

# 混合十三电平逆变器调制策略及功率均衡方法

胡文华, 丁文斌, 张建辉

(华东交通大学电气与自动化工程学院, 江西 南昌 330013)

**摘要:**混合多电平逆变器因其能输出更多电平数且使用的开关器件较少而得到广泛应用,但对电压比为3:1:1:1混合级联H桥十三电平逆变器使用传统的载波移幅调制(phase disposition pulse width modulation, PD-PWM)策略,各单元的功率并不均衡。为了达到功率均衡的目的,文中针对混合十三电平拓扑提出了一种改进的混合调制方法,并在此基础上,进一步重构PD调制下的三角载波和调节高压单元的输出脉冲,在实验室条件下,以调制度0.9为例,3个低压单元 $L_1$ 、 $L_2$ 、 $L_3$ 的开关损耗分别为4.6、4.4、4.2 W,开关损耗基本相等。 $L_1$ 、 $L_2$ 、 $L_3$ 输出功率基本一致,高压单元 $H_1$ 输出功率为51.7 W,3个低压单元功率均为17.2 W,高低压单元输出功率比接近3:1。仿真得到3个低压H桥单元的开关损耗相同,4个单元的功率均衡,高压和低压部分的功率开关分别工作在基频和高频状态,谐波特性良好。

**关键词:**逆变器;混合调制;载波重构;功率均衡;谐波性能;调制优化

**中图分类号:**TM464

**文献标志码:**A

**文章编号:**2096-3203(2023)05-0195-10

## 0 引言

随着电力行业的不断发展,级联H桥(cascade H-bridge, CHB)多电平逆变器无须注意串联时开关器件的均压问题,具有输出电压质量良好、容易模块化等优点,在高压大功率传动系统和新能源发电等领域实现了大规模应用<sup>[1-4]</sup>。在直流电源数量一样的情况下,混合CHB逆变器<sup>[5-6]</sup>可以比传统H桥逆变器输出更高质量的电能,而且在电平数量相同的前提下,减少了开关管个数,从而降低了生产成本。

对于多电平逆变器拓扑来说,制定相应的调制策略至关重要。好的调制策略不仅可以提高波形的质量,还可以简化滤波器的设计,具有一定的经济效益。高频调制有空间矢量调制<sup>[7-9]</sup>、载波移相调制<sup>[10-12]</sup>和载波移幅调制<sup>[13-16]</sup>3种,具有消除谐波能力强但开关器件损耗高的特点。低频调制主要有阶梯波合成法、特定谐波消除法<sup>[17]</sup>2种,具有开关器件损耗低但电能质量较差的特点。混合频率调制<sup>[18-19]</sup>兼具器件损耗低和相电压波形输出完美的特点。各H桥单元之间输出功率不一致,会导致电源充放电次数不平衡,电源长时间工作会有一定的损害,使用寿命减少,所以有必要确保各H桥单元之间功率均衡。文献[20]提出一种针对混合级联七电平逆变器的调制策略,高压和低压部分的开关管在不同的频率信号下一起配合进行工作,提高了电压波形的质量,但存在电流倒灌的问题。文献

[21]对脉冲进行逻辑组合与运算,解决了电流倒灌的问题。文献[22]提出一种基于载波移幅的倍频调制策略,使高压单元工作在低频状态下,谐波特性良好,但增加了控制繁杂性,在工程上进行实现具有一定的难度,不能大范围推广和应用。文献[23]提出一种改进的混合调制策略,通过改变开关管的脉冲信号,使相同电压等级单元的输出功率一样,但不同电压等级无法实现功率均衡。文献[24-25]针对1:1:2:2的混合十三电平拓扑,提出了同电压等级电源之间的功率均衡,但高、低压之间仍存在功率不均衡。文献[26]对混合九电平拓扑的一个低压单元采用脉冲宽度调制(pulse width modulation, PWM),剩下2个单元采用方波调制,但是存在功率不均衡的问题。文献[27]针对模块之间的功率不平衡的问题,提出一种基于零序电压补偿的控制策略,使所有模块输出相同的有功功率。文献[28]提出了新的零序分量注入法,使得七电平CHB相间功率达到均衡。

文中研究了四单元混合CHB十三电平逆变器,通过重构PD调制下的三角载波使得3个低压单元之间实现自均衡,并进一步对高低压单元进行控制,使4个H桥单元输出功率均衡。

## 1 混合十三电平逆变器拓扑及调制策略

### 1.1 拓扑

图1为4个H桥单元组成的十三电平逆变器拓扑,其中 $H_1$ 为高压单元; $L_1$ 、 $L_2$ 、 $L_3$ 为低压单元; $Q$ 、 $S$ 分别为 $H_1$ 、 $L_1$ 、 $L_2$ 、 $L_3$ 单元的功率开关器件; $L$ 为电

感;  $R$  为电阻;  $u_{L1}$ 、 $u_{L2}$ 、 $u_{L3}$  分别为  $L_1$ 、 $L_2$ 、 $L_3$  的输出电压;  $u_{H1}$  为一个高压 H 桥单元的输出电压;  $i_0$  为负载侧电流。由混合 CHB 逆变器的电压叠加机制可知, 输出相电压  $u_{AN}$  与 4 个 H 桥单元输出电压满足以下关系式:

$$u_{AN} = u_{H1} + u_{L1} + u_{L2} + u_{L3} \quad (1)$$

高压  $H_1$  单元可得  $\pm 3E$ 、0 共 3 种不同的电平 ( $E$  为一个输出电平), 低压  $L_1$ 、 $L_2$ 、 $L_3$  单元可得  $\pm 3E$ 、 $\pm 2E$ 、 $\pm E$ 、0 共 7 种不同的电平, 所以高低压单元级联后输出相电压  $u_{AN}$  共有 13 种不同的电平数目。

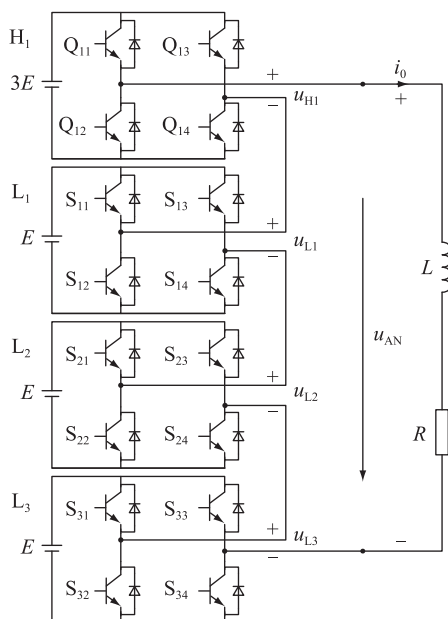
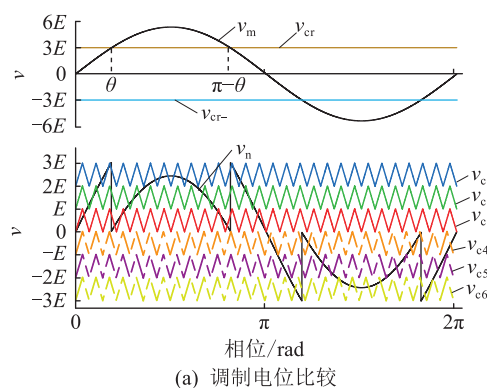


