的英飞凌IGBT模块(FZ1500R33HL3)。搭建的PSCAD / EMTDC仿真模型原理图见图1。当此换流器处于单位功率因数且额定功率整流和逆变运行工况下, 采用环流抑制策略^[27]时的稳态仿真波形如图3所示。

由图3(a)可知, 直流电压为500 kV的全桥型MMC整流输出额定功率1 000 MW时, 子模块平均开关频率为140 Hz, 子模块平均电压纹波系数为6.6%, 桥臂电流最大值为404 A, 最小值为-1 708 A。由图3(b)可知, 当换流器逆变输出额定功率1 000 MW时, 子模块平均开关频率为142 Hz, 平均电压纹波系数为6.3%, 桥臂电流最大值为1 733 A, 最小值为-371 A。因此, 仿真结果表明采用本文所提效率最优的参数设计方法时, 全桥型MMC能够稳定运行。

当效率最优的全桥型MMC处于额定视在功率为1 000 MV·A的工况下, 采用环流抑制策略时,

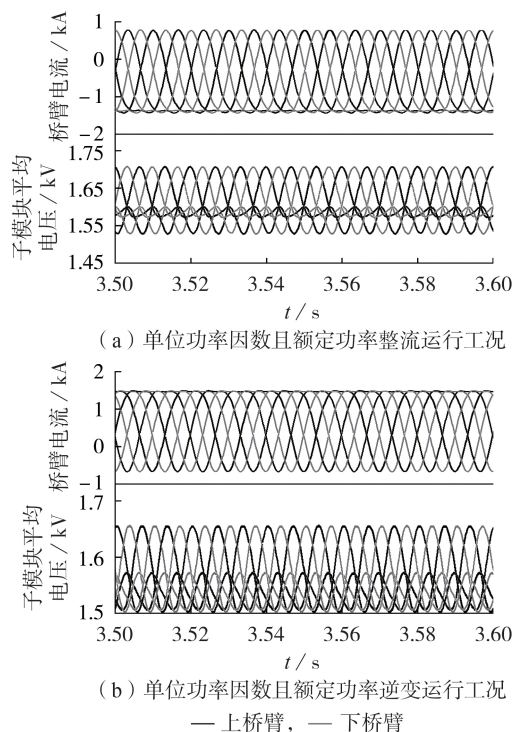


图3 稳态仿真波形

Fig.3 Steady-state simulative waveforms

换流器各类损耗与功率因数角的关系如图4所示。由图4可知, 采用环流抑制策略时, 在单位功率因数且整流运行工况下, 换流器总损耗 p_{recD} 最大为10.274 MW; 在单位功率因数且逆变运行工况下, 开关总损耗 p_{swT} 最小为9.687 MW。此外, 全桥型MMC的通态损耗约占总损耗的80%, 开关损耗约占20%。

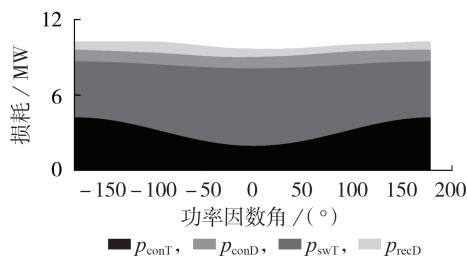


图4 全桥型MMC损耗随功率因数角变化的曲线

Fig.4 Curve of loss vs. power factor angle for full bridge MMC

为说明所提适用于全桥型MMC的效率优化设计方法的优化效果, 下面对比分析3种设计方案, 即 $U_{\text{dc}}=500\text{ kV}$ 时的效率最优设计方案(方案1)以及 U_{dc} 为400 kV和700 kV的次优设计方案(方案2和方案3)。3种方案的系统设计参数如表2所示。

基于PSCAD / EMTDC对3种设计方案分别进行仿真分析。忽略系统谐波环流的影响, 3种设计方案在额定功率整流和逆变工况下, 系统各项损耗以及效率如表3所示。表中, $p_{\text{sw_IGBT}}$ 为IGBT开关损耗; $p_{\text{sw_diode}}$ 为二极管开关损耗; p_{total} 为总损耗。对比表

表2 3种设计方案下全桥型MMC系统设计参数

Table 2 Parameters of full bridge MMC system under three design schemes

方案	U_{dc}/kV	U_{LL}/kV	U_s/kV	N	C_0/mF	L_0/mH
1	400	522	525	458	10	105
2	500	387	525	408	7	105
3	700	328	525	438	12	105

3中3种全桥型MMC设计方案的损耗可知,在额定功率整流工况下,二极管的通态损耗 p_{cond} 约占总通态损耗的70%,当采用效率优化设计方案时,其通态损耗占比分别降低了2.79%和12.34%;在额定功率逆变工况下,二极管的通态损耗约占总通态损耗的50%,其通态损耗分别降低了9.55%和16.34%。在额定功率整流工况下,采用效率优化设计方案的全桥型MMC的总损耗比方案1和方案3分别低12.36%和6.69%;在额定功率逆变工况下,采用效率优化设计方案的全桥型MMC的总损耗比方案1和方案3分别低11.34%和6.34%。因此,本文所提效率优化设计方法具有明显的优化效果。

