

# 级联型多电平逆变器的功率均衡控制策略

孙宜峰, 阮新波

(南京航空航天大学自动化学院, 江苏省 南京市 210016)

## Power Balance Control Schemes for Cascaded Multilevel Inverters

SUN Yi-feng, RUAN Xin-bo

(College of Automation Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics,  
Nanjing 210016, Jiangsu Province, China)

**ABSTRACT:** A new power balance control schemes for the modulation strategies of cascaded multilevel inverter, including staircase strategies, selective harmonic elimination strategies and carrier disposition SPWM strategies, is proposed in this paper. The new schemes ensure the output power balance in one output cycle through interchanging output voltage of the H-bridge cells according to quarter cycle with appending restricting equations by use of redundant phase voltages. Compared with conventional schemes, the new schemes can balance power in one output cycle, and are easy to be implemented and have low power fluctuation, meanwhile the THD of the output voltage is very small. A seven-level cascaded inverter composed by three H-bridge cells is taken as the example, and the new schemes are researched and simulated in this paper.

**KEY WORDS:** Power electronics; Cascaded inverter; Multilevel; Power balance control

**摘要:** 该文针对级联型多电平逆变器的几种调制方法, 包括阶梯波调制法、特定谐波消除脉宽调制法和载波空间排列 SPWM 法, 提出了一种新的功率均衡控制策略。该策略利用级联型多电平逆变器相电压冗余的特点, 通过以 1/4 输出周期为单位互换各个 H 桥单元的输出电压波形, 实现了各个 H 桥单元在一个输出周期内的功率均衡。与现有的功率均衡策略相比, 新的策略可以在一个输出周期内达到功率均衡, 并具有控制简单, H 桥单元功率波动小的优点, 同时满足对效率和波形的要求。该文以三单元七电平级联型逆变器为例, 对上述功率均衡控制策略进行了理论分析和仿真验证。

**关键词:** 电力电子; 级联逆变器; 多电平; 功率均衡控制

## 1 引言

在高压大功率应用场合, 特别是在无功发生器、有源电力滤波以及交流调速等应用领域, 多电平逆

变器得到了广泛应用。多电平逆变器可分为二极管钳位型、飞跨电容型和级联型<sup>[1-2]</sup> 三种。多电平逆变器的优点是: ①开关管电压应力低; ②输出电平数多, 改善了输出波形, 从而可以减小输出滤波器; ③可以降低开关频率; ④ $dv/dt$ 小, 有利于减小电磁干扰(EMI)。随着电平数的增加, 二极管钳位型逆变器需要大量的钳位二极管, 同时需要保证分压电容均分输入电压。而飞跨电容型逆变器需要大量的飞跨电容, 并需对其电压进行控制。级联型逆变器不存在上述问题, 并且具有易于模块化和相电压冗余等特点。但是它需要独立的直流电源, 这使得它非常适合电池供电的场合, 如太阳能电池和燃料电池供电的系统。图1是三单元七电平三相级联型逆变器的A相电路图。

目前级联型多电平逆变器的调制方法主要有三类:

(1) 阶梯波调制法<sup>[3]</sup>和特定谐波消除脉宽调制法<sup>[4]</sup> (Selective Harmonic Elimination PWM, SHEPWM) 一般通过预先计算开关角消谐波。

(2) SPWM 法<sup>[5]</sup> 分为载波空间排列(Carrier Disposition, CD) SPWM<sup>[6-7]</sup>法和载波相移(Carrier Phase-Shifted, CPS) SPWM<sup>[8]</sup>法。

(3) 空间矢量调制法<sup>[9]</sup> 由于空间矢量调制一般只用于 5 电平以下的多电平三相逆变器, 所以本文主要讨论前两类调制方法。

调制方法本身的特性造成了各个 H 桥单元输出功率不同, 使得电池充放电不平衡, 因此需要对各个 H 桥单元输出功率进行均衡控制。阶梯波调制法、SHEPWM 法和 CD-SPWM 法的功率不平衡问题比

较严重，而 CPS-SPWM 法基本可以实现功率均衡，所以本文只针对前 3 种控制方法讨论功率均衡控制策略。

现有的功率均衡控制策略主要有适用于阶梯波调制法的循环分配法<sup>[10-11]</sup>和适用于所有控制方法的随机分配法<sup>[12-13]</sup>。但各个 H 桥单元达到功率均衡所需的时间较长，不适于闭环实时控制，而且控制比较复杂，还会造成输入电容电压较大的波动。

本文首先分析单个 H 桥单元在不同输出波形时的输出功率，然后对不同调制方法所能实现的功率均衡程度进行分析，提出可在一个输出周期内实现功率均衡的新的控制策略，并以三单元七电平级联型逆变器为例，进行仿真分析和验证。

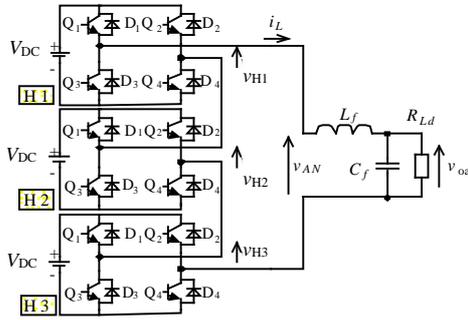


图 1 三单元七电平三相级联型逆变器 A 相  
Fig. 1 A phase of three H-bridge cells seven-level cascaded inverter

