

SVPWM 逆变器过调制算法的分析与实现

许思猛 胡金高

(福州大学电气工程与自动化学院 350002)

摘要 电压源型逆变器，根据最大调制系数(MI)的大小逆变器工作在三种不同区域：线性调制、过调制Ⅰ和过调制Ⅱ区，不同的区域对应着不同的算法以实现线性控制逆变器输出电压。本文进行分析，针对过调制Ⅱ区提出参考电压矢量概念，简化了算法，并利用Intel公司80C196MC芯片实现，给出了实验输出波形。

关键词 逆变器 SVPWM 过调制

1 引言

VVVF 逆变器广泛应用于为异步电动机提供可变电压和可变频率的电源，构成如图 1 所示的开环变频调速系统。逆变器输出 PWM 波可由多种方法产生^[1]，通常有电压正弦法(SPWM)，谐波注入法(THIPWM)和空间电压矢量(SVPWM)合成法。评价逆变器电源效率和品质两个重要性能指标：最大调制系数(MI)和电流畸变因数(THD)，分别定义为

$$\left\{ \begin{array}{l} MI = \frac{U^*}{\frac{2}{\pi} U_{dc}} \\ THD = \frac{1}{U_1} \sqrt{\sum_{n \neq 1} \left(\frac{U_n}{n} \right)^2} \end{array} \right. \quad (1)$$

式中 U^* —— 输出相电压基波分量峰值

U_r —— 输出相电压有效值

U_{dc} —— 逆变器输入电压

U_1 —— 输出相电压基波分量有效值

U_n —— 输出相电压次谐波分量有效值

$\frac{2}{\pi} U_{dc}$ —— 六脉冲方式运行输出相电压基波分量峰值

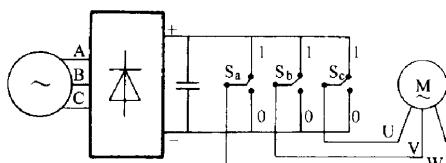


图 1 开环变频调速系统

逆变器以六脉冲方式运行时直流母线的电压利用率最高， $MI = 1$ ， $U^* = \frac{2}{\pi} U_{dc}$ 。在线性条件下，

电压正弦法其电压利用率最低， $MI = 0.785$ ，谐波注入法和空间电压矢量合成法则达到 0.907，但由于直流母线电压偏低，输出基波电压要低于异步电动机额定电压（通常线电压为 380V），因此对于直流母线电压有限的逆变器，采用过调制算法来提高输出电压使电机能够在额定电压下运行是十分有意义的。本文分析在采用 SVPWM 下的过调制理论及其实现。

2 过调制理论

如图 1 所示，开关 S_a, S_b, S_c 的状态有 0、1 两种，这样 A、B、C 三相开关可构成一组三位二进制编码，分别对应着八种开关模式 V_i （其中 $i = 0 \dots 7$ ），每种开关模式构成一种定子电压矢量，其中 (000) 和 (111) 称为零电压矢量，其余的为基本电压矢量。逆变器所能输出的任何一个电压矢量只能由六个基本电压矢量合成，如图 2 所示，以 I 区为例

$$\begin{aligned} U_r T_s &= U_4 T_1 + U_6 T_2 + U_0 T_0 \\ T_1 &= \frac{\sqrt{3} |U_r| T_s}{U_{dc}} \sin \left(\frac{\pi}{3} - \theta \right) \\ T_2 &= \frac{\sqrt{3} |U_r| T_s}{U_{dc}} \sin \theta \\ T_0 &= T_s - T_1 - T_2 \\ T_1 + T_2 &= \frac{\sqrt{3} |U_r| T_s}{U_{dc}} \cos \left(\frac{\pi}{6} - \theta \right) \leqslant T_s \\ |U_r| &\leqslant \frac{U_{dc}}{\sqrt{3} \cos \left(\frac{\pi}{6} - \theta \right)} \end{aligned} \quad (2)$$

由式(3)知合成电压矢量的幅值小于图中的正六边形的边所决定的值。显然,当MI=0.907,逆变器给定电压矢量 U_r 为六边形内切圆, $|U_r|=\frac{U_{dc}}{\sqrt{3}}$,当MI>0.907,逆变器进入过调制区。

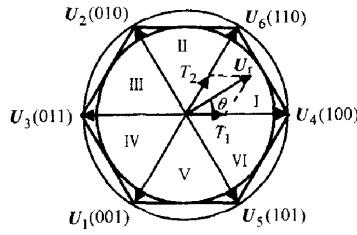


图2 基本电压矢量

Holtz将过调制区一分为二^[2]:

I: $0.904 < MI \leq 0.952$, 变化输出电压、相位连续调制;

II: $0.952 < MI \leq 1$, 变化输出电压、相位不连续调制。

如图3所示,在I区,当 $|U_r| > \frac{U_{dc}}{\sqrt{3}}$,在 $\alpha < \theta \leq \alpha_h$ 区域, $|U_r|$ 被限制在正六边形上,为使得输出相电压基波分量不变,在 $0 < \theta \leq \alpha_r$ 和 $\pi - \alpha_r < \theta \leq \pi - \alpha_h$ 区域内, $|U_r|$ 增大为 $|U_c|$, $|U_c|$ 与正六边形的交点为 α_r 。当 α_r 由 $\frac{\pi}{6}$ 趋向0,MI由0.907增大到0.952。此时给定电压幅值变化但相角连续。

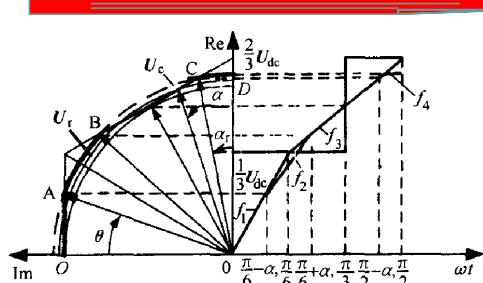


图3 过调制Ⅰ给定电压矢量与输出相电压波形

继续增大MI,进入过调制Ⅱ区域。如图4所

示,在 $0 < \theta \leq \alpha_h$ 和 $\pi - \alpha_h < \theta \leq \pi$ 区域,选择与 U_r 最近的基本电压矢量并保持不变,其他区域则限制在六边形上,这时相角变化由连续变为离散,如图4所示在 θ 角处,输出的不是电压矢量,而是相应的相角为 θ' 。 α_h 由 $0 \rightarrow \frac{\pi}{6}$,MI由 $0.952 \rightarrow 1$,逆变器工作在六脉冲模式。

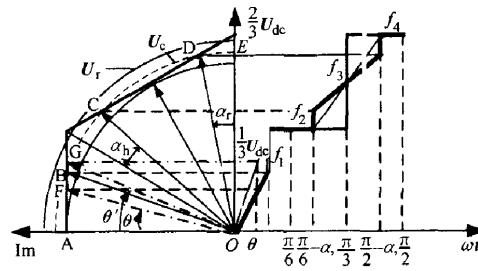


图4 过调制Ⅱ给定电压矢量与输出相电压波形

由图3和图4复平面中电压向量得到输出电压时间函数^[3],利用傅里叶级数分解得到基波分量,由 $F(\alpha_r) = \frac{2}{\pi} U_{dc} \cdot MI$ 和 $F(\alpha_h) = \frac{2}{\pi} U_{dc} \cdot MI$ 得出MI与 α_r 和 α_h 之间的分段线性关系曲线,实验结果证明了能够线性控制输出电压,谐波分量及THD值比其他调制方法相比较小。

在过调制区域中,由上述关系曲线在线计算 α_r 和 α_h ^[3](定义如图3和图4)。在过调制模式Ⅱ下,由于需要对相角进行转换,实际实现比较复杂。在文献[4]中提出了一种不同的控制策略,简化了算法,但在过调制模式Ⅰ、Ⅱ下谐波含量和THD值要比文献[2][3]的大。

3 简化的过调制算法

过调制方式Ⅰ中的 α_r 由 U_c 确定,从图4可以看出,由 α_h 也可确定一个参考电压向量 U'_c

$$\text{当 } \alpha_h: 0 \rightarrow \frac{\pi}{6}, |U'_c| : \frac{2}{3} U_{dc} \rightarrow \frac{1}{\sqrt{3}} U_{dc}$$

由 U'_c 与MI的确定关系,在 $\pi - \alpha_h \leq \theta \leq \pi / 6 + \alpha_h$ 可直接采取与过调制Ⅰ相同的算法将输出电压限制到六边形的边,从而减少计算量。此时输出电压在时域中为图4中较粗的线段,可直接写出它的分段函数为

$$\left\{ \begin{array}{l} f_1 = \frac{U_{dc}}{\sqrt{3}} \tan \theta \quad 0 \leq \theta < \frac{\pi}{6} - \alpha_h \\ f_2 = \frac{U_{dc}}{3} \quad (\frac{\pi}{6} - \alpha_h \leq \theta < \frac{\pi}{6} + \alpha_h) \\ f_3 = \frac{U_{dc}}{\sqrt{3} \cos(\frac{\pi}{3} - \theta)} \sin \theta \quad (\frac{\pi}{6} + \alpha_h \leq \theta < \frac{\pi}{2} - \alpha_h) \\ f_4 = \frac{2}{3} U_{dc} \quad (\frac{\pi}{2} - \alpha_h \leq \theta \leq \frac{\pi}{2}) \end{array} \right. \quad (4)$$

