

一种有源中点钳位五电平逆变器 简化等效空间矢量调制策略

刘计龙, 李科峰, 肖飞*, 麦志勤, 付康壮, 连传强

(舰船综合电力技术国防科技重点实验室(海军工程大学), 湖北省 武汉市 430033)

A Simplified Equivalent SVPWM Strategy for Active Neutral Point Clamped Five-level Inverter

LIU Jilong, LI Kefeng, XIAO Fei*, MAI Zhiqin, FU Kangzhuang, LIAN Chuanqiang

(National Key Laboratory of Science and Technology on Vessel Integrated Power System (Naval University of Engineering),
Wuhan 430033, Hubei Province, China)

ABSTRACT: To solve the problems of high computational complexity and inevitable parasitic modes in traditional space vector pulse width modulation (SVPWM) of active neutral-point-clamped five-level (ANPC-5L) inverter, a simplified equivalent SVPWM strategy was proposed, which could avoid parasitic modes. In the proposed strategy, saddle-shaped modulation signal was generated by utilizing the carrier method of 2-level SVPWM and was compared with the carrier signal after simple calculation. Then, the driving signal was obtained and the desired voltage waveform was output. On the one hand, by optimizing the switch mode transition diagram, the parasitic mode caused by dead zone could be eliminated and the output harmonic characteristics of the inverter could be improved. On the other hand, by properly selecting redundant modes and injecting zero-sequence voltage into modulation signal, the decoupling control of the floating capacitor voltage and neutral point potential of the DC-link capacitor could be realized. Moreover, the proposed strategy does not increase the switching frequency of switch components, so no extra losses are generated. Due to the less common-mode voltage produced by the proposed strategy, problems such as electromagnetic interference could be avoided. The validity of the proposed strategy was proved by the simulation and experimental results.

KEY WORDS: active neutral-point-clamped; five level; space vector pulse width modulation; parasitic mode; capacitor voltage control

摘要: 针对有源中点钳位五电平(active neutral-point-clamped five-level, ANPC-5L)逆变器传统空间矢量调制策略中存在的“计算复杂、无法避开寄生模态”等问题,提出一种实现简便且能够避开寄生模态的简化等效空间矢量调制(space vector pulse width modulation, SVPWM)策略。所提策略参照两电平 SVPWM 的载波实现方法生成马鞍形调制信号,经过简单计算后与载波信号比较,得到开关管驱动信号,输出期望的电压波形。一方面,通过优化开关模态切换图,避开因死区产生的寄生模态,改善逆变器输出谐波特性;另一方面,通过合理选择冗余模态,向调制信号注入零序电压,实现 ANPC-5L 逆变器悬浮电容电压和支撑电容中点电位的解耦控制。所提策略不会增加开关管的开关频率,因此不会产生额外的损耗,产生的共模电压较小,避免电磁干扰等问题。最后,仿真和实验结果验证所提策略的有效性。

关键词: 有源中点钳位; 五电平; 空间矢量调制; 寄生模态; 电容电压控制

0 引言

在 6~10kV 的高压大功率变频传动领域,受限于目前开关器件的耐压水平,必须采用五电平、七电平甚至更多电平的电能变换器拓扑结构以提高输出电压水平^[1-4]。有源中点钳位五电平(active neutral-point-clamped five-level, ANPC-5L)拓扑作为一种混合型拓扑,兼具二极管钳位多电平拓扑和飞跨电容多电平拓扑的优点,因此,该拓扑自提出以来就因其“输出电平多、开关管电压应力低和控制冗余性高”等优势受到了国内外学者的广泛关注^[5-8]。由于 ANPC-5L 逆变器输出的电压等级多,电压矢量选择的自由度较高,开关模态切换时可能

基金项目: 国防科技卓越青年基金项目(2018-JCJQ-ZQ-002)。

Project Supported by National Defense Science and Technology Outstanding Youth Foundation (2018-JCJQ-ZQ-002).

产生寄生模态，且运行过程中必须保持直流母线支撑电容和各桥臂内部悬浮电容电压平衡，因此，ANPC-5L 逆变器的调制策略一直是该领域的研究热点^[9-11]。

ANPC-5L 逆变器的调制策略主要分为基于载波的调制策略、空间矢量调制策略和特定谐波消除调制(selected harmonic elimination pulse width modulation, SHEPWM)策略^[11-12]。基于载波的调制策略以载波移相调制(phase shift pulse width modulation, PS-PWM)和载波层叠调制(phase disposition pulse width modulation, PD-PWM)为主。文献[5-7,13-15]基于 PS-PWM 和 PD-PWM 策略，采用 1 个调制波和几个幅值或相位不同的载波进行比较产生所需的驱动脉冲。然而，这种调制策略对悬浮电容电压控制能力较弱，而且悬浮电容电压控制和中点电位控制之间存在耦合。文献[16-18]基于 SVPWM 策略，实现高直流电压利用率和内部电容电压的控制，但其计算过程较为繁琐，实现复杂度较高。文献[7,10]在上述传统 SVPWM 的基础上，分别提出基于线电压坐标系和 $g-h$ 坐标系下的 SVPWM 策略，简化了计算过程。然而，文献[7]未给出对支撑电容中点电位的具体控制方法；文献[10]中开关管动作方式随中点电位的波动而变化，不仅影响输出波形质量，还增加实现复杂度。文献[19]在传统 SHEPWM 的基础上，采用粒子群算法求解开关角，用于消除输出波形中特定的谐波，但计算量大，较难应用于高性能调速系统中。

由于开关管驱动脉冲存在死区，ANPC-5L 逆变器开关模态切换过程中可能会产生非期望的中间模态，称为寄生模态。寄生模态会使输出电压产生跨电平跳变，影响输出波形质量。针对此问题，文献[8,12,20]绘制 ANPC-5L 模态切换图，阐述模态之间切换应遵循的规则，但未考虑输出电压过零时寄生模态避免的问题。文献[21-22]在上述文献的基础上对模态切换图进行修正，在输出电压过零时通过 5 种中间模态进行过渡，有效避免寄生模态的产生。然而，该方法不仅实现复杂，而且必须对原来同步动作的低频开关管进行独立控制，还存在使互补的开关管同时导通的情况。该方法不仅增加控制成本，而且增加安全隐患。

支撑电容中点电位和悬浮电容电压平衡控制也是 ANPC-5L 调制策略中必须考虑的一项内容。ANPC-5L 电容电压控制的关键为能否实现 2 类电

容电压控制的解耦，以及是否会对 ANPC-5L 逆变器的输出特性带来其他不利影响，如额外的开关损耗、过高的共模电压等。目前，基于载波的调制策略主要通过改变调制波幅值平衡内部电容电压，但该做法较难实现 2 类电容电压控制的解耦^[13-14]。文献[5]在文献[13-14]的基础上通过分裂调制波实现悬浮电容电压与中点电位的解耦控制，具有良好的控制效果，但在控制过程中调制波分裂无规律，不能有效地控制共模电压。基于 SVPWM 策略的文献主要通过选择冗余矢量平衡中点电位和悬浮电容电压，但主要存在 3 个问题：控制过程中未考虑输出电压跨电平跳变和过高共模电压产生的影响^[23-24]；同一时刻只能对单一目标进行控制，未实现 2 类电容电压控制的解耦^[17-18]；实现复杂度普遍较高。

本文基于现有 ANPC-5L 逆变器调制策略中存在的不足，提出一种简化等效 SVPWM 策略。该策略参考传统 SVPWM 的载波实现方法得到马鞍形调制信号，经过一定处理后将其与单路载波信号进行比较，产生开关管驱动信号，得到与 SVPWM 等效的直流电压利用率，避免传统五电平 SVPWM 策略繁琐的计算流程。同时，提出一种简便高效的寄生模态避免方法和 ANPC-5L 电容电压控制方法。一方面避开因脉冲信号死区产生的寄生模态，优化了输出谐波特性；另一方面，实现对 ANPC-5L 逆变器内部电容电压平衡控制，未对逆变器输出带来额外的不利影响。最后，通过仿真和实验对所提策略的有效性进行验证。

1 ANPC-5L 逆变器及其现有调制策略分析

1.1 拓扑结构及开关模态

三相 ANPC-5L 逆变器拓扑如图 1 所示。由图 1 可知，ANPC-5L 逆变器三相桥臂共用直流母线和支撑电容中点 N_p ，每相桥臂包含 12 个开关管，即开关管 $S_1—S_6$ 及其互补开关管 $\bar{S}_1—\bar{S}_6$ 。假设直流母线电压为 $4E$ ，为保证 ANPC-5L 逆变器输出 5 种标准电平，必须满足 2 个前提条件：保持支撑电容中点电位为 $2E$ ；保持各桥臂悬浮电容电压为 E 。

单个 ANPC-5L 桥臂的拓扑结构如图 2 所示。

图 2 中： i_1 为支撑电容 C_{up} 的电流； i_2 为支撑电容 C_{dn} 的电流； i_{np} 为支撑电容中点的电流； i_{cf} 为悬浮电容电流； i_o 为输出相电流。用 1 和 0 分别表示器件的开通和关断，根据表 1 所示 8 种开关模态进

