

SVPWM 控制算法研究与实现

何凯航

(浙江工业大学 教科学院, 浙江 杭州 310023)

摘要:为解决电机控制中普通正弦脉宽调制(SPWM)下谐波分量低、电压利用率低及数字化实现比较复杂等问题,将空间矢量脉宽调制(SVPWM)技术应用到交流传动控制领域具有十分重要的现实意义。通过建立基于 SVPWM 矢量控制原理的模型,分析了比较器中高、低有效电平与扇区选择及比较器切换点之间的关系,提出了矢量控制算法中扇区选择的方法,并以单增锯齿波为例对其进行了评价。最后针对理论推导进一步实施了仿真试验。试验结果表明,在 SVPWM 控制算法中,扇区选择以及比较器切换点的确定,将随着比较器中高、低有效电平的不同而变化。

关键词:空间矢量脉宽调制;正弦脉宽调制;高电平有效;低电平有效

中图分类号: TH39

文献标志码: A

文章编号: 1001-4551(2011)10-1231-03

Study on control of SVPWM

HE Kai-hang

(College of Education, Zhejiang University of Technology, Hangzhou 310023, China)

Abstract: In order to solve the problems of general sinepulse width modulation (SPWM) modulation in motor control, such as small harmonic component, high efficiency in voltage utilization and difficult realization of digitization, etc., it is of great significance to apply the space vector pulse width modulation (SVPWM) technology to the field of AC drive control. By means of building models based upon the SVPWM control principles, the relationship between high & low level effective, sector selection and switching point of the comparator, was analyzed and then various ways of how to select sections in vector control algorithm were put forward, which was accordingly evaluated by taking upward sawtooth wave as an example. Finally a simulation test was further conducted on the basis of theoretical deduction. The experimental results show that in the vector control algorithm the sector selection and switching point always varies with the high and low level effective in the comparator.

Key words: space vector pulse width modulation (SVPWM); sinepulse width modulation (SPWM); high level effective; low level effective

0 引言

空间电压矢量 PWM (SVPWM) 控制技术(又称磁通正弦 PWM 控制技术)是由德国学者 H. W. Vander Broek 等提出的^[1]。其实质是一种在三相相电压正弦调制波中注入了相应的零序分量后进行规则采样的一种特殊的脉宽调制方法^[2-4],具有如下特点:①直流电压利用率高,而且有图示的方法易于理解最大输出线电压的数值;②易于实现数字控制。

笔者详细分析 SVPWM 控制技术的工作原理,对矢量作用时间的求解进行了归类,并针对比较器中高、低

电平有效的不同,指出扇区选择与切换点之间的不同。

1 SVPWM 原理

传统的逆变器拓扑结构如图 1 所示,对传统逆变器的 8 种开关状态进行定义:

$$U_r = \frac{2}{3}(u_u + e^{j\frac{2}{3}\pi}u_v + e^{j\frac{4}{3}\pi}u_w) \quad (1)$$

本研究设两电平逆变器上桥臂的驱动电平为高,同时下桥臂的驱动电平为低,对应“1”,反之对应“0”;则传统两电平三相逆变器三桥臂存在八种开关组合,将它们对应的相电压电位代入式(1),则可得到 8 个

基本空间电压矢量如图 2 所示,它包括 $U_{001} \sim U_{110}$ 6 个有效空间矢量和 U_{000} 、 U_{111} 两个零矢量,其中有效矢量的模长为 $2U_d/3$,零矢量的模长为零。

