

基于器件复用的有源功率解耦型 模块化多电平变换器拓扑研究

贾冠龙, 史斌昊, 李明硕, 牛峰*, 汤雨

(河北省电磁场与电器可靠性重点实验室(河北工业大学), 天津市 北辰区 300401)

Active Power Decoupling for Full-bridge Submodules of a Modular Multilevel Converter

JIA Guanlong, SHI Binhao, LI Mingshuo, NIU Feng*, TANG Yu

(Key Laboratory of Electromagnetic Field and Electrical Apparatus Reliability of Hebei Province (Hebei University of Technology),

Beichen District, Tianjin 300401, China)

ABSTRACT: The modular multilevel converter (MMC) topology has been widely used in medium/high voltage high-power transmission and distribution and motor drive fields. The full-bridge submodule (FB-SM) MMC topology with fault handling capability is currently receiving increasing attention and application. However, in order to suppress the SM capacitor voltage ripple, the usage of SM capacitors with larger capacitance significantly increases the hardware cost and volume of the system. In this paper, a modified FB-SM with active power decoupling circuit (APD-SM) is introduced, it combines the ability of capacitor voltage ripple suppression and DC fault traversal through device reuse without changing the external output characteristics of the topology. Compared to traditional MMC, the SM capacitor voltage ripple of this topology can be suppressed significantly in the full power factor range. The deduction rules, operating principles, modulation methods, and control strategies of this topology are introduced in this article. In addition, key parameters in the topology structure are designed and the topology is compared with traditional FB-SM topology from multiple aspects. Finally, the simulation and experimental platform of MMC with APD-SM and FB-SM (Abbreviated as APD-MMC and FB-MMC, respectively) are built, and experimental verification was conducted based on the prototype model. Simulations and experimental results verify the validity of the APD-MMC topology and control strategy.

基金项目: 国家自然科学基金项目(青年基金)(52307199); 河北省自然科学基金项目(E2022202065); 河北省教育厅在读研究生创新能力培养资助项目(CXZZSS2024013)。

Project Supported by National Natural Science Foundation of China (Young Project) (52307199); Natural Science Foundation of Hebei Province (E2022202065); Graduate Student Innovation Ability Cultivation Funding Project of Hebei Provincial Department of Education (CXZZSS2024013)

KEY WORDS: modular multilevel converter (MMC) full-bridge submodule (FB-SM); active power decoupling circuit; capacitor voltage ripple

摘要: 模块化多电平变换器(modular multilevel converter, MMC)拓扑已广泛应用于中高压大功率输配电和电机驱动领域。其中, 具有直流故障穿越能力的全桥子模块(full-bridge submodule, FB-SM)型 MMC 拓扑目前正受到越来越多的关注和应用, 但为了抑制子模块电容电压纹波, 需使用较大电容值的子模块电容, 其显著增加系统的硬件成本和体积。该文提出一种基于器件复用的有源功率解耦型 FB-SM(FB-SM with active power decoupling, APD-SM), 通过子模块中的器件复用, 使其兼具电容电压纹波抑制和直流故障穿越能力, 同时不改变 MMC 拓扑的外输出特性。相较于传统 FB-SM 拓扑, 该拓扑可在全功率因数范围内显著抑制子模块电容电压纹波; 详细介绍该拓扑的推演规律、运行原理、调制方法和控制策略, 并对拓扑结构中的关键参数进行分析和设计, 从多方面与传统 FB-SM 拓扑进行对比分析; 最后, 基于 PLECS 仿真平台搭建 APD-SM 和 FB-SM 型 MMC 仿真模型(分别缩写为 APD-MMC 和 FB-MMC), 并基于样机模型进行实验验证。仿真和实验结果验证该拓扑和控制策略的有效性。

关键词: 模块化多电平变换器; 全桥子模块; 有源滤波解耦电路; 电容电压纹波

0 引言

模块化多电平变换器(modular multilevel converter, MMC)具有效率高、灵活性强等优点^[1], 目前已在中高压大功率直流输配电和电机驱动领域得到快速开发和应用。基于半桥子模块(half-bridge submodule, HB-SM)的传统 MMC 不具备直流故障穿越能力^[2-4], 在直流侧发生短路或其他

故障的情况下,大故障电流将通过功率开关设备的续流二极管从交流侧流到直流侧,进而损坏电源开关装置,导致变换器失去工作能力。在工程应用中,通常将昂贵的故障限流器(fault current limiter, FCL)和故障断路器(fault circuit breaker, FCB)结合起来处理故障电流,这显著增加了硬件成本和控制复杂性,降低了系统的可靠性^[4]。

为了经济地处理直流故障,文献[5-7]中分别提出了基于全桥子模块(full-bridge submodule, FB-SM)的 MMC(称为 FB-MMC)和由 FB-SM 与 HB-SM 组合得到的混合型 MMC(称为 H-MMC),两种拓扑均具有直流故障穿越能力。但是相比于 HB-SM, FB-SM 需要更多的功率开关器件,除此之外,两种拓扑均需要大容量电容以抑制较大的电容电压纹波,这两种因素均显著增加了变换器的经济投资。因此,从降低子模块电容值、减少功率开关器件数量着手,可以有效降低拓扑硬件成本^[8-10]。

因子模块电容电压纹波与电容值成反比^[9],可以通过抑制电容电压纹波来降低电容值,从而降低系统的硬件成本,保证系统的稳定运行^[11]。文献[12-14]将二次谐波电流或将其与四次谐波电流组合注入相环流中,以减少 SM 电容中的二倍频电压纹波。然而,上述方法无法处理对电容电压纹波影响最大的基频功率/能量^[15]。为了显著抑制电容电压纹波,文献[16-19]中提出了高频共模电压和高频相环流的组合注入方法。尽管可以通过改善注入高频电压和电流的波形来有效地降低桥臂电流幅值,但注入值的计算非常复杂,且注入的高频电流显著增加了功率开关器件的电流应力^[8]。文献[20]通过增加投入运行 SM 的数量,使 SM 电容平均电压降低,从而降低电容电压纹波峰值。然而,受到同时投入运行 SM 数量的限制,降低电容电压纹波的效果有限^[21]。

为了解决上述控制策略的缺点,学者们通过改进拓扑结构来抑制 SM 电容电压纹波^[22-24]。文献[22]在上、下桥臂间复用中间 SM 的基础上,将三相上桥臂中与直流母线直接相连的 SM 电容阴极短接,三相下桥臂中与直流母线直接相连的 SM 电容阳极短接,以抵消其纹波功率,从而实现对电容电压纹波的抑制。然而,除短接和中间的 SM 外,其余 SM 的电容电压纹波不受影响^[23]。为了抑制所有 SM 电容的电压纹波,文献[8,11]提出了一种在上、下桥臂间跨越有源功率解耦(active power

decoupling, APD)电路的拓扑。然而, APD 电路仅抵消了每相中的偶倍频纹波功率,对 SM 电容电压纹波的抑制效果并不显著。文献[24]在上、下臂相同位置的 SM 间添加了双半桥(dual-half-bridge, DHB)电路,并根据上、下桥臂中 SM 基频功率相位相反的原理实现电容中基频功率的相互抵消,从而显著抑制电容电压纹波。类似地,文献[9]中通过将附加的 Buck/Boost 型 APD 电路并联连接在 SM 电容的两端,并将 SM 电容中的所有纹波功率转移到 APD 电路,以显著抑制 SM 电容电压纹波,该拓扑与 FB-SM 具有相同数量的功率开关器件,但不具备直流故障穿越能力。综上所述,现有的改进拓扑增加了功率器件,且无法兼顾子模块电容电压纹波最优抑制与直流故障穿越能力等功能,限制了相关拓扑的推广与应用。

为此,本文提出一种基于器件复用的有源功率解耦型模块化多电平变换器拓扑以抑制电容电压纹波。其基本思想是:通过两个复用的功率开关器件将 APD 电路与 FB-SM 集成(称为 APD-SM),在 FB-SM 的输出电压为零时切换功率开关器件的工作模式,使 APD 电路工作在 Buck/Boost 模式,此时 FB-SM 电容电压纹波功率/能量被转移到 APD 电路电容中,从而实现 FB-SM 电容电压纹波的显著抑制。此外,APD 电路中的电感与主拓扑复用以抑制系统暂态冲击电流和交流测电流波动^[25]。

1 所提出的 APD-MMC 结构

基于器件复用的有源功率解耦型模块化多电平变换器拓扑如图 1(a)所示。每相由两个相同的上桥臂和下桥臂组成,每个桥臂由桥臂电感 L 和 N 个完全相同的 APD-SM 串联组成。APD-SM 结构如

