



·高功率脉冲电源技术及应用·

新型全固态模块化多电平特种高压电源优化设计

李玉山¹, 钱伟刚², 滕甲训³, 孙孝峰³

(1. 秦皇岛职业技术学院, 河北 秦皇岛 066100; 2. 秦皇岛市燕秦纳米科技有限公司, 河北 秦皇岛 066010;

3. 燕山大学 电力电子节能与传动控制河北省重点实验室, 河北 秦皇岛 066004)

摘要: 模块化多电平换流器(MMC)已成为新型全固态特种高压电源的有效解决方案, 对其进行轻量化设计以节约设备空间成本成为当前研究热点。MMC中限制功率密度提升的首要因素为子模块大尺寸电容, 为降低MMC对子模块容值的需求, 提高系统功率密度, 提出一种改进型MMC(I-MMC)拓扑。应用隔离型开关电容变换器, 实现上下桥臂一对子模块高频链互联。研究中相单元内上、下桥臂子模块对并联的高频链两侧采用同步控制, 使子模块电容之间呈现开关电容特性, 实现波动功率在电容之间的自由传递, 进而消除相位相反的基频与3倍频波动分量。结合MMC运行调制比和功率因数分析基频与3倍频波动分量消除后子模块电容取值, 完成模块化设计。所提方案可将子模块电容减小至常规MMC的1/4。仿真与实验结果验证了所提拓扑方案的正确性与有效性。

关键词: 模块化多电平变换器; 波动抑制; 高频链互联; 开关电容

中图分类号: TK513.5

文献标志码: A

doi: 10.11884/HPLPB202436.230322

Optimization design of new all-solid-state modular multilevel special high-voltage power supply

Li Yushan¹, Qian Weigang², Teng Jiaxun³, Sun Xiaofeng³

(1. Qinhuangdao Vocational and Technical College, Qinhuangdao 066100, China;

2. Qinhuangdao Yanqin Nano Technology Co., Ltd, Qinhuangdao 066010, China;

3. Key Laboratory of Power Electronics for Energy Conservation and Motor Drive of Hebei Province, Yanshan University, Qinhuangdao 066004, China)

Abstract: Modular multilevel converter (MMC) has become an effective solution for new all-solid-state special high-voltage power supply, and its lightweight design to save equipment space cost has become a research hotspot. The primary factor limiting power density in MMC is the large size capacitance of submodule (SM), and to reduce the demand for the capacitance of the sub-module in modular multilevel converter, and increase system power density, an improved MMC(I-MMC) topology is proposed. Using isolated switched capacitor converters, a pair of SMs of the upper and lower arms are interconnected through a high frequency link. In the research, synchronous control was adopted on both sides of the high-frequency chain connecting the pair of SMs in the phase unit to make the SM capacitors present the characteristics of switched capacitors, realize free transfer of fluctuating power between the capacitors, and eliminate the fluctuation components of the opposite phased fundamental frequency and triple frequency. Combining MMC operation modulation ratio and power factor, we analyzed the value of the SM capacitor after the fundamental frequency and triple frequency fluctuation components had been eliminated, and completed the modular design. This solution can reduce the sub-module capacitance to 1/4 of the conventional MMC's capacitance. Simulation and experimental results verify the correctness and the validity of the proposed topology scheme.

Key words: modular multilevel converter, fluctuation suppression, high-frequency link interconnection, switched-capacitor

* 收稿日期: 2023-09-18; 修订日期: 2023-10-18

基金项目: 河北省自然科学基金重点项目 (E2021203162); 河北省重点研发计划项目 (19214405D)

联系方式: 李玉山, liyushan@qvc.edu.cn。

通信作者: 孙孝峰, sxf@ysu.edu.cn;

滕甲训, tengjiaxun@qq.com。

模块化多电平换流器(MMC)因其高度模块化、易于实现冗余设计、具有公共直流母线的优点,广泛应用于特种中高压脉冲电源、电机驱动、直流传输等大功率场合^[1-3]。MMC拓扑利用各子模块中的电容稳定直流母线电压,各子模块的电容电压波动叠加影响交流侧电压质量,通常采用大容量电容抑制电压波动。大容量电容的应用使系统体积和成本增加并且降低功率密度。因此减小子模块电容,对于MMC的工程实践应用具有重要意义。减小子模块容值需求的关键在于抑制电压波动,文献[4-5]分析得出电容电压波动主要含基频、2倍频和3倍频分量的结论。基于电容电压波动特性,文献[6-9]采用在交流侧注入共模电压,在相单元内注入环流的控制方案,抑制电容电压波动中的2倍频分量,但存在跟踪共模电压困难的问题。文献[10]提出通过飞跨电容连接上下桥臂,进而实现上下桥臂间的功率平衡的方案。文献[11]提出增加串联开关器件降低直流链路电压的方案,但串联开关需承受直流链全部电压。

本文提出一种适用于中压场合的基于子模块高频链互联的改进型MMC(I-MMC)拓扑方案。互联子模块电容之间呈现开关电容特性,该方案可使电容约减小至为常规MMC电容的1/4;介绍了I-MMC的工作原理,建立等效模型;建立了电容电压、电流数学模型,得到I-MMC与常规MMC电容关系式,并进行了组合式模块化单元设计;通过仿真与实验验证I-MMC方案的正确性与有效性。

