# 新型混合级联多电平逆变器拓扑及调制策略

叶远茂,华特科

(广东工业大学 自动化学院,广东 广州 510006)

摘要:为解决现有非对称级联多电平逆变器存在低压单元电流倒灌和输出电平数少的问题,提出一种基于开 关电容电路的混合级联多电平逆变器。首先,在两单元非对称级联H桥型逆变器的低压单元中嵌入一个开 关电容电路,有效避免了低压单元电流倒灌,且输出电平数得以增加。然后,为减少所提方案应用于三相系 统时所需直流电源的数量,提出了用三电平中点箝位型或T型逆变器电路作为高压单元的三相混合级联多 电平逆变器拓扑。之后,针对所提逆变器拓扑的特性,提出了含有移相载波和层叠载波的混合调制策略,在 满足逆变器输出高质量正弦脉宽调制电压波形的同时,有效减小了开关电容电压纹波和开关器件的切换频 率及开关应力。最后,通过实验验证了所提混合级联多电平逆变器拓扑及调制策略的可行性。

关键词:级联多电平逆变器;开关电容;混合调制;移相载波;电流倒灌

中图分类号:TM 464

文献标志码:A

DOI:10.16081/j.epae.202207025

## 0 引言

多电平逆变器因具有开关电容电压纹波、谐波 含有率、开关应力低等优点,被广泛应用于电机调 速系统、新能源并网、高压直流输电等场合<sup>[1-2]</sup>。但 在传统的多电平逆变器中,三电平中点箝位型 (neutral point clamped, NPC)和飞跨电容型(flying capacitor, FC)逆变器所需箝位器件数量会随输出 电平增加而急剧上升;而级联日桥型(cascaded Hbridge, CHB)逆变器所需独立电源的数量随输出电 平数的增加而线性增长<sup>[3]</sup>。

近年来出现了诸多新型多电平逆变技术,例如 模块化多电平技术[45]、开关电容多电平技术[67]以及 混合级联多电平技术[8]。其中,混合级联多电平技 术最初是在传统 CHB 逆变电路的基础上,通过不对 称配置直流侧电压比来增加输出电平数,因此也被 称为非对称 CHB 逆变技术。文献 [9] 提出了直流侧 电压比为1:2的两单元混合级联H桥型(hybrid CHB,HCHB)七电平逆变器,并采用混合调制策略兼 顾了高压单元开关损耗和系统输出电压质量。但该 方案中低压单元存在电流倒灌的问题,引发低压单 元中储能电容电压持续上升,这不但会使得系统无 法正常输出等间距的多电平交流电压,造成电压波 形畸变,而且低压单元中的器件可能会因过压而损 坏,故需要在低压侧采用可控整流装置并协同控制 算法来解决电流倒灌问题。为了优化两单元HCHB 系统,文献[10-13]通过改进传统混合调制算法,使 得高压单元工作在正弦脉宽调制(sinusoidal pulse

收稿日期:2021-09-16;修回日期:2021-11-09

在线出版日期:2022-07-08

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51907033)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China(51907033)

width modulation, SPWM)下,从而解决原有 HCHB 系统中低压单元电流倒灌问题,但是高压单元开关 将承受较高的开关应力且发生高频切换,这极大增 加了开关损耗。此外,文献[14]分析了直流侧电压 比为1:3时两单元 HCHB系统的特性,虽然输出电 平数增加到9个,但该方案缺少开关冗余状态,无法 解决电流倒灌问题。为此,文献[15-16]将4个基本 单元进行级联,并且配置2种直流侧电压比,分别为 1:1:2:2和1:1:1:3,使得四单元 HCHB系统能够输 出13种电平且不存在电流倒灌问题,但该方案增加 了级联单元和输入电源。通过以上分析可知,现有 HCHB技术存在电流倒灌和开关损耗之间的矛盾, 只能通过增加级联单元和输入电源来解决。

