

DOI: 10.12158/j.2096-3203.2023.05.024

基于电容电压波动补偿的混合型模块化多电平变换器

孔祥平¹, 宾子君¹, 张雅倩², 邓富金², 张建忠², 李鹏¹(1. 国网江苏省电力有限公司电力科学研究院, 江苏 南京 211103;
2. 东南大学电气工程学院, 江苏 南京 210096)

摘要:为了降低模块化多电平变换器的电容体积,文中提出一种基于电容电压波动补偿混合子模块的模块化多电平变换器。首先,介绍所提混合型模块化多电平变换器的系统结构与减小电容体积的机理,同时对混合子模块的投切原则进行详细分析;然后,通过分析混合子模块内部不同电容的能量波动,给出所有电容的容值设计方法,并与传统的半桥型模块化多电平变换器进行对比;最后,通过仿真与实验验证了所提方案的有效性。结果表明,文中提出的混合型模块化多电平变换器能够以较低的开关器件成本,大幅度提高电容能量利用率,降低模块化多电平变换器子模块电容的体积,实现系统功率密度的提高。

关键词:模块化多电平变换器;混合子模块;电容体积;电压波动补偿;能量利用率;能量波动

中图分类号:TM464

文献标志码:A

文章编号:2096-3203(2023)05-0214-10

0 引言

模块化多电平变换器(modular multi-level converter, MMC)在中高压领域获得了广泛的应用,包括高压柔性直流输电、新能源并网、中高压电机驱动等^[1-6]。目前应用最广泛的MMC子模块拓扑为半桥子模块,其具有结构简单、成本低、损耗小等优点^[7-10]。针对传统的半桥型MMC,如何提高系统功率密度仍是最为突出的问题之一^[11-12]。为保证MMC系统的输出电压质量以及功率调节范围等运行性能,子模块电容电压的波动范围必须受到严格的限制,导致子模块电容须具备较大的容值。庞大的子模块电容数量与较大的电容容值增大了MMC的整体体积与重量,严重影响到系统的功率密度与成本控制^[13-15]。

目前已经存在的减小子模块电容的方法主要有3类。第一类方法是通过控制降低MMC的桥臂能量波动,从而减少每个子模块电容要承担的能量波动。现有研究已经提出了多种控制方案,具体方法包括谐波环流注入^[16-19]、高频电压注入^[20]或者高频电压与电流同时注入^[21]等,其共同的局限性在于会增加功率器件的电流应力或者破坏交流输出的电能质量等。

第二类方法是构建桥臂之间、三相之间或者是子模块之间的能量通道,使不同环节内部的能量波动通过能量通道进行互补^[22-25],从而减小子模块的电容能量波动,并降低子模块的容值需求。但是上述方法会严重增加系统成本、系统的控制复杂度及

实现难度。

第三类方法是不改变桥臂能量波动,从子模块拓扑的角度出发,通过高电压小电容与低电压大电容之间的电压补偿,提高电容储能能力的利用率,从而减小MMC系统的总体电容体积^[26]。其基本思想为:将电压较高的电容作为支撑电容,其容值较小,电压波动范围较大;将电压较低的电容作为补偿电容,其容值较大,用来补偿支撑电容的电压波动,使得子模块电容的等效电压波动在MMC运行所要求的范围之内,相当于桥臂能量波动被支撑电容和补偿电容共同承担。根据该思想,能有效降低传统半桥型MMC系统的电容体积。文献[27]根据上述思想提出了一种开关电容子模块,但其中功率器件的个数大大增加,使得系统成本成倍增加。同时,在系统轻载下,文献[27]中MMC的运行效率远低于传统半桥型MMC,其在成本和效率方面都有一定牺牲。

针对第三类方法存在的问题,文中提出了一种基于混合子模块(hybrid submodule, H-SM)的混合型MMC。H-SM由支撑半桥模块和补偿半桥模块级联而成,其中补偿模块为支撑模块的电容电压波动提供补偿,使得H-SM的等效电容电压维持在所要求的波动范围之内。首先,文中分别从拓扑、运行机理以及容值设计的角度对所提混合型MMC进行了详细分析;然后,通过能量利用率对体积的减小进行量化评估,从理论上验证了其对电容体积减小的效果;最后,通过仿真和实验验证了上述方案的有效性。

收稿日期:2023-04-07;修回日期:2023-06-20

1 混合型 MMC 的结构与运行机理

1.1 混合型 MMC 结构

图 1 为文中所提出的混合型 MMC 三相结构,每相中包括结构完全对称的上下桥臂。该混合型 MMC 的主要特征为每个桥臂由 N 个 H-SM 和 1 个桥臂电感 L_{arm} 串联而成,每个 H-SM 由 2 种电压等级与电容容值都完全不同的子模块级联而成,分别为支撑半桥模块与补偿半桥模块,如图 1(b) 所示。其中,补偿模块的输出端口并联 1 个旁路开关 S_{by} ,该旁路开关由晶闸管构成。 T_1 和 D_1 、 T_2 和 D_2 分别为支撑半桥模块的上、下开关管, T_3 和 D_3 、 T_4 和 D_4 分别为补偿半桥模块的上、下开关管,每个开关管包括绝缘栅双极型晶体管 (insulated gate bipolar transistor, IGBT) 以及反并联的续流二极管。

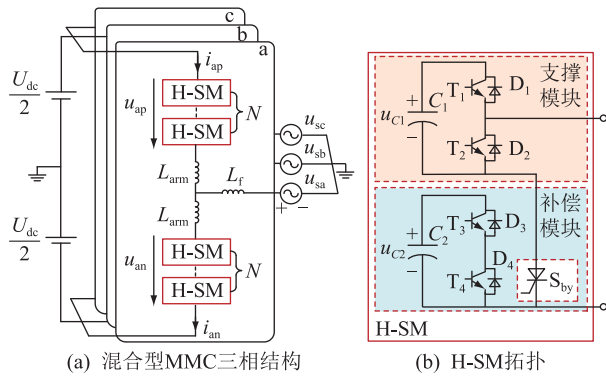


图 1 混合型 MMC 拓扑

Fig.1 Topology of the hybrid MMC

图 1 中, U_{dc} 为直流母线电压; u_{ap} 、 i_{ap} 分别为 a 相上桥臂的桥臂电压和桥臂电流; u_{an} 、 i_{an} 分别为 a 相下桥臂的桥臂电压和桥臂电流; u_{sa} 、 u_{sb} 、 u_{sc} 分别为 a、b、c 相的电网电压; L_f 为交流侧滤波电感; C_1 、 C_2 分别为支撑模块与补偿模块的电容,即为支撑电容与补偿电容; u_{c1} 、 u_{c2} 分别为支撑模块与补偿模块的电容电压。在每个 H-SM 中,支撑模块的作用是提供 MMC 正常运行时的桥臂电压,其特征为电压等级较高、电容容值较小;补偿模块的作用是对支撑模块的电容电压波动进行补偿,其特征为电压等级较低、电容容值较大。

