

# 直流电压不等级联型逆变器一维 矢量调制研究

邱钢<sup>1</sup>, 朱思国<sup>2</sup>, 欧阳红林<sup>2</sup>, 朱英浩<sup>2</sup>

- (1. 包头北雷连铸工程技术有限公司, 内蒙古 包头 266555;  
2. 湖南大学电气与信息工程学院, 湖南 长沙 410082)

**摘要:** H 桥级联型多电平逆变器由于具有良好的输出波形得到广泛运用, 对直流电压相等的 H 桥级联型逆变器, 当 H 桥直流电压由于功率元器件差异或运行过程中负载瞬时突变等出现不等或波动时可能引起输出电压、电流波形变化, 各 H 桥输出功率不等, 严重时甚至损坏变频器。对于 H 桥级联型多电平逆变器传统的控制方式都是建立在 H 桥直流电压相等的前提下, 研究了 H 桥直流电压不等的情况, 提出了适合直流电压不等的一维矢量调制技术和直流电压不等时实现 H 桥等功率输出的一维矢量调制。提出的方法在两单元级联型变频实验装置上进行了验证。

**关键词:** 多电平逆变器; 一维矢量调制; 等功率输出; 直流电压不等

**中图分类号:** TM 921.52 **文献标识码:** A

## Research on One Dimensional Vector Modulation for Cascaded Inverters with Unequal DC Voltage

QIU Gang<sup>1</sup>, ZHU Si guo<sup>2</sup>, OUYANG Hong lin<sup>2</sup>, ZHU Ying hao<sup>2</sup>

- (1. Baotou North Ray Casting Engineering Technology Co. Ltd, Baotou 266555,  
Nei Monggol, China; 2. Institute of Electrical and Information Engineering  
of Hunan University, Changsha 410082, Hunan, China)

**Abstract:** H-bridge cascaded multilevel inverters has been widely used for good output waveform. For the H-bridge cascaded inverter with equal DC voltage, power components difference or the load transient mutation during operation may cause the distortion of output voltage and current, the output power ranging of H-bridge or even serious damage to inverter. For the H-bridge cascade multilevel inverter traditional control methods are built on the H-bridge DC voltage equal to the premise. One dimensional vector modulation technique fitting for DC voltage ranging and equal power output of H-bridge was studied. The method presented has been verified on the experimental device of two units cascaded inverter.

**Key words:** multilevel inverter; one dimensional vector modulation; equal power output; unequal DC voltage

## 1 引言

H 桥级联型多电平逆变器 (cascaded H-bridge multilevel inverters, CHB) 从 1975 年开始出现以来就一直成为人们研究的重点<sup>[1]</sup>。相比其他多电平逆变器具有以下更多的优点: 模块化、高可靠性、故障冗余性、结构简洁等。H 桥级联型多电平逆变器 (CHB) 已经成功运用在需要多电平输出的场合<sup>[2-5]</sup>。CHB 逆变器由一系列级联 H 桥组成, 单相两相 H 桥逆变器如图 1 所示, 单相 H 桥间直流电压比为不同 H 桥间直流母线电压

比值, 如图 1 中两单元级联逆变器直流电压比为  $k:1$  即  $V_{d1} = kV_{d2}$ 。对于 CHB 逆变器每相不同 H 桥个数与 H 桥间不同的直流电压比可以得到不同的电平输出。

多电平空间矢量技术通过选取逆变器输出的不同离散电压来合成所需要的电压<sup>[6-10]</sup>, 但这些调制方式都是建立在直流电压相等的前提下, 其调制过程未考虑 H 桥直流部分电压。当 CHB 逆变器工作在直流电压不等时, SPWM 与 SVPWM 起不到很好的控制效果, 对于 CHB 逆变器, 在调制过程中如果不考虑 H 桥直流电压的不等将会

影响输出电压、电流波形和各 H 桥输出功率不均。对于直流电压不等的 CHB 逆变器, 在本文提出的一维矢量调制技术中, 控制某些开关矢量的使用可以有效控制 H 桥直流电压的瞬时变化和瞬时功率的输出。

