

# Improved Multilevel PWM Strategy Based on Control Carrier Freedom

Qiao He<sup>1</sup>, Zhao Ziqi<sup>1</sup>, Liu Ming<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Faculty of Electrical and Control Engineering, Liaoning Technical University, Huludao, China

<sup>2</sup>College of Mathematics and Computer, Chaoyang Teachers College, Chaoyang, China

## Email address

joejoe2003@126.com (Qiao He), 76306292@qq.com (Zhao Ziqi)

## To cite this article:

Qiao He, Zhao Ziqi, Liu Ming. Improved Multilevel PWM Strategy Based on Control Carrier Freedom. *Science Discovery*.

Vol. 10, No. 5, 2022, pp. 292-299. doi: 10.11648/j.sd.20221005.13

**Received:** August 30, 2022; **Accepted:** September 22, 2022; **Published:** September 28, 2022

**Abstract:** Cascade multilevel inverter are widely concerned for its large number of levels, minimizes the number of switching devices, large transmission power, and so on. However, the output waveform quality depends on the selection of pulse width modulation strategy. With the increase of the number of cascaded units and the output voltage level, it is of great significance to increase the utilization ratio of DC side voltage under carrier phase shift pulse width modulation (CPS-PWM) strategy and to improve the poor harmonic performance in low-key system. Aiming at these two problems, this paper proposes an improved multilevel PWM modulation strategy based on the control carrier degree of freedom. The strategy according controls the combination of carrier degrees of freedom, based on the traditional CPS-PWM modulation strategy and combined with the carrier shape characteristics of APOD-PWM modulation strategy, the original triangular carrier is reconstructed to generate an improved carrier and applying to the modulation of multilevel inverter, which can resolve effectively the problems of poor harmonic performance and low DC voltage utilization rate of the output voltage when the modulation is low, in addition, it retains the advantage of the working stress of each switch tube is also the same and the power balance of each cascaded unit of the CPS-PWM strategy. In this paper, the principle and amplitude of output voltage of the improved carrier and CPS-PWM modulation strategy are compared and analyzed, and the strategy is verified by simulation and experiment.

**Keywords:** Cascaded Multilevel Inverter, DC Voltage Utilization, Improved Carrier, Modulation Strategy

---

## 基于控制载波自由度的改进型多电平PWM调制策略

乔和<sup>1</sup>, 赵子奇<sup>1</sup>, 刘明<sup>2</sup>

<sup>1</sup>辽宁工程技术大学电气与控制工程学院, 葫芦岛市, 中国

<sup>2</sup>朝阳师范高等专科学校数学计算机系, 朝阳市, 中国

## 邮箱

joejoe2003@126.com (乔和), 76306292@qq.com (赵子奇)

**摘要:** 级联多电平逆变器具有输出电平数量多、使用开关数量少、输出功率高等优点而备受关注, 但其输出波形质量依赖于脉宽调制策略的选取, 随着级联单元数及输出电压等级的增加, 提高传统载波移相调制策略 (CPS-PWM) 下直流电压利用率以及改善低调制度时谐波性能的问题具有重要意义。针对这两个问题, 提出一种基于控制载波自由度的改进型多电平PWM调制策略。该策略通过控制载波自由度组合的方式, 在传统CPS-PWM调制策略的基础上, 结合APOD-PWM调制策略的载波形状特点, 对原有的三角载波进行重构改造生成改进载波应用于多电平逆变器的调制中, 从而可以有效解决低调制度时谐波性能较差和直流侧电压利用率低的问题, 同时保留了CPS-PWM策略中各开关管工作

应力相同和各级联单元功率均衡的优点。文中对改进载波和CPS-PWM调制策略在原理、输出电压幅值等方面进行对比分析,同时搭建实验和仿真平台来验证该策略的正确性。

**关键词:** 级联多电平逆变器, 直流电压利用率, 改进载波, 调制策略

## 1. 引言

多电平逆变器由于具有改善电磁干扰、降低共模电压应力、有效提高逆变器输出电压质量等优势,常被应用于大功率、高电压等级的场合[1-3]。多电平逆变器拓扑结构主要有三种,分别为级联型、飞跨电容型[4]和二极管钳位型[5],其中级联型[6]多电平逆变器由于具有相同的结构单元、方便形成模块化设计和更高的耐压特性而被广泛应用。

调制策略作为逆变器输出多电平的核心环节,直接关系到输出电压波形质量的好坏。载波移相[7, 8] (Carrier Phase Shift, CPS) 调制策略可以实现各级联单元间的功率均衡,但输出电压的总谐波畸变率[9] (Total Harmonic Distortion, THD) 较高,在低调制度时表现更为明显;载波层叠[10] (Carrier Disposition, CD) 调制策略的输出电压THD较小,但由于各级联单元的开关动作频率不同而导致各单元间输出电压相差较大,使得输出功率也并不均衡[11];同时根据载波不同相位的层叠方式,其输出电压利用率、输出电压的THD也不尽相同。虽然以上调制策略各具优势,但当逆变器采用正弦波脉宽调制 (Sinusoidal Pulse Width Modulation, SPWM) 时,直流侧电压利用率均不理想。