## 2 单个 H 桥单元的输出功率

### 2.1 $v_{H1}$ 是 1/2 周期对称奇函数单脉冲

参考图 1， $v_{H1}$ 、 $v_{H2}$  和  $v_{H3}$  分别是 H1、H2 和 H3 桥单元的输出电压， $v_{AN}$  是三个 H 桥单元串联输出电压，即  $v_{AN} = v_{H1} + v_{H2} + v_{H3}$ 。 $v_{oa}$  是 A 相输出电压， $V_{DC}$  是直流电源电压， $i_L$  是滤波电感电流，也是各个 H 桥单元的输出电流。 $i_L$  滞后于  $v_{AN}$  的基波电压  $v_1$  的角度为  $f$ ，那么  $v_1$  和  $i_L$  可分别表示为

$$v_1 = V_1 \sin wt \quad (1)$$

$$i_L = I_m \sin(wt - f) \quad (2)$$

式中  $V_1$  为基波电压幅值； $w$  为  $v_1$  的角频率； $I_m$  是滤波电感电流幅值。

图 2 给出的  $v_{H1}$  是关于 1/2 周期对称的奇函数单脉冲，正半周期内是  $[a_1, a_2]$  的正方波，负半周期内是  $[2\pi - a_2, 2\pi - a_1]$  的负方波。这里的周期是指基波电压  $v_1$  的周期，脉冲数是半个周期内的脉冲数。

由傅立叶分析可得， $v_{H1}$  的基波电压  $v_{1(H1)}$  为

$$v_{1(H1)} = V_{1(H1)} \sin \omega t \quad (3)$$

式中

$$V_{1(H1)} = \frac{2}{\pi} \int_0^\pi v_{H1} \sin(\omega t) d(\omega t) = 2V_{DC} (\cos a_1 - \cos a_2) / \pi \quad (4)$$

由式(2)和(3)可知，H 桥单元的瞬时输出功率为

$$p_{o(H1)} = v_{1(H1)} i_L = 0.5V_{1(H1)} I_m \cos f - 0.5V_{1(H1)} I_m \cos(2\omega t - f) \quad (5)$$

从式(5)中可知，输出有功功率  $P_{o(H1)}$  为

$$P_{o(H1)} = 0.5V_{1(H1)} I_m \cos f = V_{DC} I_m \cos f (\cos a_1 - \cos a_2) / \pi \quad (6)$$

如果  $a_2 = \pi - a_1$ ，那么  $v_{H1}$  是一个关于 1/4 周期对称的奇函数单脉冲。将  $a_2 = \pi - a_1$  代入式(4)和(6)，可知其基波电压幅值和输出有功功率分别为

$$V_{1(H1)} = 4V_{DC} \cos a_1 / \pi \quad (7)$$

$$P_{o(H1)} = 0.5V_{1(H1)} I_m \cos f = 2V_{DC} I_m \cos f \cos a_1 / \pi \quad (8)$$

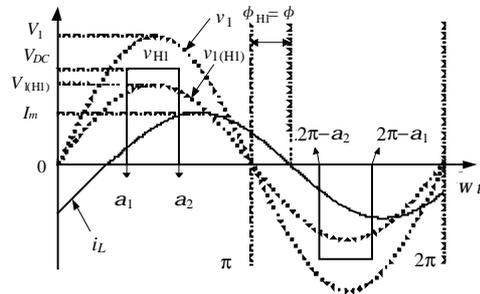


图 2  $v_{H1}$  是关于 1/2 周期对称奇函数单脉冲  
Fig. 2  $v_{H1}$  is a single-pulse about half cycle symmetry

### 2.2 $v_{H1}$ 是 1/2 周期对称奇函数多脉冲

图 3 给出的  $v_{H1}$  是一个关于 1/2 周期对称的奇函数多脉冲，其基波电压幅值是多个单脉冲基波电压幅值之

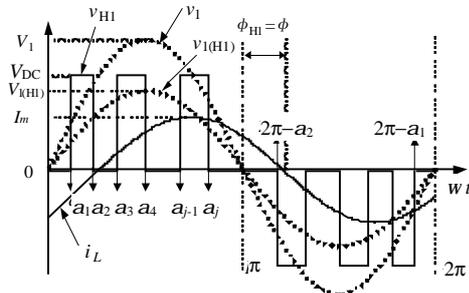


图 3  $v_{H1}$  是关于 1/2 周期对称奇函数多脉冲  
Fig. 3  $v_{H1}$  is a multi-pulse about half cycle symmetry

和，由式(4)可得

$$V_{1(H1)} = \frac{2}{\pi} V_{DC} \sum_{k=1}^j p_k \cos a_k,$$

$$p_k = \begin{cases} 1 & \text{脉冲波在 } a_k \text{ 处上跳} \\ -1 & \text{脉冲波在 } a_k \text{ 处下跳} \end{cases} \quad (9)$$

由式(6)可知, 其输出有功功率  $P_{o(H1)}$  为

$$P_{o(H1)} = 0.5V_{1(H1)}I_m \cos f = \frac{1}{\pi}V_{DC}I_m \cos f \sum_{k=1}^j (p_k \cos a_k) \quad (10)$$

### 3 新的功率均衡控制策略

#### 3.1 新的阶梯波功率均衡控制策略

以下以三单元七电平级联逆变器为例讨论级联型多电平逆变器的功率均衡控制策略。定义  $m$  是 H 桥单元的个数,  $N$  是电平数, 且  $N=2m+1$ , 这里  $m=3$ ,  $N=7$ 。

阶梯波调制法的原理是每个 H 桥单元输出与输出电压基频同频率的方波, 它们叠加形成近似正弦波, 如图 4 所示。其输出电压  $v_{AN}$  只有奇次谐波, 表达式为

$$v_{AN} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} V_n \sin n\omega t \quad (11)$$

