

华中科技大学

博士学位论文

无速度传感器矢量控制系统的若干问题研究

姓名：朝泽云

申请学位级别：博士

专业：电气工程

指导教师：康勇;徐至新

20061201

# 华 中 科 技 大 学 博 士 学 位 论 文

---

系统稳定性的影响这一方法。实验结果表明，该方法还能够有效指导实验过程中控制调节器参数的整定。

最后本文建立了基于 DSP 全数字化控制的异步电机无速度传感器矢量控制系统。为了提高计算精度，基于电机的标么值数学模型进行了控制系统的软件设计。针对定点 DSP，提出了一种带符号位的定标方法，确保了计算的准确性。在分析电压空间矢量中死区效应产生机理的基础上，提出瞬时电压平均值的补偿方法，根据定子电流矢量所在的扇区计算每一个开关周期的误差电压平均值，实现对定子电压矢量的瞬时补偿。为了克服低速时定子电压检测精度下降的问题，本文利用直流母线电压和逆变器的开关状态重构定子电压，由于省去了电压滤波环节，还避免了滤波器引起的延时效应。实验结果表明，本文所设计的无速度传感器矢量控制系统具有良好的静、动态性能。

关键词：异步电机 转子磁链观测 无速度传感器 矢量控制 小信号稳定性 根轨迹  
死区补偿 空间矢量

## Abstract

The fast development of power electronics、 micro-electronics and modern control theory brought huge impulsively effects to the development of the advanced control strategies for asynchronous motor. For the practice engineering applications, this paper takes the sensorless vector controlled system of asynchronous motor as the main research object. Around the pivotal technologies such as rotor flux estimation、 speed sensorless and stability et al, This paper carried deeply researches from the theory analysis、 computer simulation、 soft and hardware design of control system、 prototype examination et al.

The intrinsic physical meaning of three different coordinate transformation methods based on equivalent motor and non-equivalent motor principle respectively is studied, and the relationship among them is analyzed. The mathematics model in different coordinates and the equation of state space are established. The states observable and controllable are verified. Those established theory foundation for the magnetic field direction vector control and speed sensorless adaptive design.

The decoupling characteristics of flux and electromagnetism torque in different magnetic field directional modes are expatiated. In rotor magnetic field directional mode, the rotor flux and electromagnetism torque are decoupled thoroughly. The flux observer is the core technology in speed sensorless system. In voltage mode flux observer, the pure integral can cause the saturation and excursion of output flux. Based on analyzing the cause of the rotor flux observation error, several typical improved integral methods are analyzed and compared in theory、 simulation and experiment. It's pointed that these methods are only improved the limitation of integral initial value, but the input dc offset isn't settled availability. A new scheme was presented which can eliminate the dc offset of sampling stator current and improve the pure integral loop. The experiment results show that this scheme can obtain good sinusoidal of observed rotor flux wave and eliminate the influence of input dc offset to integral loop.

Based on the Popov hyper-stability theorem, the rotor speed is estimated in the model reference adaptive system ( MRAS ), the dynamic stability of estimated subsystem is verified by the small signal stability analysis. The asynchronous motor is separated into electromagnetism subsystem and mechanism subsystem based on passive analysis. The stability of electromagnetism subsystem is analyzed by the Lyapunov stability theorem. The analysis results show that the consistent stability of the asynchronous motor with constant

motor parameters and the sufficiency condition of the asynchronous motor with variable motor parameters is derived. Those afford stability theory base for the application of high performance control strategy to asynchronous motor. After analysis the stability of asynchronous motor and speed sensorless system, this paper proposed that the stability range of close loop system is judged and the influence to system stability of timing references of asynchronous motor and controller references is analysis by establishing the dynamic small signal model of the close loop system, obtaining the root locus and step response by MATLAB simulation. According to the close loop root locus simulation, the influence of timing variable motor parameters and controller parameters to the stability of close loop system is analyzed. The experiment results show that this analysis method can instruct the tuning of controller parameters during experiment.

A prototype of the asynchronous motor drive system that based on the speed sensorless vector control is designed. To higher computer precision, the software of control system is designed based on the normalized mathematical model of the asynchronous motor. To sure the veracity of computer, a digital scaling mode that includes the sign bit is adopted to realize floating-point operation to the fix point DSP. An instantaneous average voltage dead-time compensate method is brought forward based on analysis the causing of dead-time effect in SVPWM which realized by computer the average error voltage in one switch period according to the sector in which stator current vector stay. To overcome the low sampling precision of stator voltage, a stator voltage structure method is adopted which used the dc link voltage and the switch state of inverter. The delay caused by filter is avoided for omitting the voltage filter loop. The experiment results show that the speed sensorless vector controlled system that was designed in this paper has good static and dynamic performances.

**Key words :** asynchronous motor      rotor flux observer      speed sensorless  
vector control      small signal stability      root locus      dead-time  
compensation      space vector

## 独创性声明

本人声明所呈交的学位论文是我个人在导师指导下进行的研究工作及取得的研究成果。尽我所知，除文中已经标明引用的内容外，本论文不包含任何其他个人或集体已经发表或撰写过的研究成果。对本文的研究做出贡献的个人和集体，均已在文中以明确方式标明。本人完全意识到，本声明的法律结果由本人承担。

学位论文作者签名：

日期： 年 月 日

## 学位论文版权使用授权书

本学位论文作者完全了解学校有关保留、使用学位论文的规定，即：学校有权保留并向国家有关部门或机构送交论文的复印件和电子版，允许论文被查阅和借阅。本人授权华中科技大学可以将本学位论文的全部或部分内容编入有关数据库进行检索，可以采用影印、缩印或扫描等复制手段保存和汇编本学位论文。

本论文属于 ☐ 保密，在\_\_\_\_\_年解密后适用本授权书。

☐ 不保密。

（请在以上方框内打“☐”）

学位论文作者签名：

指导教师签名：

日期： 年 月 日

日期： 年 月 日

## 1 绪论

### 1.1 引言

电动机是实现电能向机械能变换的执行部件<sup>[1]</sup>，在工农业生产、交通运输、国防军事以及日常生活中广泛地存在电动机传动设备。其中如电动汽车、风机、水泵类、传输及起重设备等还有调速的要求。据资料统计，有占 70% 以上的电力能源用于交流电动机的控制，我国电动机的总装机容量已达 4.2 亿 kW，年耗电量达 6000 亿 kWh，约占工业耗电量的 80%。而且在使用各类电动机中，80% 以上为 220kW 以下的中小型异步电动机。统计表明，我国 60% 的发电量是通过各类电动机消耗的<sup>[2]</sup>。因此，为了在满足运行、生产、工艺要求的同时减少运行损耗、延长电机使用寿命、节约电能，需要研究高性能的电机控制技术，由此也产生了电机传动的调速技术，即电气传动控制技术。

交流电机最理想的控制方式就是能实现磁链和转矩的独立控制，交流异步电机的数学模型具有高阶、非线性、多变量、强耦合的特性，想要实现对磁通和转矩的独立有效控制不是一件容易的事。早期主要采用如开环恒压频比的标量控制，由于不能对转矩和磁通进行直接控制，因此其调速精度和转矩响应性能较差，难以在高性能变速电气传动领域中占据统治地位。近年来，随着现代控制理论的发展、新型大功率电力电子器件的出现以及微机数字控制技术的完善，特别是先进控制策略的成功应用，使得交流变频调速系统在性能上取得了长足发展，具备了宽调速范围、高稳速精度、快速动态响应及四象限运行等良好的技术性能。

### 1.2 电力电子和微电子技术的应用现状

电力电子技术是异步电机变频调速的基石，如果把计算机比作现代生产设备的大脑，电力电子器件及功率变换装置则视为支配手足（电机）的肌肉和神经。1957 年世界上第一只晶闸管（SCR）的问世标志着电力电子学的诞生。此后，随着电力电子应用发展的需要，促使电力电子器件快速发展；反过来，一种高新性能器件的诞生又会推动电力电子应用领域的革命性变化。

上世纪 80 年代，功率晶体管 BJT 的出现使得 380V 中小型异步电机的变频调速形成一个高潮，但是 BJT 存在的二次击穿问题以及耐压等级和功率容量的限制一直困扰着科技

人员。90年代IGBT的快速发展使得变频器进入了“静音时代”，它摆脱了二次击穿的困扰，此外还具有高开关频率、电压型驱动、自动均流等特点。到了90年代中后期，在变频器和其它电力电子装置中使用IGBT作为开关器件已成大势所趋，用于380V中小功率异步电机的低压变频器的发展进入了全盛时期。但是由于IGBT存在单个器件的电压、电流等级难以再提高的缺点，使得其无法在大功率变频器中参与竞争。虽然多电平、移相、级联等新型变频器充分发挥了IGBT开关响应快的优点，但是人们还是期望能有更高电压、更大电流的开关器件出现。在这种需求下，注入增强门极晶体管IEGT孕育而生，其单管耐压达4kV以上，导通压降保持在3-5V以内，工作频率超过1-3kHz，并且与IGBT一样具有自动均流的功能，导通电流已达到1.5kA以上，目前实验室已做出了3kA/4.5kV的IEGT。在电力电子器件快速发展的同时，电力电子集成技术也成为研究热点，它包含两个方面的集成，一个是将功率器件、电路元件、控制器等集成智能功率模块IPM，另一个方面是将具有驱动、故障诊断和保护功能的电路和电力电子器件集成电力电子模块IPEM，目前已实际用于电力传动系统。

总之，随着第一代半控型电力电子器件—晶闸管（SCR）发明至今，电力电子器件已经历了第二代有自关断能力的全控型电力电子器件—BJT、GTO、MOSFET，第三代复合场控器件—IGBT、IEGT等和正蓬勃发展的第四代模块化功率器件—功率集成电路（PIC），如智能化模块IPM等，为实现高性能异步电机控制提供了必需的变频装置。电力电子器件的每一次更新换代，都会引起功率变换装置和异步电机控制性能的迅速提高。它们相互竞争、相互促进，向高电压、大电流、高频化、集成化、模块化、智能化方向发展，并逐步在性能和价格上与直流传动相媲美，而且在某些方面实现了直流传动所不能达到的高性能。

但是，交流传动在实现节能和获得高性能的同时，也带来了诸如电网功率因数降低、谐波和电磁干扰“污染”等问题。另外，功率变换器的体积和重量也随着容量的增加而增大。为了解决这些弊端，1964年，A.Schonug率先将通信系统的脉宽调制（PWM）技术应用于交流电气传动，使变频器由传统的相控型逆变器发展到脉宽调制（PWM）型逆变器，大大缓解了对环境的“污染”、减小了变频器的体积和重量、简化了变换装置的控制<sup>[3]</sup>。目前常用的交流PWM控制技术有：以输出电压接近正弦波为其控制目标的基于正弦波对三角波脉宽调制的SPWM控制和基于消除指定次数谐波的HEPWM控制、以输出正弦波电流为其控制目标的基于电流滞环跟踪的CHPWM控制、以被控电机的旋转磁场接近圆形为其控制目标的电压空间矢量控制（SVPWM）控制等。

自上世纪70年代以来,高速发展的大规模集成电路和微处理器为实现复杂的异步电机控制策略提供了重要的技术条件和物质保障,并使得数字控制成为异步电机控制的主要发展方向。为了抢占市场,世界各大半导体生产商纷纷推出专用于电机控制的MCU和DSP控制处理器。自从1991年INTEL公司推出80X196MC系列以来,专门用于电动机控制的芯片在品种、速度、功能、性价比等方面都有很大的发展。这些产品往往在内部集成了很多常用的外部电路,比如A/D转换器、PWM控制器、串口通讯线、通用I/O口等,将整个控制系统的功能建立在单一的CPU上面,不仅可以完成复杂的计算,而且其所具有的逻辑判断和数值运算的能力使得数字控制系统能够实现故障监视、诊断和保护、人机对话等功能,且大大提高了控制器的可靠性和抗干扰能力。因此,应用这样的控制芯片来设计控制系统,不需要扩充很多的辅助芯片,从而使得整个电路系统结构简单、布线和调试工作量大为减少。

1982年,TI公司推出了第一个TMS320系列产品TMS32010,该产品被“电子产品”杂志授予“年度产品”的荣誉,90年代TI公司又推出一种专门用于数字电机控制(DMC)的DSP产品:TMS320F/C24x系列<sup>[4]</sup>。如今TMS320已发展到拥有定点、浮点及多处理器等各种型号的系列产品,是世界市场上占有量最大的DSP,目前已广泛应用于三相交流异步电动机全数字矢量控制系统中,并获得了较为理想的控制效果。据报道,目前在国外国外,每有一片DSP用于手机,就有十片DSP用于电动机领域。而在中国,手机、DVD等数字消费品是应用DSP的主要方向,应用于电动机控制的研究则起步较晚,且大多集中在一些高等院校和研究所。但是随着国家的发展,能源和环保的要求越来越高,DSP必然会在电机调速系统中得到更为广泛的应用。

