

## 哈尔滨理工大学硕士学位论文原创性声明

本人郑重声明：此处所提交的硕士学位论文《基于 MRAS 异步电机无速度传感器矢量控制系统的研究》，是本人在导师指导下，在哈尔滨理工大学攻读硕士学位期间独立进行研究工作所取得的成果。据本人所知，论文中除已注明部分外不包含他人已发表或撰写过的研究成果。对本文研究工作做出贡献的个人和集体，均已在文中以明确方式注明。本声明的法律结果将完全由本人承担。

作者签名：孟兆博

日期：2010年6月12日

## 哈尔滨理工大学硕士学位论文使用授权书

《基于 MRAS 异步电机无速度传感器矢量控制系统的研究》系本人在哈尔滨理工大学攻读硕士学位期间在导师指导下完成的硕士学位论文。本论文的研究成果归哈尔滨理工大学所有，本论文的研究内容不得以其它单位的名义发表。本人完全了解哈尔滨理工大学关于保存、使用学位论文的规定，同意学校保留并向有关部门提交论文和电子版本，允许论文被查阅和借阅。本人授权哈尔滨理工大学可以采用影印、缩印或其他复制手段保存论文，可以公布论文的全部或部分内容。

本学位论文属于

保密，在 年解密后适用授权书。

不保密 。

(请在以上相应方框内打√)

作者签名：孟兆博

日期：2010年6月12日

导师签名：张彦青

日期：2010年6月12日

# 基于 MRAS 异步电机无速度传感器矢量控制系统的 研究

## 摘 要

交流电机调速控制系统的研究综合了电力电子技术、计算机控制、电机等多门学科的知识。由于交流电机多变量强耦合的特点,要实现高性能的交流电机调速控制难度较大。矢量控制理论为交流电机的高性能调速提供了基本保证。在矢量控制的基础上,由于速度传感器存在的一些缺陷,作为高性能调速系统的异步电机无速度传感器矢量控制系统不仅是现代交流传动控制一个重要的研究方向,也是当今研究的热点问题。

本文在对矢量控制原理详尽分析的基础上对无速度传感器获取速度信息的方法进行讨论,对基于 MRAS 无速度传感器矢量控制系统进行仿真,对实现系统所需的软硬件进行设计。

首先对交流电机控制策略的发展和多种无速度传感器控制技术进行了总结,归纳了各种控制方法以及无速度传感器速度估算方法的优缺点。接着概述了矢量控制、坐标变换、空间电压矢量调制的基本原理,描述了异步电机在不同坐标系下的数学模型。然后分析了基于模型参考自适应系统无速度传感器矢量控制的原理。以此为基础,在 MATLAB/Simulink 环境下对基于模型参考自适应系统的无速度传感器矢量控制系统进行了仿真,并对仿真结果进行了分析。最后以 TMS320F2810 DSP 为核心,进行了无速度传感器矢量控制系统的软硬件设计。

仿真结果验证了该 MRAS 速度辨识模型具有令人满意的辨识精度和动态性能,符合实际电机控制的要求。

**关键词** 异步电机; 无速度传感器; 矢量控制; 模型参考自适应

# Research on Speed-sensorless Vector Control System Based on MRAS for Asynchronous Motor

## Abstract

The research on AC motor speed control system includes the knowledge of many other subjects, such as the power electronic technology, the computer control engineering and the induction motor theory etc. Since the AC motor is a multi-variables and close coupling body, the realization of high performance induction control system becomes a hard work. Vector control theory provides a basic assurance for the high performance induction control. Due to the disadvantages of speed-sensor in vector control, speed-sensorless vector control comes to instead of speed-sensor in case of high precision and high performance. Speed-sensorless vector control system of induction motor is not only an important aspect but also a hotspot of investigation in modern AC drive.

In this dissertation, based on analysis the theory of speed-sensorless vector control system, the methods to estimate speed without sensor are discussed, the vector control system using model reference adaptive is simulated. To realize the designed system, necessary hardware and software are also schemed.

Firstly, progress of control strategies of alternating current motor and speed-sensorless vector control technology in recent years is summarized, and the advantages and disadvantages of different strategies are enumerated and compared. Then the principles of vector control, coordinate conversion and space vector pulse modulation (SVPWM) are expounded. Mathematical models of asynchronous motor in different coordinates are described. Then speed-sensorless vector control system based on model reference adaptive system (MRAS) is discussed. Based on these, the simulations of speed-sensorless vector control system with model reference adaptive system is realized in MATLAB/Simulink, and the simulation results are discussed. Finally, the software and hardware based on TMS320F2810 to realize speed-sensorless vector control system for

asynchronous motor are schemed.

The results of the simulation show that the speed-sensorless vector control system for asynchronous motor has a satisfactory identification accuracy and dynamic performance.

**Keywords** asynchronous motor, speed-sensorless, vector control, MRAS

# 目录

摘 要.....	I
Abstract .....	II
<b>第 1 章 绪论</b> .....	1
1.1 课题的背景及意义.....	1
1.2 交流调速技术的发展现状.....	2
1.3 无速度传感器矢量控制技术现状.....	4
1.3.1 直接算法.....	4
1.3.2 直接由状态方程合成法.....	5
1.3.3 基于模型参考自适应(MRAS)方法.....	5
1.3.4 基于自适应全阶状态观测器的方法.....	6
1.3.5 基于扩展卡尔曼滤波器的方法.....	6
1.3.6 高频信号注入法.....	7
1.3.7 基于神经网络的方法.....	7
1.4 本文研究的主要内容.....	8
<b>第 2 章 矢量控制及 SVPWM 的基本原理</b> .....	9
2.1 异步电机矢量控制的基本思想.....	9
2.1.1 矢量控制的坐标变换.....	11
2.1.2 异步电机的数学模型.....	13
2.2 SVPWM 控制技术的基本原理.....	15
2.3 本章小结.....	21
<b>第 3 章 基于 MRAS 无速度传感器控制的速度估算</b> .....	22
3.1 模型参考自适应系统设计的基本原则.....	23
3.2 基于 MRAS 速度辨识系统.....	25
3.2.1 参考模型可调模型和状态变量.....	25
3.2.2 确定自适应规律.....	25
3.3 本章小结.....	27
<b>第 4 章 无速度传感器矢量控制系统仿真与设计</b> .....	28
4.1 基于模型参考自适应控制的转速估计系统仿真.....	28
4.1.1 矢量变换模块.....	29
4.1.2 SVPWM 仿真模块.....	30

4.1.3 MRAS 转子磁链观测及速度估算模块 .....	34
4.1.4 系统仿真模型.....	35
4.2 仿真结果及分析.....	36
4.3 系统的主电路.....	42
4.4 系统软件设计.....	43
4.5 本章小结.....	46
结论.....	47
参考文献.....	48
攻读学位期间发表的学术论文.....	51
致谢.....	52

# 第 1 章 绪论

## 1.1 课题的背景及意义

异步电机的优势相当明显：价格低廉、速度调节范围大、结构简单、运行可靠、坚固耐用以及方便维护等。在电力电子技术快速发展的基础上，异步电机控制理论也得到了长足的进步，多种控制方法得以实现。

在1971年德国西门子公司的F. Blaschke等人首先提出了“异步电机定向控制原理”以及美国P. C. Custman和A. Clark等人提出的“异步电机的坐标变换控制”<sup>[1]</sup>。在此基础上后人对其理论经过长时间的试验和分析后，得出了目前在电机控制方面经常采用的控制方法-矢量控制。所谓矢量控制的控制策略就是将电机定子电流解耦，得到转矩电流和励磁电流的分量，在对其分别进行控制，从而获得与直流电动机相媲美的控制性能。

转速信息对于异步电机矢量控制是十分重要的，而准确的获得转速信息对于高性能电机控制是十分必要的。速度信息获取的方法大致可以分为直接测量法和间接测量法两种。直接测量法就是通过电子式或机电式速度传感器，例如光学编码器、霍尔效应器件(HALL)等，然后通过软件、电子电路等手段进行处理，最终测得其转速信息，它们通常可以分为测频率法和测周期法来获取速度信息。间接测量法是在电机的数学模型基础上，用定子的电压和电流进行估算，最终得出电机的转速信息。但是速度传感器对于电机有一定的影响，其缺陷也是很明显的<sup>[3,4]</sup>：

- 1) 安装速度传感器使系统的造价增加。除了传感器本身以外还需要增加相应的连接线、电子电路。这就增加了控制系统成本，同时也降低了其可靠性。
- 2) 增加系统转动惯量；
- 3) 安装编码器的时候，如果安装不妥当由于同轴度问题的影响，会使转速测量不准确；
- 4) 速度传感器的增加使电机的维护变得复杂，大大降低了其结构简单、坚固耐用的特点，同时也降低了系统的鲁棒性。
- 5) 电机运行时转速差距有时会很大，传感器的测速能力一般会有一定的限制，一个速度传感器很难准确的既测出电机在低速下的速度又测出电机

在高速下的速度。

- 6) 环境的改变会使编码器受到影响,有些编码器对环境的改变显得十分敏感,如振动、电磁干扰、温度和潮湿的变化会使编码器的工作受到影响,这就降低了整个调速系统的可靠性和准确性;

加入传感器有着如上所述的不利条件,这就使越来越多的学者把眼光投入到无速度传感器的研究中,无速度传感器已经成为了电机控制的发展方向。无速度传感器理论的出现,使电机中无需加入速度传感器,这样就减少了其带来的很多麻烦,同时使其造价减小,系统的可靠性增加;其次,系统的抗干扰能力大大增加,体积减小,维护起来变得方便,这也就使其实用性得到提高。

当今考虑到我国的自身状况以及能源的合理使用,对于大型电机控制方法改善的研究成为了控制领域的发展趋势。我国在无速度传感器研究的方向上还是初级阶段,并未实现产品化,与处于领先地位的德国和日本相比相差还比较大,高性能交流调速主要依赖于进口的控制器。因此在无速度传感器控制领域的需要我们做更加深入的研究<sup>[5]</sup>。

## 1.2 交流调速技术的发展现状

电力电子技术经过多年的发展,对于异步电机的控制已经由最初的工频驱动发展为变频控制转速,异步电机调速控制技术的成熟使用取代了直流电机调速控制技术。最初对于异步电机的变频控制没有闭环的控制回路;变频控制在不同的情况下控制策略不尽相同。电机运行时频率小于额定频率是改变电压变频控制方法,为了使磁通保持不变就要使电压与频率的比值保持不变,电机运行时的频率大于额定频率时用保持电压恒定变频弱磁控制方法。上述变频控制策略为开环控制,其性能特性不理想,然而因其理论简单实现起来方便,在很多对于控制性能要求不高的场合应用广泛。

随后的转速闭环滑差频率的控制方法,性能较好,应用于许多工业领域,然而闭环中加入了速度传感器,其理论中电机模型只是在理想的情况下控制的。而由于环境等影响,电机运行时的控制实现还无法与直流电机相比。

随着电机控制方法的发展,人们提出了矢量控制策略,通过静止坐标、旋转坐标之间变换的提出,使得定子电流解耦得到转矩电流和励磁电流,分别对其控制,这样达到了与直流电机控制相当的控制结果,由于其良好的控制特性目前应用于电机控制领域范围较广。然而磁场定向控制对于电机设计



的要求较高，因此对于电机的参数识别和较先进的速度识别方法有待进一步的研究。

在 20 世纪 80 年代由国外提出了直接转矩控制，为异步电机控制开辟了新道路。直接转矩控制用空间矢量的分析方法，以定子磁场定向方式，对定子磁链和电磁转矩进行直接控制。以其独特新颖的思想，较简单的计算，较快的控制系统动态响应被很多学者采用并深入研究<sup>[6]</sup>。

交流电动机的四代控制策略，如表 1-1 所示<sup>[7]</sup>。

目前应用广泛的感应电机高性能控制方法主要是直接转矩控制和磁场定向矢量控制。

表1-1 交流电动机控制策略

Table 1-1 Alternating current motor control strategy

代	名称	速度环	优点	缺点
第一代	正弦脉冲宽度调制控制	开环	控制策略简单容易实现，价格低廉。	系统性能不高，控制曲线会随负载的变化变化、响应较慢
第二代	空间电压矢量脉冲宽度调制控制	开环	模型简单、转矩脉动小、电压利用率高、易于数字控制。	没有引入转矩调节、电路环节较多、系统性能没有得到根本改善。
第三代	矢量控制	闭环	动态性能好、调速范围宽、能与直流电机系统相媲美。	矢量旋转变换复杂、计算繁琐、转子磁链难以准确观测。
第四代	直接转矩控制	闭环	动态性能好、计算简单、速度与转矩响应快。	转矩脉动较大、调速范围窄、低速性能差。

要满足异步电机的高性能控制要求就必须准确的获取转速信息。对于上述的三四代控制策略需要闭环控制，转速信息对其控制精度是十分重要的。对于转速信息准确的获取，由于速度传感器存在的缺陷，出现了采用无速度传感器替代速度传感器的理论。无速度传感器速度观测以电机的数学模型为基础，通过对其电压、电流的观测，经过计算得出最终的速度信息。

随着电子器件的发展和功能更加完善的微处理器的推出，为计算复杂的现代电机控制理论提供了有效的平台，微处理器中的软件语言更是让我们在电机控制在实际应用中变得简便、可行。

## 1.3 无速度传感器矢量控制技术现状

要更加高效率的控制异步电机就必须准确的检测出速度信息。而速度传感器的增加给电机运行带来了很大的不便,不仅成本增加,而且使电机运行系统变得不稳定、不可靠,由于速度传感器缺陷的存在使得无速度传感器的研究成为了一个重要的研究方向,是高性能电机控制的关键技术所在。一般来讲,采用无速度传感器控制,低频时产生高的启动转矩,使其控制在对转矩、转速有要求的情况下可以应用。这是因为无速度传感器在低速时速度检测的误差较大,其电动机参数影响算法估算速度的准确性,致使低速时对电机控制性能不理想,使得其调速范围明显小于有速度传感器控制的控制系统。然而,在通风机、泵、压缩机等对速度检测精度要求不高的场合应用广泛。

如今,由于硬件性能的提高,复杂的估算方法得以应用,速度估算方法得到了飞速的发展。其方法大致可以分为以下几类<sup>[8]</sup>:

- 1) 直接算法;
- 2) 直接由状态方程合成法;
- 3) 模型参考自适应法(MRAS-Model Reference Adaptive System);
- 4) 基于自适应全阶状态观测器的方法;
- 5) 基于扩展卡尔曼滤波器(EKF-Extended Kalman Filter)的方法;
- 6) 高频信号注入法;
- 7) 基于神经网络的方法。

### 1.3.1 直接算法

直接算法在算法上简单直观,它是电机通过坐标变换后得到的表达式后,直接利用电磁方程式得到关于转差的数学表达式,然后根据转差与转速之间的关系对转速进行估算。这种方法实用性较好,在实际生产中得到了广泛的应用。早期的日本电机控制厂家经常采用这种基于直接算法的无速度传感器矢量控制策略对速度进行估算。

但是,由于该控制方法并没有良好的闭环检测、校正环节,使电机控制的性能不够理想:1)直接算法中会用到坐标变换,计算过程不正确时,导致整个系统的动态特性的不稳定;2)异步电机模型是一个非线性的数学模型,各种电机参数会随环境变化而变化,由于没有良好的反馈系统,使得速度估算受到影响;3)由于引入积分环节使得系统在低速下产生漂移,因此在低速

