

DOI: 10.12158/j.2096-3203.2025.04.022

大容量变速抽水蓄能机组全功率变频器拓扑对比

赵博¹, 田丰源², 张启超¹, 王开国², 梁浩³, 官金武²

(1. 国网新能源控股有限公司抽水蓄能技术经济研究院, 北京 100052; 2. 武汉大学电气与自动化学院, 湖北 武汉 430072; 3. 国网冀北电力有限公司电力科学研究院, 北京 100055)

摘要: 变速抽水蓄能机组在效率和工况适应性等方面相较于传统定速抽水蓄能机组有较大的优势。全功率变频器是变速抽蓄机组的关键装备, 研究各种变频器拓扑在大容量变速抽蓄机组中的应用具有重要意义。文中以百兆瓦级变速抽水蓄能机组为例, 立足于现有器件, 从成本、损耗、体积等方面构建评价指标体系, 并采用熵值法对指标体系中的指标赋权。对比分析背靠背三电平中点钳位型(neutral point clamped, NPC)变换器、背靠背五电平层叠多单元变换器(stacked multicell converter, SMC)、背靠背模块化多电平变换器(modular multilevel converter, MMC)以及模块化多电平矩阵变换器(modular multilevel matrix converter, M3C)4种拓扑应用于大功率、接入电压为13.8 kV的变速抽水蓄能机组的设计方案。结果表明, 在成本方面, 背靠背MMC成本最低; 在效率方面, M3C整体效率最高; 在体积方面, M3C占用空间最小。综合而言, 背靠背MMC和M3C为百兆瓦级变速抽水蓄能机组全功率变频器的两种优选方案。

关键词: 全功率变频器; 变速抽水蓄能机组; 背靠背三电平变换器; 背靠背五电平变换器; 背靠背模块化多电平变换器(MMC); 模块化多电平矩阵变换器(M3C)

中图分类号: TM464

文献标志码: A

文章编号: 2096-3203(2025)04-0207-13

0 引言

抽水蓄能电站是一种寿命周期长、可靠性高、经济、环境友好的储能方式, 具有启动迅速、运行灵活等特点, 能较好地适应电力系统负荷变化, 既能削峰又可填谷。传统的抽水蓄能机组一般为定速运行机组, 功率调节速度相对较慢, 且在水泵工况下只能满负荷抽水, 并不能根据系统需求调节抽水功率, 因此无法准确满足电网频率调节的要求。目前的变速抽水蓄能机组具有效率高、调节范围宽、运行灵活的优点, 可以快速调节有功和无功功率, 具有大范围无功补偿能力, 有助于新型电力系统安全稳定运行^[1-4]。

变换器是全功率变速抽水蓄能系统的核心装备之一, 须实现三相到三相的交-交电能变换, 并满足四象限运行要求。由于大容量机组的系统功率很大, 为使电机电压等级相匹配, 通常采用多电平拓扑实现高压输出^[5]。目前常用的高压大容量四象限交-交多电平变换器拓扑有背靠背三电平中点钳位型(neutral point clamped, NPC)变换器、背靠背五电平层叠多单元变换器(stacked multicell converter, SMC)、背靠背模块化多电平变换器(modular multi-

level converter, MMC)及模块化多电平矩阵变换器(modular multilevel matrix converter, M3C)等^[6-9]。2013年, ABB公司对瑞士Grimsel电站改造方案中使用的变换器拓扑为背靠背三电平NPC。但该结构在不使用器件串联的前提下, 存在三电平NPC输出线电压的有效值最大约为4.6 kV的问题, 不能满足接入电压13 kV以上百兆瓦级变速抽蓄机组的要求。为满足上述要求, 通常需要在电网侧和电机侧配置变压器, 但这种方法会导致成本上升^[10]。尽管后来提出了背靠背五电平SMC, 但受限于现有器件等级, 也无法直接满足13 kV以上的线电压输出需求, 需要在输入侧和输出侧配置变压器。为进一步提升运行灵活性, 2014年, ABB公司提出将背靠背MMC应用于全功率变速抽水蓄能机组, 该拓扑可以省去输入侧和输出侧的附加变压器, 同时具有更高的故障容错能力^[11]。2018年, 清华大学提出将M3C拓扑应用于变速抽水蓄能领域, 实验验证了M3C抽水蓄能系统在水泵及发电模式下的全频域运行特性^[12]。综上所述, 背靠背三电平NPC、背靠背五电平SMC、背靠背MMC、M3C是百兆瓦级全功率变频器的主要可选拓扑方案。

相较于背靠背三电平NPC和背靠背五电平SMC, 背靠背MMC、M3C可以实现更高等级的电压输出, 并且能够省去输入侧和输出侧的变压器。但目前缺少这4种拓扑在全功率变速抽蓄场合的

收稿日期: 2024-11-04; 修回日期: 2025-01-24

基金项目: 国家电网有限公司总部科技资助项目(4000-202343072A-1-1-ZN)

详细对比。为此,文中以百兆瓦级变速抽水蓄能机组为例,列举背靠背三电平 NPC、背靠背五电平 SMC、背靠背 MMC 及 M3C 4 种拓扑应用于百兆瓦级变速抽水蓄能机组的设计方案,从其成本、效率、体积、拓扑优缺点等方面进行分析,为百兆瓦级变速机组选型设计提供参考。

1 拓扑及工作原理

面向全功率变速抽水蓄能系统的变换器需要实现基本四象限交-交电能变换,背靠背三电平 NPC、背靠背五电平 SMC、背靠背 MMC 及 M3C 是比较经典的拓扑,其拓扑和基本工作原理如下。

1.1 背靠背三电平 NPC

背靠背三电平 NPC 的电路结构如图 1 所示,由两个三电平 NPC 经公共直流母线连接而成,其电网侧和电机侧可以分开进行建模控制^[13]。其中, v_u 、 v_v 、 v_w 为电网电压; L_f 为并网电感; i_u 、 i_v 、 i_w 为电网侧电流; i_r 、 i_s 、 i_t 为逆变器输出侧电流; C_H 、 C_L 分别为直流侧的上、下支撑电容。背靠背三电平 NPC 的电网侧电压和电流可按式(1)、式(2)进行控制,电机侧电压和电流可按式(3)、式(4)进行控制。

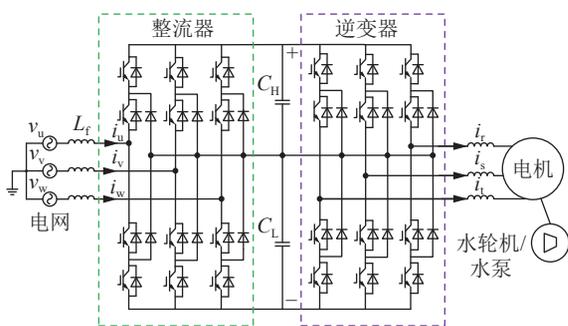


图 1 背靠背三电平 NPC 拓扑

Fig.1 Back-to-back three-level NPC topology

$$\begin{cases} v_u = \hat{v}_{g1} \cos \omega_1 t \\ v_v = \hat{v}_{g1} \cos(\omega_1 t - 2\pi/3) \\ v_w = \hat{v}_{g1} \cos(\omega_1 t + 2\pi/3) \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{cases} i_u = \hat{i}_{g1} \cos(\omega_1 t - \varphi_1) \\ i_v = \hat{i}_{g1} \cos(\omega_1 t - \varphi_1 - 2\pi/3) \\ i_w = \hat{i}_{g1} \cos(\omega_1 t - \varphi_1 + 2\pi/3) \end{cases} \quad (2)$$

$$\begin{cases} v_r = \hat{v}_{m2} \cos(\omega_2 t + \theta) \\ v_s = \hat{v}_{m2} \cos(\omega_2 t - 2\pi/3 + \theta) \\ v_t = \hat{v}_{m2} \cos(\omega_2 t + 2\pi/3 + \theta) \end{cases} \quad (3)$$

$$\begin{cases} i_r = \hat{i}_{m2} \cos(\omega_2 t - \varphi_2 + \theta) \\ i_s = \hat{i}_{m2} \cos(\omega_2 t - \varphi_2 - 2\pi/3 + \theta) \\ i_t = \hat{i}_{m2} \cos(\omega_2 t - \varphi_2 + 2\pi/3 + \theta) \end{cases} \quad (4)$$

