

基于 SVPWM 的变频系统分析设计

张珍敏, 赵军红, 吕永庆
(第二炮兵工程学院, 陕西 西安 710025)

摘要: 介绍了空间电压矢量脉宽调制 (SVPWM) 变频的基本原理及实现方法。详细分析了电压矢量与磁链矢量之间的内在联系。利用 MATLAB/Simulink 实现了对该系统的仿真。仿真结果表明, 该系统具有直流电压利用率高, 开关损耗小, 转矩脉动小等优点。最后介绍了以 TMS320LF2407 为控制核心的硬件实现方法。

关键词: 变频; 空间电压矢量; 开关损耗

中图分类号: TM921.51 **文献标识码:** A **文章编号:** 1673-6540(2009)08-0059-04

Design of Variable Frequency System Based on SVPWM

ZHANG Zhen-min, ZHAO Jun-hong, LV Yong-qing
(The Second Artillery Engineering College, Xi'an 710025, China)

Abstract: The theory and the realization of space vector PWM is introduced. The relationship between space vector and flux vector is elaborated. The simulation testing is carried out through MATLAB/SIMULINK. The experimental result presents that the system has achieved a higher capability, with the virtue of and full use of DC voltage, low switching loss and pulsatile torsion. Based on DSP controller TMS320LF2407, the method of design hardware system is introduced at last.

Key words: variable frequency; space voltage vector; switching loss

0 引言

正弦脉宽调制 (SPWM) 已经广泛应用于生活生产的各个领域, 但是由于其直流电压利用率不高, 应用受到限制。空间电压矢量脉宽调制 (SVPWM) 与 SPWM 不同, 三相 SPWM 是从电源的角度出发, 着眼于如何生成一个可以调频调压的三相正弦波电源; SVPWM 则是从电动机的角度出发, 将电源与电机看作一个整体, 着眼于如何使电机获得幅值恒定的圆形磁场。它以三相正弦波电压供电时的三相对称电动机定子的理想磁链圆为基准, 由三相逆变器不同开关模式所形成的实际磁链矢量来追踪基准磁链圆, 在追踪过程中, 逆变器的开关模式作适当切换, 从而使输出电压形成脉宽调制 (PWM) 波^[1]。本文基于该方法实现了对该系统的仿真, 该方法能够很方便地实现不同频率下 SVPWM 波的生成, 控制方法简单, 易于编程和数字实现。

1 SVPWM 及磁链跟踪基本原理

设电机定子绕组三相电压输入为:

$$\begin{bmatrix} U_u \\ U_v \\ U_w \end{bmatrix} = \sqrt{2}U_\phi \begin{bmatrix} \cos \omega t \\ \cos \left(\omega t - \frac{2}{3} \right) \\ \cos \left(\omega t + \frac{2}{3} \right) \end{bmatrix} \quad (1)$$

根据磁动势和功率守恒原则, 将三相电压由三相静止坐标系转换到二相静止的 $\alpha - \beta$ 坐标系中, 得到:

$$\begin{bmatrix} U \\ U \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & \sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_u \\ U_v \\ U_w \end{bmatrix} \quad (2)$$

将式 (1) 带入式 (2), 整理后可得:

$$u_s(t) = \sqrt{3}U_\phi e^{j\omega t} \quad (3)$$

式中: U_ϕ 为相电压有效值。可以看出, 对于三相正弦交流电压矢量是一个以 ω 为电气角速度旋转的空间矢量, 矢量端点的轨迹是一个圆。在式

(1)对称电压作用下,忽略定子绕组的电阻不计,则电机定子各相磁链值可以由式(3)积分得到:

$$= u_s(t) dt \quad (4)$$

整理后得:

$$= \sqrt{3}U_\phi / e^{j(\omega t - \pi/2)} \quad (5)$$

式中: ω 为电源角频率。可见,当压频比为 $U_\phi /$ 常数时,磁链是一个与空间电压矢量同角速度,相位滞后 90° 的旋转矢量,矢量端点轨迹是半径为 $\sqrt{3}U_\phi /$ 的圆^[2]。以此为基准圆,可以实现磁链追踪控制。在计算给定电压矢量时保持磁链圆的半径不变即可保持磁通幅值不变,所以空间电压矢量控制、定子磁链跟踪控制仍然是 v/f 控制。

2 系统控制原理及实现

2.1 基本空间电压矢量及扇区分配

U_a, U_b, U_c 是逆变器的电压输出,六个功率管状态用 a, a, b, b, c, c 表示。当上半部分的一个功率管开通时,下半部分的功率管被关闭,则功率管共有八种组合,如图 1 所示。