1 新型全固态模块化多电平特种高压电源

1.1 I-MMC 拓扑结构

常规MMC每相由上下两个桥臂组成,每个桥臂由电感和 n 个结构相同的子模块组成。子模块通常由半桥和电容并联构成,MMC通过控制各子模块的投入和切除来实现桥臂期望的电压输出。本文提出一种基于高频隔离的上下桥臂子模块对互联的I-MMC拓扑结构,该结构在常规子模块的基础上,增加半桥-变压器-半桥结构的高频链路,使上下桥臂对应的子模块互联,为上下桥臂功率流动提供通道。结构对比图如图1所示。

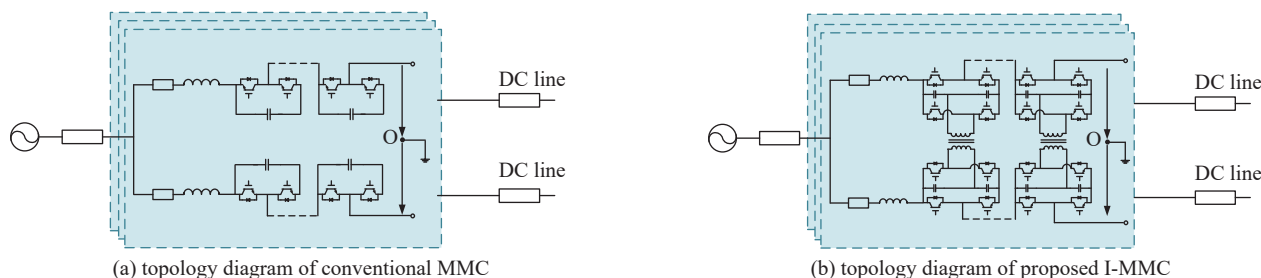


Fig. 1 Topology diagram of conventional MMC and I-MMC

图1 常规MMC及I-MMC拓扑图

1.2 开关电容工作特性

I-MMC中所有高频链部分半桥结构的控制信号相同,为50%占空比的同步信号,半桥结构的两个开关管驱动信号如图2(a)所示,变压器变比为1:1。以第 i 个与第 j 个子模块为例,当 C_i 的电压高于 C_j 的,即 $u_{C_i} > u_{C_j}$ 时,由 C_i 向 C_j 传递能量,电流由 C_i 经过高频链流进 C_j 中,直到两电容电压平衡,能量停止传递。整个过程由高频链路自主完成,无需系统进行控制。能量流动过程波形如图2所示,其中图2(b)为电容电压波形,图2(c)为电容电流波形。

阶段一($0 \sim t_1$): 开关 S_{u1} 与开关 S_{d1} 开通,能量流动路径如图3(a)所示。原边电容 C_{i1} 放电,电流经 S_{u1} 从下至上流过变压器原边绕组,变压器原边电压为 $-u_{C_i}$,副边绕组电压也为下正上负,电流从绕组下端流经 S_{d1} 的反并联二极管向 C_{j1} 充电。

阶段二($t_1 \sim t_2$): 开关 S_{u1} 与开关 S_{d1} 关断,开关 S_{u2} 与开关 S_{d2} 开通,能量流动路径如图3(b)所示。原边电容 C_{i2} 放电,电流从上至下流过变压器原边绕组经 S_{u2} 回到电容,变压器原边电压为 u_{C_i} ,副边绕组电压也为上正下负,电流从绕组上端流向 C_{j1} 对其充电,经 S_{d2} 的反并联二极管流向绕组下端。

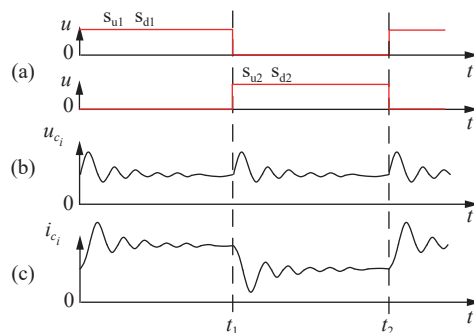


Fig. 2 Energy flow path between sub-module capacitors

图2 子模块电容能量流动过程波形

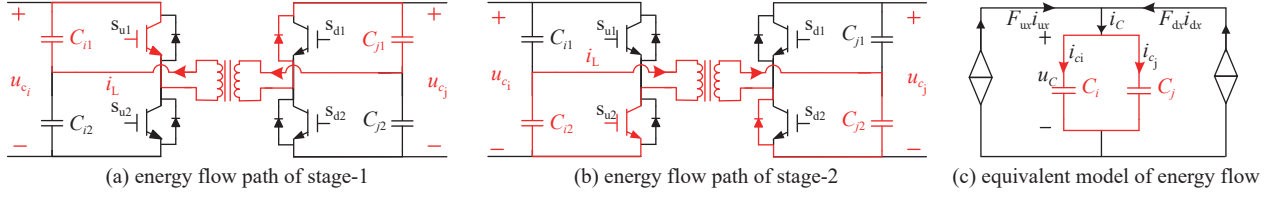


Fig. 3 Sub-module capacitor energy flow path

图3 子模块电容能量流动过程

I-MMC 子模块能量流动等效模型如图 3(c) 所示, 同相同频占空比为 50% 的驱动信号保证能量实时流动。在能量流动过程中, 电压较高的电容放电电压减小, 这一过程可以等效为二阶动态响应, 是幅值减小的振荡衰减过程。