式中: \hat{v}_{g1} 为输入电压幅值; \hat{i}_{g1} 为输入电流幅值; ω_1 为输入侧角频率; φ_1 为输入侧功率因数角; \hat{v}_{m2} 为输出

电压幅值; \hat{i}_{m2} 为输出电流幅值; ω_2 为输出侧角频率; φ_2 为输出侧功率因数角; θ 为输入输出系统之间的初始相角差。

1.2 背靠背五电平 SMC

背靠背五电平 SMC 的电路结构如图 2 所示,由两个五电平 SMC 经公共直流母线连接而成,其中,将基本换流单元中开关状态互补的一对开关管的开关状态分别表示为 S_x 和 S'_x ($x=1, 2, 3, 4$); E 为电容电压; V_0 为基本换流单元输出电压。单相五电平 SMC 的开关状态如表 1 所示,由于包含了冗余开关状态,其调制策略更加灵活。

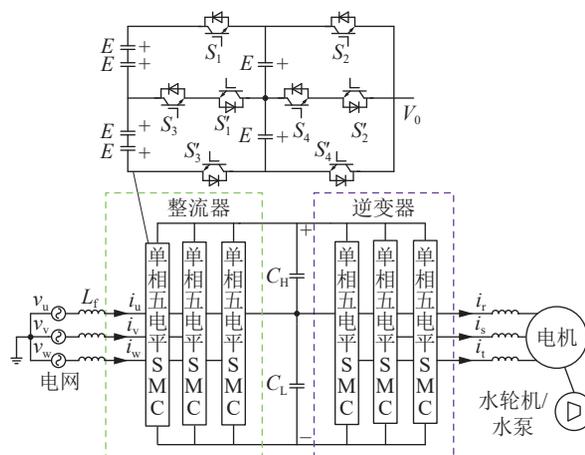


图 2 背靠背五电平 SMC 拓扑

Fig.2 Back-to-back five-level SMC topology

表 1 五电平 SMC 的开关状态

Table 1 Switching status of five-level SMC

S_1	S_2	S_3	S_4	V_0
1	1	1	1	$2E$
1	0	1	1	E
0	1	1	1	E
1	0	1	0	0
0	1	0	1	0
0	0	1	1	0
0	0	1	0	$-E$
0	0	0	1	$-E$
0	0	0	0	$-2E$

1.3 背靠背 MMC

背靠背 MMC 的电路结构如图 3 所示,由两个 MMC 经公共直流母线连接而成,变换器的电网侧和电机侧可以分开进行建模控制。其中, L_b 为桥臂电感; U_c 为子模块电容电压; SM 为桥臂半桥子模块。

以电机侧 MMC 为例,将虚拟直流母线中点作为参考电位,定义输出相电压 u_o 、相电流 i_o 分别为:

$$u_o = U_m \sin \omega t = m \frac{U_c}{2} \sin \omega t \quad (5)$$

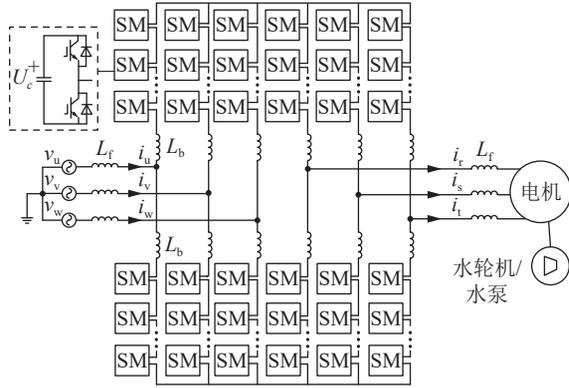


图3 背靠背 MMC 拓扑

Fig.3 Back-to-back MMC topology

$$i_o = I_m \sin(\omega t - \varphi) \quad (6)$$

式中： U_m 、 I_m 分别为电机侧 MMC 的输出电压幅值和输出电流幅值； ω 为角频率； m 为调制比； φ 为功率因数角。

根据基尔霍夫电压定律(Kirchhoff voltage law, KVL)和基尔霍夫电流定律(Kirchhoff current law, KCL), 得到 MMC 的上、下桥臂电压 u_p 、 u_n 和电流 i_p 、 i_n 分别为:

$$\begin{cases} u_p = \frac{1}{2} U_c - u_o = \frac{1}{2} U_c - U_m \sin \omega t \\ u_n = \frac{1}{2} U_c + u_o = \frac{1}{2} U_c + U_m \sin \omega t \end{cases} \quad (7)$$

$$\begin{cases} i_p = \frac{1}{2} i_o + i_c = \frac{1}{2} I_m \sin(\omega t - \varphi) + i_c \\ i_n = \frac{1}{2} i_o - i_c = \frac{1}{2} I_m \sin(\omega t - \varphi) - i_c \end{cases} \quad (8)$$

式中： i_c 为桥臂环流，即直流母线对上、下桥臂进行充电的充电电流。

1.4 M3C

M3C 的电路结构如图 4 所示，图中 U 、 V 、 W 为变换器输入，在抽水蓄能电站中连接电网； R 、 S 、 T 为变换器输出，在抽水蓄能电站中连接电机。通常，在抽水蓄能场合中 M3C 两侧三相系统的中性点并不会直接连接，因此共模电压可作为 M3C 的一个控制自由度。

2 设计方案

在背靠背三电平 NPC、背靠背五电平 SMC、背靠背 MMC 及 M3C 4 种拓扑应用于百兆瓦级变速抽水蓄能机组的设计方案中，功率等级为 100 MW，接入电压为 13.8 kV，开关管的电压余量在 50% 左右。

2.1 背靠背三电平 NPC 设计方案

对于背靠背三电平 NPC，为实现 13.8 kV 的高压输出，可采用器件串联技术(不需要变压器)或高低-高(需要变压器)方案。当采用 4 500 V/3 000 A 的绝缘栅双极型晶体管(insulated gate bipolar

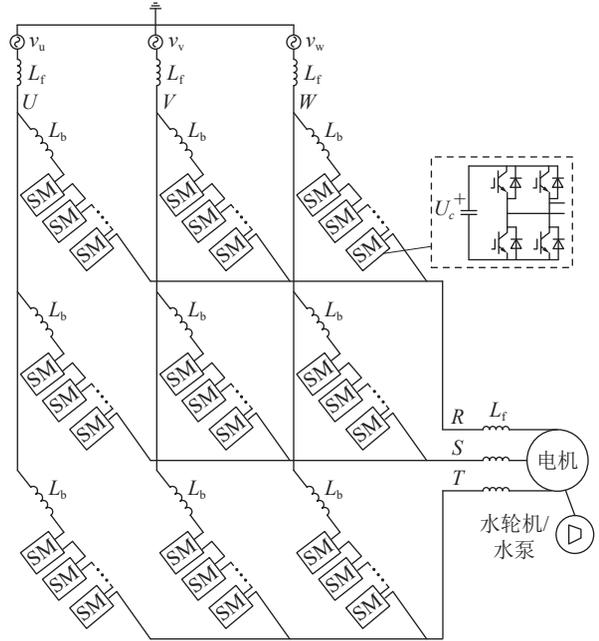


图4 M3C 拓扑

Fig.4 M3C topology

transistor, IGBT) 器件时，若考虑 50% 的电压利用率，即令每个开关管承担的电压为 2 250 V，则需要 5 个上述器件串联，技术上难以实现，故舍弃此方案，采用高-低-高(需要变压器)方案。当采用多变压器加变换器并联方案时，会存在环流以及功率均衡问题，可采用文献[14-15]中的方法进行解决。

为实现功率等级 100 MW，采用 5 个功率单元并联，每个功率单元为 20 MW。此外，为实现通流能力，每个功率单元内的开关单元都由 2 个开关管并联组成。每个功率单元前后各有一个变压器，且 5 个功率单元并联，故变压器数量为 10。所需主要器件的种类、数量、参数如表 2 所示。

表 2 NPC 方案主要参数
Table 2 Main parameters of NPC scheme

元件	数量	选型
变压器	10	20 MV·A
并网电感	15	185 μH/4 184 A
直流母线支撑电容	10	18 mF/2.8 kV/2 100 A
主控系统	1	—
水冷系统	1	3 MW
单相桥臂	30	—
开关管	8	4 500 V/3 000 A
二极管	2	4 500 V/5 000 A
单相桥臂元件明细	8	—
驱动电路	1	—
分控系统	1	—
绝缘结构件	1	—

