

DOI: 10.13234/j.issn.2095-2805.2024.1.74

中图分类号: TM46

文献标志码: A

一种增加辅助子模块的 MMC 改进混合调制控制策略

杨光源¹, 周诗嘉², 彭光强¹, 武霁阳¹, 辛清明², 许树楷²

(1. 中国南方电网超高压输电公司检修试验中心, 广州 510663; 2. 南方电网科学研究院有限责任公司, 广州 510080)

摘要: 传统的最近电平逼近调制 NLM (nearest level modulation) 具有控制简单, 开关频率低的显著优势, 但在输出电平数较少时, 采用 NLM 调制的模块化多电平换流器 MMC (modular multilevel converter) 输出波形谐波畸变率较大。在传统三相六桥臂 MMC 拓扑的各桥臂中增加 1 个全桥结构的辅助子模块, 控制该辅助子模块的电容电压为半桥子模块的一半。针对该 MMC 拓扑, 提出了一种改进的混合调制策略, 该混合调制策略可以实现半桥和辅助子模块的平衡控制。在降低 MMC 交流侧输出电流的谐波畸变率同时, 还可以降低全桥子模块的开关频率和系统损耗。在 Matlab/Simulink 中搭建了详细的仿真模型, 仿真结果验证了所提 MMC 拓扑和改进混合调制策略的有效性。

关键词: 模块化多电平变流器; 混合调制; 平衡控制; 降频控制

Improved Hybrid Modulation Strategy for MMC with Auxiliary Sub-modules

YANG Guangyuan¹, ZHOU Shijia², PENG Guangqiang¹, WU Jiyang¹, XIN Qingming², XU Shukai²

(1. Maintenance & Test Center, China Southern Power Grid EHV Power Transmission Company, Guangzhou 510663, China; 2. China Southern Power Grid Research Institute Co., Ltd., Guangzhou 510080, China)

Abstract: The traditional nearest level modulation (NLM) has advantages of simple control and low switching frequency. However, when the number of output levels is small, the harmonic distortion rate of output waveform from a modular multilevel converter (MMC) under the NLM modulation will be large. In this paper, a full-bridge auxiliary sub-module is added to each arm of the traditional three-phase six-leg MMC topology, and the capacitance voltage of the auxiliary sub-module is half of that of the half-bridge sub-module. Aimed at this MMC topology, an improved hybrid modulation strategy is proposed, which can realize the balance control of half-bridge and auxiliary sub-module, reduce the harmonic distortion rate of MMC AC-side output current, and reduce the switching frequency and system loss of the full-bridge sub-module. A detailed simulation model is built in MATLAB/Simulink, and simulation results verify the effectiveness of the proposed MMC topology and the improved hybrid modulation strategy.

Keywords: Modular multilevel converter (MMC); hybrid modulation; balance control; frequency reduction control

相比于传统的两电平和三电平换流器, 模块化多电平换流器 MMC (modular multilevel converter) 因

其具有电压等级高、可靠性高和输出波形优良等技术优势, 在高压电力传动和柔性直流输电等大功率场合被广泛运用^[1-4]。

收稿日期: 2021-01-13; 修回日期: 2021-02-28; 录用日期: 2021-03-30; 网络首发日期: 2021-08-25

基金项目: 南方电网科技资助项目 (ZBKJXM20180560); 国家自然科学基金资助项目 (51977070)

This work is supported by Science and Technology Projects of China Southern Power Grid under the grant ZBKJXM20180560; National Natural Science Foundation of China under the grant 51977070

近年来, 国内外学者对于 MMC 的研究主要集中在系统结构^[5-6]、改进调制策略和均压控制方法^[7-8]及环流抑制^[9]等方面。现行的主流 MMC 子模块采用的都是半桥式结构, 具有成本低和控制简单的优点。为了使 MMC 能够具有直流故障电流抑制能力, 在提出半桥 MMC 结构的基础上, Marquardt 教授又提

出了全桥子模块 FBSM(full-bridge sub-module)和箝位双子模块 CDSM(clamping double sub-module)的新型子模块拓扑^[10-11]。

MMC 作为目前直流输电主流的变流器拓扑,其输出波形会对输电产生重要影响。传统 MMC 每个桥臂串联 N 个半桥子模块,每当投切一个子模块,其电压跳变恰为一个子模块电容电压。当子模块个数较少时,MMC 输出电平数量减少,输出波形谐波畸变率较高。针对这种情况,如果在传统半桥 MMC 中串入全桥子模块,控制其电容电压为半桥子模块的 $1/2$,就可以将电容电压的跳变减小,输出电流谐波畸变率就会随之降低。

由于新的 MMC 拓扑中的子模块含有半桥和全桥两种结构,且全桥子模块的电容电压要控制为半桥子模块的 $1/2$,这容易造成不同子模块间的能量失衡,因此需要对 MMC 的子模块电容电压平衡策略进行重新设计^[2]。文献[12]和文献[13]提出了一种改进的载波移相调制方法,可以对 MMC 输出波形进行优化,但是该方法不适用于中高压场合,而且由于采用载波调制,系统需要增加 PI 控制器维持子模块电容电压的平衡,且载波移相调制对 IGBT 的开关能力要求较高。文献[14]提出一种改进的混合调制方法,通过增加一个全桥子模块,可以将 MMC 电平数增加一倍,降低 MMC 输出波形的谐波畸变率,但是由于全桥子模块采用载波控制,其开关频率会大幅提高,从而导致系统的开关损耗也有所提高。