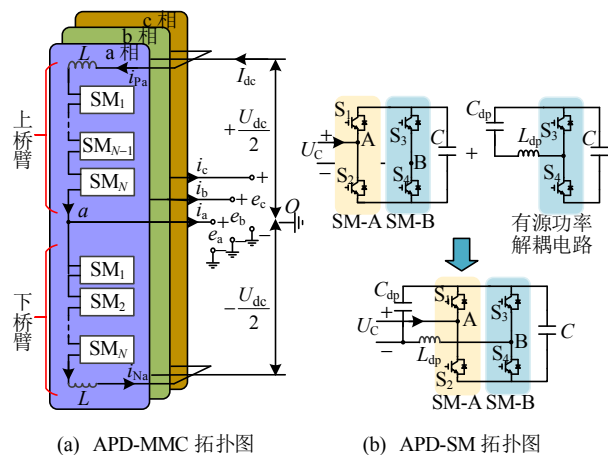


图 1 所提 APD-MMC 的结构图

Fig. 1 Structure of the proposed APD-MMC

图 1(b)所示,它包含一个 APD 电路和一个 FB-SM,其中,FB-SM 与 APD 电路复用两个绝缘栅双极型晶体管(insulated gate bipolar Transistor, IGBT),APD 电路中的电感复用于桥臂电感,所提拓扑结构抑制 FB-SM 电容电压纹波的同时减少了 IGBT 的数量。

假设三相输出电压和电流是理想的正弦波形,输出电压 e_x 和输出电流 i_x 可以表示为

$$\begin{cases} e_x = E_x \sin(\omega t + \theta_x) \\ i_x = I_x \sin(\omega t + \theta_x - \varphi) \end{cases} \quad (1)$$

式中:下标 $x=a, b, c$ 表示 a、b 和 c 三相; E_x 、 I_x 分别为输出电压和输出电流的幅值; ω 、 θ_x 和 φ 分别为 e_x 的角频率、初始相位角和功率因数角。

2 APD-MMC 的工作原理

2.1 传统 FB-SM 的运行模式

传统 FB-SM 的输出电压与 4 个功率开关器件 (S_1 — S_4) 的工作模式有关。如图 1(b)所示的桥臂电流方向定义为正方向,FB-SM 的工作状态如表 1 所示^[26]。具体分析如下。

表 1 FB-SM 的不同工作模式

Table 1 Different working modes of FB-SM

(S_1, S_2, S_3, S_4)	运行模式	电流方向	输出电压
(1, 0, 0, 1)	正投入	正(+)	U_C
		负(-)	U_C
(0, 1, 1, 0)	负投入	正(+)	$-U_C$
		负(-)	$-U_C$
(1, 0, 1, 0)或(0, 1, 0, 1)	旁路	正(+)	0
		负(-)	0
(0, 0, 0, 0)	闭锁	正(+)	U_C
		负(-)	$-U_C$

1) 模式 I: (S_1, S_2, S_3, S_4)为(1, 0, 0, 1)。当 S_1 和 S_4 导通, S_2 和 S_3 关断时,FB-SM 的工作模式为正投入,输出电压为 U_C 。当桥臂电流大于零时,电容 C 处于充电模式,当桥臂电流小于零时,电容 C 处于放电模式。

2) 模式 II: (S_1, S_2, S_3, S_4)为(0, 1, 1, 0)。当 S_1 和 S_4 关断, S_2 和 S_3 导通时,FB-SM 的工作模式为负投入,输出电压为 $-U_C$ 。当桥臂电流大于零时,电容 C 处于放电模式,当桥臂电流小于零时,电容 C 处于充电模式。

3) 模式 III&IV: (S_1, S_2, S_3, S_4)为(1, 0, 1, 0)或(0, 1, 0, 1)。当 S_1 和 S_3 导通, S_2 和 S_4 关断时,或者,当 S_1 和 S_3 关断, S_2 和 S_4 导通时,FB-SM 的工作模式为旁路,输出电压为 0。

4) 模式 V: (S_1, S_2, S_3, S_4)为(0, 0, 0, 0)。当 S_1 — S_4 全部关断时,FB-SM 的工作模式为闭锁,电容始终处于充电状态,当桥臂电流大于零时,输出电压为 U_C ,当桥臂电流小于零时,输出电压为 $-U_C$ 。当系统发生故障时,FB-SM 设置为当前工作模式。

2.2 APD-SM 的运行模式

APD-SM 拓扑由传统 FB-SM 与 Buck/Boost 型有源功率解耦电路集成。核心思想是利用 FB-SM 输出电压为零时的两种开关模式互相切换子模块外输出特性不变的特点,使器件 S_3 、 S_4 、 C 、 C_{dp} 和 L_{dp} 形成 Buck/Boost 电路,实现纹波功率/能量在电容 C 和电容 C_{dp} 之间的转移。为了简化分析,假定 APD-SM 不对外输出负电压,即无负投入工作模式。

APD-SM 的详细运行模式如下,当桥臂电流大于零时,纹波功率/能量由 FB-SM 电容 C 转移到 APD 电容 C_{dp} 中,如图 2 所示。

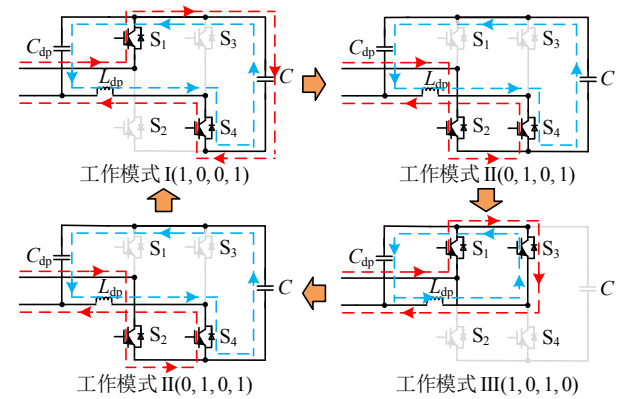


图 2 桥臂电流大于零时 APD-SM 的工作模式

Fig. 2 The operating states of the APD-SM when the arm current is greater than zero

1) 工作模式 I(1, 0, 0, 1): S_1 和 S_4 导通,APD-SM 处于正投入工作模式,系统通过桥臂电流对 FB-SM 电容 C 充电。器件 S_4 、 C 、 C_{dp} 和 L_{dp} 形成 Buck 型电路,FB-SM 电容 C 中的纹波功率/能量通过 S_4 转移到 APD 电路电容 C_{dp} 和电感 L_{dp} 中。即当 S_4 导通时,FB-SM 电容 C 对 APD 电路中的电容 C_{dp} 充电。

2) 工作模式 II(0, 1, 0, 1): S_4 继续导通, S_1 关断, S_2 导通,APD-SM 切换到输出电压为 0 的旁路工作模式。FB-SM 电容 C 继续通过 S_4 将纹波功率/能量转移到电容 C_{dp} 和电感 L_{dp} 中。

3) 工作模式 III(1, 0, 1, 0): 当 FB-SM 电容 C 给 APD 电路电容 C_{dp} 充电到一定程度时,轮换 APD-SM 输出电压为 0 时的工作模式,即 S_2 和 S_4 关断, S_1 和 S_3 导通,子模块仍处于旁路状态。此时电感 L_{dp} 通过 S_3 将纹波功率/能量转移到电容 C_{dp} 中。

当桥臂电流小于零时,纹波功率/能量从 APD 电容 C_{dp} 转移到 FB-SM 电容 C 中,如图 3 所示。

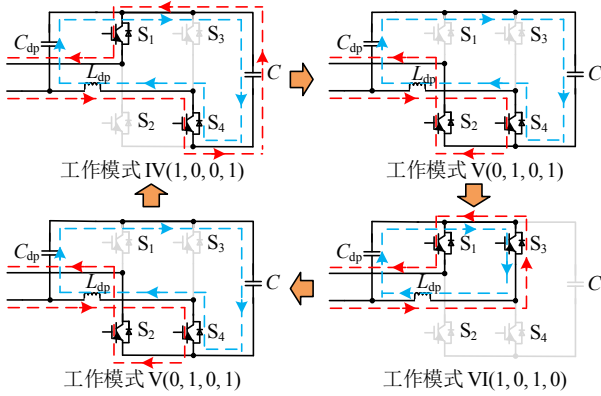


图 3 桥臂电流小于零时 APD-SM 的工作模式
Fig. 3 The operating states of the APD-SM when the arm current is less than zero

4) 工作模式 IV(1,0,0,1): S_1 和 S_4 导通, APD-SM 处于正投入工作模式。此时 FB-SM 电容 C 通过桥臂电流对系统放电。器件 S_4 、 C 、 C_{dp} 和 L_{dp} 形成 Boost 电路, APD 电路电容 C_{dp} 和电感 L_{dp} 中的纹波功率/能量通过 S_4 被转移到 FB-SM 电容 C 中。

