

ABSTRACT

Speed sensorless vector control system of induction motor is developed from normal sensed vector control system. Owing to its inherent advantages, it has now been the focus of AC drive system. Research and experiments are done in this paper, and a speed sensorless vector control system for induction motor is realized based on infineon XC164 MCU.

The dynamic model of induction motor is firstly discussed in this paper. And then researches are done on the theory of flux oriented vector control system. By comparing and analyzing the existed schemes for the speed sensorless vector control system with MATLAB, a new scheme based on the differential of torque current is presented in this paper. The simulation results prove that the system has good static and dynamic performance.

The experiment platform designed for AC drive is concretely introduced in this paper. And flux open loop vector control system with speed sensor, and speed sensorless vector control system are realized one by one.

The experiment results show that the speed sensorless vector control system realized in this paper has good static and dynamic performance. It can well trace the given speed with better static and dynamic performance and better loading ability. Compared with the vector control system with speed sensor, the static performance of the system without speed sensor is as good as the system with speed sensor, but the dynamic performance especially at the low speed is a little bit worse. The low speed performance of the system needs to be improved.

Keywords: induction motor, speed sensorless, vector control, speed estimation, Infineon, XC164 MCU

原创性声明

本人声明：所提交的论文是本人在导师指导下进行的研究工作。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发表或撰写过的研究成果。参与同一工作的其他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了谢意。

签 名： 顾海强 日 期： 2008.02.27

本论文使用授权说明

本人完全了解上海大学有关保留、使用学位论文的规定，即：学校有权保留论文及送交论文复印件，允许论文被查阅和借阅；学校可以公布论文的全部或部分内容。

（保密的论文在解密后应遵守此规定）

签 名： 顾海强 导师签名： 顾海强 日 期： 2008.02.27

第一章 绪 论

1.1 引言

由于直流电动机具有良好的转速调节性能和转矩的控制性能,在相当长的时段内,直流调速在高性能变速电气传动领域中占据着统治地位。但是,直流电动机存在着结构复杂、成本高、维护困难等缺点。人们继而转向结构简单、坚固耐用、价格低廉的异步电动机^{[1][2][8][9]}。于是,从20世纪30年代开始,人们就致力于交流调速技术的研究。由于异步电动机是一个高阶、非线性、强耦合的多变量复杂系统^{[1][2][3][5][6]},早期的研究进展缓慢。随着电力电子技术、微型计算机技术及电气传动控制技术本身的发展,交流调速得到了进一步的发展。至今,交流传动取代直流传动已经成为不争的事实。

1.2 交流电动机控制系统的发展与现状

1.2.1 电力电子技术的发展

50年代末出现了晶闸管,由晶闸管构成的静止变频电源输出方波或阶梯波的交变电压,然而晶闸管属于半控型器件,故由普通晶闸管组成的逆变器用于交流调速必须附加强迫换流电路。在五六十时代,要说交流调速系统取代直流调速系统几乎是遥远的事情。70年代后,功率晶体管(BJT)、门极关断晶闸管(GTO)、功率场效应管(Power MOSFET),绝缘栅双极晶体管(IGBT)等已先后问世,这些器件都是既能控制导通又能控制关断的自关断器件,又称全控器件。它不再需要强迫换相电路,使得逆变器构成简单、结构紧凑。IGBT由于兼有MOSFET和BJT的优点,是目前最为流行的器件。80年代以后,电力电子器件开始向高频化、模块化、智能化发展。期间,功率集成电路和智能功率集成电路发展迅速。目前已应用于交流调速的智能功率模块(IPM)采用IGBT作为功率开关,含有电流传感器、驱动电路及过载、短路、超温、欠电压保护电路,实现了信号处理、故障诊断、自我保护等多种智能功能,既减少了体积、减轻了重量,又提高了可靠性,使用、维护都更加方便,为高性能交流调速技术的研究奠定了坚实的基础

[10][11][12][13]。

1.2.2 微型计算机技术的发展

随着微电子技术的发展,数字控制处理芯片的运算能力和可靠性得到了很大的提高,这使得以单片机等微控制器为核心的全数字化控制系统取代以前的模拟器件控制系统成为可能,这也进一步促进了交流调速系统的发展。

单片机自问世以来,便得到了飞速的发展,以 Intel 公司为例,从早期推出的 MCS-48, MCS-51 系列单片机到性能优越的 MCS-96 系列的 16 位单片机,特别是 80C196MC 型单片机内置的波形发生器 WG 可直接输出三相 PWM 波形,非常适用于变频调速的电动机控制系统,但当需要进行大量数据处理或浮点运算时则略有逊色。80 年代初期出现的数字信号处理器(DSP)既增强了微处理器的数据处理能力,又在片内集成了大量的外围接口,因而在控制系统中得到广泛应用。

而对于电动机控制领域,许多半导体厂商更是针对性地开发了性能卓越的电动机控制专用微控制器。如 TI 公司的 24 系列和 28 系列 DSP^{[14][15]}, MicroChip 公司的 DSpic30 系列数字信号控制器及 Infineon 公司的 XC164 系列单片机等^{[16][17][18][19][20]}。这类微控制器在片内即成了大量的外围接口,具备强大的片内 IO 和其他外设功能。而其中的 PWM 生成电路、边沿捕捉电路和正交编码电路非常适合电动机的变频调速控制。

和模拟电子电路构成的模拟控制相比以微控制器为核心的数字控制的优越性表现在以下几个方面:

- (1) 控制器的硬件电路标准程度高,成本低,可靠性高。
- (2) 控制软件可以按需要更换、修改或移植,灵活性好。
- (3) 消除了模拟控制中温度漂移的影响,稳定性好。
- (4) 信息存储、监控、故障诊断以及分级控制的能力不断提高。

(5) 随着 CPU 运算速度和存储容量的发展,各种新型的比较复杂控制策略都能够实现。

1.2.3 交流电动机控制技术的发展

变压变频调速系统是目前被广泛采用的一种异步电动机控制技术,根据所采

用的数学模型, 变压变频技术又可分为两类。一类是基于稳态数学模型的开环恒压频比调速系统和转速闭环转差频率控制调速系统, 这类系统有着良好的稳态性能, 被广泛应用于风机、水泵等动态性能要求不高的场合。另一类是基于动态数学模型的矢量控制系统和直接转矩控制系统, 这类系统有着良好的动静态性能^{[1][2][4][7]}。

(1) 转速开环恒压频比控制调速系统

变频调速系统目前应用最为广泛的是转速开环恒压频比控制的调速系统, 也称为恒 v/f 控制^[44], 这种调速方法采用转速开环恒压频比带低频电压补偿的控制方案, 其控制系统结构最简单, 成本最低, 但是静、动态性能都有限, 只能满足一般的平滑调速要求, 适用于风机、水泵等对调速系统动态性能要求不高的场合。

(2) 转速闭环转差频率控制调速系统

转速闭环转差频率控制的变频调速系统也是建立在异步电动机稳态数学模型的基础上, 但引入了转速反馈进行闭环控制, 从而提高了调速系统的静、动态性能。根据异步电动机转矩的近似公式可知, 在 s 值很小的稳态运行范围内, 若气隙磁通保持不变, 则异步电动机的转矩就近似与转差频率成正比。于是控制转差频率就能控制转矩, 进而达到控制转速变化率的目的, 以提高调速系统的性能。这种控制策略使得系统调速更加平滑, 稳定性有所提高, 同时在允许的条件下也保证了系统的快速性。但它仍然从电动机稳态模型出发, 其动态性能仍不够理想。

(3) . 矢量控制

1971 年, 德国的 F. Blaschke 等提出了矢量控制的基本思想。其基本出发点是: 考虑到异步电动机是一个多变量、强耦合、非线性的时变参数系统, 难以通过外加信号准确控制电动机的电磁转矩, 但如果以转子磁链这一旋转空间矢量为参考坐标, 利用静止坐标系到旋转坐标系之间的变换, 则可以把定子电流矢量分解成为同步旋转坐标系中的两个互相垂直的电流分量, 即励磁分量和转矩分量, 从而得到等效直流电动机的模型, 实现对转矩和磁通的分别控制。矢量控制方法使交流变压变频调速系统的静、动态性能有了显著的改善, 并且完全能够与直流调速系统相媲美。

矢量控制技术的关键是转子磁场的精确定向,由于磁通的直接检测需要在电动机内部安装磁敏元件,而且在使用中存在许多缺陷,因此很少采用这种方式。而采用磁链估算器可以根据定、转子磁链模型,利用电动机的电压、电流、转速等信息计算出磁链的幅值和角度。另一种磁场定向的方法是依据转差频率间接计算,通过定子电流两个分量的给定值计算出转差角速度,再与检测到的转子转速相加后积分获得转子磁链的角度。两种磁场定向方法都受电动机参数的影响,若磁场定向不准,则矢量控制系统往往难以达到预期的目标^{[21][22]}。

(4) . 直接转矩控制

在 1985 年,由德国学者 M. Depenbrock 和日本学者 I. Takahashi 先后提出了直接转矩控制理论^{[46][46]}。其基本思想是:通过在转速环里面设置转矩内环,以抑制定子磁链对内环控制对象的扰动,从而实现转速和磁链子系统之间的近似解耦,而不再追求控制对象的精确解耦。根据定子磁链幅值偏差 $\Delta\psi_s$ 的符号和电磁转矩偏差 ΔT_e 的符号,再依据当前定子磁链矢量 ψ_s 所在的位置,直接选取合适的电压空间矢量,减小定子磁链幅值的偏差和电磁转矩的偏差,实现电磁转矩和定子磁链的控制。

与矢量控制技术相比,其主要优点是:①转矩和磁链的控制采用双位式控制器,并在 PWM 逆变器中直接用这两个控制信号产生 SVPWM 波形,省去了旋转变换和电流控制,简化了控制器的结构;②选择定子磁链作为被控量,计算磁链的模型可以不受转子参数变化的影响,提高了系统的鲁棒性;③由于采用了直接转矩控制,在加减速或负载变化的动态过程中,可以获得快速的转矩响应。

但是,直接转矩控制系统也存在着一定的缺点:①由于采用了双位式控制,实际转矩必然在上下限内脉动;②由于磁链计算采用了带积分环节的电压模型,积分初值、累积误差和定子电阻的变化都会影响磁链计算的准确度。这两个问题的影响在低速时都比较显著,因而限制了系统的调速范围。因此,其效果与理想效果相比也不完全令人满意^{[23][24]}。

(5) . 智能控制技术应用在电动机控制中

智能控制是自动控制学科发展过程中一个崭新的阶段。目前,智能控制的研究与应用已深入到众多的领域;同样,它的发展也给电气传动系统的控制策略带

来了新思想、新方法。目前发展的属于智能控制方法的有：模糊逻辑控制、神经网络控制、专家控制、学习控制、分层递阶智能控制和遗传算法。它们在传动控制领域中都得到了一定的应用。

以单神经元自适应控制器的应用为例。由于以电动机为对象的电力传动控制系统，其对象的模型结构是确定的，但参数往往难以精确测定，部分参数将随着工作点的变化而变化。根据对象的性质，在PI调节控制中融入神经网络的学习功能，构成单神经元自适应控制器，使控制器参数能自动适应对象参数，便可提高系统的鲁棒性^{[25][26][47][48]}。

当然，智能控制技术在电动机控制领域的应用还处于起步阶段，还有很多课题值得研究。

1.3 课题研究的目的是和意义

在高性能交流传动系统中，为了提高系统的静、动态性能，转速的闭环控制是必不可少的。转速反馈信号通常采用旋转编码器等速度传感器来进行检测。然而速度传感器的安装比较麻烦，也会给系统带来其他的缺陷。所以取消速度传感器，对提高系统的可靠性、对环境的适应性、进一步扩大交流调速系统的应用范围具有重要的意义。近年来，无速度传感器矢量控制系统的研究成为交流传动的一个热点问题。

目前，国外许多大公司都已经推出了比较成熟的无速度传感器矢量控制通用变频器，且调速范围基本在100:1以上。而国内虽然也有少量的无速度传感器矢量控制变频器推出，但在性能上与国外的成熟产品仍存在一定的差距。为此，本课题将在分析研究现有的各种无速度传感器矢量控制方案的基础上，以英飞凌XC164单片机为控制核心，开发一套无速度传感器矢量控制交流调速实验装置。以期得到一些研究成果和实际经验，为国内无速度传感器矢量控制通用变频器的产品化做一些贡献。

1.4 论文的主要研究内容

本论文以作者攻读硕士学位期间承担课题的工作为基础。

第一章阐述了本课题相关科学的发展状况以及课题研究的目的是和意义。

第二章对异步电动机的动态数学模型进行理论分析研究,并介绍了异步电动机按转子磁链定向的矢量控制系统。

第三章对异步电动机无速度传感器矢量控制系统及几种主要的速度估算方法进行了介绍,并对比较转子磁链的电压模型和电流模型用 PI 控制闭环构造转速和比较定子电压用 PI 控制闭环构造转速等转速估算方法进行较深入的分析研究,最后提出本文采用的“基于转矩电流微分估算转速法”的无速度传感器矢量控制方案。

第四章详细介绍了基于英飞凌 XC164 MCU 的交流调速实验装置及其上位机监控软件,并给出了相关电路的设计。

第五章阐述了无速度传感器矢量控制系统的资源分配及软件结构,对系统各主要功能模块进行了详细的介绍。

第六章给出了无速度传感器矢量控制系统的实验结果及相关分析。

第七章则对全文进行了总结。

第二章 异步电动机动态数学模型及矢量控制系统

2.1 引言

基于稳态数学模型的异步电动机调速系统虽然能够在一定范围内实现平滑调速,但对于轧钢机、数控机床、机器人、载客电梯等动态性能高的对象,就不能完全适用了。要实现高动态性能的调速系统和伺服系统,必须依据异步电动机的动态数学模型来设计系统。矢量控制就是基于动态模型的高性能交流电动机调速系统之一,通过矢量变换和按转子磁链定向,得到等效直流电动机模型,然后按照直流电动机模型设计控制系统。因此,异步电动机矢量控制系统有着可以和直流电动机相媲美的优良的静、动态性能。

2.2 异步电动机的动态数学模型

异步电动机具有非线性、强耦合、多变量的性质。在研究异步电动机的数学模型时,常作如下假设^{[1][2]}:

(1) 忽略空间谐波,设三相绕组对称,在空间中互差 120° ,所产生的磁动势沿气隙按正弦规律分布。

(2) 忽略磁路饱和,各绕组的自感和互感都是恒定的。

(3) 忽略铁心损耗。

(4) 不考虑频率变化和温度变化对绕组电阻的影响。

2.2.1 异步电动机三相原始模型

无论异步电动机转子是绕线式还是鼠笼式,都可以等效成三相绕线转子,并折算到定子侧,折算后的定子和转子绕组匝数相等。图 2-1 为三相异步电动机的物理模型,定子三相绕组轴线 ABC 在空间是固定的,转子绕组轴线 abc 随转子旋转,以 A 轴为参考坐标轴,转子 a 轴和定子 A 轴间的电角度 θ 为空间角位移变量。规定各绕组电压、电流、磁链的正方向符合电动机惯例和右手螺旋定则,则得到异步电动机三相原始数学模型如下:

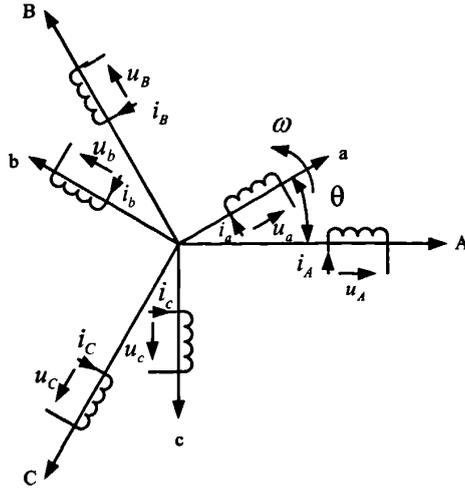


图 2-1 三相异步电动机的物理模型

电压方程:

$$\begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \\ u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \\ i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_A \\ \psi_B \\ \psi_C \\ \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix} \quad (2-1)$$

磁链方程:

$$\begin{bmatrix} \psi_A \\ \psi_B \\ \psi_C \\ \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{AA} & L_{AB} & L_{AC} & L_{Aa} & L_{Ab} & L_{Ac} \\ L_{BA} & L_{BB} & L_{BC} & L_{Ba} & L_{Bb} & L_{Bc} \\ L_{CA} & L_{CB} & L_{CC} & L_{Ca} & L_{Cb} & L_{Cc} \\ L_{aA} & L_{aB} & L_{aC} & L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{bA} & L_{bB} & L_{bC} & L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{cA} & L_{cB} & L_{cC} & L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \\ i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2-2)$$

定子各相自感为:

$$L_{AA} = L_{BB} = L_{CC} = L_{ms} + L_{ls} \quad (2-3)$$

其中电感矩阵中各互感如下:

$$\begin{cases} L_{AB} = L_{BC} = L_{CA} = L_{BA} = L_{CB} = L_{AC} = -\frac{1}{2}L_{ms} \\ L_{ab} = L_{bc} = L_{ca} = L_{ba} = L_{cb} = L_{ac} = -\frac{1}{2}L_{ms} \\ L_{Aa} = L_{aA} = L_{Bb} = L_{bB} = L_{Cc} = L_{cC} = L_{ms} \cos \theta \\ L_{Ab} = L_{bA} = L_{Bc} = L_{cB} = L_{Ca} = L_{aC} = L_{ms} \cos(\theta + 120^\circ) \\ L_{Ac} = L_{cA} = L_{Ba} = L_{aB} = L_{Cb} = L_{bC} = L_{ms} \cos(\theta - 120^\circ) \end{cases} \quad (2-4)$$

转矩方程

$$T_e = -n_p L_{ms} [(i_A i_a + i_B i_b + i_C i_c) \sin \theta + (i_A i_b + i_B i_c + i_C i_a) \sin(\theta + 120^\circ) + (i_A i_c + i_B i_a + i_C i_b) \sin(\theta - 120^\circ)] \quad (2-5)$$

运动方程

$$\frac{J}{n_p} \frac{d\omega}{dt} = T_e - T_L \quad (2-6)$$

其中, $u_A, u_B, u_C, u_a, u_b, u_c$ 是定子和转子相电压的瞬时值, $i_A, i_B, i_C, i_a, i_b, i_c$ 是定子和转子相电流的瞬时值, $\psi_A, \psi_B, \psi_C, \psi_a, \psi_b, \psi_c$ 是各相绕组的全磁链, R_s, R_r 是定子和转子绕组电阻。上述各量都已折算到定子侧。 T_L 为负载转矩, T_e 为电磁转矩, J 为机组的转动惯量, n_p 为极对数。

2.2.2 异步电动机在两相静止坐标系下的数学模型

异步电动机三相原始模型相当复杂, 通过坐标变换能够简化数学模型, 便于进行分析和计算。由于异步电动机定子绕组是静止的, 所以只要进行 3/2 变换就行了, 而转子绕组是旋转的, 必须通过 3/2 变换和两相旋转坐标系到两相静止坐标系的旋转变换, 才能变换到静止两相坐标系。

异步电动机经过坐标变换后在两相静止坐标系下的数学模型如下:

电压方程

$$\begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \\ u_{r\alpha} \\ u_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{s\alpha} \\ \psi_{s\beta} \\ \psi_{r\alpha} \\ \psi_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \omega_r \psi_{r\beta} \\ -\omega_r \psi_{r\alpha} \end{bmatrix} \quad (2-7)$$

磁链方程

$$\begin{bmatrix} \psi_{s\alpha} \\ \psi_{s\beta} \\ \psi_{r\alpha} \\ \psi_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (2-8)$$

转矩方程

$$T_e = n_p L_m (i_{s\beta} i_{r\alpha} - i_{s\alpha} i_{r\beta}) \quad (2-9)$$

运动方程

$$\frac{J}{n_p} \frac{d\omega}{dt} = T_e - T_L \quad (2-10)$$

2.2.3 异步电动机按转子磁链定向的数学模型

令 dq 坐标系与转子磁链矢量同步旋转，且使得 d 轴与转子磁链矢量重合，即为按转子磁链定向同步旋转坐标系 mt。

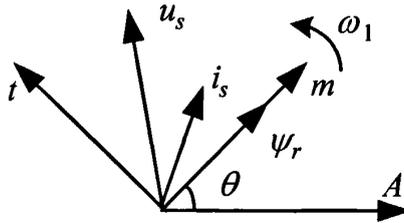


图 2-2 按转子磁链定向的空间矢量图

如图 2-2 所示，由于 m 轴与转子磁链矢量重合，所以有：

$$\begin{aligned} \psi_{rm} &= \psi_{rd} = \psi_r \\ \psi_{rt} &= \psi_{rq} = 0 \end{aligned} \quad (2-11)$$

为了保证 m 轴与转子磁链矢量始终重合，必须使

$$\frac{d\psi_{rt}}{dt} = \frac{d\psi_{rq}}{dt} = 0 \quad (2-12)$$

于是得到按转子磁链定向同步旋转坐标系 mt 中状态方程

$$\begin{aligned}
 \frac{d\omega}{dt} &= \frac{n_p^2 L_m}{J L_r} i_{st} \psi_r - \frac{n_p}{J} T_L \\
 \frac{d\psi_r}{dt} &= -\frac{1}{T_r} \psi_r + \frac{L_m}{T_r} i_{sm} \\
 \frac{di_{sm}}{dt} &= \frac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r} \psi_r - \frac{R_s L_r^2 + R_r L_m^2}{\sigma L_s L_r^2} i_{sm} + \omega_1 i_{st} + \frac{u_{sm}}{\sigma L_s} \\
 \frac{di_{st}}{dt} &= -\frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega \psi_r - \frac{R_s L_r^2 + R_r L_m^2}{\sigma L_s L_r^2} i_{st} - \omega_1 i_{sm} + \frac{u_{st}}{\sigma L_s}
 \end{aligned} \tag{2-13}$$

mt 坐标系的旋转角速度为

$$\omega_1 = \omega + \frac{L_m}{T_r} i_{st} \tag{2-14}$$

将坐标系旋转角速度与转子转速之差定义为转差角频率 ω_s ,

$$\omega_s = \omega_1 - \omega = \frac{L_m}{T_r} i_{st} \tag{2-15}$$

按转子磁链定向同步旋转坐标系 mt 中的电磁转矩

$$T_e = \frac{n_p L_m}{L_r} i_{st} \psi_r \tag{2-16}$$

转子磁链

$$\psi_r = \frac{L_m}{T_r p + 1} i_{sm} \tag{2-17}$$

其中 $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$ 为电动机漏磁系数, $T_r = \frac{L_r}{R_r}$ 为转子电磁时间常数。

上述公式表明: 通过按转子磁链定向, 将定子电流分解为励磁分量 i_{sm} 和转矩分量 i_{st} , 使转子磁链 ψ_r 仅由定子电流励磁分量 i_{sm} 产生, 而电磁转矩 T_e 正比于转子磁链和定子电流转矩分量 i_{st} 的乘积 $i_{st} \psi_r$, 实现了定子电流两个分量的解耦。因此, 按转子磁链定向同步旋转坐标系中的异步电动机数学模型与直流电动机动态模型相当。