式中

$$V_n = \frac{4V_{DC}}{n\pi} \sum_{k=1}^m \cos(na_k), \quad m=3 \quad (12)$$

为了得到所需的输出交流电压幅值  $V_{om}$ , 并消除低次谐波, 这里因为三相级联多电平逆变器线电压的三次谐波可以相互抵消, 所以不消除三的整倍数谐波。得到  $m=3$  个开关角求解方程为

$$\begin{cases} V_1 = \frac{4V_{DC}}{\pi}(\cos a_1 + \cos a_2 + \cos a_3) = V_{om} \\ V_n = \frac{4V_{DC}}{n\pi}(\cos na_1 + \cos na_2 + \cos na_3) = 0, \quad n=5,7 \end{cases} \quad (13)$$

式中  $V_n=0$  是消谐波方程, 解方程组(13)<sup>[14-15]</sup>, 求出满足条件的开关角  $0^\circ \leq a_1 < a_2 < a_3 \leq 90^\circ$ , 即可去除五次和七次谐波。

由式(8)可知, H1、H2 和 H3 输出功率分别正比于  $\cos a_1$ 、 $\cos a_2$  和  $\cos a_3$ , 因此各 H 桥单元输出功率不均衡。

为了实现在一个周期内达到功率均衡, 并保证  $v_{AN}$  是 1/4 周期对称以减小谐波, 可以利用相电压的冗余特性, 在一个周期内调整各个 H 桥单元的输出电压波形。

从图 4 可以看出, H1 和 H3 的输出电压波形差别最大, 因此调整 H1 去补偿 H3, 如图 5 所示。将 H1 的输出电压改为  $[a_1, \pi-a_3], [\pi+a_3, 2\pi-a_1]$ ,

H2 不变, H3 改为  $[a_3, \pi-a_1], [\pi+a_1, 2\pi-a_3]$ 。由图 5 和式(6)可知:

$$P_{o(H1)} = P_{o(H3)} = V_{DC} I_m \cos f (\cos a_1 + \cos a_3) / \pi \quad (14)$$

$$P_{o(H2)} = V_{DC} I_m \cos f (2\cos a_2) / \pi \quad (15)$$

如使 3 个 H 桥的功率均衡, 即  $P_{o(H1)}=P_{o(H2)}=P_{o(H3)}$ , 则得到 3 个 H 桥单元功率均衡控制的约束方程为

$$\cos a_1 + \cos a_3 = 2 \cos a_2 \quad (16)$$

不过这将减少一个消谐波方程的自由度, 本例将减少  $n=7$  次消谐波方程, 这样 THD 有所增大, 但随着输出电平的增加, THD 不会增加太多。

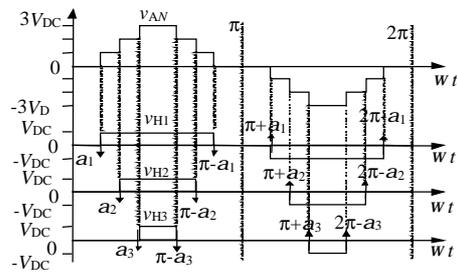


图 4 阶梯波调制法

Fig. 4 Staircase strategies

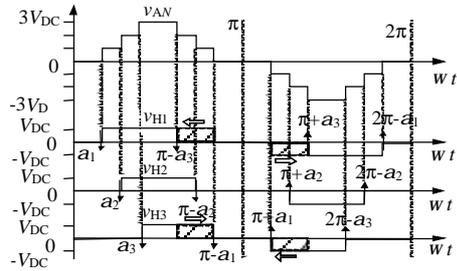


图 5 新的阶梯波功率均衡控制策略

Fig. 5 New power balance strategies

把这种功率均衡策略推广到  $m$  个 H 桥单元组成的  $N$  电平级联逆变器中去, 调整 H1 单元去补偿 H $m$  单元, 调整 H2 单元去补偿 H( $m-1$ )单元。依此类推, 则各个 H 桥单元的输出电压波形如图 6 所示。由图 6 和式(6)可知, 各 H 桥输出有功功率分别为

$$\begin{cases} P_{o(H1)} = P_{o(Hm)} = V_{DC} I_m \cos f (\cos a_1 + \cos a_m) / \pi \\ P_{o(H2)} = P_{o(H(m-1))} = V_{DC} I_m \cos f (\cos a_2 + \cos a_{m-1}) / \pi \\ P_{o(Hk)} = P_{o(H(m-k+1))} = V_{DC} I_m \cos f (\cos a_k + \cos a_{m-k+1}) / \pi \end{cases} \quad (17)$$

当  $m$  为偶数时,  $k=m/2$ ; 当  $m$  为奇数时,  $k=(m+1)/2$ 。使各个 H 桥单元的功率均衡, 即  $P_{o(H1)}=P_{o(H2)}=\dots=P_{o(Hm)}$ , 则得  $m$  单元  $N$  电平阶梯波功率均衡控制的约束方程为

$$\begin{aligned} \cos a_1 + \cos a_m &= \cos a_2 + \cos a_{m-1} = \\ &\dots = \cos a_k + \cos a_{m-k+1} \end{aligned} \quad (18)$$

所以对于  $m$  单元阶梯波调制法来说, 要在一个周期内达到功率均衡, 需要增加  $(k-1)$  个约束方程, 同时减少  $(k-1)$  个消谐波方程。

