

文章编号: 1005-8893 (2004) 01-0025-04

全数字化无速度传感器交流调速系统的软件设计

乔晓利, 徐 君, 张小鸣

(江苏工业学院 计算机科学与工程系, 江苏 常州 213016)

摘要: 提出了一种用 DSP (TMSC320F240) 实现无速度传感器交流调速系统的软件设计方法, 并给出了部分实验结果。系统的实验结果表明, 这种全数字化的无速度传感器交流调速系统具有良好的性能, 同时也证明了该设计方法的正确性及速度估计环节的可行性。

关键词: 无速度传感器; 交流调速; 全数字化

中图分类号: TB 21 **文献标识码:** A

在异步电机传动系统中, 为了满足高性能控制的要求, 需采用速度闭环控制, 因此就需要测量异步电机的转速, 传统的电机转速测量装置多采用测速发电机或光电数字脉冲编码器, 它不但增加了控制系统的成本, 还存在安装与维护上的困难, 并使系统易受干扰, 降低了系统的可靠性, 且不适用于恶劣环境。所以无速度传感器异步电机矢量控制系统的研究多年来一直受到高度重视。数字信号处理器 DSP 是一种高速专用微处理器, 它的最大特点是运算速度快, 运算功能强大。TMS320F240 是美国 TI (德州仪器) 公司专为数字电机 (DMC) 应用而推出的一种低价格、高性能的 16 位定点运算 DSP。本文将讨论一种基于 TMSC320F240 的无速度传感器异步电机交流调速系统的软件设计方法。

1 无速度传感器交流调速系统的构成

1.1 异步电机的等效离散模型

电压型解耦控制的目的是把异步电动机的模型分成两个彼此独立的 d 轴子系统与 q 轴子系统, 这样转子磁通以及转矩电流分量分别在各自的子系统中得到控制, 假定在基频以下可以忽略电动机启动时的磁场建立过渡过程, 或者采用预先励磁的方

法, 则转子磁链 Ψ_2^* 可以视为恒定 ($\Psi_2 = \Psi_2^*$)。于是得到在 M 、 T 坐标系下的解耦异步电机的等效模型^[1]:

$$U_{m1} = R_1 i_{m1}^* \quad (1)$$

$$U_{t1} = \omega_1 L_{1s} i_{m1}^* + R_1 i_{t1}^* + \frac{L_m}{L_r} \omega \Psi_2^* \quad (2)$$

式中: L_s 、 L_r 是定、转子每相绕组的等效自感; L_m 是定、转子绕组之间的互感; $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$, $L_{1s} = \sigma L_s$; R_1 、 R_2 是定、转子每相电阻; ω_1 是 M 、 T 系统的旋转速度; ω 是转子旋转角速度; ω_s 是转差角速度; $\omega_s = \omega_1 - \omega$; $i_{m1}^* = \frac{\Psi_2^*}{L_m}$; $R = [R_1 + (L_m/L_r)^2 R_2]$ 。

将式 (1)、(2) 离散化后的电压解耦模块为:

$$U_{m1k} = R_1 i_{m1k}^* - L_{1s} \omega_1 i_{t1k}^*$$

$$U_{t1k} = \omega_1 L_{1s} i_{t1k}^* + R_1 i_{t1k}^* + \frac{L_m}{L_r} \omega_k \Psi_2^*$$

1.2 电流模块的离散化模型

电流模块需要电流分量 i_{m1}^* 、 i_{t1}^* 和转子转速 ω ^[2]。

$$\omega_1 = \frac{d\theta}{dt} = \omega + \omega_s \quad (3)$$

收稿日期: 2003-12-04

作者简介: 乔晓利 (1975-), 女, 河南洛阳人, 助教。

$$\omega_s = \frac{i_{d1}^*}{T_2 i_{m1}^*} \quad (4)$$

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega + \frac{i_{d1}^*}{T_2 i_{m1}^*} \quad (5)$$

$$i_{m1}^* = \frac{\Psi_2^*}{L_m} \quad (6)$$

$$f_s = \frac{1}{\omega_b} \frac{d\theta}{dt} = n + \frac{i_{d1}^*}{T_2 i_{m1}^* \omega_b} \quad (7)$$

这里的 θ 角是转子磁通位置角, f_s 是转子磁链频率, ω_b 是转子角速度的基值, i_{m1}^* 是励磁电流, 转子时间常数 $T_2 = L_r/R_2$, 上面的式 (7) 可被离散化为如下式子:

$$f_{s(k+1)} = n_{k+1} + \frac{i_{d1}^*}{T_2 i_{m1}^* \omega_b} \quad (8)$$

一旦转子磁通速度计算出来, 那么所需的转子磁通位置通过下面的公式就可求得。

由式 (7) 可得:

$$\theta = \int f_s \omega_b dt \quad (9)$$

离散化可得:

$$\theta_{k+1} = \theta_k + \omega_b f_{sk} T \quad (10)$$

这里 T 是采样周期。

1.3 速度估计的离散化模型

电机转矩电流分量变化量的积分即为电机的旋转速度^[3]。考虑到实际可能检测到的转矩电流分量为 i_{t1} , 因此:

$$n = C_m \frac{375}{GD^2} \int (i_{d1}^* - i_{t1}) dt \quad (11)$$

式中: $C_m = n_p \frac{L_m}{L_r} \Psi_2^*$; n_p 是电机的极对数。

令 $K_1 = C_m \frac{375}{GD^2}$ 则上面的式 (11) 整理为:

$$n = K_1 \int (i_{d1}^* - i_{t1}) dt \quad (12)$$

因此, 将式 (12) 离散化后的速度公式为:

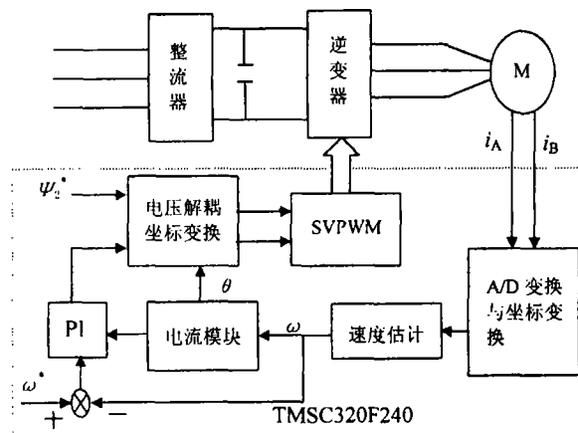
$$n_{k+1} = n_k + K_1 (i_{d1k}^* - i_{t1k}) T \quad (13)$$

1.4 系统描述

基于 TMSC320F240 的交流调速系统如图 1 所示^[4,5]。

本系统首先由检测电路获得两相电流的实际值, 经过坐标变换后由速度估计模块计算出异步电机的转速, 由电流模块计算出转子磁通位置角, 速度比较值经过速度调节器后与励磁电流由电压解耦模块计算出的值和转子磁通位置角经过坐标变换后

的输出值成为 SVPWM (空间矢量脉宽调制) 的输入, 由 SVPWM 输出的六路信号驱动逆变器从而驱动电机。上述计算过程都由 DSP 完成, 如图 1 中虚线框所示。



PI-速度调节器, SVPWM (空间矢量脉宽调制)

图1 交流调速的系统结构图

2 软件实现

软件的实现需要两大模块: 初始化模块和运行模块, 前者仅在一开始运行, 当中断设置时, 中断服务程序将运行, 整个无速度传感器矢量控制变频调速系统的算法都在中断服务程序中计算。中断子程序的流程图如图 2 所示。

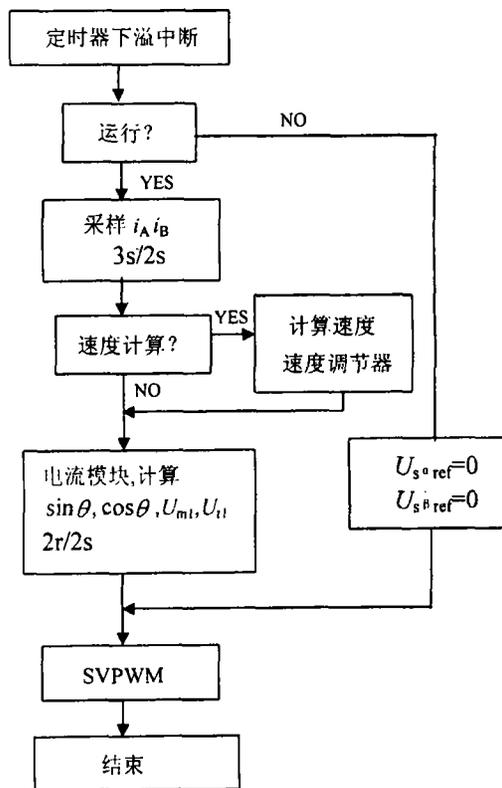


图2 中断子程序流程图

速度模块的例程如下^[6,7];

```

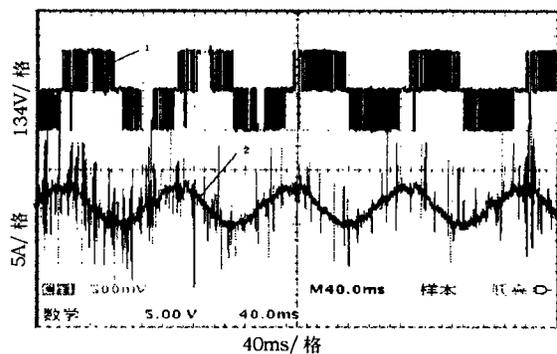
*****
                变量定义
*****
ID      .usect "n_drv", 1; 激磁电流
IQ_ref1 .usect "n_drv", 1; 转矩电流的参考值
iq1     .usect "n_drv", 1
iq2     .usect "n_drv", 1
id1     .usect "n_drv", 1
tmp     .usect "n_drv", 1; 中间变量
tmp1    .usect "n_drv", 1
nk      .usect "n_drv", 1
n       .usect "n_drv", 1; 速度的瞬时值
speedT  .usect "n_drv", 1; 速度循环变量
Cm      .usect "n_drv", 1
        .text
n_drv:      ; 速度驱动程序
    lacc speedT
    sub #1
    sacl speedT
    bcmd nocalc, GT
    lacc #55bh ; 电机的给定励磁  $W_2^* = 0.8$ 
    sub iSd
    sacl id1 ; id1 = ID - id
    lacl id1
    add iq1
    sacl iq2
    lacc IQ_ref1
    sub iq2 ; 实际的转矩电流值
    sacl tmp ; tmp = IQ - iq
    lt tmp
    mpy Cm ;  $C_m = ((n_p \cdot L_m \cdot W_2^*) / L_r) \cdot (375 / G \cdot D \cdot D) \cdot (10 \cdot T)$ 
    pac
    sach tmp1, 4 ; tmp1 = Cm * tmp
    lacl tmp1
    ldp #nk
    add nk
    sacl n ; n = nk + Cm * (IQ - iq)
    sacl nk
    zac
    sacl tmp
    
```

```

    sacl tmp1
    splk #10 ; 循环 10 次采样一个速度值
    nocalc;
    ret
    
```

