

# 空间电压矢量过调制技术的两种简便算法及仿真研究

王展英, 秦连城

(桂林电子科技大学, 桂林 541004)

**摘要:** 介绍了两种典型的空间电压矢量 (SVPWM) 过调制实现方法。过调制区可分为过调制区 I 和过调制区 II。详细分析了两个过调制区的算法原理和计算过程; 用 MATLAB 对不同调制比下的输出波形进行了仿真, 验证了此算法的可行性。

**关键词:** 过调制; 逆变器; 空间电压矢量; 仿真

## Two Methods of SVPWM Over Modulation and Simulation

WANG Zhan-ying, QIN Lian-cheng

(Guilin University of Electronic and Technology, Guilin 54004, China)

**ABSTRACT:** This paper introduces two representative methods of SVPWM over modulation. The over modulation include two different regions: over modulation I and over modulation II. In this paper the principle and calculating process two methods is analyzed in detail. The wave shape of output voltage was simulated in MATLAB. In conclusion, the two methods are validated.

**KEY WORDS:** Over modulation; Inverter; SVPWM; Simulation

## 0 引言

空间电压矢量 (SVPWM) 技术一经问世就倍受青睐, 已经成为三相逆变器中最重要的调制方式之一。它与传统的正弦脉冲调制 (SPWM) 相比, 具有更宽的线性调制范围, 易于实现数字化, 调制方法简单, 电流谐波分量小, 并能够有效减少转矩波动。评价逆变器电源效率和品质有两个性能指标: 最大调制系数 (MI) 和电流畸变因数 (THD)。其定义为:

$$\begin{cases} MI = \frac{u^*}{2/\pi \cdot u_{dc}} \\ THD = \frac{1}{u_1} \cdot \sqrt{\sum_{n \neq 1} (u_n/n)^2} \end{cases} \quad (1)$$

式中,  $u^*$  为输出相电压基波分量峰值;  $u_{dc}$  为输入逆变器的直流母线电压;  $u_1$  为输出相电压基波分量有效值;  $u_n$  为输出相电压  $n$  次谐波分量有效值;  $2u_{dc}/\pi$  为六脉冲方式运行时, 输出相电压基波分量峰值。

逆变器以六脉冲方式运行时, 直流母线上的

电压利用率最高,  $MI = 1$ ,  $u^* = 2u_{dc}/\pi$ , 但是此时谐波分量, 会引起转矩波动。在线性条件下, 谐波分量最小, 转矩波动很小, 相电压波形基本接近正弦, 但是直流母线电压利用率低。采用正弦电压脉冲调制时, 线性条件下的最大调制系数  $MI = 0.785$ , 采用空间电压矢量法时, 最大  $MI = 0.907$ 。因此对于直流母线电压有限的逆变器, 要提高输出基波电压, 就需要采用过调制技术, 使逆变器工作在非线性区域。

## 1 过调制理论

如图 1 所示, 开关  $S_a$ 、 $S_b$ 、 $S_c$  有两种状态, 即 0 和 1。三相开关构成一组 3 位二进制编码, 分别对应 8 种开关模式, 形成 8 种定子电压矢量。此 8 个电压矢量在空间上形成六边形的 6 个扇区, 其中  $U_0$  (000) 和  $U_7$  (111) 为零矢量, 其余 6 个有效工作电压矢量表示为:

$$U_k = \frac{2}{3} u_{dc} \cdot e^{j \cdot (k-1) \frac{2}{3} \pi} \quad (k=1, 2, \dots, 6) \quad (2)$$

