

基于模块分组的三相 MMC 简化空间矢量调制方法

胡存刚, 徐婉伦, 杨伟业, 刘碧

(安徽大学 电气工程与自动化学院, 安徽 合肥 230601)

摘要:针对模块化多电平变换器(MMC),空间矢量脉宽调制(SVPWM)算法的矢量选择与时序设计较为复杂。为此,提出一种基于子模块分组的MMC简化SVPWM方法。首先,将MMC系统按分组规则划分为若干个虚拟子单元,从而将系统级调制问题分解为单元级控制。其次,针对每个虚拟子单元,根据相参考电压矢量的运行区间,选择合适的电压矢量,并优化作用时间分配,通过载波移相技术协调各子单元间的调制信号相位,实现子模块电容电压、桥臂电压及相间电压的动态均衡。同时,为使系统子模块之间、桥臂之间、各相之间维持稳定,对所选矢量开关状态的作用时序进行设计。最后,对所提算法的可行性与有效性进行验证。仿真与实验结果表明,所提SVPWM在保障MMC良好输出性能的同时,简化了矢量选择和时间计算过程。

关键词:模块化多电平变换器;空间矢量调制;子模块分组;矢量时序设计;算法简化;虚拟子单元

DOI:10.15938/j.emc.2025.03.014

中图分类号:TM46

文献标志码:A

文章编号:1007-449X(2025)03-0155-11

Simplified space vector modulation method for three-phase MMC based on module grouping

HU Cungang, XU Wanlun, YANG Weiye, LIU Bi

(School of Electrical Engineering and Automation, Anhui University, Hefei 230601, China)

Abstract: For modular multilevel converters (MMC), the vector selection and switching sequence design of the space vector pulse-width modulation (SVPWM) algorithm are highly complex. To address this issue, a simplified SVPWM method for three-phase MMC was proposed based on a submodule grouping scheme. First, the MMC system was divided into multiple virtual subunits according to predefined grouping rules, thereby transforming system-level modulation into subunit-level control. Second, for each virtual subunit, an appropriate voltage vector was selected within the operational region of the phase reference voltage vector, and its corresponding duration time was optimized. Simultaneously, a switching sequence for the selected voltage vectors was designed to ensure voltage balance among submodules, bridge arms, and phases. Finally, the feasibility and effectiveness of the proposed algorithm were validated. Simulation and experimental results demonstrate that the proposed SVPWM method not only maintains excellent output performance of the MMC but also significantly simplifies the processes of vector selection and time calculation.

收稿日期: 2023-09-28

基金项目: 国家自然科学基金青年项目(52207183);安徽省科技重大专项(202103a05020019);安徽省高校自然科学研究重点项目(KJ2021A0006)

作者简介: 胡存刚(1978—),男,博士,教授,博士生导师,研究方向为多电平变换器、新能源发电和微电网;

徐婉伦(1998—),女,硕士,研究方向为模块化多电平变换器调制与控制;

杨伟业(1999—),男,博士研究生,研究方向为电力电子变换器故障诊断与容错技术;

刘碧(1991—),男,博士,讲师,研究方向为多电平变换器控制与调制。

通信作者: 刘碧

Keywords: modular multilevel converter; space vector modulation; sub-module grouping; switching sequence design; algorithm simplification; virtual sub-unit

0 引言

模块化多电平变换器(modular multilevel converter, MMC)以易于拓展、输出谐波小、容错能力强等优点在中高压领域得到了迅速发展^[1-2]。MMC子模块结构主要有半桥、全桥、钳位双子模块、桥臂复用型等。相比于半桥子模块,基于全桥子模块的MMC不仅具有直流侧故障自清除能力,而且在直流侧故障穿越时能支撑交流电网,已成为行业研究热点^[3]。

MMC调制算法主要有最近电平调制(nearest level modulation, NLM)、载波脉宽调制(carrier pulse width modulation, CPWM)和空间矢量脉宽调制(space vector pulse width modulation, SVPWM)等。NLM在整个换向周期内切换整数个子模块,避免了额外的换向,但当MMC子模块数量相对较少时,NLM的阶梯近似误差将导致输出波形质量变差^[4-5]。CPWM主要包括电平移位PWM、载波移相PWM、相位层叠PWM等^[6-10]。在传统的载波移相PWM中,MMC通常采用分级控制,导致电容电压平衡的响应较慢。文献[8]提出一种基于零序电压注入的CPWM方法,可实现子模块电压均衡,提高直流侧电压利用率。但零序电压分量的计算复杂,且会影响MMC的输出性能。

与CPWM相比,SVPWM方法具有矢量选择灵活的优点。通过选择合适的矢量作用序列及其作用时间可以平衡电容电压与减小变换器输出谐波含量,但SVPWM算法复杂度随着MMC子模块数量的增加而急剧增加。当系统中各桥臂包含 N 个全桥子模块时,需要对 N^3 个冗余矢量进行选择排序,矢量分析复杂。文献[11]提出一种双空间矢量脉宽调制技术的MMC,使用SVPWM独立地控制三相上桥臂和下桥臂。文献[12]提出基于空间矢量图分解简化方法,其利用 60° 间隔的 gh 坐标系来完成多电平逆变器SVPWM的简化。该方法虽然简化了矢量分析方法,但参考电压矢量时序设计仍然复杂。文献[13]提出的简化SVPWM策略在子模块数量较多的MMC中实施简单,控制灵活性高,但其所采用的空间矢量仍有27个。此外,该方法需要复杂的电压排序算法用于平衡子模块电容电压。文献[14]提出一种适用于任意奇数电平逆变器的空间矢量脉

冲密度调制算法。该方法开关矢量选择无需坐标变换和扇区识别,大大降低了算法复杂度。但该方法仅适用于奇数电平逆变器,输出电流谐波大,不易于推广应用。

针对上述问题,本文提出一种基于模块分组的三相MMC简化SVPWM方法。首先,将所有子模块划分为 N 个虚拟子单元,采用单相多电平SVPWM算法对每个子单元进行调制,使整个MMC调制对象由系统级降低至单元级。其次,针对虚拟子单元,确定单相电压调制波,根据运行区间对参考电压矢量进行选择,确定矢量作用顺序,分配矢量作用时间。然后,通过改变相间调制波和虚拟子单元间载波的相位角实现系统级调制,使MMC系统各虚拟子单元的子模块电容电压平衡、桥臂电压平衡、相间电压平衡。最后,对所提方法的可行性和有效性进行仿真与实验验证。

1 MMC数学模型和运行原理

三相全桥MMC结构如图1所示,系统每相包括上、下两个桥臂,每个桥臂由 N 个子模块串联桥臂电感 L_{arm} 组成。图中: U_{dc} 和 i_{dc} 分别代表直流侧电压和电流; L_o 为负载侧的漏电感; u_{sj} 和 i_{sj} 为 j 相输出电压和电流,其中 $j=a,b,c$; u_{vj} 和 i_{vj} 为 j 相上桥臂电压和电流; u_{vj} 和 i_{vj} 为 j 相下桥臂电压和电流; i_{cir} 为系统循环电流。