表3 系统的各项损耗以及效率

Table 3 Losses and efficiency of system

工况	U_{dc}/kV	$p_{\text{cond}}/\text{MW}$	$p_{\text{cond}}/\text{MW}$	$p_{\text{sw_IGBT}}/\text{MW}$	$p_{\text{sw_diode}}/\text{MW}$	$p_{\text{total}}/\text{MW}$	效率/%
整流	400	3.028	6.282	1.017	0.727	11.054	98.89
	500	2.021	6.107	0.909	0.651	9.688	99.03
	700	1.624	1.624	1.042	0.750	10.383	98.96
逆变	400	4.903	4.867	1.064	0.755	11.589	98.84
	500	4.281	4.402	0.931	0.661	10.275	98.97
	700	3.884	5.262	1.060	0.764	10.970	98.90

4 结论

随着全桥型MMC研究的不断深入,其损耗较大的问题日益突出。对此,基于FBSM输出负电平特性,本文首先分析了全桥型MMC交流侧电压、直流电压和子模块数之间的约束关系。然后通过对全桥型MMC损耗的分析,推导出效率最优时直流电压与桥臂子模块数之间的数学关系,由此可知当系统额定功率、桥臂电流有效值和子模块额定电容电压确定时,存在一个直流电压值使得桥臂子模块数最小,且效率最优。最后,基于PSCAD/EMTDC对所提设计方法的有效性进行验证,结果表明在额定功率为1000 MW、桥臂电流有效值为1000 A、子模块额定电容电压为1600 V的条件下,当直流电压选取为500 kV时,桥臂子模块个数最小为408,与理论分析相符;采用效率优化设计的全桥型MMC在单位功率因数整流工况下,效率为99.03%,在单位功率因数逆变工况下,效率为98.97%,均明显高于其他设计方案。

参考文献:

- [1] MARQUARDT R, LESNICAR A. An innovative modular multi-level converter topology suitable for a wide power range[C]// Proceedings of Power Technology Conference. Bologna, Italy: IEEE, 2003: 1-6.
- [2] FLOURENTZOU N, AGELIDIS V G, DEMETRIADES G D. VSC-based HVDC power transmission systems: an overview[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(3): 592-602.
- [3] DEBNATH S, QIN Jiangchao, BAHIRANI B, et al. Operation, control, and applications of the modular multilevel converter: a review[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(1): 37-53.
- [4] 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.
- [5] 吕敬, 蔡旭, 张建文. 模块化多电平换流器的交直流侧阻抗模型[J]. 电力自动化设备, 2017, 37(1): 131-143.
LÜ Jing, CAI Xu, ZHANG Jianwen. AC- and DC-side impedance models of modular multilevel converter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2017, 37(1): 131-143.
- [6] MARQUARDT R. Modular multilevel converter: an universal concept for HVDC-networks and extended DC-bus-applications[C]// 2010 International Power Electronics Conference (IPEC). Sapporo, Japan: IEEE, 2010: 502-507.
- [7] FRANCK C M. HVDC circuit breakers: a review identifying future research needs[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2011, 26(2): 998-1007.
- [8] MARQUARDT R. Modular multilevel converter topologies with DC-short circuit current limitation[C]// 2011 IEEE 8th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE & ECCE). Jeju, Korea: IEEE, 2011: 1425-1431.
- [9] 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.
- [10] XU F, XU Z, ZHENG H, et al. A tripole HVDC system based on modular multilevel converters[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2014, 29(4): 1683-1691.
- [11] 雷鸣, 李耀华, 葛琼璇, 等. 一种新型单桥臂电感模块化多电平变流器及其控制方法[J]. 电工技术学报, 2014, 29(2): 231-238.
LEI Ming, LI Yaohua, GE Qiongxuan, et al. A new modular multilevel converter with single arm inductor and its control strategies[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(2): 231-238.
- [12] 屠卿瑞, 徐政, 姚为正. 模块化多电平换流器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): 33-44.
TU Qingrui, XU Zheng, YAO Weizheng. Selecting number of voltage levels for modular multilevel converter based HVDC[J]. Power System Protection and Control, 2010, 38(20): 33-44.
- [13] 杨立敏, 李耀华, 李子欣, 等. MMC子模块故障下能量再平衡控制与安全运行域分析[J]. 电力自动化设备, 2018, 38(4): 52-59.
YANG Limin, LI Yaohua, LI Zixin, et al. Energy rebalance control and safe operation region analysis of MMC with submodule fault[J]. Electric Power Automation Equipment, 2018, 38(4): 52-59.
- [14] 谢晔源, 曹冬明, 姜田贵, 等. 基于模块化多电平换流器的新型