5) 工作模式 V(0,1,0,1): S_4 继续导通, S_1 关断, S_2 导通, APD-SM 切换到输出电压为 0 的旁路工作模式。APD 电路电容 C_{dp} 和电感 L_{dp} 继续通过 S_4 将纹波功率/能量转移到 FB-SM 电容 C 中。

6) 工作模式 VI(1,0,1,0): 当 APD 电路电容 C_{dp} 给 FB-SM 电容 C 充电到一定程度时, 轮换 APD-SM 输出电压为 0 时的工作模式, 即 S_2 和 S_4 关断, S_1 和 S_3 导通, 子模块仍处于旁路状态。此时电容 C_{dp} 通过 S_3 将纹波功率/能量转移到电感 L_{dp} 中。

由以上分析可知, APD-SM 换流过程需要根据 APD 电路电容 C_{dp} 充放电状态划分, APD 电路电容 C_{dp} 充电时, 电路工作状态依次为工作模式 I、工作模式 II、工作模式 III 和工作模式 II 的循环; APD 电路电容 C_{dp} 放电时, 电路工作状态依次为工作模式 IV、工作模式 V、工作模式 VI 和工作模式 V 的循环。

2.3 APD-MMC 的电压纹波分析

上、下桥臂电压 u_{Px} 和 u_{Nx} 可以表示为

$$\begin{cases} u_{Px} = \frac{1}{2}U_{dc} - e_x \\ u_{Nx} = \frac{1}{2}U_{dc} + e_x \end{cases} \quad (2)$$

式中 U_{dc} 为直流母线电压。

类似地, 上、下桥臂电流 i_{Px} 和 i_{Nx} 可以表示为

$$\begin{cases} i_{Px} = i_{cx} + \frac{1}{2}i_x \\ i_{Nx} = i_{cx} - \frac{1}{2}i_x \end{cases} \quad (3)$$

式中 i_{cx} 为上、下桥臂之间的相环流。

忽略高倍频环流, 相环流 i_{cx} 可以表示为

$$i_{cx} = \frac{1}{3}I_{dc} + I_{c2x} \sin(2\omega t + \theta_{2x}) \quad (4)$$

式中: I_{dc} 为直流电流; I_{c2x} 、 θ_{2x} 分别为二倍频环流的幅值和初始相位角。二倍频环流的幅值与 SM 电容电压纹波有关^[15]。

上、下桥臂的瞬时功率 p_{Px} 和 p_{Nx} 可以计算得到:

$$\begin{cases} p_{Px} = u_{Px}i_{Px} = \frac{U_{dc}I_{dc}}{6} - \frac{E_x I_x \cos \varphi}{4} + \frac{U_{dc}I_x}{4} \sin(\omega t + \theta_x - \varphi) - \frac{E_x I_{dc}}{3} \sin(\omega t + \theta_x) - \frac{E_x I_{c2x}}{2} \cos(\omega t + \theta_{2x} - \theta_x) + \frac{U_{dc}I_{c2x}}{2} \sin(2\omega t + \theta_{2x}) + \frac{E_x I_x}{4} \cos(2\omega t + 2\theta_x - \varphi) + \frac{E_x I_{c2x}}{2} \cos(3\omega t + \theta_{2x} + \theta_x) \\ p_{Nx} = u_{Nx}i_{Nx} = \frac{U_{dc}I_{dc}}{6} - \frac{E_x I_x \cos \varphi}{4} - \frac{U_{dc}I_x}{4} \sin(\omega t + \theta_x - \varphi) + \frac{E_x I_{dc}}{3} \sin(\omega t + \theta_x) + \frac{E_x I_{c2x}}{2} \cos(\omega t + \theta_{2x} - \theta_x) + \frac{U_{dc}I_{c2x}}{2} \sin(2\omega t + \theta_{2x}) + \frac{E_x I_x}{4} \cos(2\omega t + 2\theta_x - \varphi) - \frac{E_x I_{c2x}}{2} \cos(3\omega t + \theta_{2x} + \theta_x) \end{cases} \quad (5)$$

通过对瞬时功率进行积分运算得上桥臂和下桥臂的纹波能量 W_{Px} 和 W_{Nx} 分别为

$$\begin{cases} W_{Px} = \int p_{Px} dt = \int u_{Px}i_{Px} dt = \left(\frac{U_{dc}I_{dc}}{6} - \frac{E_x I_x \cos \varphi}{4} \right) t - \frac{U_{dc}I_x}{4\omega} \cos(\omega t + \theta_x - \varphi) + \frac{E_x I_{dc}}{3\omega} \cos(\omega t + \theta_x) - \frac{E_x I_{c2x}}{2\omega} \sin(\omega t + \theta_{2x} - \theta_x) - \frac{U_{dc}I_{c2x}}{4\omega} \cos(2\omega t + \theta_{2x}) + \frac{E_x I_x}{8\omega} \sin(2\omega t + 2\theta_x - \varphi) + \frac{E_x I_{c2x}}{6\omega} \sin(3\omega t + \theta_{2x} + \theta_x) \\ W_{Nx} = \int p_{Nx} dt = \int u_{Nx}i_{Nx} dt = \left(\frac{U_{dc}I_{dc}}{6} - \frac{E_x I_x \cos \varphi}{4} \right) t + \frac{U_{dc}I_x}{4\omega} \cos(\omega t + \theta_x - \varphi) - \frac{E_x I_{dc}}{3\omega} \cos(\omega t + \theta_x) + \frac{E_x I_{c2x}}{2\omega} \sin(\omega t + \theta_{2x} - \theta_x) - \frac{U_{dc}I_{c2x}}{4\omega} \cos(2\omega t + \theta_{2x}) + \frac{E_x I_x}{8\omega} \sin(2\omega t + 2\theta_x - \varphi) - \frac{E_x I_{c2x}}{6\omega} \sin(3\omega t + \theta_{2x} + \theta_x) \end{cases} \quad (6)$$

为了降低子模块电容电压纹波, 需要将 FB-SM 中电容 C 的纹波能量转移到 APD 电路的电容 C_{dp} 中。此时, APD-SM 的纹波能量由 FB-SM 中的电容 C 和 APD 电路中的电容 C_{dp} 共同承担, 即:

$$W_{SM} \approx \frac{W_{Px}}{N} \approx \frac{W_{Nx}}{N} = W_C + W_{dp} \quad (7)$$

式中: W_{SM} 为单个 APD-SM 的纹波能量; W_C 为 FB-SM 电容的纹波能量; W_{dp} 为 APD 电路电容 C_{dp} 吸收的纹波能量; 符号 “ \approx ” 表示纹波能量的幅值相等^[27]。

APD 电路中电容 C_{dp} 的纹波能量与其电压 u_{dp} 之间的数学关系为

$$W_{dp} = \frac{1}{2} C_{dp} u_{dp}^2 - W_{dp0} \quad (8)$$

式中 W_{dp0} 为与 u_{dp} 直流偏置相关的常数^[9], 其与电容 C_{dp} 中纹波能量 W_{dp} 的数学关系为

$$W_{dp0} \geq |W_{dp}| \quad (9)$$

为实现子模块电容电压纹波抑制, 同时不改变拓扑外输出特性, 以“0-1”三角载波为例, APD-SM 的控制需要两组调制信号, 一组调制信号控制 S_3 和 S_4 , 使其与电感 L_{dp} 和电容 C_{dp} 构成 APD 电路以抑制子模块电容电压纹波; 另一组调制信号控制 S_1 和 S_2 , 使其与 S_3 和 S_4 协调配合构成 FB-SM 以不改变 APD-SM 的外输出特性。FB-SM 和 APD 电路的调制信号可以表示为

$$\begin{cases} y_1(t) = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{e_x(t)}{U_{dc}/2} \right) \\ y_2(t) = \frac{u_{dp}(t)}{U_{dc}/N} \end{cases} \quad (10)$$

式中 $y_1(t)$ 、 $y_2(t)$ 分别为 FB-SM 和 APD 电路的调制信号。

由于三角载波的频率远高于调制信号的频率, 因此调制信号在一个三角载波周期内可以被视为常数。占空比和调制信号之间的关系表示为

$$\begin{cases} d_{H1} = y_1(HT - 0.5T) \\ d_{H2} = y_2(HT - 0.5T) \end{cases} \quad (11)$$

式中: d_{H1} 、 d_{H2} 分别为 FB-SM 和 APD 电路的占空比; H 为第 H 个三角载波; T 为三角载波的周期。

如图 1(b)所示, 假设 FB-SM 电容阴极电压为零, 忽略 APD 电路中电感 L_{dp} 的电压, u_A 和 u_B 分别为 A 和 B 点电压, 则 u_A 和 u_B 满足如下关系:

$$\begin{cases} u_B = (1 - d_{H2}) U_{Cref} \\ u_A = u_B + u_{AB} \\ u_A \leq U_{Cref} \end{cases} \quad (12)$$