为此,本文基于两单元HCHB系统,在低压单元 中嵌入开关电容电路,提出一种新型混合级联多电 平逆变器拓扑。该拓扑不但能增加输出电平数,而 且还能在确保高压单元基频运行的同时避免低压单 元电流倒灌问题。在此基础上,考虑到三相NPC和 T型三电平逆变电路较为成熟且只需一个直流电压 源<sup>[17]</sup>,故本文将混合级联多电平逆变器拓扑中的高 压单元分别以三电平NPC或T型电路进行替换。该 方案不仅具备高压单元开关低频运行和低压单元无 电流倒灌的优势,还减少了所需的直流电源数量。 基于所提逆变器的结构特点,提出了一种含有移相 载波和层叠载波的混合调制策略,实现了高压单元 开关低频运行、低压单元开关高频运行以及减小电 容电压纹波的调制效果。最后,通过实验验证了所 提逆变器拓扑和调制策略的有效性。

## 1 混合级联多电平逆变器拓扑

1.1 单相混合级联多电平逆变器拓扑 本文基于两单元 HCHB 逆变器拓扑,在低压单 元中嵌入了文献[18]所提开关电容电路,得到了附录A图A1所示的单相混合级联多电平逆变器拓扑。 由图可知,开关电容电路由1个H桥、2个二极管和 2个电容器构成,进而整个逆变电路由12个全控开 关(绝缘栅双极型晶体管(insulated gate bipolar transistor, IGBT)或金属-氧化物半导体场效应晶体管 (metal-oxide-semiconductor field-effect transistor, MOSFET))构成3个H桥。

该拓扑中全控开关的门极驱动电路设计思路较为简单。当直流侧电压比配置为1:3时,高压单元的输出电平为0和±3E(E为单位电平),低压单元的输出电平为0、±E、±2E和±3E。级联后,在2个单元输出电压极性一致和低压单元无电流倒灌的前提下进行电平叠加,逆变器可输出0、±E、±2E、±3E、±4E、±5E和±6E这13种电平。相较于文献[15-16]所提的四单元混合级联多电平逆变器,所提逆变器结构简单,且所需直流电源数量减半,在实际应用中具有较低的成本。

### 1.2 三相混合级联十三电平逆变器拓扑

与传统 CHB 逆变器拓扑的扩展方法相同,单相 混合级联多电平逆变器拓扑在扩展成三相时需3个 高压直流电源和3个低压直流电源。为了减少高压 直流电源数量,本文分别利用三电平NPC电路和T 型电路替代图A1中高压单元的H桥电路,得到图1 和附录A图A2所示基于三电平NPC和T型电路的 混合级联多电平逆变器拓扑,将高压直流电源数量 降为1个。图中:N为高压单元中性点;Cm、Cm为电 源分压电容;  $D_{H_1}$ 、 $D_{H_2}$ 为 NPC 电路的二极管;  $S_1 - S_6$ 和S'<sub>1</sub>-S'<sub>6</sub>为全控开关;A、U分别为级联单元的连接 点和输出端;u<sub>a</sub>、u<sub>b</sub>、u<sub>c</sub>为三相输出电压;D<sub>1</sub>、D<sub>2</sub>为开关 电容单元的二极管;C<sub>s1</sub>、C<sub>s2</sub>为开关电容单元的电容。 为了实现与单相电路相同的输出特性,该三相电路 中高压单元的输入电压需提升1倍,即直流侧电压 比应设为1:6。附录A图A3给出了获取稳定直流电 源电压的2种典型拓扑:图A3(a)所示交流输入拓扑 与通用级联型变频器的拓扑类似;图A3(b)所示直 流输入拓扑中可采用蓄电池、燃料电池、光伏电池等





直流源。故本文所提混合级联多电平逆变器既可作 为变频器用于电机调速系统,又可作为功率接口用 于新能源并网。

以图1所示基于三电平NPC电路的混合级联多 电平逆变器拓扑为例,其开关状态、电容充放电状态 和输出电平的对应关系如表1所示。表中: $S_1 - S_6$ 为拓扑中所用的开关 $S_1 - S_6$ 的开关状态,其值为1、 0分别代表开关的导通、关断状态;C和D分别代表 开关电容 $C_{S1}$ 、 $C_{S2}$ 的充电和放电状态。由表可知, 在1个输出电压周期内,随着输出电压在相邻电平 间切换,承受高压应力的开关 $S_1$ 、 $S_2$ 和 $S_5$ 、 $S_6$ 的切换次 数较少,而低压开关 $S_3$ 、 $S_4$ 的切换次数较多。这种高 压低频、低压高频的开关特性既有利于兼顾输出电 压质量与开关损耗,又有利于高压低速和低压高速 半导体开关的混合搭配使用。此外,一个输入电压 周期内开关电容 $C_{S1}$ 和 $C_{S2}$ 反复与直流电源并联充 电,使得电容电压能被周期性充至低压单元的输入 电压E,从而实现了电容电压的自动平衡。

