

多相四电平嵌套中点钳位 H 桥变频器的 低共模电压单相虚拟空间矢量调制策略

任奕澄¹, 胡亮灯², 龙齐杰², 徐小松², 王坤^{2*}

(1. 浙江大学电气工程学院, 浙江省 杭州市 310000; 2. 电磁能技术全国重点实验室(海军工程大学),
湖北省 武汉市 430033)

Low Common-mode Voltage Single-phase Space Virtual-vector Modulation Strategy for Multiphase Four-level Nested Neutral-point-clamped H-bridge Converters

REN Yicheng¹, HU Liangdeng², LONG Qijie², XU Xiaosong², WANG Kun^{2*}

(1. School of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310000, Zhejiang Province, China; 2. National Key Laboratory
for Electromagnetic Energy (Naval University of Engineering), Wuhan 430033, Hubei Province, China)

ABSTRACT: The 4-level nested neutral point-clamped converter (4L-NNPC) is a novel multilevel converter characterized by a simple topology, the absence of series power devices, and a common DC bus, making it highly suitable for applications requiring a 10 kV DC link and high power density. The balance control of the floating capacitor with low common mode voltage in the whole frequency range is studied in this paper. First, the construction method of H-bridge 4L-NNPC virtual level is proposed. On this basis, a single-phase space virtual vector modulation is introduced, which realizes the floating capacitor voltage balance on both sides of the H-bridge in the whole frequency range. Secondly, the selection of vector and the responding action sequence is reasonably arranged to offset the instantaneous amplitude of the common-mode voltage, so that the common-mode voltage of the three-phase four-level NNPC H-bridge inverter is suppressed to below $2V_{dc}/9$, and leaves the floating capacitor voltage control unchanged. Finally, corresponding stimulation model and prototype of three phase 4L-NNPC H-bridge inverters are constructed. The fluctuation of 4L-NNPC floating capacitors voltage is below 5% and the common-mode voltage is under $2V_{dc}/9$ in the whole frequency range. The feasibility and correctness of the proposed modulation algorithm are verified by simulation and experiment.

KEY WORDS: 4-level nested neutral point-clamped converter (4L-NNPC) H-bridge topology; common mode voltage; floating-capacitor voltage balance; space vector modulation

基金项目: 国家自然科学基金项目(52577222)。

Project Supported by National Natural Science Foundation of China (52577222).

摘要: 四电平嵌套中点钳位变换器(4 level nested neutral point-clamped converter, 4L-NNPC)是一种拓扑结构简单、无功率器件串联、共直流母线的新型多电平变换器,非常适合于直流 10kV 高功率密度场合应用,然而,针对该拓扑的相关研究中,在全频率范围内兼顾低共模电压的悬浮电容平衡控制还没较好的解决方案。文中以船舶推进用的多相四电平嵌套中点钳位 H 桥变频器为对象,首先,提出 4L-NNPC 虚拟电平的构造方法,在此基础上提出 H 桥型 4L-NNPC 虚拟空间矢量调制算法,实现 4L-NNPC 悬浮电容在全频率范围内平衡稳定;其次,优化选取虚拟矢量及精细设计虚拟矢量合成作用顺序,实现三相 H 桥 4L-NNPC 变频器共模电压降低至 $\pm 2/9$ 直流电压以下;最后,搭建三相 H 桥 4L-NNPC 仿真模型和 15 kW 级 4L-NNPC 原理样机,在极低频、频率快速变化等工况对上述策略予以仿真和试验验证,全频率范围内 4L-NNPC 悬浮电容电压波动率小于 5%,共模电压 $\pm 2V_{dc}/9$,仿真和实验结果验证了所提调制策略可行性、正确性。

关键词: 4L-NNPC H 桥拓扑; 共模电压; 悬浮电容均压; 空间矢量调制

0 引言

船舶综合电力系统(integrated power system, IPS)将传统机械推进系统和电力系统合二为一,代表着船舶动力系统未来的发展方向^[1]。目前,英美等国已实现中压交流 IPS 在少量大型船舶的工程应用(如英 2017 年“伊丽莎白女王”号航母部署 13.8 kV 交流系统),但存在供电品质差、故障重构慢等瓶颈。针对上述挑战,我国海军工程大学科研

团队在国际上首创中压直流综合电力技术路线, 并实现 4 kV 直流 IPS 工程应用, 性能指标全面优于英美等国中压交流 IPS, 大幅提升了系统适装性和运行性能^[2]。

随着我国船舶大型化, 新一代 IPS 直流电压等级将提升至 10 kV^[1]。当前受限于电路拓扑与功率器件耐压水平及考虑船舶对设备适装性要求, 传统两电平和三电平拓扑主电路拓扑方案已不能满足要求。因此, 研究新的拓扑方案是我国船舶新一代 IPS 发展的迫切需求。

多电平技术是解决中高压大容量电能变换应用难题的有效手段^[3], 有着电压等级高、谐波失真较小、开关损耗低等优点。传统多电平拓扑主要包括中点钳位型(neutral-point clamped, NPC)、飞跨电容型(flying capacitor, FC)、级联 H 桥型(cascaded H-bridge, CHB)变换器。这些传统拓扑存在一些固有问题: 随着电平数升高, NPC 变换器的钳位器件大幅增加, 且存在中点电压平衡问题; FC 变换器需要大量钳位电容, 成本较高, 且为平衡电容电压需要较高的开关频率; CHB 变换器需要多组独立直流电源或移相变压器, 不适合用于单直流电源供电的舰船综合电力系统。

针对中压应用场合, 加拿大学者吴斌教授团队提出了一种基于 FC 拓扑和 NPC 拓扑组合的新型四电平嵌套中点钳位变换器^[4](4 level nested neutral point-clamped converter, 4L-NNPC)。该拓扑无需功率器件串联, 输出电压范围宽, 与四电平 4L-NPC、4L-FC 拓扑相比, 所需器件少。然而, 该拓扑悬浮电容电压的平衡控制是其稳定运行的关键。在使用常规调制策略时, 4L-NNPC 变换器低频运行下悬浮电容电压会随之产生低频脉动, 造成输出波形畸变和较大的开关应力, 影响变频器稳定运行。文献[5]提出了一种电容电压平衡控制法(voltage balance control, VBC), 该方法可解决中高频输出时的悬浮电容电压平衡问题, 但无法实现舰船低频大扭矩工况悬浮电容电压平衡控制。针对此问题, 文献[6]提出了一种基于调制波重排的载波层叠脉宽调制(pulse width modulation, PWM)策略, 然而, 该方法在调制比超过 1/3 时悬浮电容电压平衡控制方法将失效; 文献[7-8]提出了一种空间虚拟矢量调制(space virtual-vector modulation, SVVM)方法, 实现了全调制范围上的低频控制, 有效扩展了 4L-NNPC 拓扑变换器的运行范围, 但计算及实现复杂, 无法

直接用于 H 桥型变换器拓扑; 文献[9]提出了基于载波比较的均压(carrier based three-level, CB3L)调制策略, 相比于 SVVM 调制, 其实现简单, 但存在共模电压偏大问题; 文献[10-11]在 CB3L 调制的基础上研究了 4L-NNPC 的死区消除方法以优化谐波性能; 文献[12]提出了一种基于载波移相的调制策略, 实现了无需 VBC 控制环节的悬浮电容电压自平衡, 但是在低频输出下控制效果差, 且没有考虑非理想因素; 文献[13-14]利用有限元模型预测算法解决了悬浮电容电压波动问题, 但控制过程复杂, 权重系数难以确定。以上文献都是适用于 4L-NNPC 变换器半桥拓扑的调制方法, 目前暂未发现关于 H 桥拓扑悬浮电容电压均压调制的相关研究。

对于新一代船舶 IPS, 中高压多相 H 桥变频器及其多相开绕组电机系统具有主电路简单、容错能力强、具有倍频效果等特点, 成为船舶大容量推进系统首选方案^[15], 因此, 本文的研究对象为多相 H 桥型 4L-NNPC 变频器。与多相半桥拓扑相比, 多相 H 桥拓扑在调制和控制上均具有单相独立性, 调制过程更为灵活、简单。然而, H 桥拓扑左右桥臂输出电流方向相反、大小相等, 其对 4L-NNPC 的电容均压控制的影响仍需进一步研究。同时, 兼顾低共模电压的 4L-NNPC 均压控制也鲜有研究。文献[16]通过在三相空间矢量中选取共模电压较小的矢量, 将共模电压降至 $\pm V_{dc}/18$, 但电压利用率大幅降低, 且不具有相数拓展性; 文献[17]针对三相 4L-NNPC 半桥拓扑提出了使用模型预测算法进行共模电压抑制, 将共模电压降至 $\pm V_{dc}/6$, 但其算法实现复杂。针对上述存在的问题, 本文提出一种适用于多相 H 桥型 4L-NNPC 变频器的低共模电压 SVVM 策略。该方法通过合成虚拟电平的方式解决了 H 桥型 4L-NNPC 悬浮电容均压问题, 同时通过单相 H 桥空间矢量调制规避了现有的三相 SVVM 所引入的三次谐波无法抵消问题; 另外, 通过电压矢量作用顺序设计及合理排序实现多相 H 桥 4L-NNPC 拓扑的共模电压抑制。

本文首先对 4L-NNPC 拓扑的开关状态和悬浮电容电压波动机理进行介绍; 然后, 提出 4L-NNPC 拓扑虚拟电平合成方法; 进一步, 结合虚拟电平提出适用于 H 桥型 4L-NNPC 拓扑的低共模电压 SVVM 策略; 最后, 通过仿真和实验验证所提 H 桥型虚拟矢量调制策略悬浮电容均压性能和共模电压抑制效果, 并与 CB3L 调制策略进行对比。