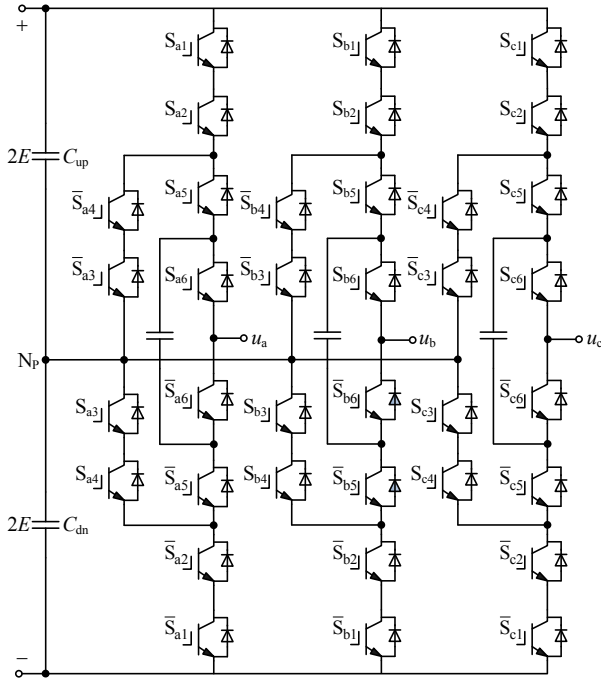


图1 三相 ANPC-5L 逆变器拓扑结构

Fig.1 Topology of three phase ANPC-5L inverter

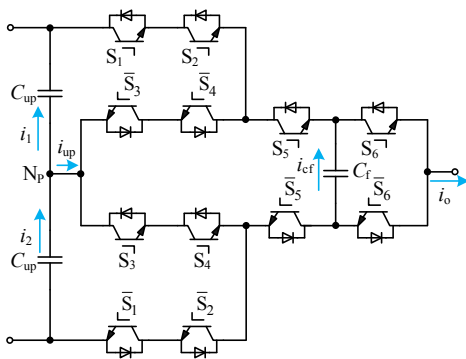


图2 单个 ANPC-5L 桥臂的拓扑结构

Fig.2 Topology of single ANPC-5L bridge

表1 单个 ANPC-5L 桥臂的开关模式

Table 1 Switch modes of single ANPC-5L bridge

S ₁ —S ₄	S ₅	S ₆	u _o	i _{cf}	i _{np}	开关模式
0	0	0	-2E	0	0	M0
0	0	1	-E	i _o	0	M1
0	1	0	-E	-i _o	i _o	M2
0	1	1	0	0	i _o	M3
1	0	0	0	0	i _o	M4
1	0	1	E	i _o	i _o	M5
1	1	0	E	-i _o	0	M6
1	1	1	2E	0	0	M7

行动作，以母线中点 N_p 为参考电位，ANPC-5L 桥臂可输出 -2E、-E、0、E、2E 5 种电平的相电压^[25]。

由表 1 可知，输出电压 u_o 为 -E、0、E 时均对应 2 种开关模式，将输出同一电平的不同开关模式互相之间称为冗余模式。分析表 1 中所示 8 种开关

模式可知，开关管 S₁—S₄ 状态总是保持一致，因此在单个 ANPC-5L 桥臂中仅有 3 个可独立控制的开关管，即 S₁、S₅、S₆，因此可产生 2³=8 种开关模式。

1.2 ANPC-5L 逆变器现有脉宽调制策略分析

ANPC-5L 逆变器的调制策略主要分为 3 类：载波脉冲宽度调制(pulse width modulation, PWM)策略、SVPWM 策略和 SHEPWM 策略。其中，应用于 ANPC-5L 逆变器的载波 PWM 策略主要分为 PD-PWM 和 PS-PWM 2 类。

同相 PD-PWM 的一种开关切换方式如图 3 所示。由图 3 可知，PD-PWM 利用 4 个频率和相位相同的三角载波 T_{r1}—T_{r4} 与调制波进行比较，得到各开关管的脉冲信号。PS-PWM 策略中调制波与载波关系及开关管状态如图 4 所示。由图 4 可知，PS-PWM 策略利用 2 个幅值相同相位相差 180° 的三

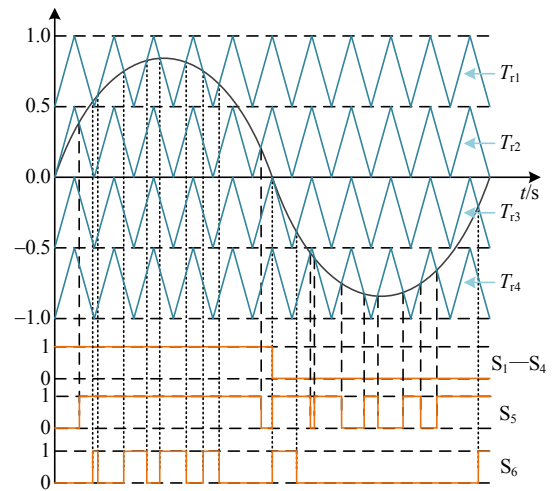


图3 PD-PWM 策略中调制波与载波关系

Fig.3 Relationship between modulated wave and carrier wave in PD-PWM strategy

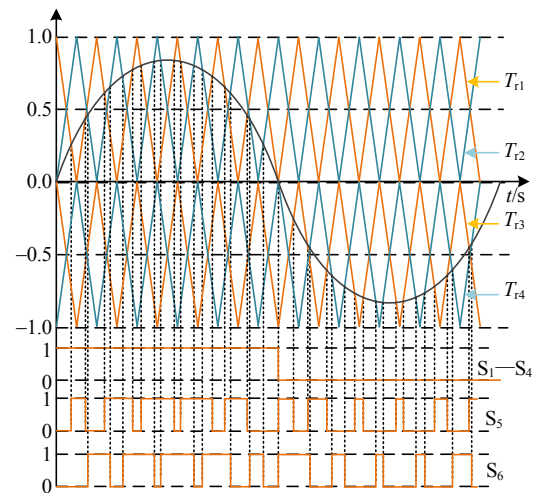


图4 PS-PWM 策略中调制波与载波关系

Fig.4 The relationship between modulated wave and carrier wave in PS-PWM strategy

角载波(分上下 2 层, 共 4 个)与调制波比较。其中, 调制波的正负号决定低频侧开关管 S_1 — S_4 的开关状态, 载波决定高频侧开关管 S_5 、 S_6 的开关状态。然而 PD-PWM 和 PS-PWM 对悬浮电容电压的控制能力较弱, 且悬浮电容电压控制、中点电位控制和输出电压幅值控制之间存在耦合。在层叠载波的交界处, 调制波与载波比较产生的窄脉冲需进行特殊处理。

与 SPWM 相比, SVPWM 策略开关模型简单、谐波性能好, 且可实现低转矩脉动和高直流电压利用率^[26]。对于 ANPC-5L 拓扑的 SVPWM 策略, 目前主要有基于线电压坐标系和基于 g - h 坐标系 2 种实现方式。三相 ANPC-5L 逆变器空间矢量图如图 5 所示。其中, 数字 0—4 分别表示 5 种输出电平: $-2E$ 、 $-E$ 、 0 、 E 、 $2E$ 。ANPC-5L 每相桥臂可输出 5 种电平, 三相 ANPC-5L 逆变器共有 $5^3 = 125$ 个空间电压矢量。由于有些空间电压矢量作用效果是相同的, 因此图 5 中所示共有 61 种不同位置的空间电压矢量(包括 0 矢量)。

空间矢量调制的实现过程一般分为 3 个步骤: 确定电压矢量; 计算矢量作用时间; 产生驱动脉冲。由图 5 可知, 实现 ANPC-5L 逆变器的空间矢量调制, 首先, 确定参考电压 \vec{u}_{ref} 所在的矢量三角形, 进而确定可供选择的电压矢量; 其次, 根据几何关系计算各矢量的作用时间; 最后, 根据 ANPC-5L 电容电压控制的需求, 确定最终作用的电压矢量及其对应的开关模态, 生成驱动脉冲。由此可见, 相

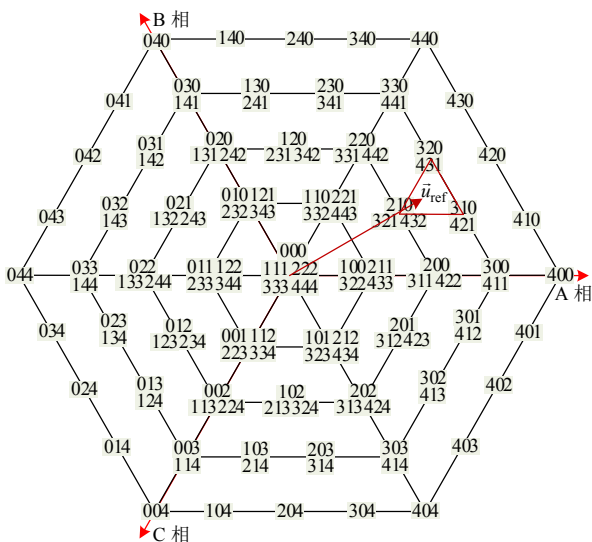


图 5 三相 ANPC-5L 逆变器空间矢量图
Fig. 5 Space vector diagram of three phase ANPC-5L inverter

对于两电平 SVPWM, ANPC-5L 逆变器中 SVPWM 策略的计算复杂度升高。

ANPC-5L 逆变器基于 SHEPWM 策略输出的相电压波形如图 6 所示。SHEPWM 策略通过求解多元非线性方程组计算各个开关管的导通角, 可得开关管最优的开通和关断时刻, 实现对输出相电压波形的调制, 进而达到消除指定次数谐波的目的。然而, 随着开关频率提高, 求解非线性超越方程组极其复杂, 很难进行在线求解, 所以大部分工程应用中将开关角计算结果预存储在内存中, 因此降低调制策略的灵活性。

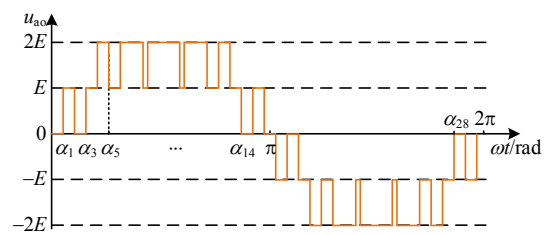


图 6 采用 SHEPWM 输出的相电压波形
Fig. 6 Output phase voltage waveform using SHEPWM

2 简化等效 SVPWM 策略

为克服现有 ANPC-5L 逆变器调制策略中存在的各种不足, 本文提出一种简化等效 SVPWM 策略, 在保留传统 SVPWM 原有优势的前提下, 降低实现复杂度, 并易于数字控制系统的实现。