下估算误差较大。

### 1.3.2 直接由状态方程合成法

直接由状态方程合成法同样计算简单直观,利用同步转速信号 $\omega_e$ 建立方程观测出磁链,最终导出同步转速信息 $\omega_e$ 。然后利用同步转角频率 $\omega_e = \omega_r + \omega_{sl}$ ,并通过计算得到转差 $\omega_{sl}$ ,利用 $\omega_r = \omega_e - \omega_{sl}$ 最终得到速度估算信息。ABB、东洋电机曾在产品中使用该方法<sup>[9]</sup>。然而,直接由状态合成法依赖于电机参数的准确性,当参数因环境变化而变化时,观测结果误差较大。同样它也是实属开环的。

### 1.3.3 基于模型参考自适应(MRAS)方法

基于模型参考自适应(MRAS)方法,根据异步电机在两相静止坐标系下的数学模型,分别建立起转子磁链观测器的两种不同的模型,也就是不含角速度项的电压方程和还有角速度项的电流方程。利用电压方程的输出作为转子磁链的期望值,电流模型输出作为转子磁链的推算值,通过自适应机构的设计使识别系统的全局渐近稳定。从而使可调模型输出跟随参考模型输出,达到了速度估算的目的。该方法减小了速度推算的计算误差,采取了转速闭环的辨识方法,使得系统稳定性得到提高,系统控制的动态特性得到良好的改善。根据参考模型及可调模型选择上的不同,产生了不同的基于MRAS的速度估算方法<sup>[10]</sup>。

在多种MRAS速度估算方法中,上述利用电压方程作为参考模型,而电流方程作为可调模型,由于都是对同一个物理量磁链的观测结果进行计算,计算量小,实际误差小,故应用最多。然而在其参考模型中引入了纯积分环节,致使产生漂移,使得估计速度在低速下与实际速度误差较大。文献[10]采用了变参数PI调节的方法,改善了其低速下估算不准确的缺点。但这种方法还是受到电机参数改变致使测量精度下降。文献[11]提出了“反电动势+低通滤波器”的模型来替代对磁链的计算以解决其低速下受到纯积分环节的影响。三菱的部分产品中使用此方法。为增加系统的稳定性,解决低速下估算不准确,避免环境改变电机参数不准确对调速系统的影响,文献[11]提出了将MRAS的参考模型和可调模型改为采样瞬时无功功率进行自适应估算。

### 1.3.4 基于自适应全阶状态观测器的方法

上面所介绍的几种速度估算的方法，都是对转子磁链进行观测而并没有进行真正的检查和校正，事实上并没有形成完全的闭环控制。由于这些方法在速度估算上均有积分的存在，而且电机参数易受环境影响而变换，因此估算的误差较大<sup>[12]</sup>。

基于自适应全阶状态观测的方法是真正意义上的闭环控制，对于系统带来的各种影响能够快速的进行辨识，得到稳定性强的控制系统。它不仅需要对转子磁链进行观测，而且加入对定子电流的观测，分别进行观测值与测量值比较输出误差，然后建立估算偏差的自适应方程并建立相应的自适应律，从而达到了估算速度的目的。这种估算方法运用了模型参考自适应的基本思想，只是把参考模型和可调模型进行调整，参考模型变成了电机的本身，而可调模型就是全阶状态观测器。

这种估算方法所建立的异步电机控制系统具有良好的稳定性和速度跟随性。但是对于环境的变化导致电机参数变化给系统带来的影响并没有得到很好的改善。文献[13]中的基于滑模观测器的转速估计方法改善了这方面的问题，对于电机参数影响、系统噪声到了抑制作用。

### 1.3.5 基于扩展卡尔曼滤波器的方法

异步电机经过坐标变换得到的两项坐标系下的数学模型，这个数学模型是一个非线性的方程组，如果将这个方程组与运动方程结合起来，并在一定的时间上对于电机转速测量速度是不变的。结合运动方程过程一个新的方程组，其中输入变量为 $[u_{s\alpha} \ u_{s\beta}]^T$ ， $[i_{s\alpha} \ i_{s\beta}]^T$ 是输出量，方程中状态变量为 $[i_{s\alpha} \ i_{s\beta} \ \psi_{r\alpha} \ \psi_{r\beta} \ \omega_r]^T$ <sup>[14,15]</sup>。这种方法是卡尔曼滤波早期的设想。后来经过学者的不断改进，在1987年将卡尔曼滤波用于参数识别中，随后提出了估算转子磁链和时间常数的方法<sup>[16]</sup>。这种方法使电机参数变化的影响降低。后来Young.Seok Kim等人提出了通过异步电机状态方程的分析，对于定子电流无需检测，并得出了对于磁链、转速等变量进行有效的同时估计方法<sup>[17]</sup>。

扩展卡尔曼滤波器法利用电机的五阶非线性模型，将电机的转速动态的估算出来，使转速成为一个变量。经过这种方法的处理降低了噪声，并使估计的误差大大的减小<sup>[18]</sup>。然而电机由于本身非线性强耦合且各参数易受环境

影响而改变，而参数的准确是这种方法的关键，而且该方法计算量过大实现困难<sup>[19]</sup>。

### 1.3.6 高频信号注入法

高频信号注入法需要在电机的定子端加入三相对称的高频电压信号，而电机内部或外部干扰往往会使电机变得不对称，这样电机就会产生一个磁凸极，注入的信号会将这个磁凸极的位置检测出来，从而对速度进行估算<sup>[20]</sup>。该方法为无速度传感器理论研究开辟了一个新的方向。

然而，这个方法对电机参数的要求很好，并且要求各种运行、检测都是在理想状态下完成的。如果偏差稍大就会导致整个测速系统的不准确，并且需要设定合适的参数才能够保证电机低速下的速度估算的准确性<sup>[21]</sup>。因此该方法需要精准的测量和计算，这就依赖于高端的硬软件的开发。在目前来讲要实现该方法在实际生产制造中的应用是很困难的。

### 1.3.7 基于神经网络的方法

人工神经网络(简称神经网络, NN)是由神经元互联组成的网络,它是从微观结构和功能上对人脑的抽象、简化,是模拟人类智能的一条重要途径,反映了人脑功能的若干基本特征。20世纪80年代以来,由于人工神经网络要就去的突破性进展,与控制理论相结合,发展起来的控制领域前沿学科。已成为智能控制的一个新的分支,以其特有的非线性特性、学习能力和自适应性,使神经控制能对变化的环境(包括外加扰动、测量噪声、被控对象的事变特性三方面)具有自适应性,且成为基本上不依赖于模型的一类控制,为解决复杂的非线性、不确定的控制问题开辟可新的道路。神经网络控制已经应用许多控制场合。神经网络在无速度传感器电机控制中主要是利用最终测量的电压、电流反馈为输入量,经过设计的神经网络函数进行锻炼,通过学习得到转子磁链信息和位置信息,从而对速度进行估算。由于其学习能力的智能性,该方法对于外界环境变化使电机参数变化的影响降低,电机运行对于它的干扰削弱。这种方法已经被众多学者进行改进,并获得了很好的效果,比如 Abdellfattah Ba.Ran 等提出一种利用神经网络对定子磁链进行辨识的方法<sup>[22]</sup>。Michael.T.Wishart 等提出了一种利用神经网络辨识转速和控制定子电流的方法<sup>[23]</sup>。

虽然神经网络在交流调速中取得了一些成果。然而神经网络稳定性和收敛性问题的存在还需要我们做更深入的研究，而且学习速度较慢，为满足实时控制的需要，必须予以解决。这些研究都是通过仿真来实现的，这主要是因为其硬件实现有很大难度，通常需要专门的硬件来做支持，使得这一方法的应用还尚处于起步阶段，离实用化尚有一段路要走。

## 1.4 本文研究的主要内容

本文主要研究基于 MRAS 异步电机的无速度传感器矢量控制方法。其主要内容包括：

1. 阐述异步电机矢量控制以及空间电压矢量脉宽调制(SVPWM)的基本原理。
2. 对 MRAS 基本原则进行详细讨论，实现一种基于模型参考自适应方法异步电机无速度传感器矢量控制方法。
3. 详细介绍基于 MRAS 无速度传感器异步电机矢量控制系统的结构组成及其实现方法，并在 MATLAB/Simulink 中进行了仿真。
4. 进行了系统的软硬件设计。

## 第 2 章 矢量控制及 SVPWM 的基本原理

任何调速系统的任务都是调节和控制电动机的转速，而转速通常情况下是通过转矩来控制的。转速—转矩特性是每一个电动机的主要特性。服从如下方程式：

$$T_e - T_L = J \frac{d\omega_r}{dt} \quad (2-1)$$

式中， $T_L$ ——电动机的负载转矩；

$T_e$ ——电动机的电磁转矩；

$\omega_r$ ——电动机的角速度；

$J$ ——转动惯量。

直流电动机的电磁转矩关系简单，容易控制；交流电动机的电磁转矩关系复杂，难以控制<sup>[24]</sup>。但是，由于两者产生电磁转矩有着相同的规律和基础，都是在相同转矩公式基础上建立起来的，因此根据电机的统一性，通过坐标变换，就可以将交流电动机转矩控制变换成直流电机转矩控制的模式。

### 2.1 异步电机矢量控制的基本思想

矢量控制理论是由德国 F.Blaschke 于 1971 年提出，实现了电流的解耦并找出了磁通分量和转矩分量分别进行控制，并实现了经过坐标变换与测量值之间的转换关系式，最终控制使异步电机能够像控制直流电机一样对每一个分量进行单独控制，从而提高了控制的效率。

保证磁场的等效是矢量变换的基础。三相异步电动机定子三相绕组嵌在定子铁心槽中，如果时间上相差 $120^\circ$ 时通以空间上相互差 $120^\circ$ 的交流电，则会产生一个不断转动的磁势 $F$ ，同时它有一定的角速度 $\omega_e$ ，如图 2-1 a)所示。而通过研究，并不是只有三相绕组通以平衡电流才能得到这样的旋转磁势。在每一个多线绕组中，通以相对应的电流也能够产生与三相绕组产生的磁势。图 2-1 b)中给出了在空间上相差 $90^\circ$ 所产生的旋转磁场， $\alpha$ 和 $\beta$ 为二个相互垂直的绕组，通以平衡电流后同样会产生磁场。如果将这个静止的相互垂直的磁场角速度 $\omega_e$ 旋转起来，就建立起一个两相旋转的绕组 MT，如图 2-1 c)所示。其中 T 绕组中通以的直流电流表示为 $i_T$ ，M 绕组中通以的直流电流表示为 $i_M$ ，这样就产生了一个与三相绕组所产生的旋转磁势相同的 $F$ 。 $i_M$ 为产

生电机磁场的磁通分量，而与  $i_M$  垂直的分量  $i_T$  相当于直流电机转矩电流分量。通过调节  $i_M$  的大小便可调节磁场的强弱，通过调节  $i_T$  便能够调节转矩的大小<sup>[24]</sup>。

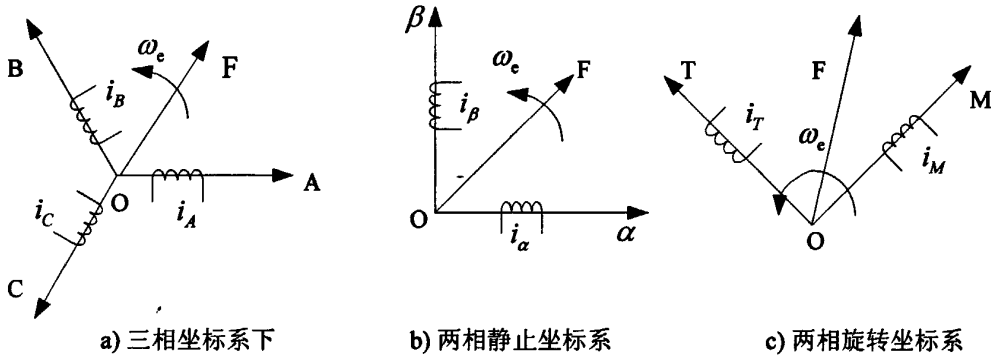


图 2-1 不同绕组等效示意图

Fig.2-1 Diagram of different and equivalent windings

将用静止坐标系所表示的电动机矢量转换到以转子磁场定向或气隙磁场的坐标系就构成了异步电机矢量变换控制。三相的定子电流  $i_A$ 、 $i_B$ 、 $i_C$  经过三相静止坐标系到两相静止坐标系的变换(Clark 变换)，然后经过两相静止坐标系到两相旋转坐标系的变换(Park 变换)，最终使旋转坐标下的  $i_M$  分量与磁场方向相一致，经过坐标变换后的异步电动机就能够像直流电动机一样转矩与励磁实现了独立控制。这样就可以按照直流电机控制规则来控制交流异步电机。异步电机坐标变换实现解耦的基本原理图如图 2-2。

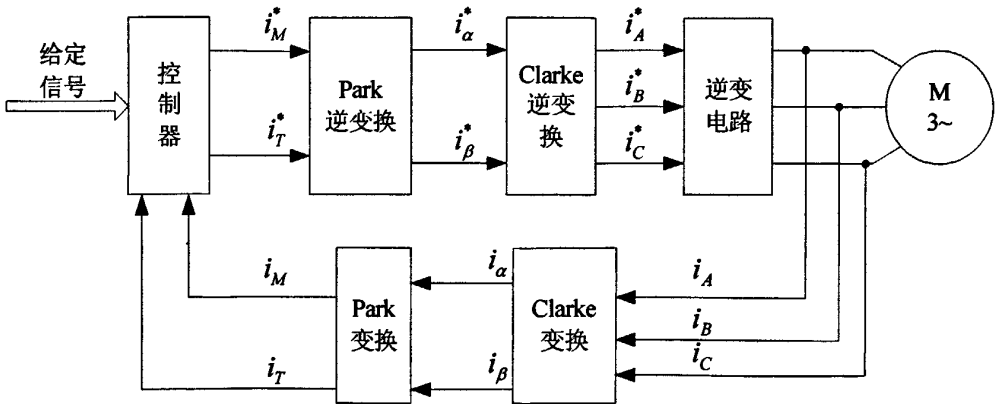


图 2-2 异步电机坐标变换控制基本原理的框图

Fig.2-2 Block diagram of vector control system



### 2.1.1 矢量控制的坐标变换

坐标变换遵循的原则为<sup>[25]</sup>:

- 1) 变换前后的电流产生的旋转磁场等效;
- 2) 变换前后的两个系统的电动机功率保持不变。

1. 三相静止坐标系到两相静止坐标系的变换(Clarke 变换) 图 2-3 中空间上互差120°的三相绕组 A、B、C 的磁势矢量以及与其对应的空间上互差 90°的两相绕组  $\alpha$ 、 $\beta$  的磁势矢量在空间的位置关系。其中假定 A 轴与  $\alpha$  轴方向一致。

