

采用三电平数字控制的三相逆变器

陈新 李春燕 严仰光

(南京航空航天大学航空电源航空科技重点实验室 南京 210016)

摘要 三电平逆变器由于器件电压应力低而广泛应用于高压场合,现代数字控制技术的不断发展,更为三电平控制提供了良好的实施手段。本文基于三电平数字控制的三相逆变器应用,采用空间矢量调制的数字控制方法,实现了三电平逆变器的设计要求,采用坐标变换取整的设计方法进一步优化数字控制模型,并针对输入电容电压平衡要求对软件算法进行补偿设计,从而构成了带电容电压平衡的三电平三相变换器完整数字控制解决方案。最后运用 Matlab 仿真工具对控制方案进行了系统验证。

关键词: 逆变器 三电平 空间矢量调制 数字控制 数字信号处理

中图分类号: TN86; TM464; TP368.1

Three-Level Digital Control Based Three-Phase Inverter

Chen Xin Li Chunyan Yan Yangguang

(Nanjing University of Aeronautics & Astronautics Nanjing 210016 China)

Abstract Three-level inverter has widely been applied in high voltage occasion. A three-phase inverter fully digitally controlled by software running on a DSP has many advantages over mixed analog and processor controlled implementations, such as programmability, adaptability, low component count, design reusability, process independence, advanced calibration ability, and better performance. In this paper, based on the DSP digital control platform, a three-phase inverter controlled by three-level digital was implemented, and the system design of software arithmetic was presented. The research of space vector modulation (SPVM) for three level condition and its software arithmetic was presented in detail. The optimal coordinate transformation was applied in order to simply the real-time calculation in the software. Furthermore, the solution and software arithmetic for the balance of input capacitor voltage was discussed. At last, simulation of the inverter system verify this control scheme.

Keywords: Inverter, three level, space vector modulation, digital control, digital signal processor.

1 引言

近年来,在高压大功率场合,为了降低高压应用中器件的电压定额,一种新型的逆变器——多电平逆变器受到越来越广泛的关注。多电平逆变器控制最早是由 Nabae 于 20 世纪 80 年代初提出的,其基本思想就是应用多个直流电平来逼近正弦输出的阶梯波电压,拓扑形式主要分为二极管钳位型、飞跨电容型和独立直流电源级联多电平三种^[1~3],其

中应用最广泛的是二极管钳位型。本文以二极管钳位型三电平逆变器作为研究对象,图 1 即为二极管钳位型三电平逆变器的拓扑结构,它由 2 个输入电容、12 个开关管、12 个续流二极管以及 6 个钳位二极管组成。2 个输入电容 C_1 、 C_2 串联均分输入电压 U_D ,每个电容上的电压为 $U_D/2$,由于钳位二极管的作用,每个开关管在关断时所承受的电压为电容电压,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地提高输入电压。另外,由于桥臂的输出有“+1”、“-1”和“0”三种电平,因此相对于两电平逆变器,三电平逆变器的输出波形可以

更接近正弦波。同时,每个功率器件两端的电压只能在“+1”、“0”之间或“-1”、“0”之间变化,对于相同的输入电压,三电平逆变器功率器件的电压变化率只有两电平逆变器的一半。由于上述优点,三电平逆变器被广泛应用到高压大功率场合^[3, 4]。

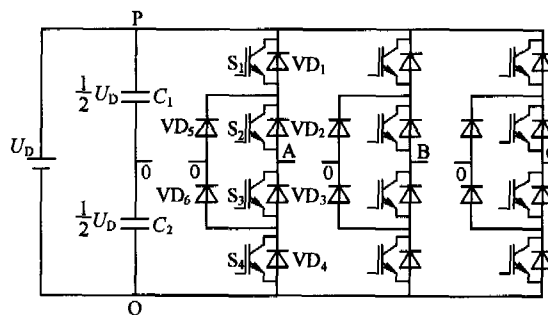


图1 二极管钳位型三电平逆变器

Fig.1 The three-level inverter with diode clamp

由于三电平逆变器功率器件的个数比两电平逆变器增加了一倍,控制相对也更为复杂。另外,由于输入电容不可能是无穷大,两个电容并不能理想地均分输入电压,因此对于三电平逆变器的控制,必须将输入电容电压的平衡考虑在内。如果两个输入电容上的电压相差过大,不仅输出电压的谐波含量会增加,而且某些功率管上承受的电压会上升,从而缩短装置的寿命,严重时甚至会损坏功率管和直流电容。