2.1 简化等效 SVPWM 调制原则

为使 SVPWM 实现更为简单, 很多学者提出基于载波的 SVPWM 实现方法, 其中主要包括三次谐波注入法和零序分量注入法^[27-28]。通过上述方法生成马鞍型调制信号与载波比较, 可得与 SVPWM 等效的直流电压利用率。

在传统两电平调制策略中, 由于输出相电压只有 2 种电平, 因此, 相电压只有 $0 \sim U_{dc}$ (直流母线电压) 1 个变化范围。然而, ANPC-5L 桥臂的输出有 5 种电平, 假设输出电压仅在相邻电平之间变化, 则有 $-2E \sim -E$ 、 $-E \sim 0$ 、 $0 \sim E$ 、 $E \sim 2E$ 4 种变化范围, 因此, 调制波应被均分为 4 个区间。以直流母线电压的 1/4 为基值, 以支撑电容中点为参考零电位, 根据参考电压生成范围为 $[-2, 2]$ 的马鞍型调制信号, 等效出 $(-2, -1]$ 、 $(-1, 0]$ 、 $(0, 1]$ 、 $(1, 2]$ 4 个区间, 对应输出电压的 4 种变化范围。三相 ANPC-5L 逆变器的调制信号如图 7 所示, 调制信号中包含 2 种信息, 整数部分表示输出电压的变化范围, 调制信号与区

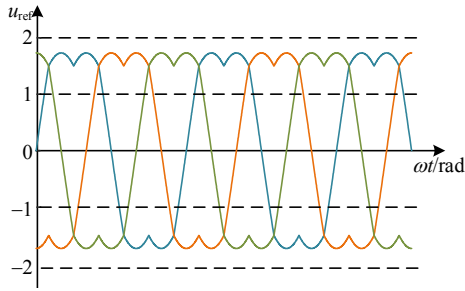


图7 简化等效 SVPWM 中的三相调制信号
Fig. 7 Three-phase modulation signal using simplified equivalent SVPWM

间下限的差值表示此电压变化范围内高电平的占比。

简化等效 SVPWM 的调制原则如表 2 所示。其中， u_c 为三角载波信号，其范围为 $[0, 1]$ 。由表 2 可知，在调制信号的 4 个区间内，载波信号小于比较值时，输出该区间内的低电平；当载波信号大于比较值时，输出该区间内的高电平。

表 2 简化等效 SVPWM 调制原则
Table 2 Modulation principle of the simplified equivalent SVPWM strategy

调制信号 u_{ref}	比较值 C_{mp}	输出电压	
		$u_c < C_{mp}$	$u_c > C_{mp}$
$[-2, -1]$	$-(1 + u_{ref})$	$-2E$	$-E$
$(-1, 0]$	$-u_{ref}$	$-E$	0
$(0, 1]$	$1 - u_{ref}$	0	E
$(1, 2]$	$2 - u_{ref}$	E	$2E$

根据表 2 可得简化等效 SVPWM 中调制信号与比较值的对应关系，如图 8 所示。通过该对应关系，将范围为 $[-2, 2]$ 的调制信号转化为范围为 $[0, 1]$ 的比较值信号，并与载波进行比较。

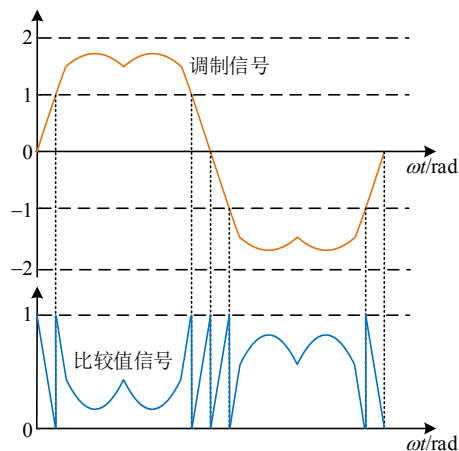


图8 简化等效 SVPWM 中调制信号与比较值对应关系
Fig. 8 Relationship between modulation signal and comparison value in simplified equivalent SVPWM

2.2 ANPC-5L 模态切换规则

由于开关模态切换过程中存在死区，2 个开关模态切换过程中可能会产生非期望的中间模态，称为寄生模态，寄生模态可能使输出电压产生严重的跨电平跳变，增加输出电压的谐波畸变率，影响波形质量。因此，ANPC-5L 开关模态切换过程中应当避免产生寄生模态。假设电平在 $-E$ 和 0 之间切换时，采用模态 M3 输出 0 电平；电平在 0 和 E 之间切换时，采用模态 M4 输出 0 电平。根据上述原则可得单个 ANPC-5L 桥臂的开关模态切换图，如图 9 所示。

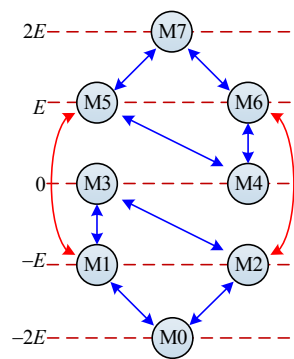


图9 单个 ANPC-5L 桥臂开关模态切换图
Fig. 9 Switch mode transition diagram of single ANPC-5L bridge

由图 9 可知，在 1 个开关周期内，电平在 $-2E$ 和 $-E$ 之间切换时，开关模态变化为 $M0-M1/M2-M0$ ；电平在 $-E$ 和 0 之间切换时，开关模态变化为 $M1/M2-M3-M1/M2$ ；电平在 0 和 E 之间切换时，开关模态变化为 $M4-M5/M6-M4$ ；电平在 E 和 $2E$ 之间切换时，开关模态变化为 $M5/M6-M7-M5/M6$ 。输出电压为 E 或 $-E$ 时，开关模态的选择根据当前时刻的悬浮电容电压和输出电流方向决定。

2.3 M1 和 M2、M5 和 M6 之间避免寄生模态

按照图 9 所示的动作图进行切换时，可以避免寄生模态的产生。输出电压不发生过零切换时，通过适时更新冗余模态的选择情况，使得模态严格按照图 9 所示箭头进行切换，可以避免产生寄生模态。调制信号 $u_{ref} \in [-2, -1]$ 时，在开关周期初始时刻(三角载波底端)更新冗余模态选择情况，此时开关模态的变化如图 10 所示。调制信号 $u_{ref} \in (-1, 0]$ 时，在开关周期中间时刻(三角载波顶端)更新冗余模态选择情况，此时开关模态变化如图 11 所示。

图 10、11 中： T_s 为开关周期； u_c 为三角载波； C_{mp} 为当前时刻的比较值。根据调制信号所处

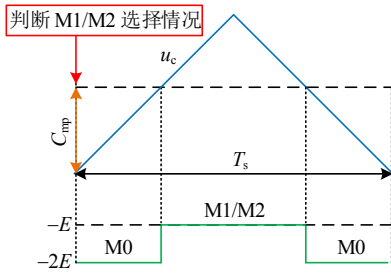


图 10 $u_{ref} \in [-2, -1]$ 时开关模式变化示意图

Fig. 10 Switch mode transition diagram ($u_{ref} \in [-2, -1]$)

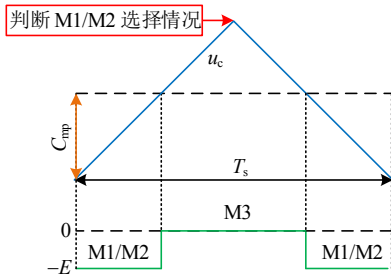


图 11 $u_{ref} \in (-1, 0]$ 时开关模式变化示意图

Fig. 11 Switch mode transition diagram ($u_{ref} \in (-1, 0]$)

的不同层级，确定冗余模态判断的时刻，避免 M1、M2 相互切换情况的发生，开关模态严格按照图 9 所示箭头进行切换，避免产生寄生模态。 $u_{ref} \in (0, 2]$ 时，寄生模态避免方法同理，此处不再赘述。

2.4 输出电压过零时避免寄生模态

在传统 ANPC-5L 调制策略中，并未对输出电压过零时的寄生模态避免方法做出详细阐述。电压正向过零点，是从区间 $(-E, 0)$ 过渡到区间 $(0, E)$ ；电压负向过零点是从小区间 $(0, E)$ 过渡到区间 $(-E, 0)$ 。部分文献中允许模态 M3 向 M5 和模态 M4 向 M2 的切换，以实现输出电压过零，此切换方法是不可接受的，直接过零切换产生的寄生模态如图 12 所示。

以电压正向过零为例分析，模态 M3 向 M5 切换时，输出电压理论上应当从 0 变为 E 。但死区时

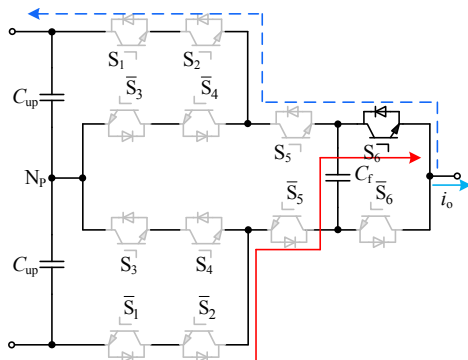


图 12 直接过零切换产生的寄生模态

Fig. 12 Parasitic mode generated by zero-crossing transition directly

间内只有 S_6 导通，由图 12 可知，若此时 i_o 大于 0，则会产生寄生模态 M1，输出电压为 $-E$ ，电流路径如图 12 中实线箭头所示；若此时 i_o 小于 0，则会产生寄生模态 M7，输出电压为 $2E$ ，电流路径如图 12 中虚线箭头所示。从区间 $(-E, 0)$ 过渡到区间 $(0, E)$ 时，M1 $(-E)$ 的寄生模态基本可以接受，但是 M7 $(2E)$ 的寄生模态就会带来输出电压波形的显著畸变。输出电压负向过零时，模态 M4 向 M2 的切换原理相同，此处不再赘述。