2.3 异步电动机按转子磁链定向的矢量控制系统

2.3.1 按转子磁链定向的矢量控制系统

如上节所述,异步电动机经过坐标变换并按转子磁链定向后可以等效成直流电动机,这样就可以模仿直流电动机的控制策略进行控制。即先产生按转子磁链定向坐标系中的定子电流励磁分量和转矩分量给定值 i_{sm}^* 和 i_{st}^* , 经过逆旋转变换 VR^{-1} 得到 $i_{s\alpha}^*$ 和 $i_{s\beta}^*$, 再经过 2/3 变换得到 i_A^* , i_B^* 和 i_C^* , 然后通过电流闭环控制, 输出异步电动机调速所需的三相定子电流。可以想象, 这样的矢量控制交流变频调速系统在静、动态性能上可以与直流调速系统媲美^{[58][59][60]}。

根据转子磁链是否采用闭环控制, 可以分为转子磁链闭环的矢量控制系统和转子磁链开环的矢量控制系统。

1. 转子磁链闭环的矢量控制系统

图 2-3 为转子磁链闭环的矢量控制系统结构图。图中, ASR 为转速调节器, $A\psi R$ 为转子磁链调节器, $ACMR$ 为定子电流励磁分量调节器, $ACTR$ 为定子电流转矩分量调节器。 FBS 为速度传感器, 通过它获得转速信号; 转子磁链可由磁链观测模型得到, 具体观测模型将在下一节作详细介绍; i_{sm} 、 i_{st} 由采样得到的 $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$ 经过 3/2 变换和旋转变换得到。对转子磁链和转速而言, 均为双闭环控制的系统结构, 内环为电流环, 外环为转子磁链环和转速环。

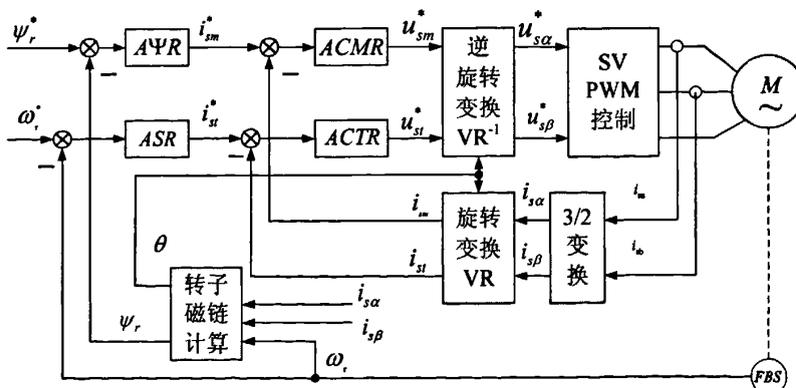


图 2-3 转子磁链闭环的矢量控制系统结构图

2. 转子磁链开环的矢量控制系统

转子磁链系统的控制对象是稳定的惯性环节, 可以是开环控制, 这样系统会

服实际磁通的滞后。

由以上特点可以看出，磁链开环转差型矢量控制系统的磁链定向由磁链和电流转矩分量给定信号确定，并没有用磁链模型实际计算转子磁链及其位置，所以属于间接的磁链定向。但由于矢量控制方程中依然包含电动机转子参数，定向精度仍受参数变化的影响，磁链和电流转矩分量给定值与实际值存在差异，将影响系统的性能。

2.3.2 异步电动机转子磁链观测方案的研究

按转子磁链定向的矢量控制系统的关键是准确定向，也就是说需要获得转子磁链矢量的空间位置，除此之外，在构成转子磁链反馈以及转矩控制时，转子磁链幅值也是不可缺少的信息。转子磁链的直接检测相对困难，现在实用的系统中，多采用间接计算的方法，即利用容易测得的电压、电流或转速等信号，借助于转子磁链模型，实时计算磁链的幅值与空间位置^{[1][2][49][50]}。转子磁链模型可以从电动机数学模型中推导出来，也可以利用状态观测器或状态估计理论得到闭环的观测模型。在实用中，多用比较简单的计算模型。在计算模型中，根据主要实测信号的不同，又分电流模型和电压模型两种^{[1][2]}。

1. 电流模型法

由实测的三相定子电流通过3/2变换得到两相静止坐标系上的电流 $i_{s\alpha}$ 和 $i_{s\beta}$ ，再经同步旋转变换并按转子磁链定向，得到mt坐标系上的电流 i_{sm} 、 i_{st} ，利用矢量控制方程式(2-15)和式(2-17)可以获得 ψ_r 和 ω_s 信号，由 ω_s 与实测转速 ω 相加得到定子频率信号 ω_1 ，再经积分即为转子磁链的位置角 φ ，也就是同步旋转变换的旋转角。由此可以绘出电流模型框图，见图2-5。

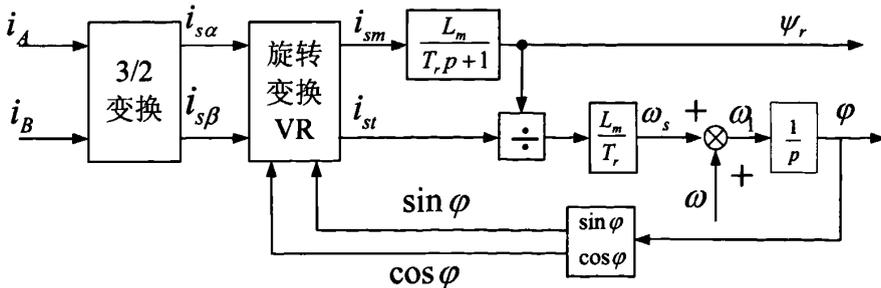


图 2-5 转子磁链计算电流模型

上述计算转子磁链的电流模型需要实测的电流和转速信号,不论转速高低时都能适用。由于模型涉及到易受电动机温升和频率变化等影响的转子电阻 R_r ,所以对参数的依赖性比较强,这是电流模型的不足之处。但由于电流模型法不涉及纯积分项,其观测值是渐近收敛的,这是它的一大优点。

2. 电压模型法

根据电压方程中电动势等于磁链变化率的关系,对电动势积分就可以得到磁链,这样的模型叫做电压模型,图 2-6 所示为电压模型法计算转子磁链的原理框图。

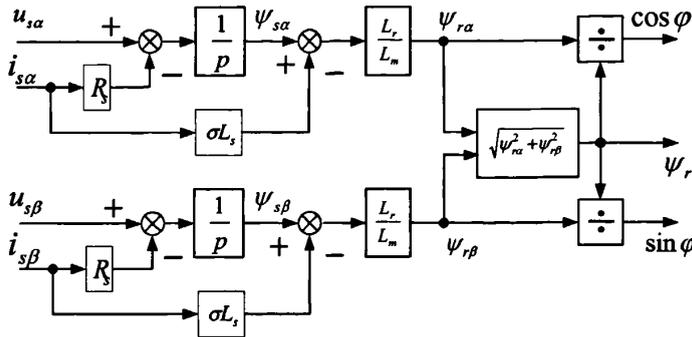


图 2-6 计算转子磁链的电压模型

在 $\alpha-\beta$ 坐标系下,由定子电压方程和磁链方程导出:

$$\begin{cases} \psi_{r\alpha} = \frac{L_r}{L_m} \left[\int (u_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt - \sigma L_s i_{s\alpha} \right] \\ \psi_{r\beta} = \frac{L_r}{L_m} \left[\int (u_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt - \sigma L_s i_{s\beta} \right] \end{cases} \quad (2-20)$$

电压模型转子磁链观测器的优点是:①算法简单,只与容易测得的定子电阻有关,而与转子电阻无关,因此模型受电动机参数变化影响小;②不需转速信息,对于无速度传感器系统颇具吸引力。它的缺点是:①低速时,随着定子电阻压降作用明显,测量误差淹没了反电动势,使观测精度较低,因此电压模型比较适合于中、高速范围;②存在纯积分环节,其积累误差和漂移问题会影响计算精度。

3. 混合模型法

从数学本质上看,磁链观测的电压模型和电流模型描述的是同一个物理对象,但不同的算法导致两种模型对参数的依赖性和精度存在较大的差异。如前所述:电流模型转速适用范围宽,不存在纯积分环节,但对电动机参数依赖性较大;电压模型不涉及转子电阻,对电动机参数依赖性小,比较适合中、高速范围,因

此将两者结合起来使用可以更好地观测磁链。即在高速时让电压模型起主导作用，通过高通滤波器将电流模型观测值滤掉；在低速时让电流模型起主导作用，通过低通滤波器将电压模型观测值滤掉，这样磁链观测值在高速和低速时都有较高的精确度。为了实现两种模型的平滑过渡，可令它们的转折频率相等，转折频率可以在实践中进行调整^{[6][27]}。

取高通滤波器传递函数为： $Ts/(Ts+1)$ ；低通滤波器传递函数为： $1/(Ts+1)$ ，两者的伯德图如图 2-7 所示，图中取 $T = 0.0002$

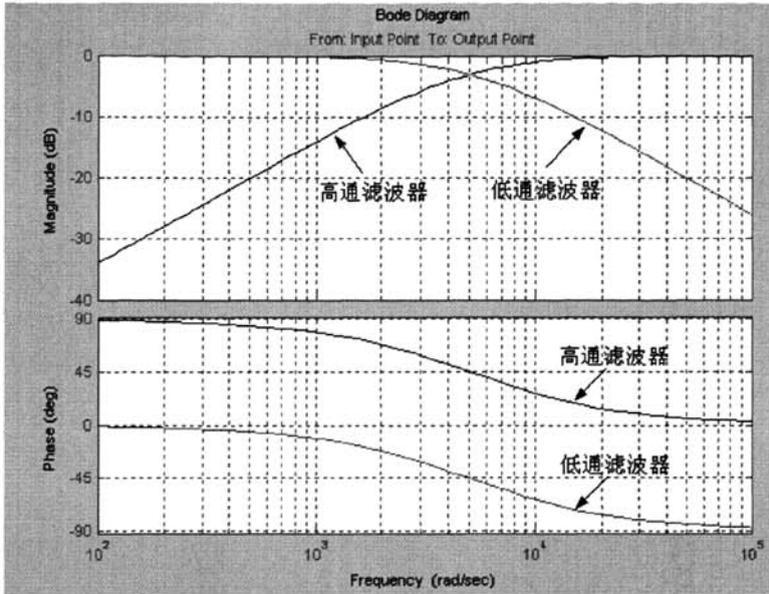


图 2-7 高通滤波器和低通滤波器伯德图

混合模型磁链估算的计算公式为：

$$\begin{cases} \psi_{ra} = \frac{Ts}{Ts+1} \psi_{ra}^v + \frac{1}{Ts+1} \psi_{ra}^i \\ \psi_{rb} = \frac{Ts}{Ts+1} \psi_{rb}^v + \frac{1}{Ts+1} \psi_{rb}^i \end{cases} \quad (2-21)$$

其中 ψ_{ra}^v 、 ψ_{rb}^v 为电压模型的磁链观测值， ψ_{ra}^i 、 ψ_{rb}^i 为电流模型的磁链观测值， ψ_{ra} 、 ψ_{rb} 为混合模型的磁链观测值。

由于磁链为电动势的积分，即有：

$$\begin{cases} \psi_{r\alpha}^v = \frac{1}{s} e_{r\alpha} = \frac{1}{s} \left[\frac{L_r}{L_m} (u_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha} - \sigma L_s p i_{s\alpha}) \right] \\ \psi_{r\beta}^v = \frac{1}{s} e_{r\beta} = \frac{1}{s} \left[\frac{L_r}{L_m} (u_{s\beta} - R_s i_{s\beta} - \sigma L_s p i_{s\beta}) \right] \end{cases} \quad (2-22)$$

把式 2-22 代入式 2-21，则混合模型可以改写为：

$$\begin{cases} \psi_{r\alpha} = \frac{T}{Ts+1} e_{r\alpha} + \frac{1}{Ts+1} \psi_{r\alpha}^i \\ \psi_{r\beta} = \frac{T}{Ts+1} e_{r\beta} + \frac{1}{Ts+1} \psi_{r\beta}^i \end{cases} \quad (2-23)$$

可见电压模型中的纯积分环节与高通滤波器分子上的微分环节相对消掉了，从而消除了纯积分环节引入的一些问题，这也是这一模型的一大优点。

图 2-8 为该模型的原理图。如图所示，由电动机电压 u_s 和电流 i_s 计算出反电动势 e_r ，反电动势 e_r 经滤波后得到电压模型的转子磁链 ψ_{rhpf} 。 $M-T$ 坐标系下的电流 i_{sm} 经电流模型计算及逆 PARK 变换后得到 $\alpha-\beta$ 坐标系下的转子磁链 ψ_r^* ，再经过低通滤波器后得到电流模型的转子磁链 ψ_{rlpf} 。 ψ_{rhpf} 和 ψ_{rlpf} 由加法器相加，经极坐标变换后得到转子磁链 ψ_r 和磁链角 θ_{ψ_r} ，供矢量控制使用。

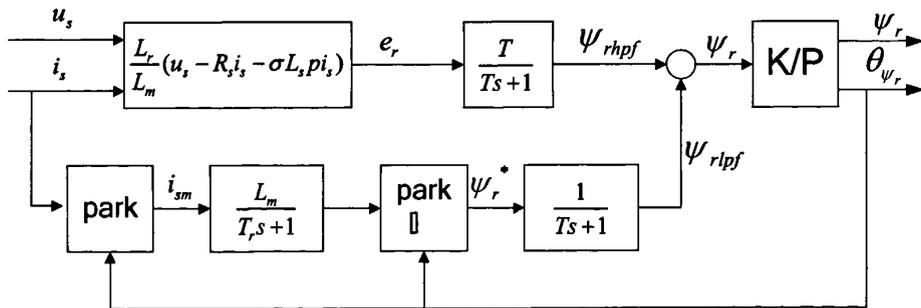


图 2-8 开环混合模型法

第三章 异步电动机无速度传感器矢量控制系统

3.1 引言

在高性能交流传动系统中,为了达到良好的静、动态性能,转速的闭环控制是必不可少的。通常采用旋转编码器或其它速度传感器来进行速度的检测,并构成反馈控制,这就是有速度传感器转速闭环控制系统。但是,速度传感器的安装会给系统带来以下一些缺陷:

(1) 系统的成本大大增加。精度越高的旋转编码器价格也越高,有时占到中小容量控制系统总成本的 15%—25%。

(2) 旋转编码器在电动机轴上的安装,存在同心度问题,安装不当将影响测速精度。

(3) 使电动机轴向上体积增大,而且给电动机的维护带来一定的困难,同时破坏了异步电动机简单坚固的特点,降低了系统的机械鲁棒性。

(4) 在高温、高湿度的恶劣环境下无法工作,而且旋转编码器工作精度易受环境条件的影响。

(5) 转速反馈信号的传输容易受到各种扰动信号的污染,且传送距离受到限制。

因此,如果能够取消速度传感器,对提高系统的可靠性、对环境的适应性、进一步扩大交流调速系统的应用范围具有重要的意义。在这种情况下,人们转而研究无需速度传感器的电动机转速估算方法,用估算转速构成转速闭环控制,这就是无速度传感器转速闭环控制系统。

3.2 异步电动机速度估算方法

无速度传感器控制技术的发展始于常规带速度传感器的传动控制系统,解决问题的出发点是利用定子电压、电流等容易检测到的物理量进行速度估计以取代速度传感器。目前,典型的无速度传感器交流调速系统中,转速估算方法主要有以下三种^{[3][33][51]}:

1. 基于电动机数学模型直接计算转速或转差角速度；
2. 基于闭环控制作用构造转速信号；
3. 利用电动机结构上的特征产生转速信号。

上述第三种“利用电动机结构上的特征来产生转速信号”^{[56][57]}，这类方法中最典型的是根据测得的转子齿谐波频率来计算转速。众所周知，定子表面和铁心上的齿槽会在气隙磁场中产生齿谐波，在这一谐波的作用下，定子电压、电流信号会产生相应的谐波，而这种谐波的频率与转速是相关的，这样可以利用从齿谐波信号中提取相关频率来推算转速。目前主要采用快速傅里叶变换（FFT）技术、自相关功率频谱估计法等来实时辨识齿谐波频率。但这类方法算法复杂、计算量大，并且往往需要相对较长的采样时间来保证估计精度，实时性差，且易受噪声干扰的影响，造成低速下较大的估计误差，要想真正实用化，尚需从理论和技术处理上做出努力。

因此，后文将就前两种方法作较详细的介绍，并借助 MATLAB/SIMULINK 仿真工具对部分典型方案进行详细的分析和仿真研究^{[28][29][30]}。在仿真之前，必须先建立矢量控制系统的仿真模型，其所用到主要仿真环节包括：

1. 异步电动机仿真模型。该模型是依据异步电动机静止两相坐标系中的数学模型来建立的，图 3-1 为该仿真模型的结构图。

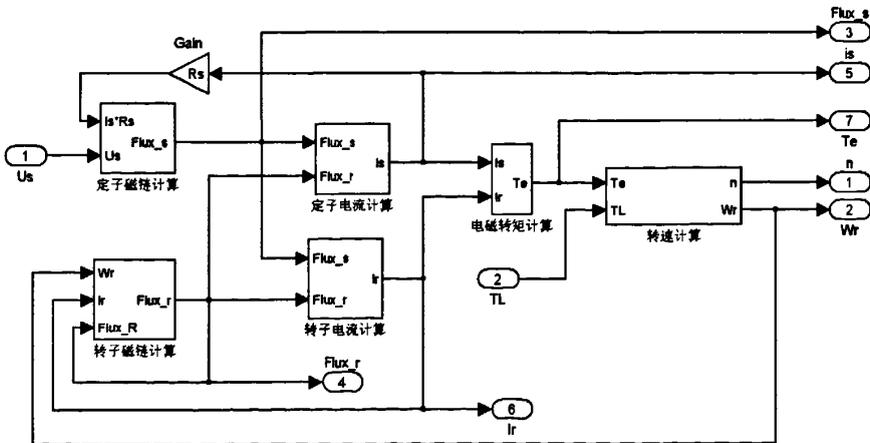


图 3-1 异步电动机仿真模型

2. PI 调节器仿真模型。图 3-2 为该仿真模型的结构图。

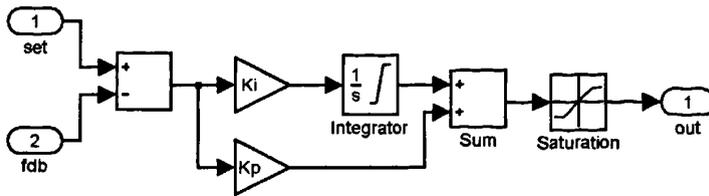


图 3-2 PI 调节器仿真模型

3. 电流 PARK 变换仿真模型。该模型将输入的静止两相坐标系的电流分量通过旋转变换得到同步旋转坐标系下的电流分量，图 3-3 为该仿真模型的结构图。

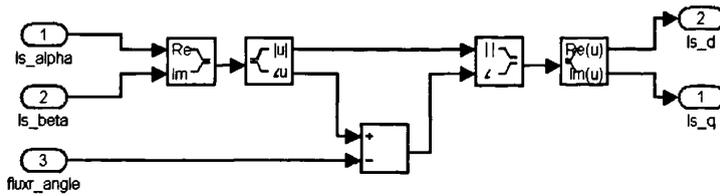


图 3-3 电流 PARK 变换仿真模型

4. 电压 PARK 逆变换仿真模型。该模型将同步旋转坐标系下的电压分量通过逆旋转变换得到静止两相坐标系下的电压分量，从而施加给建立在静止两相坐标系下的异步电动机仿真模型。图 3-4 为该仿真模型的结构图。

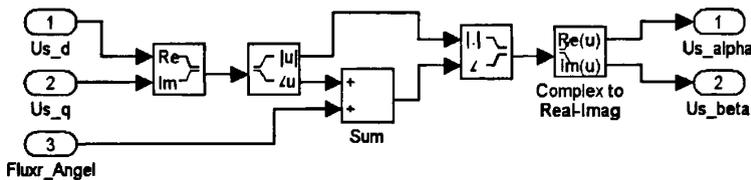


图 3-4 电压 PARK 逆变换仿真模型

在建立以上主要仿真环节后就可以建立整个无速度传感器矢量控制系统的仿真模型，为了节约仿真时间，实际仿真系统中省略了 SVPWM 生成环节，图 3-5 为该仿真模型的总体结构图。图中， $K_1 = 1/L_m$ ， $K_2 = L_m * R_r / L_r$ ， $K_3 = 30 / \pi / N_p$ 。所用到的三相异步电动机铭牌参数为：额定功率 $P_N = 3\text{KW}$ ，额定电压 $U_N = 380\text{V}$ ，额定电流 $I_N = 6.9\text{A}$ ，额定转速 $n = 1400\text{r/min}$ ，极对数 $n_p = 2$ 。由实验测得电动机参数为：定子电阻 $R_s = 2.220\Omega$ ，转子电阻 $R_r = 3.108\Omega$ ，定子自感 $L_s = 0.2407\text{H}$ ，转子自感 $L_r = 0.2407\text{H}$ ，互感 $L_m = 0.2324\text{H}$ ，转动惯量 $J = 0.1425\text{kg.m}^2$ 。

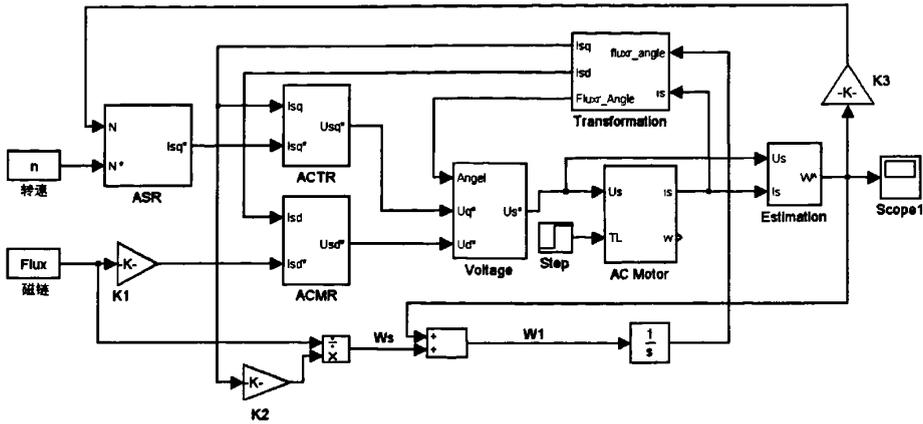


图 3-5 无速度传感器矢量控制系统仿真结构图

由图可知，除了转速获取方式不同之外，此结构图与前述的带速度传感器矢量控制系统的结构基本相同，在对各种不同的无速度传感器矢量控制方案进行仿真研究时只需要改变 Estimation 环节的内容即可。

3.2.1 基于电动机数学模型计算转速或转差角速度

这类方法从异步电动机的动态数学模型出发推导出转速估算表达式。

在两相静止的 $\alpha\beta$ 坐标系下， Ψ_{ra} 和 $\Psi_{r\beta}$ 的合成矢量 $\bar{\Psi}_r$ 以同步角速度 ω_1 的速度旋转，与 α 轴夹角为 θ_r ，则由矢量关系可知：

$$\hat{\omega}_1 = \frac{d\theta_r}{dt} = \frac{d}{dt} \left[\arctg \frac{\hat{\Psi}_{r\beta}}{\hat{\Psi}_{ra}} \right] = \frac{p\hat{\Psi}_{r\beta}\hat{\Psi}_{ra} - p\hat{\Psi}_{ra}\hat{\Psi}_{r\beta}}{\hat{\Psi}_{ra}^2 + \hat{\Psi}_{r\beta}^2} \quad (3-1)$$