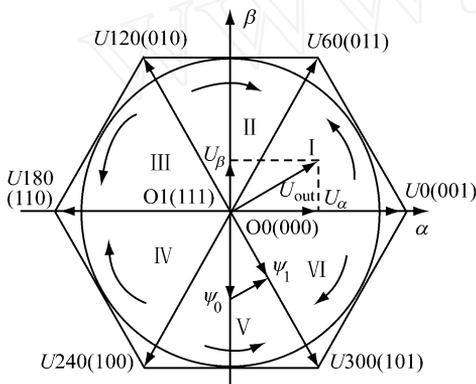


图 1 基本空间电压矢量

$$\begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} U_{dc} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (6)$$

用 Park 矢量对三个相电压进行合成,得到在 α - β 坐标系中对应分量为:

$$\begin{bmatrix} U_s \\ U_s \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix} \quad (7)$$

U_s, U_s 为基本空间电压矢量的 α 、 β 轴分量,每个基本空间电压矢量与恰当的功率开关组合相

对应。其幅值为 $\sqrt{2/3}U_{dc}$ 。例如,当 $(c b a) = (0 0 1)$ 时,表示此时空间矢量为 U_0 ,如图 1 所示。SVPWM 的目的是:通过与基本空间矢量对应的开关状态组合,得到一个定子参考电压向量 U_{out} 。参考电压向量用其 α 、 β 轴分量 U_α, U_β 表示。关键在于如何确定给定电压矢量和如何跟踪参考电压矢量。

2.2 参考空间电压矢量的确定

给定参考电压矢量与磁链矢量的关系为:

$$\psi_1 = \psi_0 + U_{out} \times t \quad (8)$$

设电机转速为 n , r/min, 磁场同步转速 $n_s = 2np/60$, 将磁链圆分为 $6N$ 等份,即将每个扇区分为 N 等份,那么每一份磁链转过的周期为 $T = 2\pi / (\omega \times 6N)$ 。

设 U_{out} 与 α 轴夹角为 θ ,则由几何运算得到:

$$U_{out} = |\psi_1 - \psi_0| / T = U_0 \sin(\pi/2N) / (f_0 T) \quad (9)$$

式中: U_0, f_0 分别表示额定状态下的定子线电压有效值和频率。只需要判断出 θ , 就可以得到给定的电压矢量,而 T 完全由载波频率确定:

$$T = 2\pi / (6N\omega) \quad (10)$$

考虑到载波频率远大于调制波频率,即:

$\sin(\pi/2N)$ 与 $\pi/2N$ 近似相等,由此得到参考电压 U_{out} 的计算公式为:

$$U_{out} = U_0 f / f_0 \quad (11)$$

式中: f 为输入的指令频率; U_0, f_0 表示额定线电压和额定频率。式(11)进一步表明, SVPWM 的实质是恒压频比控制。 U_{out} 的相位可由 θ 积分得到,在数字系统中很容易实现。在低频部分由于定子电阻不可忽略的缘故,应该适当补偿给定电压;在额定频率以上时,应该保持参考电压矢量幅值不变,只改变矢量的作用时间 T 。实质上是减小了磁通,处于弱磁升速状态。

在线性调制区域,给定电压矢量的轨迹为正六边形的边,而这种情况下输出转矩脉动较大,为了避免这种情况,应该使给定电压矢量的最大幅值不超过正六边形的内接圆。即 $U_{out} \leq U_{dc} / \sqrt{3}$ 。当参考电压矢量幅值取最大时,对应输出线电压峰值为 U_{dc} 。当给定频率大于额定频率时,就使给定电压幅值固定在额定电压位置,所以只要电机定子绕组的额定线电压小于或等于电网侧的输

入线电压,即可使系统稳定工作在线性调制区域^[3]。

2.3 基本空间电压矢量作用时间计算

U_{out} 的相位可由积分得到,在数字系统中很容易实现。判断出给定电压矢量所在的扇区,即可用两个相邻的基本空间矢量来合成。以第一扇区为例,如图 2所示。

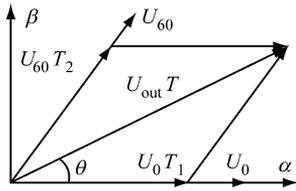


图 2 矢量时间分配图

$$\begin{cases} T = T_1 + T_2 + T_0 \\ U_{out} T = T_1 U_0 + T_2 U_{60} \end{cases} \quad (12)$$

