

# 新型七电平逆变器的功率均衡调制策略

郭 猛

安徽理工大学 电气与信息工程学院, 安徽 淮南 232001

**摘要:**目的 传统的同相层叠(Phase Disposition, PD)调制法在应用于级联 H 桥逆变器时的谐波性能较好,但存在各单元之间的输出功率不均衡问题,为解决功率不均衡问题的同时保留较好的谐波性能,提出一种改进优化的调制策略,简化了控制难度的同时,使逆变器功率均衡,输出较好的电能质量。方法 先对调制波优化,简化控制;然后对各单元的开关信号进行逻辑运算,重新分配开关信号,使各单元的开关导通时间相等。结果 对改进优化后的调制与传统 PD 调制仿真,证明改进优化后的调制不会改变传统 PD 调制的输出电压特性,可以实现各单元的功率均衡;最后对改进优化的调制进行实验验证。结论 改进优化后的调制简化了控制,保证了功率均衡,得到了较好的输出电压。

**关键词:**级联 H 桥;调制策略;逻辑运算;功率均衡

中图分类号:TM464 文献标识码:A doi:10.16055/j.issn.1672-058X.2024.0005.012

## Power Balance Modulation Strategy for a Novel Seven-level Inverter

GUO Meng

School of Electrical and Information Engineering, Anhui University of Science & Technology, Anhui Huainan 232001, China

**Abstract: Objective** The traditional phase disposition (PD) modulation method has good harmonic performance when applied to cascaded H-bridge inverters, but there is an imbalance in output power between different units. To solve the problem of power imbalance while preserving better harmonic performance, an improved and optimized modulation strategy was proposed to simplify the control difficulty and at the same time, make the inverter power balanced and output a better power quality. **Methods** Firstly, the modulating waveform was optimized to simplify the control. Then, the switching signals of each unit were logically operated, and the switching signals were redistributed so that the switch conduction time of each unit was equal. **Results** Simulation of improved and optimized modulation and traditional PD modulation proved that the improved and optimized modulation will not change the output voltage characteristics of traditional PD modulation, and the power balance of each unit can be realized. Finally, experimental verification was conducted on the improved and optimized modulation. **Conclusion** The improved and optimized modulation simplifies the control, ensures power balance and yields a better output voltage.

**Keywords:** cascaded H-bridge; modulation strategy; logic operation; power balance

## 1 引言

近几年,工业上对于电能质量的要求越来越高,多电平逆变器具有结构简单、功率等级高、谐波含量低等优点,在大功率场合得到了越来越多的应用。多电平

逆变器主要分为箝位型和级联型两种类型,其中级联 H 桥(Cascaded H-Bridge, CHB)多电平逆变器因为结构简单,输出电能质量较好,便于模块化等优点,成为最广泛应用的拓扑之一<sup>[1-4]</sup>。

收稿日期:2023-05-08 修回日期:2023-06-25 文章编号:1672-058X(2024)05-0097-07

作者简介:郭猛(1999—),男,安徽淮北人,硕士研究生,从事电力电子与电力传动研究。

引用格式:郭猛. 新型七电平逆变器的功率均衡调制策略[J]. 重庆工商大学学报(自然科学版), 2024, 41(5): 97—103.

GUO Meng. Power balance modulation strategy for a novel seven-level inverter[J]. Journal of Chongqing Technology and Business University (Natural Science Edition), 2024, 41(5): 97—103.

调制技术会直接影响 CHB 型逆变器的电压输出波形,是多电平逆变器研究中的重要技术。传统的调制方法主要分为载波移相 PWM 调制(Carrier Phase Shifted PWM, CPS-PWM)<sup>[5]</sup>和载波移幅 PWM 调制(Phase Disposition PWM, PD-PWM)<sup>[6]</sup>。其中,CPS-PWM 调制虽然可以使级联单元的功率自均衡,但是输出电压质量较差<sup>[7]</sup>;而 PD-PWM 调制下的逆变器输出电压质量较好<sup>[8]</sup>,但无法实现级联单元输出功率自均衡,会导致功率器件的损耗不均衡,影响器件的使用寿命<sup>[9]</sup>。

针对 CPS-PWM 调制和 PD-PWM 调制的不足,文献[10]将 CPS-PWM 调制和 PD-PWM 调制相结合,采取局部载波移相的方式,将不同频率的载波使用两种调制方法相结合,从而降低输出的 THD 值到 PD-PWM 的水平,但是无法保证级联单元的功率均衡;文献[11]利用 PD-PWM 调制中垂直层叠分布小三角形的腰取代 CPS-PWM 调制中三角形载波的方式,虽然能够使级联单元功率自均衡,且继承了传统 PD 调制下的输出电压谐波性能,但是增加了开关损耗,不利于器件使用寿命;针对传统 PD 调制无法实现功率均衡的问题,文献[12]提出使用载波重构技术,虽然可以达到功率自均衡,也继承了 PD-PWM 较好的输出电压质量,但是载波重构较为复杂,数字控制的实现难度较大,不容易实现;文献[13]将开关信号以 1/4 调制波周期为循环周期进行控制,从而达到功率均衡,但是该方法无法达到全调制范围范围内的功率均衡。