随着数字信号处理技术的迅速发展,数字控制由于其控制理论与实施手段的不断完善,以及具有高度集成化控制电路、精确的控制精度、稳定的工作性能、良好的设计沿继性等优点,如今已成为电力电子学的一个重要研究方向。本文基于数字控制思路,对三电平逆变器的控制算法进行深入研究,参考传统逆变器的空间矢量控制思想,研究了一种适用于三相逆变器的三电平面空间矢量控制算法。采用这种通用软件算法不仅可以对三相逆变器实现数字三电平面空间矢量控制,同时控制算法在传统空间矢量变换的基础上进一步采用坐标取整变换,较大程度地减小了系统软件实时计算开销,更加适合数字控制系统的实时实现;此外,利用空间矢量的冗余性特征,在软件算法设计中采用冗余优化选择设计,能够较容易地实现输入电容电压偏差的在线调节,控制输入电容电压的不平衡状态。最后,采用该三电平数字控制算法,在一个三相数字逆变器硬件平台基础上,构造了一个完整的基于全数字控制的三电平三相逆变器系统,并通过仿真和初步实验对这种控制算法进行了验证。

2 三电平逆变器的工作模式

三电平逆变器的控制方法是由两电平逆变器延伸拓展而来的,通常也采用脉宽调制(Pulse Width Modulation, PWM)的方法^[5]。与两电平逆变器一样,常用的调制方法分为空间矢量调制(Space Vector Modulation, SVM)和正弦脉宽调制(Sinusoidal PWM, SPWM)。空间矢量调制具有直流电压利用率高,易于数字控制实现,且可以实现直流侧电压平衡等优点,因此被广泛应用于三电平逆变器的控制之中^[6-8],本文所采用的就是一种简单的空间矢量控制方法。

所谓三电平逆变器是指逆变器的桥臂电压有三种电平——“+1”、“-1”和“0”。以A相桥臂为例,4个功率开关管 S_1 、 S_2 、 S_3 、 S_4 的不同开关组合决定了桥臂输出A点的电平,以输入电容的中点O作为电压参考点。 $S_x=1$ 表示开关管导通, $S_x=0$ 表示开关管关断, $x=1, 2, 3, 4$, S_A 表示A相桥臂所处的状态,为了后文描述方便,用2代表“+1”态,1代表“0”态,0代表“-1”态。表1列出了当 S_1 、 S_2 、 S_3 、 S_4 取不同开关组合时,A相桥臂电压的输出状态。

表1 A相的开关状态

Tab.1 The switch states of phase A inverter bridge

U_{AO}	S_1	S_2	S_3	S_4	S_A
$+U_D/2$	1	1	0	0	2
0	0	1	1	0	1
$-U_D/2$	0	0	1	1	0

采用三电平控制的每个单相桥臂有三个电平状态,三相逆变器就有 $3^3=27$ 种状态,我们采用空间矢量分析方法将每种状态定义成一个矢量形式,这样就有了27个空间矢量,进一步进行abc到 $\alpha\beta$ 坐标变换做解耦分析,三电平逆变器的27种桥臂电压组合对应着19个特定的电压空间矢量,详细推导过程参见附录1,最终在 $\alpha\beta$ 坐标下的空间矢量参见图2。这19个电压空间矢量将整个矢量空间分为24个扇区。从图2中还可以看出,所有的电压矢量按照矢量长度的不同可以分为零矢量、短矢量、中矢量和长矢量4种。零矢量只有1个: V_0 ,对应着000、111、222三种桥臂开关状态,即可以通过三种不同的桥臂开关状态实现零矢量;短矢量有6个: $V_1\sim V_6$,每一个短矢量都分别对应着两种桥臂开关状态,例如, V_1 可以通过100实现,也可以通过211实现,零矢量和短矢量的冗余为实现输入电容电压平衡提

供了解决方法；中矢量和长矢量分别有 6 个，每个电压矢量都只对对应着一种桥臂开关状态。

3 空间矢量调制

无论是普通的二维空间矢量调制，还是针对三电平三相变换器的空间矢量调制，它们在控制思想上是都是一致的：首先根据负载情况确定合成空间矢量的运动轨迹，然后选择合适的相邻开关矢量进行合成，并计算出各自开关状态对应的占空比，最后对选取的系列开关矢量按照一定顺序进行排序，即可生成三电平空间矢量调制控制波形^[6, 7]。

由于所有的电压矢量都使用对 $U_D/3$ 定标的标么值，因此调制空间矢量也要对 $U_D/3$ 进行定标，即

$$M_{REF} = \frac{V_{REF}}{U_D/3} \quad (2)$$

其中，调制矢量 V_{REF} 以 ω_0 的角速度在空间矢量平面逆时针旋转， $\omega_0 = 2\pi f_0$ 为输出正弦波的基波角频率。在不出现过调制的情况下，调制空间矢量 M_{REF} 应该位于图 3 所示的空间矢量外六边形内切圆内，即

$$|M_{REF}| \leq \sqrt{3} \quad (3)$$

从图 3 可以看出，三电平逆变器的矢量空间划分比两电平逆变器复杂很多，19 个基本电压矢量将矢量空间划分成 24 个三角形区间，调制空间矢量 M_{REF} 就是由其所处的三角形区间三个顶点上的三个相邻基本电压矢量合成的。