## 表1 基于三电平 NPC 电路的混合级联多电平逆变器 工作状态

Table 1 Operating states of hybrid cascaded multi-level inverter based on three-level NPC circuit

输出电平	$S_1$	$S_2$	$S_3$	$S_4$	$S_5$	$S_6$	电容状态	
							$C_{S1}$	$C_{\rm S2}$
6E	1	1	1	0	0	1	D	D
5 <i>E</i>	1	1	1	1	0	1	D	С
	1	1	0	0	0	1	С	D
4E	1	1	0	1	0	1	С	С
3 <i>E</i>	1	1	0	1	1	1	С	С
	0	1	1	0	0	1	D	D
2 <i>E</i>	0	1	1	1	0	1	D	С
	0	1	0	0	0	1	С	D
Ε	0	1	0	1	0	1	С	С
0	0	1	0	1	1	1	С	С
-E	0	1	0	1	1	0	С	С
25	0	1	0	0	1	0	С	D
-2E	0	1	1	1	1	0	D	С
-3E	0	1	1	0	1	0	D	D
	0	0	0	1	1	1	С	С
-4E	0	0	0	1	1	0	С	С
-5E	0	0	0	0	1	0	С	D
	0	0	1	1	1	0	D	С
-6E	0	0	1	0	1	0	D	D

## 2 混合调制策略与输出基波电压分析

## 2.1 混合调制策略

基于多载波的 SPWM 可有效减少混合级联多电 平逆变器输出电压的谐波含量,低频调制则能有效 降低开关损耗。为了同时兼顾输出电压谐波含量、 开关损耗和开关电容电压纹波,本文针对所提混合 多电平逆变器拓扑的结构特点,采用一种含有移相 载波和层叠载波的混合调制策略。对高压单元采取 基频阶梯波调制,通过减少开关管的切换频率来减低开关损耗;低压单元则采用混合载波SPWM策略, 在优化开关电容电压纹波的同时,通过降低逆变H 桥中S<sub>5</sub>、S<sub>6</sub>的切换频率和开关应力来降低开关损耗。 混合级联多电平逆变器的混合调制策略如附录A图 A4所示。图中,a相的总调制波u<sub>ref\_a</sub>与低压单元调 制波u<sub>tref\_a</sub>的数学表达式分别为:

$$\begin{cases} u_{\text{ref}_a} = A_s \sin(\omega t) \\ u_{\text{Lref}_a} = u_{\text{ref}_a} - 3 \end{cases}$$
(1)

式中: $A_{s}$ 和 $\omega$ 分别为调制波 $u_{Lref_{a}}$ 的幅值和角频率,  $A_{s} \leq 6 p.u.; t$ 为时间。

基于最近电平逼近原则, $u_{ref_a}$ 与幅值为±3 p.u. 的直流信号相比得到高压单元中开关的基频控制脉 冲 $V_{cs1}$ 和 $V_{cs2}$ 。与此同时,由式(1)得到 $u_{Lref_a}$ ,再与 6个高频载波信号± $e_1$ 、± $e_2$ 、± $e_3$ 比较产生低压单元中 开关的控制脉冲 $V_{cs3}$ — $V_{cs6}$ 。其中:载波 $e_3$ 是具有单 位幅值且频率为 $f_c$ 的三角载波; $e_1$ 和 $e_2$ 是幅值为 $2e_3$ 、 频率为 $f_c/2$ 且相角差为180°的移相三角载波,所得 逆变器 a 相输出电压波形如图 A4(d)所示。采用相 同的载波信号,与b、c相的总调制波 $u_{ref_b}$ 、 $u_{ref_c}$ 进行比 较,产生b、c相的开关控制信号,最终实现三相混合 级联十三电平逆变器的有效调制。