本文以 1:1:1 型的七电平 CHB 型逆变器作为研究对象,首先分析传统 PD 调制的工作原理,指出其存在各级联单元输出功率不均衡的问题;在此基础上提出改进优化的调制策略:一方面改进调制波,从而减少需要控制的载波数量,简化控制难度,另一方面对各级联单元的初始脉冲信号进行逻辑运算,使各单元在全调制范围范围内的输出功率达到均衡;最后通过构建仿真模型以及实验,验证所提方法的正确性。

## 2 逆变器及其工作原理

### 2.1 拓扑及其工作原理

图 1 为三单元 CHB 逆变器拓扑,由三个 H 桥单元相互串联得到,且每个单元的直流侧电压相等。图中  $u_{H1}$ 、 $u_{H2}$ 、 $u_{H3}$  为各级联单元的输出电压, $u_0$  为输出相电压,表达式如式(1)所示:

$$u_0 = u_{H1} + u_{H2} + u_{H3} \quad (1)$$

$i_0$  为逆变器的输出电流,表达式如式(2)所示:

$$i_0 = I \sin(\omega t - \varphi) \quad (2)$$

其中, $I$  为输出电流的幅值, $\omega$  为输出电压的角频率, $\varphi$  为阻抗角。

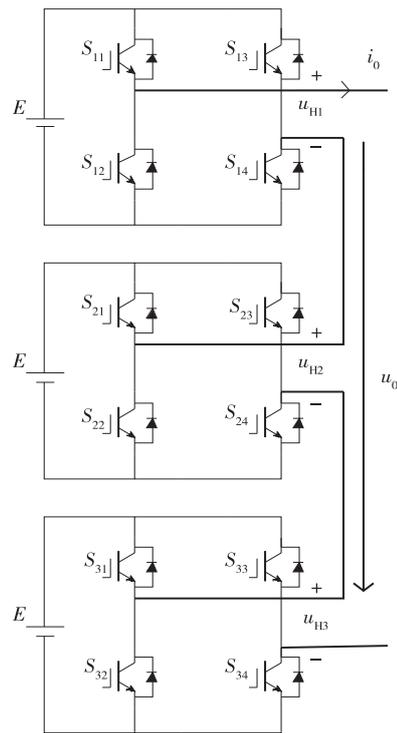


图 1 三单元 CHB 逆变器拓扑

Fig. 1 Topology of a three-unit CHB inverter

定义  $S_i(i=1,2,3)$  为开关状态函数,表达式如式(3)所示:

$$S_i = \begin{cases} 1 & S_{i1}S_{i4} \text{ 开通} \\ 0 & S_{i1}S_{i3} \text{ 或 } S_{i2}S_{i4} \text{ 开通} \\ -1 & S_{i2}S_{i3} \text{ 开通} \end{cases} \quad (3)$$

当  $S_i$  等于 1 时,开关导通, $S_i$  等于 0 时,开关断开。以  $H_1$  单元来说明情况:开关管  $S_{11}$  与  $S_{12}$  开关状态互补, $S_{13}$  与  $S_{14}$  开关状态互补;当  $S_{11}$  和  $S_{14}$  导通时,输出电压为  $E$ ;当  $S_{12}$  和  $S_{13}$  导通时,输出电压为  $-E$ ;其余开关状态输出为 0。因此每个单元都有 3 种输出状态。

表 1 为逆变器的输出电平合成方式,可以看出,因为每个单元都有 3 种输出状态,所以三单元七电平 CHB 逆变器共有 27 种不同的开关组合状态。

表 1 逆变器输出电平合成方式

Table 1 Output level synthesis mode of inverter

$u_0$	$S_i$
$3E$	111
$2E$	011 110 101
$E$	11-1 1-11 -111 001 010 100
0	000 1-10 -110 10-1 -101 01-1 0-11
$-E$	00-1 0-10 -100 -1-11 -11-1 1-1-1
$-2E$	0-1-1 -10-1 -1-10
$-3E$	-1-1-1

### 2.2 传统的 PD 调制

图 2 为传统 PD 调制的原理图,其中  $V_{ref}$  为调制波波形图, $M$  为调制比,表达式如式(4)所示:

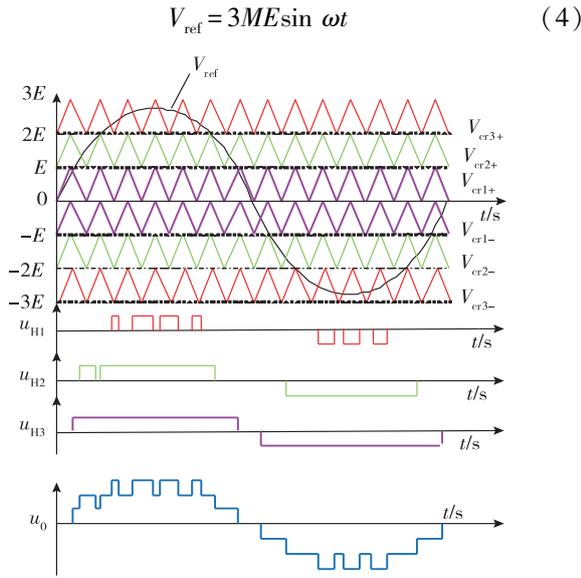


图 2 传统 PD 调制原理

Fig. 2 Principle of traditional PD modulation

图 2 中,  $V_{cri}(i = \pm 1, \pm 2, \pm 3)$  为 6 条三角载波的波形图,且这 6 条三角载波频率、幅值、相位相等,相邻载波的纵向相差  $E$  个单位;  $u_{H1}$ 、 $u_{H2}$ 、 $u_{H3}$  分别为  $H_1$ 、 $H_2$ 、 $H_3$  这 3 个单元的输出电压;  $u_0$  是逆变器的总输出电压,可以看出输出电平数是七电平。调制波和载波比较,从而产生开关管的开关信号。在调制波处于正半周期时,当调制波  $V_{ref}$  大于载波  $V_{cri}$ ,输出为  $E$ ;当调制波  $V_{ref}$  小于载波  $V_{cri}$ ,输出为 0。在调制波处于负半周期时,当调制波  $V_{ref}$  小于载波  $V_{cri}$ ,输出为  $-E$ ;当调制波  $V_{ref}$  大于载波  $V_{cri}$ ,输出为 0。以  $H_1$  单元举例说明:处于正半周期时,当调制波  $V_{ref}$  大于载波  $V_{cr3+}$ , $S_{11}$  和  $S_{14}$  导通,输出为  $E$ ;当调制波  $V_{ref}$  小于载波  $V_{cr3+}$ ,输出为 0。处于负半周期时,当调制波  $V_{ref}$  小于载波  $V_{cr3-}$ , $S_{12}$  和  $S_{13}$  导通,输出为  $-E$ ;当调制波  $V_{ref}$  大于载波  $V_{cr3-}$ ,输出为 0。 $H_2$  单元和  $H_3$  同理,因此每个单元均可输出 3 种电平状态。

$$u_{H1} = \begin{cases} 0, M \in \left[0, \frac{2}{3}\right) \\ 3ME \left(1 - \frac{2}{\pi} \arcsin \frac{2}{3M} - \frac{4\sqrt{9M^2-4}}{9M^2\pi}\right), M \in \left(\frac{2}{3}, 1\right] \end{cases} \quad (5)$$

$$u_{H2} = \begin{cases} 0, M \in \left[0, \frac{1}{3}\right) \\ 3ME \left[1 - \frac{2}{\pi} \arcsin \frac{1}{3M} - \frac{2\sqrt{9M^2-1}}{9M^2\pi}\right], M \in \left(\frac{1}{3}, \frac{2}{3}\right) \\ 3ME \left[\frac{4\sqrt{9M^2-4}}{9M^2\pi} - \frac{2\sqrt{9M^2-1}}{9M^2\pi} + \frac{2}{\pi} \times \left(\arcsin \frac{2}{3M} - \arcsin \frac{1}{3M}\right)\right], M \in \left(\frac{2}{3}, 1\right] \end{cases} \quad (6)$$

$$u_{H3} = \begin{cases} 3ME, M \in \left[0, \frac{1}{3}\right) \\ 3ME \left(\frac{2}{\pi} \arcsin \frac{1}{3M} + \frac{2\sqrt{9M^2-1}}{9M^2\pi}\right), M \in \left(\frac{1}{3}, 1\right] \end{cases} \quad (7)$$

式(5)~式(7)所示为各级联单元在不同调制度下输出电压幅值的表达式。可以看出:当调制度发生改变时, $H_1$  单元、 $H_2$  单元、 $H_3$  单元的输出电压的幅值均会发生变化。当调制度小于  $1/3$  时, $H_1$  单元和  $H_2$  单元的输出电压为 0;当调制度处于  $1/3$  到  $2/3$  之间时, $H_1$  单元输出为 0;当调制度大于  $2/3$  时,3 个单元的输出电压也不相等。因此可知,在全调制范围内,各级联单元的输出电压都不相等,所以采用传统 PD-PWM 调制会导致各级联单元之间出现严重的输出功率不均衡问题,长期使用会加速器件的损耗。