图 1 混合十三电平逆变器拓扑

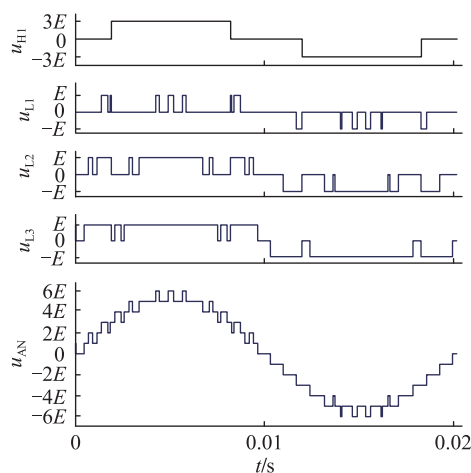
Fig.1 Hybrid 13-level inverter topology

## 1.2 改进的混合调制方法

文中提出一种改进的混合调制方法, 针对高低压单元的特点采取不同调制策略, 使逆变器工作在最佳状态。对高压单元进行三电平方形的阶梯波调制, 低压单元部分有载波移相脉宽调制 (carrier phase shift PWM, CPS-PWM) 和载波移幅调制 (phase disposition PWM, PD-PWM) 2 种不同的调制方法。在幅值调制比和载波频率相同的条件下, CPS-PWM 策略可以使 3 个低压单元输出功率自均衡, 且开关器件损耗一致, 但运用在三相逆变器中线电压会出现电平跳变的现象, 导致线电压总谐波失真变大<sup>[29]</sup>, 不利于工程实现。PD-PWM 策略下逆变器输出的波形质量较高且谐波失真小, 但各个开关管的导通时间不同, 级联单元输出的功率并不均衡, 这会导致逆变器充放电不平衡, 影响系统的使用寿命。通过对三角载波进行重构控制可以解决上述弊端。经以上分析, 决定对低压单元采用 PD-PWM 策略。图 2 为改进的混合调制原理。



(a) 调制电位比较



(b) 各单元输出相电压

图 2 改进的混合调制原理

Fig.2 Principle of improved hybrid modulation

$v_m$  为级联功率模块的调制电压信号, 其数学关系式为:

$$v_m = 6m_a E \sin(\omega t) \quad (2)$$

式中:  $m_a$  为幅值调制比。

$v_{cr}$  和  $v_{cr-}$  为  $H_1$  的载波信号, 当  $v_m > v_{cr}$  时,  $H_1$  输出电压  $u_{H1} = 3E$ ; 当  $v_m < v_{cr-}$  时,  $H_1$  输出电压  $u_{H1} = -3E$ 。  $H_1$  单元输出电压  $u_{H1}$  为阶梯波, 工作在基频状态。  $v_n$  为低压单元的调制波, 由调制波  $v_m$  与  $H_1$  单元输出电压  $u_{H1}$  相减得到, 其表达式为:

$$v_n = \begin{cases} v_m - 3E & v_m \geq 3E \\ v_m & -3E < v_m < 3E \\ v_m + 3E & v_m \leq -3E \end{cases} \quad (3)$$

3 个低压单元的 6 个载波幅值和频率大小相同,  $L_1$  单元的载波信号为  $v_{c1}$  和  $v_{c6}$ , 当  $v_n > v_{c1}$  时,  $L_1$  输出电压大小为  $E$ ; 当  $v_n < v_{c6}$  时,  $L_1$  输出电压大小为  $-E$ 。  $L_2$  单元的载波信号为  $v_{c2}$  和  $v_{c5}$ , 当  $v_n > v_{c2}$  时,  $L_2$  输出电压大小为  $E$ ; 当  $v_n < v_{c5}$  时,  $L_2$  输出电压大小为  $-E$ 。  $L_3$  单元的载波信号为  $v_{c3}$  和  $v_{c4}$ , 当  $v_n > v_{c3}$  时,  $L_3$  输出电压大小为  $E$ , 当  $v_n < v_{c4}$  时,  $L_3$  输出电压大小为  $-E$ 。 高低压单元在正负半周期输出电压极性相同, 不存在电流倒灌的问题。

## 2 功率均衡方法

### 2.1 低压单元功率均衡方法

针对低压单元功率输出不一致的现象,文中提出一种基于载波上下变换的调制方法。对6个载波进行重构,使开关器件导通时间得到平均分配,实现了3个低压单元的功率均衡,重构原理如图3所示,其中图3(a)为传统PD-PWM策略下的三角载波信号,图3(b)为功率均衡调制策略下的三角载波信号。

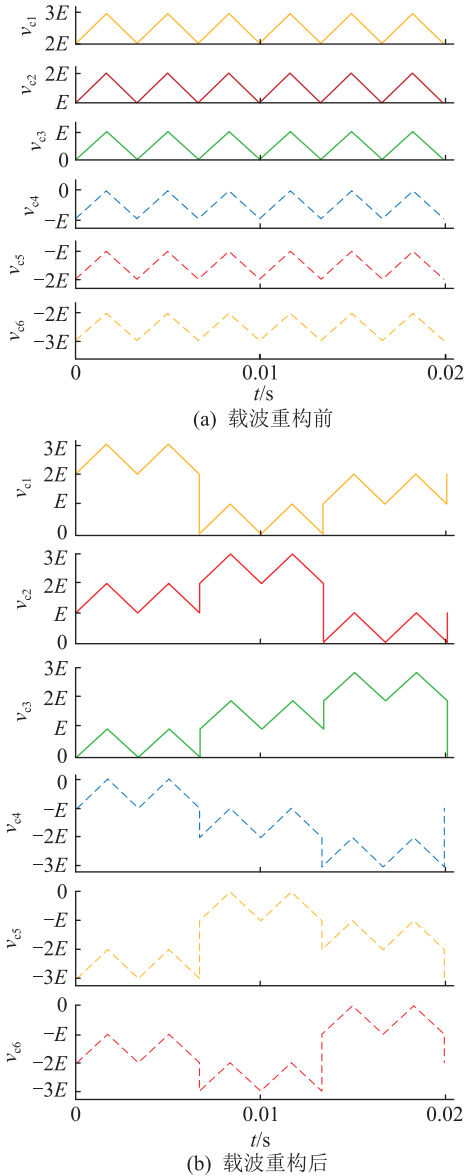


图3 三角载波重构原理示意

Fig.3 Schematic diagram of triangular carrier reconstruction

以 $v_{c1}$ 、 $v_{c2}$ 和 $v_{c3}$ 举例,假设一个三角载波周期为 $T_a$ , $v_{c1}$ 每经过 $2T_a$ 垂直向下移动2个单位,再经过 $2T_a$ 垂直向上移动1个单位,完成1次载波循环; $v_{c2}$ 每经过 $2T_a$ 垂直向上移动1个单位,再经过 $2T_a$ 垂直

