

全桥型模块化多电平换流器环流特性分析与自抑制方法

赵 聪<sup>1,2</sup>, 雷 鸣<sup>1,2</sup>, 李子欣<sup>1,2</sup>, 王 平<sup>1,2</sup>, 李耀华<sup>1,2</sup>

(1. 中国科学院电力电子与电气驱动重点实验室, 中国科学院电工研究所, 北京 100190;  
2. 中国科学院大学, 北京 100049)

**摘要:** 在基于电压源型换流器的柔性高压直流输电(VSC-HVDC)场合,传统的半桥子模块型模块化多电平变流器(MMC)因不具备直流短路故障自清除能力,限制了其在架空线 VSC-HVDC 领域的应用。全桥子模块型 MMC 因具备直流短路故障穿越能力,得到了较为广泛的研究。本文首先分析了桥臂参考电压存在负电压的全桥型 MMC 的基本运行原理,在此基础上,推导了全桥型 MMC 二倍频环流的解析表达式,并提出了一种环流自抑制的全桥型 MMC 的参数设计方法。最后,通过仿真和实验验证了本文理论分析的正确性和所提出的设计方法的有效性。

**关键词:** 模块化多电平变流器; 全桥子模块; 环流自抑制

DOI: 10.12067/ATEEE1712049      文章编号: 1003-3076(2018)08-0001-08      中图分类号: TM72

1 引言

传统的高压直流(High Voltage based Direct Current, HVDC)输电技术大多采用基于晶闸管的相控换流器(Line Commutated Converter, LCC),传输容量大、长距离输电成本较低以及输电走廊面积小等优点使 LCC-HVDC 成为目前主流的输电形式。但是,有功和无功不能独立解耦控制、不具备黑启动能力以及存在换相失败等缺点限制了 LCC-HVDC 在可再生能源并网发电以及孤岛供电等领域的应用。为解决这一问题,国内外的很多学者提出基于电压源型换流器的柔性高压直流输电(Voltage Sourced Converter based HVDC, VSC-HVDC)技术,与 LCC-HVDC 技术相比,VSC-HVDC 的灵活性和可控性更强,便于构建直流电网,有着广阔的应用前景<sup>[1,2]</sup>。

传统的 VSC-HVDC 系统通常采用基于器件直接串联的两电平或三电平拓扑,开关频率较高、谐波特性较差等缺点限制了柔性高压直流输电的发展。为此,德国学者提出电路拓扑如图 1 所示的模块化多电平换流器<sup>[3]</sup>(Modular Multilevel Converter, MMC),极大地推动了柔性高压直流输电的发展。MMC 具有模块化结构、谐波特性好、效率高以及可

靠性高等优点<sup>[4-6]</sup>,其在柔性高压直流输电领域的应用越来越广泛<sup>[7]</sup>。例如,中国广东南澳 ±160kV/200MW 海上风电场接入示范工程和中国云南电网与南方电网主网 ±350kV/1000MW 鲁西背靠背直流异步联网工程等,均采用了图 1 的半桥子模块(Half-Bridge SubModule, HBSM)型 MMC。

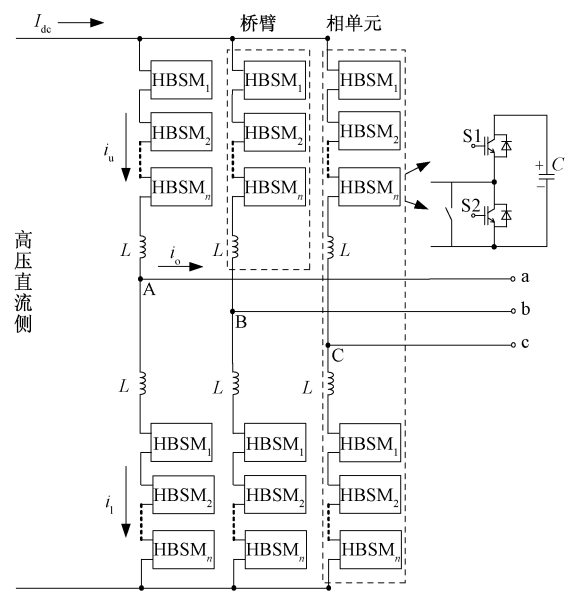


图 1 半桥型模块化多电平变流器的拓扑结构  
Fig. 1 Circuit topology of half-bridge MMC

收稿日期: 2017-12-19

基金项目: 国家自然科学基金项目(51507167)

作者简介: 赵 聪(1988-), 男, 满族, 辽宁籍, 博士研究生, 研究方向为模块化多电平换流器与柔性直流输电技术等;  
李耀华(1966-), 男, 河南籍, 研究员, 博导, 博士, 研究方向为电力电子变流技术、电机分析与控制技术(通讯作者)。