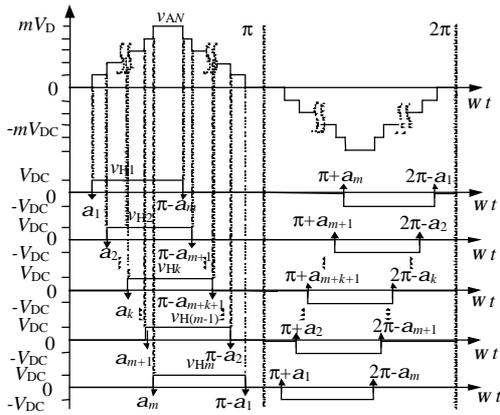


图 6 新的  $m$  单元  $N$  电平阶梯波功率均衡控制策略  
Fig. 6 New  $m$  cells  $N$ -level staircase power balance strategies

### 3.2 新的 SHEPWM 功率均衡控制策略

SHEPWM 调制法的原理与阶梯波调制法类似, 都是根据输出  $1/4$  周期对称波形目标求出开关角。由于 SHEPWM 的开关频率是基频的若干倍, 如图 7 所示, 这样其输出电压谐波含量较小。

由图 7 和式(10)可知, H1、H2 和 H3 的输出有功功率分别正比于  $\cos a_1$ 、 $(\cos a_2 - \cos a_3 + \cos a_4)$  和  $(\cos a_5 - \cos a_6 + \cos a_7 - \cos a_8)$ , 因此各个 H 桥单元输出功率不均衡。

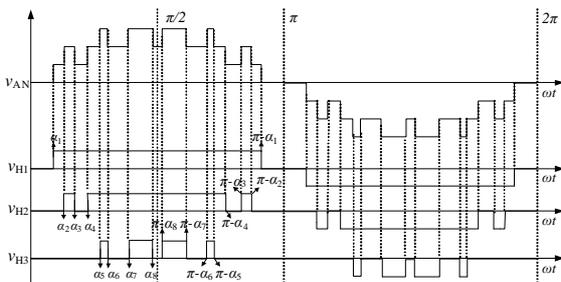


图 7 SHEPWM 调制法示意图  
Fig. 7 Selective harmonic elimination PWM strategies

同样可以采用互换开关角的方法去均衡各个 H 桥单元的功率, 如图 8 所示。H2 的输出电压波形保持不变, 将 H1 和 H3 的开关角以  $1/4$  周期为单位互换。从图 8 和式(10)可知, H1 和 H3 的输出有功功率都正比于  $(\cos a_1 + \cos a_5 - \cos a_6 + \cos a_7 - \cos a_8)$ , H2 的输出有功功率正比于  $2(\cos a_2 - \cos a_3 + \cos a_4)$ 。

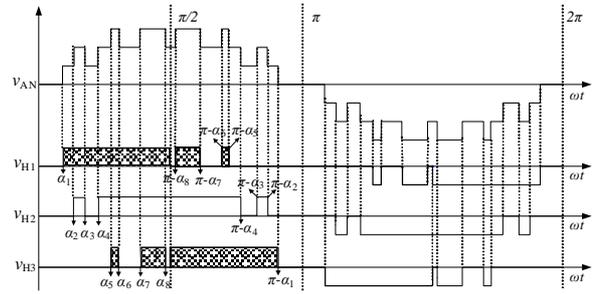


图 8 新的 SHEPWM 功率均衡控制策略  
Fig. 8 New SHEPWM power balance strategies

使 3 个 H 桥单元的功率均衡, 即  $P_{o(H1)} = P_{o(H2)} = P_{o(H3)}$ , 则得到三单元七电平 SHEPWM 功率均衡控制的约束方程为

$$\begin{aligned} \cos a_1 + \cos a_5 - \cos a_6 + \cos a_7 - \cos a_8 = \\ 2(\cos a_2 - \cos a_3 + \cos a_4) \end{aligned} \quad (19)$$

所以对于  $m$  单元 SHEPWM 调制来说, 要在一个周期内达到功率均衡, 要将第  $i$  个单元与第  $(m-i+1)$  单元以  $1/4$  周期为单位互换开关角, 其中  $i=1 \dots m$ 。第  $i$  个单元的开关角从  $a_{Hi(1)}$  到  $a_{Hi(j)}$ 。由图 3 和式(10)可知, 各个 H 桥单元的输出有功功率为

$$\left\{ \begin{aligned} P_{o(H1)} &= P_{o(Hm)} = V_{DC} I_m \cos f \left( \sum_{i=H1(1)}^{H1(j)} p_i \cos a_i \right) / \pi \\ P_{o(H2)} &= P_{o(H(m-1))} = \\ &V_{DC} I_m \cos f \left( \sum_{i=H2(1)}^{H2(j)} p_i \cos a_i \right) / \pi \quad (20) \\ P_{o(Hk)} &= P_{o(H(m-k+1))} = \\ &V_{DC} I_m \cos f \left( \sum_{i=Hk(1)}^{Hk(j)} p_i \cos a_i \right) / \pi \end{aligned} \right.$$

式中  $k$  的定义同上节相同。如果使各个 H 桥单元的功率均衡, 即  $P_{o(H1)} = P_{o(H2)} = \dots = P_{o(Hm)}$ , 则得到  $m$  单元  $N$  电平 SHEPWM 功率均衡控制的约束方程为

$$\sum_{i=H1(1)}^{H1(j)} p_i \cos a_i = \sum_{i=H2(1)}^{H2(j)} p_i \cos a_i = \dots = \sum_{i=Hk(1)}^{Hk(j)} p_i \cos a_i \quad (21)$$

同阶梯波调制一样, 需要增加  $(k-1)$  个约束方程, 同时减少  $(k-1)$  个消谐波方程, 但由于 SHEPWM 法的开关角自由度比阶梯波调制法的要多, 因此减少消谐波方程对  $THD$  增加的影响会更小, 且可以保证各个 H 桥单元的开关次数基本一致。