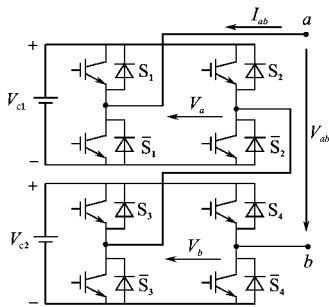


图 1 两 H 桥级联型逆变器  
Fig. 1 Two cell CHB

## 2 CHB 逆变器 一维矢量调制

### 2.1 直流电压相等的 CHB 逆变器 一维矢量调制

在图 1 所示两 H 桥级联 CHB 逆变器中,  $V_a$ ,  $V_b$  分别为上、下两 H 桥输出电压, 输出相电压  $V_{ab} = V_a + V_b$ 。假设两 H 桥直流电压相等, 即  $V_{c1} = V_{c2} = E$ , 每个 H 桥能输出  $-E, 0, +E$  3 种电平, 其分别用 0, 1, 2 定义为单个 H 桥的 3 种状态。由于相电压为每相中每个 H 桥输出电压的和, 对于两 H 桥 CHB 逆变器, 假设两 H 桥直流电压相等, 则其有 5 种可能的相电压输出, 如表 1 所示。因为相同的输出相电压可以由不同的 H 桥输出取得, 有一些冗余的开关状态出现在一维系统中。对于两 H 桥 CHB 逆变器可以用表 1 表示控制域的开关状态与它们相应的输出电压。输出的相电压与其所对应的开关状态可以用如图 2 所示的一维线性空间表示。在图 2 中, 状态  $XY$  如 00, 01 等表示上 H 桥有状态  $X$ , 下 H 桥有状态  $Y$ 。

表 1 直流电压为  $E$  的两 H 桥 CHB 输出相电压

Tab. 1 Output phase voltages of two cell CHB assuming  $E$  DC volts

上 H 桥状态	下 H 桥状态	输出相电压 ( $V_{ab}$ )
0	0	$-2E$
0	1	$-E$
1	0	$-E$
0	2	0
1	1	0
2	0	0
1	2	$E$
2	1	$E$
2	2	$2E$

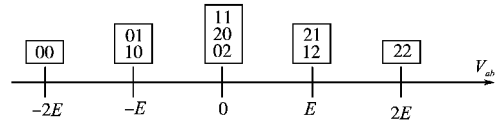


图 2 直流电压为  $E$  的两 H 桥 CHB 一维控制区域  
Fig. 2 1D control region of a two cell single phase CHB assuming  $E$  DC volts

对于具有相同直流电压的两 H 桥 CHB 逆变器, 利用图 2 中一维控制区域, 提出了一种新型一维矢量调制技术。在一维控制区域中, 可以通过两个离相电压最近的状态矢量的线性组合得到任意的相电压。

与传统空间矢量法相比, 一维矢量调制技术不需要计算, 仅需要几何确定所需要的电压矢量在一维空间中的位置即可。对于两 H 桥 CHB 逆变器, 开关状态与作用时间可以通过流程图 3 得到。floor( $x$ ) 为取整函数: 不超过  $x$  的最大整数。开关顺序由状态上桥臂 1- 下桥臂 1 和上桥臂 2- 下桥臂 2 组成, 其作用时间分别为  $t_1$  和  $t_2$ 。

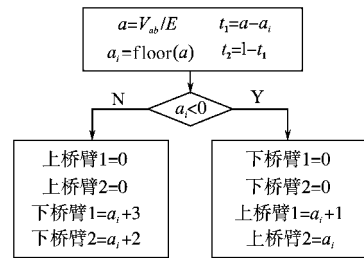


图 3 两 H 桥 CHB 开关顺序与时间选择流程  
Fig. 3 Flow diagram of switching sequence and timing choosing for the two cell CHB

设参考输出相电压  $V_{ab}$  为一正弦波, 频率为 50 Hz, 载波频率为 600 Hz, 对于具有相同直流电压的两 H 桥 CHB 逆变器, 用一维矢量调制技术分析其开关状态与作用时间如图 4 所示。在图 4 中  $V_a$ ,  $V_b$  分别为上、下 H 桥输出电压波形, 输出

