

基于 DSP 的永磁同步电机伺服控制系统的研究

摘 要

当前,交流传动已经成为主要的传动方式,永磁同步电机由于其优越的控制性能被越来越多地应用到交流伺服控制领域。因此,研究基于 DSP 的永磁同步电机交流伺服系统,具有重要的现实意义。

本文首先介绍了永磁同步电机伺服系统的发展概况,然后对永磁同步电机的数学模型、工作原理以及矢量控制在永磁同步电机上的应用进行了说明。分析了永磁同步电机矢量控制的原理和特点,选取了采用基于 $i_d = 0$ 转子磁场定向的方案,确立了基于矢量控制PMSM三闭环调节的伺服控制系统的实施方案。文中给出了伺服系统的设计及伺服控制中的一些控制策略,并进行了仿真验证,验证了整个系统设计的正确性。

在理论和仿真分析的基础上,本文完成了整个伺服系统的软硬件设计。

关键词: 永磁同步电机, 矢量控制, MATLAB /Simulink, DSP, 伺服系统

THE RESEARCH OF PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR SERVO CONTROL SYSTEM BASED ON DSP

ABSTRACT

At present time, AC drive has become the fundamental mode in the drive field. As a result of its outstanding control performance, more and more PMSM(Permanent Magnet Synchronous Motors) have been applied in AC servo systems. The permanent magnet synchronous motor based on DSP is quite significant.

In this thesis, first of all, the general development situation of servo system of PMSM is introduced. Then the mathematic model, operation principle of PMSM, and the basic theory of Vector-Control for PMSM are illuminated. With the theory and characteristic of PMSM vector control analyzed and the Field Oriented Control(FOC) strategy employing $i_d = 0$ chosen, the control scheme of PMSM servo system is established with three close-loop regulators. Meanwhile, the detailed design of the servo control system and some servo control strategies are proposed, based on which, simulation studies are carried out. As a result, we can conclude that the design of this servo control system is correct.

On the base of principle and simulation analysis, the designing of the whole servo system's software and hardware is completed.

Key Words: PMSM, Vector Control, MATLAB/Simulink, DSP, Servo System

独创性声明

本人声明所呈交的学位论文是本人在导师指导下进行的研究工作及取得的研究成果。据我所知，除了文中特别加以标注和致谢的地方外，论文中不包含其他人已经发表或撰写过的研究成果，也不包含为获得合肥工业大学或其他教育机构的学位或证书而使用过的材料。与我一同工作的同志对本研究所做的任何贡献均已在论文中作了明确的说明并表示谢意。

学位论文作者签名：沈杰

签字日期：2007年7月5日

学位论文版权使用授权书

本学位论文作者完全了解合肥工业大学有关保留、使用学位论文的规定，有权保留并向国家有关部门或机构送交论文的复印件和磁盘，允许论文被查阅和借阅。本人授权合肥工业大学可以将学位论文的全部或部分内 容编入有关数据库进行检索，可以采用影印、缩印或扫描等复制手段保存、汇编学位论文。

(保密的学位论文在解密后适用本授权书)

学位论文作者签名：沈杰

导师签名：张煜江

签字日期：2007年7月5日

签字日期：2007年7月5日

学位论文作者毕业后去向：

工作单位：

电话：

通讯地址：

邮编：

致 谢

本论文是在导师张晓江副教授的精心指导下完成的。从论文的选题，方案的设计到论文的完成，张老师倾注了大量的心血，给予我悉心的指导，亲切的关怀。值此论文完成之际，谨向张老师致以我最衷心的感谢。

同时实验室的王海宁、李春红、孟巍等同学也给予了我很多帮助，在此向他们表示感谢。

最后感谢我的家人在生活上给予我的无微不至的关怀，也感谢所有关心和爱护我的人！

第一章 绪 论

1.1 引言

随着科学技术的飞速发展特别是电机制造与控制技术的飞速发展,再加上大规模集成电路、半导体功率器件和微处理器技术的进步,使得伺服控制系统得到了广泛的应用。永磁同步电机以其结构简单、体积小、重量轻、效率高、功率因数高,转子无发热问题,有大的过载能力^[1],小的转动惯量和小的转矩脉动等特点,给驱动器设计者们提供了无穷的机会和挑战。永磁同步伺服系统成为当代高性能伺服系统的主要发展方向,其特点是高位置分辨率,高定位精度,宽调速范围,低速稳定运行,无爬行现象,力矩波动小,响应速度快,峰值扭矩高,过载能力强,能承受频繁起停、制动和正反转,电机无电刷,可靠性高,可工作于恶劣的环境^[2]。

由于有上述优点和高性能,永磁同步电机在以下领域得到了广泛的应用^[3]

- (1)高精度位置伺服控制,包括点位控制和连续轨迹控制;
- (2)需要频繁调速,并要求低速且稳速运行的场合;
- (3)需要张力调节和恒张力控制的场合。

典型用途有电动注塑机、电动机车、电梯、数控机床、印刷机械、纺织机械和工业缝纫机等^[4]。

1.2 交流伺服控制系统发展现状及其主要趋势

过去,由于直流电机调速控制简单,具有良好的调速性能和起、制动性能,变流装置容量小,能方便、经济地在大范围内平滑调速,因而直流电机广泛应用于各种伺服驱动系统,高性能电控伺服系统绝大多数采用直流伺服技术。但是,另一方面由于直流电机结构复杂,成本高,存在电刷和机械换向器,维护困难,可靠性差,使用环境受到限制,限制了直流电机向高转速、高电压、大容量方向发展。而交流电机相对而言结构简单,坚固耐用,运行可靠,便于维修,价格便宜,于是人们就开始进行大量的交流调速技术的研究。1971年,德国学者 Blaschke 提出了对交流电机进行矢量控制的思想,它的出现对交流电机控制技术的研究具有划时代的意义,在理论上解决了交流电机的转矩控制问题。通过按转子磁场定向构成的矢量变换控制系统,实现了定子电流的励磁分量与转矩分量间的解耦,从而达到对交流电机的磁链和电流分别控制的目的,这样就可将一台三相交流电机等效为直流电机来控制,可使交流电机的动、静态控制性能完全可以和直流系统相媲美。与此同时,大功率晶体管(GTR)、可关断晶闸管(GTO)、功率场效应管(P-MOSFET)、绝缘栅双极型晶体管(IGBT)等一些既能控制导通又能控制关断的全控型快速电力电子器件相继问世,且正向大功率化、高频化、模块化、智能化方向发展。电力电子技术和现代电机控制理论的

突破性进展，70年代末期进入了伺服技术的交流化时代，相继开发出各种类型的交流伺服系统，广泛应用于工业生产的各个领域，出现了交流伺服系统逐步取代直流伺服系统的发展趋势。

交流伺服系统按其采用的驱动电动机的类型来分，主要有两大类永磁同步(SM型)电动机交流伺服系统和感应式异步(IM型)电动机交流伺服系统。

永磁交流伺服电动机具有高转矩/重量比、低转动惯量、易散热、效率高、可靠性高、易于维护保养、与直流伺服电动机相比在相同功率下具有较小的重量和体积等优点。永磁同步电动机交流伺服系统在技术上已经成熟，具备了十分优良的低速性能，并可实现弱磁高速控制，拓宽了系统的调速范围，适应了高性能伺服驱动的要求。并且随着永磁材料性能的大幅度提高和价格的降低，其在工业生产自动化领域中的应用将越来越广泛，目前已成为交流伺服系统的主流。

感应式异步电动机交流伺服系统由于感应式异步电动机结构坚固，制造容易，价格低廉，因而具有很好的发展前景，代表了将来伺服技术的发展方向。但由于该系统采用矢量变换控制，相对永磁同步电动机伺服系统来说控制比较复杂，而且电机低速运行时还存在着效率低，发热严重等有待克服的技术问题，目前并未得到普遍应用。

根据目前国内外的研究及使用状况，可归纳出以下几种发展趋势^[9]：

(1)从伺服电动机的比较可以看出，交流伺服系统的优势明显，随着微电子技术的迅速发展，新一代高性能微处理器的不断推出，加速了交流伺服取代直流伺服的进程。

(2)全数字化

微处理器是交流伺服系统的核心，机型的选择往往直接影响系统的控制功能和效果。适用于交流伺服系统的微处理器通常有单片机和数字信号处理器(DSP)两种。一般来说，单片机是面向控制的，在片内集成了较多的I/O接口和外围部件，但运算速度比较慢。DSP是面向快速信号处理的，运算速度比同一时期的单片机要快1至2个数量级，但价格相对昂贵。为了满足实际需要，单片机和DSP都在沿着扩大集成度、增加位数、加快速度、提高数据和信号处理能力、扩展功能、降低成本的方向发展。控制用DSP芯片是传统DSP与单片机相结合的产物，它既具有传统DSP的高速处理器内核，又集成了类似于单片机的丰富外设资源。与传统DSP相比，它具有适合于控制应用的外围模块，更丰富的内置RAM和Flash存储器，更强的中断处理能力与单片机相比，它具有更快的处理速度，适合于电机控制的高端应用场合。

经过近几年的发展，DSP芯片已取代单片机成为伺服控制领域的主流控制芯片。目前，DSP芯片的主要供应商有TI公司、AD公司和Motorola公司等。

DSP的出现为伺服系统的全数字化奠定了基础。全数字化的突出特点是软

件伺服，而大大增强了系统的柔性。具体来说，全数字伺服系统具有以下优点：

A、能明显地降低控制器硬件成本。根据目前微电子技术的发展趋势，速度更快、功能更新的微处理器不断涌现，硬件费用会变得很便宜。体积小、重量轻、能耗小是其共同的优点。

B、数字电路温度漂移小，也不存在参数的影响，稳定性好。

C、硬件电路采用了集成电路和大规模集成电路，可靠性比较高。

D、易于通用化，可以设计适合于众多电力电子系统的统一硬件电路，而软件可以模块化设计，以构成适用于不同应用对象的控制算法，满足不同的用途。

E、采用微处理器的数字控制，使信息双向传递能力大大增强，提高分级控制能力，使系统趋于智能化。

(3)智能化

现代控制理论的发展与应用弥补了经典控制理论对时变、非线性、随机性系统无能为力的缺陷，对不确定、非线性等复杂问题，提出了自适应、变结构、鲁棒控制等控制策略。这些控制方法大大提高了系统的鲁棒性，与经典控制理论结合起来，已被广泛采用。但是，以现代控制理论为基础的控制策略仍在一定程度上依赖于被控对象的数学模型，并不能从根本上解决复杂和不确定性系统的控制问题。计算机科学与工程的迅速发展，微机的广泛使用，使得许多控制算法和直觉推理得以实现，人工智能的发展不仅使人们进一步深化了对智能活动的机理认识，而且为人们用计算机更有效地表达和利用知识开辟了新途径。专家系统、模糊集合、人工神经网络等理论的发展为智能科学提供了数学工具。从神经生理学、仿生生理学角度对人脑结构模型、功能模型的研究，从认知心理学对人类智力活动心理过程和特征的研究，以及智能机器人等高技术的工程实践，都从不同侧面促进了智能科学的发展，也给自动化学科注入了新的思想和活力，为智能控制的实践应用奠定了必要的理论和技术基础。

1.3 课题的提出及主要研究内容

本文在吸取和借鉴国内外研究成果的基础上，针对交流电机的控制要求展开。本文的主要研究内容是首先，从电机的基本原理出发，分析了PMSM的数学模型接着，介绍了永磁同步电机矢量控制理论，采用了 $i_d = 0$ 的控制方案最后，设计开发了一套伺服控制系统，本系统采用TI公司电机控制DSP芯片TMS320LF2407A作为控制核心，电流环、速度环、位置环全部实现数字调节，数字化实现空间矢量脉宽调制(SVPWM)控制策略，应用增量式光电编码器实现了PMSM转子磁极位置检测和M/T法测速，主电路采用智能功率模块(IPM)，实现多种保护功能。论文章节安排如下：

第一章首先介绍了永磁同步电机伺服系统的优点和应用领域；其次，从交流伺服系统的发展现状出发阐述了它的几种发展趋势。最后，基于课题的研究背

景提出了研究任务。

第二章首先介绍了永磁同步电机的调速原理;接着分析了 PMSM 的数学模型,提出了永磁同步电机矢量控制策略,确定了系统采用 $i_d = 0$ 的矢量控制方法和空间矢量脉宽调制方式。基于 MATLAB/Simulink 建立了永磁同步电机的三闭环矢量控制系统,并进行了仿真,得到了较为满意的结果。

第三章主要介绍了 TI 公司的 TMS320LF2407A 芯片及其软件开发环境 CCS。

第四章首先描述了永磁同步电机伺服系统总体硬件构成,接着从系统主回路和检测电路这两个方面构造了整个系统,着重对系统硬件控制电路的各个组成部分的工作原理及其硬件设计进行了详细的介绍,并给出了相应的硬件电路实施方案。

第五章详细分析了系统的总体软件设计,在此基础上给出了系统各主要模块软件的设计思路及其实现方法。

第六章主要简要介绍了作者所做的主要工作,并针对不足之处提出了几点建议,最后对数字控制技术在我国的进行了展望。

第二章 永磁同步电机的矢量控制

2.1 引言

随着永磁材料性能的大幅度提高和价格的降低,以永磁同步电动机(PMSM)为执行元件的交流伺服系统,逐渐成为伺服系统的主流,并且极其广泛地应用在工业生产自动化领域中。

2.2 永磁同步电机的数学模型

普通永磁同步电动机的定子上有 A、B、C 三相对称绕组,转子上安装有永磁体,定子和转子通过气隙磁场,存在电磁耦合关系。为了得到永磁同步电动机的数学模型,首先对电机作如下假设:

- (1)忽略铁心饱和;
- (2)忽略电机绕组漏感;
- (3)转子上没有阻尼绕组;
- (4)永磁材料的电导率为零;
- (5)不计涡流和磁滞损耗,认为磁路是线性的;