## 1.3 异步电机控制技术的发展现状

任何电力拖动系统都服从于基本的运动方程式:

$$T_e - T_L = \frac{GD^2}{375} \frac{dn}{dt} \quad (1-1)$$

其中 $T_e$ 为电机电磁转矩、 $T_L$ 为负载转矩、 $GD$ 为电机飞轮力矩、 $n$ 为电机转速。显然,只要能快速准确地控制电磁转矩 $T_e$ ,那么调速系统就具有较高的动态性能。因此,调速系统性能好坏的关键是对电磁转矩的有效控制。而异步电机的电磁转矩表达式为:

$$T_e = K_m \Phi_m I_2 \cos \varphi_2 \quad (1-2)$$

即电机电磁转矩 $T_e$ 与主磁通 $\Phi_m$ 、转子电流 $I_2$ 、转子功率因数 $\cos \varphi_2$ 有关,其中主



磁通  $\Phi_m$  由定、转子的磁势共同产生。此外，主磁通、转子电流、转子功率因数都是转差率  $s$  的函数，它们相互耦合，互不独立。因此，要想在动态中准确地控制异步电机的转矩显然是十分困难的。尤其是鼠笼型异步电机，其输入控制变量只有定子电压，而定、转子电流只能间接得到控制，可以检测到的反馈信息仅有定子电压、定子电流和转速。因此，鼠笼型异步电机的具有控制变量单一、反馈信息少等特点，使得对其实现高性能调速控制尤为困难。

针对鼠笼型异步电机的特点，人们在长期的生产实践中提出了针对不同工况的多种电机控制策略。如基于被控量幅值控制的标量控制、基于磁场定向技术的矢量控制、基于对电机转矩进行控制的直接转矩控制等策略。从目前的技术来看，它们也是比较成熟而应用较为普遍的控制方式。此外，从上世纪90年代后，智能控制思想也开始在电气传动领域显露端倪，专家系统、模糊控制、自适应控制、辨识理论、人工神经网络纷纷应用于异步电机控制领域，只是这些智能控制大都局限于实验室研究阶段，许多问题还有待解决，因此其产业化的道路还很漫长<sup>[5][6]</sup>。

## 1.3.1 标量控制技术

标量控制是以系统的稳态特性为基础，对某一变量的幅值进行控制。因而，控制系统的稳态性能较理想，而动态性能较差。对异步电动机而言，较为常用的标量控制方案有转速开环的恒压频比（ $V/F=\text{常数}$ ）控制和转差频率控制。

开环恒压频比控制主要是针对在交流调速领域中大量使用的风机、水泵类负载，这类负载一般对调速性能（特别是动态性能）要求不高，因此，利用不带速度反馈的异步电机开环控制就可以满足使用要求。控制系统具有结构简单、工作可靠、对数字控制的运算速度要求不高等优点，但是调速精度和动态性能较差。

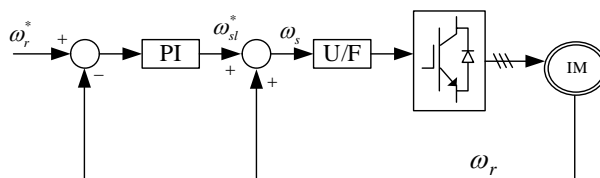


图 1.1 异步电机转差频率控制框图

为了提高转速调节的动态性能和稳态精度，可以采用具有转速闭环调节的转差频率控制系统，其结构原理图如图1.1所示。检测到的电机实际转子角频率  $\omega_r$  与给定  $\omega_r^*$  之差通过PI调节器得到转差频率的给定  $\omega_{sl}^*$ ，将其与  $\omega_r$  相加得到同步旋转角频率  $\omega_s$ ，通过恒

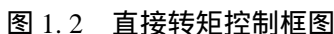
压频比控制环节得到定子电压指令，从而去驱动电机。因此，在电机稳定运行时，在转差率很小的变化范围内，只要维持电机磁链不变，交流电机的转矩就近似与转差角频率成正比，因此控制转差角频率即可控制电机转矩。但它依据的仍是电机稳态模型，并不能真正控制动态过程中的转矩，而且无论是转矩还是磁通，都不能直接进行控制，因此得不到较理想的动态性能。

## 1.3.2 矢量控制技术

1971年，德国学者Blaschke等人首次提出了异步电机磁场定向的控制原理<sup>[7]</sup>，接着美国学者P.C.Custman和A.A.Clark提出了异步电机定子电压坐标变化的控制思想，这些研究成果从理论上解决了异步电机转矩的高性能控制问题。其基本原理是通过坐标变换（三相/两相静止变换和同步旋转变换），将定子电流分解成产生磁链的励磁分量 $i_{sd}$ 和产生转矩的转矩分量 $i_{sq}$ ，并使两分量正交，彼此独立，然后分别进行控制，进而实现对磁链和电磁转矩的独立控制。以上即是矢量控制（VC）的基本思想，其实质是根据异步电机的动态数学模型，将交流异步电机模拟成直流电机，从而获得与直流电机一样良好的动态调速性能。可以说，矢量控制的出现将交流传动的发展向前推进了一大步，使交流电机控制理论获得了第一次质的飞跃。

1980年，德国学者在应用微处理器的矢量控制研究中取得了进展，促进了矢量控制的实用化。此后，日本厂商竞相研究矢量控制技术，并在产品性能和价格两个方面取得了进展，其中三菱电机公司、安川电机公司和东芝公司在这方面尤为出色。理论界则应用现代控制理论进一步深化了矢量控制理论，开拓了解耦控制、磁链观测、电机参数辨识以及无速度传感器矢量控制等方面的理论成果。如德国西门子公司已开始将矢量控制技术应用于交流传动电力机车等兆瓦级功率场合；日本在研究无速度传感器方面较为先进，并主要应用于通用变频器；美国在电机参数辨识方面研究较为深入，并将神经网络控制、模糊控制等一些最新的智能控制应用在这方面。总的来说，在矢量控制技术研究方面，德国、日本和美国走在了世界的前列。目前中国对这方面的研究工作主要集中在无速度传感器和参数辨识等方面，但许多工作仅限于理论分析和计算机仿真，而在实际控制系统特别是大功率应用场合的研究较少。因此矢量控制技术在我国的实用还需国内的技术工作者的共同努力。

## 1.3.3 直接转矩控制技术



直接转矩控制在稳态运行时的定子电流脉动问题、低速时的转矩观测和转速脉动问题、磁链的轨迹问题等大大削弱了异步电动机的控制性能，因此，其控制理论还有待进一步完善。为此，各国学者在理论探讨和实验研究上都做了大量工作，提出了各种各样的控制方案。德国作为直接转矩控制的发源地，采用的是六边形磁链控制方案，着眼于大功率领域的实际应用；日本采用近似圆磁链的控制方案，侧重于中小功率高性能调速领域的研究。从控制效果来看，六边形方案在每六分之一周期仅使用一种非零电压矢量，相当于六阶梯形波逆变器供电的情况（无零矢量作用时），转矩脉动、噪声都比较大。近似圆磁链方案则比较接近理想情况，有效减小了电机损耗、转矩脉动及噪声等。但是从另一方面看，六边形方案有利于减小功率器件的开关频率，适用于大功率领域。而近似圆磁链方案则相反，一般用于中小功率高性能场合。美国进行直接转矩控制研究的主要有T.G.Habetler等人，其目的是把直接转矩控制技术应用到电动汽车的牵引中，因此研究重点并不是如何精确调速，而是在全速度范围内有效地控制转矩，他们提出的无差拍预前控制法，克服了Band-Band控制开关频率可变的缺点。目前，国外的直接转矩控制技术已成功应用于电力机车牵引系统、垂直升降系统等大功率调速应用场合。仅ABB一家公司运行的使用直接转矩控制的电车和电力机车已经超过1000辆，另外其生产的变频器也主要采用这种控制方法。在国内，直接转矩控制主要还处于理论研究阶段，清华大

学的李永东教授在此方面进行了比较深入的研究工作,在低频和死区控制方面提出了很多卓有成效的解决方法。四川工业大学在直接转矩控制电力机车牵引方面做了深入研究。

## 1.3.4 不断发展的新技术

### 1.3.4.1 非线性控制

针对矢量控制是在假设磁场定向已经准确的前提下设计控制系统,而没有对电机的动态过程进行全面的描述的缺陷,非线性控制方法可以在对交流电机强耦合、复杂的非线性模型不做任何近似和假设的条件下,对其动态过程进行准确全面的控制,以达到对静、动态转矩控制和磁链控制均解耦的目的,目前非线性控制在交流传动中的应用主要有基于微分几何理论的反馈线性化和逆控制方法<sup>[9][10][11]</sup>。

反馈线性化控制通过对调速系统的非线性变换和非线性状态反馈,实现系统的动态解耦和全局线性化。将非线性异步电机系统分解成两个独立的线性单变量子系统,两个子系统的调节器按线性控制理论分别设计,以使系统达到预期的性能指标,其控制基础是对控制对象模型的精确测量或观测。然而异步电机在运行过程中的参数摄动,不可避免地影响系统的鲁棒性。因此,反馈线性化控制受到电机参数变化的限制。

逆系统方法是一种直接反馈线性化的方法,其基本控制思想是通过求取被控对象的逆模型,将之串联在被控对象的前面,得到解耦的控制对象,再按照传统的线性控制方法对其进行控制。这种方法用于异步电机控制时,将非线性异步电机系统线性化解耦成转速和转子磁链两个线性子系统,并运用线性控制理论对它们进行控制。这种控制策略的控制精度极大地依赖于作为控制器的逆模型的精度及其自适应能力,同样受到电机参数摄动的限制。目前为了解决参数摄动的问题,主要结合自适应控制方法对电机参数进行在线辨识和校正,但这又增加了控制的复杂性和运算的繁琐度,难以实现实时控制。

### 1.3.4.2 自适应和滑模变结构控制

在实现线性或非线性解耦的高性能电机控制基础上,进一步要解决的问题是如何提高系统对参数变化和各種扰动(例如负载扰动)的鲁棒性,自适应控制可以有效解决这一难题。自适应方法主要有模型参考自适应控制、参数辨识自校正控制以及各种非线性自适应控制<sup>[12][13][14][15]</sup>。其实质是当电机参数发生大范围变化时,控制器自动改变自身参数,使控制系统的性能维持不变。在电机控制中应用较多的是模型参考自适应控制,文献[16]将模型参考自适应控制器应用到矢量控制中进行速度辨识,利用波波夫超稳定理

论证了辨识子系统的全局渐进稳定性。文献[17][18]利用模型参考自适应控制进行电机参数的辨识，以克服电机参数的摄动对控制系统的不利影响。

但是，自适应控制的数学模型和运算繁琐，使控制系统实现复杂。而且辨识和校正本身都要有一个过程，对于较慢的参数变化尚可以起到校正作用，如因温度变化而变化的电阻参数，但是对于较快的参数变化，如因集肤效应引起的电阻变化、因饱和作用产生的电感变化等，就会因来不及校正而难以产生很好的动态效果。

滑模变结构控制也是一种自适应的非线性控制，与常规控制的根本区别在于控制的不连续性，具有使系统“结构”随时变化的开关特性。其主要特点是采用离散的控制策略，根据被调量的偏差及其导数，有目的地使被控系统在“滑模面”上运动。这种滑动面是可以设计的，且与系统的参数及扰动无关，因而使系统对外界干扰和系统摄动具有很强的鲁棒性，同时还可以有效降低系统的阶数，有利于简化控制。另外，滑模变结构控制不需要任何在线辨识，所以很容易实现。

上世纪70年代D.Izosimov首次将滑模变结构控制的思想引入到异步电机控制中，随后出现了大量的相关文献，滑模变结构控制在异步电机控制系统中的应用逐渐成为了研究热点。文献[19]提出了一种滑模位置控制和自适应转矩控制应用方案，减弱了传统滑模控制引起的抖动，并利用无源理论分析了控制系统的稳定性。文献[20]针对无速度传感器异步电机控制系统，提出了一种自适应滑模变结构磁链观测器，构造了两个滑模变结构控制的电流观测器，提高了速度辨识和磁链估计对电机参数的鲁棒性。[21]引入滑模控制的电流型磁链观测器，当定子电流误差为零时可以准确辨识出转子磁链和转速，辨识系统对电机参数扰动具有很好的鲁棒性。

对于理想的滑模变结构控制系统，滑动模态是降维的光滑运动，并渐进稳定于原点。但在实际系统中，其控制力总是受到限制的，从而使系统的加速度有限，同时系统的惯性以及滑模变结构控制本质上的不连续开关特性使系统存在“抖振”问题。而且这种抖振在实际系统中是必定存在而无法消除的，这在一定程度上限制了滑模变结构控制的应用，目前去抖的同时仍保证足够的鲁棒性是这种控制所需解决的一个重要问题。

### 1.3.4.3 自抗扰控制

自抗扰控制<sup>[22]</sup> (Active Disturbances Rejection Control, ADRC) 是我国中科院系统科学研究所韩京清教授在上世纪90年代末提出的一种针对非线性、不确定性系统的控制方法。它继承了PID控制器不依赖于系统精确模型的优点，利用非线性结构克服了抗干扰能力差、易受系统参数变化影响等经典PID的缺陷。其实质是将系统的模型扰动、参数

摄动、以及测量噪声等作为系统的总扰动统一处理,采用前馈补偿的方法将扰动加到系统模型的输入端,从而将具有非线性、不确定对象的控制系统补偿为确定的、简化的积分串联型线性系统。

自抗扰控制器主要由跟踪微分器 TD、扩张状态观测器 ESO 和非线性状态误差反馈控制律 NSEF 等三部分组成。其核心是扩张状态观测器,在这个观测器中,系统的模型和扰动处于平等地位,均可用扩张状态观测器估计出实时作用量而加以补偿。扩张状态观测器将含未知扰动的非线性、不确定对象用非线性状态反馈转换为积分串联型,即对非线性、不确定对象实现反馈线性化。在此基础上设计控制器,可有效加快收敛速度,提高控制系统的动态性能。是一种解决非线性、不确定系统控制问题的强有力手段。