$|U_c|$ 和 $|U'_c|$ 可分别由下面公式计算。

过调制方式 I

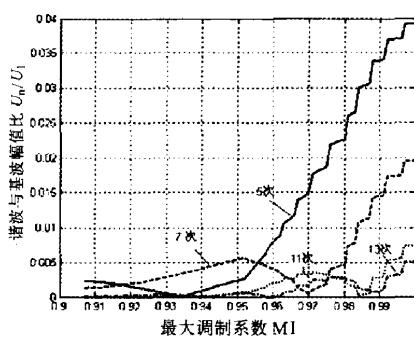
$$|U_c| = \frac{U_{dc}}{\sqrt{3}} \cdot \frac{1}{\sin(\frac{\pi}{3} + \alpha_r)} \quad (5)$$

过调制方式 II

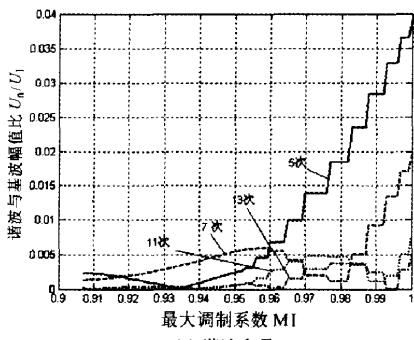
$$|U'_c| = \frac{U_{dc}}{\sqrt{3}} \cdot \frac{1}{\sin(\frac{\pi}{3} + \alpha_h)} \quad (6)$$

这样，利用傅里叶级数展开得到 $|U_c|$ 与 MI 的关系并制成表。

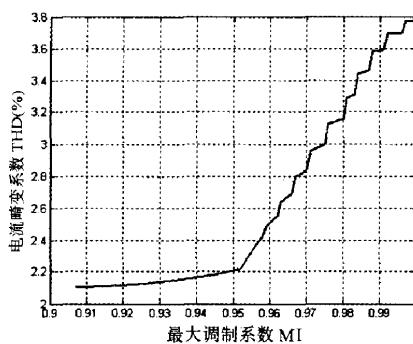
具体的算法：



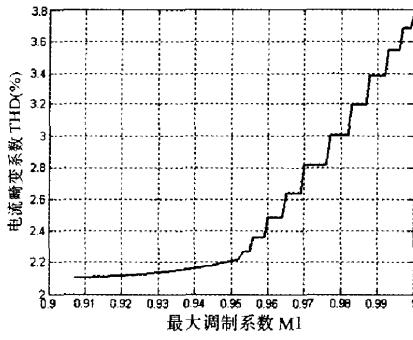
(a) 谐波含量



(c) 谐波含量



(b) 电流畸变系数



(d) 电流畸变系数

(1) 由给定的输出电压向量幅值 $|U_r|$ ，计算出 MI。

(2) 判断 MI 所在区域。

(3) 选择算法：

1) 正弦调制，由式 (2) 计算 T_1 和 T_2 ；

2) 过调制 I，查表得出 $|U_c|$ ，由式 (2) 计算 T_1 和 T_2 ， $T_1 + T_2 \leq T_s$ ，则电压矢量位于图 3 中的 AB 或 CD 段， T_1 和 T_2 不变； $T_1 + T_2 > T_s$ ，则电压矢量位于 OA 或 BC 段，分别修正

$$\begin{aligned} T'_1 &= \frac{T_1}{T_1 + T_2} \cdot T_s \\ T'_2 &= \frac{T_2}{T_1 + T_2} \cdot T_s \\ T'_0 &= 0 \end{aligned} \quad (7)$$

3) 过调制 II，查表得出 $|U'_c|$ ，由式 (2) 计算 T_1 和 T_2 ， $T_1 + T_2 \leq T_s$ ，则电压矢量位于图 4 中的 BC 或 DE 段， $T_1 > T_2$ ，令： $T'_2 = T_s$ ， $T'_1 = T'_0 = 0$ ，否则令： $T'_2 = T_s$ ， $T'_1 = T'_0 = 0$ 。当 $T_1 + T_2 > T_s$ ，则电压矢量位于 AB 或 CD 段，则按式 (7) 修正。