背靠背三电平 NPC 方案选取 5 个模块并联，变压器的变比为 13.8 : 2.76。经计算，流过前级变换

器的电流峰值为 5 917 A, 因此开关器件需要选择 2 个 4 500 V/3 000 A 开关管并联, 单相桥臂需要 8 个开关管。对于二极管, 流过的电流峰值为 5 917 A, 满容量无功运行时电流有效值最大, 为 2 209 A, 因此选择 4 500 V/5 000 A 二极管。

直流母线悬浮电容作为储能元件, 其主要功能为提供直流侧的电压, 且需要考虑适当百分比的电压裕量, 以保证变换器在复杂工况下正常运行。根据工业界经验, 一般电压裕量取 10% 以上, 文中取 12.4%; 电容电压参考值为 2 250 V, 选取 2 800 V 的电容电压。对于电容容值, 可以根据式(9)计算得到。

$$\Delta V_{C,max} = \frac{1}{C\omega_0} \left(\int_{\theta_2-\pi/3}^{\pi/3} i_{C1,avg} d\theta + \int_{\pi/3}^{\theta_2} i_{C1,avg} d\theta \right) = \frac{mI_N}{4C\omega_0} [(2\theta_2 - \pi) \cos \varphi + 2 \sin(2\theta_2 - \varphi) - \sin \varphi] \quad (9)$$

式中: $\Delta V_{C,max}$ 为电容电压的最大纹波峰值; C 为电容容值; ω_0 为输出交流角频率; $i_{C1,avg}$ 为流过电容的平均电流; θ_2 为一个与功率因数角 φ 有关的角度, 其与 φ 的具体关系如式(10)所示; I_N 为负载相电流幅值。

$$\cos \varphi = -2 \cos(2\theta_2 - \varphi) \quad (10)$$

设电容电压波动率为 10%, 可以计算出电容容值为 18 mF。又因为纹波电流的有效值为 2 000 A, 故电容选型为 18 mF/2.8 kV/2 100 A。

并网电感可按照式(11)进行设计。根据换流器向电网满容量发出无功的能力求得并网电感最大值 L_{max} , 其中 U_{cmax} 为变流器所能输出的基波相电压最大幅值; U_{gN} 为变压器低压侧额定相电压幅值; f 为电网频率。根据计算, 并网电感取值为 185 μ H。由于目前大功率器件产品受工艺技术制约, 某些器件采用串并联方式, 如图 5 所示。

$$L_{max} = \frac{U_{cmax} - U_{gN}}{2\pi f I_N} \quad (11)$$

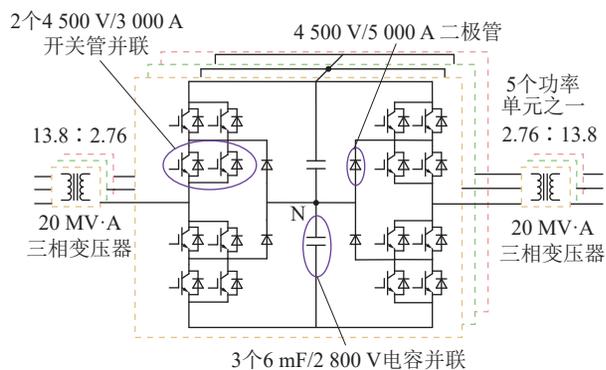


图 5 背靠背三电平 NPC 方案

Fig.5 Back-to-back three-level NPC scheme

2.2 背靠背五电平 SMC 设计方案

对于背靠背五电平 SMC 拓扑, 为实现 13.8 kV

的高压输出, 可采用器件串联技术(不需要变压器)或高-低-高(需要变压器)方案。当采用 4 500 V/3 000 A 的 IGBT 器件时, 若令每个开关管承担的电压为 2 250 V, 则需要 6 个上述器件串联, 技术上难以实现, 故舍弃此方案, 采用高-低-高(需要变压器)方案。

为实现功率等级 100 MW, 采用 3 个功率单元并联, 每个功率单元为 33.3 MW。此外, 为实现通流能力, 每个功率单元内的开关单元都由 2 个开关管并联组成。功率单元前后各需一个变压器, 故变压器的数量为 6。所需主要器件的种类、数量、参数如表 3 所示。

表 3 SMC 方案主要参数
Table 3 Main parameters of SMC scheme

元件	数量	选型
变压器	6	33.3 MV·A
并网电感	9	260 μ H/3 700 A
直流母线支撑电容	6	9 mF/5.6 kV/2 200 A
主控系统	1	—
水冷系统	1	3 MW
单相桥臂	18	—
开关管	24	4 500 V/3 000 A
悬浮电容	2	18 mF/2.8 kV/1 700 A
单相桥臂元件明细	24	—
分控系统	1	—
绝缘结构件	1	—

背靠背五电平 SMC 方案选取 3 个模块并联, 变压器的变比为 13.8 : 5.2。经计算, 流过前级变换器的电流峰值为 5 234 A, 因此开关器件选择 2 个 4 500 V/3 000 A 开关管并联, 单相桥臂需要 24 个开关管。单相桥臂流过悬浮电容的纹波电流有效值为 1 700 A, 结合 2.1 节求取电容参数的计算方法, 选取 18 mF/2.8 kV/1 700 A 的电容。流过直流母线支撑电容的纹波电流有效值为 2 200 A, 经计算, 选取 9 mF/5.6 kV/2 200 A 的电容。因为流过前级变换器的相电流有效值为 3 701 A, 经式(11)计算, 可得并网电感取值为 260 μ H。由于目前大功率器件产品受工艺技术制约, 某些器件采用串并联的方式, 如图 6 所示。

2.3 背靠背 MMC 设计方案

背靠背 MMC 的每个桥臂由 11 个级联半桥功率单元组成, 桥臂电感的数量为 12。此外, 为实现通流能力, 每个功率单元内的开关单元都由 2 个开关管并联组成。所需主要器件的种类、数量、参数如表 4 所示。

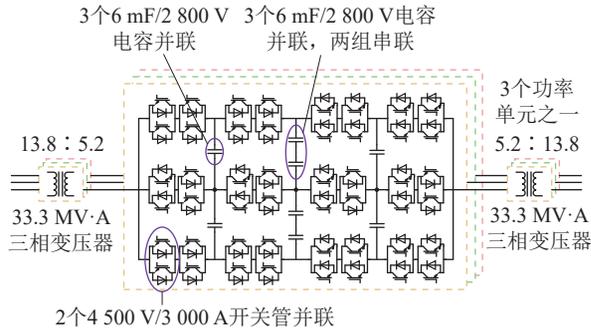


图6 背靠背五电平 SMC 方案

Fig.6 Back-to-back five-level SMC scheme

表4 MMC 方案主要参数

Table 4 Main parameters of MMC scheme

元件	数量	选型
并网电感	3	190 μ H/4 184 A
桥臂电感	12	830 μ H/2 410 A
主控系统	1	—
水冷系统	1	3 MW
子模块	132	—
子模块 元件明细		
开关器件	4	4 500 V/3 000 A
电容	1	18 mF/2.8 kV/2 100 A
驱动电路	4	—
分控系统	1	—
绝缘结构件	1	—

背靠背 MMC 方案的前级变换器电流有效值为 4 184 A, 电流峰值为 5 917 A。流过开关器件的电流有效值为 2 115 A, 电流峰值为 4 306 A, 考虑环流后, 电流峰值接近 5 000 A, 因此选择 2 个 4 500 V/3 000 A 的开关器件并联。对于子模块电容的选取, 首先推导出 MMC 电容电压波动率 ε 为:

$$\varepsilon = \frac{1}{3} \times \frac{S_v}{mN\omega CU_c^2} \left[1 - \left(\frac{m \cos \varphi}{2} \right)^2 \right]^{3/2} \quad (12)$$

在 MMC 满容量发无功的情况下, S_v 为 MMC 额定容量; N 为级联子模块数量, 为 11; 调制比 m 约等于 1; $\cos \varphi = 0$ 。因此:

$$\varepsilon = \frac{1}{3} \times \frac{S_v}{N\omega CU_c^2} \quad (13)$$

按照子模块电容电压波动率为 10% 计算, 由式 (13) 可得子模块电容为 18 mF, 所以选择 3 个 6 mF/2 800 V 的电容并联, 如图 7 所示。其中, u_{sm} 为半桥子模块端口电压; i_{sm} 为流过半桥子模块的电流; $V_1—V_4$ 为开关器件; C_0 为半桥子模块电容。并网电感和桥臂电感的取值可根据文献 [16] 中的方法求得, 此处不再赘述。