因此,本文在文献[14]的基础上,对其混合调制策略进行改进,增加一个全桥子模块调制信号的调节量,使得桥臂串入的全桥子模块的电容电压更容易平衡。

此外,本文在尽可能降低输出电流谐波畸变率的前提下,通过减少全桥子模块的投入时间,降低全桥子模块的开关频率,并给出了两者之间的动态关系。

最后,通过 Matlab/Simulink 软件搭建仿真模型验证改进型混合调制策略应用于本文 MMC 拓扑的可行性和有效性。

1 改进型 MMC 拓扑结构和工作原理

传统三相 MMC 的拓扑结构中,每个桥臂由 N 个子模块串联而成,子模块采用半桥结构,每相有上、下两个桥臂。当半桥子模块中上桥臂 IGBT 或其并联二极管导通时,该子模块处于投入状态,输出电压为电容电压;当半桥子模块中下桥臂 IGBT 或其并联二极管导通时,该子模块处于切除状态,输出电压为零。子模块的充放电与流入子模块电流的方向有关。假定直流侧电压为 U_{dc} ,那么半桥子模块的电容电压 U_c 可以表示为

$$U_c = U_{dc} / N \quad (1)$$

图 1 所示为本文采用的 MMC 拓扑结构,其中, HBSM 为半桥子模块, FBSM 为全桥子模块, L_0 为桥臂电感, C 为子模块电容,直流侧电压为 U_{dc} ,全桥子模块的电容电压值为半桥子模块的 $1/2$ 。

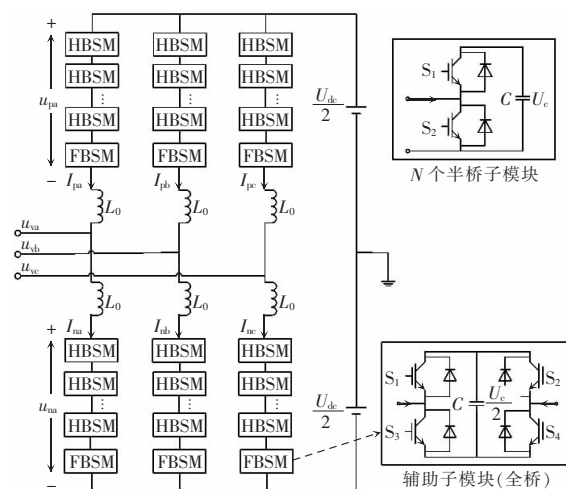


图 1 改进型 MMC 拓扑结构

Fig. 1 Topology of improved MMC

正常运行状态下的半桥子模块有 2 种工作状态： $U_c, 0$ 。由于半桥子模块较为常见,其工作状态这里不作过多阐述。正常运行状态下的全桥子模块有 3 种工作状态： $U_c, 0, -U_c$ 。如表 1 所示,假定全桥子模块的四个开关器件的开关状态分别为 S_1, S_2, S_3, S_4, S_1 和 S_3 互补导通, S_2 和 S_4 互补导通,“1”表示器件导通,“0”表示器件断开。以 $1/2$ 全桥子模块为例,全桥子模块具体的工作状态如表 1 所示。

表 1 全桥子模块工作状态

Tab. 1 Operation states of full-bridge sub-module

模式	T ₁	T ₂	T ₃	T ₄	i_{sm}	U_{sm}	电容状态
1	1	0	0	1	>0	U_c^+	投入充电
2	1	0	0	1	<0	U_c^+	投入放电
3	0	1	1	0	>0	$-U_c^+$	投入放电
4	0	1	1	0	<0	$-U_c^+$	投入充电
5	1	1	0	0	—	0	切除
6	0	0	1	1	—	0	切除
闭锁	0	0	0	0	—	—	—

由于 1/2 辅助子模块的电容电压值为半桥子模块的 1/2, 所以 1/2 辅助子模块的电容电压 U_c^+ 可表示为

$$U_c^+ = U_c / 2 = U_{dc} / 2N \quad (2)$$

2 改进型 MMC 数学模型

根据图 1 可以看出, 由于每个桥臂的各器件的参数和工作原理都完全相同且对称, 那么对于三相改进型 MMC 的数学建模可以用其中一相来分析。以 A 相为例, 单相改进型 MMC 的等效拓扑如图 2 所示。