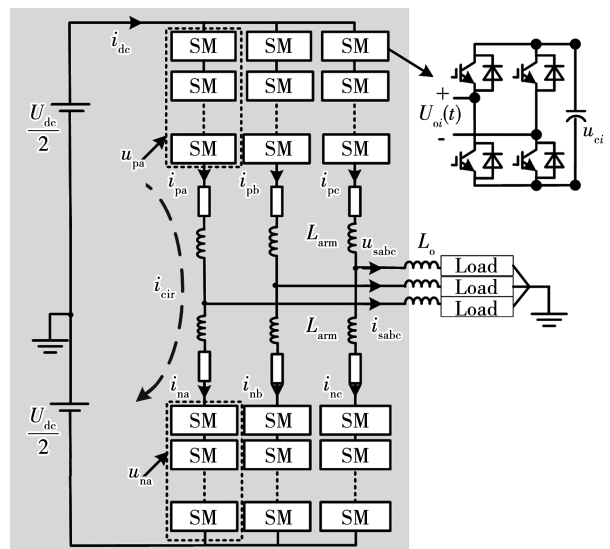


图1 MMC系统拓扑结构图

Fig. 1 Topology structure of MMC system

MMC 全桥子模块共有 4 种工作状态:(a) 正投入状态;(b) 负投入状态;(c) 旁路状态;(d) 闭锁状态。MMC 正常运行时,子模块内部开关管 T_1 、 T_2 的驱动信号相反, T_3 、 T_4 的驱动信号相反,仅存在 3 种工作状态,如图 2 所示。3 种工作状态对应 3 种输出电平状态,分别为 u_c 、 $-u_c$ 和 0 ($u_c = U_{dc}/N$)。

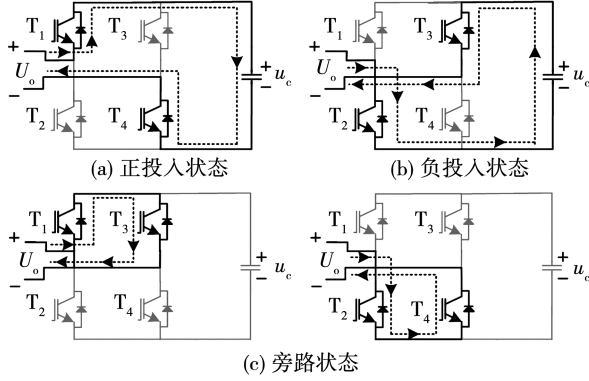


图 2 子模块运行状态示意图

Fig. 2 Diagram of sub-module operation state

在 MMC 系统中,将桥臂电感等效至负载侧,每相上、下桥臂均可等效为一个可控电压源^[15],可得到系统等效简化模型。在简化等效模型中,定义 j 相上桥臂第 i 个子模块开关状态所对应的开关函数为:

$$S_{pji}(t) = \begin{cases} 1, & \text{子模块(a) 状态时;} \\ 0, & \text{子模块(c) 状态时;} \\ -1, & \text{子模块(b) 状态时。} \end{cases} \quad (1)$$

同理,可知 j 相下桥臂第 i 个子模块开关状态 $S_{nji}(t)$ 。

以 a 相单元为例,上、下桥臂电压可以表示为:

$$\left. \begin{aligned} u_{pa} &= \sum_{i=1}^N (S_{pai}(t) u_{cpa}); \\ u_{na} &= \sum_{i=1}^N (S_{nai}(t) u_{cna}). \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

式中 u_{cpa} 、 u_{cna} 分别代表 a 相上、下桥臂子模块电容电压。当子模块电容电压平衡时, $u_{cpa} = u_{cna} = u_c$ 。根据图 1,利用基尔霍夫电压定律可知,相输出电压 u_{sa} 可表示为

$$u_{sa} = \frac{u_{na} - u_{pa}}{2} = \frac{1}{2} \left(\sum_{i=1}^N S_{nai} u_c - \sum_{i=1}^N S_{pai} u_c \right). \quad (3)$$

相输出电流 i_{sa} 和环流 i_{cir} 为:

$$\left. \begin{aligned} i_{sa} &= i_{pa} - i_{na}; \\ i_{cir} &= \frac{i_{pa} + i_{na}}{2}. \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

系统参考相输出电压 u_{sj}^* 可定义为

$$u_{sj}^* = U_m \sin(\omega_s t + \delta). \quad (5)$$

式中: U_m 为 j 相负载侧基波电压的幅值; ω_s 为基波角频率; δ 为 j 相电压初始相位角, abc 三相电压相位初始角互差 120° 。

定义调制度 M 为

$$M = \frac{U_m}{U_{dc}/2}. \quad (6)$$

2 简化 SVPWM 方法

2.1 传统 SVPWM

传统 SVPWM 的实施步骤包括扇区识别、矢量选择、占空比计算以及开关序列设计。现有的 SVPWM 方案大多需要坐标变换将三相系统变换到二维坐标系中,并结合扇区识别选择最优参考电压矢量,通过六边形空间矢量图映射生成变换器的开关矢量,这两个步骤都使得算法复杂且冗长。

图 3 为传统三电平和五电平 SVPWM 矢量图。

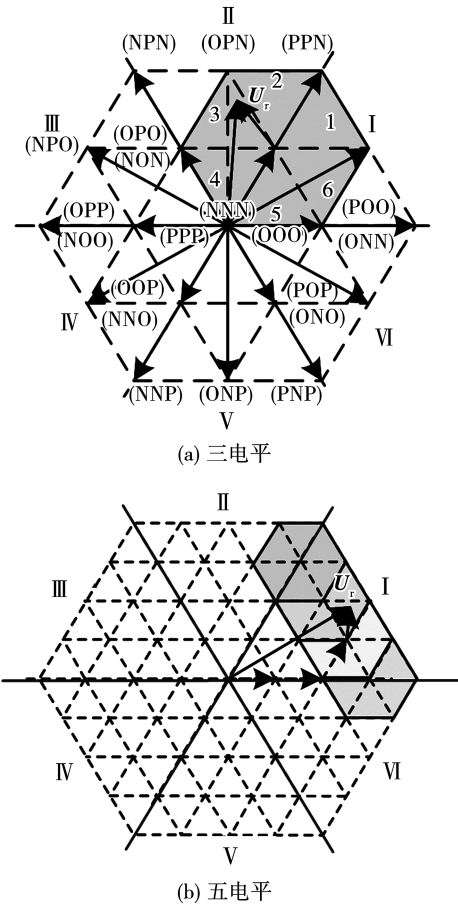


图 3 传统 SVPWM 矢量图

Fig. 3 Conventional SVPWM vector diagram

当变换器输出三电平电压时,传统矢量分析包

含6个运行区域,27个参考电压矢量。当变换器输出五电平电压时,传统矢量分析需要125个参考电压矢量。由此规律可知,在传统SVPWM方法中, N 电平变换器组成 N^3 个参考电压矢量,导致传统SVPWM难以应用于MMC系统。为解决这一问题,本文提出基于子模块分组的简化SVPWM方法。