2.4 M3C 设计方案

M3C 的每个桥臂由 12 个级联全桥功率单元组

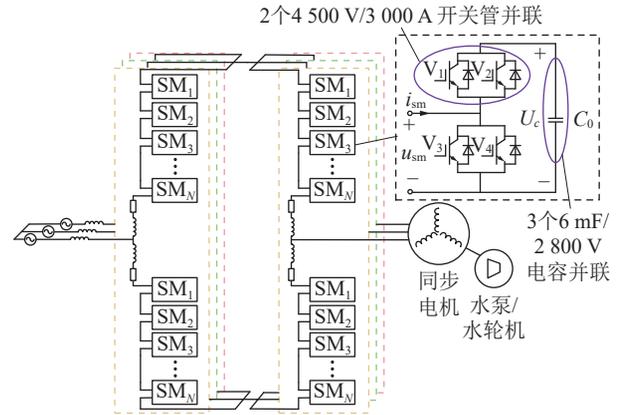


图7 背靠背 MMC 方案

Fig.7 Back-to-back MMC scheme

成, 桥臂电感的数量为 9。此外, 为实现通流能力, 每个功率单元内的开关单元都由 2 个开关管并联组成。所需主要器件的种类、数量、参数如表 5 所示。

表5 M3C 方案主要参数

Table 5 Main parameters of M3C scheme

元件	数量	选型
并网电感	3	600 μ H/4 184 A
桥臂电感	9	300 μ H/2 789 A
主控系统	1	—
水冷系统	1	3 MW
子模块	108	—
子模块 元件明细		
开关器件	8	4 500 V/3 000 A
电容	1	18 mF/2.8 kV/2 100 A
驱动电路	8	—
分控系统	1	—
绝缘结构件	1	—

M3C 方案中桥臂电流峰值为 3 944 A, 考虑环流后桥臂电流峰值接近 5 000 A, 因此选择 2 个 4 500 V/3 000 A 的开关器件并联。由于纹波电流有效值为 1 000 A, 考虑子模块电容电压裕量, 子模块电容选择 3 个 6 mF/2 800 V 的电容并联, 如图 8 所示。并网电感和桥臂电感的取值可根据文献 [17] 中的方法求得。

3 对比分析

文中结合第 2 章中 4 种拓扑的设计方案, 从成本、损耗、体积等方面构建评价指标体系, 采用熵值法对指标体系中的指标赋权, 并对比分析背靠背三电平 NPC、背靠背五电平 SMC、背靠背 MMC 及 M3C 4 种拓扑应用于大功率、接入电压为 13.8 kV 的变速抽水蓄能机组的设计方案。

3.1 成本分析

根据第 2 章的设计方案, 通过查询相关资料和

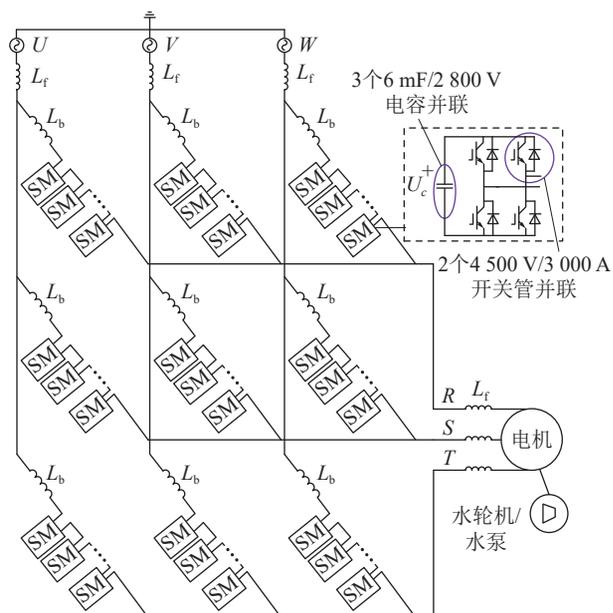


图8 M3C方案
Fig.8 M3C scheme

咨询厂家得到元件价格。4种拓扑的设计方案成本分别如表6—表9所示。其中,背靠背三电平NPC方案和背靠背五电平SMC方案考虑到并联环流的影响,根据我国电力行业规定,按照平等并联运行情况下环流不超过变压器额定电流的5%设计。将背靠背三电平NPC方案和背靠背五电平SMC方案的成本整体提高5%,可得背靠背三电平NPC方案的最终成本为7 515.9万元,背靠背五电平SMC方案的最终成本为8 407.14万元。

表6 背靠背三电平NPC方案成本
Table 6 Cost of back-to-back three-level NPC scheme
单位:万元

元件	单价	总价
变压器	336	3 360
并网电感	28	420
直流母线支撑电容	12.8	128
主控系统	20	20
水冷系统	1 700	1 700
开关管	3	720
二极管	1	60
驱动电路	1.5	360
分控系统	3	90
绝缘结构件	10	300
总计		7 158

对比表6—表9可知,背靠背MMC的成本最低,为6 307.2万元;背靠背五电平SMC的成本最高,为8 407.14万元。4种方案的成本差异主要来源于变压器、电容、开关器件。背靠背MMC和

表7 背靠背五电平SMC方案成本
Table 7 Cost of back-to-back five-level SMC scheme
单位:万元

元件	单价	总价
变压器	560	3 360
并网电感	22	198
直流母线支撑电容	19.2	115.2
主控系统	20	20
水冷系统	1 700	1 700
开关管	3	1 296
悬浮电容	9.6	345.6
驱动电路	1.5	648
分控系统	3	54
绝缘结构件	15	270
总计		8 006.8

表8 背靠背MMC方案成本
Table 8 Cost of back-to-back MMC scheme
单位:万元

元件	单价	总价
并网电感	24	72
桥臂电感	27	324
主控系统	40	40
水冷系统	1 700	1 700
开关器件	3	1 584
电容	9.6	1 267.2
驱动电路	1.5	792
分控系统	1	132
绝缘结构件	3	396
总计		6 307.2

表9 M3C方案成本
Table 9 Cost of M3C scheme
单位:万元

元件	单价	总价
并网电感	42	126
桥臂电感	19	171
主控系统	40	40
水冷系统	1 700	1 700
开关器件	3	2 592
电容	9.6	1 036.8
驱动电路	1.5	1 296
分控系统	1	108
绝缘结构件	4	432
总计		7 501.8

M3C方案节省变压器成本;背靠背MMC方案使用电容最多,电容成本较高;M3C方案使用开关器件最多,开关器件成本较高;背靠背MMC方案整体成本较低。

3.2 效率分析

变换器的效率主要考虑三部分损耗: 变压器损耗、滤波器损耗、开关器件损耗。其中单侧变压器损耗按 0.5% 计算; 滤波器损耗主要是滤波电感上的损耗, 按照滤波器的等效电阻进行计算, 统一假设等效电阻的压降为滤波电感压降的 1%。

假设系统的额定容量为 S_N , 额定电压为 U_N , 额定电流为 I_D , 阻抗基值 $Z_B = U_N / \sqrt{3} I_D = U_N^2 / S_N$, 其中电压和电流均以相有效值为基值。设滤波电抗设计值 $Z_L = k Z_B$, 其中, k 为比例系数, 用于关联滤波电抗 Z_L 和阻抗基值 Z_B , 滤波器等效电阻 $R_L = 0.01 k Z_B$, 流过滤波器的电流标幺值为 I_A , 则其中一相(或一个桥臂)滤波器的损耗 P_{lossL} 为:

$$P_{\text{lossL}} = (I_A I_D)^2 R_L = \frac{0.01k}{3} I_A^2 S_N \quad (14)$$

计算开关器件损耗时, 忽略电容电压波动和电流纹波, 考虑基本电压和电流, 结合拓扑原理, 根据基本电压、开关频率、载波相位等进行模拟调制, 得到器件开通时刻、关断时刻。开关器件损耗主要包含开通损耗、关断损耗和导通损耗。对于开通损耗和关断损耗, 可以根据开通时刻、关断时刻获得开通电流和关断电流, 进而通过查表插值获得。对于导通损耗, 可以根据开通时刻、关断时刻得到器件在计算时间内各点的导通状态, 然后根据器件导通状态及通过电流, 通过查表插值并数值积分得到, 如图 9 所示。