式中转子磁链 $\hat{\Psi}_{ra}$ 和 $\hat{\Psi}_{r\beta}$ 可以根据磁链模型获得。转差角速度的计算公式在不同的参考坐标系下有不同的表达形式，在按转子磁链定向的矢量控制系统中为：

$$\hat{\omega}_s = \frac{L_m}{T_r} i_{st} \quad (3-2)$$

由同步角速度减去转差角速度即得到估算的电动机角速度：

$$\hat{\omega} = \hat{\omega}_1 - \hat{\omega}_s \quad (3-3)$$

上述式中加符号“ $\hat{\quad}$ ”表示估算值，以示其与实际值的区别。上述方法是先计算出同步转速后，再减去转差角速度得到实际转速，图 3-6 为其原理结构图。

当然也可以直接计算出转速。

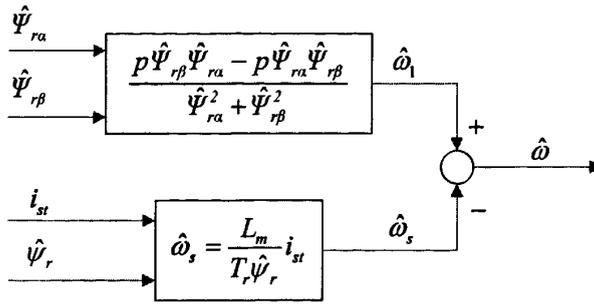


图 3-6 电动机数学模型计算转速法原理图

这一类方法从理论上讲虽然是严格的，而且直观性强，计算没有延时，但对电动机参数有一定的依赖；而且计算是开环进行的，没有任何误差校正措施，难以保证估算转速的正确性。

3.2.2 基于闭环控制作用构造转速信号

基于电动机数学模型计算转速法对电动机参数的依赖性较强，且属于开环计算，系统鲁棒性较差。为了抑制这种影响，提出利用闭环控制作用来构造转速信号。

众所周知，PI 调节器的输出量决定于输入量的比例—积分，到达稳态后，输入等于零，输出的稳态值是输入的积分。根据 PI 调节器的上述特点，可以在系统中设置一个 PI 调节器，其输入量为可以影响转速而稳态值趋向于零的变量，输出量为转速，用 PI 闭环构造转速信号^[3]。

一、比较转子磁链的电压模型和电流模型用 PI 控制闭环构造转速

这种方法也常被称作“模型参考自适应法(MRAS)”或“并联模型法”^{[52][53][54][55]}。

第二章已经介绍过，在数学本质上，磁链观测的电压模型和电流模型描述的是同一个物理对象，但不同的算法导致两种模型对参数的依赖性和精度存在较大的差异。该方法正是利用了两个磁链模型输出值的误差，通过 PI 调节器来构造转速。图 3-7 为其原理结构图。令 $\hat{\psi}_{ru}$ 和 $\hat{\psi}_{ri}$ 分别表示电压模型和电流模型的输出值，两者的偏差 e 经过 PI 调节后输出值为估算转速 $\hat{\omega}$ 。

其工作原理可以定性分析如下：假定除转速外其他参数都正确，若估算转速偏小，则电流模型根据转速和定子电流计算出的转子磁链 $\hat{\psi}_{ri}$ 也会偏小，与电压

模型计算出的转子磁链 $\hat{\psi}_{rn}$ 相比较后得到正偏差 e ，经过 PI 调节后使输出值增大，即增大了转速估算值 $\hat{\omega}$ ，再反馈给电流模型实现闭环控制。由于 PI 调节器的作用，当稳态时 $\hat{\psi}_{rn}$ 和 $\hat{\psi}_{ri}$ 相等。若估算转速偏大时，也可以作同样的分析。

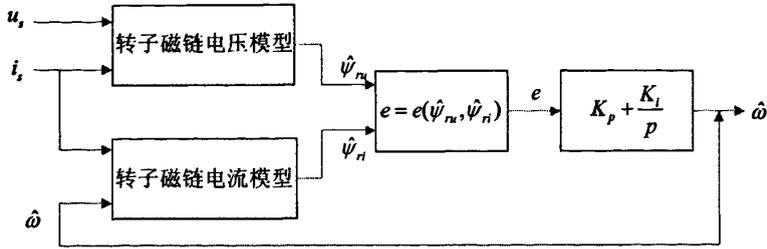


图 3-7 比较转子磁链电压、电流模型用 PI 控制闭环构造转速的原理图

这里偏差 e 可以取幅值误差也可以取 dq 坐标系下的广义误差：

$$e = \psi_{ruq} \psi_{rid} - \psi_{rud} \psi_{riq} \quad (3-4)$$

现将转子磁链的电流模型、电压模型重写如下：

$$\begin{cases} \psi_{r\alpha} = \frac{1}{T_r p + 1} (L_m i_{s\alpha} - \omega T_r \psi_{r\beta}) \\ \psi_{r\beta} = \frac{1}{T_r p + 1} (L_m i_{s\beta} + \omega T_r \psi_{r\alpha}) \end{cases} \quad (3-5)$$

$$\begin{cases} \psi_{r\alpha} = \frac{L_r}{L_m} [\int (u_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt - \sigma L_s i_{s\alpha}] \\ \psi_{r\beta} = \frac{L_r}{L_m} [\int (u_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt - \sigma L_s i_{s\beta}] \end{cases} \quad (3-6)$$

由式 3-5 知，转子磁链电流模型所需要的输入信号是定子电流和转速。当系统带有速度传感器时，采用实测转速信号；在无速度传感器调速系统中，只好借助于角速度 ω_r 的计算或观测的结果。由式 3-6 知，转子磁链电压模型所需要的输入信号是定子电压和电流。

图 3-8 为该转速估算环节的仿真模型。

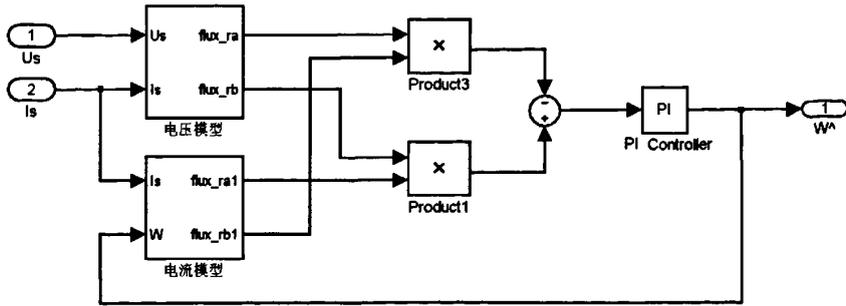


图 3-8 比较转子磁链电压、电流模型用 PI 控制闭环构造转速仿真模型

一系列的仿真结果表明采用该转速估算方法的矢量控制系统性能良好。图 3-9 为给定转速 1200rpm 空载启动，启动 0.6s 后加额定负载，0.8s 后卸载，1s 后变给定转速为 -800rpm 的仿真波形。

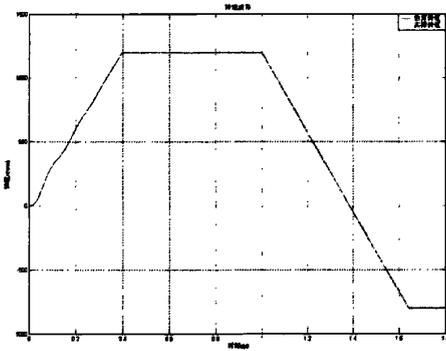


图 3-9a 估算转速与实际转速波形

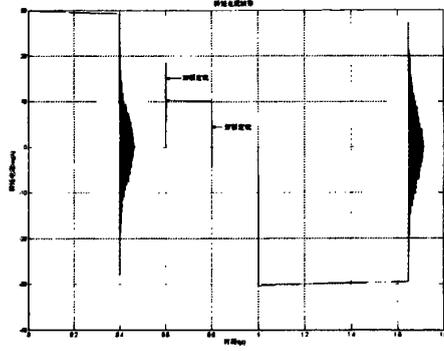


图 3-9b 转矩电流波形

由图 3-9a 可知，转速波形和实际转速波形基本重合，能够很好地跟随给定转速，且系统有着较强的带载能力，当突加额定载，突减额定载时，转速基本没有降落和超调。由图 3-9b 可知，在电动机启动、变速、突加突减负载时，转矩电流都能快速响应，空载时转矩电流基本为零。

但是，由于电压模型实际上并不是一个理想的“参考模型”，在低速时，电压本身就是不准确的，而且低速时定子电阻的变化对电压模型的影响较大。而在这种方法中却要求电流模型向电压模型看齐，这将使得估算所得的转速信号有较大的失真。

同时仿真过程中发现转速估算环节中的 PI 参数变化对系统性能有较大影响，不好的 PI 参数会导致给定转速改变时或突加负载时，转速曲线超调大，振荡时间长，稳态转速波动较大。要经反复调试，才可以得到相对较好的 PI 参数。

二、比较定子电压用 PI 控制闭环构造转速

该方法由电流模型和逆电压模型串联组成，故又得名“串联模型法”^{[35][36]}。

图 3-10 为其原理结构图。

其工作原理可以定性分析如下：假定除转速外其他参数都正确，若估算转速偏小，则电流模型根据转速和定子电流计算出的转子磁链 $\hat{\psi}_r$ ，也会偏小，于是逆电压模型根据该 $\hat{\psi}_r$ 和定子电流估算得到的电压 \hat{u}_s ，也会偏小，与实际的定子电压检测值 u_s 相比较得到正幅值误差，经过 PI 调节后会使得输出值增大，即增大了转速的估算值 $\hat{\omega}$ ，再反馈给电流模型实现闭环控制。由于 PI 调节器的作用，当稳态时 \hat{u}_s 和 u_s 相等。若估算转速偏大时，也可以作同样的分析。

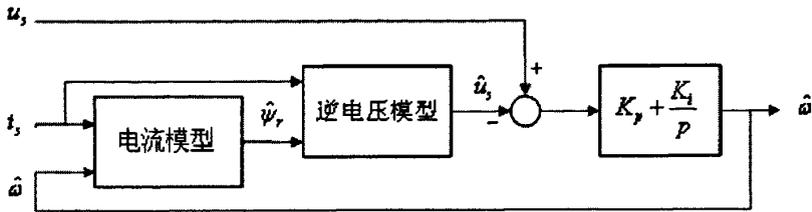


图 3-10 比较定子电压用 PI 控制闭环构造转速的原理图

其中逆电压模型以 i_s 和 $\hat{\psi}_r$ 为输入、 \hat{u}_s 为输出，该模型把传统电压模型的积分关系变换为微分关系，从而避免了由纯积分环节引入的积分初值问题和积分累积误差。式 3-7 为逆电压模型的关系式：

$$\begin{cases} u_{sa} = R_s i_{sa} + \sigma L_s p i_{sa} + \frac{L_m}{L_r} p \psi_{ra} \\ u_{sb} = R_s i_{sb} + \sigma L_s p i_{sb} + \frac{L_m}{L_r} p \psi_{rb} \end{cases} \quad (3-7)$$

图 3-11 为该转速估算环节的仿真模型。

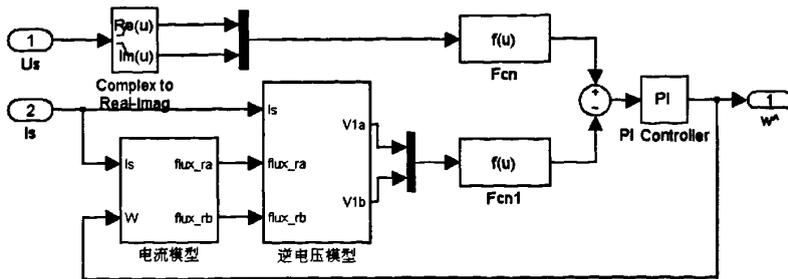


图 3-11 比较定子电压用 PI 控制闭环构造转速的仿真模型

一系列的仿真结果表明采用该转速估算方法的矢量控制系统性能良好。图 3-12 为给定转速 $300rpm$ 空载启动，启动 $0.6s$ 后加额定负载， $0.8s$ 后卸载， $1s$ 后变给定转速为 $-300rpm$ 的仿真波形。

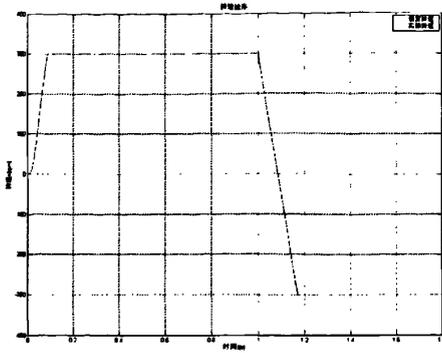


图 3-12a 估算转速与实际转速波形

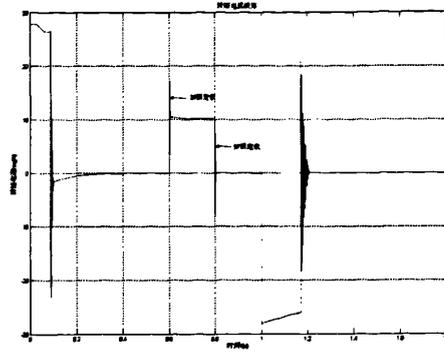


图 3-12b 转矩电流波形

由图 3-12a 可知，转速波形和实际转速波形基本重合，能够很好地跟随给定转速，且系统有着较强的带载能力，当突加额定载，突减额定载时，转速基本没有降落和超调。由图 3-12b 可知，在电动机启动、变速、突加突减负载时，转矩电流都能快速响应，空载时转矩电流基本为零。

采用逆电压模型虽然避免了纯积分问题，但微分环节会引入系统噪声，实际软件设计上还需增设滤波环节。同时仿真过程中也发现转速估算环节中的 PI 参数对系统性能有较大影响。

三、小结

基于闭环控制作用构造转速信号的方法，所得转速信号的稳态精度取决于 PI 调节器输入量的选择，而动态转速的准确度在很大程度上决定于 PI 参数。这一类方法的共同优点是：概念清楚；共同缺点是：动态转速的准确度依赖于实际调试，应用于转动惯量不一样的负载时，必须重新调试，由于多了一个 PI 调节器，系统实际调试起来比较复杂。

3.2.3 基于转矩电流微分估算转速信号

本文在异步电动机按转子磁链定向的动态数学模型的基础上，由电流微分表达式推导出同步转速的表达式，进而结合转差表达式可估算出转速，利用此估算转速作为反馈信号构成转速闭环，结合转矩电流闭环、励磁电流闭环构成异步电

动机无速度传感器矢量控制系统^{[37][38]}。

异步电动机按转子磁链定向的动态数学模型在上一章中已有介绍,先重写如下:

$$\psi_r = \frac{L_m}{T_r p + 1} i_{sm} \quad (3-8)$$

$$\omega_s = \frac{L_m}{T_r \psi_r} i_{st} \quad (3-9)$$

$$\frac{di_{sm}}{dt} = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r} \psi_r - \frac{R_s L_r^2 + R_r L_m^2}{\sigma L_s L_r^2} i_{sm} + \omega_1 i_{st} + \frac{u_{sm}}{\sigma L_s} \quad (3-10)$$

$$\frac{di_{st}}{dt} = -\frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega_r \psi_r - \frac{R_s L_r^2 + R_r L_m^2}{\sigma L_s L_r^2} i_{st} - \omega_1 i_{sm} + \frac{u_{st}}{\sigma L_s} \quad (3-11)$$

$$T_e = \frac{2 n_p L_m}{3 L_r} \psi_r i_{st} \quad (3-12)$$

用 $\omega_1 - \omega_s$ 代替式 3-11 中的 ω_r , 并分离 i_{st} 的系数, 则式 3-11 变为:

$$\frac{di_{st}}{dt} = -\frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega_1 \psi_r + \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega_s \psi_r - \frac{R_r L_m^2}{\sigma L_s L_r^2} i_{st} - \frac{R_s}{\sigma L_s} i_{st} - \omega_1 i_{sm} + \frac{u_{st}}{\sigma L_s}$$

将式 3-9 代入上式得到:

$$\frac{di_{st}}{dt} = -\frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega_1 \psi_r + \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \frac{L_m}{T_r \psi_r} i_{st} \psi_r - \frac{R_r L_m^2}{\sigma L_s L_r^2} i_{st} - \frac{R_s}{\sigma L_s} i_{st} - \omega_1 i_{sm} + \frac{u_{st}}{\sigma L_s}$$

由于 $T_r = L_r / R_r$, 等号右边的第二项和第三项相加为零, 上式变为:

$$\frac{di_{st}}{dt} = -\frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega_1 \psi_r - \frac{R_s}{\sigma L_s} i_{st} - \omega_1 i_{sm} + \frac{u_{st}}{\sigma L_s}$$

重新整理上式, 可以得到关于 ω_1 的表达式:

$$\omega_1 = \frac{-\sigma L_s di_{st}/dt + u_{st} - R_s i_{st}}{\psi_r L_m / L_r + \sigma L_s i_{sm}} \quad (3-13)$$

此式表明, 可以根据定、转子电感, 励磁电流 i_{sm} , 转矩电流 i_{st} , 转子磁链 ψ_r 和转矩电流 i_{st} 的微分计算得到同步转速 ω_1 。再结合式 3-9 可得到估算转速:

$$\hat{\omega} = \omega_1 - \omega_s \quad (3-14)$$

磁链角可以由同步转速积分得到:

$$\theta = \int \omega_1 dt$$

转速估算环节的原理结构图如图 3-13 所示。电压变换和电流变换环节根据转子磁链角 θ 将电压和电流变换为按转子磁链定向的同步旋转坐标系下的量；转差计算环节根据 3-9 式，由转矩电流、磁链给定值以及电动机参数得到转差；同步转速计算环节根据式 3-13 得到同步转速 ω_1 ，减去转差后可得到估算转速 $\hat{\omega}$ 。

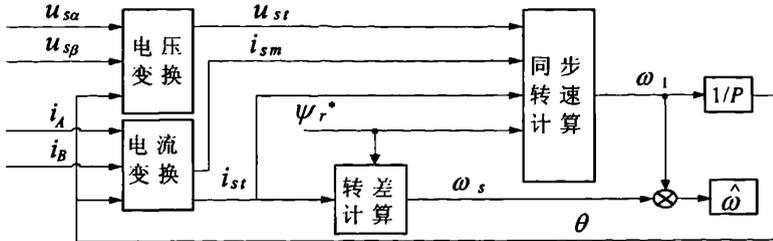


图 3-13 基于转矩电流微分估算转速信号的原理图

图 3-14 为该转速估算环节的仿真模型。

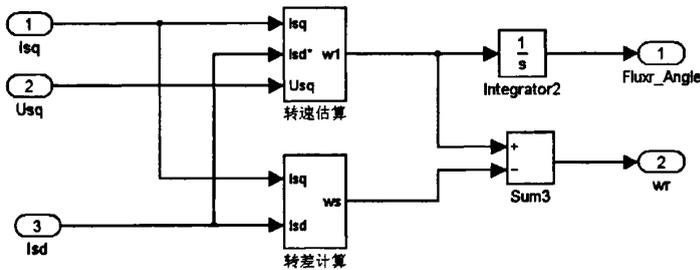


图 3-14 基于转矩电流微分估算转速信号仿真模型

在建立了转速估算环节的仿真模型后，按照前述方法可以建立起整个无速度矢量控制系统的仿真模型。但在实际仿真时发现系统存在仿真“代数环”问题。虽然一些文献介绍过关于“代数环”消除的方法，但使用下来效果不佳^{[31][32]}。为了避免“代数环”问题，在实际仿真时采用了有速度矢量控制，而前面建立的转速估算环节仅用来观测，不参与速度的闭环控制。在这种方式下，一系列的仿真结果表明该转速估算方法的速度估算精度高，能很好的跟随实际转速。图 3-15 为给定转速 1000rpm 空载启动，启动 0.6s 后加额定负载，0.8s 后卸载，1s 后变给定转速为 -600rpm 的仿真波形。

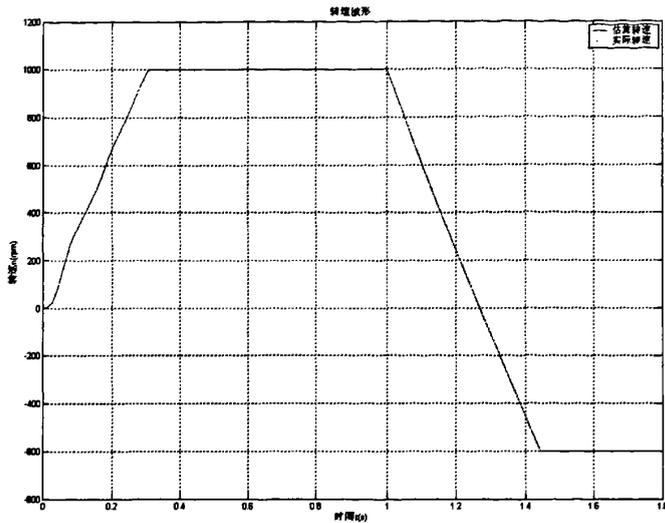


图 3-15 估算转速与实际转速波形

图中，蓝线为估算转速波形，红色为实际转速波形。两个波形基本重合，可见该转速估算方法有着较高的转速估算精度，即使在突加负载、突减负载时都能很好的跟随实际转速。

3.3 异步电动机无速度传感器矢量控制系统

通过对各种速度估算方法的理论分析与仿真实验比较，可以得到如下结论：

(1) 基于异步电动机数学模型直接推导的速度估算方法结构简单、直观性强，计算没有延时，但对电动机参数有一定的依赖。

(2) 基于闭环控制作用构造转速信号，虽然概念清楚，但算法复杂，动态转速的准确度依赖于实际调试，应用于转动惯量不一样的负载时，必须重新调试。由于多了一个 PI 调节器，系统实际调试起来比较复杂。

(3) 基于转矩电流微分估算转速法，结构清晰，算法简单，高低速性能均很好。

综上所述，结合课题时间比较紧，本文在后续实际交流调速系统中将采用“基于转矩电流微分估算转速法”来获取电动机的转速信号。图 3-16 为采用该速度估算方案的无速度传感器矢量控制系统总体框图。

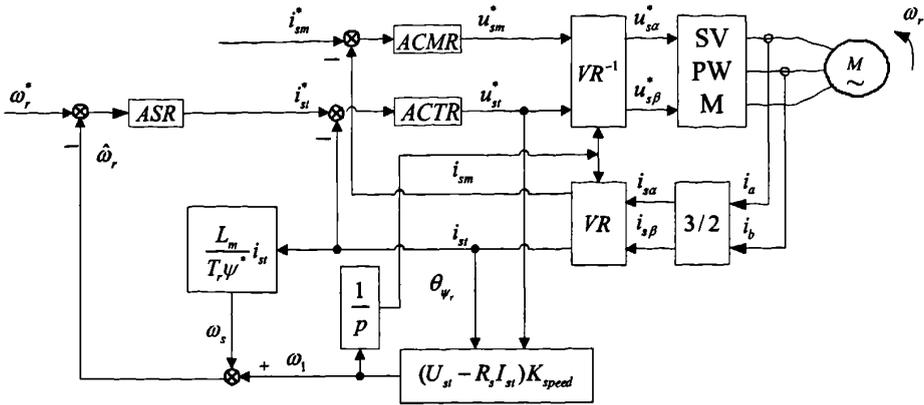


图 3-16 无速度传感器矢量控制系统总体框图

由图，系统采用转子磁链开环的矢量控制结构，包括了三个 PI 调节器。其中转速调节器 ASR 的给定为期望运行速度，反馈为估算的电动机速度；转矩电流调节器 ACTR 的给定为 ASR 的输出，反馈为检测的实际电流经过矢量变换后的转矩电流分量；磁链电流调节器 ACMR 的给定为励磁电流给定值，反馈为检测的实际电流经过矢量变换后的励磁电流分量。两个电流调节器的输出经 PARK 逆变换后得到静止两相坐标系下的电压分量，并通过 SVPWM 生成环节输出三相交流电施加给异步电动机。至于 SVPWM 生成环节将在第五章作详细的介绍。