### 3.3 新的 CD-SPWM 功率均衡控制策略

CD-SPWM 法的原理是: 将一个正弦波和多个在空间紧密相连且对称分布于零参考线的三角波进

行交截,如图9所示,采用6个频率为 $f_c$ ,峰峰值为 $A_c$ 的三角波和频率为 $f_s$ ,幅值为 $A_s$ 的正弦波比较。定义频率调制比 $m_f=f_c/f_s$ ,幅度调制比 $m_a=A_s/(mA_c)$ 。

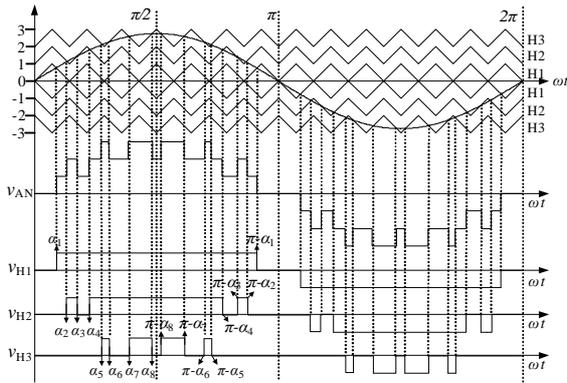


图9 CD-SPWM 调制法示意图  
Fig. 9 CD-SPWM strategies

从图9和式(10)可知,H1、H2和H3的输出有功功率分别正比于 $\cos a_1$ 、 $(\cos a_2 - \cos a_3 + \cos a_4)$ 和 $(\cos a_5 - \cos a_6 + \cos a_7 - \cos a_8)$ ,因此各个H桥单元输出功率不均衡。

为了实现在一个周期内达到功率均衡,并保证 $V_{AN}$ 是1/4周期对称以减小谐波,可以利用载波的多个控制自由度,在一个周期内纠正CD-SPWM的空间特性。按照新的阶梯波功率均衡控制策略的思路,将H1和H3的载波以1/4周期为单位互换,H2的载波不变,如图10所示。

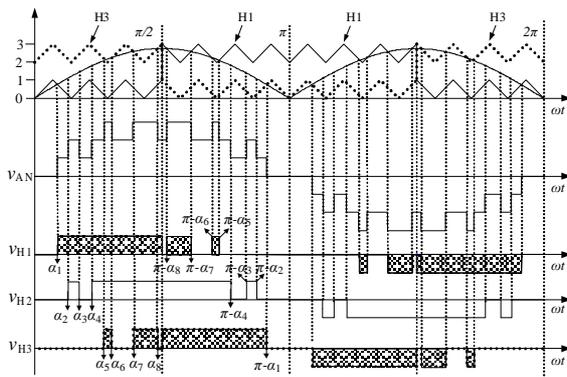


图10 新的CD-SPWM 功率均衡控制策略  
Fig. 10 New CD-SPWM power balance strategies

从图10和式(10)可知,H1和H3的输出有功功率都正比于 $(\cos a_1 + \cos a_5 - \cos a_6 + \cos a_7 - \cos a_8)$ ,H2的输出有功功率正比于 $2(\cos a_2 - \cos a_3 + \cos a_4)$ 。因此H1和H3的输出功率完全相等,从而可以实现各个H桥单元的输出功率大致均衡,并且各个H桥单元的开关次数基本一致,输出电压的THD不变。

所以对于 $m$ 单元的CD-SPWM调制来说,要在

一个周期内达到功率均衡,要将第 $i$ 个单元与第 $(m-i+1)$ 单元以1/4周期为单位互换载波,其中 $i=1 \dots m$ 。采用这种互换载波的功率均衡策略,可以保证各个H桥单元的输出功率达到大致均衡,THD不变,并且各个H桥单元的开关次数基本一致。

### 4 仿真结果

#### 4.1 阶梯波调制法

为了验证以上分析的正确性,对图1所示的三单元七电平三相级联逆变器采用Saber进行仿真,所有调制方法的仿真参数均为:H桥单元输入直流电压为 $V_{DC}=52V$ ;输出交流电压幅值 $V_{om}=110\sqrt{2}V$ ;幅度调制比 $m_a=1$ ;输出频率为50Hz。

阶梯波调制法的开关角求解方程组如下

$$\begin{cases} \cos a_1 + \cos a_2 + \cos a_3 = \pi V_{om} / 4V_{DC} = 2.35 \\ \cos 5a_1 + \cos 5a_2 + \cos 5a_3 = 0 \\ \cos 7a_1 + \cos 7a_2 + \cos 7a_3 = 0 \end{cases} \quad (22)$$

解上述方程组得

$$a_1 = 11.75^\circ, a_2 = 31.57^\circ, a_3 = 58.79^\circ。$$

新的功率均衡控制策略的开关角求解方程组如下

$$\begin{cases} \cos a_1 + \cos a_2 + \cos a_3 = \pi V_{om} / 4V_{DC} = 2.35 \\ \cos 5a_1 + \cos 5a_2 + \cos 5a_3 = 0 \\ \cos a_1 - 2\cos a_2 + \cos a_3 = 0 \end{cases} \quad (23)$$