向下移动2个单位; $v_{c3}$ 每经过 $2T_a$ 垂直向上移动1个单位,再经过 $2T_a$ 垂直向上移动1个单位。同理,剩下3个载波进行相应的移动,重构之后的载波信号周期变为 $6T_a$ 。

功率均衡调制策略下正半周期输出电压原理如图4所示。

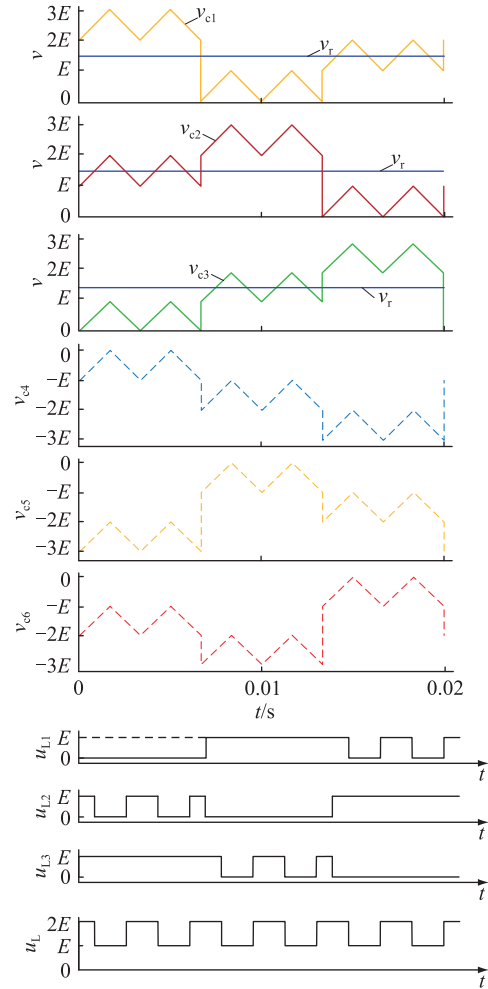


图4 正半周期输出电压原理示意

Fig.4 Schematic diagram of positive half-cycle output voltage

在此定义载波信号重构之后的周期为 $T_b$ ,当调制信号幅值在 $[E, 2E]$ 区间时,对3个低压单元的输出电压进行了分析,规定3个低压单元在1个重构周期内输出电压为 $E$ 的时间分别为 $t_{L1+}$ 、 $t_{L2+}$ 、 $t_{L3+}$ ,则其数学关系式为:

$$t_{L1+} = t_{L2+} = t_{L3+} = \frac{T_b}{2} v_r \quad (4)$$

式中: $v_r$ 为调制幅值。

3个低压单元 $L_1$ 、 $L_2$ 、 $L_3$ 在1个重构周期的正半周期内,输出电压的平均值为:

$$\bar{u}_{L1+} = \bar{u}_{L2+} = \bar{u}_{L3+} = \frac{E}{2} v_r \quad (5)$$

3 个低压单元之间级联构成回路,流过的电流大小相等,在 1 个周期内的电压平均值相同,因此输出的平均功率  $\bar{P}_{L1+}$ 、 $\bar{P}_{L2+}$ 、 $\bar{P}_{L3+}$  相等,即:

$$\bar{P}_{L1+} = \bar{P}_{L2+} = \bar{P}_{L3+} \quad (6)$$

功率均衡调制策略下负半周期输出电压原理如图 5 所示。

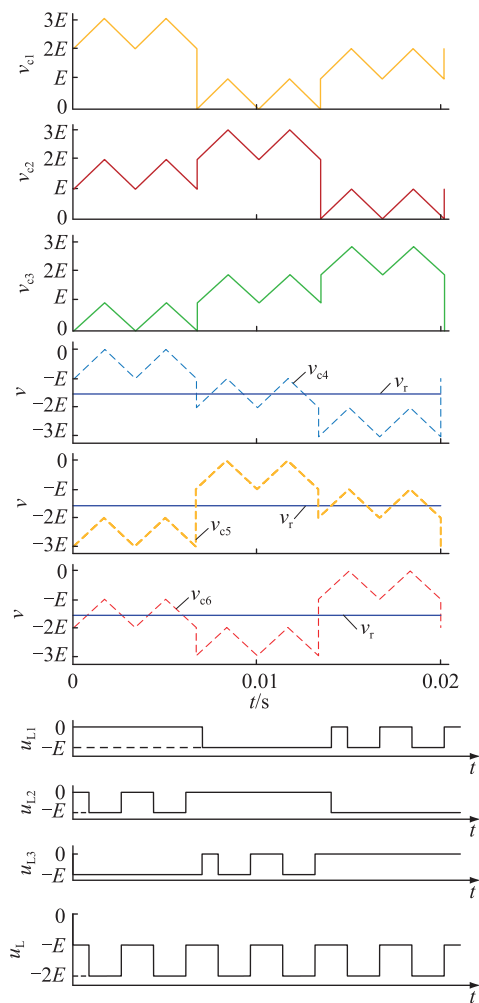


图 5 负半周期输出电压原理示意

Fig.5 Schematic diagram of negative half-cycle output voltage

同理可得输出电压为  $-E$  的时间分别为  $t_{L1-}$ 、 $t_{L2-}$ 、 $t_{L3-}$ , 则其数学关系式为:

$$t_{L1-} = t_{L2-} = t_{L3-} = \frac{T_b}{2} v_r \quad (7)$$

3 个低压单元  $L_1$ 、 $L_2$ 、 $L_3$  在 1 个重构周期的负半周期内,输出电压的平均值为:

$$\bar{u}_{L1-} = \bar{u}_{L2-} = \bar{u}_{L3-} = \frac{E}{2} v_r \quad (8)$$

3 个低压单元在新的载波周期输出的平均功率  $\bar{P}_{L1-}$ 、 $\bar{P}_{L2-}$ 、 $\bar{P}_{L3-}$  相等,即:

$$\bar{P}_{L1-} = \bar{P}_{L2-} = \bar{P}_{L3-} \quad (9)$$

由上述分析可知,对载波信号进行垂直方向上的改造,使 3 个低压单元  $L_1$ 、 $L_2$ 、 $L_3$  在 1 个重构周期内电压基波的幅值相等,从而达到实现 3 个低压单元功率均衡的目的。

## 2.2 高、低压单元功率均衡策略

定义  $\theta$  为在正半周期内高压单元  $H_1$  的开通角,则  $\theta$  与  $m_a$  满足以下关系式:

$$\theta = \arcsin\left(\frac{1}{2m_a}\right) \quad 0.5 \leq m_a \leq 1 \quad (10)$$