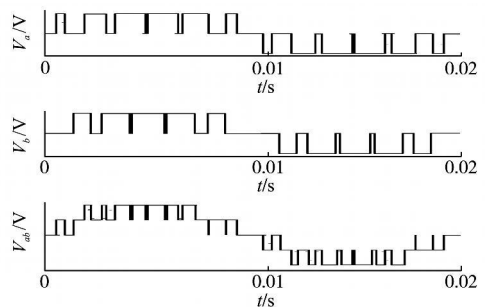


图 4 两 H 桥 CHB 逆变器一维矢量调制输出  
Fig. 4 Output results using 1D vector modulation for a two cell single phase CHB

相电压波形为  $V_{ab} = V_a + V_b$ 。  $V_{ab}$  为 5 电平输出,其输出波形与相移 SPWM 级联输出波形相似。

### 2.2 H 桥直流电压不等 CHB 逆变器一维矢量调制

图 1 中 CHB 逆变器两 H 桥取任意直流电压时,其输出 9 种状态相电压一般表达式如表 2 所示,其中  $V_{c1}$  为上 H 桥直流部分电压,  $V_{c2}$  为下 H 桥直流部分电压。

表 2 两 H 桥直流电压不等 CHB 输出相电压  
Tab. 2 Output phase voltages of two  $\sigma$  cell CHB with unequal DC volts in each H-bridge

上 H 桥状态	下 H 桥状态	输出相电压 ( $V_{ab}$ )
0	0	$-V_{c1} - V_{c2}$
0	1	$-V_{c1}$
1	0	$-V_{c2}$
0	2	$-V_{c1} + V_{c2}$
1	1	0
2	0	$V_{c1} - V_{c2}$
1	2	$V_{c2}$
2	1	$V_{c1}$
2	2	$V_{c1} + V_{c2}$

对两 H 桥 CHB 逆变器,当两 H 桥直流电压相等即  $V_{c1}/V_{c2} = 1$  时,其一维控制区域如图 2 所示,在图 2 中存在冗余开关矢量。当  $V_{c1}/V_{c2}$  为任意值时,其冗余性将会消失,两 H 桥 CHB 逆变器 9 种不同的开关矢量将会对应不同的相电压输出。对两 H 桥 CHB 逆变器,当  $V_{c1}/V_{c2}$  为任意值时,其不同开关状态对应的电压输出仍可以用一维矢量空间表示,由  $V_{c1}/V_{c2}$  取值不同可以将两 H 桥 CHB 逆变器一维控制区域分为 4 种情况,如图 5 所示。在图 5 中,①表示当直流电压  $V_{c1}, V_{c2}$  从相等变为不等时,冗余矢量的变动情况;②为直流电压不等时,两 H 桥 CHB 逆变器矢量在一维控制区域中的分布。

$V_{c1}/V_{c2}$  取值不同,将两 H 桥 CHB 逆变器一维控制区域分为 4 种情况,用  $k_i$  因子定义每种开关矢量正的输出电压与两直流电压和  $V_{c1} + V_{c2}$  的比值。对于每种情况,  $k_i$  因子具体计算如表 3 所示。

对  $V_{c1}/V_{c2}$  为任意值的两 H 桥 CHB 逆变器,其控制方法可以通过改进直流电压相等的两 H 桥 CHB 逆变器一维矢量调制技术得到。在 H 桥直流电压不等的一维矢量调制技术中,不平衡的直流电压不会影响 CHB 逆变器的输出。对  $V_{c1}/V_{c2}$  为任意值的两 H 桥 CHB 逆变器用直流电压不等一维矢量调制技术,由于考虑了直流电压不等的情况,相比 H 桥直流电压相等的逆变器同样可以输出完美的电流与电压波形。