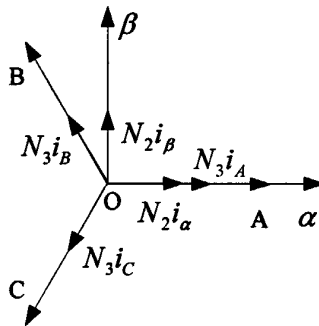


图 2-3 三相绕组和两相绕组的各相磁势

Fig.2-3 Magnetic potential of three-phased windings and two phased windings

根据矢量坐标变换原则，两者的磁场完全等效，也就是说合成磁势矢量分别在两个坐标系坐标轴上的投影应该是等效的。因此就可以得到

$$\begin{cases} N_2 i_\alpha = N_3 i_A + N_3 i_B \cos 120^\circ + N_3 i_C \cos(-120^\circ) \\ N_2 i_\beta = 0 + N_3 i_B \sin 120^\circ + N_3 i_C \sin(-120^\circ) \end{cases} \quad (2-2)$$

式中， $N_2$ 、 $N_3$  表示三相电动机和两相电动机定子的每相绕组有效匝数。

根据上式解得

$$\begin{cases} i_\alpha = \frac{N_3}{N_2} (i_A - \frac{1}{2} i_B - \frac{1}{2} i_C) \\ i_\beta = \frac{N_3}{N_2} (0 + \frac{\sqrt{3}}{2} i_B - \frac{\sqrt{3}}{2} i_C) \end{cases} \quad (2-3)$$

用矩阵的形式可表示为

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{N_3}{N_2} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad (2-4)$$

引入一个独立于  $i_\alpha$ 、 $i_\beta$  的变量  $i_0$  使变换矩阵变成方阵，并称它为零轴电流。该轴同时垂直于  $\alpha$ 、 $\beta$  轴，因此形成  $\alpha$ 、 $\beta$ 、 $0$  轴坐标系。定义

$$N_2 i_0 = KN_3 i_A + KN_3 i_B + KN_3 i_C \quad (2-5)$$

式中： $K$  为待定系数。

因此，式(2-4)可以表示为

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = \frac{N_3}{N_2} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ K & K & K \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad (2-6)$$

根据功率不变的变换原则<sup>[25]</sup>，可以解得三相静止坐标系到两相静止坐标系(即 Clarke 变换)式为

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad (2-7)$$

2. 两相静止坐标到两相同步旋转坐标的变换(2s/2r 变换) 图 2-4 表示两种坐标系， $\alpha$ - $\beta$  为两相静止坐标系。M、T 绕组在空间上垂直放置。如果让 M、T 坐标以角速度  $\omega_e$  旋转，使产生的  $i_s$  与  $\alpha$ - $\beta$  坐标系等效。M、T 和  $\alpha$ 、 $\beta$  轴的夹角  $\varphi_s$  是一个变量，在不同的时刻有不同的值。

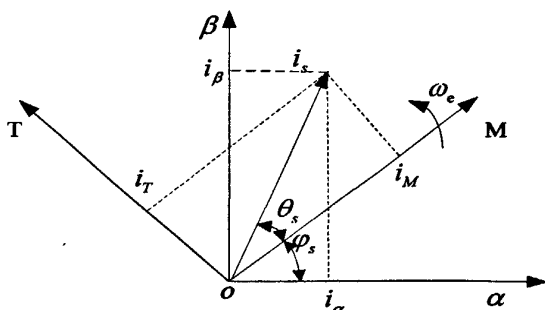


图 2-4 定子电流矢量在  $O\alpha\beta$  坐标系和 MT 坐标系上的投影

Fig.2-4 Projection of stator current vector in  $O\alpha\beta$  and MT coordinates



2.1.2.1 静止坐标系  $O\alpha\beta$  系统中的数学模型 根据异步电机在三相坐标轴上的模型, 可以推出其在静止坐标系  $O\alpha\beta$  中的数学模型<sup>[26]</sup>。

### 1. 静止坐标系电压方程式

由于本文采用的是三相鼠笼式异步电机, 它的转子是短路的, 因此有转子电压  $U_{\alpha 2} = U_{\beta 2} = 0$ , 则其电压方程可以表示为

$$\begin{bmatrix} U_{\alpha 1} \\ U_{\beta 1} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s s & 0 & L_m s & 0 \\ 0 & R_s + L_s s & 0 & L_m s \\ L_m s & \omega_r L_m & R_r + L_r s & \omega_r L_r \\ -\omega_r L_m & L_m s & -\omega_r L_r & R_r + L_r s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha 1} \\ i_{\beta 1} \\ i_{\alpha 2} \\ i_{\beta 2} \end{bmatrix} \quad (2-11)$$

式(2-11)中:  $i_{\alpha 1}$ 、 $i_{\beta 1}$ 、 $i_{\alpha 2}$ 、 $i_{\beta 2}$  分别是电机定、转子电流的  $\alpha$  轴、 $\beta$  轴分量;  $U_{\alpha 1}$ 、 $U_{\beta 1}$  分别是电机定子电压的  $\alpha$  轴、 $\beta$  轴分量;  $R_s$ 、 $R_r$  分别是电机的定转子电阻;  $L_s$ 、 $L_r$ 、 $L_m$  分别为电机的定子电感、转子电感、互感;  $\omega_r$  是电机转子转速。

### 2. 磁链方程式

异步电机的磁链方程可表示为

$$\begin{bmatrix} \psi_{\alpha 1} \\ \psi_{\beta 1} \\ \psi_{\alpha 2} \\ \psi_{\beta 2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha 1} \\ i_{\beta 1} \\ i_{\alpha 2} \\ i_{\beta 2} \end{bmatrix} \quad (2-12)$$

式中:  $\psi_{\alpha 1}$ 、 $\psi_{\beta 1}$ 、 $\psi_{\alpha 2}$ 、 $\psi_{\beta 2}$  为定、转子磁链在  $\alpha$  轴、 $\beta$  轴的分量。

### 3. 转矩方程式

在  $O\alpha\beta$  坐标系的电磁转矩为

$$T_e = pL_m(i_{\beta 1}i_{\alpha 2} - i_{\beta 2}i_{\alpha 1}) \quad (2-13)$$

式中:  $p$  是电机极对数。

## 2.1.2.2 同步旋转坐标系 MT 系统中的数学模型

### 1. 电压方程式

在同步旋转坐标系 MT 系统中有转子电压同样为零, 即  $U_m = U_t = 0$ , 则其电压方程可表示为

$$\begin{bmatrix} U_M \\ U_T \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s s & -\omega_e L_s & L_m s & -\omega_e L_m \\ \omega_e L_s & R_s + L_s s & \omega_e L_m & L_m s \\ L_m s & 0 & R_r + L_r s & 0 \\ \omega_s L_m & 0 & \omega_s L_r & R_r + L_r s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_M \\ i_T \\ i_m \\ i_t \end{bmatrix} \quad (2-14)$$

式中： $i_M$ 、 $i_T$ 、 $i_m$ 、 $i_r$ 分别为定、转子电流在 M、T 轴的分量； $\omega_s$ 为转差角速度； $U_M$ 、 $U_T$ 分别为定子电压在 M、T 轴的分量； $\omega_c$ 为同步旋转角速度。

### 2.磁链方程式

在采用转子磁场定向后，转子磁链 $\psi_r$ 方向与 M 轴一致，此时则有 $\psi_r = \psi_m$ 。因此磁链方程为

$$\begin{cases} \psi_M = L_s i_M + L_m i_m \\ \psi_T = L_s i_T + L_m i_r \\ \psi_m = L_m i_m + L_r i_r \\ 0 = L_m i_T + L_r i_r \\ \psi_r = \psi_m \end{cases} \quad (2-15)$$

上式中： $\psi_M$ 、 $\psi_T$ 分别为定子磁链在 M、T 轴的分量， $\psi_m$ 为转子磁链在 M 轴分量， $\psi_r$ 为转子磁链。

根据式(2-14)及(2-15)可得

$$\psi_r = \psi_m = L_m \frac{i_M}{1 + T_r s} \quad (2-16)$$

其中： $T_r$ 为转子时间常数， $T_r = \frac{L_r}{R_r}$ 。

当 $\psi_r$ 保持不变时则有

$$\psi_r = \psi_m = L_m i_M \quad (2-17)$$

### 3.转矩方程式

在转子磁场定向的 MT 坐标轴系中，电机的电磁转矩的方程如式(2-18)所示。

$$T_e = p \frac{L_m}{L_r} \psi_r i_r \quad (2-18)$$

显然，在磁通恒定的情况下电磁转矩 $T_e$ 只与定子电流的 T 轴分量 $i_r$ 有关，因此，在磁通恒定的情况下只要调节 $i_r$ 就可以调节 $T_e$ 。

### 4.转速方程式

$$\begin{cases} \omega_s = \frac{1}{T_r} \frac{i_r}{i_M} \\ \omega_r = \omega_c - \omega_s \end{cases} \quad (2-19)$$

## 2.2 SVPWM 控制技术的基本原理

电压空间矢量控制从电机角度出发，能够使电机获得状态很好的圆形磁

场。该控制方法用逆变器将不同开关的组合形成了理想磁环圆，对于电机控制与传统的脉宽调制技术相比效果是最好的，而且是直接控制功率器件的开关状态，并具有算法简单、直流电压利用率高等优点，使其在电机控制领域得到广泛应用。

图 2-6 是一个典型的电压型 PWM 逆变器，任意时刻的空间电压矢量  $u_s$  可以表示为式(2-20)所示<sup>[27]</sup>。

$$u_s = \frac{2}{3}(u_A + u_B e^{j2\pi/3} + u_C e^{j4\pi/3}) \quad (2-20)$$

对图 2-6，本文做如下定义：每一路逆变桥的上桥臂开通下桥臂关断的状态为 1，反之上桥臂关断而下桥臂开通的状态为 0。则可得到八种开关组合。

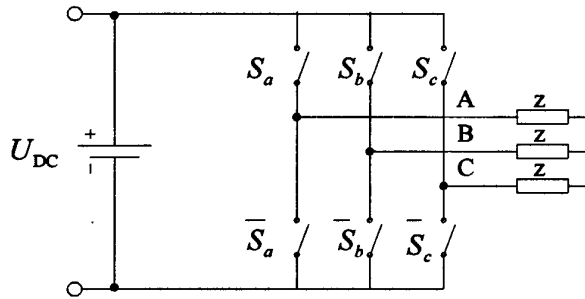


图 2-6 三相电压型逆变电路

Fig.2-6 Circuit diagram of voltage source inverter

取  $S_a$ 、 $S_b$ 、 $S_c$  分别代表 A, B, C 三路逆变桥桥臂开关的状态则对应的线电压和相电压可表示为：

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \end{bmatrix} = U_{DC} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (2-21)$$

$$\begin{bmatrix} U_A \\ U_B \\ U_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} U_{DC} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (2-22)$$

将式(2-22)代入到式(2-20)中，求出八个基本电压空间矢量。根据其开关状态将其命名为  $V(S_a S_b S_c)$ ，其中  $i = 0 \sim 7$ 。具体的空间矢量图如图 2-7 所示。

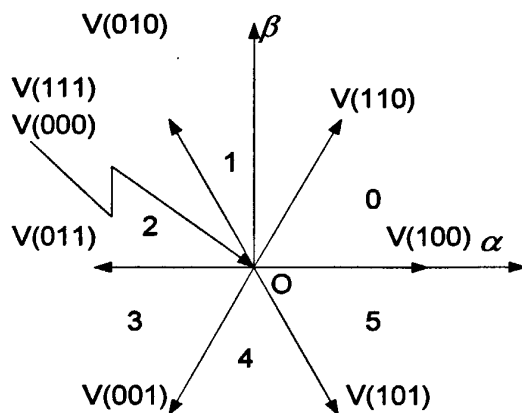


图 2-7 基本电压空间矢量

Fig.2-7 Diagram of basic voltage space vector

表 2-1 开关状态与相电压在两相静止坐标系  $O\alpha\beta$  的分量的对应关系

Table 2-1 The relationship between switch state and phase voltage

$S_a$	$S_b$	$S_c$	$u_\alpha$	$u_\beta$	对应的基本矢量
0	0	0	0	0	V(000)
1	0	0	$\sqrt{\frac{2}{3}}U_{DC}$	0	V(100)
1	1	0	$\sqrt{\frac{1}{6}}U_{DC}$	$\sqrt{\frac{1}{2}}U_{DC}$	V(110)
0	1	0	$-\sqrt{\frac{1}{6}}U_{DC}$	$\sqrt{\frac{1}{2}}U_{DC}$	V(010)
0	1	1	$-\sqrt{\frac{2}{3}}U_{DC}$	0	V(011)
0	0	1	$-\sqrt{\frac{2}{3}}U_{DC}$	$-\sqrt{\frac{1}{2}}U_{DC}$	V(001)
1	0	1	$-\sqrt{\frac{1}{6}}U_{DC}$	$-\sqrt{\frac{1}{2}}U_{DC}$	V(101)
1	1	1	0	0	V(111)

如图 2-7 所示，将一个圆形磁场平均分成六份，每一份形成一个空间电压的扇区，其标号如图所示。若将一个任意给定的磁链  $F$ ，表示为矢量电压

$u$  的形式( $u$  的长度不大于任意矢量的长度),使电压矢量以角速度  $\omega_e$  绕原点旋转,  $\omega_e$  为电机的同步转速。那么  $u$  可以由它两个相邻的矢量构成,这就形成了空间电压矢量调制技术。在通过三项静止坐标系到两相静止坐标系的转换后,空间电压矢量在两相静止坐标系  $O\alpha\beta$  与开关状态的对应关系如表 2-1 所示<sup>[28]</sup>。

图 2-7 给出了电压基本矢量,对于任意给定的电压空间矢量,可以通过选择合适的逆变器开关状态或对应工作电压矢量的组合,能够产生一个平均的电压空间矢量,并且与给定的电压空间矢量相等。具体实现还要解决下面 3 个问题: 1) 判断磁链空间电压矢量所在的扇区; 2) 计算扇区的基本电压矢量的作用时间; 3) 确定基本电压矢量的作用顺序。

1. 判断磁链空间电压矢量所在的扇区图 2-7 中给出了扇区分布图,本文按照磁链空间电压矢量  $u$  所在的扇区相邻两个矢量对  $u$  进行合成,因此若要得到矢量  $u$  必须确定其所在扇区。而本文中的电压空间矢量是以在两相静止坐标系  $O\alpha\beta$  坐标系下  $u_\alpha$ 、 $u_\beta$  的形式给出的,具体确定  $u$  所在的扇区的方法如下。

$$\begin{cases} a = u_\beta \\ b = \frac{\sqrt{3}}{2}u_\alpha - \frac{1}{2}u_\beta \\ c = -\frac{\sqrt{3}}{2}u_\alpha - \frac{1}{2}u_\beta \end{cases} \quad (2-23)$$

表 2-2  $N$  与  $u$  所在扇区对应关系

Table 2-2 Relationship between  $N$  and sector

$N$	1	2	3	4	5	6
扇区	1	5	0	3	2	4

根据上式中 3 个变量  $a$ 、 $b$  和  $c$  的正负确定所在扇区的 3 个二进制位编码 A、B 和 C 的值:

如果  $a > 0$ , 那么  $A=1$ , 否则  $A=0$ ;

如果  $b > 0$ , 那么  $B=1$ , 否则  $B=0$ ;

如果  $c > 0$ , 那么  $C=1$ , 否则  $C=0$ ;

