

基于DSP的三电平逆变器SVPWM调制研究

Study of Three-level Inverter SVPWM Based on DSP

西南交通大学 电气工程学院 梁英 庄圣贤 舒鑫东 马彩青

Liang Ying Zhuang Shengxian Shu Xindong Ma Caiqing

【摘要】本文介绍二极管箝位式三电平电压空间矢量脉宽控制的基本原理和实现方法；重点分析一种易于DSP实现的三电平PWM整流器空间矢量脉宽调制优化算法，该算法只需进行简单的坐标变换，再经过普通的算术运算即可计算出各基本矢量的作用时间。以TMS340F2812为控制平台，DSP主要实现系统的初始化和脉冲输出功能，最后用matlab/simulink仿真实验验证出实验结果，证明了方案的正确性。

【关键词】三电平逆变器 空间矢量脉宽调制 数字信号处理器

Abstract: In this paper, space vector pulse width modulation's basal theory and implementation method is addressed for three-level NPC inverter. An optimized SVPWM algorithm for three-level PWM rectifier is stress analyzed, which is well suited for DSP implementation. Just through some simple arithmetic operations, we can calculate the duration time of the basic vector, Using TMS340F2812 for controllability flat roof to realize the system of three-level inverter. Finally, the validity and correctness of proposed SVPWM method is confirmed by matlab/simulink experiment results.

Key words: Three-level inverter Space vector pulse width modulation Dsp

[中图分类号] TM464

[文献标识码] B

文章编号 1561-0330(2008)07-0055-04

1 引言

自1980年日本学者A.Nabae等人在IEEE工业应用年会上提出三电平中点箝位式结构以来，三电平逆变器便成为大容量、中高压电机调速的主要实现方式之一，作为其核心技术的脉宽调制(PWM)方法中，目前最受重视的是电压空间矢量脉宽调制法(SVPWM)^[1,2]。SVPWM优越性表现在：在大范围的调制比内有很好的性能；无需大量角度数据；母线电压利用率高；物理概念清晰；算法简单且适合数字化方案；适合于实时控制^[3]。因此这种控制方法是中外大功率变频产品中使用最为广泛的一种，也

是三电平逆变器研究的热点问题。

空间矢量的产生是SVPWM的关键环节，目前芯片制造商已经为两电平逆变器开发了专用的DSP芯片，可以方便的实现两电平逆变器的空间矢量产生功能。多电平逆变器由于开关器件和电平数的增加，矢量产生的复杂程度远大于两电平逆变器，当前还没有支持多电平逆变器矢量产生的专用DSP芯片，所以为多电平逆变器寻找一种简便且通用的空间矢量发生方法是研究者关注的问题。参考文献[4]提出了一种SVPWM优化算法，该算法无需开平方和反正切等复杂运算，只需将参考矢量转换到60°坐标系，

再经过简单的算术运算即可算出各基本矢量的作用时间。笔者在此基础上，试图改进一种易于DSP实现的三电平空间矢量脉宽调制优化控制算法，使得原本复杂的矢量发生变得更为简单些。

2 三电平逆变器的特点和基本原理^[3,5]

所谓三电平逆变器是指逆变器的交流侧的每相输出电压相对于直流侧的电压有三种取值的可能，即正端电压(+ $E_d/2$)、负端电压(- $E_d/2$)和中点零电位(0)，二极管箝位式三电平逆变器的拓扑结构如图1所示。