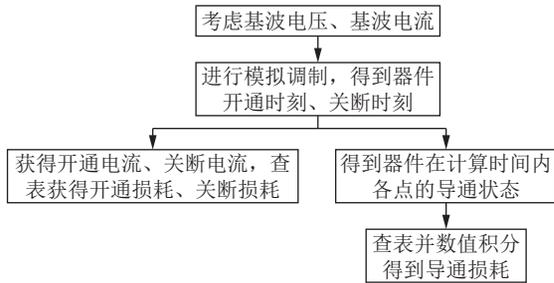


图 9 全功率变换器损耗建模方法

Fig.9 Modeling method for loss of full power converter

根据上述计算方法, 可得满功率抽水工况下开关器件损耗与载波频率关系, 如图 10—图 13 所示。

其他工况下开关器件损耗与载波频率的对比关系也可由上述方法得出。文中给出了 3 种典型工况下 4 种方案的效率对比, 如表 10 所示, 其中发电工况 90 MW 指抽水蓄能电站以 90 MW 的有功功率向电网供电, 通常用于峰荷调节或紧急备用; 电动工况 50 MW 和 100 MW 指抽水蓄能电站以 50 MW 和 100 MW 的有功功率从电网吸能抽水, 将电能转

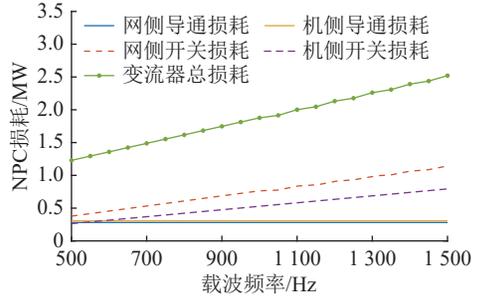


图 10 NPC 开关器件损耗与载波频率的关系

Fig.10 The relationship between losses of NPC switching devices and carrier frequency

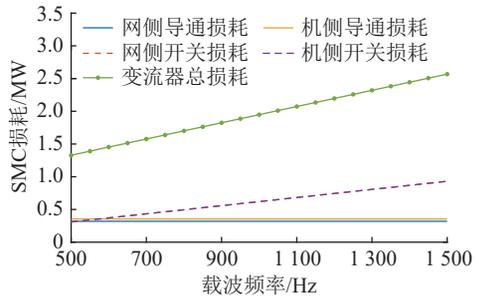


图 11 SMC 开关器件损耗与载波频率的关系

Fig.11 The relationship between losses of SMC switching devices and carrier frequency

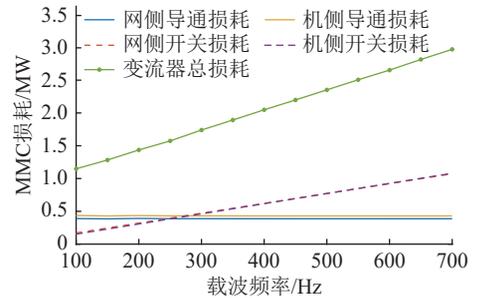


图 12 MMC 开关器件损耗与载波频率的关系

Fig.12 The relationship between losses of MMC switching devices and carrier frequency

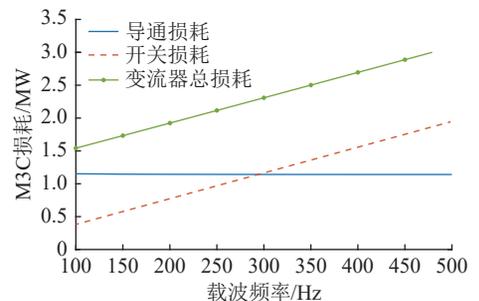


图 13 M3C 开关器件损耗与载波频率的关系

Fig.13 The relationship between losses of M3C switching devices and carrier frequency

化为水的势能储存。

以上效率仅计算了开关器件损耗, 其中背靠背三电平 NPC 和背靠背五电平 SMC 的效率较高。除开关器件损耗外, 还应考虑变压器损耗、滤波器

表 10 3种典型工况下4种方案的效率对比

Table 10 Efficiency comparison of four schemes under three typical operating conditions

工况	效率/%			
	背靠背三电平NPC	背靠背五电平SMC	背靠背MMC	M3C
发电工况90 MW, 电机功率因数为0.9	98.10	98.33	97.94	97.93
电动工况50 MW, 电机功率因数为1	98.70	98.47	98.08	98.18
电动工况100 MW, 电机功率因数为1	98.20	98.41	97.99	98.08

损耗。表 11 为满功率抽水工况下 4 种方案的总效率对比, 其中 M3C 的整体效率高于另外 3 种方案。

表 11 满功率抽水工况下 4 种方案的总效率对比

Table 11 Efficiency comparison of four schemes under full power pumping conditions

参数	背靠背三电平NPC	背靠背五电平SMC	背靠背MMC	M3C
变压器损耗/MW	1	1	0	0
滤波器损耗/MW	0.15	0.10	0.17	0.13
开关器件损耗/MW	1.80	1.59	2.01	1.92
总损耗/MW	2.95	2.69	2.18	2.05
效率/%	97.05	97.31	97.82	97.95

3.3 占用空间

咨询相关设备厂家和查询相关资料得到所用元件的尺寸。对 4 种方案所使用的变压器、滤波器、功率单元、冷却系统进行粗略摆放, 得到 4 种方案的占用空间, 如图 14—图 17 所示, 占用空间对比如表 12 所示。其中, 3 MW 水冷系统尺寸为 7 m×4 m×2.5 m; 20 MV·A 变压器尺寸为 5.4 m×3.3 m×4 m; NPC 电容电感尺寸为 1.1 m×0.4 m×2 m; NPC 柜体尺寸为 0.9 m×1.5 m×3 m; 33.3 MV·A 变压器尺寸为 5.8 m×3.5 m×4.2 m; SMC 电容电感尺寸为 0.9 m×0.7 m×1.7 m; SMC 柜体尺寸为 1.28 m×2.27 m×3.2 m; MMC 电容电感尺寸为 1.1 m×1 m×2 m; MMC 柜体尺寸为 0.9 m×1.7 m×3.6 m; M3C 电容电感尺寸为 1.1 m×0.85 m×1.9 m; M3C 柜体尺寸为 1.28 m×2.27 m×3.5 m。

背靠背三电平 NPC 和背靠背五电平 SMC 中, 变压器占据了变换器 60%~70% 的空间, 相比之下, 背靠背 MMC 方案和 M3C 方案虽然功率单元占用空间略大, 但占用总空间明显较小。