$$M_{REF} = d_1 M_1 + d_2 M_2 + d_3 M_3 \quad (4)$$

例如，在图 3 中所示的调制空间矢量应该由 V_1 、 V_2 和 V_7 这三个基本矢量进行合成，即

$$M_1 = V_1, M_2 = V_2, M_3 = V_7 \quad (5)$$

定义 d_1 、 d_2 、 d_3 分别表示 V_1 、 V_2 、 V_7 的作用相对时间

$$d_1 + d_2 + d_3 = 1 \quad (6)$$

通过联立式 (4) ~ 式 (6)，就可以确定合成调制矢量 M_{REF} 的三个基本电压矢量以及它们各自作用的时间。

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，还必须确定三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) 桥臂状态只允许 $2 \rightarrow 1$ 、 $1 \rightarrow 0$ 、 $0 \rightarrow 1$ 、 $1 \rightarrow 2$ 这 4 种变换方式，不允许出现 $2 \rightarrow 0$ 、 $0 \rightarrow 2$ 的变换。也就是说，桥臂电压一次只允许变化 $U_D/2$ 。

(2) 每一次只改变一个桥臂的开关状态以减少开关次数。

(3) 为了保证在三角形区间进行切换时不增加

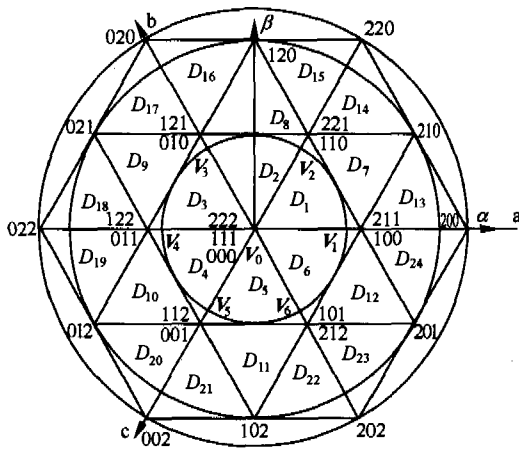


图 2 $\alpha\beta$ 坐标系中三电平空间电压矢量图

Fig.2 Space vector of three-level voltage in $\alpha\beta$ coordinates

从附表 2 中还可以看出， $\alpha\beta$ 坐标系中每个特定电压矢量的 α 坐标和 β 坐标都不是整数，这对采用数字控制的实时计算十分不利，因此，本文对 $\alpha\beta$ 坐标系中的电压矢量再做一次坐标变换，将 $\alpha\beta$ 坐标系变换为 gh 坐标系。变换公式如下

$$\begin{bmatrix} U_g \\ U_h \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{\sqrt{3}} \\ 0 & \frac{2}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_\alpha \\ U_\beta \end{bmatrix} \quad (1)$$

g 轴与 α 轴重合， h 轴由 g 轴逆时针旋转 60° 获得，如图 3 所示，从图中可以看出，经过 $\alpha\beta/gh$ 的坐标变换之后，所有的电压矢量坐标都变成了整数，有利于控制器的在线计算。

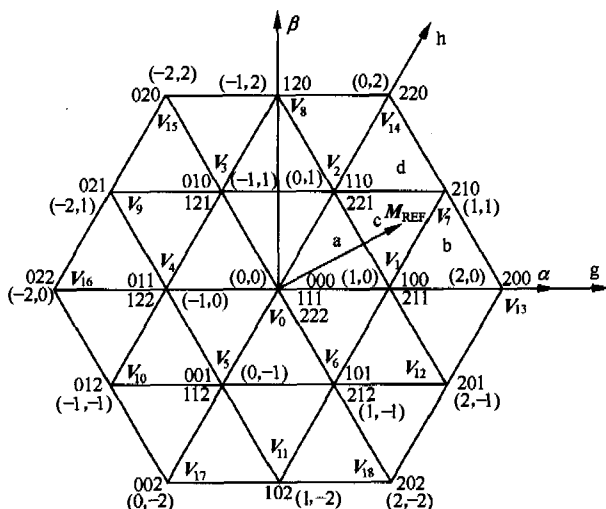


图 3 gh 坐标系中的三电平电压空间矢量图

Fig.3 Space vector of three-level voltage in gh coordinates

开关次数,每个开关周期都从短矢量开始。

以 $0^\circ \sim 60^\circ$ 的矢量空间为例,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,表2列出一个开关周期内的矢量作用顺序。

表2 $0^\circ \sim 60^\circ$ 空间调制范围内的基本电压矢量作用顺序
Tab.2 Operation order of basic space vector in $0^\circ \sim 60^\circ$

三角形	基本电压矢量作用顺序
a	(1) 100-110-111-211-111-110-100
	(2) 110-111-211-221-211-111-110
b	(1) 100-200-210-211-210-200-100
	(1) 100-110-210-211-210-110-100
c	(2) 110-210-211-221-211-210-110
	(1) 110-210-220-221-220-210-110