2 模块化多电平高压特种电源轻量化设计

2.1 子模块电容电压电流分析

假设电压与电流在上下桥臂平均分配; 直流电流在三个相单元中平均分配; 系统在相应控制下已实现子模块的电压均衡^[12]。I-MMC 单相等效模型如图 4 所示。

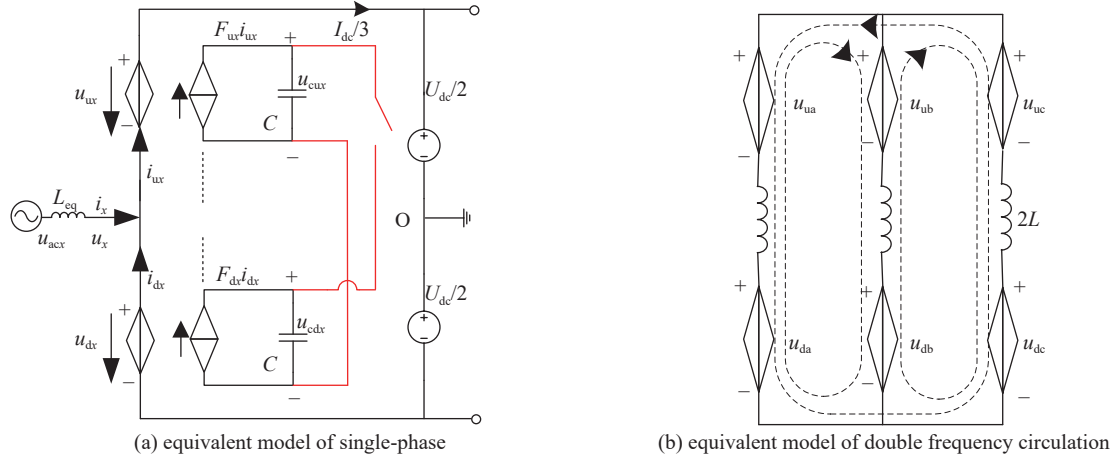


Fig. 4 Diagram of I-MMC equivalent models

图4 I-MMC 等效模型图

通常情况下上下桥臂的电流中含有 2 倍频环流, 高频次环流由于含量很低可将其忽略^[13]。由基尔霍夫电压、电流定律及叠加定理可得上下桥臂的电压和电流^[4]为

$$\begin{cases} u_{ux} = \frac{1}{2} U_{dc} - U_x \cos(\omega t + \theta_x) \\ u_{dx} = \frac{1}{2} U_{dc} + U_x \cos(\omega t + \theta_x) \\ i_{ux} = \frac{1}{3} I_{dc} + \frac{1}{2} I_x \cos(\omega t + \varphi + \theta_x) + I_{2x} \cos(2\omega t + \theta_{2x}) \\ i_{dx} = \frac{1}{3} I_{dc} - \frac{1}{2} I_x \cos(\omega t + \varphi + \theta_x) + I_{2x} \cos(2\omega t + \theta_{2x}) \end{cases} \quad (1)$$

式中: u_{ux} 、 u_{dx} 、 i_{ux} 、 i_{dx} 为上下桥臂的电压与电流 (其中 u 代表上桥臂, d 代表下桥臂; x 代表 a, b, c); u_{dc} 、 i_{dc} 为直流侧电压与电流; u_x 、 i_x 为交流侧电压与电流; U_x 为 x 相电压幅值; I_x 为 x 相电流的幅值; I_{2x} 为 x 相 2 倍频环流的幅值; ω 为交流侧电网角频率; φ 为功率因数角; θ_x 为 x 相的初始相角; θ_{2x} 为 2 倍频环流的初始相角。x 相上下桥臂的开关函数 F_{ux} 、 F_{dx} 可分别表示为

$$\begin{cases} F_{ux} = \frac{u_{ux}}{U_{dc}} = \frac{1}{2} [1 - m \cos(\omega t + \theta_x)] \\ F_{dx} = \frac{u_{dx}}{U_{dc}} = \frac{1}{2} [1 + m \cos(\omega t + \theta_x)] \end{cases} \quad (2)$$

式中: m 为电压调制比, $m = 2U_x/U_{dc}$ 。由式(1)与式(2)可得子模块充放电电流的表达式

$$\begin{cases} C_i \frac{du_{C_i}}{dt} = F_{ux}i_{ux} = \frac{1}{6}I_{dc} - \frac{1}{8}mI_x \cos(\varphi) - \frac{1}{6}mI_{dc} \cos(\omega t + \theta_x) + \frac{1}{4}I_x \cos(\omega t + \varphi + \theta_x) - \frac{1}{4}mI_{2x} \cos(\omega t - \theta_x + \theta_{2x}) - \\ \quad \frac{1}{8}mI_x \cos(2\omega t + \varphi + 2\theta_x) + \frac{1}{2}I_{2x} \cos(2\omega t + \theta_{2x}) - \frac{1}{4}mI_{2x} \cos(3\omega t + \theta_x + \theta_{2x}) \\ C_j \frac{du_{C_j}}{dt} = F_{dx}i_{dx} = \frac{1}{6}I_{dc} - \frac{1}{8}mI_x \cos(\varphi) + \frac{1}{6}mI_{dc} \cos(\omega t + \theta_x) - \frac{1}{4}I_x \cos(\omega t + \varphi + \theta_x) + \frac{1}{4}mI_{2x} \cos(\omega t - \theta_x + \theta_{2x}) - \\ \quad \frac{1}{8}mI_x \cos(2\omega t + \varphi + 2\theta_x) + \frac{1}{2}I_{2x} \cos(2\omega t + \theta_{2x}) + \frac{1}{4}mI_{2x} \cos(3\omega t + \theta_x + \theta_{2x}) \end{cases} \quad (3)$$