式中: u_{AB} 为 A 和 B 两 endpoint 之间的电压, 即 FB-SM 的外输出电压; U_{Cref} 为 FB-SM 电容的参考电压, 两者表达式如下:

$$\begin{cases} u_{AB} = d_{H1} U_{Cref} \\ U_{Cref} = \frac{U_{dc}}{N} \end{cases} \quad (13)$$

根据式(12)和(13), 要使 APD-SM 与被包含的 FB-SM 外输出特性一致, 则控制的 S_1 占空比为

$$d_{H3} = \frac{u_A}{U_{Cref}} = 1 + d_{H1} - d_{H2} \quad (14)$$

结合式(12)与(13), 根据占空比自身范围限制, d_{H1} 和 d_{H2} 的关系为

$$0 \leq d_{H1} \leq d_{H2} \leq 1 \quad (15)$$

将式(10)、(11)代入式(15), 可得:

$$0 \leq \frac{1}{2} [1 + k \sin(\omega t + \theta_x)] \leq \frac{u_{dp}}{U_{Cref}} \leq 1 \quad (16)$$

式中 k 为电压调制比, 其表达式如下所示:

$$k = \frac{E_x}{U_{dc}/2} \quad (17)$$

为了确保 APD 电路的电容电压在全功率因数范围内满足式(15)中的限制条件以及方便计算, 电压 u_{dp} 的范围可以表示为

$$0 \leq \frac{1+k}{2} U_{Cref} \leq u_{dp} \leq U_{Cref} \quad (18)$$

基于式(16)和(18), APD 电路电容 C_{dp} 中的能量变化范围可以计算得到:

$$\frac{C_{dp}}{2} \left(\frac{1+k}{2} U_{Cref} \right)^2 \leq \frac{C_{dp} u_{dp}^2}{2} = W_{dp} + W_{dp0} \leq \frac{C_{dp} U_{Cref}^2}{2} \quad (19)$$

由此, APD 电路电容中存储或释放的最大波动能量 W_{dpm} 可以计算为

$$W_{dpm} = \frac{1}{2} C_{dp} U_{Cref}^2 - \frac{1}{2} C_{dp} \left(\frac{1+k}{2} U_{Cref} \right)^2 = \frac{3-2k-k^2}{8} C_{dp} U_{Cref}^2 \quad (20)$$

APD 电路电容中最大波动能量与 APD-SM 最大波动能量的比率 α 为

$$\alpha = \frac{W_{dpm}}{W_{SMm}} \quad (21)$$

式中 W_{SMm} 为 APD-SM 的最大能量波动值, 根据文献[28]可得:

$$W_{SMm} = \frac{2}{3} \frac{S}{kN\omega} \left[1 - \left(\frac{k \cos \varphi}{2} \right)^2 \right]^{\frac{3}{2}} \quad (22)$$

式中 S 为系统视在功率。结合式(22), α 可重新表示为

$$\alpha = \frac{W_{dpm}}{W_{SMm}} = \frac{3C_{dp}\omega k(3-2k-k^2)U_{dc}^2}{16NS[1-(0.5k \cos \varphi)^2]^{\frac{3}{2}}} \quad (23)$$

由式(6)可知, 上、下桥臂 APD-SM 电容的纹波能量中仅奇倍频部分相位相反, 上、下桥臂的 APD-SM 电容电压纹波幅值相等。因此, 在下文中仅以上桥臂子模块为例进行分析。假设 APD 电容吸收的能量为 W_{dp} , 则根据式(19), APD 电路中的电压电容 u_{dp} 可以计算为

$$\begin{aligned} u_{dp} &= \left[\frac{2(W_{dp} + W_{dp0})}{C_{dp}} \right]^{\frac{1}{2}} = \left[\frac{2\alpha(W_{SM} + W_{SM0})}{C_{dp}} \right]^{\frac{1}{2}} = \\ & \left[\frac{2\alpha W_{SM0}}{C_{dp}} - \frac{\alpha U_{dc} I_x}{2N\omega C_{dp}} \cos(\omega t + \theta_x - \varphi) + \frac{2\alpha E_x I_{dc}}{3N\omega C_{dp}} \cdot \right. \\ & \left. \cos(\omega t + \theta_x) - \frac{\alpha E_x I_{c2x}}{N\omega C_{dp}} \sin(\omega t + \theta_{2x} - \theta_x) - \right. \\ & \left. \frac{\alpha U_{dc} I_{c2x}}{2N\omega C_{dp}} \cos(2\omega t + \theta_{2x}) + \frac{\alpha E_x I_x}{4N\omega C_{dp}} \sin(2\omega t + \right. \\ & \left. 2\theta_x - \varphi) + \frac{\alpha E_x I_{c2x}}{3N\omega C_{dp}} \sin(3\omega t + \theta_{2x} + \theta_x) \right]^{\frac{1}{2}} \quad (24) \end{aligned}$$

此时, APD 电路电流 i_{dp} 可以计算为

$$i_{dp} = \frac{P_{Px}}{Nv_{dp}} \quad (25)$$

根据式(7), FB-SM 电容中的纹波能量 W_C 可以计算得到:

$$W_C = W_{SM} - W_{dp} = (1 - \alpha)W_{SM} \quad (26)$$

根据式(22), 传统 FB-MMC 的子模块电容电压纹波率 ε 为

$$\varepsilon = \frac{W_{SMm}}{2CU_{Cref}^2} = \frac{S}{3kN\omega CU_{Cref}^2} \left[1 - \left(\frac{k \cos \varphi}{2} \right)^2 \right]^{\frac{3}{2}} \quad (27)$$

根据式(21)、(22)和(27), APD-SM 的电容电压纹波率可计算得到:

$$\varepsilon_{dp} = \frac{(1 - \alpha)S}{3kN\omega CU_{Cref}^2} \left[1 - \left(\frac{k \cos \varphi}{2} \right)^2 \right]^{\frac{3}{2}} \quad (28)$$

在相同的系统参数下, APD-MMC 与传统

FB-MMC 的电容电压纹波率比率 ρ 可以表示为

$$\rho = \frac{\varepsilon_{dp}}{\varepsilon} = 1 - \frac{W_{dpm}}{W_{SMm}} = 1 - \frac{3C_{dp}\omega k(3-2k-k^2)U_{dc}^2}{16NS[1-(0.5k \cos \varphi)^2]^{\frac{3}{2}}} \quad (29)$$

基于表 2 仿真参数, 电容电压纹波率比率 ρ 与电压调制比 k 和功率因数 $\cos \varphi$ 的关系如图 4 所示。

表 2 仿真参数

主要参数	数值	主要参数	数值
容量 S/kW	400	桥臂电感 L/mH	9
直流母线电压 U_{dc}/kV	8	APD 电感 $L_{dp}/\mu H$	250
桥臂子模块数 N	4	APD-SM 开关频率 f/kHz	2
APD-SM 电容电压均值 U_{Cref}/kV	2	APD 开关频率 f_{dp}/kHz	2
桥臂等效电阻 R_{eq}/Ω	0.02	电压调制比 k	0.7778
APD 电容 C_{dp}/mF	1.36	FB-SM 电容 C/mF	1.36

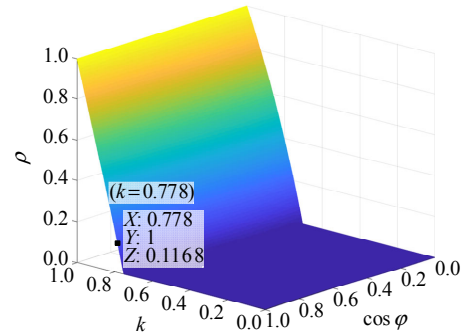


图 4 电压调制比和功率因数对电压纹波的影响

Fig. 4 Effect of voltage modulation index and power factor on voltage ripple

结合式(29), 当 APD-MMC 工作在 $k < 0.75$ 的工况时, $W_{dpm} \geq W_{SMm}$, 其子模块电容电压纹波可以被完全抑制, 此时电容电压纹波率比率 ρ 为 0。但随着电压调制比 k 的增大, APD 电路无法将子模块电容中的纹波能量完全消纳, 即 $W_{dpm} < W_{SMm}$, 此时电容电压纹波率比率 ρ 上升, 子模块中剩余的纹波能量引起电容电压波动。因此, 图 4 中的相关拐点发生在 $W_{dpm} = W_{SMm}$ 处。