分别位于六边形的 6 个顶点, 相邻两个工作矢量形成一个扇区。如图 2 所示。

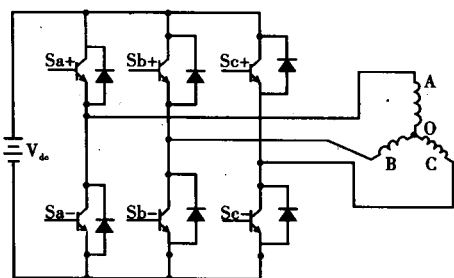


图1 典型三相电压源变换结构

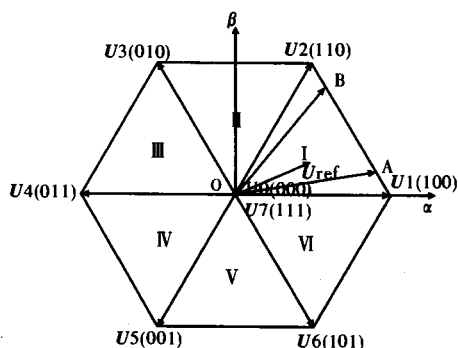


图2 扇区调制波形

在任何采样周期内，输出电压矢量可以用它所在扇区两相邻的工作电压矢量和零矢量按照秒伏平衡原则进行合成得到，即：

$$U_{ref} \cdot t_s = U_x \cdot t_x + U_y \cdot t_y + U_0 \cdot t_0 \quad (3)$$

式中， $t_s$  为采样时间； $U_{ref}$  为期望得到的电压矢量。式(3)的意义是矢量  $U_{ref}$  在采样周期  $t_s$  内所产生的积分效果与  $U_x$ 、 $U_y$  和  $U_0$  ( $U_7$ ) 分别作用时间为  $t_x$ 、 $t_y$  和  $t_0$  积分和的效果相同。以 I 扇区为例：

$$\begin{cases} U_{ref} \cdot t_s = U_1 \cdot t_1 + U_2 \cdot t_2 \\ t_s = t_1 + t_2 + t_0 \end{cases} \quad (4)$$

参考电压  $U_{ref}$  在相平面上可表示为：

$$U_{ref} = U_{ref\alpha} + j \cdot U_{ref\beta} \quad (5)$$

可以求得：

$$\begin{aligned} t_1 &= \frac{t_s}{2 \cdot U_{dc}} \cdot (3U_{ref\alpha} - \sqrt{3}U_{ref\beta}) \\ t_2 &= \frac{\sqrt{3} \cdot t_s \cdot U_{ref\beta}}{U_{dc}} \\ t_0 &= t_s - t_1 - t_2 \end{aligned} \quad (6)$$

线性调制的条件为： $t_1 + t_2 \leq t_s$ ，即：如果在整个圆周上实现线性调制，需要满足的条件  $|U_{ref}| \leq U_{dc}/\sqrt{3}$ 。所以线性调制时，最大输出相电压的基波峰值为  $U_{dc}/\sqrt{3}$ ，此时  $MI = 0.907$ ，其顶点轨迹为正六边形的内切圆。当  $U_{ref} > U_{dc}/\sqrt{3}$ ，为过调制区域。当  $MI > 0.907$  时，进入过调制区。过调制区

可分为两部分：过调制区 I 和过调制区 II。

### 1.1 采用第一种算法进行过调制

当  $0.907 < MI < 0.952$ ，为过调制区 I，当  $0.952 < MI < 1$ ，为过调制区 II。

#### 1) 过调制区 I 中的调制方法

在过调制 I 区，如果参考电压矢量超出正六边形区域，则采用相位不变，将其幅值限制在六边形上。如图 3，当参考电压  $U_{dc}/\sqrt{3} < U_{ref} < \frac{2}{3} \cdot U_{dc}$  时，逆变器运行在过调制 I 区。参考电压由实轴逆时针旋转到虚轴时，A 相电压在周期内的表达式如式 (7) 所示。当  $\alpha_r$  从  $\pi/6 \rightarrow 0$  时，MI 由  $0.907 \rightarrow 0.952$ 。当夹角  $\alpha_r = 0$  时，输出电压顶点轨迹沿六边形移动，此时，调制系数  $MI = 0.952$ 。