由于高阶的 ADRC 计算量很大,收敛较慢,而异步电机控制的实时性要求较高,因此适宜采用低阶 ADRC 或低阶 ADRC 的组合,以提高响应速度和控制效率。文献[23][24]将自抗扰控制理论应用到异步电机转子磁场定向矢量控制中,将电机模型中的耦合项和参数摄动视为系统扰动,采用扩张状态观测器进行观测并加以补偿,从而简化了系统结构,提高了响应速度。针对异步电机矢量控制系统的参数不确定性,文献[25]提出了一种自抗扰控制器实现异步电机变频调速的新型控制结构,引入了中间变量及等效变换,实现了非线性异步电机变频调速系统的实时动态线性化,减小了电机参数时变对系统动态、静态性能的影响。

为提高系统的收敛速度和控制精度,ADRC 典型模型中普遍应用了非线性环节,由于非线性运算较多,使得计算量很大,对系统硬件的计算能力提出了较高的要求增加了实时控制的难度。另外,ADRC 中涉及较多的参数,其控制性能很大程度上取决于参数的选取,如何调整选择众多参数,使控制器工作于最佳状态是 ADRC 应用中的一个难题。

#### 1.3.4.4 智能控制

智能控制摆脱了对控制对象数学模型的依赖,同时又继承了人脑思维的非线性。在复杂系统中,智能控制还具有分层信息处理和决策的功能。也有人称其为继经典控制和现代控制之后的第三代自动控制技术,现已成为众所瞩目的解决鲁棒性问题的方法。目前交流传动系统智能控制的研究热点,应当数模糊控制和神经网络控制<sup>[26]-[29]</sup>,而且大多是在模型控制基础上增加一定的智能控制手段,以消除参数变化和扰动的影响。

通俗的来讲,模糊控制就是基于模糊推理,模仿人的思维模式,对难以建立精确数学模型的对象实施的一种控制,它包括精确量的模糊化、模糊推理、模糊判决三部分。

基于模糊控制的矢量控制是智能控制与矢量控制结合较为成功的一种控制方式。在电机控制系统中的典型应用有：用于电机速度控制的模糊控制器、在电机模型及参数辨识中的应用、基于模糊逻辑的异步电机效率优化控制等。

在模糊控制中，量化因子、比例因子以及隶属度函数的选取对系统性能的影响较大。一旦这些条件被确定，当对象的参数和外部扰动变化时，控制效果就会变差。因此将模糊控制与其它控制策略相结合，通过它们的互补来提高模糊控制的控制效果及静态稳定性和动态性能是当前研究的热点。文献[30]将模糊控制与滑模变结构控制相结合，同时进行转速和定子电阻的辨识；文献[31]在异步电机直接磁场定向控制的基础上提出了一种新型的PI模糊控制器的设计方法，采用模糊和PI共存，在负载模型参数大范围变化和非线性因素存在时仍能保持良好的动态性能。文献[75]提出了一种作为速度调节器和电阻估计器的T-S模糊控制器，采用遗传算法得到较优的模糊控制规则，具有较强的负载和参数鲁棒性，而且设计方法较为系统化。

此外，自上世纪 50 年代 Rosenblatt 提出了第一个完整的人工神经网络 (ANN) 以来<sup>[32]</sup>，人工神经网络理论和应用得到了较大的发展，并成为主要的智能控制方法之一。它模拟人的大脑神经生物结构，可趋近任何非线性函数，有效解决非线性系统建模难的问题，具有较强的容错和数据处理能力，并能对知识环境提供的信息进行学习和记忆。因此，将人工神经网络应用于异步电机控制可以充分发挥上述优点，在异步电机调速系统中的应用研究主要集中在以下几个方面：代替传统的 PID 控制、转子磁链观测及转速辨识、电机参数的在线辨识等。

文献[33]在通过定子电流转矩分量和转速来估计被控异步电机的参数的基础上，在线动态调整人工神经网络的权重，以调节反馈控制器和前馈控制器的参数。通过同时调整这两级控制器，使系统不仅具有较好的跟踪性能，还具有优良的动态调节性能。文献[34]提出了在线学习的 NFN 神经元状态观测器，能够实现对转子磁链和转速的精确辨识；[35]在 MRAS 中的自适应律采用模糊神经网络实现对转速和转子时间常数的精确辨识；[36]采用神经网络后向传播算法在线辨识转速，控制系统具有良好的动、静态性能，并对转速和负载扰动具有很好的鲁棒性。

虽然将智能控制技术应用在异步电机调速系统中，可以克服异步电机参数时变和非线性因素对系统性能的影响，但离真正产品化还有一段距离，目前大多文献都是基于仿真的研究，对于智能控制系统稳定性和鲁棒性的研究目前还都不很成熟。虽然相对简单的单神经元控制系统可以应用非线性控制理论中 Popov 或 Lyapunov 稳定性或超稳定性

定理来分析,但是对于更复杂的智能控制系统的稳定性问题还有待研究者们进一步的探讨和研究。

总而言之,每一种控制技术都是为了提高系统的静态性能或动态性能或者两者兼顾。对同一控制系统,可以有多种控制方案实现,至于采用哪一种,我们需要从系统对性能的实际要求出发,选择最佳的控制方法。虽然目前异步电机驱动的控制策略已取得很大的进展,但是还没有达到完善的程度。因此,为了使系统具有较高的动静态性能及鲁棒性,寻找更合适更简单的控制方法或对现有的控制策略如何进行改进,是未来一段时间的研究重点。

## 1.4 矢量控制技术的国内外研究现状

磁链观测器是实现异步电机矢量控制的基础,其观测的准确性直接决定了系统解耦的正确性,进而关系到控制性能的好坏。此外,矢量控制需要转速闭环,一般可以利用同轴安装的速度传感器测速。但是精密的速度传感器价格较高,且在某些恶劣环境下无法安装,而无速度传感器技术的出现则解决了这一问题。对于采用辨识转速进行反馈的控制系统,速度辨识的精度就决定了转速控制的精度。而不论是磁链观测器还是无速度传感器,都与电机参数密切相关。在电机运行过程中,受温度变化和磁路饱和的影响,电机定转子参数不再保持恒定,是时变参数。因此为了得到良好的动态性能,还需要对电机参数进行实时辨识。此外矢量变换后还存在dq轴之间的交叉耦合电势的作用,为了获得理想的控制性能,必须进行动态去耦。将dq轴的控制转化成两个独立通道的单回路控制系统,从而实现异步电机各轴分量仅受本轴分量控制的目的。下面对当前异步电机矢量控制系统的主要研究热点进行分析。

### 1.4.1 转子磁链观测器

在异步电机矢量控制中,要实现准确的解耦,必须要知道转子磁链准确的相位角。而在直接矢量控制中,为了实现磁链的反馈控制,还要知道转子磁链准确的幅值。最初采用直接检测气隙磁链的方法,即在电机槽内直接安装磁场传感器,由于安装工艺太复杂很快被抛弃。随着数字化控制技术日益广泛的应用,研究人员开始利用易于检测到的异步电机定子侧电压、电流,以及转子转速等电机运行参数,通过实时计算得到转子磁链的准确位置和大小,这种技术就是磁链观测器,实现这种技术的过程也就是磁场定向。

在矢量控制中,常用的转子磁链观测器有电压模型和电流模型两种<sup>[37]-[42]</sup>。前者使用



电机的定子电压和定子电流来计算转子磁链，其结构简单，容易实现。且模型中不含转速信息，在无速度传感器控制中颇具吸引力。但模型中含有纯积分环节，存在直流偏置和初始值问题。并且涉及到定子电阻，在低速时由于定子电阻压降作用明显，测量误差淹没了反电动势，使得观测精度较低。后者使用电机定子侧的电压、电流以及转子转速计算转子磁链，由于不设计纯积分环节，其观测值是渐进收敛的。但是模型复杂，而且对电机转子时间常数变化很敏感，在高速时的性能不如前者。

为了克服以上两种模型各自的缺陷，一种是对现有的这两种观测模型进行改进，如文献[43]为消除纯积分环节以及定子电阻在低速时对观测值的影响，在电压模型转子磁链观测器中，用一阶低通滤波环节代替纯积分环节，并引入参考磁链的滤波信号来补偿相位滞后；文献[44]对电流模型转子磁链观测器进行了改进，考虑到转子电阻的变化，在模型中单独将转子电阻变化量提出来进行自适应闭环控制，从而获得较高精度的转子磁链观测值。另一个主要改进措施是基于异步电机的状态空间方程和状态观测器理论提出新的磁链观测方案，如文献[45]采用降阶观测器设计转子磁链观测器，并且给出了保证观测器稳定的状态观测器极点配置方法，使得系统抗噪声干扰和参数变化的鲁棒性得到了增强。文献[46][47]采用滑模变结构磁链观测器既消除了纯积分环节，又增强了系统对电机参数变化的鲁棒性。

## 1.4.2 无速度传感器

为了降低硬件的复杂性和成本、增强机械的坚固性和传动的可靠性、降低噪声、消除机械传感器和传动系统其它部分的连线、降低整体的尺寸等，在高性能的传动系统中，希望不用常规的机械（速度、位置）传感器。不仅如此，电磁传感器会增加系统的惯性，对于高性能的传动系统而言，同样是不希望的。此外，传感器还将增加维护的需要。在非常小的电机中，根本就不可能使用电磁传感器。在小功率的传动系统中，这种传感器的价格就可能占到总价的一半。而运行在恶劣环境下的传动系统或高速传动系统中，则不能安装速度传感器。随着DSP价格的持续和迅速下降，可以依据易于测量的定子电压和电流实现无速度传感器控制技术。近年来围绕转速辨识方法发表的文献所讨论的转速估计方法的基本思路都是利用定子电压、电流及同步角频率计算转速<sup>[48]-[51]</sup>。主要分为以下几类：一是基于异步电机数学模型开环计算转速<sup>[52]</sup>；二是基于PI闭环控制构造转速信号；三是利用电动机结构上的特征提取转速信号。还有其它一些方法是这几类方法的变形、混合或是不便于把它归结为其中的某一种类型，目前研究热点主要集中在第二类。

闭环的转速估算方法主要有PI自适应控制器法，利用电机某些量的误差项，通过PI调节器获得转速信息；模型参考自适应系统法（MRAS），将不含转速的方程作为参考模型，将含有转速的方程作为可调模型，利用两个模型具有相同物理意义的输出量（如转子磁通、反电势或无功功率）间的误差，选取适当的自适应律实时调节可调模型的参数（转速），以实现辨识转速的目的<sup>[53]</sup>。

此外，很多文献还集中在使用闭环观测器对速度进行辨识<sup>[54][55][56]</sup>，如全阶自适应状态观测器（Luenberger），对静止坐标系中的电机模型加以误差补偿，从状态误差的动态方程和Lyapunov稳定性理论或Popov超稳定性理论推导出稳定的转速辨识自适应律；扩展卡尔曼（KF）滤波法<sup>[78]</sup>，将电机转速视为一个状态变量，考虑电机的高阶非线性模型，在每一步估计时都重新将模型在该运行点线性化，再用线性卡尔曼滤波器的递推公式进行转速估计。这种方法可有效削弱随机干扰和测量噪声的影响，提高转速估计的准确度。但是计算量太大，难以实用化。

目前，大多数的无速度传感器控制技术都是应用在异步电机矢量控制系统中，概括来说，无速度传感器矢量控制可以获得接近实测转速闭环控制的性能，同时省去了速度传感器，降低了维护成本。与传统的转速开环恒压频比控制相比，无速度传感器矢量控制可以获得改进的低速运行特性。此外，无速度传感器控制方式还填补了高性能闭环控制与简单的开环控制之间的空白。总而言之，无速度传感器控制的研究方向主要集中在提高转速估计精度的同时改进控制性能，增强系统抗参数变化、抗噪声干扰的鲁棒性，降低系统的复杂性，追求简单性和可靠性。

### 1.4.3 电机参数辨识

电机的参数辨识主要包括电机起动前的静态辨识和电机运行中的动态辨识两个方面<sup>[57]-[61]</sup>，前者是指在控制系统设计初期，需要得到异步电动机的定、转子电阻，定、转子之间的互感，定、转子漏感，转动惯量等参数。传统的电机参数测试方法是进行堵转和空载实验，通过测量这两种特殊条件下的工作电流和电压，用最小二乘法辨识电机参数<sup>[62][63]</sup>。该方法虽然算法简单，但绝大多数使用现场并不具备这种实测条件。为此，电机起动前的参数整定应满足以下条件：可向电机通电但不能使其转动、电机可带任何负载、系统不增加任何辨识所需的新硬件。文献[64]根据异步电机的数学模型，介绍了一种电机在静止条件下，利用单相加载、采用准同步采样算法测算电机参数的新方法，推导出了计算转子等效电阻、定子等效漏感和电机等效互感的数学模型。文献[65]根据三

相异步电动机铭牌数据与 T 型等值电路参数密切相关的关系,利用铭牌数据结合交流电路的一些固有特性估计出等值电路中的有关参数,具有较强的实用价值。

在异步电机矢量控制中,定子电阻和转子时间常数(主要是转子电阻)等电机参数是磁链观测和转速辨识的依据。而它们随电机温度和工况变化的变化量可以达到原值的 0.75 到 1.5 倍,如果不及时补偿,会带来估计误差并进而使得系统性能恶化。所以静态辨识得到的参数与电机运行时的实际值偏差较大,这无疑会增加矢量控制系统的使用难度。因此,电机参数的在线动态辨识就变得尤为重要。