为了解决上述多电平逆变器采用CPS-PWM、CD-PWM调制策略存在的直流电压利用率较低的问题,文献[12]通过在正弦波上注入三次谐波以控制开关器件的通断,从而改善直流电压质量,但存在输出电压中总谐波含量较高的问题。文献[13]提出一种梯形波脉宽调制策略 (CPS-TPWM),通过对谐波特性进行分析并选取最优三角化率 $\sigma$ 应用于级联型逆变器中,可提高电压利用率,但会引入除了三的倍数次的低次谐波;文献[14]提出了多电平空间矢量调制 (Space Vector Modulation, SVM) 策略,通过对基本电压矢量加以组合,控制其作用时间来形成不同的开关状态驱动开关管的通断,以提高直流电压利用率,但当应用到五电平以上的多电平逆变器中,会因为算法的复杂性增加其实现难度。

本文针对CPS-PWM调制策略存在直流电压利用率较低的问题,提出基于交替反相层叠 (Alternative Phase Opposition Disposition, APOD) 调制策略中的载波形状,对传统CPS中的载波进行重构,通过改变载波自由度,合成改进载波的调制方法以提高输出电压;并通过对上述两种策略的对比分析,最后以级联型五电平逆变器为例搭建仿真和实验平台进行验证。

## 2. 级联H桥逆变器及调制策略

### 2.1. 拓扑结构

级联型H桥逆变器的拓扑结构是由多个功率单元级联组成,且每个级联单元均需配备一个直流电源。图一所示

为单相拓扑结构,其输出电压的电平为 $2N+1$ ,同时根据级联单元的增加,电平数也会相应增加,而总的谐波含量、开关所承受的电压应力会减少。

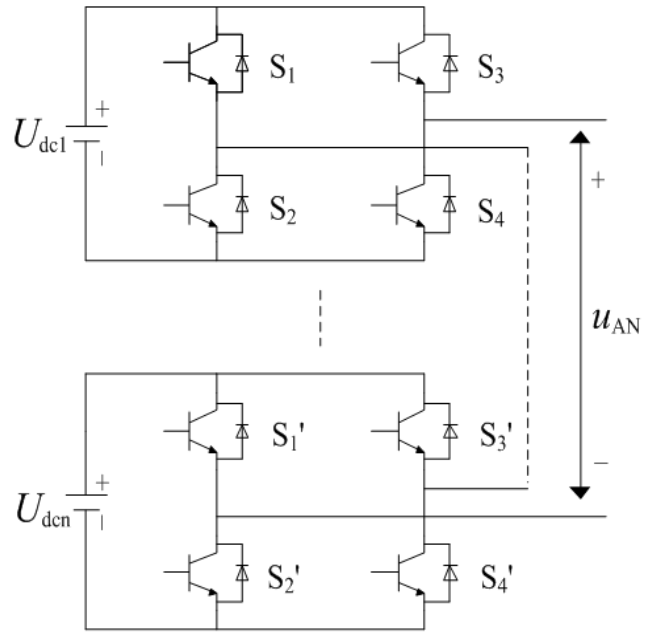


图1 级联拓扑结构。

### 2.2. CPS-PWM和APOD-PWM多载波PWM调制策略分析

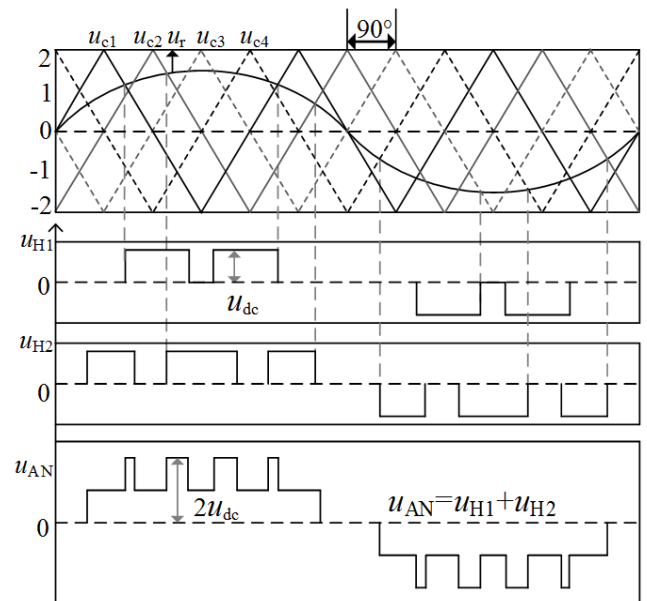


图2 CPS-PWM策略图。

图2展示了CPS-PWM调制策略的原理,级联五电平逆变器拓扑结构是由两个级联单元构成,载波是由4个相位依次相差 $90^\circ$ ,同频率和同幅值的三角波构成,且每个三角载波控制信号输出给相应的一个桥臂。由图2可看出,两个级联单元的输出电压 $u_{H1}$ 、 $u_{H2}$ 大抵相同,各开关器件通断频率相同,但 $u_{AN}$ 在低调制度时谐波性能较差。

图3是APOD-PWM[15]调制策略的原理,载波由4个相位依次相反,同幅值、同频率三角波构成(图中 $u_{c1}=-u_{c4}$ , $u_{c2}=-u_{c3}$ )。由图可看出,两个级联单元的输出电压 $u_{H1}$ 、 $u_{H2}$ 相差较大,各开关器件的通断频率也有较大区别,虽然APOD-PWM调制具有总的谐波含量较低的优势,但其无法实现各级联单元间的功率均衡。