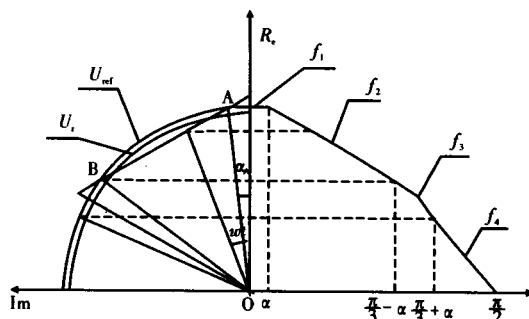


图3 算法1在过调制I区周期内1/4输出电压波形

$$\begin{cases} f_1 = \frac{U_{dc}}{\sqrt{3} \cos(\pi/6 - \alpha_r)} \cos(\omega t) \\ f_2 = \frac{U_{dc}}{\sqrt{3} \cos(\pi/6 - \omega \cdot t)} \cos(\omega t) \\ f_3 = \frac{U_{dc}}{\sqrt{3} \cos(\pi/6 - \alpha_r)} \cos(\omega t) \\ f_4 = \frac{U_{dc}}{\sqrt{3} \sin(\omega t)} \cos(\omega t) \end{cases} \quad (7)$$

对以上波形进行傅立叶分析：

$$U^* = \frac{4}{\pi} \cdot \int_0^{\pi/2} f(\omega t) \cdot \sin(\omega t) d(\omega t) \quad (8)$$

根据式(1)，式(7)，式(8)可求出调制系数MI，当  $\alpha_r$  由  $\pi/6 \rightarrow 0$  时，MI 由  $0.907 \rightarrow 0.952$ 。

#### 2) 过调制区 II 中的调制方法

在过调制区 II 中，如图 4 所示，参考电压由实轴逆时针旋转到虚轴。当参考电压矢量在  $0 < \theta < \alpha_h$  和  $\frac{\pi}{3} - \alpha_h < \theta \leq \frac{\pi}{3} + \alpha_h$  时，选择与参考电压接近的工作电压矢量并保持不变。在其他区域相位不变，将幅值限制在正六边形上。

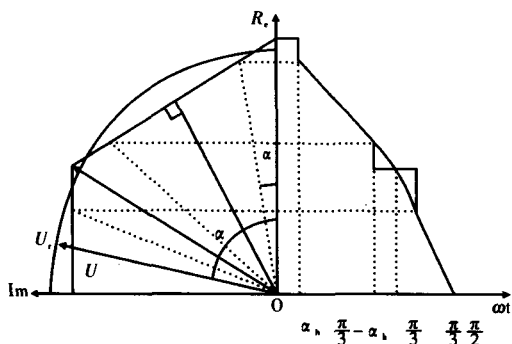


图4 算法2在过调制II区输出电压波形

图4所示为相电压矢量的轨迹。在此段中，输出矢量先在六边形的顶点停留一段时间，直到参考电压矢量的相角与六边形中心到顶点的相角之差达到 $\alpha_h$ 时才跳到六边形边界上。1/4周期A相的瞬时电压值如图4。式(9)为输出电压矢量的波形表达式：

$$f(\omega t) = \begin{cases} \frac{2}{3}U_{dc} \\ \frac{1}{\sqrt{3}}U_{dc} \frac{\cos\omega t}{\sin(\pi/3 + \omega t)} \\ \frac{1}{3}U_{dc} \\ \frac{1}{\sqrt{3}}U_{dc} \frac{\cos\omega t}{\sin\omega t} \end{cases} \quad (9)$$

当 $\alpha_h$ 由 $0 \rightarrow \pi/6$ 时，MI由 $0.952 \rightarrow 1$ 。

### 3) 算法1处理过调制的简化计算过程

采用算法1处理存在过调制区域的计算，步骤如下：

- (1) 由给定电压 $U_{refa}$ ， $U_{refb}$ 计算电压所在扇区。
- (2) 计算扇区两边的有效电压和零电压的作用时间 $t_1$ 、 $t_2$ 、 $t_0$ 。
- (3) 判断是否 $t_1 + t_2 \leq t_s$ ，如成立，则转第(7)步。
- (4) 判断 $\max(t_1, t_2) \leq t_s$ ，如果成立，重新计算：

$$\begin{aligned} t'_1 &= \frac{t_1}{t_1 + t_2} \cdot t_s \\ t'_2 &= \frac{t_2}{t_1 + t_2} \cdot t_s \quad \text{转第(7)步} \\ t_0 &= 0 \end{aligned}$$