在稳态运行时,式(3)中的直流分量为0,假设 $C_i=C_j=C$,由图3(c)可令 $u_{C_i}=u_{C_j}=u_C$,互联子模块电容电流的表达式为

$$i_C = C_i \frac{du_{C_i}}{dt} + C_j \frac{du_{C_j}}{dt} = 2C \frac{du_C}{dt} = F_{ux}i_{ux} + F_{dx}i_{dx} = -\frac{1}{4}mI_x \cos(2\omega t + \varphi + 2\theta_x) + I_{2x} \cos(2\omega t + \theta_{2x}) \quad (4)$$

I-MMC 互联子模块电容电流中无基频与3倍频分量,仅含2倍频分量。基频与3倍频分量通过高频链在上下桥臂之间消除,对桥臂而言 I-MMC 子模块充放电电流等效为仅含2倍频分量。且由式(4)可得 I-MMC 子模块电容电压波动表达式

$$\begin{aligned} \Delta u &= \frac{1}{C_i + C_j} \int i_C dt = \frac{1}{2C} \int -\frac{1}{4}mI_x \cos(2\omega t + \varphi + 2\theta_x) + I_{2x} \cos(2\omega t + \theta_{2x}) dt = \\ &= -\frac{mI_x}{16\omega C} \sin(2\omega t + \varphi + 2\theta_x) + \frac{I_{2x}}{4\omega C} \sin(2\omega t + \theta_{2x}) \end{aligned} \quad (5)$$

由式(5)可知, I-MMC 互联子模块电容电压波动主要包括2倍频波动分量。假设 x 相初始相角为0,由式(5)可得上下桥臂中子模块端口的电压波动为

$$\begin{aligned} \Delta u_{ou} &= F_{ux} \Delta u = \frac{1}{2}(1 - m \cos \omega t) \left[-\frac{mI_x}{16\omega C} \sin(2\omega t + \varphi) + \frac{I_{2x}}{4\omega C} \sin(2\omega t + \theta_{2x}) \right] = \\ &= \frac{1}{32\omega C} (1 - m \cos \omega t) [-mI_x \sin(2\omega t + \varphi) + 4I_{2x} \sin(2\omega t + \theta_{2x})] \end{aligned} \quad (6)$$

$$\begin{aligned} \Delta u_{od} &= F_{dx} \Delta u = \frac{1}{2}(1 + m \cos \omega t) \left[-\frac{mI_x}{16\omega C} \sin(2\omega t + \varphi) + \frac{I_{2x}}{4\omega C} \sin(2\omega t + \theta_{2x}) \right] = \\ &= \frac{1}{32\omega C} (1 + m \cos \omega t) [-mI_x \sin(2\omega t + \varphi) + 4I_{2x} \sin(2\omega t + \theta_{2x})] \end{aligned} \quad (7)$$

因此,当上下桥臂各有 N 个子模块时, x 相中的电压波动表达式为

$$\Delta u_{ph} = N(\Delta u_{ou} + \Delta u_{od}) = \frac{N}{16\omega C} [-mI_x \sin(2\omega t + \varphi) + 4I_{2x} \sin(2\omega t + \theta_{2x})] \quad (8)$$

x 相的电压波动中只含有2倍频分量,该分量在三相之间呈负序,在桥臂中流通产生2倍频环流,由于在分析之初已考虑桥臂2倍频环流^[5],故由等效电路图4(b)可得

$$I_{2x} \cos(2\omega t + \theta_{2x}) = -\frac{\Delta u_{ph}}{j4\omega L} \quad (9)$$

将(8)代入(9)可得

$$\begin{cases} I_{2x} = \frac{mNI_x}{4(N - 16\omega^2 LC)} \\ \theta_{2x} = \varphi \end{cases} \quad (10)$$

2.2 子模块电容容值分析

由于实际应用中会采取控制策略抑制桥臂2倍频环流^[14],因此假设桥臂2倍频环流为0,即 I_{2x} 为0,且 x 相相电压与相电流初相角为0,定义电容电压波动率 ε 为

$$\varepsilon = \frac{|\Delta u_{\max}|}{U_{\text{ref}}} \quad (11)$$

式中: U_{ref} 为子模块电容电压额定值。由式(5)与式(11)可得

$$\varepsilon = \frac{|\Delta u_{\max}|}{U_{\text{ref}}} = \frac{\left| \frac{I_{2x}}{4\omega C} - \frac{mI_x}{16\omega C} \right|}{U_{\text{ref}}} \quad (12)$$

满足电压波动率为 ε 的 I-MMC 子模块电容容值表达式为

$$C = \frac{mI_x}{16\omega U_{\text{ref}}\varepsilon} = \frac{I_{\text{dc}}}{12\omega U_{\text{ref}}\varepsilon \cos\varphi} \quad (13)$$

文献 [15] 中已对常规 MMC 在桥臂 2 倍频环流得到抑制的前提下的子模块电容容值进行分析, 电压波动率为 ε 的电容容值表达式为

$$C_c = \frac{U_{\text{dc}}I_{\text{dc}}}{3Nm\omega\varepsilon U_{\text{ref}}^2 \cos\varphi} \left[1 - \left(\frac{m\cos\varphi}{2} \right)^2 \right]^{3/2} \quad (14)$$

由式(13)与式(14)可得在电容电压波动率相同时, I-MMC 与常规 MMC 子模块电容容值关系为

$$\frac{C}{C_c} = \frac{m}{4} \left[1 - \left(\frac{m\cos\varphi}{2} \right)^2 \right]^{-3/2} \quad (15)$$

