

SVPWM 算法研究与试验应用*

李德菊¹, 何志琴¹, 王洪礼¹, 刘小方²

(1. 贵州大学 电气工程学院, 贵州 贵阳 550025; 2. 厦门大学 电子科学系, 福建 厦门 361005)

摘要: 本文详细分析了 SVPWM 控制算法并对该算法进行改进, 且还深入的研究了 SVPWM 处在过调制时应采取的措施, 最后在 MATLAB/Simulink 对该算法进行验证, 仿真不但验证了算法的正确性, 结果表明, 利用 SVPWM 控制技术, 不仅提高了直流电压的利用率, 还减小了相电流的谐波含量。

关键词: SVPWM 过调制 MATLAB/Simulink 谐波

中图分类号: TP391.8 **文献标识码:** A **文章编号:** 1002-6886(2013)03-0054-05

Study on SVPWM Algorithm and it's Applications

LI Deju HE Zhiqin WANG Hongli LIU Xiaofang

Abstract: This paper analyzed the SVPWM algorithm in detail and raised the improvement for it, meanwhile, it stated the proper measurement which should be adopt while the SVPWM is in over modulation. The algorithm was verified in MATLAB / Simulink, and the simulation showed it is correct. With the SVPWM control algorithm, It not only improved the DC voltage utilization, but also decreased the harmonic percentage of the phase current.

Key words: SVPWM; over modulation; MATLAB/Simulink; harmonic

0 引言

由于电压型逆变器的广泛应用, PWM 控制技术在用于交流电动机驱动的各种变频器中使用最为广泛。在交流电动机的驱动中, 最终目的并不是使电源输出的电压为正弦波, 而是使电动机的磁链成为圆形的旋转磁场, 从而使电动机产生恒定的电磁转矩, 因此 SVPWM 控制技术在电动机的驱动中得到了广泛的应用, 它相对于 SPWM 来说, 具有直流电压利用率高, 开关损耗低, 调制方法便于数学实现以及谐波抑制效果好等优点。然而, 针对 SVPWM 算法复杂, 计算困难等缺陷, 本文详细的研究了 SVPWM 算法, 并提出了一些改进, 该算法在 MATLAB/Simulink 进行了仿真验证, 仿真和实验结果验证了该算法的正确性。

1 SVPWM 算法研究

1.1 SVPWM 原理

SVPWM 的基本思想是在逆变器的一个开关周期内通过对基本电压矢量加以组合, 使其组合值与给定电压矢量相等。即通过逆变器的不同开关状态

所产生的实际磁通去逼近理想磁通圆, 并由两者的比较结果来决定逆变器的开关状态, 从而形成 PWM 波形。逆变电路如图 1 所示。

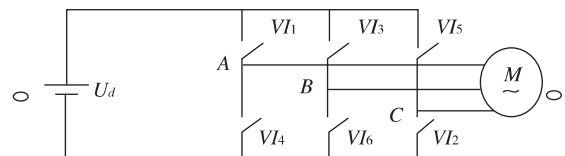


图1 三相桥式逆变电路

设直流母线侧电压为 U_d , 逆变器输出的三相相电压为 U_A, U_B, U_C , 大小则随时间按正弦规律变化, 时间相位互差 120° , 则有:

$$\begin{cases} U_A(t) = U_m \cos(\theta) \\ U_B(t) = U_m \cos(\theta - 2\pi/3) \\ U_C(t) = U_m \cos(\theta + 2\pi/3) \end{cases}$$

$$U(t) = U_A(t) + U_B(t) e^{j2\pi/3} + U_C(t) e^{j4\pi/3} = \frac{3}{2} U_m e^{j\theta}$$

其中: $\theta = 2\pi ft$, $U(t)$ 为三相合成电压空间矢量。从 $U(t)$ 的表达式可以看出 $U(t)$ 是一个幅值为 $1.5U_m$, 以角速度 $\omega = 2\pi f$ 按逆时针方向速旋转的空间矢量。

由于逆变器三相桥臂共有 6 个开关管,为了研究各相上下桥臂不同开关组合时逆变器输出的空间电压矢量,特定义开关函数 $S_x(x = A, B, C)$ 为:

$$S_x = \begin{cases} 1 & \text{上桥臂导通} \\ 0 & \text{下桥臂导通} \end{cases} \quad \text{则有:}$$

$$\begin{cases} U_A = \frac{1}{3}(U_{AB} - U_{CA}) = \frac{1}{3}U_d(2S_A - S_B - S_C) \\ U_B = \frac{1}{3}(U_{BC} - U_{AB}) = \frac{1}{3}U_d(-S_A + 2S_B - S_C) \\ U_C = \frac{1}{3}(U_{CA} - U_{BC}) = \frac{1}{3}U_d(-S_A - S_B + 2S_C) \end{cases}$$