在传统半桥型 MMC 中,每个半桥子模块的额定电压为 $U_c = U_{dc}/N$,其子模块电容电压波动为 u_{c0} 。在所提混合型 MMC 中,每个 H-SM 中的支撑模块的额定电压为 U_{c1} ,补偿模块的额定电压为 U_{c2} 。

除了子模块内部结构与投切原则不同,所提出的混合型 MMC 与传统半桥型 MMC 的运行机理完全相同,即所提出的混合型 MMC 的变换器级的功率与电压控制、相间平衡控制以及桥臂间平衡控制

都与传统 MMC 完全相同。定义 m 为 MMC 的调制比,则可以表示为:

$$m = \frac{U_m}{U_{dc}/2} \quad (1)$$

式中: U_m 为 MMC 交流输出相电压的幅值。以 MMC 的逆变运行模式以及 MMC 的 a 相上桥臂为例进行讨论,根据基尔霍夫电压定理与电流定理,可以得到桥臂电压与电流分别为:

$$\begin{cases} u_{ap} = U_{dc}/2 - U_m \sin(\omega t) \\ i_{ap} = \frac{I_{dc}}{3} + \frac{1}{2} I_m \sin(\omega t + \varphi) \end{cases} \quad (2)$$

式中: I_{dc} 为三相 MMC 的直流母线电流; I_m 为交流相电流幅值; φ 为 MMC 的功率因数角; ω 为基波角频率。

1.2 混合型 MMC 运行机理

对于传统的半桥型 MMC 来说,子模块电容电压的波动范围一般限制在 $10\% U_c$ 的范围内,即 $0.95 U_c \sim 1.05 U_c$,实现上述目标对子模块的电容容值要求较高。

文中所提混合型 MMC 减小电容容值的思路为:允许 H-SM 中的支撑模块电容在额定电压值附近以更大范围波动,例如 $0.85 U_c \sim 1.05 U_c$,此时电容电压波动范围增加一倍,需要的电容容值能够减小一半。但此时的子模块电容电压最低点过低,无法完全实现桥臂电压的输出要求,这会影响到 MMC 系统的功率输出范围以及交流侧电压输出质量。此时,H-SM 中的补偿模块能对支撑模块中电容电压低于 $0.95 U_c \sim 1.05 U_c$ 的部分进行补偿,使得每个 H-SM 的等效电容电压维持在 $0.95 U_c \sim 1.05 U_c$,从而在整个系统电容体积减小的情况下,不影响 MMC 系统的功率与电压输出质量。其中,每个 H-SM 的等效电容电压为 u_{ce} ,其计算方式为:

$$u_{ce} = \left(\sum_{i=1}^N u_{c1i} S_{1i} + \sum_{j=1}^N u_{c2j} S_{2j} \right) / n_{ap} \quad (3)$$

式中: u_{c1i} 、 S_{1i} 分别为第 i 个支撑模块电容电压和开关状态; u_{c2j} 、 S_{2j} 分别为第 j 个补偿模块电容电压和开关状态; n_{ap} 为每个桥臂中应要投入的等效子模块个数,表示如下。

$$n_{ap} = u_{ap}^* / U_c \quad (4)$$

式中: u_{ap}^* 为桥臂参考电压。

式(3)中计算等效电容电压的方法,其目的在于把混合型 MMC 中每个 H-SM 的等效电压与传统 MMC 的子模块电容电压进行等效,如表 1 所示,其中 n_{ap1} 、 n_{ap2} 分别为投入的支撑模块个数与补偿模块个数。文中所有对传统 MMC 和混合型 MMC 的对

比和分析都基于 $10\%U_c$ 的电容电压波动要求。

表 1 传统 MMC 与混合型 MMC 对照
Table 1 Comparison of conventional and hybrid MMC

参数	传统 MMC	混合型 MMC
子模块类型	半桥子模块	H-SM
子模块容值	C_0	C_1, C_2
电容额定电压	U_c	支撑模块: $U_{c1} = U_c$, 补偿模块: U_{c2}
子模块等效电容电压	u_c ($0.95U_c \sim 1.05U_c$)	u_{ce} ($0.95U_c \sim 1.05U_c$)
投入子模块个数	n_{ap}	支撑模块: $n_{ap1} = n_{ap}$, 补偿模块: n_{ap2}

混合型 MMC 中 H-SM 的基本工作原理见图 2, 包括电容电压波动补偿原理与开关投切原则。其中, U_{c2max} 、 U_{c2min} 分别为补偿模块电容电压的最大值与最小值; U_{c1min} 为支撑模块电容电压的最小值。 T_2 、 T_4 的开关信号分别与 T_1 、 T_3 的开关信号互补。

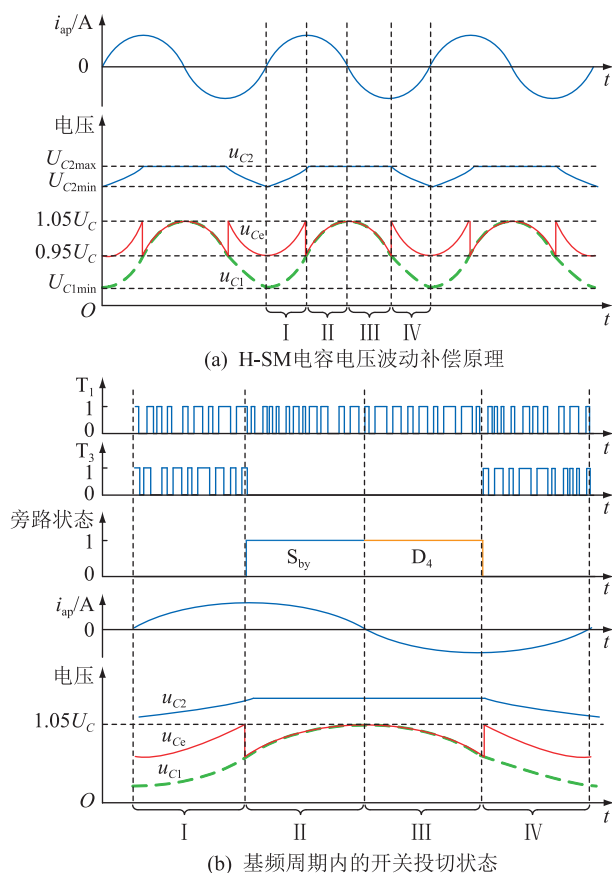


图 2 H-SM 的基本工作原理

Fig.2 Basic operating mechanism of H-SM

每一个基波周期 (频率 $f_0 = 50$ Hz, 周期 $T_0 = 0.02$ s) 被分为区间 I—IV。每个基波周期内的开关管投切状态见图 2(b), 其中旁路状态为 1 的区间 II 是由旁路开关 S_{by} 开通实现的, 旁路状态为 1 的区间 III 是由补偿模块中的反并联二极管 D_4 开通实现的。在