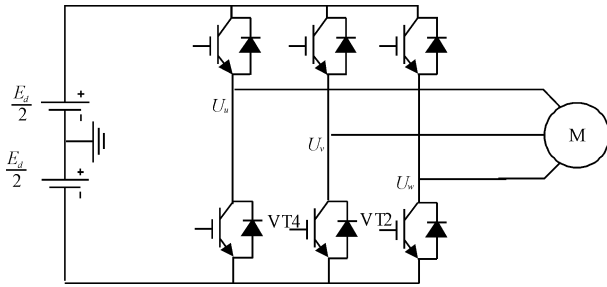


图 1 传统逆变器拓扑结构

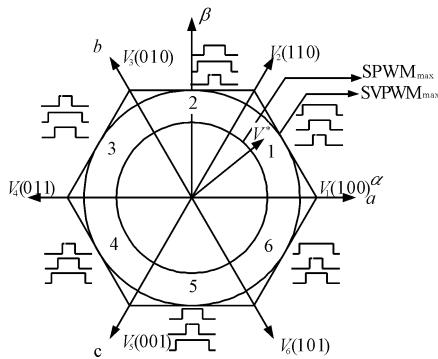


图 2 逆变器的空间电压矢量

2 空间电压矢量合成

在一个开关周期 T_s 内,参考矢量 \vec{V}^* 的作用效果可以由与其相邻的工作矢量和零矢量来合成,其矢量合成方程如下:

$$\vec{V}^* T_s = \vec{V}_x T_x + \vec{V}_y T_y + \vec{V}_0 T_0 \quad (2)$$

其中:

$$T_s = T_x + T_y + T_0 \quad (3)$$

式中: T_x 、 T_y —每个扇区所对应的电压矢量作用时间。

本研究下面将以第 1 扇区为例,详细介绍电压矢量作用时间的求过程。

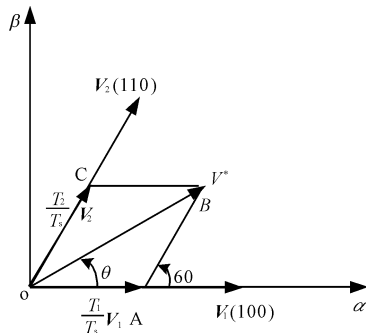


图 3 第 1 扇区矢量合成图

第 1 扇区的矢量合成图如图 3 所示,由正弦定理

可得:

$$\frac{\overline{OA}}{\sin(\frac{\pi}{3} - \theta)} = \frac{\overline{OB}}{\sin \frac{2\pi}{3}} = \frac{\overline{OC}}{\sin \theta} \quad (4)$$

即:

$$\frac{T_s |\vec{V}^*|}{\sin \frac{2\pi}{3}} = \frac{T_1 |\vec{V}_1|}{\sin(\frac{\pi}{3} - \theta)} = \frac{T_2 |\vec{V}_2|}{\sin \theta} \quad (5)$$

因为 6 个基本空间电压矢量幅值相等:

$$|\vec{V}_1| = |\vec{V}_2| = \frac{2}{3} U_d \quad (6)$$

将式(6)代入式(5),得第 1 扇区各矢量的作用时间为:

$$\begin{cases} T_1 = \frac{\sqrt{3} |\vec{V}^*| T_s}{U_d} \sin(\frac{\pi}{3} - \theta) \\ T_2 = \frac{\sqrt{3} |\vec{V}^*| T_s}{U_d} \sin(\theta) \end{cases} \quad (7)$$

同理可推导出第二扇区各矢量的作用时间为:

$$\begin{cases} T_2 = \frac{\sqrt{3} |\vec{V}^*| T_s}{U_d} \sin(\frac{2\pi}{3} - \theta) \\ T_3 = \frac{\sqrt{3} |\vec{V}^*| T_s}{U_d} \sin(\theta - \frac{\pi}{3}) \end{cases} \quad (8)$$

依次类推,可得各矢量的作用时间为:

$$\begin{cases} T_x = \frac{\sqrt{3} |\vec{V}^*| T_s}{U_d} \sin(\frac{S_n}{3}\pi - \theta) \\ T_y = \frac{\sqrt{3} |\vec{V}^*| T_s}{U_d} \sin(\theta - \frac{S_n - 1}{3}\pi) \end{cases} \quad (9)$$

式中: S_n —扇区号, $S_n = 1, 2, 3, 4, 5, 6$ 。

为了补偿旋转频率,需要插入零矢量 \vec{V}_0 或者 \vec{V}_7 , 其总作用时间为 T_0 , 满足条件:

$$\begin{cases} T_0 = T_s - T_x - T_y \\ T_{00} = (1 - k) T_0 \\ T_{07} = k T_0 \end{cases} \quad (0 \leq k \leq 1) \quad (10)$$