- (5) 判断 $t_1 > t_2$ ，如果成立，计算：

$$\begin{aligned} t_1 &= t_s \\ t_2 &= t_0 = 0 \quad \text{转第(7)步} \end{aligned}$$

- (6) 计算： $t_1 = t_s$   
 $t_1 = t_0 = 0$

- (7) 结束

## 1.2 采用计算方法2进行过调制

算法2的原理：如果参考电压矢量超出正六边形区域，则采用六边形上不同相位和不同幅值的电压矢量来代替参考电压，如图5所示。

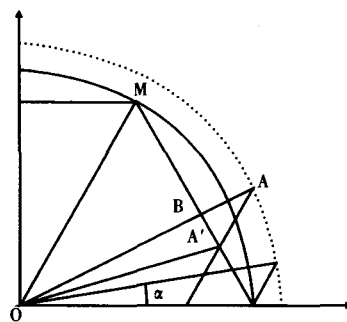


图5 算法2的原理图

当参考电压为OA时，并不是将其幅值压缩到B点，而是过A点作OM的平行线与六边形的边的交点为A'，采用OA'来代替。当参考电压矢量的相角大于 $\pi/6$ 时，过顶点作实轴的平行线于六边形的边相交，用顶点在六边形的边上，相位靠近于OM的电压矢量来代替参考电压。这样就避开了电压矢量的顶点在六边形边的中点附近的最小幅值电压矢量。

### 1) 过调制I区调制

A相电压在1/4周期内由实轴旋转到虚轴的相位角和幅值如图6。当参考电压的相角与某个有效工作电压矢量的相角之差小于 $\alpha_r$ 时，输出电压与参考电压相同，顶点轨迹在参考电压圆上；在参考电压的相角在其他区域时，输出电压矢量采用与参考电压不同相位和不同幅值的向量来代替。A相电压在1/4周期内由实轴旋转到虚轴各部分的幅值表达式为：

$$\begin{cases} f_1 = \frac{U_{dc} \cos(\omega t)}{\sqrt{3} \cos(\pi/6 - \alpha_r)} \\ f_2 = \frac{U_{dc}}{3} + \frac{U_{dc} \cdot \sin(\pi/3 - \omega t)}{3 \cdot \cos(\pi/6 - \alpha_r)} \\ f_3 = \frac{2U_{dc}}{3} - \frac{U_{dc} \sin(\omega t)}{\cos(\pi/6 - \alpha_r)} \\ f_4 = \frac{U_{dc} \cos(\omega t)}{\sqrt{3} \cos(\pi/6 - \alpha_r)} \\ f_5 = \frac{2U_{dc} \cdot \sin(2/3\pi - \omega t)}{3 \cos(\pi/6 - \alpha_r)} - \frac{U_{dc}}{3} \end{cases} \quad (11)$$

由式(1)、式(8)、式(11)可求得调制系数

MI。当  $\alpha_r$  由  $\pi/6 \rightarrow 0$  时, MI 由  $0.907 \rightarrow 0.967$ 。当  $\alpha_r = 0$  时, 输出电压矢量的顶点轨迹在六边形上, 与算法 1 不同的是相位不连续。

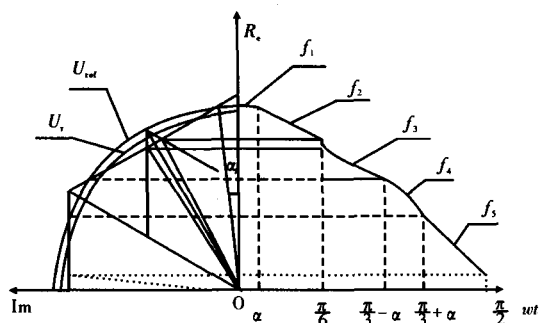


图6 给定电压矢量与输出电压矢量波形

### 2) 过调制区 II

在过调制 II 区, 当参考电压矢量的相角与某个有效工作电压矢量相角之差小于  $\alpha_h$  时, 与第一种算法相同, 输出电压保持为该工作电压。当在其他区域, 则用与参考电压矢量不同相位和不同相角的电压矢量作为输出电压矢量。如图 7 所示为参考电压矢量与输出电压矢量在算法 2 过调制 II 区 1/4 周期内的波形图。其表达式如下:

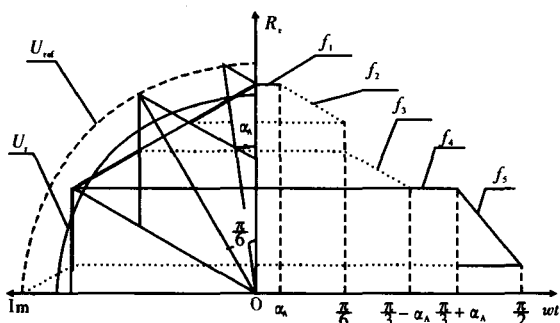


图7 参考电压与输出电压矢量波形

$$\begin{cases} f_1 = \frac{2}{3} U_{dc} \\ f_2 = \frac{U_{dc}}{3} \left( 1 + \frac{\sin(\pi/3 - \omega t)}{\sin(\pi/3 - \alpha_h)} \right) \\ f_3 = \frac{U_{dc}}{3} \left( 2 - \frac{\sin(\omega t)}{\sin(\pi/3 - \alpha_h)} \right) \\ f_4 = \frac{U_{dc}}{3} \\ f_5 = \frac{U_{dc}}{3} \left( \frac{2\sin(2/3\pi - \omega t)}{\sin(\pi/3 - \alpha_h)} - 1 \right) \end{cases} \quad (12)$$

当  $\alpha_h = \pi/6$  时, 逆变器以 6 脉冲方式运行, 此时  $MI = 1$ ;  $\alpha_h$  由  $0 \rightarrow \pi/6$  时,  $MI$  由  $0.967 \rightarrow 1$ 。

### 3) 第二种算法流程

①、②步与算法 1 相同。

③判断是否  $t_1 + t_2 \leq t_s$ , 如果成立, 则转第 ⑦步。

④判断  $\max(t_1, t_2) < t_s$ , 如果成立, 转 ⑤步, 否则直接转 ⑥步。

⑤判断  $t_1 \geq t_2$  是否成立, 如果成立则计算:

$$\begin{aligned} t'_1 &= t_1 & t'_2 &= t_2 \\ t'_2 &= t_s - t_1, \text{ 否则计算 } t'_1 = t_s - t_2 \\ t_0 &= 0 & t_0 &= 0 \end{aligned}$$

则跳转到第 ⑦步。

⑥判断  $t_1 > t_2$ , 如果成立, 则:

$$\begin{aligned} t_1 &= t_s & t_2 &= t_s \\ \text{否则} \\ t_2 &= t_0 = 0 & t_1 &= t_0 = 0 \end{aligned}$$

⑦结束

## 2 建模和仿真

采用 Matlab/Simulink 建立了仿真模型。其仿真波形如图 8、图 9、图 10 和图 11 所示。

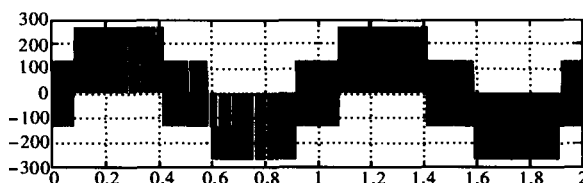


图8 线性条件下的输出相电压波形

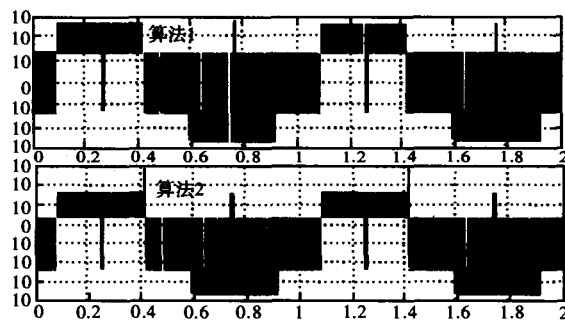


图9 两种算法在  $U_{ref} = \frac{2}{3} \cdot U_{dc}$  时的输出电压波形

## 3 结论

空间电压矢量线性调制范围大, 在过调制区域有更高的调制度, 直流电压利用率高。文中介绍了两种过调制理论的详细计算算法。计算方法简便。通过用 MATLAB 仿真实验可知: 此算法可行, 能够满足工程需要。在过调制区域, 如果给定相同的参考电压, 过调制 2 会得到比调制 1 更高的调制