此外,由图 A4 所示开关电容电压 V<sub>CS1</sub>和 V<sub>CS2</sub>的 波形可知,在移相载波调制下,C<sub>S1</sub>和 C<sub>S2</sub>交替充放电, 能有效减少电容电压纹波。由图 A4 中开关控制脉 冲 V<sub>CS1</sub>—V<sub>CS6</sub>的波形可知:低压开关S<sub>3</sub>、S<sub>4</sub>高频切换; 高压开关S<sub>1</sub>、S<sub>2</sub>基频运行;S<sub>5</sub>、S<sub>6</sub>只在输出电平0和±E 间切换时动作,虽然开关频率高于基频,但开关应力 较低。这使得总开关损耗得到优化。综上所述,利 用该混合调制策略能同时满足输出电压质量高、开 关电容电压纹波小和开关损耗低的调制目标。

#### 2.2 输出基波电压分析

下面对 a 相输出电压的基波分量进行理论推导。首先, a 相总输出电压的基波 u<sub>an1</sub>可表示为:

$$u_{AN1} = u_{UN1} + u_{AU1} = A_{\rm s} \sin(\omega t) E$$
 (2)

式中:*u*<sub>UN1</sub>和*u*<sub>AU1</sub>分别为a相高压单元和低压单元输 出电压的基波。然后,根据a相高压单元的调制原 理有:

$$A_{\rm s}\sin\theta_1 = 3 \text{ p.u.} \tag{3}$$

式中:θ<sub>1</sub>为高压单元器件的导通角。调制波幅值A<sub>s</sub>可用调制比M表示为A<sub>s</sub>=6M,所以角度θ<sub>1</sub>可表示为:

$$\theta_1 = \arcsin \frac{1}{2M}$$
(4)

则根据傅里叶变换,高压单元输出电压的基波 可表示为:

$$u_{UN1} = \frac{12E}{\pi} \cos \theta_1 \sin (\omega t) = \frac{12E}{\pi} \times \cos\left(\arcsin\frac{1}{2M}\right) \sin(\omega t) = \frac{12E}{\pi} \sqrt{1 - \frac{1}{4M^2}} \sin(\omega t) (5)$$

由于1-1/(4M<sup>2</sup>)≥0,则当0<M≤0.5时,高压单元 输出的基波电压为0,此时系统输出电压全部由低 压单元提供,当0.5<M≤1时,高压单元输出的基波电 压波形为方波。因此,低压单元输出电压的基波可 表示为:

$$u_{AU1} = \begin{cases} M \sin(\omega t) \times 6E & M \in (0, 0.5] \\ M \sin(\omega t) \times 6E - u_{UN1} & M \in (0.5, 1] \end{cases}$$
(6)

最后,由式(2)、(5)、(6)可得 a 相总输出基波电 压以及高、低压单元的输出基波电压与调制比的关 系,如图2所示。由图可知:当0<M<0.5时,系统输 出电压全部由低压单元提供;当0.5<M<1时,系统总 输出电压由低压单元与高压单元共同提供。此外, 在全调制比范围内,高、低压单元输出的基波电压极 性总是相同。因此高压单元提供的能量不会超过负 载所需的能量,低压单元也不会出现输出功率为负 的情况,即在上述策略调制下所提逆变器不存在电 流倒灌的问题。



图2 基波电压与M的关系



## 3 电容纹波分析

开关电容的交替充放电运行必然会产生电压纹 波。下面对开关电容 C<sub>s1</sub>和 C<sub>s2</sub>的电压纹波进行详细 分析。

如表1所示:当输出电平为±2E和±5E时,电容  $C_{s1}$ 和 $C_{s2}$ 中一个放电另一个充电;当输出电平为±3E和±6E时, $C_{s1}$ 和 $C_{s2}$ 同时放电或同时充电。当带纯阻 性负载时,电容的最大放电电流是输出电平在±5E和±6E之间切换时发生的,所以最大电容电压纹波也 是在此期间且当调制信号达到其幅值 $A_s$ 时产生的。