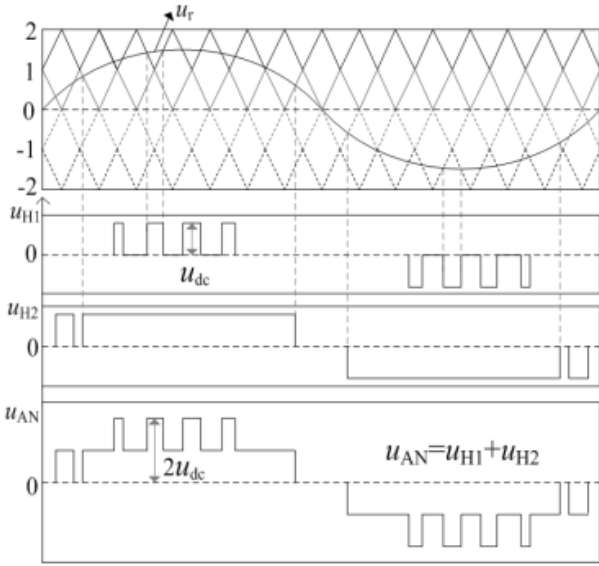


图3 APOD-PWM策略图。

### 3. 基于CPS-PWM、APOD-PWM的改进载波调制策略

为了解决CPS-PWM调制策略存在直流电压利用率较低,低调制度时输出电压的THD较大的问题,本文在传统CPS-PWM策略的基础上,结合APOD-PWM调制策略的载波特点对三角载波进行重构改造,通过控制载波自由度组合的方式,使之提高输出电压。为此提出了一种改进型多电平PWM调制策略。

#### 3.1. 改进载波调制策略的构成及调制原理

图4是改进载波具体的重构改进方法。将一个载波周期内的三角形载波划分为如图所示的八个部分,用1'、4'、5'、8'替换三角载波的1、4、5、8这四部分,2'、3'、6'、7'替换2、3、6、7这四部分,然后将替换部分依次连接,就构成了一个周期的改进载波。这样做的好处是可保证改进载波与之前三角载波的周期一致。最后通过对改进载波移相,从而生成剩余的三组载波并应用于级联型五电平逆变器。图5为改进载波原理图。

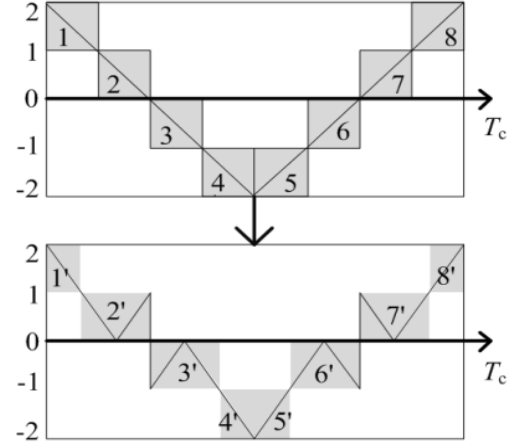


图4 改进载波构成图。

由图5和图2对比可知,这两种调制策略有着大小相同的载波幅值,角度相同的相邻相位差,且级联单元 $u_{H1}$ ( $u_{H2}$ )对应相差 $180^\circ$ 的三角载波信号 $u_{c1}$ 和 $u_{c3}$ ( $u_{c2}$ 和 $u_{c4}$ ),并通过与调制波的逻辑比较产生控制开关器件的通断信号,从而得出各级联单元的输出电压。虽然改进载波的各单元输出电压波形不同于CPS-PWM调制策略,但实质与其相同,也可实现各级联单元间功率均衡这一特点。

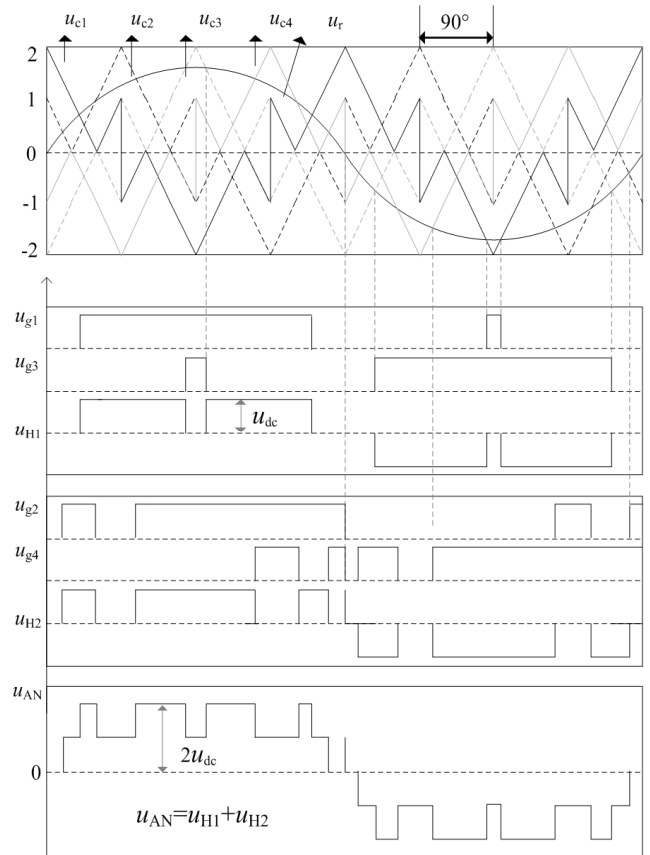


图5 改进载波原理图。

根据上述分析可知,改进载波调制策略与传统的CPS-PWM调制策略具有相同的载波周期,相同的控制原

理，因此在多电平逆变器采用这两种调制策略时，输出电压 $u_{AN}$ 的频谱分布也相似。

### 3.2. 改进载波输出电压特性分析

当级联逆变器分别采用CPS-PWM和改进载波策略调制时，由于载波形状不同，导致其输出电压的基波幅值和谐波特性也会出现不同变化。逆变器输出的交流电压基波幅值与直流电压之比称为直流电压利用率，而直流侧电压可以选择电压幅值相同的直流电源进行供电，故只对采用这两种策略的输出电压基波幅值比较即可得出相应的直流电压利用率。本文以级联H桥型五电平逆变器为例，进一步判断两者直流电压利用率。