2.2 简化SVPWM分组原理

从三相全桥MMC系统的每一相不同侧桥臂中各选择一个子模块,子模块位置任意,所选出的6个子模块构成一个虚拟子单元。具体方法:在三相全桥MMC系统中,对A相子模块自上至下进行编号,分别为 $SM_{a1}, \dots, SM_{aN}, SM_{a(N+1)}, \dots, SM_{a2N}$, B相和C相子模块编号类似。从每相上、下桥臂各选择一个子模块,模块位置任意。将所选定的子模块 SM_{ak} 、 $SM_{a(N+g)}$ 、 SM_{bk} 、 $SM_{b(N+g)}$ 、 SM_{ck} 、 $SM_{c(N+g)}$ ($k, g = 1, 2, \dots, n$)组成一个虚拟子单元,则MMC系统被划分为 N 个虚拟子单元,模块分组结构如图4所示。

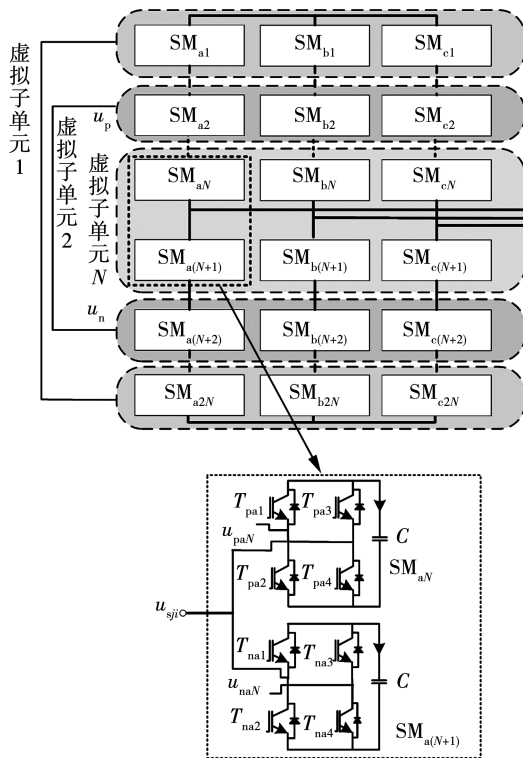


图4 简化SVPWM子模块分组示意图

Fig.4 Simplified SVPWM submodule grouping diagram

由式(2)可知,桥臂电压为桥臂内子模块输出电压之和。则式(3)可表示为

$$u_{sa} = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^N (S_{nai} - S_{pai}) u_c = \sum_{i=1}^N u_{sai} \quad (7)$$

根据叠加定理,可等效为 N 个虚拟子单元叠

加。结合MMC载波移相原理,对 N 个虚拟子单元进行调制,即 N 个虚拟子单元使用同一个电压参考波,仅载波相差固定的相位。这使得调制对象由系统级降至单元级,复杂度显著降低。

2.3 简化SVPWM矢量分析和时序设计

如图4所示,第 i 个子单元 j 相中点输出电压为

$$u_{sji} = \frac{u_{nji} - u_{pi}}{2} = \frac{(T_{nj1} - T_{nj3}) - (T_{pi1} - T_{pi3})}{2} u_c \quad (8)$$

式中 T_{pi} 、 T_{ni} 分别为子单元 j 相上、下桥臂子模块开关器件状态($i=1,2,3,4$)。

由第1节可知,单个子模块共有4种运行状态,以上桥臂为例,所对应的开关状态为 $T_{pi1} T_{pi2} T_{pi3} T_{pi4}$ ($T_{pi1} T_{pi3}$):

- (a) 正投入状态 $S_{pi}(t) = 1:1001(10)$;
- (b) 负投入状态 $S_{pi}(t) = -1:0110(01)$;
- (c) 旁路状态 $S_{pi}(t) = 0:1010(11)$ 、 $0101(00)$ 。

虚拟子单元每相2个子模块共有 $4^2 = 16$ 种开关状态组合,如表1所示。

表1 虚拟子单元输出电压及对应的开关状态

Table 1 Virtual subunit output voltage and corresponding switching status

u_{sji}	$T_{pi1} T_{pi3} T_{ni1} T_{ni3}$	冗余状态
u_c	1001	1
$0.5u_c$	0010 0100 0111 1110	4
0	0011 1100 1010 0101 1111 0000	6
$-0.5u_c$	1000 0001 1011 1101	4
$-u_c$	0110	1

因此,在一个虚拟子单元中,每相中点输出电压有 u_c 、 $0.5u_c$ 、 0 、 $-0.5u_c$ 、 $-u_c$ 5种状态。

根据叠加定理,结合式(3)、式(5)和式(8),MMC系统 j 相输出电压为

$$\sum_{i=1}^N S_i u_{sji}^* = \frac{U_{dc}}{2} M \sin(\omega_s t + \delta) \quad (9)$$

式中: u_{sji}^* 表示第 i 个子单元 j 相参考调制电压; S_i 为一个虚拟子单元单相的开关函数;

1) 当运行开关状态为1110、0010时, $S_i = 1$;

2) 当子单元运行开关状态为1111、1010、0000时, $S_i = 0$;

3) 当子单元运行开关状态为1110、0010时, $S_i = -1$ 。

系统循环电压 u_{cir} 为

$$u_{\text{cir}} = L_{\text{arm}} \frac{di_{\text{cir}}}{dt} + R_{\text{arm}} i_{\text{cir}} = \frac{1}{2} U_{\text{dc}} - \underbrace{\frac{1}{2} (u_{\text{pa}} + u_{\text{na}})}_{\text{共模电压 } u_{\text{com}}} \quad (10)$$

式中 i_{cir} 是系统循环电流。环流影响器件性能, 增加 MMC 系统损耗^[16-18]。

为抑制环流, 令 $i_{\text{cir}} = 0$ 、 $u_{\text{cir}} = 0$ 。由式(4)、式(10)可知, 系统桥臂电流、电压参考值可表示为:

$$\left. \begin{aligned} i_{pj}^* &= -i_{nj}^*; \\ u_{pj}^* &= u_{nj}^* = \frac{U_{dc}}{2} \circ \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

为了实现环流抑制与子模块电容电压平衡,本文采用的控制算法如图 5 所示^[19-20]。图 5 中: Δu_{qj} 为子模块电容电压偏置量; $i_{\text{cir}d}$ 、 $i_{\text{cir}q}$ 为循环电流在旋转坐标系下的 dq 分量; $u_{\text{cir}d}$ 、 $u_{\text{cir}q}$ 为循环电压 $u_{\text{cir}j}$ 在旋转坐标系下的 dq 分量。