为避免输出电压过零时产生寄生模态，提出一种基于“开关管延迟动作”的寄生模态避免方法。根据 2.1 节中调制原则可知，输出电压正向过零时，开关模态由 M1/M2 切换至 M4，输出电压从区间 $(-E, 0)$ 过渡到区间 $(0, E)$ ，然而模态 M1 或 M2 不能直接向 M4 切换。此时，通过“高频侧开关管延迟动作”避免切换过程中产生寄生模态。输出电压过零前的最后一个模态为 M1 时，借助模态 M5 向 M4 进行切换；过零前最后一个模态为 M2 时，借助模态 M6 向 M4 进行切换。

以 M1 向 M4 切换为例进行分析。M1 向 M4 切换时，首先，低频侧开关管动作， $\bar{S}_1 - \bar{S}_4$ 关断， $S_1 - S_4$ 导通，开关模态由 M1 切换至 M5，输出电压由 $-E$ 变为 E ；而后，高频侧开关管动作， S_6 关断， \bar{S}_6 导通，开关模态由 M5 切换至 M4，输出电压由 E 变为 0，该过程中输出电压变化如图 13 所示。由图 13 可知，在下一个开关周期的初始时刻，输出电压先由 $-E$ 变为 E ，而后变为 0。该过程通过产生极短时间的输出电压跨电平跳变，最大限度地避免输出电压因寄生模态而产生的畸变，实现总体切换效果的最优化。

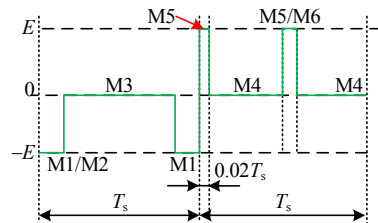


图 13 正向过零切换过程中输出电压变化

Fig. 13 Output Voltage variation in forward zero-crossing transition process

输出电压反向过零时，开关模态由 M4 切换至 M1/M2，输出电压应当从 0 变为 $-E$ 。然而，模态 M4 不能直接向模态 M1 或 M2 切换，因此通过“低频侧开关管延迟动作”避免切换过程中产生寄生模

态。以 M4 向 M2 过渡为例进行分析。首先，高频侧开关管动作， \bar{S}_5 关断， S_5 导通，开关模态由 M4 切换至 M6，输出电压由 0 变为 E ；而后，低频侧开关管动作， S_1 — S_4 关断， \bar{S}_1 — \bar{S}_4 导通，开关模态由 M6 切换至 M2，输出电压由 E 变为 $-E$ ，该过程输出电压变化如图 14 所示。由图 14 可知，输出电压反向过零时，此方法同样可以避免寄生模态，实现整体输出效果最优化。

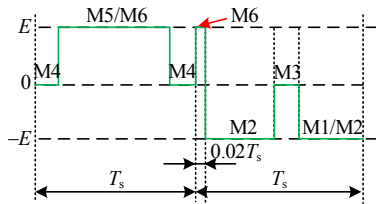


图 14 反向过零切换过程中输出电压变化

Fig. 14 Output voltage variation in reverse zero-crossing transition process

3 电容电压控制策略

控制母线支撑电容电压为 $2E$ 、桥臂内悬浮电容电压为 E 是 ANPC-5L 逆变器正常工作的前提。本节在简化等效 SVPWM 策略的基础上提出一种悬浮电容电压与中点电位的解耦控制策略。

3.1 悬浮电容电压控制策略

由表 1 可知，开关模态为 M1、M2、M5、M6 时悬浮电容电流 i_{cf} 不为零，且以上 4 种模态中冗余模态之间对悬浮电容电压的影响效果恰好相反。因此，可以根据当前时刻输出电压 u_o 、悬浮电容电压 U_{cf} 和输出电流 i_o 选择相应开关模态，控制悬浮电容电压，其控制流程如图 15 所示。

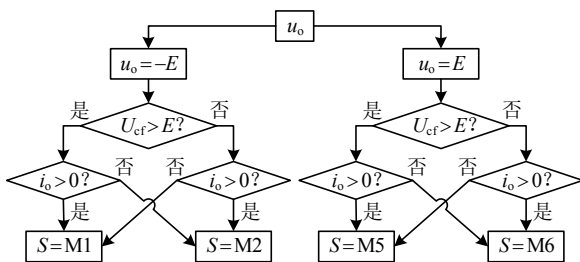


图 15 悬浮电容电压控制流程图

Fig. 15 Decision-making flow chart of floating capacitor voltage control

其中， S 为开关模态。为便于工程实现，将图 15 所示决策流程简化为悬浮电容电压控制函数 Sig_i ，如式(1)所示。通过判断函数值 Sig_i 的正负选取相应的开关模态 S_i 。

$$Sig_i = (u_{cf} - E) \cdot i_{oi} \quad (1)$$

$$S_i = \begin{cases} M1 / M5, & Sig_i > 0 \\ M2 / M6, & Sig_i < 0 \end{cases} \quad (2)$$

式中 $i = a, b, c$ ，表示 A、B、C 三相桥臂。

当输出电压为 E 时，若函数值 Sig_i 大于 0，选取模态 M5，否则，选取模态 M6；当输出电压为 $-E$ 时，若函数值 Sig_i 大于 0，选取模态 M1，否则选取模态 M2。

3.2 中点电位控制策略

3.2.1 ANPC-5L 中点电位波动模型

由表 1 可知，ANPC-5L 桥臂处于某些开关模态时支撑电容中点电流不为零，此时，支撑电容中点电位会发生改变。因此，可以通过分析支撑电容中点电流得到中点电位的变化规律。根据图 2 可得支撑电容中点电流可表示为

$$i_{np} = i_2 - i_1 = 2C_{up} \frac{dU_{up}}{dt} = -2C_{dn} \frac{dU_{dn}}{dt} \quad (3)$$

假设开关频率远大于基波频率，可近似认为中点电流在 1 个开关周期 T_s 内保持不变，因此可将式(3)简化为

$$i_{np} = -2C_{dn} \frac{\Delta U_{dn}}{T_s} \quad (4)$$

则 1 个开关周期内中点电位变化量 ΔU_{np} 可表示为

$$\Delta U_{np} = \Delta U_{dn} = -\frac{i_{np}}{2C_{dn}} T_s \quad (5)$$

假设直流母线电压保持不变。由式(5)可知，中点电流 i_{np} 不为 0 时，中点电位会发生变化，且变化量与 i_{np} 大小成正比。由此可知控制中点电位本质上是控制中点电流 i_{np} ，只要对 i_{np} 进行有效地控制，可维持中点电位稳定。

3.2.2 零序电压与中点电流的关系

由于向调制信号中注入零序电压不会影响输出线电压和线电流。因此，可以通过注入零序电压的方式控制中点电流 i_{np} ，进而平衡中点电位。文献[23]基于线电压坐标系的 SVPWM 策略，通过调整电压矢量序列 N 和复用矢量的作用时间比值 k (以图 16 为例， k 为电压矢量 431 的作用时间除以电压矢量 431 和 320 整体作用时间) 控制中点电位。中点电位的变化规律： N 值或 k 值增大会使 i_{np} 减小，使中点电位产生增加的趋势；反之， N 值或 k 值减小，使 i_{np} 增大，使中点电位产生减小的趋势。

注入零序电压 u_z 本质上是改变开关矢量序列 N 和复用矢量作用时间比值 k , 可实现与文献[23]相同的效果。假设某一时刻三相调制信号分别为 1.2、0.5、-1.2, 可得三相比较值分别为 0.8、0.5、0.2, 则该开关周期内的开关动作次序如图 16 所示。

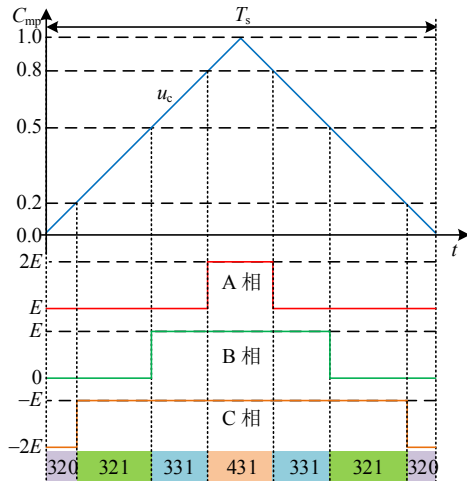


图 16 简化等效 SVPWM 开关次序图
Fig. 16 Switch sequence diagram using simplified equivalent SVPWM

将 ANPC-5L 的 5 种输出电平由低到高分别定义为数字 0—4, 可得到某一时刻对应的电压矢量。由于电压矢量的作用顺序关于载波中心对称, 因此只取前半周期内的电压矢量进行分析。由图 16 可知, 电压矢量顺序为 320-321-331-431, 由几何关系可知本开关周期内复用矢量作用时间比值 $k=0.5$ 。

叠加零序电压分量 $u_z \in (0, 0.2]$ 后, 三相调制信号变为 $1.2+u_z, 0.5+u_z, -1.2+u_z$, 三相比较值变为 $0.8-u_z, 0.5-u_z, 0.2-u_z$, 此时开关次序如图 17

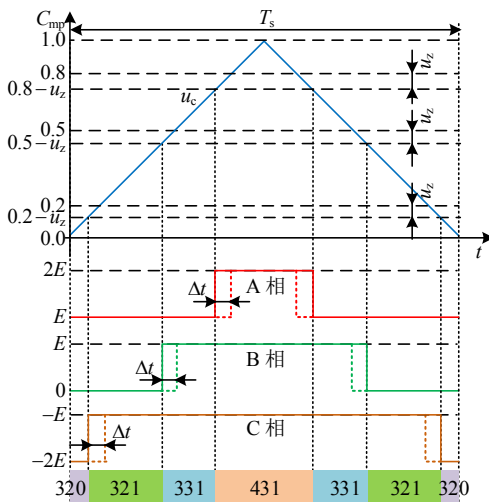


图 17 注入零序分量后的开关次序图($u_z \in (0, 0.2]$)
Fig. 17 Switch sequence diagram after zero-sequence voltage injection ($u_z \in (0, 0.2]$)