由CPS-PWM策略中 $u_{AN}$ 的基波关系式得：

$$u_{AN} = 2mU_{dc}\sin(\omega t) \quad (1)$$

因为级联型逆变器的两个级联单元 $u_{H1}$ 、 $u_{H2}$ 的输出电压相同，因此选择其中一个级联单元为例对其输出电压基波幅值变化情况分析即可。在一个载波周期内，可将正弦调制波 $u_r$ 近似理解为一个恒定的常数。图6、图7为这两种调制策略在低调制度( $0 < m \leq 0.5$ )时单载波周期输出电压；图8、图9为这两种载波在高调制度( $0.5 < m \leq 1$ )时单载波周期输出电压。

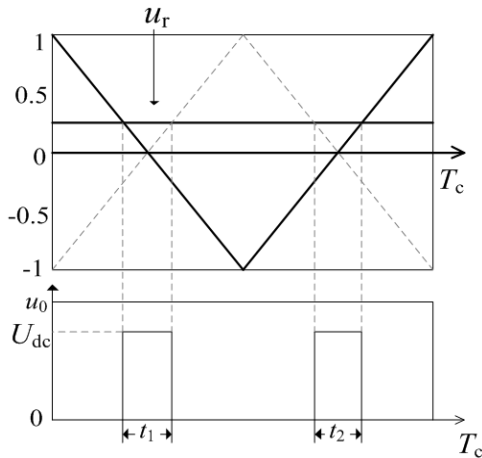


图6 CPS-PWM策略在一个载波周期内的输出电压 ( $0 < m \leq 0.5$ )。

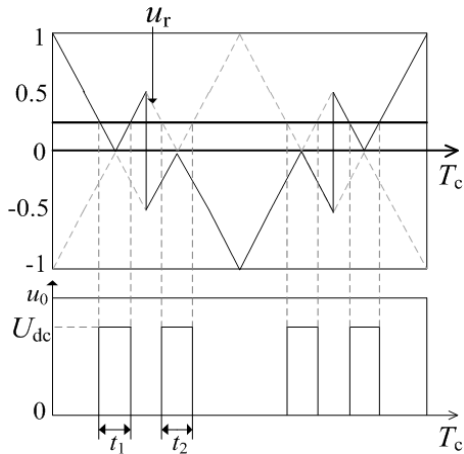


图7 改进载波在一个载波周期内的输出电压 ( $0 < m \leq 0.5$ )。

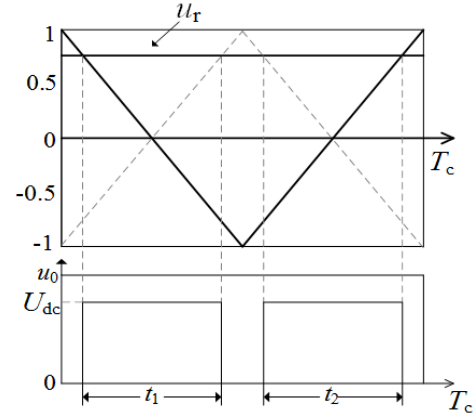


图8 CPS-PWM策略在一个载波周期内的输出电压 ( $0.5 < m \leq 1$ )。

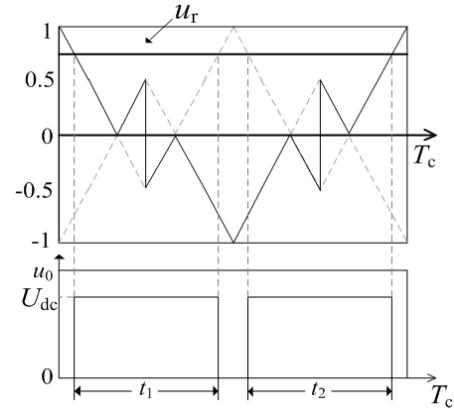


图9 改进载波在一个载波周期内的输出电压 ( $0.5 < m \leq 1$ )。

$$u_r(t) = m\sin(\omega t) \quad (2)$$

式中：调制比为 $m$ ，调制波角频率为 $\omega_r$

令 $t_{on}$ 表示输出电压 $U_{dc}$ ， $\bar{u}_o$ 表示级联单元的载波周期平均值，以正半周期为例对输出电压进行说明分析：

当CPS-PWM策略在调制度 $0 < m \leq 0.5$ 时：

$$\begin{aligned} t_{on} &= t_1 + t_2 \\ &= u_r \frac{T_c}{2} + u_r \frac{T_c}{2} = u_r T_c \end{aligned} \quad (3)$$

$$\bar{u}_o = U_{dc} u_r \quad (4)$$

当改进载波策略在调制度 $0 < m \leq 0.5$ 时：

$$\begin{aligned} t_{on} &= 2(t_1 + t_2) \\ &= 2(u_r \frac{T_c}{3} + u_r \frac{T_c}{3}) = \frac{4u_r T_c}{3} \end{aligned} \quad (5)$$