图1中,即使全部的开关器件处于闭锁状态,在直流短路故障发生时,所有子模块开关器件S2的反并联二极管仍然为交流侧提供低阻抗通路,使得短路电流急剧上升。因此,半桥型MMC不具备直流短路故障自清除能力,限制了其在架空线柔性高压直流输电领域的应用。传统的交流断路器动作时间过长,不能有效保护MMC的开关器件。目前通常的做法是采用改进型半桥子模块,如图2(a)所示<sup>[8]</sup>。利用晶闸管过流能力强的特点为故障电流提供续流通路,再配合交流断路器实现故障清除。这种做法虽然能够达到保护换流器的目的,但断路器的开断使得系统重新启动时间过长。另外,近些年得到快速发展的直流断路器虽然能够实现直流电流的开断、响应速度快<sup>[9,10]</sup>,可以满足直流系统对故障保护时间的要求,但造价昂贵、通态损耗大等缺点使其难以在柔性高压直流系统中得到应用。

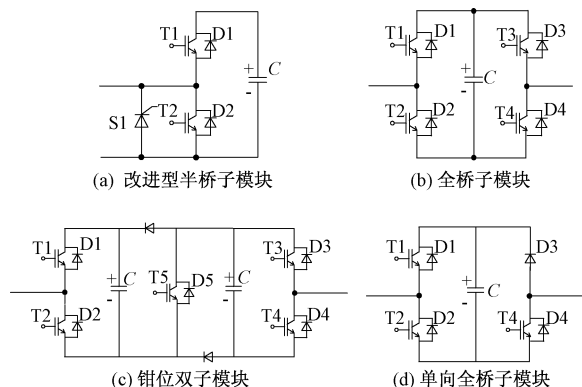


图2 不同类型的模块化多电平变流器的子模块拓扑

Fig. 2 Different types of SM topology of MMC

综上叙述,研究如何利用换流器自身的特点实现直流短路故障自清除是目前的研究热点<sup>[11-18]</sup>。文献[11]提出了两种具备直流短路故障自清除能力的拓扑,分别为全桥子模块(Full-Bridge SubModule, FBSM)型MMC(FB-MMC)和钳位双子模块型MMC,其子模块拓扑分别如图2(b)和图2(c)所示。相比半桥型MMC,虽然全桥型MMC所使用的开关器件较多,但在直流断路故障期间,全桥型MMC不仅具备故障电流阻断能力还能够向电网发出无功,支撑电网电压。文献[12,13]研究了全桥型MMC在故障期间切换为静止同步补偿器(STATCOM)运行模式,从而实现故障穿越的方法。与全桥型MMC不同,钳位双子模块型MMC只能实现故障阻断,即通过闭锁换流器的所有开关器件,利用桥臂反电动势抑制短路电流的上升<sup>[14]</sup>,不具备故障穿

越能力。文献[15]提出了单向全桥子模块拓扑,如图2(d)所示,由该子模块组成的MMC也只具有故障阻断能力。文献[16]提出了单向全桥型MMC的故障穿越方法,但该方法只适用于双极MMC系统。因此,为了在尽量减少器件数量的基础上具备故障穿越能力,文献[17]提出由半桥型子模块和全桥型子模块构成的混合型MMC。文献[17,18]研究了混合型MMC的工作原理、调制策略以及子模块电容设计方法。文献[18]提出一种混合型MMC的故障穿越策略。

文献[5]将MMC的调制方法总结为两类,即间接调制(indirect modulation)和直接调制(direct modulation)。间接调制利用模块电容的实际电压作为计算导通模块个数的参考电压。此方法虽然能够实现MMC的无环流运行,但是其桥臂间的能量不能实现自均衡,需要施加额外的控制。文献[19-21]分别提出了不同的控制算法,用以实现间接调制的桥臂能量均衡。相比实现起来较为复杂的间接调制,在实际系统中利用模块电容电压的平均值作为计算导通模块个数的参考电压的直接调制方法应用更为普遍。但该方法的缺点在于一相上、下桥臂的输出电压与直流电压并不完全相等,此部分不平衡电压施加在桥臂电感上会引起环流。MMC的环流成分主要为以二倍频为主的偶次谐波,文献[22,23]分别分析并计算了MMC环流成分的解析表达式,并给出了MMC电路参数设计的基本要求。环流的存在使MMC的桥臂电流发生畸变,不仅增加了桥臂电流的有效值,系统的整体损耗也会变大,而且还会增大模块电容电压的波动,对系统的安全运行造成一定的影响。为此,文献[24-28]分别提出了不同的环流抑制方法。文献[24]利用环流为二倍频的特点,建立了三相环流的负序旋转坐标变换,在dq坐标系下实现环流抑制。文献[25]利用环流为偶次谐波的特点,提出了一种基于PR控制器的环流抑制方法,实现起来较为简单。文献[26]提出一种基于状态观测器的开环环流抑制算法,该算法与间接调制类似,而且还能够实现桥臂能量的自动均衡<sup>[27]</sup>。在文献[24]的基础上,基于 $H_\infty$ 理论文献[28]提出一种环流抑制策略的优化参数设计方法,该方法具有更好的动态性能。因此,无论是间接调制还是直接调制,都需要采用闭环算法实现MMC的无环流运行,这一方面增加了系统的复杂性,另一方面闭环算法的采样延时和误差也会对系统的稳态