每个区间, H-SM 内部不同电容的充放电情况如下。

区间 I ($i_{ap} > 0, u_{c1} \leq 0.95U_c$): 如图 3(a) 所示, 支撑电容 C_1 充电, 但是电压低于所要求的电压波动范围; 补偿电容 C_2 投入, 将 H-SM 的等效电容电压补偿至 $0.95U_c \sim 1.05U_c$ 之间; 此时的补偿电容也被充电, 电压升高。

区间 II ($i_{ap} > 0, 0.95U_c < u_{c1} \leq 1.05U_c$): 如图 3(b) 所示, 支撑电容 C_1 充电, 电压刚好位于所要求的电压波动范围之内, 补偿模块无须投入进行电压补偿, 旁路开关 S_{by} 触发开通, 补偿模块被旁路, 补偿电容电压保持不变; 此时, 桥臂电流流过旁路晶闸管, 其导通损耗低于 IGBT, 可以降低整个混合型 MMC 系统的运行损耗。

区间 III ($i_{ap} \leq 0, 0.95U_c < u_{c1} \leq 1.05U_c$): 如图 3(c) 所示, 支撑电容 C_1 放电, 电压刚好位于所要求的电压波动范围之内, 补偿模块无须投入进行电压补偿; 在桥臂电流反向时, 旁路开关 S_{by} 因晶闸管电流小于维持电流而关断, 此时, 桥臂电流流经补偿模块下开关管中的反并联二极管 D_4 , 补偿模块仍然处于旁路状态, 电容电压保持不变。由此可以得出, 旁路晶闸管的开关频率为 50 Hz。

区间 IV ($i_{ap} \leq 0, u_{c1} \leq 0.95U_c$): 如图 3(d) 所示, 支撑电容 C_1 放电, 但是电压低于所要求的电压波动范围; 补偿电容投入, 将 H-SM 的等效电容电压补偿至 $0.95U_c \sim 1.05U_c$ 之间; 此时的补偿电容也被放电, 电压降低。

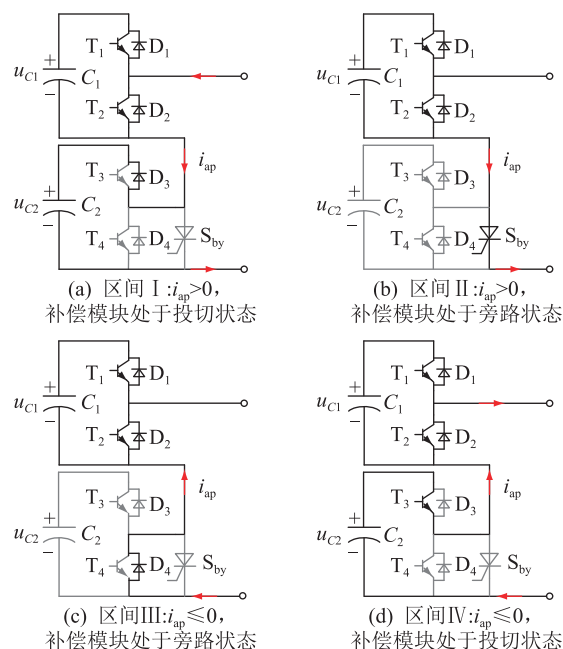


图 3 晶闸管旁路补偿模块的电流通路

Fig.3 Current path of the thyristor bypass compensation module

1.3 混合型 MMC 中的 H-SM 投切原则

在传统的 MMC 中,假设每个子模块电容电压波动范围为 $0.95U_c < u_{c1} \leq 1.05U_c$,则每个桥臂中要投入的子模块个数为 n_{ap} ,如式(4)所示。在混合型 MMC 中,所需投入的支撑模块与补偿模块个数的选取原则如图 4 所示,其中,所投入的支撑模块个数 n_{ap1} 与 n_{ap} 相同,所投入的补偿模块个数须根据支撑电容电压与补偿电容电压的实际值计算。

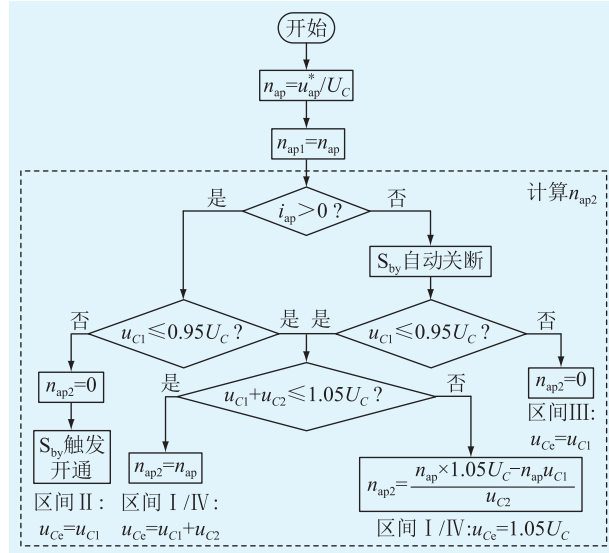


图 4 支撑模块与补偿模块投切个数计算

Fig.4 Calculation of n_{ap1} and n_{ap2}

无论桥臂电流为正或者负,当 u_{c1} 高于 $0.95U_c$ 时, n_{ap2} 的值为 0,无须投入补偿模块,此时的等效电容电压即为 u_{c1} 。当桥臂电流为正时,对应图 2 中的区间 II;当桥臂电流为负时,对应图 2 中的区间 III;当 u_{c1} 低于 $0.95U_c$ 时,对应图 2 中的区间 I 和区间 IV。所投入的补偿模块个数分为 2 种情况:如果补偿电容电压与支撑电容电压之和不高于一 $1.05U_c$,则补偿模块投入个数 $n_{ap2} = n_{ap}$,等效电容电压之和 $u_{ce} = u_{c1} + u_{c2}$;如果补偿电容电压与支撑电容电压之和超出 $1.05U_c$,则补偿模块投入个数如图 4 所示,其选取原则为:使得按照式(3)求出的等效电容电压保持在 $1.05U_c$ 。

在获取补偿模块与支撑模块的投入个数之后,选取投入模块须先对电容电压进行排序。桥臂电流为正时,同类模块中电容电压较低的模块优先投入;桥臂电流为负时,同类模块中电容电压较高的模块优先投入。由此可以实现桥臂内子模块之间电容电压的平衡。

2 混合型 MMC 的容值设计

2.1 子模块能量波动分析

无论是传统 MMC 还是所提出的混合型 MMC,

其桥臂能量波动均不会受到子模块的影响。根据式(2)可以得到桥臂的能量波动为:

$$\Delta E_{cap} = \frac{U_m I_m}{4m\omega} (4 - m^2 \cos^2 \varphi)^{\frac{3}{2}} \quad (5)$$