3 APD-MMC 的控制方式

3.1 APD 电路的参数设计

APD 电路可以工作在电流连续模式(CCM)、临界工作模式(BCM)和电流断续模式(DCM)^[29]3 种工作模式下。为了实现对 FB-SM 电容电压纹波的最佳抑制, 需要使 APD 电路工作在电流连续模式(CCM)或临界工作模式(BCM)。根据式(20)和(21), APD 电路中电容 C_{dp} 的取值范围为

$$C_{dp} \geq \frac{8W_{dpm}}{(3-2k-k^2)U_{Cref}^2} \quad (30)$$

由于 APD 电路的开关频率远高于 u_{dp} 的频率，在一个三角载波周期内，FB-SM 电容电压和 APD 电路电容电压可以近似等于常数，APD 电路电容的电流变化率也可以视为常数。根据文献[29]，电感的设计范围为

$$L_{dp} \geq \frac{T_{dp}(U_{Cref}\bar{u}_{dp} - \bar{u}_{dp}^2)}{2U_{Cref}\bar{i}_{dp}} \quad (31)$$

式中： T_{dp} 为 APD 电路的开关周期； \bar{u}_{dp} 、 \bar{i}_{dp} 分别为 u_{dp} 和 i_{dp} 一个开关周期内的平均值。

同时，电感值的设计还受 APD 电路最大电流 $\max(i_{dp})$ 的限制，其数学关系^[29]如下：

$$L_{dp} \geq \frac{2\bar{i}_{dp}T_{dp}(U_{Cref}\bar{u}_{dp} - \bar{u}_{dp}^2)}{U_{Cref}[\max(i_{dp})]^2} \quad (32)$$

另外，为了有效消除开关次谐波，APD 电路的谐振频率一般取开关频率的 1/10~1/5^[30]，即，

$$f_{LC} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{dp}C_{dp}}} = \lambda f_{dp}, \quad \frac{1}{10} < \lambda < \frac{1}{5} \quad (33)$$

式中： f_{LC} 为 APD 电路的谐振频率； f_{dp} 为 APD 电路的开关频率。

3.2 APD 电路电感复用分析

所提 APD 电路中电感 L_{dp} 不仅起到传递功率/能量的作用，还与桥臂电感复用，有助于抑制系统暂态冲击电流和交流侧电流波动^[25]。

根据文献[25]，单相电路中一个载波周期内交流侧电流波动量 Δi_{sa} 为

$$\Delta i_{sa} = \frac{T_C}{L_0^*} [E_x \cos \omega t - f_{round}(\frac{k}{2} U_{dc} \cos \omega t)] \quad (34)$$

式中： T_C 为 APD 电路载波周期； L_0^* 为等效桥臂电感值； $f_{round}(\cdot)$ 为四舍五入取整函数。

由图 1(b)可知，APD 电路电感 L_{dp} 复用于桥臂电感 L_0 ，因此 APD-MMC 中的等效桥臂电感为

$$L_0^* = L_0 + NL_{dp} \quad (35)$$

根据式(34)、(35)可知，APD 电路电感 L_{dp} 的复用使得等效桥臂电感值 L_0^* 增大，从而有助于抑制系统暂态冲击电流和交流侧电流波动。

3.3 APD 电路的控制策略设计

基于上述分析，虽然 APD-SM 和 APD 电路共用两个功率开关器件，但实现 APD-SM 和 APD 电

路功能时分用不同的控制信号，因此 FB-SM 和 APD 电路的控制解耦。文献[5,7]介绍了 APD-SM 控制器设计过程，不再赘述，APD 电路控制策略如下：

为了更好地抑制子模块电容电压纹波，需要准确控制 APD 电路的电容电压和电流，以跟踪如式(24)和(25)所示的 u_{dp} 和 i_{dp} 。如图 5(a)所示，APD 电路处于 Buck 模式，FB-SM 中的电容 C 向 APD 电路释放纹波能量， S_4 在 $t=t_1$ 时导通，此时 S_3 关断，电流增加； S_4 在 $t=t_2$ 时关断，此时 S_3 导通，电流减小。APD 电路的数学模型如式(36)所示：

$$\begin{cases} U_{buck} - u_{dp} = L_{dp} \frac{\Delta I_{dp}}{t_2 - t_1} \\ k_1 = \frac{U_{buck} - u_{dp}}{L_{dp}} \\ u_{dp} = L_{dp} \frac{\Delta I_{dp}}{t_3 - t_2} \\ T_{dp} = t_3 - t_1 \end{cases} \quad (36)$$

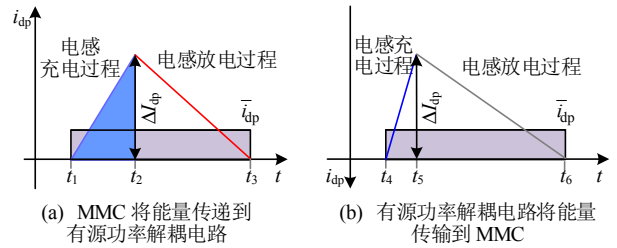


图 5 APD 电路的工作类型

Fig. 5 The operating type of the APF circuit

图 5(b)中，APD 电路处于 Boost 模式，纹波能量从 APD 电路电容 C_{dp} 经电感 L_{dp} 转移到 FB-SM 的电容 C 中， S_3 在 $t=t_4$ 时导通，此时 S_4 关断，电流增加； S_3 在 $t=t_5$ 时关断，此时 S_4 导通，电流减小。APD 电路的数学模型如式(37)所示：

$$\begin{cases} u_{dp} = L_{dp} \frac{\Delta I_{dp}}{t_5 - t_4} \\ k_2 = \frac{u_{dp}}{L_{dp}} \\ U_{buck} - u_{dp} = L_{dp} \frac{\Delta I_{dp}}{t_6 - t_5} \\ T_{dp} = t_6 - t_4 \end{cases} \quad (37)$$

基于冲量面积等效原理，三角载波周期内的平均电流为

$$\begin{cases} \frac{1}{2} k_1 (t_2 - t_1)(t_3 - t_1) = \bar{i}_{dp} T_{dp} \\ \frac{1}{2} k_2 (t_5 - t_4)(t_6 - t_4) = \bar{i}_{dp} T_{dp} \end{cases} \quad (38)$$

根据式(36)和(38), 当 APD 电路工作在 Buck 模式时, S_3 的占空比 D_1 可以计算为

$$D_1 = \frac{t_2 - t_1}{t_3 - t_1} = \sqrt{\frac{2L_{dp}u_{dp}\bar{i}_{dp}}{U_{Cref}(U_{Cref} - u_{dp})T_{dp}}} \quad (39)$$

同样, 根据式(37)和(38), 当 APD 电路工作在 Boost 模式下时, S_4 的占空比 D_2 可以计算为

$$D_2 = \frac{t_5 - t_4}{t_6 - t_4} = \sqrt{\frac{2L_{dp}(U_{Cref} - u_{dp})\bar{i}_{dp}}{U_{Cref}u_{dp}T_{dp}}} \quad (40)$$

基于式(39)和(40), 可以控制 APD 电路中的电容电压和电流以跟踪如式(24)和(25)所示的 u_{dp} 和 i_{dp} 。

4 仿真验证

为验证所提 APD-MMC 拓扑及相应控制策略的有效性, 在 PLECS 仿真平台搭建了 FB-MMC 拓扑和 APD-MMC 拓扑的单相仿真模型, 每个桥臂包含 4 个子模块, 仿真详细参数如表 2 所示。

4.1 电容电压纹波分析

FB-SM 电容电压纹波如图 6(a)所示, 纹波峰峰值约为 295 V。巨大的 FB-SM 电容电压纹波显著增加了功率开关器件的电压应力, 也影响了系统运行的稳定性。APD-SM 电容电压纹波如图 7(a)所示,

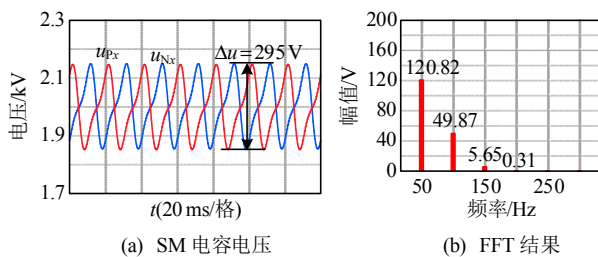


图 6 FB-MMC 拓扑 SM 电容电压及其 FFT 结果

Fig. 6 FB-MMC topology: SM capacitor voltage and its FFT result

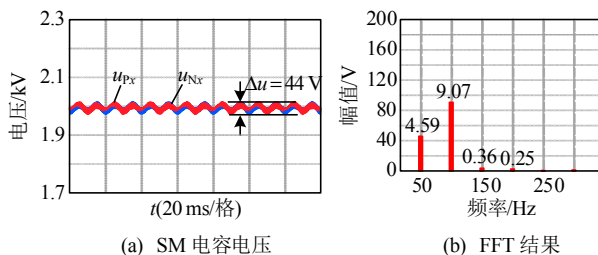


图 7 APD-MMC 拓扑 SM 电容电压及其 FFT 结果

Fig. 7 APD-MMC topology: SM capacitor voltage and its FFT result

纹波峰峰值约为 44 V。与 FB-SM 电容电压纹波相比, APD-SM 电容电压纹波峰峰值减小, 抑制率约为 85%, 与通过式(21)计算得到 88%的理论值近似, 由此可见, APD-SM 有效抑制了电容电压纹波, 并因此降低了功率开关器件的电压应力, 提高了系统运行可靠性。较小的电容电压纹波使得 APD-SM 可以使用容值较小的电容, 使系统的硬件成本降低。