考虑到系统在输出电压正负半周运行的对称 性,下面仅考虑输出电压在5E和6E之间切换来量 化分析电容电压纹波。低压单元在SPWM下,当三 角载波频率远高于调制波频率时,在1个或几个载 波周期内可认为调制信号是恒定的。在混合调制算 法移相载波e<sub>1</sub>和e<sub>2</sub>的作用下,C<sub>s1</sub>和C<sub>s2</sub>的放电状态既 有重叠又有交替。理想状态下的电容电压纹波如图 3所示。图中:i<sub>1</sub>为负载电流;A<sub>c</sub>为载波幅值;R为纯 电阻负载的值。重叠状态下输出的最大电平为6E, 对应的放电电流为6E/R;交替状态下输出电平为 5E,对应的放电电流为5E/R。

图 3 中, u<sub>Lref</sub> 为当调制信号 u<sub>ref</sub> 达到其幅值 A<sub>s</sub>



图3 理想状态下的电容电压纹波

Fig.3 Voltage ripple of capacitor under ideal state

时低压单元调制信号值,即 $u_{\text{Lref}_a} = A_s - 3$ 。 $u_{\text{Lref}_a} = B_s - 3$ .

$$\begin{cases} u_{\text{Lref}_a} - 2 = T_1 / (0.5T_c) \\ T_2 = 0.5T_c - T_1 \end{cases}$$
(7)

式中: $T_c=2/f_c$ 为三角载波 $e_1$ 和 $e_2$ 的周期。

时段 $T_1$ 内,电容 $C_{s1}$ 和 $C_{s2}$ 共同以6E/R的电流向 负载放电;时段 $T_2$ 内, $C_{s2}$ 以5E/R的电流向负载放电,  $C_{s1}$ 被低压直流电源充电至E;时段 $T_3$ 内, $C_{s1}$ 和 $C_{s2}$ 同 时以6E/R的电流向负载放电;时段 $T_4$ 内, $C_{s1}$ 以5E/R的电流向负载放电, $C_{s2}$ 被低压直流电源充电至 $E_{\circ}$ 再结合式(7)可知 $C_{s1}$ 和 $C_{s2}$ 每次连续放电的电荷  $\Delta Q_{CS1,2}$ 相同,所以其电压纹波 $\Delta V_{CS1,2}$ 可统一表示为:

$$\Delta V_{\rm CS1,2} = \frac{\Delta Q_{\rm CS1,2}}{C_{\rm S1,2}} = (12T_1 + 5T_2) \frac{E}{RC_{\rm S1,2}}$$
(8)

式中: $C_{S1,2}=C_{S1}=C_{S2}$ 。

将式(7)和*u*<sub>Lref.A</sub>=*A*<sub>s</sub>-3=6*M*-3代入式(8),电容电 压纹波可进一步表示为:

 $\Delta V_{CSI,2} = 2E(21M - 15)/(C_{SI,2}f_{c}R)$  (9) 可见,当调制比取1时可得开关电容最大电压

约波为:

$$\Delta V_{C_{\max}} = \frac{12E}{(C_{S1,2}f_{C}R)}$$
(10)

当进行逆变器参数设计时,可根据上述电容电 压纹波表达式及所要求的纹波系数来计算所需的电 容值。

### 4 实验验证

为了验证本文所提逆变器拓扑及调制策略的可行性,基于图1所示的高、低压单元电路,搭建了附录A图A5所示的小功率单相实验样机,样机参数如附录A表A1所示。根据式(10),取电容电压纹波系数 $\Delta V_{Cmax}/E=2\%$ 。