1 多相H桥型4L-NNPC拓扑及其工作原理

如图1所示,本文研究对象为多相H桥4L-NNPC变频器,由共直流母线的多个H桥型4L-NNPC逆变单元组成。

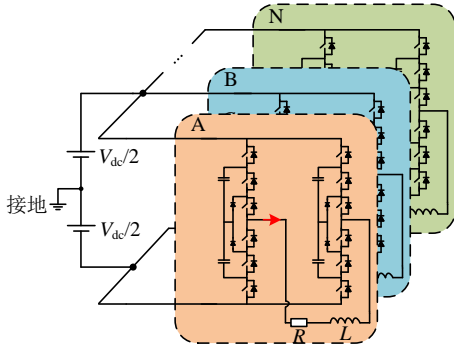


图1 多相H桥型4L-NNPC变频器拓扑

Fig.1 Multiphase 4L-NNPC H-bridge inverter topology

考虑多相四电平H桥逆变单元输出独立,主回路及控制回路相同,可将多相H桥4L-NNPC变频器调制策略及其工作原理简化为由单相四电平H桥构成的最小逆变单元进行分析,其拓扑如图2所示。

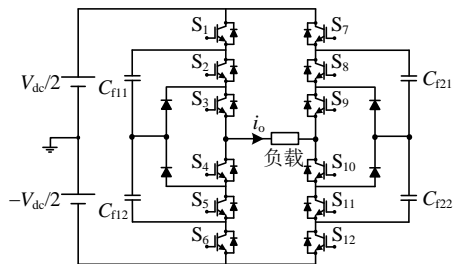


图2 4L-NNPC单相H桥拓扑

Fig.2 Schematic diagram of 4L-NNPC H-bridge topology

单相H桥4L-NNPC由左右两个4L-NNPC半桥拓扑组成。每个半桥拓扑由6个开关器件、2个悬浮电容、2个钳位二极管构成,如图2所示。左桥臂中(S1, S6)、(S2, S4)、(S3, S5)为互补开关器件,右桥臂类似,本文不再展开。

4L-NNPC单相H桥左右桥臂均有6个开关状态: [3]、[2c]、[2d]、[1c]、[1d]和[0],分别对应4个输出电压: Vdc/2、Vdc/6、-Vdc/6以及-Vdc/2,对于H桥单元输出则为Vdc、2Vdc/3、Vdc/3、0、-Vdc/3、-2Vdc/3以及-Vdc。将4L-NNPC半桥拓扑的电平、器件开关状态、实际输出电压和开关状态对上下悬浮电容电压的影响总结于表1。由表1可知,电平2和电平1的开关状态将引起悬浮电容电压充放电。当该拓扑输出电平长时间保持电平1或电平2时,

由于冗余开关状态的不足,将导致上下悬浮电容之一持续充电或放电(当长时间保持电平1时,上悬浮电容电压Vcf1将因此发生偏离;当长时间保持电平2时,下悬浮电容压Vcf2发生偏离),进而无法同时维持上下悬浮电容电压平衡。

表1 4L-NNPC拓扑工作电平及其对应的开关状态、输出电压和对上下电容电压的影响

Table 1 The output levels of 4L-NNPC converter and its corresponding switching state, output voltage and the influence on the capacitor voltage

输出电压	电平	状态	功率器件开关状态						Vcf1	Vcf2
			S1	S2	S3	S4	S5	S6		
Vdc/2	3	3	1	1	1	0	0	0	不变	不变
Vdc/6	2	2c	0	1	1	0	0	1	放电(i0>0), 充电(i0<0)	放电(i0>0), 充电(i0<0)
		2d	1	0	1	1	0	0	充电(i0>0), 放电(i0<0)	不变
-Vdc/6	1	1c	1	0	0	1	1	0	充电(i0>0), 放电(i0<0)	充电(i0>0), 放电(i0<0)
		1d	0	0	1	1	0	1	不变	放电(i0>0), 充电(i0<0)
-Vdc/2	0	0	0	0	0	1	1	1	不变	不变

以图3中常规层叠载波调制为例,当调制比较小(m<1/3)时,输出电压完全由电平2和电平1合成。无论电流极性为正或负,输出电平2对应的两种开关状态2c和2d对电压Vcf1作用相反;状态1c和1d对电压Vcf2作用也相反。当调制信号为正时,电平2平均所占时间比电平1长,上悬浮电容电压Vcf1可被控制到其参考电压Vdc/3,但电压Vcf2将逐渐偏离参考电压。这是由于采用开关状态2c或2d时,将持续对电容C2进行放电或无影响,从而导致电压Vcf2在基波周期尺度上周期性向下波动;同理,在调制信号的负半周,对应电压Vcf1向下波动,且频率越低,波动越大,当基波频率低至1Hz时,电容电压可波动下降至0V^[3]。

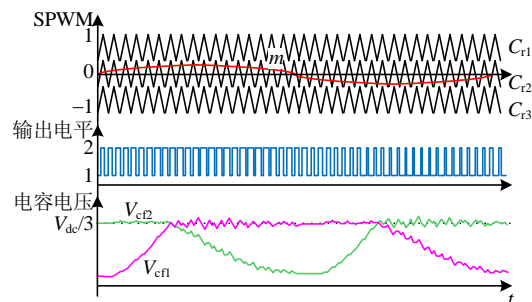


图3 层叠载波调制悬浮电容电压低频波动图

Fig.3 Low frequency fluctuation of floating capacitor voltage using carrier-stack modulation

2 4L-NNPC 拓扑虚拟电平构造方法

如果在每一个载波周期内，保证电平 2 和电平 1 的作用时间相同且均使用 $2c/1c$ 开关状态，则上下悬浮电容在每一个载波周期内的充放电时间相等，电容电压在理论上保持平衡状态不变。基于此理论，可将 NNPC 拓扑电平 1 和电平 2 联合使用，并等效为新的虚拟电平：(电平 2 + 电平 1)/2。

此时，四电平单相 H 桥 NNPC 拓扑的输出电压空间矢量图将和三电平单相 H 桥拓扑完全等效。为了表示方便和一致性，规定实际电平 0 为新的电平 L_{-1} ，虚拟电平为新的电平 L_0 ，实际电平 3 为新的电平 L_1 。完整的电平构造流程如图 4 所示。图中：0、1、2、3 分别为 4L-NNPC 半桥拓扑的实际电平；New 为所构造的虚拟电平； L_0 、 L_{-1} 、 L_1 为规定后的输出电平； $V_{dc}/2$ 、 $V_{dc}/6$ 、0、 $-V_{dc}/6$ 、 $-V_{dc}/2$ 为各个电平对应的电压。

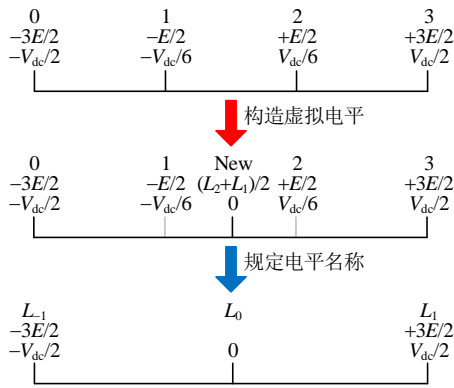


图 4 4L-NNPC 变换器虚拟电平构造方法

Fig. 4 Construction of virtual level diagram of 4L-NNPC half-bridge converter

从物理机理上讲，此时载波周期内实际输出电压 1 的电压 $-V_{dc}/6$ 和实际输出电平 2 的电压 $V_{dc}/6$ 伏秒值完全相互抵消，故可将构造的虚拟电平 0 的输出电压视作 0。

3 4L-NNPC 单相 H 桥虚拟空间矢量调制

2 节规定了 4L-NNPC 拓扑新的虚拟电平构造方法后，4L-NNPC 单相 H 桥拓扑输出电压可以归纳如表 2 所示，其中虚拟电压矢量表示 H 桥左右桥臂分别输出的虚拟电平，以表中 1-1 电压矢量为例进行说明，其中 1 为 H 桥左桥臂输出虚拟电平，-1 为 H 桥右桥臂输出虚拟电平，表中其他虚拟电压矢量类似，不再展开说明。

根据期望电压矢量所在的区间选取基本电压

表 2 单相 H 桥 NNPC 拓扑电压矢量合成表

Table 2 Synthesis of single-phase H-bridge 4L-NNPC converter output voltage

输出电压	基本矢量	虚拟电压矢量
V_{dc}	V_2	1-1
$V_{dc}/2$	V_1	10、0-1
0	V_0	11、00、-1-1
$-V_{dc}/2$	V_{-1}	-10、01
$-V_{dc}$	V_{-2}	-11

矢量进行合成。表 2 中： V_2 、 V_1 为两个正矢量； V_{-2} 、 V_{-1} 为两个负矢量； V_0 为零矢量。按照 5 个基本矢量的位置关系将空间矢量图分成 4 个线性调制区间，可绘制 4L-NNPC 单相 H 桥空间矢量图如图 5 所示。图中 V_{-2} 、 V_{-1} 、 V_0 、 V_1 、 V_2 为基本矢量，下方数字表示该基本矢量所对应的 H 桥虚拟电压矢量。