3 SVPWM 控制算法

文献[5-7]都对 SVPWM 控制算法进行了推导,然而均未对扇区选择的物理意义给出详细的说明,忽视了扇区分配时比较器高、低电平有效状态的不同。本研究下面以单增锯齿波载波、比较器为低电平有效时为例,给出 SVPWM 控制算法的详细推导。

3.1 扇区选择

令:

$$\begin{cases} U_{ref1} = \sqrt{3} |U_r| \sin(\omega t) = \sqrt{3} U_\beta = \bar{U}_{ab} \\ U_{ref2} = \sqrt{3} |U_r| \sin(\omega t + \frac{2}{3}\pi) = \frac{-\sqrt{3}U_\beta + 3U_\alpha}{2} = \bar{U}_{ab} \\ U_{ref3} = \sqrt{3} |U_r| \sin(\omega t - \frac{2}{3}\pi) = \frac{-\sqrt{3}U_\beta - 3U_\alpha}{2} = \bar{U}_{ca} \end{cases} \quad (11)$$

当:

$$\begin{cases} U_{ref1} > 0 \rightarrow a = 1, U_{ref1} < 0 \rightarrow a = 0 \\ U_{ref2} > 0 \rightarrow b = 1, U_{ref2} < 0 \rightarrow b = 0 \\ U_{ref3} > 0 \rightarrow c = 1, U_{ref3} < 0 \rightarrow c = 0 \end{cases} \quad (12)$$

令: $N = 4c + 2b + a$

可得各扇区 S_n 与 N 之间的关系,如表 1 所示。

表 1 扇区 S_n 与 N 之间的关系

S_n	I	II	III	IV	V	VI
N	3	1	5	4	6	2

在比较器为低有效时,其扇区选择的具体物理意义如图 4 所示。

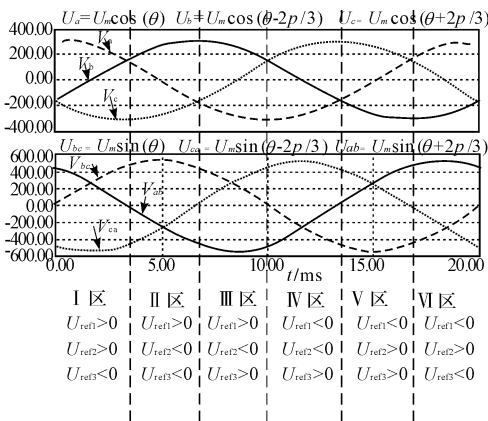


图 4 扇区分布示意图(低电平有效)

4.2 根据扇区分配矢量的作用时间 T_1 和 T_2

本研究将上文对各个扇区内矢量作用时间的情况,做3/2变换到静止 $\alpha - \beta$ 二相坐标系下,用 U_α, U_β 来表示以上各式,就得到计算导通时间的公用计算公式为:

$$\begin{cases} X = \frac{\sqrt{3}T_s}{V_d} V_\beta \\ Y = \frac{3T_s}{2V_d} V_\alpha - \frac{\sqrt{3}T_s}{2V_d} V_\beta \\ Z = -\frac{3T_s}{2V_d} V_\alpha - \frac{\sqrt{3}T_s}{2V_d} V_\beta \end{cases} \quad (13)$$

扇区 I 的 PWM 脉冲电平如图 6 所示,对应于不同的扇区,矢量作用时间的选取如表 2 所示。对 T_1, T_2 赋值后,还要对其进行饱和判断,若 $T_1 + T_2 > T_s$,取 $T_1 = T_1 \cdot T_s / (T_1 + T_2), T_2 = T_2 \cdot T_s / (T_1 + T_2)$ 。