由式(15)可知, I-MMC 与常规 MMC 的容值比值与调制比和功率因数角相关, 关系如图 5 所示。

图 5 中功率因数角的范围是 $-\pi/2 < \varphi < \pi/2$, 调制比的范围是 $0.7 < m < 1$ 。由式(15)及图 5 可知, 调制比固定时, 当功率因数角为 0° 时, 比值最大, 在 $0.7 < m < 1$ 的情况下, 容值比的范围是 $0.2129 \sim 0.3849$; 当功率因数角为 $\pm 90^\circ$ 时, 比值最小为 $m/4$, 即 I-MMC 的容值为常规 MMC 容值的 $m/4$ 。调制比的典型取值范围是 $0.75 \sim 0.9$, 则最大容值比范围是 $0.2354 \sim 0.3159$ 。I-MMC 较常规 MMC 容值需求大幅减小。

2.3 组合式模块化设计

由图 1(b)可知, I-MMC 拓扑结构将同一相中上下桥臂对应的子模块通过高频链互联, 具有高度对称性, 便于进行模块化设计, 因此本文基于 I-MMC 进行模块化设计。常规 MMC 拓扑以半桥与电容并联结构的子模块为基本单元, I-MMC 拓扑结构以两个常规子模块与高频链构成的整体为基本单元, 其中高频链是半桥-变压器-半桥结构。基本单元结构如图 6 所示。

在桥臂 2 倍频环流得到抑制且忽略含量较少的高频次分量的情况下, 由式(3)可知图 6 区域 H 中开关管承受的电压、电流为

$$\begin{cases} i_{\text{H}} = \frac{1}{3}I_{\text{dc}} \cos(\omega t + \theta_x) + \frac{1}{2}I_x \cos(\omega t + \varphi + \theta_x) + I_{2x} \cos(2\omega t + 2\theta_x) \\ u_{\text{H}} = u_{\text{C}} = U_{\text{ref}} + \Delta u = U_{\text{ref}} - \frac{mI_x}{16\omega C} \sin(2\omega t + \varphi + 2\theta_x) \end{cases} \quad (16)$$

该结构的高频链部分即区域 D 为上下桥臂中相位相反的基频波动分量提供功率流动通道, 因此, 区域 D 中开关管承受电流为基频电流分量, 承受电压为电容电压的一半, 表达式为

$$\begin{cases} i_{\text{D}} = -\frac{1}{6}mI_{\text{dc}} \cos(\omega t + \theta_x) + \frac{1}{4}I_x \cos(\omega t + \varphi + \theta_x) \\ u_{\text{D}} = \frac{1}{2}u_{\text{C}} = \frac{1}{2}(U_{\text{ref}} + \Delta u) = \frac{U_{\text{ref}}}{2} - \frac{mI_x}{32\omega C} \sin(2\omega t + \varphi + 2\theta_x) \end{cases} \quad (17)$$

区域 D 中变压器承受电流为 2 倍的基频电流分量, 承受电压等于电容电压, 表达式为

$$\begin{cases} i_{\text{D}} = -\frac{1}{3}mI_{\text{dc}} \cos(\omega t + \theta_x) + \frac{1}{2}I_x \cos(\omega t + \varphi + \theta_x) \\ u_{\text{D}} = U_{\text{ref}} + \Delta u = U_{\text{ref}} - \frac{mI_x}{16\omega C} \sin(2\omega t + \varphi + 2\theta_x) \end{cases} \quad (18)$$

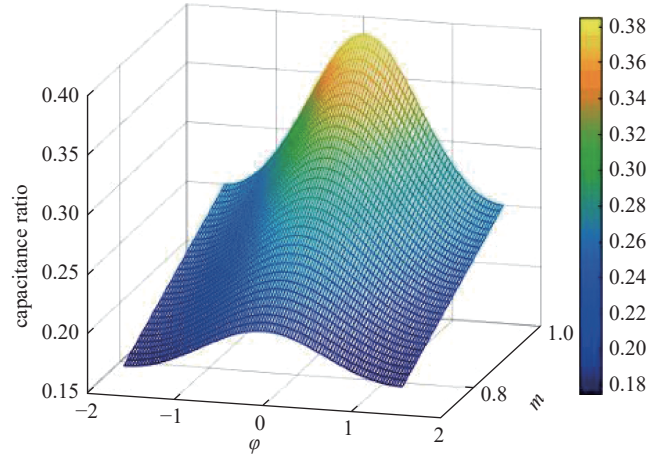


Fig. 5 Relationship between capacitance ratio, modulation ratio and power factor angle

图 5 容值比与调制比和功率因数角关系

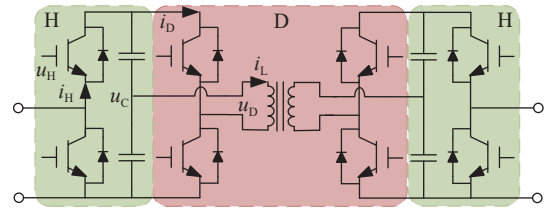


Fig. 6 Combined modular unit

图 6 组合式模块单元

3 仿真与实验验证

3.1 仿真验证

为验证本文提出的 I-MMC 拓扑中子模块的电压波动抑制与容值需求减小效果, 在 PLECS 平台搭建三相 5 电平的仿真模型。

模型 1: 常规 MMC 结构。

模型 2: I-MMC 结构。

两模型均采用载波移相调制。仿真参数如表 1 所示。

表 1 仿真参数

Table 1 Simulation parameters

model	U_{dc}/kV	U_{ac}/kV	P/MW	f/Hz	f_c/kHz	number of bridge arm submodules	L_{arm}/mH	$C/\mu F$	transformer conversion ratio	$L/\mu H$	f_H/kHz
MMC	12	12	1.2	50	2	4	10	668	—	—	—
I-MMC	4.9	4.9	1.2	50	2	4	10	668/177	1:1	9	20

