

## 基于 DSP56805 的永磁同步电机控制器

### 设计者情况

比赛编号: B11006 日期: 2002/10

首名设计者为联络代表人。

姓名: 周蔚 (中文) Wayne Zhou (英文) 职业: 电子工程师

通讯地址: 天津市华苑产业园区鑫茂科技园F座 邮编: 300384

电子邮箱: zhouwei@cmmail.com

电话: 010-83712662转8056

移动电话: 13612079812

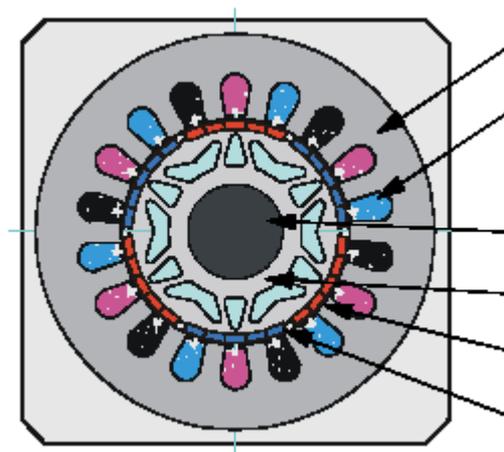
摘要：本文介绍了基于 Motorola 专用于马达控制 DSP56F805 芯片的三相永磁同步电机驱动器设计方案。本设计的控制原理为空间矢量控制技术的速度闭环控制。软件设计时充分利用了 Motorola SDK 软件开发工具的高效优势。关键词：永磁同步电机、空间矢量、PMSM、SVPWM

## 1. 引言

永磁同步电动机具有功率密度大、效率高、转子消耗小等优点，故在医疗器械、仪器仪表、化工轻纺以及家用电器等方面得到广泛的应用。本设计的控制原理为空间矢量控制技术的速度闭环控制。软件设计时充分利用了 Motorola SDK 软件开发工具的高效优势。

## 3. 永磁同步电机原理

永磁同步电动机的结构很像感应电动机，具有三相定子。转子的表面安装有稀土材料做的磁钢。见下图：



永磁同步电机剖面结构图

永磁同步电机的气隙磁场是由永磁磁钢产生的。这意味着转子磁场是恒定的。永磁同步电机为现代运动控制系统的设计提供了非常有利的条件。永磁材料的使用可以产生充实的气隙磁通，利用这个特性可以设计高效率的永磁电机。

可以将永磁同步电动机看作是带有正弦信号分配绕阻均匀的三相平滑气隙电动机。绕在瞬时形式的定子电压方程式为：

瞬时定子电压方程式

$$u_{SA} = R_S i_{SA} + \frac{d}{dt} \psi_{SA} \quad (\text{EQ 3-1.})$$

$$u_{SB} = R_S i_{SB} + \frac{d}{dt} \psi_{SB} \quad (\text{EQ 3-2.})$$

$$u_{SC} = R_S i_{SC} + \frac{d}{dt} \psi_{SC} \quad (\text{EQ 3-3.})$$

这里的  $u_{SA}$ ,  $u_{SB}$  和  $u_{SC}$  是定子电压的瞬时值， $i_{SA}$ ,  $i_{SB}$  和  $i_{SC}$  是定子电流的瞬时值， $\psi_{SA}$ ,  $\psi_{SB}$ ,  $\psi_{SC}$  是定子磁链在相 SA, SB 和 SC 的瞬时值。

## 4. 系统概述

### 4.1 控制器特性

该系统被设计为驱动一个三相永磁同步电机。它满足以下性能参数：

- 永磁同步电机矢量控制采用正交编码器作为位置检测传感器
- 调速范围：50-3000rpm
- 控制其输入电压：110-220VAC
- 最大输出功率：550W
- 速度闭环矢量控制
- 正向/反向运转
- 启动/停止，上升/下降手动按钮和 LED 指示灯
- 串行通讯命令输入接口
- 过压、欠压、过流、位置识别和过热故障保护

### 4.2 矢量控制原理概述

永磁同步电机变频控制器采用转子磁场定向的矢量控制技术，其系统框图如下所示。

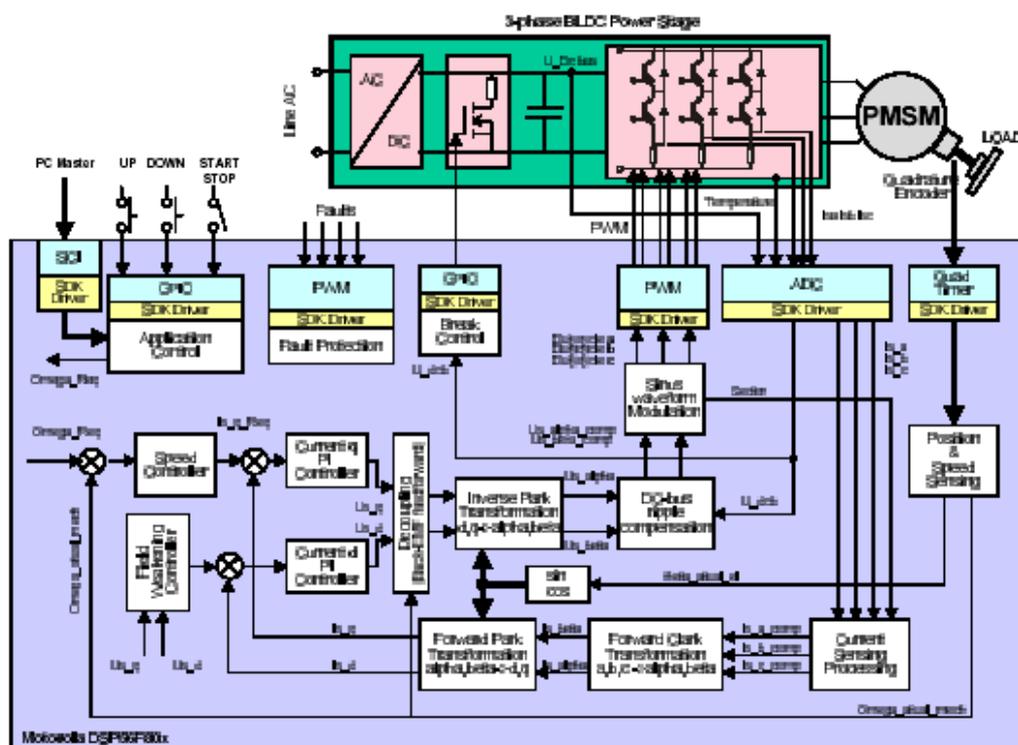


图 1 永磁同步电机变频调速控制的原理性方框图

当手动控制或通过串行通讯控制命令改变给定速度值时，给定速度值与测量速度值之间相互比较将产生速度偏差。基于这个偏差，速度调节器产生一个相应于转矩的电流 $I_{s\_qReq}$ ，而定子电流第二部分相应于磁通的 $I_{s\_dReq}$ 是被弱磁控制器给定。同时，定子电流 $I_{s\_a}$ 、 $I_{s\_b}$ 和 $I_{s\_c}$ 被检测并且从瞬时值被转换成静止坐标系 $\alpha$ 、 $\beta$ （Park变换），然后经过Clark变换转换成d、q旋转坐标系。基于旋转坐标系的给定和实际电流的偏差，电流控制器产生输出电压 $U_{s\_q}$ 和 $U_{s\_d}$ （在旋转坐标系d、q）。电压 $U_{s\_q}$ 和 $U_{s\_d}$ 被反变换成静止坐标系 $\alpha$ 、 $\beta$

然后经过纹波消除处理后被重新计算成适用于永磁同步电机的三相电压系统。

除了主控制回路以外，在控制过程中，直流母线电压、直流母线电流和功率器件温度也被测量，以便对驱动器的过压、欠压、过流和过热进行保护。欠压和过热保护由软件执行，过流和过压的故障信号则利用DSP的故障信号输入接口由硬件完成。