### 3 PD 调制系统的改进与优化

#### 3.1 PD 调制策略的改进

首先对传统 PD 调制的调制波部分进行改进,如图 3 所示。其中  $V_{ref}$  的正半周期调制波不变,将负半周期的调制波向上平移  $3E$  个单位,此时的调制波  $V_{ref}^*$  的表达式如式(8)所示:

$$V_{ref}^* = \begin{cases} V_{ref} & 0 \leq V_{ref} < \pi \\ V_{ref} + 3E & \pi \leq V_{ref} < 2\pi \end{cases} \quad (8)$$

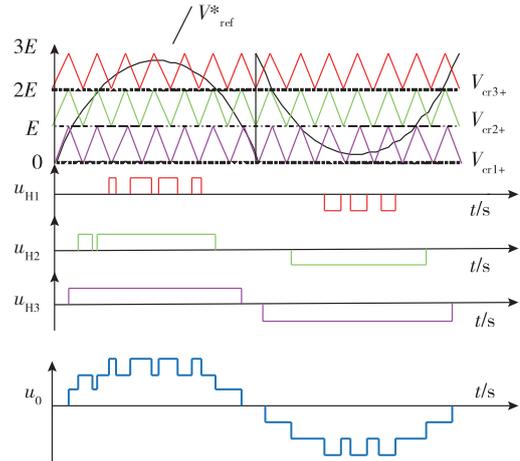


图 3 PD 调制策略的改进原理

Fig. 3 Improved principle of PD modulation strategy

此改进方法改变了调制波的负半周期情况,可以减少使用载波的数量,从而降低控制难度,并且不会改变输出电压的特性。但是这样依旧无法达到功率均衡,各单元依旧存在输出电压不相等的问题,因此需要在此基础上进行进一步优化来达到各单元的功率均衡。

### 3.2 PD 调制改进的优化

图 4 为功率均衡的原理图,采取逻辑运算方法,其中  $V_{ref1}$  是 0 到  $E$  区间的调制波; $Q_1$ 、 $Q_2$ 、 $Q_3$  为控制逻辑信号,频率为载波频率的  $\frac{1}{3}$ ,相位相差一个载波周期。设 3 个载波的周期循环时间为  $T_0$ 。

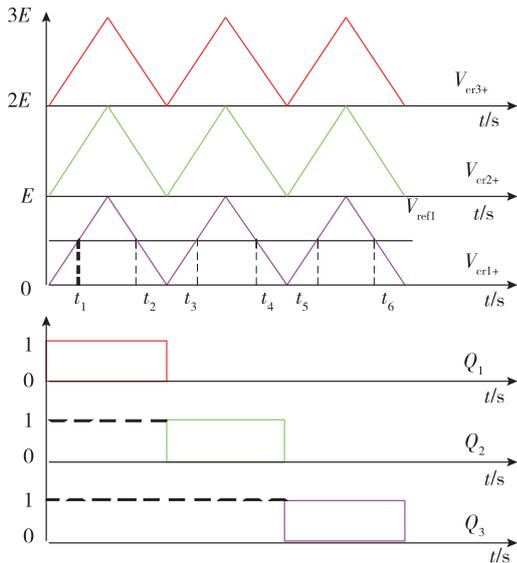


图 4 功率均衡原理

Fig. 4 Power balance principle

以正半周期信号为例,将  $H_1$ 、 $H_2$ 、 $H_3$  的初始脉冲信号  $S_{11}$ 、 $S_{21}$ 、 $S_{31}$  与  $Q_i$  ( $i=1,2,3$ ) 进行逻辑运算,从而使各单元的开关信号导通时间相等。得到的新脉冲信号分别为  $S_{11}^*$ 、 $S_{21}^*$ 、 $S_{31}^*$ ,逻辑运算如式(9)所示:

$$\begin{cases} S_{11}^* = S_{11} \cdot Q_1 + S_{21} \cdot Q_2 + S_{31} \cdot Q_3 \\ S_{21}^* = S_{11} \cdot Q_3 + S_{21} \cdot Q_1 + S_{31} \cdot Q_2 \\ S_{31}^* = S_{11} \cdot Q_2 + S_{21} \cdot Q_3 + S_{31} \cdot Q_1 \end{cases} \quad (9)$$

在正半周期  $0 \sim E$  区间,在  $[0, T_0]$  内,令  $H_1$  单元的开关角  $S_{11}$  和  $S_{14}$  的导通时长为  $t_{H1+}$ ,  $H_2$  单元开关角  $S_{21}$  和  $S_{24}$  的导通时长为  $t_{H2+}$ ,  $H_3$  单元开关角  $S_{31}$  和  $S_{34}$  的导通时长为  $t_{H3+}$ ,各单元的导通时长的表达式如式(10)所示:

$$\begin{cases} t_{H1+} = t_5 + t_6 \\ t_{H2+} = t_3 + t_4 \\ t_{H3+} = t_1 + t_2 \end{cases} \quad (10)$$