再根据 3 个二进制位编码 A、B 和 C 的值计算十进制扇区编号  $N$  的值:



$$N = 4C + 2B + A \quad (2-24)$$

$N$  与  $u$  所在扇区的关系如表 2-2 所示。

## 2. 计算两相邻基本电压矢量的作用时间

为了便于分析空间矢量调制中各固定工作电压矢量的分配，假设控制过程中才用中性对称的 PWM 波形。这样由于 PWM 的对称性，只需要考虑 PWM 波形的半周期情况，也就是只计算一半周期时间内电压矢量组合的时间分配问题。电压空间矢量组合的时间分配是依据伏秒平衡原则与时间总和恒定原则，即

$$\begin{cases} u_{vi}T_1 + u_{vj}T_2 + u_{v0}T_0 + u_{v7}T_7 = u_{av}T \\ T_1 + T_2 + T_0 + T_7 = T \end{cases} \quad (2-25)$$

其中  $u_{vi}$ 、 $u_{vj}$  是包含给定电压空间矢量  $u_{av}$  的两个相邻的工作电压矢量， $u_{v0}$ 、 $u_{v7}$  是零电压矢量， $T_1$ 、 $T_2$ 、 $T_0$ 、 $T_7$ 、 $T$  分别为对应电压空间矢量  $u_{vi}$ 、 $u_{vj}$ 、 $u_{v0}$ 、 $u_{v7}$  和  $u_{av}$  在半周期内的作用时间

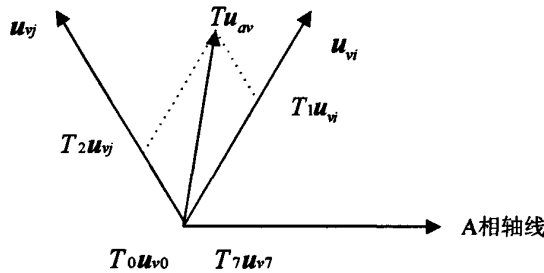


图 2-8 电压空间矢量的线性分解

Fig.2-8 Linear decomposition diagram of voltage vector

记扇区起始工作电压矢量编号为  $i$ ， $j$ 。如图 2-8 所示，设选择的工作电压矢量分别表示为：

$$\begin{cases} u_{vi} = \frac{2}{3} U_{dc} e^{j\theta_i} \\ u_{vj} = \frac{2}{3} U_{dc} e^{j(\theta_i + \frac{\pi}{3})} \\ u_{v0} = u_{v7} = 0 \end{cases} \quad (2-26)$$

给定的电压空间矢量表示为

$$u_{av} = U_{ave} e^{j(\theta + \theta_i)} \quad (2-27)$$

于是, 将式(2-26)与(2-27)代入式(2-25)中的第一个伏秒平衡方程, 消去相同的因子  $e^{j\theta}$  后得到:

$$\frac{2}{3}U_{dc}T_1 + \frac{2}{3}U_{dc}e^{j\pi/3}T_2 = \frac{2}{3}U_{av}e^{j\theta}T \quad (2-28)$$

式(2-28)两边的实部、虚部分别相等就可以求出工作电压矢量作用时间  $T_1$  和  $T_2$ :

$$\begin{cases} T_1 = \frac{\sqrt{3}U_{av}}{U_{dc}}T \sin(\frac{\pi}{3} - \theta) \\ T_2 = \frac{\sqrt{3}U_{av}}{U_{dc}}T \sin \theta \\ t_0 = \frac{T - T_1 - T_2}{2} \end{cases} \quad (2-29)$$

由于在本文中只给定了电压空间矢量在静止坐标系中的两个分量, 即

$$u_{av} = u_{sa} + ju_{sb} \quad (2-30)$$

根据式(2-29)可求出空间电压矢量的作用时间  $T_1$  和  $T_2$ :

$$\begin{cases} T_1 = \frac{\sqrt{3}T}{U_{dc}}(u_{sa} \sin(\theta_i + \frac{\pi}{3}) - u_{sb} \cos(\theta_i + \frac{\pi}{3})) \\ T_2 = \frac{\sqrt{3}T}{U_{dc}}(-u_{sa} \sin \theta_i + u_{sb} \cos \theta_i) \end{cases} \quad (2-31)$$

3. 确定基本电压矢量作用顺序电压空间矢量中有两个零电压矢量, 将开关状态全为零作为开始, 将开关状态全为零作为终点, 中间按照只有一个 1 的开关状态, 然后有两个 1 的开关状态组合, 再回到两个 1 和一个 1 的空间电压矢量。这样会使电压空间矢量转换时开关转换的次数最少, 可以得到作用顺序表 2-3 所示<sup>[25]</sup>。

表 2-3 电压矢量的作用顺序

Table 2-3 Sequence of voltage space vector work

扇区	电压矢量作用顺序
0	V(000)→V(100)→V(110)→V(111)→V(110)→V(100)→V(000)
1	V(000)→V(010)→V(110)→V(111)→V(110)→V(010)→V(000)
2	V(000)→V(010)→V(011)→V(111)→V(011)→V(010)→V(000)
3	V(000)→V(001)→V(011)→V(111)→V(011)→V(001)→V(000)
4	V(000)→V(001)→V(101)→V(111)→V(101)→V(001)→V(000)
5	V(000)→V(100)→V(101)→V(111)→V(101)→V(100)→V(000)

## 2.3 本章小结

本章首先介绍了异步电机矢量控制，推导了坐标变换矩阵，在此基础上建立了异步电机两相静止坐标系和两相旋转坐标系下的数学模型。然后介绍了 SVPWM 控制的基本原理，指出了具体实现要解决的相应问题，并对其进行了详尽的解释。

### 第3章 基于 MRAS 无速度传感器控制的速度估算

由于采用速度传感器进行速度检测对于电机控制系统带来的缺陷和麻烦，而高性能电机控制对于转速的闭环控制的要求，使得无速度传感器的研究成为了一个重要的研究方向，是高性能电机控制的关键技术所在。当今越来越多的学者将眼光投向于无速度传感器控制系统的研究。其中首要问题是解决速度估算。

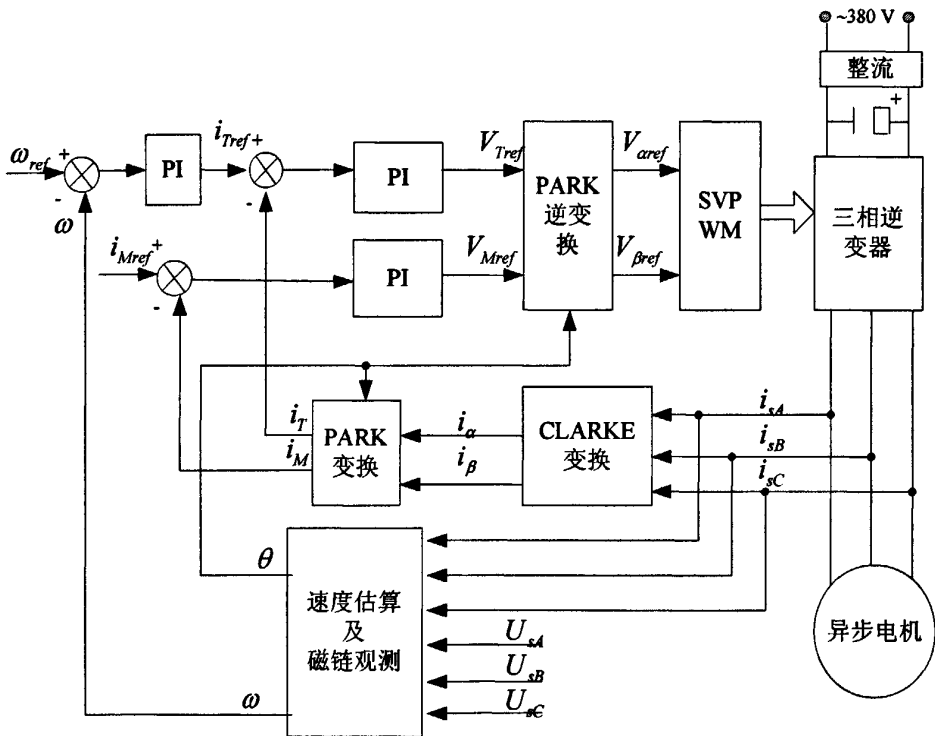


图3-1 无速度传感器矢量控制原理框图

Fig.3-1 Block diagram of speed-sensorless vector control system

本文采用模型参考自适应系统(MRAS)对速度进行估算辨识如图3-1所示。自适应控制系统适合于消除结构扰动对系统特性的作用。而反馈控制系统适合于消除状态扰动的作用在各种类型的自适应系统方案中，模型参考自适应系统相对易于实现，具有较快的自适应速度，能够在多种情况下应用<sup>[27]</sup>。

交流电动机无速度传感器的矢量控制技术只是电机转速的获取途径、方法不同，也是沿用磁场定向控制技术。基于模型参考自适应系统在速度闭环

控制环节中加入模型参考自适应速度估算取代传统的速度传感器。

### 3.1 模型参考自适应系统设计的基本原则

模型参考自适应系统理论(Model Reference Adaptive System)源于确定性的伺服问题，是修正自身特性以适应对象和扰动的动特性的变化为目的发展起来的<sup>[28]</sup>。因其直观、方便的控制理论以和对控制系统良好的跟踪能力，已经在控制领域中得到了较广泛的应用。模型参考自适应控制可分为并联型和串联型，在实际电机控制中应用较多的是并联型模型参考自适应系统，基本结构如图3-2所示<sup>[29]</sup>。

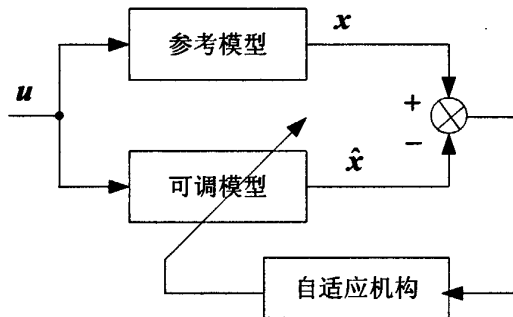


图 3-2 MRAS 基本结构

Fig.3-2 Basic structure of MRAS

从图中可以看到，并联型模型参考自适应系统由参考模型、可调模型以及自适应机构构成。其中参考模型和可调模型所产生的输出一般为同一个或具有同样物理意义的变量，两者进行比较后的信息差，经过自适应机构的调节。调节后的信息返回到可调模型，取代过去的可调模型信息，从而使其参数或者物理量能够动态的跟随变化。参考模型和可调模型选取的规则为：参考模型方程中不含有待估计的参数或物理量，可调模型方程中含有待估计的参数或物理量<sup>[30,31]</sup>。参考模型矩阵方程表达式为：

$$x_m = A_m x_m + B_m u, \quad x_m(0) = x_{m0} \quad (3-1)$$

式中， $u$  为  $m$  维的输入矢量， $x_m$  为  $n$  维状态矢量， $A_m, B_m$  分别为  $m$  维的定常数矩阵。这里参考模型的选择应当是相对理想的，它可以随时的进行观测并能够对其控制。可调模型的矩阵方程表达式为：

$$\begin{aligned} x_s &= A_s(e, t)x_s + B_s(e, t)u \\ x_s(0) &= x_{s0}, A_s(0) = A_{s0}, B_s(0) = A_{s0} \end{aligned} \quad (3-2)$$

式中,  $x_s$  为  $n$  维状态向量,  $A_s(e, t)$  和  $B_s(e, t)$  均是随时间变化而变化的常数矩阵。将上述两个矩阵经过自适应规律进行调节, 在调节过程中用到的为

$$e = x_m - x_s \quad (3-3)$$

在模型参考自适应算法中需要设计一个相应的自适应规律, 使得广义误差  $e$  能够按照一定的规律来调节参数矩阵  $A_s(e, t)$  和  $B_s(e, t)$ 。按照这个规律的调节最终使广义误差  $e$  逐渐趋近于零。自适应机构的设计需要考虑到识别系统的全局稳定性, 以保证状态收敛, 因此其中应包含记忆功能的积分作用, 即可调参数不仅依赖当前时刻的  $e(t)$ , 也与它的过去值  $e(\tau)$  有关,  $\tau \leq t$  [32,33]。因此, 对于模型参考自适应系统中的参数矩阵  $A_s(e, t)$  和  $B_s(e, t)$  可以由式(3-4)和式(3-5)得到。

$$A_s(e, t) = \int_0^t F_1(v, \tau, t) d\tau + F_2(v, t) \quad (3-4)$$

$$B_s(e, t) = \int_0^t G_1(v, \tau, t) d\tau + G_2(v, t) \quad (3-5)$$

式中,  $v = De$ ,  $D$  为线性补偿器, 作用是提高系统的稳定性。

可以看出广义误差  $e$  决定了模型参考自适应控制系统自适应机构中的自适应律 [35]。为了实现自适应系统的自适应能力, 要求广义误差  $e$  逐渐收敛。由式(3-1)~(3-5)经过整理得出广义误差  $e$  为

$$e = Ame + \{A_m - A_s(0) - \int_0^t F_1(v, \tau, t) d\tau + F_2(v, t)\} x_s + \{B_m - B_s(0) - \int_0^t G_1(v, \tau, t) d\tau + G_2(v, t)\} u \quad (3-6)$$

根据式(3-6), 令式右边等于  $w_1$ , 就可以得到下面的方程组, 即并联型模型参考自适应系统的方程组

$$e = Ame + w_1 \quad (3-7)$$

$$v = De \quad (3-8)$$

$$w = -w_1 = \left[ \int_0^t F_1(v, \tau, t) d\tau + F_2(v, t) + A_s(0) - A_m \right] x_s + \left[ \int_0^t G_1(v, \tau, t) d\tau + G_2(v, t) + B_s(0) - B_m \right] u \quad (3-9)$$

根据方程(3-7)、(3-8)和(3-9)能够得到等价的系统, 该系统由两部分内容组成: 一个线性部分和一个时变非线性反馈部分。根据这种形式等价的非线性时变反馈系统, 本文采用朗道(Landau)利用波波夫提出的超稳定理论设计的自适应规律 [36]。

## 3.2. 基于 MRAS 速度辨识系统

### 3.2.1 参考模型可调模型和状态变量

由第二章式(2-11)、(2-12)可以推导出下面方程:

$$\begin{bmatrix} \frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} \\ \frac{d\psi_{r\beta}}{dt} \end{bmatrix} = -\frac{L_r}{L_m} \begin{bmatrix} R_s + L'_s s & 0 \\ 0 & R_s + L'_s s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \frac{L_r}{L_m} \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (3-10)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} \\ \frac{d\psi_{r\beta}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1/T_r & -\omega_r \\ \omega_r & -1/T_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{r\alpha} \\ \psi_{r\beta} \end{bmatrix} + \frac{L_m}{T_r} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (3-11)$$

上式中:  $\psi_{r\alpha}$ 、 $\psi_{r\beta}$  分别为转子磁链  $\psi_r$  在  $\alpha$ 、 $\beta$  轴的分量;  $i_{s\alpha}$ 、 $i_{s\beta}$  分别为定子电流在  $\alpha$ 、 $\beta$  轴的分量;  $u_{s\alpha}$ 、 $u_{s\beta}$  分别为定子电压在  $\alpha$ 、 $\beta$  轴的分量;  $L'_s$  定子漏电感,  $L'_s = \sigma L_s$ , 其中  $\sigma = 1 - L_m^2 / L_r L_s$ 。