在传统 MMC 中,上述能量波动由 N 个完全相同的半桥子模块电容承担,即每个子模块的电容容值 C_0 根据式(6)进行选择。其中, ΔU_c 为传统 MMC 电容电压的额定波动范围,也是混合型 MMC 中 H-SM 的等效电容电压额定波动范围。

$$C_0 = \frac{\Delta E_{cap}}{NU_c \Delta U_c} \quad (6)$$

在混合型 MMC 中,式(5)中的能量波动由 H-SM 中的 2 种电容共同承担。假设支撑模块的电容电压波动范围为 $0.1kU_c$ (其中 $k > 1$),则其容值为传统 MMC 子模块容值的 $1/k$ 。支撑电容电压最大值 U_{c1max} 为 $1.05U_c$,最小值 U_{c1min} 为 $1.05U_c - 0.1kU_c$,其能量波动大小为:

$$\Delta E_{cap1} = \frac{NC_1}{2} (U_{c1max}^2 - U_{c1min}^2) \quad (7)$$

补偿模块电容能量波动即为桥臂总能量波动与支撑模块电容能量波动之差,结合式(5)与式(7),可得补偿模块电容的总能量波动为:

$$\Delta E_{cap2} = \Delta E_{cap} - \Delta E_{cap1} \quad (8)$$

每个补偿模块承担的能量波动为:

$$\Delta E_{SM2} = \Delta E_{cap2} / N \quad (9)$$

2.2 子模块容值设计与对比

如果将补偿电容的电压波动限制在 20% 的范围之内,根据式(6)的电容计算原则,结合式(8)和式(9),可以计算得到补偿电容的容值为:

$$C_2 = \frac{\Delta E_{SM2}}{NU_{c2} \Delta U_{c2}} = \frac{\Delta E_{cap} - \Delta E_{cap1}}{0.2NU_{c2}^2} \quad (10)$$

式中: ΔU_{c2} 为补偿模块电容电压的额定波动范围。可以看出,补偿电容的容值受到支撑电容的容值影响,同时其电压也受到支撑电容的容值影响。以 20% 的电压波动范围为例,补偿电容电压最小值 U_{c2min} 为 $0.1kU_c - 0.1U_c$,最大值 U_{c2max} 为 $1.1U_{c2}$ 。

MMC 系统参数如表 2 所示。由表 2 可以绘制出 C_2 与 C_1 随着支撑模块电容电压波动范围的变化曲线,如图 5 所示,其中 ΔU_{c1} 为支撑电容 C_1 的电压波动范围,纵坐标为各个电容的实际值。

根据文献[27]中所述,可以用能量利用率来衡量 MMC 中电容的总体积,能量利用率越高,所需要的电容总体积越小,其表达式为:

$$\gamma = \frac{E_{max} - E_{min}}{E_{max}} = \frac{\Delta E_{cap}}{E_{max}} \quad (11)$$

表 2 MMC 系统参数

Table 2 MMC system parameters

参数	传统 MMC	混合型 MMC
直流电压/kV	24	24
子模块额定电压	$U_c = 2 \text{ kV}$	$U_{c1} = 2 \text{ kV}$ 、 $U_{c2} = 0.5 \text{ kV}$
子模块个数	12	12
交流电压幅值/kV	10	10
额定功率/kW	3 000	3 000
子模块容值	$C_0 = 1.15 \text{ mF}$	$C_1 = 0.6 \text{ mF}$ 、 $C_2 = 2.2 \text{ mF}$
电容总体积/p.u.	1.00	0.65
IGBT 选型	FF450R33T3E3_B5	T_1, T_2 : FF450R33T3E3_B5, T_3, T_4 : FF200R12KE4P
晶闸管选型	无	T720N

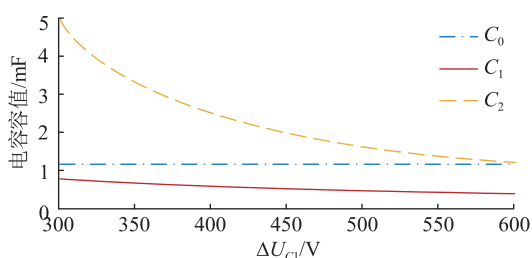


图 5 支撑电容电压波动对补偿电容容值 C_2 的影响

Fig.5 Influence of support capacitor voltage ripple on C_2

式中： γ 为 MMC 的能量利用率； E_{\max} 为所有电容的能量最大值； E_{\min} 为所有电容的能量最小值。

对于传统半桥型 MMC 与混合型 MMC，桥臂能量波动保持不变，即式(11)中的分子相同，而最大储存能量不同，即分母不同。图 6 为 2 种 MMC 的最大储存能量对比，可以看出，混合型 MMC 的储存能量低于传统 MMC，即式(11)中的分母较小。根据式(11)可以绘制出传统 MMC 与混合型 MMC 的能量利用率曲线，如图 7 所示。可以看出，混合型 MMC 的电容能量利用率远远高于传统 MMC。以 $\Delta U_{c1} = 400 \text{ V}$ 为例，此时的传统 MMC 和混合型 MMC 的能量利用率分别为 18% 和 28%，这意味着混合型 MMC 的电容体积为传统 MMC 的 65%。

值得注意的是，图 7 中能量利用率在 $\Delta U_{c1} = 1\,200 \text{ V}$ 时达到峰值，此时子模块内部总的电容体积最小，即为理论上的最优电容体积。但此时的补偿模块电压等级也至少达到了 1 200 V，这意味着支撑模块中 IGBT 以及并联晶闸管的电压等级急速升高，子模块的总成本将大幅增加，甚至有可能牺牲子模块的总体积。因此，综合考虑 H-SM 的总成本与总体积，补偿模块的电压等级应该有所限制，以

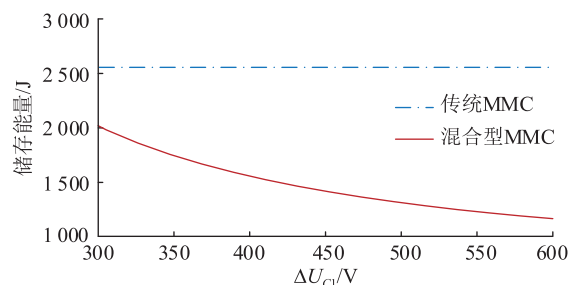


图 6 传统 MMC 与混合型 MMC 最大储存能量对比

Fig.6 Comparison of maximum storage energy between conventional MMC and hybrid MMC

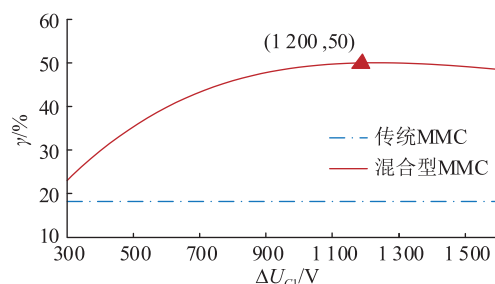


图 7 传统 MMC 与混合型 MMC 能量利用率的对比

Fig.7 Comparison of energy utilization ratio between conventional MMC and hybrid MMC