$$\bar{u}_o = \frac{4}{3} U_{dc} u_r \quad (6)$$

当CPS-PWM策略在调制度 $0.5 < m \leq 1$ 时：

$$\begin{aligned} t_{on} &= t_1 + t_2 \\ &= u_r \frac{T_c}{2} + u_r \frac{T_c}{2} = u_r T_c \end{aligned} \quad (7)$$

$$\bar{u}_0 = U_{dc}ur \quad (8)$$

当改进载波策略在调制度 $0.5 < m \leq 1$ 时:

$$\begin{aligned} t_{on} = t_1 + t_2 &= 2\left(\frac{urT_c}{3} + \frac{T_c}{6}\right) \\ &= \frac{2urT_c}{3} + \frac{T_c}{3} \end{aligned} \quad (9)$$

$$\bar{u}_0 = \frac{2}{3}U_{dc}ur + \frac{1}{3}U_{dc} \quad (10)$$

综上, 当级联型五电平逆变器中采用CPS-PWM调制策略时, 其载波周期平均值 $\bar{u}_{AN}$ 为:

$$\bar{u}_{AN} = 2U_{dc}ur, 0 < m \leq 1 \quad (11)$$

根据式(6)、式(10)可得, 在整个调制度范围内, 改进载波调制策略下各级联单元 $\bar{u}_0$ 的载波周期平均值为:

$$\bar{u}_0 = \begin{cases} \frac{4}{3}U_{dc}ur, & 0 < m \leq 0.5 \\ \frac{2}{3}U_{dc}ur + \frac{1}{3}U_{dc}, & 0.5 < m \leq 1 \end{cases} \quad (12)$$

故级联型五电平逆变器采用改进载波策略时, 其载波周期平均值 $\bar{u}_{AN}$ 为:

$$\bar{u}_{AN} = \begin{cases} \frac{8}{3}U_{dc}ur, & 0 < m \leq 0.5 \\ \frac{4}{3}U_{dc}ur + \frac{2}{3}U_{dc}, & 0.5 < m \leq 1 \end{cases} \quad (13)$$

由公式(1) (2) (11)可知, 当级联逆变器分别采用这两种策略时, 输出电压载波周期平均值与期望输出电压的瞬时值相等, 同理可知这两种策略的输出电压在负半周期内也同样如此。

由公式(13)可知, 当级联逆变器采用改进载波调制策略时, 输出电压基波幅值呈线性分段增长, 且在低调制度范围内 ( $0 < m \leq 0.5$ ) 的线性增长率 $8U_{dc}/3$ 高于在高调制度范围内 ( $0 < m \leq 0.5$ ) 的线性增长率 $4U_{dc}/3$ 。

对公式(11) (13)分析可知, 在调制度为 $0 < m \leq 0.5$ 时, 改进载波策略的基波幅值 $\bar{u}_{AN}$ 大于CPS-PWM策略, 且线性增长率也大于后者; 在调制度为 $0.5 < m \leq 1$ 时, 改进载波策略的基波幅值 $\bar{u}_{AN}$ 也同样大于CPS-PWM策略, 但线性增长率要小于后者。因此, 改进载波策略运用于级联型逆变器时, 其输出直流电压利用率要优于CPS-PWM策略。

### 3.3. 改进载波的功率均衡分析

若用 $t_{H1}$ 、 $t_{H2}$ 分别表示级联单元 $u_{H1}$ 、 $u_{H2}$ 在重构载波周期内输出电压为 $U_{dc}$ 的时间。

当改进载波策略在调制度 $0 < m \leq 0.5$ 时, 由公式(5) (6)可知,  $t_{H1}$ 、 $t_{H2}$ 表示为:

$$t_{H1} = t_{H2} = \frac{4urT_c}{3} \quad (14)$$

此时, 两个级联单元在周期内的输出电压平均值 $\bar{u}_{H1}$ 和 $\bar{u}_{H2}$ 为:

$$\bar{u}_{H1} = \bar{u}_{H2} = \frac{4}{3}U_{dc}ur \quad (15)$$

由于级联H桥多电平逆变器中同一相输出电流相等, 因此根据公式(15)可得, 两个级联单元输出平均功率 $\bar{P}_{H1} = \bar{P}_{H2}$

当改进载波策略在调制度 $0.5 < m \leq 1$ 时, 由公式(9) (10)可知,  $t_{H1}$ 、 $t_{H2}$ 表示为:

$$t_{H1} = t_{H2} = \frac{2urT_c}{3} + \frac{T_c}{3} \quad (16)$$

此时, 两个级联单元在周期内输出电压平均值 $\bar{u}_{H1}$ 和 $\bar{u}_{H2}$ 为:

$$\bar{u}_{H1} = \bar{u}_{H2} = \frac{2}{3}U_{dc}ur + \frac{1}{3}U_{dc} \quad (17)$$

同理, 根据公式(17)可得, 两个级联单元输出平均功率 $\bar{P}_{H1} = \bar{P}_{H2}$

由上述可知, 改进载波调制策略可在整个调制度 ( $0 < m \leq 1$ ) 范围内, 使得各级联单元在一个重构载波周期内输出电压幅值都相等, 进而保证了级联型多电平逆变器的各个级联单元间输出平均功率相等。