表 2 相邻电压矢量的作用时间

S_n	I	II	III	IV	V	VI
T_1	X	-Z	Z	-Y	Y	-X
T_2	Y	-Y	X	-X	Z	-Z

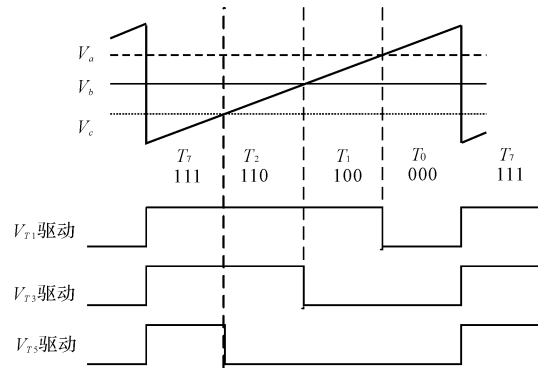


图 5 扇区 I 的 PWM 脉冲电平(低电平有效)

3.3 确定比较器切换点

令:

$$\begin{cases} T_a = \frac{T_s + T_1 + T_2}{2} \\ T_b = \frac{T_s - T_1 + T_2}{2} \\ T_c = \frac{T_s - T_1 - T_2}{2} \end{cases} \quad (14)$$

从而可得到不同扇区与比较器的切换点 $T_{cm1}, T_{cm2}, T_{cm3}$ 之间的对应关系(如表 3 所示)。

表 3 矢量比较器的切换点(低电平有效)

S_n	I	II	III	IV	V	VI
T_{cm1}	T_a	T_b	T_c	T_c	T_b	T_a
T_{cm2}	T_b	T_a	T_a	T_b	T_c	T_c
T_{cm3}	T_c	T_c	T_b	T_a	T_a	T_b

当比较器为高电平时,以扇区 I 为例,此时 PWM 脉冲电平如图 7 所示,A、B、C 三相电发生了变化,引发扇区发生了变化,如图 8 所示,对应的比较器切换点也发生了变化,如式(15)所示:

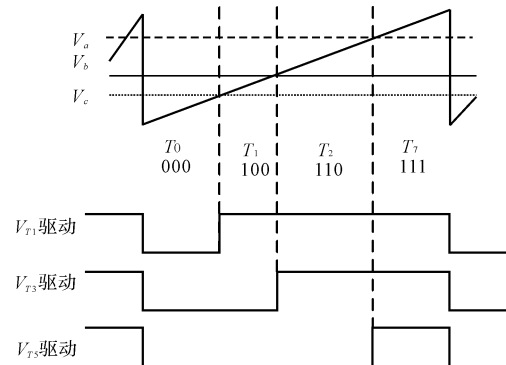


图 7 扇区 I 的 PWM 脉冲电平(高电平有效)

(下转第 1245 页)

SDRAM 具有较高的存储密度和访问速率,在 PC 和服务端系统中已经有广泛的应用。但是作为一种动态存储器,DDR2 通常需要使用控制器以解决复杂的内部控制,难以在嵌入式系统中直接应用。

本研究通过对 DDR2 技术标准和调度策略的分析,充分利用 DDR2 的并发访问特性,设计了一个具有低访问延迟特性的 DDR2 控制器,并在此基础上实现了一个同步 FIFO 接口。该设计在 FPGA 器件中通过了功能验证,测试结果表明,该设计具有与基于 SRAM 的传统 FIFO 器件一致的接口时序,数据率较高,宽度和深度可根据 DDR2 颗粒配置。

参考文献 (References):

[1] LIN W F, REINHARDT S K, BURGER D. Reducing DRAM Latencies with an Integrated Memory Hierarchy Design [C]//Proceedings of the 7th International Symposium on High-Performance Computer Architecture. Monterrey: [s. n.], 2001:301-312.

[2] 徐欣,周舟,李楠,等.基于 DDR2 SDRAM 的高速大容量异步 FIFO 的设计与实现[J].中国测试,2009,35(6):34-36.

[3] 孙红胜,岳春生.用 DRAM、FPGA 实现大容量 FIFO 存储器[J].信息工程大学学报,1997,16(3):38-40.