高压单元  $H_1$  输出的电压  $u_{H1}$  为阶梯波,其傅里叶数学关系式为:

$$u_{H1} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{12E}{n\pi} \cos(n\theta) \sin(n\omega t) \quad (11)$$

$H_1$  单元输出电压基波幅值为:

$$u_{H1(1)} = \frac{12E}{\pi} \cos \theta \quad (12)$$

当调制信号处于  $[-3E, 3E]$  区间时,即  $0 < m_a \leq 0.5$ ,  $H_1$  单元没有输出电压,  $\theta$  始终为  $90^\circ$ 。由式 (10) 和式 (11) 可知,  $H_1$  单元在全调制度下输出电压基波  $u_{H1(1)}$  为:

$$u_{H1(1)} = \begin{cases} 0 & m_a \in (0, 0.5] \\ \frac{12E}{\pi} \sqrt{1 - \frac{1}{4m_a^2}} & m_a \in (0.5, 1] \end{cases} \quad (13)$$

在功率均衡的载波改造调制策略下,3 个低压单元  $L_1$ 、 $L_2$ 、 $L_3$  输出电压基波幅值相等,为调制信号  $v_u$  基波幅值的  $1/3$ ,所以 3 个低压 H 桥单元在全调制度下输出电压的基波幅值为:

$$u_{L1(1)} = u_{L2(1)} = u_{L3(1)} = \frac{1}{3} (6Em_a - u_{H1(1)}) = \begin{cases} 2Em_a & m_a \in (0, 0.5] \\ 2Em_a - \frac{4E}{\pi} \sqrt{1 - \frac{1}{4m_a^2}} & m_a \in (0.5, 1] \end{cases} \quad (14)$$

由式 (13) 和式 (14) 可知,高、低压单元电压基波幅值各不一样,但流过的电流大小相同,各 H 桥单元输出功率并不均衡。

由式 (12) 可知,高压单元  $H_1$  的基波幅值与开通角  $\theta$  相关,可以通过改变  $\theta$  角来控制  $H_1$  单元输出电压基波幅值大小。使  $H_1$  单元输出电压基波幅值恒为  $v_m$  幅值的一半,则 3 个低压单元输出剩下的一半基波幅值大小。联立式 (2) 和式 (12),令高压单元  $H_1$  基波幅值满足  $v_m$  幅值的  $1/2$ ,即:

$$u_{H1(1)} = \frac{12E}{\pi} \cos \theta = 3Em_a \quad (15)$$

解得  $H_1$  单元开通角  $\theta$  为:

$$\theta = \arccos\left(\frac{\pi m_a}{4}\right) \quad (16)$$



功率均衡的混合调制策略通过控制角使  $H_1$  单元基波幅值为相电压基波幅的一半,同时使  $L_1$ 、 $L_2$ 、 $L_3$  单元各输出单元基波幅值相等,均输出相电压基波幅值的  $1/6$ ,根据此原则实现了高低压单元间的功率均衡,即  $u_{H1(1)}:u_{L1(1)}:u_{L2(1)}:u_{L3(1)}=3:1:1:1$ 。由此可见,全幅值调制度可以实现 4 个 CHB 单元的功率均衡。

3 仿真研究

为了对功率均衡调制方法的切实性进行进一步研究,文中搭建了逆变器的理论模型,参数如表 1 所示,其中  $f_c$  为载波频率; $f_m$  为基频。

表 1 仿真参数

Table 1 Simulation parameters

仿真参数	数值	仿真参数	数值
$E/V$	36,12	$f_c/\text{Hz}$	6 000
$R/\Omega$	20	$f_m/\text{Hz}$	50
$L/H$	0.004	$m_a$	0.9、0.6、0.3

图 6 为改进混合调制策略下  $m_a$  分别为 0.3、0.6、0.9 时 4 个 H 桥的电压波形。

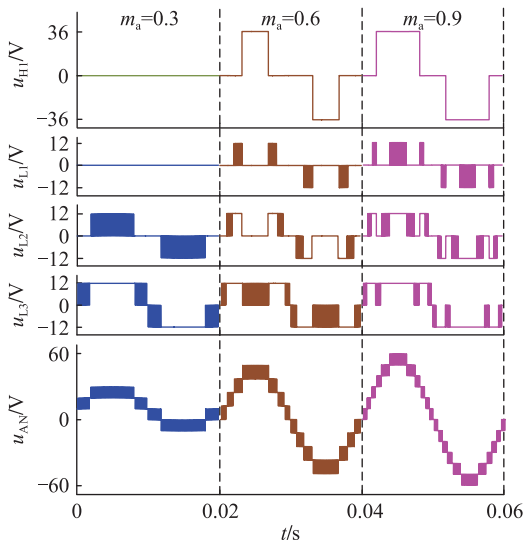


图 6 改进的混合调制下输出电压

Fig.6 Output voltage under improved hybrid modulation

$m_a=0.3$ ,  $H_1$  单元和  $L_1$  单元不参与工作。低压单元  $L_2$ 、 $L_3$  在几个调制度下的输出电压均为三电平。随着调制比的增加,相电压由五电平到九电平最后完成了到十三电平的转变。

采用功率均衡的混合调制方法,在  $m_a$  分别为 0.3、0.6、0.9 时,逆变器的各单元和相电压如图 7 所示。高压 H 桥单元一直有波形,低压单元波形相同且都为三电平。由图 6 与图 7 可知,经功率均衡控制后,在相同调制度下能输出一样数目的电平。

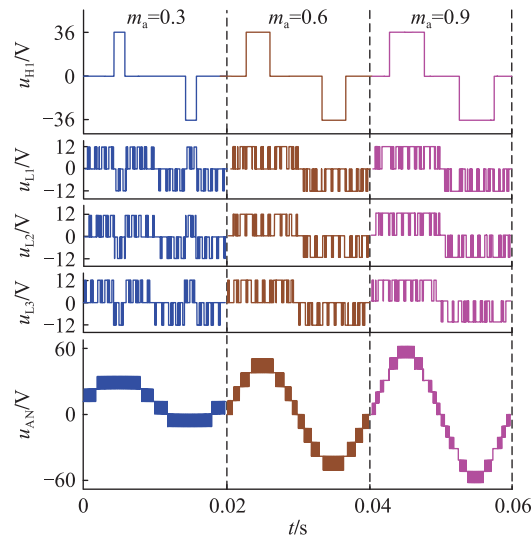


图 7 功率均衡下的电压

Fig.7 Voltage under power equalization

图 8 为改进混合调制策略下高低压单元在  $m_a$  分别为 0.3、0.6、0.9 时的功率波形。3 个低压单元的输出功率差别较大,  $L_3$  输出功率最大。高、低压单元输出功率不满足  $P_{H1}:P_{L1}:P_{L2}:P_{L3}=3:1:1:1$ , 4 个单元之间的输出功率存在不均衡的问题。