所示。由图 17 可知, 比较值均比原来降低 u_z , 电压矢量 320 作用时间减少 $2\Delta t$, 电压矢量 431 作用时间增加 $2\Delta t$, k 值增加, 中点电位产生增加的趋势。

当叠加零序电压分量 $u_z \in (0.2, 0.5]$ 时, C 相参考电压的层级发生改变, 此时, 三相比较值变为 $0.8-u_z, 0.5-u_z, 0.2-u_z+1$, 开关次序如图 18 所示。由图 17 可知, 等效电压矢量序列与图 17 相较发生变化, 开关周期初始时刻的电压矢量由 320 变为 321, 中间时刻电压矢量由 431 变为 432, 此时开关序列 N 增加, 中点电位产生增加的趋势。

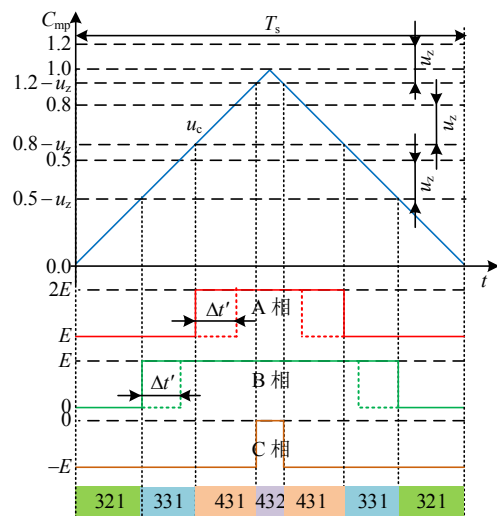


图 18 注入零序分量后的开关次序图($u_z \in (0.2, 0.5]$)
Fig. 18 Switch sequence diagram after zero-sequence voltage injection ($u_z \in (0.2, 0.5]$)

综合以上 2 种情况可知, 注入零序电压分量 u_z 后, 当三相调制信号层级均未发生改变时, 只有 k 发生改变, 此时 u_z 与 k 成线性关系, 随着 u_z 增大, k 从 0 线性增至 1; 当 u_z 继续增大使得调制信号层级会发生改变时, 开关序列 N 值增加, 开关周期内作用的电压矢量发生改变, 负载连接方式随之改变, 此时中点电流 i_{np} 会发生跃变, 随着 u_z 继续增大, k 再次从 0 线性增加至 1。 u_z 减小时的情况与 u_z 增加时相反, 因此不再赘述。根据上述关系, 可得到 i_{np} 变化趋势与 u_z 之间的关系, 如图 19 所示。其中, u_z 表示注入信号在调制波信号上叠加的幅值, $u_{z1} \sim u_{z4}$ 为使得某一相调制信号为整数对应的零序电压。由图 19 可知, 随着叠加的零序电压分量逐渐增加, 中点电流整体呈降低趋势。

3.2.3 基于零序电压注入的中点电位控制策略

基于图 18 所得 u_z 与 i_{np} 变化趋势的关系, 提出一种采用 PI 调节器实现的基于零序电压注入的中

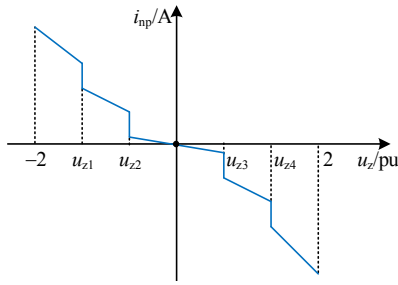


图19 中点电流与注入零序电压的对应关系

Fig. 19 Relationship between neutral point current and zero-sequence voltage injected

点电位控制策略。根据中点电位偏差确定需要注入的零序电压 u_z ，可表示为

$$u_z = K_p \cdot \left(\frac{U_{dc}}{2} - U_{dn} \right) + K_i \cdot \int_0^t \left(\frac{U_{dc}}{2} - U_{dn} \right) dt \quad (6)$$

式中： U_{dc} 为直流母线电压； K_p 、 K_i 为PI调节器的控制系数。

考虑到在三相调制信号中注入 u_z 之后不能产生过调制，在控制过程中需要通过式(7)对 u_z 进行限幅。

$$\begin{cases} u_{zmin} = -2 - \min \{u_a(\theta), u_b(\theta), u_c(\theta)\} \\ u_{zmax} = 2 - \max \{u_a(\theta), u_b(\theta), u_c(\theta)\} \end{cases} \quad (7)$$

式中： u_{zmax} 为可注入零序电压的最大值； u_{zmin} 为可注入零序电压的最小值。

为确保 ANPC-5L 逆变器正常运行时低频侧开关管工作在基波频率下，注入 u_z 后不能改变原始三相调制信号的极性，因此须在式(7)的基础上进一步缩小零序电压的范围。定义三相调制信号中最大、中间和最小分量分别为 u_{max} 、 u_{mid} 、 u_{min} ，则 u_z 应同时满足：

$$\begin{cases} u_{zmin} = \max(-2 - u_{min}, -u_{mid}) \\ u_{zmax} = \min(2 - u_{max}, -u_{max}) \end{cases}, \quad u_{mid} \geq 0 \quad (8)$$

$$\begin{cases} u_{zmin} = \max(-2 - u_{min}, -u_{max}) \\ u_{zmax} = \min(2 - u_{max}, -u_{mid}) \end{cases}, \quad u_{mid} < 0 \quad (9)$$

由于注入过高的零序电压会产生较大的共模电压，产生电机轴承损坏、绝缘击穿和电磁干扰等问题，必须对叠加的零序电压进行限幅。根据文献[2]可知，共模电压的幅值取决于三相调制信号的大小，设三相调制信号为 u_a 、 u_b 、 u_c ，其向下取整后的值为 $[u_a]$ 、 $[u_b]$ 、 $[u_c]$ ，不叠加零序电压时可能产生的零序电压如表3所示。

由表3可知，不注入 u_z 时产生的最大共模电压为 E 。因此，注入 u_z 后产生的最大共模电压同样不

表3 不叠加零序电压时采用简化等效 SVPWM 可能产生的共模电压

Table 3 Possible common-mode voltages without zero-sequence voltage injection using simplified equivalent SVPWM

$[u_a]+[u_b]+[u_c]$	共模电压幅值	$[u_a]+[u_b]+[u_c]$	共模电压幅值
-3	$-E, -2E/3, -E/3, 0$	-1	$-E/3, 0, E/3, 2E/3$
-2	$-2E/3, -E/3, 0, E/3$	0	$0, E/3, 2E/3, E$

能超过 E 。根据上述要求，注入 u_z 后的三相调制信号 u'_a 、 u'_b 、 u'_c 应满足：

$$-3 \leq [u'_a] + [u'_b] + [u'_c] \leq 0 \quad (10)$$

在实际工程应用中，为简化运算，将 u_z 的范围限制在比较小的范围内，如(11)所示，能够抑制共模电压的幅值。

$$-0.1 \leq u_z \leq 0.1 \quad (11)$$

综上，注入的零序电压由式(6)调节器计算可得，利用式(7)–(10)的条件对计算结果进行限幅。工程应用中可以对计算比较复杂的限幅条件进行适当地简化处理。

3.3 电容电压控制策略实现流程

所提 ANPC-5L 逆变器悬浮电容电压与中点电位解耦控制策略的实现流程如图20所示。由图20可知，在悬浮电容电压控制策略中，根据悬浮电容电压及输出电流选取相应的开关模式，实现悬浮电容电压的平衡控制；在中点电位控制中，根据当前中点电位及初始调制信号 u_{aref} 、 u_{bref} 、 u_{cref} 确定 u_z 的值，可得注入零序分量后调制信号 u'_{aref} 、 u'_{bref} 、 u'_{cref} 作为 SVPWM 的输入，使逆变器输出期望的电压波形。

所提策略可以通过检测各个电气量动态调整

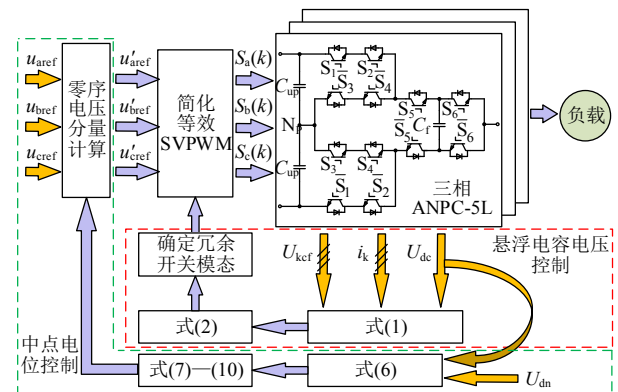


图20 悬浮电容电压与中点电位解耦控制策略的实现框图

Fig. 20 Implementation block diagram of decoupling control strategy of floating capacitor voltage and neutral potential

零序电压 u_z 及冗余模式的选择情况,理论上可以在任意参考电压给定下(全调制比范围内)实现悬浮电容电压和中点电位的解耦控制,具有良好的动静态控制性能。根据 3.2 节可知,所提策略既可以保证低频侧开关管工作在基波频率,又可以避免系统产生过高的共模电压。