文献[66]采用电机的全阶观测器实现转速和定子电阻的同时辨识,将转速和定子电阻作为待辨识的参数,根据实际模型和观测模型输出变量之间的误差,利用稳定性理论推导出自适应律保证了辨识系统的稳定性;文献[67]采用全阶观测器对转子磁链进行观测,并利用定子电流的观测值与和实际测量值之间的偏差来辨识定子电阻,仿真和实验结果表明控制系统在低速和再生制动工况下都具有很好的稳定性;此外,也可以采取对定子电阻误差具有鲁棒性的控制方法来避免定子电阻变化的影响,如采用对定子电阻误差具有鲁棒性的基于无功功率的 MRAS 辨识转子时间常数等。

众所周知,稳态时异步电动机转子电阻不能独立于转速而辨识得到。由此,如何在实现无速度传感器控制的同时精确辨识转子电阻成为参数辨识的一个研究热点。文献[68][69]通过在电机的转子磁通轴上加低频脉动的电流使得转子磁通幅值产生波动,实现转子电阻和转速的同时辨识。文献[70]在加减速过程中磁通幅值发生变化时的进行转子电阻的辨识,不需要额外注入信号。此外,还有文献提出如在线辨识定子电阻,使转子电阻按一定比例随辨识的定子电阻改变的方法等。

总之,结合先进的智能控制,提高电机参数辨识的实时性、精确性、实用性的同时,提高系统的低速性能及动态性能,是目前电机参数辨识的研究趋势。

此外,还有大量国内外文献围绕转速辨识系统的稳定性分析<sup>[71]</sup>、矢量控制的动态去耦、空间矢量控制的死区补偿等问题展开研究。文献[72]对异步电机无速度传感器矢量控制系统进行了小信号稳定性分析,并通过闭环根轨迹分析了系统稳定下各电机参数的变化范围及其变化趋势对系统稳定性的影响。文献[73]针对基于 RF-MRAS(基于转子磁链的模型参考自适应)、Isq-MRAS(基于电流转矩分量的模型参考自适应)、AFO(自适应观测器)等三种无速度传感器矢量控制方案,分析了它们在电机参数变化和负载变化时系统性能的差异及产生差异的原因,通过小信号稳定性分析比较了三种控制方式下电机处于再生制动状态时系统不稳定区域分布情况。淮海工学院的周渊深教授提出定子

电流内模控制，通过电动机给定电流与反馈电流的偏差计算交叉耦合电势的解耦电压。它摒弃了反馈解耦只有等到电动机耦合影响产生后才进行解耦的缺陷，避免了定子电流延迟对反馈解耦电压计算的影响<sup>[5]</sup>。同时也消除了前馈解耦不能根据电机实际耦合情况进行实时解耦的缺点，且对电机参数变化具有很好的鲁棒性。文献[74]在详细分析了空间矢量PWM中死区效应对输出电压的影响的基础上，提出了一种新的死区补偿策略，将三相电流分成六个区域，并在每个区域只对其中一相输出电压进行补偿。通过判断输出电压矢量的角度来获取三相电流的方向，避免了电流检测中出现多个零点的现象。

## 1.5 选题依据与本文主要研究内容

### 1.5.1 选题依据

据统计，我国电机驱动系统的能源利用率非常低，基本上要比国外平均水平低20%，电能浪费十分严重，70%的电机只相当于国际先进国家上世纪50年代的技术水平。同时在工业应用中，很多行业对异步电机调速性能有很高的要求。如广泛用于港口码头、集装箱集散地、工矿企业、电站航天造船等大型设备安装场合的提升机，它不仅要有精确的速度控制特性，还要有极好的力矩控制特性。有与此类似要求的应用场合还有电梯、立体仓库的物料运输机、高炉的卷扬机等设备使用场合。因此，高性能的变频调速控制技术不仅是节能的有效措施，同时也是工业应用的需求所在。其重要性日益得到国家的重视，可以说，在国内大力发展变频调速技术有着非常大的现实意义和巨大的经济价值和社会价值。目前，对于异步电机调速系统来讲，如何改善系统的动静态性能，也是调速系统发展的目标，而从工程实现上来讲，可实现性和简单化是调速系统所追求的目标。

异步电机按转子磁场定向的控制策略是随着现代交流电气传动控制技术的发展，在深入研究异步电机控制规律基础下的产物，它的出现使得交流调速系统的性能产生了质的飞跃，无速度传感器矢量控制系统更是增加了系统的简易性和鲁棒性。这种系统需解决两个问题：转子磁链观测和转速估计。而它们又与电机参数息息相关，因此，在高性能的异步电机控制中，对电机参数的精确在线辨识已成为研究人员的关注热点。随着控制系统的结构和算法的日益复杂，以及对控制要求的实时性和快速性，对系统CPU运算能力的要求也日益提高。电机控制专用芯片DSP，因其既具有强大的运算能力，又有完备的集成片内外设，因此在高性能的异步电机控制中得到了广泛的应用。本文采用德州仪器（TI）公司提供的DSP芯片TMS320F240来实现异步电机的数字控制。

## 1.5.2 本文主要研究内容

本文以异步电机无速度传感器矢量控制系统为主要研究对象,围绕基于 DSP 的全数字化控制无速度传感器矢量控制系统中的一些关键技术,如转子磁链观测、转速辨识、系统稳定性等,从理论分析、计算机仿真、控制系统软硬件设计、样机实验等方面展开了较为全面、深入的研究工作,努力在提高异步电机无速度传感器矢量控制系统综合性能方面做一些探索、尝试性的工作。全文主要内容安排如下:

(1) 分别从电力电子学、微电子学和现代控制理论三个方面讨论了它们对异步电机控制技术发展的贡献,对异步电机控制策略的国内外研究现状进行了阐述,找出异步电机存在的控制问题。在此基础上,阐述了异步电机矢量控制技术中的关键技术在国内外的研究现状。

(2) 在分析异步电机强耦合、非线性产生原因的基础上,对依据等效电机原则和非等效电机原则的三种矢量坐标变换方法内在的物理意义进行了深入研究。系统地分析了异步电机在各种坐标系下的数学模型,推导出异步电机的状态空间表达式,在此基础上证明了异步电机的可控可观性,为异步电机的磁场定向矢量控制和无速度传感器的自适应设计提供了理论依据。

(3) 详细阐述了异步电机矢量控制的原理、方案分类、以及在不同的磁场定向方式下磁链和转矩的解耦特性,指出在转子磁场定向方式下磁链和转矩实现了彻底的解耦控制,并建立了异步电机按转子磁场定向矢量控制的系统结构。磁链观测是无速度传感器系统的核心技术,在详细分析电压模型转子磁链观测器观测误差产生的原因的基础上,针对其中的纯积分环节易导致输出饱和和偏移的问题,对几种典型的积分改进方案进行了理论分析、仿真比较和实验。指出它们仅对积分初始值进行了改进,未能有效解决输入直流偏置问题。并针对本文设计的无速度传感器矢量控制系统的特点,提出在对纯积分环节进行改进的同时消除定子电流采样信号中的直流偏置量,从而解决输入直流偏置问题的方案。实验结果表明采用该方案的磁链观测波形正弦性良好,消除了积分输入直流偏置的影响。

(4) 在对各种转速辨识方案进行深入分析的基础上,采用 Popov 超稳定性理论推导出了基于 MRAS 的无速度传感器自适应律,证明辨识转速收敛于真实转速,通过小信号稳定性分析证明了辨识子系统的动态稳定性。基于无源性理论和 Lyapunov 稳定性判据证明了异步电机电磁子系统在定参数时的一致稳定性,推导出时变参数时全局渐进稳定的充分条件,为高性能电机控制策略提供了稳定性依据。为了分析整个闭环控制系统

的稳定性,从工程应用角度出发,提出先建立异步电机无速度传感器矢量闭环控制系统的小信号数学模型,再利用 MATLAB 仿真得到根轨迹和阶跃响应图,从而判断控制系统的稳定范围,以及电机时变参数和控制调节器参数对系统稳定性的影响这一方法。仿真分析结果表明本文设计的闭环系统在额定转速和额定负载范围内均能稳定运行,采用理想磁链对电压模型磁链观测进行修正后增强了闭环控制系统对定子电阻变化的鲁棒性。实验结果进一步验证了该方法对控制器调节参数的整定具有一定的参考价值。

(5) 建立了基于 DSP 的全数字化控制的异步电机无速度传感器矢量控制系统。为了提高计算精度,基于电机的标么值数学模型进行了控制系统的软件设计。针对定点 DSP,提出了一种带符号位的定标方法,确保了计算的准确性。在分析电压空间矢量中死区效应产生机理的基础上,提出瞬时电压平均值的补偿方法。在每一个开关周期内计算误差电压平均值,判断定子电流矢量所在的扇区,进而对异步电机定子电压矢量进行补偿。为了克服低速时定子电压检测精度下降的问题,本文利用测量的直流母线电压和逆变器的开关状态来重构定子电压。由于不需要电压滤波,还不会引起附加的滤波器延时。最后进行了无速度传感器矢量控制系统实验。实验结果表明,所设计的无速度传感器矢量控制系统具有良好的动、静态性能。

(6) 最后对全文工作进行总结,并提出下一步的工作展望。

## 2 异步电机的数学模型

### 2.1 引言

本文将鼠笼型交流异步电机作为控制对象,对异步电机调速系统的动态性能和控制技术进行分析和研究。异步电机为高阶、非线性、强耦合的多变量系统,其电磁转矩是定、转子电流,定、转子绕组参数及定、转子磁链间的复杂函数。因此,首先对异步电机建立一个适当的相对简单的数学模型是十分必要的。

本章首先根据异步电机的电磁关系建立了基于  $abc$  三相静止坐标系下的数学模型,为了分析方便,引入  $\alpha\beta$  两相静止坐标系,利用基于恒功率、恒矢量和恒相幅值原则下的三相/两相静止坐标变换,得到异步电机简化的基于  $\alpha\beta$  两相静止坐标系下不同形式的数学模型,并分析了不同坐标变换原则的物理含义。由于在静止坐标系下异步电机的各物理量仍为交流量,进一步引入了  $dq$  两相旋转坐标系,将异步电机数学模型中的各物理量从静止坐标系中的交流量最终转换为旋转坐标系中的直流量。通过对异步电机进行可控可观性分析,为后续章节的自适应系统设计进行理论铺垫。

### 2.2 异步电机在三相静止坐标系下的数学模型

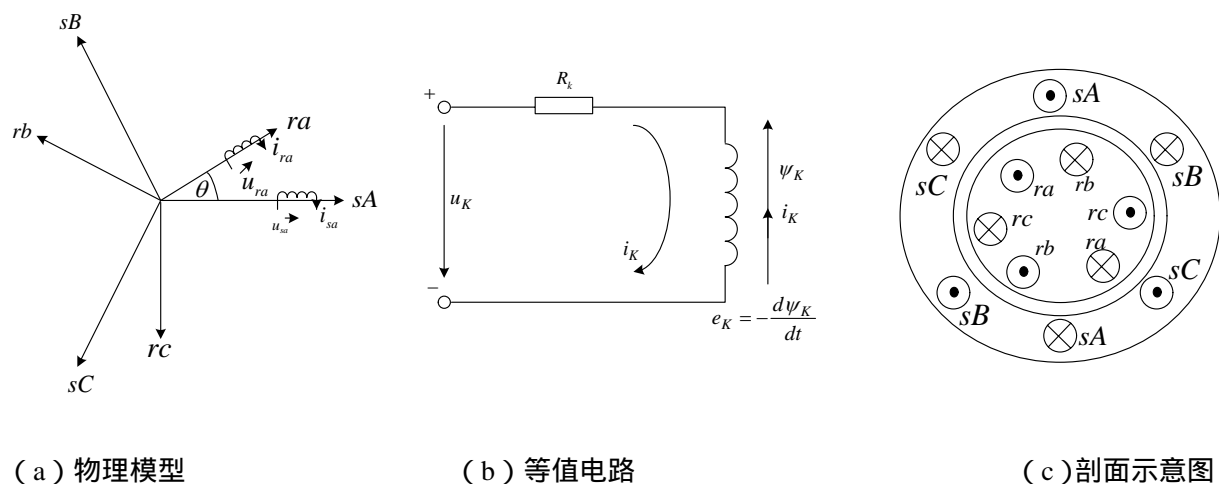


图 2.1 异步电机 A、B、C 坐标系及各相等效物理模型

在研究异步电机数学模型之前,先对其进行如下理想化假设<sup>[76][79][80][81]</sup>:

(1) 三相定子绕组  $sA$ 、 $sB$ 、 $sC$  和三相转子绕组  $ra$ 、 $rb$ 、 $rc$  在空间对称分布,各

相电流所产生的磁势在气隙空间按正弦分布；

(2) 涡流、磁饱和及铁芯损耗忽略不计；

(3) 不考虑温度和频率变化对电机参数的影响。

需要指出，本文研究的异步电动机为鼠笼型异步电动机，电机转子是短路的，即转子端电压为零。下面建立异步电机在三相静止坐标系下的数学模型。

## 2.2.1 电压方程

电机六个绕组的电压矩阵方程可表示为：

$$\begin{bmatrix} u_{sa} \\ u_{sb} \\ u_{sc} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} \psi_{sa} \\ \psi_{sb} \\ \psi_{sc} \\ \psi_{ra} \\ \psi_{rb} \\ \psi_{rc} \end{bmatrix} \quad (2-1)$$