(6)定子相绕组的感应电动势波为正弦型的,定了绕组的电流在气隙中只产生正弦分布的磁势,忽略磁场的高次谐波。

永磁同步电动机(PMSM)的物理模型如图 2-1 所示。定义图中标出的定子每相绕组的电流的方向为正方向,将正向电流流经一相绕组时产生的正弦磁动势波轴线定义为相绕组的轴线。图中的 as 为 A 相绕组轴线,并将其作为空间坐标的参考轴线。假定感应电动势的正方向与电流正方向相反(电动运行)。取逆时针方向为转速的正方向。 Ψ_f 为每极下永磁励磁磁链空间矢量,方向与磁极磁场轴线一致。定子电流矢量 i_s 为:

$$\vec{i}_s = \sqrt{2/3} (i_A + \alpha i_B + \alpha^2 i_C) \quad (2-1)$$

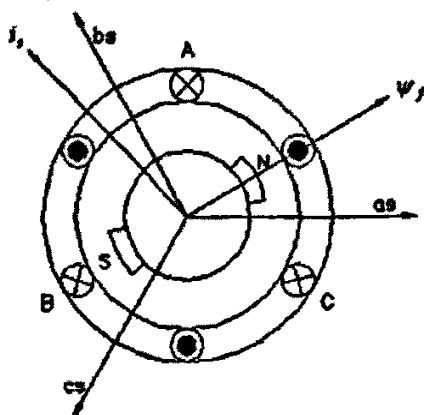


图 2-1 永磁同步电机的物理模型

两相相位正交对称绕组通以两相相位相差 90° 的交流电时,也能产生旋转磁场,因此从产生旋转这一物理意义上讲,两相系统和三相系统是等效的。在永磁交流伺服电动机中,建立固定于转子的参考坐标。此时,取永磁体基波励磁磁场轴线(即为永磁体磁极轴线)为 d 轴(直轴),而逆时针方向超前 d 轴 90° 电角度的轴线为 q 轴(交轴), d - q 轴系随同转子以电角速度(电角频率)一起旋转,它的空间坐标以 d 轴与参考坐标轴 as 间的电角度 e 来确定, d - q 旋转坐标系如图 2-2 所示。定子三相基波合成旋转磁场轴线与永磁体基波励磁磁场轴线间的空间电角度,称为转矩角。

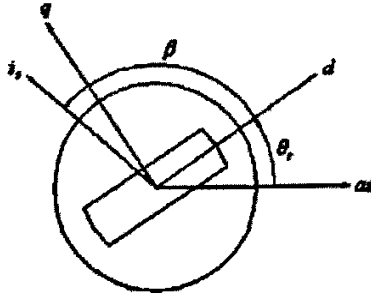


图 2-2 d - q 旋转坐标系

d - q 旋转坐标系方程为:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \sin \theta & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad (2-2)$$

$$\begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \sin \theta & \cos \theta & \sqrt{\frac{1}{2}} \\ \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sqrt{\frac{1}{2}} \\ \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \end{bmatrix} \quad (2-3)$$

三相永磁同步电动机的数学模型为:

(1) 定子电压方程

在图 2-1 所示的 ABC 静止坐标系下的定子电压矢量方程为

$$\bar{u}_s = R\bar{i}_s + L_s \frac{d\bar{i}_s}{dt} + \frac{d}{dt}(\psi_f e^{j\theta_s}) \quad (2-4)$$

将此电压方程转换到 d - q 轴坐标系下,可得到定子电压在 d - q 轴系的分量:

$$u_d = p\psi_d - \psi_q \omega_r + R_s i_d \quad (2-5)$$

$$u_q = p\psi_q - \psi_d\omega_r + R_s i_q$$

(2) 定子磁链方程

d-q 轴的定子磁链方程为:

$$\psi_d = L_d i_d + \psi_f \quad (2-6)$$

$$\psi_q = L_q i_q$$

以上各式中, p 为微分算子; u_s 、 i_s 为定子电压和电流; u_d 、 u_q 为 d-q 轴定子电压; i_d 、 i_q 为 d-q 轴定子电流; ψ_d 、 ψ_q 为 d-q 轴定子磁链; ψ_f 为转子永磁体链过定子绕组的磁链; L_d 、 L_q 为 d-q 轴定子电感; R_s 为定子电阻; ω_r 为转子电角速度, 且有

$$L_q = L_{s\delta} + L_{mq} \quad (2-7)$$

$$L_d = L_{s\delta} + L_{md}$$

上式中 $L_{s\delta}$ 为 d-q 轴线圈的漏感, L_{mq} 和 L_{md} 分别为 d-q 轴线圈的励磁电感。

将每极下永磁体模拟为具有一定面电流分布的励磁线圈, 进一步将这个励磁线圈再归算到 d 轴定子侧, 也就是使这个励磁线圈具有与 d 轴定子线圈相同的有效匝数。归算后的等效励磁电流为 i_f , 它能产生与永磁体相同的基波励磁磁场, 则有

$$\psi_f = L_{md} i_f \quad (2-8)$$

(3) 转矩方程

电磁转矩方程矢量为

$$T_e = p_n \bar{\psi}_s \bar{i}_s \quad (2-9)$$

用 d-q 轴来表示就是

$$\bar{\psi}_s = \psi_d + j\psi_q \quad (2-10)$$

$$\bar{i}_s = i_d + ji_q$$

将(2-10)代入(2-9)式, 电磁转矩方程变为

$$T_e = p_n (i_q \psi_d - i_d \psi_q) \quad (2-11)$$

将磁链方程(2-6)代入上式中, 得

$$T_e = p_n [i_q \psi_f + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (2-12)$$

式中， p_n 为极对数。

图 2-3 为永磁同步电动机的空间矢量图，图中 \vec{i}_s 为定子电流空间矢量，而且 \vec{i}_s 与磁动势空间矢量 f_s 同轴。由此图可得

$$\vec{i}_s = i_q - j i_d \quad (2-13)$$

\vec{i}_s 与 d 轴间的夹角为 β ，可有

$$\begin{aligned} i_d &= i_s \cos \beta \\ i_q &= i_s \sin \beta \end{aligned} \quad (2-14)$$

将式(2-8)、(2-14)代入到(2-10)中，得到电磁转矩方程为

$$T_e = p_n \left[L_{md} i_f i_s \sin \beta + \frac{1}{2} (L_d - L_q) i_s^2 \sin 2\beta \right] \quad (2-15)$$

上式中括号中第一项是由定子电流与永磁体励磁磁场相互作用产生的电磁转矩，称为主电磁转矩；第二项是由转子凸极效应引起的，称为磁阻转矩。

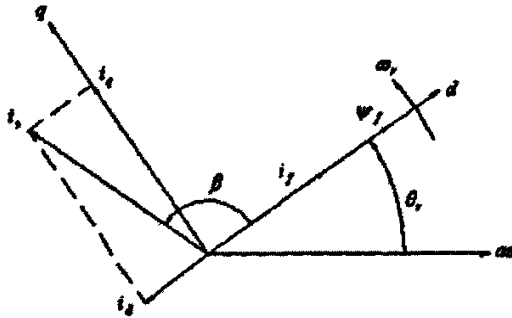


图 2-3 永磁同步电机的空间矢量图

(4)运动方程

设电动机电动运行，则运动方程如下

$$\frac{J}{p_n} \frac{d\omega_r}{dt} + B \frac{\omega_r}{p_n} = T_e - T_l \quad (2-16)$$

式中， J 为电机转子和所带负载的总转动惯量， B 为粘滞摩擦系数， T_l 为负载转矩，其方向与电磁转矩 T_e 相反。

(5)状态方程

在假设磁路不饱和，不计磁滞和涡流损耗影响，空间磁场呈正弦分布的条件下，当永磁同步电机转子为凸式结构($L_d = L_q = L$)时，可由电压方程(2-5)，磁链方程(2-6)、电磁转矩方程(2-12)、运动方程(2-16)得到 d-q 轴坐标系上永磁同

步电机的状态方程为：

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_q \\ \dot{i}_d \\ \dot{\omega}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s/L & -\omega_r & -\psi_f \\ \omega_r & -R_s/L & 0 \\ p_n^2\psi/J & 0 & -B/J \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q \\ i_d \\ \omega_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_q/L \\ u_d/L \\ -p_n T_l/J \end{bmatrix} \quad (2-17)$$

上述方程构成了 PMSM 的数学模型，这个模型是非线性的，因为它含有转子电角速度 ω_r 与电流 i_d 或 i_q 的乘积项，所以，不能简单地通过调节电枢电流来直接控制电磁转矩。为了提高系统控制系统控制性能，必须进行矢量解耦控制。

2.3 PMSM 矢量控制策略

2.3.1 PMSM 控制策略简介

矢量控制的关键是对定子电流矢量的幅值和空间位置(频率和相位)的控制。目前针对同步电机的电流控制策略主要有以下三种：

(1) $i_d = 0$ 控制，由于控制直轴电流分量为零，所以该控制算法简单，电磁转矩与定子电流成正比；同时不会使 PMSM 因退磁而性能变坏，并且易于实现。其主要缺点是随着输出转矩的增大，功率因数下降较快。

(2) $\cos\varphi = 1$ 控制，使得系统的功率因数恒为 1，使逆变器的容量得到充分利用，但最大电磁转矩很小。

(3) 转矩电流比最大控制，该控制策略使电动机输出转矩在满足一定的条件下，逆变器的输出电流最小，有利于逆变器中功率开关器件的工作。但该控制算法要占用很大的 CPU 开销，需要高速度的中央处理器。

相比较而言，方法(1)由于控制直轴电流分量为零，由式(2-15)可得时，PMSM 的转矩表达式为：

$$T_{em} = \frac{2}{3} p_n \psi_f i_q \quad (2-18)$$

可见， $i_d = 0$ 控制时实现了定子绕组与 d 轴的完全解耦，通过控制，就可以很好地控制电磁转矩，这和永磁直流电机的原理类似。

2.3.2 PMSM 矢量控制策略

通过上一小节的论述，由式(2-15)可知电磁转矩由两项组成，第一项为基本转矩，与交轴电流 i_q 成正比；第二项为磁阻转矩，是由 d, q 轴同步电感的不同造成的，且与 d, q 轴电流的乘积成正比，如不考虑凸极效应，即 $L_d = L_q = L_\sigma$ ，该项为零。

由上述电压方程和运动方程可得到以 i_d , i_q , ω 为状态变量的同步伺服电机状态方程。它是多变量非线性状态方程，即包含 d, q 轴坐标电枢电流 i_d , i_q 的乘

积项，且 i_d ， i_q 之间有耦合关系。由于存在这一耦合，电磁转矩不能实现线性化控制。

交轴电流 i_q 为转矩电流分量，对电磁转矩的产生起主要作用。通常励磁分量对电磁转矩的产生贡献不大，且存在使永磁体去磁的可能。一般情况下，为了获得最大有效转矩，通常控制 $i_d = 0$ ，则：

$$T_{em} = \frac{2}{3} p_n \psi_f i_q \quad (2-19)$$

此时，故转矩仅与电枢电流 i_s 成正比，即三相永磁同步伺服电动机在 $i_d = 0$ 的情况下，内坐标系电流分量 i_d ， i_q 得到了很好的解耦控制，三相永磁同步伺服电动机的数学模型就类似于他励直流电动机的线性化模型。

由图 2-4 可知，永磁同步电机的矢量控制系统有下面四部分组成^[6]

1. 位置、速度检测模块。
2. 速度环，电流环 PI 控制器。
3. 坐标变换模块。
4. SVPWM 模块和逆变模块。

控制过程为：角度给定信号指令 θ^* 与检测到的转子角度 θ 相比较后，经位置 PI 控制器的调节，输出 ω^* 作为速度控制器的给定信号，与检测到的转子速度 ω 相比较后，经速度 PI 控制器的调节，输出 i_q^* 作为电流控制器的给定信号。同时，经过坐标变换后，定子反馈的三相电流为 i_d ， i_q ，通过控制 d 轴电流给定 $i_d^* = 0$ 。与给定值相比较后，经过电流 PI 调节器输出为 d, q 轴的电压，经 Park 逆变换后为 α, β 轴电压。通过 SVPWM 模块输出六路 PWM 驱动 IGBT，产生可变频和幅值的三相正弦电流输入电机定子。

可得到 k_i 、 τ_i 。

对于本文所设计的伺服系统而言电流控制器参数的确定，除了要满足上述典型I型系统的要求外，在设计控制器增益时，还需考虑以下几个因素：

(1)由于电流控制存在相位延迟，因此，当输入三相正弦电流指令时，三相输出电流在相位上将产生一定的滞后，同时在幅值上也会有所下降，由于这两个原因，一方面破坏了电流矢量的解耦条件，另一方面降低了输出转矩。为了克服这种影响，在对电流相位进行补偿的同时需要增大电流环的增益。

(2)由于电流检测器件的漂移误差会引起转速的波动，若提高电流控制器的增益，必然会放大漂移误差，对转速的控制精度产生不利的影晌，故不能过分提高电流控制器的增益。

(3)考虑到电流控制环节的稳定性，也不宜过于增加电流控制器的增益。

(4)过大的电流环控制增益还会产生较大的转矩脉动和磁场噪音。

2.4.2 速度环PI控制器的设计^[7]