解上述方程组得

$$a_1 = 5.79^\circ, a_2 = 38.45^\circ, a_3 = 55.18^\circ。$$

新的阶梯波功率均衡控制策略的输出波形和谐波分析如图11所示,仿真结果列于表1。

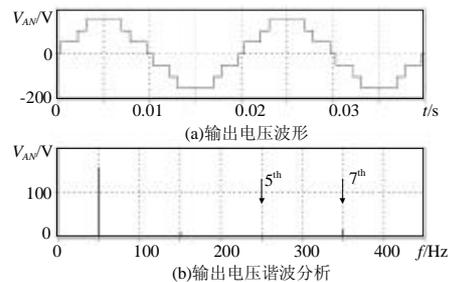


图11 新的阶梯波功率均衡控制策略输出波形和谐波分析  
Fig. 11 Output waveforms and spectrums for new staircase power balance strategies

由表1可知基本阶梯波调制法各个H桥单元输出基波电压 $V_{1(H1)}$ 、 $V_{1(H2)}$ 和 $V_{1(H3)}$ 不相等,因此各个H桥单元输出功率不均衡。而新的功率均衡控制策略的 $V_{1(H1)}$ 、 $V_{1(H2)}$ 和 $V_{1(H3)}$ 完全相等,因此其在输出电压THD略有增加的情况下达到了输出功率的均衡。

新的功率均衡控制策略的瞬时输出功率如图 12 所示, 改图说明新的功率均衡控制策略只需要一个周期就可以达到了输出功率的均衡。

表 1 阶梯波调制法仿真比较

Tab.1 Comparison of staircase strategies		
	基本阶梯波调制法	新的功率均衡控制策略
THD/%	13.31	15.4
$V_{1(H1)}/V$	64.61	52.2
$V_{1(H2)}/V$	55.94	52.2
$V_{1(H3)}/V$	35.43	52.2

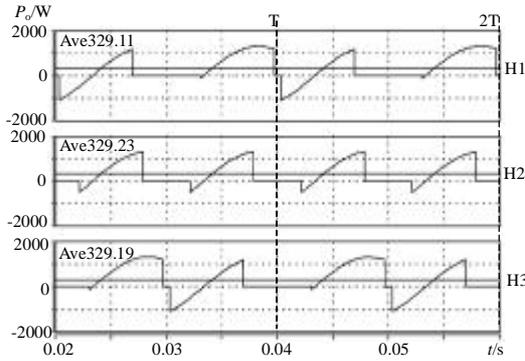


图 12 新的阶梯波功率均衡控制策略瞬时输出功率图  
Fig.12 Instantaneous output power for new staircase power balance strategies

#### 4.2 SHEPWM 法

对于 SHEPWM 法, 选择它的开关频率是基频的 3~5 倍, 并考虑开关角的计算量, 选定独立开关角的个数为 7, 如图 13 所示。建立开关角求解方程组如下:

$$\begin{cases} \cos a_1 + \cos a_2 - \cos a_3 + \\ \cos a_4 + \cos a_5 - \cos a_6 + \cos a_7 = 2.35 \quad (24) \\ \sum_{k=1}^7 p_k \cos(na_k) = 0 \quad n=5,7,11,13,17,19 \end{cases}$$

解上述方程组可得

$$\begin{aligned} a_1 &= 12.95^\circ, \quad a_2 = 27.85^\circ, \quad a_3 = 32.32^\circ, \quad a_4 = 35.70^\circ, \\ a_5 &= 59.30^\circ, \quad a_6 = 80.73^\circ, \quad a_7 = 81.70^\circ. \end{aligned}$$

新的 SHEPWM 功率均衡控制策略在式(24)的基础上, 去掉  $n=19$  次消谐波方程, 增加约束方程式(25)如下:

$$\begin{aligned} \cos a_1 - 2\cos a_2 + 2\cos a_3 - 2\cos a_4 + \cos a_5 - \\ \cos a_6 + \cos a_7 \end{aligned} \quad (25)$$

由式(24)和(25)可得

$$\begin{aligned} a_1 &= 13.47^\circ, \quad a_2 = 30.83^\circ, \quad a_3 = 36.90^\circ, \quad a_4 = 40.00^\circ, \\ a_5 &= 60.05^\circ, \quad a_6 = 78.50^\circ, \quad a_7 = 79.41^\circ. \end{aligned}$$

新的 SHEPWM 功率均衡控制策略的输出波形和谐波分析如图 13 所示, 仿真结果列于表 2。

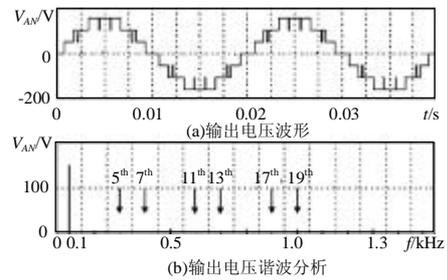


图 13 新的 SHEPWM 功率均衡控制策略输出波形和谐波分析

Fig.13 Output waveforms and spectrums for new SHEPWM power balance strategies

表 2 SHEPWM 法仿真比较

Tab.2 Comparison of SHEPWM strategies

	基本 SHEPWM 法	新的功率均衡控制策略
THD/%	11.5	12.5
$V_{1(H1)}/V$	64.61	47.1
$V_{1(H2)}/V$	57.34	50.5
$V_{1(H3)}/V$	29.42	47.1

由表 2 可知基本 SHEPWM 法各个 H 桥单元输出基波电压  $V_{1(H1)}$ 、 $V_{1(H2)}$ 和  $V_{1(H3)}$ 不相等, 因此各个 H 桥单元输出功率不均衡。而新的 SHEPWM 功率均衡控制策略的  $V_{1(H1)}$ 、 $V_{1(H2)}$ 和  $V_{1(H3)}$ 基本相等, 因此其在 THD 增加很少的情况下达到了功率均衡。