式中， $u_{sa}$ 、 $u_{sb}$ 、 $u_{sc}$  为定子三相电压， $i_{sa}$ 、 $i_{sb}$ 、 $i_{sc}$  为定子三相电流、 $i_{ra}$ 、 $i_{rb}$ 、 $i_{rc}$  为折算到定子侧的转子三相电流， $\psi_{sa}$ 、 $\psi_{sb}$ 、 $\psi_{sc}$  为定子三相磁链， $\psi_{ra}$ 、 $\psi_{rb}$ 、 $\psi_{rc}$  为折算到定子侧的转子三相磁链， $R_s$ 、 $R_r$  分别为定子电阻和折算到定子侧的转子电阻，

$p = \frac{d}{dt}$  为微分算子。

## 2.2.2 磁链方程

取电机各绕组轴线如图2.1 (a) 所示，并假定电压、电流、磁链的正方向符合右手螺旋法则，则电机六个绕组的磁链矩阵方程可表示为：

$$\begin{bmatrix} \psi_{sa} \\ \psi_{sb} \\ \psi_{sc} \\ \psi_{ra} \\ \psi_{rb} \\ \psi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{sl} + L_{lm} & -\frac{1}{2}L_{lm} & -\frac{1}{2}L_{lm} & L_{lm} \cos \theta & L_{lm} \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & L_{lm} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ -\frac{1}{2}L_{lm} & L_{sl} + L_{lm} & -\frac{1}{2}L_{lm} & L_{lm} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & L_{lm} \cos \theta & L_{lm} \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\frac{1}{2}L_{lm} & -\frac{1}{2}L_{lm} & L_{sl} + L_{lm} & L_{lm} \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & L_{lm} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & L_{lm} \cos \theta \\ L_{lm} \cos \theta & L_{lm} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & L_{lm} \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & L_{rl} + L_{lm} & -\frac{1}{2}L_{lm} & -\frac{1}{2}L_{lm} \\ L_{lm} \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & L_{lm} \cos \theta & L_{lm} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\frac{1}{2}L_{lm} & L_{rl} + L_{lm} & -\frac{1}{2}L_{lm} \\ L_{lm} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & L_{lm} \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & L_{lm} \cos \theta & -\frac{1}{2}L_{lm} & -\frac{1}{2}L_{lm} & L_{rl} + L_{lm} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (2-2)$$

式中， $L_{sl}$ 、 $L_{rl}$  分别为定子漏感和折算到定子侧的转子漏感， $L_{lm}$  为主磁通所对应的



定子电感， $\theta$  为定子  $sA$  轴和转子  $ra$  轴间的空间位移角。

## 2.2.3 转矩方程

根据载流导体在磁场中受力的基本公式可以得到电机电磁转矩方程如下所示：

$$T_e = n_p L_{sm} [(i_{sa} i_{ra} + i_{sb} i_{rb} + i_{sc} i_{rc}) \sin \theta + (i_{sa} i_{rb} + i_{sb} i_{rc} + i_{sc} i_{ra}) \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) + (i_{sa} i_{rc} + i_{sb} i_{ra} + i_{sc} i_{rb}) \sin(\theta - \frac{2\pi}{3})] \quad (2-3)$$

式中， $n_p$  为电机极对数。上式说明电机转矩是定子和转子电流及  $\theta$  的函数。显然，这是一个多变量、强耦合的方程。

## 2.2.4 运动方程

一般情况下，如果将摩擦阻力矩归并到负载转矩  $T_L$  中去，电机的运动方程式为：

$$T_L = T_e - \frac{J}{n_p} \frac{d^2 \theta}{dt} = T_e - \frac{J}{n_p} \frac{d\omega_r}{dt} \quad (2-4)$$

式中， $T_e$  为电磁转矩， $\omega_r$  为转子旋转电气角转速。

## 2.2.5 三相合成空间矢量与各相瞬时值的关系

运行中的异步电机，无论是稳态或暂态的任何瞬间，定转子三相的电流、电压和磁链的瞬时值都可以由一个在空间旋转的电流矢量、电压矢量和磁链矢量在定子和转子三个相绕组轴线上投影求得。换言之，这些电流、电压和磁链空间矢量分别是由三个相的电流、电压和磁链的瞬时值共同产生，它们可以分别代替三相电流、电压和磁链瞬时值所产生的总效应。稳态时，这些空间矢量都是以同步旋转角频率  $\omega_s$  同步旋转。

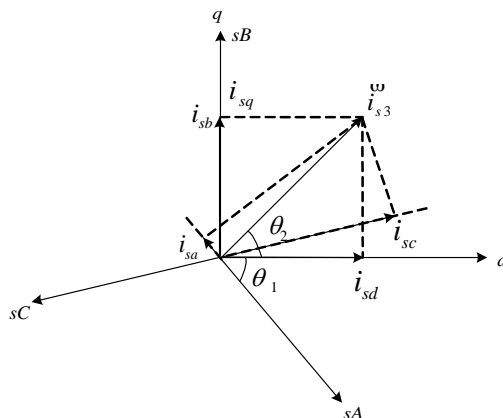


图 2.2 定子电流三相合成空间矢量图

图 2.2 所示即为定子三相电流合成矢量图，假定某一瞬间定子电流三相合成空间旋转矢量为  $\vec{i}_{s3}^w$ ，取同步旋转直角坐标系  $dq$  中  $q$  轴的正方向超前  $d$  轴  $90^\circ$ 。 $d$  轴超前  $sA$  轴  $\theta_1$  角度， $\vec{i}_{s3}^w$  超前  $d$  轴  $\theta_2$  角度。对于定子三相电流  $i_{sa}$ 、 $i_{sb}$ 、 $i_{sc}$ ，每相电流都可以用它在  $dq$  轴上的电流分量代替，则  $dq$  轴两个方向的等效定子电流为：

$$\begin{cases} i_{sd} = i_{sa} \cos \theta_1 + i_{sb} \cos(\theta_1 - \frac{2\pi}{3}) + i_{sc} \cos(\theta_1 + \frac{2\pi}{3}) \\ i_{sq} = -[i_{sa} \sin \theta_1 + i_{sb} \sin(\theta_1 - \frac{2\pi}{3}) + i_{sc} \sin(\theta_1 + \frac{2\pi}{3})] \end{cases} \quad (2-5)$$

$i_{sd}$  和  $i_{sq}$  合成的电流矢量即为定子三相电流合成空间矢量  $\vec{i}_{s3}^w$ ，即：

$$\vec{i}_{s3}^w = I_{s3} \cos \theta_2 + j(I_{s3} \sin \theta_2) = i_{sd} + ji_{sq} \quad (2-6)$$

$I_{s3}$  为电流空间矢量  $\vec{i}_{s3}^w$  的幅值，根据图 2.2 可以求出  $\vec{i}_{s3}^w$  在  $sA$  轴上的投影为：

$$I_{s3} \cos(\theta_1 + \theta_2) = I_{s3} \cos \theta_1 \cos \theta_2 - I_{s3} \sin \theta_1 \sin \theta_2 = i_{sd} \cos \theta_1 - i_{sq} \sin \theta_1 \quad (2-7)$$

将式 (2-5) 代入式 (2-7)，对于无中线的对称三相系统，有： $i_{sa} + i_{sb} + i_{sc} = 0$ ，可以得到：

$$I_{s3} \cos(\theta_1 + \theta_2) = 1.5i_{sa} \quad (2-8)$$

由上式可知电流三相合成空间矢量幅值与电流时间相量幅值之间的关系：

$$|\vec{i}_{s3}^w| = I_{s3} = 1.5|i_{sa}| \quad (2-9)$$

式(2-9)说明定子三相电流合成空间矢量在  $sA$  轴上的投影是  $sA$  相电流瞬时值的 1.5 倍，对于其它定转子三相合成空间矢量，式 (2-9) 所示的关系同样成立。因此可以得到这样的结论：三相系统下空间合成矢量幅值是时间相量幅值的 1.5 倍。

式 (2-1) ~ (2-4) 构成了异步电机在  $abc$  三相静止坐标系下的数学模型，求解这些非线性方程十分困难，即使画出很清晰的矢量图也并非易事。通常需要采用坐标变换对数学模型加以改造，使得变换后的数学模型容易处理。下面首先将三相静止坐标系下的数学模型变换到两相静止坐标系下，从而得到两相静止坐标系下的异步电机数学模型。

## 2.3 异步电机在两相静止坐标系下的数学模型

### 2.3.1 三相/两相坐标变换原则

三相/两相静止坐标变换又叫 Clarke 变换，是以空间位置固定的两相静止绕组代替电

机实际的三相绕组，系统变换前后所需独立变量的个数不会改变。因此，三相/两相静止坐标变换即用新的变量对原变量进行线性变换。从线性代数可以知道，这种变换是满秩的，只要变换矩阵满足行列式不等于零即可，因此变换矩阵内的元素的选取办法很多。但在实际应用中，还需根据实际物理意义隐含一定的约束条件，也即变换原则，使得变换矩阵具有唯一性。目前有关电机矢量控制的文献中采用的静止坐标变换原则并不统一，而由不同变换原则得到的电机转矩表达式也不相同，容易引起混淆。为此，本文对坐标变换原则进行了总结，归纳出图 2.3 所示的三种常用坐标变换方式：

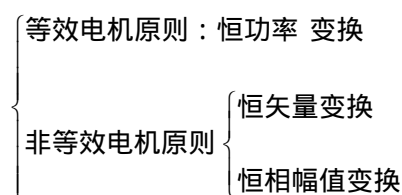


图 2.3 坐标变换原则

基于恒功率的坐标变换是指变换前的三相电机和变换后的等效两相电机具有相同的功率和磁动势，即在电、磁两方面完全等效，是基于等效电机原则的坐标变换；基于恒矢量的坐标变换是指变换前后的定转子电流、电压和磁链合成空间矢量相等；基于恒相幅值的坐标变换是指变换前三相绕组的相电压、相电流峰值与变换后两相绕组的相电压、相电流峰值相等。恒矢量变换和恒相幅值变换都是基于非等效电机原则的坐标变换，下面分别基于以上三种不同的变换原则推导异步电机三相/两相静止坐标变换关系式。

## 2.3.2 三相/两相静止坐标变换

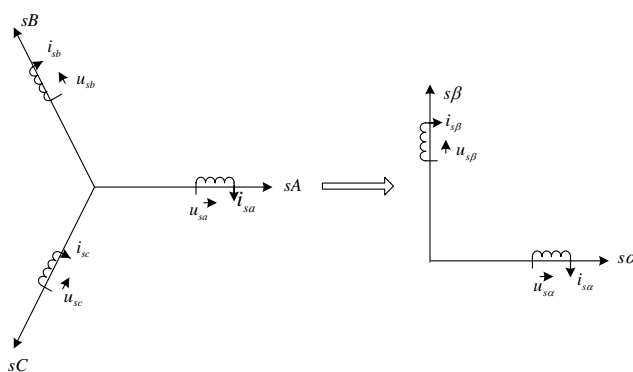


图 2.4 定子坐标系的三相/两相静止坐标系变换示意图

图 2.4 给出了以定子绕组为例的三相/两相静止坐标变换的示意图，令静止两相坐标系的  $\alpha$  轴与定子 A 相轴线重合， $\beta$  轴超前  $\alpha$  轴  $90^\circ$ 。在此基础上，假设电流、电压、磁链遵循同一个线性变换关系。则可得三相/两相静止坐标变换的一般关系式：

$$\begin{bmatrix} y_\alpha \\ y_\beta \\ y_c \end{bmatrix} = C_{3-2} \begin{bmatrix} y_a \\ y_b \\ y_c \end{bmatrix} = K_{32} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_a \\ y_b \\ y_c \end{bmatrix} \quad (2-10)$$

$$\begin{bmatrix} y_a \\ y_b \\ y_c \end{bmatrix} = C_{2-3} \begin{bmatrix} y_\alpha \\ y_\beta \\ y_c \end{bmatrix} = K_{23} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_\alpha \\ y_\beta \\ y_c \end{bmatrix} \quad (2-11)$$

式中,  $y$  代表电机定转子侧的电流、电压、磁链等变量,  $K_{32}$ 、 $K_{22}$  为坐标变换系数,  $C_{2-3}$ 、 $C_{3-2}$  为坐标变换矩阵。顺便指出, 以上推导都是在定子侧进行的, 可以证明, 转子绕组的变换矩阵与定子绕组的变换矩阵形式是一样的, 不同的是, 在转子侧进行三相/两相静止坐标变换时, 不管是三相  $abc$  坐标系还是两相  $\alpha\beta$  坐标系, 都是以电机转子旋转角速度  $\omega_r$  随转子转动。因此, 转子的静止坐标变换是指变换前后的等效绕组相对于转子来说是静止不动的。

### 2.3.2.1 恒功率变换原则下三相/两相静止坐标变换

定义三相系统和两相系统每相绕组匝数分别为  $N_3$ 、 $N_2$ , 因为变换前后系统总磁势不变, 则有:

$$N_2 \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \end{bmatrix} = N_3 \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \quad (2-12)$$

所以有  $K_{32} = \frac{N_3}{N_2}$ , 变换矩阵为:

$$C_{3-2} = \frac{N_3}{N_2} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (2-13)$$

式 (2-12) \ (2-13) 对于电压、磁链也同样适合, 由变换前后电机总功率相等, 可得:

$$P = \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} u_{sa} \\ u_{sb} \\ u_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} u_{sa} \\ u_{sb} \end{bmatrix} \quad (2-14)$$

将式(2-12) (2-13)代入(2-14),并结合式(2-10) (2-11)可得  $K_{32} = K_{23} = \frac{N_3}{N_2} = \sqrt{\frac{2}{3}}$ , 由此可以得到三相/两相静止坐标变换的变换矩阵:

$$C_{3 \rightarrow 2} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}, C_{2 \rightarrow 3} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (2-15)$$