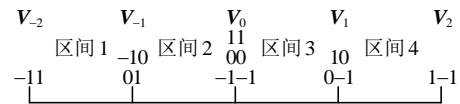


图 5 4L-NNPC 单相 H 桥虚拟空间矢量图

Fig. 5 Virtual space vector diagram of single-phase H-bridge 4L-NNPC converter

3.1 电压矢量合成原理

定义给定的输出电压为目标矢量 $V^*(n)$ ，可利用 4L-NNPC 单相 H 桥输出的 5 个基本矢量合成 $V^*(n)$ 。当 $V^*(n)$ 落在图 5 中的任意一个区间内时，使用邻近的两个基本矢量 V_{high} 和 V_{low} 进行合成， V_{high} 和 V_{low} 的定义^[18]如下：

$$\begin{cases} V_{low}(n) = \begin{cases} \text{floor}(V^*(n)), & V^*(n) > 0 \\ \text{ceil}(V^*(n)), & V^*(n) < 0 \end{cases} \\ V_{high}(n) = \begin{cases} \text{ceil}(V^*(n)), & V^*(n) > 0 \\ \text{floor}(V^*(n)), & V^*(n) < 0 \end{cases} \end{cases} \quad (1)$$

式中： $\text{floor}(\cdot)$ 为向下取整函数； $\text{ceil}(\cdot)$ 为向上取整函数。根据伏秒平衡原理确定两个基本矢量的作用时间 T_1 和 T_2 ：

$$\begin{cases} V^*(n) \times T_s = V_{low}(n) \times T_1 + V_{high}(n) \times T_2 \\ T_s = T_1 + T_2 \end{cases} \quad (2)$$

$$\begin{cases} T_1 = \left| \frac{V^*(n) - V_{low}(n)}{V_{high}(n) - V_{low}(n)} \right| T_s \\ T_2 = \left| \frac{V^*(n) - V_{high}(n)}{V_{low}(n) - V_{high}(n)} \right| T_s \end{cases} \quad (3)$$

式中 T_s 为载波周期时间。

基本矢量合成目标矢量的原理如图 6 所示，其

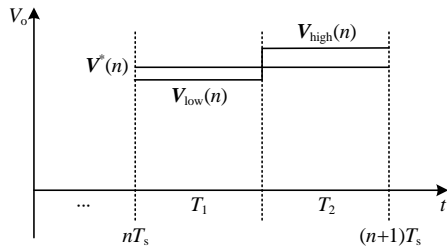


图6 电压矢量合成原理示意图

Fig. 6 Diagram of voltage vector synthesis

中横轴为时间轴，划分为若干个载波周期，纵轴为变频器输出电压。 nT_s — $(n+1)T_s$ 为一个完整的载波周期，第 n 个载波周期内的 V_{low} 、 V_{high} 作用时间分别为 T_1 、 T_2 。

下文讨论在图5所示的4L-NNPC单相H桥拓扑5个基本矢量对应所使用的虚拟电压矢量。由于零矢量[1 -1]、[-1 -1]会在H桥输出形成高幅值共模电压，考虑系统共模电压应该尽可能小，排除这两者的使用。由于只有实际电平2和电平1会对悬浮电容进行充放电动作，故仅当桥臂输出虚拟电平0时才具备调控悬浮电容电压的能力。为使左右桥臂在每个载波周期内都具有相当的电容调压能力，当调制参考落在任意一个区间，参与调制所使用的矢量应当保证左右桥臂都要有输出虚拟电平0的状态且占比时间一致。综上所述，图5所示 V_{-2} 、 V_{-1} 、 V_0 、 V_1 、 V_2 基本矢量对应虚拟电压矢量如表3

表3 单相空间矢量调制虚拟电压矢量选取表

Table 3 Vector selection of single-phase space vector modulation corresponding to sectors

基本矢量	选取的虚拟电压矢量
V_{-2}	[-1 -1]
V_{-1}	$0.5[-1 -0]+0.5[0 -1]$
V_0	[0 0]
V_1	$0.5[1 0]+0.5[0 -1]$
V_2	[1 -1]

表5 低共模电压的电压矢量作用顺序表

Table 5 Low common-mode voltage vector sequence arrangement

区间	基本矢量	虚拟电压矢量	实际电压矢量	H桥电压矢量作用顺序
1	V_{-2}	[-1 -1]	[0 3]	[2 3]→[1 3]→[0 3]→[0 2]→[0 1]→[0 2]→[0 3]→[1 3]→[2 3]
	V_{-1}	$\{0.5[-1 0]+0.5[0 1]\}$	$\{0.25[0 1]+0.25[0 2]+0.25[1 3]+0.25[2 3]\}$	
2	V_{-1}	$\{0.5[-1 0]+0.5[0 1]\}$	$\{0.25[0 1]+0.25[0 2]+0.25[1 3]+0.25[2 3]\}$	[2 2]→[2 3]→[1 3]→[0 2]→[0 1]→[1 1]→[0 1]→
	V_0	[0 0]	$\{0.5[1 1]+0.5[2 2]\}$	[0 2]→[1 3]→[2 3]→[2 2]
3	V_0	[0 0]	$\{0.5[1 1]+0.5[2 2]\}$	[1 1]→[1 0]→[2 0]→[3 1]→[3 2]→[2 2]→[3 2]→
	V_1	$\{0.5[1 0]+0.5[0 -1]\}$	$\{0.25[3 1]+0.25[3 2]+0.5[1 0]+0.5[2 0]\}$	[3 1]→[2 0]→[1 0]→[1 1]
4	V_1	$\{0.5[1 0]+0.5[0 -1]\}$	$\{0.25[3 1]+0.25[3 2]+0.5[1 0]+0.5[2 0]\}$	[1 0]→[2 0]→[3 0]→[3 1]→[3 2]→[3 1]→[3 0]→[2 0]→[1 0]
	V_2	[1 -1]	[3 0]	

所示。

3.2 低共模电压矢量顺序设计

通过引入虚拟电平，2节实现了4L-NNPC拓扑变频器的悬浮电容电压平衡，然而，变频器共模电压的输出与实际输出电压直接相关，也必须根据实际输出电压进行分析，因此下文所使用的电压矢量均为4L-NNPC拓扑的实际输出电压。虚拟电压矢量转换为实际电压矢量的方法可根据2节反向得出。规定后的电平1和电平-1，重新转换为实际电平3和实际电平0，虚拟电平0转换为共同作用的实际电平2和实际电平1，作用时间被两种电平均分。表3中的虚拟电压矢量与实际电压矢量对应关系如表4所示。

表4 所使用的虚拟电压矢量与实际电压矢量对应表

Table 4 Corresponding table of the virtual voltage vector and the actual voltage vector

虚拟电压矢量	实际电压矢量
[-1 -1]	[0 3]
[-1 0]	$0.5[0 1]+0.5[0 2]$
[0 1]	$0.5[1 3]+0.5[2 3]$
[0 0]	$0.5[1 1]+0.5[2 2]$
[1 0]	$0.5[3 1]+0.5[3 2]$
[0 -1]	$0.5[1 0]+0.5[2 0]$
[1 -1]	[3 0]

本文设计的低共模电压的电压矢量作用顺序如表5所示。为了减小输出谐波，每个载波周期内的电压矢量顺序应为对称的，同时所提矢量作用顺序保证了电压矢量的切换只有单个桥臂发生一个电平的跳变。对于区间1和4，对应的H桥实际电压矢量共有5种，则H桥矢量输出设计为 $(2 \times 5 - 1)$ 九段式；对于区间2和3，实际电压矢量共有6种，H桥矢量输出设计为 $(2 \times 6 - 1)$ 十一段式。其设计对共模电压的抑制机理和效果将在下文说明。

下文以 $V^*(n)$ 落在区间 3 为例说明调制输出具体过程。

1) 根据区间确定所使用的基本矢量及其对应的虚拟电压矢量和作用时间, 当 $V^*(n)$ 落在区间 3 时, 根据表 3, 此时对应使用的基本矢量 V_{high} 为 V_1 , 对应的虚拟电压矢量为 $\{0.5[1 \ 0]+0.5[0 \ -1]\}$, V_{low} 为 V_0 , 对应的虚拟电压矢量为 $[0 \ 0]$, 根据式(3)计算出 V_{high} 、 V_{low} 对应的作用时间分别为 T_2 、 T_1 , 其中 T_2 被 $[1 \ 0]$ 和 $[0 \ -1]$ 两种 H 桥虚拟电压矢量均分。

2) 将 H 桥虚拟电压矢量转换到实际电压矢量。经过转换, V_{high} 由 $[3 \ 2]$ 、 $[3 \ 1]$ 、 $[2 \ 0]$ 、 $[1 \ 0]$ 4 种实际电压矢量组成, 作用时间 T_2 被以上 4 种矢量均分; V_{low} 由 $[2 \ 2]$ 、 $[1 \ 1]$ 两种实际电压矢量组成, 作用时间 T_1 被两者均分。故 H 桥 4L-NNPC 的实际电压矢量对应的作用时间如下:

$$\begin{cases} t_{[10]} = t_{[20]} = t_{[32]} = t_{[31]} = \frac{T_2}{4} \\ t_{[11]} = t_{[22]} = \frac{T_1}{2} \\ T_2 + T_1 = T_s \end{cases} \quad (4)$$

3) 按照表 5 中区间 3 的矢量作用顺序取比较参考值 $T_1/4$ 、 $T_1/4+T_2/8$ 、 $T_1/4+T_2/4$ 、 $T_1/4+3T_2/8$ 、 $T_1/4+T_2/2$ 和 $T_s/2$ 与周期为 T_s 、谷值为 0、峰值为 $T_s/2$ 的对称三角载波 C_r 比较得到当前时刻对应实际电压矢量的状态函数 S , 比较关系如下:

$$C_r = \begin{cases} t - kT_s, & kT_s \leq t < kT_s + \frac{T_s}{2} \\ (k+1)T_s - t, & kT_s + \frac{T_s}{2} \leq t < (k+1)T_s \end{cases}, k \in Z \quad (5)$$

$$S = \begin{cases} 1, & C_r < \frac{T_1}{4} \\ 2, & \frac{T_1}{4} \leq C_r < \frac{T_1}{4} + \frac{T_2}{8} \\ 3, & \frac{T_1}{4} + \frac{T_2}{8} \leq C_r < \frac{T_1}{4} + \frac{T_2}{4} \\ 4, & \frac{T_1}{4} + \frac{T_2}{4} \leq C_r < \frac{T_1}{4} + \frac{3T_2}{8} \\ 5, & \frac{T_1}{4} + \frac{3T_2}{8} \leq C_r < \frac{T_1}{4} + \frac{T_2}{2} \\ 6, & \frac{T_1}{4} + \frac{T_2}{2} \leq C_r < \frac{T_s}{2} \end{cases} \quad (6)$$