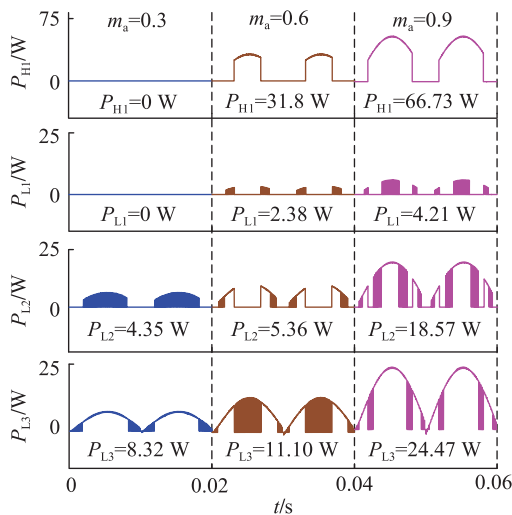


图 8 改进的混合调制策略下功率波形

Fig.8 Power waveforms under improved hybrid modulation strategy

图 9 为在  $m_a$  分别为 0.3、0.6、0.9 时,功率均衡的混合调制策略下 4 个单元的功率波形。  $L_1$ 、 $L_2$ 、 $L_3$  的功率基本一样,高、低压单元功率比为  $3:1:1:1$ , 从而达到了逆变器各 H 桥单元输出功率均衡的目的。

图 10 和图 11 为在不同调制比下的 2 种调制相电压频谱。

当调制度  $m_a$  为 0.3、0.6、0.9 时,改进混合策略下输出相电压的总谐波畸变率 (total harmonic di-

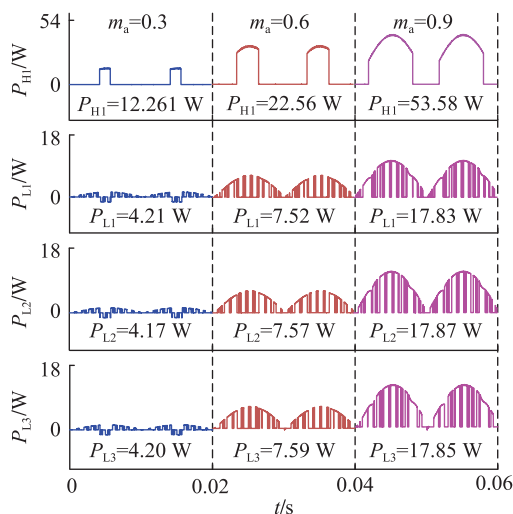


图9 功率均衡下的功率波形

Fig.9 Power waveforms under power balance

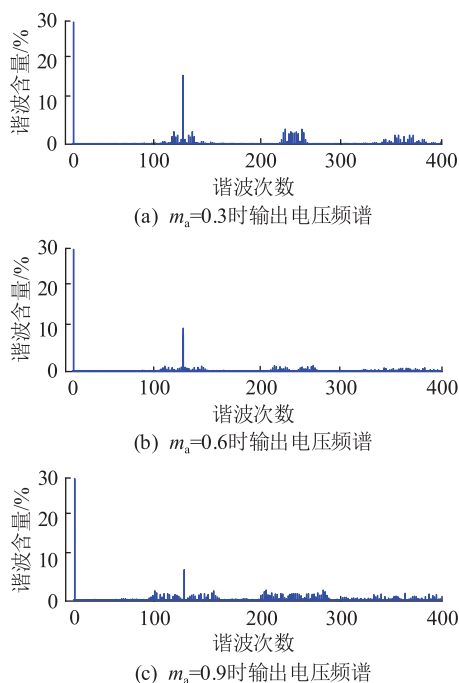


图10 改进混合调制策略的电压频谱

Fig.10 Voltage spectrum for improved hybrid modulation strategy

atortion, THD) 分别为 33.49%、16.73%、10.78%。均衡调制策略下,输出相电压的 THD 分别为 33.48%、16.56%、10.14%。随着调制比的增大,2 种调制策略下输出相电压的 THD 都不断减小,但均衡策略下的频谱图多了一些低次谐波。

#### 4 实验证明

功率均衡调制策略需要借助实验结果证明其存在一定的适用性,文中搭建如图 12 所示的混合十三电平逆变器实验平台,用现场可编程逻辑门阵列控制主电路。高、低压单元的直流侧电压分别为

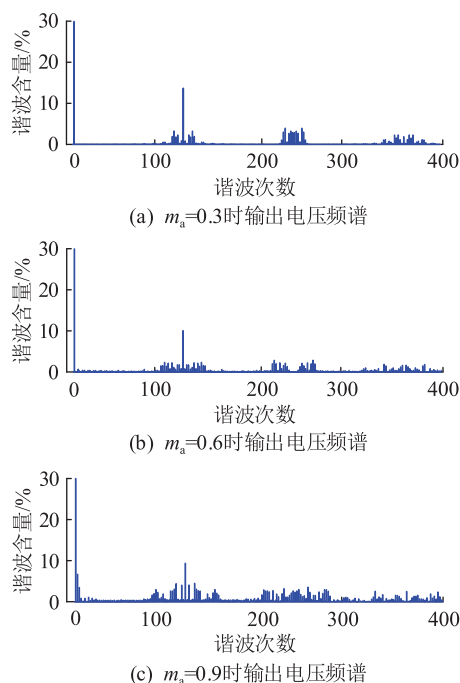


图11 功率均衡的电压频谱

Fig.11 Voltage spectrum for power balance

36 V 和 12 V,负载电阻为  $20\ \Omega$ ,电感为 4 mH,载波和调制波频率分别为 6 kHz 和 50 Hz。在  $m_a$  分别为 0.6、0.9 条件下进行实验。

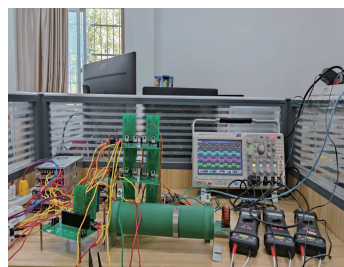


图12 实验平台

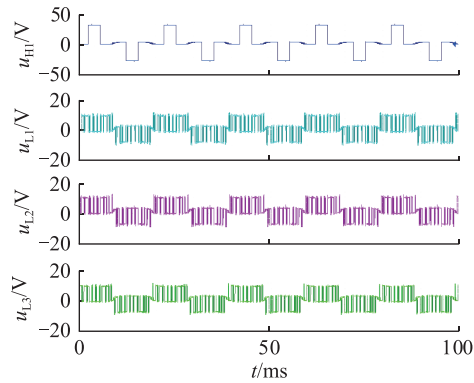
Fig.12 Experiment platform

图 13 和图 14 分别给出了在功率均衡的混合调制策略下,  $f_c=6\text{ kHz}$ ,  $m_a$  分别为 0.6、0.9 时逆变器的各个电压波形及其频谱。