H 桥直流电压不等的一维矢量调制技术具

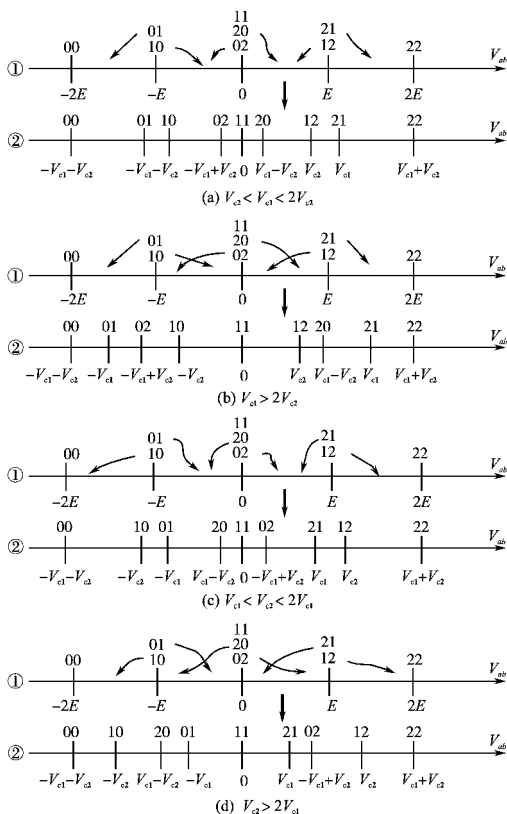


图 5 直流电压出现不平衡变化时冗余开关矢量运动及两 H 桥 CHB 逆变器一维控制区域

Fig. 5 Movement of the state vectors due to the voltage unbalance and control region of the two  $\sigma$  cell single phase CHB converter

表 3  $k_i$  因子计算

Tab. 3  $k_i$  factor calculation

状态序数	电压状况	$k_i$ 因子定义
1	$V_{c2} < V_{c1} < 2V_{c2}$	$k_1 = (V_{c1} - V_{c2}) / (V_{c1} + V_{c2})$
		$k_2 = V_{c2} / (V_{c1} + V_{c2})$
		$k_3 = V_{c1} / (V_{c1} + V_{c2})$
2	$V_{c1} > 2V_{c2}$	$k_1 = V_{c2} / (V_{c1} + V_{c2})$
		$k_2 = (V_{c1} - V_{c2}) / (V_{c1} + V_{c2})$
		$k_3 = V_{c1} / (V_{c1} + V_{c2})$
3	$V_{c1} < V_{c2} < 2V_{c1}$	$k_1 = (V_{c2} - V_{c1}) / (V_{c1} + V_{c2})$
		$k_2 = V_{c1} / (V_{c1} + V_{c2})$
		$k_3 = V_{c2} / (V_{c1} + V_{c2})$
4	$V_{c2} > 2V_{c1}$	$k_1 = V_{c1} / (V_{c1} + V_{c2})$
		$k_2 = (V_{c2} - V_{c1}) / (V_{c1} + V_{c2})$
		$k_3 = V_{c2} / (V_{c1} + V_{c2})$

体如下: 设需要输出电压为  $V_{ab}$ , 定义参数  $a = V_{ab} / (V_{c1} + V_{c2})$ , 然后测量 CHB 逆变器瞬时直流电压, 判断 CHB 逆变器工作在直流电压不等为图 5 中 4 种情况中的哪种情况, 在确定工作在何种情况后, 用表 3 确定  $k_i$  因子。最后计算开关顺序与开关作用时间, 用  $k_i$  决定开关矢量在一维矢

量控制区域中的位置。根据输出电压  $V_{ab}$  正、负用表 4、表 5 分别计算开关顺序与作用时间, 在每个开关周期中, 开关顺序用上、下 H 桥各改变自身状态一次确定。表 4、表 5 中开关顺序由状态上桥臂 1- 下桥臂 1 和上桥臂 2- 下桥臂 2 组成。设开关周期为 1,  $t_1$  为上桥臂 1- 下桥臂 1 开关状态作用时间,  $1-t_1$  为上桥臂 2- 下桥臂 2 开关状态作用时间。