当逆变器接入纯电阻负载(电阻为100Ω)且调 制比M为0.92时,开关管电压、逆变器输出电压和开 关电容电压波形见附录A图A6。由图可知:三电平 NPC电路中开关管承受的电压为高压直流电源电压 324 V的一半,但其开关频率很低;高压单元中H桥 开关管S<sub>5</sub>、S<sub>6</sub>承受的最高开关应力与三电平NPC电 路中开关管一致,且开关频率有所增加,但是开关切 换时的开关应力很低;低压单元中H桥开关管S<sub>3</sub>、S<sub>4</sub> 的开关频率较高,但其开关应力为低压直流电源电 压54 V。这与理论分析完全一致,逆变器具有低压 开关高频运行、高压开关低频运行的特性,优化了系 统开关损耗。系统输出完整的十三电平SPWM电压 波形,开关电容的电压纹波约为3 V。虽然开关电容 的充电受到实际电路中寄生参数的影响,开关电容 的最大电压纹波比式(10)计算的理论值大,但调制 策略中的移相载波 SPWM 使得 $C_{s1}$ 和 $C_{s2}$ 交替充放 电,在实现电压自动平衡的同时对开关电容电压纹 波的减少起到了显著作用。

设调制比*M*分别为0.92、0.83、0.58和0.42,逆变 器输出电压*u*<sub>0</sub>、高压单元输出电压*u*<sub>UN</sub>和低压单元输 出电压*u*<sub>AU</sub>的实验波形如图4所示。由图可知:随着





调制比的降低, $u_{UN}$ 波形的积分面积逐渐减小,且当 调制比小于0.5时输出电压全部由低压单元提供,这 与式(4)中 $\theta_1$ 随M减小而增大的理论分析结果相一 致;输出电平数也随着调制比的降低而减少,但始终 能够稳定地输出十三电平SPWM电压波形。

当*M*=0.92且串联阻感负载的电阻在[100,150]Ω 范围内切换、电感保持50mH不变时,逆变器输出电 压、电流和开关电容电压波形见附录A图A7。由图 可知:负载突变时开关电容*C*<sub>s1</sub>和*C*<sub>s2</sub>的电压纹波随 之变化,但逆变器能够稳定地输出13电平SPWM电 压波形。

当*M*=0.92 且实验样机带串联阻感负载(电阻为 100 Ω,电感为 50 mH)时,逆变器输出电压、电流的 有效值分别为 207.1 V 和 2.06 A,其实验波形及快速 傅里叶变换分析结果如附录 A 图 A8 所示。由图可 知:输出电压的谐波主要分布在载波频率 10 kHz 及 其整数倍附近,且谐波最大值为 5.2 V;电流谐波也 有类似的分布情况,但由于感性负载的滤波作用,最 大谐波值被抑制到低于 3 mA。总体而言,在混合调 制策略的作用下,逆变器具有较好的输出电压质量。

当纯电阻负载的电阻值从 50 Ω 突变至 300 Ω 时,测得实验样机的效率曲线如附录 A 图 A9 所示。 由图可知:样机在较宽的输出功率范围内均能保持 较高的转换效率。

## 5 结论

针对两单元非对称 CHB 系统中存在难以平衡 低压单元电流倒灌和开关损耗的问题,本文提出了 在低压单元 H桥中嵌入开关电容电路,既增加了输 出电平数,又解决了电流倒灌和开关损耗之间的矛 盾。相较于文献[16-17]所提的四单元混合级联十 三电平逆变器,本文所提拓扑在结构和成本上具有 明显优势。为了进一步减少三相结构所需直流电源 数量,提出了以三电平 NPC 和T型电路为高压单元 的三相混合级联系统,并针对逆变器的结构特点设 计了一种含有移相载波和层叠载波的混合调制 策略。

理论分析和实验结果表明,本文所提逆变器在 结构上有效减少了级联单元和直流电源的数量,在 性能上成功解决了低压单元电流倒灌的问题。此 外,还利用混合调制策略,在确保系统输出高质量电 压波形的前提下,实现了高压开关低频运行、低压开 关高频运行、开关电容电压自动平衡和高频交替充 放电的运行效果,有效减少了开关损耗和电容电压 纹波。简单的系统结构、较好的系统性能和较高的 运行效率使该逆变器在电机调速系统和新能源并网 中具有较好的应用前景。