新的 SHEPWM 功率均衡控制策略的瞬时输出功率如图 14 所示, 该图说明新的 SHEPWM 功率均衡控制策略只需要一个周期就可以达到输出功率的均衡。

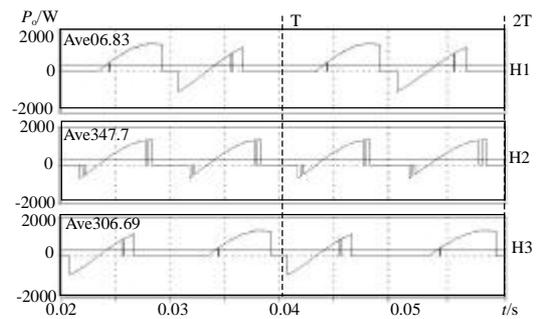


图 14 新的 SHEPWM 功率均衡控制策略瞬时输出功率图  
Fig.14 Instantaneous output power for new SHEPWM power balance strategies

#### 4.3 CD-SPWM 法

对于 CD-SPWM 法, 选定调制正弦波的频率为 50Hz, 三角载波频率为 800Hz, 频率调制比  $m_f=800/50=16$ 。

新的 CD-SPWM 功率均衡控制策略的输出波形和谐波分析如图 15 所示, 仿真结果列于表 3。

由表 3 可知基本 CD-SPWM 法各个 H 桥单元输

出基波电压  $V_{1(H1)}$ 、 $V_{1(H2)}$ 和  $V_{1(H3)}$ 不相等，因此各个 H 桥单元输出功率不均衡。而新的 CD-SPWM 功率均衡控制策略的  $V_{1(H1)}$ 、 $V_{1(H2)}$ 和  $V_{1(H3)}$ 基本相等，因此其在输出电压 THD 不变情况下达到了各个 H 桥单元输出功率的均衡。

新的功率均衡 CD-SPWM 功率均衡控制策略的瞬时输出功率如图 16 所示，该图说明新的 CD-SPWM 功率均衡控制策略只需要一个周期就可以达到输出功率的均衡。

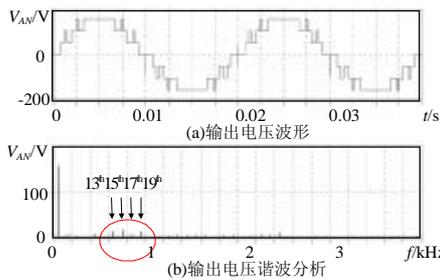


图 15 新的 CD-SPWM 功率均衡控制策略输出波形和谐波分析

Fig. 15 Output waveforms and spectrums for new CD-SPWM power balance strategies

表 3 CD-SPWM 仿真比较

Tab. 3 Comparison of CD-SPWM strategies

	基本 CD-SPWM 法	新的功率均衡控制策略
THD/%	20.43	20.43
$V_{1(H1)}/V$	63.82	50.58
$V_{1(H2)}/V$	56.77	56.77
$V_{1(H3)}/V$	37.34	50.58

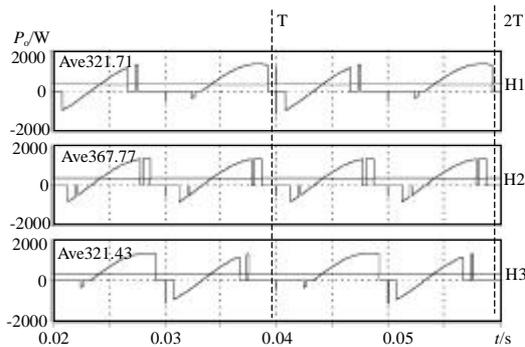


图 16 新的 CD-SPWM 功率均衡控制策略瞬时输出功率图  
Fig.16 Instantaneous output power for new CD-SPWM power balance strategies

### 5 结论

(1) 对于级联型多电平逆变器，本文分析了各个 H 桥单元输出功率均衡的条件：即保证各个 H 桥单元输出电压基波的幅值相等，并根据功率均衡条件提出了对应于不同调制方法的新的功率均衡控制

策略：

(2) 对于阶梯波调制法和 SHEPWM 法，通过以 1/4 周期为单位互换各个 H 桥单元的输出电压波形，并增加约束方程，在 THD 略有增加的情况下实现了输出功率在一个周期内的均衡；

(3) 对于 CD-SPWM 法，通过以 1/4 周期为单位互换三角载波波形，在保证输出电压 THD 不变的情况下，实现了各 H 桥单元输出功率在一个周期内的基本均衡。