根据状态函数 S 和区间 3 的矢量作用顺序填入对应的实际电压矢量, 即可实现所提的单相 H 桥 SVVM, 电压矢量序列生成过程如图 7 所示。

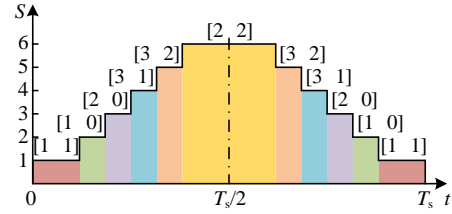


图 7 电压矢量序列生成过程

Fig. 7 Generation of the voltage vector sequence

以上调制策略实现了 4L-NNPC 的电容电压自平衡, 然而实际输出电流在载波周期内并非保持不变, 悬浮电容自平衡后仍存在充放电误差或漏电流差异, 同时开机前悬浮电容存在一定的电压偏差。为了使 4L-NNPC 具有主动平衡能力以消除电压偏差, 需要结合如图 8 所示的 VBC 控制环节以实现悬浮电容电压的完整控制^[4], 图中: Δv 为 VBC 环节设置的电压控制阈值; ΔV_{xi} 为各相桥臂的悬浮电容电压与参考电压 $V_{dc}/3$ 之差 ($x=a, b, c, i=11, 12, 21, 22$)。

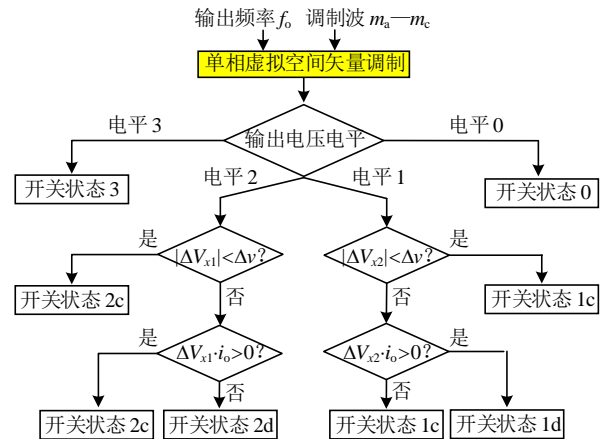


图 8 单相虚拟空间矢量调制策略结合 VBC 控制环节
Fig. 8 Single-phase virtual space vector modulation strategy with VBC

3.3 共模电压分析

PWM 调制下变频器产生的共模电压, 具有高频特性和较大的 dv/dt , 产生高频的共模漏电流通过接地线流回电网时, 会产生很强的共模电磁干扰 (electromagnetic interference, EMI), 影响其他控制系统或电子设备的正常运行^[1]。

为了简化分析, 以三相 H 桥变频器系统为例说明本文所提作用顺序对共模电压的优化效果。对于三相 H 桥变频器结构, 其瞬时共模电压表达式为

$$\begin{aligned} V_{com} &= \frac{1}{6}(V_{AR} + V_{AL} + V_{BR} + V_{BL} + V_{CR} + V_{CL}) = \\ &= \frac{1}{3} \left(\frac{V_{AR} + V_{AL}}{2} + \frac{V_{BR} + V_{BL}}{2} + \frac{V_{CR} + V_{CL}}{2} \right) = \\ &= \frac{1}{3}(V_{comHA} + V_{comHB} + V_{comHC}) \end{aligned} \quad (7)$$

式中： V_{AR} 、 V_{BR} 、 V_{CR} 为A、B、C三相变频器右侧桥臂的输出电压； V_{AL} 、 V_{BL} 、 V_{CL} 为三相左侧桥臂的输出电压； V_{comHA} 、 V_{comHB} 、 V_{comHC} 为各相H桥的共模电压。

在引入虚拟电平后，4L-NNPC单相H桥空间矢量与三电平具有等效性，因此本文以三电平H桥单相空间矢量调制为对照，说明所设计矢量顺序对共模电压的抑制效果。

三电平H桥单相空间矢量调制在不同区间内的矢量作用顺序及对应的共模电压如表6所示。此时，在任意区间载波周期两端对应H桥输出共模电压为 $V_{dc}/4$ ，中心位置对应H桥输出共模电压为 $-V_{dc}/4$ 。在三相H桥系统中，各相共模电压在载波两端和中心位置叠加，系统共模电压偏大。

表6 H桥型3L-NPC电压矢量顺序对应的共模电压

Table 6 Common-mode voltage corresponding to the output voltage vector of H-bridge 3L-NPC

区间	H桥电压矢量作用顺序	对应的共模电压
1	[0 1]→[-1 1]→[-1 0]→[-1 1]→[0 1]	$V_{dc}/4 \rightarrow 0 \rightarrow -V_{dc}/4 \rightarrow 0 \rightarrow V_{dc}/4$
2	[0 1]→[0 0]→[-1 0]→[0 0]→[0 1]	$V_{dc}/4 \rightarrow 0 \rightarrow -V_{dc}/4 \rightarrow 0 \rightarrow V_{dc}/4$
3	[1 0]→[0 0]→[0 -1]→[0 0]→[1 0]	$V_{dc}/4 \rightarrow 0 \rightarrow -V_{dc}/4 \rightarrow 0 \rightarrow V_{dc}/4$
4	[1 0]→[1 -1]→[0 -1]→[1 -1]→[1 0]	$V_{dc}/4 \rightarrow 0 \rightarrow -V_{dc}/4 \rightarrow 0 \rightarrow V_{dc}/4$

将表5的4L-NNPC H桥输出电压矢量和共模电压整理于表7。注意到正负调制区间输出的共模电压时刻正负相反。在三相H桥系统中至少存在一对正负异号相，因此在任意时刻系统的共模电压输出有所抵消，共模电压得到抑制。图9为载波周期内不同区间对应的H桥共模电压输出示意图。

表7 H桥型4L-NNPC电压矢量顺序对应的共模电压

Table 7 Common-mode voltage corresponding to the output voltage vector of H-bridge 4L-NNPC

区间	H桥电压矢量作用顺序	对应的共模电压
1	[2 3]→[1 3]→[0 3]→[0 2]→	$V_{dc}/3 \rightarrow V_{dc}/6 \rightarrow 0 \rightarrow -V_{dc}/6 \rightarrow$
	[0 1]→[0 2]→[0 3]→[1 3]→[2 3]	$-V_{dc}/3 \rightarrow -V_{dc}/6 \rightarrow 0 \rightarrow V_{dc}/6 \rightarrow V_{dc}/3$
2	[2 2]→[2 3]→[1 3]→[0 2]→	$V_{dc}/6 \rightarrow V_{dc}/3 \rightarrow V_{dc}/6 \rightarrow -V_{dc}/6 \rightarrow$
	[0 1]→[1 1]→[0 1]→[0 2]→	$-V_{dc}/3 \rightarrow -V_{dc}/6 \rightarrow -V_{dc}/3 \rightarrow$
3	[1 3]→[2 3]→[2 2]	$-V_{dc}/6 \rightarrow V_{dc}/6 \rightarrow V_{dc}/3 \rightarrow V_{dc}/6$
	[1 1]→[1 0]→[2 0]→[3 1]→	$-V_{dc}/6 \rightarrow -V_{dc}/3 \rightarrow -V_{dc}/6 \rightarrow V_{dc}/6 \rightarrow$
4	[3 2]→[2 2]→[3 2]→[3 1]→	$V_{dc}/3 \rightarrow V_{dc}/6 \rightarrow V_{dc}/3 \rightarrow V_{dc}/6 \rightarrow$
	[2 0]→[1 0]→[1 1]	$-V_{dc}/6 \rightarrow -V_{dc}/3 \rightarrow -V_{dc}/6$
4	[1 0]→[2 0]→[3 0]→[3 1]→	$-V_{dc}/3 \rightarrow -V_{dc}/6 \rightarrow 0 \rightarrow V_{dc}/6 \rightarrow$
	[3 2]→[3 1]→[3 0]→[2 0]→[1 0]	$V_{dc}/3 \rightarrow V_{dc}/6 \rightarrow 0 \rightarrow -V_{dc}/6 \rightarrow -V_{dc}/3$

对于三相H桥系统，三相调制信号相加幅值为零，则三相调制波幅值正负情况在任意时刻满足2正1负(两相调制波大于零，一相调制波小于零)或

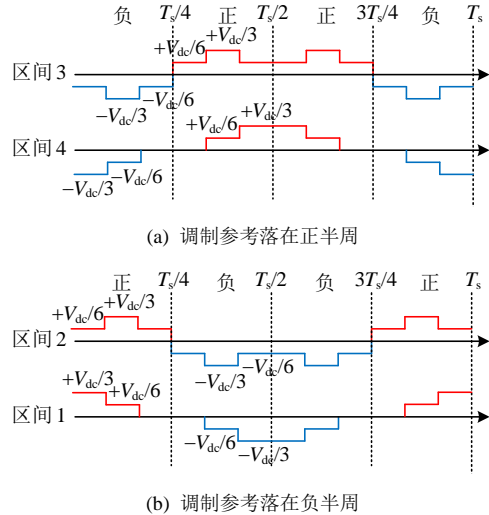


图9 不同区间载波周期共模电压示意图

Fig. 9 Diagram of common voltage of different intervals in a whole switching cycle

