

五相三电平 H 桥逆变器的空间矢量控制算法研究*

朱 鹏 乔鸣忠 张晓锋 蔡 巍

(海军工程大学电气与信息工程学院 武汉 430033)

摘要:提出了一种简化的五相三电平 H 桥逆变器空间矢量 PWM 算法. 该方法采用移相 SPWM 思想, 将五相三电平 H 桥逆变器作为两个由单桥臂组成的五相分别予以控制. 分析选择合理的工作电压矢量及开关作用顺序, 计算开关周期内的各工作电压矢量的作用时间, 仿真和实验结果均验证了文中提出的空间矢量 PWM 算法可以减小输出电压谐波.

关键词:五相三电平 H 桥逆变器; 空间矢量 PWM; 谐波

中图分类号:U665; TM464

DOI:10.3963/j.issn.1006-2823.2009.02.040

同传统 Y 型连接逆变器相比, H 桥型变频器具有以下几个明显的优点: (1) 各相相对独立, 控制简单、灵活, 故障部分对其他单元不产生影响, 功率损失小; (2) 逆变器输出的是相电压, 使得功率器件承受的电压应力较 Y 型连接低; (3) 逆变器输出电平状态增多, 输出电压谐波小. 然而, 随着相数和电平数的增多, 逆变器输出的电压矢量也成指数级增长^[1-3], 传统的空间矢量 PWM 控制方法难以直接应用, 为此, 寻求一种简化的多相多电平 SVPWM 控制方法是有必要的. 本文以五相三电平 H 桥逆变器为研究对象, 提出了适用于这

一结构的移相 SVPWM 控制算法.

1 五相三电平 H 桥逆变器 SVPWM 的简化算法

五相三电平 H 桥逆变器电路结构图如图 1 所示, 逆变器采用中点箝位式结构, 图中 T_1, T_2, T_3, T_4 为逆变器桥臂上的功率开关器件 (IGCT); D_1, D_2 为中点箝位二极管; C_1, C_2 为平波电容; U_D 为直流母线电压.

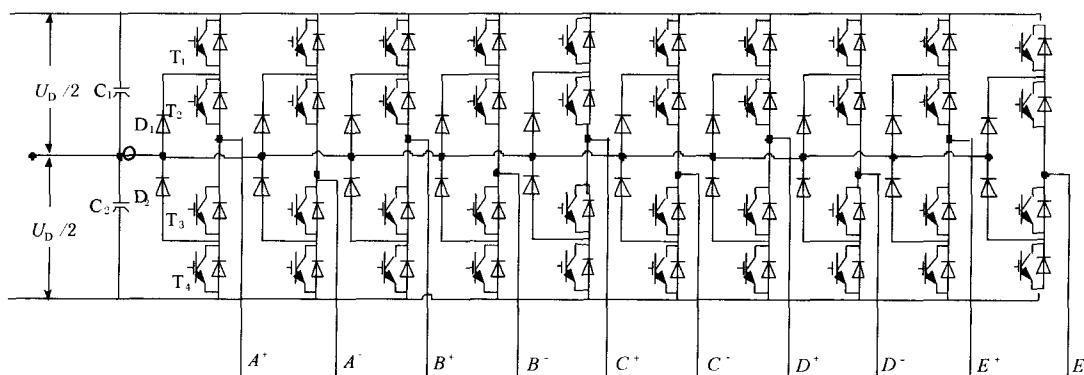


图 1 五相三电平 H 桥逆变器电路拓扑结构

逆变器的每相 H 桥可以输出五个电平, 五相 H 桥共有 3 125 个矢量, 其中有效矢量 (幅值或相位不同的矢量) 2 101 个, 5 个零矢量, 冗余矢量 1 024 个. 这些矢量按照幅值可分为 122 组, 按照

收稿日期: 2008-11-18

朱 鹏: 男, 25 岁, 硕士生, 主要研究领域为电力电子及电力传动

* 国家自然科学基金委创新研究群体科研项目资助 (批准号: 50721063)