表 4 输出负电压时开关选取与作用时间计算

Tab. 4 Switching sequence and duty cycles

if output voltage is negative

状态	状态序数	开关选取	开关作用时间
$0 > a > -k_1$	1	11- 02	$t_1 = (a + k_1)/k_1$
	2	11- 10	
	3	11- 20	
	4	11- 01	
$-k_1 > a > -k_2$	1	02- 10	$t_1 = (a + k_2)/(k_2 - k_1)$
	2	10- 02	
	3	20- 01	
	4	01- 20	
$-k_2 > a > -k_3$	1	10- 01	$t_1 = (a + k_3)/(k_3 - k_2)$
	2	02- 01	
	3	01- 10	
	4	20- 10	
$-k_3 > a > -1$	1	01- 00	$t_1 = (a + 1)/(1 - k_3)$
	2	01- 00	
	3	10- 00	
	4	10- 00	

表 5 输出正电压时开关选取与作用时间计算

Tab. 5 Switching sequence and duty cycles

if output voltage is positive

状态	状态序数	开关选取	开关作用时间
$k_1 > a > 0$	1	20- 11	$t_1 = a/k_1$
	2	12- 11	
	3	02- 11	
	4	21- 11	
$k_2 > a > k_1$	1	12- 20	$t_1 = (a - k_1)/(k_2 - k_1)$
	2	20- 12	
	3	21- 02	
	4	02- 21	
$k_3 > a > k_2$	1	21- 12	$t_1 = (a - k_2)/(k_3 - k_2)$
	2	21- 20	
	3	12- 21	
	4	12- 02	
$1 > a > k_3$	1	22- 21	$t_1 = (a - k_3)/(1 - k_3)$
	2	22- 21	
	3	22- 12	
	4	22- 12	

### 3 直流电压不等的 CHB 逆变器各 H 桥等功率输出 一维矢量调制

对于 CHB 逆变器每相中的 H 桥, 流过每个

H 桥电流相等, 所以每个 H 桥输出功率大小与 H 桥输出电压大小有关, 而输出电压与 H 桥直流电压和开关矢量作用时间有关。对于直流电压不等的 CHB 逆变器, 为了调控每个 H 桥输出功率, 可以通过调节开关矢量作用时间实现, 由于有些开关矢量可以起到瞬时调节 H 桥直流电压作用, 这些开关矢量的舍取配合开关矢量作用时间可以起到更好调节 H 桥输出功率。对 CHB 逆变器, 不同开关矢量对 H 桥瞬时直流电压与功率影响分析如下。

图 6 为单个 H 桥电流通向与电压输出图,  $+I_a$  表示从 a 点流进 H 桥的电流为正,  $-I_b$  表示从 b 点流进 H 桥的电流为负,  $V_a$  表示 H 桥输出电压。对于图 6 中单个 H 桥, 每个开关状态对直流电压  $V_{cl}$  的瞬时影响, 可以结合流进或流出 H 桥电流分析得到, 对于不同开关状态, 其可以引起直流电压  $V_{cl}$  增加、减少或不变, 具体分析如表 6 所示。对于单个 H 桥, 单位时间内开关矢量引起 H 桥直流电压升高、降低或不变, 直流电压的变化成正比引起瞬时输出电压变化, 而瞬时输出电压与输出功率成正比。所以单位时间内, 开关矢量对 H 桥直流电压影响与其输出功率影响相同。

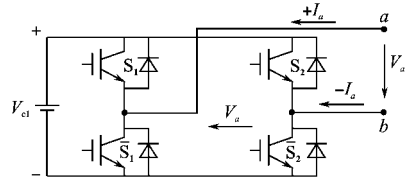


图 6 H 桥直流电压分析

Fig. 6 The analysis of DC voltage for H-bridge

表 6 开关状态对 H 桥直流电压瞬时影响

Tab. 6 Instantaneous influence of switching for DC voltage of H-bridge

H 桥状态	输出电压	开关状态	当 $I_a > 0$ 时对 H 桥直流电压影响	当 $I_a < 0$ 时对 H 桥直流电压影响
0	$-V_{cl}$	$\bar{S}_1 S_2$ 开 $S_1 \bar{S}_2$ 关	降低	升高
1	0	$S_1 S_2$ 开 $\bar{S}_1 \bar{S}_2$ 关	不变	不变
1	0	$S_1 S_2$ 关 $\bar{S}_1 \bar{S}_2$ 开	不变	不变
1	0	$S_1 S_2$ 关 $\bar{S}_1 \bar{S}_2$ 关	升高	升高
2	$V_{cl}$	$\bar{S}_1 S_2$ 关 $S_1 \bar{S}_2$ 开	升高	降低