如果上述提及的任何故障发生，驱动马达的PWM输出信号将被禁止，以便保护驱动器装置。系统的故障状态也将被显示。

## 4.3 控制技术

### 4.3.1 矢量控制

矢量控制是一种控制永磁同步电机的实用而有效的方法。其基本思想是在三相永磁同步电动机上设法模拟直流电动机转矩控制的规律，在磁场定向坐标上，将电流矢量分量分解成产生磁通的励磁电流分量和产生转矩的转矩电流分量，并使两分量互相垂直，彼此独立，然后分别进行调解。这样永磁同步电动机的转矩控制，从原理和特性上就和直流电动机相似了。因此矢量控制的关键仍是对电流矢量的幅值和空间位置（频率和相位）的控制。

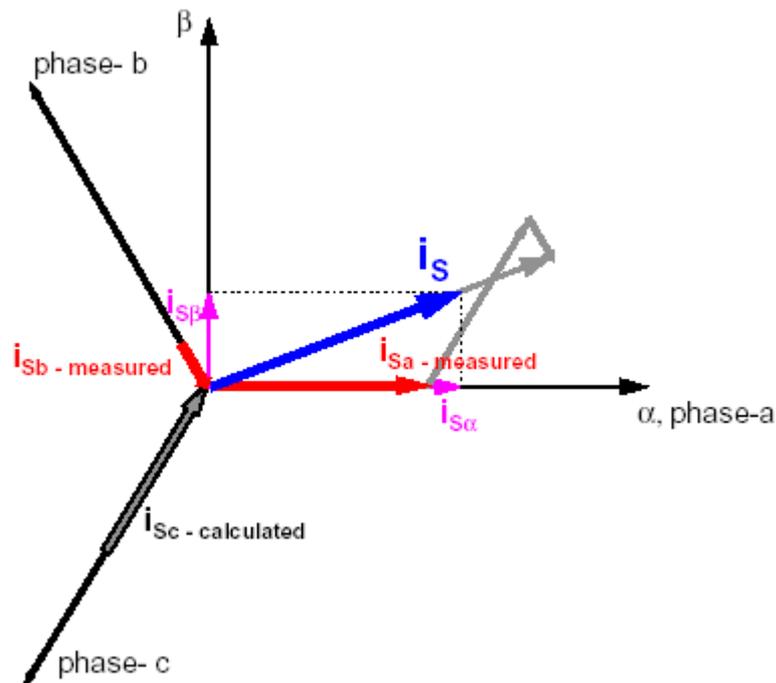
### 4.3.2 矢量控制变换

我们需要用一个坐标变换方法来实现上述目的。在矢量控制中包括以下系统变换：

- 从三相变换成二相系统（Clarke 变换）
- 直角坐标系的旋转
  - $\alpha, \beta$  到  $d, q$ （Park 变换）
  - $d, q$  到  $\alpha, \beta$ （Park 反变换）

#### 4.3.2.1 Clarke 变换

下图显示了三相系统是如何变换成二相系统的。



让我们将上图用数学语言来描述：

$$\begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (\text{EQ 4-1.})$$

在大多数情况，三相系统式对称的，这就意味着其向量的总和为零。

$$\alpha = K \left( a - \frac{1}{2}b - \frac{1}{2}c \right) = | a + b + c = 0 | = K \frac{3}{2}a \quad (\text{EQ 4-2.})$$

常量 K 能自由地被选择。很明显使它等于  $\alpha$  向量和 a 向量是很好的选择。那么，

$$\alpha = a \Rightarrow K = \frac{2}{3} \quad (\text{EQ 4-3.})$$

现在我们可以总体定义 Park-Clarke 变换为：

$$\begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} = | a + b + c = 0 | = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (\text{EQ 4.4.})$$

#### 4.3.2.2 从 $\alpha, \beta$ 变换成 d, q 坐标及其反变换

为了使永磁同步电机的控制更容易，整个矢量的控制是在 d, q 坐标系中执行的。当然，这包含两个方向的变换（控制动作必须被变换回电机一边）。

首先我们必须建立 d, q 坐标系统：

$$\Psi_M = \sqrt{\Psi_{M\alpha}^2 + \Psi_{M\beta}^2} \quad (\text{EQ 4-5.})$$

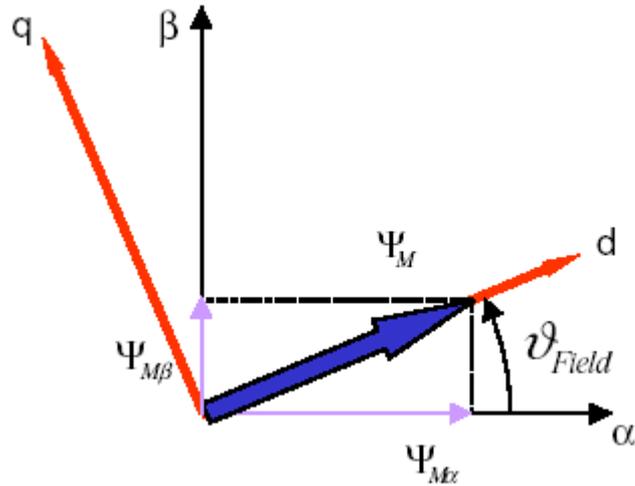
$$\sin \vartheta_{Field} = \frac{\Psi_{M\beta}}{\Psi_{Md}} \quad (\text{EQ 4-6.})$$

$$\cos \vartheta_{Field} = \frac{\Psi_{M\alpha}}{\Psi_{Md}}$$

然后将  $\alpha, \beta$  坐标系变换成 d, q 坐标系统的算式为：

$$\begin{bmatrix} d \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \vartheta_{Field} & \sin \vartheta_{Field} \\ -\sin \vartheta_{Field} & \cos \vartheta_{Field} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} \quad (\text{EQ 4-7.})$$

下图阐明了这个变换的原理



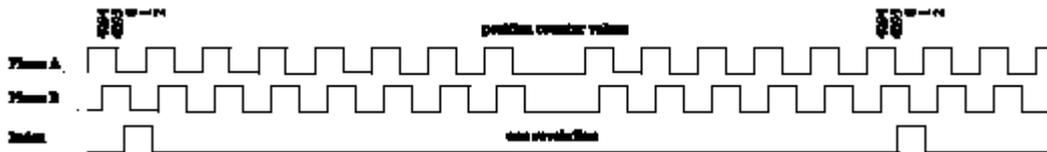
d, q坐标系统的建立 (Park变换)

从 d, q变换成 $\alpha$ ,  $\beta$ 的公式 (Park逆变换) 为:

$$\begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \vartheta_{Field} & -\sin \vartheta_{Field} \\ \sin \vartheta_{Field} & \cos \vartheta_{Field} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d \\ q \end{bmatrix} \quad (\text{EQ 4-8.})$$

#### 4.3.3位置 and 速度检测

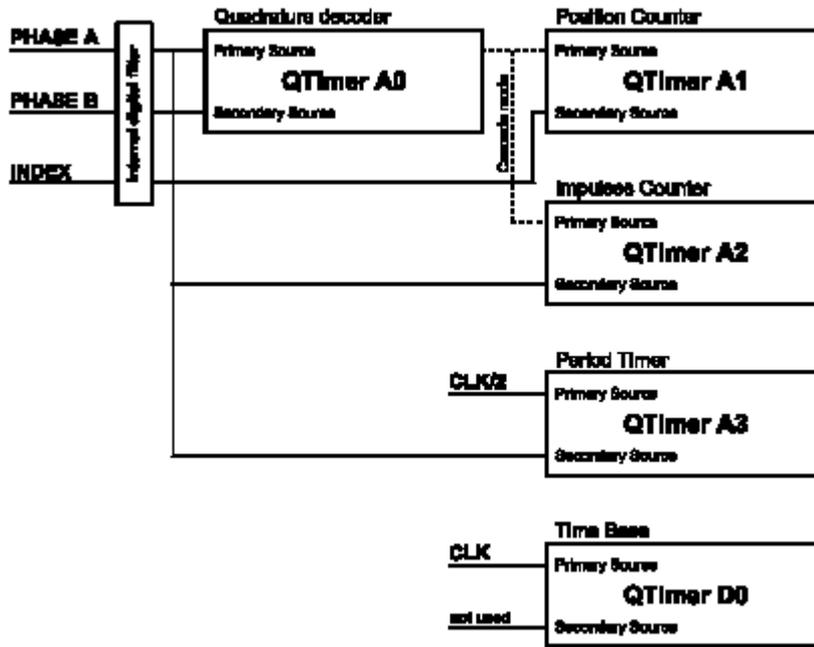
Motorola DSP56F805有一个正交编码器借口。这个外设接口通常是被用于位置和速度检测。根据其规则，正交编码器位置计数器对相A和相B脉冲信号的每个上升沿或下降沿进行计数。每旋转一圈位置计数器将被Index信号脉冲清零。见下图:



正交编码器信号

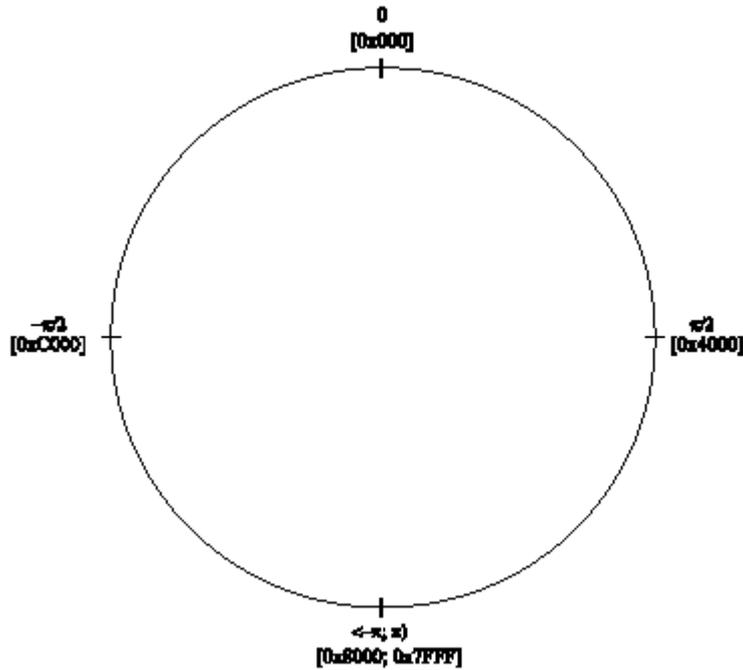
这意味着零位置与Index脉冲信号被放在一起。但是矢量控制要求零位置在转子定位到d轴的位置。因此，使用正交解码器解码编码器的信号要求计算一个偏移量，以便校准正交解码器的位置计数器和转子位置（零位置）。为避免进行转子位置偏移的计算，本设计没有使用正交解码器。

除了正交解码器以外，输入信号（Phase A, Phase B和Index脉冲）也被连接到四单元计时器模块A。四单元计时器模块由四个正交计时器组成。由于四单元计时器模块具有广泛用途，可以用这个模块解码正交编码器的信号来检测位置和速度。四单元计时器模块的配置见下图。



#### 4.3.3.1 位置检测

位置与速度检测算法是用了计时器模块A的所有计时器，另外还用了另一个计时器作为时间基准。计时器A0和A1用作位置检测。计时器A0容许三个输入信号连接到正交计时器上，即使正交计时器只有两个输入端（primary和secondary）。计时器A0被设置计数在正交模式，计数到零后在被初始化。该计时器的设置只是为了解码正交信号。计时器A1作为cascade模式被连接到计时器A0。在这种模式下，有关上行计数和下行计数的信息被内部地连接到计时器A1。因此，计时器A1的第二输入端被用于计数Index脉冲信号。计数器A1倍设置为计数到 $\pm((4 * \text{每转脉冲数}) - 1)$ ，然后再比较后被初始化。计时器A1的A值相应于转子位置。一个Index脉冲的位置被检测，以避免当电机连续运转时因噪声的影响使一些计数脉冲丢失。因为这会导致错误的转子位置检测。如果部要求Index脉冲核对功能，计时器A1可以不使用，而用计时器A0作为位置计数器。计时器A1的最终结果值被定标在 $(-1; 1)$ ，它相当于 $(-\pi; \pi)$ 。见下图。



#### 4.3.3.2速度检测

由两种常用的方法测量速度。第一种方法是测量正交编码器的两个相邻脉冲的边缘，第二种方法测量每个固定周期的位置差值。第一种方法被用于低速。当测量周期是非常短的时候，速度计算算法切换到第二种方法。

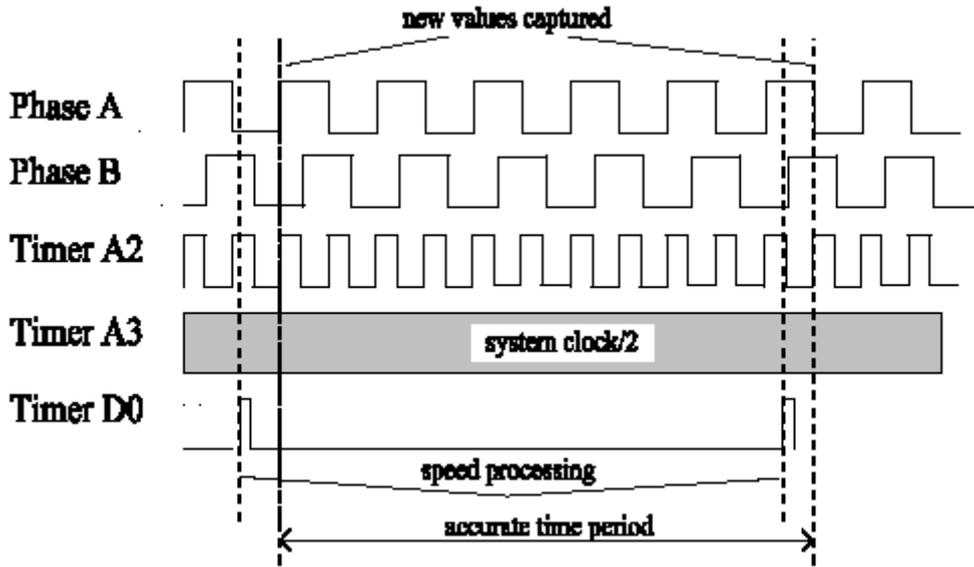
本设计混合使用了上述提到的两种算法。该算法同时测量了正交编码器每个固定周期的脉冲数和它们的精确的时间周期。那么，速度能被表达为：

$$speed = \frac{k \cdot N}{T} \quad (EQ 4-9.)$$

speed	计算的速度
k	比例常数
N	每个固定周期的脉冲数
T	周期

为实现该算法需要使用两个计时器以便用于脉冲计数和计时周期，在是用另一个计时器作为时间基准。计时器A2计数正交编码器的脉冲数，及时器A3对二分频的系统时钟进行计数。两个计时器的值能被Phase A信号的边缘捕捉。时间基准由计时器D0提供，它被设置为每900us调用速度处理算法。速度处理算法按下列方法工作：

首先，两个计时器的新捕捉值被读取，脉冲差值数和它们的精确周期由实际测量值与先前测量值计算取得。该值被存储以便为下一个周期所用，然后捕捉寄存器被使能。从首个Phase A信号脉冲的边缘开始捕捉两个计时器（A2，A3）的值，然后捕捉寄存器被禁止。每次调用速度处理算法该程序就被重复调用。见下图。



速度处理

#### 4.3.3.2.1 速度最小值与最大值计算

速度最小值由下面的公式计算：

$$v_{min} = \frac{60}{4NT_{calc}} \quad (\text{EQ 4-10.})$$

$V_{min}$	可获得的最小速度[rpm]
$N$	每转脉冲数[-]
$T_{calc}$	速度测量周期（计算周期）[s]