图 7(a) 为模型 1 子模块电容电压波动为 5% 时, 上下桥臂子模块电压波形, 此时容值为 668 μF , 将该容值应用于模型 2, 上下桥臂子模块电压波形如图 7(b) 所示, 子模块电压波动大幅减小, 仅有 2 倍频电压波动分量, 电压波动率约为 1%。

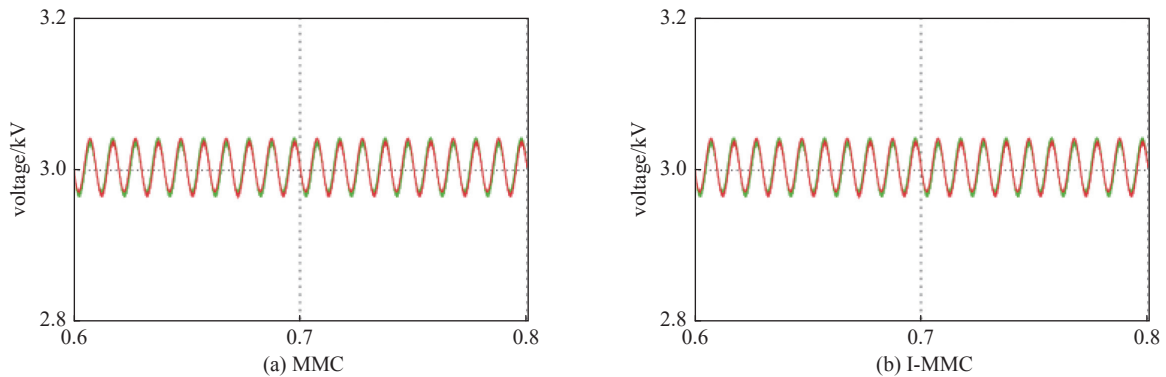


Fig. 7 Voltage waveforms of upper and lower bridge arm submodules

图 7 容值 668 μF 上下桥臂子模块电压

再将模型 2 容值减小至 177 μF , 上下桥臂子模块电压波形如图 8 所示, 电压波动率约为 5%, 模型 1、2 在电压波动率同为 5% 的情况下, I-MMC 子模块容值约为常规 MMC 子模块容值的 0.265 倍, 与式 (15) 计算结果一致。相比模型 1, 模型 2 的子模块电容容值需求减小效果明显, 本文的理论分析与仿真结果具有一致性。

3.2 实验验证

为验证本文提出方案的正确性, 并且由于该方案适用于任何子模块数量的 MMC 结构, 因此搭建了每个桥臂含有一个子模块的 MMC 平台进行验证。平台参数如表 2 所示。

首先基于表 2 所示的参数进行仿真, 仿真波形如图 9 所示。其中图 9(a) 是未切入高频链时的子模块电压波形, 电压

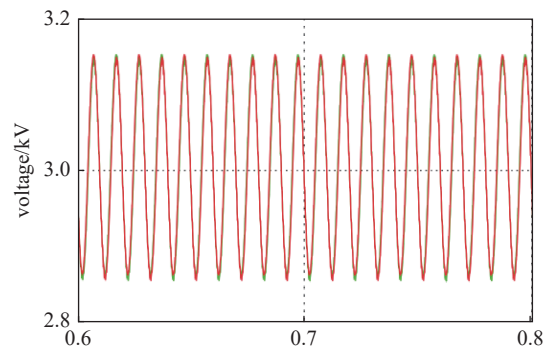


Fig. 8 Voltage waveforms of upper and lower bridge arm sub-modules in model 2

图 8 模型 2 容值 177 μF 上下桥臂子模块电压

表 2 实验参数

Table 2 Experimental parameters

U_{dc}/V	U_{ac}/V	P/kW	f/Hz	f_c/kHz	L_{arm}/mH	$C/\mu F$	transformer conversion ratio	$L/\mu H$	f_H/kHz
240	240	1.2	50	2	6	110	1:1	4.3	20