1正2负(一相调制波大于零，两相调制波小于零)。由于三相对称性，两种情况的共模电压输出特性保持一致，因此在本文仅讨论2正1负的情况。假设某一时刻A相调制信号为负，B、C两相为正，且B相大于C相三相H桥的调制信号记为 x_A 、 x_B 、 x_C ，则三相信号满足：

$$\begin{cases} x_A = 2m \sin \omega t \\ x_B = 2m \sin(\omega t - 120^\circ) \\ x_C = 2m \sin(\omega t + 120^\circ) \\ x_A < 0 \\ x_B > x_C > 0 \\ x_A + x_B + x_C = 0 \end{cases} \quad (8)$$

由式(8)可知，此时A相(负相)的调制参考 x_A 幅值绝对值最大且 $x_C < 1/2$ ，因此C相调制信号只能落在区间3内。根据对称三相信号和区间划分的关系，此时三相调制信号 x_A 、 x_B 、 x_C 落在不同区间的情况只能有以下3种：

1) x_B 、 x_C 落在区间3， x_A 落在区间2，B、C相输出共模电压为 $-V_{dc}/3$ 且A相共模电压为 $V_{dc}/6$ ，或B、C相输出共模电压为 $V_{dc}/3$ 且A相共模电压为 $-V_{dc}/6$ 时，系统共模电压达到极值，为 $\pm V_{dc}/6$ ；

2) x_B 、 x_C 落在区间3， x_A 落在区间1，B、C相输出共模电压为 $-V_{dc}/3$ 且A相共模电压为0，或B、C相输出共模电压为 $V_{dc}/3$ 且A相共模电压为0时，系统共模电压达到极值，为 $\pm 2V_{dc}/9$ ；

3) x_C 落在区间3， x_B 落在区间4， x_A 落在区间1，B、C相输出共模电压为 $-V_{dc}/3$ 且A相共模电压为0，或B、C相输出共模电压为 $V_{dc}/3$ 且A相共模

电压为 0，系统共模电压达到极值，为 $\pm 2V_{dc}/9$ 。

通过以上分析可知，通过使用所提的单相 SVVM 策略，三相 H 桥 4L-NNPC 拓扑的共模电压峰值可被降至 $\pm 2V_{dc}/9$ 。可将以上结论推广至 n 相 H 桥变换器系统，对于 n 相对称正弦调制信号，在任意时刻至少有 $(n-1)/2$ 相小于零，且最多有 $(n+1)/2$ 相大于零，则至少有 $(n-1)/2$ 对异号相，系统共模电压幅值最大值为

$$V_{com} = \frac{1}{n} \left(\frac{n+1}{2} \frac{V_{dc}}{3} + \frac{n-1}{2} \times 0 \right) = \frac{n+1}{6n} V_{dc} \quad (9)$$

4 仿真验证

为了验证所提均压调制策略对 4L-NNPC H 桥变频器的均压控制效果及输出共模电压的抑制效果，基于 Matlab/Simulink 搭建了如图 10 所示的三相 4L-NNPC H 桥变频器控制系统仿真模型，仿真模型主要参数如表 8 所示，其中开关频率为 1 kHz，死区时间为 $1 \mu s$ 。

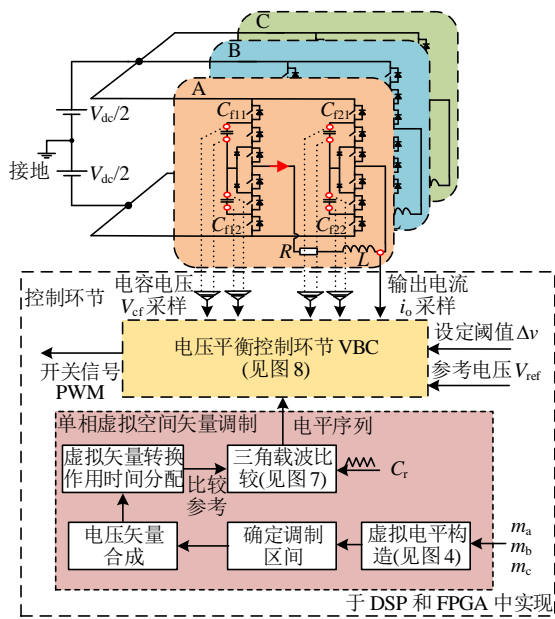


图 10 三相 H 桥型 4L-NNPC 拓扑控制框图

Fig. 10 Block diagram of three-phase H-bridge 4L-NNPC topology

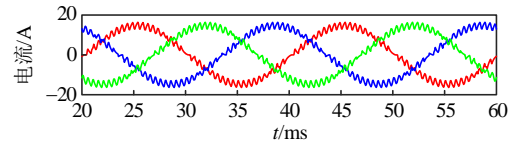
表 8 主要仿真参数

Table 8 Simulation parameters

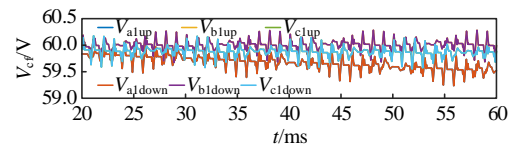
参数	数值
直流电压 V_{dc}/V	180
阻感负载 Z	$9.3 \Omega + 3 \text{ mH}$
输出频率 f_o/Hz	50
悬浮电容 C_f/mF	3.6
悬浮电容参考电压 u_{ref}/V	60
VBC 电压阈值 $\Delta V/V$	1

1) 额定频率 50 Hz 及低频 1 Hz 工况悬浮电容电压均压控制性能仿真。

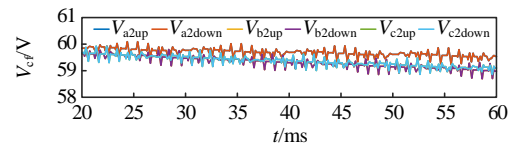
为了验证所提单相 SVVM 的正确性，分别在 50 Hz 工频和低频输出工况下对该调制下的三相 H 桥型 4L-NNPC 拓扑输出特性进行了仿真验证，仿真结果如图 11 所示。在两种工况下，输出电流正



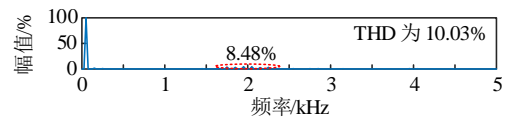
(a) 50 Hz 电流输出



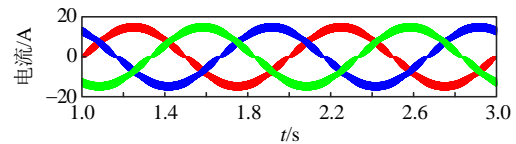
(b) 50 Hz 左桥臂悬浮电容电压波形



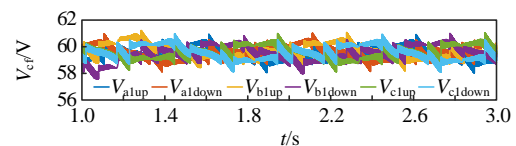
(c) 50 Hz 右桥臂悬浮电容电压波形



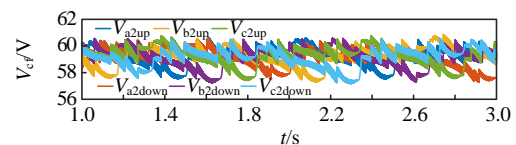
(d) 50 Hz 稳态电流 FFT 分析结果



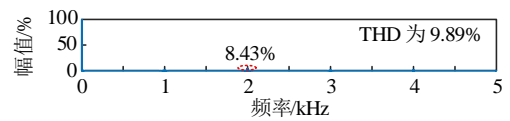
(e) 1 Hz 电流输出



(f) 1 Hz 左桥臂悬浮电容电压波形



(g) 1 Hz 右桥臂悬浮电容电压波形



(h) 1 Hz 稳态电流 FFT 分析结果

图 11 调制比 0.8 不同输出频率稳态电流仿真结果
Fig. 11 Simulated steady-state performance with $m = 0.8, f_o = 50 \text{ Hz}$ and $f_o = 1 \text{ Hz}$

弦性和对称性良好, H 桥拓扑下 PWM 调制谐波主要集中在开关频率倍频处, 悬浮电容电压均得到良好控制。在输出频率为 1 Hz 时, 悬浮电容电压偏差小于 3 V, 波动约为参考值的 5%, 在输出频率为 50 Hz 时, 悬浮电容电压偏差小于 1.5 V, 波动约为参考值的 2.5%。

图 12 为低频工况悬浮电容存在电压偏差条件下, 采用所研究的单相 SVVM 方法下悬浮电容电压控制结果。悬浮电容电压偏差 30 V(电压偏移率约 50%)在半周期内即可调节均衡, 验证了所提调制方法低频运行时良好的悬浮电容平衡性能。其中, 右桥臂悬浮电容电压因电流极性满足悬浮电容电压调控要求, 在约 0.1 s 内调节均衡, 而左桥臂根据 4L-NNPC 开关状态前 0.5 s 内电流极性不满足悬浮电容平衡的平衡调控要求, 直至电流极性换向后悬浮电容才被调整至均衡。