幅角可分为700组,其矢量分析和选择十分复杂,难以直接采用传统的SVPWM控制算法。

为了简化控制算法,将五相三电平H桥的左桥臂和右桥臂均看作由单桥臂组成的五相,分别予以控制。采用相移控制的思想^[4-6],使左桥臂的输出端电压相对于右桥臂输出端电压移相位角φ,设电压参考矢量为V_{ref},将其分解为V⁺,V⁻,并且令

$$\begin{cases} V^- = V^+ e^{j\varphi} \\ V_{ref} = V^+ - V^- \end{cases} \quad (1)$$

通过分解,V⁺,V⁻可分别由左桥臂、右桥臂组成的五相所对应的五相三电平空间矢量合成。这样,只需分析清楚五相三电平空间矢量分布,即可确定各桥臂的开关状态。

2 简化SVPWM的矢量作用时间及工作顺序

2.1 矢量作用时间

如图2所示,选用的工作矢量组成的10边形可等分为10个扇区,扇区编号分别用0~9表示,每个扇区均分为4个小三角形,参考矢量选用其

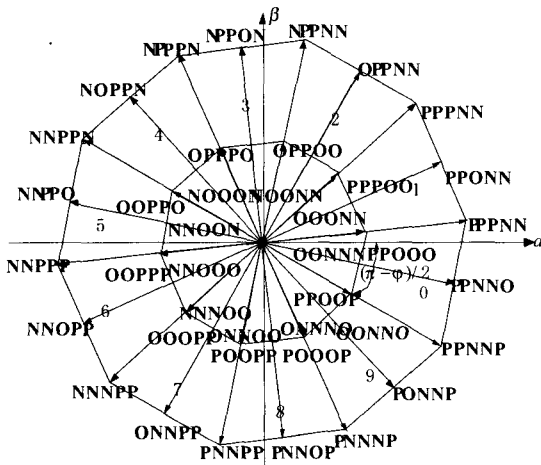


图2 逆变器工作矢量的空间分布
所在三角形的3个顶点电压矢量进行合成^[7]。由于每个扇区在空间上是对称分布的,因此只需考虑对其中一个扇区进行分析。通过移相控制,将实际参考电压分解为V⁺,V⁻2个分量,然后判断V⁺,V⁻分别所在的扇区和三角形区域,用其所在三角形的三顶点对应的矢量合成,计算出各个矢量对应的作用时间。

设实际参考电压为幅值|V_{ref}|,相角为λ。由式(1),则

$$\begin{cases} V^+ = \frac{|V_{ref}|}{2 \sin(\varphi/2)} e^{j\frac{\pi-\varphi+2\lambda}{2}} \\ V^- = \frac{|V_{ref}|}{2 \sin(\varphi/2)} e^{j\frac{\pi+\varphi+2\lambda}{2}} \end{cases} \quad (2)$$

定义调制比m为

$$m = \frac{|V_{ref}|}{V_m} \quad (3)$$

下面将以分量V⁺为例,分析其对应工作矢量的作用时间,进而确定出右桥臂不同时刻的开关状态。其所在扇区号可通过下式求得

$$N^+ = [(\pi - \varphi + 2\lambda) / 2 \times 5 / \pi]$$

式中:N⁺=0,1,2,3,4,5,中括号[]表示取整。

将每个扇区划分为A,B,C,D4个三角形区域,在每个扇区中建立基于36°的g-h轴坐标系来进行矢量定位,选用小矢量V_h=0.3236U_D进行归一化,则每个矢量的坐标就变为整数,如图3。