第四章 矢量控制系统的硬件设计

4.1 引言

前一章对无速度传感器矢量控制系统方案进行了详细的分析和研究,提出采用“基于转矩电流微分估算转速法”的无速度传感器矢量控制方案。为了进一步验证该方案的可行性和正确性,设计开发了一套基于英飞凌 XC164 单片机的交流调速实验装置。本章将主要介绍该交流调速实验装置的设计思想及各个部分的构成。

4.2 系统硬件结构设计

图 4-1 为交流调速实验装置的总体结构图,主要由主电路和控制电路两部分组成。

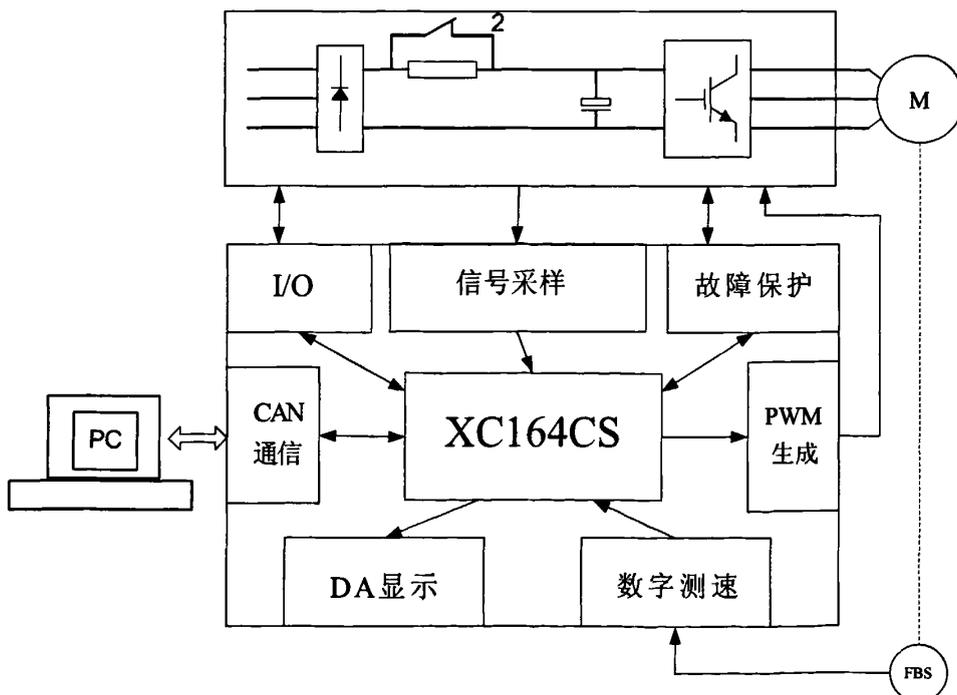


图 4-1 实验系统总体结构图

系统的主电路采用交-直-交变频方式,由整流电路、直流滤波电路、逆变电路及功率管驱动电路组成。其中整流电路把交流动力电整流成直流电,经电容滤

波后，再通过逆变电路实现直流电到交流电的逆变。

控制电路主要包括主控制器、信号采样、数字测速、PWM 生成、IO 输入输出、CAN 通信接口、故障保护及 DA 显示等功能电路。无速度传感器矢量控制系统本不需要测速电路，但为了验证速度估算方法的可行性和准确性，仍保留了测速电路。CAN 通信接口则实现微处理器与上位机监控平台之间的通信功能，以完成系统运行状态的控制与监视，并进行相关参数的设置。

4.2.1 主电路设计

一、主回路

系统的主电路采用了典型的交-直-交电压源型变频器结构，通过三相桥式不可控整流电路对输入的三相工频交流电源进行整流，整流输出经中间直流环节的大电容滤波后，得到平滑的直流电压。输出端则通过功率器件的导通和关断将直流电压变为幅值和频率均可调的交流电压。图 4-2 为主回路的拓扑结构图。

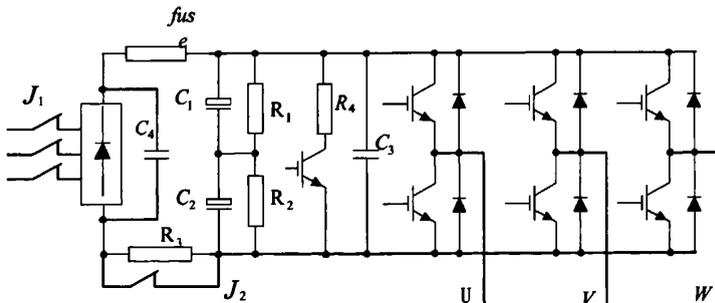


图 4-2 主回路的拓扑结构图

功率器件采用英飞凌公司 FP75R12KE3 IPM 模块，该模块包含了四个部分，如图 4-3 所示：桥式整流电路、逆变电路、能耗制动电路、IGBT 温度检测单元 NTC。

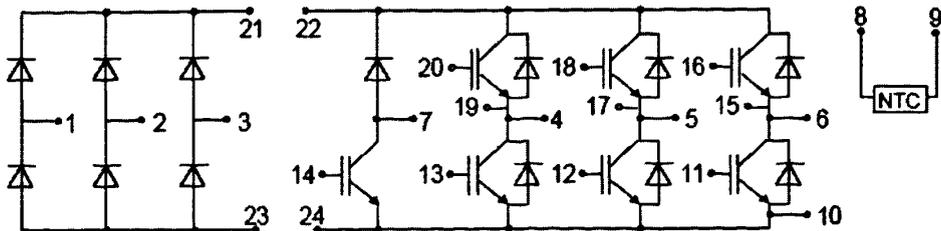


图 4-3 FP75R12KE3 IPM 模块内部电路图

该模块的主要器件参数如下（80°C）：

1. 整流桥反向击穿电压 1600V，允许峰值电流 115A
2. IGBT 集电极-发射极耐压 1200V，集电极峰值电流 150A，额定值 75A。
3. IGBT 门极-发射极峰值电压 \pm 20V
4. 续流二极管额定电流 75A，峰值电流 150A。

整流电路输出的直流电压含有脉动成分，此外逆变部分产生的脉动电流及负载变化也使直流电压脉动，为了减小直流电压脉动，系统中用 C_1 和 C_2 两个大电容进行了滤波。然而，电容器电容量的离散性较大，两个大电容的电容量很有可能会有明显的差异，这样当这两个电容串联后，各自承担的电压会不平衡，这将导致电容使用寿命的缩短。为此，系统中增加了 R_1 和 R_2 两个均压电阻，以保证两个电容承受的电压是相等的。 R_3 为充电限流电阻。 C_3 为抑制 IGBT 关断浪涌电压和续流二极管恢复阻断浪涌电压而设的，其作用是抑制 dV/dt 。

电动机在减速和制动过程中，要将储存在电动机转子上的机械能转变为电能，而且交流电动机都是感性负载，因此在变频器和电动机之间存在着有功功率和无功功率的相互流动。由于整流部分是不可控的，能量不能向电网回馈，这样，当电动机减速和制动时，直流母线电压必定会升高，我们称之为泵升电压。由于电容的耐压容量有限，选择大容量的电容会增加成本以及体积，且为了保护 IGBT 模块，故当泵升电压到达一定值时，需要将这部分能量放掉。如图 4-2 所示，电阻 R_4 与能耗制动 IGBT 组成放电回路，以抑制泵升电压过高。

实验系统的输入电压为 380V， C_1 和 C_2 的总耐压值为 900V，正常工作时直流侧电压约为 537V。当直流侧电压达到 680V 时，开通 IGBT。当直流侧电压回到 600V 时，关断 IGBT，形成一个电压滞环。放电电阻的值取为 60 Ω 。

二、驱动电路

由于 XC164 输出的 PWM 信号无法直接驱动 IGBT，因此需要驱动电路，现采用英飞凌公司的 2ED020I12-F 驱动芯片。2ED020I12-F 是一块双通道的驱动芯片，可以同时提供上下桥臂的两个驱动信号。2ED020I12-F 内部具有很强的故障保护功能。当/SD 引脚被拉低时，输出脉冲被封锁，应此可以利用外部故障信号如过流、过压等，综合成一个硬件故障保护信号送给/sd 引脚，实现硬件级保护。2ED020I12-F 同时还可以自动实现多“1”保护，可以有效地防止上下桥臂直通

的故障，图 4-4 为 2ED020I12-F 的内部逻辑框图。

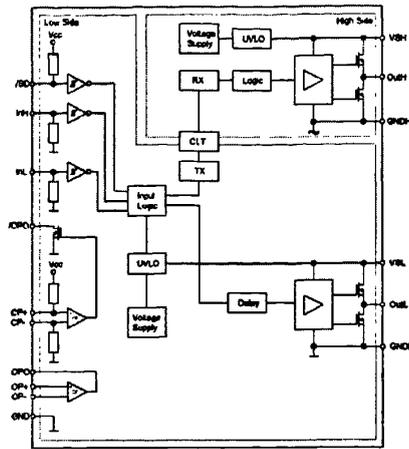


图 4-4 2ED020I12-F 的内部逻辑框图

在常规逆变电路中需要四组隔离的驱动电源，而采用 2ED020I12-F 驱动芯片则只需要单组 +15V 电源供电，这可以极大的简化驱动电路并且节约成本，图 4-5 为单相驱动电路，重复选用三套即可完成三相 PWM。

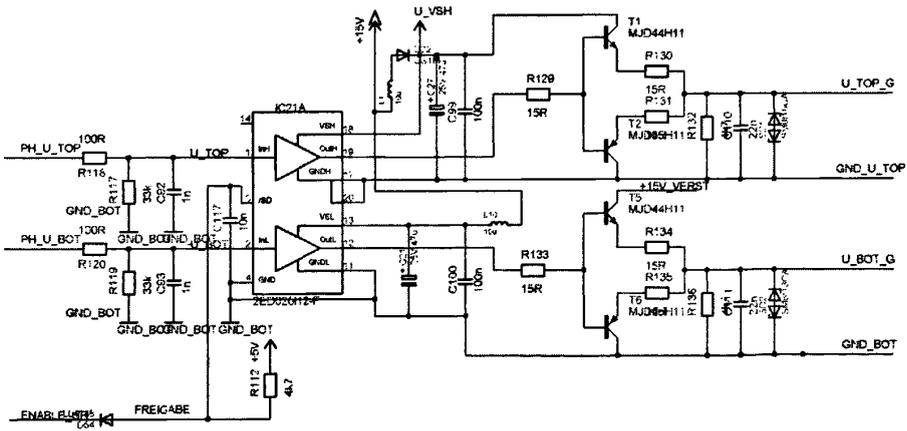


图 4-5 单相驱动电路

4.2.2 控制、检测电路设计

系统采用英飞凌 XC164CS 单片机作为控制核心，工作频率为 40MHz，可完成矢量控制的相关算法。外围电流、电压、温度、转速等检测电路完成矢量控制所需的各种信号的检测及相关故障保护功能。同时设计了 CAN 通信电路，以方便上位机监控软件对下位机的监控。DA 输出电路则便于用示波器观测单片机内

部变量，方便系统调试。

一、XC164 单片机介绍^{[16][17]}

XC164 单片机英飞凌公司 16 位单片机 CMOS 微控制器系列的增强型产品。其体系结构经过优化，具有更高的指令处理能力，对外部激励（中断）的响应时间更短。它将功能强大的片上外设子系统合片上存储器单元完美结合，最大程度降低了 CPU 对外设的干预，也有效降低了系统功耗。

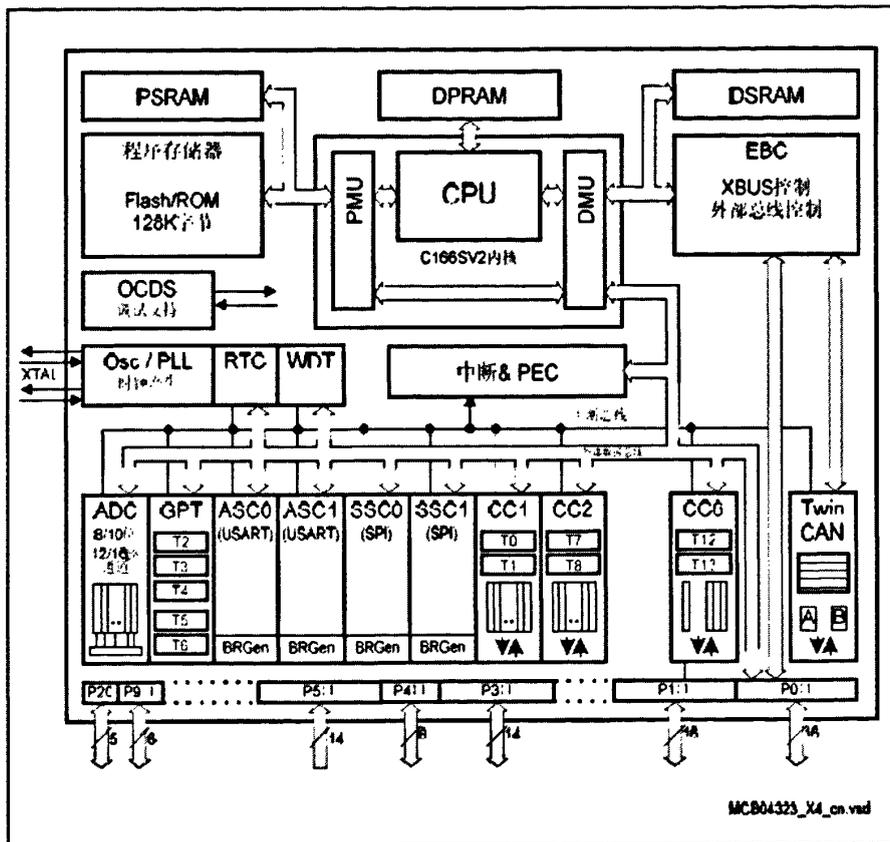


图4-6 XC164 功能框图

图 4-6 为 XC164 单片机的功能框图。它主要具有以下特性：

(1) 五级流水线高性能 16 位 CPU 和 MAC 单元。单周期指令的执行时间仅为 25ns（40MHz 的 CPU 时钟），大多数指令为单时钟周期；单周期的乘法指令；零周期跳转指令。

(2) 集成的片上存储器。内部集成了 2KB 双口 RAM，用于存储变量、寄存器组和堆栈；2KB 片上高速数据 SRAM，用于存储变量和堆栈；2KB 片上高速程序/数据 SRAM，用于存储代码和数据；128KB 片上程序存储器，用于存储指令或常

量。

(3) 外部总线接口。12MB 用于代码和数据存储的外部寻址空间；复用或非复用总线配置；分段功能和片选信号产生；8 位或 16 位数据总线。

(4) 16 级优先级的中断系统。80 个具有独立中断向量的中断源，8 组 15 级优先级；最短内部中断响应延迟为 13 个周期；快速外部中断；外部中断源可编程选择。

(5) 8 通道外围事件控制器 (PEC)。由中断驱动的单周期数据传送，PEC 中断请求等级可编程，传送数目可选；消除了 CPU 响应 PEC 中断请求时保存和恢复系统状态的开销；有 24 位源和目的指针地址，支持所有地址空间内的数据传送。

(6) 智能片上外设子系统。集成了 14 通道模数转换器，转换精度和转换时间可编程，支持自动扫描和转换通道插入两种模式；两个捕获/比较单元，各自有独立的时间基准，共包括 4 个 16 位定时器/计数器，可灵活产生 PWM；捕获/比较单元 6 (CCU6) 用于灵活产生 PWM 信号 (3/6 捕获/比较通道和一个比较通道)，支持三相 PWM 产生，且具有死区保护功能，非常适合于电动机控制领域；两个多功能通用定时器单元 GPT1 (包含 3 个 16 位定时器/计数器) 和 GPT2 (包含 2 个 16 位定时器/计数器)，其中 GPT1 可以工作在增量接口模式，用作增量编码器的接口，并提供了 2 倍或 4 倍于编码器输入的计数精度；两个异步/同步串行通道 (USART)；两个高速同步串行通道 (SPI 兼容)；控制器局域网 (TwinCAN) 模块，2.0B active 版本，两个节点独立工作，或通过网关交换数据，有全功能 CAN/基本 CAN 两种模式。

(7) 多达 79 个具有独立位寻址功能的 IO 引脚。输入模式三态；输入阈值电压可选 (非所有引脚)，输出模式为推挽或漏极开路。

(8) 支持片上调试技术 (OCDS)。

二、电流检测电路

1. 相电流检测

矢量控制系统的性能很大程度上取决于定子电流励磁和转矩两个分量的精确解耦。为了提高定子电流检测精度，采用 LEM 公司生产的霍尔电流传感器 LTSR 6-NP 来检测电流。该型号 LEM 同时输出内部偏置电压参考值和电流检测值，两者均为电压量且都随温度的变化同向变化，因此大大提高了系统的抗干扰性能。

实际只需同时采样这两路信号并相减便可方便地计算出实际电流值。

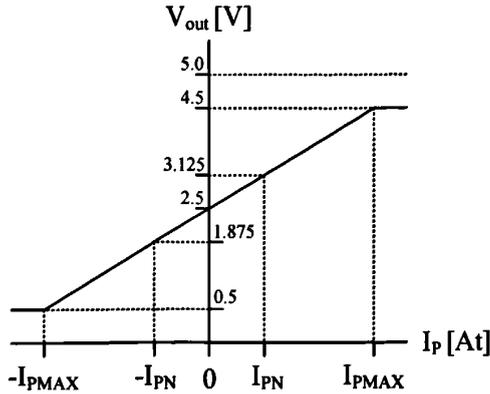


图 4-7 LTSR 6-NP 的输出特性曲线

图 4-7 为该电流传感器的输出特性曲线。根据不同的连接方式，该传感器具有三个不同的量程分别为：2A 档、3A 档、6A 档。其对应的最大测量范围可根据式 4-1 计算得到，分别为： $\pm 6.4A$ 、 $\pm 9.6A$ 、 $\pm 19.2A$ 。

$$I_{P_{MAX}} = \frac{4.5 - 2.5}{3.125 - 2.5} I_{PN} \quad (4-1)$$

本系统中实验机组的额定电流有效值为 $I_e = 6.9A$ 。取过载倍数为 $\lambda = 1.8$ ，则最大电流 $I_m = \sqrt{2} \times I_e \times \lambda = \sqrt{2} \times 6.9 \times 1.8 = 17.56A$ 。由此可见，为了最大程度利用电流传感器的量程范围，提高测量精度，应采用 6A 档的连接方式。图 4-8 为单相电流的检测电路原理图。图中，IN1 表示强电输入端，OUT1 为强电输出端，REF 为内部偏置电压输出，Vo 为测量输出。由于该 LEM 的输出直接为电压量，故不再需要输出端采样电阻，其两个电压输出经过信号调理后直接送入单片机的 A/D 采样端口 P5.1 口和 P5.0 口。

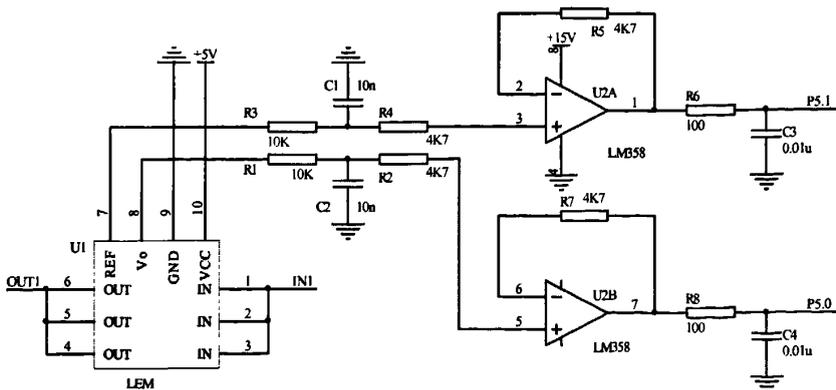


图 4-8 单相电流检测电路原理图

2. 过流保护

本系统的过流保护通过检测直流母线电流来实现。图 4-9 为直流母线电流检测及过流检测电路原理图。其中 ZK-，UZK- 为串联于直流母线地线上，阻值为 $2m\Omega$ 的采样电阻两端的电压输入点。这两个输入信号经过运算放大器进行信号调理后，一路送入 XC164 单片机的 A/D 采样口，以实时采样直流母线电流；另一路同时送入后级比较器的同相输入端，以实现过流保护。根据实验系统电动机的额定电流，系统过流点设定为 $54A$ 。

式 4-2 为送入单片机 A/D 口的电压 U_I 与实际直流母线电流 I 的关系式，其中 $2.5V$ 为直流偏置参考电压。

$$U_I = 0.04I + 2.5 \quad (4-2)$$

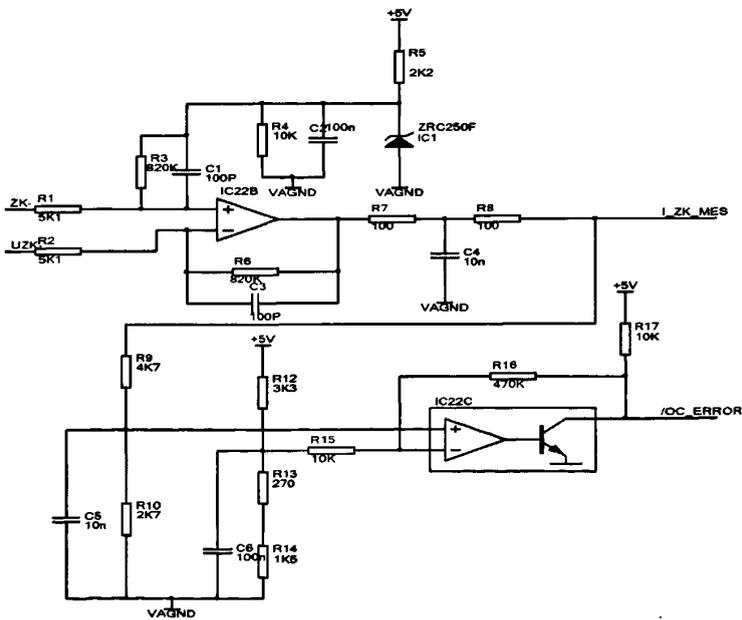


图 4-9 直流母线电流检测、过流检测电路

三、电压检测电路

电压检测电路主要完成直流母线电压的检测及过压故障、欠压故障的检测。如图 4-10 所示，母线电压检测采用电阻分压的方法进行检测。经过电阻分压后取样到母线电压的 $1/200$ ，再经隔离运放放大 10 倍后一路送入单片机 A/D 采样口；一路则送入后级比较器的同相输入端，以实现过压保护。过压阈值设为 $830V$ ，当母线电压 $> 830V$ 时比较器输出低电平，触发后面的故障综合保护电路。