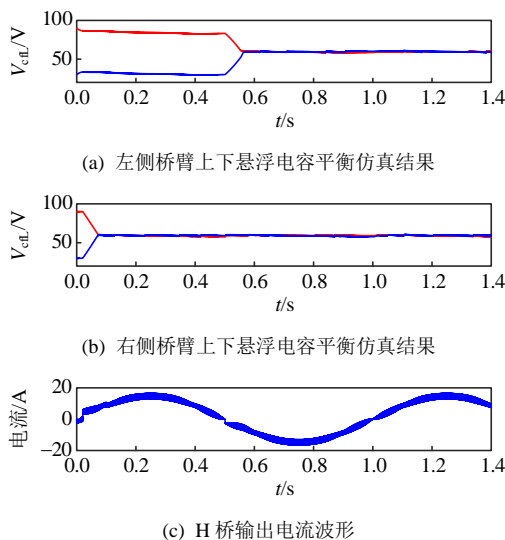


图 12 调制比 0.8 低频 1 Hz 悬浮电容平衡控制仿真结果
Fig. 12 Simulation results of floating capacitors voltage balance with $m=0.8$ and $f=1$ Hz

在上述基础上, 图 13 给出了所提调制策略不同调制比下的稳态电流总谐波畸变率 (total harmonic distortion, THD)值折线图。由于开关频率附近的谐波固定, 当调制比较小时, 电流基波幅值较小, THD 值较大, 随着调制比增加, 电流基波幅值增加, THD 值相应降低。当调制比超过 0.5 时, H 桥输出线电压由五电平变为七电平, 谐波性能进一步得到改善。

2) 输出频率快速变化工况悬浮电容电压均压控制性能实验。

为模拟船舶推进高动态调速性能, 在输出频率

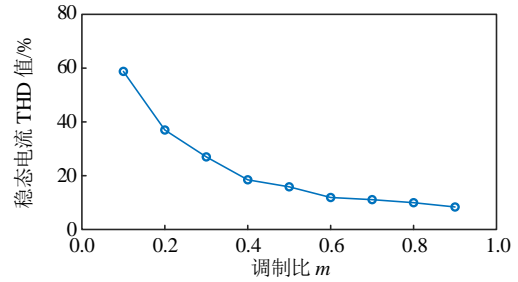
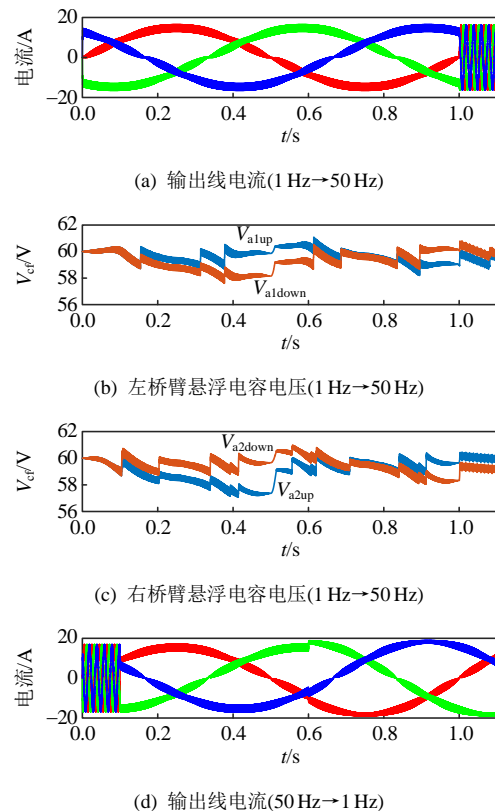


图 13 单相虚拟空间矢量不同调制比下的稳态电流 THD 折线图

Fig. 13 Line chart of the THD of output current with different modulation ratio

快速增加和快速减少工况(1 Hz \leftrightarrow 50 Hz), 对所研究虚拟矢量调制策略控制性能开展了进一步仿真验证。图 14 为所提单相 SVVM 输出频率快速增加和快速减少仿真波形。由图可知, 采用研究的虚拟矢量调制策略, 在频率快速增加和快速减少两种工况下(1 Hz \rightarrow 50 Hz 和 50 Hz \rightarrow 1 Hz), 均可以实现 H 桥型四电平变换器悬浮电容电压平衡稳定, 电压波动总体小于 4 V。在输出频率为 1 Hz 的情况下, 电流基波周期长, 电压误差累积导致电压波动增加(基波周期电流有一半时间电流极性不满足悬浮电容电压调控方向要求); 在输出频率为 50 Hz 的情况下, 电流基波周期短, 电压误差累计时间短, 悬浮电容电压容易被迅速调控平衡, 悬浮电容电压纹波减小。



(d) 输出线电流(50 Hz \rightarrow 1 Hz)

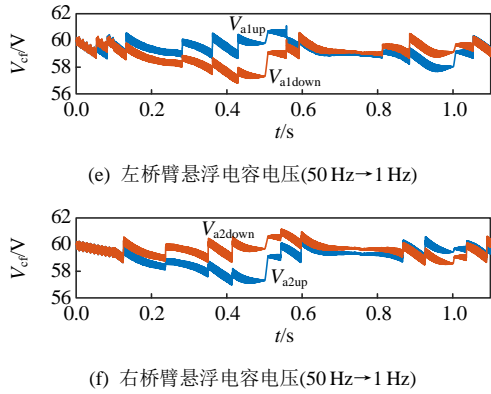


图 14 调制比 0.8 输出频率快速增加和快速减少仿真波形
Fig. 14 Simulated transient-state performance with $m=0.8$ and step change between $f_o=1$ Hz and $f_o=50$ Hz

3) 负载快速变化工况悬浮电容电压均压控制性能实验。

为模拟船舶推进负载大范围变化性能，在负载电流快速变化工况，对所研究虚拟矢量调制策略控制性能开展了仿真验证。图 15 为所提单相 SVVM 负载电流快速变化(空载→满载)仿真波形。由图可知，负载电流快速增加时，输出线电压由五电平转换为七电平，悬浮电容电压波动小于 1.5 V，验证了所提 SVVM 性能。在负载电流较小(相应调制比小)

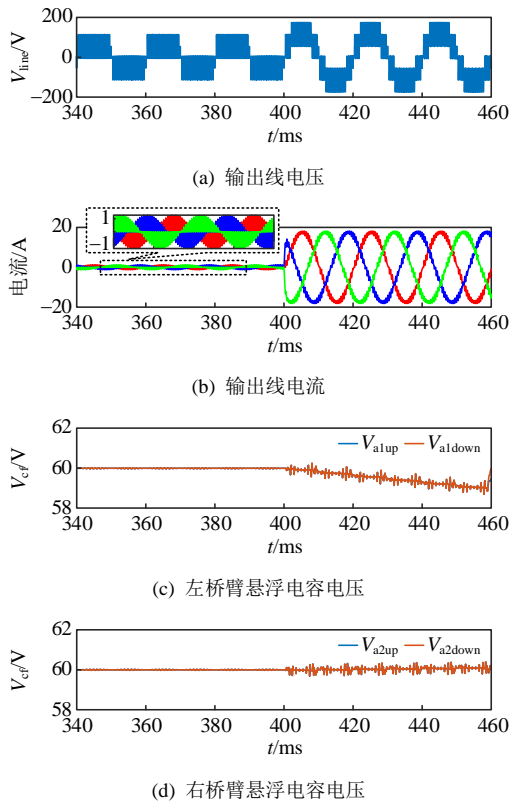


图 15 输出频率 50 Hz 负载电流突变(空载→满载)仿真波形
Fig. 15 Simulated transient-state performance with $f_o=50$ Hz and step change from unloaded to rated load

时，电平 2 和电平 1 在载波周期内的占空比较大，调压时间长，同时电容充放电电流较小，电压纹波小；当负载电流较大(相应调制比大)时，两种电平占空比较小，调压时间减少，充放电电流大，电压纹波增加。同时由于左右桥臂电流极性相反，左右桥臂的电容电压变化并无一致性。

4) 虚拟矢量调制和 CB3L 调制共模电压性能对比实验。

在悬浮电容电压控制稳定的基础上，对所提调制策略与 CB3L 调制策略共模抑制效果进行仿真对比。图 16 为单相 SVVM 及 CB3L 调制在输出频率为 50 Hz 共模电压输出仿真结果。由图可知，CB3L 调制的共模电压幅值为 $\pm V_{dc}/3$ ；使用所提单相 SVVM，可将共模电压幅值降至 $\pm 2V_{dc}/9$ 以下，符合理论结果。

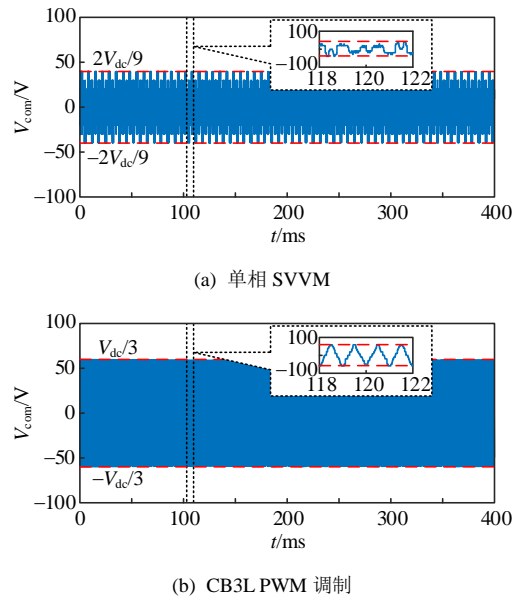


图 16 单相 SVVM 与 CB3L PWM 调制输出共模电压仿真对比

Fig. 16 Simulation comparison of common-mode voltage between single-phase virtual space vector modulation and CB3L PWM

5 实验验证

5.1 实验平台

为进一步验证本文所提 H 桥型虚拟矢量调制算法共模电压抑制性能和低频均压功能，搭建了 15 kW 级三相四电平 H 桥变频器及其控制系统实验平台，如图 17 所示。