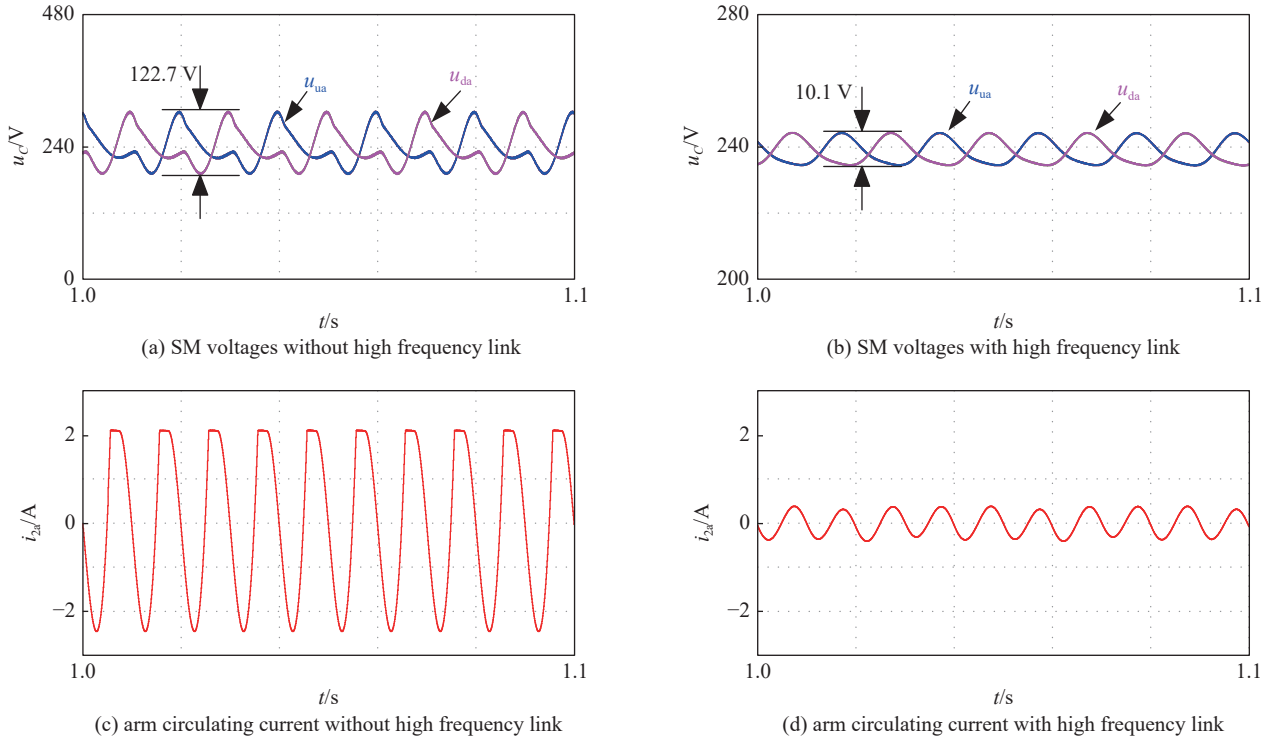


Fig. 9 Simulation waveforms

图 9 仿真波形

波动率为 25.6%; 图 9(b) 是切入高频链后的子模块电压波形, 电压波动率减小至 2.1%。图 9(c) 是未切入高频链时的桥臂环流波形, 图 9(d) 是切入高频链后的桥臂环流波形。图 10 是基于表 2 参数的实验波形。其中图 10(a) 为高频链变压器电压电流波形, 变压器原副边的开关管由同占空比同相同频的驱动信号控制, 能量可以自由流动, 能量流动过程中电流波形呈衰减振荡。图 10(b) 是切入高频链前后 A 相上下桥臂子模块电压与桥臂电流波形。高频

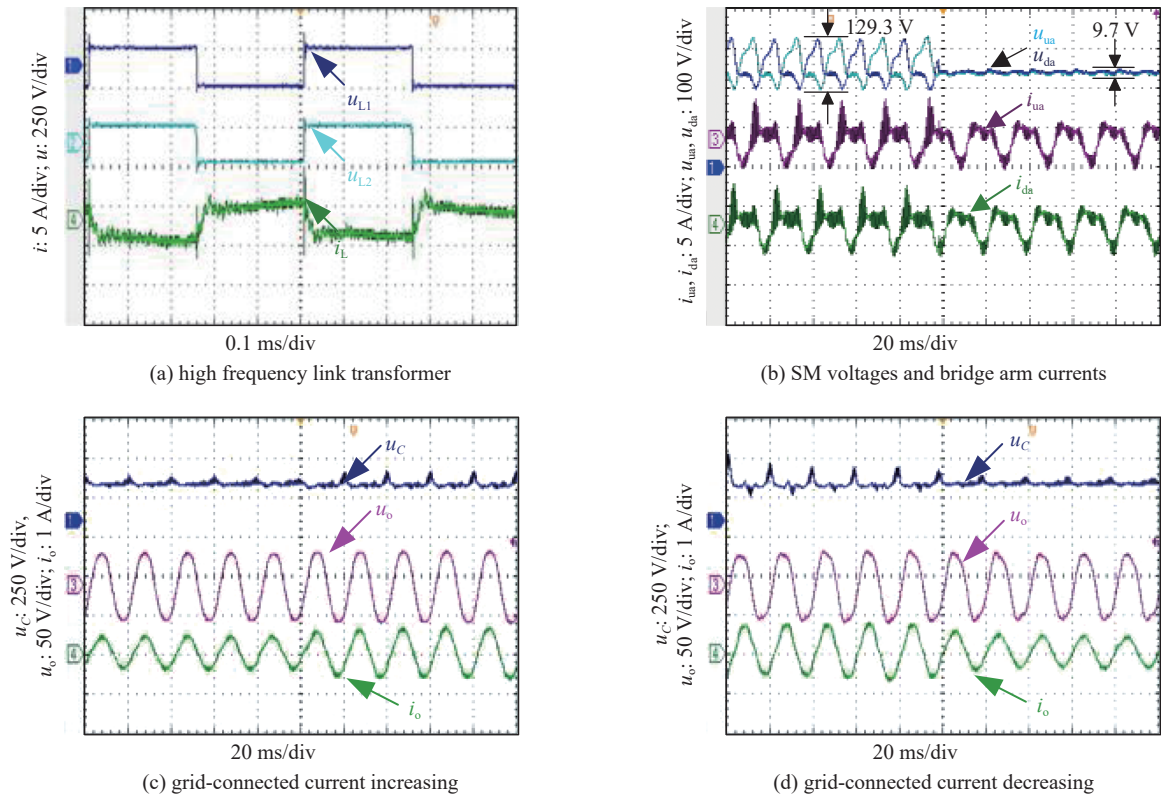


Fig. 10 Experimental waveforms

图 10 实验波形

链切入前,电压波动率为 26.9%,高频链切入后,上下桥臂中相位相反的电流分量经高频链自主流动相互抵消,电压波动率减小至 2.02%,由于相位相反的基频分量相互抵消所以由此产生的桥臂 2 倍频环流也得到抑制,所以,上下桥臂电流明显减小。因此,需要子模块电容抑制的电压波动也减小,即对于电容的容值需求减小。图 10(c)、(d)是并网电流发生变化时子模块电压和逆变侧输出电压电流波形,可见并网电流发生变化时电压并没有变化,I-MMC 能输出稳定的电压,有较好的稳定性。对比图 9 和图 10 可知,在同一参数下的仿真和实验中,本方案抑制子模块电压波动和抑制桥臂环流的效果基本相同,证明了本方案的有效性。