对于定子电流,有:

$$\begin{cases} i_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}}(i_{sa} - \frac{1}{2}i_{sb} - \frac{1}{2}i_{sc}) = \sqrt{1.5}i_{sa} \\ i_{s\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}}(\frac{\sqrt{3}}{2}i_{sb} - \frac{\sqrt{3}}{2}i_{sc}) \end{cases} \quad (2-16)$$

从上式可以看出,  $\alpha\beta$  坐标系下的相电流幅值是  $abc$  坐标系下相电流幅值的  $\sqrt{1.5}$  倍, 结合式(2-9), 可得  $\alpha\beta$  坐标系下电流空间矢量的幅值为:

$$|\vec{i}_{s2}| = \sqrt{|i_{s\alpha}|^2 + |i_{s\beta}|^2} = \sqrt{1.5}|i_{sa}| = \sqrt{\frac{2}{3}}|\vec{i}_{s3}| \quad (2-17)$$

式中  $\vec{i}_{s2}$  为  $\alpha\beta$  坐标系下两相定子电流合成空间矢量, 同理可以推导定转子的电压和电流合成空间矢量均符合上式所示的关系。下面分析磁链合成空间矢量在坐标变换中的变化。令  $L_{3s} = L_{sl} + L_{lm}$ , 结合式(2-9), 将式(2-2)中的定子磁链写成空间矢量表达式:

$$\vec{\psi}_{s3} = 1.5L_{3s}\vec{i}_{s3} + 1.5L_{lm}\vec{i}_{r3}e^{j\theta} = L_s\vec{i}_{s3} + L_m\vec{i}_{r3}e^{j\theta} \quad (2-18)$$

式中  $L_s = 1.5L_{3s}$  和  $L_m = 1.5L_{lm}$  分别为定子三相总自感和三相总励磁电感。由于变换后的定、转子两相绕组呈正交关系, 所以定子绕组之间和转子绕组之间没有互感。令两相系统中定子每相绕组自感为  $L_{2s}$ , 定转子之间的互感为  $L_{2m}$ , 因此, 对于两相系统有:

$$\vec{\psi}_{s2} = L_{2s}\vec{i}_{s2} + L_{2m}\vec{i}_{r2}e^{j\theta} \quad (2-19)$$

因为三相系统和两相系统每相绕组匝比为  $\sqrt{\frac{2}{3}}$ , 考虑变换前后漏感的对应关系较为复杂,

且所占比例较小, 所以近似有:

$$L_{3s} = \frac{2}{3}L_{2s}, L_{lm} = \frac{2}{3}L_{2m} \quad (2-20)$$

将式 (2-20) 代入式 (2-18) 得：

$$\bar{\psi}_{s3} = \sqrt{1.5}(L_{2s} \bar{i}_{s2} + L_{2m} \bar{i}_{r2} e^{j\theta}) = \sqrt{1.5} \bar{\psi}_{s2} \quad (2-21)$$

以上推导也同样适用于转子磁链, 综上所述, 对于恒功率变换原则下的三相/两相静止坐标变换, 可以得到以下结论:

- (1) 两相绕组每相匝数是三相绕组每相匝数的  $\sqrt{1.5}$  倍;
- (2) 两相绕组中的定、转子相电流和相电压均为三相绕组中定、转子相电流和相电压的  $\sqrt{1.5}$  倍, 两相绕组中定、转子的电流、电压和磁链合成空间矢量是三相绕组中的  $\sqrt{\frac{2}{3}}$  倍, 变换前后定、转子的总磁势不变。
- (3) 两相绕组的每相功率是三相绕组每相功率的 1.5 倍, 但考虑到变换后电机的相数是变换前相数的  $\frac{2}{3}$  倍, 所以变换前后电机的总功率不变;
- (4) 将坐标变换关系式代入式 (2-3), 可得电磁转矩表达式:

$$T_e = n_p L_m (\bar{i}_{s\beta} \bar{i}_{r\alpha} - \bar{i}_{r\beta} \bar{i}_{s\alpha}) \quad (2-22)$$

## 2.3.2.2 恒矢量变换原则下三相/两相静止坐标变换

对于恒矢量变换原则的线性变换, 要求变换前后空间矢量的幅值相等, 可以求出  $K_{32} = K_{23} = 1$ , 因此可以得到三相/两相静止坐标变换的变换矩阵:

$$C_{3 \rightarrow 2} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}, \quad C_{2 \rightarrow 3} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (2-23)$$

对于定子电流, 有:

$$\begin{cases} i_{s\alpha} = (i_{sa} - \frac{1}{2}i_{sb} - \frac{1}{2}i_{sc}) = 1.5i_{sa} \\ i_{s\beta} = \frac{\sqrt{3}}{2}i_{sb} - \frac{\sqrt{3}}{2}i_{sc} \end{cases} \quad (2-24)$$

显然,  $\alpha\beta$  坐标系下的相电流幅值是  $abc$  坐标系下相电流幅值的 1.5 倍, 结合式 (2-9), 可得  $\alpha\beta$  坐标系下电流空间矢量的幅值为:

$$|\vec{i}_{s2}^{\overline{\omega}}| = \sqrt{|\vec{i}_{s\alpha}^2| + |\vec{i}_{s\beta}^2|} = 1.5|\vec{i}_{sa}| = |\vec{i}_{s3}^{\overline{\omega}}| \quad (2-25)$$

若要使磁链空间矢量变换具有与电流、电压空间矢量相同的变换关系，则式(2-18)应为：

$$\vec{\psi}_{s3}^{\overline{\omega}} = 1.5L_{3s}\vec{i}_{s3}^{\overline{\omega}} + 1.5L_{1m}\vec{i}_{r3}^{\overline{\omega}}e^{j\theta} = 1.5\left(\frac{N_3}{N_2}\right)^2(L_{2s}\vec{i}_{s2}^{\overline{\omega}} + L_{2m}\vec{i}_{r2}^{\overline{\omega}}e^{j\theta}) = \vec{\psi}_{s2}^{\overline{\omega}} \quad (2-26)$$

可以求得：

$$\frac{N_3}{N_2} = \sqrt{\frac{2}{3}} \quad (2-27)$$

以上推导也同样适用于转子侧，综上所述，对于恒矢量变换原则下的三相/两相静止坐标变换，可以得到以下结论：

- (1) 两相绕组每相匝数是三相绕组每相匝数的 $\sqrt{1.5}$ 倍；
- (2) 两相绕组中的定、转子相电流和相电压均为三相绕组中定、转子相电流和相电压的1.5倍，两相绕组中定、转子总磁势为三相绕组中定、转子总磁势的 $\sqrt{\frac{2}{3}}$ 倍，变换前后定、转子电流、电压和磁链的合成空间矢量相等；
- (3) 两相绕组中的每相功率是三相绕组中每相功率的 $\frac{9}{4}$ 倍，但考虑到变换后电机的相数是变换前相数的 $\frac{2}{3}$ 倍，所以变换后电机总功率为变换前的1.5倍；
- (4) 从物理意义上讲，合成矢量不变原则的坐标变换实际上是将一个三相感应电机变换成了一个功率是其1.5倍的两相电机，变换后电机容量变大了。
- (5) 将坐标变换关系式代入式(2-3)，可得：

$$T_e = \frac{2}{3}n_pL_m(\vec{i}_{s\beta}\vec{i}_{r\alpha} - \vec{i}_{r\beta}\vec{i}_{s\alpha}) \quad (2-28)$$

### 2.3.2.3 恒相幅值变换原则下三相/两相静止坐标变换

对于恒相幅值变换原则的线性变换，要求变换前后各时间相量幅值不变，可以求出

$K_{32} = K_{23} = \frac{2}{3}$ ，因此可以得到三相/两相静止坐标变换的变换矩阵：

$$C_{3-2} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}, \quad C_{2-3} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (2-29)$$

对于定子电流，有：

$$\begin{cases} i_{s\alpha} = \frac{2}{3}(i_{sa} - \frac{1}{2}i_{sb} - \frac{1}{2}i_{sc}) = i_{sa} \\ i_{s\beta} = \frac{2}{3}(\frac{\sqrt{3}}{2}i_{sb} - \frac{\sqrt{3}}{2}i_{sc}) \end{cases} \quad (2-30)$$

显然，坐标变换前后定子相电流的幅值不变，结合式(2-9)，可得 $\alpha\beta$ 坐标系下电流空间矢量的幅值为：

$$|\vec{i}_{s2}| = \sqrt{|\vec{i}_{s\alpha}|^2 + |\vec{i}_{s\beta}|^2} = |\vec{i}_{sa}| = \frac{2}{3}|\vec{i}_{s3}| \quad (2-31)$$

若要使磁链空间矢量变换具有与电流、电压空间矢量相同的变换关系，则式(2-18)应为：

$$\vec{\psi}_{s3} = 1.5L_{3s}\vec{i}_{s3} + 1.5L_{1m}\vec{i}_{r3}e^{j\theta} = 1.5\left(\frac{N_3}{N_2}\right)^2 \cdot 1.5(L_{2s}\vec{i}_{s2} + L_{2m}\vec{i}_{r2}e^{j\theta}) = 1.5\vec{\psi}_{s2} \quad (2-32)$$

可以求得：

$$\frac{N_3}{N_2} = \sqrt{\frac{2}{3}} \quad (2-33)$$

以上推导也同样适用于转子侧磁链，综上所述，对于恒相幅值变换原则下的三相/两相静止坐标变换，可以得到以下结论：

- (1) 两相绕组每相匝数是三相绕组每相匝数的 $\sqrt{1.5}$ 倍；
- (2) 变换前后定、转子相电流和相电压峰值相等，而变换后两相绕组中定、转子的电流、电压和磁链的合成空间矢量是变换前三相合成空间矢量的 $\frac{2}{3}$ 倍；两相绕组中定、转子总磁势为三相绕组中定、转子总磁势的 $\sqrt{\frac{2}{3}}$ 倍；
- (3) 两相绕组中的每相功率与三相绕组中的每相功率相等，但考虑到变换后电机的



相数是变换前相数的 $\frac{2}{3}$ 倍，所以变换后电机总功率为变换前的 $\frac{2}{3}$ 倍；

(4) 从物理意义上讲，恒相幅值不变原则的坐标变换实际上是将一个三相感应电机变换成了一个功率是其 $\frac{2}{3}$ 倍的两相电机，变换后电机容量变小了。

(5) 将坐标变换关系式代入式(2-3)，可得：

$$T_e = 1.5n_p L_m (i_{s\beta} i_{r\alpha} - i_{r\beta} i_{s\alpha}) \quad (2-34)$$

综合以上分析，三种变换原则下的变换匝比均相等，恒矢量的线性变换原则和恒相幅值的线性变换原则，在进行静止坐标三相/两相变换以后，电机的总功率在变换前后发生了改变，而恒功率的线性变换原则，在静止坐标三相/两相变换前后，电机的总功率和磁势都没有发生改变。从这个角度上讲，前两种线性变换原则可以认为是非等效的变换，而后一种线性变换原则是等效的变换。在实际系统中，应根据应用的需求进行合理选取。为了理解方便，本文选用恒功率的等效变换原则。下面将建立基于恒功率变换静止两相坐标系下的异步电机数学模型。

### 2.3.3 两相静止坐标系下电机的数学模型

(1) 电压方程：

$$\begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & 0 & pL_m & 0 \\ 0 & R_s + pL_s & 0 & pL_m \\ pL_m & \omega_r L_m & R_r + pL_r & \omega_r L_r \\ -\omega_r L_m & pL_m & -\omega_r L_r & R_r + pL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (2-35)$$

(2) 磁链方程：

$$\begin{bmatrix} \psi_{s\alpha} \\ \psi_{s\beta} \\ \psi_{r\alpha} \\ \psi_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (2-36)$$

(3) 转矩方程：将式(2-36)代入式(2-18)，可以得到电磁转矩的多种表达式：

$$T_e = n_p L_m (i_{s\beta} i_{r\alpha} - i_{s\alpha} i_{r\beta}) \quad (2-37)$$

$$T_e = n_p (\psi_{r\beta} i_{r\alpha} - \psi_{r\alpha} i_{r\beta}) \quad (2-38)$$

$$T_e = n_p (\psi_{s\alpha} i_{s\beta} - \psi_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (2-39)$$

$$T_e = n_p \frac{L_m}{L_r} (\psi_{r\alpha} i_{s\beta} - \psi_{r\beta} i_{s\alpha}) \quad (2-40)$$

$$T_e = n_p \frac{L_m}{L_s} (\psi_{s\beta} i_{r\alpha} - \psi_{s\alpha} i_{r\beta}) \quad (2-41)$$

$$T_e = n_p \frac{L_m^2}{\sigma L_s L_r} (\psi_{s\beta} \psi_{r\alpha} - \psi_{s\alpha} \psi_{r\beta}) \quad (2-42)$$

式中  $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$ 。在实际计算异步电机电磁转矩时可以根据实际情况从式 (2-37) - (2-42) 中选取计算公式。

## 2.4 异步电机在同步旋转坐标系下的数学模型

通过静止两相坐标变换，虽然异步电机的数学模型得到了简化。但在静止坐标系下看异步电机的各物理量，仍然是交流量。按照矢量控制原理，要想将这些交流量变换成直流量，还需引入同步旋转坐标变换。