速度环的作用是增强系统抗负载扰动的能力，抑制速度波动。

电流环的传递函数为：

$$W(s) = \frac{1}{\frac{T}{K}s^2 + \frac{s}{K} + 1} \quad (2-21)$$

速度环的截止频率一般较低，因此电流环的传递函数可降阶近似为：

$$W(s) \approx \frac{1}{\frac{s}{K} + 1} = \frac{1}{2Ts + 1} \quad (2-22)$$

在上述电流调节器设计的基础上，控制器采用PI控制的速度环结构如图2-6所示：

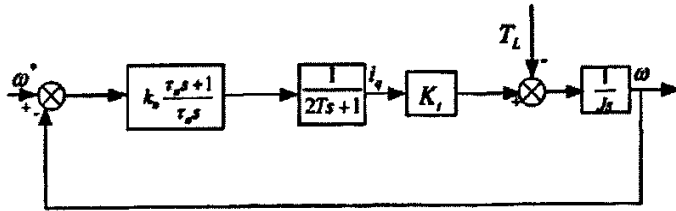


图 2-6 采用PI速度控制的结构图

将转速环校正成典型II型系统，速度控制器采用PI控制，系统的开环传递函数为：

$$W(s) = \frac{k_n K_i (\tau_n s + 1)}{\tau_n J s (2Ts + 1)} \quad (2-23)$$

根据典型II型系统设计的要求，系统参数设计的公式为：

$$\tau_n = h * 2T \quad (2-24)$$

$$k_n = \frac{h+1}{2h} \times \frac{J}{2TK_i} \quad (2-25)$$

取 $h=5$, 代入数据可求得 τ_n 和 k_n 的值。

2.4.3 位置环 PI 控制器的设计

为设计位置控制器, 将速度环用其闭环传递函数代替, 伺服系统动态结构如图 2-7 所示。

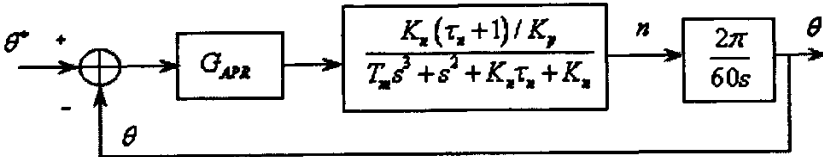


图 2-7 位置伺服系统动态结构图

可以看出伺服系统是一个高阶动态调节系统, 系统位置调节器设计十分复杂, 须对其做降阶或等效处理, 抓住主要矛盾, 用反应位置环主要特性的环节来等效。考虑到系统速度响应远比位置响应快, 即位置环截止频率远小于速度环各时间常数的倒数, 在分析系统时, 将速度环近似等效成一阶惯性环节。用伺服系统单位速度阶跃响应时间(电机在设定转矩下, 空载启动到设定转速时的响应时间)作为该等效惯性环节时间常数 T_p , 速度环闭环放大倍数 K_p , 它表示电机实际速度和伺服速度间的比值, 速度环表示为:

$$G_{nb}(s) = \frac{K_p}{T_p s + 1} \quad (2-26)$$

速度环等效后, 位置环控制对象是一个积分环节和一个惯性环节的串联。作为连续跟踪控制, 位置伺服系统不希望位置出现超调与振荡, 以免位置控制精度下降。因此, 位置控制器采用比例调节器, 将位置环校正成典型 I 型系统, 假定位置控制器比例放大倍数为 K_{pp} , 闭环系统的开环传递函数为:

$$G_p(s) = \frac{2\pi K_{pp} K_p}{60s(T_p s + 1)} = \frac{K_{pp} K_p / 9.55}{s(T_p s + 1)} \quad (2-27)$$

位置控制不允许超调, 应该选择调节器放大倍数, 使得式(2-27)中的系数满足:

$$K_{pp} K_p T_p / 9.55 \approx 0.25 \quad (2-28)$$

也就是使位置环所对应二阶系统阻尼系数接近 1, 系统位置响应成为临界阻尼或者接近临界阻尼响应过程。

这里关键是如何求取 K_p 、 T_p , 即速度闭环放大倍数和等效惯性环节时间常数。前者可用稳态时速度指令和电机实际速度关系求得。根据电机运动方程

$J \frac{d\omega_r}{dt} = T_e + T_l - B\omega_r$, 忽略摩擦阻力, 坚定电机在设定作用下, 电机从静止加速到设定转速, 可得到等效惯性环节的时间常数为:

$$T_p = \frac{n_{sd} J}{9.55 T_{sd}} \quad (2-29)$$

式中, n_{sd} 和 T_{sd} 分别为设定转速和设定电磁转矩, 带入式 (2-28) 中, 得:

$$K_{pp} = \frac{9.55^2 T_{sd}}{4 K_p n_{sd} J} \quad (2-30)$$

由此可见, 伺服电机带载时, 随着电机轴联转动惯量增加, 电机阶跃响应时间变长, 等效环节时间常数增加, 为满足式 (2-30), 位置调节器放大倍数应相应减小。实际系统位置环增益与以下因素有关:

- (1) 机械部分负载特性, 包括负载转动惯量和传动机构刚性;
- (2) 伺服电机特性, 包括机电时间常数、电气时间常数及转动的刚性;
- (3) 伺服放大环节的特性, 速度检测器的特性。

所以, 实际位置环设计需要考虑很多因素。在实际系统速度阶跃响应已知时, 可根据式 (2-30) 求出位置控制器比例增益, 再在实验中做相应调整即可以满足要求。

2.5 空间矢量脉宽调制

经典 SPWM 控制^[8]主要使逆变器输出电压尽量接近正弦波, 而电流波形会受负载或电路参数的影响。电流跟踪控制直接控制三相输出电流是否按正弦变化, 这比只考查输出电压波形有一定进步。但同步电机输入三相电流的最终目的是形成圆形旋转磁场, 以产生恒定电磁转矩。如果按照这一目标, 如果把三相逆变器和同步电机看作一个整体, 尽量形成圆形旋转磁场来控制效果会更好。德国学者提出了基于电压空间矢量脉宽调制技术不仅使得电机转矩脉动降低, 转电流波形畸变减小, 而且与 SPWM 技术相比直流电压利用率有很大提高, 更易于数字化实现。

电压空间矢量脉宽调制技术实际是磁通 PWM, 其特点是从电机角度出发, 着眼于通过控制电机端电压, 使电机获得幅值恒定的空间旋转磁场。三相同步电机要求定子输入三相对称正弦电流的最终目的是在电机内产生圆形气隙旋转磁场, 从而产生恒定的电磁转矩^[9]。因此, 把逆变器和电机视为一体, 以跟踪圆形旋转磁场为目标来控制逆变器的输出电压波形, 一定会产生更好的控制效果。从这一思路出发, 80 年代中期, 国外学者在交流电机调速中提出了磁通轨迹控制的思想, 而磁通轨迹的控制是通过电压空间矢量的合成实现的, 所以又称为电压空间矢量 PWM (Space-Vector Pulse Width Modulation, SVPWM) 控制。

2.5.1 空间矢量脉宽调制原理

在变频调速系统中，逆变器为电动机提供的是经过调制的 PWM 电压。图 2-8 是典型的三相电压源型逆变器示意图， U_a 、 U_b 、 U_c 是逆变器的输出。 $V_1 \sim V_6$ 是六个功率晶体管，他们分别由六个 PWM 信号控制。因为逆变器的上桥臂和下桥臂的开关状态互补，当同一桥臂的上一晶体管处于导通时，则下一晶体管处于关闭状态。图 2-8 中设置直流侧中点的 O 作为参考点，则上管导通时输出电压为 $U_{dc}/2$ ，下管导通时输出电压为 $-U_{dc}/2$ 。

由 Park 变换定义的电压空间矢量为：

$$\vec{U}_{ref} = \frac{2}{3}(\vec{U}_a + \alpha \vec{U}_b + \alpha^2 \vec{U}_c) \quad (2-31)$$

式中 $\alpha = e^{j\frac{2\pi}{3}}$ 。

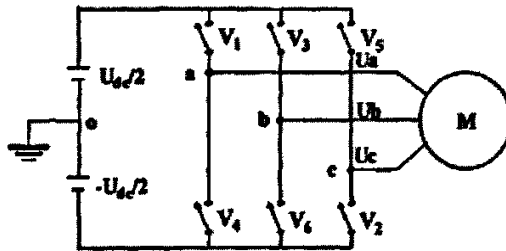


图 2-8 三相电压源型逆变器结构图

如果把上桥臂的功率开关器件的导通状态用“1”表示，关断状态用“0”表示，那么上桥臂的三个功率开关器件的开关状态共有八种组合，构成了对应的电压空间矢量，分别表示为： $\vec{V}_0[000]$ 、 $\vec{V}_1[001]$ 、 $\vec{V}_2[010]$ 、 $\vec{V}_3[011]$ 、 $\vec{V}_4[100]$ 、 $\vec{V}_5[101]$ 、 $\vec{V}_6[110]$ 、 $\vec{V}_7[111]$ 8 个电压矢量在空间的分布如图 2-7 所示，8 种导通状态如表 2-2 所示。按照图 2-7 所示的电压空间矢量定义可知，空间八个基本电压矢量组成一个六边形，分六个扇区，其中有两个位于原点的零矢量，即 $\vec{U}_0[000]$ 和 $\vec{U}_7[111]$ 。而其它的六个矢量称为基本矢量，即 $\vec{U}_1[001]$ 、 $\vec{U}_2[010]$ 、 $\vec{U}_3[011]$ 、 $\vec{U}_4[100]$ 、 $\vec{U}_5[101]$ 、 $\vec{U}_6[110]$ 。且有效矢量长度均为 $\frac{2}{3}U_{dc}$ 。零矢量位于原点，相邻非零矢量之间的夹角为 60° 。从一个电压空间矢量旋转到另一个矢量的过程中，应当遵循功率器件的开关状态变化最小的原则，即应当只有一个功率器件的开关状态发生变化。利用这 8 种电压矢量的线性组合，就可以获得更多的与基本空间矢量相位不同的电压空间矢量，最终构成一组等幅不同相的电压空间矢量，叠加形成尽可能逼近圆形旋转磁场的磁链圆。

如图 2-9 所示，以第三扇区为例，用最近的两个相邻有效矢量 \vec{U}_4 、 \vec{U}_6 和零矢量合成参考矢量等效矢量按伏秒平衡原则合成，则有：

$$T_{PWM} = T_4 + T_6 + T_0 \quad (2-32)$$

$$\bar{U}_{ref} T_{PWM} = \bar{U}_4 T_4 + \bar{U}_6 T_6 \quad (2-33)$$

式中 T_{PWM} —系统 PWM 周期, T_4 — \bar{U}_4 作用时间, 式中 T_{PWM} —系统 PWM 周期, T_4 — \bar{U}_4 作用时间, T_6 — \bar{U}_6 作用时间, T_0 — \bar{U}_0 (\bar{U}_7) 作用时间。式 (2-33) 的意义是矢量在 T_{PWM} 时间内的积分效果与 \bar{U}_4 、 \bar{U}_6 与零矢量分别在 T_4 、 T_6 和 T_0 时间内的积分效果相同。其中:

$$\bar{U}_4 = \frac{2}{3} U_{dc} (1 + j0) \quad (2-34)$$

$$\bar{U}_6 = \frac{2}{3} U_{dc} \left(\frac{1}{2} + j \frac{\sqrt{3}}{2} \right) \quad (2-35)$$

$$\bar{U}_{ref} = \|U_{ref}\| (\cos \theta + j \sin \theta) \quad (2-36)$$

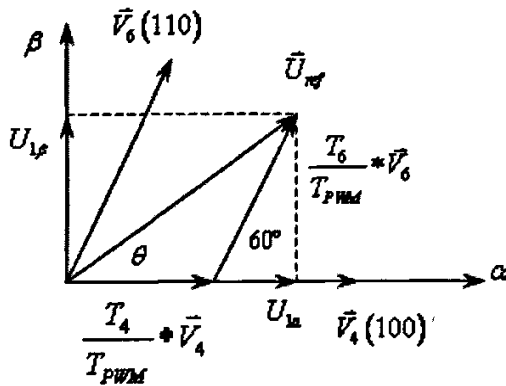


图 2-9 第三扇区计算示意图

将式(2-34)~(2-36)代入式(2-33)中, 得到:

$$T_4 \frac{2}{3} U_{dc} + T_6 \left(\frac{1}{3} + j \frac{\sqrt{3}}{3} \right) U_{dc} = \|U_{ref}\| T_{PWM} (\cos \theta + j \sin \theta) \quad (2-37)$$

零矢量只是补足 T_4 、 T_6 以外的时间, 它对矢量合成不产生影响, 由等式两边实部和虚部相等得:

$$T_4 = \left(\frac{1}{2} \cos \theta - \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \theta \right) \|U_{ref}\| T_{PWM} / U_{dc} \quad (2-38)$$

$$T_6 = \sqrt{3} \sin \theta \|U_{ref}\| T_{PWM} / U_{dc} \quad (2-39)$$

$$T_0 = T_{PWM} - T_4 - T_6 \quad (2-40)$$

随着空间电压参考矢量 U_{ref} 的长度增加, 输出电压的基电压幅值也线性增

加, T_4 、 T_6 也线性增加, T_0 逐渐减小, 但是要使合成矢量在线性区域就必须满足下列等式: $T_4 + T_6 \leq T_{PWM}$, 可以得出:

$$U_{ref} \leq \frac{U_{dc}}{\sqrt{3} \cos(\frac{\pi}{6} - \theta)} \quad (2-41)$$

在实际应用中此方程需要对任何 θ 都成立, 则有 $U_{ref} \leq U_{dc}/\sqrt{3}$ 。可见, 当输出电压达到上限值时, 起输出线电压基波幅值可达 U_{dc} , SVPWM 的调制相电压波相当于在原正弦波中注入了三角形次谐波, 当正弦调制波的幅值为 1 时, 形成的 SVPWM 调制相电压幅值为 $\frac{\sqrt{3}}{2}$ 。SVPWM 调制方法比传统的规则采样 SPWM 提高了 15.47% 的电压利用率, 能明显减少逆变器输出电压的谐波成分及电机的谐波损耗, 降低转矩脉动^[10]。

为使波形对称, 把每个矢量的作用时间都一分为二, 同时把零矢量时间等分给两个零矢量 \bar{U}_0 和 \bar{U}_7 , 而且要保证每次只有一个开关状态改变。这是因为如果允许有两个或三个桥臂同时动作, 则在线电压的半周期内会出现反极性的电压脉冲, 产生反向转矩, 引起转矩脉动和电磁噪声。产生的开关序列为:

$$\bar{U}_0 \rightarrow \bar{U}_4 \rightarrow \bar{U}_6 \rightarrow \bar{U}_7 \rightarrow \bar{U}_6 \rightarrow \bar{U}_4 \rightarrow \bar{U}_0$$

2.5.2 空间矢量脉宽调制算法

本文 SVPWM 的调制, 是将电机两维静止坐标系上的两个正交电压向量 $V_{\alpha ref}$ 和 $V_{\beta ref}$ 作为空间矢量信号实时调制的给定。由以上的电压空间矢量调制原理, SVPWM 信号的实时调制步骤如下:

(1) 判断合成矢量 U_{ref} 所处扇区

对参考电压 V_{ref} 在 $\alpha\beta$ 轴上的分量做如下定义, 则可得到电压合成矢量在其它扇区的等价条件。

定义:

$$\begin{aligned} V_{ref1} &= V_{\beta ref} \\ V_{ref2} &= \frac{1}{2}(\sqrt{3}V_{\alpha ref} - V_{\beta ref}) \\ V_{ref3} &= \frac{1}{2}(-\sqrt{3}V_{\alpha ref} - V_{\beta ref}) \end{aligned} \quad (2-42)$$

通过对 V_{ref1} 、 V_{ref2} 、 V_{ref3} 的极性分析, 来判断当前的合成电压所在的扇区:

IF $V_{ref1} > 0$, THEN A = 1 ELSE A = 0;

IF $V_{ref2} > 0$, THEN B = 1 ELSE B = 0;

IF $V_{ref3} > 0$, THEN C = 1 ELSE C = 0;

扇区为: $N = A + 2B + 4C$

(2) 开关向量作用时间计算

如果分别用 T_1 和 T_2 分别表示不同相邻向量的作用时间, 考虑到不同的扇区,

T_1 和 T_2 的计算可归纳为下面三个值的计算。

定义:

$$\begin{aligned} X &= \sqrt{3} V_{\beta ref} T_{PWM} / U_{dc} \\ Y &= \left(\frac{\sqrt{3}}{2} V_{\beta ref} + \frac{3}{2} V_{\alpha ref} \right) T_{PWM} / U_{dc} \\ Z &= \left(\frac{\sqrt{3}}{2} V_{\beta ref} - \frac{3}{2} V_{\alpha ref} \right) T_{PWM} / U_{dc} \end{aligned} \quad (2-43)$$

T_1 和 T_2 赋值后, 还要对其线性区调制进行判断, 若 $T_1 + T_2 \leq T_{PWM}$ 时, T_1 和 T_2 的值保持不变, 若 $T_1 + T_2 > T_{PWM}$ 时, 则:

$$\begin{aligned} T_1 &= \frac{T_1}{T_1 + T_2} T_{PWM} \\ T_2 &= \frac{T_2}{T_1 + T_2} T_{PWM} \end{aligned} \quad (2-44)$$

(3) 计算电压空间矢量切换点 $taon$ 、 $tbon$ 、 $tcon$

定义:

$$\begin{aligned} taon &= (T_{PWM} - T_1 - T_2) / 4 \\ tbon &= taon + T_1 / 2 \\ tcon &= tbon + T_2 / 2 \end{aligned} \quad (2-45)$$

则在不同的扇区内 TCMP1、TCMP2、TCMP3 根据表 2-1 赋值。TCMP1、TCMP2、TCMP3 是在基于 DSP 的控制系统中, 作为全比较寄存器的值, 通过与定时器计数寄存器的值进行比较来产生 PWM。

表 2-1 切换点 $TCMP_x$ 计算值

扇区号	I	II	III	IV	V	VI
TCMP1	tbon	taon	taon	tcon	tcon	tbon
TCMP2	taon	tcon	tbon	tbon	taon	tcon
TCMP3	tcon	tbon	tcon	taon	tbon	taon

2.6 PMSM 矢量控制系统仿真

2.6.1 空间矢量脉宽调制的仿真

图 2-10 为在 MATLAB/Simulink 下的 SVPWM 的仿真框图^[11], 采用了上面介绍的算法进行了仿真, 其中 $U_{dc}=310v$, $T=0.0002s$, 得到了如图 2-11(a)、(b)、(c)所示的仿真结果。

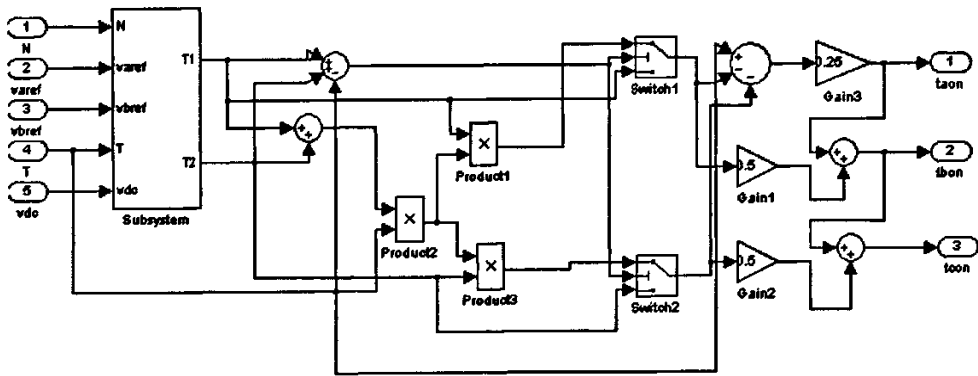
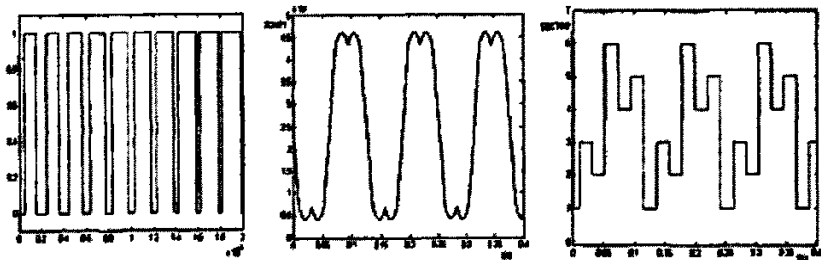


图 2-10 SVPWM 算法仿真



(a) PWM+的波形 (b) TCMP1 波形 (c) U_{ref} 所在的扇区

图 2-11 SVPWM 仿真结果

2.6.2 PMSM 矢量控制的仿真

根据上面所述的矢量控制策略, 构造了如图 2-12 所示的仿真模型。其中 $V_{dc}=310v$, $T_{PWM}=0.1ms$ 。速度 PI 调节器的控制参数为 $k_p=1.5$, $k_i=0.02$, q 轴

电流 PI 调节器的控制参数为 $k_p=0.8$, $k_i=0.6$, d 轴电流 PI 调节器的控制参数为 $k_p=0.8$, $k_i=0.6$ 。位置环的控制参数为 $k_p=2.5$, $k_i=0.03$, 在给定角度为 60° 的前提下, 得到如图 2-13(a)、(b)、(c)所示的仿真结果。

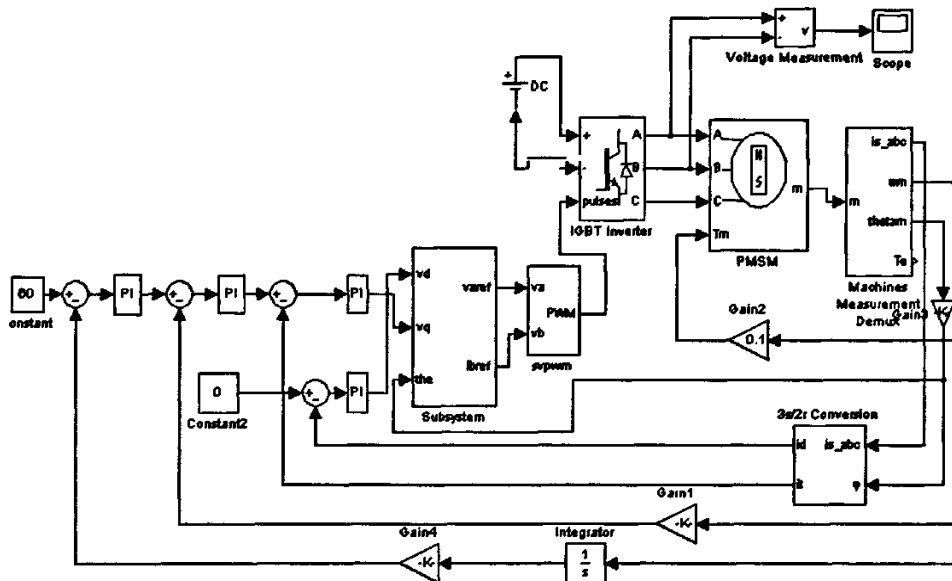
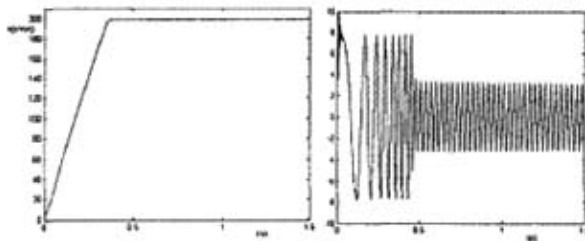
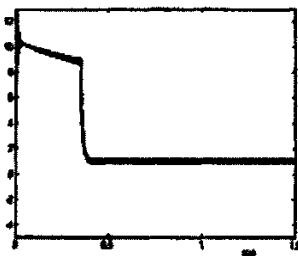


图 2-12 MATLAB/Simulink 矢量控制下 PMSM 调速系统仿真模型



(a) 转速波形

(b) 相电流波形



(c) 输出转矩波形

图 2-13 PMSM 仿真波形图

从仿真结果可以看出, 在负载转矩为 $1 \text{ N}\cdot\text{m}$, 给定角度为 60° 的条件下, 能够得

到较快的转矩响应特性，电流波形也比较稳定。

2.7 本章小结

本章对永磁同步电机的调速原理和数学模型进行了分析，给出了各种不同坐标系之间的变换关系以及永磁同步电机在 dq 坐标系下的数学模型，然后对 PMSM 一些常用的控制策略进行了介绍和比较，最后结合调速系统原理框图给出了本文所选用的 PMSM 控制策略。在此基础上，介绍了电流环和速度环 PI 控制器以及位置环的设计，同时分析了 SVPWM 的原理及算法，并用仿真进行了验证。运用 Matlab/Simulink 构建了一个具有速度、电流以及位置三闭环的控制系统仿真模型，通过仿真，得到了较好的仿真结果，为下面的系统软件设计提供了具体的控制模型和算法构成。本章的分析是后几章的理论基础。

第三章 DSP 芯片及 CCS 开发环境介绍

3.1 DSP 芯片介绍

自从 DSP 芯片诞生以来, DSP 就以数字器件特有的稳定性, 可靠性, 可重复性, 可大规模集成, 特别是可编程性和易于实现自适应处理特点, 使数字信号处理得到了飞速的发展。在短短的十多年时间内, DSP 芯片已经在信号处理、通信、伺服控制等许多领域得到了广泛的应用。

3.1.1 DSP 芯片结构^[12]

DSP 芯片, 也称数字信号处理器, 是一种具有特殊结构的微处理器。DSP 芯片的内部采用程序总线 and 数据总线分开的哈佛结构, 具有专门的硬件乘法器, 广泛采用流水线操作, 提供特殊的 DSP 指令, 可以用来快速地实现各种数字信号处理算法。根据数字信号处理的要求, DSP 芯片一般具有以下一些主要特点:

- 在一个指令周期内可完成一次乘法和一次加法;
- 程序和数据空间分开, 可以同时访问指令和数据;
- 片内具有快速 RAM, 通常可通过独立的数据总线在两块中同时访问;
- 具有低开销或无开销循环及跳转的硬件支持;
- 快速的中断处理和硬件 I/O 支持;
- 具有在单周期内操作的多个硬件地址产生器;
- 可以并行执行多个操作;
- 支持流水线操作, 使取指、译码和执行等操作可以重叠执行。

3.1.2 TMS320LF2407A 芯片介绍

TMS320LF2407A 是 TI 公司一种高性能的定点数字信号处理器, 工作频率为 40MHZ, 指令周期为 25ns。芯片的功能结构图如下图所示。

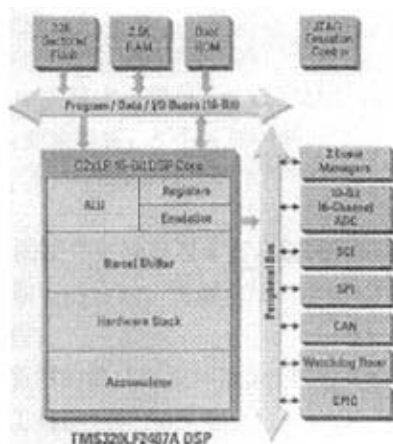


图 3-1 TMS320LF2407A 功能结构框图

其主要特点有：

- 采用高性能静态 CMOS 技术，因此该 DSP 具有低功耗和高速度的特点。工作电压为 3.3V，主频可达 40MHz(指令周期 25ns)，有 4 种低功耗工作方式；四级指令执行流水线；
- 基于 TMS320C2xx DSP CPU 的内核，因此保证了与 TMS320C2xx 系列 DSP 代码的兼容性，支持 C/C++ 语言编程，具有系统 BIOS，可进一步简化系统的开发；
- 采用基于 JTAG 扫描的仿真技术；
- 高性能 16bit CPU：16x 16/32x32MAC 操作、16x16 双 MAC 操作、哈佛总线结构、快速中断响应和处理、独特的存储编程模式；
- 存储器：片内高达 32K 字的 Flash 程序存储器；高达 1.5K 字的数据/程序 RAM，2K 字的单口 RAM，544 字的双口 RAM；
- 可扩展的外部存储器总共 192K 字空间；64K 字程序存储器空间；64K 字数据存储器空间；64K 字 I/O 寻址空间；
- 时钟和系统控制：基于动态 PLL 的时钟发生器、振荡芯片、看门狗定时器模块；
- 两个专用于电动机控制的事件管理器(EV)，每一个都包括：2 个 16 位通用定时器；8 个 16 位脉宽调制(PWM)输出通道；1 个能够快速封锁输出的外部 PDPINTx(其状态可从 COMCONx 寄存器获得)；可防止上下桥臂同时导通可编程死区功能；3 个捕获单元；1 个增量式光电位置编码器接口；
- 16 路 10bit 的 ADC 转换器：2X8 个多路复用的输入通道、两种采样/保持电路、可选择两个时间管理器触发功能、最小转换时间为 500ns；
- 多种标准串口外设：SPI 模块、2 个 SCI 模块(DART 标准)、CAN2.0 模块；
- 电源管理具有 3 种低功耗模式，能独立地将外设器件转入低功耗工作模式，进一步降低能源的消耗；
- 41 个通用 I/O 引脚；
- 32 位累加器和 32 位中央算术逻辑单元(CCALU)；16 位 X16 位并行乘法器，可实现单指令周期的乘法运算；5 个外部中断。