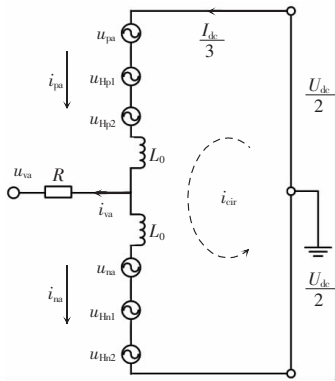


图 2 单相改进 MMC 拓扑

Fig. 2 Topology of single-phase improved MMC

图中: u_{pn} 和 u_{hp} 分别为上桥臂半桥和 1/2 辅助子模块的等效电压源电压; i_{pn} 为上桥臂的电流; u_{nn} 和 u_{hn} 分别为下桥臂半桥和 1/2 辅助子模块的等效电压源电压; i_{nn} 为下桥臂的电流; L_0 为桥臂电感值; R 为负载侧电阻; i_{cir} 为桥臂和直流侧之间的环流。

根据文献[15], 结合图 2 的等效电路图, 在不考

虑系统环流和电抗间的互感情况下, 根据基尔霍夫电压定律可得

$$u_{Hp1} = U_{dc} / 2 - u_{va} - u_{pn} \quad (3)$$

$$u_{Hn1} = U_{dc} / 2 - u_{va} - u_{nn} \quad (4)$$

针对本文调制策略, 上、下桥臂的半桥子模块投入子模块的电容电压之和始终保持为 $N \cdot U_c$, 上、下桥臂 1/2 全桥子模块输出电压之和始终保持为 0, 因此有

$$u_{pn} + u_{nn} = NU_c \quad (5)$$

$$u_{Hp1} + u_{Hn1} = 0 \quad (6)$$

结合式(4)~式(7)可得, 上、下桥臂 1/2 辅助子模块的参考电压为

$$u_{Hp1,ref} = U_{dc} / 2 - u_{va} - u_{pn} = U_{dc} / 2 - u_{va} - n_{pn} U_c \quad (7)$$

$$u_{Hn1,ref} = U_{dc} / 2 - u_{va} - u_{nn} = U_{dc} / 2 - u_{va} - n_{nn} U_c \quad (8)$$

式中, n_{pn} 和 n_{nn} 分别为上、下桥臂投入子模块的个数。

由于 1/2 辅助子模块的电容电压为半桥子模块的 1/2, 在计算需要投入的子模块个数时, $u_{Hp1,pwm}$ 和 $u_{Hn1,pwm}$ 除以半桥子模块电容电压, 即 1/2 辅助子模块参考投入个数的取值范围是 0~1/2, 这为后文 1/2 辅助子模块投切时投切区段的划分提供了理论依据。

3 改进型 MMC 的调制策略

根据上述分析, 本文的 MMC 拓扑中每个桥臂均含有两种类型的子模块, 且要将全桥子模块的电容电压控制为半桥子模块的 1/2。如果采用传统的 NLM 调制方法, 根据文献[14]可知, 半桥子模块和全桥子模块的充放电会出现能量失衡, 进而导致 MMC 系统无法正常运行^[13]。为了平衡新的 MMC 拓扑中不同子模块充放电的均衡, 需要对原有的 MMC 平衡控制策略进行改进, 使得系统的能量守恒。

3.1 半桥子模块的平衡控制策略

对于半桥子模块的控制, 采用传统的 NLM 控制策略, 取整函数采用去尾的 $\text{floor}(n)$ 函数, 其调制策略的流程如图 3 所示。

3.2 1/2 辅助子模块的平衡控制策略

记经 $\text{floor}(n)$ 函数前后子模块个数的差值为 t ,

即 $t=n-\text{floor}(n)$ 。为了实现辅助子模块的稳压控制,应使得每一时刻辅助子模块的电容电压之和尽可能的接近于 $t \cdot U_c$ 。假定每一时刻需要额外投入 a 个半桥子模块, $1/2$ 辅助子模块的开关状态记为 K_{pwm} , 则辅助子模块的稳压控制可以表示为

$$aU_c + K_{\text{pwm}}U_c/2 = tU_c \quad (9)$$

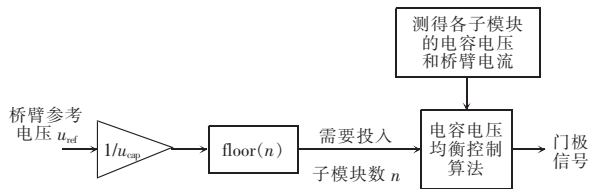


图 3 NLM 调制流程

Fig. 3 Flow chart of NLM modulation

图 4 所示即为本文所提 MMC 拓扑平衡控制策略的整体流程。根据图 4 可以看出,全桥子模块的投切取决于差值 t 的取值范围, 根据 t 是否为整数可分为以下两种情况:

- (1) 如果 $t=0$, 说明此时不需要投入全桥子模块, 只需根据 NLM 调制方式直接投入半桥子模块;
- (2) 如果 $0 < t < 1$, 则需要根据差值 t 的大小、电容的充放电特性以及桥臂电流的方向来进行全桥子模块的投切, 具体方法如下。

以流过桥臂电流的方向为正, 即 $i > 0$ 为例, 假定需要额外投入的半桥子模块输出 U_c 和 0 时分别表示为“1”和“0”, $1/2$ 辅助子模块的开关状态分别为“PWM”和“-PWM”。考虑桥臂电流 i 的方向、投入个数的差值 t 的取值范围, 可以将 $1/2$ 辅助子模块的输出状态在表 2 中表示出来, 同理可以得到 $i < 0$ 的情况。