### 参考文献

- [1] Lai J S, Peng F Z. Multilevel Converters - A new breed of power converters[J]. IEEE Trans. Ind. Applicat., 1996, 32(3): 509-517.
- [2] Rodriguez J, Lai J S, Peng F Z. Multilevel Inverters: a survey of topologies, controls, and applications[J]. IEEE Trans. Ind. Electron., 2002, 49(4): 724-738.
- [3] Peng F Z, Lai J S, McKeever J W, et al. A Multilevel Voltage - Source Inverter with Separate DC Sources for Static Var Generation[J]. IEEE Trans. Ind. Applicat., 2002, 32(5): 1130-1138.
- [4] Li L., Czarkowski D., Liu Y. G., and Pillay P., Multilevel selective harmonic elimination PWM technique in series-connected voltage inverters[C]. in Proc. IEEE IAS, St. Louis, USA, 1998.
- [5] 吴洪洋, 何湘宁. 级联型多电平变换器 PWM 控制方法的仿真研究[J]. 中国电机工程学报, 2001, 21(8): 42-46.  
Wu Hongyang, He Xiangning. Research on PWM control of a cascaded multilevel converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2001, 21(8): 42-46.
- [6] Calais M, Borle L J, Agelidis V G. Analysis of multicarrier PWM methods for a single-phase five level inverter[C]. in Proc. IEEE PESC, Vancouver, Canada, 2001.
- [7] Tolbert L M, Habetler T G. Novel multilevel inverter carrier based PWM methods[C]. in Proc. IEEE IAS, St. Louis, USA, 1998: 1424-1431.
- [8] Liang Y Q, Nwankpa C O. A new type of statcom based on cascading voltage source inverters with phase - shifted unipolar SPWM[C]. in Proc. IEEE IAS, St. Louis, USA, 1998: 1447-1453.
- [9] 吴洪洋, 何湘宁. 多电平载波 PWM 法与 SVPWM 法之间的本质联系及其应用[J]. 中国电机工程学报, 2002, 22(5): 10-15.  
Wu Hongyang, He Xiangning, Relationship between multilevel carrier-based PWM and SVPWM and its applications[J]. Proceedings of the CSEE, 2002, 22(5): 10-15.
- [10] Tolbert L M, Peng F Z, Cunnyngham T, et al. Charge balance control schemes for cascade multilevel converter in hybrid electric vehicles[J]. IEEE Trans. Ind. Electron., 2002, 49(5): 1058-1064.
- [11] Tolbert L M, Peng F Z, Habetler T G. Multilevel PWM methods at low modulation indices[J]. IEEE Trans. Power Electron., 2000, 15(4): 719-725.
- [12] 单庆晓, 李永东, 潘孟春. 级联型逆变器的新进展[J]. 电工技术学报, 2004, 19(2): 1-9.

- Shan Qingxiao, Li Yongdong, Pan Mengchun. A review on cascaded inverter[J]. Transactions of china electrotechnical society, 2004, 19(2): 1-9.
- [13] 单庆晓, 潘孟春, 李圣怡, 等. 一种新型的级联型逆变器 PWM 信号随机分配方法研究[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(2): 156-160.
- Shan Qingxiao, Pan Mengchun, Li Shengyi, et al. Random PWM distribution of cascaded inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(2): 156-160.
- [14] 费万民, 吕征宇, 姚文熙. 三电平逆变器特定谐波消除脉宽调制方法的研究[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(9): 11-15.
- Fei Wanmin, Lu Zhengyu, Yao Wenxi. Research on selected harmonic elimination PWM technique applicable to three level voltage inverters[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(9): 11-15.
- [15] 潘孟春, 单庆晓, 胡楷. 基于鲁棒系数的逆变器开关角选择方法[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(10): 87-90.
- Pan Mengchun, Shan Qingxiao, Hu Kai. The methods about selecting switch angle of inverter based on robust coefficient[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(10): 87-90.

收稿日期: 2005-09-08。

作者简介:

孙宜峰 (1976-), 男, 硕士研究生, 研究方向为多电平逆变器;

阮新波 (1970-), 男, 博士, 教授、博士生导师, 研究方向为高频软开关直一直转换器、高频软开关逆变器、变换器的建模分析和电力电子集成系统。

(编辑 王彦骏)

## 中国电机工程学会电力系统专业委员会工作会议 暨 2005 年学术年会在北京召开

电力系统专业委员会工作会议暨 2005 年学术年会于 2006 年 1 月 13 日在北京召开。中国科协副主席、中国电机工程学会理事长陆延昌同志、中国电机工程学会常务副秘书长李若梅同志参加了会议。

委员会工作会议由周孝信院士主持, 与会委员推选产生了第四届专委会的主任委员、副主任委员、秘书长人选, 讨论了专委会今后的工作计划, 对专委会的团体会员、活动组织、学组设置等进行了广泛的讨论。

第四届专委会由以下人员组成: 周孝信, 印永华, 张运州, 张智刚, 孙正运, 张启平, 余建国, 吴云, 鞠平, 李柏青, 常建平, 张建平, 刘泽洪, 谷兴凯, 刘永奇, 房喜, 卢放, 杨晋柏, 荆勇, 金小明, 涂少良, 阮前途, 葛维春, 张晓明, 黄文英, 欧阳昌裕, 张文峰, 晁剑, 佟明东, 傅光, 王绍德, 杨攀峰, 郑建华, 周献林, 宋培庆, 汤涌, 韩丰, 李碧君, 闵勇, 张粒子, 王成山, 程时杰, 程浩忠, 徐政, 李兴源, 方万良, 雷晓蒙, 邢俊杰, 周泽昕, 刘玉玲, 王丽。

第四届专委会名誉委员有: 庄来佑, 丁功扬, 金振东, 高曙, 吴世昌, 邱家驹, 岑文辉, 徐国禹, 朱天游, 陈永平, 陈启栋, 宋文南, 高万良, 朱万国, 葛锦生, 王满义, 张惠勤, 周万君, 李儒魁, 谭永才, 夏道止, 陈寿孙, 黄万永, 徐守珍, 杨以涵, 郑源春, 刘肇旭, 霍继安, 吴道统。

在电力系统专业委员会学术年会上, 陆延昌同志发表了重要讲话, 充分肯定了专委会的工作成绩, 对专委会今后的工作提出了殷切希望, 并为专委会委员颁发了聘书。专委会副主任委员张运洲同志和常务副主任委员印永华同志做了大会主题发言。

大会评出了 10 篇优秀论文, 并提出了 2006 年专委会的工作计划。最后, 专委会主任委员周孝信院士做了全面总结, 要求大家共同努力做好专委会的各项工作。