由于载波频率远大于调制波的频率,所以在很小周期内可以把调制波  $V_{ref1}$  的幅值看作恒定值,可以得到如式(11)所示:

$$t_1 = t_2 = t_3 = t_4 = t_5 = t_6 \quad (11)$$

将式(11)代入式(10)可得,在  $0 \sim E$  区间内,3 个单元的导通时间相等,如式(12)所示:

$$t_{H1+} = t_{H2+} = t_{H3+} = \frac{V_{ref1}}{3E} T_0 \quad (12)$$

定义  $\bar{u}_{H1+}$ 、 $\bar{u}_{H2+}$ 、 $\bar{u}_{H3+}$  分别为 3 个单元在  $[0, T_0]$  内的平均电压,电压关系如式(13)所示:

$$\bar{u}_{H1+} = \bar{u}_{H2+} = \bar{u}_{H3+} \quad (13)$$

同理,可以计算出各级联单元在正半周期内  $E$  到  $2E$ 、 $2E$  到  $3E$  这两个区间和在负半周期内的  $0$  到  $-E$ 、 $-E$  到  $-2E$ 、 $-2E$  到  $-3E$  这 3 个区间内输出的平均电压相等。而各级联单元是相互串联的,各级联单元的输出电流相等,由此可以得出  $H_1$ 、 $H_2$ 、 $H_3$  的平均输出功率也相等,从而使各级联单元达到输出功率均衡。

图 5 为经过改进优化后的各级联单元和总电压输出情况。可以看出:经过改进优化后的每个单元的脉冲信号重新分配了导通时长,每个单元的输出电压都发生了改变,但是总电压输出不变,与传统 PD 调制下的总电压输出相同。也就是说,用此方法只会改变各级联单元的输出电压,但是不会改变整体的输出电压,可以保留传统 PD 调制下的电能输出质量。

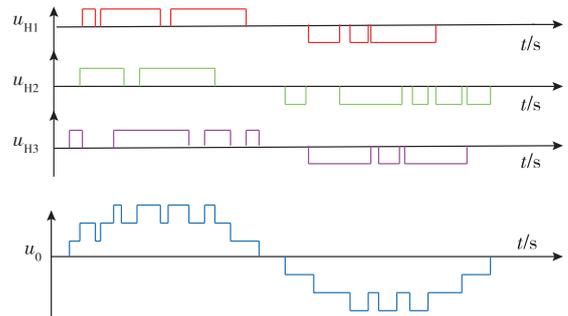


图 5 各级联单元驱动信号及输出电压波形

Fig. 5 Drive signals and output voltage waveforms for each cascaded unit

## 4 仿真结果分析

为验证本文所设计方法的正确性,使用 Matlab2018A/Simulink 软件搭建相应的三单元七电平 CHB 逆变器的仿真模型。仿真模型参数如下: $H_1$  单元、 $H_2$  单元、 $H_3$  单元的直流侧电压均为 100 V,负载  $R$  为 20  $\Omega$ ,滤波电感  $L$  为 20 mH,调制波  $f_m$  频率为 50 Hz,载波  $f_{cr}$  频率为 3 kHz,调制度  $M$  为 0.3、0.6、0.9。

图 6 为改进优化后的调制策略下,在调制度  $M = 0.3, 0.6, 0.9$  的情况下输出电压的波形,3 个单元的导通时间大致相等,且在全调制度范围内,每个单元都有输出电压。调制度  $M = 0.3$  时,逆变器输出电压为三电平,调制度  $M = 0.6$  时,逆变器输出电压为五电平,调制度  $M = 0.9$  时,逆变器输出电压为七电平。通过在仿真软件中的测量可以知道,在不同调制度下,3 个单元输

出的电压基波幅值也接近满足 1 : 1 : 1 的关系。

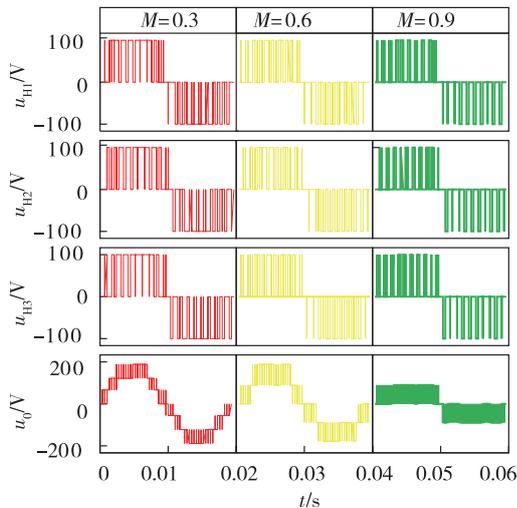
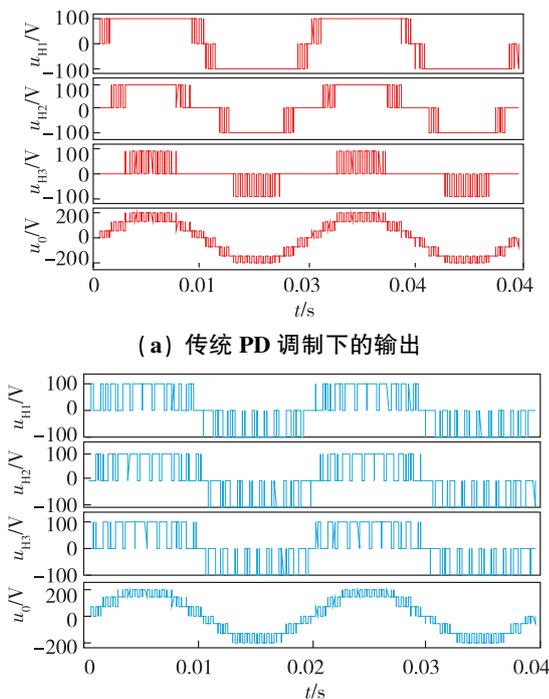