和动态性能造成一定的影响。

本文以全桥型 MMC 为研究对象。首先分析了当桥臂参考电压存在负电平时全桥型 MMC 的基本运行原理,然后根据基尔霍夫电压定律推导了全桥型 MMC 二倍频环流幅值的解析表达式。根据环流的解析表达式,指出在全桥型 MMC 工作于单位功率因数条件下时,当桥臂参考电压的负电平与调制比满足一定的关系时能够实现环流的自抑制,并给出了环流自消除的全桥型 MMC 的参数设计方法。最后,通过仿真和实验验证了本文所提出设计方法的有效性。

## 2 全桥型 MMC 的基本原理

### 2.1 全桥型 MMC 的拓扑结构

全桥型 MMC 的基本电路拓扑如图 3 所示。即用图 2 (b) 的全桥子模块代替图 1 的半桥型 MMC 的每个半桥子模块。该变流器由三相六个桥臂组成,每个桥臂由级联的全桥子模块和一个桥臂电感串联而成。上、下两个桥臂构成一个相单元。开关器件 T1 和 T4 导通,模块端口输出正的电容电压, T2 和 T3 导通,端口输出负电容电压,其余情况输出零电平。在稳态运行时,根据桥臂参考电压的幅值,选择合适数量的全桥子模块投入运行,变流器即可输出三相交流电压。

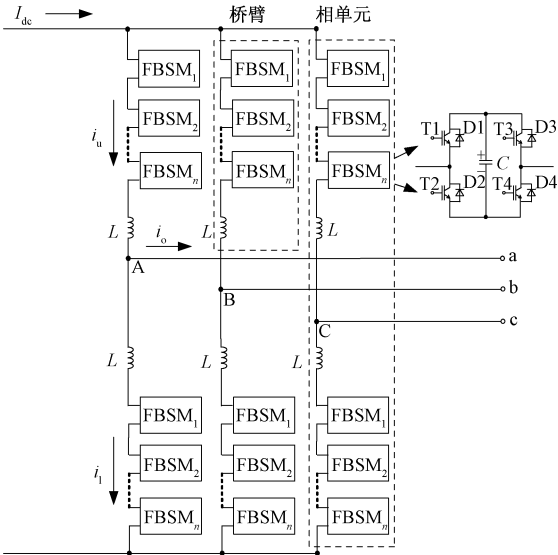


图 3 全桥型 MMC 电路拓扑

Fig. 3 Circuit topology of FB-MMC

### 2.2 全桥型 MMC 的运行原理

因为全桥子模块能够输出负电平,因此全桥型 MMC 的直流电压可以小于桥臂参考电压的幅值。

其桥臂参考电压、直流电压与桥臂能够输出的最大电压之间的关系如图 4 所示。

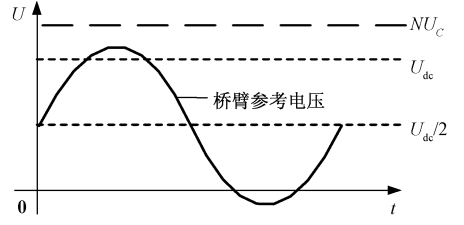


图 4 全桥型 MMC 的桥臂参考电压与直流电压的关系

Fig. 4 Relationship of arm reference voltage and DC voltage of FB-MMC

在进行以下推导之前,首先对全桥型 MMC 做出如下定义:假设全桥型 MMC 的调制比为  $m$ ,全桥子模块电容电压的平均值为  $U_c$ ,全桥型 MMC 的每个桥臂所含的模块个数为  $N$ ,直流电压与交流相电压的幅值分别为  $U_{dc}$  和  $U_o$ ,其交流电流的幅值为  $I_o$ 。此外,假设图 4 中桥臂参考电压的负电平的幅值与全桥子模块的平均电压  $U_c$  的比值为  $N_0$ 。对于全桥型 MMC,得到:

$$\frac{U_o + U_{dc}/2}{NU_c} = m \quad (1)$$

$$\frac{U_{dc}}{2} = U_o - N_0 U_c \quad (2)$$

假设  $N_0/N = \alpha$ ,由式(1)和式(2)可以得到全桥型 MMC 的直流电压与交流电压分别为:

$$U_{dc} = (m - \alpha)NU_c \quad (3)$$

$$U_o = \frac{(m + \alpha)}{2}NU_c \quad (4)$$

假设全桥型 MMC 的直流电流为  $I_{dc}$ 。变流器正常运行时损耗较小,因此忽略其损耗,由直流侧与交流侧功率相等可知:

$$U_{dc}I_{dc} = \frac{3}{2}U_oI_o\cos\varphi \quad (5)$$

式中, $\varphi$  为功率因数角。将式(3)、式(4)代入式(5)得到全桥型 MMC 的直流电流为:

$$I_{dc} = \frac{3}{4}kI_o\cos\varphi \quad (6)$$

式中

$$k = \frac{m + \alpha}{m - \alpha} \quad (7)$$

根据式(1)~式(7)可知,当全桥型 MMC 的桥臂参考电压存在负电压时,其交直流电压和交直流电流不仅与调制比有关,还受到桥臂参考电压负电压大小的影响。

### 3 全桥型 MMC 的环流自抑制设计方法

图4的全桥型 MMC 与传统的桥臂参考电压始终为正的 MMC 类似,在稳态运行过程中,其桥臂电流也由直流电流、基频交流电流和偶次的谐波环流组成。以 A 相为例,假设其上、下桥臂电流分别为  $i_{au}$  和  $i_{al}$ ,得到:

$$i_{au} = \frac{kI_o}{4}\cos\varphi + \frac{I_o}{2}\cos(\omega t - \varphi) + i_c \quad (8)$$

$$i_{al} = \frac{kI_o}{4}\cos\varphi - \frac{I_o}{2}\cos(\omega t - \varphi) + i_c \quad (9)$$

式中,  $i_c$  为桥臂电流中的偶次谐波环流,其幅值和相位分别为  $I_{2nf}$  和  $\varphi_{2nf}$ ,表达式为:

$$i_c = \sum_{n=1}^{\infty} I_{2nf}\cos(2n\omega t + \varphi_{2nf}) \quad (10)$$

根据图4可知,全桥型 MMC 的桥臂参考电压也是由直流电压与交流电压叠加而成,因此,其上、下桥臂的等效开关函数  $S_{au}$ 、 $S_{al}$  可以表示为:

$$u_{Cau} = U_c + \frac{m-\alpha}{2C} \left\{ -\frac{k^2 I_o \cos\varphi}{4\omega^2} \sin\omega t + \frac{I_o}{2\omega} \sin(\omega t - \varphi) - \frac{kI_o}{8\omega} \sin(2\omega t - \varphi) + \sum_{n=1}^{\infty} \left[ \frac{I_{2nf}}{2n\omega} \sin(2n\omega t + \varphi_{2nf}) - \frac{kI_{2nf}}{2(2n+1)\omega} \sin((2n+1)\omega t + \varphi_{2nf}) - \frac{kI_{2nf}}{2(2n-1)\omega} \sin((2n-1)\omega t + \varphi_{2nf}) \right] \right\} \quad (15)$$

$$u_{Cal} = U_c + \frac{m-\alpha}{2C} \left\{ \frac{k^2 I_o \cos\varphi}{4\omega^2} \sin\omega t - \frac{I_o}{2\omega} \sin(\omega t - \varphi) - \frac{kI_o}{8\omega} \sin(2\omega t - \varphi) + \sum_{n=1}^{\infty} \left[ \frac{I_{2nf}}{2n\omega} \sin(2n\omega t + \varphi_{2nf}) + \frac{kI_{2nf}}{2(2n+1)\omega} \sin((2n+1)\omega t + \varphi_{2nf}) - \frac{kI_{2nf}}{2(2n-1)\omega} \sin((2n-1)\omega t + \varphi_{2nf}) \right] \right\} \quad (16)$$

忽略桥臂等效电阻的影响,假设全桥型 MMC 的桥臂电感为  $L$ ,对 A 相上、下桥臂和直流侧应用基尔霍夫电压定律(KVL),得到:

$$NS_{au}u_{Cau} + NS_{al}u_{Cal} + 2L \frac{di_c}{dt} = U_{dc} \quad (17)$$

假设全桥型 MMC 不同频率的桥臂电流相互独立,即忽略不同频率成分的桥臂电流由于等效开关函数的作用而产生的影响。将式(7)、式(10)~式(12)、式(15)和式(16)代入式(17),得到二倍频环流应该满足的表达式为:

$$\frac{N(m+\alpha)^3 I_o \cos\varphi}{16\omega C(m-\alpha)} \sin 2\omega t - \frac{3NI_o(m^2 - \alpha^2)}{16\omega C} \sin(2\omega t - \varphi) = \left[ 4\omega L - \frac{N(5m^2 + 5\alpha^2 - 2m\alpha)}{12\omega C} \right] I_{2f} \sin(2\omega t + \varphi_{2f}) \quad (18)$$

由式(18)可以计算得到全桥型 MMC 的二倍频环流的幅值为:

$$S_{au} = \frac{U_{dc}/2 - U_o \cos\omega t}{NU_c} = \frac{m-\alpha}{2}(1 - k\cos\omega t) \quad (11)$$

$$S_{al} = \frac{U_{dc}/2 + U_o \cos\omega t}{NU_c} = \frac{m-\alpha}{2}(1 + k\cos\omega t) \quad (12)$$