由相电压 $U_A + U_B + U_C = 0$,再结合上式有:

$$\begin{cases} U_{AB} = U_d(S_A - S_B) \\ U_{BC} = U_d(S_B - S_C) \\ U_{CA} = U_d(S_C - S_A) \end{cases}$$

令 $a = ej120^\circ, \mu_2 = ej240^\circ$,则合成电压空间矢量为:

$$U_s = U_A + aU_B + a^2U_C = U_d(S_A + aS_B + a^2S_C)$$

从上式可以看出,当开关状态 SX 取不同值的时候,可以得到 8 个基本电压空间矢量,其中在空间上互差 60 度的 6 个幅值为 U_d 的非零矢量和 2 个零矢量(开关状态函数同为 0 或 1 时),因 U_s 输出的幅值为 $1.5 U_m$,为了直观地表示输出电压 U_m 的值,可以取 U_s 的幅值为 $2U_d/3$,如图 2 所示。

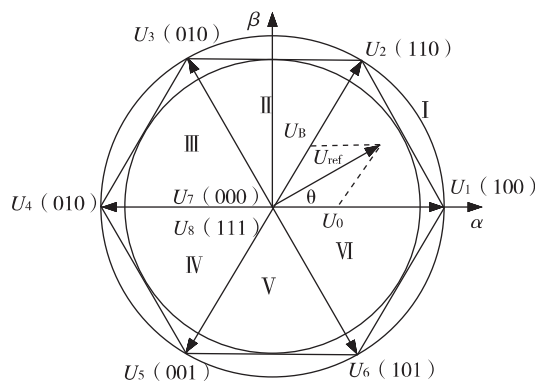


图2 电压空间矢量图

1.2 基本电压作用时间计算

1.2.1 传统算法

今假设欲合成的电压向量 U_{ref} 在第 I 区的位置,如图 2 所示,令 U_{ref} 和 U_1 间的夹角是 θ , T_1 和 T_2 分别代表 U_1 和 U_2 作用的时间, T_s 表示换相周期,而零电压向量所分配的时间为:

$$T_7 = T_0 = (T_s - T_1 - T_2) / 2$$

则有:

$$\begin{cases} |U_{ref}| \cos\theta = \frac{T_1}{T_s} |U_1| + \frac{T_2}{T_s} |U_2| \cos \frac{\pi}{3} \\ |U_{ref}| \sin\theta = \frac{T_2}{T_s} |U_2| \sin \frac{\pi}{3} \end{cases}$$

因为:

$$|U_1| = |U_2| = 2U_d/3$$

$$m = \sqrt{3} |U_{ref}| / U_d$$

称为 SVPWM 调制系数(调制比),所以可以得到各矢量的作用时间为:

$$\begin{cases} t_1 = m \frac{T_s}{3} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \\ t_2 = m \frac{T_s}{3} \sin(\theta) \end{cases}$$

同理可推导出参考电压在其它扇区的作用时间。

1.2.2 改进的算法

在传统 SVPWM 算法中用到了空间角度及三角函数,使得直接计算基本电压矢量作用时间变得十分困难。实际上,只要充分利用 U_α 和 U_β 就可以使计算大为简化。将旋转电压矢量从 A - B - C 坐标系经过 CLARKE 变化到 $\alpha - \beta$ 静止坐标系成为两相正交的矢量,如图 2,当 U_{ref} 处在第一扇区时,正好有:

$$\begin{cases} U_\alpha = |U_{ref}| \cos\theta = \frac{T_1}{T_s} |U_1| + \frac{T_2}{T_s} |U_2| \cos(60^\circ) \\ U_\beta = |U_{ref}| \sin\theta = \frac{T_2}{T_s} |U_2| \sin(60^\circ) \end{cases}$$

由此可以得出这个周期内这两个基本电压的持续时间为:

$$t_1 = \frac{T_1}{T_s} = \sqrt{3}(\sqrt{3}U_\alpha - U_\beta) / (2U_d) = Z$$

$$t_2 = \frac{T_2}{T_s} = \sqrt{3}U_\beta / (U_d) = X$$

同样当 U_{ref} 处于第二扇区时, U_3 和 U_2 持续的时间比分别是:

$$t_1 = \frac{T_1}{T_s} = \sqrt{3}(-\sqrt{3}U_\alpha + U_\beta) / (2U_d) = -Z$$

$$t_2 = \frac{T_2}{T_s} = \sqrt{3}(\sqrt{3}U_\alpha + U_\beta) / (2U_d) = Y$$

同样方法可以判断 U_{ref} 处于其它扇区时的持续时间,如表 1 所列。

表 1 扇区基本矢量作用时间分布表

sector	I	II	III	IV	V	VI
t_1	Z	-Z	X	-X	-Y	Y
t_2	X	Y	Y	-Z	Z	-X

1.3 扇区选择

扇区选择可以通过 CLARKE 逆变换求得:

$$\begin{cases} U_{A1} = U_{\beta} \\ U_{B1} = (-U_{\beta} + \sqrt{3}U_{\alpha})/2 \\ U_{C1} = (-U_{\beta} - \sqrt{3}U_{\alpha})/2 \end{cases}$$