图 6 改进优化后的输出电压

Fig. 6 The output voltage after improvement and optimization

在调制度  $M=0.9$  的情况下,图 7(a)是传统 PD 调制下的输出电压波形,输出电压为七电平。经过仿真软件测量得知:传统 PD 调制下,3 个单元的平均功率分别为 767.1 W、641.1 W、253.9 W,3 个单元的输出功率不均衡。图 7(b)是改进优化调制策略下的输出电压波形,输出电平也是七电平。和传统 PD 调制下电压输出比较发现,改进优化调制下的 3 个单元输出电压和传统 PD 调制下的 3 个单元的输出电压波形都不一样,但是两种调制策略下的总电压输出相等,与理论分析相同。



(a) 传统 PD 调制下的输出

(b) 改进优化调制下的输出

图 7 Output under two modulation strategies when  $M = 0.9$

图 8 为改进优化后调制策略下的功率输出情况。 $M=0.3$  时,3 个单元输出的平均功率分别为 61.2 W、61.2 W、61.3 W; $M=0.6$  时,3 个单元输出的平均功率分别为 244.6 W、244.5 W、244.3 W; $M=0.9$  时,3 个单元输出的平均功率分别为 550.9 W、550.3 W、549.9 W。因此可以证明改进优化后的调制可以实现全调制度下各单元的输出功率均衡。

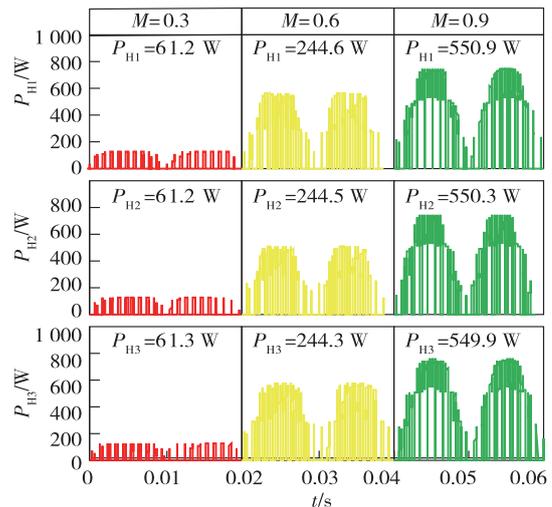


图 8 3 个单元功率输出情况

Fig. 8 Power output of three units

图 9 为两种调制策略在  $M=0.9$  时的输出电压频谱图。传统 PD 调制下,逆变器的总输出电压为 269.9 V,谐波含量为 22.42%。改进优化调制下,逆变器的总输出电压为 269.9 V,谐波含量为 22.43%。可以看出:本文所提出的改进优化后的调制和传统 PD 调制的谐波含量基本一致,并且谐波主要集中在载波频率及其倍频附近,证明改进优化后的调制策略可以保留传统 PD 调制下的输出电压特性。

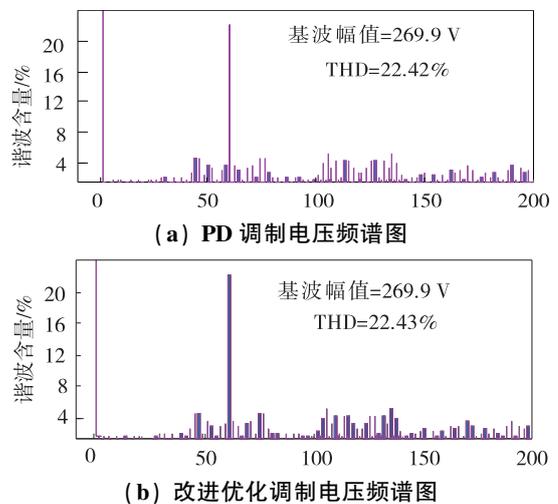


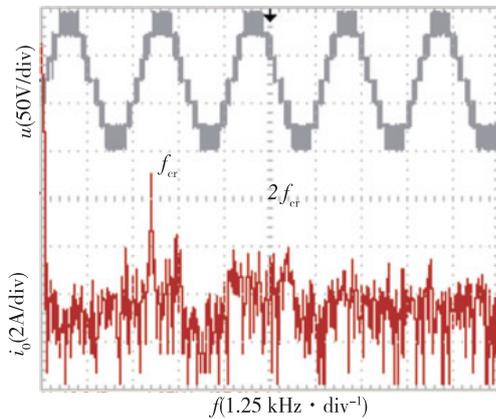
图 9 两种调制下的逆变器输出电压谐波频谱

Fig. 9 The output voltage harmonic spectrums of the inverter modulated in two ways