图 6(b)和图 7(b)分别为 FB-SM 和 APD-SM 电容电压快速傅立叶变换(FFT)分析结果。由于 APD-SM 电容中的部分纹波功率/能量被转移到 APD 电路电容中, 与 FB-SM 电容电压纹波相比, APD-SM 电容的基波和二倍频分量显著减小, 其中基频分量由 120.82 V 降低到 4.59 V, 为 FB-SM 分量的 3.8%, 二倍频分量由 49.87 V 降低到 9.07 V, 为 FB-SM 分量的 18.19%。此外, 高阶谐波分量很小, 可以忽略。

4.2 桥臂电流分析

FB-MMC 拓扑和 APD-MMC 拓扑的上、下桥臂电流分别如图 8(a)和图 9(a)所示。对应的 FFT 分析结果如图 8(b)和图 9(b)所示, 其主要由基频和二倍频组成, 其它更高频率的谐波部分相对较少, 可以忽略不计。对比图 8(b)和图 9(b)可知, APD-MMC 桥臂电流二倍频分量约为 FB-MMC 的 9.54%, 二倍频分量显著减少, 桥臂电流的减小意味着子模块功率器件损耗和电流应力的减少。

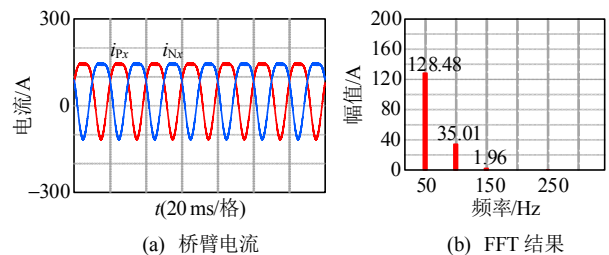


图 8 FB-MMC 拓扑桥臂电流及其 FFT 结果

Fig. 8 FB-MMC topology: arm current and its FFT result

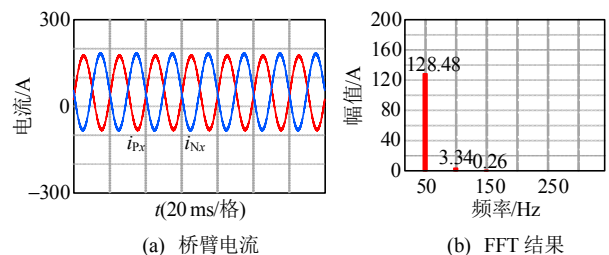


图 9 APD-MMC 拓扑桥臂电流及其 FFT 结果

Fig. 9 APD-MMC topology: arm current and its FFT result

4.3 APD-MMC 动态性能分析

当负载变化时，所提出的 APD-MMC 拓扑的输出电压和电流如图 10 所示。在 t_1 时刻前，负载为额定负载，由图可知输出电压、电流和上、下桥臂中 APD-SM 电容电压均已稳定；在 t_1 时刻，负载由额定负载切换为轻载，此时输出电压、电流和上、下桥臂中 APD-SM 电容电压均无明显过冲；在 t_2 时刻，负载由轻载切换到到额定负载，此时输出电压、电流和上、下桥臂中 APD-SM 电容电压依旧没有出现明显过冲，系统可以很快重新达到稳定状态，其验证了文中所提拓扑的相应控制策略的动态性能。

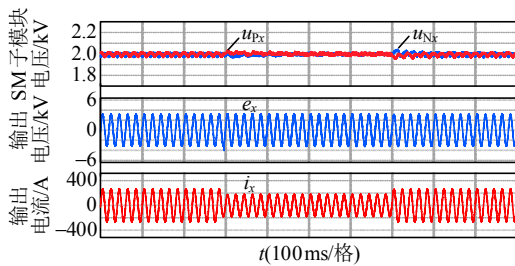


图 10 负载变化时的瞬态过程：APD-SM 电容的上下臂电压、输出电压和电流

Fig. 10 Transient process when the load changes: the upper and lower arm APD-SM capacitor voltages, output voltage and current

5 实验验证

为进一步验证所提 APD-MMC 拓扑和其相应控制策略的有效性和可行性，搭建了如图 11 所示的实验平台，详细实验参数如表 3 所示。

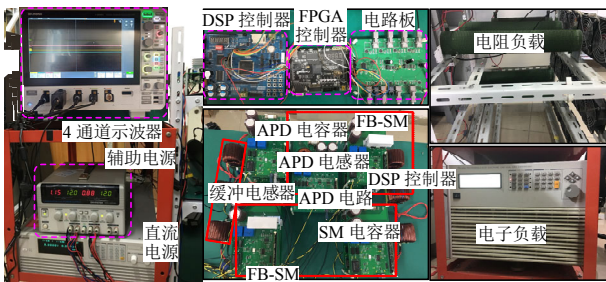


图 11 实验平台图

Fig. 11 Pictures of experimental platform

5.1 电容电压纹波分析

FB-SM 的电容电压波形如图 12(a)所示，电压纹波为 14.91 V。相应的 FFT 分析结果如图 12(b)所示，其主要由基波和二倍频谐波组成，其中基波部分约为 6.09 V，二倍频部分约为 2.51 V。较大的 SM 电容电压纹波增加了功率开关器件的电压应力，降

表 3 实验参数

Table 3 Experiment parameters

主要参数	数值	主要参数	数值
容量 S/kW	1	桥臂电感 L/mH	9
直流母线电压 U_{dc}/V	400	APD 电感 $L_{dp}/\mu\text{H}$	250
桥臂子模块数 N	4	APD-SM 开关频率 f/kHz	2
APD-SM 电容电压均值 U_{Cref}/V	100	APD 开关频率 f_{dp}/kHz	2
桥臂等效电阻 R_{eq}/Ω	0.02	电压调制比 k	0.7778
APD 电容 C_{dp}/mF	1.36	FB-SM 电容 C/mF	1.36

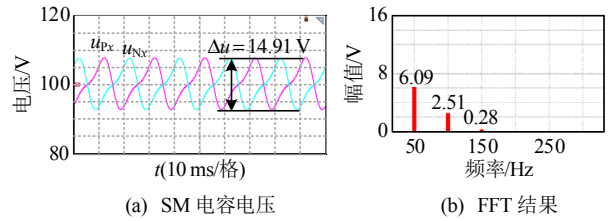


图 12 FB-MMC 拓扑 SM 电容电压及其 FFT 结果

Fig. 12 FB-MMC topology: SM capacitor voltage and its FFT result

低了输出波形的质量。APD-SM 的电容电压波形如图 13(a)所示，其 FFT 分析结果如图 13(b)所示，其中基波部分约为 0.95 V，二倍频部分约为 0.43 V。通过比较 FB-SM 和 APD-SM 的电容值和电压纹波可以看出，尽管 APD-SM 的总电容值是 FB-SM 的两倍，但其电容电压纹波仅为 FB-SM 的 17.97%，这显著降低了功率开关器件的电压应力，提高了输出波形的质量。

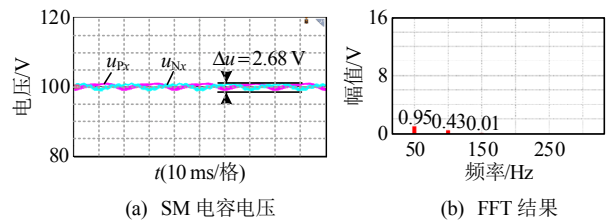


图 13 APD-MMC 拓扑 SM 电容电压及其 FFT 结果

Fig. 13 APD-MMC topology: SM capacitor voltage and its FFT result

5.2 桥臂电流分析

FB-MMC 和 APD-MMC 的上、下桥臂电流如图 14(a)与图 15(a)所示。相应的 FFT 分析结果如

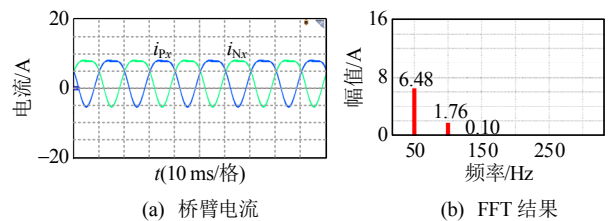


图 14 FB-MMC 拓扑桥臂电流及其 FFT 结果

Fig. 14 FB-MMC topology: arm current and its FFT result

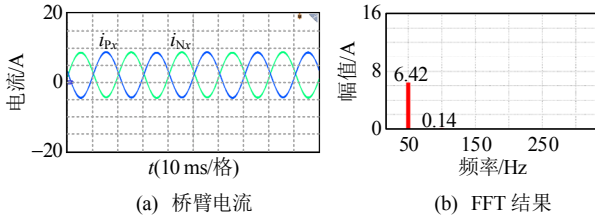


图15 APD-MMC拓扑桥臂电流及其FFT结果
Fig. 15 APD-MMC topology: arm current and its FFT result