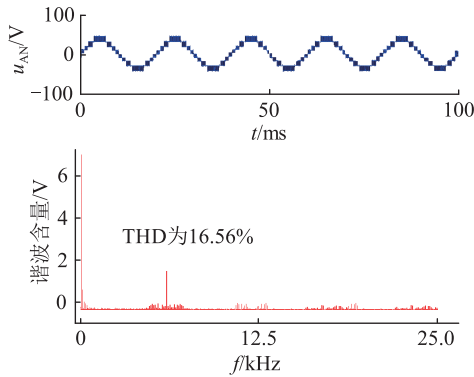
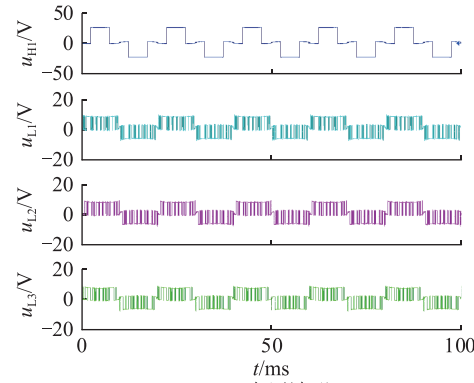
由图 13(a) 和图 14(a) 可知,高低压单元均输出三电平,高压为阶梯波,低压为 PWM 波。由图 13(b) 和图 14(b) 可知,在当  $m_a$  由 0.6 变为 0.9 时,相电压从九电平变成了十三电平。输出相电压的谐波主要分布在载波频率  $f_c=6\text{ kHz}$  及其附近处,具有良好的谐波特性。

$m_a$  分别为 0.6、0.9 时,  $L_1$ 、 $L_2$ 、 $L_3$  单元的电压、电流和功率波形如图 15、图 16 所示。

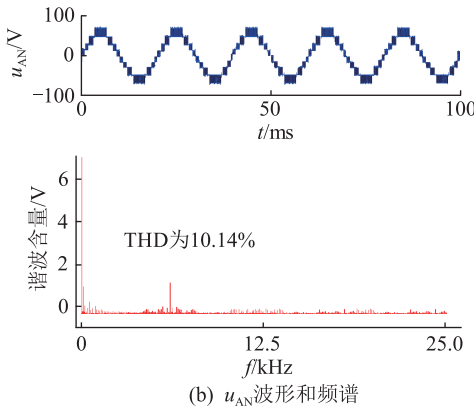
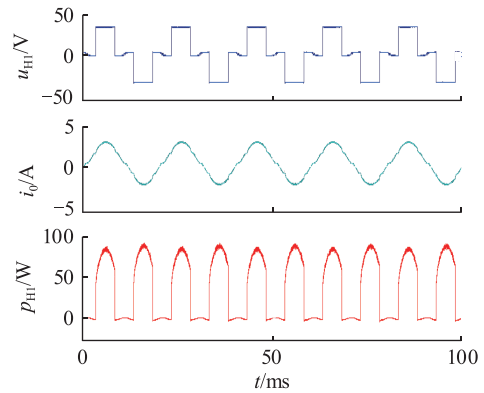
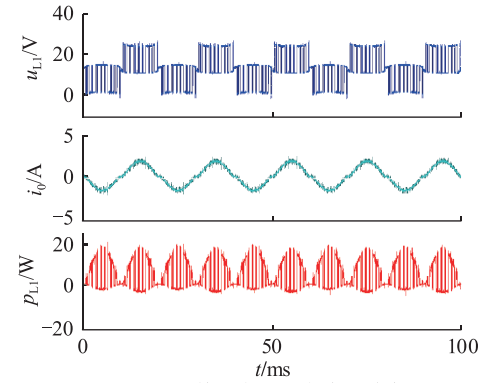
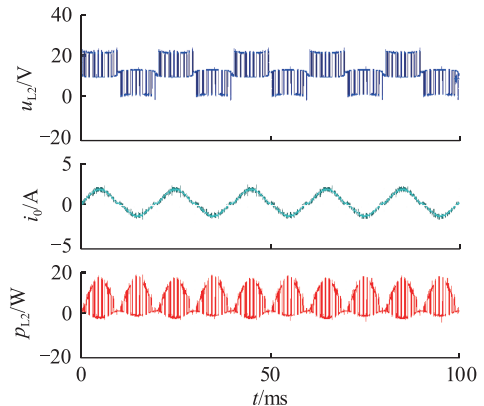
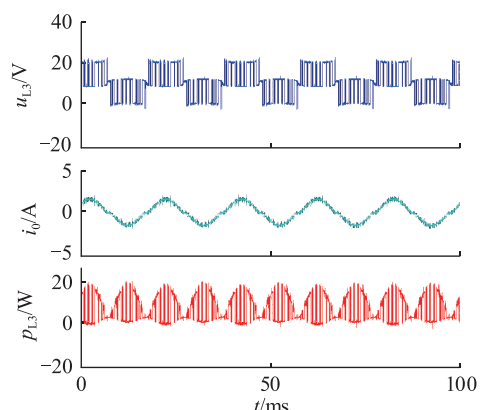
由图 15 和图 16 可知,  $L_1$ 、 $L_2$ 、 $L_3$  输出功率波形一样。在  $m_a=0.6$  时,3 个低压单元  $L_1$ 、 $L_2$ 、 $L_3$  的开关损耗分别为 4.4、4.0、4.2 W,基本相等。  $H_1$  单元输出



(a) 电压波形

(b)  $u_{AN}$  波形和频谱图 13  $m_a=0.6$  时电压和频谱Fig.13 Voltage and spectrum at  $m_a=0.6$ 

(a) 电压波形

(b)  $u_{AN}$  波形和频谱图 14  $m_a=0.9$  时电压和频谱Fig.14 Voltage and spectrum at  $m_a=0.9$ (a) H<sub>1</sub> 单元电压、电流及功率(b) L<sub>1</sub> 单元电压、电流及功率(c) L<sub>2</sub> 单元电压、电流及功率(d) L<sub>3</sub> 单元电压、电流及功率图 15  $m_a=0.6$  时电压、电流及功率波形Fig.15 Waveforms of voltage, current and power at  $m_a=0.6$