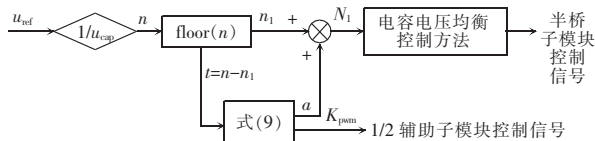


图 4 改进型 MMC 拓扑平衡控制

Fig. 4 Topology of improved MMC under balance control

1) 当 $0 < t \leq 1/2$ 时

此时全桥子模块需要投入的电压在 $0 \sim U_c/2$ 之间, 而 $1/2$ 辅助子模块的电容电压为 $U_c/2$ 。因此, 通

过调节 PWM 参考波的大小控制 $1/2$ 辅助子模块正向投入, 即可输出这个范围的电压要求, 不需额外引入未被投入的半桥子模块。此时, $1/2$ 辅助子模块输出电压为

$$u = u_{\text{Hpl}} = K_{\text{pwm}}U_c \quad (10)$$

表 2 $1/2$ 辅助子模块的输出状态

Tab. 2 Output status of $1/2$ auxiliary sub-module

t	$1/2$ 辅助子模块	半桥子模块
0	0	0
0~1/2	PWM	0
1/2~1	-PWM	1

2) 当 $1/2 < t < 1$ 时

此时全桥子模块需要投入的电压在 $U_c/2 \sim U_c$ 之间, 而 $1/2$ 辅助子模块的电容电压为 $U_c/2$ 。因此, 只通过正向投入 $1/2$ 辅助子模块无法输出这个范围的电压要求, 需额外引入未被投入的半桥子模块。为了使半桥和全桥子模块之间的电容电压保持均衡, 额外引入 1 个半桥子模块后, $1/2$ 辅助子模块需要反向投入。此时, 额外投入的半桥子模块和 $1/2$ 辅助子模块等效输出电压为:

$$u = u_p + u_{\text{Hpl}} = (1 - K_{\text{pwm}})U_c \quad (11)$$

式中, u_p 为额外引入的半桥子模块的输出电压。

由于电容的充放电特性, 半桥子模块和 $1/2$ 辅助子模块的电容电压一直处于波动状态, 上述控制策略并不能完全保证 $1/2$ 辅助子模块充放电平衡。为了实现 $1/2$ 辅助子模块的平衡控制, 使得 $1/2$ 辅助子模块电容电压维持在 $U_c/2$ 附近, 可以通过调节 $1/2$ 辅助子模块的调制信号来实现, 该调节量大小记为 m 。调节量 m 的大小需要考虑每一时刻 $1/2$ 辅助子模块的电容电压实际值和标称值之间的大小关系以及上、下桥臂电流的方向, 即根据当前 $1/2$ 辅助子模块对充放电的需求来决定调节量 m 的正负。

生成 $1/2$ 辅助子模块调制信号调节量 m 的控制框图如图 5 所示, 调节量 m 的生成采用滞环控制。将调节量 m 加入即可得到上、下桥臂 $1/2$ 辅助子模块的调制信号。然后将得到的调制信号和三角载波进行比较即可生成上、下桥臂 $1/2$ 辅助子模块的 PWM 控制信号, 通过该方法可以使得 $1/2$ 辅助

子模块的电容电压维持在 $U_c/2$ 附近。

图 5 中, v_{Hpl} 和 v_{Hnl} 表示每一时刻上、下桥臂 1/2 辅助子模块电容电压的实际值。以上桥臂 1/2 辅助子模块为例, u_{Hpl} 和 v_{Hpl} 的关系可表示为

$$u_{Hpl} = S v_{Hpl} = \begin{cases} v_{Hpl} & S=1 \\ 0 & S=0 \\ -v_{Hpl} & S=-1 \end{cases} \quad (12)$$

式中, S 为上桥臂 1/2 辅助子模块的开关函数。

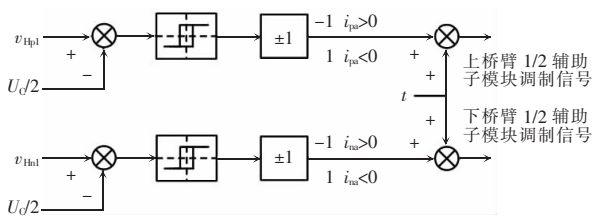


图 5 1/2 辅助子模块调制信号生成框图

Fig. 5 Block diagram of 1/2 auxiliary sub-module modulation signal generation

3.3 1/2 辅助子模块的降频策略

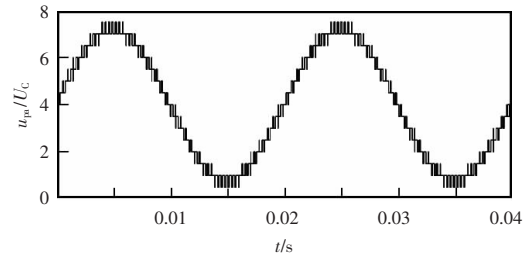
根据上一节 1/2 辅助子模块的平衡控制策略可知,在上、下桥臂半桥子模块投入或者切除的每一瞬间,都需要 1/2 辅助子模块正向或者反向参与电容电压的均衡,这样可以最大程度降低 MMC 系统输出电流的谐波畸变率。但是由于 1/2 辅助子模块采用的是载波控制,这就使得其开关频率会非常高。而开关频率的增加不但对开关器件的要求会大幅提高,而且还会造成较大的开关损耗,降低系统的输出效率。