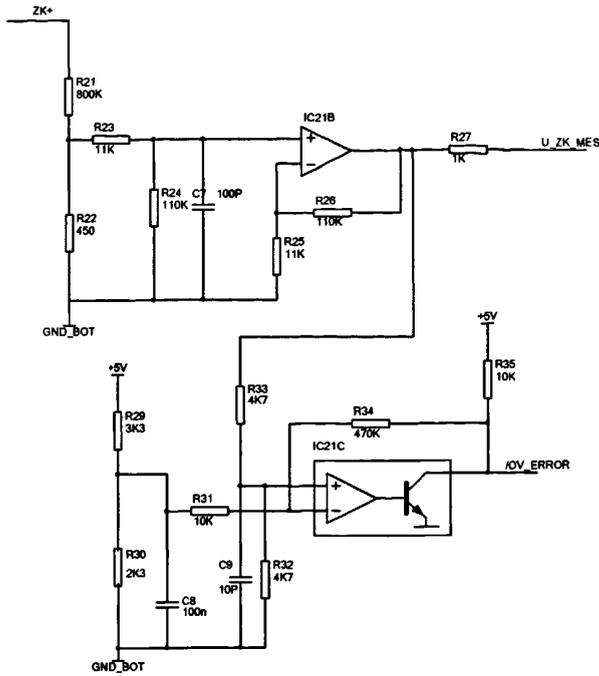


图 4-10 直流母线电压检测、过压检测电路

欠压故障通过检测开关电源 15V 的输出电压，当开关电源 15V 的输出电压低于 12V 时认为欠压，欠压检测电路如图 4-11 所示。

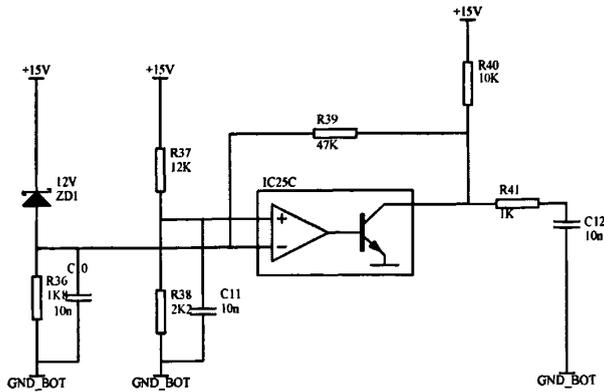


图 4-11 欠压检测电路

四、IGBT 温度检测电路

IGBT 模块温度通过模块内部自带的热敏电阻进行检测。其检测电路如图 4-12 示。当温度增加时热敏电阻 NTC 阻值降低，流过 R_0 的电流增大， R_0 两端电压增大，经过运算放大器调理后用于 A/D 温度采样和过热保护。本系统中过热温度临界点设为 80°C ，当温度 $>80^{\circ}\text{C}$ 时比较器输出低电平驱动故障综合电路。

图 4-13 所示为热敏电阻的温度电阻特性图。由于热敏电阻阻值与温度是非

线性关系，对于温度的 A/D 采样值不方便用公式直接计算，可以采用查表的方式获取实际温度值。

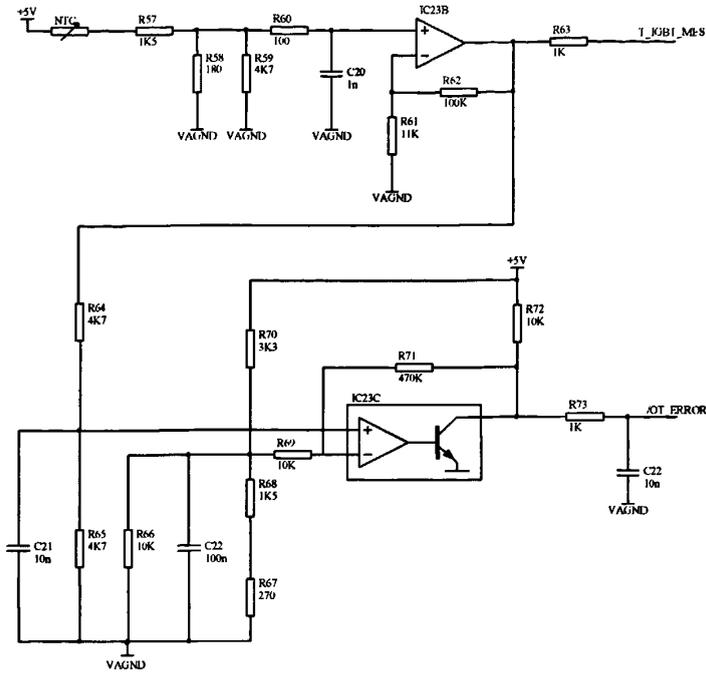


图 4-12 IGBT 温度检测及过热故障保护电路

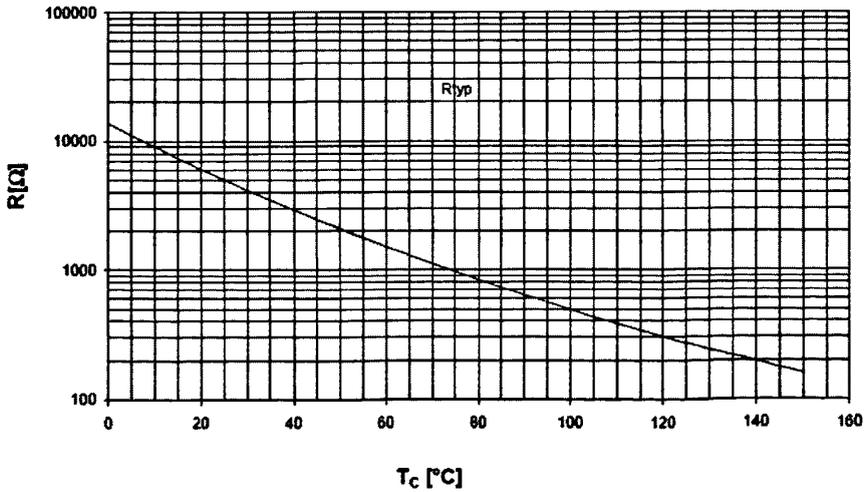


图 4-13 热敏电阻温度电阻特性图

五、故障综合电路

故障综合电路主要实现发生故障时各类故障的锁存和综合，提供硬件脉冲封锁信号、C_TRAP 信号（软件强制中断）和各个故障信号的锁存，实现硬件层面上的脉冲封锁和软件层面上的强制中断保护，形成两层保护。图 4-14 为故障综

合电路原理图。由图知，当有过压故障、欠压故障、过流故障或 IGBT 过热故障发生时，相应故障引脚电平被拉低，这时上方相应二极管导通，C_TRAP 引脚被拉低。该信号被拉低做两件事，第一、其控制 IGBT 驱动芯片使能脚，使驱动输出高阻，封锁 IGBT；第二、该信号直接连至 CPU 的 CTRAP 引脚，该引脚拉低时 CPU 首先封锁单片机 PWM 输出，接着进入 CTRAP 中断，读取故障源，并做相应的处理。其中故障源由 RS 触发器 4404D 锁存并由单片机复位。

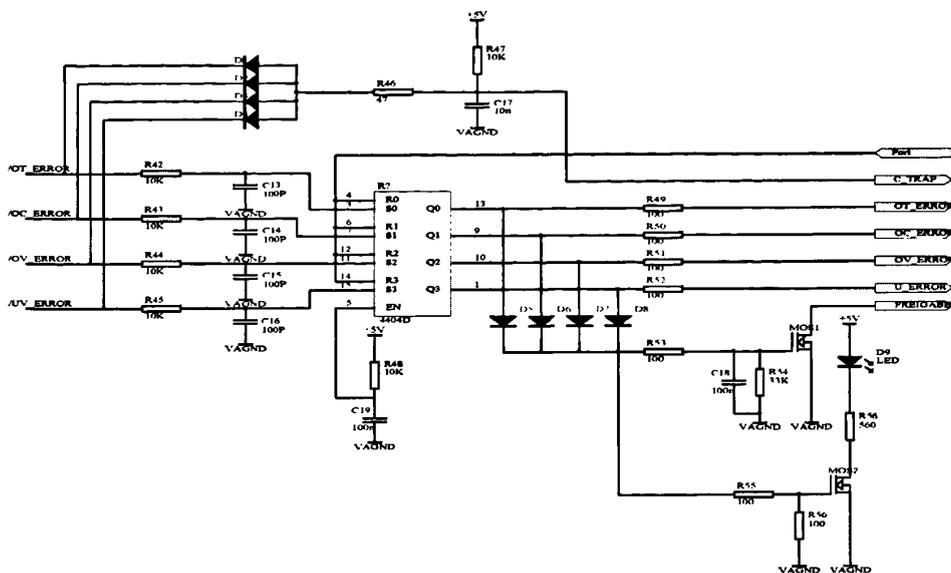


图 4-14 故障综合电路原理图

六、转速检测电路

在调试无速度传感器矢量控制系统时，为了观察速度估算的准确度和精度，往往需要拿估算速度和实际速度作比较，因此，实际转速的获取在无速度传感器矢量控制系统调试期间也是至关重要的。

本系统中检测转速的传感器为 2048 线的光电编码器，其四路输出信号：A、 \bar{A} 、B、 \bar{B} 为脉冲量，经过施密特整形器 74HC14、差分接收器 SN75115 整形后送到 XC164 单片机的增量编码器接口 QEP 口，XC164 单片机检测这两个脉冲序列谁先到达即可确定电动机的旋转方向和转速大小。图 4-15 所示为该转速检测电路的原理图。

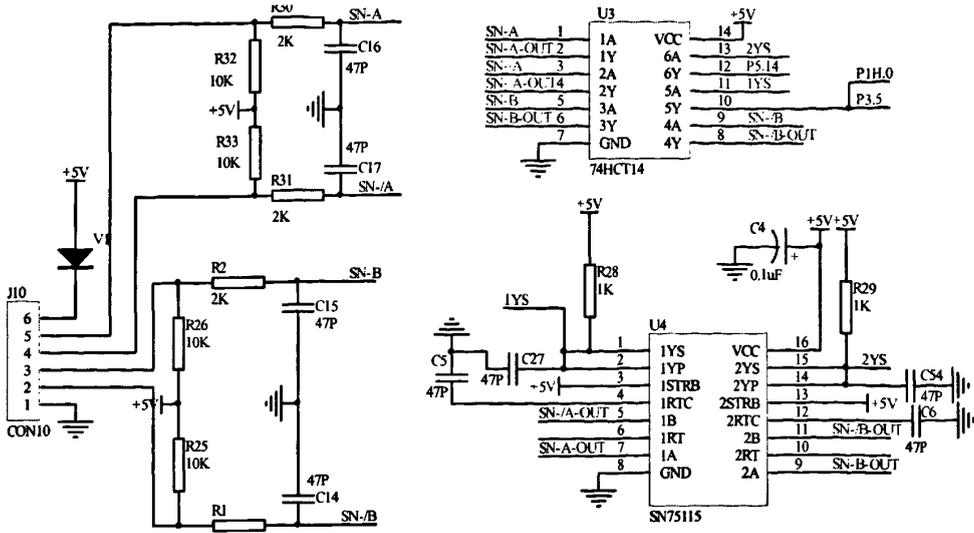


图 4-15 转速检测电路原理图

七、DA 显示电路

考虑到电动机在运行时，不能设置断点来观察单片机内部变量的变化，同时在实际调试时，也需要观察转速，电流等信号在一段时间内的连续变化过程，因此，本系统增加了 D/A 芯片以方便调试。所选用的 D/A 转换芯片是 BB

(BURR-BROWN) 公司的并行数模转换器 DAC7625。该芯片内部集成了 4 路 12 位的 D/A 转换通道，能满足各种调试的需要。DAC7625 有单极性 (+5V 供电) 和双极性 ($\pm 5V$ 供电) 两种模式，本系统中 DAC7625 工作在单极性模式，参考电压是 2.5V，其电路原理图如图 4-16 所示。单极性模式下码值与实际电压的关系如下：

$$\text{实际值} = \text{码值} \div 4096 \times \text{参考电压 (V)}$$

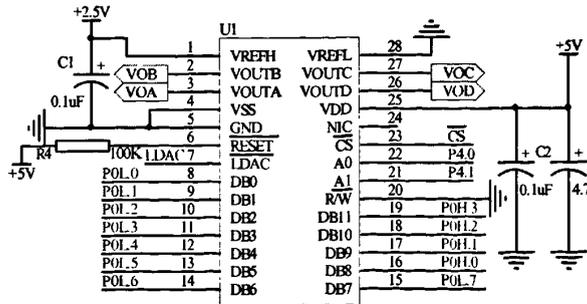


图 4-16 DAC 电路原理图

八、CAN 通信电路

为了具有良好的人机界面和方便调试，开发了一套上位机监控软件。其中下位机 XC164 与上位 PC 机间的数据交换方式摒弃了传统的串口通讯而改用传输速率

更快的CAN总线方式。实验证明，采用该通讯方式大大增加了数据传输速率，使得监控软件绘出来的实时波形曲线非常光滑细腻，同时系统的抗干扰能力也非常强，很适合电动机控制这类实时性要求高，抗干扰要求高的场合。

图 4-17 所示为下位机 CAN 通讯接口电路原理图。图中，TLE6250G 是一片标准的高速 CAN 通讯芯片，它符合 ISO/DIS 11898 标准。

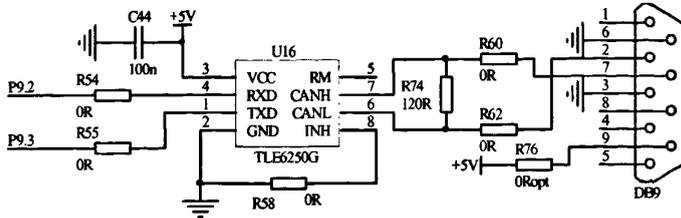


图 4-17 CAN 通信接口电路原理图

上位机监控平台采用 PC 机加 CAN 通讯卡的方法。其中 CAN 通讯卡采用英飞凌公司的 UCAN 接口卡。该接口卡可以完成 USB 口与 CAN 通讯口的自动转换，可以方便地在各种计算机上应用。

第五章 系统软件设计

5.1 引言

前续章节通过理论分析和仿真研究提出采用“基于转矩电流微分估算转速法”的无速度传感器矢量控制方案，并对实验装置硬件平台作了介绍。本章将详细介绍无速度传感器矢量控制系统的软件实现，内容涉及单片机资源分配、数据格式及控制软件设计等，同时也将对上位机监控软件作简单的介绍。

5.2 系统资源分配及数据格式

5.2.1 XC164 单片机资源分配

XC164 单片机作为整个矢量控制系统的控制核心，需要完成的功能包括：各种电压、电流、速度等信号的采样，PWM 驱动波形的生成，故障保护，能耗制动，通信等。XC164 单片机内部拥有丰富的资源，合理的利用这些资源来实现上述功能，将大大减少软件的工作量。现把其的资源分配如下：

1. SVPWM 信号生成：利用 CAPCOM6 中的 T12 产生 SVPWM 波形，载波频率 5KHz，死区时间可设，取 3.15 μ s，输出引脚 P1L.0、P1L.2、P1L.4 控制三路上桥臂，P1L.1、P1L.3、P1L.5 控制三路下桥臂。

2. 速度检测：光电编码器 A、B 两路测速脉冲送入单片机正交编码电路输入引脚 P3.5、P5.14，经内部 4 倍频及鉴相后利用定时器 T4 进行计数；A 路脉冲同时送往 CC2 捕获输入引脚 P1H.0，用于捕抓 T4 和 T7 的计数值，其中 T7 为高频时钟脉冲计数器。

3. 软件强制保护：将故障综合信号送往单片机 CTRAP 强制中断输入引脚 P1L.7 引脚，进行软件强制保护。

4. 两相电流检测、直流母线电压检测、IGBT 温度检测：利用片内 AD 转换器进行采样，采样频率为 5KHz，采样精度为 10 位。

5. 故障保护：过流信号、过压信号、欠压信号和过热信号经 RS 触发器 4404D

锁存后，输出信号分别送入单片机普通 IO 口 P9.5、P1H.1、P1H.4、P1H.5，当发生故障时程序读取这些 IO 口的值来确定故障源。当故障消除后，通过 P1L.6 来复位故障锁存器。

6. 能耗制动：利用 IO 口 P9.4 控制能耗制动电路，高电平时使能能耗制动，低电平时关闭能耗制动功能。

7. 上继电器控制：利用单片机普通 IO 口 P9.0 来控制上继电器。

8. 通讯部分：利用 TWINCAN 通讯口中的一个是实现 CAN 通讯。

5.2.2 数据格式

为了方便系统在不同功率等级实验平台上的移植，本软件对电动机模型进行了标么。本课题研究的对象是 Y 型的三相交流异步电动机， I_n 、 V_n 、 f_n 分别为电动机的额定相电流、额定相电压、额定频率。那么就有以下的电动机模型：

$$I_b = \sqrt{2}I_n$$

$$V_b = \sqrt{2}V_n$$

$$\omega_b = 2\pi f_n$$

$$\psi_b = \frac{V_b}{\omega_b}$$

其中， I_b 为电动机相电流的峰值， V_b 为电动机相电压的峰值， ω_b 为电动机转子磁通的额定转速， ψ_b 指的是电动机磁通的基值。那么电动机可标么化为：

$$I_{pu} = \frac{I}{I_b}$$

$$V_{pu} = \frac{V}{V_b}$$

$$\psi_{pu} = \frac{\psi}{\psi_b}$$

$$n_{pu} = \frac{n_e}{\omega_b} = \frac{P_n n_m}{\omega_b}$$

其中， I 、 V 、 ψ 分别为实际相电流、相电压、磁通； n_e 为实际转子电角速度； n_m 则是实际机械角速度。 I_{pu} 、 V_{pu} 、 ψ_{pu} 、 n_{pu} 则分别为各物理量标么后的

值。

由于英飞凌 XC164 单片机是定点型的，不支持浮点运算，实现无速度传感器矢量控制系统的算法时，用到的许多数据的实际值是小数，所以在进行相关运算时必须将数据规格化。

如果一个 16 位数被规格化为 Q_k 格式，它的一般表达式为

$$Z = b_{15-k} \times 2^{15-k} + b_{14-k} \times 2^{14-k} + \dots + b_0 + b_{-1} \times 2^{-1} + b_{-2} \times 2^{-2} + \dots + b_{-k} \times 2^{-k}$$

这里 k 暗中包含了小数的位数。实际上， Q_k 格式是将一个数放大了 2^k 倍，然后舍去了剩余小数，形成一个全是整数的替代数。这样，这个数才可以进行能够保证一定精度的定点运算。

本软件中主要采用了 Q12 格式，其中 12 位代表数据的小数部分，其数据精度是： $2^{-12} = 0.000244140625$ ，4 位代表数据的整数部分，最高位为符号位。易知 Q12 格式的数据表示范围为： $-8 \sim 7.999756$ 。可见采用该数据格式不仅保证了数据精度，同时也给系统留下了 8 倍过载余量，基本满足了系统实际运行时因过载导致某些物理量标么值可能超过 1 的情况。图 5-1 为 Q12 格式与其表示的真实值之间的关系图。

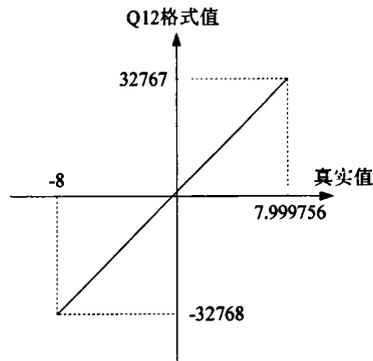


图 5-1 真实值与 Q4.12 格式关系图

5.3 系统控制软件设计

本系统的软件由上位机智能监控软件和下位机系统控制控制软件两部分组成。后文主要详细介绍下位机控制软件，在 5.4 节从使用的角度对上位机监控软件作简单的介绍。

下位机的控制软件是整个系统的核心所在，各种控制算法均由软件实现。系

统控制软件主要包括以下几个部分：

1. 主程序：主要完成系统的相关初始化工作以及实时性要求不高的事件。
2. PWM 中断子程序：完成矢量控制的核心功能，包括坐标变换、相电压重构、速度估算、转速电流闭环控制、磁链角计算及 SVPWM 产生等。
3. AD 采样中断子程序：完成相电流、直流母线电压、IGBT 模块温度等信号的采样和计算。
4. CAN 中断子程序：完成与上位机的通信。
5. 软件强制保护中断子程序：完成故障保护，故障源确认等工作。
6. T7 周期中断和 CC2 捕获中断子程序：两中断服务子程序共同完成测速脉冲的采样和速度的计算。

5.3.1 主程序

主程序主要完成相关初始化工作以及实时性要求不高的事件。具体包括：

1. 系统时钟初始化。单片机外部晶振为 $8MHz$ ，设置 PLLCON 寄存器使 PLL 倍频系数为 5 倍频，设置 SYSCON1 寄存器使时钟预分频因子为 1 分频，可得系统工作时钟为 $40MHz$
2. I/O 口初始化。通过设置相关寄存器，配置相关引脚是输入还是输出，是普通 I/O 功能还是复用功能。
3. GPT1 通用定时器模块 1 初始化。配置其所属的定时器 T4 工作于增量接口模式，内部对测速脉冲进行 4 倍频后再计数。
4. CC2 捕获比较单元 2 初始化。配置其工作在捕获方式，上跳沿触发。配置其所属的定时器 T7 工作在定时器方式，周期为 $1.6ms$ ，用作测速周期。配置定时器 T8 工作在定时器方式，周期为 $10ms$ ，用于通过 CAN 定时向上位机发送数据。
5. CCU6 捕获比较单元 6 初始化。配置所属的定时器 T12 工作于连续增/减计数模式，配合其 3 路比较通道，生成中心对成的 SVPWM 波形，载波频率为 $5KHz$ ，死区时间设为 $3.15\mu s$ 。使能软件强制保护中断，由 CTRAP 强制中断输入引脚触发中断。
6. ADC 模数转换器初始化。配置工作在自动扫描单次转换模式，一次转换所有选定通道，转换精度为 10 位，转换时间为 $1.65\mu s$ 。

7. CAN 通信模块初始化。使能 CAN 发送、接收中断，每帧数据 8 个字节，传输速率为 100Kbps。

8. 相关软件变量初始化。包括转速环、电流环调节器参数初始化，励磁电流给定值初始化等。

9. 主循环程序。初始化工作结束后，系统将不断地循环运行主循环程序，当中断请求来时，则去执行中断程序，执行完后，继续执行主循环程序。这里主循环程序主要完成 IGBT 模块温度计算及停机处理。

图 5.2 为系统控制软件主程序流程图。

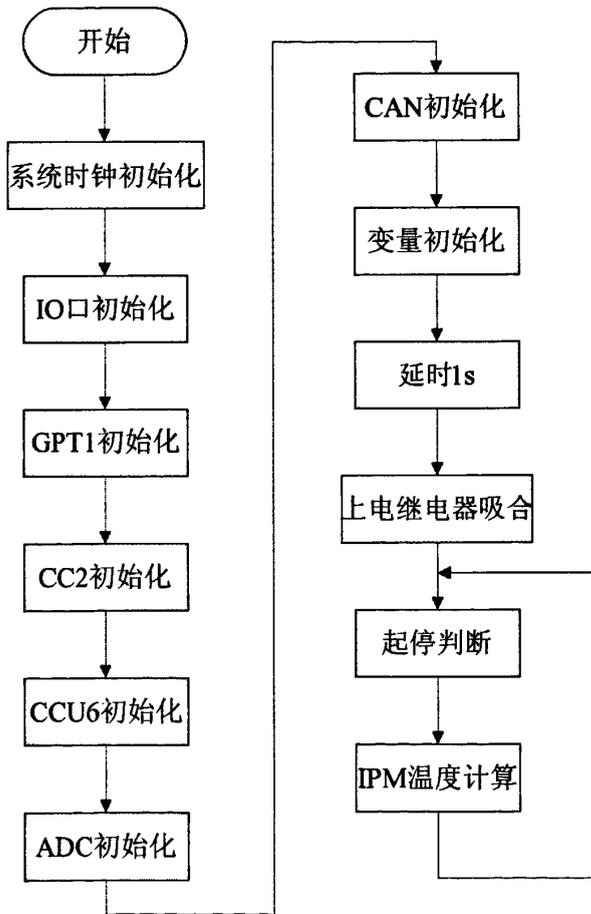


图 5-2 主程序流程图

5.3.2 PWM 中断子程序

PWM中断子程序由定时器T12的下溢事件触发，调制频率为 5KHz，调制周

期为 $200\mu s$ 。由于CPU时钟频率为40MHZ，定时器时钟为20MHZ，且采用连续增减计数模式，因此实际写入T12周期寄存器CCU6_T12PR的值TC为：

$$TC = \frac{1}{2} f_{CPU} T_s - 1 = \frac{1}{2} \times 20 \times 10^6 \times 200 \times 10^{-6} - 1 = 1999$$