实现不过度增加总成本，同时有效降低总体积的效果。

文中所提混合型 MMC 所需要的高电压 IGBT 个数为 $2N$ ，低电压 IGBT 个数为 $2N$ ，低电压晶闸管个数为 N ；文献[27]所提方案中，高电压 IGBT 个数为 $(2+L)N$ ，其中 L 为支路数，其值满足 $L > 1$ 。由此可以看出，文献[27]中所需要的 IGBT 成本远高于基于 H-SM 的混合型 MMC。

图 5—图 7 中讨论的支撑电容电压波动范围为 300~600 V，而当电压波动范围再增加时，补偿模块内部的 IGBT 电压应力也随之提高，成本会增加，因此支撑电容电压的波动范围须有所限制。

3 对比与验证

3.1 对比分析

以表 2 中给出的参数为例进行对比分析。假设传统的半桥型 MMC 中 1 个半桥子模块的成本、体积、重量均为基准值，设为 1.0。根据工程实际应用中的数据及现有文献^[28-31]，子模块电容与 IGBT 的归一化表示如表 3 所示。

在传统半桥型 MMC 中，从成本角度看，电容占比 30% 左右（即为 0.3），包括 IGBT 以及散热装置在内的其他装置占比 70% 左右（即为 0.7）；从体积角度看，电容占比 70% 左右（即为 0.7），包括 IGBT 以及散热装置在内的其他装置占比 30% 左右（即为

表3 传统半桥型 MMC 与所提混合型 MMC 对比分析

Table 3 Comparative analysis of conventional half-bridge SM-based MMC and proposed hybrid MMC

性能	电容		IGBT 及其他装置		总和	
	传统	改进	传统	改进	传统	改进
成本	0.3	0.195	0.7	0.840	1.0	1.035
体积	0.7	0.455	0.3	0.390	1.0	0.845
重量	0.8	0.520	0.2	0.260	1.0	0.780

0.3);从重量角度看,电容占比 80%左右(即为0.8),包括 IGBT 以及散热装置在内的其他装置占比 20%左右(即为 0.2)。

在改进混合型 MMC 中,一个 H-SM 对应的成本计算原则为:电容的总体积、总成本、总重量与电容体积大小成线性正相关;支撑模块的 IGBT 及其他元件的总体积、总成本、总重量与传统半桥的相等,补偿模块的 IGBT 及其他元件的总体积、总成本、总重量与电压等级相关但是非线性,以文中参数为例,补偿模块电压等级为支撑模块的 0.25 倍,但是其 IGBT 等元件的体积、成本、重量分别为支撑模块的 0.2、0.3、0.3 倍。

根据上述原则,通过详细对比传统半桥型 MMC 与混合型 MMC 的成本、体积与重量可以看出,文中所提出的混合型 MMC 与传统 MMC 相比,在成本上略有提高,在体积和重量上得到了极大降低,有效提高了 MMC 系统的功率密度。

3.2 仿真验证

通过仿真验证所提混合型 MMC 以及容值设计方法的有效性,仿真参数如表 2 所示。图 8 和图 9 分别为传统 MMC 和混合型 MMC 在稳态运行下的详细波形,其中 i_{az} 为 a 相环流。图 10 为混合型 MMC 在功率切换过程中的动态变化。

图 8 中,子模块电容电压波动被限制在 200 V 之内,其子模块电容容值为 1.15 mF。相比之下,图 9 中的子模块电容容值分别为 $C_1 = 0.6$ mF、 $C_2 = 2.2$ mF,其中支撑模块电容电压波动较大,约为传统 MMC 的 2 倍,但其低于 1 900 V 的部分由补偿电容电压弥补,最终 H-SM 的等效电容电压波动范围被限制在 200 V 之内。通过总谐波畸变率(total harmonic distortion, THD)分析,图 8 与图 9 中交流输出电压 THD 分别为 1.97%与 1.86%,输出电流 THD 分别为 0.53%与 0.55%。由此可以得出,混合型 MMC 与传统 MMC 的输出电能质量几乎没有差别。

图 10 为混合型 MMC 功率等级从 0.3 p.u.上升到 1.0 p.u.的动态运行过程。在 0 s—0.3 s 之间,MMC 的功率为 0.3 p.u.,此时的支撑模块电容电压波动低于 200 V,不需要补偿模块的电压补偿,补偿

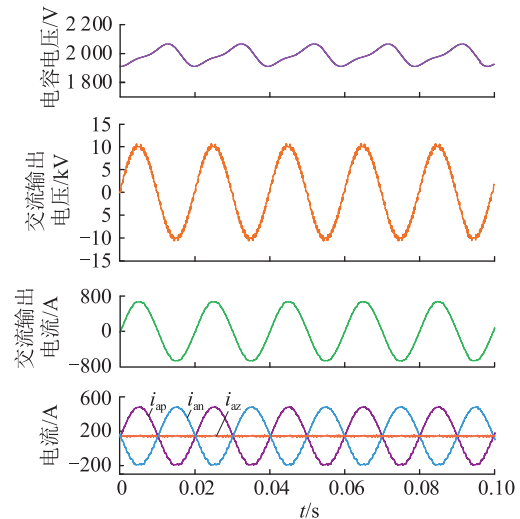


图8 传统 MMC 在稳态运行下的波形

Fig.8 Waveforms of conventional MMC under steady-state operation

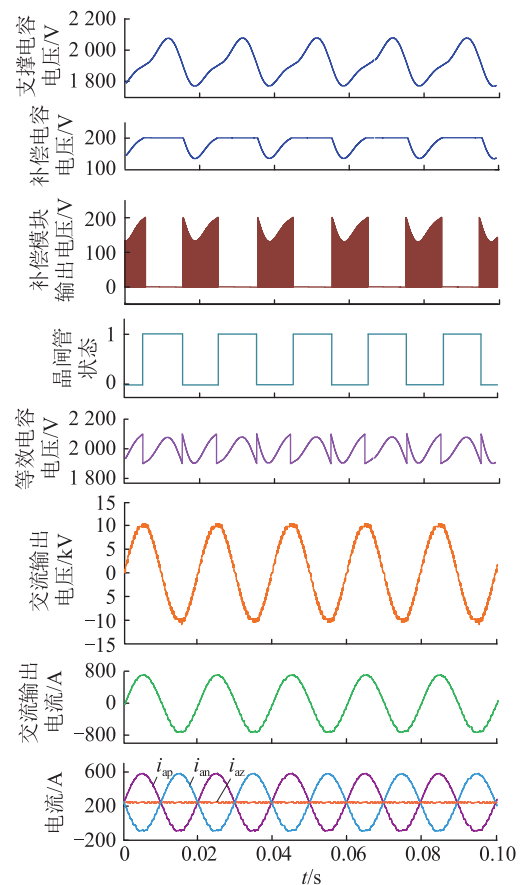


图9 混合型 MMC 在稳态运行下的波形

Fig.9 Waveforms of hybrid MMC under steady-state operation

模块一直被旁路,补偿电容电压保持恒定。补偿模块中的旁路晶闸管开关一直闭合,桥臂电流为正时,流过晶闸管;桥臂电流为负时,流过旁路开关中的反并联二极管,此时,补偿模块几乎不会产生功率损耗,混合型 MMC 的运行效率与传统 MMC 无异。