## 4. 仿真分析

基于Matlab/Simulink平台搭建级联型五电平逆变器拓扑, 分别对采取改进载波和CPS-PWM策略进行仿真分析。仿真参数设置为: 基波频率 $f_s=50\text{Hz}$ ; 载波频率 $f_c=1000\text{Hz}$ ; 直流侧输入电压 $U_{dc}=24\text{V}$ ; 负载电阻 $R=15\Omega$ ; 调制度 $m=0.8$ 。

图10是级联H桥型五电平逆变器采用改进载波策略时输出电压的仿真图。由图可见, 两个级联单元输出电压 $u_{H1}$ 、 $u_{H2}$ 几乎相同, 总输出电压 $u_{AN}$ 是电平数为五的PWM波形。

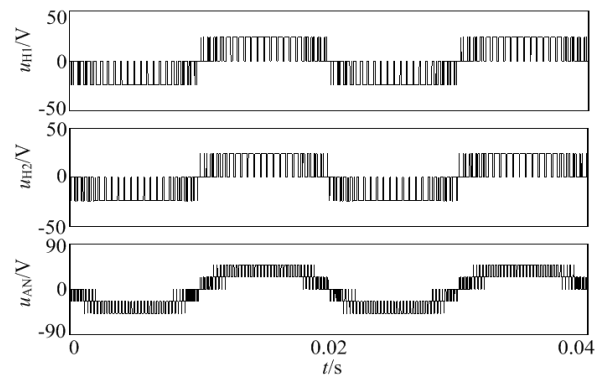


图10  $u_{H1}$ 、 $u_{H2}$ 和 $u_{AN}$ 仿真图。



图11、图12为级联型多电平逆变器在全调制度 ( $0 < m \leq 1$ ) 范围内的输出电压THD和输出电压基波幅值分别随调制度变化的曲线。图中的数据为采用CPS-PWM、APOD-PWM和改进载波这三种调制策略时, 调制度 $m$ 从0.1取值到1时的仿真结果。

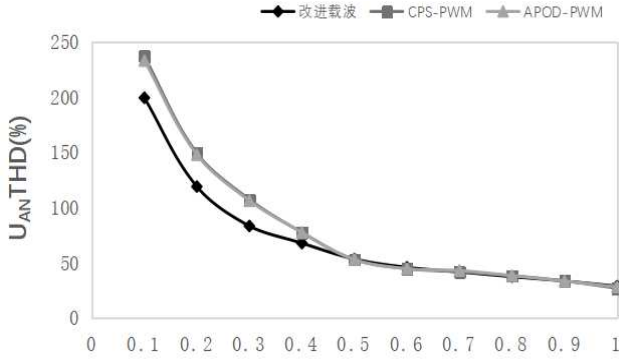


图11 三种策略下调制度与THD关系。

由图11可知, 在低调制度 ( $0 < m \leq 0.5$ ) 范围内, 改进载波策略下THD值明显小于另外两种策略, 在高调制度 ( $0.5 < m \leq 1$ ) 范围内, 三种调制策略THD值几乎相同。综上所述可知, 改进载波策略能有效改善谐波性能。

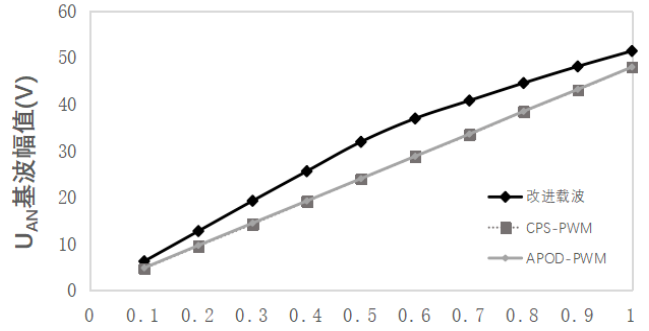


图12 三种策略下调制度与基波幅值关系。

由图12可知, 采用改进载波策在整个调制度 ( $0 < m \leq 1$ ) 范围内的输出电压 $u_{AN}$ 均高于另外两者, 验证了上述的理论分析。同时在仿真满调制度 ( $m=1$ ) 的情况下, CPS-PWM和APOD-PWM策略输出电压 $u_{AN}$ 的基波幅值是48V, 而改进载波策略的基波幅值约为51.4V, 可见该策略可有效的把直流侧电压利用率从1提升至1.07。

图13、图14为采用CPS-PWM和改进载波这两种调制策略时分别在高低两种调制度情况下的输出电压仿真频谱图, 以调制度 $m=0.3$ 、 $m=0.8$ 为例, 由图对比可知, 当级联型五电平逆变器采取改进载波策略时的输出电压THD值, 在较低调制度中, 其值要小于CPS-PWM策略; 而在较高调制度中, 其THD值近似与CPS-PWM策略相等。

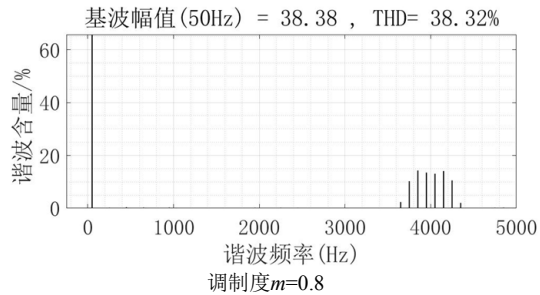
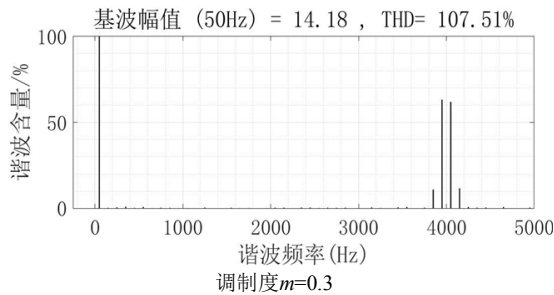