从表2可以看出,在三角形a和三角形c中有两种矢量作用顺序可以选择,而三角形b、d中只有一种矢量作用顺序。为了减少开关损耗,应尽量减少开关次数,因此当调制矢量所处三角形区间变化时,也应该保证只改变一个桥臂的开关状态。为了控制的方便,规定当 M_{REF} 与 g 轴的夹角 θ 在 $0^\circ \sim 30^\circ$ 之间时使用 a(1)、b(1)、c(1)、d(1),当 θ 在 $30^\circ \sim 60^\circ$ 之间时使用 a(2)、b(1)、c(2)、d(1)。这样既保证了基本电压矢量作用顺序的唯一性,简化了控制,又避免了增加额外的开关次数,减少了开关损耗。

$60^\circ \sim 120^\circ$ 、 $120^\circ \sim 180^\circ$ 、 $180^\circ \sim 240^\circ$ 、 $240^\circ \sim 300^\circ$ 、 $300^\circ \sim 360^\circ$ 这5个区间与 $0^\circ \sim 60^\circ$ 区间类似,可按上述方法进行类推。

下面给出了详细的三电平空间矢量调制的软件算法步骤:

- (1) 确定调制空间矢量 M_{REF} 的位置。
- (2) 按照本节所述方法,选择并计算出合成 M_{REF} 的三个基本电压矢量及其作用时间。
- (3) 确定 M_{REF} 所处的三角形,按照上文所述的基本空间矢量作用顺序输出控制信号。

4 输入电容电压平衡控制

三电平逆变器在输入直流侧串联两个电容,将输入直流电压进行分压,以直流电容中点为参考点,通过钳位二极管在桥臂上形成三电平输出。每个功率开关管承受电压等于直流侧一个电容上的电压。只有在两个直流电容电压保持平衡时,每个功率开关管上的电压才是直流电压的一半,才能保证系统

的可靠运行。如果两个直流电容上的电压不平衡,不仅会增加输出电压的谐波含量,而且某些功率开关管上的电压会增加,严重时损坏功率管和直流电容。因此,必须采取一定的措施,减小输入电容上的电压差,保持输入电容上的电压平衡^[9,10]。

正如前面所介绍,三电平逆变器的基本电压矢量分为零矢量、短矢量、中矢量和长矢量4种,如表3所示。

表3 三电平逆变器的基本电压矢量

Tab.3 Basic voltage vector in the three-level inverter

零矢量	000,111,222
短矢量	100,110,010,011,001,101
	211,221,121,122,112,212
中矢量	210,120,021,012,102,201
长矢量	200,220,020,022,002,202

只有在两个直流电容的充放电状态不一致时会出现电容电压不平衡的情况。在使用零矢量和长矢量时中线电流 $i_N=0$,因此,零矢量和长矢量对直流电容电压的平衡都没有影响。而每一个中矢量都是唯一的,因此,中矢量对直流电容电压的影响是不可控的。这样只有短矢量可以用来控制直流电容电压的变化,而且每一个短矢量都有两种开关状态与之对应,每个开关状态对直流电容电压的影响又是相反的,因此,可以通过对短矢量的控制实现直流侧的电压平衡。

根据每一个短矢量的连接状态,可将短矢量分成两组:正矢量和负矢量(如表4所示)。使用正矢量时,负载并在 C_1 两端,使用负矢量时,负载并在 C_2 两端(如图4所示)。

表4 短矢量分类

Tab.4 The class of short voltage vectors

短矢量	正矢量	211,221,121,122,112,212
	负矢量	100,110,010,011,001,101

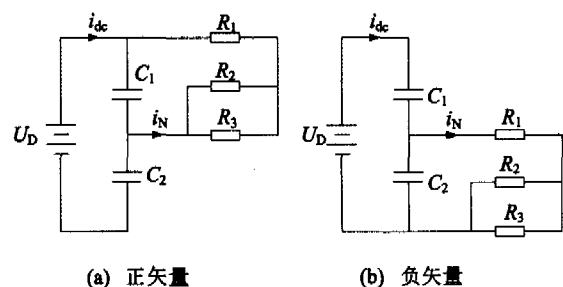


图4 短矢量 V_1 的正负矢量分类

Fig.4 The positive and negative table of short voltage vector V_1

根据电路基本工作原理可知, 在不同方向的输入电流条件下, 采用不同的正矢量或负矢量, 两个电容的工作情况不尽相同, 电容上电压变化方向也不同, 表 5 直接给出了各种条件组合下的电容电压变化情况。

表 5 矢量选择与输入电流方向对电容电压影响

Tab.5 Relationship between capacitor voltage and the choice of vector, the direction of input current

	正矢量	负矢量
$i_{dc} > 0$	$U_{C1} \downarrow, U_{C2} \uparrow$	$U_{C1} \uparrow, U_{C2} \downarrow$
$i_{dc} < 0$	$U_{C1} \uparrow, U_{C2} \downarrow$	$U_{C1} \downarrow, U_{C2} \uparrow$