由上述分析可知,系统输出电流的谐波畸变率和 1/2 辅助子模块的开关频率存在矛盾。因此,研究两者之间的关系,在保证 MMC 输出电流谐波畸变率满足需求的同时,尽可能的减小 1/2 辅助子模块的开关频率,对串联全桥子模块的 MMC 系统是必要的。

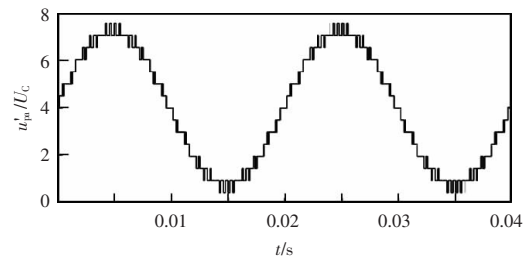
图 6(a)所示为调制度 $m=0.8$, 1/2 辅助子模块全部投入时,半桥投入子模块个数和控制全桥子模块通断的 PWM 信号之和的理论图。根据图 6 可以看出,由于加入了 1/2 辅助子模块,MMC 输出电流的电平数会增加,谐波畸变率会随之降低,但由于在每个电平跳变时,1/2 辅助子模块都会一直投切,

其开关频率会非常高。

图 6(b)所示为调制度 $m=0.8$, 1/2 辅助子模块部分投入时,半桥投入子模块个数和控制全桥子模块通断的 PWM 信号之和的理论图。与图 6(a)1/2 辅助子模块完全投入时相比,虽然输出电流的谐波畸变率有所增加,但是 1/2 辅助子模块的开关频率大幅度的降低。



(a)全桥全时间投入半桥和全桥开关信号之和



(b)全桥部分时间投入半桥和全桥开关信号之和

图 6 改进前后半桥和全桥开关信号之和理论

Fig. 6 Improved theoretical diagram of sum of front and rear half bridge and full bridge switch signals

4 仿真分析

为验证本文所提出的改进 MMC 拓扑和控制方法的可行性和有效性,在 MATLAB/Simulink 仿真平台上搭建三相 MMC 仿真,仿真参数如表 3 所示。

在半桥子模块每次投切过程中,投入全桥子模块的时间占比从 0~100%变化时,MMC 输出电流的谐波畸变率和全桥器件的平均开关频率之间的关系如图 7 所示。其中,电流 THD 与平均开关频率关系是通过仿真结果描点得到。可以看出,随着全桥子模块投入时间占比的提高,MMC 输出电流的谐波畸变率会逐渐降低,但全桥器件的平均开关频率也在大幅提高。图 8 所示为传统 NLM 控制方法下,MMC 交流侧输出电流波形、谐波频谱图和 A 相上桥

表 3 仿真参数

Tab. 3 Simulation parameters

参数	数值
桥臂半桥子模块数量/个	8
半桥子模块电容电压/kV	1.6
桥臂 1/2 辅助子模块数量/个	1
1/2 辅助子模块电容电压/kV	0.8
子模块电容/mF	6
直流侧电压/kV	12.8
电压调制度	0.8
额定容量/MW	2
桥臂电感/mH	6
控制频率/kHz	10
载波频率/kHz	10

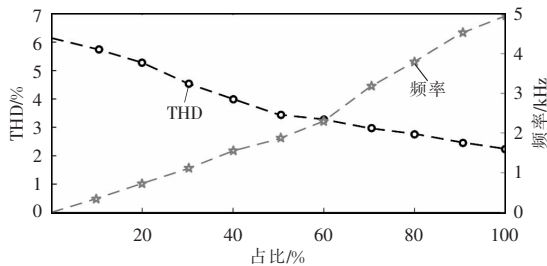
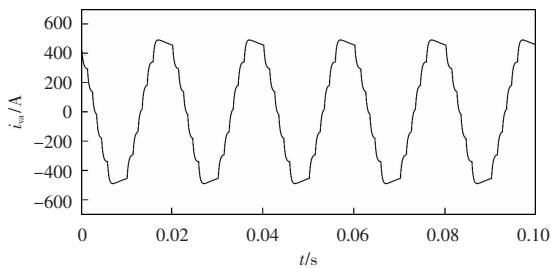
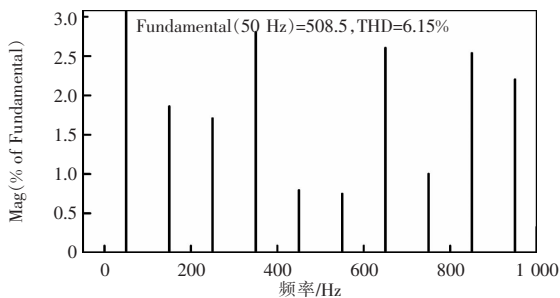