假设全桥型 MMC 的所有子模块电容电压均一致,则对于任意一个子模块,其电容电压的瞬时值为:

$$u_{Cau} = U_c + \frac{1}{C} \int S_{au} i_{au} dt \quad (13)$$

$$u_{Cal} = U_c + \frac{1}{C} \int S_{al} i_{al} dt \quad (14)$$

式中,  $u_{Cau}$  和  $u_{Cal}$  分别为 A 相上、下桥臂任意一个子模块电容电压的瞬时值;  $C$  为子模块电容。

将式(8)~式(12)代入式(13)和式(14),分别得到子模块电容电压瞬时值的表达式:

$$I_{2f} = \frac{\sqrt{I_1^2 + I_2^2}}{4\omega L - \frac{N(5m^2 + 5\alpha^2 - 2m\alpha)}{12\omega C}} \quad (19)$$

式中

$$I_1 = \frac{N(m+\alpha)^3 I_o \cos\varphi}{16\omega C(m-\alpha)} - \frac{3NI_o(m^2 - \alpha^2) \cos\varphi}{16\omega C} \quad (20)$$

$$I_2 = \frac{3NI_o(m^2 - \alpha^2) \sin\varphi}{16\omega C} \quad (21)$$

在实际的柔性高压直流输电系统中,换流器绝大多数情况都运行于单位功率因数条件下,即使存在无功,其功率因数一般都较大。以中国云南电网与南方电网主网  $\pm 350\text{kV}/1000\text{MW}$  鲁西背靠背直流异步联网工程为例,其额定有功和无功分别为  $1000\text{MW}$  和  $300\text{MVar}$ 。在额定工况下,变流器的功率因数约为  $0.96$ ,因此可以忽略式(21)中与无功有关的项,即全桥型 MMC 的二倍频环流的幅值几乎



完全由  $I_1$  决定。另外,当调制比  $m$  与变量  $\alpha$  满足一定的关系时能够使得  $I_1 = 0$ ,即全桥型 MMC 的桥臂电流中不存在二倍频环流,因此令  $I_1 = 0$ ,得到:

$$\alpha = \frac{\sqrt{3}-1}{\sqrt{3}+1}m$$

(22)

由式(22)可知,当变量  $\alpha$  和调制比  $m$  满足  $\alpha = 0.268m$  时,运行于单位功率因数条件下的全桥型 MMC 环流中的二倍频分量几乎被完全抑制,桥臂电流中仅包含直流电流和基频交流电流。这在一定程度上降低了全桥型 MMC 控制系统的设计难度,在不需要额外施加控制的条件下减少了系统损耗和子模块电容电压波动。由式(19)可知,与半桥型 MMC 类似,全桥型 MMC 的二倍频环流也存在谐振点。因此,为了避免谐振现象对系统造成的影响,全桥型 MMC 的桥臂电感与模块电容应该满足的条件为:

$$LC > \frac{(5m^2 + 5\alpha^2 - 2m\alpha)N}{48\omega^2}$$

(23)

4 仿真结果

为了验证本文关于全桥型 MMC 环流特性分析的正确性及所提出的环流自抑制方法的有效性。在 PSIM 中搭建了全桥型 MMC 的仿真模型,其主电路参数见表 1。为了在不影响仿真精度的情况下尽量提高仿真速度,采用了文献[29]所述的基于戴维南等效电路的 MMC 快速仿真方法。根据表 1 的数据可知,全桥型 MMC 的调制比为 0.9,代入式(22)计算得到变量  $\alpha$  的值为 0.24。

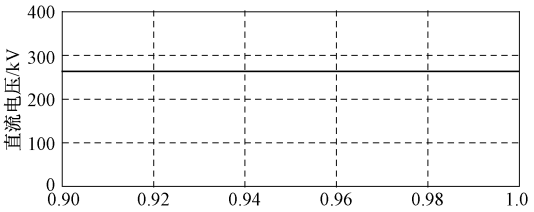
表 1 全桥型 MMC 的主电路参数

Tab. 1 Main circuit parameters of FB-MMC

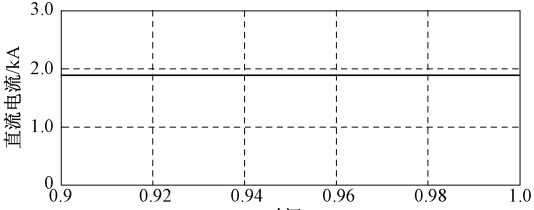
参数	数值
额定容量/MW	500
直流电压/kV	264
交流线电压/kV	280
桥臂子模块个数	250
子模块电容/mF	10
桥臂电感/mH	75
子模块电容电压平均值/kV	1.6

全桥型 MMC 额定工况下稳态运行的仿真结果如图 5 所示。系统传输功率为 500MW,其直流电压和直流电流的波形分别如图 5 (a) 和图 5(b) 所示,其中,直流电压为 264kV,直流电流约为 1900A。交流电流波形如图 5 (c) 所示,幅值约为 1500A。全桥型 MMC 的 A 相上、下桥臂电流以及 A 相环流波形