附录见本刊网络版(http://www.epae.cn)。

#### 参考文献:

- [1]罗登,林宏健,舒泽亮.单相二极管箝位三电平逆变器死区时间补偿技术[J].电力自动化设备,2018,38(8):147-151.
   LUO Deng,LIN Hongjian,SHU Zeliang. Dead time compensation technology of single-phase diode-clamped three-level inverter[J]. Electric Power Automation Equipment,2018,38(8): 147-151.
- [2] 李永东,徐杰彦,杨涵棣,等. 多电平变换器拓扑结构综述及展望[J]. 电机与控制学报,2020,24(9):1-12.
   LI Yongdong, XU Jieyan, YANG Handi, et al. Overview and prospect of multilevel converter topology[J]. Electric Machines and Control,2020,24(9):1-12.
- [3] GUPTA K K, RANJAN A, BHATNAGAR P, et al. Multilevel inverter topologies with reduced device count: a review [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(1):135-151.
- [4] MARQUARDT R. Modular multilevel converters: state of the art and future progress[J]. IEEE Power Electronics Magazine, 2018,5(4):24-31.
- [5] 刘一琦,李丹华,王庆博,等. 模块化多电平光伏并网逆变器的不对称容错控制策略[J]. 电力自动化设备,2018,38(4): 126-132,138.
  LIU Yiqi, LI Danhua, WANG Qingbo, et al. Unbalance fault-tolerant control strategy of modular multilevel photovoltaic grid-connected inverter[J]. Electric Power Automation Equipment,2018,38(4):126-132,138.
- [6] 王要强,周成龙,王明东,等.开关电容单相九电平逆变器及其 调制策略[J].电力自动化设备,2020,40(3):201-207.
   WANG Yaoqiang,ZHOU Chenglong, WANG Mingdong, et al. Single-phase nine-level inverter based on switched capacitor and its control strategy[J]. Electric Power Automation Equipment,2020,40(3):201-207.
- [7] 王要强,王哲,周成龙,等.一种单相双输入九电平逆变器及其 调制策略[J].电力自动化设备,2020,40(4):172-177.
   WANG Yaoqiang,WANG Zhe,ZHOU Chenglong, et al. Singlephase double-input nine-level inverter and its modulation strategy[J]. Electric Power Automation Equipment, 2020, 40(4): 172-177.
- [8] 杨兴武,高淳,姜建国. 混合多电平逆变器调制技术研究[J]. 电力自动化设备,2011,31(10):47-51.
   YANG Xingwu, GAO Chun, JIANG Jianguo. Modulation technology of hybrid multi-level inverter[J]. Electric Power Automation Equipment,2011,31(10):47-51.
- [9] MANJREKAR M D, STEIMER P K, LIPO T A. Hybrid multilevel power conversion system: a competitive solution for highpower applications[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2000, 36(3):834-841.
- [10] 陈仲,许亚明,刘亚云,等.不对称两单元H桥级联递变器的混 合载波PWM方法[J].中国电机工程学报,2016,36(20):5584-5593,5735.
  CHEN Zhong,XU Yaming,LIU Yayun, et al. A PWM method based on the hybrid carriers for an asymmetric inverter with two cascaded H-bridge cells[J]. Proceedings of the CSEE, 2016,36(20):5584-5593,5735.
- [11] 叶满园,吴韩. 混合级联多电平逆变器混合频率调制策略的研究[J]. 电力系统及其自动化学报,2020,32(9):34-41.
  YE Manyuan,WU Han. Research on mixed-frequency modulation strategy for hybrid cascaded multi-level inverter[J]. Proceedings of the CSU-EPSA,2020,32(9):34-41.
- [12] 苏利捷,常恒宙,杨广德,等. 混合级联逆变器的混合频率载波 调制技术[J]. 高电压技术,2017,43(1):30-37.
   SU Lijie, CHANG Hengzhou, YANG Guangde, et al. Hybrid

frequency carrier modulation technique for hybrid inverter[J]. High Voltage Engineering, 2017, 43(1): 30-37.