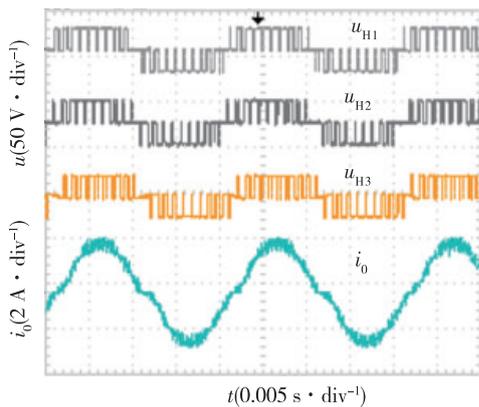
## 5 实验结果分析

为进一步验证所提出的改进优化调制方法的可行性,搭建了三单元七电平 CHB 型逆变器的实验平台。其中控制器为 TI 公司生产的 F28335 系列的 DSP。实验平台具体参数为直流侧电源电压  $E = 24 \text{ V}$ , 载波频率  $f_{cr} = 3 \text{ kHz}$ 、调制波频率  $f_m = 50 \text{ Hz}$ , 负载电阻  $R = 25 \Omega$ , 滤波电感  $L = 5.6 \text{ mH}$ 、死区时间  $t = 4 \mu\text{s}$ 。

图 10(a) 为  $M = 0.9$  时,改进优化后调制策略下的总输出电压波形和其傅里叶分析,逆变器输出电压为七电平,谐波主要集中在  $3 \text{ kHz}$  和其倍频附近,与仿真结果基本一致。图 10(b) 为 3 个单元的输出电压和电流的波形,可以看到 3 个单元的输出电压分布近似相等,输出电流为正弦波。



(a) 输出电压及频谱图

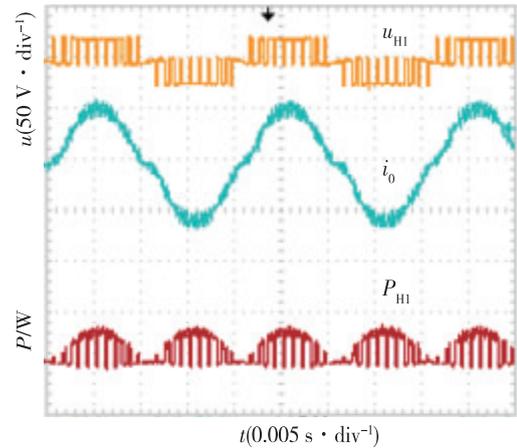


(b) 电压和电流波形

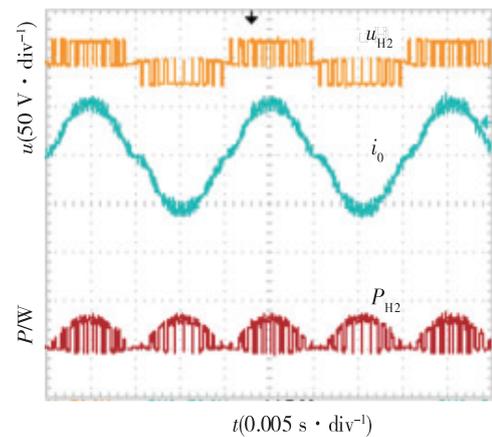
图 10 改进优化后的输出情况

Fig. 10 Output after improvement and optimization

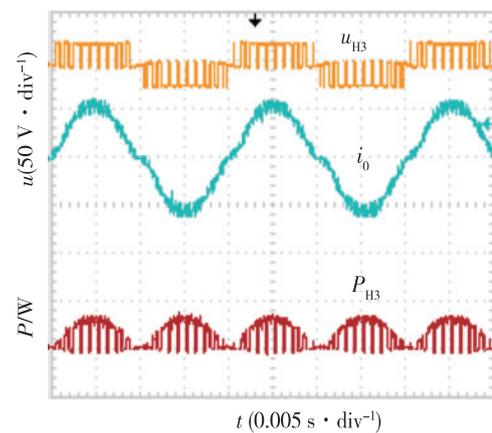
图 11(a)、图 11(b)、图 11(c) 分别为 3 个单元在调制度  $M = 0.9$  时的输出功率,将示波器中的数据导出后可以得到 3 个单元的平均功率分为  $22.70 \text{ W}$ 、 $22.34 \text{ W}$ 、 $22.24 \text{ W}$ ,基本满足  $1:1:1$  的情况。因此可以证明该策略能够解决各单元之间输出功率不均衡的问题。