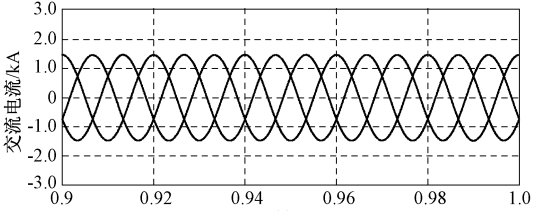
如图 5 (d) 所示,可以看出,上、下桥臂电流主要含有直流分量和基频交流分量,几乎不含有二倍频分量;环流中的二倍频分量很小,幅值不到 20A,与第 3 节的分析一致。另外,图 5 (d) 环流中少量的二倍频波动主要是由于交流侧电流中含有少量的三倍频谐波电流,此部分电流与桥臂等效开关函数作用会产生少量的二倍频环流。A 相上、下桥臂子模块电容平均电压如图 5 (e) 所示,其最大值与最小值分别为 1650V 和 1530V。



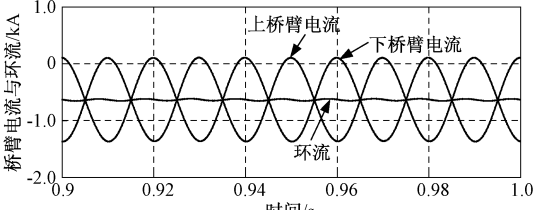
(a) 直流电压



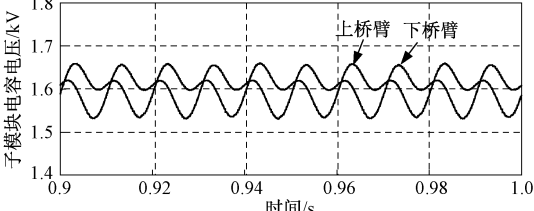
(b) 直流电流



(c) 交流电流



(d) 桥臂电流与环流



(e) 子模块电容电压

图 5 全桥型 MMC 额定工况下稳态运行仿真波形  
Fig. 5 Steady-state simulation waveforms of FB-MMC under rated conditions

5 实验验证

为了验证本文所提出的全桥型 MMC 环流自抑制方法的正确性,在 MMC 实验平台(如图 6 所示)上进行了实验验证。其中,图 6 (a)为全桥型 MMC 背靠背实验平台,图 6 (b)为其中的一个桥臂。实验参数见表 2。

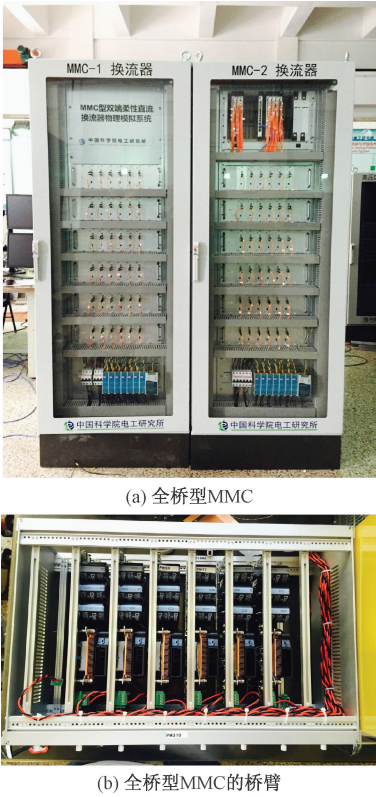


图 6 全桥型 MMC 实验平台

Fig.6 Experimental platform of FB-MMC

表 2 实验参数

Tab.2 Experimental parameters

参数	数值
额定容量/kW	11
直流电压/V	370
交流线电压/V	380
桥臂子模块个数	6
子模块电容/mF	6.56
桥臂电感/mH	4
子模块电容电压平均值/V	100

全桥型 MMC 额定工况下稳态运行的实验波形如图 7 所示。由图 7 (a)可知,直流电压约为 368V,交流电流幅值约为 24A。图 7 (b)为子模块电压和直流电流。全桥型 MMC A 相上、下桥臂电流波形如图 7 (c)所示,由图 7 (c)可知,全桥型 MMC 环流