4 结 论

本文针对常规 MMC 子模块电容尺寸过大的问题,提出一种基于上、下桥臂子模块高频链互联的 MMC 拓扑方案。在高频链两侧同步控制下,子模块电容之间呈现开关电容特性,进而实现子模块电容之间相位相反的奇数次波动分量的自然消除。研究中分析可知 I-MMC 的子模块电容相比于常规 MMC 大幅减小,在典型工况下约为常规 MMC 电容的 1/4,明显提升了系统的功率密度。并且对所提拓扑进行了模块化设计,提出了一种上下桥臂组合式子模块单元结构。

参考文献:

- [1] 姜松,邱力文,饶俊峰,等. 新型全固态高压多电平波形发生器的研制[J]. *强激光与粒子束*, 2019, 31: 115003. (Jiang Song, Qiu Liwen, Rao Junfeng, et al. Development of a new all-solid-state high voltage multilevel waveform generator[J]. *High Power Laser and Particle Beams*, 2019, 31: 115003)
- [2] 汤广福,罗湘,魏晓光. 多端直流输电与直流电网技术[J]. *中国电机工程学报*, 2013, 33(10): 8-17. (Tang Guangfu, Luo Xiang, Wei Xiaoguang. Multi-terminal HVDC and DC-grid technology[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2013, 33(10): 8-17)
- [3] 徐旭哲,周杨,孙鹤鸿. 磁隔离触发电式 10 kV 级联型脉冲电源研制[J]. *强激光与粒子束*, 2016, 28: 075001. (Xu Xuzhe, Zhou Yang, Sun Yaohong. Development of 10 kV cascaded pulse power supply based on magnetic isolation trigger[J]. *High Power Laser and Particle Beams*, 2016, 28: 075001)
- [4] 滕甲训,赵巍,潘禹卓,等. 基于开关电容结构的 MMC 子模块波动功率耦合方案及其参数约束[J]. *中国电机工程学报*, 2021, 41(21): 7449-7463. (Teng Jiayun, Zhao Wei, Pan Yuzhuo, et al. A fluctuating power coupling method for submodules of MMC based on switched-capacitors and its parameters constraint[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2021, 41(21): 7449-7463)
- [5] 滕甲训,潘禹卓,卜泽敏,等. 基于谐振式推挽结构的三端口 MMC-SST 波动功率耦合方案研究[J]. *中国电机工程学报*, 2022, 42(6): 2308-2320. (Teng Jiayun, Pan Yuzhuo, Bu Zemin, et al. Research on fluctuating power coupling scheme of three-port MMC-SST based on resonant push-pull structure[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2022, 42(6): 2308-2320)
- [6] Debnath S, Qin Jiangchao, Saedifard M. Control and stability analysis of modular multilevel converter under low-frequency operation[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2015, 62(9): 5329-5339.
- [7] 董鹏,蔡旭,吕敬. 大幅减小子模块电容容值的 MMC 优化方法[J]. *中国电机工程学报*, 2018, 38(18): 5369-5380. (Dong Peng, Cai Xu, Lü Jing. Optimized method of MMC for greatly reducing the capacitance of the submodules[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2018, 38(18): 5369-5380)
- [8] 李笑倩,刘文华,孙树敏,等. 利用环流的 MMC 电容电压波动抑制方法[J]. *电力电子技术*, 2018, 52(11): 30-32,74. (Li Xiaolian, Liu Wenhua, Sun Shumin, et al. Capacitor voltage ripple suppression method of MMC using circulating current[J]. *Power Electronics*, 2018, 52(11): 30-32,74)
- [9] 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)
- [10] 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.
- [11] Li Binbin, Zhou Shaoze, Xu Dianguo, et al. A hybrid modular multilevel converter for medium-voltage variable-speed motor drives[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2017, 32(6): 4619-4630.
- [12] 李国庆,王威儒,辛业春,等. 模块化多电平换流器子模块分组排序调制策略[J]. *高压技术*, 2018, 44(7): 2107-2114. (Li Guoqing, Wang Weiru, Xin Yechun, et al. Sub-module grouping modulation strategy of modular multilevel converter[J]. *High Voltage Engineering*, 2018, 44(7): 2107-2114)
- [13] Tu Chunming, Xiao Fan, Lan Zheng, et al. Analysis and control of a novel modular-based energy router for DC microgrid cluster[J]. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2019, 7(1): 331-342.
- [14] 班明飞,申科,王建斌,等. 基于准比例谐振控制的 MMC 新型环流抑制器[J]. *电力系统自动化*, 2014, 38(11): 85-89,129. (Ban Mingfei, Shen Ke, Wang Jianze, et al. A novel circulating current suppressor for modular multilevel converters based on quasi-proportional-resonant control[J]. *Automation of Electric Power Systems*, 2014, 38(11): 85-89,129)
- [15] 徐政,屠卿瑞,管敏渊,等. 柔性直流输电系统[M]. 北京: 机械工业出版社, 2012. (Xu Zheng, Tu Qingrui, Guan Minyuan, et al. Flexible DC transmission system[M]. Beijing: China Machine Press, 2012)