4 仿真分析

为验证所提策略的有效性,本章通过 PLECS 4.1 仿真环境进行仿真验证,仿真参数如表 4 所示。其中,三相阻感负载采用星形联接方式。

表 4 仿真参数

Table 4 Simulation parameters

参数	数值	参数	数值
载波频率/kHz	5	负载电阻 R/Ω	2.375
输出频率/Hz	50	负载电感 $L/\mu\text{H}$	37
直流母线电压 U_{dc}/V	1000	最大仿真步长/ μs	0.1
支撑电容 C_{up} 、 C_{dn}/mF	21	IGBT 死区/ μs	3
悬浮电容 C_f/mF	5	—	—

调制比由 0 线性增加至 0.7 时的输出波形如图 21 所示。由图 21 可知,当调制比小于 0.5 时,调制信号范围为 $(-1, 1)$,结合表 2 可知,输出相电压仅有 $-E$ 、 0 、 E 3 种电平等级,分别为对应 -250 、 0 、 250V ,高电平(E 、 $-E$)的占空比会随着调制比增加而上升;当调制比大于 0.5 时,调制信号范围增加至 $(-2, 2)$,输出相电压有 $-2E$ 、 $-E$ 、 0 、 E 、 $2E$ 5 种电平等级,分别对应 -500 、 -250 、 0 、 250 、 500V ,同样地,高电平($2E$ 、 $-2E$)的占空比也会随调制比增加而不断上升。此过程中,输出电流随调制比的增加不断升高,仿真与理论分析相吻合。

为验证所提 ANPC-5L 寄生模式避免方法的有效性,分别对有寄生模式避免方法和无寄生模式避免方法的 ANPC-5L 逆变器输出相电压波形进行

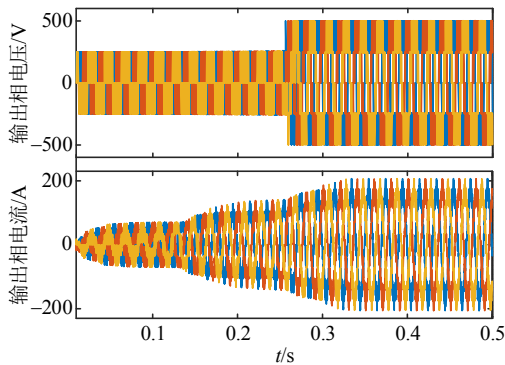
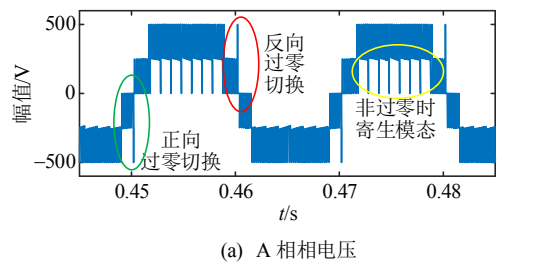


图 21 三相 ANPC-5L 逆变器输出波形

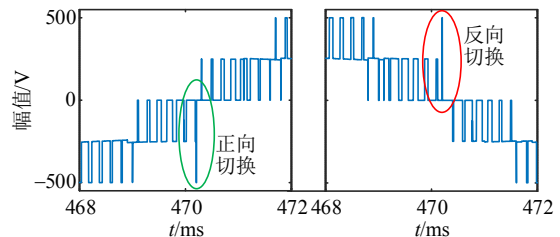
Fig. 21 Output waveform of three phase ANPC-5L inverter

分析。调制比设为 0.7,未避免寄生模式时的 A 相相电压如图 22 所示。由图 22(a)可知,未避免寄生模式时,开关模式在 M5 与 M6 之间切换产生输出电压为 0 的寄生模式,使输出电压发生畸变;根据输出电压过零切换细节图 22(b)可知,在输出电压正向和负向过零时,分别出现输出电平为 $-2E$ 和 $2E$ 的寄生模式,使输出电压发生畸变。

避免寄生模式时的 A 相相电压如图 23 所示。由图 23(a)可知,输出电压不过零时,输出电平在相邻电平之间切换,不会产生寄生模式;由图 22(b)可知,输出电压正向过零时,输出电压从 $-E$ 跳变



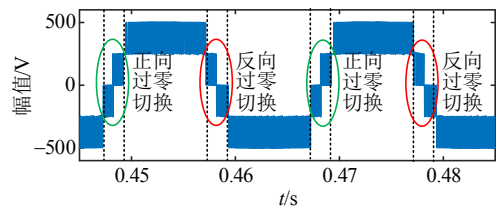
(a) A 相相电压



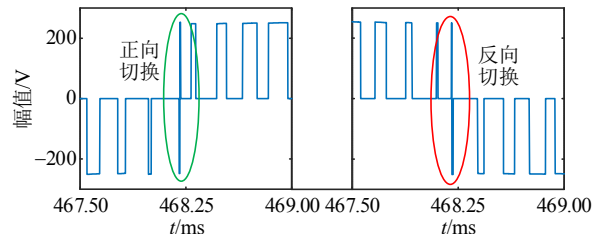
(b) A 相相电压过零切换细节

图 22 三相 ANPC-5L 逆变器相电压波形(未避免寄生模式)

Fig. 22 Phase voltage waveforms of three phase ANPC-5L inverter (without avoiding parasitic mode)



(a) A 相相电压



(b) A 相相电压过零切换细节

图 23 三相 ANPC-5L 逆变器相电压波形(避免寄生模式)

Fig. 23 Phase voltage waveforms of three phase ANPC-5L inverter (avoiding parasitic mode)

至 E ，而后恢复至 0 ；输出电压反向过零时，输出电压从 E 跳变至 $-E$ ，而后恢复至 0 。此过程未产生 $2E$ 或 $-2E$ 的输出电压畸变，实现总体切换效果的最优化。

调制比为 0.7 时稳态运行工况下 ANPC-5L 逆变器的电容电压波形如图 24 所示。其中， Δu 为波形的波动幅值， \bar{u} 为波形的平均值。由图 24 可知，三相悬浮电容电压均稳定在 250V ，波动幅值约为 22V ；支撑电容中点电位稳定在 500V ，波动幅值约为 3V 。仿真结果验证所提策略的有效性。

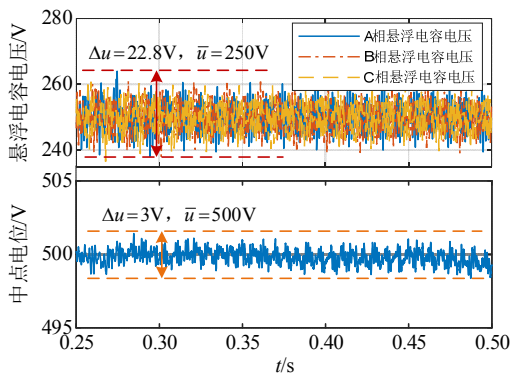


图 24 三相 ANPC-5L 逆变器电容电压波形
Fig. 24 Capacitor voltage waveforms of three phase ANPC-5L inverter

ANPC-5L 逆变器低频侧开关管电压和输出共模电压如图 25 所示。由图 25 可知，开关管 S_1 、 S_2 同时开通和关断，开关频率为 50Hz ，与逆变器输出基波频率相同；开关管 S_3 、 S_4 开关状态与 S_1 、 S_2 互补。ANPC-5L 逆变器共模电压(负载中性点与母线中点之间的电压)最大值为 $E(250\text{V})$ 。仿真结果均与理论分析相符，验证所提控制策略对低频侧开关管频率限制和共模电压抑制的有效性。

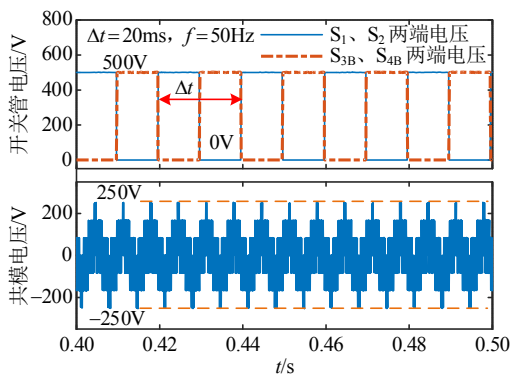


图 25 低频侧开关管动作频率和共模电压控制效果
Fig. 25 Control performance of operating frequency of low frequency switch and common-mode voltage

5 实验验证

通过功率等级 100kW 的 ANPC-5L 三相逆变器样机对所提策略进行验证，实验平台如图 26 所示。样机采用的 IGBT 型号为 FF450R12ME4，实验参数与仿真参数均保持一致。本实验平台的控制器包括 1 台基于 TMS320C6678 的中央控制器，负责核心算法的执行；3 台基于 FPGA 芯片的底层控制器，主要负责模拟采样和生成开关管驱动脉冲。中央控制器和底层控制器采用星型通信架构通过光纤进行通信，中央控制器和上位机之间采用 UDP 通信协议通过以太网进行通信。

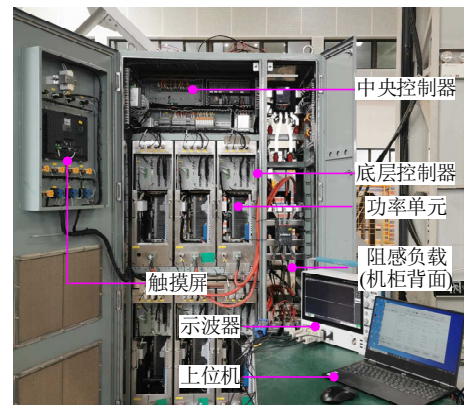


图 26 实验平台

Fig. 26 Experimental platform

本实验平台通过 2 种方式记录实验数据：Tektronix 示波器记录波形；将芯片内的实时运行数据保存于控制器的随机存取存储器(random access memory, RAM)中，待逆变器运行结束后通过以太网将 RAM 中的实时数据回传到上位机，通过 Matlab 软件完成数据还原及绘图工作。

调制比为 0.7 工况下逆变器样机的输出相电压和输出相电流波形如图 27 所示。其中，CH1—CH3 分别为 A、B、C 相相电压，CH4 为经过反向的 C 相相电流。由图 27 可知，所提调制策略可按要