图14(b)与图15(b)所示。由FFT分析结果可知, APD-MMC与FB-MMC桥臂电流的基频分量相同, 但前者二倍频分量显著降低, 仅为后者的7.95%。较小的二倍频环流可以显著降低功率开关器件的功率损耗和电流应力。

5.3 APD-MMC动态性能分析

负载发生变化时, 系统的暂态过程如图16所示, 负载先从满载切换至轻载, 后从轻载切换至满载。从实验结果可知, 当负载发生变化时, 系统并没有明显的超调现象出现, 而且在几个基频周期内便可以达到新的稳定状态, 其验证了所提拓扑的稳定性和可行性。

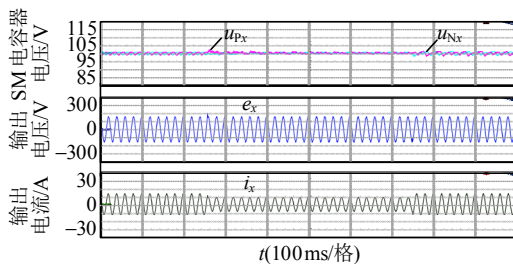


图16 负载变化时的瞬态过程: APD-SM电容的上下臂电压、输出电压和电流

Fig. 16 Transient process when the load changes: the upper and lower arm APD-SM capacitor voltages, output voltage and current

图16分别给出了APD-SM电容电压、交流侧电压和电流的整个动态响应过程, 其中, 交流侧电压和电流在整个过程中均保持稳定, APD-SM电容电压纹波在负载切换后产生一定波动, 但能够较快达到新的稳定状态, 并且当负载从轻载再次切换回满载时重新达到初始稳态, 实验结果验证了APD-MMC在负载变化的情况下具有良好的动态性能。

6 经济性分析

为了验证所提APD-MMC拓扑的经济性, 将其与FB-MMC拓扑在相同子模块电容电压纹波率时

进行体积和硬件成本对比分析, 联合式(29), 可得,

$$1 - \alpha = \frac{C_2}{C_1} \quad (41)$$

式中: C_1 为相同纹波率时FB-SM电容值; C_2 为相同纹波率时APD-SM电容值。此时:

$$\begin{cases} C_2 = mC_1 \\ C_{dp} = nC_1 \end{cases} \quad (42)$$

式中 m 、 n 均为可变系数, 分别表示APD-SM电容 C_2 和APD电路电容 C_{dp} 与FB-SM电容 C_1 之间的数学关系。联合式(23)和(42)可得:

$$\alpha = \frac{W_{dpm}}{W_{SMm}} = \frac{3kN\omega(3-2k-k^2)nC_1U_{Cref}^2}{16S[1-(0.5k\cos\varphi)^2]^2} = nGC_1 \quad (43)$$

其中:

$$G = \frac{3kN\omega(3-2k-k^2)U_{Cref}^2}{16S[1-(0.5k\cos\varphi)^2]^2} \quad (44)$$

结合式(41)~(43), 可计算得到:

$$m + n = 1 + (1 - GC_1)n \quad (45)$$

结合式(42)和(45), 可计算得到APD-SM中总的电容 C_{APDSM} 为

$$C_{APDSM} = C_2 + C_{dp} = [1 + (1 - GC_1)]C_1 \quad (46)$$

为了简化分析, 电容成本和体积近似与其容值成正比^[9,31-32]。

6.1 APD-SM体积分析

由文献[9,31-32]可知, 传统HB-SM中, 电容体积约占50%, IGBT及其结构件、控制板卡等约占50%。对于FB-SM, 所使用的IGBT翻倍, IGBT体积变为原来的2倍。假定总体积为单位1, 则电容体积约占 $50\% / (50\% + 2 \times 50\%) = 33.3\%$, IGBT及其结构件、控制板卡等约占66.7%。

以图7所示子模块电容电压纹波率 $\varepsilon = 1.1\%$ 为参考, 根据式(27)可知, 相同纹波幅值下FB-SM的电容约为 $1.36 \text{ mF} \times 295 \text{ V} / 44 \text{ V} = 9 \text{ mF}$ 。在相同参数下(式(44)中 G 值相等), 电容体积与其电容值成正比, 因此可以估算出APD-SM总的电容体积约为相同电容电压纹波幅值下FB-SM的电容体积的 $1.36 \text{ mF} \times 2 / 9 \text{ mF} = 0.3$ 倍。因APD电路电感 L_{dp} 复用到桥臂电感中, 可以减小桥臂电感的电感值, 因此忽略APD电路电感的影响。此时, APD-SM的体积可计算为 $(33.3\% \times 0.3) + 66.7\% = 76.69\%$, 即,

相较于传统 FB-SM，所提 APD-SM 体积降低了约 23.31%。(注：上述仅对子模块中主要器件的体积进行简化对比，因工程中需要预留一定的空间裕度，实际体积减小效果有待结合工程实际进一步的完善分析)。

为进一步验证所提 APD-MMC 拓扑体积优势，以张北柔性直流输电工程的纹波率 $\varepsilon=5\%$ 为例进行对比分析，此时电容电压纹波峰值约为 206 V，FB-SM 电容 C_1 值约为 $1.36 \times 7.38\% / 5\% = 2 \text{ mF}$ ，结合式(44)，可得 $GC_1 = 1.33$ 。代入式(45)可得：

$$m + 1.33n = 1 \quad (47)$$

根据式(48)可知，为了减小 APD-SM 总的电容值，需 $m+n$ 取值尽可能的小，同时考虑系统的暂态特性和 APD 电路设计要求，选择 $m=0.1$ ，联合式(43)，计算可得：

$$m + n = 0.777 \quad (48)$$

结合式(46)和(48)，APD-SM 总的电容值相较于 FB-SM 电容值减小了 22.3%，为 1.55 mF。因电容体积与其容值成正比，在子模块电容电压纹波率 $\varepsilon=5\%$ 时，可以估算出 APD-SM 的电容体积约为相同纹波率下 FB-SM 的电容体积的 0.777 倍。此时，忽略 APD 电路电感的影响，APD-SM 的体积可计算为 $(33.3\% \times 0.777) + 66.7\% = 92.57\%$ ，即，相较于传统 FB-SM，所提 APD-SM 体积降低了约 7.43%。

6.2 APD-SM 成本分析

根据文献[31-32]，传统 HB-SM 中，电容成本约占 35.4%，IGBT 约占 33.6%，结构件、控制板卡和其它器件约占 31%。对于 FB-SM，所使用的 IGBT 翻倍，IGBT 成本变为原来的 2 倍。因此，对传统 FB-SM，假定总成本为单位 1，则电容成本约占 $35.4\% / (35.4\% + 33.6\% \times 2 + 31\%) = 26.5\%$ ，IGBT 约占 50.3%，结构件、控制板卡和其它器件约占 23.2%。

以图 7 所示子模块电容电压纹波率 $\varepsilon=1.1\%$ 为参考，根据式(27)可知，相同纹波幅值下 FB-SM 的电容约为 9 mF。在相同参数下，电容成本与其电容值成正比，可以估算出 APD-SM 的电容成本约为相同电容电压纹波幅值下 FB-SM 的电容成本的 0.3 倍。忽略 APD 电路电感的影响，APD-SM 的成本计算为 $26.5\% \times (0.15 + 0.15) + 50.3\% + 23.2\% = 81.45\%$ ，即，相较于传统 FB-SM，所提 APD-SM 成本降低了约 18.55%(注：上述仅对子模块中主要

器件的成本进行简化对比，因工程中数据的不同，实际成本减小效果有待结合工程实际进一步的完善分析)。

以张北柔性直流输电工程的纹波率 $\varepsilon=5\%$ 为例，可以估算出 APD-SM 的电容成本约为相同纹波系数下 FB-SM 的电容体积的 0.777 倍。忽略 APD 电路电感的影响，APD-SM 的体积可计算为 $26.5\% \times 0.777 + 50.3\% + 23.2\% = 94.09\%$ ，即，相较于传统 FB-SM，所提 APD-SM 成本降低了约 5.91%。

7 结论

本文提出了一种基于器件复用的有源功率解耦型模块化多电平变换器拓扑。该拓扑通过复用两个功率开关器件实现 APD 电路与 FB-SM 的集成，并将 APD 电路电感和桥臂电感相复合，在保留 FB-MMC 拓扑直流故障穿越能力的同时，显著抑制了 APD-SM 电容电压纹波。本文详细介绍了 APD-MMC 的拓扑结构和工作模式，并提出了 APD 电路的参数设计和控制方法，最后，搭建了 FB-MMC 和 APD-MMC 拓扑的仿真和实验模型。与 FB-MMC 拓扑结构相比，仿真和实验结果验证了 APD-MMC 拓扑和所提控制策略的有效性。