3.2 CCS 集成开发环境

C2000 系列的 DSP 的硬件资源极为丰富，怎样充分利用这些硬件资源及开发工具，使代码到达所期望的性能，关键在于一个好的调试环境和一个好的获得高性能的代码开发流程。

C2000 系列的 DSP 所用的集成开发环境为 TI 的 CCS(Code Composer Studio)，它内部集成了以下软件工具：

- C2000 代码产生工具(包括 C2000 的 C 编译器、汇编优化其、汇编器和连接器)

- 软件模拟器(Simulator)
- 实时基础软件 DSP/BIOS
- 主机与目标机之间的数据交换软件 RTDX。

在 CCS 下,开发者可对软件进行编辑、编译、调试、代码性能测试(Profile)和项目管理等所有工作。

在编写 C2000 代码时,为使 C2000 代码获得最好的性能应按照图 3-2 所示的流程进行。

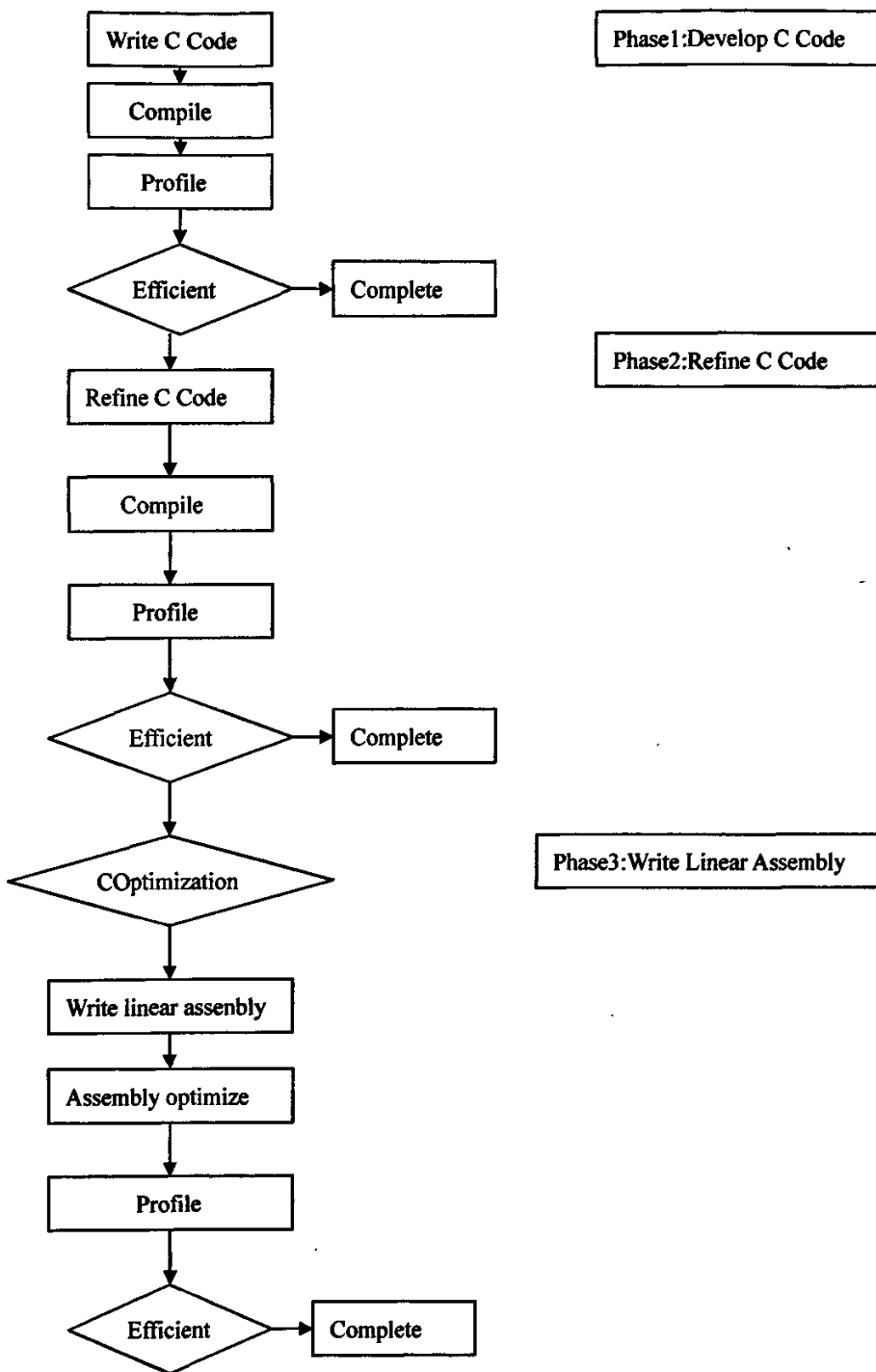


图 3-2 代码开发流程图

软件编程分为三个阶段：第一阶段(phase1)产生 C 代码，第二阶段(phase2)优化 C 代码，第三阶段 (phase3) 编写线性汇编。

DSP 代码的产生过程按照图 3-3 进行。

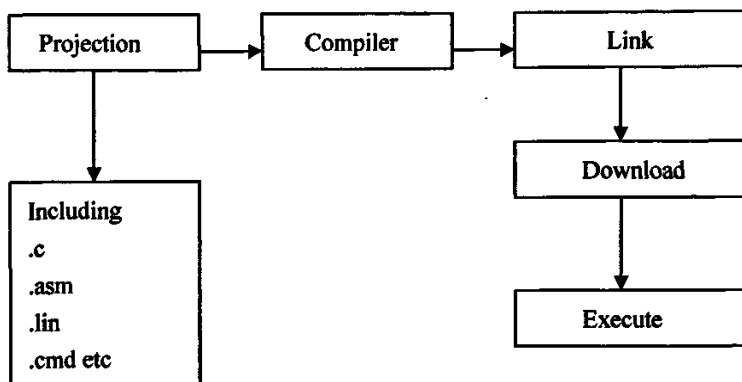


图 3-3 C2000 代码产生过程

一个 DSP 项目由 `c`、`asm`、`lib`、`cmd` 等文件组成，其中 `C` 文件是项目的程序，`asm` 是 DSP 的中断矢量表，`Lib` 文件为运行支持库，`cmd` 文件为存储器配置文件，项目文件经编译连接后就生成了可以下载到 DSP 中的可执行程序 `out`。

第四章 PMSM 伺服控制系统硬件设计

本文选用 TI 公司的 TMS320LF2704A 芯片作为控制系统的核心，利用其较强的数据处理能力和丰富的外围接口来设计 PMSM 矢量控制系统，设计的伺服系统硬件框图如图 4-1 所示。系统硬件主要包括主功率回路、检测电路、电源三部分。

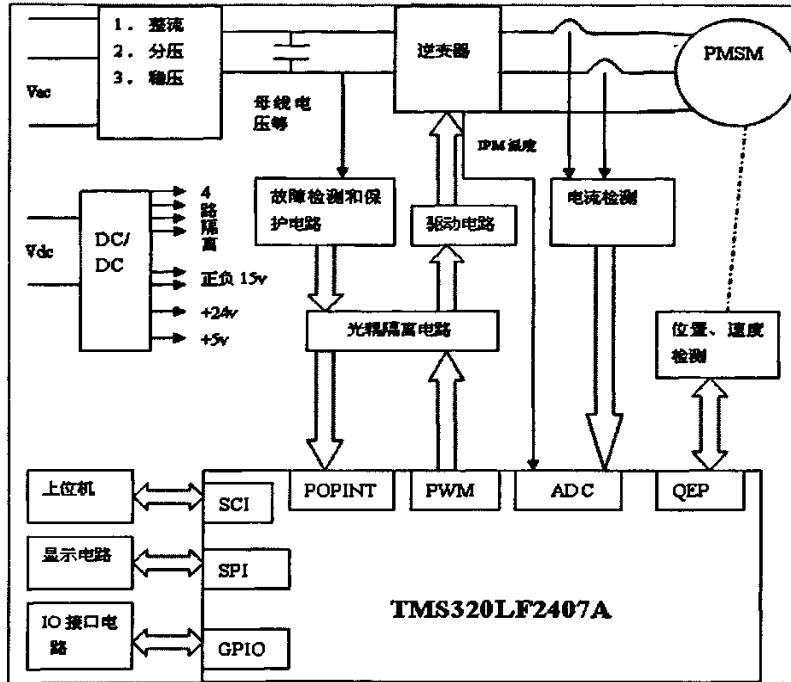


图 4-1 基于 TMS320LF2407A 永磁同步电机伺服系统硬件框图

4.1 系统主回路

4.1.1 主功率回路

主回路的工作原理是电网电压经过整流模块整流后变成直流，经大电容滤波后作为 IPM 的输入，最后由 IPM 输出到永磁同步电机。这种形式的主电路只有一个功率控制级，结构简单，由于使用了整流模块，电网的功率因数跟逆变器的输出大小无关，逆变器在调频时实现调压，与中间直流环节的元件无关，加快了系统的动态响应。系统采用两个霍尔电流传感器检测永磁同步电机电流的瞬时值；采用增量式光电脉冲编码器检测永磁同步电机的磁场位置和旋转角位移，光电编码器直接安装在永磁同步电机的转轴上。

逆变电路是变频器最主要的部分之一。它的主要作用是在控制电路的控制下将直流电路输出的直流电压(电流)转换为具有所需频率的交流电压(电流)。逆变电路的输出即为变频器的输出，给电机供电^[13]。逆变部分由六只开关器件组成，与开关器件并联的快速恢复二极管用于处理无功电流，称为反馈二极管，

集成在模块内部。本文采用的逆变器是三菱公司的第四代智能功率模块(IPM)PS21255-AE,容量为20A/600V,IPM是采用微电子技术和先讲的制造工艺,把智能功率集成电路与微电子器件及外围功率器件组装成一体,能实现智能功率控制的商品化部件。PS21255主要优点有:

(1)开关速度快。IPM内的IGBT芯片都选用高速型,而且驱动电路紧靠IGBT芯片,驱动延时小,所以IPM开关速度快,损耗小。

(2)低功耗。IPM内部的IGBT导通压降低,开关速度快,故IPM功耗小。

(3)快速的过流保护。IPM实时检测IGBT电流,当发生严重过载或直接短路时,IGBT将被软关断,同时送出一个故障信号。

(4)桥臂对管互锁。在串联的桥臂上,上下桥臂的驱动信号互锁。有效防止上下臂同时导通。

(5)抗干扰能力强。优化的门级驱动与IGBT集成,布局合理,无外部驱动线。

(6)驱动电源欠压保护。当低于驱动控制电源(一般为15V)就会造成驱动能力不够,增加导通损坏。IPM自动检测驱动电源,当低于一定值超过1s时,将截止驱动信号。

(7)IPM内藏相关的外围电路。缩短开发时间,加快产品上市。

(8)无须采取防静电措施。

(9)大大减少了元件数目。由于采用小封装,所以体积相应小。

IPM是逆变器的核心器件。IPM一般由IGBT芯片、FWD(续流二极管)和控制HVIC(耐高压IC)电路组成。IPM的特点包括:内置三相交流输出的IGBT逆变电路;只需一个+15V的驱动电源;四种保护功能;双列直插封装。

IPM模块的主电路部分共分为五个端子,P、N分别为直流电压输入+、一端,U、V、W为三相交流电压的输出端,直接接到电机的电源输入端。控制部分共有15个端子,用于PWM信号输入、故障信号输出及驱动电源等,Up、Vp、Wp、Un、Vn、Wn是六路PWM信号的输入,DSP生成的PWM信号需通过光耦隔离后输入。驱动电源为4组+15V电源,分别输给3个P1(U、V、W相上臂电源控制端子)和VN1(下臂电源控制端子)。FO是故障信号输出端子,CIN是短路动作检测端子,CFO是故障信号输出脉宽设定端子(外接电容)。由于PS21255具有过(欠)压、过流和过热检测及保护电路,当任何一种故障发生时,它将封锁内部6只IGBT管,同时送出故障信号FO给2407A的PDPINTA端,向2407A请求中断,将立即停止PWM波的输出。

4.1.2 智能功率模块的驱动

IPM的输入大多采用光耦式的驱动电路,驱动电路输入级与控制电路通过光耦隔离,光耦器件的开关速度对驱动电路性能有较大的影响。控制系统的死

区时间不仅要考虑 IP 器件的驱动延时，还应该考虑光耦的延时。普通低速光耦器件的传输延迟时间典型值为 2us，最大值为 9ps，这要比 IPM 的开关时间高出一个数量级，这不仅使得控制系统的性能变差，甚至可能造成 IPM 器件的损坏。IPM 的驱动电路上必须采用高速光耦，本文采用 Toshiba 的 TLP559。其驱动电路如图 4-2 所示。

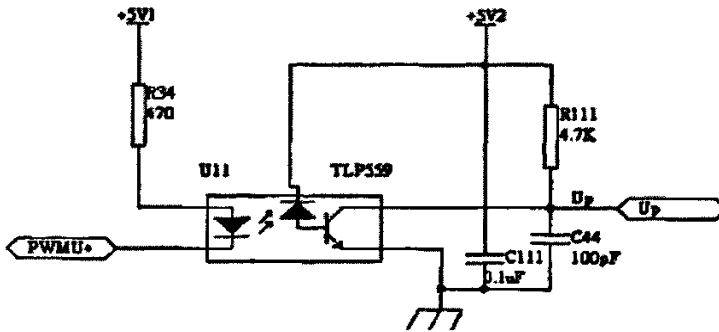


图 4-2 智能功率模块的驱动电路

4.2 检测电路

4.2.1 电流检测电路

对转速的控制实质上是对电机输出转矩的控制，更进一步说，是对定子电流的控制。对电流信号检测的结果可以用于转矩和电流控制以及过流保护信号。对于没有中线的 Y 型交流永磁同步电机，其三相定子电流之和为零，即 $i_a + i_b + i_c = 0$ ，因此，只需要检测两相电流即可计算出电机的电磁转矩。