在本设计中，每旋转一圈正交编码器有1024脉冲。因此，由(EQ 4-10)算得最小速度为16.3rpm。

速度最大值的计算公式为：

$$v_{max} = \frac{60}{4NT_{clkT2}} \quad (\text{EQ 4-11.})$$

$V_{max}$	可获得的最大速度[rpm]
$N$	每转脉冲数[-]
$T_{clkT2}$	输入到计时器A2的周期

将 $N$  和 $T_{clkT2}$ （计时器A2输入时钟=系统时钟36MHz/2）代入上式后，我们得到速度最大值为263672 rpm。如上所示，该算法能够在很宽的速度范围内测量速度值。但是太高的速度是没有意义，因此通过调整常数K值，速度的最大值能被减少到要求的范围。常数K智能被计算为：

$$k = \frac{60}{4NT_{clkT2}v_{max}} \quad (\text{EQ 4-12.})$$

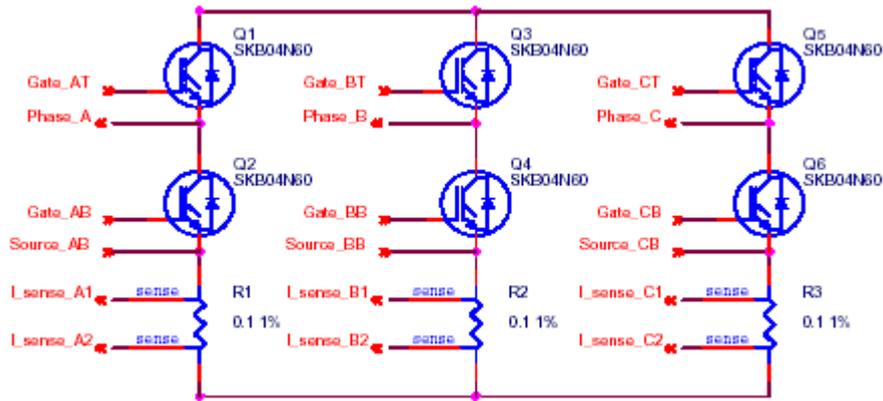
$K$	比例常数
$V_{max}$	最大要求的速度

$N$   
 $T_{clkT2}$

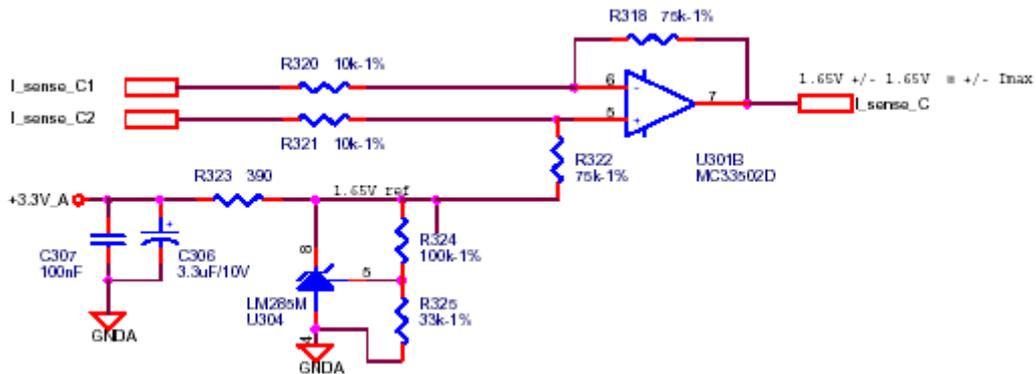
每转脉冲数  
 输入到计时器A2的时钟周期

#### 4.3.4 电流检测

通过每相的分流电阻来测的各相电流。在分流电阻上的压降被一个运算放大器放大并被上移到1.65V以上。这个合成的电压值被A/D转换。见下图。



电流分流电阻



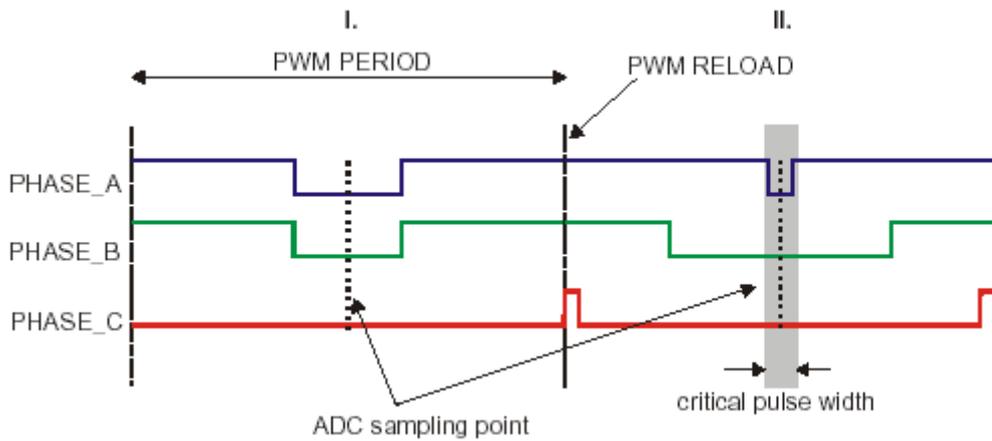
电流放大器

入上图所示，相电流并不是在任何时刻都可以检测得到。例如，只有当晶体管Q2导通的时刻才有电流流过A相。同理，当晶体管Q4导通时才能检测B相电流和当晶体管Q6导通时检测到C相电流。为了得到电流检测的瞬间，对其电压波形的分析是必要的。

两个不同PWM周期的电压波形显示在下图。电压波形与中心排列的正弦波调制相一致。正象下图所示，最佳的电流采样点是在PWM周期的中点，在这时刻三相全桥底部的晶体管全部被导通。在PWM周期II（见下图），显示了A相底部的晶体管导通了一个非常短的时间，如果该导通时间小于临界时间，则电流不能检测。临界时间使被硬件所决定（晶体管换相时间、响应延时等）。所以，只有两个电流被测量而第三个电流是被计算从下列公式：

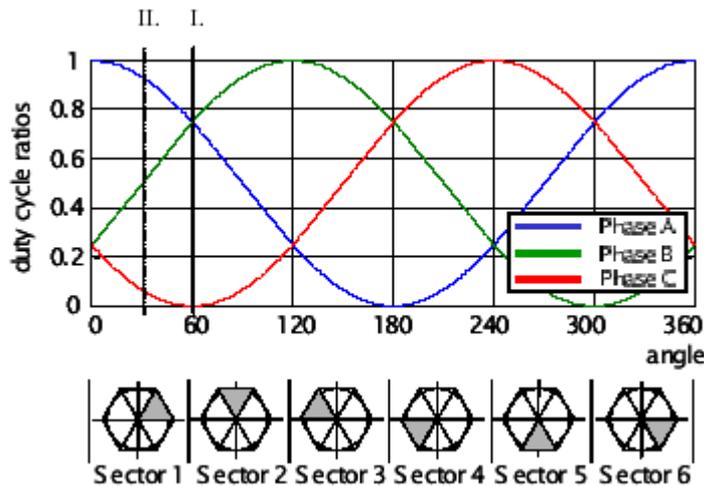
$$0 = i_A + i_B + i_C \quad (\text{EQ 4-13.})$$

$$0 = i_A + i_B + i_C \quad (\text{EQ 4-14.})$$



两个不同PWM周期的电压波形

现在我们必须确定哪一个电流被检测。最简单的方法是计算最阳极电压相位。例如，相A在扇区0-60度内产生最正相的电压，相B在扇区60-120度内产生最正相电压，如此类推。见下图。



三相正弦电压和相迎扇区值

输出电压被分成六个扇区（见上图）。然后电流根据实际扇区值计算：

for sector 1, 6:

$$i_A = -i_B - i_C \quad (\text{EQ 4-15.})$$

for sector 2, 3:

$$i_B = -i_A - i_C \quad (\text{EQ 4-16.})$$

for sector 4, 5:

$$i_C = -i_B - i_A \quad (\text{EQ 4-17.})$$

#### 4.3.5 电压检测

直流母线电压传感器被一个简单的电压分频器提供。测量的直流母线电压需要进行滤波

以便剔除噪声。最简单的技术之一是一阶滤波，也就是由最后两个采样值和系数C递归的计算平均滤波值。公式如下：

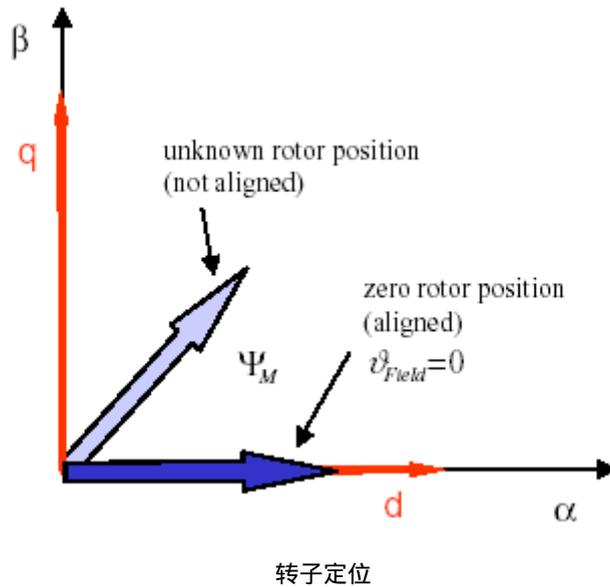
$$u_{DCBusFilt}(n+1) = (Cu_{DCBusFilt}(n+1) - Cu_{DCBusFilt}(n)) + u_{DCBus}(n) \quad (\text{EQ 4-18.})$$