因为它是由测量的定子电压和电流确定的, 式(3-10)表示参考模型也就是转子磁链的电压模型。因电流模型构成的式(3-11)为含有但估计参数  $\omega_r$ , 将式(3-11)作为可调模型, 其中估计量  $\omega_r$  记为  $\hat{\omega}_r$ 。如果两者存在偏差, 则说明估计值  $\hat{\omega}_r$  和实际转速  $\omega_r$  不一致。当可调模型估计得出的  $\psi_r$  与参考模型中观测出的  $\psi_r$  一致, 则估算的转速  $\hat{\omega}_r$  与实际转速  $\omega_r$  一致; 由上可推断出参考模型的磁链观测值与可调模型估计值之间的误差与估算速度之间存在一定的联系, 其关系即为图 3-2 中的自适应机构, 为了使可调模型的估计值  $\hat{\omega}_r$  能逼近真实的  $\omega_r$ , 就是要利用可调模型与参考模型间的状态矢量偏差产生一个合适的自适应规律。

### 3.2.2 确定自适应规律

将式(3-11)用估计值表示, 则有

$$\begin{bmatrix} \frac{d\hat{\psi}_{r\alpha}}{dt} \\ \frac{d\hat{\psi}_{r\beta}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1/T_r & -\hat{\omega}_r \\ \hat{\omega}_r & -1/T_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\psi}_{r\alpha} \\ \hat{\psi}_{r\beta} \end{bmatrix} + \frac{L_m}{T_r} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (3-12)$$

上式中： $\hat{\omega}_r$ 为根据电流模型估算的电机转速值； $\hat{\psi}_{r\alpha}$ 、 $\hat{\psi}_{r\beta}$ 为转子磁链估计值  $\hat{\psi}_r$ 在 $\alpha$ 、 $\beta$ 轴的分量。

用式(3-11)减去式(3-12)，得出动态广义误差 $e = \psi_r - \hat{\psi}_r$ ，可得

$$\begin{bmatrix} \frac{de_\alpha}{dt} \\ \frac{de_\beta}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1/T_r & -\omega_r \\ \omega_r & -1/T_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} - (\hat{\omega}_r - \omega_r) \mathbf{J} \begin{bmatrix} \hat{\psi}_{r\alpha} \\ \hat{\psi}_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (3-13)$$

式中： $e_\alpha$ 、 $e_\beta$ 为转子磁链 $\psi_r$ 的误差 $e$ 在静止坐标轴系 $\alpha$ 、 $\beta$ 轴的分量； $\mathbf{J}$ 为斜对称矩阵， $\mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$ 。

根据波波夫超稳定理论<sup>[30]</sup>，能够推导出电机转子速度的估计式为：

$$\hat{\omega}_r = \int K_i (\hat{\psi}_{r\alpha}\psi_{r\beta} - \hat{\psi}_{r\beta}\psi_{r\alpha}) d\tau + K_p (\hat{\psi}_{r\alpha}\psi_{r\beta} - \hat{\psi}_{r\beta}\psi_{r\alpha}) \quad (3-14)$$

其中： $K_p$ 为比例系数； $K_i$ 为积分系数。

也可以将上式写成如下形式：

$$\hat{\omega}_r = \left( \frac{K_i}{s} + K_p \right) \varepsilon_\omega \quad (3-15)$$

式中： $\varepsilon_\omega$ 为 $\hat{\psi}_r \times \psi_r$ 的偏差信息，即， $\varepsilon_\omega = |\hat{\psi}_r| |\psi_r| \sin \alpha_r$ ，或 $\varepsilon_\omega = \hat{\psi}_{r\alpha}\psi_{r\beta} - \hat{\psi}_{r\beta}\psi_{r\alpha}$ 其中 $\alpha_r$ 是 $\hat{\psi}_r$ 和 $\psi_r$ 间的角偏差。

因此可以将图 3-2 具体化为图 3-3 的形式。

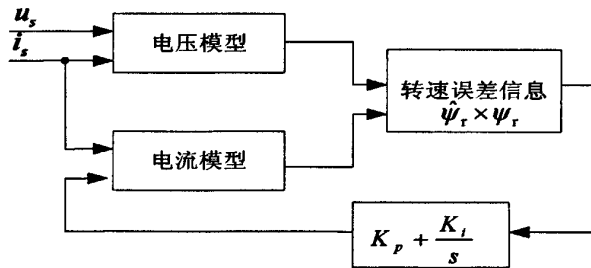


图 3-3 MRAS 转速估计系统框图

Fig.3-3 Block diagram of MRAS speed estimate system

由图 3-3 中详细的描述了模型参考自适应速度估算的理论实现：利用参考模型和可调模型相同物理量 $\psi_r$ 的输出，通过确定的自适应律得到磁链误差信息 $\varepsilon_\omega$ ， $\varepsilon_\omega$ 经过 PI 调节器后产生了速度信号 $\hat{\omega}_r$ ，然后再将其送入可调模型中并将其更新，这样就使可调模型的输出 $\hat{\psi}_r$ 和参考模型的输出 $\psi_r$ 逐渐一致，也就是偏差信息 $\varepsilon_\omega$ 能够逐渐趋近于零，从而使估算转速 $\hat{\omega}_r$ 接近实际转速 $\omega_r$ 。



利用式(3-14)能够可容易的在 Simulink 中实现速度辨识仿真模型建立。

### 3.3 本章小结

本章主要介绍了模型参考自适应基本理论，并指出了算法中的电压模型和电流模型，通过自适应规律建立 MRAS 速度识别系统。

## 第 4 章 无速度传感器矢量控制系统仿真与设计

要实现高性能控制要求，就需要对设计的控制系统进行仿真研究。对于控制系统的仿真研究可以减少研究费用，缩短从理论研究到产品生产的时间。在仿真的过程中可以找到控制系统中存在的问题，并且在软件的辅助下对其进行有效的修改，得到优化的控制系统以及控制系统最优参数。这样就增加了首次应用的成功率。实际测量中实现比较困难的物理量通过仿真也可以较精确的测量得到。不仅如此，由于一些硬件成本较高，如果不能够正确的应用会造成硬件的损坏，甚至造成人员的安全受到威胁。通过对其硬件环境系统的仿真研究可以避免试验的破坏性，对于故障下的系统进行较全面的分析和判断<sup>[38]</sup>。

MATLAB 仿真软件的推出，为电机控制的实现提供了有效的仿真平台。经过 20 余年的软件发展，目前的 MATLAB 已成为科学研究不可缺少的标志性仿真软件，其数字、图像、编程功能的基础上电机控制系统的数学建模、仿真分析可以很方便地实现。在 MATLAB 环境下的 Simulink，保持了 MATLAB 中对数字、图像处理的优势，并可方便地进行编程，在此基础上对于设计的研究系统实时、动态的建模、仿真和分析<sup>[39]</sup>。

### 4.1 基于模型参考自适应控制的转速估计系统仿真

本文在矢量控制基础上，对基于模型参考自适应无速度传感器控制在 MATLAB 下建立了仿真模型，并对其结果进行分析。本系统根据异步电机实际情况对参数进行设置，仿真用到的异步电动机、逆变器均为 SimPowerSystems 模块中的模型，在此基础上规定异步电机中的电流、电压等物理量均是可测量的。本文将整个系统分成各自算法的模块建立子系统，并将每个子系统进行封装，封装后的各子系统连接构成了整个的电机控制系统。

本系统中的子模块分别为：SVPWM 调制模块、电机模块、逆变器模块、转子磁链观测及 MRAS 转速估计模块、矢量变换模块及 PI 调节模块。其中电机模块和逆变器模块采用 SimPowerSystems 模块中的模型。

### 4.1.1 矢量变换模块

根据第二章中的式(2-7), (2-9), (2-10)得出 Clarke 变换、Park 变换、Park 逆变换的仿真模型分别如图 4-1、4-2、4-3 所示。

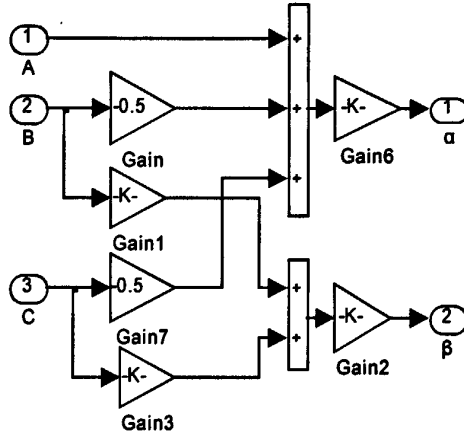


图 4-1 Clarke 变换的仿真模型

Fig.4-1 Simulation model of Clarke transformation

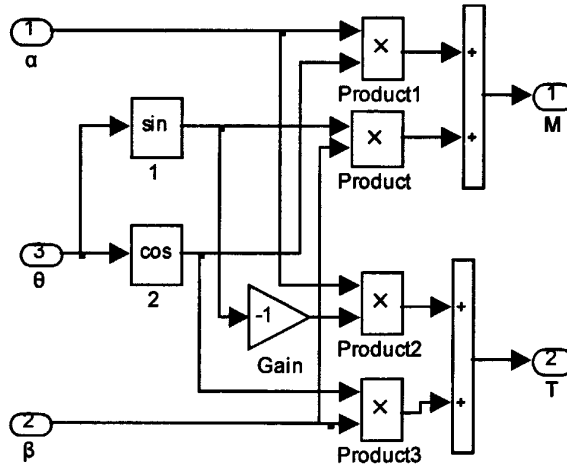


图 4-2 Park 变换的仿真模型

Fig.4-2 Simulation model of Park transformation

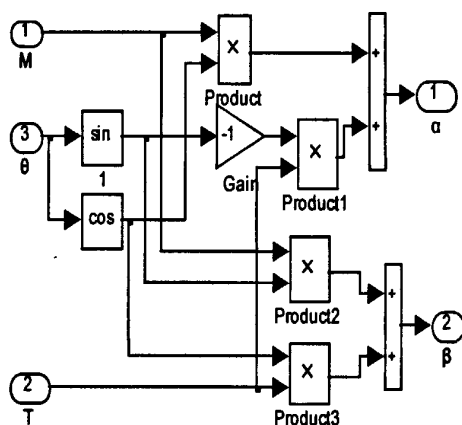


图 4-3 Park 逆变换的仿真模型

Fig.4-3 Simulation model of Park inverse transformation

### 4.1.2 SVPWM 仿真模块

1. 电压矢量  $u$  所在区间的判断 根据第二章的分析可知，已知电压矢量  $u$  在  $\alpha$ 、 $\beta$  轴的分量  $u_\alpha$ 、 $u_\beta$ ，通过式(2-23)、式(2-24) 及表(2-2)可以得出电压矢量  $u$  所在的区间。区间判断模块的仿真模型如图 4-4 所示。

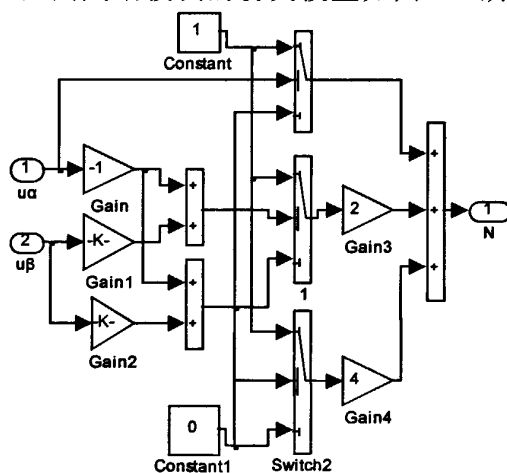


图 4-4 电压矢量区间的判断

Fig.4-4 Simulation model of sector judge

2. 基本电压矢量工作时间的计算模块 为了方便仿真模型的建立，本文引入 3 个通用变量  $x$ ， $y$ ， $z$ ；并定义如下：

$$\begin{cases} x = \sqrt{3}U_{\beta}T/U_{DC} \\ y = (\frac{\sqrt{3}}{2}U_{\beta} + \frac{3}{2}U_{\alpha})T/U_{DC} \\ z = (\frac{\sqrt{3}}{2}U_{\beta} - \frac{3}{2}U_{\alpha})T/U_{DC} \end{cases} \quad (4-1)$$

根据式(4-1)可以建立计算  $x$ ,  $y$ ,  $z$  的仿真模型如图 4-5

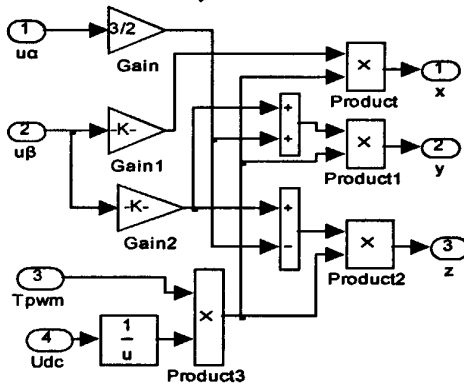


图 4-5  $x$ ,  $y$ ,  $z$  计算仿真模型

Fig.4-5 Simulation model of  $x$ ,  $y$  and  $z$  calculation

根据式(2-31)以及式(4-1)中通用变量的确立,可以得到个扇区空间电压矢量作用时间以通用变量  $x$ 、 $y$ 、 $z$  所表示,如表(4-1)所示。

表 4-1 不同的扇区  $t_1$ ,  $t_2$  与  $x, y, z$  对应关系

Table 4-1 Relationship between  $t_1$ ,  $t_2$  and  $x, y, z$  at different sectors

扇区	0	1	2	3	4	5
$t_1$	$-z$	$z$	$x$	$-x$	$-y$	$y$
$t_2$	$X$	$y$	$-y$	$Z$	$-z$	$-x$

根据上表可以建立仿真模型如图 4-6 所示。

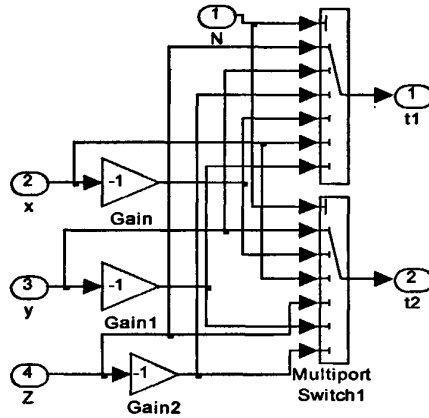
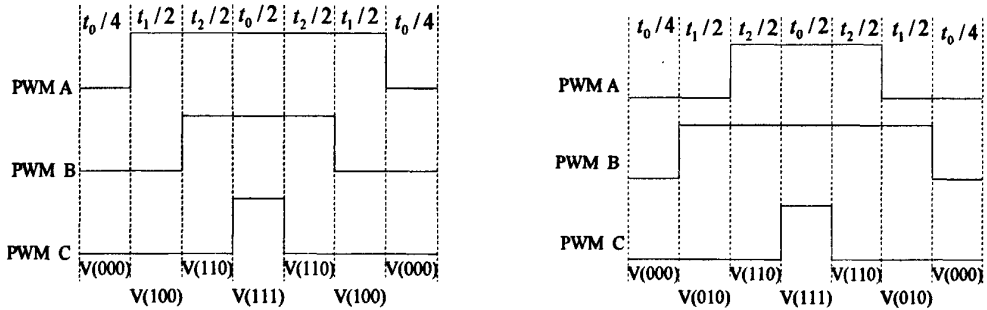