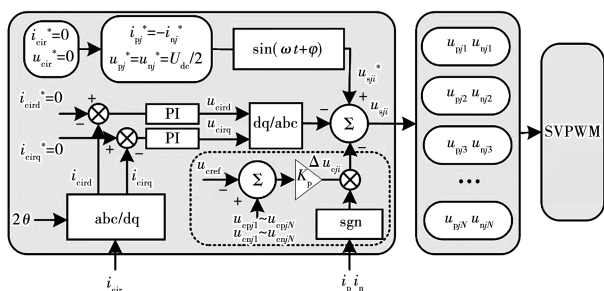


图5 环流抑制与电容电压平衡控制框图

Fig. 5 Control block diagram of circulation suppression and capacitive voltage balancing

因此,第 i 个子单元 j 相中点调制电压 u_{sji} 可表示为

$$u_{sj\dot{i}} = u_{sj\dot{i}}^* - \Delta u_{c\dot{j}i} - u_{\text{cir}j} = S_i \frac{u_{nj\dot{i}} - u_{pj\dot{i}}}{2}. \quad (12)$$

定义 u_{sij} 运行的区间:

- 1) 第 I 区间: $u_{sj\bar{i}} > 0$;
- 2) 第 II 区间: $u_{s\bar{i}i} < 0$ 。

根据式(8),一个载波周期内,参考电压矢量的作用时间为:

$$\left. \begin{aligned} T_a + T_b &= T_c; \\ |U_a| T_a + |U_b| T_b &= u_{s\ddot{u}} T_c \circ \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

式中: T_a 、 T_b 分别为矢量 U_a 、 U_b 作用的时间; T_c 为三角载波周期。

由式(11)可知,上桥臂参考电压幅值与下桥臂参考电压幅值相等,均为 $U_{dc}/2$,则每个子单元参考电压幅值为 $U_{dc}/2N = u_c/2$ 。根据 u_{sji} 所在区间,选择最近两个相邻参考电压矢量 $\mathbf{U}_a$ 、 $\mathbf{U}_b$ 进行合成,如

表 2 所示。

表2 开关矢量选择

Table 2 Switching vector selection

运行区间	U_a	U_b
I	0010, 1110	0000, 1111, 1010
II	1000, 1011	0000, 1111, 1010

由表 2 可知,当 u_{sjr} 运行于第 I 区间时,矢量 $\mathbf{U}_a$ 的幅值等于 $u_c/2$, 矢量 $\mathbf{U}_b$ 的幅值等于 0; 当 u_{sjr} 运行于第 II 区间时, 矢量 $\mathbf{U}_a$ 的幅值等于 $-u_c/2$, 矢量 $\mathbf{U}_b$ 的幅值等于 0。在满足 $T_a, T_b > 0$ 条件下, 将 $\mathbf{U}_a, \mathbf{U}_b$ 的幅值代入式(13), 有

$$\frac{u_c}{\gamma} T_a + 0 \times T_b = \frac{U_{dc}}{\gamma N} M \sin(\omega_s t + \delta) T_c \quad (14)$$

则矢量作用时间为,

$$\left. \begin{aligned} T_b &= T_c - T_a; \\ T_a &= M \sin(\omega_c t + \delta) T_{\infty} \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

一般地,参考矢量作用的顺序并不唯一。为了减少开关动作的次数,需要满足 2 个条件:

- 1) 开关状态切换过程中, 仅涉及一相开关的变化;
- 2) 目标参考矢量切换扇区过程中, 动作的开关器件数量尽量少。

对单相进行分析,在满足条件 1) 的情况下在一个载波周期内插入 2 个零矢量,每次以 1111 矢量作为开头和结尾,将 0000 矢量放在序列正中间,以保证上述条件 2)。

因此,各运行区间电压参考矢量作用顺序为:

第 I 区间: 1111→1110→1010→0010→0000→
0010→1010→1110→1111。

第Ⅱ区间:1111→1011→1010→1000→0000→
1000→1010→1011→1111。

在一个载波周期内,共有 5 个矢量的切换,每个开关切换一次。以参考电压运行于第 I 区间为例,1110、0010 的作用总时长为 T_a ,1111、0000、1010 的作用总时长为 T_b 。图 6 为 u_{sji}^* 在第 I 区间时,一个 T_c 周期内开关切换状态。

为了使直流电压保持恒定,每相中投入的子模块数目应维持为 N ,有

$$\sum_{i=1}^N S_{\text{p}ji}(t) + \sum_{i=1}^N S_{\text{n}ji}(t) = N_{\circ} \quad (16)$$

为满足式(15)、式(16)作用时间与子模块数量等式条件,不同电压参考矢量作用时间不同,分配关系如表3所示。

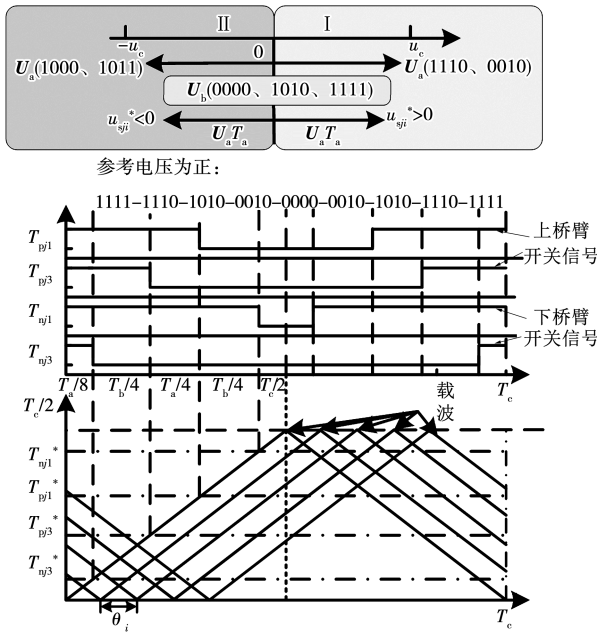


图6 子单元开关时序设计

Fig. 6 Switching sequence design of subunit

表3 矢量作用时间分配

Table 3 Time of vector action

运行区间	矢量	时间
I	1110, 0010	$T_b/4$
	0000, 1111	$T_a/8$
	1010	$T_a/4$
II	1000, 1011	$T_b/4$
	0000, 1111	$T_a/8$
	1010	$T_a/4$

2.4 系统调制方法

2.3 节对虚拟子单元中单相的2个子模块分析控制,正常运行时,该子单元相间调制波相移角为 $2\pi/3$,矢量选择、矢量合成方法相同。为了优化系统输出电流的谐波特性,设置相邻子单元的载波信号存在相移角度 θ 。假设系统第一个子单元载波相位角 $\theta_1=0^\circ$,为使总输出电压特性良好,当 N 为奇数时,则第 i 个子模块($i>2$)的相移角度 θ_i 为

$$\theta_i = \frac{T_c}{N} \omega_c + \theta_{(i-1)} = \frac{2\pi}{N} + \theta_{(i-1)} \quad (17)$$

当 N 为偶数时:

1) 当 $i \neq N/2$ 时,第 i 个子模块($i>2$)的相移角度 θ_i 与式(17)相同。

2) 第 $N/2$ 个子模块的相移角为

$$\theta_{N/2} = \frac{2\pi}{N} + \frac{\pi}{N} + \theta_{(i-1)} \quad (18)$$

图7为基于子模块分组的简化SVPWM算法流程图。

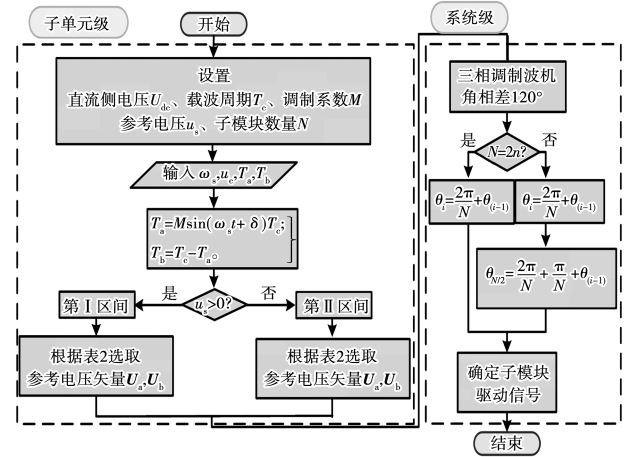


图7 基于子模块分组的简化 SVPWM 算法流程图

Fig. 7 Flow chart of the simplified SVPWM algorithm based on sub-module grouping

3 仿真结果

为验证本文所提基于子模块分组的简化 SVPWM 方法,在 MATLAB/Simulink 环境中搭建仿真模型,仿真参数如表4所示。

表4 MMC 仿真参数

Table 4 Simulation parameters of MMC

参数	数值
直流侧电压 U_{dc}/V	450
交流电压有效值 u_s/V	220
桥臂电感 L_{am}/mH	2
频率 f_c/kHz	1
子模块参考电压 U_c/V	150
子模块电容 C/mF	3

3.1 简化 SVPWM 稳定性仿真验证

为验证所提调制方法的有效性,对所提调制方法与传统 SVPWM 方法进行仿真对比。图8(a)和图8(c)为 $N=3$ 和 $N=5$ 时传统 SVPWM 输出电流波形和差模电压波形。图8(b)和图8(d)为 $N=3$ 和 $N=5$ 时所提调制策略输出电流波形和差模电压波形。图9(a)和图9(b)为 $N=5$ 和 $N=7$ 时所提调制方法输出线电压快速傅里叶变换(fast fourier transform, FFT)结果。

由图8、图9可知:

1) 如图8(b)、图8(d)和图9所示,所提方法在不同子模块数量下均可使 MMC 系统稳定运行,

系统输出电压的高次谐波分布在 $4N_f$ 左右。

2) 对比图 8(a) 与图 8(b)、图 8(c) 与图 8(d),

采用本文所提调制方法,系统输出特性与传统 SVPWM 方法可以达到相似的结果。

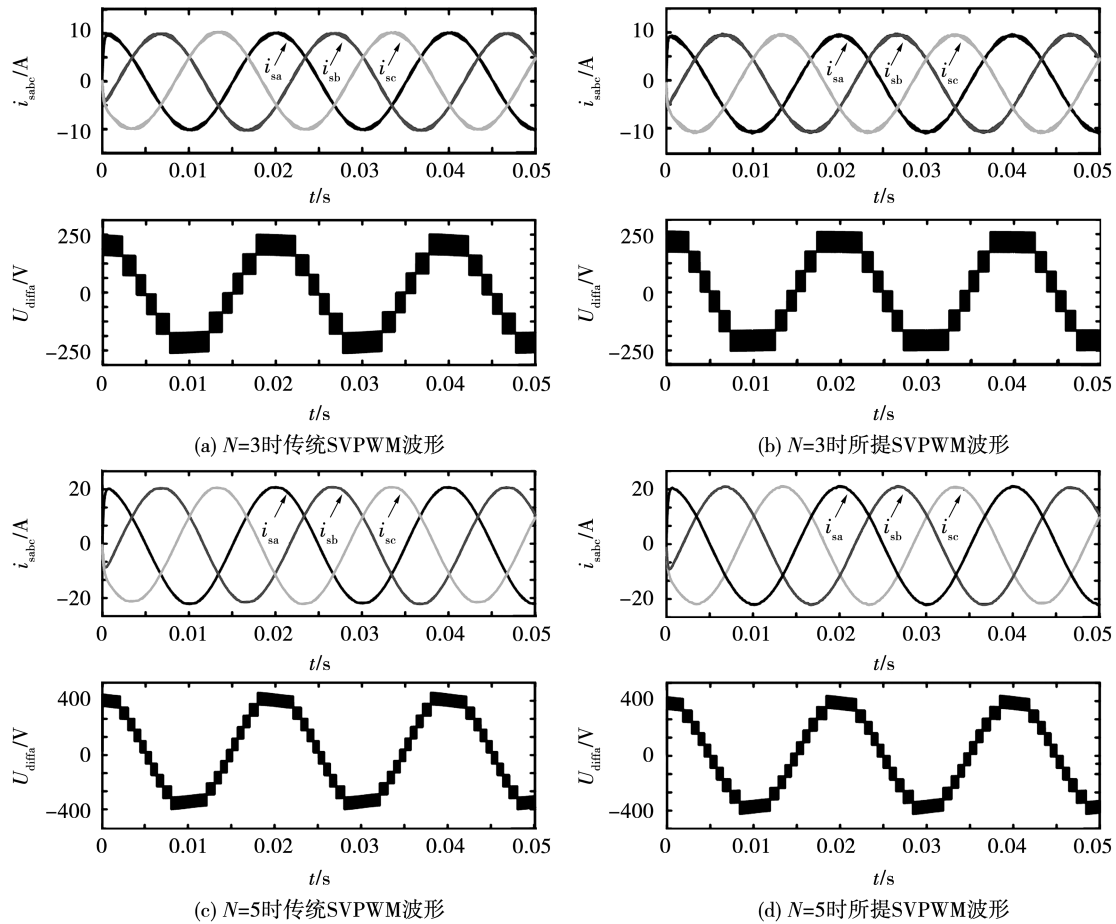


图 8 不同调制方法输出电流波形和差模电压形

Fig. 8 Different modulation methods output current waveform and differential mode voltage shape