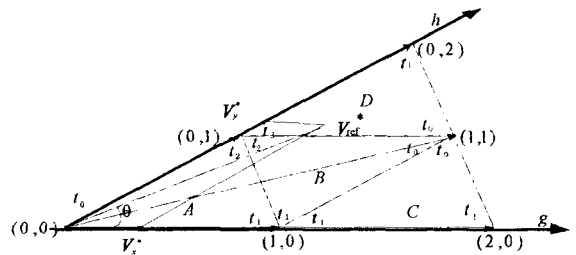


图3 基于36°g-h轴坐标系的电压矢量图

在36°g-h轴坐标系中,电压参考分量归一化定义为

$$|V^*| = \frac{|V^+|}{V_h} \quad (4)$$

式中:绝对值符号||为取其幅值。

设参考矢量分量V⁺归一化后,在g,h轴上的投影分别为V_x^{*},V_y^{*},其表达式为

$$\begin{cases} V_x^* = V^* (\cos \theta - \cot \frac{\pi}{5} \cdot \sin \theta) \\ V_y^* = \frac{\sin \theta}{\sin(\pi/5)} \cdot V^* \\ \theta = \lambda + \frac{\pi - \varphi}{2} \end{cases} \quad (5)$$

令 $\begin{cases} a = [V_x^*] \\ b = [V_y^*] \end{cases}$,这里中括号[]表示取整。

通过a,b,V_x^{*},V_y^{*}的值可确定实际参考矢量位于哪个三角形区域,具体区域判断如下:(1)当(a,b)=(0,0),V_x^{*}+V_y^{*}<1,参考矢量落在A区;V_x^{*}+V_y^{*}>1,参考矢量落在B区;(2)当(a,b)=(1,0),参考矢量落在C区;(3)当(a,b)=(0,1),参考矢量落在D区。

如图3所示,设t₀,t₁,t₂分别为扇区三角形各顶点对应矢量的开关作用时间,T_s为调制周期,利用三矢量合成,可求出每个三角形中开关作用时间,如表1所列。

同理,可确定出V⁻所在三角形的三顶点作用矢量的作用时间,进而确定出右桥臂不同时刻的开关状态。

表 1 各扇区三角形中每个矢量作用时间

三角形	矢量作用时间		
	t_2	t_1	t_0
A	$(1-V_x^* - V_y^*) \cdot T_s$	$V_x^* \cdot T_s$	$V_y^* \cdot T_s$
B	$(V_x^* + V_y^* - 1) \cdot T_s$	$(1-V_x^*) \cdot T_s$	$(1-V_y^*) \cdot T_s$
C	$(2-V_x^* - V_y^*) \cdot T_s$	$(V_x^* - 1) \cdot T_s$	$V_y^* \cdot T_s$
D	$(V_y^* - 1) \cdot T_s$	$(2-V_x^* - V_y^*) \cdot T_s$	$V_x^* \cdot T_s$

2.2 开关作用顺序

在每个扇区中,电压矢量可分为大矢量,中矢量,小矢量以及零矢量.其中每个小矢量有两个开关状态,它们的作用效果相同,但对于直流侧电容中点电位作用相反.因此在确定工作矢量的作用顺序要遵循以下原则:(1)为防止输出电压产生

较大的 dv/dt ,不允许桥臂的开关状态在电平 P 和 N 之间直接切换;(2)为了减少开关损耗和开关状态切换产生的谐波,尽量减小逆变器中同时进行开关动作的次数;(3)应考虑各电压矢量对电容中点电位的影响,各电压矢量作用时间的选择,应使中点电位趋于平衡.

综合考虑以上因素,并且考虑使得工作矢量作用的对称,同时减小开关动作产生的谐波,将三角形 A,B 分别分为前后 2 个小三角形.表 2 给出了当参考电压分量在空间上转动时,在扇区 0 中逆变器各桥臂的工作矢量(开关状态)作用顺序(首发 P 型小矢量)和作用时间.