式中: T_1, T_2 ——分别为在周期时间 T 中先后作用的基本空间矢量各自的作用时间;

T_0 ——零矢量的作用时间。

利用参考电压矢量的 $\alpha - \beta$ 坐标系分量来计算基本电压矢量的作用时间。

$$\begin{cases} U T = T_2 / U_{60} / \sin 60^\circ \\ U T = T_1 / U_0 / + T_2 / U_{60} / \cos 60^\circ \end{cases} \quad (13)$$

计算得到:

$$T_1 = (3/2U - \sqrt{3}/2U) T/U_{dc} \quad (14)$$

$$T_2 = \sqrt{3}U T/U_{dc} \quad (15)$$

其他扇区计算方法相同。考虑到为了降低开关损耗,在扇区过渡时也应该只有一组开关切换,故不同扇区矢量的作用顺序应作相应改变。作用顺序如图 1所示。

T_1 始终表示先作用的矢量在每一个载波周期的作用时间^[4],可以方便地实现各基本矢量作用时间的计算。用此方法还可根据 $U、U$ 的大小和方向方便地判断出电压矢量所处扇区。

为了降低开关损耗,在扇区过渡时应只有一组开关切换,故不同扇区矢量的作用顺序应作相应改变,如图 1 箭头所示。为避免频率指令或负载突变造成冲击电流,程序设计中设置了频率变化步长 F_{step} ,对频率的变化量进行限幅处理,每一个载波周期执行一次 A/D 采样,使频率平稳过

渡,同时滤除了各种干扰可能带来的扰动。算法流程如图 3所示。

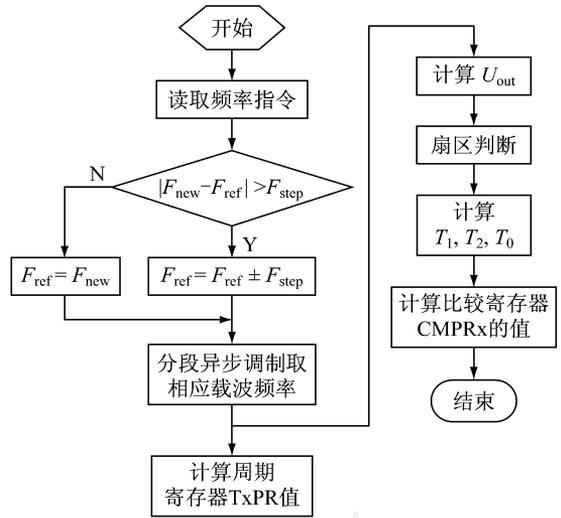


图 3 算法流程图

3 仿真与试验分析

3.1 仿真分析

仿真步骤如下:根据给定频率产生参考电压(本文直接采用给定的三相电压合成);将给定电压矢量用 Park 矢量合成并转换到 $\alpha - \beta$ 坐标系;判断电压矢量所在扇区;计算扇区内两个矢量的作用时间 T_1, T_2 ;计算扇区各相对应的导通时间 T_a, T_b, T_c ;根据各相的导通时间与三角波相比较得到三相的控制脉冲信号。

电机采用两极三相笼型异步电机,额定功率 3.73 kW,额定电压 380 V,定子电阻 1.115 Ω ,电感 5.974 mH;转子电阻 1.083 Ω ,电感 5.974 mH。给定频率 50 Hz,给定直流母线电压 537 V,载波周期取 $T_s = 2 \times 10^{-4}$ s,负载转矩 11.9 N·m。

对定子线电压进行滤波,得到其基波幅值约为 380 V。扇区变化如图 4所示,此时电机正转。A、B、C 相开关导通时间变化如图 5所示。

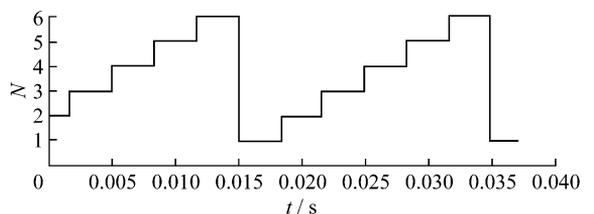


图 4 扇区变化

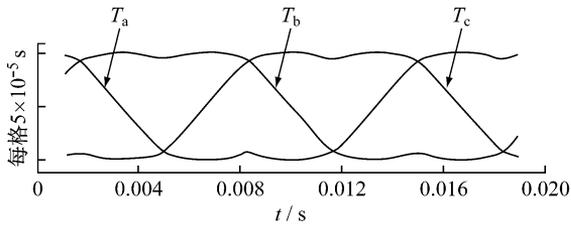


图 5 三相开关时刻

逆变桥 A 相控制脉冲, 电机定子绕组线电压及相电流如图 6 所示。对稳态的电机定子相电流进行频谱分析, 可以看出在载波比为 100 时谐波含量已经非常小, 如图 7 所示。