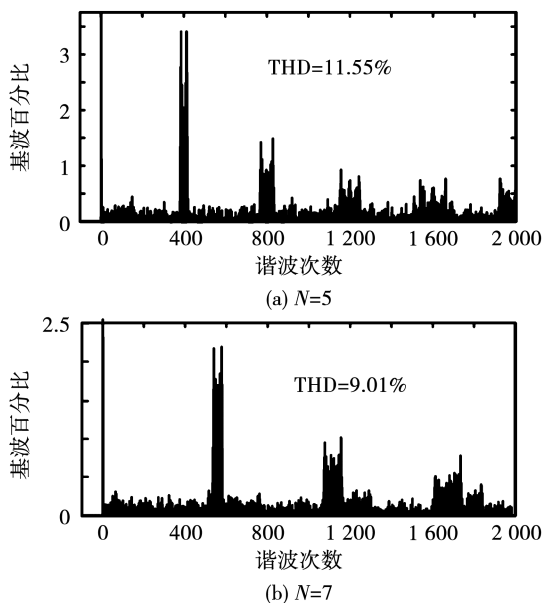


图 9 所提调制方法线电压的 FFT

Fig. 9 FFT of line voltage of the proposed method

表 5 给出了在输出电平条件下,2 种 SVPWM 方法所需参考矢量的数量。由表 5 可知:

1) 当系统子模块数量相同时,所提方法所用矢量数较少;

2) 当系统子模块数量增加时,所提方法的复杂度不会明显增加。

表 5 不同调制方法矢量数量对比

Table 5 Vector quantity comparison of different modulation methods

子模块 数量	矢量数量			
	传统 SVPWM	文献[11]	文献[13]	所提方法
$N=5$	125	24	63	9
$N=7$	216	78	—	9

3.2 简化 SVPWM 拓展性仿真验证

图 10 给出了 $u_c = 150\text{ V}$ 、 $M = 0.9$ 时,所提算法

的上桥臂电压、子模块电容电压、逆变器输出电流及其谐波分析图。其中图 10(a)、图 10(b)、图 10(c) 分别为 $N=5$ 、 $N=6$ 和 $N=13$ 的仿真结果。由图 10 可知,当 $N=5$ 、 $N=6$ 和 $N=13$ 时,所提简化 SVPWM 方法的输出电压、电流质量良好。

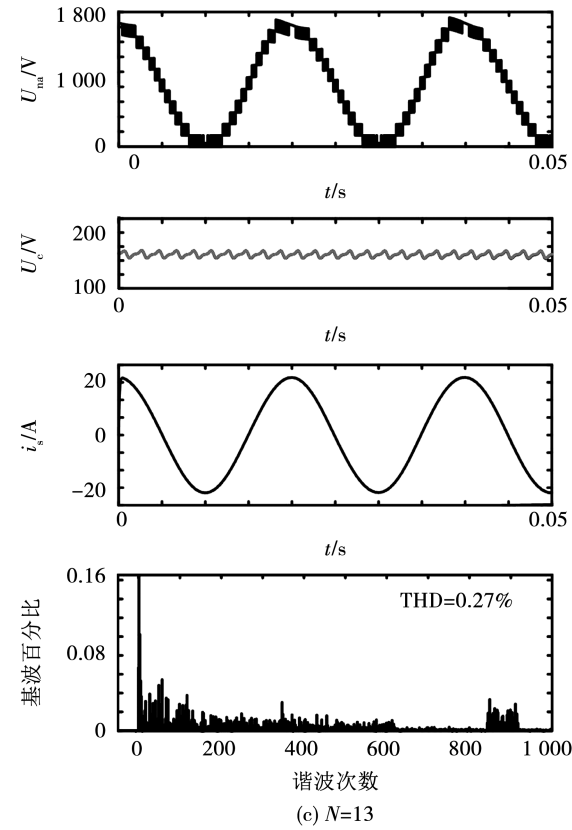
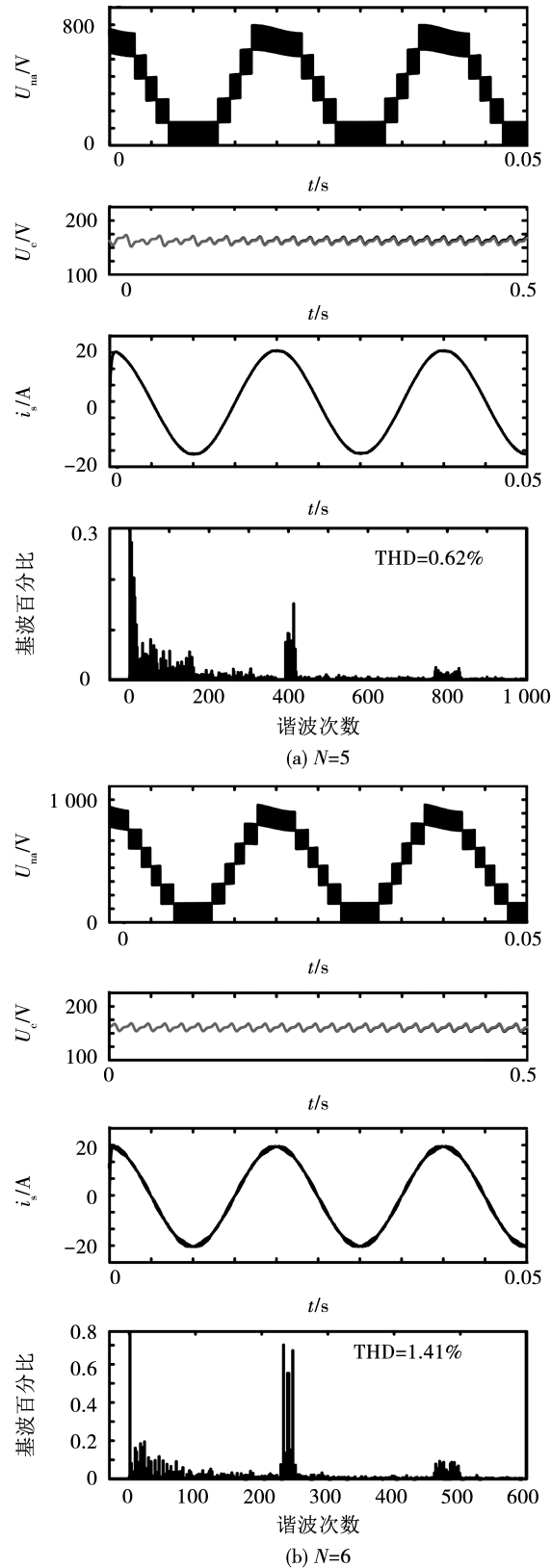


图 10 不同子模块数量下,所提算法的仿真结果

Fig. 10 Simulation results of the proposed method with different submodules

表 6 对比了文献[12]中不同简化 SVPWM 方法与本文所提方法输出线电压总谐波失真 (total harmonic distortion, THD),包括简化的 SVPWM (simplified space vector modulation, SSVM)、进一步简化的 SVPWM (further simplified space vector modulation, FSSVM) 和空间矢量图法 (space vector diagram, SVD)。由表 6 可知,桥臂子模块数相同时,本文所提调制方法将调制对象由系统级降至单元级,虚拟子单元合成电压矢量参考值为 $\pm u_c/2$,系统输出电流 THD 较低。

表 6 不同调制方法线电压 THD 对比

Table 6 THD comparison of line voltage with different modulation methods

逆变器 子模块	THD/%			
	文献[12] SSVM	文献[12] FSSVM	文献[12] SVD	所提 方法
$N=5$	20.48	20.69	18.4	11.55
$N=7$	12.71	13.44	12.05	9.01