整个变频器配有一个主控制器，每个逆变单元都配有一个从控制器，其中主控制器采用 DSP+



图 17 三相 4L-NNPC H 桥变频器及其控制系统

Fig. 17 Three-phase 4L-NNPC H-bridge inverter and its control system

FPGA 构架, 逆变单元从控制器采用 FPGA 构架。。控制上采用如图 18 所示分布式点对点高速串行通信控制架构。

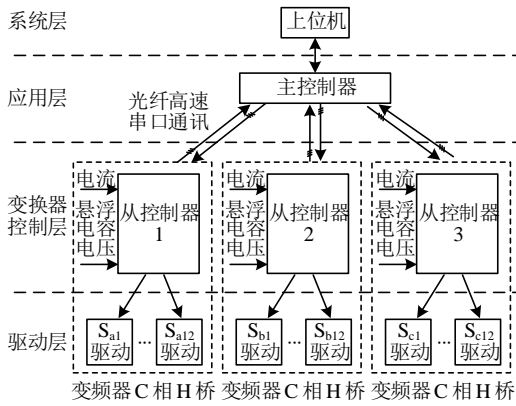


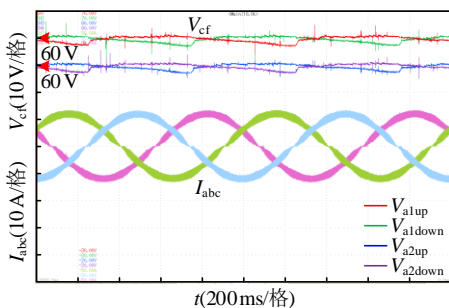
图 18 基于分布式的点对点高速串行通信网络的控制构架

Fig. 18 Control architecture based on distributed point-to-point high-speed serial communication network

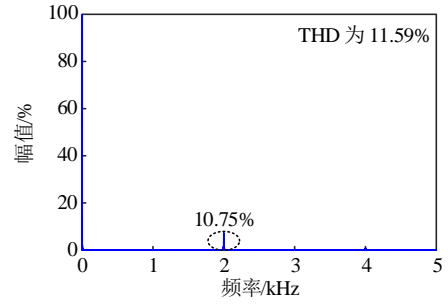
5.2 实验结果

1) 额定频率 50Hz 及低频 1Hz 工况悬浮电容电压均压控制性能实验。

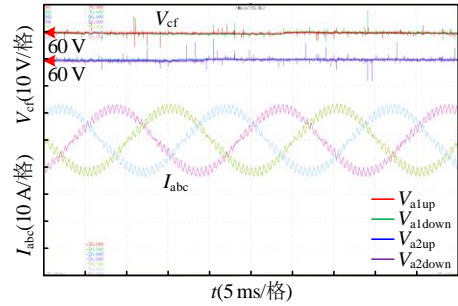
在 50Hz 额定频率和低频(1Hz)运行情况下开展了悬浮电容均压控制效果验证, 实验所用参数与仿真相同。图 19 为单相 SVVM 在调制比 0.8, 输出频率为 1 和 50Hz 下的稳态电流波形及谐波分析。与仿真结果一致, 在输出频率为 1Hz 时, 悬浮电容



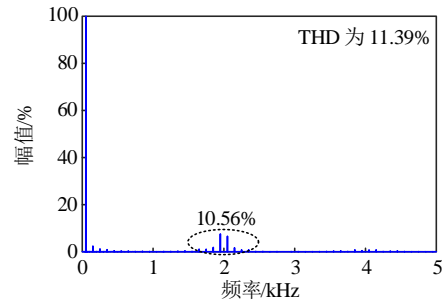
(a) 1 Hz 稳态电流输出及悬浮电容波动情况



(b) 1 Hz 稳态电流 FFT 分析结果



(c) 50 Hz 稳态电流输出及悬浮电容波动情况



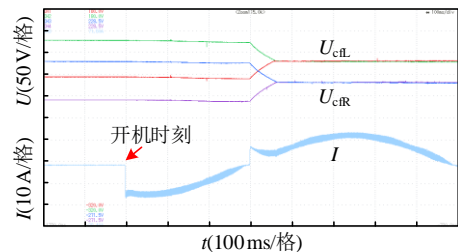
(d) 50 Hz 稳态电流 FFT 分析结果

图 19 调制比 0.8 不同输出频率稳态电流实验波形

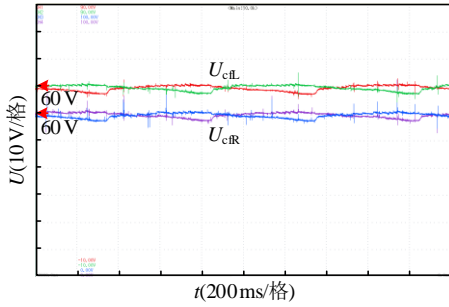
Fig. 19 Experimental steady-state performance with $f_o = 50 \text{ Hz}$ and $f_o = 1 \text{ Hz}$

电压偏差小于 3 V, 波动约为参考值的 5%, 在输出频率为 50Hz 时, 悬浮电容电压偏差小于 1.5 V, 波动约为参考值的 2.5%, 稳态电流的谐波主要集中在二倍开关频率附近, 同时由于死区等非理想因素, 谐波含量相较于仿真值略有增加。

图 20 为悬浮电容存在电压偏差下采用研究的单相 SVVM 低频运行下悬浮电容电压平衡控制实验结果。悬浮电容电压偏差 40 V(电压偏差率约



(a) 悬浮电容低频均压实验波形



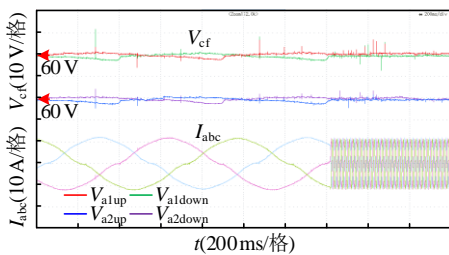
(b) 稳态悬浮电容电压波动细节图

图 20 1 Hz 输出频率单相 SVVM 悬浮电容均压实验效果
Fig. 20 Experimental results of floating capacitors voltage balance at 1 Hz

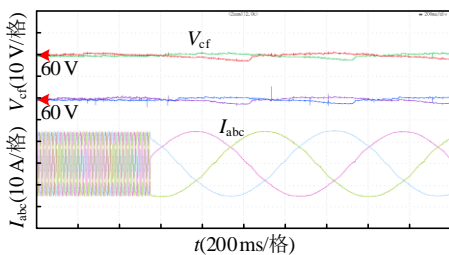
66.7%) 在电流方向满足悬浮电容电压调控要求时即可快速调节均衡, 验证了所提调制方法低频运行时良好的悬浮电容平衡性能。开机时刻的电流方向无法满足左右桥臂悬浮电容电压偏离情况所对应的调压条件, 所以电容电压保持偏离直到 0.3 s 后电流换向后迅速完成调压。

2) 输出频率快速增加和快速减少工况悬浮电容电压均压控制性能实验。

在输出频率快速增加工况, 对所研究虚拟矢量调制策略控制性能开展进一步实验验证。图 21 为采用单相 SVVM 输出频率快速增加和快速减少 (1 Hz ↔ 50 Hz) 实验波形。由图可知, 在频率快速增加和快速减少两种工况, 采用研究的虚拟矢量调制策略均可实现 H 桥型四电平变换器悬浮电容电压



(a) 1 Hz 跳变至 50 Hz



(b) 50 Hz 跳变至 1 Hz

图 21 调制比 0.8 输出频率快速增加和快速减少实验波形
Fig. 21 Experimental transient-state performance with $m = 0.8$ and step change between $f_0 = 1$ Hz and $f_0 = 50$ Hz

平衡控制, 电压波动小于 4 V。低频输出时由于电流基波周期长, 电流极性改变时间长, 导致基波周期电压调控误差不断累积(电压调控能力与电流极性相关), 悬浮电容电压波动较大; 高频输出时电流基波周期短, 电流极性改变时间短, 电容电压误差累计时间短, 电压波动减小。频率快速变化前后电容电压纹波变化情况与仿真结果保持一致性。

3) 负载快速变化工况悬浮电容电压均压控制性能实验。

在负载电流快速变化工况, 对所研究虚拟矢量调制策略控制性能开展进一步实验验证。图 22 为采用单相虚拟空间矢量负载电流快速变化实验波形。由图可知, 采用研究的虚拟矢量调制策略, 在负载电流大范围变化时(额定负载 → 空载), 可实现 H 桥型四电平变换器悬浮电容电压平衡稳定, 电压波动小于 1.5 V。此外, 负载电流快速减少后, 悬浮电容电压纹波略有减小, 与仿真结果保持一致性。

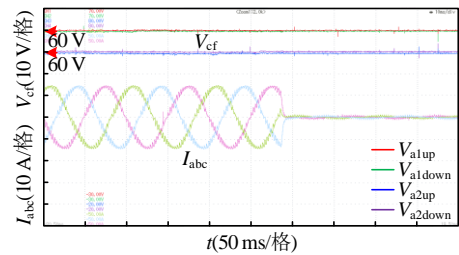
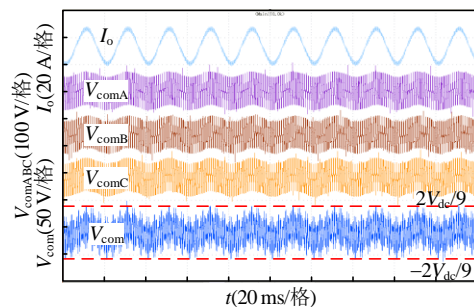


图 22 输出频率 50 Hz 调制比突变(满载 → 空载)实验波形
Fig. 22 Experimental transient-state performance with $f_0 = 50$ Hz and step change from rate load to unload