图13 CPS-PWM调制策略的输出电压频谱。

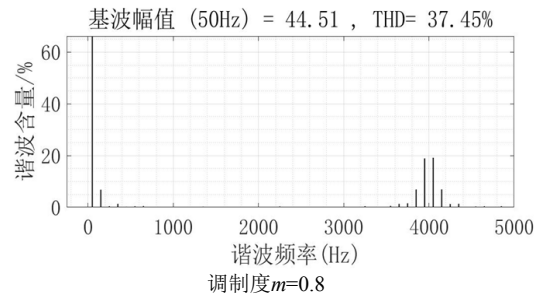
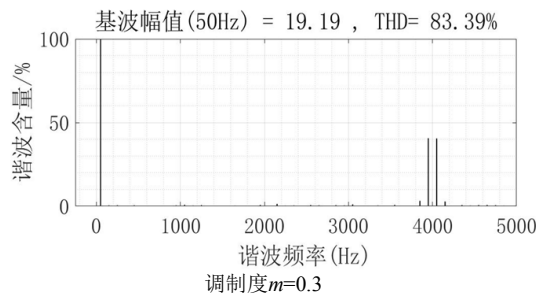


图14 改进载波调制策略的输出电压频谱。

表1给出了这两种调制策略在一个输出电压周期内, 两种调制度 ( $m=0.3$ 、 $m=0.8$ ) 下级联单元H1、H2和H桥五电平逆变器总的开关次数。通过对比可知, 采用改进载波调制策略时, 逆变器开关管的等效关频率可提高一倍, 这样虽然增加了开关器件的损耗, 但由于各级联单元的开关数分布一致, 即所有的器件开关损耗与工作应力相同, 表明该调制策略可有效地平衡开关器件的损耗。

表1 调制策略在高低两种调制度下级联单元的开关次数。

调制策略	调制度	开关次数		
		H1	H2	逆变器
CPS-PWM调制	0.3	20	20	40
	0.8	20	20	40
改进载波调制	0.3	40	40	80
	0.8	40	40	80

5. 实验

图15所示为搭建的级联型五电平逆变器的实验平台，进一步验证改进载波策略的可行及正确性，该实验平台采用TMS320F28335的DSP作系统的主控芯片；开关器件为IGBT BSM50GB120DN2；实验参数设置：直流侧输入电压均为24V；调制度 $m=0.8$ ；载波频率为 $f_c=1000\text{Hz}$ ；基波频率 $f_s=50\text{Hz}$ ；输出端电抗器 $L=5\text{mH}$ ；负载电阻 $15\Omega$ 。

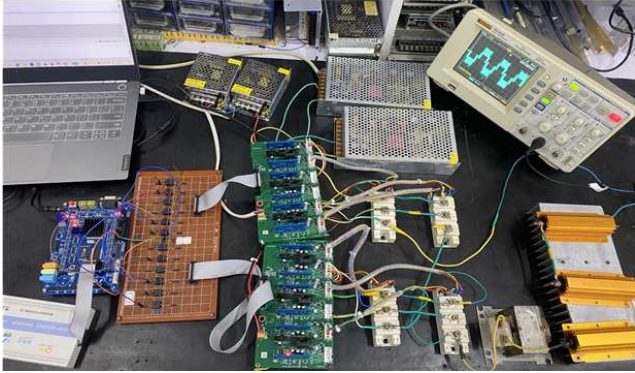


图15 试验样机图。

图16是级联五电平逆变器采用改进载波调制策略时，各级联单元 $u_{H1}$ 、 $u_{H2}$ 和逆变器总输出电压 $u_{AN}$ 的实验波形；图17是逆变器 $u_{AN}$ 采用改进载波策略在高低两种调制度下的实验频谱图；由图可知， $u_{AN}$ 为五电平PWM波形，谐波分布与仿真基本相同。