- [13] 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):71-78.
  YE Manyuan,KANG Lixuan,PAN Tao. Modified PD modulation strategy for hybrid cascaded multilevel inverters[J]. Electric Machines and Control,2020,24(3):71-78.
- [14] CORZINE K, FAMILIANT Y. A new cascaded multilevel Hbridge drive[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2002, 17(1):125-131.
- [15] 胡文华,章超凡,刘剑锋. 混合级联H桥的混合调制及功率平衡方法[J]. 高电压技术,2020,46(10):3561-3568.
  HU Wenhua, ZHANG Chaofan, LIU Jianfeng. Hybrid modulation and power balance method for a hybrid cascaded H-bridge[J]. High Voltage Engineering,2020,46(10):3561-3568.
- [16] 胡文华,刘剑锋,王小衬.一种混合级联H桥逆变器的倍频调制方法[J].电力电子技术,2020,54(4):100-102.
  HU Wenhua,LIU Jianfeng,WANG Xiaochen. Double-frequency modulation for a hybrid cascaded H-bridge inverter[J]. Power Electronics, 2020, 54(4):100-102.
- [17] 邱继浪,何英杰,焦乾明,等. 非隔离型三电平逆变器漏电流抑

制与中点电位平衡控制[J]. 电力系统自动化,2021,45(17): 161-170.

QIU Jilang, HE Yingjie, JIAO Qianming, et al. Leakage current suppression and balance control of neutral point potential for three-level transformerless inverter [J]. Automation of Electric Power Systems, 2021, 45(17):161-170.

[18] PENG W, NI Q, QIU X, et al. Seven-level inverter with selfbalanced switched-capacitor and its cascaded extension [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(12):11889-11896.

#### 作者简介:



叶远茂(1984—),男,教授,博士,主要
 研究方向为多电平逆变器和电机控制
 (E-mail:eeyeym@gdut.edu.cn);

华特科(1995—),男,硕士研究生,主 要研究方向为多电平逆变器和电机控制 (**E-mail**:761741767@qq.com)。

(编辑 王欣竹)

#### Topology and modulation strategy of novel hybrid cascaded multi-level inverter

YE Yuanmao, HUA Teke

(School of Automation, Guangdong University of Technology, Guangzhou 510006, China)

Abstract: In order to solve the problems of current backflow in low-voltage unit and less output levels of the existing asymmetric cascaded multi-level inverter, a hybrid cascaded multi-level inverter based on switched-capacitor circuit is proposed. Firstly, a switched-capacitor circuit is embedded in the low-voltage unit of a two-unit asymmetric cascaded H-bridge type inverter, which effectively avoids the current backflow and increases the number of output levels. Then, in order to reduce the number of DC sources required when the proposed scheme is applied to three-phase system, a three-phase hybrid cascaded multi-level inverter topology is developed by using a three-level neutral point-clamped type or T-type inverter circuit as the high-voltage unit. Afterwards, in view of the proposed inverter topology characteristics, a hybrid modulation strategy containing phase-shifted carriers and level-shifted carriers is proposed. It effectively reduces the voltage ripple of the switched-capacitors and the switching frequency of switching devices as well as the switching stress while satisfying the inverter output of high-quality voltage waveforms of sinusoidal pulse width modulation. Finally, experiments verify the feasibility of the proposed cascaded multi-level inverter topology and the modulation strategy.

Key words: cascaded multi-level inverter; switched-capacitor; hybrid modulation; phase-shifted carriers; current backflow





图 A1 单相结构 Fig.A1 Single-phase structure



图 A2 基于 T 型电路的混合级联十三电平逆变器 Fig.A2 Hybrid cascaded 13-level inverter based on T-type circuit







图 A5 实验样机测试平台 Fig.A5 Experimental prototype test platform 表 A1 实验样机参数

Table A1 Parameters	of experimental prototype				

元件	类型
高压直流电源	直流电压: 324 V
低压直流电源	直流电压: 54 V
高压单元模块	F3L150R07W2E3_B11×1
低压单元开关	IRFB4410×4; IRFB4229×4
二极管	MBR30100CT×2
直流端电容	2000μF/200V 电解电容
开关电容	1 000 μF/63 V 电解电容
控制器	EP4CE6F17C8
载波频率	10 kHz, 5 kHz





(b) 逆变器输出电压和开关电容电压波形
 图 A6 带纯电阻负载的实验波形 (100 Ω)
 Fig.A6 Experimental waveforms with pure resistive load (100 Ω)



图 A8 逆变器的输出电压、电流波形以及 FFT 分析 Fig.A8 Output voltage and current waveforms and FFT analysis