为了加速测量电压的初始化值，可使用移动平均滤波器，它计算最后N个采样值的平均值。

$$u_{DCBusFilt} = \sum_{n=1}^{-N} u_{DCBus}(n) \quad (\text{EQ 4-19.})$$

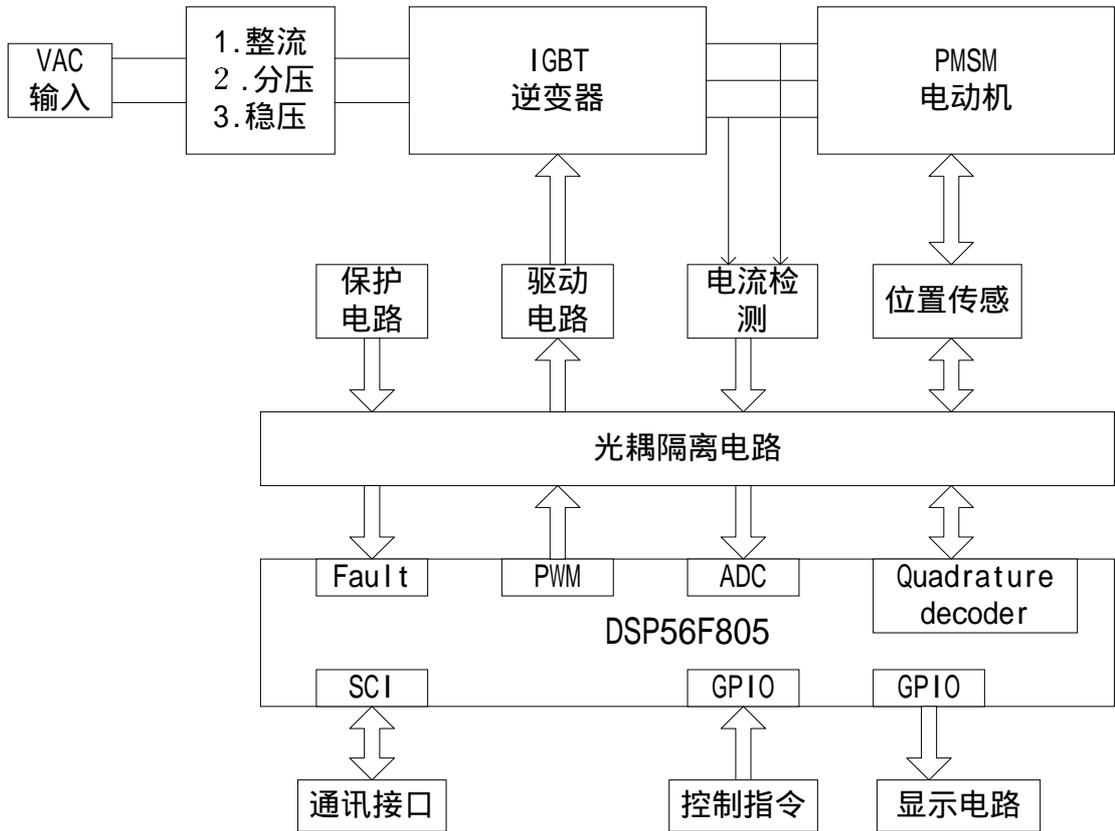
#### 4.3.6 转子定位

在系统复位后，转子的位置是不知道的，这是因为正交编码器只有当Index脉冲出现后才能给出绝对位置信号。在电机转动之前，转子位置必须用d, q坐标系的d轴来定位。定位算法显示在下图。首先，位置被设置到零而与实际位置无关。然后电流Id 被设置成定位电流。现在，转子被定位在要求的位置。当转子稳定后编码器被复位，以便在电流Id被设置回到零后给出零位置。定位完成。转子定位只在从STOP状态转变到RUN状态期间被执行。

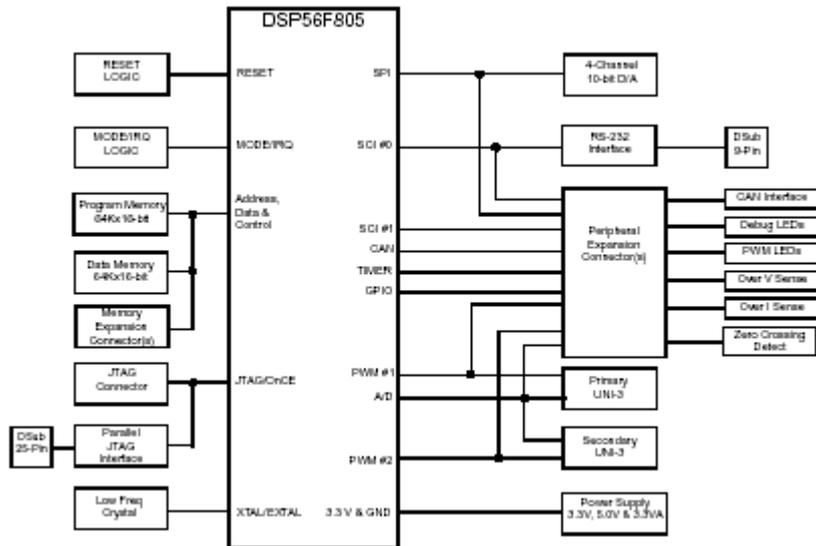


## 5. 系统硬件

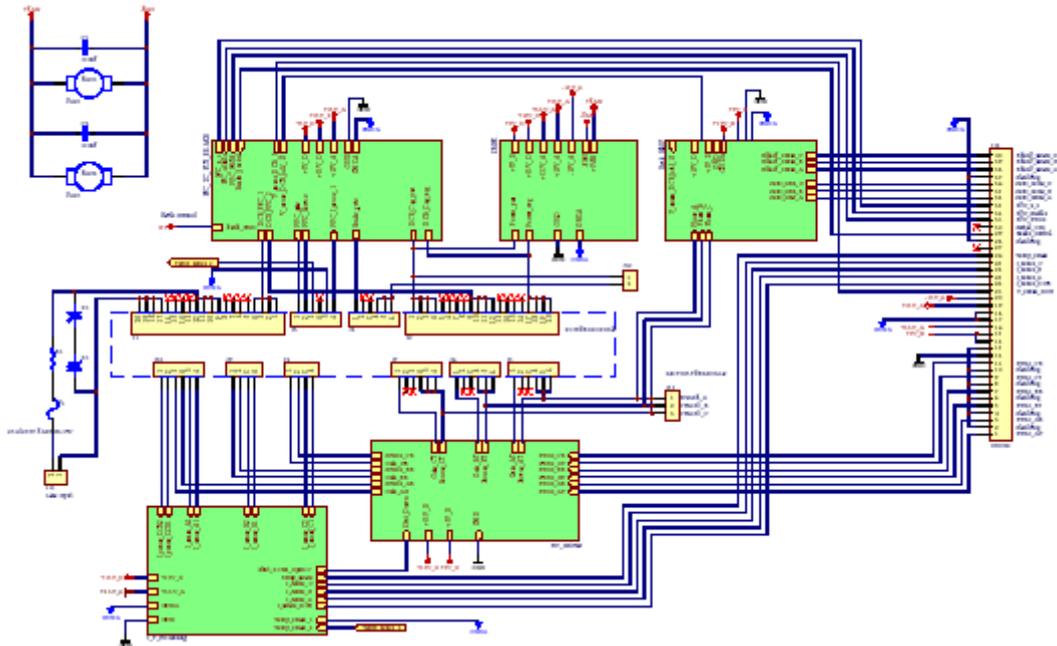
三相永磁同步电机控制器主要由功率驱动及三相全桥逆变和逻辑控制电路组成。当然还包括 DSP 接口电路，以及必要的保护电路。其控制系统硬件框图如下所示。