参考文献

- [1] 孙正东, 郝全睿. 基于 MMC 平均值仿真模型的损耗快速评估方法[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44 (19): 7739-7751.
SUN Zhengdong, HAO Quanrui. Rapid loss assessment method based on MMC average simulation model[J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(19): 7739-7751(in Chinese).
- [2] 赵纪峰, 谷超越, 杭俊, 等. 子模块故障下基于变执行频率的 MMC 功率损耗优化控制[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(3): 1133-1144.
ZHAO Jifeng, GU Chaoyue, HANG Jun, et al. MMC power loss optimization control based on variable execution frequency under submodule failure[J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(3): 1133-1144(in Chinese).
- [3] 杨兴武, 王江, 孟致丞, 等. 基于电容电流状态估计的 MMC 多管开路故障诊断方法[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(23): 9297-9310.
YANG Xingwu, WANG Jiang, MENG Zhicheng, et al. Fault diagnosis method for MMC multi tube open circuit based on capacitor current state estimation[J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(23): 9297-9310(in Chinese).

- [4] 唐诵, 贾冠龙, 张成浩, 等. 适用于直流电网的预限流型直流断路器拓扑[J]. 电力系统自动化, 2020, 44(11): 152-162.
TANG Song, JIA Guanlong, ZHANG Chenghao, et al. Topology of DC circuit breaker with pre-current-limiting capability for DC grid[J]. Automation of Electric Power Systems, 2020, 44(11): 152-162(in Chinese).
- [5] 赵海天. 全桥 MMC 交直流解耦控制策略的研究[D]. 北京: 北京交通大学, 2022.
ZHAO Haitian. Research on full bridge modular multilevel converter AC/DC decoupling control strategy[D]. Beijing: Beijing Jiaotong University, 2022(in Chinese).
- [6] 王晶晶. 全桥 MMC 控制策略的研究[D]. 北京: 北京交通大学, 2020.
WANG Jingjing. Research on full bridge modular multilevel converter control strategy[D]. Beijing: Beijing Jiaotong University, 2020(in Chinese).
- [7] 王楚娇. 全桥 MMC 的电容电压平衡研究[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2019.
WANG Chujiao. Research on the balance of capacitor voltages in MMC with full bridge sub-modules[D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2019(in Chinese).
- [8] JIA Guanlong, CHEN Min, TANG Song, et al. Active power decoupling for a modified modular multilevel converter to decrease submodule capacitor voltage ripples and power losses[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(3): 2835-2851.
- [9] KONG Zenghui, HUANG Xin, WANG Ze, et al. Active power decoupling for submodules of a modular multilevel converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(1): 125-136.
- [10] ZENG Rong, XU Lie, YAO Liangzhong, et al. Design and operation of a hybrid modular multilevel converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(3): 1137-1146.
- [11] 贾冠龙. 基于有源功率滤波解耦电路的模块化多电平变换器子模块电容电压纹波抑制研究[D]. 杭州: 浙江大学, 2021.
JIA Guanlong. Research on sub-module capacitor voltage ripple suppression of modular multilevel converters with active power filter decoupling circuit[D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2021(in Chinese).
- [12] POU J, CEBALLOS S, KONSTANTINOU G, et al. Circulating current injection methods based on instantaneous information for the modular multilevel converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(2): 777-788.
- [13] 刘振兴, 张衡, 苏茜. MMC 子模块电容电压波动抑制[J]. 电机与控制学报, 2021, 25(10): 139-148.
LIU Zhenxing, ZHANG Heng, SU Qian. MMC sub-module capacitor voltage fluctuation suppression[J]. Electric Machines and Control, 2021, 25(10): 139-148(in Chinese).
- [14] PICAS R, POU J, CEBALLOS S, et al. Minimization of the capacitor voltage fluctuations of a modular multilevel converter by circulating current control[C]//Proceedings of the IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society. Montreal: IEEE, 2012: 4985-4991.
- [15] SONG Qiang, LIU Wenhua, LI Xiaoqian, et al. A steady-state analysis method for a modular multilevel converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(8): 3702-3713.
- [16] KORN A J, WINKELNKEMPER M, STEIMER P. Low output frequency operation of the modular multi-level converter[C]//Proceedings of the 2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. Atlanta: IEEE, 2010: 3993-3997.
- [17] 刘波峰, 贺锐智, 黄守道. 低频工况下 MMC 电容电压波动抑制研究[J]. 控制工程, 2017, 24(8): 1553-1558.
LIU Bofeng, HE Ruizhi, HUANG Shoudao. Study of capacitor voltage suppression for MMC at low frequency[J]. Control Engineering of China, 2017, 24(8): 1553-1558(in Chinese).
- [18] 刘伟, 赵诗坛. 低频运行时 MMC 电容电压纹波抑制策略研究[J]. 电气工程学报, 2025, 20(1): 140-149.
LIU Wei, ZHAO Shitan. Low frequency MMC voltage ripple suppression strategy[J]. Journal of Electrical Engineering, 2025, 20(1): 140-149(in Chinese).
- [19] DEBNATH S, QIN Jiangchao, SAEEDIFARD M. Control and stability analysis of modular multilevel converter under low-frequency operation[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(9): 5329-5339.
- [20] ZHOU Shaoze, LI Binbin, GUAN Mingxu, et al. Capacitance reduction of the hybrid modular multilevel converter by decreasing average capacitor voltage in variable-speed drives[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(2): 1580-1594.
- [21] EBRAHIMI J, KARSHENAS H, BAKHSHAI A. A five-level nested diode-clamped converter for medium-voltage applications[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(7): 6471-6483.
- [22] 李彬彬. 模块化多电平换流器及其控制技术研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2017.
LI Binbin. Research on modular multilevel converter and its control schemes[D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2017(in Chinese).
- [23] XU Jianzhong, WANG Junxin, YANG Yukun, et al.

- Optimal suppression strategy for capacitor voltage ripples of hybrid MMCs under unbalanced grid voltages[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2023, 38(1): 244-254.
- [24] 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.
- [25] 赵成勇, 胡静, 翟晓萌, 等. 模块化多电平换流器桥臂电抗器参数设计方法[J]. 电力系统自动化, 2013, 37(15): 89-94.
ZHAO Chengyong, HU Jing, ZHAI Xiaomeng, et al. A parameter design method of bridge arm reactor in modular multilevel converter[J]. Automation of Electric Power Systems, 2013, 37(15): 89-94(in Chinese).
- [26] LI Yufei, WANG Yue, LI B Q. Generalized theory of phase-shifted carrier PWM for cascaded h-bridge converters and modular multilevel converters[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2016, 4(2): 589-605.
- [27] DU Sixing, WU Bin, ZARGARI N R, et al. A flying-capacitor modular multilevel converter for medium-voltage motor drive[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(3): 2081-2089.
- [28] YANG Heya, LI Wuhua, LIN Lei, et al. Decoupled current control with synchronous frequency damping for MMC considering sub-module capacitor voltage ripple[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2018, 33(1): 419-428.
- [29] WANG Ruxi, WANG Fei, BOROYEVICH D, et al. A high power density single-phase PWM rectifier with active ripple energy storage[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(5): 1430-1443.
- [30] LI Binbin, ZHOU Shaoze, XU Dandan, et al. An improved circulating current injection method for modular multilevel converters in variable-speed drives[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(11): 7215-7225.
- [31] LI Chuanyue, HU Xiaobo, GUO Jingli, et al. The DC grid reliability and cost evaluation with Zhoushan five-terminal HVDC case study[C]//Proceedings of the 2015 50th International Universities Power Engineering Conference (UPEC). Stoke on Trent: IEEE, 2015: 1-6.
- [32] WU Yankun, DING Hui, ZHANG Yi, et al. Synchronization of PCP and VBC for Xiamen bipolar MMC HVDC project[C]//Proceedings of the 12th IET International Conference on AC and DC Power Transmission (ACDC 2016). Beijing: IEEE, 2016: 1-4.



贾冠龙

在线出版日期: 2024-11-13。

收稿日期: 2023-10-16。

作者简介:

贾冠龙(1990), 男, 博士, 副教授, 博士生导师, 研究方向为混合式故障断路器、电力电子变换器等, jiagl@hebut.edu.cn;

史斌昊(2000), 男, 硕士研究生, 研究方向为电力电子变换器, shibinhao183@163.com;

*通信作者: 牛峰(1986), 男, 博士, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为电机系统及其控制、开关电器智能化等, niufeng@hebut.edu.cn。

(编辑 刘雪莹)