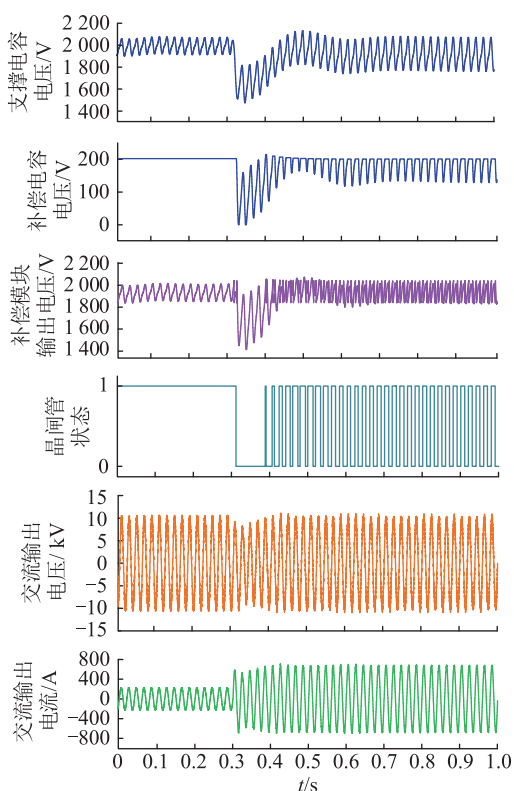


图 10 混合型 MMC 在功率切换下的动态波形

Fig.10 Dynamic waveforms of hybrid MMC under power switching

图 11 为传统 MMC 功率等级由 0.3 p.u. 上升至 1.0 p.u. 的动态运行过程。根据电容的充放电特性, 容值增加时, 系统的动态响应变缓, 但是动态过程的超调量较小; 反之, 等效容值降低会加快动态响应速度, 但会增加动态过程的超调量。对比图 11 与图 10 的动态过程也验证了上述分析, 由于混合型 MMC 的等效容值是降低的, 其动态过程时间较短, 但是子模块的电容电压波动范围也较大。

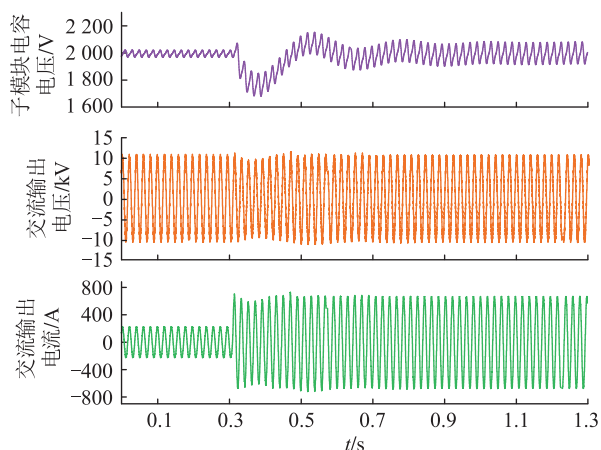


图 11 传统 MMC 在功率切换下的动态波形

Fig.11 Dynamic waveforms of conventional MMC under power switching

图 12 对比了混合型 MMC 与传统 MMC 的运行效率。虽然混合型 MMC 中多了补偿模块的导通损耗, 但由于旁路开关的引入, 该部分导通损耗的影响被最小化。在轻载阶段, 功率的降低使得补偿模块全程都处于旁路状态, 混合型 MMC 和传统 MMC 的系统运行效率完全重叠。因此, 相比于文献[27]中所提出的结构, 文中所提混合型 MMC 拓扑在轻载下具备更高效率的运行性能。

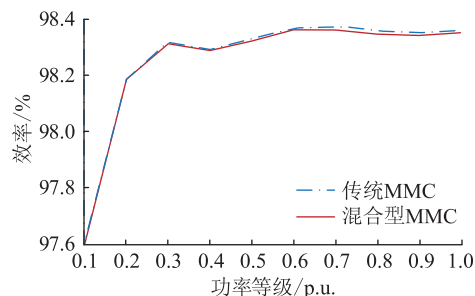


图 12 传统 MMC 与混合型 MMC 的运行效率对比

Fig.12 Efficiency comparison of conventional MMC and hybrid MMC

3.3 实验验证

文中通过实验验证所提混合型 MMC 的有效性。按照表 4 所示参数搭建混合型 MMC 实验样机, 如图 13 所示。每个混合型 MMC 的桥臂中包括 3 个完全相同的 H-SM, 每个 H-SM 由补偿模块和支撑模块串联。其中, IGBT 选用 FF100R12RT4, 晶闸管选用 S4040RQ3TP。

表 4 实验参数

Table 4 Experimental parameters

参数	数值
直流母线电压 U_{dc}/V	150
子模块个数 N	3
交流输出相电压幅值 U_m/V	65
额定功率 P/W	500
子模块电容容值 $C_1, C_2/mF$	0.95, 1.80

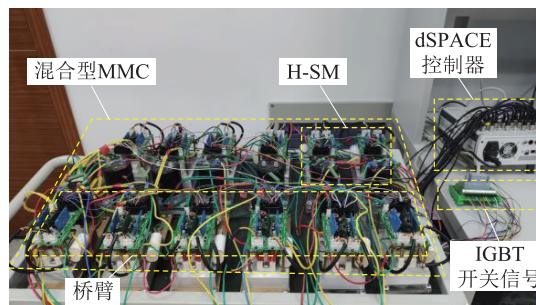


图 13 混合型 MMC 实验平台

Fig.13 Experimental prototype of hybrid MMC

图 14 为稳态运行下的电容电压波形。其中,

$u_{C1,i}$ 、 $u_{C2,i}$ 、 $u_{Ce,i}$ 分别为第 i 个子模块支撑模块电容电压、补偿模块电容电压、子模块等效电容电压, $i=1, 2, 3$ 。支撑模块的电容电压波动范围为 19 V, 补偿模块的电容电压最小值为 9 V, 最大值为 11 V。最终 H-SM 等效电容电压波动范围为 10 V。