针对 33 kV 高压直流输电的应用背景,图 11 给出了所提方法的仿真结果。其中,桥臂子模块数 $N=11$,子模块电容为 10 mF,桥臂电感为 3 mH,滤波电感为 5 mH。由图 11 可知,在 33 kV 电压等级下,MMC 输出电压、输出电流特性良好,子模块电容电压稳定,输出电压谐波特性 4.57%。因此,所提方法可应用于高压直流输电场合。

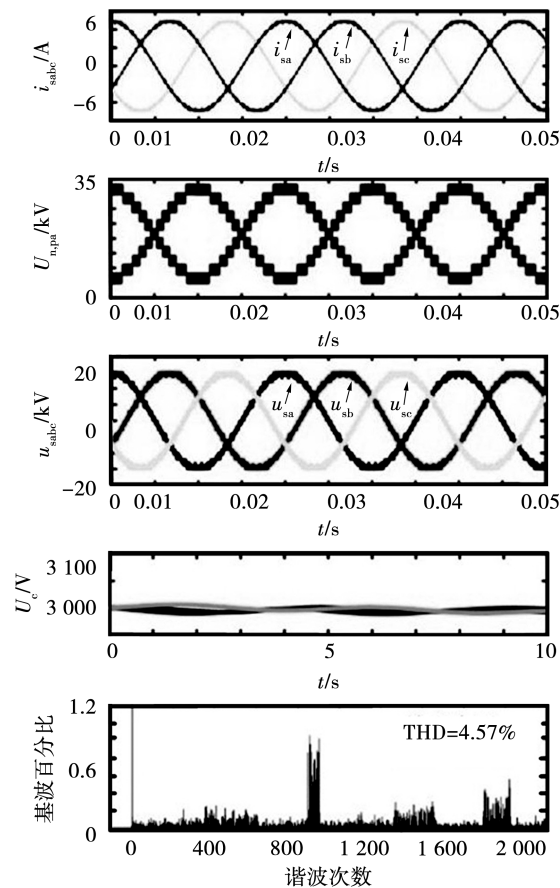


图 11 33 kV 电压等级下所提 SVPWM 仿真波形图

Fig. 11 Simulation waveform of the proposed SVPWM method under 33 kV voltage level

4 实验结果

为进一步验证所提方法的有效性,采用如图 12 所示的基于 RTU-BOX 的 MMC 实验平台进行验证。RTU-BOX 的主处理器采用 TI 公司的 32 位浮点型 Delfino 处理器 TMS320C28346,CPU 板 RTB1802 通过专用总线控制外设板。实验参数如表 7 所示。

图 13 为 $M=0.9$ 时所提算法的实验波形。MMC 控制算法则采用双闭环 PI 控制方法。

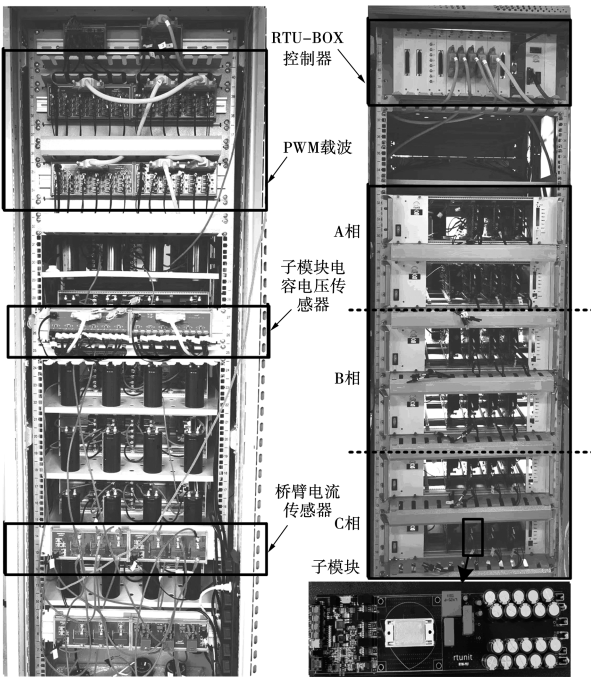


图 12 三相全桥 MMC 实验平台

Fig. 12 Three-phase full bridge MMC experimental platform

表 7 MMC 实验参数	
Table 7 Experiment parameters of MMC	
参数	数值
直流侧电压 U_{dc}/V	150
桥臂子模块数量 $N/\text{个}$	3
桥臂电感 L_{arm}/mH	1.8
交流侧基波频率 f_s/Hz	50
负载电阻 R_o/Ω	20
负载电感 L_o/mH	2
载波频率 f_c/kHz	1
子模块参考电压 U_c/V	50
子模块电容 C/mF	4.3

由图 13 可知,MMC 子模块电容电压稳定在 50 V 左右,且各子模块间电容电压平衡。由图 13(c)可知,所提调制方法的输出电流总谐波含量为 3.54%,输出电压总谐波含量为 23.89%,且输出电压与输出电流高次谐波均分布在 $4N_f$ 左右。

表 8 对比了传统调制方法与所提简化 SVPWM 在不同电压等级下的电容电压纹波和循环电流。由表 8 可知,所提简化方法比传统调制方法电容电压纹波降低 1.5%,循环电流减少 50% (实验中,桥臂