其中 U_{A1}, U_{B1}, U_{C1} 为归一化处理的三相电压。

令 $U_{\alpha} = \sin\omega t, U_{\beta} = \cos\omega t$

则 $U_{A1} = \cos\omega t,$

$U_{B1} = \cos(\omega t - 120)$

$U_{C1} = \cos(\omega t + 120)$

通过观察它们在坐标上的关系即可得出扇区的关系式: 如果 $U_{A1} > 0$, 则 $A = 1$, 否则 $A = 0$; 如果 $U_{B1} > 0$ 则 $B = 1$, 否则 $B = 0$; 如果 $U_{C1} > 0$, 则 $C = 1$, 否则 $C = 0$; 因此, 扇区可以同 sector 定义, 令:

$$N = 4C + 2B + A$$

则值与扇区对应关系如表 2。

表 2 扇区选择列表

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

采用上述方法, 只需经过简单的加减及逻辑运算即可确定所在的扇区。

1.4 过调制采取的措施

采用传统的 SPWM 调制时, 最大输出相电压幅值为 $U_d/2$; 采用 SVPWM 调制时, 最大输出相电压幅值为 $U_d/\sqrt{3}$, 直流电压利用率比为:

$$\frac{1}{\sqrt{3}}U_d / \frac{1}{2}U_d = 1.1547$$

即 SVPWM 法比 SPWM 法的直流电压利用率提高了 15.47%。当合成电压矢量端点落在正六边形的内切圆内时, 不发生调制, 当在它内切圆与外接圆之间时, 已发生过调制, 输出电压将发生失真, 必须采取过调制处理, 设每个扇区中先发生的矢量作用时间为 T_x , 后发生的为 T_y , 过调制时采取措施后的时间为 T_x', T_y' , 当 $T_x + T_y \leq T_s$ 时, 不发生调制; 当 $T_x + T_y > T_s$ 时, 矢量端点超出正六边形, 发生过调制, 此时可取作用的时间为:

$$\begin{cases} T_x' = T_s T_x / (T_x + T_y); T_y' = T_s T_y / (T_x + T_y) \\ T_0 = T_7 = 0 \end{cases}$$

按照上述过程, 就能得到每个扇区相邻两电压

空间矢量和零电压矢量的作用时间。

2 仿真验证

本文采用 MATLAB/Simulink 仿真软件对 SVPWM 以及改进的算法进行验证, 仿真参数为: 载波频率为 50 Hz, 幅值为 200 V, 逆变器的开关频率为 2 kHz, 直流侧电压 $U_d = 530$ V, 仿真结果如下:

通过仿真图形, 验证了 SVPWM 改进算法的正确性和有效性, 对比图 3 和图 4, 可以看出图 4 相电流波形的光滑度没有图 3 效果好, 即验证了 SVPWM 算法对于谐波的抑制度比 SPWM 算法好些, SVPWM 的电流波形更接近于理想正弦波。

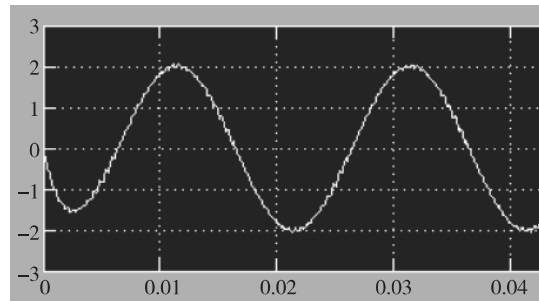


图3 采用SVPWM算法的A相电流波形

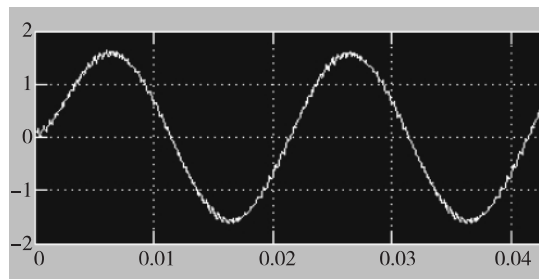


图4 SPWM算法的A相电流波形

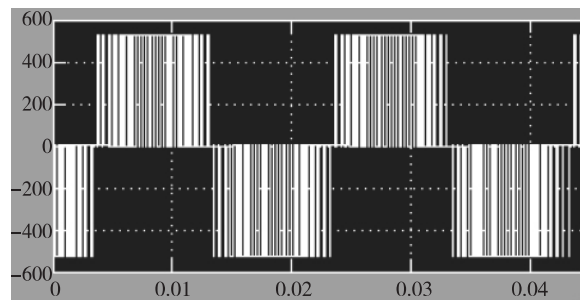


图5 采用SVPWM算法的线电压U_{AB}电压波形

(下转第 60 页)