表 2 扇区 0 中左桥臂的开关状态及其作用时间

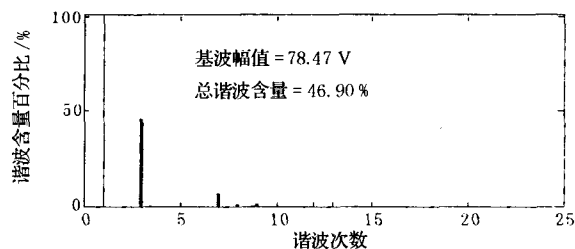
扇区三角形		各左桥臂开关状态及作用时间						
A	三角形 0	PPOOP	PPOOO	OOOOO	OONNO	OOOOO	PPOOO	PPOOP
		$t_1/4$	$t_2/2$	$t_0/2$	$t_1/2$	$t_0/2$	$t_2/2$	$t_1/4$
B	三角形 1	PPOOO	OOOOO	OONNO	OONNO	OONNN	OONNO	OOOOO
		$t_2/4$	$t_0/2$	$t_1/2$	$t_2/2$	$t_1/2$	$t_0/2$	$t_2/4$
C	三角形 2	PPOOP	PPOOO	PPNNO	OONNO	PPNNO	PPOOO	PPOOP
		$t_1/4$	$t_2/2$	$t_0/2$	$t_1/2$	$t_0/2$	$t_2/2$	$t_1/4$
D	三角形 3	PPOOO	PPNNO	OONNO	OONNN	OONNO	PPNNO	PPOOO
		$t_1/4$	$t_2/2$	$t_0/2$	$t_1/2$	$t_0/2$	$t_2/2$	$t_1/4$
A	三角形 4	PPOOP	PPNNP	PPNNO	OONNO	PPNNO	PPNNP	PPOOP
		$t_1/4$	$t_2/2$	$t_0/2$	$t_1/2$	$t_0/2$	$t_2/2$	$t_1/4$
B	三角形 5	PPOOO	PPNNO	PPNNN	OONNN	PPNNN	PPNNO	PPOOO
		$t_2/4$	$t_0/2$	$t_1/2$	$t_2/2$	$t_1/2$	$t_0/2$	$t_2/4$

3 仿真与试验

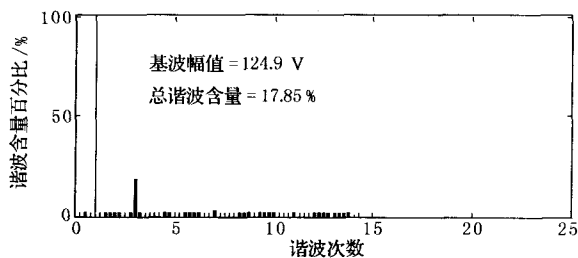
为了验证以上控制算法,针对移不同相位角时,分别进行了仿真分析.仿真过程中,开关周期 $T_s=2\text{ms}$,直流侧母线电压 $U_D=200\text{V}$,逆变器输出基波频率 $f_1=20\text{Hz}$,调制比 $m=0.65$.其中移相位角 $2\pi/5, 4\pi/5$ 时,逆变器输出的电压仿真波形.如图 4a),b)所示.

从理论上分析,由于逆变器各个桥臂输出的端电压中含有较高的 5 次谐波,通过移相控制,可以抵消这部分谐波.从而可以减小相电压输出的谐波含量.从图 4a),b)中 FFT 频谱分析可以看出,通过移相控制,5 次谐波含量基本降为零,主要谐波次数为 3 次;其中移相位角 $4\pi/5$ 时,输出的电压谐波含量较低,为 17.85%.

为了进一步验证算法的可行性,在五相三电平 H 桥变频器的试验平台上实现了上述控制方式.实验中,直流母线电压 $U_D=200\text{V}$,图 5a),b)为变频器带阻感负载(电感 $L=10\text{mH}$,电阻 $R=22.5\Omega$)时相电压输出波形及其 FFT 频谱.



a) 移相 $2\pi/5$



b) 移相 $4\pi/5$

图 4 移相后输出相电压仿真波形 FFT 频谱分析($m=0.65$)

通过仿真和试验分析结果可以看出,采用该方法可以使得控制算法简化,同时通过较少的矢量组合,选择合适的移相角度,实现相电压为五电平输出,可以明显地降低逆变器输出相电压的谐波含量.