在单位开关时间内, 对于直流电压不等的两 H 桥 CHB 逆变器, 在逆变器运行过程中可以通

过禁止使用引起 H 桥直流电压瞬时升高的开关矢量与调节开关矢量的作用时间来使不同 H 桥输出功率相等。对于两 H 桥直流电压不等的 CHB 逆变器为了使 H 桥输出功率相等,可以通过实时测得的 H 桥直流电压来选取合适的开关矢量与矢量作用时间达到。图 7 中,在单位开关时间内,当相电流  $I_{ab} > 0$ , 两 H 桥直流电压关系为:  $V_{c2} < V_{c1} < 2V_{c2}$  或  $V_{c1} > 2V_{c2}$  时, 状态矢量 10, 20, 21 可以引起 H 桥直流电压  $V_{c1}$  瞬时增加或  $V_{c2}$  瞬时减少, 若在调制过程中选用这些开关矢量, 在单位开关时间内将会加剧两 H 桥输出功率不等, 为了减小两 H 桥输出功率不平衡将不用状态矢量 10, 20, 21。本文以  $I_{ab} > 0, V_{c2} < V_{c1} < 2V_{c2}$  或  $V_{c1} > 2V_{c2}$  为例分析状态矢量对 H 桥瞬时输出功率影响, 如图 7 所示。图 7 中加大瞬时输出功率不平衡的状态矢量在一维空间控制域中用阴影标注, 在实际调制中, 避免使用这些状态矢量, 删除这些状态矢量后的一维空间将会更加简洁, 其开关矢量选取与作用时间计算也将会得到简化。

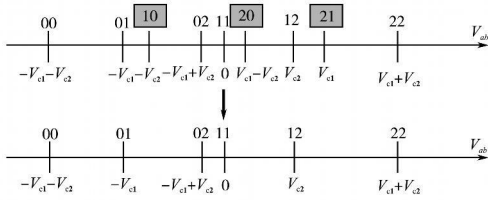


图 7 不用某些矢量来减小逆变器中瞬时输出功率不平衡  
Fig. 7 Reducing the instantaneous output power imbalance of converter, some state vectors are not used

为了平衡不同 H 桥输出功率, 消除了部分瞬时引起输出功率不平衡的开关矢量, 一维矢量调制控制域改变, 开关顺序与作用时间计算将会发生变化,  $k_i$  因子与参数  $a$  计算不变, 以  $I_{ab} > 0, V_{c2} < V_{c1} < 2V_{c2}$  或  $V_{c1} > 2V_{c2}$  为例, 如表 7 所示。

表 7 开关选取与作用时间计算

Tab. 7 Switching sequence and duty cycles calculation

电流方向	$a$ 取值范围	开关选取	开关作用时间
$I_{ab} > 0$	$-k_3 > a > -1$	01- 00	$t_1 = (a+ 1)/(1- k_3)$
	$-k_1 > a > -k_3$	02- 01	$t_1 = (a+ k_3)/(k_3- k_1)$
	$0 > a > -k_1$	11- 02	$t_1 = (a+ k_1)/k_1$
	$k_2 > a > 0$	12- 11	$t_1 = a/ k_2$
	$1 > a > k_2$	22- 12	$t_1 = (a- k_2)/(1- k_2)$
$I_{ab} < 0$	$-k_2 > a > -1$	10- 00	$t_1 = (a+ 1)/(1- k_2)$
	$0 > a > -k_2$	11- 10	$t_1 = (a+ k_2)/k_2$
	$k_1 > a > 0$	20- 11	$t_1 = a/ k_1$
	$k_3 > a > k_1$	21- 20	$t_1 = (a- k_1)/(k_3- k_1)$
	$1 > a > k_3$	22- 21	$t_1 = (a- k_3)/(1- k_3)$