3.4 熵值法赋权

文中首先根据成本、损耗、占用空间建立变换器的评价体系, 然后采用熵值法对评价体系中的指标赋权, 计算出 4 种方案的最终评分。熵值法是客

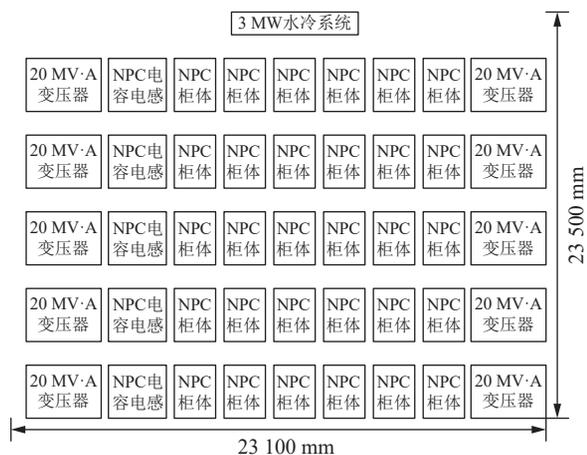


图 14 三电平 NPC 占用空间

Fig.14 Three-level NPC occupation space

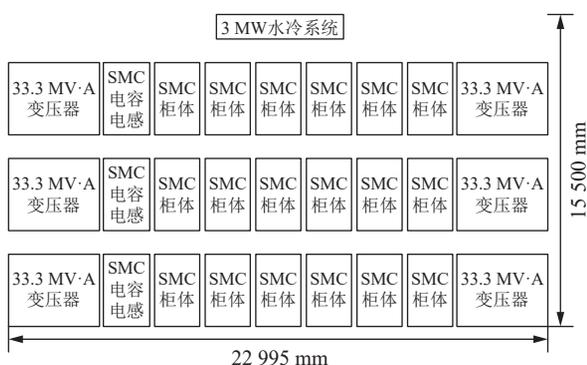


图 15 五电平 SMC 占用空间

Fig.15 Five-level SMC occupation space

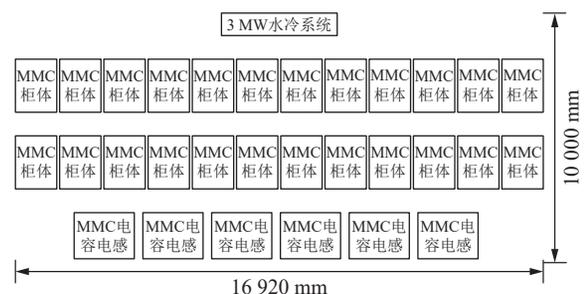


图 16 背靠背 MMC 占用空间

Fig.16 Back-to-back MMC occupation space

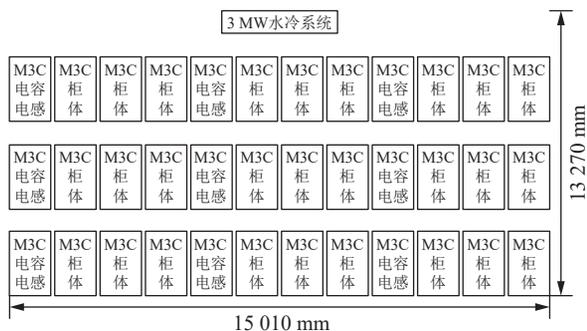


图 17 M3C 占用空间

Fig.17 M3C occupation space

观赋权的一种方法, 根据已测得的指标值计算权

表 12 4 种方案占用空间对比
Table 12 Comparison of space occupied by four schemes

方案	水冷系统	变压器	功率单元	合计
背靠背三电平 NPC	70	748	224	1 042
背靠背五电平 SMC	70	618	310	998
背靠背 MMC	70	—	566	636
M3C	70	—	488	558

重,具有客观性,可避免权重受过多的人为因素干扰^[18]。首先设决策矩阵为:

$$A = \begin{bmatrix} x_{11} & x_{12} & \dots & x_{1n} \\ x_{21} & x_{22} & \dots & x_{2n} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ x_{s1} & x_{s2} & \dots & x_{sn} \end{bmatrix} \quad (15)$$

式中: x_{ij} 为第 i 个评价对象的第 j 项评价指标的值; s 为评价对象的个数; n 为评价指标的个数。计算步骤如下。

(1) 计算第 j 项评价指标下,第 i 个评价对象的归一化数值:

$$p_{ij} = x_{ij} / \sum_{i=1}^s x_{ij} \quad (16)$$

(2) 计算第 j 项指标的熵值:

$$e_j = -\frac{1}{\ln s} \sum_{i=1}^s p_{ij} \ln p_{ij} \quad (17)$$

(3) 计算第 j 项指标的偏差度:

$$d_j = 1 - e_j \quad (18)$$

(4) 将第 j 项指标的偏差度归一化,得到权重:

$$w_j = d_j / \sum_{j=1}^n d_j \quad (19)$$

最后利用线性加权综合法计算评价对象的综合评分值,如式(20)所示。

$$y_i = \sum_{j=1}^n x_{ij} w_j \quad (20)$$

式中: y_i 为第 i 个评价对象的综合评分值。

根据上述方法,首先确立评价体系中的指标,选取成本、损耗、占用空间作为评价指标,然后建立决策矩阵如下:

$$A = \begin{bmatrix} 7\,515.9 & 2.95 & 1\,042 \\ 8\,407.14 & 2.69 & 998 \\ 6\,307.2 & 2.18 & 636 \\ 7\,501.8 & 2.053 & 558 \end{bmatrix} \quad (21)$$

决策矩阵中行数从上到下的评价对象分别为背靠背三电平 NPC、背靠背五电平 SMC、背靠背 MMC、M3C,列数从左到右的评价指标分别为成本(万元)、损耗(MW)、占用空间(m^3)。

首先,利用熵值法求得权重,如表 13 所示;然后,利用极值处理法对决策矩阵中的数据进行一致化和无量纲化处理,其中成本、损耗、占用空间均为极小型指标,如式(22)所示。

表 13 指标的权重
Table 13 Weights of Indicators

指标	权重
成本	0.098 9
损耗	0.212 8
占用空间	0.688 3

$$A = \begin{bmatrix} 0.424\,4 & 0 & 0 \\ 0 & 0.289\,9 & 0.090\,9 \\ 1 & 0.858\,4 & 0.838\,8 \\ 0.431\,1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (22)$$

利用式(20)求得各个评价对象的综合评分值,如表 14 所示。由表 14 可知, M3C 拓扑的评分最高,为最优拓扑,其次是背靠背 MMC、背靠背五电平 SMC、背靠背三电平 NPC。

表 14 4 种拓扑的评分值
Table 14 Rating values for four topologies

拓扑	综合评分值
背靠背三电平 NPC	0.042 0
背靠背五电平 SMC	0.124 2
背靠背 MMC	0.858 9
M3C	0.943 7

3.5 拓扑优缺点

背靠背三电平 NPC 具有功率开关器件用量少、功率密度高、控制简单等优点,但缺点是向更高电平数扩展时,其拓扑所需的箝位器件数量将与电平数的二次方成正比,同时 NPC 变换器在电平数大于 3 时存在部分负载条件下固有的母线电容电压不平衡问题,这限制了 NPC 拓扑在更高电压等级中的应用。当背靠背三电平 NPC 拓扑应用于百兆瓦级抽水蓄能时,面临的主要问题为中性点电位不平衡^[19]。这类问题基本可以分为两类,一是中性点电压存在一定的交流波动,造成电机侧输出含有低次谐波,降低输出电能质量;二是中性点电压存在一定的直流偏移,长期的直流偏移会造成直流侧正负母线处储能电容所承受的电压不均,进而影响储能电容的使用寿命,严重时甚至会烧毁电容。目前,针对中点电位均衡控制的方法有硬件电路控制法和软件控制法。硬件电路控制法可以使用电压源代替分压电容,这是最简单的一种方法;也可以在逆变器直流侧增加平衡电路来保证中点电位平衡,但增加了额外的电路,使得成本增加,同时系统

也更加复杂。通常,软件控制法通过在脉冲宽度调制(pulse width modulation, PWM)控制策略中增加平衡算法实现,本质上是调整上下电容的电荷量,当上电容电压大于下电容电压时,需要对中点注入电荷;当上电容电压小于下电容电压时,需从中点抽出电荷。目前流行的软件算法控制有基于正弦脉宽调制(sinusoidal pulse width modulation, SPWM)方法、基于空间矢量脉宽调制(space vector pulse width modulation, SVPWM)方法以及基于虚拟空间矢量脉宽调制(virtual space vector pulse width modulation, VSVPWM)方法,实际应用中可以根据具体工况灵活选择^[20-23]。

背靠背五电平 SMC 拓扑的优点为输出电平扩展简单,所需的箝位电容容量小,功率密度高,易于模块化设计^[24];但存在悬浮电容电压不平衡问题,且相比于背靠背三电平 NPC,所需的开关器件更多、控制更复杂,在高压大功率场景中同样需要器件串并联,从而带来器件均压和均流问题。此外,受限于现有 IGBT 等功率器件的电压等级,背靠背五电平 SMC 无法直接满足 10 kV 及以上的线电压输出需求,在百兆瓦级全功率变速抽水蓄能机组中同样需要配置变压器。当背靠背五电平 SMC 应用于百兆瓦级抽水蓄能时,内部的主要控制策略包括悬浮电容电压平衡控制以及直流母线中点电压平衡控制两部分,调制策略可以采用载波层叠与载波移相混合的方法。对于悬浮电容电压平衡控制,可以通过微调占空比实现电容电压平衡;对于中点电压平衡控制,可以通过注入零序电压实现中点电压平衡,而在实际应用中,通常会对注入的零序电压加以额外的限制,例如不改变输出电压的正负,从而简化算法。

背靠背 MMC 拓扑的优点为结构模块化,其具有可扩展性强的特点,能够满足大功率的需求,同时能以较低的开关频率得到传统拓扑较高频率的输出效果。对变速抽水蓄能应用来说,背靠背 MMC 拓扑存在的主要问题为在水泵工况下启动时,电机侧 MMC 的电容电压波动较大,须采用控制算法抑制电容电压波动。该算法只在机组启动阶段使用,不影响机组在常规调速范围内的运行^[25-26]。针对桥臂间能量平衡控制问题,基本思路为利用基波环流与上下桥臂参考电压中的基波电压相互作用产生直流功率,进而通过微调上下桥臂的直流功率实现桥臂间能量平衡控制。针对背靠背 MMC 低频启动时电容电压波动较大的问题,目前工业界普遍采用的方法有两种^[27-29]:第一种方法是在 MMC 输出电压和桥臂电流中分别注入同频率的高频共模电