### 2.4.1 两相/两相旋转坐标变换

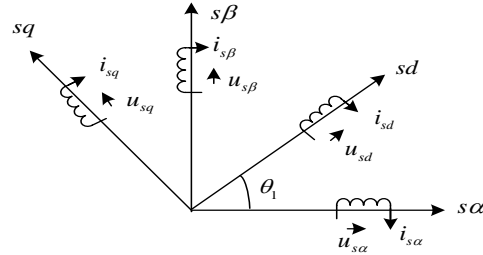


图 2.5 定子坐标系的两相/两相坐标变换示意图

图 2.5 所示为定子绕组的两相/两相旋转坐标变换示意图。图中  $sd - sq$  坐标系是以角频率  $\omega$  旋转， $sd$  轴与  $s\alpha$  轴夹角为  $\theta_1$ 。令静止两相系统和旋转两相系统绕组匝数相等，磁势相等，可得坐标变换矩阵：

$$C_{2r/2s} = \begin{bmatrix} \cos \theta_1 & -\sin \theta_1 \\ \sin \theta_1 & \cos \theta_1 \end{bmatrix}, \quad C_{2s/2r} = \begin{bmatrix} \cos \theta_1 & \sin \theta_1 \\ -\sin \theta_1 & \cos \theta_1 \end{bmatrix} \quad (2-43)$$

### 2.4.2 异步电机在同步旋转坐标系下的数学模型

若使图 2.5 中  $sd$  轴与  $s\alpha$  轴的夹角  $\theta_1$  满足： $p\theta_1 = \omega_s$ ， $\omega_s$  为定子旋转磁场同步角速

度，即  $sd-sq$  以同步角速度旋转。则式 (2-43) 即为定子绕组的两相/两相旋转坐标变换矩阵。对于转子绕组，由于  $\alpha$  轴是以转子角速度  $\omega_r$  旋转，所以  $d$  轴与  $\alpha$  轴的夹角  $\theta_1$  应满足： $p\theta_1 = \omega_s - \omega_r$ 。则式 (2-43) 同样为转子绕组的两相/两相旋转坐标变换矩阵。只是对于定转子绕组， $\theta_1$  的含义不同。定义转子转差角速度为： $\omega_{sl} = \omega_s - \omega_r$ 。则经过变换后可得  $d-q$  同步旋转坐标系当  $d$  轴按任意方向定向时的异步电机数学模型：

(1) 电压方程：

$$\begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & -\omega_s L_s & pL_m & -\omega_s L_m \\ \omega_s L_s & R_s + pL_s & \omega_s L_m & pL_m \\ pL_m & -\omega_{sl} L_m & R_r + pL_r & -\omega_{sl} L_r \\ \omega_{sl} L_m & pL_m & \omega_{sl} L_r & R_r + pL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (2-44)$$

(2) 磁链方程：

$$\begin{bmatrix} \psi_{sd} \\ \psi_{sq} \\ \psi_{rd} \\ \psi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (2-45)$$

(3) 转矩方程：

$$T_e = n_p L_m (i_{sq} i_{rd} - i_{rq} i_{sd}) \quad (2-46)$$

$dq$  坐标系中的转矩方程与  $\alpha\beta$  静止坐标系下的方程形式基本相同，只需要将 (2-37) ~ (2-42) 中的下标  $\alpha$ 、 $\beta$  分别替换成  $d$ 、 $q$  即可。在以同步角速度旋转的  $dq$  坐标上看交流电机的各物理量时，它们均为在空间静止不动的直流物理量。

当  $dq$  同步旋转坐标系的  $d$  轴与转子磁链方向一致时，转子磁链在  $d$  轴的分量就等于转子磁链，而在  $q$  轴的分量为零，经过变换后可得异步电机在转子磁场定向同步旋转坐标系下的数学模型：

(1) 电压方程：

$$\begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & -\omega_s L_s & pL_m & -\omega_s L_m \\ \omega_s L_s & R_s + pL_s & \omega_s L_m & pL_m \\ pL_m & -\omega_{sl} L_m & R_r + pL_r & -\omega_{sl} L_r \\ \omega_{sl} L_m & pL_m & \omega_{sl} L_r & R_r + pL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (2-47)$$

(2) 磁链方程：

$$\begin{bmatrix} \psi_{sd} \\ \psi_{sq} \\ \psi_r \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (2-48)$$

(3) 转矩方程：

$$T_e = n_p \frac{L_m}{L_r} i_{sq} \psi_r \quad (2-49)$$

根据电压方程和磁链方程可以推导出：

$$\psi_r = \frac{L_m}{1 + \tau_r p} i_{sd} \quad (2-50)$$

式中： $\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$  为转子时间常数。从式(2-49)和(2-50)可以看出，当  $dq$  坐标系按转子磁场定向后，定子电流的两个分量实现了解耦。 $i_{sd}$  唯一确定转子磁链  $\psi_r$  的稳态值， $i_{sq}$  只影响转矩，分别与他励直流电动机中的励磁电流和电枢电流相对应，这样就大大简化了多变量、强耦合的交流异步电机调速系统的控制问题。

根据以上推导的异步电机在转子磁场定向同步旋转坐标系下的数学模型可以得到异步电机的动态结构框图，如图 2.6 所示。

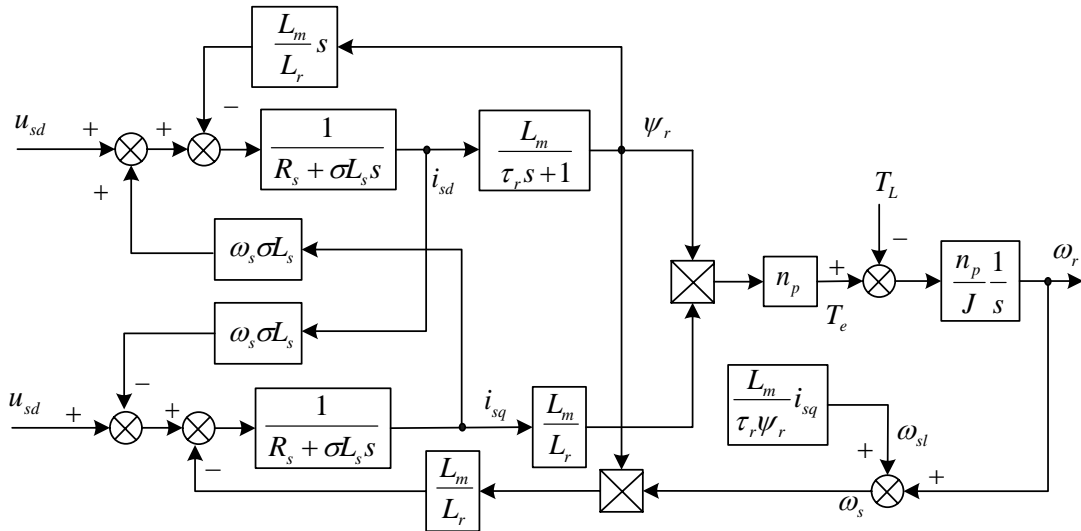


图 2.6 异步电机的动态结构图

从异步电机的等效动态结构图可见， $d$  轴电压与  $q$  轴电压之间存在耦合关系。 $d$  轴  $\rightarrow q$  轴的耦合电势  $u_{dq} = -(\omega_s \sigma L_s i_{sd} + \omega_s \frac{L_m}{L_r} \psi_r)$ ； $q$  轴  $\rightarrow d$  轴的耦合电势  $u_{qd} = \omega_s \sigma L_s i_{sq}$ 。

为了获得高性能的调速指标，在实现定子电流解耦控制的同时，还必须采取相应的有效措施消除  $dq$  轴之间的耦合电势。

## 2.5 异步电机的可控可观性分析

现代控制理论中所研究的许多基本问题，如最优控制与最优估计，都是以控制系统数学模型的可控性和可观性为存在条件的。因此在着手进行最优控制设计之前，应研究系统的可控性和可观性。本文主要进行的是异步电机高性能控制策略的研究，最终的控制对象为异步电机，由此需要先证明异步电机的可控可观性，首先需要建立异步电机的状态空间表达式，由状态方程和输出方程组成。由于本文重点研究异步电机转子磁场定向的矢量控制技术，所以这里选择两相静止坐标系下定子电流  $i_{s\alpha}$ 、 $i_{s\beta}$ ，转子磁链  $\psi_{r\alpha}$ 、 $\psi_{r\beta}$ ，转子机械角速度  $\omega_r$  作为状态变量，选择定子电压  $u_{s\alpha}$ 、 $u_{s\beta}$  和负载转矩  $T_L$  为输入变量，输出变量为定子电流  $i_{s\alpha}$ 、 $i_{s\beta}$ 。根据 2.3.3 中的异步电机数学模型可以建立起异步电机在  $\alpha - \beta$  坐标系下的状态方程如下：

$$p \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \psi_{r\alpha} \\ \psi_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{L_m^2 R_r + L_r^2 R_s}{L_r L_s \sigma} & 0 & \frac{L_m}{\tau_r L_r L_s \sigma} & \frac{L_m}{L_r L_s \sigma} \omega_r \\ 0 & -\frac{L_m^2 R_r + L_r^2 R_s}{L_r L_s \sigma} & -\frac{L_m}{L_r L_s \sigma} \omega_r & \frac{L_m}{\tau_r L_r L_s \sigma} \\ \frac{L_m}{\tau_r} & 0 & -\frac{1}{\tau_r} & -\omega_r \\ 0 & \frac{L_m}{\tau_r} & \omega_r & -\frac{1}{\tau_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \psi_{r\alpha} \\ \psi_{r\beta} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_s \sigma} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (2-51)$$

运动方程为：

$$p\omega_r = \frac{n_p^2 L_m}{J L_r} (\psi_{r\alpha} i_{s\beta} - \psi_{r\beta} i_{s\alpha}) - \frac{n_p}{J} T_L \quad (2-52)$$

输出方程为：

$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \psi_{r\alpha} \\ \psi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (2-53)$$

下面对式 (2-51) 所示的异步电机的状态方程进行可控可观性分析，在后续章节的自适应系统设计中会用到此分析结果。如果不考虑电机的运动方程，即将式 (2-51) 中

的转速变量  $\omega_r$  认为是已知的, 而将电机定转子参数认为是时变的, 则异步电机的状态方程为线性时变的。线性系统 (包括定常或时变) 的可控可观性经过线性非奇异变换保持不变, 所以分析结果对不同坐标系或状态变量表示的电机状态方程都适用。判定线性时变系统可控性、可观性的定理很多, 详细分析过程见文献[84]-[86], 这里直接引用其中的定理:

定理 1: 对线性时变系统:  $\begin{cases} \dot{p}x = A(t)x + B(t)u \\ y = C(t)x \end{cases}$ , 设系统的状态阵  $A(t)$  为  $n-2$  次可微, 输入阵  $B(t)$  和输出阵  $C(t)$  为  $n-1$  次可微 ( $n$  是系统阶次), 记  $B_1(t) = B(t)$ ,

$B_i(t) = -A(t)B_{i-1}(t) + pB_{i-1}(t)$ ,  $C_1(t) = C(t)$ ,  $C_i(t) = C_{i-1}(t)A(t) + pC_{i-1}(t)$ , 其中  $i = 2, 3, \Lambda, n$ , 则有:

系统在  $[t_0, t_1]$  内可控的充分条件是存在  $t \in [t_0, t_1]$ , 使得:  $\text{rank}[B_1(t), \Lambda, B_n(t)] = n$ ;

系统在  $[t_0, t_1]$  内可观的充分条件是存在  $t \in [t_0, t_1]$ , 使得:  $\text{rank}[C_1(t), \Lambda, C_n(t)]^T = n$ 。

根据定理 1, 有:  $B_1(t) = B(t) = \frac{1}{L_s \sigma} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$ ,

$$B_2(t) = -A(t)B(t) + pB(t) = \begin{bmatrix} \frac{L_m^2 R_r + L_r^2 R_s}{L_r^2 L_s^2 \sigma^2} + \frac{d}{dt} \left( \frac{1}{L_s \sigma} \right) & 0 \\ 0 & \frac{L_m^2 R_r + L_r^2 R_s}{L_r^2 L_s^2 \sigma^2} + \frac{d}{dt} \left( \frac{1}{L_s \sigma} \right) \\ -\frac{L_m}{\tau_r L_s \sigma} & 0 \\ 0 & -\frac{L_m}{\tau_r L_s \sigma} \end{bmatrix}$$

显然, 不需要计算  $B_3(t)$ 、 $B_4(t)$ , 即可知  $\text{rank}[B_1(t), \Lambda, B_4(t)] = \text{rank}[B_1(t), B_2(t)] = 4$ , 所以, 系统在任意有限时间  $[t_0, t_1]$  是完全可控的。

同理可得:  $C_1(t) = C(t) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$ ,

$$C_i(t) = C(t)A(t) + pC(t) = \begin{bmatrix} -\frac{L_m^2 R_r + L_r^2 R_s}{L_r^2 L_s^2 \sigma^2} & 0 & \frac{L_m}{\tau_r L_r L_s \sigma} & \frac{L_m}{L_r L_s \sigma} \omega_r \\ 0 & -\frac{L_m^2 R_r + L_r^2 R_s}{L_r^2 L_s^2 \sigma^2} & -\frac{L_m}{L_r L_s \sigma} \omega_r & \frac{L_m}{\tau_r L_r L_s \sigma} \end{bmatrix},$$

显然, 不需要计算  $C_3(t)$ 、 $C_4(t)$ , 即可知  $\text{rank}[C_1(t), \Lambda, C_4(t)]^T = \text{rank}[C_1(t), C_2(t)]^T = 4$ ,

因此系统在任意有限时间 $[t_0, t_1]$ 是完全可观的。

由上述推导可知，式(2-51)和式(2-53)还是定秩的<sup>[87]</sup>，由于定秩系统的可观性和可控性与时间无关，故和定常系统一样，可以称为异步电机的状态空间模型式(2-51)和式(2-53)是可控可观的。