## 4 实验结果

对于本文所提出的直流电压不等的 H 桥级联型 CHB 逆变器一维矢量调制技术, 利用两 H 桥级联变频调速系统在中科电气股份有限公司高压变频试验系统上进行了实验研究, 实验结果如图 8~ 图 12 所示。实验中直流电压不等时取直流电压比为 2: 1。

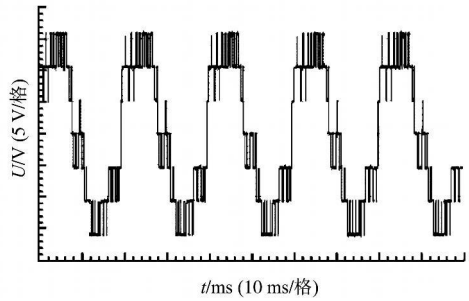


图 8 未考虑直流电压不等输出电压

Fig. 8 Output voltages no considering the DC voltage ranges

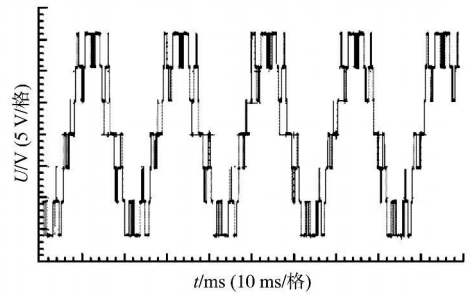


图 9 考虑直流电压不等输出电压

Fig. 9 Output voltages considering the DC voltage ranges

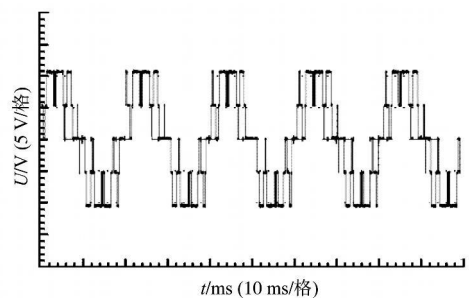


图 10 平衡 H 桥输出功率输出电压

Fig. 10 Output voltages with balanced H bridge output power

例如实验中当两 H 桥直流电压比为 2: 1 时, 每相上、下功率单元输入交流电压分别为 600 V, 300 V, 通过不控整流后, 两 H 桥直流电压分别为  $1.414 \times 600$  V,  $1.414 \times 300$  V, 直流电压比值为 2: 1。对逆变器级联后的高压输出, 通过变压器降压后用示波器测得输出电压波形, 逆变器