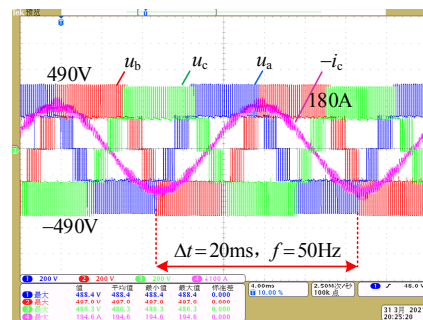


图 27 ANPC-5L 逆变器输出波形
Fig. 27 Output waveform of ANPC-5L inverter

求输出 5 种电平的相电压。输出相电压不过零切换时仅在相邻电平之间进行切换，不会产生寄生模式。

A 相相电压细节如图 28 所示。由图 28 可知，输出相电压发生正向过零切换时，输出电压先由 $-E$ 到跳变至 E ，并保持极短的时间，而后恢复至 0；输出相电压发生反向过零切换时，输出电压先由 E 到跳变至 $-E$ ，并保持极短的时间，而后恢复至 0。上述 2 个过程均按照既定要求进行模式切换，避免寄生模式的产生。实验结果与理论及仿真相符。

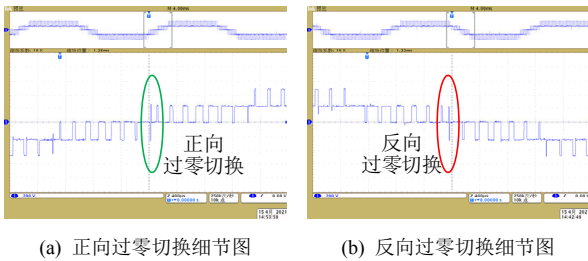


图 28 A 相相电压过零切换细节

Fig. 28 Zero-crossing details of A phase voltage

运行过程中施加中点电位控制的电容电压波形如图 29 所示。初始时刻不进行中点电位控制，在 8s 时，加入中点电位控制。其中， Δu 为波形的波动幅值， \bar{u} 为波形的平均值。由图 29 可知，不施加中点电位控制时，上下半母线电容电压存在约为 17.2V 的偏差，此时中点电位偏差约为 8.6V；施加中点电位控制后，母线电容电压在 0.1s 内趋于一致，并稳定在 $2E(490V)$ 附近，波动幅值约为 5.2V ($\pm 0.53\%$)；整个过程中，三相悬浮电容电压均稳定

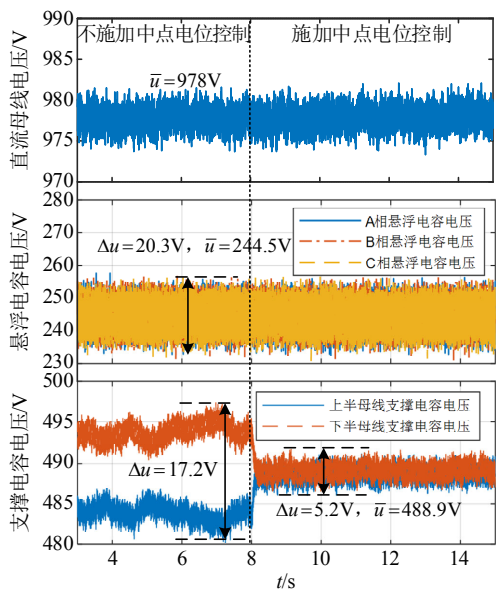


图 29 有无中点电位控制时的电容电压波形

Fig. 29 Capacitor voltage waveforms with/without neutral potential control

在 $E(245V)$ 附近，波动幅值约为 $20V(\pm 4\%)$ 。

运行过程中施加悬浮电容电压控制的电容电压波形如图 30 所示。初始时刻不进行悬浮电容电压控制，时间为 8s 时加入悬浮电容电压控制。由图 30 可知，不施悬浮电容电压控制时，悬浮电容电压均偏离额定值 $E(244.5V)$ ，最大偏差约为 31V；施加悬浮电容电压控制后，三相悬浮电容电压在 0.1s 内趋于一致，并稳定在 $E(245V)$ 附近，波动幅值约为 $20V(\pm 4\%)$ ；整个过程母线电容电压均稳定在 $2E(489V)$ 附近，波动幅值约为 $7.5V(\pm 0.75\%)$ 。根据上述分析并对比文献[23,29]的控制效果，悬浮电容电压波动幅值为 $20V(\pm 10\%)$ ，中点电位波动幅值 $10V(\pm 1.25\%)$ ，所提策略的控制效果进一步提升。实验结果不仅体现所提策略的良好控制性能，也体现所提策略可以实现对中点电位和悬浮电容电压的解耦控制。

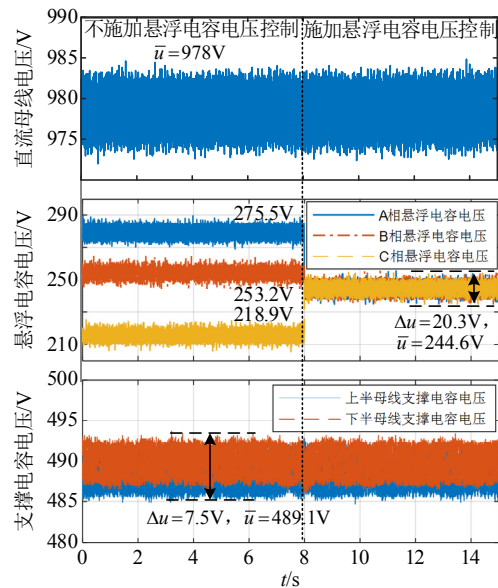


图 30 有无悬浮电容电压控制时的电容电压波形

Fig. 30 Capacitor voltage waveforms with/without floating capacitor control

调制比动态变化工况下的电容电压波形如图 31 所示。初始时刻调制比为 0.3，在 1.5s 时，调制比线性增加至 0.7，9s 时，调制比线性减小至 0.3。实验过程中，直流母线电压会受到负载侧功率影响而产生波动。由图 31 可知，中点电位在整个过程中能够稳定在 $2E$ ，波动幅值始终小于 $5V(\pm 0.5\%)$ 。三相悬浮电容电压均稳定在 E ，随着调制比的增加悬浮电容电压波动加大，最大波动幅值约 $23V(\pm 4.7\%)$ 。上述实验结果体现所提策略良好的动态控制性能。

ANPC-5L 逆变器串联开关管电压及共模电压

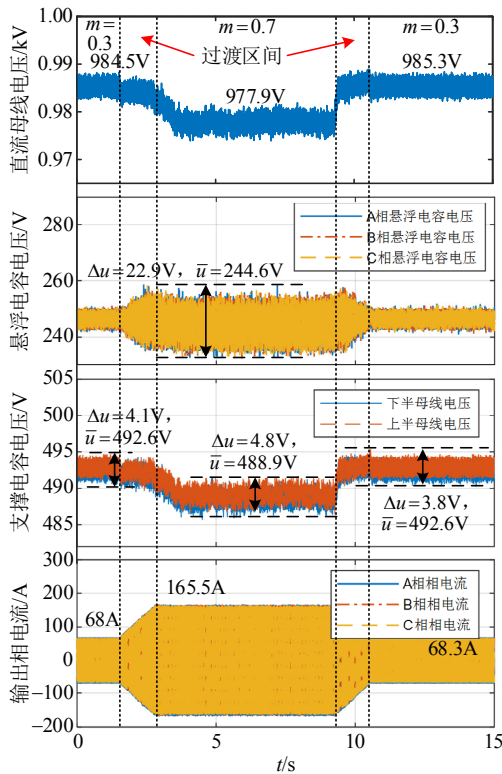


图 31 调制比动态变化时 ANPC-5L 逆变器相关波形

Fig. 31 Related waveforms of ANPC-5L inverter under variation of modulation index

波形如图 32 所示。由图 32(a)可知, 串联开关管工作频率为 50Hz, 与输出基波频率相同。由图 32(b)可知, 共模电压稳定地控制在 $E(245\text{V})$ 内。实验结果与理论及仿真相符。

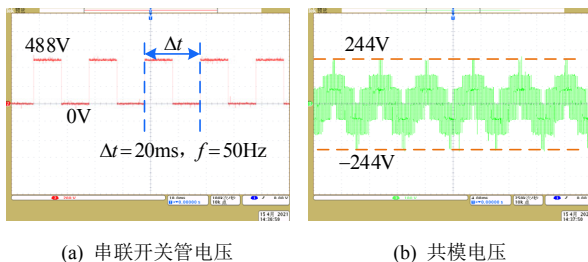


图 32 ANPC-5L 逆变器串联开关管电压及共模电压波形
Fig. 32 Series-connected switches voltage and common-mode voltage waveforms of ANPC-5L inverter

6 结论

本文针对 ANPC-5L 逆变器调制策略进行研究, 对现有 ANPC-5L 逆变器调制策略进行调研, 分析各调制策略的优势及其存在的问题, 指出绝大部分调制策略存在无法同时兼顾计算复杂度与悬浮电容电压控制能力的问题, 并得到结论如下:

1) 提出一种简化等效 SVPWM 策略, 阐述所提调制策略的调制原则及其实现流程, 在此基础上

提出一种 ANPC-5L 寄生模式的避免方法, 优化逆变器输出谐波特性。

2) 提出一种具有良好动静态控制性能的 ANPC-5L 逆变器悬浮电容电压与支撑电容中点电位的解耦控制策略。在 ANPC-5L 逆变器运行过程中始终保持支撑电容中点电位为母线电压的 $1/2$, 三相悬浮电容电压均为母线电压的 $1/4$ 。