压和环流,使二者相乘产生的低频脉动分量抵消桥臂功率中原有的低频脉动功率,进而使桥臂功率中只包含高频分量,减小功率单元电容电压波动的幅值;第二种方法是在低频工况下降低 MMC 功率单元的子模块电容电压平均值,这样即使在低频工况下子模块电容电压波动值较大,但由于平均值减小,子模块电容电压的波动峰值依然能被限制在一定范围内。但对于背靠背 MMC 来说,由于电网电压固定,MMC 的母线电压调节范围很窄,因此第二种方法在背靠背系统中难以应用。

M3C 拓扑的优点为其 H 桥型级联结构可以解决直流故障穿越;无中间直流环节,可以实现直接的交-交电能变换,突破了传统矩阵变换器 0.866 的最大输出/输入电压比限制;每个桥臂串联了一个电感,各桥臂之间互相独立,可实现灵活控制,解决了传统矩阵变换器的控制缺陷^[30-33]。与背靠背 MMC 不同,M3C 应用于变速抽水蓄能场合时,遇到的主要问题是电机频率与电网频率接近时电容电压波动较大。针对同频工况问题,目前主要有两种解决办法:第一种是仅使用环流抑制子模块电容电压波动,但只适用于输入和输出频率严格相同,且输入和输出电压幅值不同的情况,且该方法所需注入的环流幅值较大,导致桥臂电流应力显著增加^[34];第二种方法是同时注入同频的共模电压和环流^[35],由于环流和共模电压均为可控的自由度,理论上二者可以任意配置,但实际过程中共模电压的幅值不能太高,可以根据输入输出电压和电流参数进行计算,以实现最优共模电压注入,环流可选择高频形式注入,以降低对桥臂中其他功率成分的影响。

4 结论

目前,大容量全功率变速抽水蓄能机组在国内,尚属新生领域,而大容量全功率变换器是全功率变速抽水蓄能机组的核心设备。文中以百兆瓦级变速抽水蓄能机组为例,设计了背靠背三电平 NPC、背靠背五电平 SMC、背靠背 MMC 及 M3C 应用于功率等级为 100 MW、接入电压为 13.8 kV 的变速抽水蓄能机组的方案,并从成本、效率、占用空间、拓扑优缺点等方面对其进行了对比分析,得出以下结论:

(1) 在成本方面,背靠背五电平 SMC 方案由于变压器成本高,在使用的电容和开关器件数量上也无明显优势,因此成本最高。

(2) 在效率方面,两种无变压器方案没有变压器损耗,整体效率相对较高,其中 M3C 方案效率最高。

(3) 在占用空间方面, 两种无变压器方案同样由于没有变压器而具有明显优势。由此可见, 变压器在成本、效率、占用空间三方面都不利于变换器。此外, 当电机侧采用变压器供电时, 还需要额外考虑电机起动(低频)时的变压器饱和问题。

综上所述, 背靠背 MMC 和 M3C 是百兆瓦级变速抽水蓄能机组全功率变换器的两种优选方案。采用背靠背 MMC 方案时, 需要额外关注电机低频大转矩时的机侧变换器电容电压波动问题。采用 M3C 方案时, 需要额外关注临近同频时的电容电压波动问题。

参考文献:

- [1] CHEN Y H, XU W, LIU Y, et al. Modeling and transient response analysis of doubly-fed variable speed pumped storage unit in pumping mode[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2023, 70(10): 9935-9947.
- [2] ZHU D H, WANG Z, MA Y M, et al. Hybrid LVRT control of doubly-fed variable speed pumped storage to shorten crowbar operational duration[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2024, 39(11): 14192-14203.
- [3] 井浩然, 李佳, 赵红生, 等. 双馈变速抽水蓄能全工况转换过程建模与仿真[J]. *电力建设*, 2023, 44(10): 41-50.
JING Haoran, LI Jia, ZHAO Hongsheng, et al. Modeling and simulation of operating condition conversion of doubly-fed variable speed pumped storage[J]. *Electric Power Construction*, 2023, 44(10): 41-50.
- [4] 徐秋实, 施通勤, 井浩然, 等. 面向新型电力系统的输电网与分布式变速抽水蓄能联合规划[J]. *电力系统保护与控制*, 2024, 52(10): 128-137.
XU Qiushi, SHI Tongqin, JING Haoran, et al. Joint planning of a transmission network and distributed variable speed pumped storage for a new power system[J]. *Power System Protection and Control*, 2024, 52(10): 128-137.
- [5] TIWARI R, NILSEN R, MO O, et al. Control methods for operation of pumped storage plants with full-size back-to-back converter fed synchronous machines[J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2023, 59(6): 6792-6803.
- [6] XU X N, ZHENG Z D, WANG K, et al. A carrier-based common-mode voltage elimination method for back-to-back three-level NPC converters[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2022, 37(3): 3040-3052.
- [7] 关程程. 层叠式多单元变换器悬浮电容无电压传感器控制策略研究[D]. 北京: 北京交通大学, 2023.
GUAN Chengcheng. Research on voltage sensorless control strategy of flying capacitor in stacked multicell converter[D]. Beijing: Beijing Jiaotong University, 2023.
- [8] ZHAO C B, JIANG Q R. Impedance-based AC/DC terminal modeling and analysis of the MMC-BTB system[J]. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 2024, 39(1): 542-554.
- [9] 何梦超. 模块化多电平矩阵变换器阀级控制与主电路参数优化[D]. 北京: 华北电力大学, 2023.
HE Mengchao. Valve control and optimization of main circuit parameters for modular multilevel matrix converter[D]. Beijing: North China Electric Power University, 2023.
- [10] 衣传宝, 杨梅, 梁廷婷, 等. 全功率变频抽水蓄能机组技术应用浅析[J]. *水电与抽水蓄能*, 2020, 6(5): 56-61.
YI Chuanbao, YANG Mei, LIANG Tingting, et al. Preliminary research for pump storage power station full size converter technology[J]. *Hydropower and Pumped Storage*, 2020, 6(5): 56-61.
- [11] STEIMER P K, SENTURK O, AUBERT S, et al. Converter-fed synchronous machine for pumped hydro storage plants[C]//2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). Pittsburgh, PA, USA. IEEE, 2014: 4561-4567.
- [12] 范博然, 王奎, 李永东, 等. 基于模块化多电平矩阵变频器的可调速抽水蓄能系统[J]. *电工技术学报*, 2018, 33(S2): 511-518.
FAN Boran, WANG Kui, LI Yongdong, et al. Adjustable-speed hydraulic pumped storage system based on the modular multilevel matrix converter[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2018, 33(S2): 511-518.
- [13] 徐晓娜, 王奎, 李永东. 基于调制波分解的背靠背三电平变换器共模电压消除方法[J]. *中国电机工程学报*, 2022, 42(8): 2957-2969.
XU Xiaona, WANG Kui, LI Yongdong. A common-mode voltage elimination method based on modulation signal decomposition for the back-to-back three-level converter[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2022, 42(8): 2957-2969.
- [14] 李瑞. 永磁直驱风力发电变频器的并联运行研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2013.
LI Rui. Research on parallel operation of converters for permanent-magnet direct-drive wind power generation[D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2013.
- [15] 林汉平, 吴文宣, 蔡金锭, 等. 储能装置多机系统在离网状态下的环流控制策略[J]. *电气技术*, 2015, 16(10): 34-38.
LIN Hanping, WU Wenxuan, CAI Jinding, et al. The circulating current control strategy of energy storage device multiprocessor system in off-grid state[J]. *Electrical Engineering*, 2015, 16(10): 34-38.
- [16] 崔帅. 模块化多电平换流器控制策略研究[D]. 淄博: 山东理工大学, 2022.
CUI Shuai. Research on control strategy of modular multilevel converter[D]. Zibo: Shandong University of Technology, 2022.
- [17] ZHANG Z R, JIN Y Q, XU Z. Design of main circuit parameters for modular multilevel matrix converter in LFAC