了内转子斜槽对深槽异步鼠笼式磁力联轴器的齿槽转矩和输出转矩的影响。采用内转子斜槽结构可以大大降低齿槽转矩,对于符合条件的斜槽角度,数值越大齿槽转矩越小,同时内转子采用斜槽势必会引起输出转矩的下降。据此,可以对深槽异步鼠笼式磁力联轴器进行结构优化,使斜槽对输出转矩的影响降到最小——使深槽鼠笼式异步磁力联轴器的整体性能得到了大大地提高。本文的研究为同类型磁力联轴器的斜槽设计提供了理论依据。

参考文献

- [1] 赵海森,刘晓芳,罗应立,陈伟华. 转子斜槽及不同槽斜度对鼠笼式异步电机损耗影响的时步有限元分析[J]. 《中国科学》杂志社, 2011: 41(10): 1 380-1 387
- [2] 卢琴芬,叶云岳. 基于场路结合模型的深槽式单相直线感应电机特性研究[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(18): 89-93

- [3] 杨超君,芦玉根,李志宝,胡友,管春松. 深槽鼠笼异步磁力联轴器瞬态气隙磁场有限元分析[J]. 江苏大学学报, 2012, 33(2): 1 671-7 775
- [4] 张琛. 直流无刷电动机原理与应用[M]. 北京: 机械工业出版社, 1996
- [5] Z. Q. Zhu, D. Howe. Influence of Design Parameters on Cogging Torque in Permanent Magnet Machines [J]. IEEE Transactions, 2000, 4(15): 407 - 412
- [6] 赵博,张洪亮. Ansoft 12 在工程电磁场中的应用[M]. 北京: 中国水利出版社, 2010
- [7] 杨超君,郑武,李直腾,李志宝,蒋生发. 可调速异步盘式磁力联轴器性能参数计算[J]. 中国机械工程学报, 2011, 22(5): 1 671-7 775

作者简介: 田杰(1968-),男,博士,合肥工业大学教授,硕士生导师。

张进(1988-),男,合肥工业大学硕士研究生。

收稿日期: 2013-3-20

(上接第56页)

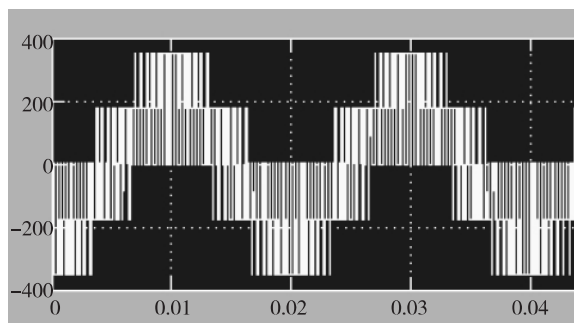


图6 采用SVPWM算法的A相电压波形

3 结论

针对 SVPWM 算法复杂,计算困难,本文深入的分析了 SVPWM 算法以及处在过调制时应采取的措施,也给出了利用 SVPWM 算法时直流电压利用率高的原因,并对传统的算法进行了一些改进,使得算法简单,易于数字化实现,最后通过 MATLAB/Simulink 建模不仅验证了算法的正确性和有效性,还验证了当采用 SVPWM 调制时,能有效的减小电流谐波含量。

参考文献

- [1] 王成元,夏加宽等. 电机现代控制技术. 2006
- [2] 吕进,张建文. SVPWM 过调制算法的理论分析与实验应用. 电气传动, 2011 年
- [3] 刘嫣. 一种改进的 SVPWM 算法研究. 计算机仿真, 2010
- [4] Bimal K. Bose. Modern Power Electronics and AC Drives. Prentice Hall Publishers, 2001
- [5] J. Holtz. Pulse Width Modulation for Electronic Power Conversion. Proc. IEEE, vol. 82, pp. 1194 Aug. 1994
- [6] J Little. Recognizing People by the Gait the Shape of Motion [J]. Journal of Computer Vision Research, 1998

基金项目: 贵州省基金项目,风光互补发电系统的效率优化控制关键技术研究。

作者简介: 李德菊,女,汉族,贵州黔南人,硕士,研究方向:控制理论与控制工程。

收稿日期: 2013-3-13