PWM 中断子程序是整个系统控制软件的核心，主要完成能耗制动、转速闭环调节、转矩电流闭环调节、励磁电流闭环调节、R/P 变换、转子磁链角计算、SVPWM 生成、转速估算等。图 5.3 为该中断服务子程序流程图。

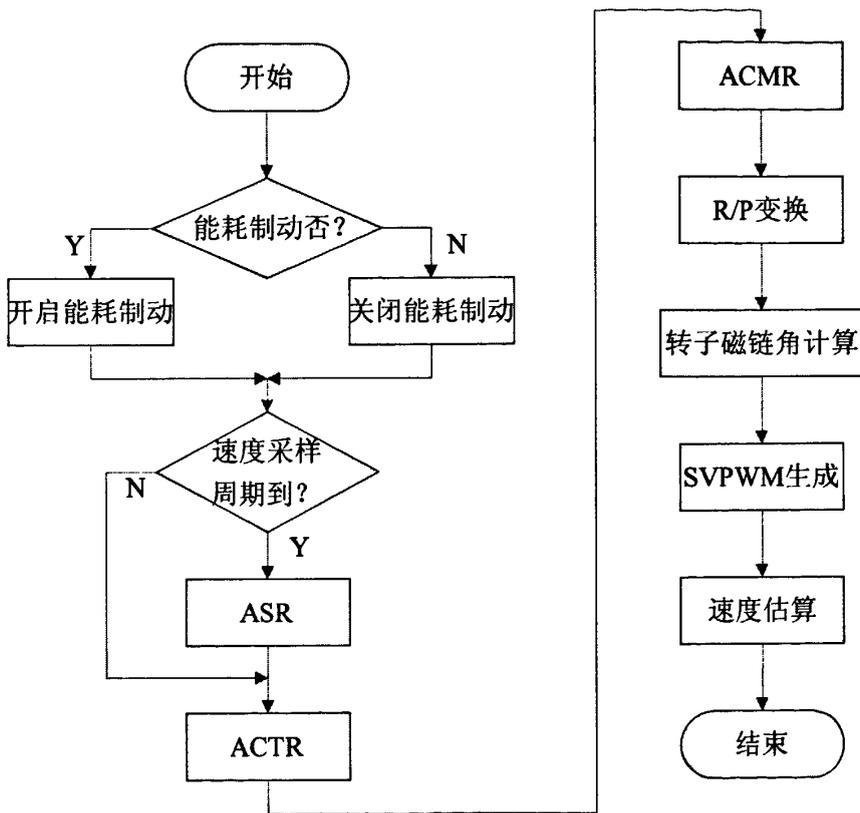


图 5-3 PWM 中断子程序软件流程图

其中，转速估算和转子磁链角计算在第三章已经介绍过。下面将主要介绍闭环控制用到的 PI 调节器、SVPWM 生成及 R/P 变换。

一、数字 PI 调节器设计^[39]

PI 调节器是电力拖动自动控制系统中最常用的一种控制器，本系统中设置了三个调节器：转速调节器、转矩电流调节器和励磁电流调节器，均采用 PI 调节器。

在数字控制系统中,当采样频率足够高时,可以先按模拟系统的设计方法设计调节器,然后在离散化,就可以得到数字控制器的算法,这就是模拟调节器的数字化。

设模拟 PI 调节器的控制规律为:

$$u(t) = K_p e(t) + \frac{1}{T_I} \int_0^t e(t) dt = K_p e(t) + K_I \int_0^t e(t) dt \quad (5-1)$$

式中, K_p 为比例系数, $K_I = 1/T_I$ 为积分系数。

将式(5-1)离散化处理就可以得到数字 PI 调节器的算法:

$$u(k) = K_p e(k) + K_I T_s \sum_{i=1}^k e(i) \quad (5-2)$$

式中, T_s 为采样周期, $u(k)$ 为第 k 拍的输出值, $e(k)$ 为第 k 拍的输入偏差值。由等号右侧可以看出,比例部分只与当前的偏差有关;而积分部分则是系统过去所有偏差的累积。

在数字控制系统中,为了安全起见,必须同时设输出限幅和积分限幅,缺一不可。要对 u 限幅,只须在程序内设置限幅值 u_m ,当 $u(k) > u_m$ 时,便以限幅值 u_m 作为输出;若没有积分限幅,当反馈大于给定使调节器退出饱和时,积分项可能仍很大,将产生较大的退饱和超调,所以要设积分限幅。

在 PI 调节器中,比例部分能快速响应控制作用,而积分部分是偏差的积累,能最终消除稳态误差。在模拟 PI 调节器中,只要有偏差存在, P 和 I 就同时起作用,因此,在满足快速调节功能的同时,会不可避免地带来过大的退饱和超调,严重时将导致系统的振荡。

在微机数字控制系统中,很容易把 P 和 I 分开。当偏差大时,只让比例部分起作用,以快速减少偏差;当偏差降低到一定程度后,再将积分作用投入,既可最终消除稳态偏差,又能避免较大的退饱和超调。这就是积分分离算法的基本思想。积分分离算法表达式为:

$$u(k) = K_p e(k) + C_I K_I T_{sam} \sum_{i=1}^k e(i) \quad (5-3)$$

$$\text{其中, } C_I = \begin{cases} 1, & |e(i)| \leq \delta \\ 0, & |e(i)| > \delta \end{cases} \quad \delta \text{ 为一常值。}$$

本系统中，将积分分离法应用到转速调节器中，偏差门限 δ 设定为 600rpm。实验证明，相对与传统 PI 算法，积分分离法可以有效地抑制振荡，减小超调。

电动机的机电时间常数一般是百毫秒的数量级，而电磁时间常数一般是十毫秒的数量级，在实际应用一般把把采样周期定为被控对象的时间常数的五分之一到十分之一。本系统中电流闭环周期取 $200\mu s$ ，速度闭环周期取 $1.6ms$ 。

二、SVPWM 生成^{[40][41]}

XC164 单片机内部集成了 3 个比较捕捉单元 (CCU)，其中 CCU6 内部包含了三个比较通道，结合可工作于连续增/减计数模式的 T12 定时器，可以非常方便地生成 SVPWM 波形。

一般地根据每个扇区零矢量插入位置的不同，SVPWM 生成方式可分为零矢量集中法和零矢量均匀分布法两种。其中后者的谐波含量相对较少，所以本实验系统采用零矢量均匀分布法来实现 SVPWM。图 5-4 所示为其第一及第二扇区 PWM 波形。

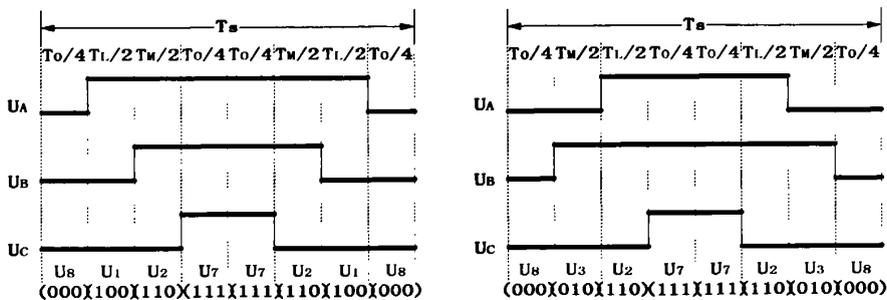


图 5-4 零矢量均匀分布第一及第二扇区 SVPWM 波形

根据矢量合成法则，一个调制周期内有效电压矢量和零矢量的作用时间分别为：

$$\begin{cases} T_L = MT_s \sin(\pi/3 - \theta) \\ T_M = MT_s \sin\theta \\ T_0 = T_s - T_L - T_M \end{cases} \quad (5-4)$$

其中调制深度为： $M = \frac{2U_s}{\sqrt{3}E_d}$

接下来需要计算各相比较器的比较值 T_A 、 T_B 、 T_C ，并将其写入三个全比较器 $CCU6_CC60SR$ 、 $CCU6_CC61SR$ 、 $CCU6_CC62SR$ 。根据有效电压矢量作用时间相等的原则，可以将 T_M 、 T_L 折算成 T_A 、 T_B 、 T_C 。例如根据图 5-4 可以得到在第一扇区中：

$$\begin{cases} T_A = \frac{1}{4}(T_s - T_M - T_L) \\ T_B = T_A + \frac{T_M}{2} \\ T_C = T_B + \frac{T_L}{2} \end{cases} \quad (5-5)$$

以此类推，可以得到其他扇区中的转换关系，如表 5-1 所示。

扇区	I	II	III	IV	V	VI
T_A	T_{\max}	$T_B + \frac{T_M}{2}$	$T_C + \frac{T_L}{2}$	$T_B + \frac{T_L}{2}$	$T_C + \frac{T_L}{2}$	T_{\max}
T_B	$T_A + \frac{T_L}{2}$	T_{\max}	T_{\max}	$T_C + \frac{T_M}{2}$	$T_A + \frac{T_M}{2}$	$T_C + \frac{T_M}{2}$
T_C	$T_B + \frac{T_M}{2}$	$T_A + \frac{T_L}{2}$	$T_B + \frac{T_M}{2}$	T_{\max}	T_{\max}	$T_A + \frac{T_L}{2}$

表 5-1 T_M 、 T_L 与 T_A 、 T_B 、 T_C 的折算关系

其中 $T_{\max} = \frac{1}{4}(T_s - T_M - T_L)$ 。

在计算得到 T_A 、 T_B 、 T_C 后，将其写入对应得比较寄存器，便可生成 SVPWM 波形。图 5-5 为 SVPWM 的软件流程图。

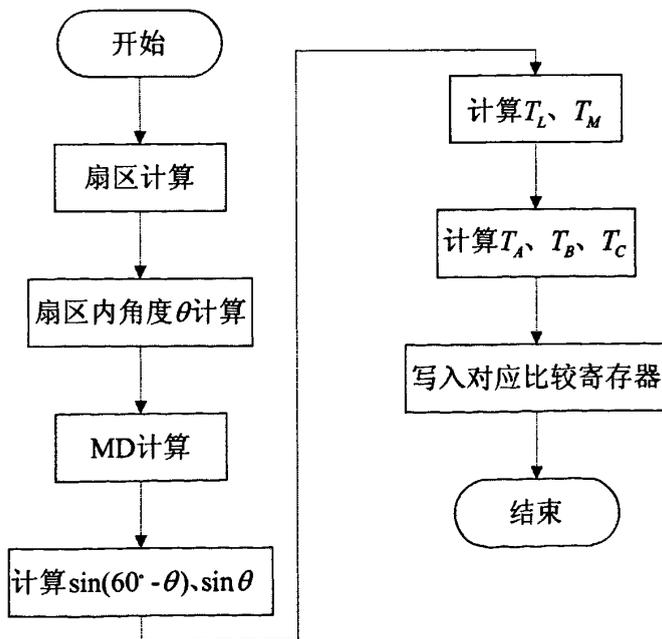


图 5-5 SVPWM 的软件流程图

三、R/P 变换

本实验系统中 SVPWM 的计算采用幅值和相角的方法，因此需要极坐标变换。

U_s 幅值计算： $U_s = \sqrt{U_d^2 + U_q^2}$ 。为了加快系统运算速度，程序采用定点运算，

因此 U_s 幅值的计算通过查表的方法实现。通过采用以下方法，只需建立 $\sqrt{1} \sim \sqrt{2}$ 的表格，表格取 1024 点，这样既有效地减小表格长度，又保证了数据的精度。

如果 $U_d \geq U_q$ 则

$$U_s = U_d \sqrt{1 + \left(\frac{U_q}{U_d}\right)^2} \quad (5-6)$$

如果 $U_d < U_q$ 则

$$U_s = U_q \sqrt{1 + \left(\frac{U_d}{U_q}\right)^2} \quad (5-7)$$

其中，开根号算法根据 $\left(\frac{U_d}{U_q}\right)^2$ 或 $\left(\frac{U_q}{U_d}\right)^2$ 进行查表实现。图 5-6 为 U_s 幅值计算流程图。

流程图。

而角度 $\theta_{dq} = \tan^{-1}\left(\frac{U_q}{U_d}\right)$ ，同样采用查表计算。表格共 2048 点，对应角度范围为 $0^\circ \sim 45^\circ$ ，根据图 5-7 所示的计算流程图便可求出 $0^\circ \sim 360^\circ$ 范围的角度 θ_{dq} 。

围为 $0^\circ \sim 45^\circ$ ，根据图 5-7 所示的计算流程图便可求出 $0^\circ \sim 360^\circ$ 范围的角度 θ_{dq} 。

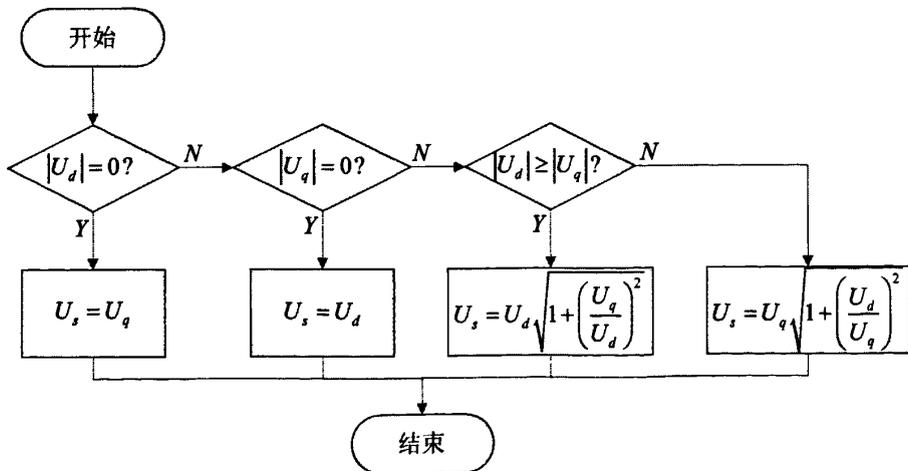


图 5-6 U_s 幅值计算流程图

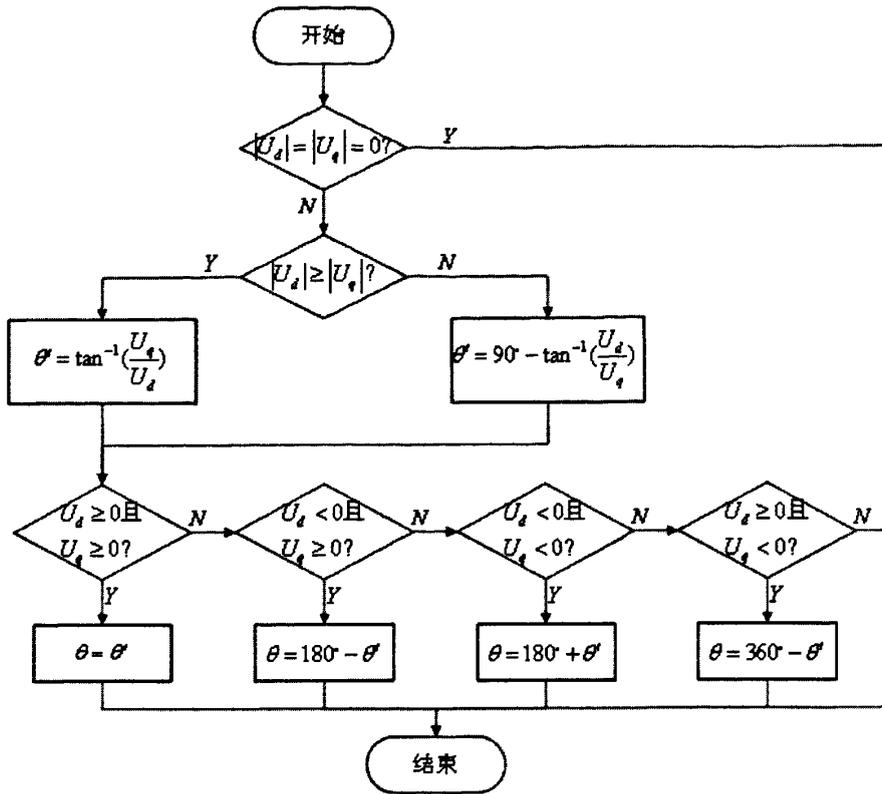


图 5-7 θ_{dq} 计算流程图

5.3.3 AD 中断子程序

实验系统中 AD 采样频率为 5Khz，与 PWM 调制频率相同，以实现两者的同步。AD 转换器每次转换完所有选定通道后进入中断子程序。在子程序内部对采样到的相电流、直流母线电压、IGBT 模块温度等信号的采样结果进行数字滤波处理。另外，电流的三相二相变换、旋转变换及相电压的软件重构及其坐标变换也将在 AD 中断子程序里完成。图 5-8 为该中断子程序的流程图。

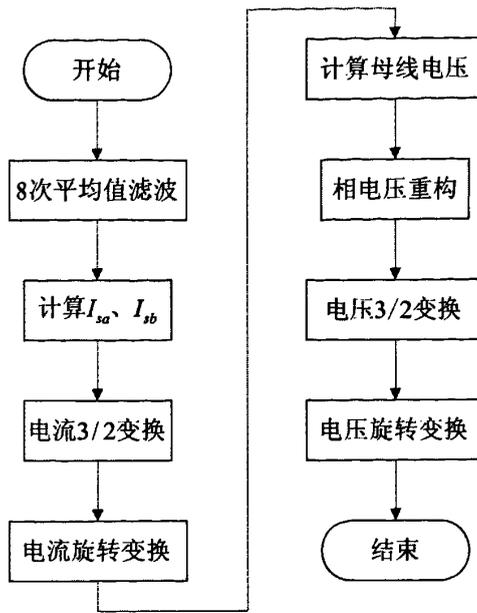


图 5-8 AD 中断子程序软件流程图

下面将详细介绍电流采样及三相相电压的软件重构。

一、电流采样

实验系统采用的霍尔电流传感器 LTSR 6-NP 同时输出两路信号，一路为与电流信号成比例的电压信号，其范围是 $0-5V$ ，对应于电流范围是 $-I_{MAX} \sim I_{MAX}$ ，这里 I_{MAX} 代表允许测量的电流最大值，而不是相电流的最大值；另一路是 LEM 内部偏置电压参考值，固定为 $2.5V$ 。

图 5-9 是电流获得的详细过程。由图，电流传感器的两路输出信号 V_i 和 V_{ref} 经外部模拟电路信号调理后输入到 XC164 单片机的 AD 采样口，经过模数转换后分别得到两个 10 位的 AD 采样值 V_{i_AD} 和 V_{ref_AD} ，将 V_{i_AD} 减去 V_{ref_AD} 后就能得到与原来的电流真实值极性相同，大小成比例的 AD 电流采样值 I_{AD} ，将 I_{AD} 再乘以电流转换系数 $K_{current}$ ，就可以得到 Q12 格式的对应于真实电流的标么值。

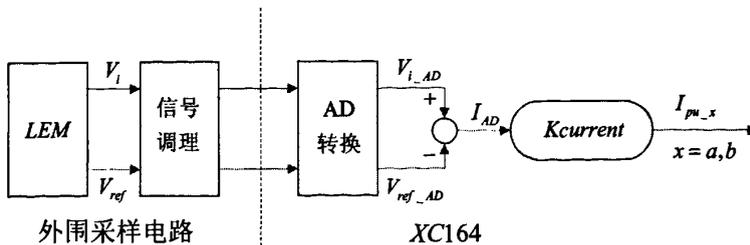


图 5-9 电流获取过程图

下面介绍一下电流转换系数 $K_{current}$ 的计算。下式为程序内部电流标么值的计算公式：

$$I_{pu} = \frac{i}{I_b} 4096 = \frac{I_{AD}}{I_{b_AD}} 4096 = \frac{I_{AD}}{I_b \frac{0.625}{5I_{PN}} 1024} 4096 = \frac{32I_{PN}}{I_b} I_{AD} = K_{current} \times I_{AD}$$

其中：

I_{PN} 为霍尔电流传感器的量程，实验系统的量程取 6A 档，即 $I_{PN} = 6A$ ；

I_b 为电动机的相电流峰值，有 $I_b = \sqrt{2}I_n = 9.758A$

于是有电流转换系数：

$$K_{current} = \frac{32I_{PN}}{I_b} = \frac{32 \times 6}{9.758} = 19.676$$

可见 $K_{current}$ 的值超过了 8，无法用 Q12 格式表示，故采用 Q8.8 格式表示为：

$$K_{current} = 19.676 \times 2^8 = 5037$$

二、相电压软件重构

由于逆变器输出的电压为 PWM 形式的脉冲波，直接检测较为困难，利用直流母线电压 U_d 与逆变器的开关函数 (S_1, S_2, S_3) 进行软件重构是获取三相相电压 V_{an}, V_{bn}, V_{cn} 的一种可行方案。

电动机三相电压可表示为：

$$\begin{aligned} V_{an} &= V_a - V_n = i_a R_s + L_s \frac{di_a}{dt} + e_a \\ V_{bn} &= V_b - V_n = i_b R_s + L_s \frac{di_b}{dt} + e_b \\ V_{cn} &= V_c - V_n = i_c R_s + L_s \frac{di_c}{dt} + e_c \end{aligned} \quad (5-8)$$

式中 R_s 为定子电阻， L_s 为定子电感； e_a, e_b, e_c 为三相反电势。上式相加为：

$$V_a + V_b + V_c - 3V_n = (i_a + i_b + i_c)R_s + L_s \frac{d(i_a + i_b + i_c)}{dt} + e_a + e_b + e_c \quad (5-9)$$

由于三相制无中线且反电动势三相平衡，则 $i_a + i_b + i_c = 0$ 与 $e_a + e_b + e_c = 0$ 代入式 5-9 可以得到：

$$V_n = \frac{1}{3}(V_a + V_b + V_c) \quad (5-10)$$

三相电动机的相电压 V_{an}, V_{bn}, V_{cn} 可由直流母线电压 U_d 与逆变器的三个开关函数计算得出:

$$\begin{aligned} V_{an} &= V_a - \frac{1}{3}(V_a + V_b + V_c) = \frac{2}{3}V_a - \frac{1}{3}V_b - \frac{1}{3}V_c \\ V_{bn} &= V_b - \frac{1}{3}(V_a + V_b + V_c) = \frac{2}{3}V_b - \frac{1}{3}V_a - \frac{1}{3}V_c \\ V_{cn} &= V_c - \frac{1}{3}(V_a + V_b + V_c) = \frac{2}{3}V_c - \frac{1}{3}V_a - \frac{1}{3}V_b \end{aligned} \quad (5-11)$$