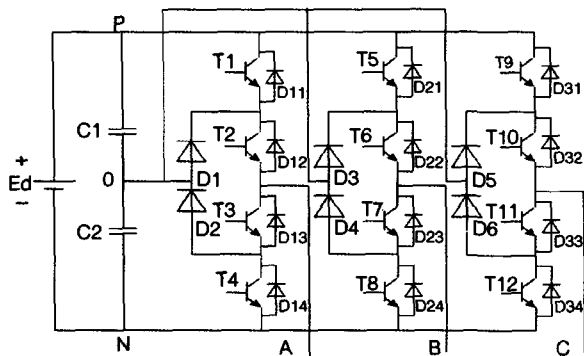


图1 二极管箝位型三电平逆变器

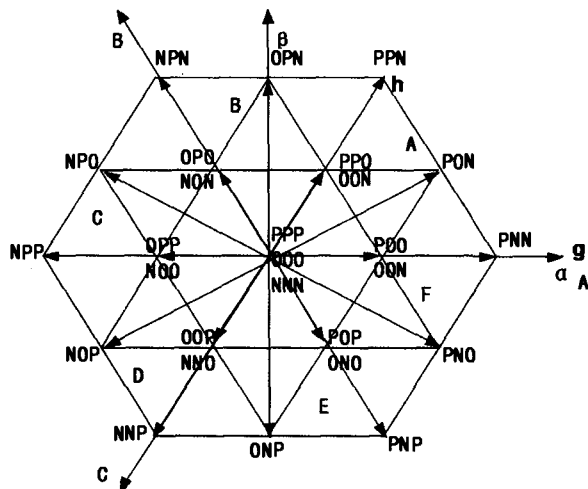


图2 三电平逆变器的空间电压矢量分布图

它由2个输入电容, 12个开关管, 12个续流二极管, 6个钳位二极管组成。2个输入电容 C_1, C_2 均分输入电压 E_d , 每个电容上的电压为 $E_d/2$, 由于箝位二极管的作用, 每个开关管在关断时所承受的电压为电容电压即 $E_d/2$, 因此三电平逆变器可以在不增加器件耐压等级的情况下成倍的提高输入电压。另外根据三电平逆变器的定义, 逆变器的每相桥臂的4个主开关管有3种不同的通断组合, 对应3种不同的输出电位, 即 $+E_d/2, 0, -E_d/2$, 用符号相应地表示为P, O, N三种。以A相为例, 为了保证每个功率器件在关断状态承受 $E_d/2$ 电压, 则在A相状态变化时, 应该通过中性点电位0的过渡, 即每相电位只能向相邻电位过渡, 不允许输出电位的跳

变。另外对主开关器件控制脉冲是有严格要求的, 以防止同一桥臂贯穿短路, 即: T_1 与 T_3 、 T_2 与 T_4 的控制脉冲都要求是互反的, 同时每一对主开关器件要遵循先断后通的原则。

在三电平控制系统中, 每相的开关状态均有P、O、N三种, 对三相对称系统来说共可以组合成 $3^3(27)$ 种开关状态, 而每一种开关状态对应一个电压空间矢量, 因此三电平逆变器电压空间矢量共有27个不同的矢量组成, 如图2所示。

图2中所有空间矢量可以分为零矢量、小矢量(内六边形的顶点)、中矢量(外六边形边的中点)和大矢量(外六边形的顶点), 6个大矢量将矢量空间分为A~F六个扇区, 在每一个扇区中又由其包含的各矢量的顶点组成四个小区域, 共得到24个小区域。将27个空间矢量进行从abc坐标系到 $\alpha\beta$ 坐标系解耦分析:

$$\begin{pmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{pmatrix}$$

通过计算得到这27个矢量在 $\alpha\beta$ 坐标平面中的矢量, 将重复的矢量合并可以发现在 $\alpha\beta$ 坐标系中只有19种不同的矢量, 为了简化计算将所有桥臂矢量的模除以 $E_d/3$ 。

再计算可以得出 $\alpha\beta$ 坐标系中每个特定电压矢量的 $\alpha、\beta$ 坐标都不是整数, 这对采用数字控制的实时计算十分不利。

3 三电平逆变器 SVPWM 优化算法分析^[4, 5]

由于 $\alpha\beta$ 坐标系中每个特定电压矢量的 $\alpha、\beta$ 坐标都不是整数, 因此我们对 $\alpha\beta$ 坐标系中的电压矢量再来重新做一次坐标变换, 让g轴与 α 轴重合, h轴由g轴逆时针旋转 60° 后得到gh坐标系。

$$\begin{pmatrix} V_g \\ V_h \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{\sqrt{3}} \\ 0 & \frac{2}{\sqrt{3}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{pmatrix}$$

如图3所示, 在第A扇区中三电平的基本空间矢量就变为 $(0, 0)、(1, 0)、(2, 0)、(0, 1)、(0, 2)、(1, 1)$, 这样在新的坐标系中原来的空间电压矢量可以用坐标来表示, 其中坐标均为整数点, 有利于控制器在线计算。