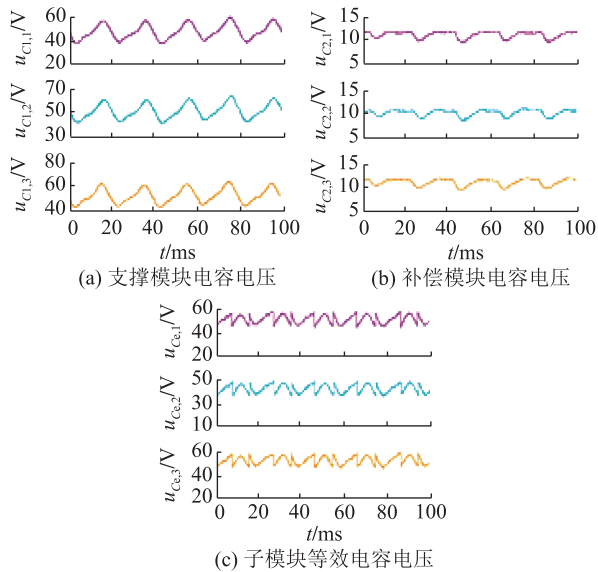


图 14 混合型 MMC 在稳态运行下的电容电压

Fig.14 Capacitor voltage of hybrid MMC under steady-state operation

图 15 为稳态运行下单个 H-SM 的实验波形。图 15(a) 将 3 个电容电压放在一起比较, 更清晰地表示出了支撑电容电压与等效电容电压之间的关系; 同时, 图 15(b) 也更明确地表示出了支撑电容与补偿电容的投切原则。可以看出, 在没有投入补偿电容的区间内, 等效电容电压等于支撑电容电压。

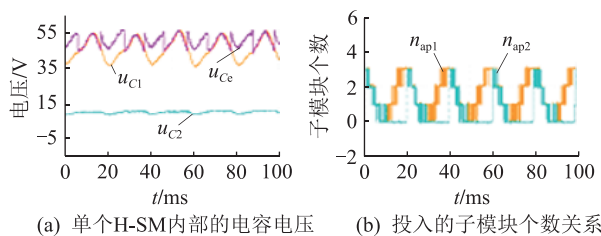


图 15 混合型 MMC 的稳态运行结果

Fig.15 Steady-state operation results of hybrid MMC

综上所述, 仿真与实验都充分表明了文中提出的混合型 MMC 拓扑运行机理的正确性。通过能量利用率对总电容体积进行评估, 验证了其用于降低电容总体积的有效性, 同时仿真结果验证了其相比于传统方案在运行效率上的优势。

4 结语

为减小 MMC 子模块的电容体积, 文中提出了一种基于电容电压波动补偿的 H-SM 结构, 在此基

础上构成混合型 MMC。H-SM 包括补偿模块与支撑模块, 与传统 MMC 相比, 支撑模块的电容容值可以大幅减小。电容容值减小导致的电容电压波动增加将由补偿模块进行弥补。虽然补偿模块的电容容值较高, 但其电压等级很低。因此, 在 H-SM 中, 补偿模块与支撑模块的总电容体积小于传统 MMC 的子模块电容体积。以支撑电容电压波动增加为传统子模块电容的 2 倍为例, 混合型 MMC 总的电容体积能够减小为传统 MMC 的 65%。另外, 补偿模块中并联旁路开关能够有效降低混合型 MMC 系统的运行损耗。最终通过仿真和实验验证了文中所提的改进混合型 MMC 拓扑和相应控制方案的有效性。

致谢

本文得到国网江苏省电力有限公司科技项目 (J2021179) 资助, 谨此致谢!

参考文献:

- [1] 李群, 林金娇, 邓富金, 等. 基于龙伯格观测器的 MMC 子模块故障检测方法[J]. 电力工程技术, 2023, 42(2): 58-66.
- [2] LI Qun, LIN Jinjiao, DENG Fujin, et al. Fault detection method for modular multilevel converters based on Luenberger observer [J]. Electric Power Engineering Technology, 2023, 42(2): 58-66.
- [3] DENG F J, LYU Y Q, LIU C K, et al. Overview on submodule topologies, modeling, modulation, control schemes, fault diagnosis, and tolerant control strategies of modular multilevel converters[J]. Chinese Journal of Electrical Engineering, 2020, 6(1): 1-21.
- [4] F GONTIJO G, KEREKES T, SERA D, et al. Medium-voltage converter solution with modular multilevel structure and decentralized energy storage integration for high-power wind turbines [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(11): 12954-12967.
- [5] 随顺科, 任铁强, 邹强, 等. 连接风电系统的柔性直流电网 MMC 在线投入分析与验证[J]. 供用电, 2022, 39(11): 26-31.
- [6] SUI Shunke, REN Tiejia, ZOU Qiang, et al. Analysis and verification of MMC online entry into a flexible DC grid connected to wind power system [J]. Distribution & Utilization, 2022, 39(11): 26-31.
- [7] 郝晓弘, 黄伟, 裴婷婷, 等. 基于模块化多电平换流器的高压直流系统直流侧故障限流技术研究[J]. 全球能源互联网, 2022, 5(1): 23-34.
- [8] PEI Tingting, HUANG Wei, PEI Tingting, et al. Research on current limiting technology of DC-side fault of high voltage direct current system based on modular multilevel converter[J]. Journal of Global Energy Interconnection, 2022, 5(1): 23-34.
- [9] 倪翰文, 李庚, 鲍刚, 等. 基于能量平衡的模块化多电平变换器调制方法[J]. 电网与清洁能源, 2022, 38(7): 9-15, 24.