电流信号的检测主要有以下几种：(1)直接串联取样电阻法；(2)电流互感器法；(3)霍尔传感器法。

在伺服系统中，由同步电动机的数学模型可知，定子电流的精度和实时性是整个控制精度的关键，因此对电流检测要求精度高和速度快，普通的电流互感器难以满足要求。霍尔传感器具有精度高、线性好、频带宽、响应快、过载能力强和不损失测量电路能量等优点。可广泛用于电力、电子、变频器、逆变装置、电子测量和开关电源等诸多领域，可完全替代传统的互感器和分流器。

霍尔电流传感器是由霍尔元件构成的电流传感器。霍尔元件是利用霍尔效应原理进行工作的半导体元件，它是由一种迁移率特别高的半导体材料制成的。如图 4-3 所示。霍尔元件的本体是厚度为 d 的长方形半导体基片。其纵向的两端通过引线（称为电流极引线端）引入电流 I_C ，如果在基片的垂直方向上存在磁感应强度为 B 的磁场。这样在霍尔元件的横向两端就会产生电压，称为霍尔电压 U_H ，这种现象称为霍尔效应。

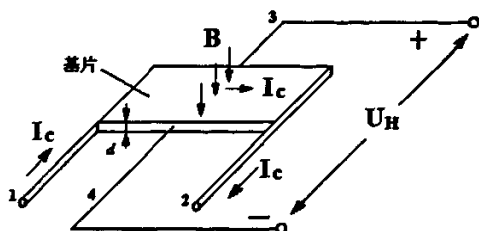


图 4-3 霍尔元件工作原理示意图

产生的电压 U_H 经过输出电压引线 3 和 4（又称为霍尔输出极引线）输出。

霍尔电压的大小为

$$U_H = K_H I_C B \quad (4-1)$$

式中， K_H 为霍尔系数，它取决于半导体基片的材料以及基片的尺寸，是一个常数。当采用恒流源为霍尔元件供电， I_C 也为一常数，则霍尔电压 U_H 与磁感应强度 B 成正比。

由毕奥-萨法尔定律我们知道，载流导线周围产生磁场，其磁感应强度 B 与载流导线中流过的电流成正比。我们使用导磁率很高的铁磁材料制成一个磁环，在磁环上横切一道缝，将霍尔元件封装在这个缝中。该磁环套在载流导线上，如图 4-4 所示，则霍尔元件产生的霍尔电压就和导线中的电流成正比。这就是霍尔电流传感器的工作原理。

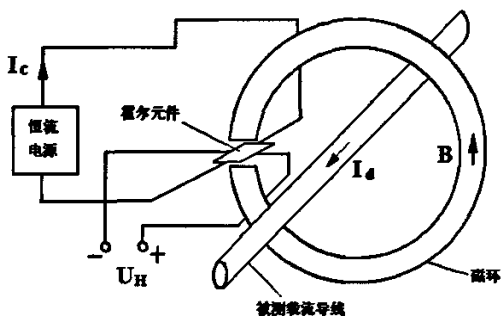


图 4-4 霍尔电流传感器工作原理示意图

在交流伺服系统中，通过霍尔传感器引入电流反馈信号，构成电流闭环调节，使定子电流按照电流调节器的调节而变化，为了与 DSP 接口，利用霍尔传感器输出电压 u_H 作为定子电流的反馈信号。

本文所采用的电流传感器为 HNC 公司的 05SY 型霍尔电流传感器。为了减少高频杂波以及负载效应，在霍尔效应电流感测器的输出端设计有跟随器及低通滤波器；此外，对于 DSP AD 模块输入为 0V-5V 的限制，还必须供给一直流偏压，使其送入 DSP 的电压范围为 0V-5V。同时，在内部程序的计算上，必须

做电压的还原操作。实际设计中，如果对于性能要求较高，在直流偏压的选择上，可以采用基准电压芯片以提高采样精度。电流检测电路如图 4-5 所示

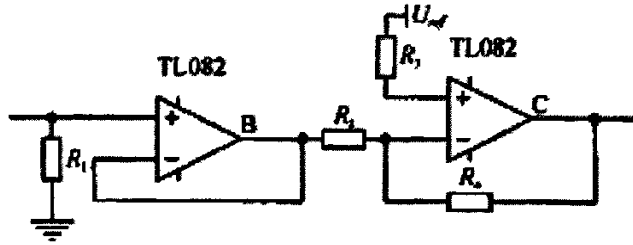


图 4-5 电流检测电路

4.2.2 位置和速度检测电路

在永磁同步电机交流伺服系统中一般采用绝对式光电脉冲编码器或旋转变压器作为转子位置检测元件，其原因就在于绝对式光电脉冲编码器和旋转变压器都能够实时地测出转子的绝对位置。只有测出了转子的绝对位置，系统才能计算出定子电流指令的相位，从而保证定子磁场和转子磁场正交。

但是，无论是绝对式光电脉冲编码器或是旋转变压器都有其缺陷。绝对式光电脉冲编码器价格昂贵，分辨率远不如增量式光电脉冲编码器。旋转变压器从本质上说是一种模拟式位置检测元件，需要复杂的数字轴角变换电路，而且其检测精度也远不及增量式光电脉冲编码器。

(1) 转子位置检测

本文选用的转子位置检测元件为 2048p/rev 的增量式光电编码器，它输出两相正交的方波脉冲信号(A, B)和零位脉冲(Z)三路脉冲信号，从 A, B 两相脉冲的脉冲个数和相位超前关系可以得到位置偏移量。光电编码器安装在电机转子轴上，这样编码器必然会受到较强的电磁干扰，为提高系统的抗干扰性能，它发出的脉冲信号需要经过光电隔离元件和滤波电路之后，才能进行处理。在选用光电隔离器件时必须注意其所能通过的频率范围。编码器脉冲检测电路如图 4-6 所示。正交编码脉冲，如图 4-7 所示，是两个频率正交变化(相差 1/4 周期)的脉冲序列，当电动机轴上的光电编码器产生正交编码脉冲时，通过检测两个序列中的哪一个序列领先，就可以测出电动机的转向，转子位置和速度可以通过脉冲计数和脉冲的频率测出。

TMS320LF2407A 的每个事件管理器(EV)都有一个正交编码脉冲电路，正交编码脉冲电路的方向检测决定了两个序列中的哪一个是先导序列。当 QEP 电路被使能时，能对脉冲上升、下降沿进行计数，光电码盘输出的 A, B 两路脉冲信号经光电隔离处理整形后直接送入 QEP 单元的 QEP 1, QEP 2 引脚，经内部译码逻辑单元产生内部四倍频后，产生脉冲信号 CLK 和转向信号 DIR。对脉冲信号 CLK 的计数可由 T2 的 16 位计数器完成。

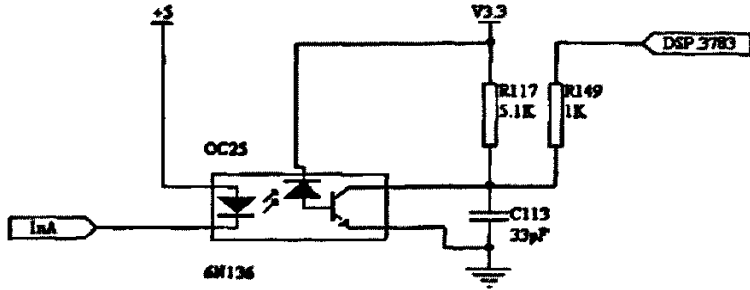


图 4-6 位置和速度检测电路

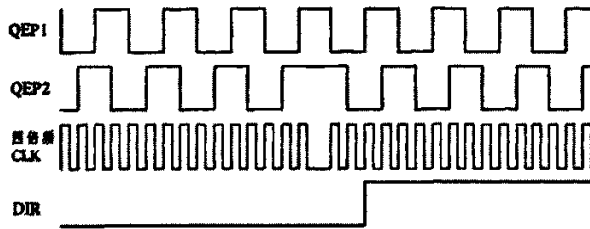


图 4-7 正交编码脉冲信号

计数器的计数方向由 DIR 信号决定。当 QEP1 输入超前时，所选计数器加计数；当 QEP2 输入滞后时，计数器减计数。计数器的状态字中有专门的一位用于保存计数方向信息，这实际上即为电机的转向信息。

QEP 电路的时间基准可以由 GPT2 提供，通用定时器必须设置成定向的增/减计数模式，并以 QEP 电路作为时钟源。正交编码器位置计数器对 A 相和 B 相脉冲信号的每个上升沿和下降沿进行计数。每旋转一圈位置计数器将被 Index 信号脉冲清零，这样保证零位置与 index 脉冲信号被放在一起，同时矢量控制要求零位置在转子定位到 a 轴的位置。因此使用正交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)。

(2)速度检测

我们知道，转子位置与速度间存在导数关系，用光电编码器就能检测出转速。常用的速度检测方法有三种，即 M 法、T 法和 M/T 法。因为在确定的时间间隔内，脉冲的个数与转速成正比，M 法就是用计数器计取规定时间内的脉冲个数来反应转速量。而 T 法则是将脉冲发送器输出的矩形波序列中的两个相邻的脉冲之间的时间间隔用石英晶体振荡器所产生的高频率时钟脉冲的脉冲个数 N 来量化表示，然后，求其倒数 $1/N$ ，即为反应速度大小的数字量。这是因为两个相邻脉冲之间的时间间隔是和电动机转速成反比例的。

由于计数器只能计取到整数个脉冲对(M 法来说是速度发送器的脉冲，对于 T 法来说是时钟脉冲)，所以 M 法在低速时以及 T 法在高速时，测速精度不高。即当脉冲个数减少时(M 法在低速时，T 法在高速时)，整量化所引起的误差必然增加，从而导致测速精度下降。M/T 法综合了以上两种方法的优点，克服其缺

点, 是一种较为理想的测速方法。

M/T 法测速原理如图 4-8 所示:

检测时间 T_d 是由输出脉冲的有效边沿开始计时, 在规定的检测时间 T_c 结束后同步产生的第一个输出脉冲的有效边沿结束计时。因此, 检测时间是可变的, 并且用时钟脉冲来量化表示。转速 n (r/min) 可用 T_d (s) 期间的角位移量 X (弧度) 求得:

$$n = \frac{60X}{2\pi T_d} = \frac{60X}{2\pi(T_c + \Delta T)} \quad (4-2)$$

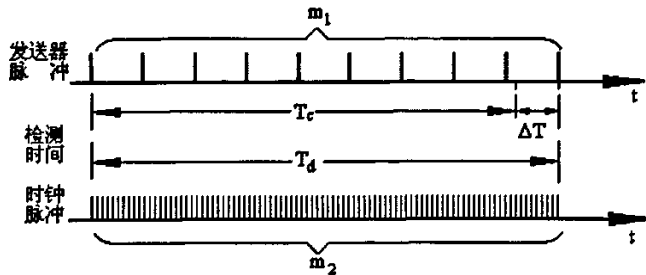


图 4-8 M/T 法测速原理

利用一个每一圈发出 N 个脉冲的脉冲发送器, 如果在 T_d 期间内它输出的脉冲数为 m_1 , 则角位移 X 可以由下式求得:

$$X = 2\pi m_1 / N \quad (4-3)$$

另一方面, 用频率为 f_c (Hz) 的时钟脉冲来测量检测时间 $T_d = T_c + \Delta T$, 在 T_d 期间内的时钟脉冲个数为 m_2 , 则

$$T_d = m_2 / f_c \quad (4-4)$$

式中, m_2 是被整量化的时钟脉冲数。由于在 T_d 期间内时钟脉冲的个数 m_2 很多, 因而它的整量化误差很小。这就是 M/T 法之所以能够获得较高测速精度的根本原因。将 (4-3) 和 (4-4) 式代入 (4-2) 式, 可得

$$n = \frac{60f_c m_1}{N m_2} \quad (4-5)$$

可以证明 M/T 法不论在高速还是在低速都具有较高的测速精度, 是一种较为理想的在宽速度范围内都能获得高精度的数字测速方法。

另外, 如果给 A、B 两路光码盘检测器件定位, 使它们之间互差 1/4 个方波

脉冲，我们就可以得到两路互差 1/4 周期的方波信号。这时，如果当 A 信号超前 B 信号时电机转速为正，则当 B 信号超前 A 信号时电机转速为负。这样，我们不仅可以检测出电机转速的大小，还可以检测出电机转速的方向。同时，可以设计逻辑电路使每一路信号在过零时都产生一个脉冲，则磁盘每转一圈就会产生 $2048 \times 4 = 8192$ 个脉冲信号，提高了测速精度。

在具体实现时，可利用定时器 T1 的周期中断来确定速度环的采样周期 T，利用定时器 T2 对光电码盘输出的脉冲进行计数，即定时器 T2CNT 计数正交编码器的脉冲数。T2CNT 的值能被 Phase A 信号的边缘捕捉。速度处理算法如下：

(1)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；

(2)捕捉寄存器被使能，从首个 Phase A 信号脉冲的边缘开始捕捉计时器的值；

(3)捕捉寄存器被禁止。每次调用速度处理算法时，该程序就被重复调用。

4.3 本章小结

本章详细介绍了以 DSP TMS320LF2407A 控制器为核心的伺服系统硬件电路的设计，包括主功率回路、检测电路以及其它外围电路的设计。硬件设计的好坏是本系统能否稳定、可靠工作的关键。

第五章 PMSM 伺服控制系统软件设计

5.1 控制系统软件的总体结构

DSP 控制软件包括初始化部分和控制部分，其软件框图如图 5-1 所示。从图 5-1 可以看出控制系统软件由系统初始化程序模块、外部中断处理模块、定时器下溢中断处理模块和串行中断服务模块四大程序模块组成，各程序模块又由多个子程序模块组成。系统初始化模块完成系统寄存器的设置和变量的初始化工作，外部中断处理模块根据转子磁极位置信号进行电子换相处理，定时器下溢中断处理模块根据检测到的转子位置、电流等信息进行速度控制、位置控制和电流控制，串行中断服务模块根据上位机指令所给的信息完成 DSP 和上位机的通讯^[14-15]。