根据上表可得到如下结论: 当输入电流为正向时 ($i_{dc} > 0$): 正矢量使 C_1 放电, C_2 充电, U_{C1} 下降, U_{C2} 上升; 负矢量使 C_1 充电, C_2 放电, U_{C1} 上升, U_{C2} 下降。当输入电流为负向时 ($i_{dc} < 0$): 正矢量使 C_1 充电, C_2 放电, U_{C1} 上升, U_{C2} 下降; 负矢量使 C_1 放电, C_2 充电, U_{C1} 下降, U_{C2} 上升。因此, 只要检测输入电流 i_{dc} 方向以及直流电容电压 U_{C1} 、 U_{C2} , 就可以通过正负矢量对直流电容电压的相反作用, 保持直流电容电压的平衡。

由以上分析可知, 每一个开关周期内基本电压矢量总是从短矢量开始又回到同一个短矢量, 例如, 在图 3 所示的 a 三角形区域内, 一个开关周期的矢量输出顺序为: 100-110-111-211-111-110-100, 其中 100 和 211 表示的是同一个基本电压矢量 V_1 , 100 为负矢量而 211 是正矢量, 由于它们表示的是同一个基本电压矢量, 因此, 只要保证 100 和 211 的作用时间之和等于 V_1 矢量应该作用的时间即可, 这样就可以得到保持直流电容电压平衡的软件算法。

检测量: 输入电容 C_1 、 C_2 两端的电压 U_{C1} 、 U_{C2} , 以及直流输入电流 i_{dc} 的方向。

$$\Delta U = U_{C1} - U_{C2}$$

```

if  $i_{dc} > 0$ 
  if  $\Delta U > h_N$   $d_p = d_v, d_N = 0$ 
  elseif  $\Delta U < -h_N$   $d_p = 0, d_N = d_v$ 
  else  $\alpha = 0.5 + k\Delta U, d_p = \alpha d_v, d_N = (1 - \alpha)d_v$ 
else
  if  $\Delta U > h_N$   $d_p = 0, d_N = d_v$ 
  elseif  $\Delta U < -h_N$   $d_p = d_v, d_N = 0$ 
  else  $\alpha = 0.5 - k\Delta U, d_p = \alpha d_v, d_N = (1 - \alpha)d_v$ 
end
    
```

其中 h_N 为设定的输入电容压差范围, d_p 表示正矢量的作用时间, d_N 表示负矢量的作用时间, d_v 表示正负矢量作用时间之和, 也就是计算得到的该短矢量

的作用时间, K 为计算比例系数, 是一个常数。

当 $i_{dc} > 0$ 时, 如果 U_{C1} 大于 U_{C2} 并且超过设定的输入电容压差范围, 则负矢量不起作用, 正矢量使 U_{C1} 尽快减小; 如果 U_{C1} 小于 U_{C2} 并且超过设定的输入电容压差范围, 则正矢量不起作用, 负矢量使 U_{C1} 尽快增大; 如果 U_{C1} 与 U_{C2} 之差在设定的输入电压压差范围之内, 且 $U_{C1} > U_{C2}$ 时, 正矢量的作用时间长, 使 U_{C1} 减小, 如果 $U_{C1} < U_{C2}$ 时, 负矢量的作用时间长, 使 U_{C1} 增大。

当 $i_{dc} < 0$ 时, 如果 U_{C1} 大于 U_{C2} 并且超过设定的输入电容压差范围, 则正矢量不起作用, 负矢量使 U_{C1} 尽快减小; 如果 U_{C1} 小于 U_{C2} 并且超过设定的输入电容压差范围, 则负矢量不起作用, 正矢量使 U_{C1} 尽快增大; 如果 U_{C1} 与 U_{C2} 之差在设定的输入电压压差范围之内, 且 $U_{C1} > U_{C2}$ 时, 负矢量的作用时间长, 使 U_{C1} 减小, 如果 $U_{C1} < U_{C2}$ 时, 正矢量的作用时间长, 使 U_{C2} 增大。

5 仿真验证结果

使用 Matlab PSB 工具箱对上述算法进行了仿真验证, 图 5 为采用三电平控制的三相逆变器系统框图。

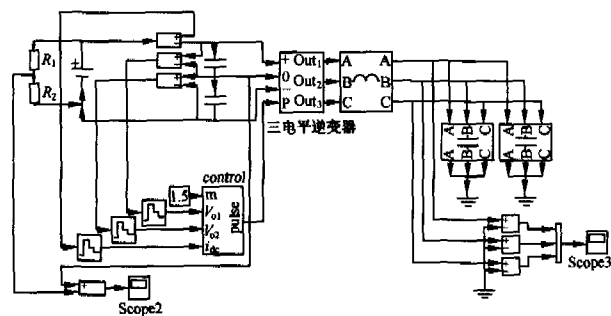


图 5 三电平逆变器 Matlab 仿真系统框图

Fig.5 Matlab simulation model of three-level inverter

其中控制子模块是控制程序核心, 根据输入采样值完成空间矢量控制, 控制系统中 DSP 计算的部分采用 Matlab S-Function 编程语言, 按照上文所述的算法编写程序, 充分模拟实际数字控制系统的仿真情况。