[4] 刘少华,陈明义.一种高性能 DDR2 控制器的设计与实现[J].信息技术,2009,9(1):95-97.

[5] 夏军,庞征斌,李小芳,等.一种高性能 DDR2 控制器的设计与实现[J].计算机工程与科学,2010,32(7):62-63.

[6] JEDEC Solid State Technology Association. DDR2 SDRAM Specification[EB/OL]. [2011-04-01]. http://www.jedec.org/sites/default/files/docs/JESD79-2f.pdf.

[7] 朱炜,刘新宁.DDR SDRAM 控制器的设计与实现[J].电子器件,2009,32(3):592-595.

[8] 周亮,王娟,胡畅华,等.基于 Verilog HDL 的 DDR2 SDRAM 控制器设计[J].合肥工业大学学报:自然科学版,2010,33(8):1253-1255.

[9] 邓耀华,刘桂雄,吴黎明.高速 SDRAM 控制器的嵌入式设计[J].计算机工程,2010,36(16):216-218.

[编辑:李辉]

(上接第 1233 页)

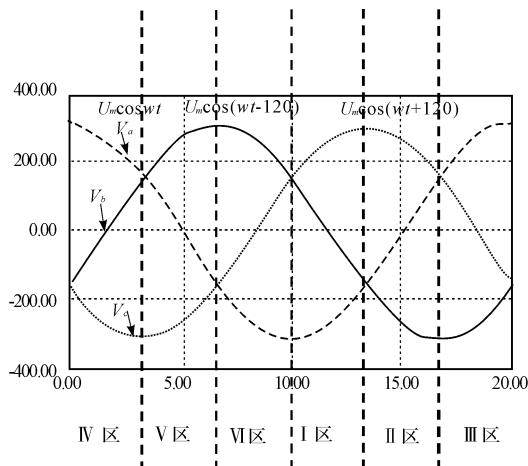


图 8 扇区分布示意图(高电平有效)

$$\begin{cases} T_a = \frac{T_s - T_1 - T_2}{2} \\ T_b = \frac{T_s + T_1 - T_2}{2} \\ T_c = \frac{T_s + T_1 + T_2}{2} \end{cases} \quad (15)$$

4 结束语

SVPWM 控制技术将逆变器和电机作为一个整体考虑,模型构造简单且容易数字化实现。与普通 SPWM 调制相比谐波分量小,电压利用率高。笔者详细分析了 SVPWM 控制技术的工作原理,对矢量作用时

间的求解进行了归类。以单增锯齿波为例,针对比较器中高、低电平有效的不同,指出扇区选择与切换点之间的不同,由分析可知,当改变比较器中电平有效状态时,扇区与切换点也跟随着发生了相应的变化。

参考文献 (References):

[1] BROEK H W V, SKUDELY H C, STRANKE G V. Analysis and realization of a pulse width modulator based on voltage space vector[J]. **IEEE Transactions on Industry Applications**, 1988, 24(1):142-150.

[2] HAVA A M, KERKMAN R J. Simple analytical and graphical methods for carrier-based PWM-VSI drives[J]. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 1999, 14(1):49-61.

[3] ZHOU Ke-liang, WANG Dan-wei. Relationship between space-vector modulation and three-phase carrier-based PWM: a comprehensive analysis[J]. **IEEE Transactions on Industry Application**, 2002, 49(1):186-196.

[4] BLASKO V. Analysis of a hybrid PWM based on modified space-vector and triangle-comparison methods[J]. **IEEE Transactions on Industry Applications**, 1997, 33(3):756-764.

[5] 侯利民,李洪珠,王巍.空间电压脉宽调制 SVPWM 的原理及 DSP 的实现[J].辽宁工程技术大学学报,2007,26(6):898-900.

[6] 李峰,孙力,催乃政,等.空间矢量脉宽调制方法的研究[J].中国电机工程学报,2001,21(5):79-83.

[7] 李华,任永峰,安中全.简单快速 SVPWM 算法在网侧 PWM 变换器中的应用[J].电力科学与工程,2009,25(1):1-4.

[编辑:李辉]