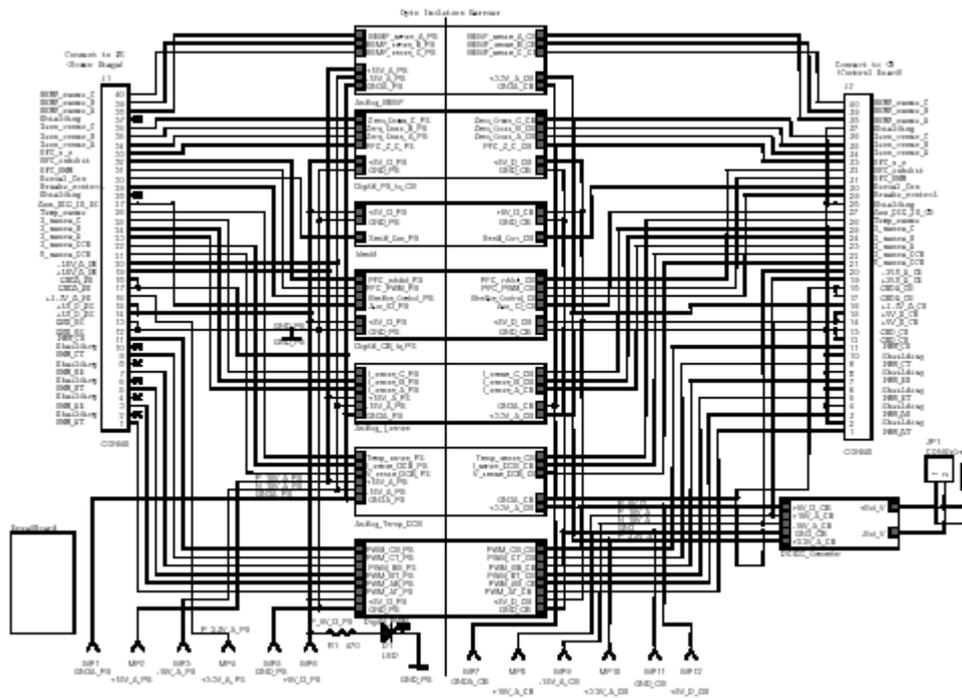
系统硬件框图



DSP56F805 控制板框图



永磁同步电机功率驱动及三相逆变部分框图



光耦隔离电路框图

### 5.1 DSP56F805 简介

本设计核心控制芯片采用 DSP56F805,它是 Motorola DSP56F80x 系列芯片之一。该 DSP 芯片系列混合了 DSP 的高运算能力与 MCU 的控制特性于一体,提供了许多专用于电机控制的外设接口,像: PWM 模块、ADC、Timer、SCI、SPI 和 CAN 总线等,因此非常适合于数字马达控制。

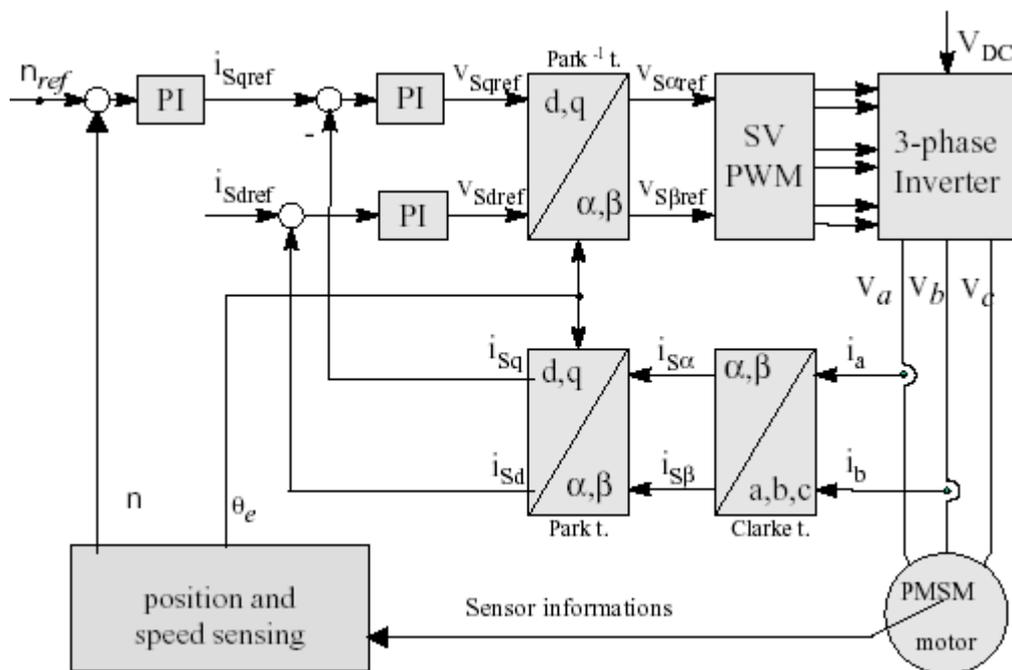
DSP56F805控制芯片特性如下：

- 两个PWM模块 (PWMA & PWMB)，每个模块带有 6 路PWM输出、3 路电流传感输入 4 路故障输入，具有死区插入的容错设计，支持PWM中心排列和边缘排列。
- 12位A/D转换精度，并支持同步转换。ADC能被PWM模块同步。
- 2个正交编码器模块，每个带有4路编码输入或作为2个计时器模块A和B。
- 2个通用目的计时器总共6路输入：Timer C为2输入、Timer D为4输入。
- CAN 2.0A/B
- 2个串行通讯接口(SCI0 & SCI1)
- 串行外设接口(SPI)
- 看门狗(COP)
- 2个专用外部中断引脚
- 14根通用目的I/O (GPIO)引脚
- 用于硬件复位的外部复位引脚
- JTAG/On-Chip Emulation (OnCE)
- 软件可编程PLL