图 6 是输出电压的仿真结果, 仿真证明三相输出电压为互差 120° 的正弦波, 从而验证了上文所述算法的正确性。图 7、图 8 分别为进行输入直流中点电压平衡和不进行输入直流中点电压平衡时对应的直流中点电压值, 很明显, 进行直流中点电压平衡之后, 两电容上的电压差大为减小。

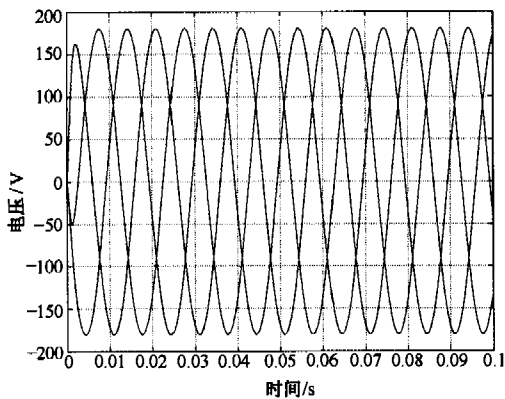


图6 三相输出电压的仿真波形

Fig.6 Simulation result of three-phase output voltage

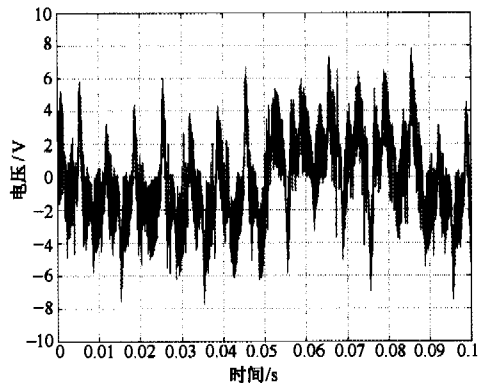


图7 带电容电压平衡的直流中点电压

Fig.7 The neutral voltage with the control of capacitor voltage balance

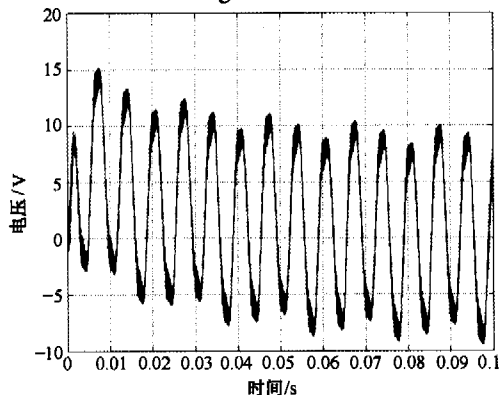


图8 不带电容电压平衡控制的直流中点电压

Fig.8 The neutral voltage without the control of capacitor voltage balance

6 结论

本文详细叙述了空间矢量三电平逆变器的控制方法,介绍了一种简单的、适用于数字实时计算的空间矢量调制方法。并通过简单的坐标变换,将电压基本空间矢量的坐标转换成整数,极大地方便了DSP的实时运算,减小了计算量。另外,为了解决输入直流电压平衡的问题,本文分析了冗余矢量对输入直流电压平衡的影响,并提出了最终的解决方

案。最后,用 Matlab 的 PSB 工具箱对所有算法进行了仿真,验证了算法的正确性。

参考文献

- 1 Nabae A, Takahashi I. A new neutral-point-clamped PWM inverter[J]. IEEE Trans.on Ind. Applicat., 1981, 1(17): 518~523
- 2 Suh B S, et al. A circuit design for clamping an overvoltage in three-level GTO inverters[C]. IEEE IECON'94, 1994: 651~656
- 3 Choi N S, et al. A general circuit topology of multilevel inverter[J]. IEEE PESC' 91, 1991: 96~103
- 4 Meynard T A, Foch H. Multilevel conversion: high voltage chopper and voltage-source inverters[C]. IEEE PESC' 92, 1992: 397~403
- 5 Fu-San Shyu, Yen-Shin Lai. Virtual stage pulse-width modulation technique for multilevel inverter/converter [J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2002, 17(3): 332~341
- 6 Lee Yo-Han, et al. A novel PWM scheme for a three-level voltage source inverter with GTO thyristors [J]. IEEE Trans. on I A 1996,32(2): 260~268
- 7 Koyama M, et al. Space voltage vector-based new PWM method for large capacity three-level GTO inverter[C]. IEEE IECON'92, 1992:271~276
- 8 Bum-Seok Suh, Dong-Seok Hyun. A new-level high voltage inversion system[J]. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 1997, 44(1): 107~115
- 9 Liu H L, et al. DSP based space vector PWM for three-level inverter with dc-link voltage balancing[C]. IEEE IECON'91, 1991:197~204
- 10 翁海清, 孙旭东, 刘丛伟等. 三电平逆变器直流侧电压平衡控制方法的改进[J]. 中国电机工程学报, 2002, 22(9): 94~97
Weng Haiqing, Sun Xudong, Liu Congwei, et al. Improvement on DC-voltage balance control method of three-level inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2002, 22(9): 94~97