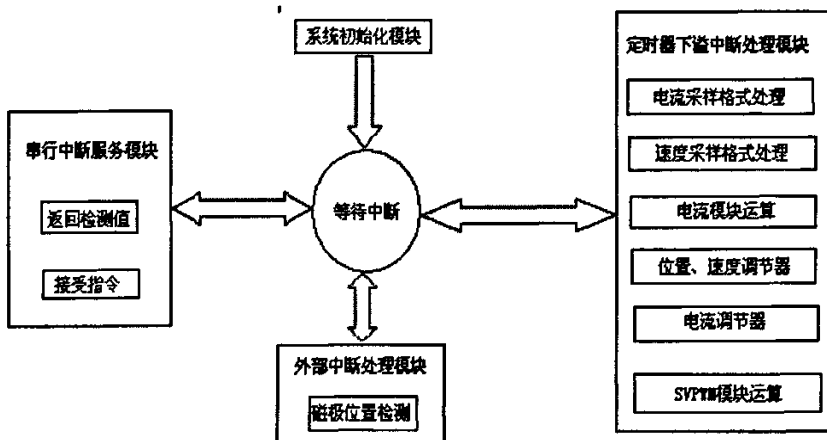


图 5-1 DSP 控制系统程序框图

初始化部分仅在计算开始时执行一次，控制部分主要是基于一个 PWM 下溢中断的等待环，当中断到来时承担和执行相应的服务中断子程序。图 5-2 说明了这两个模块在时序上的关系。所有的矢量控制算法都在 PWM 中断子程序内执行完毕因此控制算法与 PWM 有相同的频率。系统初始化后软件进入等待循环，每次中断发生，控制模块就被激活完成一个周期的 PWM 设置。

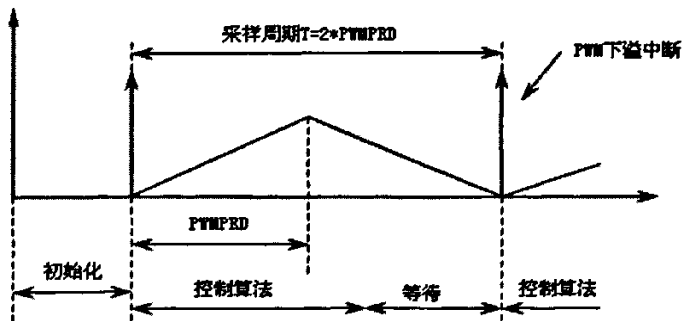


图 5-2 控制软件模块时序图

控制系统软件用汇编语言来编写编译好后写入 TMS320LF2407A 芯片再由 TMS320LF2407A 负责对控制电路各环节的工作进行协调、监督和保护并参与大量的运算和处理工作。它主要处理以下一些工作：

(1)系统初始化:设定堆栈指针、DSP 系统初始化、内存单元初始化、事件管理器初始化、I/O 端口初始化、PWM 初始化、电机和控制器参数设置、变量初始化、软件定时中断设置和外部中断设置；

(2)建立 $0 \sim 2\pi$ 二间的正弦表计算 i_d 、 i_q 的最大限幅值等；

(3)接收上位微型计算机发送来的指令并进行适当处理;向上位微型计算机返回伺服系统的误差；

(4)读计数器的值得到位置和速度反馈的原始信息并对此进行处理以获得速度反馈和位置反馈值，同时计算同步角速度完成位置和速度控制算法；

(5)计算 i_q 的值根据测得的电流反馈值并对其进行处理完成电流控制算法；

(6)如果有故障发生 DSP 立即启动系统软件保护封锁 PWM 的输出。

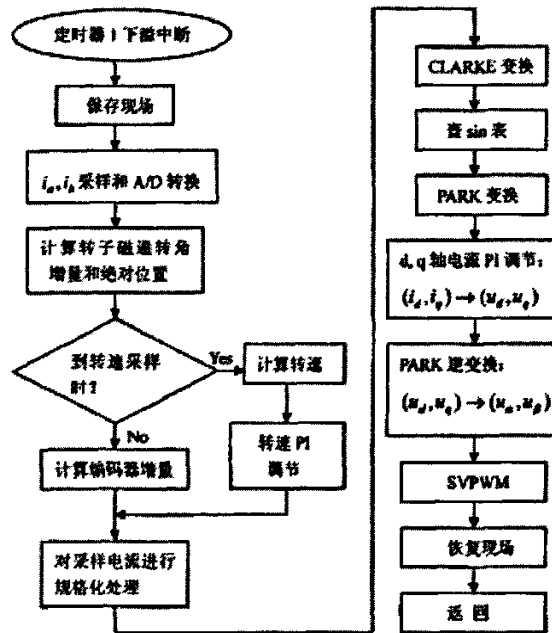


图 5-3 PWM 中断流程图

永磁同步电机在启动时转子磁极位置是任意的，必须对转子进行相位初始化使得转子磁极轴线即 d 轴与 A 相轴线重合。所以在相位初始化开始时，通过控制软件先发一个直流电压使得转子磁极的磁场与定子绕组中电流形成的磁场一致，以便于获得控制所必需的转子磁极的位置信息。

DSP 程序由主程序和中断服务子程序构成。主程序一开始先执行系统初始化子程序，主要完成控制寄存器的初始化和相关参数变量的初始值的设置，然后进入循环等待状态，当中断到来时响应并执行相应的中断服务子程序。

中断服务子程序包括 PWM 下溢中断服务子程序和外部中断保护子程序。整个伺服控制系统的主要控制策略：电流采样和定标、速度和位置检测、速度和电流 PI 调节、矢量变换以及 SVPWM 等功能都在 PWM 下溢中断服务子程序中完成。此中断模式以一定的 PWM 周期周期性的执行。图 5-3 所示为 PWM 下溢中断服务子程序流程框图。PWM 频率的选择依赖于电机的机电常数，如果 PWM 频率太低就能听到电机的噪音，因此本文选择 PWM 频率为 10KHz 即采样周期 T 为 100us。由于 TMS320LF2407A 的指令周期仅为 25ns 控制算法执行的总时间控制在 PWM 采样周期之内。

DSP 全比较单元被设置用来产生对称 PWM 信号，以 Timer1 为时基设定 T1PER 为 2000，T1 计数器设置成连续增/减计数模式，T1 下溢事件引发 T1 周期中断。为避免同一桥臂上下两个功率管直通设置死区使能死区时间 2us。

从图 5-3 中可以看出 PWM 下溢中断模式的目的是为了更新定子电压参考值确保定子电流和转速的调节。在此中断服务子程序中完成的电流环、速度环和位置环三环控制它们的响应时间常数不同。由于速度的变化比电流的变化要慢得多，所以无需在每个电流采样周期内都计算转速。一般情况下速度环时间常数是电流环时间常数的几十倍。本文设计的速度环控制时间是电流环控制时间的 100 倍，定为 10ms，即系统每隔 100 个 PWM 周期检测速度足以保证速度检测的精度。

通过 PDPINT 引脚可以实现系统的硬件保护，该保护不受软件设置的影响。为了确认外部故障，本文还设置了软件中断保护子程序，只要故障发生引起中断保护，程序将自动跳转到外部中断保护子程序的起始部分开始执行，其优先级最高。

5.2 控制系统中的几个子程序

5.2.1 位置和速度计算

1. 转子位置计算

这个模块是通过固定在电动机轴上的光电编码器输出的脉冲信号进行计数从而确定电动转子的位置和旋转方向。

本文采用增量式光电码盘作为反馈转子位置的装置，转子每转一周光电码盘可发出 2500 个脉冲使能 DSP 的正交解码脉冲(QEP)电路可以同时计数引脚 CAP1/QEP1 和 CAP2/QEP2 上 A、B 两路正交解码脉冲的上升沿和下降沿。所以对转子每转一周的脉冲个数是 $2500 \times 4 = 10000$ 个，这相当于将光电码盘的精度提高了 4 倍。

输入的 4 倍频编码脉冲存入到定时器 2 的计数器 T2CNT 中，根据转向进行增或减计数。在每个 PWM 周期采样一次通过读 T2CNT 获取采样脉冲数，两次 PWM 周期的采样脉冲数之差就是本次 PWM 周期的脉冲增量，即转子机械转角增量。通过对这些脉冲增量的累计就可以得到转子的绝对机械位置。

当电机运行时，电机的轴带动码盘旋转光电编码器产生两路正交脉冲和一路零标记脉冲。这些脉冲信号被送入 DSP 的 CAP/QEP 接口，经过计算得到电动机的转速、转子的位置和旋转的方向。其中 QEP_A 和 QEP_B 两路信号相应地接到 DSP 的 QEP1 和 QEP2 引脚上，QEP_index 信号接到 QEP3 引脚上。DSP 的 QEP 接口电路将对 QEP 脉冲进行计数并产生 2 个信号，这就是 QEP_CLK 和 DIR。QEP_LK 信号用来作为 GP TIMER2 的时钟信号，DIR 信号控制 GP TIMER2 的计数方向。

通过以上的设计光电编码器产生的脉冲数目就与电动机的实际旋转角度成正比。电动机每转 360° ，QEP_A 和 QEP_B 均将产生 10000 个脉冲，这个脉冲的数目将正比于电动机转轴的旋转角度^[6]。

DSP 的捕捉模块(CAP3)被设置成每次 QEP_index 信号发生跳变时产生中断，此时子程序被调用，这个子程序 T2CNT 重置。这样每次每次 QEP_index 信号发生跳变时计数器将重新开始对 QEP_CLK 计数。

为了能够在任意时刻确定转子的位置，计数器 T2CNT 的数值被读出后存入变量。这样可以通过以下算式计算得到电动机转子的机械角度

$$k_{TETA_M} * 10000 = 360^\circ \quad (5-1)$$

$$k_{TETA_M} = 0.036 = 2359(Q16格式) \quad (5-2)$$

将转子的机械转角乘以磁极对数就可以得到转子的电角度。

2.计算反馈速度

M 法测速是在相等的时间间隔 T_c 内读取光电码盘输出脉冲个数 m_i 从而得到 T 时间段内的平均速度的测量值 n 为

$$n = 60m_i / (PT_c) \quad (5-3)$$

式中 P 为电机每转一圈 DSP 所捕获到的脉冲数为 10000 个。

该测速模块是基于对速度传感器产生的脉冲信号进行计算从而获得电动机的转速。在一定采样时间内传感器脉冲信号的数目与电动机的转速成正比，因此通过测量在给定时间内的脉冲数就可以计算出电动的转速。

由于惯性较大，机械系统响应的时间常数远大于电系统响应的时间常数。因此速度采样并不是在每个 PWM 周期进行，本文速度的采样频率为 100Hz。

速度的采样是通过对速度采样周期内的脉冲增量乘以 Kspeed 的计算来得到的。

$$k_{speed} = 60 / PTn_{base} = 0.006 = 393(Q12格式) \quad (5-4)$$

5.2.2 速度、电流 PI 控制

速度和 dq 轴电流 PI 调节是本文设计方案中的重要控制策略之一。常用的 PI 调节器一般采用模拟 PI 调节器其控制规律可以描述为

$$u(t) = k_p \left[e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt \right]$$

$$u(t) = \left[e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt \right] \quad (5-5)$$

式中 k_p 为比例增益, T_i 为积分时间常数, $u(t)$ 为输出控制量, $e(t)$ 为偏差。比例控制能迅速反应误差, 从而减小误差。但比例控制不能消除稳态误差。k 加大会引起系统的不稳定; 积分控制的作用是只要系统存在误差, 积分控制作用就不断地积累, 输出控制量以消除误差。因而只要有足够的时间, 积分控制将能完全消除误差。在某些情况下还会加上微分控制作用以提高系统的快速性。但是微分作用会加宽系统频带使系统抗干扰能力降低, 所以本文采用 PI 调节器而不是 PID 调节器。

采用 DSP 器件后可以用数字 PI 调节实现模拟调节的功能。模拟调节的数字化实质上是用差分方程去逼近微分方程对其进行数字模拟, 这个数字模拟算法可作为数字程序的算法。为了求出相应的数字 PI 调节器的差分方程将式(5-5)离散化得

$$u(t) = k_p \left[e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt \right] \quad (5-6)$$

其中 T 为采样周期, 要保证足够的精度, 在离散化的过程中 T 必须足够短。由(5-6)式可以看出在使用过程中系统运算工作量大需要累加偏差 $e(kT)$, 不仅占用较多的存储单元而且会造成误差累积影响控制系统的性能, 因此将(5-6)式进行改进得到相邻两次采样之间输出量的变化

$$\Delta u(kT) = u(kT) - u(kT - T) = k_p [e(kT) - e(kT - T)] + k_i e(kT) \quad (5-7)$$

从而得到数字 PI 调节器的差分方程为

$$u(kT) = u(kT - T) + k_p [e(kT) - e(kT - T)] + k_i e(kT) \quad (5-8)$$

其中 $k_i = k_p T / T_i$ 为积分系数, 此算法不需要累加只需保存上一次计算的 $u(k-1)$, $e(k-1)$ 。消除了当偏差存在时发生饱和的危险, 容易获得较好的控制效果, 软件容易实现。但在实际应用中考虑到一些具体情况还需对 PI 调节的使用范围加以限定, 针对不同的情况采取最佳控制方法。

对于 PI 调节器当偏差值输入较大时输出值会很大, 可能会一下子就使输出饱和, 不仅对开关管有较大冲击而且可能会导致系统不稳定。所以需对 PI 调节器的输出限幅即当 $|u| > u_{\max}$ 时令 $u = u_{\max}$ 或 $u = -u_{\max}$ 。其数字 PI 调节器控制程序

流程框图如图 5-4 所示。在此 PI 调节程序中有多个影响系统性能的参数如 k_p 、

k 、 e_{\max} 、 e_{\min} 等等。在实验中需要反复调试多次修改这些参数。

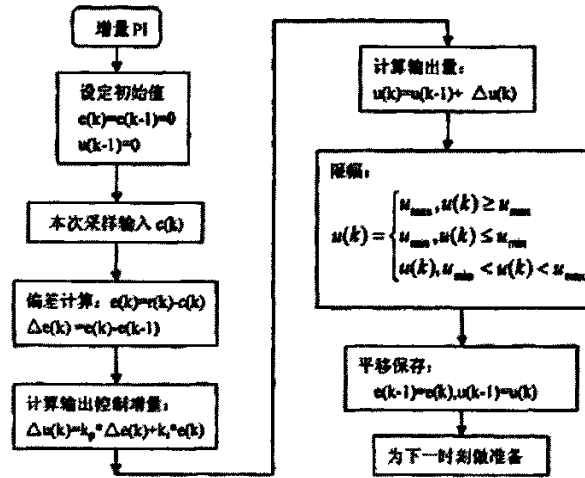


图 5-4 增量 PI 调节器流程图

5.2.3 电流的采样

电流的采样主要是用 DSP 实现 A/D 转换。电流检测后还要进行坐标变换，在坐标变换中要用到角度的正弦值，在 DSP 中正弦值是通过查表来计算的。采样流程如图 5-5 所示。