图 4-6  $t_1$ 、 $t_2$  计算仿真模型

Fig.4-6 Simulation model of  $t_1$  and  $t_2$  calculation

3. 计算矢量切换点模块 根据表(2-3)，三段零矢量和四段非零矢量组成了 SVPWM 波形。从而得到了如图(4-7)的第一扇区和第二扇区的 SVPWM 的信号示意图。



a) 第一扇区 SVPWM 信号图

b) 第二扇区 SVPWM 信号图

图 4-7 扇区内 SVPWM 信号示意图

Fig.4-7 Sketch map of SVPWM signal at a sector

在计算矢量切换点时，设  $T_a = (T_{PWM} - T_1 - T_2) / 4$ ， $T_b = T_a + T_1 / 2$ ， $T_c = T_b + T_2 / 2$ 。图 4-8 为  $T_1$ 、 $T_2$ — $T_a$ 、 $T_b$ 、 $T_c$  转换模块图。

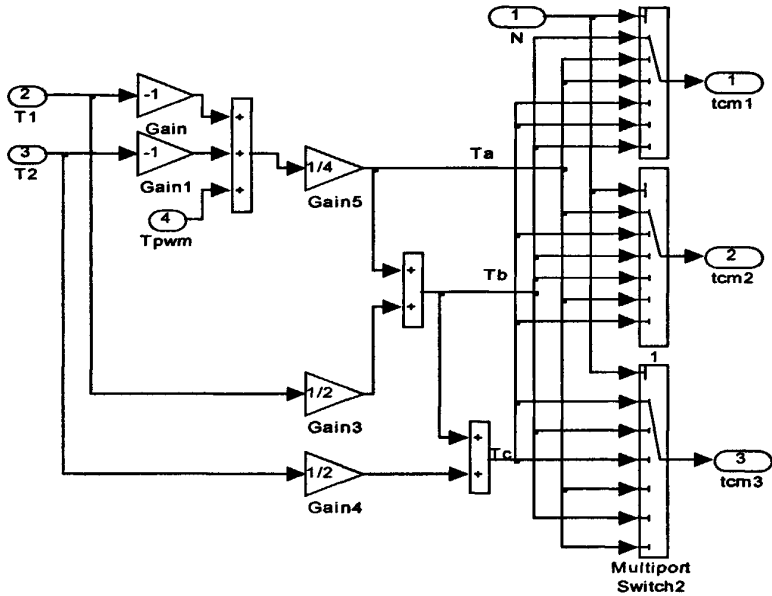


图 4-8 计算矢量切换点仿真模型

Fig.4-8 Simulation model of vector transfer point calculation

4. SVPWM 波生成模块 调制 SVPWM 波本文选用三角波，并设其周期为  $T_i$ ，设定三角波周期值为  $0.0001s$ 。经过三个波形的比较，最终调制出 SVPWM 波，波形生成仿真模块如图 4-9 所示。

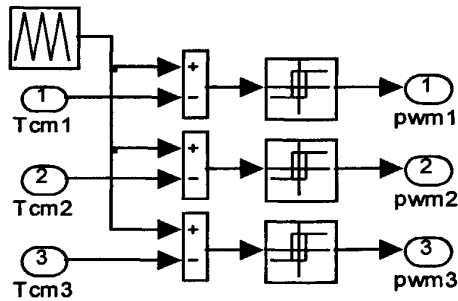


图 4-9 SVPWM 波生成仿真模型

Fig.4-9 Simulation model of SVPWM generation

利用上述各子系统模块组成矢量控制 SVPWM 仿真模块，如图 4-10 所示。

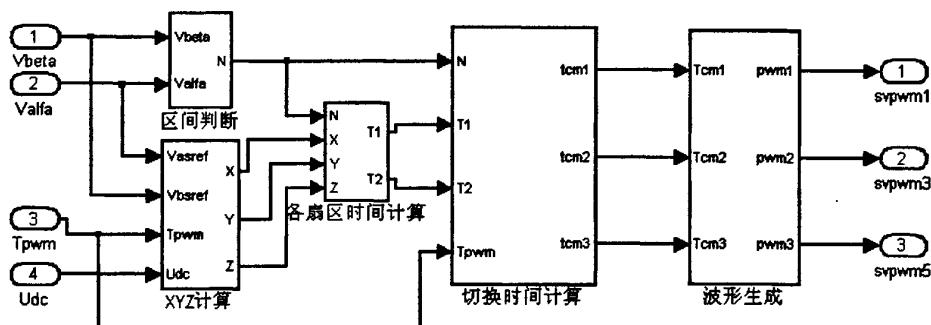


图 4-10 矢量控制 SVPWM 仿真模块

Fig.4-10 Modulation of vector control system emulation

### 4.1.3 MRAS 转子磁链观测及速度估算模块

由第三章建立的电压模型作为参考模型，电流模型作为可调模型，经过式(3-15)的自适应率对转速估算，估算的仿真模型如图 4-11 所示，其中磁链观测模型由电压模型得到。

图中的  $K_p$  和  $K_i$  分别为比例和积分的系数，它们的大小对于自适应系统的收敛过程产生影响。具体影响情况如下

#### 1. $K_p$ 对系统性能的影响

对动态性能的影响：比例控制  $K_p$  增大，使系统动作灵敏，速度加快； $K_p$  偏大，震荡次数加大，调节时间加长；当  $K_p$  过大时，系统会趋于不稳定。若  $K_p$  太小又会使系统的动作缓慢。对稳态特性的影响：加大比例系数，在系统稳定的情况下，可以减小稳态误差，提高控制精度，但加大  $K_p$  只减小误差却不能完全消除稳态误差。

#### 2. $K_i$ 对系统性能的影响

对动态特性的影响：积分控制通常使系统的稳定性下降， $K_i$  太大，系统将不稳定， $K_i$  偏大，振荡次数较多； $K_i$  太小，对系统性能的影响减小。对稳态特性的影响：积分控制能消除系统的稳态误差，提高控制系统的控制精度，但若  $K_i$  太小，积分作用太弱，以至不能减小稳态误差。

经过仿真过程中的反复调试，最后得到在  $K_p=2500$ ， $K_i=5$  得到的仿真效果最好。



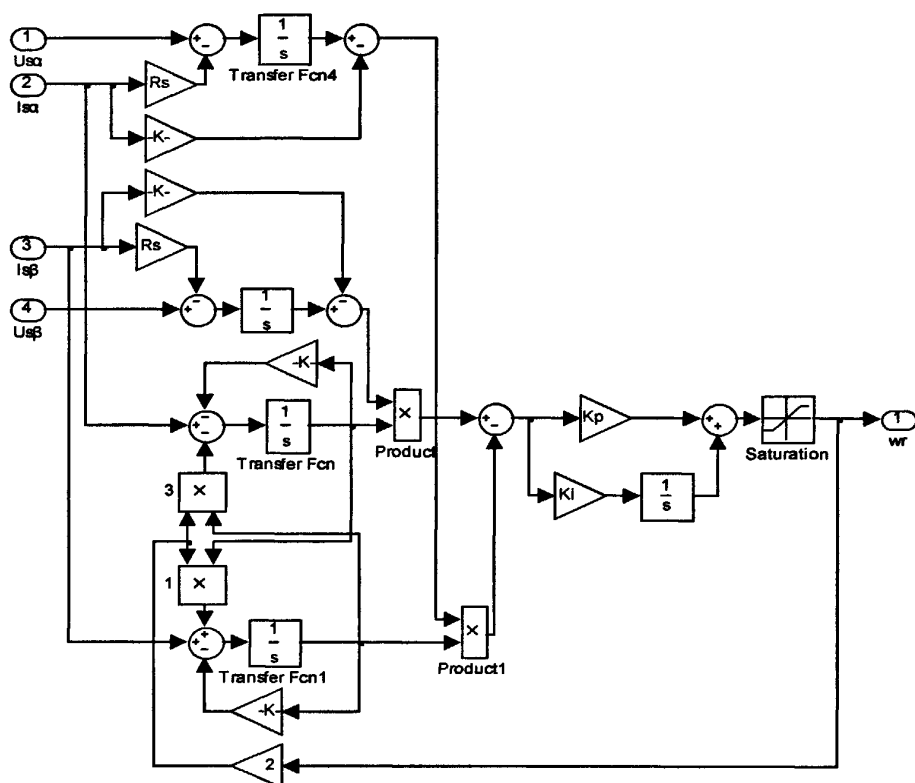


图 4-11 基于 MRAS 转速估计系统仿真模型

Fig.4-11 Simulation model based on MRAS

#### 4.1.4 系统仿真模型

将上述的各子模块连接起来就构成了系统的仿真模型如图 4-12 所示。其中用到了三个 PI 调节器：转速 PI 调节器，转矩电流 PI 调解器，励磁电流 PI 调节器。它们的输出都需要限幅，转速 PI 调节输出限幅的幅值是电机能够输出最大转矩，其余两个电流 PI 控制器的限幅为电压空间矢量的最大电压。

经过在仿真实验中的反复调试，系统中的三个 PI 调节器的参数为：转速 PI 调节器： $K_p = 20$ ， $K_i = 3$ ；励磁电流 PI 调节器： $K_p = 60$ ， $K_i = 490$ ；转矩电流 PI 调节器： $K_p = 60$ ， $K_i = 490$ 。

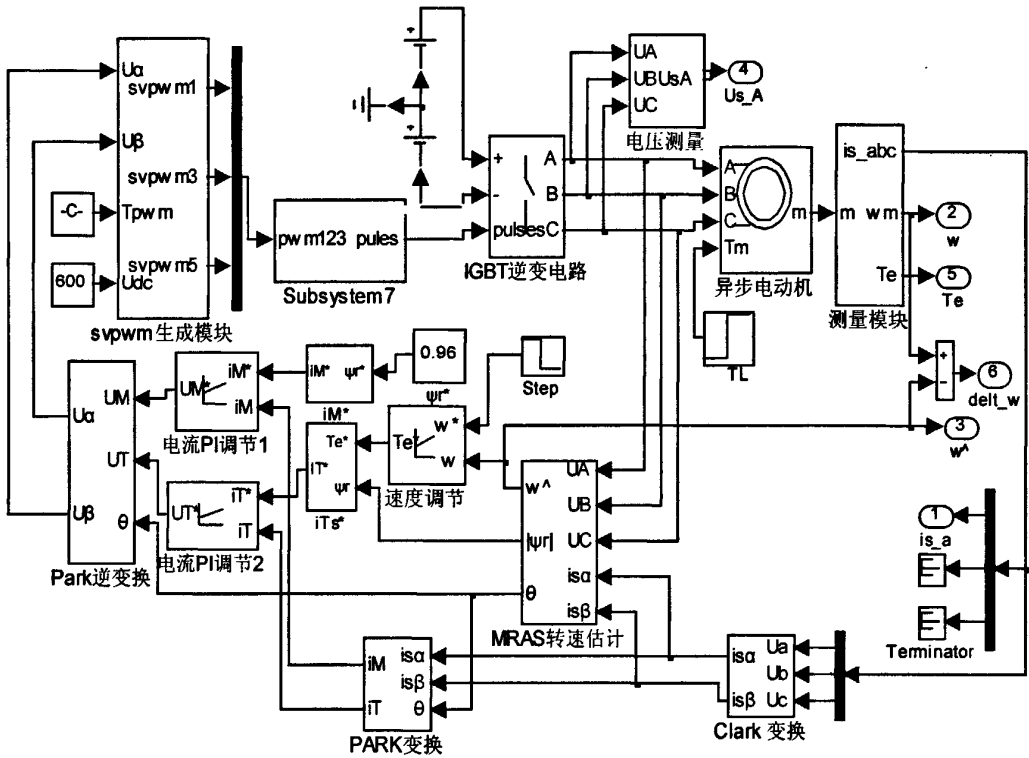


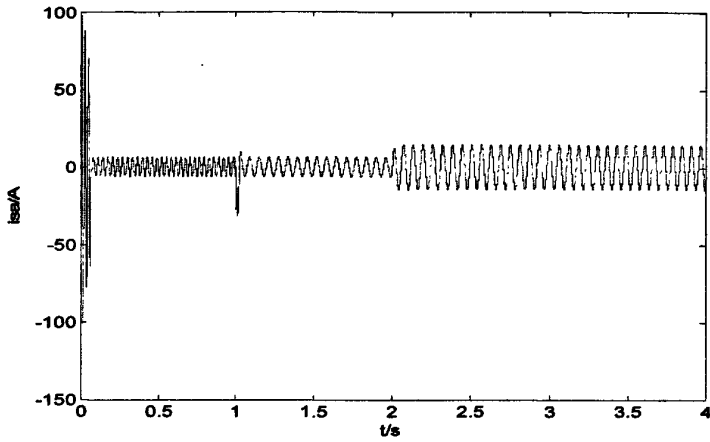
图 4-12 基于 MRAS 无速度传感器矢量控制系统仿真模型

Fig.4-12 Simulation model of speed-sensorless vector control system based on MRAS

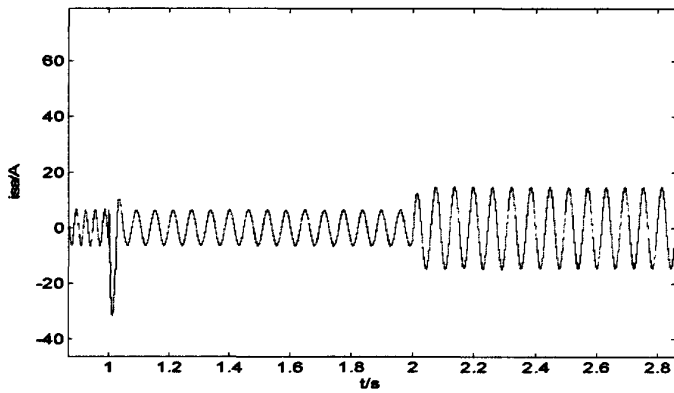
本文所选用的三相异步电动机仿真参数：三相异步电机额定电压 400 V，频率为 50 Hz， $R_r = 0.7403 \Omega$ ， $R_s = 0.7384 \Omega$ ， $L_r = 0.003045 \text{ H}$ ， $L_{ls} = 0.003045 \text{ H}$ ， $L_m = 0.1241 \text{ H}$ ，转动惯量  $J = 0.0343 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$ ，电机极对数  $p = 2$ ，直流侧电压  $E = 600\text{V}$ ，电机额定功率  $P_N = 7.5\text{kW}$ ，电机额定转速  $n_N = 1440 \text{ r/min}$ 。

## 4.2 仿真结果及分析

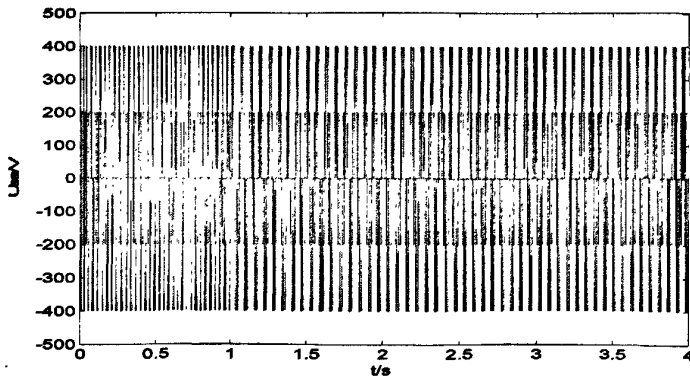
转速给定初始速度为 100rad/s，1 s 后转速变为 50rad/s；转子磁通给定 0.96 Wb；负载转矩给定初始值为 0 N·m，2 s 后负载转矩变为 30 N·m。基于 MRAS 转速估计的无速度传感器矢量控制系统仿真结果如图 4-12。