中的二倍频分量很小。含有直流偏置的环流如图 7 (d)所示,环流中几乎只含有直流分量。

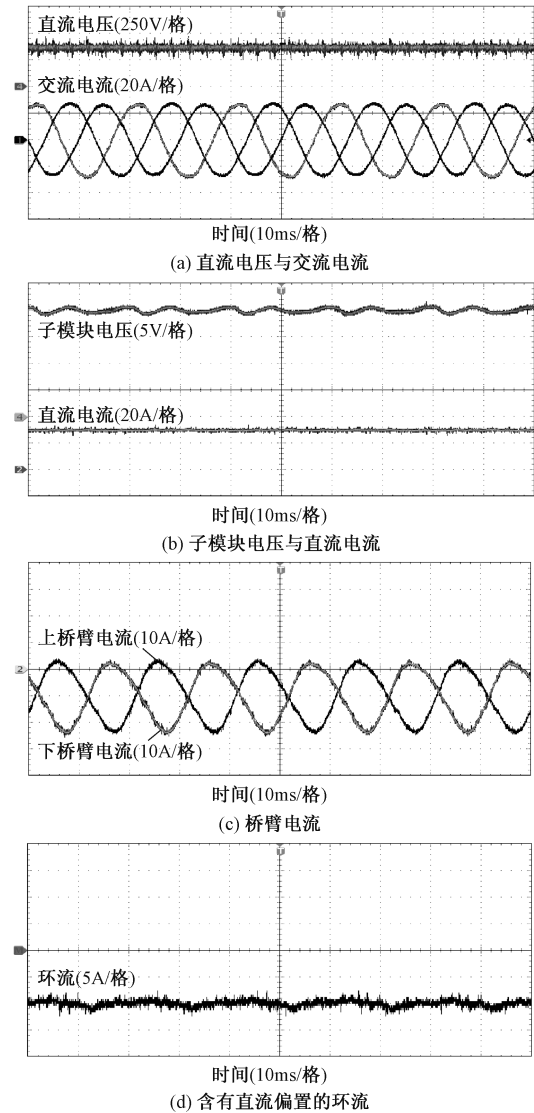


图 7 全桥型 MMC 额定工况下稳态运行实验波形

Fig.7 Steady-state experimental waveforms under rated conditions

6 结论

本文分析了桥臂参考电压存在负电压的全桥型 MMC 的环流特性,并求出了此种工况下全桥型 MMC 环流的解析表达式。分析表明,当全桥型 MMC 桥臂参考电压的负电压与桥臂能够输出的最大电压的比值  $\alpha$  满足  $\alpha = 0.268m$  时,全桥型 MMC 的环流中以二倍频为主的偶次谐波分量即能得到抑制,同时给出了此种工况下全桥型 MMC 桥臂电感和子模块电容的设计原则。最后,通过仿真和实验验证了本文所提出的环流自抑制方法的有效性。

## 参考文献 (References):

- [1] 杨立敏, 李耀华, 王平, 等 (Yang Limin, Li Yaohua, Wang Ping, et al.). 适用于  $\pm 500\text{kV}/3000\text{MW}$  输电换流器的电路拓扑损耗特性研究 (Research on loss characteristics of topologies for  $\pm 500\text{kV}/3000\text{MW}$  VSC-HVDC converters) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2017, 36 (6): 5051-5062.
- [2] 汤广福, 罗湘, 魏晓光 (Tang Guangfu, Luo Xiang, Wei Xiaoguang). 多端直流输电与直流电网技术 (Multi-terminal HVDC and DC-grid technology) [J]. 中国电机工程学报 (Proceedings of the CSEE), 2013, 33 (10): 8-17.
- [3] Lesnicar A, Marquardt R. An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range [A]. 2003 IEEE Bologna Power Tech Conference Proceedings [C]. Bologna, Italy, 2003. 1-6.
- [4] Debnath S, Qin J, Bahrani B, et al. Operation, control, and applications of the modular multilevel converter: A review [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30 (1): 37-53.
- [5] Nami A, Liang J, Dijkhuizen F, et al. Modular multilevel converters for HVDC applications: Review on converter cells and functionalities [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30 (10): 18-36.
- [6] Perez M A, Rodriguez J, Fuentes E J, et al. Predictive control of AC-AC modular multilevel converters [J]. IEEE Transactions on Industry Electronics, 2012, 59 (7): 2832-2839.
- [7] Peralta J, Saad H, Denetiere S, et al. Detailed and averaged models for a 401-level MMC-HVDC system [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2012, 27 (10): 1501-1508.
- [8] Li X, Song Q, Liu W, et al. Protection of nonpermanent faults on DC overhead lines in MMC based HVDC systems [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2013, 28 (1): 483-490.
- [9] Meyer C, Kowal M, de Doncker R W. Circuit breaker concepts for future high-power DC-applications [A]. Proceedings of 40th Industrial Application Society Annual Conference [C]. 2005. 2: 860-866.
- [10] Candelaria J, Park J-D. VSC-HVDC system protection: A review of current methods [A]. IEEE/PES Power Systems Conference and Exposition [C]. 2011. 1-7.
- [11] Marquardt R. Modular multilevel converter topologies with DC-short circuit current limitation [A]. 8th International Conference on Power Electronics - ECCE Asia [C]. 2011. 1425-1431.
- [12] Adam G P, Davidson I E. Robust and generic control of full-bridge modular multilevel converter high-voltage DC transmission systems [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2015, 30 (6): 2468-2476.
- [13] 罗永捷, 李耀华, 李子欣, 等 (Luo Yongjie, Li Yaohua, Li Zixin, et al.). 全桥型 MMC-HVDC 直流短路故障穿越控制保护策略 (DC short circuit fault ride-through control strategy of full-bridge MMC-HVDC systems) [J]. 中国电机工程学报 (Proceedings of the CSEE), 2016, 36 (7): 1933-1943.
- [14] 薛英林, 徐政 (Xue Yinglin, Xu Zheng). C-MMC 直流短路故障穿越机理及改进拓扑方案 (DC fault ride-through mechanism and improved topology scheme of C-MMC) [J]. 中国电机工程学报 (Proceedings of the CSEE), 2013, 33 (21): 63-70.
- [15] Qin J, Saeedifard M, Rockhill A, et al. Hybrid design of modular multilevel converters for HVDC systems based on various submodule circuits [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2015, 30 (1): 385-394.
- [16] Yu X, Wei Y, Jiang Q, et al. A novel hybrid-arm bipolar MMC topology with fault ride-through capability [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2016, 31 (4): 2720-2729.
- [17] Zeng R, Xu L, Yao L, et al. Design and operation of a hybrid modular multilevel converter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30 (3): 1137-1146.
- [18] Cui S, Sul S. A comprehensive DC short circuit fault ride through strategy of hybrid modular multilevel converters (MMCs) for overhead line transmission [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31 (11): 7780-7796.
- [19] Antonopoulos A, Angquist L, Nee H-P. On dynamics and voltage control of the modular multilevel converter [A]. European Power Electronics and Applications Conference (EPE) [C]. Barcelona, Spain, 2009. 1-10.
- [20] Hagiwara M, Akagi H. Control and experiment of pulse width modulated modular multilevel converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24 (7): 1737-1746.
- [21] Chu Z, Li Y, Wang P, et al. A novel circulating current suppressing method of modular multilevel converter [A]. IEEE Conference and Expo Transportation Electrification Asia Pacific (ITEC Asia-Pacific) [C]. Beijing, China, 2014. 1-5.
- [22] Ilves K, Antonopoulos A, Norrga S, et al. Steady-state analysis of interaction between harmonic components of arm