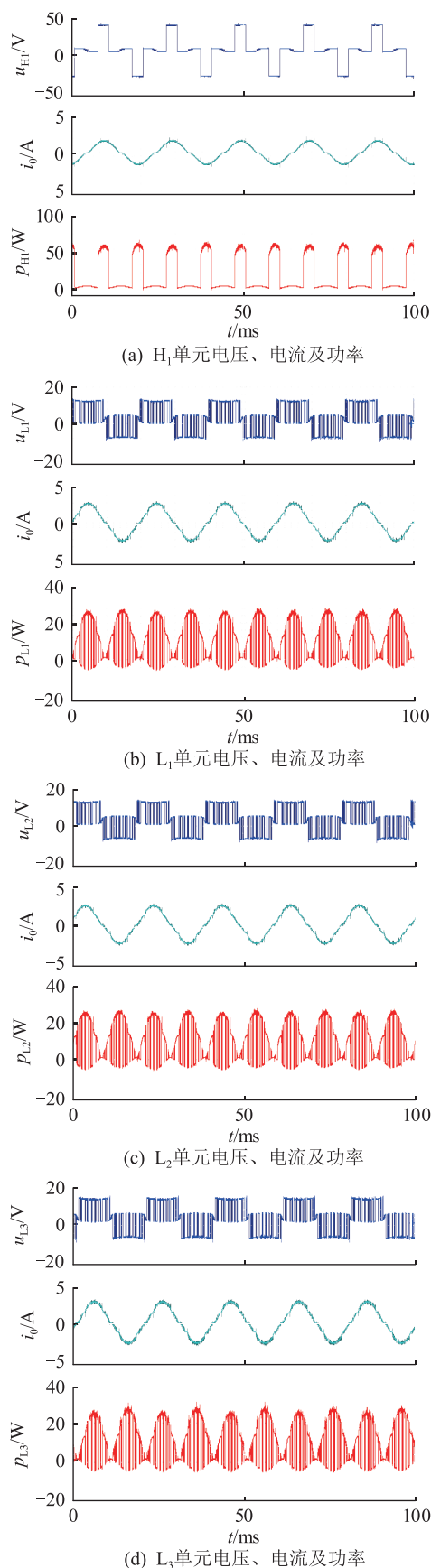


图 16  $m_a=0.9$  时电压、电流及功率波形

Fig.16 Waveforms of voltage,current and power at  $m_a=0.9$

功率是 23.6 W,3 个低压单元功率均为 7.8 W,功率之比均为 3:1。在  $m_a=0.9$  时,3 个低压单元  $L_1$ 、 $L_2$ 、 $L_3$  的开关损耗分别为 4.6、4.4、4.2 W,开关损耗基本相等。 $L_1$ 、 $L_2$ 、 $L_3$  输出功率基本一致, $H_1$  单元输出功率为 51.7 W,3 个低压单元功率均为 17.2 W,功率之比约为 3:1。高、低压单元输出功率比接近 3:1,实现了均衡。

## 5 结论

文中针对混合十三电平 CHB 逆变器,提出了一种功率均衡的混合调制策略,通过理论分析、仿真及实验得出:

(1) 针对低压单元功率出现不平衡的现象,功率均衡的混合调制策略通过对载波进行重构,实现了低压单元开关损耗平均分配,谐波特性良好。

(2) 功率均衡的混合调制策略通过对高压单元导通角进行控制,调节高压单元输出电压基波幅值,在全调制度下,使得 4 个 H 桥单元的功率比为 3:1:1:1,实现了均衡功率的目的。

## 致 谢

本文得到江西省教育厅科学技术研究项目“电气化铁路功率调节器补偿机理及控制关键技术研究”(GJJ200611)资助,谨此致谢!

## 参考文献:

- [1] KHOUCHA F,LAGOUN S M,MAROUANI K,et al. Hybrid cascaded H-bridge multilevel-inverter induction-motor-drive direct torque control for automotive applications[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2010,57(3):892-899.
- [2] GAO Z G,LU Q. A hybrid cascaded multilevel converter based on three-level cells for battery energy management applied in electric vehicles[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2019,34(8):7326-7349.
- [3] 丘东元,张波,潘虹. 级联型多电平变换器一般构成方式及原则研究[J]. 电工技术学报,2005,20(3):24-29,35.  
QIU Dongyuan,ZHANG Bo,PAN Hong. Study on composing methods of cascade multilevel converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2005,20(3):24-29,35.
- [4] 叶满园,聂宇. 三相级联 H 桥光伏并网控制研究[J]. 华东交通大学学报,2019,36(2):99-104.  
YE Manyuan,NIE Yu. Study on control of three-phase cascaded H-bridge PV grid[J]. Journal of East China Jiaotong University,2019,36(2):99-104.
- [5] MANJREKAR M D,LIPO T A. A hybrid multilevel inverter topology for drive applications[C]//APEC' 98 Thirteenth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition. Anaheim,CA,USA. IEEE,2002:523-529.
- [6] 顾军,宋飞,李平,等. 混合级联 H 桥逆变器的调制策略优化