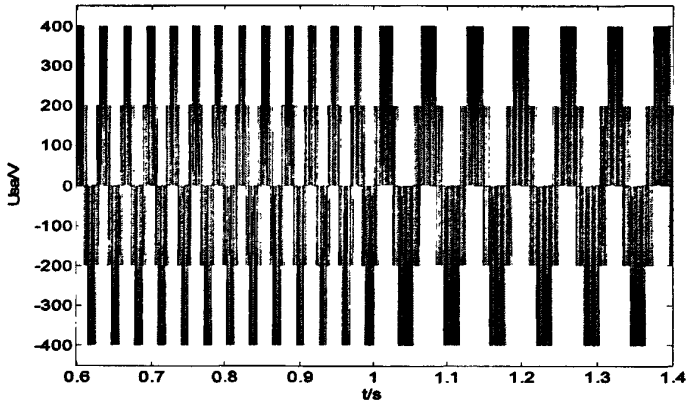
a) A 相电流



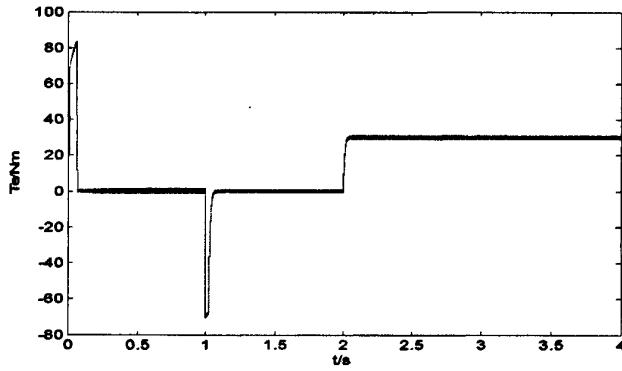
b) A 相电流放大



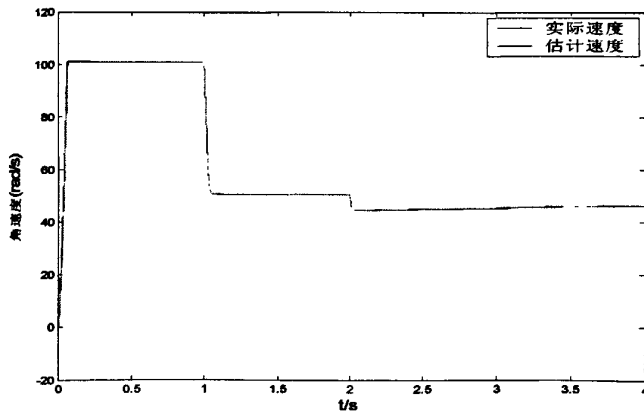
c) A 相电压



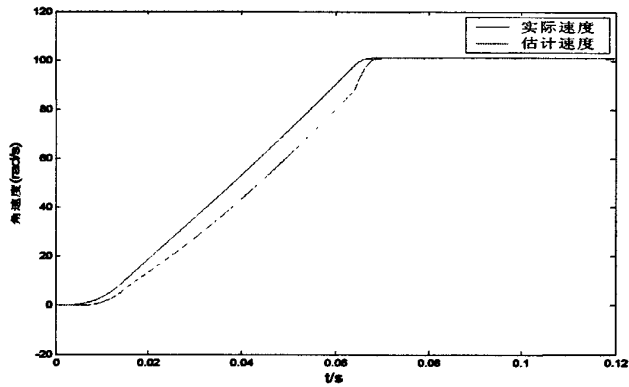
d) A 相电压放大



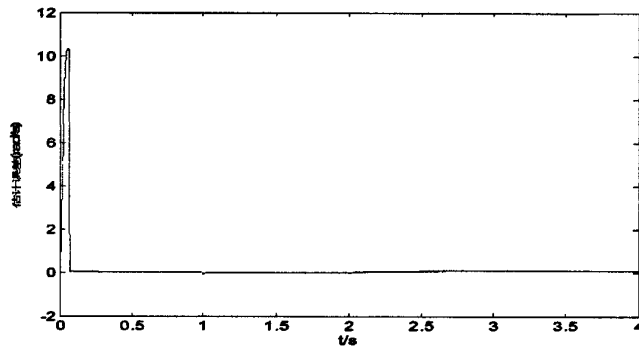
e) 转矩



f) 实际转速与估计转速



g) 转速波形放大图



h) 转速估计误差

图 4-13 基于模型参考自适应系统的无速度传感器矢量控制系统的仿真结果

Fig.4-13 Simulation results of speed-sensorless vector control system based on MRAS

由上给定电机参数可得：

电机同步转速：

$$n_s = 60f / p = 60 \times 50 / 2 = 1500 \text{ r/min} \quad (4-5)$$

转子额定角速度：

$$\omega_N = 2\pi n_N / 60 = 2\pi \times 1440 / 60 = 150.7 \text{ rad/s} \quad (4-6)$$

额定转矩：

$$P_{eN} = P_N / \omega_N = 7500 / 150.7 = 49.73 \text{ N}\cdot\text{m} \quad (4-7)$$

额定电流：

$$I_N = \frac{P_N}{\sqrt{3}U_N \cos \varphi} = \frac{7500}{\sqrt{3} \times 400 \times 0.85} = 12.73 \text{ A} \quad (4-8)$$

1. 空载情况分析 从图 4-13 a)中可以看到，电机启动到电机运行稳定这

段时间内，启动电流最大值为100A，则其有效值为

$$I_{ast} = 100 / \sqrt{2} = 70.72 \text{ A} \quad (4-9)$$

电机启动电流是额定电流的  $70.72 / 12.73 = 5.56$  倍，一般来讲电机的启动电流只要不超过额定电流的 6~7 倍就可以接受，说明该启动电流合理。。一般启动时的最大转矩应当不超过额定转矩的 2 倍，而由图 4-13 e)中可以看出，电机启动时的最大电磁转矩为  $80 \text{ N}\cdot\text{m}$ ，是额定转矩的  $80 / 49.76 = 1.61$  倍，因此电机启动时的最大转矩合理。由图 4-13 b)中可以看到电机空载运行稳定时的电流为 7A，则其有效值为：

$$I_{a0} = 7 / \sqrt{2} = 4.95 \text{ A} \quad (4-10)$$

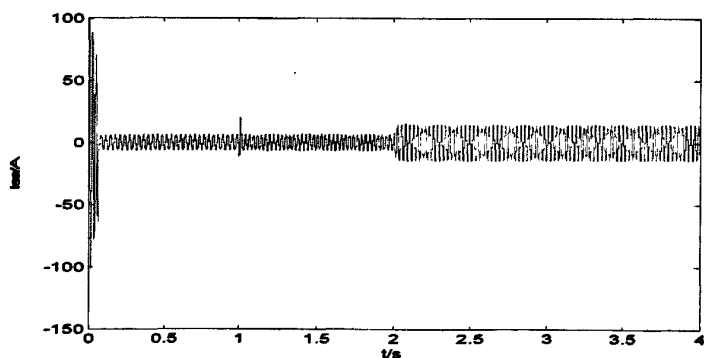
空载电流为额定电流的  $4.95 / 12.73 = 0.39$  倍，一般电机的空载电流是额定电流 0.3~0.6 倍是可以接受的，因此该空载电流合理。空载时的转矩为  $3 \text{ N}\cdot\text{m}$ ，是额定转矩的 0.06 倍，说明空载转矩较小。

2. 负载情况分析 在电机运行到 2 s 时加入了一个  $30 \text{ N}\cdot\text{m}$  的负载，这是电机的转速稍降低后渐渐上升直至给定值。从图图 4-13 b)中可以看出，给定负载后电机运行最大电流为 16 A，则其有效值为：

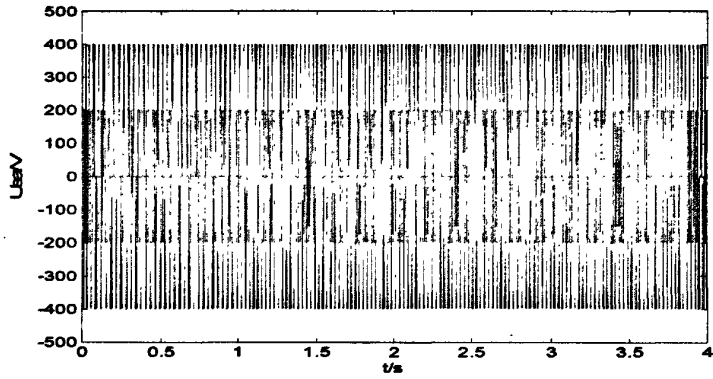
$$I_a = 16 / \sqrt{2} = 11.3 \text{ A} \quad (4-11)$$

负载电流不大于额定值 12.73A，因此该负载运行合理。负载时的电磁转矩为  $33 \text{ N}\cdot\text{m}$ ，为空载转矩与负载转矩之和。

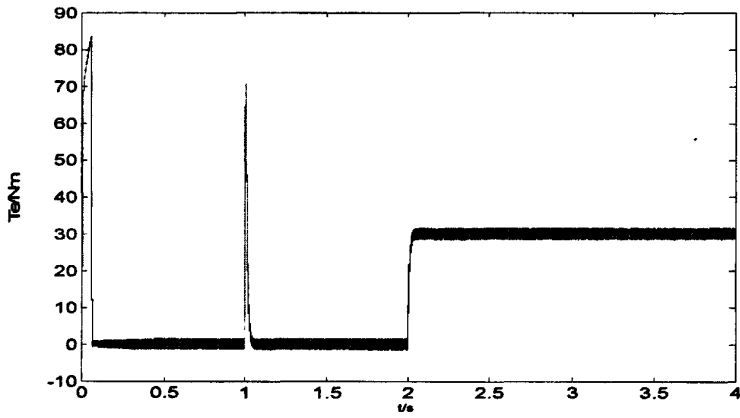
图 4-14 为电机转速给定初始速度为  $100 \text{ rad/s}$ ，1 s 后转速变为  $120 \text{ rad/s}$ ；负载转矩给定初始值为  $0 \text{ N}\cdot\text{m}$ ，2 s 后负载转矩变为  $30 \text{ N}\cdot\text{m}$ 。



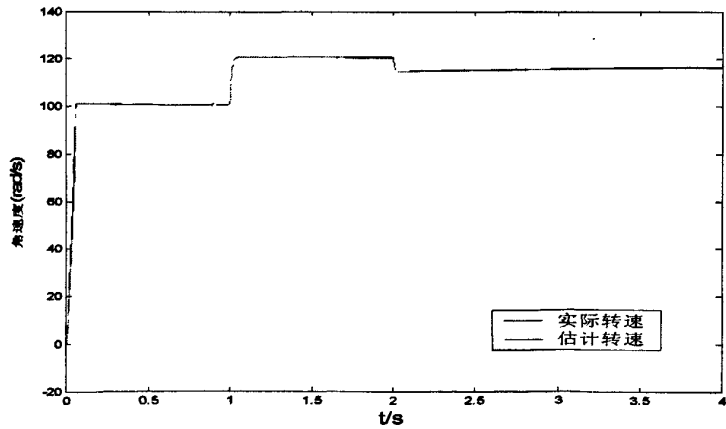
a) A 相电流



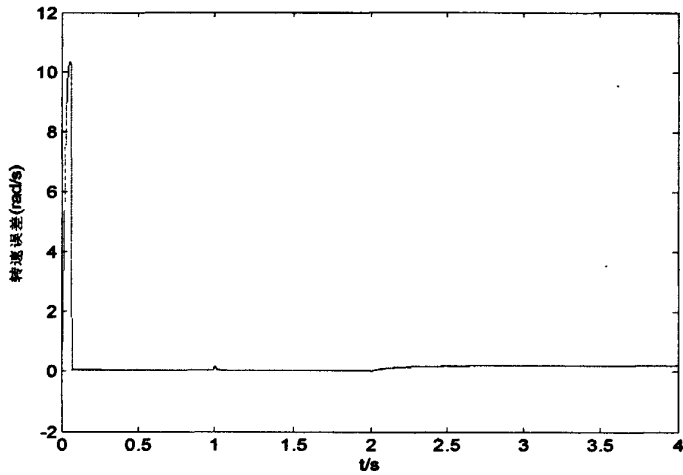
b) A 相电压



c) 转矩



d) 实际转速与估计转速



e) 转速估计误差

图 4-14 基于模型参考自适应系统的无速度传感器矢量控制系统的仿真结果

Fig.4-14 Simulation results of speed-sensorless vector control system based on MRAS

从上面仿真结果可以看出，采用 MRAS 估算的速度误差较小，当速度发生变化时输出转速曲线响应较快且跟踪性能良好，符合实际中电机控制的要求。

### 4.3 系统的主电路

系统硬件的总体结构框图如图 4-15 所示。系统主电路包括整流、滤波以及逆变部分如图 4-16 所示。

本文采用交-直-交变频调速系统做为主电路。交-直-交变频系统主要包括整流电路、逆变电路以及它们中间的滤波电路<sup>[40]</sup>。根据变频的电源性质可分为电压型变频器和电流型变频器，本文中的逆变电路和整流电路均为电压型。如图 4-16 所示，D1~D6 为二极管构成了整流电路，将三相工频交流电转化为直流电，是交流电压转化为直流电压  $U_{dc}$ ；随后的部分为滤波保护部分。C<sub>1</sub>、C<sub>2</sub> 为大电容与 R<sub>1</sub>、R<sub>2</sub> 一起构成了滤波电路，其中 R<sub>1</sub>、R<sub>2</sub> 的作用是均压。R<sub>6</sub>~R<sub>8</sub> 起分压作用。R<sub>4</sub>、T<sub>7</sub> 形成了泵升压保护电路，当电压突然上升时，系统检测并发出信号使 T<sub>7</sub> 开通，通过 R<sub>4</sub> 后，最终起到抑制电压泵升作用；最后的部分为逆变部分，它由 T<sub>1</sub>~T<sub>6</sub> 组成三相全桥式逆变器，其中 T<sub>1</sub>~T<sub>6</sub> 为 IGBT。