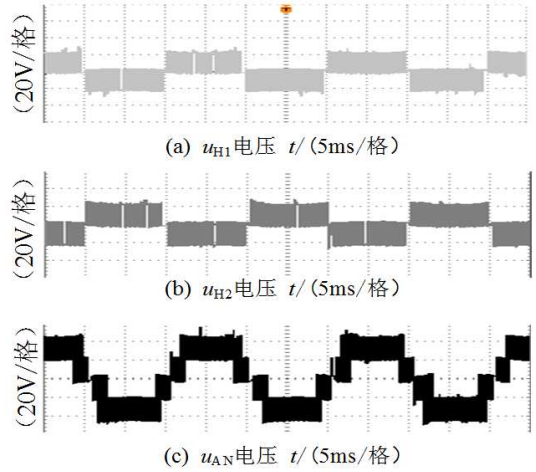


图16 逆变器输出电压实验图。

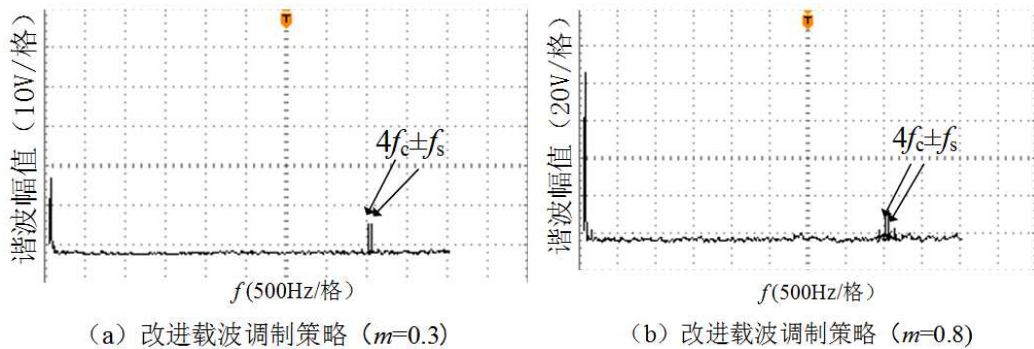


图17 逆变器 $u_{AN}$ 的电压频谱。

6. 结论

本文通过对CPS-PWM、APOD-PWM和改进载波调制策略对比，并以级联五电平逆变器为例进行了分析和验证，得出以下结论：

- 1) 当级联型多电平逆变器采用改进载波调制策略时，具有低调制度范围内输出电压的总谐波畸变率更低的优势；同时改进载波调制策略在高调制度范围内输出电压的总谐波畸变率也与另外两种调制策略基本相同，且略优于后两者；表明了该调制策略可在整个调制度范围内，使输出电压的总谐波畸变率显著降低，有效的解决了CPS-PWM调制策略存在低调制度下谐波性能较差的问题。
- 2) 改进载波调制策略在应用于级联型多电平逆变器时，在整个调制度范围( $0 < m \leq 1$ )内均提高了输出电压的直流电压利用率，使基于SPWM调制策略的直流侧电压利用率从0.866提高约至1.07。同时保

留了CPS-PWM调制策略的输出功率均衡和各个开关器件动作频率一致的特点，提高了系统的稳定性。

- 3) 本文提出的改进载波调制策略，不仅可以应用于级联H桥五电平逆变器，且仅需进行略微调整，即可推广于其他拓扑结构和具有更多电平数的逆变器，如模块化多电平逆变器(MMC)等。该调制策略在解决传统CPS-PWM策略中直流侧电压利用率低和谐波性能较差的问题，同时也增加了开关管的通断次数，加快了器件的损耗，今后需考虑再提高直流侧电压利用率和改善谐波性能的基础上尽可能的减少开关管的频率，增加器件使用寿命。

致谢

国家自然科学基金(51307076)；辽宁省科技厅博士科研启动计划项目(2021-BS-273)。

## 参考文献

- [1] 叶满园,吴韩.混合CHB逆变器优化调制策略的研究[J].电力电子技术, 2019, 53 (09):95-98。
- [2] 王要强,袁艺森,陈天锦,等.T型开关电容可扩展多电平逆变器[J].电工技术学报, 2020, 35 (24): 5115-5124。
- [3] 吴学智,祁静静,刘京斗,等.采用开关电容/开关电感的多电平逆变器拓扑研究综述[J].中国电机工程学报, 2020, 40 (01): 222-233+389。
- [4] 秦佳昕,宋文祥,张琪.飞跨电容三电平逆变器空间矢量调制及电容电压平衡控制[J].微电机, 2019, 52 (09): 56-61。
- [5] 叶伟伟,聂子玲,朱俊杰,等.基于IGBT行为模型的有源中点钳位五电平变换器损耗特性分析[J].电工技术学报, 2021, 36 (S1): 218-230。
- [6] E. Babaei, S. Laali and S. Alilu, "Cascaded Multilevel Inverter With Series Connection of Novel H-Bridge Basic Units," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 61, no. 12, pp. 6664-6671, Dec. 2014.
- [7] G. Sha et al., "Research on Multi-Port DC-DC Converter Based on Modular Multilevel Converter and Cascaded H Bridges for MVDC Applications," in IEEE Access, vol. 9, pp. 95006-95022, 2021.
- [8] G. S. A. Thankachy and Shiny G., "Phase Shifted Carrier Modulation technique for Modular Multilevel Inverter," 2016 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES), Trivandrum, India, 2016, pp. 1-6. doi: 10.1109/PEDES.2016.7914340.
- [9] Li Yufei, Wang Yue, Ben Q Li. Generalized theory of phase-shifted carrier PWM for cascaded H-bridge converters and modular multilevel converters [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2016, 4 (2): 589-605.
- [10] 白志红,周玉虎.模块化多电平换流器的载波层叠脉宽调制策略分析与改进[J].电力系统自动化,2018,42 (21): 139-144。
- [11] 孙毅超,赵剑锋,季振东.并网型级联H桥变换器直流电压平衡和功率均衡控制策略[J].电力自动化设备, 2014, 34 (01): 55-60。
- [12] P. Pejovic and Z. Janda, "An analysis of three-phase low-harmonic rectifiers applying the third-harmonic current injection," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 14, no. 3, pp. 397-407, May 1999.
- [13] 杨剑锋,杨航,赵恬.级联多电平逆变器CPS-TPWM策略研究[J].南京理工大学学报, 2017, 41 (05): 596-601。
- [14] WEI S M, WU B, LI F H, et al. A general space vector PWM control algorithm for multilevel inverters [C]// Eighteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2003 APEC.Miami Beach, FL, USA: IEEE, 2003: 562—568.
- [15] 何梨梨, 帅智康, 单佳佳. MMC的多载波调制策略对比分析 [J]. 电 源 学 报 , 2019, 17 (05): 56-64. DOI: 10.13234/j.issn.2095-2805.2019.5.56。