3 实验结果

实验中所用电机的额定数据如下: 电动机: $U_N = 380 \text{ V}$, $I_N = 5 \text{ A}$, $n_p = 2$, $J = 0.03 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$, $f = 50 \text{ Hz}$, $P_N = 2.2 \text{ kW}$ 。实验波形是由 Tektronix TDS3000 系列的数字式荧光示波器实时记录。实验波形如图 3、图 4、图 5 所示(说明: 图中 A 为干扰)。



1—线电压波形, 2—A 相电流波形
图 3 空载时的线电压、A 相电流波形 (10 Hz)

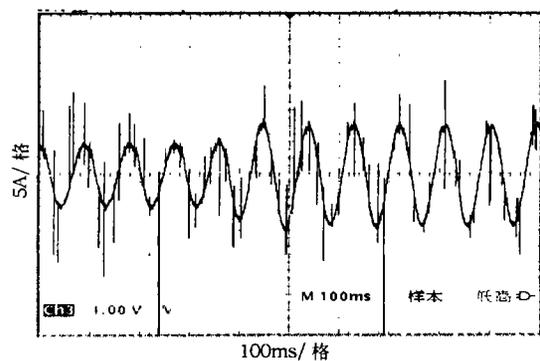
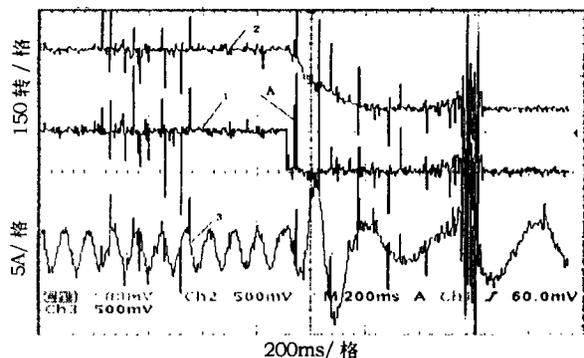


图 4 突加额定负载时的 A 相电流波形 (10 Hz)



1—给定速度; 2—计算速度; 3—相电流
图 5 变频时速度、相电流波形 (10 Hz/5 Hz)

4 结 论

从实验结果可以看出，该系统的带负载能力较好；系统具有较小超调量、响应速度快等优点；速度推算环节具有较好的跟随性和正确性；同时也证明了该软件设计方法的可行性及正确性。

参考文献：

[1] 冯焱生，曾岳南. 无速度传感器矢量控制原理与实践 [M]. 北京：机械工业出版社，1997. 14-84.

[2] 尹泉. 基于 DSP 的全数字传动系统研究与开发 [D]. 武汉：

华中科技大学，2002.

[3] 曾岳南，陈伯时，冯焱生. 基于电压解耦的异步电动机速度推算方法 [J]. 电气传动，1997，(1)：26-29.

[4] 陈伯时. 电力拖动自动控制系统 [M]. 北京：机械工业出版社，2000. 233-255.

[5] 刘峰，魏青. 无速度反馈矢量控制变频调速系统 [J]. 微电机，1999，32 (1)：16-20.

[6] Doncker R, Nouontny D. The Uniuersal Field of Oriented Control of an IM. IEEE trans IA [J]. 1994，30 (1)：92-100.

[7] 蔡小顾，姚广平. 基于单片微机控制的智能充电器 [J]. 江苏石油化工学院学报，2003，15 (3)：49-51.

Software Design of Full Digital VVVF System Without Speed Sensor

QIAO Xiao-li, XU Jun, ZHANG Xiao-ming

(Department of Computer Science and Technology, Jiangsu Polytechnic University, Changzhou 213016, China)

Abstract: A software design method in sensorless VVVF system based on DSP (TM320F240) is presented and some of the experiment results are given. The experiment results show that the full digital sensorless VVVF system for induction motor has better performance, at the same time, the design method is proved validity and speed estimation is feasible.

Key words: without speed sensor; VVVF; full digital