这里 V_a, V_b, V_c 和直流母线电压 U_d 与逆变器的三个开关函数 (s_1, s_2, s_3) 的关系为:

$$V_a = S_1 U_d, \quad V_b = S_2 U_d, \quad V_c = S_3 U_d \quad (5-12)$$

其中 s_1, s_2, s_3 分别表示 3 相桥臂的通断情况, $s_i = 1$ 表示该相上桥臂导通、下桥臂关断; $s_i = 0$ 表示上桥臂关断, 下桥臂导通。

由以上两式我们可以得出:

$$\begin{aligned} V_{an} &= U_d \left(\frac{2}{3}S_1 - \frac{1}{3}S_2 - \frac{1}{3}S_3 \right) \\ V_{bn} &= U_d \left(\frac{2}{3}S_2 - \frac{1}{3}S_1 - \frac{1}{3}S_3 \right) \\ V_{cn} &= U_d \left(\frac{2}{3}S_3 - \frac{1}{3}S_1 - \frac{1}{3}S_2 \right) \end{aligned} \quad (5-13)$$

5.3.4 数字测速

为了验证无速度传感器矢量控制系统的性能, 需要与系统实际转速进行比较。本系统采用光电码盘作为速度传感器, 利用数字测速的方法计算系统实际转速。目前常用的数字测速方法有: M法、T法、M/T法。其中M/T法综合了M法和T法两种测速方法的优点, 无论在高速还是低速时都有较强的分辨率, 所以本系统采用了M/T法来获取电动机的真实转速。

一、测速原理

如图5-10所示, M/T法测速一方面检测 T_c 时间内旋转编码器输出的脉冲个数 M_1 , 另一方面也检测同一时间间隔的高频时钟脉冲个数 M_2 。

电动机转速表达式为:

$$n = \frac{60M_1}{ZT_c} = \frac{60M_1 f_0}{ZM_2} \text{ r/min} \quad (5-14)$$

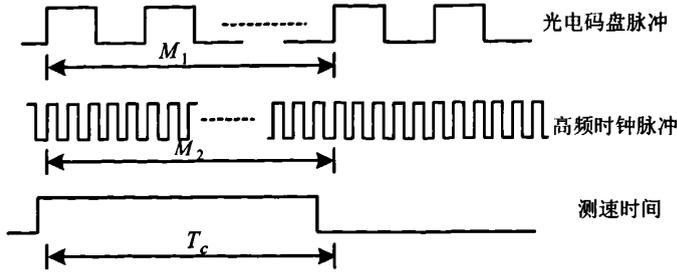


图5-10 M/T法测速

二、速度测量的实现

在第四章测速电路部分介绍过，旋转光电编码器的A、B两相输出脉冲送入单片机的正交解码电路，另外为保证M和T同步计数，A相输出脉冲同时与CC2捕获引脚相连。正交解码电路主要完成两项工作：一是根据A、B脉冲的相序判断电动机的旋转方向，二是对输入脉冲进行4倍频，并把倍频后的脉冲送入计数器T4进行计数。系统中T4工作在增量接口模式，该模式下，T4 能根据正交解码电路判断的电动机转向进行相应的加/减计数，正转时为增计数，反转时为减计数，这样就能获得与电动机转速相关的测速脉冲M1。令T7作为高频时钟脉冲计数器，其周期 T_c 取 $1.6ms$ ，并同时记录进入T7周期中断的次数，以便准确计算M2。

测速软件基本思想为：每隔一段时间（由T7控制捕抓中断开通时间）捕抓一次T4，T7的值，然后与前一次捕抓的值比较计算出实际上两次捕抓之间的M1，M2，这样根据式5-17就能计算出电动机转速。为了在该测速周期内避免因A相脉冲上沿引起的重复进入捕抓中断，每次进入捕抓中断后必须关闭捕抓功能，待再次进入T7周期中断时再开通捕抓中断。以此循环往复不停的测速。

图5-11所示为测速程序流程图。如图，测速程序由捕抓中断子程序和T7周期中断子程序两部分组成。图中KT7为进入周期中断次数的计数器。当电动机转速很低时，有可能在一个测速周期内都检测不到码盘脉冲，这时候就需要延长测速时间。当连续5个测速周期内都没有检测到码盘脉冲（未进捕抓中断）时，认为电动机转速为 $0rpm$ 。

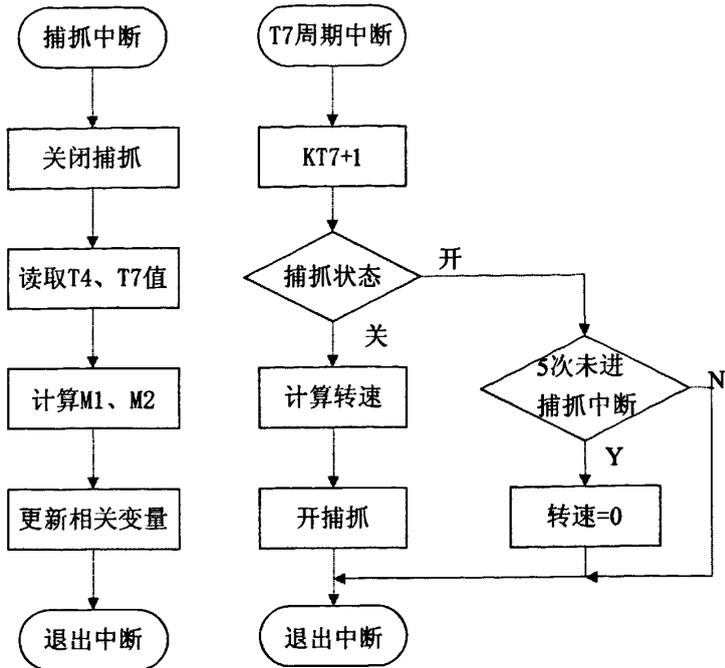


图5-11 测速程序流程图

5.3.5 CAN 通信

XC164CS 单片机内部集成了 CAN 控制器，它包括了两个可以独立工作的 CAN 节点。实验系统采用节点 1 来完成与上位机的 CAN 通信功能，波特率设为 100Kbps。其中接收功能通过 CAN 接收中断实现，主要完成各种控制命令的接收和参数的修改。而数据的上传则通过 T8 周期中断子程序定时发送实现，中断周期为 10ms，这样的数据传输频率足以保证上位机监控软件实现平滑的虚拟示波器功能。

5.3.6 故障保护

由第四章介绍，当系统出现过流、过压、欠压、过温等故障时，故障综合电路会把 C_TRAP 管脚拉低，从而触发软件强制保护中断。该中断被 CPU 响应时，CPU 首先从硬件级立即封锁 PWM 信号的输出，相应管脚呈高阻态，然后执行对应的中断服务子程序。实验系统故障中断服务子程序通过对所有故障输入引脚的扫描来确定故障源，并完成故障标志的设定。

5.4 系统监控平台设计

PC 机通过 CAN 通讯接口与 XC164 之间建立通讯，其硬件结构在前一章已做介绍。本节将详细论述有关通讯协议及上位机监控软件。

5.4.1 通信协议

在与上位机进行数据通信时，需要有确定的通信协议，以保证数据传输的准确性与可靠性。对于下位机而言，其通信主要包括接收上位机数据和向上位机上传参数。其中接收功能通过 CAN 接收中断实现，而数据的上传则通过定时中断子程序定时发送实现。

XC164 MCU 的 CAN 通讯口总共可以有 32 个报文对象，每个报文对象的最大数据长度为 8 个字节。本文采用数据帧传送模式，每个数据帧包含 8 个字节即一个报文对象。

1、接收报文

表 5-2 为接收报文的帧格式，表 5-3 为接收报文的具体说明。

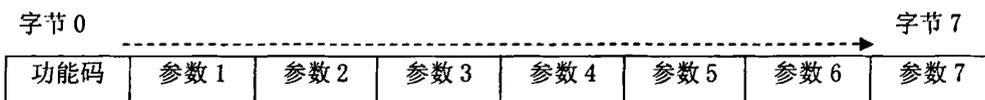


表 5-2 接收报文帧格式

功能码	说明	内容
01	启动	参数 1: 转速高字节; 参数 2: 转速低字节
02	转速设定	参数 1: 转速高字节; 参数 2: 转速低字节
03	停机	未用参数域
04	系统复位	未用参数域
05	有速度模式	未用参数域
06	无速度模式	未用参数域
07	修改 ASR	参数 1: 比例系数高字节; 参数 2: 比例系数低字节 参数 3: 积分系数高字节; 参数 4: 积分系数低字节 参数 5: 输出限幅高字节; 参数 6: 输出限幅低字节
08	修改 ACMR	同上
09	修改 ACTR	同上
0A	修改载波频率	参数 1: 载波频率高字节; 参数 2: 载波频率低字节

0B	波形通道 1 参数	参数 1: 波形通道 1 参数号
0C	波形通道 2 参数	参数 1: 波形通道 2 参数号

表 5-3 接收报文通信协议

2、发送报文

表 5-4 为发送报文的帧格式，表 5-5 为状态参数的具体说明。

字节 0							字节 7
通道 1 参数号	通道 1 高字节	通道 1 低字节	通道 2 参数号	通道 2 高字节	通道 2 低字节	IGBT 温度	系统状态

表 5-4 发送报文帧格式

位 7							位 0
运行	停止	正转	反转	过流	过压	欠压	过热

表 5-5 系统状态字节的组成

5.4.2 实时监控的实现

上位机中采用 Visual C++ 6.0^{[42][43]} 开发出电动机控制系统智能监控平台，实现命令给定、参数设置、状态显示及数据波形绘制等功能。由于上位机软件的开发不属本论文的研究内容，这里将只对软件的各种功能予以简单介绍。

图 5-12 为该监控软件的主控制界面。其中“电动机控制”一栏里，通过按钮可以方便的实现电动机的起动、停止、及转向切换功能。“在线参数给定”则实现了电动机转速的给定功能，并且在程序内部，对转速给定作了限幅，不允许转速给定值超过 1500rpm，以防止用户由于误操作而导致系统故障。“状态显示”一栏则通过指示灯的方式，形象化的告诉用户当前系统的各种状态，如是运行还是停止；是正转还是反转；是否有故障，是何故障；IGBT 模块的当前温度如何等。使用户能实时了解系统状态，并做出相应预防或补救措施。主控制界面上另外一个很重要的功能是实时数据波形的绘制。该功能可以同时绘制两路波形通道，并分别用绿色和红色予以区分。每个通道均可分别选择绘制不同的数据波形，如：给定转速、实际转速、估算转速、励磁电流给定值，励磁电流真实值、转矩电流给定值、转矩电流真实值等。并且其纵坐标的量程范围可调，以提高数据显示的精度。该功能的引入，让用户非常直观地了解和掌握了系统内部相关变量的实时变化过程，极大地方便了系统的调试，在某种程度上可以替代示波器的功能。

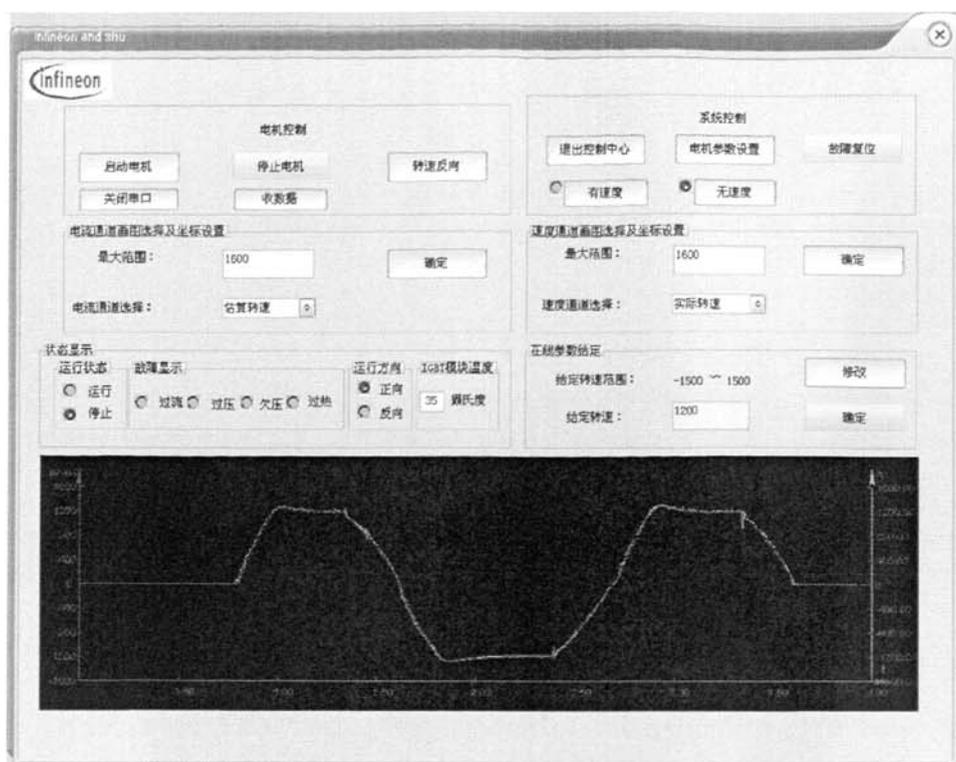


图 5-12 智能监控软件主界面

另外，该智能监控软件还设计了一个系统参数设置功能。其控制界面如图 5-13 所示。主要包括三个部分。一是电动机参数的设置。在该部分，用户可以根据所控制电动机的不同而灵活方便地设置相应的电动机参数，这些参数经过内部处理后会通过 CAN 发给下位单片机使用。这样子，就方便地实现了系统在不同功率等级平台的移植。二是系统 PI 参数的设置。众所周知，矢量控制系统里，各个控制环的 PI 参数对系统的控制性能影响很大。虽然，通过理论计算我们能够得到相关参数的一个大致范围，但往往在实践中还需要根据实际效果做出调整，并且该调试过程非常繁琐。但在引入了该 PI 参数在线设置功能后，就可以大大提高调试的效率。三是载波频率设置功能，该功能在软件内部也作了限幅，允许修改的范围为 $2\text{KHz} - 16\text{KHz}$ 。

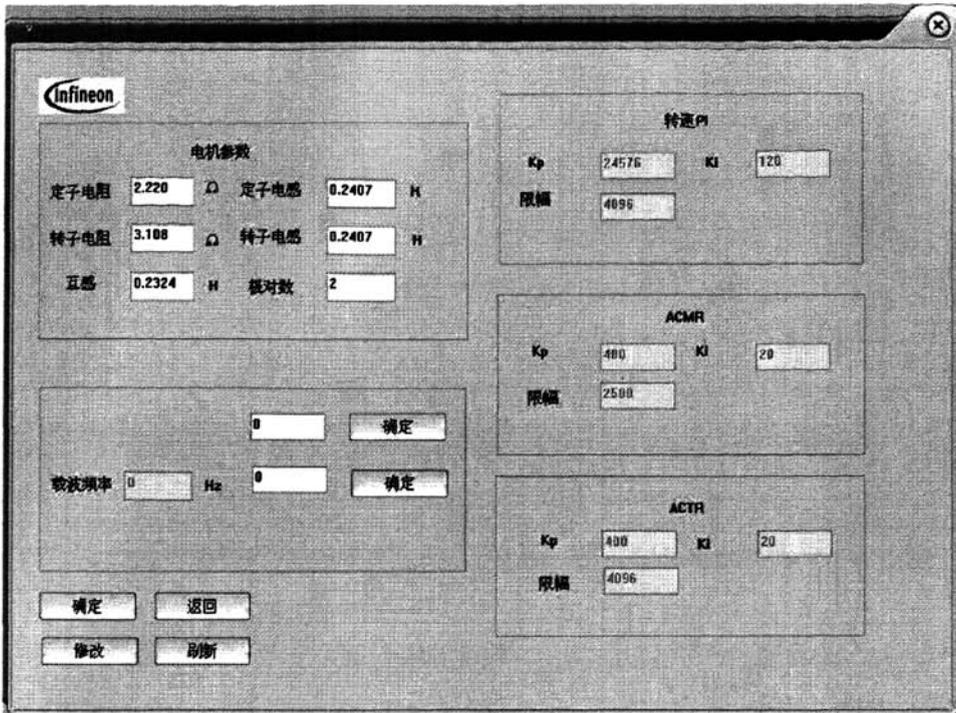


图 5-13 系统参数设置界面

第六章 实验结果

6.1 实验装置

为了考察本文所提出的无速度传感器矢量控制系统的实际性能,在实验平台上做了转速估算特性测试、空载特性测试、加载特性测试实验。

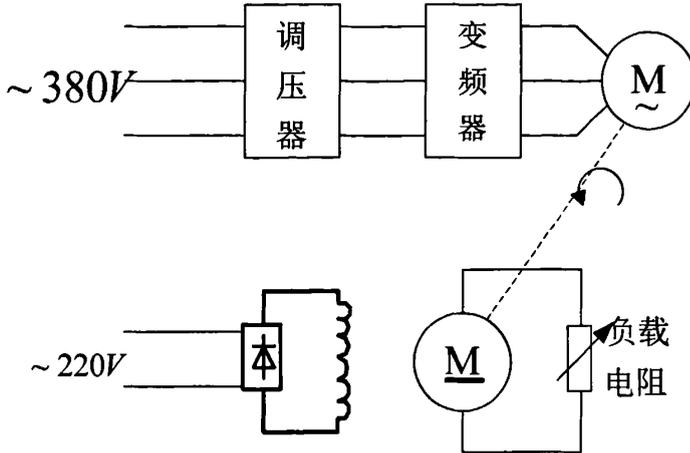


图 6-1 交流实验装置结构图

实验平台主要由三部分组成:变频器、异步电动机—直流发电动机机组、可调电阻器,其中直流发电动机和可调电阻器用作负载,具体系统结构如图 6-1 所示。

实验系统中用到的机组额定参数如下:

(1) 笼型异步电动机 (Y 型接法):

型号: JR251-4S

额定功率: 3kW

额定电压: 380V

额定电流: 6.9A

额定转速: 1400rpm

额定频率: 50Hz

极对数: 2

(2) 直流电动机 (他励):

型号: Z2-41

额定功率: 3kW

额定电压: 220V

额定电流: 17.5A

额定转速: 1500rpm

励磁电压: 220V

励磁电流: 0.56A

(3) 单相可调电阻器:

型号: ZB-120

单相电流: 0~17A

单相电阻: 0~218Ω

6.2 实验结果及分析

本系统的实验波形由 DA 芯片输出, 并通过 TEKTRONIX 公司生产的示波器 TDS3052 来观测。由于该示波器带宽比较大, 容易引入噪声, 同时变频器本身在工作时也会产生高频干扰, 所以在实测的波形里会有一些毛刺, 属正常现象。

6.2.1 转速估算特性测试

为了考察控制系统的转速估算特性, 实验通过 DA 芯片同时输出转速的实际值和估算值, 并利用示波器观测。为了充分利用 DA 的输出量程, 提高显示效果, 对系统不同转速范围选取不同的内部放大倍数, 低速段的放大倍数相对高速段要大。

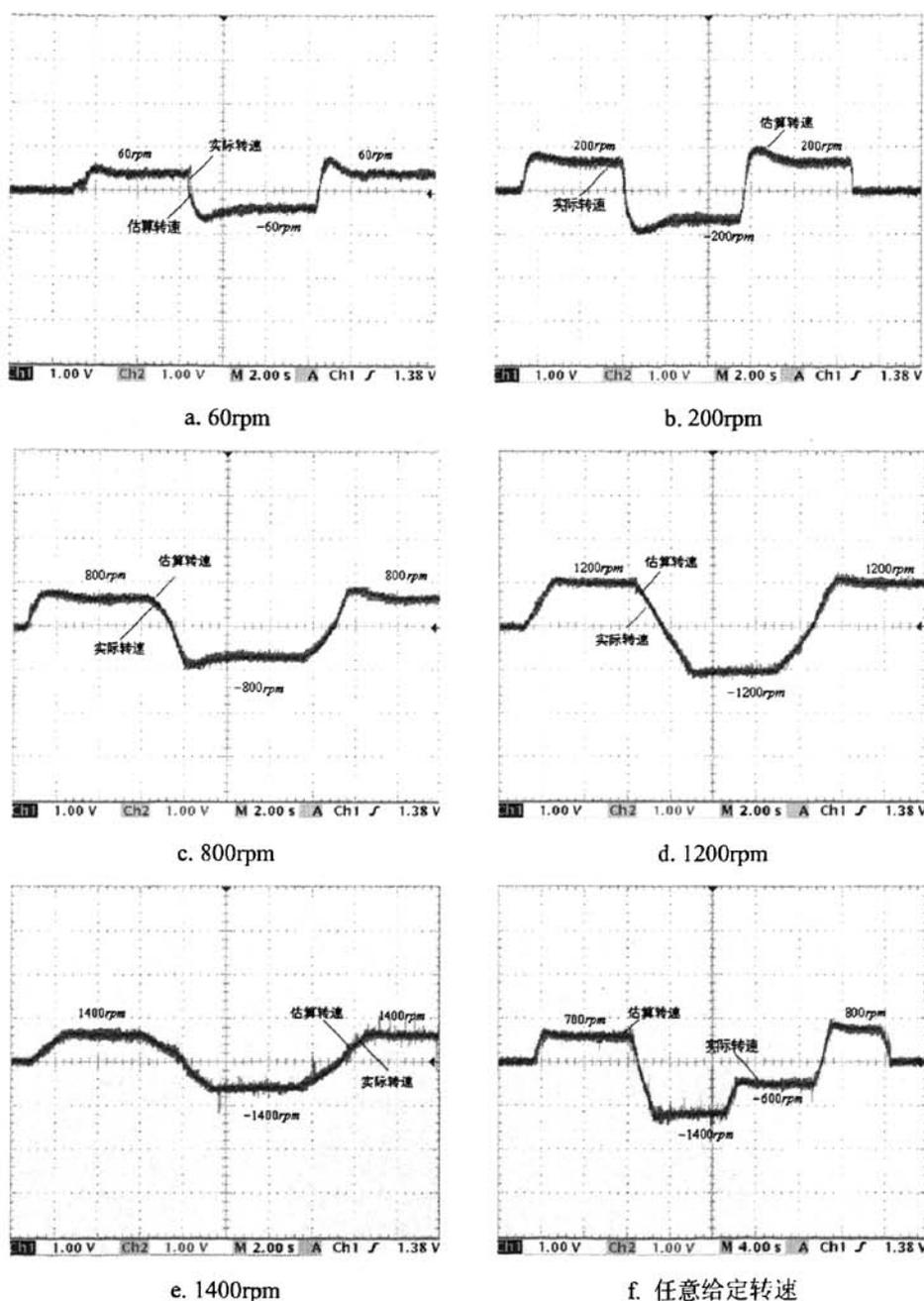


图 6-2 不同给定转速下的实际转速和估算转速波形

图 6-2 所示为系统在不同给定转速下的实际转速和估算转速波形图。图中，红色波形为转速实际值，蓝色波形为转速估算值。由图可知，系统从 60rpm 到 1400rpm 的宽速度范围内，估算转速波形与真实转速波形都基本重合，这表明本文所提出的转速估算方法无论是在静态还是动态过程中，都能较好的跟随实际转