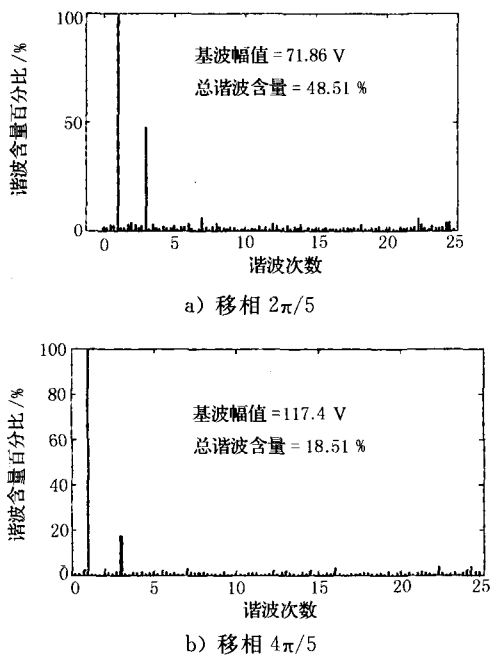


图5 移相后输出相电压试验波形
FFT 频谱分析($m=0.65$)

4 结束语

本文在对五相三电平 H 桥型逆变器的空间电压矢量进行详细分析的基础上,提出了适用于五相三电平 H 桥逆变器的相移空间矢量控制算法.在此基础上,通过试验实现了该控制方式,验

证了该方法的可行性.从试验分析结果可以看出,该方法可以通过较少的矢量组合,实现相电压为五电平输出,并利用冗余小矢量对中性点电位的调节,有效地改善了对电容电压平衡控制.

参考文献

[1] 薛山,温旭辉.一种新颖的多相 SVPWM[J]. 电工技术学报, 2006,21(2): 68-72.

[2] 李永东,侯轩,谭卓辉.三电平逆变器异步电机直接转矩控制——单一矢量法[J]. 电工技术学报, 2004, 19(4):34-39.

[3] 李永东,侯轩,谭卓辉.三电平逆变器异步电机直接转矩控制系统(II)——合成矢量法[J]. 电工技术学报, 2004, 19(5):31-35.

[4] Corzine K, Familant Y. A new cascaded multilevel h-bridge drive[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2002,149(6): 449-456.

[5] 李建林,赵栋利,赵斌,等.载波相移 SPWM 级联 H 型变流器及其在有源电力滤波器中的应用[J]. 中国电机工程学报, 2006,26(10): 109-113.

[6] 王立乔,王长永,黄玉水,等.基于相移 SPWM 技术的级联型多电平变流器[J]. 高电压技术, 2007, 28(7): 17-21.

[7] 宋庆国,张晓锋,于飞,等.五相三电平逆变器空间矢量 PWM 控制研究[J]. 武汉理工大学学报:交通科学与工程版, 2006, 30(5): 796-799.

Research on SVPWM Algorithm Based on Five-phase Three-level H-bridge Inverter

Zhu Peng Qiao Mingzhong Zhang Xiaofeng Cai Wei

(College of Electrical and Information, Naval University of Engineering, Wuhan 430033)

Abstract

As for the five-phase three-level H-bridge inverter, the number of its output voltage vectors is so large that it's hard to apply the traditional SVPWM algorithm method into use. In this paper, a simplified SVPWM algorithm suitable to the five-phase three-level H-bridge inverter is proposed. Based on the phase-shift SPWM method, the five-phase three-level H-bridge inverter can be taken as two single five-phases, and each can be controlled alone. The work voltage vectors and the switching sequence is chosen rationally, and then the actuation duration of each vector in each control cycle is figured out. The simulation and experiment results indicate that this method is simply realizable, which can be used to reduce the harmonics wave.

Key words: five-phase three-level H-bridge inverter; SVPWM; harmonics