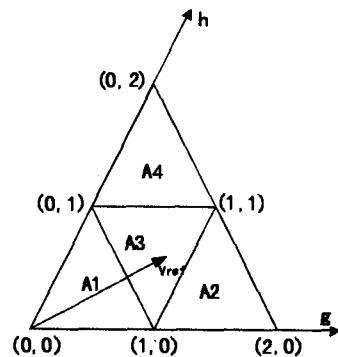


图3 新型算法坐标变换图

3.1 基本空间电压矢量的预处理

图4为新坐标系下的 V_{ref}^* 投影图, 根据参考电压 V_{ref}^* 在g轴和h轴上的投影, 分别设为 V_g 和 V_h , 那么容易得到:

$$V_g = \frac{4V_{ref}^*}{\sqrt{3}V_{dc}}$$

(V_{ref}^* 为参考矢量的幅值 V_{ref}^* 和其它坐标的关系可以由余弦定理得到)

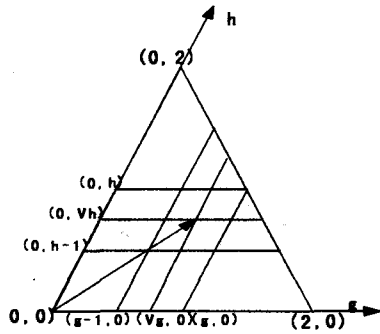


图4 新坐标系下 V_{ref} 投影图

$$V_{ref}^* = \sqrt{V_g^2 + V_h^2 - 2V_g V_h \cos \frac{2\pi}{3}}$$

3.2 区域判断和最近3个基本电压矢量的确定

在知道参考矢量在gh坐标系下的坐标 V_g 和 V_h 后, 很容易根据附表的条件判断其三角形区域和最近3个基本电压矢量。

附表 三角形区域判断及最近3基本矢量确定

判断条件	区域判断	最近3个基本矢量
$0 < V_g < 1, 0 < V_h < 1, V_g + V_h < 1$	A1	(0,0), (0,1), (1,0)
$0 < V_g < 2, 0 < V_h < 1, V_g + V_h < 2$	A2	(1,0), (2,0), (1,1)
$0 < V_g < 1, 0 < V_h < 1, V_g + V_h > 1$	A3	(0,1), (1,0), (1,1)
$0 < V_g < 1, 1 < V_h < 2, V_g + V_h < 2$	A4	(0,1), (0,2), (1,1)

3.3 计算被选择的基本矢量各自的作用时间

假设由上一步选择好的3个临近的基本矢量为 (g_1, h_1) , (g_2, h_2) , (g_3, h_3) , 它们对应的作用时间分别为 t_1, t_2, t_3 , 将选择好的基本矢量用于伏秒平衡方程组, 通过计算可以得出如下3个基本电压矢量的作用时间:

$$t_1 = \frac{(h_2 - h_3)V_g - (g_2 - g_3)V_h + T[(h_2 - h_3)g_3 - (g_2 - g_3)h_3]}{(h_2 - h_3)(g_1 - g_3) - (h_1 - h_3)(g_2 - g_3)}$$

$$t_2 = \frac{(h_3 - h_1)V_g - (g_3 - g_1)V_h + T[(h_3 - h_1)g_1 - (g_3 - g_1)h_1]}{(h_3 - h_1)(g_2 - g_1) - (h_2 - h_1)(g_3 - g_1)}$$

$$t_3 = \frac{(h_1 - h_2)V_g - (g_1 - g_2)V_h + T[(h_1 - h_2)g_2 - (g_1 - g_2)h_2]}{(h_1 - h_2)(g_3 - g_2) - (h_3 - h_2)(g_1 - g_2)}$$

由于他们相互之间只相差0或者1, 所以相对于 $\alpha\beta$ 坐标系矢量作用时间的计算运算量得到很大的简化。

3.4 输出电压矢量的作用顺序

在确定了进行合成的基本电压矢量和各个矢量的作用时间之后, 还必须确定3个基本电压矢量的作用顺序, 在这个环节上遵循以下原则:

(1)为了优化开关频率, 开关矢量应选择每次开关矢量变化时, 只有一个开关函数变动(即只有一相输出发生变

化), 从而减少开关损耗;