- NI Hanwen, LI Geng, BAO Gang, et al. A modulation method of modular multilevel converter based on energy balance [J]. Power System and Clean Energy, 2022, 38(7): 9-15, 24.
- [7] KARWATZKI D, MERTENS A. Generalized control approach for a class of modular multilevel converter topologies[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(4): 2888-2900.
- [8] SHI X J, WANG Z Q, LIU B, et al. Steady-state modeling of modular multilevel converter under unbalanced grid conditions [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(9): 7306-7324.
- [9] 陈磊, 何慧雯, 王磊, 等. 基于半桥型 MMC 的柔性直流电网故障限流方法综述 [J]. 电力系统保护与控制, 2021, 49(21): 175-186.
- CHEN Lei, HE Huiwen, WANG Lei, et al. Review of the fault current limiting approaches for a flexible DC grid based on a half-bridge MMC [J]. Power System Protection and Control, 2021, 49(21): 175-186.
- [10] 阎国强, 王威儒, 朱博. 一种降低 MMC 换流器子模块电容体积的方法 [J]. 电力电容器与无功补偿, 2022, 43(4): 116-123.
- YAN Guoqiang, WANG Weiru, ZHU Bo. A method for reducing capacitor volume of sub-module in MMC converter [J]. Power Capacitor & Reactive Power Compensation, 2022, 43(4): 116-123.
- [11] LE D D, LEE D C. A modular multilevel converter topology with novel middle submodules to reduce capacitor voltage fluctuations [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(1): 70-75.
- [12] 陈永福, 董纪清, 毛行奎. 基于纹波转移 MMC 子模块电容电压脉动抑制研究 [J]. 电气开关, 2021, 59(2): 16-20.
- CHEN Yongfu, DONG Jiqing, MAO Xingkui. Research on active power decoupling for modular multilevel converter sub-module capacitor voltage ripple suppression [J]. Electric Switchgear, 2021, 59(2): 16-20.
- [13] HUANG M, KANG Z, LI W L, et al. Modified modular multilevel converter with third-order harmonic voltage injection to reduce submodule capacitor voltage ripples [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(6): 7074-7086.
- [14] 黄守道, 彭也伦, 廖武. 模块化多电平型变流器电容电压波动及其抑制策略研究 [J]. 电工技术学报, 2015, 30(7): 62-71.
- HUANG Shoudao, PENG Yelun, LIAO Wu. Study of capacitor voltage fluctuation and its suppression for modular multilevel converter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(7): 62-71.
- [15] 于飞, 王子豪, 刘喜梅. 新型模块化多电平换流器的设计与应用 [J]. 电力系统保护与控制, 2022, 50(1): 69-77.
- YU Fei, WANG Zihao, LIU Ximei. A gradationally controlled modular multilevel converter and its application [J]. Power System Protection and Control, 2022, 50(1): 69-77.
- [16] 周月宾, 江道灼, 郭捷, 等. 模块化多电平换流器子模块电容电压波动与内部环流分析 [J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(24): 8-14, 4.
- ZHOU Yuebin, JIANG Daozhuo, GUO Jie, et al. Analysis of sub-module capacitor voltage ripples and circulating currents in modular multilevel converters [J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(24): 8-14, 4.
- [17] 白雪, 高瑞雪, 闻福岳, 等. 特定次谐波注入抑制模块化多电平换流器电容电压波动 [J]. 电网与清洁能源, 2020, 36(9): 8-14.
- BAI Xue, GAO Ruixue, WEN Fuyue, et al. Suppression of capacitor voltage fluctuation of the modular multilevel converter by specific sub-harmonic injection [J]. Power System and Clean Energy, 2020, 36(9): 8-14.
- [18] YANG S F, WANG P, TANG Y, et al. Circulating current suppression in modular multilevel converters with even-harmonic repetitive control [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2018, 54(1): 298-309.
- [19] WU T F, HUANG C W, CHOU T C, et al. Optimization of cell voltage and circulating current with zero-mean current command injection in modular multilevel converters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(11): 9429-9438.
- [20] DU S X, WU B, TIAN K, et al. An active cross-connected modular multilevel converter (AC-MMC) for a medium-voltage motor drive [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(8): 4707-4717.
- [21] HU J B, XIANG M C, LIN L, et al. Improved design and control of FBSM MMC with boosted AC voltage and reduced DC capacitance [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 65(3): 1919-1930.
- [22] 刘学敏, 滕甲训, 孙孝峰, 等. 一种子模块高频链互联的 MMC 电容优化方案 [J]. 电力电子技术, 2022, 56(2): 122-124.
- LIU Xuemin, TENG Jiaxun, SUN Xiaofeng, et al. An MMC capacitance optimization scheme of high frequency link interconnection of sub-modules [J]. Power Electronics, 2022, 56(2): 122-124.
- [23] TENG J X, SUN X F, BU Z M, et al. Optimization scheme based on high-frequency link interconnection of submodules [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(12): 13645-13659.
- [24] DU S X, WU B, ZARGARI N. A control strategy for star-channel modular multilevel converter in variable-speed motor drive application [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(7): 5094-5101.
- [25] ZHANG J Z, ZHANG Y Q, DENG F J, et al. Overmodulation operation of hybrid modular multilevel converter with reduced energy storage requirement [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2022, 10(3): 2946-2958.
- [26] AFRIDI K K, CHEN M J, PERREAULT D J. Enhanced bipolar stacked switched capacitor energy buffers [C]//2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). Raleigh,

- NC, USA. IEEE, 2012; 4209-4216.
- [27] TANG Y, CHEN M J, RAN L. A compact MMC submodule structure with reduced capacitor size using the stacked switched capacitor architecture[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(10): 6920-6936.
- [28] 何伟冬, 王学梅. 用于风电的模块化多电平变流器 IGBT 的定制化设计[J]. 电力工程技术, 2021, 40(4): 10-17.
HE Weidong, WANG Xuemei. Customized design for IGBTs of modular multilevel converter for wind power system[J]. Electric Power Engineering Technology, 2021, 40(4): 10-17.
- [29] 莫跃, 刘思远, 李泽滔, 等. 模块化多电平换流器功率模块故障鲁棒检测[J]. 电力系统保护与控制, 2021, 49(23): 114-121.
MO Yue, LIU Siyuan, LI Zetao, et al. Robust fault detection of a power module in a modular multilevel converter[J]. Power System Protection and Control, 2021, 49(23): 114-121.
- [30] 马文忠, 田洪英, 刘慧玉, 等. 非隔离型模块化多电平 DC/DC 变换器的最小化桥臂环流控制[J]. 电力系统保护与控制, 2021, 49(22): 51-58.
- [31] DIAB M S, MASSOUD A M, AHMED S, et al. A modular multilevel converter with ripple-power decoupling channels for three-phase MV adjustable-speed drives[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(5): 4048-4063.

作者简介:



孔祥平

孔祥平(1988),男,博士,高级工程师,从事柔性交直流输电技术、直流控制保护技术等相关工作(E-mail:kongxphust@163.com);
宾子君(1991),男,博士,工程师,从事电力系统稳定与控制相关工作;
张雅倩(1995),女,博士在读,研究方向为大功率电力电子变换器拓扑与控制。

A hybrid modular multi-level converter based on capacitor voltage ripple compensation

KONG Xiangping¹, BIN Zijun¹, ZHANG Yaqian², DENG Fujin², ZHANG Jianzhong², LI Peng¹

(1. State Grid Jiangsu Electric Power Co., Ltd. Research Institute, Nanjing 211103, China;

2. School of Electrical Engineering, Southeast University, Nanjing 210096, China)

Abstract: In order to reduce the capacitor volume of the modular multi-level converter, a modular multi-level converter with the hybrid submodule based on capacitor voltage ripple compensation is proposed. Firstly, the system structure of the proposed hybrid modular multi-level converter and the mechanism of reducing the capacitor volume are introduced, and the switching principle of the hybrid submodule is analyzed in detail. Secondly, the energy fluctuation of capacitors is analyzed to size the capacitance of all capacitors, and the overall capacitor volume is evaluated and compared with the conventional half-bridge modular multi-level converter. Finally, the effectiveness of the proposed structure and control is verified by simulation and experimental results. The results show that the proposed structure in this paper can greatly enhance the energy utilization ratio of the capacitors in the modular multi-level converter with lower switching device cost, thus, reducing the capacitor volume and improving the system power density.

Keywords: modular multi-level converter; hybrid submodule; capacitor volume; voltage ripple compensation; energy utilization ratio; energy variation

(编辑 陆海霞)