## 5.2 DSP56F805控制电路板框图

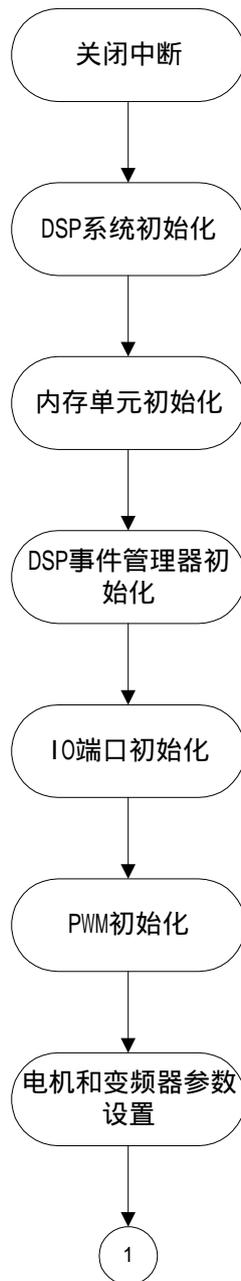
## 6. 系统软件

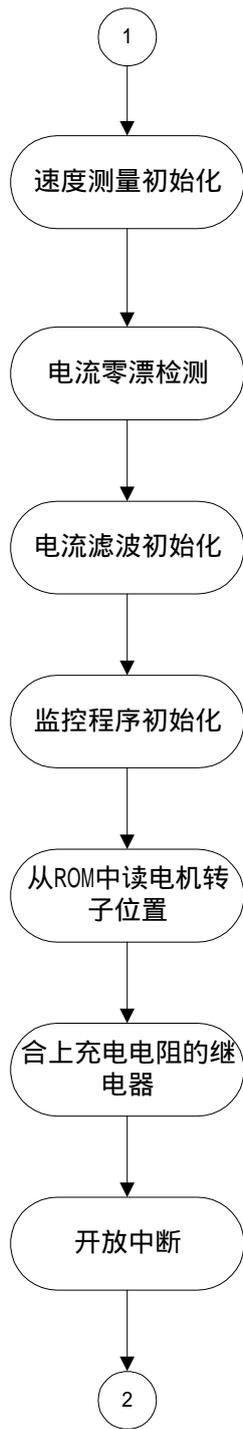
### 6.1 软件算法框图

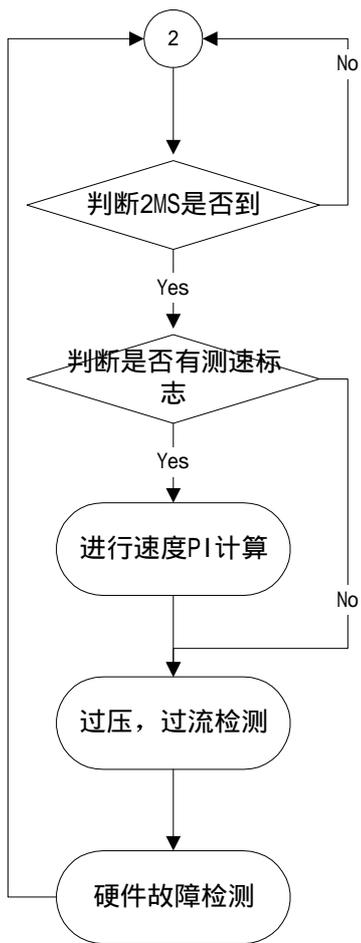


永磁同步电机变频调速控制软件原理方框图

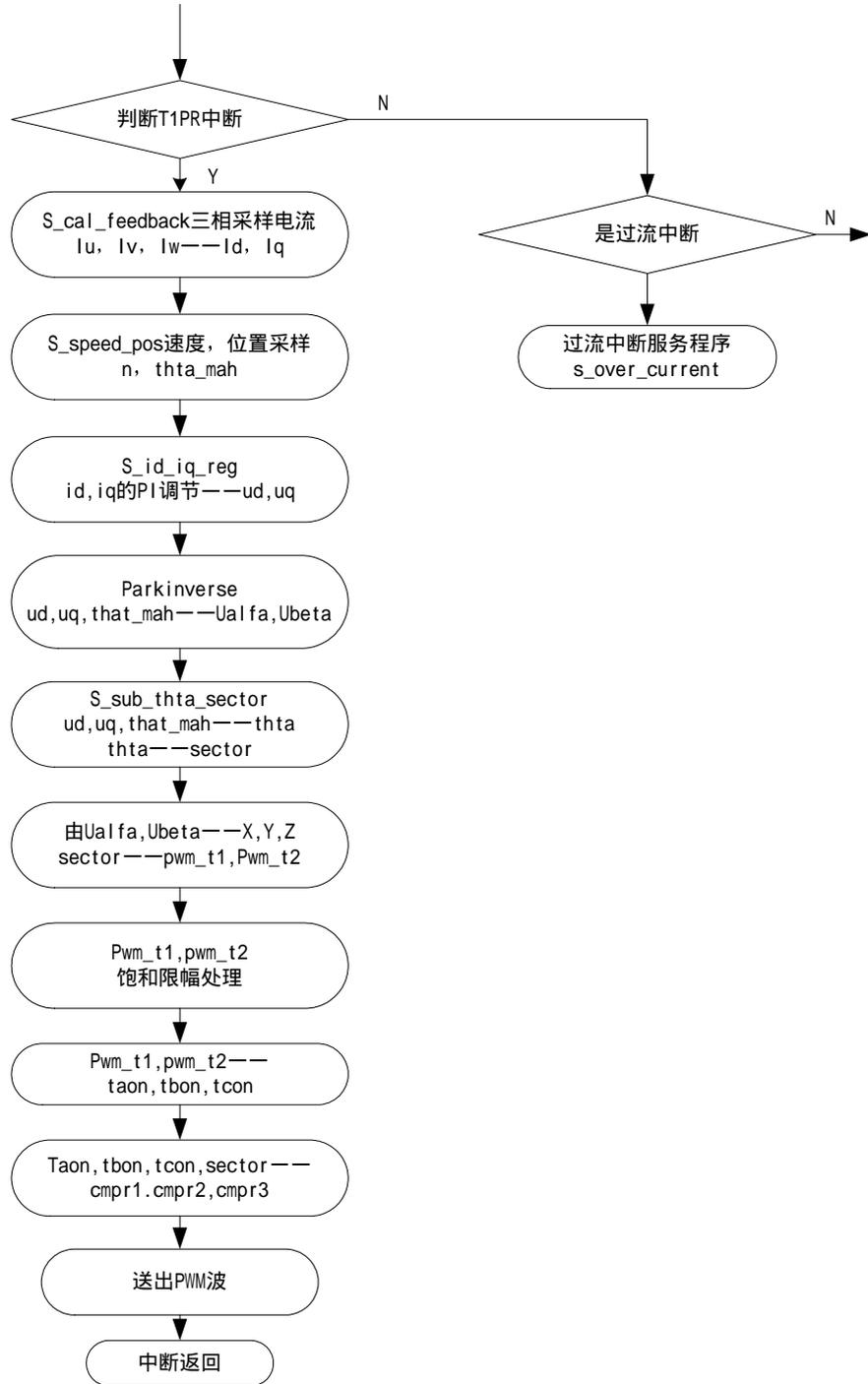
## 6.2 主程序流程





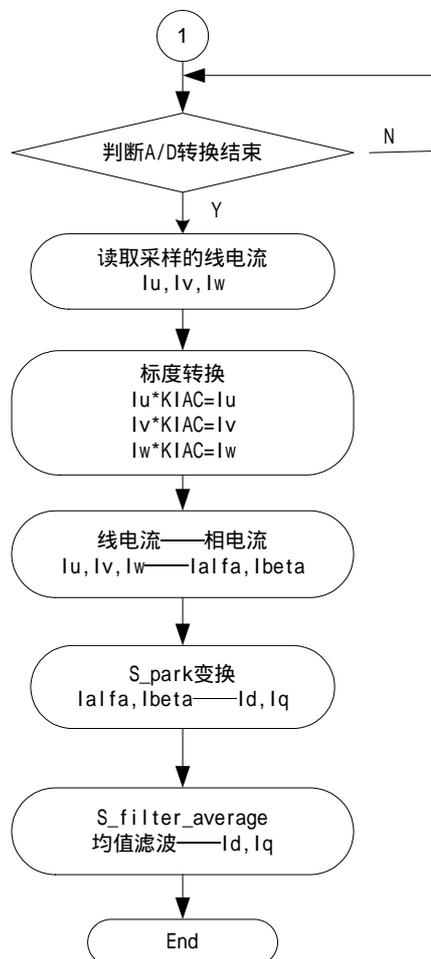


INT3 中断程序流程:

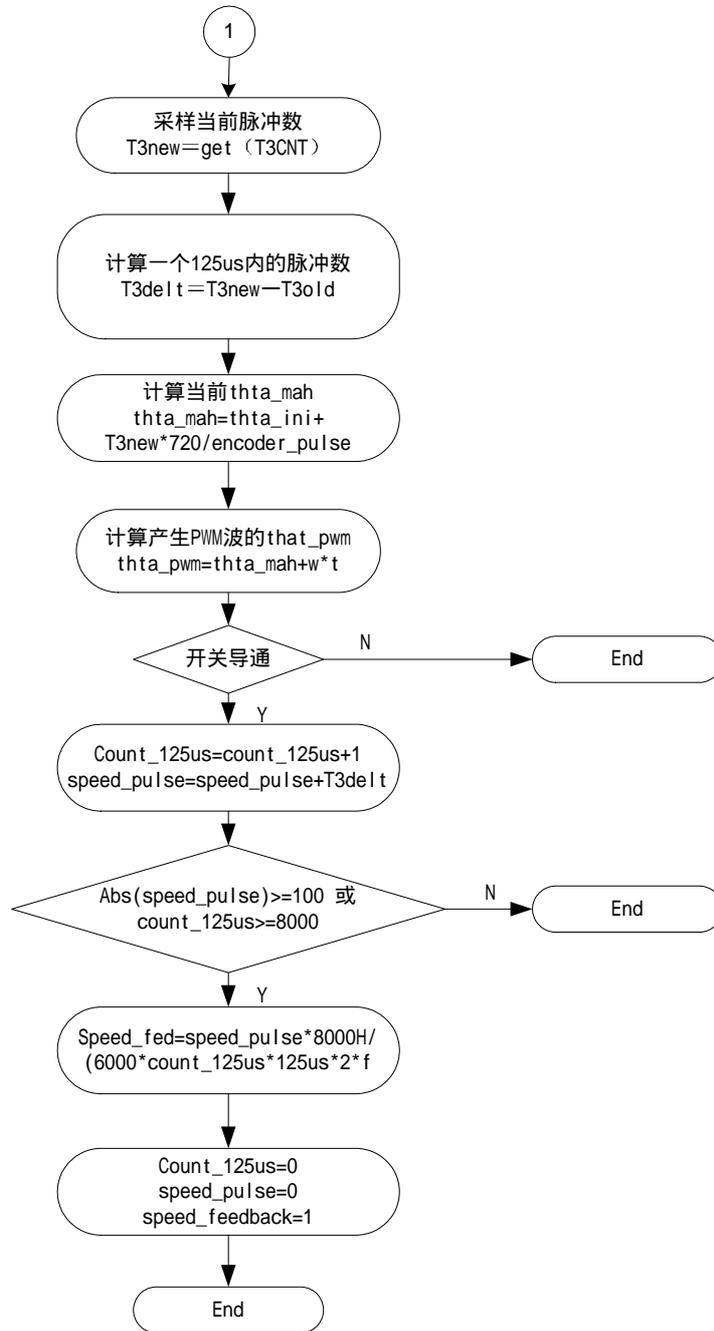


125us 中断程序各子程序流程图:

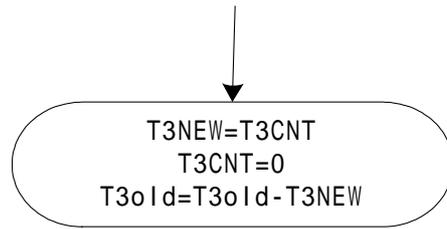
s\_cal\_feedback电流采样子程序



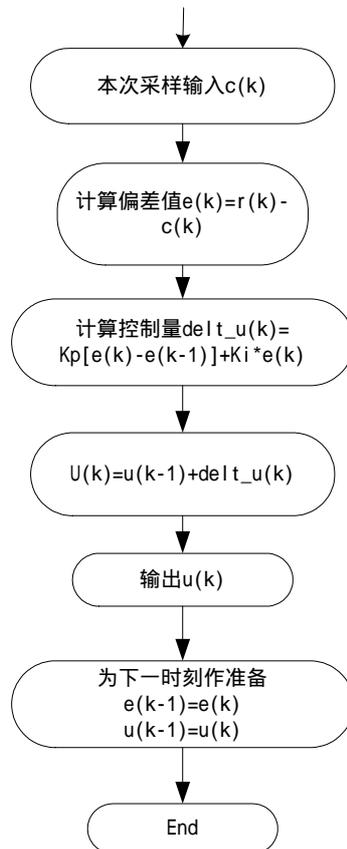
S\_speed\_pos速度，位置采样子程序：



码盘绝对位置中断子程序

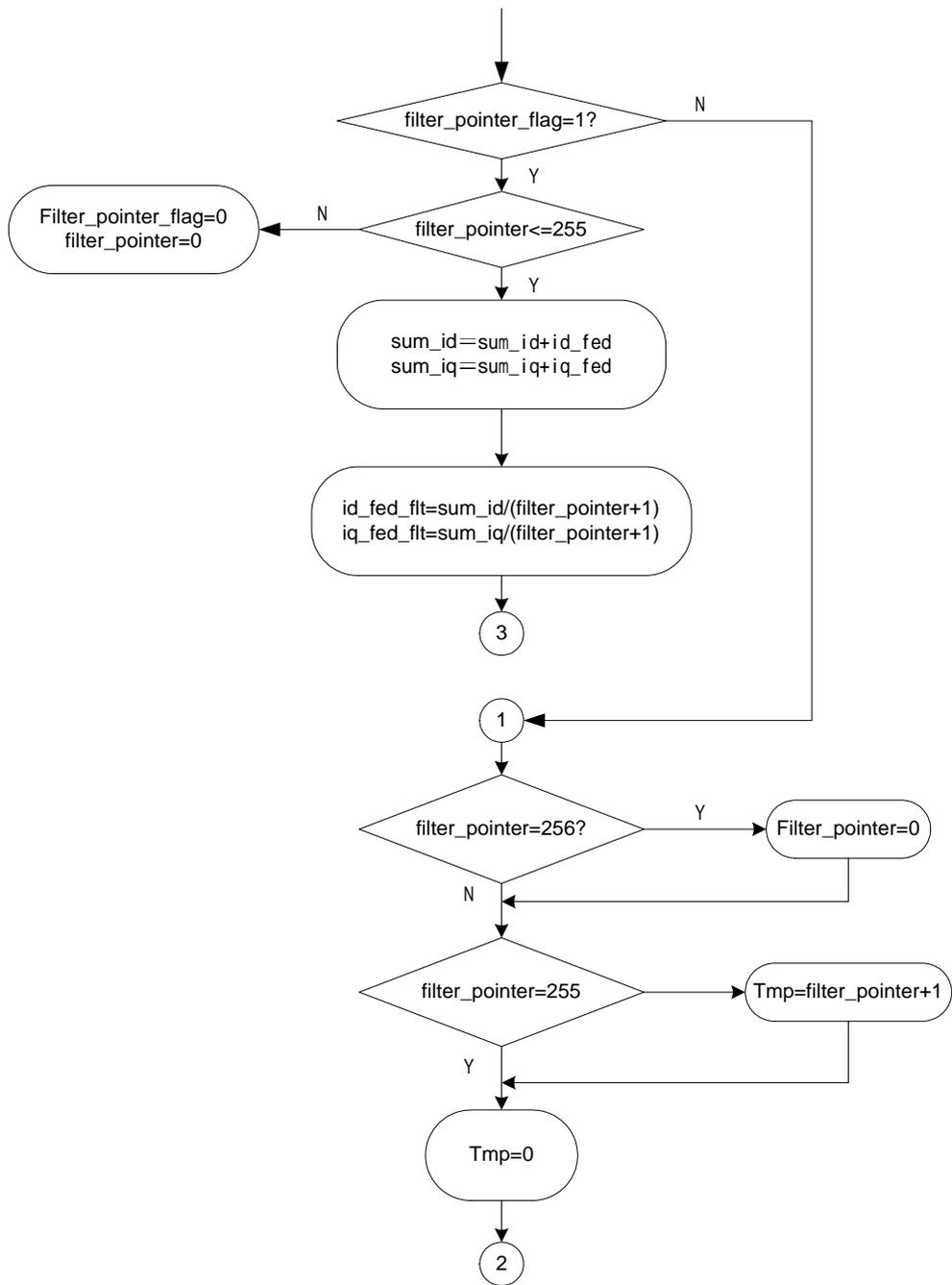


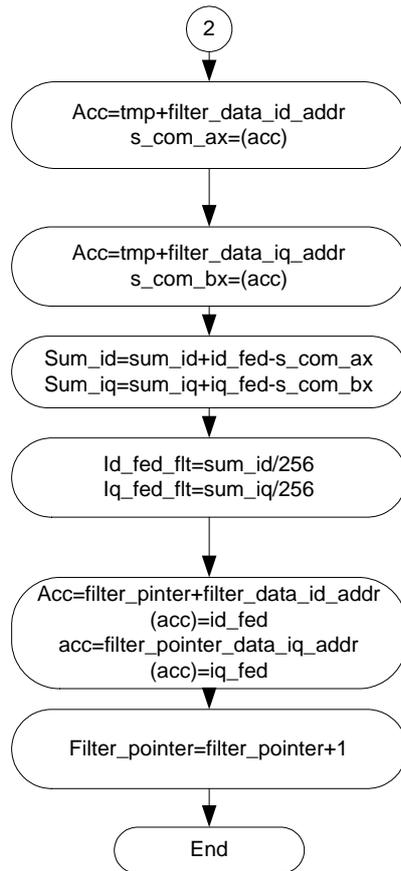
s\_id\_iq\_pi\_reg子程序  
增量式PI调节器



Id, Iq 滤波程序流程:

S\_filter\_average





Id,Iq 滤波初始化程序

S\_filter\_average\_ini