图 7 全桥不同投入时间下输出电流 THD 和全桥器件的平均开关频率

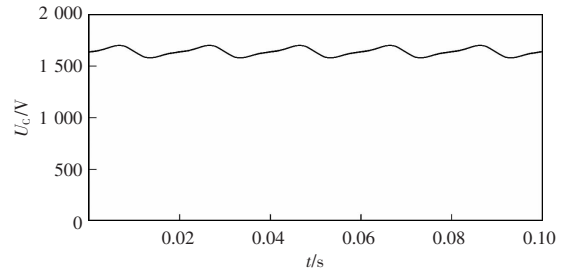
Fig. 7 Output current THD and average switching frequency of full-bridge sub-module under different operation time of full-bridge



(a) 交流侧输出电流



(b) 交流侧输出电流谐波频谱



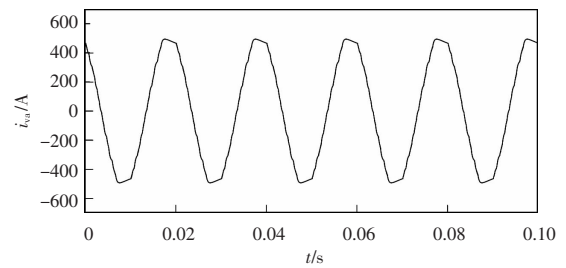
(c) 子模块电容电压

图 8 传统 NLM 调制仿真结果

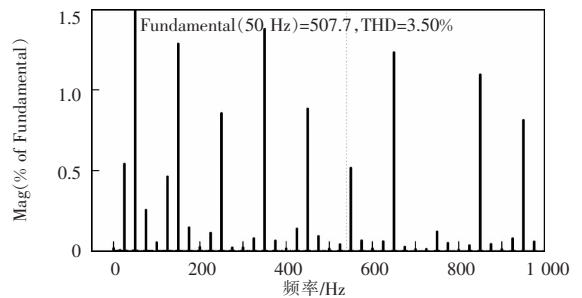
Fig. 8 Simulation results under traditional NLM modulation

臂电容电压的波形。根据仿真结果可知,基波幅值为 508.5 A,总谐波畸变率为 6.15%,子模块电容电压在 1 600 V 附近波动。

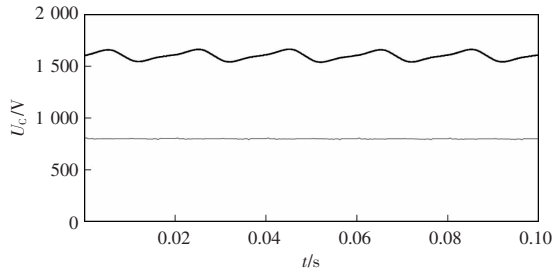
以全桥子模块投入时间的占比为 50%为例,全桥子模块仅在 $0.25 < t < 0.75$ 时投入,仿真结果如图 9 所示。根据仿真结果可知,基波幅值为 507.7 A,总谐波畸变率为 3.50%,相比于传统 MMC 降低了 43%,半桥子模块电容电压在 1 600 V 附近波动,全桥子模块电容电压在 800 V 附近波动。全桥子模块投入时间的占比为 50%时,其器件的开关频率约为 1.85 kHz;全时间投入时,其器件的开关频率约为 4.95 kHz,全时间投入时其子模块相比于全桥全时间投入降低了 63%。



(a) 交流侧输出电流



(b) 交流侧输出电流谐波频谱

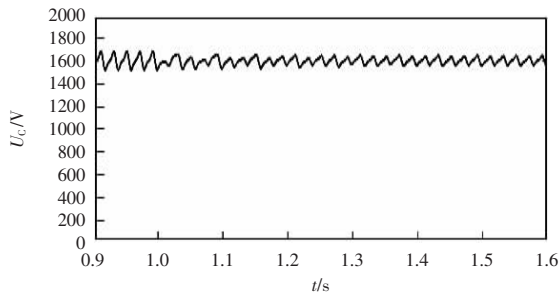
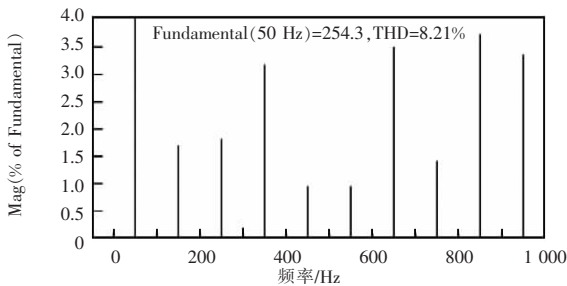
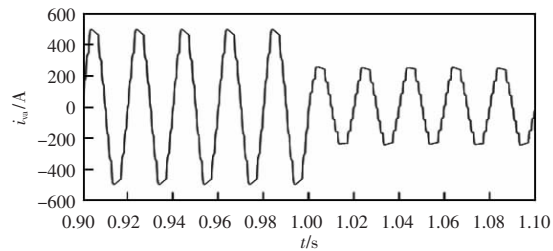