子模块数 $N=3$)。

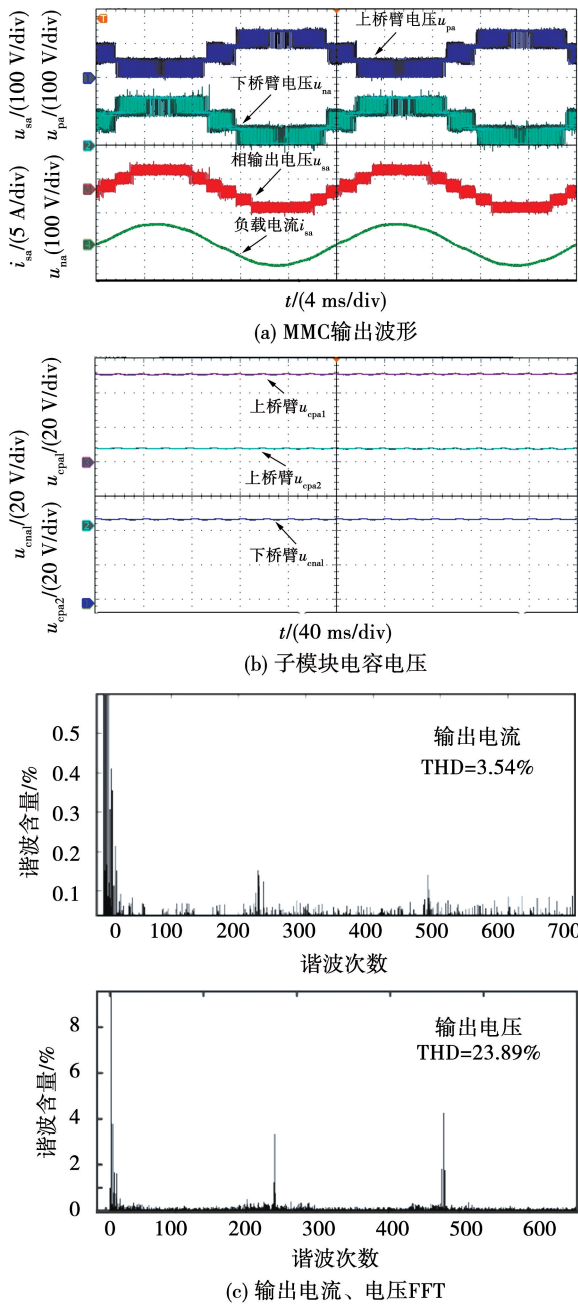


图 13 实验结果波形图

Fig. 13 Waveform diagram of experimental results

表 8 电容电压纹波与循环电流

Table 8 Capacitance voltage ripple and circulating current

u_{dc}/V	循环电流/A		电压纹波/%	
	传统	简化	传统	简化
150	1.8 ~ 3	0.5 ~ 1.4	3.6	2
450	3.7 ~ 6.5	1.5 ~ 3.2	3.76	2.3
600	4.9 ~ 8	2.3 ~ 4.8	3.5	2.25

表 9 对比了传统 SVPWM 与所提简化 SVPWM 调制方法在不同环节的作用时间(单位均为 μs)。由表 9 可知,所提方法总执行时间较短,且随着子模块数量增加,所提方法简化优势更加明显(实验采样频率 10 kHz)。表 9 中扇区判断包括:(a)确定参考矢量运行扇区;(b)运行于该扇区时参考矢量运行时间计算。

表 9 控制算法执行时间

Table 9 Control algorithm execution time

方法	桥臂子 模块数	扇区 判断	矢量 选择	PWM 输出	单位: μs 总执行 时间
传统	$N=3$	6.97	8.65	33.01	47.93
	$N=5$	8.66	10.77	55.14	74.38
简化	$N=3$	4.60	3.39	32.02	40.02
	$N=5$	4.72	3.96	53.97	62.96

5 结 论

针对三相全桥 MMC 系统,本文提出一种基于模块分组的简化 SVPWM 方法。首先,将 MMC 系统划分为 N 个虚拟子单元。其次,针对每个虚拟子单元,以 MMC 系统中桥臂电流、循环电流和循环电压为约束条件,计算得到各虚拟子单元的参考电压。然后,选择相应的电压矢量,并对各矢量开关状态的作用时序进行设计。最后,通过仿真和实验验证,所提 SVPWM 方法具有如下特点:

- 1)调制对象由系统级缩小至子单元级,大大降低矢量分析复杂度。与传统 SVPWM 方法相比,所提方法的执行时间在 $N=3$ 与 $N=5$ 时分别减少 14.6%、16.1%;
- 2)在简化矢量分析与选择的同时,保障了 MMC 良好的输出性能。与传统 SVPWM 相比,所提方法的电容电压纹波减少了 1.5%,环流减少了 50%;
- 3)易于扩展,通过改变子单元之间的相移角可方便地拓展到多子模块系统。

参 考 文 献:

[1] 杨晓峰,林智钦,郑琼林,等. 模块组合多电平变换器的研究综述[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(6): 1.
YANG Xiaofeng, LIN Zhiqin, ZHENG Qionglin, et al. A review of modular multilevel converters[J]. Proceedings of the CSEE,

- 2013, 33(6): 1.
- [2] LI B, ZHOU S, XU D, et al. A hybrid modular multilevel converter for medium-voltage variable-speed motor drives [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(6): 4619.
- [3] PEREZ M, BERNET S, RODRIGUEZ S, et al. Circuit topologies, modeling, control schemes, and applications of modular multi-level converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(1): 4.
- [4] WANG Z, PENG L, ZHANG J. Decomposed nearest level PWM method with reduced switching frequency for MMC [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(3): 3340.
- [5] LIN L, LIN Y, HE Z, et al. Improved nearest-level modulation for a modular multilevel converter with a lower submodule number [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(8): 5369.
- [6] DENG F, CHEN Z. Voltage-balancing method for modular multilevel converters under phase-shifted carrier-based pulse width modulation[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(7): 4158.
- [7] 叶满园, 康力璇, 潘涛. 混合 H 桥级联多电平逆变器改进 PD 调制策略[J]. 电机与控制学报, 2020, 24(3): 71.
YE Manyuan, KANG Lixuan, PAN Tao. Modified PD modulation strategy for hybrid cascaded multilevel inverters[J]. Electric Machines and Control, 2020, 24(3): 71.
- [8] POU J, ZARAGOZA J, CEBALLOS S, et al. A carrier-based PWM strategy with zero-sequence voltage injection for a three-level neutral-point-clamped converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(2): 642.
- [9] WANG K, DENG Y, PENG H, et al. An improved CPS-PWM scheme based voltage balancing strategy for MMC with fundamental frequency sorting algorithm[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(3): 2387.
- [10] 李威, 李庚银. MMC 控制策略比较分析研究[J]. 电机与控制学报, 2016, 20(8): 55.
LI Wei, LI Gengyin. Research on comparative analysis of MMC control strategies[J]. Electric Machines and Control, 2016, 20(8): 55.
- [11] DEKKA A, WU B, ZARGARI N, et al. A space vector PWM based voltage balancing approach with reduced current sensors for modular multilevel converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(5): 2734.
- [12] AHMED I, BORGHATE V, MATSA A, et al. Simplified space vector modulation techniques for multilevel inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(12): 8483.
- [13] 白志红, 李奕飞, 王伯荣, 等. 基于子模块组合的模块化多电平变换器简化空间矢量调制策略[J]. 电源学报, 2022, 20(3): 21.
BAI Zhihong, LI Yifei, WANG Borong, et al. Simplified space vector modulation strategy for modular multilevel converter based on grouping submodules[J]. Journal of Power Supply, 2022, 20(3): 21.
- [14] MENON M, JACOB B. A simplified space vector pulse density modulation scheme without coordinate transformation and sector identification[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 69(5): 4431.
- [15] 王坤. 模块化多电平换流器电容电压均衡控制及优化研究[D]. 武汉: 武汉大学, 2018.
- [16] REDDY G, SHUKLA A. Circulating current optimization control of MMC[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(4): 2798.
- [17] LIN H, ZHU L, MEHRABANK M, et al. A simplified SVM based fault-tolerant strategy for cascaded H-Bridge multilevel converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(11): 11310.
- [18] LIN H, MEHRABANK M, YANG F, et al. A flexible space vector modulation scheme for cascaded H-Bridge multilevel inverters under failure conditions [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 69(12): 11856.
- [19] 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.
- [20] WANG J, TANG Y. A fault-tolerant operation method for medium voltage modular multilevel converters with phase-shifted carrier modulation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(10): 9459.

(编辑: 邱赫男)