(2)为了控制的方便实现, 在一个开关周期中, 开关矢量的选择是对称的; 零矢量或者等效零矢量的作用时间是等分分配的。

以A扇区为例, 该空间被分为4个三角形区间, 按照前面的规定原则, 同时根据电压空间矢量调制理论可知: 在一个开关周期内开关矢量应该是对称的, 这样输出谐波最小。图5是一个A扇区矢量分配顺序图, 各电压矢量按节拍的分配用三相开关状态码表示。从图5中可以看到, 参考电压矢量无论落入A1~A4哪个小区域, 都由最近的三个矢量来合成替代, 其中有一对小矢量如A2中的ONN/POO算做同一个矢量, 首尾矢量OOO是作为矢量链条的链结。

其它五个扇区电压矢量分配顺序的生成与A扇区类

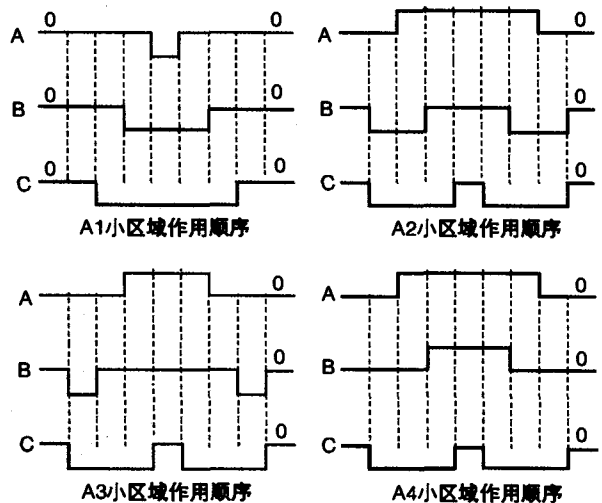


图5 A区电压矢量顺序

似, 本文限于篇幅不加赘述。具体实现时, 可以先将各个区域的电压矢量分配顺序制成表格存于DSP内, 然后用查表的方法实现信号的发送, DSP实现脉冲输出功能。

4 实验仿真^[3, 4, 6]

采用TMS320F2812DSP以及以DSP为核心的电路板组成, 这里DSP主要实现系统的初始化和脉冲输出功能, 用matlab/simulink仿真验证上述SVPWM算法的正确性。

系统仿真参数设置如下: 选用三相异步鼠笼电机, 额定功率 $P_N=4kW$, 额定线电压 $U_N=400V$, 额定频率 $f_N=50Hz$, 额定转速 $\omega_r=1430r/min$, 定子电阻 $R_s=1.405\Omega$, 转子电阻 $R_r=1.395\Omega$, 定子漏感 $L_{\sigma 1}=0.005839H$, 转子漏感 $L_{\sigma 2}=0.005839H$, 定子互感 $L_m=0.1722H$, 转动惯量 $J=0.0131kgm^2$, 极对数 $P=2$, 开关频率 $f=10kHz$, 直流母线电压 $V_{DC}=600V$, 直流侧电容 $C_1=C_2=1200\mu F$, 磁链幅值给定 $|\psi_r^*|=0.8Wb$ 。

(下转第106页)

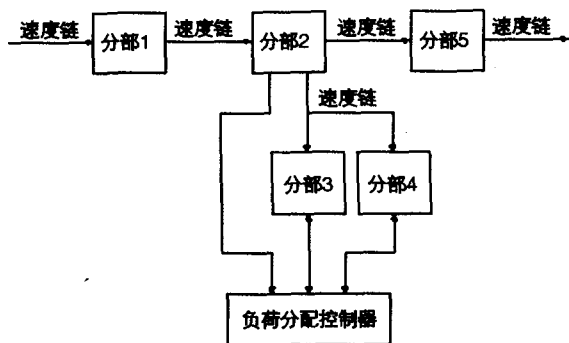


图11 负荷分配原理

示，分部1和分部5传动组的前一级和后一级，负荷分配以分部2为主传动，分部3和分部4，处于速度链的子链上。 P_{2a} 、 P_{3a} 、 P_{4a} 为三台电动机额定功率， P_a 为额定总负载功率， $P_a = P_{2a} + P_{3a} + P_{4a}$ 。 P 为实际总负载功率， P_2 、