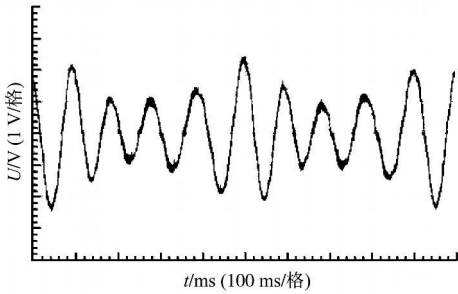


图 11 未考虑直流电压不等输出电流

Fig. 11 Output current no considering the DC voltage ranges

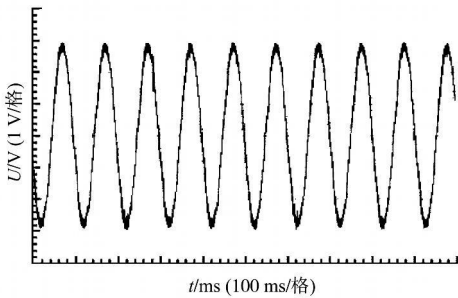


图 12 考虑直流电压不等输出电流

Fig. 12 Output current considering the DC voltage ranges

输出电流波形通过电流互感器转化为电压后用示波器测得。从图 8、图 9 可以看出, 直流电压比为 2: 1 时, 输出电压波形为 7 电平, 但考虑了直流电压不等的一维矢量调制时输出电压、电流波形更加完美, 未考虑直流电压不等与考虑直流电压不等的一维矢量调制输出电流波形分别如图 11、图 12 所示。图 10 为直流电压比为 2: 1 时, 采用 H 桥等功率输出一维矢量调制后输出的 5 电平电压波形, 从波形可以看出其与直流电压相等的两 H 桥 CHB 输出电平相同, 所以此调制方式对两 H 桥直流电压不等的逆变器, 可以起到很好的 H 桥等功率输出平衡作用。

## 5 结论

研究 H 桥直流电压不等级联型逆变器一维矢量调制, 对研究功率单元级联型高压变频器具有十分重要的意义。对于现在已产业化的功率单元级联型高压变频器, 其 H 桥直流电压均相等, 传统的控制方式如: 相移 SPWM 控制等都是建立在 H 桥直流电压相等的基础上, 如果在运行过程中遇到 H 桥直流电压波动, 各 H 桥间输出功率不等时, 传统控制方式将会失去有效的控制, 容易引起输出波形波动, 严重时甚至引起变频器损坏

等。使用本文提出的一维矢量调制, H 桥输出功率不等的 H 桥级联型逆变器可以得到有效的控制, 利用平衡 H 桥输出功率的一维矢量调制, H 桥间任何直流电压的波动都不会影响逆变器输出波形。本文所提方法通过查表法求取开关状态与作用时间, 将会使矢量的求取变得非常简洁, 其对分析功率单元级联型高压变频器运行过程中, 直流电压波动与有效控制具有十分积极的作用, 通过进一步研究, 可以扩展到 H 桥直流电压不等多 H 桥级联逆变器中。

## 参考文献

- [1] Baker R H, Bannister L H. Electric Power Converter [ P ]. U. S. Patent 3867643, Feb. 18, 1975.
- [2] 周卫平, 吴正国, 唐劲松, 等. SVPWM 的等效算法及 SVPWM 与 SPWM 的本质联系 [ J ]. 中国电机工程学报, 2006, 26(1): 133-137.
- [3] Franquelo L G, Rodriguez J, Leon J I, et al. The Age of Multilevel Converters Arrives [ J ]. IEEE Ind. Electron. Mag., 2008, 2(2): 28-39.
- [4] Cheng Y, Qian C, Crow M L, et al. A Comparison of Diode clamped and Cascaded Multilevel Converters for a STATCOM with Energy Storage [ J ]. IEEE Trans. Ind. Electron., 2006, 53(5): 1512-1521.
- [5] Carrasco J M, Franquelo L G, Bialasiewicz J T, et al. Power Electronic Systems for the Grid Integration of Renewable Energy Sources: A survey [ J ]. IEEE Trans. Ind. Electron., 2006, 53(4): 1002-1016.
- [6] Manjrekar M D, Steimer P K, Lipo T A. Hybrid Multilevel Power Conversion System: A Competitive Solution for High power Applications [ J ]. IEEE Trans. Ind. Appl., 2000, 36(3): 834-841.
- [7] Blaabjerg F, Pedersen J, Thøgersen P. Improved Modulation Techniques for PWM VSI Drives [ J ]. IEEE Trans. Ind. Electron., 1997, 44(1): 87-95.
- [8] 陈阿莲, 何湘宁, 赵荣祥. 一种改进的级联型多电平变换器拓扑 [ J ]. 中国电机工程学报, 2003, 23(11): 9-12.
- [9] McGrath B P, Holmes D G. Multicarrier PWM Strategies for Multilevel Inverters [ J ]. IEEE Trans. Ind. Electron., 2002, 49(4): 858-867.
- [10] Gupta A K, Khambadkone A M. A Space Vector PWM Scheme for Multilevel Inverters Based on Two level Space Vector PWM [ J ]. IEEE Trans. Ind. Electron., 2006, 53(5): 1631-1639.

收稿日期: 2010 04 08

修改稿日期: 2010 06 23