- 方法[J]. 高电压技术,2022,48(2):753-761.
- GU Jun, SONG Fei, LI Ping, et al. Modulation strategy optimization method of hybrid cascaded H-bridge inverter[J]. High Voltage Engineering, 2022, 48(2):753-761.
- [7] GOVINDARAJU C, BASKARAN K. Efficient sequential switching hybrid-modulation techniques for cascaded multilevel inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(6):1639-1648.
- [8] 李勇, 郭勇, 皇甫星星, 等. T型三电平逆变器的中点平衡建模与控制[J]. 电力工程技术, 2017, 36(2):61-65.
- LI Yong, GUO Yong, HUANGFU Xingxing, et al. Modeling and control of neutral point voltage balancing for T-type three-level inverters[J]. Electric Power Engineering Technology, 2017, 36(2):61-65.
- [9] 姚明阳, 王方刚, 冯华源, 等. 一种融合最近电平逼近调制的空间矢量调制算法[J]. 电测与仪表, 2021, 58(12):49-56.
- YAO Mingyang, WANG Fanggang, FENG Huayuan, et al. A NLM-based space vector pulse width modulation algorithm for cascaded multilevel converters[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2021, 58(12):49-56.
- [10] 孙永忠, 姜毅龙. 载波移相 PWM 调制下的 MMC 电压平衡控制策略[J]. 电气传动, 2020, 50(2):47-54, 62.
- SUN Yongzhong, JIANG Yilong. Voltage balance control strategy for modular multilevel converters with phase-shifted carrier-based pulse width modulation[J]. Electric Drive, 2020, 50(2):47-54, 62.
- [11] 叶满园, 陈乐, 康力璇. 基于载波自由度的改进载波移相 PWM 技术[J]. 电机与控制学报, 2021, 25(3):134-142.
- YE Manyuan, CHEN Le, KANG Lixuan. Improved carrier phase shift PWM technology based on carrier degrees of freedom[J]. Electric Machines and Control, 2021, 25(3):134-142.
- [12] 张宏杰. 基于载波移相调制的 MMC 控制策略研究及仿真[J]. 盐城工学院学报(自然科学版), 2019, 32(4):18-24.
- ZHANG Hongjie. Research and simulation of MMC control strategy based on carrier phase shift modulation[J]. Journal of Yancheng Institute of Technology (Natural Science Edition), 2019, 32(4):18-24.
- [13] 李宋, 肖云煌. CHB 逆变器移幅载波调制法及其功率均衡控制策略[J]. 电力系统及其自动化学报, 2019, 31(1):25-30, 46.
- LI Song, XIAO Yunhuang. Amplitude shifted carrier modulation method and its power balance control strategy for CHB inverter[J]. Proceedings of the CSU-EPSA, 2019, 31(1):25-30, 46.
- [14] 陈仲, 许亚明, 刘亚云, 等. 一种适用于混合级联多电平逆变器的 LS-PWM 方法[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(23):6490-6500, 6616.
- CHEN Zhong, XU Yaming, LIU Yayun, et al. A level-shifted pulse width modulation strategy for hybrid cascaded multilevel converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(23):6490-6500, 6616.
- [15] 胡文华, 张军仁, 董运. 一种新型载波移幅 SPWM 调制策略[J]. 电气传动, 2019, 49(8):53-56.
- HU Wenhua, ZHANG Junren, DONG Yun. A new type of carrier shift SPWM modulation strategy[J]. Electric Drive, 2019, 49(8):53-56.
- [16] 钱金跃, 吴佳, 施文杰, 等. 基于 SVPWM 的 NPC 三电平逆变器简化 MPC 算法[J]. 浙江电力, 2022, 41(1):80-88.
- QIAN Jinyue, WU Jia, SHI Wenjie, et al. Simplified MPC algorithm of NPC three-level inverter based on SVPWM[J]. Zhejiang Electric Power, 2022, 41(1):80-88.
- [17] 过亮, 黄勇, 瞿兴鸿. 基于 SHEPWM 的级联五电平高频逆变器[J]. 电力电子技术, 2021, 55(1):95-99.
- GUO Liang, HUANG Yong, QU Xinghong. Cascaded five-level high frequency inverter based on SHEPWM[J]. Power Electronics, 2021, 55(1):95-99.
- [18] 李宋, 叶满园. 混合级联多电平逆变器混合频率载波调制技术[J]. 高电压技术, 2015, 41(7):2378-2383.
- LI Song, YE Manyuan. Hybrid frequency carrier modulation technique for hybrid cascade multi-level inverter[J]. High Voltage Engineering, 2015, 41(7):2378-2383.
- [19] 叶满园, 吴韩, 田东蕾, 等. 混合不对称 CHB 倍频调制策略的研究[J]. 电机与控制学报, 2022, 26(4):131-138.
- YE Manyuan, WU Han, TIAN Donglei, et al. Research on hybrid asymmetric CHB frequency doubling modulation strategy[J]. Electric Machines and Control, 2022, 26(4):131-138.
- [20] MANJREKAR M D, STEIMER P K, LIPO T A. Hybrid multilevel power conversion system: a competitive solution for high-power applications[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2000, 36(3):834-841.
- [21] 叶满园, 童子威, 陈子豪, 等. 改进的新型 II 型不对称 CHB 逆变器调制策略[J]. 高电压技术, 2021, 47(6):2186-2194.
- YE Manyuan, TONG Ziwei, CHEN Zihao, et al. Modified new modulation strategy of type II asymmetric hybrid CHB inverter[J]. High Voltage Engineering, 2021, 47(6):2186-2194.
- [22] 陈仲, 许亚明, 袁涛. 一种基于载波层叠脉宽调制的倍频调制方法[J]. 电工技术学报, 2018, 33(10):2334-2344.
- CHEN Zhong, XU Yaming, YUAN Tao. A double frequency modulation method based on the level-shifted pulse width modulation[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(10):2334-2344.
- [23] 胡文华, 刘剑锋. 双低压型混合级联逆变器的改进混合调制[J]. 电力系统及其自动化学报, 2020, 32(2):7-13.
- HU Wenhua, LIU Jianfeng. Improved hybrid modulation for hybrid cascaded inverter with dual low-voltage cells[J]. Proceedings of the CSU-EPSA, 2020, 32(2):7-13.
- [24] 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.
- [25] 何平港, 牟大林, 林圣. LCC-MMC 混合级联型直流输电系统启动控制策略研究[J]. 电力系统保护与控制, 2022, 50(22):71-80.

- HE Pinggang, MU Dalin, LIN Sheng. Start-up control strategy for an LCC-MMC hybrid cascade HVDC system [J]. Power System Protection and Control, 2022, 50(22): 71-80.
- [26] JAVIER P R, BERISTAIN J JOSE A, HERNÁNDEZ L JESÚS H, et al. Hybrid modulation strategy for asymmetrical cascade H-bridge multilevel inverters [J]. IEEE Latin America Transactions, 2018, 16(6): 1623-1630.
- [27] ZHAO T, CHEN D L. Research on the module power equalization control strategy of three-phase common DC-bus cascaded H-bridge multilevel inverter for large-scale PV power plants [J]. IEEE Access, 2020, 8: 181904-181915.
- [28] YU Y F, KONSTANTINOU G, HREDZAK B, et al. Power balance of cascaded H-bridge multilevel converters for large-scale photovoltaic integration [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(1): 292-303.
- [29] 杨旭红, 郝鹏飞. 电网电压谐波畸变条件下并网逆变器的控制策略研究 [J]. 浙江电力, 2021, 40(6): 22-27.
- YANG Xuhong, HAO Pengfei. Research on control strategy of grid-connected inverter under grid voltage harmonic distortion [J]. Zhejiang Electric Power, 2021, 40(6): 22-27.

作者简介:



胡文华

胡文华(1972),男,博士,副教授,研究方向为电力电子与电力传动(E-mail:xjtumotor@163.com);

丁文斌(1996),男,硕士,研究方向为电力电子与电力传动;

张建辉(1979),男,硕士,副教授,研究方向为电力电子与电力传动。

## Hybrid 13-level inverter modulation strategy and power equalization method

HU Wenhua, DING Wenbin, ZHANG Jianhui

(School of Electrical and Automation Engineering, East China Jiaotong University, Nanchang 330013, China)

**Abstract:** The hybrid multilevel inverter is widely used because it can output more levels and uses fewer switching devices. However, the traditional phase disposition pulse width modulation (PD-PWM) strategy is used for hybrid cascaded H-bridge 13-level inverters with a voltage ratio of 3:1:1, and the power of each unit is unbalanced. In order to achieve the goal of power equalization, an improved hybrid modulation method for the hybrid 13-level topology is proposed. Based on this method, it further reconstructs the triangular carrier under PD modulation and adjusts the output pulse of the high-voltage unit. Under laboratory conditions, taking the modulation degree of 0.9 as an example, the switching losses of the three low-voltage units  $L_1$ ,  $L_2$ , and  $L_3$  are 4.6 W, 4.4 W, and 4.2 W respectively. The switching losses are basically equal. The output power of  $L_1$ ,  $L_2$ , and  $L_3$  is basically the same. The output power of high-voltage unit  $H_1$  is 51.7 W, and the power of the three low-voltage units is 17.2 W. The output power ratio of high-voltage and low-voltage units is close to 3:1. The research shows that the switching losses of the three low-voltage H-bridge units are the same and the power of the four units is balanced. The power switches of the high-voltage and low-voltage parts work at the fundamental frequency and high frequency respectively, and the harmonic characteristics are good.

**Keywords:** inverter; mixed modulation; carrier reconstruction; power equalization; harmonic performance; modulation optimization

(编辑 钱悦)