3) 所提简化等效 SVPWM 策略具有较高的悬浮电容电压控制能力和较高的直流电压利用率, 降低算法实现的复杂度, 易于工程实现。

4) 实验验证所提简化等效空间矢量调制策略的有效性和良好的动静态控制性能, 所提调制策略对 ANPC-5L 逆变器的理论研究和工程应用具有一定的参考价值。

参考文献

- [1] 刘战, 谭国俊, 张云凤, 等. 有源中点钳位型五电平整流器电容建压方法[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(14): 3888-3898.
LIU Zhan, TAN Guojun, ZHANG Yunfeng, et al. A capacitor voltage buildup method for active neutral-point-clamped five-level rectifier[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(14): 3888-3898(in Chinese).
- [2] 王奎, 郑泽东, 李永东. 基于零序电压注入的五电平有源中点钳位型逆变器多目标优化控制策略[J]. 电工技术学报, 2014, 29(6): 129-135.
WANG Kui, ZHENG Zedong, LI Yongdong. Multi-purpose optimal control strategy of a five-level active neutral-point clamped inverter based on zero-sequence voltage injection[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(6): 129-135(in Chinese).
- [3] 曹宇, 杨佳涛, 李睿, 等. ANPC 九电平逆变器的环流抑制策略[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(S1): 232-242.
CAO Yu, YANG Jiatao, LI Rui, et al. Circulating current suppression strategy of ANPC nine level inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(S1): 232-242(in Chinese).
- [4] 叶满园, 彭瑞凡, 童子威, 等. 混合级联九电平逆变器功率均衡调制策略研究[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(18): 6350-6360.
YE Manyuan, PENG Ruifan, TONG Ziwei, et al. Research on power balance modulation strategy of hybrid cascaded nine-level inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(18): 6350-6360(in Chinese).
- [5] 王付胜, 窦盛, 付航, 等. 一种 ANPC-5L 逆变器飞跨电容电压与中点电位优化解耦控制算法[J]. 中国电机工

- 程学报, 2019, 39(4): 1150-1161.
- WANG Fusheng, DOU Sheng, FU Hang, et al. An optimized decoupling control algorithm between flying capacitor voltage and neutral-point potential in ANPC-5L inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(4): 1150-1161(in Chinese).
- [6] 王奎, 郑泽东, 李永东. 五电平有源中点钳位型逆变器母线中点电压平衡问题[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(3): 30-35.
- WANG Kui, ZHENG Zedong, LI Yongdong. Neutral-point potential balancing problem of five-level active neutral-point-clamped inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(3): 30-35(in Chinese).
- [7] 谭国俊, 刘战, 叶宗彬, 等. 基于线电压坐标系的 ANPC-5L 逆变器 SVPWM 算法的研究[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(30): 26-33.
- TAN Guojun, LIU Zhan, YE Zongbin, et al. SVPWM algorithm based on line voltage coordinate transformation for ANPC-5L inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(30): 26-33(in Chinese).
- [8] KIEFERNDORF F, BASLER M, SERPA L A, et al. A new medium voltage drive system based on ANPC-5L technology[C]//2010 IEEE International Conference on Industrial Technology. Via del Mar, Chile: IEEE, 2010: 643-649.
- [9] LI Chushan, WANG Shuai, GUAN Qingxin, et al. Hybrid modulation concept for five-level active-neutral-point-clamped converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(12): 8958-8962.
- [10] ZHU Bowei, DU Chunshui, LIU Qiang, et al. A space vector pulse width modulation with capacitor voltage balance control for five-level active neutral-point-clamped inverter based on g-h coordinate system[C]//2019 14th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA). Xi'an, China: IEEE, 2019: 1920-1925.
- [11] CHEN Hui, HE Yinjie, LIU Jinjun, et al. A novel hybrid SVPWM modulation algorithm for five level active neutral-point-clamped converter[C]//2019 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). Anaheim, USA: IEEE, 2019: 2494-2498.
- [12] 刘战. 有源中点钳位型五电平变频器控制系统研究[D]. 徐州: 中国矿业大学, 2016.
- LIU Zhan. Study on the control system of active neutral-point-clamped five-level converter[D]. Xuzhou: China University of Mining and Technology, 2016(in Chinese).
- [13] WANG Kui, XU Lie, ZHENG Zedong, et al. Capacitor voltage balancing of a five-Level ANPC converter using phase-shifted PWM[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(3): 1147-1156.
- [14] 王琛琛, 司夏河, 杨超. 五电平有源中点钳位型变换器电容电压平衡控制策略[J]. 北京交通大学学报, 2016, 40(3): 25-31.
- WANG Chenchen, SI Xiahe, YANG Chao. Capacitor voltage balancing control strategy of a five-level ANPC converter[J]. Journal of Beijing Jiaotong University, 2016, 40(3): 25-31(in Chinese).
- [15] 王付胜, 付航, 张兴, 等. 基于载波层叠的五电平调制与飞跨电容控制研究[J]. 中国科技论文, 2017, 12(23): 2715-2720.
- WANG Fusheng, FU Hang, ZHANG Xing, et al. Study on five-level modulation and flying capacitor control based on phase disposition[J]. China Sciencepaper, 2017, 12(23): 2715-2720(in Chinese).
- [16] LE Q A, LEE D C. A novel SVPWM scheme for common-mode voltage reduction in five-level active NPC inverters[C]//2015 9th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE-ECCE Asia). Seoul, South Korea: IEEE, 2015: 281-287.
- [17] LE Q A, LEE D C. Modified SVPWM to eliminate common-mode voltages for five-level ANPC inverters[C]//2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). Milwaukee, WI, USA: IEEE, 2016: 1-6.
- [18] LE Q A, LEE D. Elimination of common-mode voltages based on modified SVPWM in five-level ANPC inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(1): 173-183.
- [19] 邓庆伟. 有源中点钳位型五电平逆变器调制策略及其调速系统研究[D]. 徐州: 中国矿业大学, 2014.
- DENG Qingwei. Study on modulation strategies of five-level active neutral point clamped inverter and its speed regulating system[D]. Xuzhou: China University of Mining and Technology, 2014(in Chinese).
- [20] KIEFERNDORF F, KARAMANAKOS P, BADER P, et al. Model predictive control of the internal voltages of a five-level active neutral point clamped converter[C]//2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). Raleigh, NC, USA: IEEE, 2012: 1676-1683.
- [21] YANG Jiatao, YANG Sijia, LI Rui. A novel and reliable modulation strategy for active neutral-point clamped five-level converter[C]//2017 IEEE 3rd International Future Energy Electronics Conference and ECCE Asia (IFEEC 2017-ECCE Asia). Kaohsiung, China: IEEE, 2017: 1162-1167.
- [22] WILSON A, BERNET S. Comparative evaluation of losses in 3L and 5L ANPC converters using HV-IGBT modules[C]//2015 IEEE Energy Conversion Congress and

- Exposition (ECCE). Montreal, QC, Canada: IEEE, 2015: 3542-3549.
- [23] 刘战, 谭国俊, 李浩, 等. 基于空间电压矢量的有源中点箝位型五电平逆变器母线中点电压平衡问题的研究[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(24): 6499-6507.
LIU Zhan, TAN Guojun, LI Hao, et al. Research on neutral-point potential balancing problems of active neutral-point-clamped five-level inverter based on space vector pulse width modulation[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(24): 6499-6507(in Chinese).
- [24] LI Jie, HU Cungang, ZHANG Chao. SVPWM strategy for five-level active neutral-point-clamped inverter[C]// IECON 2017-43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. Beijing, China: IEEE, 2017: 7487-7491.
- [25] BARBOSA P, STEIMER P, STEINKE J, et al. Active-neutral-point-clamped (ANPC) multilevel converter technology[C]//2005 European Conference on Power Electronics and Applications. Dresden, Germany: EPE, 2005: 1-10.
- [26] 王超, 何英杰, 宋志顺, 等. 有源中点钳位多电平逆变器空间矢量调制与三角载波调制统一理论[J]. 电工技术学报, 2017, 32(14): 106-115.
WANG Chao, HE Yingjie, SONG Zhishun, et al. Unified theory between the space vector and the triangular carrier-based PWM strategies in active neutral-point-clamped multilevel inverters[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(14): 106-115(in Chinese).
- [27] 周卫平, 吴正国. 电压空间矢量脉宽调制的简单快速算法[J]. 电工电能新技术, 2005, 24(2): 28-31.
ZHOU Weiping, WU Zhengguo. A simple and fast algorithm of space vector PWM[J]. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy, 2005, 24(2): 28-31(in Chinese).
- [28] 史旺旺, 杨俊伟. 一种实现 SVPWM 调制效果的直接方法[J]. 电气传动, 2019, 49(7): 43-47.
SHI Wangwang, YANG Junwei. A direct method for implementing SVPWM modulation effect[J]. Electric Drive, 2019, 49(7): 43-47(in Chinese).
- [29] LIU Zhan, WANG Yu, TAN Guojun, et al. A novel SVPWM algorithm for five-level active neutral-point-clamped converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(5): 3859-3866.



刘计龙

在线出版日期: 2021-10-05。

收稿日期: 2021-06-03。

作者简介:

刘计龙(1988), 男, 副研究员, 硕士生导师, 研究方向为模块化多端口电能变换技术、交流电机驱动控制技术等, 66976@163.com;

李科峰(1997), 男, 博士研究生, 研究方向为有源中点钳位逆变器和交流电机驱动控制技术, lkf_xaut_2015@163.com;

*通信作者: 肖飞(1977), 男, 教授, 博士生导师, 研究方向为电力电子及电气传动等, xfeyninger@qq.com;

麦志勤(1992), 男, 博士研究生, 研究方向为永磁同步电机无位置传感器控制技术, 827239136@qq.com;

付康壮(1998), 男, 硕士研究生, 研究方向为永磁同步电机无位置传感器控制技术, ndfukzh@163.com;

连传强(1986), 男, 博士, 副研究员, 研究方向为交流电机驱动控制技术等, wzslcq@163.com。

(编辑 刘雪莹)