作者简介

陈新男, 1973年生, 博士, 研究方向为电力电子功率变换技术与数字控制技术。

李春燕女, 1978年生, 硕士, 研究方向为电力电子与电力传动。

附录 三电平空间矢量变换推导

对于三电平桥臂中的每个桥臂，均有正电平、负电平和零电平三种不同状态，那么三相三电平逆变器的三个桥臂状态 S_A, S_B, S_C 组成了一个向量 (S_A, S_B, S_C) ，共有 $3^3=27$ 种组合方式，如附表 1 所示。

参考两电平逆变器空间矢量的分析方法，同样采用坐标变换的方法将 abc 坐标系中的矢量转换到 $\alpha\beta$ 坐标系，即

$$\begin{bmatrix} U_\alpha \\ U_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix} \quad (\text{附式 1})$$

将附表中每一个桥臂矢量在 abc 坐标系中的坐标 (U_{AO}, U_{BO}, U_{CO}) 代入附式 (1) 进行坐标变换，就可以得到 27 个桥臂矢量在 $\alpha\beta$ 坐标平面中的矢量，将重复的矢量进行合并，可以发现，在 $\alpha\beta$ 坐标系中共有 19 种不同的矢量，为了简化计算，将所有桥臂矢量的模除以 $U_D/3$ ，即后文所述的电压矢量都是对 $U_D/3$ 进行定标后的标么值。在 $\alpha\beta$ 坐标系中的桥臂矢量如附表 2 所示。

由于在 $\alpha\beta$ 坐标系中每个特定电压矢量的 α 坐标和 β 坐标都不是整数，这样不利于数字控制的实时计算，因此，利用附式 1 完成 $\alpha\beta/gh$ 坐标系的坐标变换。在 gh 坐标系中的桥臂矢量如附表 3 所示。

附表 1 三相三电平逆变器桥臂矢量

Tab.1 Bridge vector in three-phase inverter controller by three-level digital

矢量	U_{AO}	U_{BO}	U_{CO}	S_A	S_B	S_C	矢量	U_{AO}	U_{BO}	U_{CO}	S_A	S_B	S_C
V_1	$-U_D/2$	$-U_D/2$	$-U_D/2$	0	0	0	V_{15}	$+U_D/2$	0	$+U_D/2$	2	1	2
V_2	0	0	0	1	1	1	V_{16}	$+U_D/2$	0	$-U_D/2$	2	1	0
V_3	$+U_D/2$	$+U_D/2$	$+U_D/2$	2	2	2	V_{17}	0	$+U_D/2$	$-U_D/2$	1	2	0
V_4	0	$-U_D/2$	$-U_D/2$	1	0	0	V_{18}	$-U_D/2$	$+U_D/2$	0	0	2	1
V_5	0	0	$-U_D/2$	1	1	0	V_{19}	$-U_D/2$	0	$-U_D/2$	0	1	2
V_6	$-U_D/2$	0	$-U_D/2$	0	1	0	V_{20}	0	$-U_D/2$	$+U_D/2$	1	0	2
V_7	$-U_D/2$	0	0	0	1	1	V_{21}	$+U_D/2$	$-U_D/2$	0	2	0	1
V_8	$-U_D/2$	$-U_D/2$	0	0	0	1	V_{22}	$+U_D/2$	$+U_D/2$	$-U_D/2$	2	0	0
V_9	0	$-U_D/2$	0	1	0	1	V_{23}	$-U_D/2$	$+U_D/2$	$-U_D/2$	2	2	0
V_{10}	$+U_D/2$	0	0	2	1	1	V_{24}	$-U_D/2$	$+U_D/2$	$+U_D/2$	0	2	0
V_{11}	$+U_D/2$	$+U_D/2$	0	2	2	1	V_{25}	$-U_D/2$	$-U_D/2$	$+U_D/2$	0	2	2
V_{12}	0	$+U_D/2$	0	1	2	1	V_{26}	$-U_D/2$	$-U_D/2$	$+U_D/2$	0	0	2
V_{13}	0	$+U_D/2$	$+U_D/2$	1	2	2	V_{27}	$+U_D/2$	$-U_D/2$	$+U_D/2$	2	0	2
V_{14}	0	0	$+U_D/2$	1	1	2							