- and line quantities of modular multilevel converter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27 (1): 57-68.
- [23] 周月宾, 江道灼, 郭捷, 等 (Zhou Yuebin, Jiang Daozhuo, Guo Jie, et al.). 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 (Analysis of submodule capacitor voltage ripples and circulating currents in modular multilevel converters) [J]. 中国电机工程学报 (Proceedings of the CSEE), 2012, 32 (24): 8-14.
- [24] Tu Q, Xu Z, Xu L. Reduced switching-frequency modulation and circulating current suppression for modular multilevel converters [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2011, 26 (3): 2009-2017.
- [25] Li Z, Wang P, Chu Z. An inner current suppressing method for modular multilevel converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28 (11): 4873-4879.
- [26] Angquist L, Antonopoulos L, Siemaszko D, et al. Open-loop control of modular multilevel converters using estimation of stored energy [J]. IEEE Transactions on Industrial Applications, 2011, 47 (6): 2516-2524.
- [27] 赵聪, 李耀华, 李子欣, 等 (Zhao Cong, Li Yaohua, Li Zixin, et al.). 模块化多电平变流器开环环流抑制策略的渐进稳定性分析 (Asymptotic stability analysis of open-loop circulating current suppression of modular multilevel converter) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2016, 35 (10): 1-8.
- [28] Bahrani B, Debnath S, Saeedifard M. Circulating current suppression of the modular multilevel converter in a double-frequency rotating reference frame [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31 (1): 783-792.
- [29] Gnanarathna U, Gole A, Jayasinghe R. Efficient modeling of modular multilevel HVDC converters (MMC) on electromagnetic transient simulation programs [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2011, 26 (1): 316-324.

## Circulating current characteristics analysis and self-suppression method of full-bridge modular multilevel converter

ZHAO Cong<sup>1,2</sup>, LEI Ming<sup>1,2</sup>, LI Zi-xin<sup>1,2</sup>, WANG Ping<sup>1,2</sup>, LI Yao-hua<sup>1,2</sup>

- (1. Key laboratory of Power Electronics and Electrical Drive, Institute of Electrical Engineering, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China;
2. University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China)

**Abstract:** Conventional half-bridge submodule (HBSM) based modular multilevel converter (MMC) lacks of DC short circuit faults handling capability and its application is restricted for over-head line voltage source converter based high voltage direct current (VSC-HVDC) occasions. Full-bridge SM (FBSM) based MMC (FB-MMC), which can provide fault ride through capability, attracts extensive research. The operation principle of the FB-MMC is analyzed with negative voltage state in arm reference voltage, based on which the analytic expression of the circulating current is derived. Then, the parameter design method is proposed for the purpose of achieving circulating current self-suppression. Finally, the correctness of the theoretical analysis and the effectiveness of the proposed method are both verified by simulation and experimental results.

**Key words:** modular multilevel converter; full-bridge submodule; circulating current self-suppression