- system[J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, 2022, 69(9): 3864-3868.
- [18] 张洋, 丘东元, 张波, 等. 基于层次分析-熵值法的 DC-DC 变换器综合评价[J/OL]. *北京航空航天大学学报*, 2023: 1-14[2025-01-13]. <https://link.cnki.net/doi/10.13700/j.bh.1001-5965.2023.0291>.
ZHANG Yang, QIU Dongyuan, ZHANG Bo, et al. Comprehensive evaluation of DC-DC converters based on analytic hierarchy process and entropy method[J/OL]. *Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics*, 2023: 1-14[2025-01-13]. <https://link.cnki.net/doi/10.13700/j.bh.1001-5965.2023.0291>.
- [19] XU X N, WU M Z, WANG K, et al. A simple method for common-mode voltage reduction and neutral-point potential balance of back-to-back three-level NPC converters[J]. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2024, 12(3): 2855-2869.
- [20] LE H N, PHAM K D, NGUYEN N V. Analyses, modeling, and SVPWM control of a three-level T-NPC inverter to reduce common-mode voltage under open-circuit fault in a neutral-point switch[J]. *IEEE Access*, 2024, 12: 104708-104727.
- [21] 后乐云. NPC 三电平逆变器控制方法的研究[D]. 大庆: 东北石油大学, 2023.
HOU Leyun. Research on the control method of NPC three-level inverter[D]. Daqing: Northeast Petroleum University, 2023.
- [22] 陈果, 龚春阳, 朱丽华, 等. 基于 I-DPWM 的三电平中点钳位光伏逆变器漏电流抑制方法[J]. *电力系统保护与控制*, 2023, 51(11): 119-130.
CHEN Guo, GONG Chunyang, ZHU Lihua, et al. Leakage current suppression method of a three-level neutral point clamp photovoltaic inverter based on I-DPWM[J]. *Power System Protection and Control*, 2023, 51(11): 119-130.
- [23] 吕伟, 王晗, 张建文, 等. 用于提高发电机-变流器组出口电压的新型风电变流器及其特性分析[J]. *可再生能源*, 2023, 41(6): 787-793.
LV Wei, WANG Han, ZHANG Jianwen, et al. A novel wind power converter for increasing output voltage of generator-converter unit and analysis of its characteristics[J]. *Renewable Energy Resources*, 2023, 41(6): 787-793.
- [24] 成前. 层叠式多单元变换器电容电压平衡控制策略研究[D]. 北京: 北京交通大学, 2022.
CHENG Qian. Capacitor voltage balancing control strategies for stacked multicell converter[D]. Beijing: Beijing Jiaotong University, 2022.
- [25] GUI Q Y, FEHR H, GENSIOR A. Energy control of modular multilevel converters for drive applications at low frequency using general averaging[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2024, 39(5): 5239-5256.
- [26] 邓超平, 晁武杰, 戴立宇, 等. 基于 MMC-BESS 和 MMC-MVDC 的柔性直流互联系统运行控制[J]. *供用电*, 2023, 40(7): 41-47.
DENG Chaoping, CHAO Wujie, DAI Liyu, et al. Operation control of flexible DC interconnection system based on MMC-BESS and MMC-MVDC[J]. *Distribution & Utilization*, 2023, 40(7): 41-47.
- [27] 杨子朝. MMC 永磁同步电机驱动系统控制策略优化研究[D]. 徐州: 中国矿业大学, 2023.
YANG Zizhao. Research on control strategy optimization for permanent magnet synchronous motor drive system of MMC[D]. Xuzhou: China University of Mining and Technology, 2023.
- [28] GAN H C, XIAO H Q, HUANG Y, et al. Capacitor voltage ripple control strategy of lightweight modular multilevel converter for offshore wind power transmission[C]//2023 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS). Nashville, TN, USA. IEEE, 2023: 1-7.
- [29] 孙浩, 徐友, 赵涛, 等. 储能型 MMC 低频均压混合控制策略[J]. *智慧电力*, 2024, 52(5): 8-15.
SUN Hao, XU You, ZHAO Tao, et al. Energy storage MMC low-frequency equalization hybrid control strategy[J]. *Smart Power*, 2024, 52(5): 8-15.
- [30] 卢宇, 吴小丹, 雷家兴, 等. 电网不平衡工况下模块化多电平矩阵变换器控制策略[J]. *电力工程技术*, 2023, 42(4): 195-205.
LU Yu, WU Xiaodan, LEI Jiaying, et al. Control strategy of the modular multilevel matrix converter under unbalanced grid condition[J]. *Electric Power Engineering Technology*, 2023, 42(4): 195-205.
- [31] 郑涛, 宋伟男, 吕文轩. 基于 M3C 的低频输电系统不对称故障穿越控制策略[J]. *电力系统保护与控制*, 2023, 51(8): 107-117.
ZHENG Tao, SONG Weinan, LÜ Wenxuan. Asymmetric fault ride-through control strategy for a low frequency AC transmission system based on a modular multilevel matrix converter[J]. *Power System Protection and Control*, 2023, 51(8): 107-117.
- [32] 张树楠, 任军辉, 宋志顺, 等. 基于 M3C 的柔性低频输电系统启动控制策略研究[J]. *高压电器*, 2024, 60(8): 201-209.
ZHANG Shunan, REN Junhui, SONG Zhishun, et al. Research on startup control strategy of flexible low-frequency transmission system based on M3C[J]. *High Voltage Apparatus*, 2024, 60(8): 201-209.
- [33] WANG C, ZHENG Z D, WANG K, et al. Fault detection and tolerant control of IGBT open-circuit failures in modular multilevel matrix converters[J]. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2022, 10(6): 6714-6727.
- [34] 卢浩. 模块化多电平矩阵变换器的控制研究[D]. 杭州: 杭州电子科技大学, 2022.

LU Hao. Research on control of modular multilevel matrix converter[D]. Hangzhou: Hangzhou Dianzi University, 2022.

- [35] 罗(韦华), 袁星, 杨子寅, 等. 等频工况下模块化多电平矩阵变换器电容电压控制[J]. 控制工程, 2022, 29(10): 1841-1849.

LUO Wei, YUAN Xing, YANG Ziyin, et al. Capacitor voltage control of modular multilevel matrix converter under equal-frequency conditions[J]. Control Engineering of China, 2022, 29(10): 1841-1849.

作者简介:



赵博

赵博(1989), 男, 硕士, 工程师, 从事抽水蓄能技术工作(E-mail: 420607031@qq.com);

田丰源(1994), 男, 博士在读, 研究方向为抽水蓄能技术;

张启超(1994), 男, 硕士, 工程师, 从事抽水蓄能技术工作。

Comparison of full power frequency converter topologies for large capacity variable speed pumped storage units

ZHAO Bo¹, TIAN Fengyuan², ZHANG Qichao¹, WANG Kaiguo², LIANG Hao³, GONG Jinwu²

(1. Pumped Storage Technological & Economic Research Institute of State Grid Xinyuan Company, Beijing 100052, China;

2. School of Electrical Engineering and Automation, Wuhan University, Wuhan 430072, China;

3. State Grid Jibei Electric Power Co., Ltd. Electric Power Science Research Institute, Beijing 100055, China)

Abstract: Variable speed pumped storage units have obvious advantages in efficiency and adaptability under various operation conditions compared with traditional fixed-speed pumped storage units. Since the full-power converter is the key equipment in variable speed pumped storage units, it is of great significance to study the application of various inverter topologies in large capacity variable speed pumped storage units. Taking a 100-MW-scale variable speed pumped storage unit as an example, based on the existing devices, an evaluation index system is constructed from the aspects of cost, loss, volume, etc., and entropy method is used to weight the indexes. Four topologies are compared and analyzed in the design of the high-power variable speed pumped storage units with access voltage of 13.8 kV, including back-to-back three-level neutral point clamped (NPC) converter, back-to-back five-level stacked multicell converter (SMC), back-to-back modular multilevel converter (MMC) and modular multilevel matrix converter (M3C). The results show that the cost of back-to-back MMC is the lowest, the overall efficiency of M3C is the highest, and the occupation space of M3C is the smallest. In summary, back-to-back MMC and M3C are two preferred solutions for the full power converter of 100-MW-scale variable speed pumped storage units.

Keywords: full power frequency converter; variable speed pumped storage unit; back-to-back three-level converter; back-to-back five-level converter; back-to-back modular multilevel converter (MMC); modular multilevel matrix converter (M3C)

(编辑 陆海霞)