(c)子模块电容电压

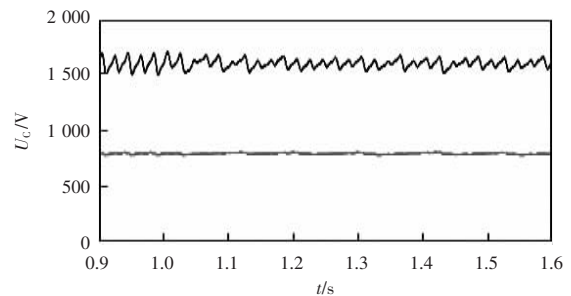
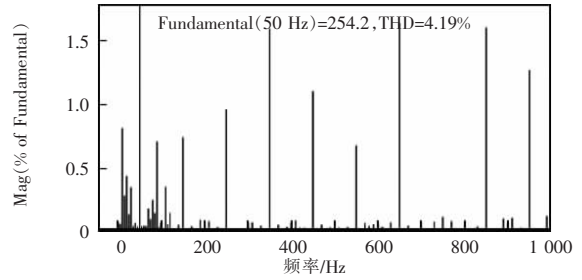
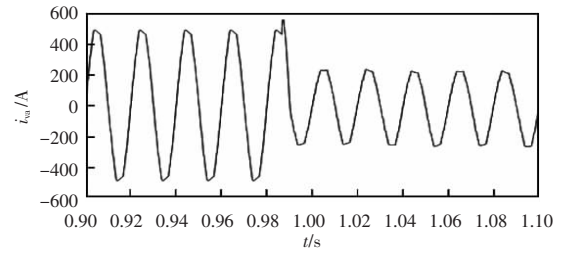
图 9 改进混合调制策略仿真结果

Fig. 9 Simulation results under improved hybrid modulation strategy

为了验证所提混合调制策略在动态工况下的性能,系统在交流侧接 $10\ \Omega$ 负载电阻达到稳定后,在 1 s 时,负载电阻突然由 $10\ \Omega$ 增加到 $20\ \Omega$,以考察系统的动态性能。采用传统控制方法,MMC 输出波形如图 10(a)所示。从图中可以看出,稳定后输出电流的基波幅值为 $254.3\ \text{A}$,谐波畸变率为 8.21% ,子模块电容电压在 $1\ 600\ \text{V}$ 附近波动。采用改进后的混合调制策略,MMC 输出波形如图 10(b)所示。



(a)传统调制策略仿真结果



(b)改进混合调制策略仿真结果

图 10 变负载情况下改进前后调制策略仿真结果

Fig. 10 Simulation results before and after improved modulation strategy under variable load

从图中可以看出,稳定后输出电流的基波幅值为 $254.2\ \text{A}$,谐波畸变率为 4.19% ,半桥子模块电容电压在 $1\ 600\ \text{V}$ 附近波动,全桥子模块电容电压在 $800\ \text{V}$ 附近波动。因此,本文所提改进混合调制策略在变功率情况下仍旧适用。

根据仿真结果可以得到,本文提出的改进混合调制策略在电流畸变率和子模块电容电压方面优于传统 NLM 控制方法,全桥器件的开关频率低于全桥子模块全时间投入时的器件的开关频率,仿真验证了本文所提控制方法的有效性。

5 结论

为了解决子模块数较少情况下,NLM 调制方式存在的电流谐波畸变率较大的问题,本文设计了一种在传统半桥 MMC 每个桥臂串联 1 个全桥子模

块的拓扑,并针对这种 MMC 拓扑提出了一种改进的混合调制策略,可以有效降低系统的谐波畸变率。通过分析输出电流谐波畸变率和 1/2 辅助子模块的动态关系,给出了一种降低全桥子模块开关频率的方法。

考虑该 MMC 拓扑在正常运行状态下,半桥和全桥子模块电容电压之间的差异,在调制策略中对 1/2 辅助子模块加入一个调节量,进一步对全桥子模块电容电压进行均衡控制,提高了输出电流的质量。

最后,在 Matlab/Simulink 中搭建了本文 MMC 拓扑的仿真模型,并对本文提出的混合调制策略进行了验证,证明了本文提出的混合调制策略和电容电压均衡控制策略的可行性和有效性。

参考文献:

- [1] 刘玉林,齐静静,李家宁,等.一种基于桥臂电流畸变及自适应观测的 MMC 子模块开路故障诊断定位方法[J].电源学报,2020,18(3):106-115.
Liu Yulin, Qi Jingjing, Li Jianing, et al. Diagnosis and location method for open-circuit fault in MMC sub-module based on bridge arm current distortion and adaptive observation [J]. Journal of Power Supply, 2020, 18(3): 106-115 (in Chinese).
- [2] 杨晓峰,郑琼林,薛尧,等.模块化多电平换流器的拓扑和工业应用综述[J].电网技术,2016,40(1):1-10.
Yang Xiaofeng, Zheng Qinglin, Xue Yao, et al. Review on topology and industry applications of modular multilevel converter [J]. Power System Technology, 2016, 40(1): 1-10 (in Chinese).
- [3] 李昊,王杰.基于虚拟同步发电机技术的改进微网下垂控制[J].电网技术,2018,33(2):11-19.
Li Hao, Wang Jie. Modified droop control based on virtual synchronous generator [J]. Power System Technology, 2018, 33(2): 11-19 (in Chinese).
- [4] 苏欣,王玥娇,施雨,等.应用于智能配电网的子模块混联 MMC-HVDC 系统配置及启动策略[J].电源学报,2018,16(2):95-103.
Su Xin, Wang Yuejiao, Shi Yu, et al. Configuration and start-up strategy of sub-module hybrid MMC-HVDC system for intelligent distribution network [J]. Journal of Power Supply, 2018, 16(2): 95-103 (in Chinese).
- [5] 高冲,汤广福,郑健超,等.一种新型模块化多电平换流阀运行试验拓扑[J].中国电机工程学报,2018,38(13):3896-3903.
Gao Chong, Tang Guangfu, Zheng Jianchao, et al. A new operational test topology for modular multilevel converter valves [J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(13): 3896-3903 (in Chinese).
- [6] Adam G P, Abdelsalam I, Fletcher J E, et al. New efficient submodule for a modular multilevel converter in multiterminal HVDC networks [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(6): 4258-4278.
- [7] Hu Pengfei, Jiang Daozhuo. A level-increased nearest level modulation method for modular multilevel converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 30(4): 1836-1842.
- [8] 屠卿瑞,徐政,郑翔,等.一种优化的模块化多电平换流器电压均衡控制方法[J].电工技术学报,2011,26(5):15-20.
Tu Qingrui, Xu Zheng, Zheng Xiang, et al. An optimized voltage balancing method for modular multilevel converter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 26(5): 15-20 (in Chinese).
- [9] Li Jinke, Konstantinou G, Wickramasinghe H R, et al. Impact of circulating current control in capacitor voltage ripples of modular multilevel converters under grid imbalances [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2017, 33(3): 1257-1267.
- [10] Marquardt R. Modular multilevel converter: An universal concept for HVDC-networks and extended DC-bus applications [C]// 2010 International Power Electronics Conference(IPEC). Sapporo, Japan, 2010: 502-507.
- [11] Marquardt R. Modular multilevel converter topologies with dc-short circuit current limitation [C]// 2011 IEEE 8th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia(ICPE&ECCE). Jeju, Korea, 2011: 1425-1431.
- [12] 魏承志,练睿,杨桦,等.一种混合型模块化多电平换流器的改进载波移相调制方法[J].电力系统自动化,2016,40(7):68-73.
Wei Chengzhi, Lian Rui, Yang Ye, et al. An improved phase shifted carrier modulating method for hybrid modular multi-

level converter [J]. Automation of Electric Power Systems, 2016, 4(7): 68-73 (in Chinese).

- [13] 夏向阳, 邱欣, 曾小勇, 等. 混合型模块化多电平换流器的改进载波移相控制策略[J]. 中南大学学报(自然科学版), 2018, 49(11): 2886-2893.

Xia Xiangyang, Qiu Xin, Zeng Xiaoyong, et al. Modulation strategy of improved carrier phase shift for hybrid modular multilevel converter [J]. Journal of Central South University (Science and Technology), 2018, 49(11): 2886-2893 (in Chinese).

- [14] 郑建勇, 缪惠宇, 陈虹妃, 等. 一种新型的 n+1 混合式模块化多电平换流器拓扑结构及其控制策略[J]. 电力自动化设备, 2018, 38(3): 88-95.

Zheng Jianyong, Miu Huiyu, Chen Hongfei, et al. A novel topology of n + 1 hybrid modular multilevel converter and its control strategy [J]. Electric Power Automation Equipment, 2018, 38(03): 88-95 (in Chinese).

- [15] 屠卿瑞. 模块化多电平换流器型直流输电若干问题研究 [D]. 杭州: 浙江大学, 2013.

Tu Qingrui. Research on several issues in modular multi-

level converter based HVDC [D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2013 (in Chinese).



杨光源

作者简介:

杨光源(1986-),男,博士,工程师。研究方向:高压直流输电系统的运行、检修、调试和研究。E-mail:kkyanggy@126.com。

周诗嘉(1993-),女,通信作者,博士研究生。研究方向:新能源发电。E-mail:zhou_shijia@163.com。

彭光强(1987-),男,博士,工程师。研究方向:高压直流输电控制与保护。E-mail:pengguang_qiang@163.com。

武霁阳(1987-),男,博士,工程师。研究方向:高压直流输电系统控制保护。E-mail:wujy0451@163.com。

辛清明(1986-),男,博士,高级工程师。研究方向:直流输电技术。E-mail:xinqm@csg.cn。

许树楷(1978-),男,博士,教授级高级工程师。研究方向:直流输电技术。E-mail:xusk@csg.cn。



低碳出行 你我共参与