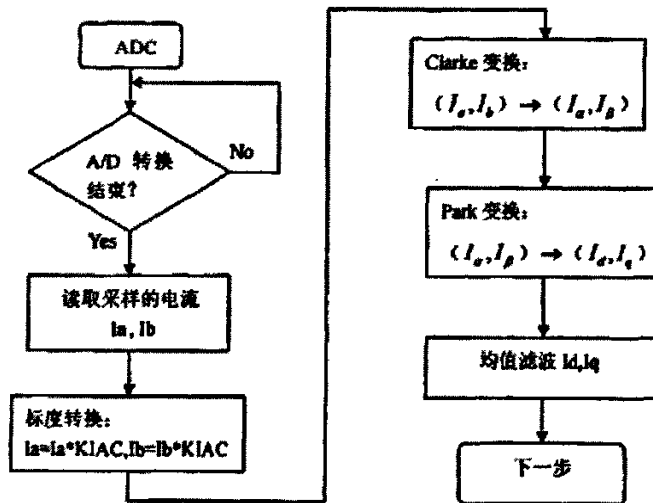


图 5-5 电流采样流程图

LF2407A 的模数转换模块(ADC)将模拟信号转换为 10 位数字量。对电流采样值进行处理时，需要根据电流大小与 A/D 数字量之间的对应关系将数字量转换成电流大小进行运算。A/D 转换中的基准电压为 3.3V，对应的数字量为 1023。

在电流采样电路中，霍尔传感器检测到定子电流后经采样电阻得到电压值，输入处理电路并进行偏置，其中偏置电压为 1.65V。送入 DSP 的电流值实际上是偏置后的电流值，所以在 DSP 中进行数字量处理时，需要先将偏置的影响消除即将偏置电压所对应的 A/D 转换数字量减掉后的数值才是实际电流 A/D 值。根据上述说明可以得到程序对电流采样 A/D 值的处理以及与电流值大小采样电压值之间的对应关系如图 5-6 所示

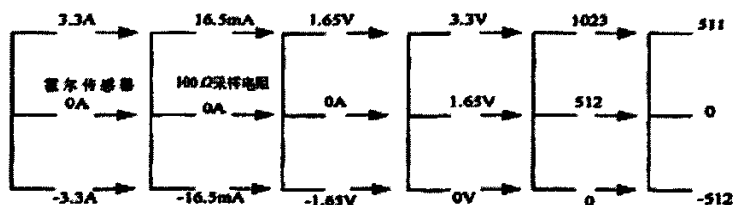


图 5-6 电流采样及其与 A/D 转换之间的关系

5.2.4 坐标变换软件实现

在整个系统控制策略里包含 Clarke ($abc \rightarrow \alpha\beta$)、Park ($\alpha\beta \rightarrow dq$) 和 Park 逆变换 ($dq \rightarrow \alpha\beta$) 三种坐标变换。本文以 park 变换为例说明坐标变换的软件实现。Park 变换是把矢量从两个静止 dq 坐标系变换到两相旋转 $\alpha\beta$ 坐标系中，其计算公式见式(2-4)。

Park 变换部分程序代码如下

```

LACC #0 累加器清 0
LT IBETA
MPY sin Q14 格式
LTA IALFA
MPY cos Q14 格式 ACC=IBETA*SIN+IALFA*COS
MPYA sin QCC=IBETA*SIN+IALFA*COSPREG=IALFA* SIN
SACH ID4 保存
LT IBETA
MPYS cos ACC = - IALFA*SINPREG = IBETA*COS
APAC ACC = - IALFA*SIN+ IBETA*COS
SACH IQ4 保存

```

5.2.5 正余弦值的产生

在系统控制算法中 Park 变换和 Park 逆变换都需要用到电机转子电角度，位置电角度 θ 不是直接应用在变换中而是应用其 $\sin\theta$ 和 $\cos\theta$ 值。为了能够取得某一角度的正弦值和余弦值，本文将各个角度的正弦值制成一张表格供程序查表用。这张表格存放了 360 个数据将 $[0, 360]$ 之间的电角度的正弦值以 Q14 的格式存放在表格里。

例如要求取 $\theta=30^\circ$ 时的 $\sin\theta$ 值首先将 θ 存储于指针变量 index 中，设 sin

表的首地址为#sintab，则#sintab + index 的结果即是所要求取的内容位于此正弦表格中的绝对地址，然后通过辅助寄存器 AR7 间接寻址得到 $\sin 30^\circ = 1/2$ 。

因为 $\cos(\theta) = \sin(\theta + 90^\circ)$ 所以要想得到余弦值只需在求得 $\theta + 90^\circ$ 的正弦值同时确保 $\theta + 90^\circ$ 的值在 $(0 \sim 360^\circ)$ 之间。所获得的正弦值和余弦值就可以直接参与 Park 变换和 Park 逆变换的运算。部分程序代码如下

```
TETA_CACLU
        ldp    #232
        lt     T2CNT
        mpy   #2359
        PAC
        Ldp   #4
        Sach  TETA_M
```

保证 TETA_M < 360

```
        lacl  TETA_M
        sub   #360
        bcnd  normal, It
normal  ldp   #4
        It   TETA_M
        Mpy  #4
        pac
        calcue  sacl  TETA_TMP
        sub    #360
        bcnd   calcue,geq
        lacl  TETA_TMP
        sacl  TETA E
```

5.2.6 空间矢量 PWM 程序流程

空间矢量脉宽调制的原理和算法已经在上面介绍过了，根据算法可以得到如图 5-7 所示的空间矢量 PWM 程序流程图，在 DSP 中通过编程来实现。

这个模块根据空间矢量 PWM 技术来计算控制电动机电子相电流 PWM 信号合适的占空比。模块的输入变量为 U_α 、 U_β (矢量在两相静止坐标系中的 $\alpha\beta$ 轴上的分量)。模块的输出变量为 taon, tbon, tcon (PWM1, PWM3, PWM5 的占空比)

部分程序代码如下

```
Sector calculation
It    Ualfa    ;Q12
mpy   #sqrt32  ;sqrt32=0ddbh sqrt(3)/2, 4.12
pac   ;sqrt(3)*usalfa/2
sub   Ubeta,11 ;-vsbeta/2, so left-shift 11
sach  Vref2,4  ;Q12
pac
```

```

neg          ;sqrt(3)*usalfa/2
sub  Ubeta,ll  ;-vsbeta/2, so left-shift 11
sach  Vref3,4  ;Q12
lacl  Ubeta
sac1  Vref1    ;Vref1=usbeta,Q12

```

```

.....
sect4  sector 4
lacl  sector
sub   #4
bcnd  sect5, NEQ
bldd  tcon, #CMPR1
bldd  tbon, #CMPR2
bldd  taon, #CMPR3
b     endPWM

```

```

sect5: ;sector 5
lacl  sector
sub   #5
bcnd  sect6, NEQ
bldd  tcon, #CMPR1
bldd  tbon, #CMPR2
bldd  taon, #CMPR3
b     endPWM

```

```

sect6: ;sector 6
bldd  tcon, #CMPR1
bldd  tbon, #CMPR2
bldd  taon, #CMPR3

```

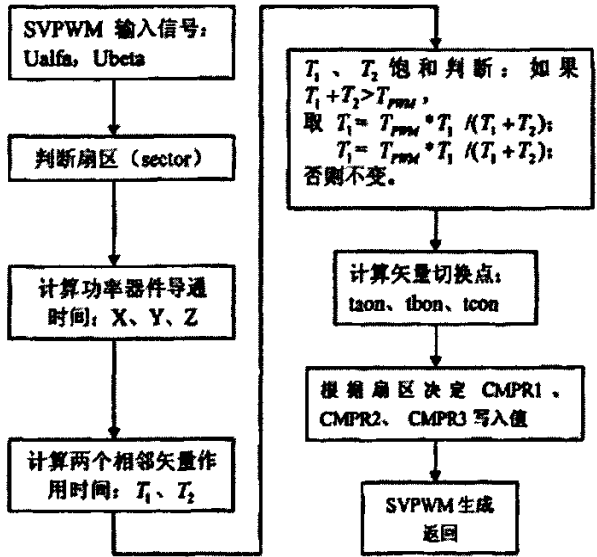


图 5-7 SVPWM 程序流程图

5.3 本章小结

本章介绍了软件设计的总体结构，在此基础上给出了系统各主要模块的软件程序的设计思路及其实现方法，包括位置和速度计算、数字 PI 调节器的软件实现、坐标变换的软件实现、电流的采样等。⁶

第六章 总结与展望

6.1 工作总结

本文所设计的交流伺服控制系统以永磁同步电机为控制对象通过对永磁同步电机数学模型的分析建立了永磁同步电机矢量控制系统并使用 TI 公司的 TMS320LF2407A 芯片进行了数字实现。现对本文所做的主要工作总结如下：

(1)详细分析了永磁同步电机的数学模型和矢量控制策略确定了 $i_d = 0$ 转子磁场定向的矢量控制方案。

(2)在分析数学模型的基础上建立了永磁同步电机的矢量控制系统并详细分析了矢量控制的实现方法。

(3)SVPWM 的产生是实现矢量控制的关键本文详细阐述了 SVPWM 的原理以及实现方法。

(4)根据对系统性能的要求设计了电流、速度和位置控制器。

(5)对整个系统进行了仿真。在 MATLAB/Simulink 中建立了永磁同步电机的三闭环控制系统模型实现了 SVPWM 和设计的控制器仿真结果基本符合设计要求。

(6)完成了 DSP 的软、硬件设计详细论述了电流、速度和位置的 DSP 检测方法。

本论文中的创新点在于：

(1)在详细分析永磁同步电机数学模型的基础上基于 MATLAB/Simulink 建立起了具有三闭环调节的矢量控制系统仿真的结果也能令人满意。

(2)本文选用了 TI 公司的 TMS320LF2407A 芯片作为控制核心对系统的软件及硬件都进行了设计。特别在硬件设计中提出了基于光电编码器的 M/T 法测速方法并且采用增量式光电编码器测位置取得了不错的效果。

6.2 不足与展望

高性能的永磁同步电机伺服控制系统是一个多学科交叉的研究领域。由于本文作者时间和精力和知识水平有限论文中难免会存在一些不足之处需要做进一步的研究与改进。为了进一步提高永磁同步电机伺服系统的性能应该从以下几个方面加以改进：

(1)进一步提高速度和位置测量的精确性和快速性这样可以有效提高位置伺服控制的稳态精度。

(2)从硬件上进一步提高电流和电压的抗干扰能力提高电流的测量精度这样有利于提高系统的低速闭环控制能力。在这一方面本论文做的有所欠缺。

(3)采用先进的抗震荡处理策略比如位置模糊控制、位置模糊 PI、位置前馈控制等控制策略使得伺服系统在提高快速性的同时能确保位置响应不超调，稳

态误差小。

(4)研究永磁同步电机的无位置传感器技术降低伺服控制系统的成本要求,改善与提高无位置传感器伺服控制系统的性能。

数字化控制技术的发展为高性能永磁同步电机伺服系统的研究提供了有力的物质保障,系统控制策略的发展与融合向我们展现出了高性能永磁同步电机伺服系统的美好发展前景。相信经过广大科学研究人员的不懈努力我国交流伺服系统行业必将取得更大的进步并有力促进我国经济的高速发展。

6.3 本章小节

本章简要介绍了作者所做的主要工作并指出了需要改进的方向,最后对我国的数字化控制技术的发展进行了展望。

参考文献

- [1] 李志民, 张遇杰, 《同步电动机调速系统》[M], 机械工业出版社, 1996
- [2] 郭庆鼎, 王成元, 《交流伺服系统》[M], 机械工业出版社, 1994
- [3] 李新兵, 张继勇, 《高性能永磁同步电机交流伺服系统的研究》[J], 机电工程, 2005, 22 (4): 30-31
- [4] 王铁成, 代颖, 崔淑梅, 《电动车用永磁同步电机研究现状》[J], 微电机, 2005, 38 (1): 55-57
- [5] 李永东, 《交流电机数字控制系统》[M], 机械工业出版社, 2004
- [6] 孙业树, 基于 DSP 的永磁同步电机交流伺服控制系统的研究与设计[D], 江苏大学硕士学位论文, 2003
- [7] 陈伯时, 《电机拖动自动控制系统》[M], 第 2 版, 机械工业出版社, 1991
- [8] Texas Instruments, Driving Two Three-Phase Inverters with Deadband Using the TMS320F240DSP Controller[M], Texas Instruments Europe, 1998
- [9] 廖晓钟, 《电气传动与调速系统》[M], 中国电力出版社, 1998。
- [10] 程善美, 姜向龙, 孙文焕, 空间矢量 PWM 逆变器的仿真[J], 微电机, 2002, 35 (4): 30-33
- [11] 张志涌, 《精通 MATLAB6. 5 版》[M], 北京航空航天大学出版社, 2003
- [12] 张雄伟, 《DSP 芯片的原理与开发应用》, 电子工业出版社, 第 1 版, 1997
- [13] 胡崇岳, 《现代交流调速技术》, 机械工业出版社, 1998
- [14] 刘和平, 严利平, 张学锋, 《TMS320LF240x DSP 结构、原理及应用》[M], 北京航空航天大学出版社, 2002
- [15] 刘和平, 《TMS320LF240x DSP C 语言程序开发应用》[M], 北京航空航天大学出版社, 2003
- [16] 韩安太, 刘峙飞, 黄海, 《DSP 控制原理及其在运动控制系统中的应用》[M], 清华大学出版社, 2003

发表文章

沈杰、张晓江 《基于模糊控制的永磁同步电机矢量控制系统》
仪器仪表用户, 2007, 5