速。总体来说估算转速是比较准确的,且系统实际转速可以较好地跟随给定转速,系统也十分稳定。

6.2.2 空载特性测试

为了考察控制系统的空载特性,测取不同给定转速下系统空载时的转速、电流动态和稳态时的波形。实验通过 DA 芯片输出波形,并利用示波器观测。

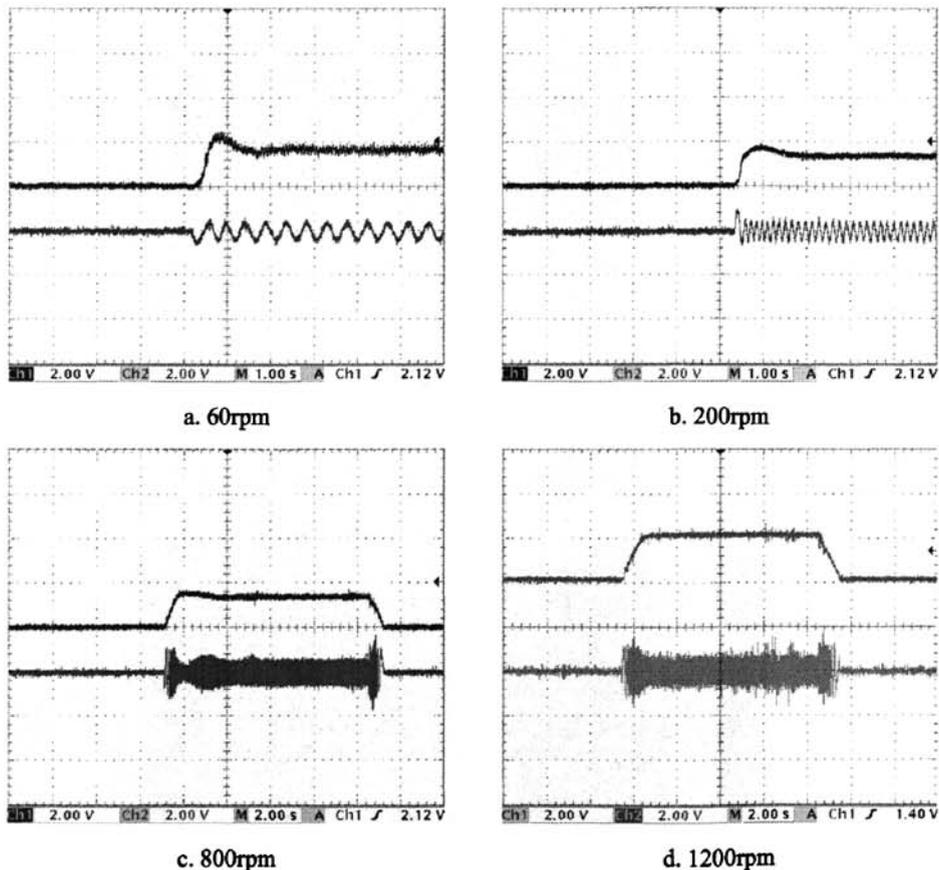


图 6-3 空载起动时转速和定子电流的波形

图 6-3 所示为系统在不同给定转速下空载起动时实际转速和定子电流的波形图。图中,红色为定子电流波形,蓝色为转速波形。由图可知,系统的空载起动并进入稳态的时间都在 2s 以内,由于在全速度范围内采用了同一套 PI 参数,所以在不同的给定速度下,系统实际转速的超调量不一致,在低速时,转速超调量相对大一些,这也在一定程度上导致了系统进入稳态的时间比较长。

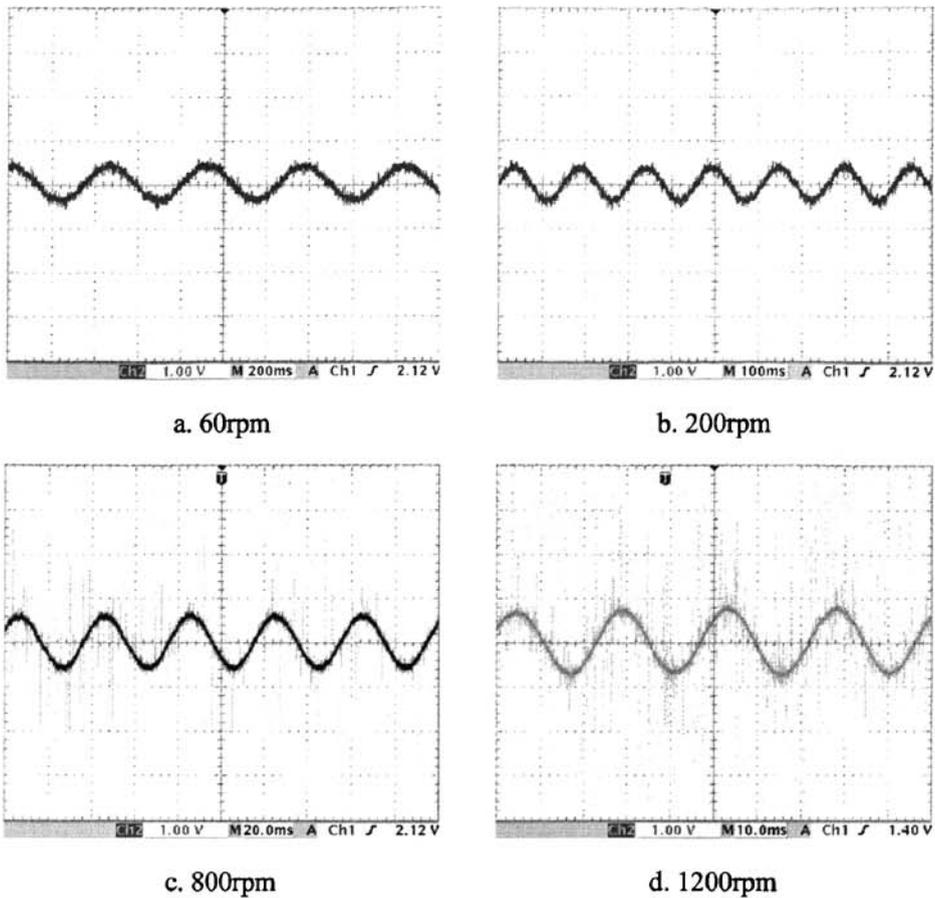


图 6-4 不同转速下空载稳态定子电流

图 6-4 为不同转速下定子电流稳态波形，除了在 60rpm 时电流波形略有畸变以外，其他情况下电子电流基本呈正弦规律变化。

6.2.3 加载特性测试

为了考察控制系统加载特性，测取系统突加负载、突减负载时的转速、定子电流波形。实验通过 DA 芯片输出波形，并利用示波器观测。

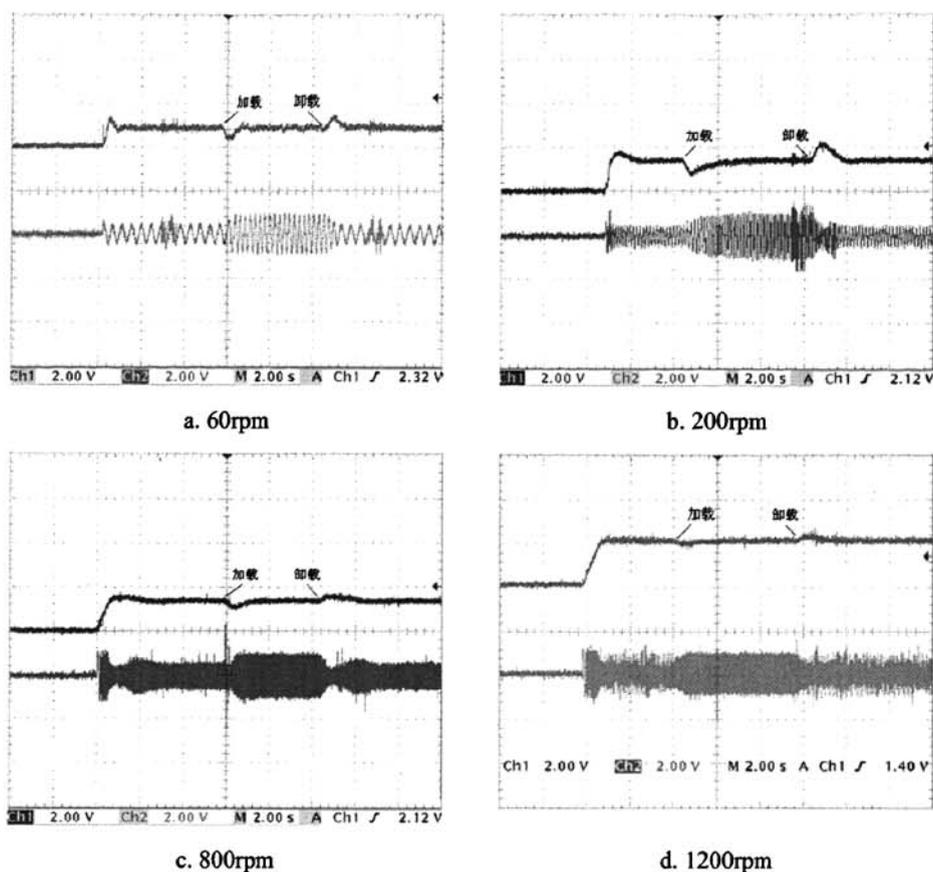


图 6-5 不同转速下突加负载、突减负载转速、定子电流波形

图 6-5 所示为系统在不同给定转速下突加负载（80%~100%载）、突减负载（80%~100%载）时的转速和定子电流波形图。图中，红色为定子电流波形，蓝色为估算转速波形。由图可见，系统在突加负载时，转速跌落不大；而在突减负载时，转速超调也不大。在两种情况下，系统的响应调节速度都很快，基本都在 2s 内就恢复到原来转速，总体而言，系统有着比较好的加载特性。

6.2.4 实验结论

第三章里已经通过 MATLAB 软件对“基于转矩电流微分估算转速法”的无速度传感器矢量控制系统进行了仿真，并初步证明了该方案的可行性和正确性。在此基础上，本章在所设计的实验平台完成了上述“转速估算特性测试”，“空载特性测试”，“加载特性测试”。实验表明，系统不论在静态还是动态，估算转速都能很好地跟随实际转速，估算精度较高；变频器输出的三相电流正弦度较好；

有着较强的带载能力，加载和卸载反应都很迅速，且加载时转速跌落量及减载时转速超调量都比较小。总体而言，系统有着良好的静、动态性能。

第七章 结论与展望

7.1 结论

在对异步电动机动态数学模型进行深入分析研究的基础上,构造了异步电动机按转子磁链定向的矢量控制系统。通过分析比较现有的多种无速度传感器矢量控制系统方案,提出了“基于转矩电流微分估算转速法”的无速度传感器矢量控制系统方案。论文利用 MATLAB 仿真软件对无速度传感器矢量控制系统进行了建模仿真,通过仿真比较了各个方案的优缺点。

在以英飞凌 XC164CS 单片机为控制核心设计开发的交流调速实验装置上,实现了“基于转矩电流微分估算转速法”的异步电动机无速度传感器矢量控制系统。

通过仿真和实验结果,可以得到以下结论:

(1) 异步电动机的动态数学模型是设计高性能交流调速系统的基础,论文分析研究了异步电动机动态数学模型,并比较了多种异步电动机转速估算方案,分析了各自的优缺点。在此基础上进一步提出了“基于转矩电流微分估算转速法”,仿真和实验证明该方法完全可行,且具有良好的转速估算性能。

(2) 研究和实现了“基于转矩电流微分估算转速法”的无速度传感器矢量控制系统,通过一系列实验证明,该方案有着良好的静、动态性能。总体上转速估算比较精确,跟随性能好,并且有着较好的带载能力。

(3) 实验系统利用直流母线电压加 PWM 开关函数进行软件重构相电压,在保证系统控制精度的前提下,省却了硬件采样所需的复杂滤波及调理电路,大大简化了系统硬件结构。

(4) 所设计的交流调速实验平台,结构简单,通用性强。利用 CAN 高速通信接口,在上下位机之间建立了良好的人机交互界面。上位机监控软件不仅可以控制电动机,而且可以修改电动机参数,PI 调节器参数等,配合其所提供的示波器功能,大大提高了系统的调试效率。在此基础上,该平台可以方便地实现多种交流调速控制方案。

7.2 展望

限于本人的能力和时间上的限制,虽然本文在无速度传感器矢量控制系统的研发上取得了一定的成果,但要真正做到无速度传感器矢量控制技术的实用化和产品化,仍然有很多工作要做。

(1) 现有系统的低速性能不够理想,尤其是在1Hz以下,其加载能力比较差,估算转速和真实转速之间存在着较大的误差。这方面可以增加死区补偿,同时现有机组使用时间长,机组老化,机械结构也有待进行进一步的改进。

(2) 本文所提出的转速估算方法本质上是基于电动机动态数学模型的,虽然直观且转速估算速度快,但对电动机参数存在的一定的依赖性。当电动机因发热等原因导致参数变化时,系统的性能会降低。目前本文所用的电动机参数是通过离线手工测定的方法获得的,为了进一步提高无速度传感器矢量控制系统的性能,电动机参数的在线实时辨识是一个重要的研究方向。

(3) 目前系统的PI参数是通过不断实际调试获得的,且在全速度范围内都采用了同一套PI参数,这在一定程度上导致了系统不能在所有速度范围内都能获得最佳的控制性能。对此问题,引入PI参数的系统在线自整定应能进一步提高系统性能。

(4) 上面2、3点提到的改进方法都比较复杂,运算量较大,这对芯片的工作频率也提出了更高的要求。目前系统控制芯片XC164的工作频率为40MHz,为了引入一些新的算法或改进措施,可以采用工作频率更高的芯片。

参考文献

- [1] 陈伯时. 电力拖动自动控制系统 (第 3 版). 机械工业出版社, 2003. 7
- [2] 阮毅, 陈维钧. 运动控制系统. 清华大学出版社, 2006. 8
- [3] 陈伯时, 陈敏逊. 交流调速系统. 机械工业出版社, 2005. 4
- [4] 阮毅, 陈伯时. 电力传动系统的转矩控制规律. 电气传动, 1999. 5
- [5] 阮毅. 异步电动机非线性解耦控制与矢量控制系统的解耦性质. 上海大学博士学位论文, 1996
- [6] 李永东. 交流电动机数字控制系统. 机械工业出版社, 2002. 4
- [7] 陈坚. 交流电动机数学模型及调速系统. 国防工业出版社, 1989
- [8] 许实章. 电动机学. 机械工业出版社, 1987
- [9] 李发海等. 电动机与拖动基础. 清华大学出版社, 1994. 6
- [10] 黄俊, 王兆安编. 电力电子变流技术. 机械工业出版社, 1996
- [11] 陈国呈. 新型电力电子变换技术. 中国电力出版社, 2004. 9
- [12] 王正元. 世纪更迭中的电力电子器件. 北京电力电子新技术研究开发中心
- [13] 张为佐. 漫话功率半导体器件四十年. 电源技术应用, Vol11, 1998(4)
- [14] 孟逢逢, 蒋建国. DSP 技术的应用及发展. 微机处理, vol18, 2000(8)
- [15] 王晓明, 王玲. 电动机的 DSP 控制——TI 公司 DSP 应用. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2004
- [16] 英飞凌公司. XC164-16 内嵌 C166SV2 核的 16 位单片机微控制器第一卷(共 2 卷): 系统单元, V2.1 版
- [17] 英飞凌公司. XC164-16 内嵌 C166SV2 核的 16 位单片机微控制器第二卷(共 2 卷): 外设单元, V2.1 版
- [18] 程军. 亿恒 C166 系列 16 位单片机原理与开发. 北京航空航天大学出版社, 2001. 12
- [19] 亿恒科技公司. 亿恒科技(西门子)单片机应用指南, 2000. 10
- [20] 陆延丰. 亿恒 C164CL16 位单片机. 清华大学出版社, 2002. 6
- [21] 徐静. 异步电动机按定子磁链定向的连续型矢量控制策略的研究与实现. 上海大学博士论文, 2006. 6

- [22] 王红梅. 交流调速系统参数鲁棒性的研究. 上海大学硕士学位论文, 2004. 2
- [23] 姬志艳, 李永东等. 无速度传感器异步电动机直接转矩控制系统的研究. 电工技术学报, 1997. 8
- [24] 李夙. 异步电动机直接转矩控制. 机械工业出版社, 1994. 12
- [25] 张晓华. 异步电动机按定子磁链定向控制及单神经元智能控制器的应用. 上海大学硕士学位论文, 2002. 1
- [26] 周家顺. 单神经元职能控制变频调速系统的研究. 上海大学硕士学位论文, 2003. 2
- [27] 杜耀武. 异步电动机无速度传感器矢量控制的实现. 电动机与控制应用, 2006, 33(3)
- [28] 黄忠霖. 控制系统 MATLAB 计算及仿真. 国防工业出版社, 2001. 11
- [29] 张志涌. 掌握和精通 MATLAB. 北京航空航天大学出版社, 1999. 5
- [30] 洪乃刚等. 电力电子和电力拖动控制系统的 MATLAB 仿真. 机械工业出版社, 2006
- [31] 耿华, 杨耕. 控制系统仿真的代数环问题及其消除方法. 电机与控制学报, 2006, 10(6)
- [32] 邱杰, 原渭兰. 数字计算机仿真中消除代数环问题的研究. 计算机仿真, 2003, 20(7)
- [33] 冯焱生, 曾岳南. 无速度传感器矢量控制原理与实践. 机械工业出版社, 1997. 4
- [34] 陈桂兰, 温旭辉, 张立伟. MRAS 异步电动机无速度传感器矢量控制低速性能的改善. 电气传动, 2005. 7
- [35] 竺伟. 异步电动机无速度传感器矢量控制及高性能通用变频器的研究. 上海大学博士学位论文, 1997. 10
- [36] 曾岳南. 无速度传感器矢量控制异步电动机调速系统的研究与实践. 上海大学博士学位论文, 1998. 7
- [37] 于浩, 阮毅. 感应电动机无速度传感器矢量控制转速估算的一种新方案. 电动机与控制应用, 2005. 6
- [38] 陈钱春. 异步电动机无速度传感器矢量控制的研究与实现. 上海大学硕士学位论文, 2007. 1

- [39] 陶永华, 葛芦生等. 新型 PID 控制及其应用. 机械工业出版社, 1998. 9
- [40] 吴守箴等. 电气传动的脉宽调制控制技术. 机械工业出版社, 1995. 1
- [41] 陈钱春, 阮毅等. 两种 SVPWM 生成方法的分析与比较. 电动机与控制应用, 2006. 9
- [42] 张艳, 王文学等译. Visual C++6 Bible. 电子工业出版社, 1999
- [43] 同志工作室. Visual C++ 6.0 开发技巧与实例教程. 人民邮电出版, 2000
- [44] B.K.Bose . Power Electronics and Variable Frequency Drives Technology and Applications, 1999
- [45] M.Dепенbrock , Direkte Selbstregelung(DSR) für hochdynamische Drehfeldantrieb mit Stromrichterspeisung, ETZ-Archiv, 1985, Band 7
- [46] Liu Xing-qiao, Zhao De-an, etc. Speed Sensorless Direct Torque Control System of Induction Motor. Proceedings of 4th World Congress on Intelligent Control and Automation, June 2002
- [47] Brahim L B. Identification of Induction Motor Speed Using Neural Networks. . IEEE PCC, Yokohama, 1993: 689-694
- [48] Schroder D, et, al. Neural-Net Based Observers ofr Sensorless Drives. IEEE IECON, 1994: 1599-1610
- [49] DCS Group of TI. . Flux estimator of the 3-ph induction motor, 2004
- [50] P. L. Jansen and R. D. Lorenz. A physically Insightful Approach to the Design and Accuracy Assessment of Flux Observers for field oriented I. M. Drivers. IEEE Trans. Ind. Applicat, VOL. 30, Jan./Feb. 1994
- [51] P. L. Jansen, R. D. Lorenz, and D. W. Novotny. Observer-based direct field orientation:: Analysis and Comparison of Alternative Methods. IEEE Trans. Ind. Applicat, VOL. 30, July/Aug. 1999
- [52] Geng Yang, Tung-Hai Chin. Adaptive-speed Identification Scheme for a Vector-controlled Speed Sensorless Inverter-Induction motor Drive. IEEE Transactions on industry applications, vol.29, NO.4, July/August.
- [53] Y. S. Kung, C. M. Liaw. Adaptive Speed Control for Induction Motor

- Drives Using Neural Networks. IEEE Transactions on Industrial Electronics, VOL.42, No.1, February. 1995
- [54] Colin Schauder. Adaptive Speed Identification for Vector Control of Induction Motors without Rotational Transducers. IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, VOL.28, NO.5, SEPTEMBER/OCTOBER 1992
- [55] Shoudao Huang, Yaonan Wang etc. The Vector Control Based on MRAS Speed Sensorless Induction Motor Drive. Proceedings of the 5th World Congress on Intelligent Control and Automation, June 2004
- [56] Young Ahn Kwon, Sung Hwan Kim. A New Scheme for Speed-sensorless Control of Induction Motor. IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL.51, NO.3, JUNE 2004
- [57] A. Makouf, H. Benbouzid, D. Diallo. A Practical Scheme for Induction Motor Speed Sensorless Field-Oriented Control. IEEE TRANSACTIONS ON ENERGY CONVERSION, VOL.19, NO.1, MARCH 2004
- [58] A. Nabae, et al. An Approach to Flux Control of Induction Motor Operated with Variable-Frequency Power Supply. IEEE, vol.3, 1980
- [59] W. Leonhard. Processing with Controlled AC-Drives. EPE Journal, vol. 1 No.1 and No.2, 1991
- [60] R. Gabriel, W. Leonhard. Microprocessor Control of Induction Motor. IEEE 1982, pp 385-396

作者在攻读硕士学位期间公开发表的论文

- 【1】. 顾海强, 阮毅, 李武君. 通用变频器加减速方式的研究与实现. 电机与控制应用, 已发表
- 【2】. 任志斌, 顾海强, 陈钱春. 基于远程操作的通用变频器的研究与开发. 微电动机, 已发表
- 【3】. 李武君, 阮毅, 顾海强. 矢量控制系统电流解耦及调节器的设计. 电机与控制应用, 已录用

致 谢

在硕士论文研究的过程中,得到了许多老师和朋友无私的帮助和支持。在此,谨向你们一一致谢,以表达我的感激之情。

首先要感谢导师阮毅教授。读研期间,导师根据我的实际情况,因材施教,既对我严格要求、处处把关,又充分发挥我的主观能动性,培养我独立研究的能力。从论文选题、课题的进行,直到论文的定稿,每个环节和步骤都包含了导师的精心指导和辛勤培育。同时,导师艰苦朴素的作风,严谨的治学态度,诲人不倦的优良品质,渊博扎实的专业知识,都使我终生难忘。

同时感谢陈国呈老师,高艳霞老师,陈治川老师,杨影老师以及自动化系的其他老师,两年多来,老师们的言传身教让我受益匪浅。

衷心感谢刘旭博士,在整个课题过程中,他的指导和帮助使我受益匪浅;同时感谢李武君硕士,在系统调试过程中,他在电动机参数的辨识计算上给予了巨大的帮助。

另外,还要感谢同一教研室的任志斌博士、杨勇博士,徐静博士、邬大为、陈钱春、王仁峰、张朝艺、沈欢庆等人,是他们在遇到困难时,给了我无私的帮助。还要感谢同窗好友李南、陈小佳、刘海舰、张敏燕、洪文成等同学的帮助。感谢所有默默关心我的长辈和朋友。

最后,我还要感谢我的父母,你们对我的支持和理解是我永远的后盾,你们对我的期望使我不断更上一层楼。

谢谢大家。