- 全桥损耗优化调制策略[J]. 电力系统自动化, 2016, 40(6): 78-84.
- XIE Yeyuan, CAO Dongming, JIANG Tianguai, et al. A new full-bridge loss optimization strategy based on modular multi-level converter[J]. Automation of Electric Power Systems, 2016, 40(6): 78-84.
- [15] HEIMBACH S. Siemens presents new technology for converter stations[EB/OL]. (2015-12-08)[2019-10-15]. <http://www.siemens.com/press>.
- [16] 徐榕, 于泳, 杨荣峰, 等. H桥级联STATCOM直流侧电容电压平衡控制方法[J]. 电力自动化设备, 2015, 35(5): 15-22.
- XU Rong, YU Yong, YANG Rongfeng, et al. DC capacitor voltage balance control of H-bridge cascaded STATCOM[J]. Electric Power Automation Equipment, 2015, 35(5): 15-22.
- [17] 王志冰, 于坤山, 周孝信. H桥级联多电平变流器的直流母线电压平衡控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(6): 56-63.
- WANG Zhibing, YU Kunshan, ZHOU Xiaoxin. Control strategy for DC bus voltage balance in cascaded H-bridge multilevel converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(6): 56-63.
- [18] ADAM G P, DAVIDSON I E. 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] THITICHAIWORAKORN N, HAGIWARA M, AKAGI H. Experimental verification of a modular multilevel cascade inverter based on double-star bridge cells[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2014, 50(1): 509-519.
- [20] 梅红明, 刘建政. 新型模块化多电平直流融冰装置[J]. 电力系统自动化, 2013, 37(16): 96-102.
- MEI Hongming, LIU Jianzheng. A novel DC ice-melting equipment based on modular multilevel cascade converter[J]. Automation of Electric Power Systems, 2013, 37(16): 96-102.
- [21] ZHANG J, ZHAO C. The research of SM topology with DC fault tolerance in MMC-HVDC[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2015, 30(3): 1561-1568.
- [22] MODEER T, NEE H P, NORRGA S. Loss comparison of different sub-module implementations for modular multilevel converters in HVDC applications[J]. EPE Journal, 2012, 22(3): 32-38.
- [23] 许烽, 徐政, 张哲任, 等. 基于降损调制技术的全桥MMC电容电压无需排序均衡控制[J]. 电网技术, 2013, 37(12): 3347-3355.
- XU Feng, XU Zheng, ZHANG Zheren, et al. Reduced loss modulation based capacitor voltage non-sorting balancing control for full-bridge MMC[J]. Power System Technology, 2013, 37(12): 3347-3355.
- [24] WHITEHOUSE R S. Technical challenges of realising multi-terminal networking with VSC[C]//Proceedings of the 2011 14th European Conference on Power Electronics and Applications(EPE 2011). Birmingham, UK: [s.n.], 2011: 1-12.
- [25] 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.
- [26] LI Z, GAO F, XU F, et al. Power module capacitor voltage balancing method for a ± 350 kV / 1 000 MW modular multilevel converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(6): 3977-3984.
- [27] JONES P S, DAVIDSON C C. Calculation of power losses for MMC-based VSC HVDC stations[C]//2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications(EPE). Lille, France: [s.n.], 2013: 1-10.
- [28] LI Zixin, WANG Ping, CHU Zunfang, et al. An inner current eliminating method for modular multilevel converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(11): 4873-4879.

作者简介:



杨立敏

杨立敏(1991—),男,山西怀仁人,博士,主要研究方向为柔性直流输电、交直流电网实时仿真(E-mail: yang_li_min@yeah.net);

朱艺颖(1974—),女,北京人,教授级高级工程师,博士,主要研究方向为电力系统实时仿真、直流输电及电磁暂态分析(E-mail: wzhyf@epri.sgcc.com.cn);

孙 栩(1978—),男,北京人,高级工程师,博士,通信作者,主要研究方向为直流输电及电力系统仿真(E-mail: sunxu_bj@163.com)。

(编辑 李玮)

Optimization design of full bridge MMC parameters based on loss analysis

YANG Limin, ZHU Yiying, SUN Xu, LIU Shicheng

(State Key Laboratory of Power Grid Safety and Energy Conservation,

China Electric Power Research Institute, Beijing 100192, China)

Abstract: The full bridge MMC (Modular Multilevel Converter) is suitable for the overhead line transmission of VSC-HVDC (Voltage Source Converter based High Voltage Direct Current), due to its capabilities of riding through DC short circuit fault and supporting AC voltage. However, the huge power loss of full bridge MMC imposes a great challenge on its applications in high power occasions. The negative levels of full bridge sub-modules are not utilized during normal operations in the traditional design of full bridge MMC. Hence, an efficient optimization design approach based on the negative levels of full bridge MMC is proposed. The constraints that the power variables of the full bridge MMC should satisfy are analyzed. Then, the optimal DC voltage, AC voltage and sub-module number are derived. The proposed approach can accurately provide the optimal design parameter of MMC system under the rated power and the certain switching devices.

Key words: full bridge sub-module; modular multilevel converter; loss analysis; parameter design