4) 虚拟矢量调制和 CB3L 调制共模电压性能对比实验。

为进一步验证所提调制策略共模电压抑制性能, 本文开展了所提策略与 CB3L 调制策略共模抑制效果实验对比。图 23 为两种调制策略在 50 Hz 输出频率下的共模电压实验结果。其中, CB3L 调制策略的共模电压幅值为 $\pm V_{dc}/3$, 所提单相 SVVM 的共模电压幅值为 $\pm 2V_{dc}/9$, 略有超出部分为死区时



(a) 单相 SVVM

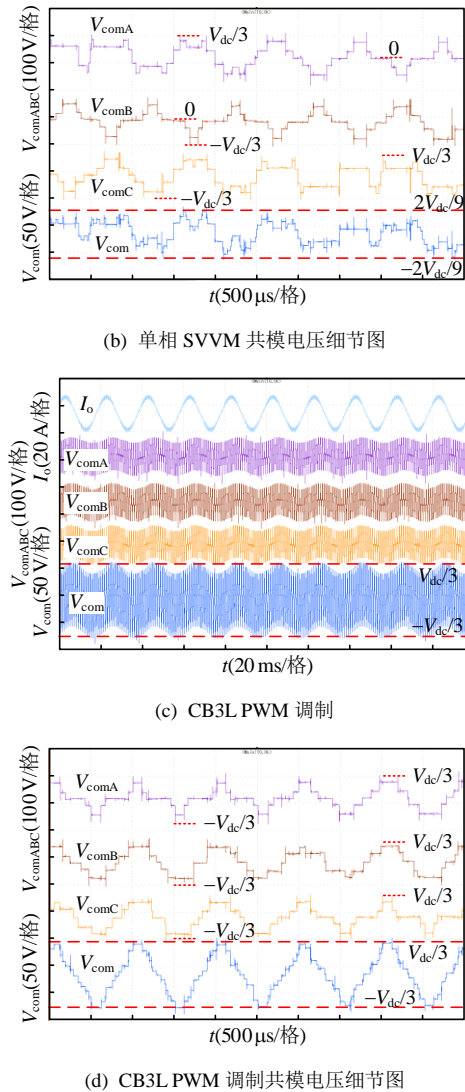


图 23 单相 SVVM 与 CB3L PWM 调制共模电压实验对比
Fig. 23 Experimental comparison of common-mode voltage between single-phase virtual space vector modulation and CB3L PWM

间引入的共模电压尖峰。通过细节图可知,在三相 H 桥系统使用所提单相 SVVM 策略时,在任意时刻总有一相 H 桥的共模电压与其他两相异号或为 0,系统共模电压因此得到抵消;而 CB3L 调制下的三相 H 桥共模电压极值总在载波波峰、波谷处叠加,系统共模电压偏大。实验结果与理论结果和仿真结果保持一致。

以上实验结果表明,所提调制算法能在全频率范围内实现悬浮电容电压平衡稳定,且全调制比内实现共模电压有效抑制到 $\pm 2V_{dc}/9$ 以下,理论分析、仿真结果、实验结果三者保持一致。

6 结论

本文对四电平 NNPC 多相 H 桥型变频器悬浮电

容电压平衡控制及共模电压优化抑制问题展开研究,并有以下结论:

1) 针对四电平 NNPC 拓扑的悬浮电容电压低频波动问题,研究了一种四电平拓扑虚拟电平的构造方法,在此基础上提出了 H 桥型四电平 NNPC 虚拟空间矢量调制算法,通过优化选取虚拟矢量及精细设计虚拟矢量合成作用顺序,实现了四电平 NNPC 悬浮电容在全频率范围内平衡稳定及共模电压优化抑制。

2) 基于 15 kW 级三相 H 桥四电平 NNPC 变频器,对所提控制策略进行了仿真与试验验证,并与 CB3L 调制策略进行对比,可在保持全频率范围优良的悬浮电容电压平衡控制的情况下,实现 H 桥型变频器共模电压幅值降低至 $2V_{dc}/9$,其中低频 1 Hz 及 50 Hz 等全频率范围内悬浮电容电压波动小于 3.5 V,共模电压相比 CB3L 等调制降低至 $2V_{dc}/9$ 。理论分析、仿真和试验吻合良好,表明了所提虚拟矢量调制策略的可行性、正确性;

3) 所提 H 桥型虚拟矢量策略具有原理简单、工程易实现等优点,可推广到其他多相 H 桥型变换器的电容电压平衡控制及共模电压优化场合。

参考文献

- [1] 鲁斌,胡亮灯,裘呈熠,等.面向舰船推进的中压新型三电多相 H 桥变频器共模电压抑制策略研究[J].中国电机工程学报,2025,45(14):5644-5656.
LU Bin, HU Liangdeng, QIU Chengyi, et al. Research on common-mode voltage suppression method of medium-voltage new three-level multi-phase H-bridge inverter for ship propulsion[J]. Proceedings of the CSEE, 2025, 45(14): 5644-5656(in Chinese).
- [2] 马伟明,肖飞,马凡.舰船综合电力系统研究进展与应用建议[J].中国电机工程学报,2024,44(17):6761-6774.
MA Weiming, XIAO Fei, MA Fan. Research progress and application suggestions of vessel integrated power system[J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(17): 6761-6774(in Chinese).
- [3] FANG Jingyang, BLAABJERG F, LIU S, et al. A review of multilevel converters with parallel connectivity[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(11): 12468-12489.
- [4] NARIMANI M, WU Bin, CHENG Zhongyuan, et al. A new nested neutral point-clamped (NNPC) converter for medium-voltage (MV) power conversion[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(12): 6375-6382.

- [5] TIAN Kai, WU Bin, NARIMANI M, et al. A capacitor voltage-balancing method for nested neutral point clamped (NNPC) inverter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(3): 2575-2583.
- [6] TAN Longcheng, WU Bin, NARIMANI M, et al. Multicarrier-based PWM strategies with complete voltage balance control for NNPC inverters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(4): 2863-2872.
- [7] TAN Longcheng, WU Bin, NARIMANI M, et al. A space virtual-vector modulation with voltage balance control for nested neutral-point clamped converter under low output frequency conditions[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(5): 3458-3466.
- [8] HU Liangdeng, XIAO Fei, XIN Ziyue. Research on voltage regulation ability of four-level nested clamp converter based on virtual space vector modulation[J]. IET Power Electronics, 2023, 16(7): 1091-1102.
- [9] TIAN Hao, LI Yunwei. Carrier based three-level PWM for improving flying capacitor balancing of nested neutral-point-clamped (NNPC) converter[C]//Proceedings of 2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). Tampa: IEEE, 2017: 2590-2597.
- [10] XIN Ziyue, XIAO Fei, HU Liangdeng, et al. A novel dead-time elimination method for voltage source multilevel converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(2): 1708-1719.
- [11] XIN Ziyue, XIAO Fei, HU Liangdeng. A switching sequence optimization method (SSOM) to eliminate the dead-time unexpected output levels for four-level nested neutral point clamped converter[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2021, 7(4): 2085-2094.
- [12] ZHOU Wei, PANG Jupeng, WU Mingzhe, et al. A novel carrier interleaved PWM method for four-level nested neutral-point-clamped inverters[J]. iEnergy, 2025, 4(1): 65-76.
- [13] MONFARED K K, NEYSHABOURI Y, IMAN-EINI H, et al. An improved finite control-set model predictive control for nested neutral point clamped converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(6): 5386-5398.
- [14] NARIMANI M, WU Bin, YARAMASU V, et al. Finite control-set model predictive control (FCS-MPC) of nested neutral point-clamped (NNPC) converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(12): 7262-7269.
- [15] 胡亮灯, 肖飞, 楼徐杰, 等. 基于层叠载波调制的三电平 H 桥变频器输出电压异常跳变分析研究[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(1): 266-276.
HU Liangdeng, XIAO Fei, LOU Xujie, et al. Research on output voltage abnormal voltage pulses of three-level H-bridge inverter base on cascaded carrier modulation[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(1): 266-276(in Chinese).
- [16] 郭小强, 王学惠, 贺冉. NNPC 四电平逆变器共模电压抑制技术研究[J]. 太阳能学报, 2019, 40(4): 1050-1058.
GUO Xiaoqiang, WANG Xuehui, HE Ran. CMV reduction of four-level nested neutral point clamped inverter[J]. Acta Energaie Solaris Sinica, 2019, 40(4): 1050-1058(in Chinese).
- [17] MONFARED K K, IMAN-EINI H, NEYSHABOURI Y, et al. Model predictive control with reduced common-mode voltage based on optimal switching sequences for nested neutral point clamped inverter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2024, 71(1): 27-38.
- [18] QIU Chengyi, HU Liangdeng, LIN Mingyao, et al. Neutral-point voltage control method of multi-phase three-level neutral-point clamped H-bridge inverters based on space vector modulation[J]. Journal of Power Electronics, 2025, 25(6): 1016-1029.



任奕澄

在线出版日期: 2025-11-26。

收稿日期: 2025-06-06。

作者简介:

任奕澄(2001), 男, 硕士研究生, 研究方向为电力电子及电力传动, 3190104017@zju.edu.cn;

胡亮灯(1986), 男, 博士, 副研究员, 专项博士生导师, 硕士生导师, 研究方向为中高压电力电子变换和多相电机控制技术, hldhgd@163.com;

龙齐杰(1997), 男, 硕士研究生, 研究方向为电力电子与电力传动;

徐小松(2000), 男, 博士研究生, 研究方向为电力电子与电力传动;

*通信作者: 王坤(1985), 男, 硕士, 讲师, 研究方向为电力电子与电力传动, 28076622@qq.com。

(责任编辑 吕鲜艳)