图 5a、图 5b 为文献 [3] 的算法仿真结果，

图 5c 和图 5d 为简化算法的仿真结果。在 $MI = 0.952 \rightarrow 1$ ，采用新算法后 5、7 次谐波含量与文献 [3] 相同，11、13 次略高一些。THD 值（5、7、11、13 次）前后也基本相同。

4 实验

4.1 WFG 算法

实验采用 Intel 公司 16 位微控制器 80C196MC，16M 晶振，内部有一个三相 PWM 波形发生器 WFG，启动后要求 CPU 干预极少。WFG 工作在方式 0。以 I 区为例，如图 6 所示。

图 5 采样频率 $144f_r$ 仿真（只考虑 5、7、11、13 次谐波）

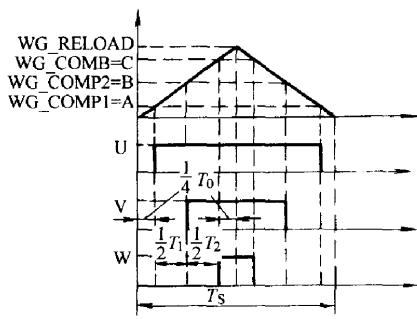


图6 WFG 实现及 SVPWM 波形

$$\text{图中 } A = \frac{1}{4} (T_s - T_1 - T_2)$$

$$B = A + \frac{1}{2} T_1 \quad C = B + \frac{1}{2} T_2$$

$\text{WG_COMP1} = A$, $\text{WG_COMP2} = B$, $\text{WG_COMP3} = C$ 。

III、V区 A、B、C 的定义与 I 区相同，II、IV、VI区 $B = A + \frac{1}{2} T_2$, $C = B + \frac{1}{2} T_1$ 。

得到：

II区： $\text{WG_COMP1} = B$, $\text{WG_COMP2} = A$, $\text{WG_COMP3} = C$ ；

III区： $\text{WG_COMP1} = C$, $\text{WG_COMP2} = A$, $\text{WG_COMP3} = B$ ；

IV区： $\text{WG_COMP1} = C$, $\text{WG_COMP2} = B$, $\text{WG_COMP3} = A$ ；

V区： $\text{WG_COMP1} = B$, $\text{WG_COMP2} = C$, $\text{WG_COMP3} = A$ ；

VI区： $\text{WG_COMP1} = A$, $\text{WG_COMP2} = C$, $\text{WG_COMP3} = B$ ；

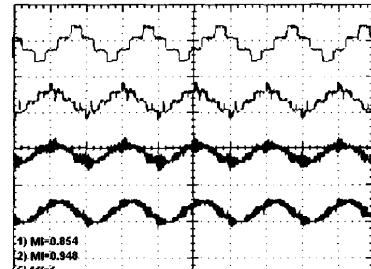
4.2 实验波形

受硬件影响，实验给定频率为 20Hz。图 7a 中由下到上，MI 分别等于 0.845、0.948、0.991 和 1，可以看出在过调制 I，输出电压接近于正弦，在过调制 II，当 $MI \rightarrow 1$ ，逆变器过渡到六脉冲模式。由于输出波形不能完全对称，在频谱中夹杂着非整数次及偶次谐波，但 5、7、11、13 次谐波的幅值与图 5 所示的仿真结果是一致的。

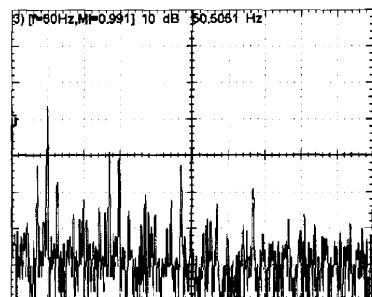
5 结束语

本文在过调制 II 引入了与过调制 I 相似的参考电压矢量，利用傅里叶级数分解，导出参考电压矢量幅值与 MI 的关系并实现线性控制输出电压，与

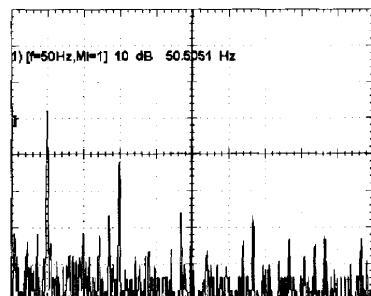
文献 [3] 相比，在过调制 II 区 5、7 次谐波含量不变，11、13 次高一些，THD 值基本没有改变，但算法得到简化。在利用 80C196MC 实现方面，在正弦调制和过调制模式 I、II 都采用相同的实现算法，程序简单。