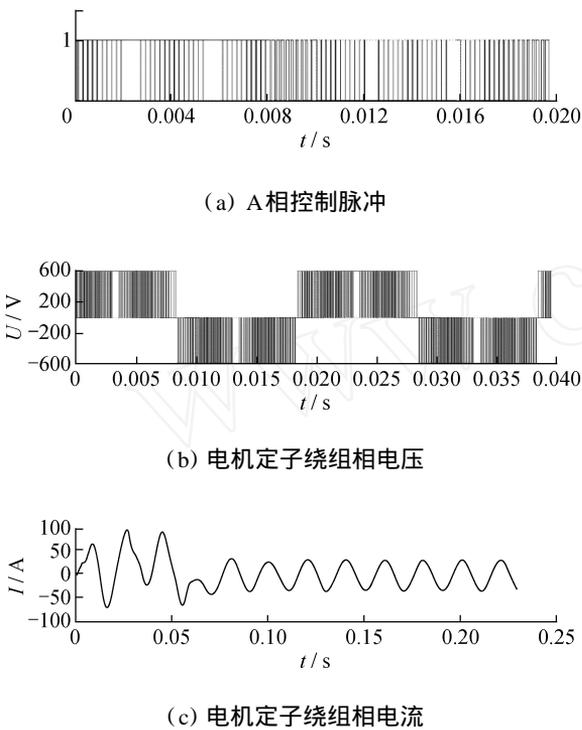


图 6 仿真结果

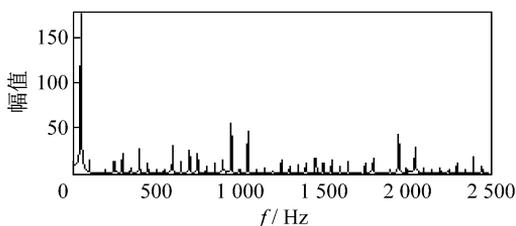


图 7 定子电流谐波分析

核心, 各个参数的计算通过软件完成, 过程中将计算得到的每个载波周期各相的占空比装载到比较寄存器 $CMPR_x$ 中, 将 T_s 装载到通用定时器的周期寄存器 $TxPR$ 中, 采用增减计数模式, 每次发生比较匹配时执行比较中断, 输出相应的控制脉冲。周期匹配时执行 A/D 中断程序, 采样给定的频率值, 并通过计算得到新的周期值和比较值^[5]。整个过程中数字信号处理器计算所消耗的时间远小于载波周期, 可以保证在新的载波周期开始时已完成新参数计算, 完全满足实时要求。

4 结 语

仿真结果表明, 基于空间电压矢量的变频调速系统输出电流正弦性好, 模型简单。与传统 SPWM 相比有直流电压利用率高, 开关损耗小的优点。本文所设计的系统实现了对定子磁链的有效跟踪, 扇区判断准确。对频率的变化进行软件限幅处理, 有效抑制了冲击电流, 计算方法简单, 易于编程控制和数字实现。

【参考文献】

- [1] 刘和平, 邓力, 江渝, 等. DSP 原理及电机控制应用 [M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2006.
- [2] 吴守箴, 臧英杰. 电气传动的脉宽调制技术 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2004.
- [3] 陈常青. 基于 SVPWM 技术的感应电机变频调速系统研究 [D]. 南京: 南京航空航天大学硕士学位论文, 2004.
- [4] 邓鹏毅. 交流感应电机 SVPWM 变频调速系统研究 [D]. 北京: 电子科技大学硕士学位论文, 2005.
- [5] 杜志勇, 王鲜芳. 基于 DSP 的感应电动机 SVPWM 矢量控制调速系统 [J]. 电力电子技术, 2007, 41 (9): 26-28.
- [6] 王树. 变频调速系统设计与应用 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2005.
- [7] 洪乃刚. 电力电子和电力拖动控制系统的 MATLAB 仿真 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2006.
- [8] Holmes D G, Lipo T A. Pulse width modulation for power converters, wiley erscience [J]. IEEE Press, 2003: 259-270.

收稿日期: 2009-04-02

3.2 试验设计

硬件实现以 T 公司 TMS320LF2407 为控制