(a) 第一单元输出



(b) 第二单元输出



(c) 第三单元输出

图 11 各级联单元的输出

Fig. 11 Output of each cascaded unit

## 6 结论与展望

在传统 PD-PWM 调制下,级联 H 桥型逆变器存在各级联单元输出功率不均衡的问题。因此,本文提出一种改进的调制策略,并在此基础上进行优化,通过理论分析、仿真、实验后可以得出:在保证输出质量不变

的情况下,减少了载波的使用,简化了控制难度。使用逻辑运算的方式使得各级单元实现了输出功率均衡,保留了传统PD调制策略下输出电压具有较好的谐波输出质量特性。改进优化后的调制策略可以保留传统PD调制下的输出电能质量,但是无法做到指定谐波的消除,后面可以结合指定谐波消除法进行改良。

#### 参考文献(References):

- [1] ANEESH KUMAR A S, PODDAR G, GANESAN P. Control strategy to naturally balance hybrid converter for variable-speed medium-voltage drive applications[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(2): 866—876.
- [2] 陈仲,许亚明,那显龙,等.基于载波重构的级联逆变器功率均衡调制策略[J].电工技术学报,2018,33(12):2831—2840.  
CHEN Zhong, XU Ya-ming, NA Xian-long, et al. Power balance modulation strategy based on carrier reconstruction for cascaded inverter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(12): 2831—2840.
- [3] 李宋,苗志林,叶满园,等.七电平逆变器电容电压自均衡控制策略研究[J].高电压技术,2022,48(7):2785—2793.  
LI Song, MIAO Zhi-lin, YE Man-yuan, et al. Research on the control strategy of capacitor voltage self-balance for seven-level inverter[J]. High Voltage Engineering, 2022, 48(7): 2785—2793.
- [4] 胡文华,郭嘉敏.七开关十五电平逆变器调制策略及功率均衡方法[J].高电压技术,2022,48(9):3700—3709.  
HU Wen-hua, GUO Jia-min. Modulation strategy and power balance method of seven-switch fifteen-level inverter[J]. High Voltage Engineering, 2022, 48(9): 3700—3709.
- [5] WANG K, YAN D, HAO P, et al. An improved CPS-PWM scheme-based voltage balancing strategy for MMC With fundamental frequency sorting algorithm[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(3): 2387—2397.
- [6] LI Y F, WANG Y, LI B Q. 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.
- [7] 叶满园,任威,李宋,等. CHB 多电平逆变器 PWM 调制优化及功率均衡控制策略[J]. 高电压技术, 2020, 46(11): 3800—3809.  
YE Man-yuan, REN Wei, LI Song, et al. PWM modulation optimization and power balance control strategy of CHB multilevel inverter[J]. High Voltage Engineering, 2020, 46(11): 3800—3809.
- [8] MCGRATH B P, HOLMES D G. Multicarrier PWM strategies for multilevel inverters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2002, 49(4): 858—867.
- [9] 李宋,童子威,叶满园,等.一种新型CHB多电平逆变器功率均衡调制策略[J].高电压技术,2022,48(6):2347—2356.  
LI Song, TONG Zi-wei, YE Man-yuan, et al. A new power balance CHB multilevel inverter modulation strategy[J]. High Voltage Engineering, 2022, 48(6): 2347—2356.
- [10] 董璧韬,胡长生,姚文熙,等.一种改进的CHB多电平变换器PWM调制策略[J].电源学报,2023,21(1):55—63.  
DONG Bi-tao, HU Chang-sheng, YAO Wen-xi, et al. An improved PWM control strategy for CHB multilevel converter[J]. Journal of Power Supply, 2023, 21(1): 55—63.
- [11] 叶满园,陈乐,康力璇,等.基于载波重构的混合多载波PWM技术[J].电机与控制学报,2020,24(10):59—68.  
YE Man-yuan, CHEN Le, KANG Li-xuan, et al. Hybrid multi-carrier PWM technology based on carrier reconstruction[J]. Electric Machines and Control, 2020, 24(10): 59—68.
- [12] 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 Man-yuan, CHEN Le, KANG Li-xuan. Improved carrier phase-shift PWM technology based on carrier degree of freedom[J]. Electric Machines and Control, 2021, 25(3): 134—142.
- [13] 叶满园,康力璇,陈乐,等.级联多电平逆变器优化调制策略[J].高电压技术,2019,45(11):3612—3619.  
YE Man-yuan, KANG Li-xuan, CHEN Le, et al. Optimization of modulation strategy for cascaded multi-level inverter[J]. High Voltage Engineering, 2019, 45(11): 3612—3619.

责任编辑:李翠薇