P_3 、 P_4 为电动机实际负载功率，则 $P = P_2 + P_3 + P_4$ 。系统工作要求 $P_2 = P * P_{2a} / P_a$ ， $P_3 = P * P_{3a} / P_a$ ， $P_4 = P * P_{4a} / P_a$ 。负荷分配的目的就是使 P_2 、 P_3 、 P_4 满足上述要求。

作者简介

李方园(1973-) 高级工程师

长期从事于变频器等现代工控产品的应用与研究。

参考文献

- [1] 李方园. 变频器行业应用实践. 北京: 中国电力出版社, 2006
- [2] 李方园. 变频器自动化工程实践. 北京: 电子工业出版社, 2007
- [3] 张燕宾, 胡纲衡, 唐瑞球. 使用变频调速技术培训教程. 北京: 机械工业出版社, 2004
- [4] 吴忠智, 吴加林. 变频器应用手册(第2版). 北京: 机械工业出版社, 2003, 4
- [5] 吴忠智, 黄立培, 吴加林. 调速用变频器及配套设备选用指南. 北京: 机械工业出版社, 2002

(上接第57页)

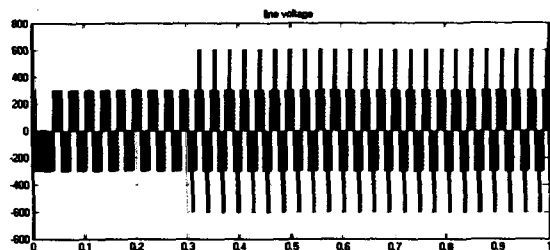


图6 相电压波形

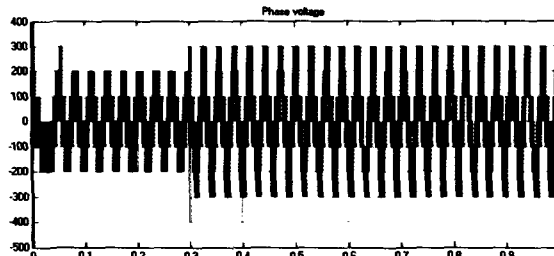


图7 线电压波形

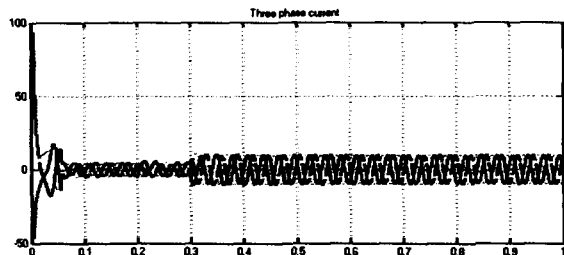


图8 三相电流波形

为了验证该算法，现将系统的运行状态设定如下： $t=0s$ 时给定转速 $\omega_r = 100r/min = 10.4rad/s$ ，空载启动；在 $t=0.3s$ 时，突加负载转矩 $T_L = 20N \cdot m$ 相关波形如图6~8所示。

5 结束语

以A扇区为例，详细论述了三电

平逆变器电压空间矢量调制的工作原理和实现方法，并对控制算法进行了详细地分析，通过仿真结果证明了方案简单可行。

作者简介

梁英(1984-) 女 西南交通大学电气工程学院在读硕士，主要研究方向为多电平逆变器技术与应用。

参考文献

- [1] Nabae A, Takahashi I, Akagi H. A new neutral-point-clamped PWM

inverter. IEEE Transactions on Industry Applications, 1981, 17(5): 518-523

- [2] 严干贵, 穆钢, 黄亚峰等. 叠层式悬浮电容逆变器的PWM控制方法. 电力电子技术, 2005, 39(5): 47-50
- [3] 谢鸣静. 一种新型的三电平SVPWM控制策略. 硕士学位论文. 西安理工大学, 2006
- [4] 张刚, 刘志刚, 刁利军等. 三电平PWM整流器SVPWM优化算法研究. 电力电子, 2007, 26(6): 53-55
- [5] 宋文祥, 陈国呈, 吴慧等. 一种三电平电压型逆变器空间矢量调制方法研究. 变频器世界, 2005(12): 45-49
- [6] 李春燕. 基于DSP的电源数字控制研究. 硕士学位论文. 南京航空航天大学, 2004