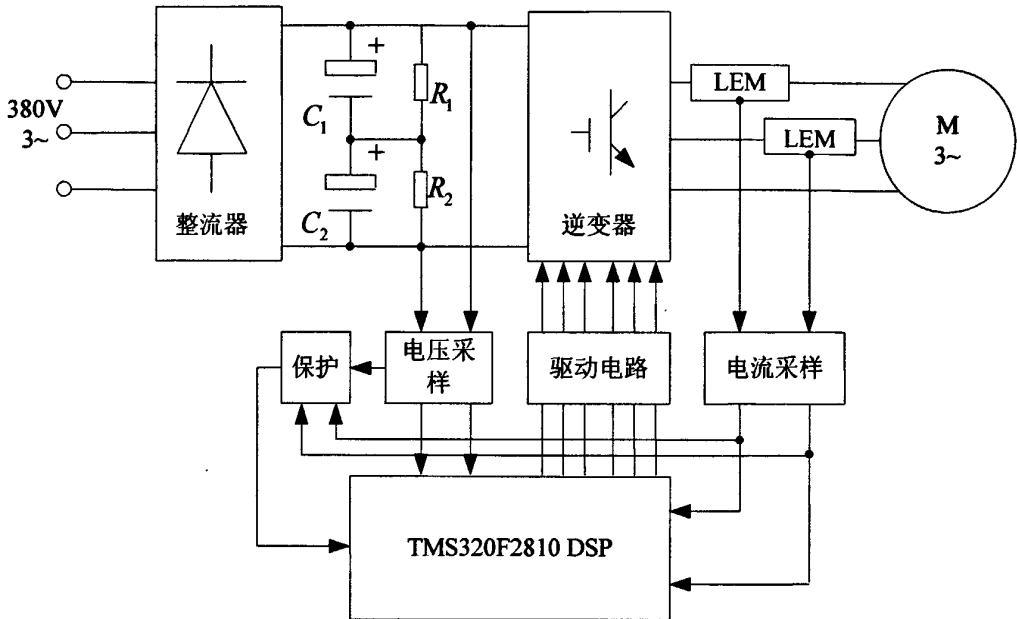


图 4-15 异步电机无速度传感器矢量控制系统硬件结构

Fig.4-15 Hardware structure of speed-sensorless vector control system for asynchronous motor

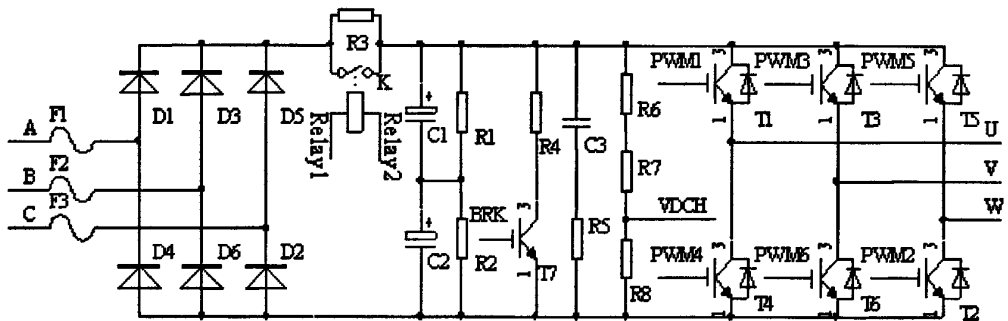


图 4-16 系统主电路原理图

Fig.4-16 Main circuit of system

## 4.4 系统软件设计

基于 MRAS 无速度传感器矢量控制系统的程序设计包括主程序、MRAS 速度识别子程序和中断服务子程序。主程序进行系统初始化和坐标变换的计算。系统初始化包括对硬中用到件各储存器的复位置初值，各个用到变量的

初值分配以及部分中断的使用<sup>[41]</sup>。

初始化程序由 TMS320F2810 的复位中断驱动执行。DSP 的复位中断可以由系统上电、片内看门狗定时器溢出、软件指令及非法地址操作触发，是不可屏蔽中断，初始化程序只是在程序开始时执行一次<sup>[42]</sup>。

当系统出现故障（过流、过压、过热、欠压等故障）时，控制电路使 DSP 的 PDPINTA 引脚被拉成低电平，系统进入故障中断服务程序，此时 DSP 封锁 PWM 输出。其程序流程如图 4-19 所示。

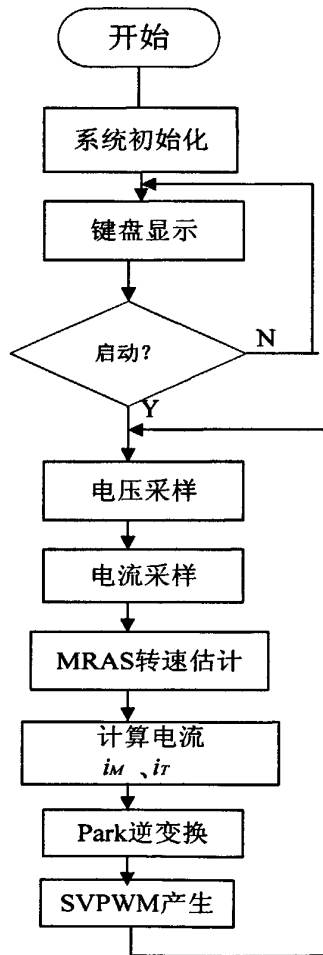


图 4-17 程序流程图

Fig.4-17 Flow chart of main program

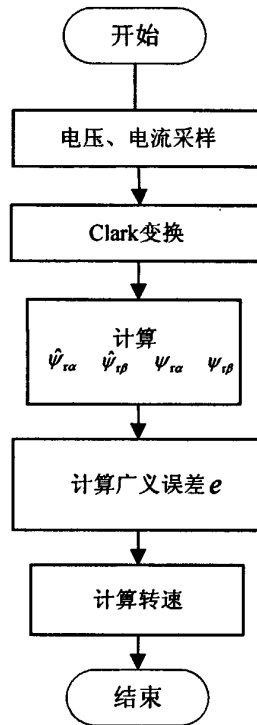


图 4-18 MRAS 速度辨识子程序流程图

Fig.4-18 Flow chart of MRAS speed identification subprogram

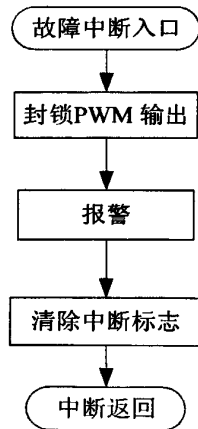


图 4-19 故障中断服务子程序

Fig.4-19 Flow chart of fault interruption

## 4.5 本章小结

本章在 MATLAB/Simulink 环境下分别设计了矢量控制模块、SVPWM 模块以及 MRAS 速度识别模块，将其连接组成了基于 MRAS 异步电机矢量控制系统，并得到仿真结果。通过对其结果的分析，验证了的正确性及可行性，并且可以得出结论，MRAS 速度估算方法有令人满意的识别精度及动态特性，符合实际中电机控制的要求。硬件设计了异步电机无速度传感器矢量控制系统的主电路。软件设计包括主程序、MRAS 速度辨识子程序流程图、故障中断程。

## 结论

无速度传感器矢量控制减小了安装空间省，降低了成本，使系统的可靠性大大增加，具有很好的实用价值。本论文通过对 MRAS 无速度传感器速度估算及其控制系统矢量控制系统的研究，得出以下结论：

1.通过仿真验证了矢量控制系统中模型是正确可行的。

2.根据对仿真结果的分析，证实了电机空载、负载情况下电机参数是在可接受的范围内。

3.MRAS 速度识别系统能够准确地观测出电机的实际速度，转速估算的速度误差较小，当速度发生变化时输出转速曲线响应较快且跟踪性能良好。

4.MRAS 转速估算的无速度传感器矢量控制系统可以获得与有速度传感器矢量控制系统同样快速的启动性能。

受本人研究水平，硬件条件和研究时间的限制，对于无速度传感器矢量控制系统，许多问题有待进一步研究：

1.MRAS 转速估计在低速下效果不够理想误差较大，采用变 PI 参数改进低速下转速误差是今后研究的方向。

2.在采用 MRAS 进行转速估计会受到环境电机参数而影响，可以加入智能电阻识别或改为更理想的速度识别方法进行研究。

## 参考文献

- [1] 顾绳谷. 电机及拖动基础[M]. 北京: 机械工业出版社, 1996: 3-5.
- [2] MAES J, MELKEBEEK J A, Speed-sensorless direct torque control of induction motors using an adaptive flux observer [J]. IEEE Transactions on industry application, 2000, 36(3): 212-220.
- [3] PAN C T, CHANG T Y, Assessment of motor parameter variation in vector controlled induction motor [J]. Journal of the Chinese Institute of Engineers, Transactions of the Chinese Institute of Engineers, 1994,17(2): 213-222.
- [4] 冯焱生, 曾岳南. 无速度传感器矢量控制原理与实践[M]. 北京: 机械工业出版社, 2001: 1-2.
- [5] 韩安太, 刘峙飞, 黄海. DSP控制器原理及其在运动控制系统中的应用[M]. 北京: 清华大学出版社, 2003: 423~425.
- [6] TMS320F28335, TMS320F28334, TMS320F28332 digital signal controllers (DSCs) data manual. Texas Instruments, 2007: 11-12.
- [7] 周有为, 刘和平, 刘述喜. 感应电机无速度传感器矢量控制综述[J]. 微电机, 2006: 57-60.
- [8] 李永东, 李明才. 感应电机高性能无速度传感器控制系统的回顾、现状与展望[J]. 电气传动, 2004, (1): 4-10.
- [9] 杨耕, 陈伯时. 交流感应电动机无速度传感器的高动态性能控制方法综述[J]. 电气传动, 2001, (3): 3-8.
- [10] BOSE B K. 现代电力电子与电力传动[M]. 王聪, 赵金等译. 北京: 机械工业出版社, 2003: 311-321.
- [11] 夏超英. 交直流传动系统的自适应控制[M]. 北京: 机械工业出版社, 2006: 55-70.
- [12] SCHAUDER C. Adaptive Speed Identification for Vector Control of Induction Motors without Rotational Transducers [J]. Conf. Rec. IEEEIAS'89, 1989: 493-499.
- [13] YANG G, CHIN T. Adaptive-speed identification scheme for a vector controlled speed sensorless inverter-induction motor drive [J]. IEEE Trans. Ind. Appli., 2008, 29(2): 820-825.

- [14] PENG F Z, FUKAO T. Robust speed identification for speed-sensorless vector control of induction motors [J]. IEEE Trans. Ind. Appl., 1994, 30(5): 1234-1240.
- [15] KUBOTA H, MATSUSE K, NAKANO T. DSP-based speed adaptive flux observer of induction motor [J]. IEEE Trans. Ind Appl., 2009, 29(2): 344-348.
- [16] HINK KANEN. Analysis and design of full-order of full-order flux observers for sensorless induction motors [J]. IEEE Trans. Ind. Electron, 2004, 51(5): 1033-1040.
- [17] KALMAN R E. A new approach to linear filtering and prediction problems [J]. Transaction of the ASME-Journal of Basic Engineering, 1960: 35-45.
- [18] 李剑飞, 尹泉, 万淑芸. 基于扩展卡尔曼滤波器的异步电机转速辨识 [J]. 电工技术学报, 2002, 17(5): 40-44.
- [19] 苏位峰, 刘丛伟, 孙旭东, 等. 一种基于Kalman滤波的异步电机转速控制器[J]. 清华大学学报(自然科学版), 2003, 43(9): 1202-1205.
- [20] HA J, SUL S K. Sensorless field orientation control of an induction machine by high frequency signal injection [C]. Proc. IEEE IAS Annual Meeting, 2007: 426-432.
- [21] TAJIMA H, HORI Y. Speed sensorless field-orientation control of the induction machine [J]. IEEE Trans. Ind Appl., 1993, 29(1): 175-180.
- [22] SIMOES M G, BOSE B K. Neural network based estimation of feedback signals for a vector controlled induction motor drive [J]. IEEE Trans. Ind Appl., 1995, 31(3): 620-29.
- [23] KIM S H, PARK T S. Speed-sensorless vector control of an induction motor using neural network speed estimation [J]. IEEE Trans. Ind. Electr. 2001, 48(3): 609-614.
- [24] 马小亮. 大功率交——交变频调速及矢量控制技术[M]. 第3版. 北京: 机械工业出版社, 2004: 65-69.
- [25] 王晓明, 王玲. 电动机的DSP控制——TI公司DSP应用[M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2007: 159-160.
- [26] 陈坚. 交流电机数学模型及调速系统[M]. 北京: 国防工业出版社, 1989: 67-86.
- [27] 张月芹, 薛重德, 张志林. 基于MRAS的异步电动机无速度传感器矢量

- 控制系统[J]. 农业装备与车辆工程, 2007, 193(8): 20-23.
- [28] 刘豹, 唐万生. 现代控制理论[M]. 第三版. 北京: 机械工业出版社, 2006: 4-6.
- [29] 王焕刚, 徐文立. 感应电机无速度传感器控制的自适应转速估计. 电气传动. 2002, 32(1): 6-9.
- [30] H.Tajima, 郑洪涛, 李益丰. 异步电动机无速度传感器矢量控制系统的速度估计及参数调整问题和解决方案. 变流技术与电力牵引. 2004(3): 8-12.
- [31] 李家荣. 无速度传感器异步电机矢量控制系统的研究. 机械与电子. 2005, (7): 28—30.
- [32] Young Ahn Kwon, Member, IEEE, Sung Hwan Kim. A New Scheme for Speed—Sensorless Control of Induction Motor. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2004, 51(3): 545-549.
- [33] 吴士昌, 吴忠强. 自适应控制[M]. 北京: 机械工业出版社, 2005: 190-198.
- [34] HISAO K, MATSUSE K, NAKANO T. New adaptive flux observer of induction motor for wide speed range motor driver [J]. IEEE Trans Power electronics, 1990, 13(5): 921-926.
- [35] 胡崇岳. 现代交流调速技术[M]. 北京: 机械工业出版社, 2006: 125-130.
- [36] 肖金凤, 黄守道, 陈文光. 基于DSP无速度传感器矢量控制系统[J]. 电力电子技术, 2005, 39(1): 32-34.
- [37] 郝威, 周学军, 夏栋. 大功率IGBT专用驱动器EXB841 [J]. 电子世界, 2005, 1: 46-48.
- [38] 薛定宇, 陈阳泉. 基于MATLAB/SIMULINK的系统仿真技术与应用 [M]. 清华大学出版社, 2002: 6-7.
- [39] 洪乃刚. 电力电子与电力拖动控制系统的MATLAB仿真[M]. 北京: 机械工业出版社, 2006: 62-74.
- [40] 谢宝昌, 任永德. 电机的DSP控制技术及其应用[M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2008: 196.
- [41] 孟志强, 陈燕东, 周华安. 基于EXB841的IGBT驱动电路优化设计[J]. 湖南大学学报, 2007, 33(6): 63-67.
- [42] 王璐钢, 陈林康, 曾岳南, 等. DSP C2000程序员高手进阶[M]. 北京: 机械工业出版社, 2006: 126-129.



## 攻读学位期间发表的学术论文

- [1] 张春喜, 孟兆博, 徐磊. 基于多轮遗传算法的永磁同步电机空载参数计算. 哈尔滨理工大学学报, 已录用

## 致谢

本论文是在我的导师张春喜教授的悉心指导下完成的，在研究生生活的两年半中，导师以其渊博的知识、创新的思维、严谨的治学态度和无微不至的关怀、指导令我受益终生。在导师的教诲下我不仅学到了科研的本领，更学到了做人做事的道理。在此，我深深地向导师报答感谢之心。

然后，我还要感谢高晗璿老师、杜坤梅老师给予我在生活学习上的帮助，让我感觉到了无限温暖。同时感谢实验室师兄、师姐、师妹和同学们的大力支持，感谢他们给予我的无私帮助。

最后向我最爱的父母、家人、朋友表示我最真挚的谢意，多年来因为他们的爱和鼓励才让我在求学和科研的道路上能够不断向前，永不放弃。