附表 2 $\alpha\beta$ 坐标系中的桥臂矢量及其坐标

Tab.2 Bridge vectors and its coordinates in $\alpha\beta$ coordinates

矢量	S_A	S_B	S_C	U_α	U_β	矢量	S_A	S_B	S_C	U_α	U_β
V_0	0	0	0	0	0	V_6	2	1	2	1/2	$-\sqrt{3}/2$
V_0	1	1	1	0	0	V_7	2	1	0	3/2	$\sqrt{3}/2$
V_0	2	2	2	0	0	V_8	1	2	0	0	$\sqrt{3}$
V_1	1	0	0	1	0	V_9	0	2	1	-3/2	$\sqrt{3}/2$
V_2	1	1	0	1/2	$\sqrt{3}/2$	V_{10}	0	1	2	-3/2	$-\sqrt{3}/2$
V_3	0	1	0	-1/2	$\sqrt{3}/2$	V_{11}	1	0	2	0	$-\sqrt{3}$
V_4	0	1	1	-1	0	V_{12}	2	0	1	3/2	$-\sqrt{3}/2$
V_5	0	0	1	-1/2	$-\sqrt{3}/2$	V_{13}	2	0	0	2	0
V_6	1	0	1	1/2	$-\sqrt{3}/2$	V_{14}	2	2	0	1	$\sqrt{3}$
V_1	2	1	1	1	0	V_{15}	0	2	0	-1	$\sqrt{3}$
V_2	2	2	1	1/2	$\sqrt{3}/2$	V_{16}	0	2	2	-2	0
V_3	1	2	1	-1/2	$\sqrt{3}/2$	V_{17}	0	0	2	-1	$-\sqrt{3}$
V_4	1	2	2	-1	0	V_{18}	2	0	2	1	$-\sqrt{3}$
V_5	1	1	2	-1/2	$-\sqrt{3}/2$						

附表3 gh坐标系中的桥臂矢量及其坐标

Tab.3 Bridge vectors and its coordinates in gh coordinates

矢量	S_A	S_B	S_C	U_g	U_h	矢量	S_A	S_B	S_C	U_g	U_h
V_0	0	0	0	0	0	V_6	2	1	2	1	-1
V_0	1	1	1	0	0	V_7	2	1	0	1	1
V_0	2	2	2	0	0	V_8	1	2	0	-1	2
V_1	1	0	0	1	0	V_9	0	2	1	-2	1
V_2	1	1	0	0	1	V_{10}	0	1	2	-1	-1
V_3	0	1	0	-1	1	V_{11}	1	0	2	1	-2
V_4	0	1	1	-1	0	V_{12}	2	0	1	2	-1
V_5	0	0	1	0	-1	V_{13}	2	0	0	2	0
V_6	1	0	1	1	-1	V_{14}	2	2	0	0	2
V_1	2	1	1	1	0	V_{15}	0	2	0	-2	2
V_2	2	2	1	0	1	V_{16}	0	2	2	-2	0
V_3	1	2	1	-1	1	V_{17}	0	0	2	0	-2
V_4	1	2	2	-1	0	V_{18}	2	0	2	2	-2
V_5	1	1	2	0	-1						

(上接第70页)

- Laszlo Huber, Dusan Borojevic. Space vector modulated three-phase to three-phase matrix converter with input power factor correction[J]. IEEE Trans on Ind App, 1995, 31 (6) : 1234~1246
- Charles L Neft. AC power supplied static switching apparatus having energy recovery capability[P]. US Patent, No.4, 697, 230, 1987
- Junichi Itoh, Ikuya Sato, Akihiro Odaka. A novel approach to practical matrix converter motor drive system with reverse blocking IGBT[C]. Rec of IEEE PESC'04, Aachen, Germany, 2004: 2380~2385
- Mahlein J Ochen, Manfred Bruckmann, Michael Braun. Passive protection strategy for a drive system with a matrix converter and an induction machine[J]. IEEE Trans on Ind Electron, 2002, 49 (2) : 297~303
- Assaf Shuster. A matrix converter without reactive clamp elements for an induction motor drive system[C]. Rec of IEEE PESC'98, 1998: 714~720

- Kwak Sangshin, Toliyat Hamid A. A matrix converter for fault tolerant strategies and two-phase machine drives[C]. Proceedings of IECON-2002, 2002, 1: 251~256
- Peter Nielsen, Frede Blaabjerg, John K Pedersen. New protection issues of a matrix converter: design considerations for adjustable-speed drives[J]. IEEE Trans. on Ind App, 1999, 35 (5) : 1150~1161
- Wang Lina, Xu Fuyuan, Sun Kai. A novel safe shutdown strategy for matrix converter even under fault condition[C]. Proceedings of APEC2005, 2005: 1786~1790

作者简介

王莉娜 女, 1977年生, 博士, 主要研究方向为电力电子应用技术、新型变流技术。

黄立培 男, 1946年生, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为高性能交流电动机控制、大容量电力电子变流技术、数字控制电源。