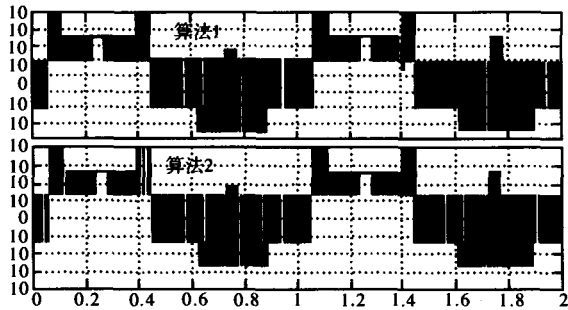


图 10 两种算法在  $U_{ref} = \frac{3}{4} \cdot U_{dc}$  时的输出电压波形

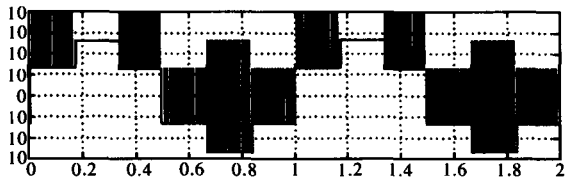


图 11 逆变器运行在 6 脉冲方式的输出电压波形

比,同时,谐波成分也略高于方法 1。当给定电压

的幅值达到  $2U_{dc}/\sqrt{3}$  时,两种过调制算法的调制度均为 1,逆变器运行在 6 脉冲方式。

## 参考文献

- [1] 许思猛,胡金高. SVPWM 逆变器过调制算法的分析与实现 [J]. 电气应用, 2005, 24 (4): 79-80.
- [2] 张俊洪,赵镜红. 空间矢量脉宽调制过调制技术研究 [J]. 电气传动, 2005, 35 (1): 16-18.
- [3] 张艳芳,林飞,马志文等. 两种 SVPWM 过调制方法的比较研究 [J]. 北京:北京交通大学学报, 2005, 29 (2): 39-43.
- [4] 吴天明,谢小竹,彭彬. MATLAB 电力系统设计与分析 [M]. 北京:国防工业出版社, 2004.

作者简介:王展英 (1976-),男,硕士研究生,研究方向是无传感器交流电机速度测控, FPGA 在电力系统中的应用等。

秦连城 (1943),男,教授,研究方向为机电一体化和微电子封装技术。

(上接第 21 页)

- achinesandDrivesConferencePublication IEE, 1995, 41 (2): 458-561.
- [3] Wiedenbrug E, Boger M S, Wallace A K. Electromagnetic mechanism of synchronous operation of the brushless doubly fed machine [A]. IEEE IAS Annual meeting [C]. American IEE, 1995. 7742780
  - [4] A. K. Wallace. Generalised theory of the brushless doubly-fed machine [J]. Part I: Analysis, S. Williamson, A. C. Ferreira, IEE Proc. - Electr. Power Appl. 1997.
  - [5] LAUW, H. K. Characteristics and analysis of the brushless doubly-fed machine [J]. Report for Bonneville Power Administration, Contract 79-85BP24332-Mod4, 1989.
  - [6] WALLACE, A. K., and SPEE, R. Research development and applications studies for brushless doubly-fed machines [J]. Seminar-ios international de motores electricos eacionamentos regulares, Paulo, Brazil, 1991. 41-60.
  - [7] BOGER, M. S., WALLACE, A. K., and SPEE, R. Investigation of appropriate pole number combinations for brushless doubly-fed machines applied to pump drives [J]. IEEE industrial applications society, 29th annual meeting, Denver, 1994: 157-163.
- 作者简介:刘宪翔 (1982-), 硕士研究生, 研究方向为电机设计及其电力电子技术。