(a) 线电压波形 (平均次数 128)



(b) MI=0.845 线电压频谱



(c) MI=1 线电压频谱

图 7 实验波形 $f = 50\text{Hz}$, 采样频率 7200Hz

参考文献

- 1 Andrzej M Trzynadlowski. An overview of modern PWM techniques for three-phase, voltage-controlled, voltage-source inverters, Industrial Electronics , 1996. ISIE '96. Proceedings of the IEEE International Symposium on , 1996 , 1 (5): 25~39
- 2 J Holtz , W Lotzkat A M Khambadkone . On continuous (下转第 84 页)

统可迅速达到稳态，几乎无超调。实验结果表明本系统设计合理，具有良好的动静态性能。

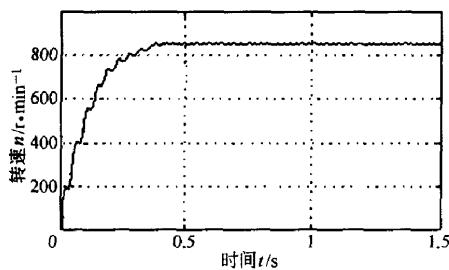


图 6 电动机的转速曲线

总之，从软件的设计到硬件的实施，以及通过实验，证明用电压空间矢量脉宽调制是适合于现代控制算法的实时实现的，采用 DSP 为核心来控制电机有着非常广阔前景。

参考文献

- 1 陈伯时，陈敏逊. 交流调速系统. 北京：机械工业出版社：1998（4）
- 2 刘和平，严利平，张学锋等. TMS320LF240xDSP 结构原理及应用. 北京：北京航空航天大学出版社，2002
- 3 冯垛生，张森. 变频器的应用与维护. 广州：华南理工大学出版社，2001
- 4 陈坚. 电力电子学. 北京：高等教育出版社，2002
- 5 Chen S, Joos G. Symmetrical SVPWM pattern generator using field programmable gate array implementation. Ap-

(上接第 80 页)

control of PWM inverters in the overmodulation range including the six-step mode. Power Electronics, IEEE Transactions on, 8 (8): 546~553

- 3 Dong-Choon Lee G-Myoun Lee. A novel overmodulation technique for space-vector PWM inverters. Power Electronics, IEEE Transactions on, 1998, 13 (11): 1144~1151
- 4 Bolognani S, Zigliotto M. Novel digital continuous control of SVM inverters in the overmodulation range. Industry Applications, IEEE Transactions on, 1997, 33 (3~4): 525~530

KGplied Power Electronics Conference and Exposition , APEC 2002 Seventeenth Annual IEEE , 2002 , 2 (5) : 1004~1010

- 6 范正翘. 电力传动与自动控制系统. 北京：北京航空航天大学出版社，2003
- 7 王鹏飞，赵敏，张承慧. TMS320LF2407DSP 及其在高性能调速系统中的应用. 变频器世界，2004 (4)

Frequency-variable Speed-governing System of Symmetrical Voltage-space-vector Control

Realization Based on DSP

She Yan

(Wuhan University)

Abstract The performance and peculiarity of a series of DSP-TMS320LF2407 and the peculiar application of DSP on frequency-variable speed governing system are introduced, the principle of symmetrical voltage space vector pulse wide modulation and a kind of variable speed system of vector control based on LF2407 are discussed. It is concluded that using voltage space vector will reduce output voltage harmonics in converter and losses of IGBT , effectively utilize power voltage. This article presents the system principle drawing , block diagram of PWM program software design , and experimental results.

Keywords DSP symmetrical SVPWM frequency-variable speed-governing system

收稿日期：2004-06-25

Realizaton of SVPWM Wave Based on the Overmodulation Theory

Xu Simeng

(Fuzhou University)

Abstract Voltage source inverter may work in three different regions according to the value of Modulation Index (MI) . There are linear modulation , overmodulation mode (I) and mode (II) . Different region requires different algorithm to produce lineared output voltage. This paper derived the proper algorithm based on the analysis. Using Intel 80C196MC microprocessor to produce SVPWM wave , experimental results verified the validity of the algorithm.

Keywords inverter SVPWM overmodulation

收稿日期：2004-06-21