## 2.6 本章小结

根据异步电机的电磁关系，本章建立了三相静止坐标系下异步电机的数学模型。由于该数学模型表现为多变量、非线性、强耦合的形式，直接对其求解十分困难。所以，引入基于恒功率、恒矢量和恒相幅值原则下的三相/两相静止坐标变换，得到异步电机简化的基于 $\alpha\beta$ 两相静止坐标系下的数学模型，并对不同坐标变换原则内在的物理意义进行了深入的分析，从而使得我们更加直观、形象、全面的认识和理解交流电机坐标变换理论。由于在静止坐标系下异步电机的各物理量仍为交流量，为了分析方便，进一步引入了 $dq$ 两相旋转坐标系，将异步电机数学模型中的各物理量转换为在空间静止不动的直流量。当 $dq$ 坐标系按转子磁场定向后，即可实现定子电流的解耦控制。为了对异步电机的磁场定向矢量控制和无速度传感器的自适应设计提供充分的理论依据，基于现代控制理论证明了异步电机的状态空间模型是可控可观性的。

### 3 基于矢量控制的转子磁链观测器分析

#### 3.1 引言

本章首先对矢量控制的原理、方案分类、以及在不同的磁场定向方式下磁链和转矩的解耦特性进行详细的阐述。在分析各类转子磁链观测器的结构和特点的基础上，针对电压模型转子磁链观测器，对其产生的误差及其诱因进行综合分析。对于电压模型转子磁链观测器，纯积分环节很容易导致输出信号饱和与偏移，在对几种典型的积分改进方案进行理论分析、仿真比较和实验的基础上，指出其存在的缺陷以及进一步改进措施。

#### 3.2 矢量控制原理及方案研究

##### 3.2.1 矢量控制原理

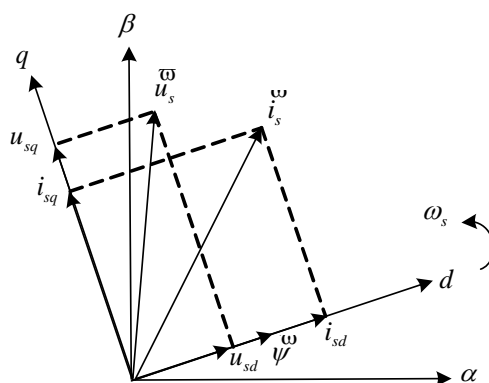


图 3.1 异步电机空间矢量图

矢量控制的核心是对异步电机的电磁转矩和磁场的完全解耦控制，它在异步电机空间矢量模型的基础上，将电机定子电流的瞬时值分解成产生磁通的励磁电流分量和产生转矩的转矩电流分量，并使两分量互相垂直，彼此独立，然后分别进行控制。图3.1给出了异步电机的空间矢量图，图中 $\alpha\beta$ 为定子静止两相坐标系； $dq$ 为以任意角速度旋转的两相坐标系； $i_s^w$ 、 $u_s^w$ 分别为定子电流和定子电压空间矢量； $i_{sd}$ 、 $i_{sq}$ 、 $u_{sd}$ 、 $u_{sq}$ 分别是 $i_s^w$ 和 $u_s^w$ 在 $d$ 轴、 $q$ 轴上的分量。如果让 $dq$ 坐标系以电机同步角速度 $\omega_s$ 进行旋转，并使 $d$ 轴和异步电机的定子、转子或气隙磁链空间矢量 $\psi_r^w$ 重合，则定子电流空间矢量 $i_s^w$ 的 $d$ 轴分量 $i_{sd}$ 和电机的磁场方向相同，称为励磁电流分量；定子电流空间矢量 $i_s^w$ 的 $q$ 轴分量 $i_{sq}$ 和



电机的磁场方向垂直，称为转矩电流分量。通过对  $i_{sd}$  和  $i_{sq}$  的分别控制，异步电动机就能像他励直流电动机一样实现励磁和转矩的分别控制，这种通过对电流的空间矢量进行坐标变换实现解耦控制的方式称为矢量控制，异步电机的坐标变换结构图如图3.2所示，图中  $\theta_s$  为磁场同步旋转角。

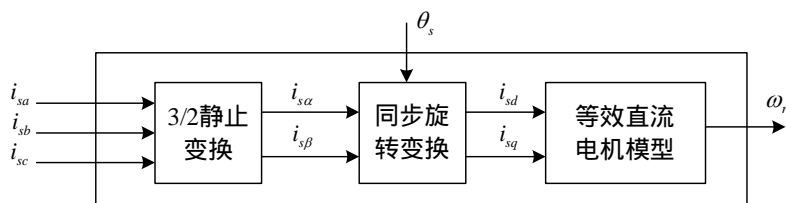


图 3.2 异步电机的坐标变换结构图

## 3.2.2 矢量控制方案研究

### 3.2.2.1 磁场定向方式分析比较

在磁场定向方式下，图3.1所示空间旋转坐标系  $d$  轴的正方向与异步电机磁链空间矢量的正方向保持一致。异步电机的磁链空间矢量  $\vec{\psi}$  有三种不同的形式：转子磁链  $\vec{\psi}_r$ 、定子磁链  $\vec{\psi}_s$  和气隙磁链  $\vec{\psi}_m$ 。所以，异步电机磁场定向方式有定子磁场定向、转子磁场定向和气隙磁场定向这三种方式<sup>[89][90]</sup>。下面通过推导它们各自对应的矢量控制方程，对这三种磁场定向方式进行分析并比较各自的特点。

(1) 转子磁场定向，从第二章异步电机在转子磁场定向旋转坐标系下的电磁转矩和转子磁链表达式 (2-49) (2-50) 可知，转子磁链的表达式较为简单，仅与定子电流励磁分量  $i_{sd}$  有关，当转子磁链保持恒定时，电磁转矩直接和定子电流转矩分量  $i_{sq}$  成正比。因此，转子磁场定向方式下的电机电磁转矩和磁链控制实现了真正意义上的解耦控制。

(2) 定子磁场定向，这种控制方式是将图3.1所示  $d$  轴取与定子磁场方向一致，因此，定子磁链的  $q$  轴分量为零。对2.4.2小节中异步电机在任意旋转坐标系下的数学模型进行化简，得到矢量控制方程：

$$(1 + \tau_r p)\psi_s = (1 + \sigma\tau_r p)L_s i_{sd} - \omega_{sl}\sigma\tau_r L_s i_{sq} \quad (3-1)$$

$$T_e = n_p \psi_s i_{sq} \quad (3-2)$$

可以看出，当定子磁链保持恒定时，电磁转矩直接和定子电流  $q$  轴分量  $i_{sq}$  成正比，因此，可以实现瞬时的转矩控制。但是定子磁链的表达式较为复杂，不仅与定子电流  $d$  轴分量  $i_{sd}$  有关，还与  $q$  轴分量  $i_{sq}$  有关。当通过改变  $i_{sq}$  来控制电磁转矩时，定子磁场也会

发生变化，所以  $i_{sd}$  和  $i_{sq}$  并未彻底解耦。

(3) 气隙磁场定向，在  $d-q$  坐标系下气隙磁链可以表示为：

$$\begin{cases} \psi_{md} = L_m(i_{sd} + i_{rd}) \\ \psi_{mq} = L_m(i_{sq} + i_{rq}) \end{cases} \quad (3-3)$$

当  $d$  轴取与气隙磁场方向一致时，有  $\begin{cases} \psi_{md} = \psi_m \\ \psi_{mq} = 0 \end{cases}$ 。经过对电机数学模型的推导，可以得到

到矢量控制方程：

$$(1 + \tau_r p)\psi_m = L_m \left( 1 + \frac{L_r - L_m}{R_r} p \right) i_{sd} - \frac{L_m(L_r - L_m)}{R_r} \omega_{sl} i_{sq} \quad (3-4)$$

$$T_e = n_p \psi_m i_{sq} \quad (3-5)$$

显然，与定子磁链定向类似，当气隙磁链保持恒定时，电磁转矩直接和定子电流  $q$  轴分量  $i_{sq}$  成正比，可以实现瞬时的转矩控制。但是气隙磁链的表达式较为复杂，不仅与定子电流  $d$  轴分量  $i_{sd}$  有关，还与  $q$  轴分量  $i_{sq}$  有关。当通过改变  $i_{sq}$  来控制电磁转矩时，气隙磁场也会发生变化，所以  $i_{sd}$  和  $i_{sq}$  并未彻底解耦。

比较以上所述的异步电机三种磁场定向方式来看，按转子磁场定向是最佳选择，可以实现励磁电流和转矩电流的完全解耦控制，因此转子磁场定向是目前异步电机矢量控制中主要采用的方法。但是，转子磁场观测受转子参数影响较大，一定程度上影响了系统的性能。气隙磁场定向很少受电机转子参数影响，因此一般在处理饱和效应时，由于电机磁通的饱和程度与气隙磁通成正比，应用气隙磁场定向方法更为适宜。对于定子磁场定向方式，如果采用电压模型定子磁链观测器，则定子磁链观测基本不受电机转子参数的影响，因此特别适用于要求大范围弱磁运行情况。

### 3.2.2.2 间接和直接磁场定向方式分析比较

转子磁场定向方式包括间接磁场定向和直接磁场定向方式，它们之间的根本区别就是确定转子磁链矢量方向的方法不同，间接磁场定向控制（IFO）是由K.Hasse于1969年首次提出的，又称为转差频率矢量控制或磁场前馈控制。根据同步旋转二相坐标系下的异步电机数学模型，从转子磁链稳态方程式中推导出转差角频率  $\omega_{sl}$  表达式，将  $\omega_{sl}$  与转子角频率  $\omega_r$  相加得到同步角频率  $\omega_s$ ，对  $\omega_s$  进行积分运算，即可得到转子磁场的位置角  $\theta_s$ 。

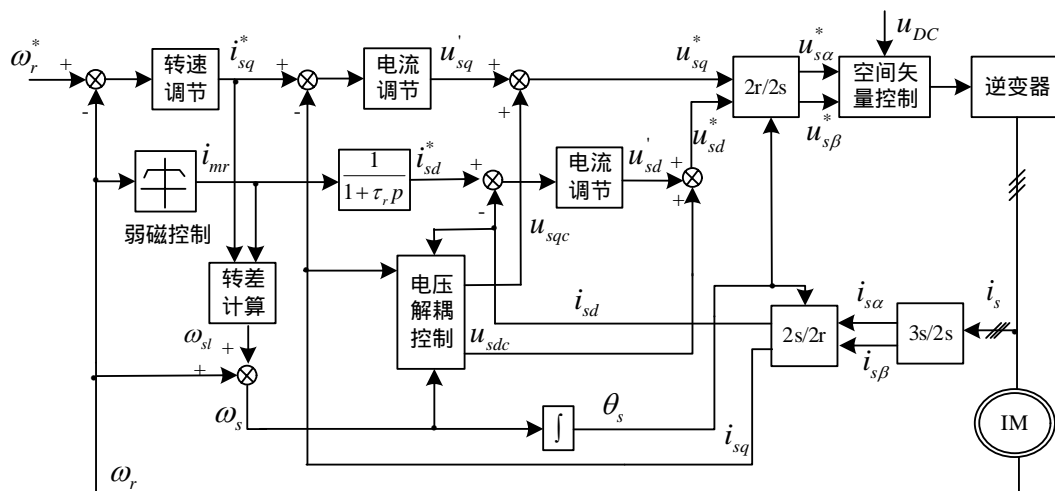


图 3.3 转子磁场间接定向电压解耦型矢量控制系统原理框图

图 3.3 所示即为转子磁场间接定向矢量控制系统原理框图，给定转速  $\omega_r^*$  与电机实际转速  $\omega_r$  的误差信号送入速度调节器，产生定子电流转矩分量给定信号  $i_{sq}^*$ 。弱磁单元根据实际转速产生转子磁链励磁电流给定信号  $i_{mr}$ ，利用  $i_{sd}^* = (1 + \tau_r p)i_{mr}$  求出定子电流励磁分量给定信号  $i_{sd}^*$ 。 $i_{mr}$ 、 $i_{sq}^*$  和转子时间常数一起产生转差频率：

$$\omega_{sl} = \frac{L_m}{\tau_r} \frac{i_{sq}^*}{\psi_r} = \frac{i_{sq}^*}{\tau_r i_{mr}} \quad (3-6)$$

利用测速装置检测或无速度传感器估算得到转子角频率  $\omega_r$ ，则转子磁场同步角频率为：

$$\omega_s = \omega_{sl} + \omega_r \quad (3-7)$$

对其进行积分运算即可得到转子旋转磁场的位置角：

$$\theta_s = \int \omega_s dt \quad (3-8)$$

间接磁场定向方式下，仅考虑转子磁链的稳态方程式，从转子磁链直接得到励磁电流的给定值。从式 (3-6) 可以看出，转差频率  $\omega_{sl}$  的计算依赖于电机的转子电阻、自感和互感等参数，而电机温度和磁通饱和度会引起电机参数的改变，从而使计算的  $\omega_{sl}$  出现误差，最终导致磁场定向不准。此外，间接矢量控制中磁链实质为开环控制，因此控制过程中不能及时校正磁链偏差，从而影响系统的稳态和动态性能。尤其对较大功率电机和电机的弱磁运行，影响更为严重。如在电机弱磁运行时，如不能够及时补偿转差速度的误差，可能会引起转矩和磁链的振荡。为此，人们在参数辨识和参数自适应方面做

[illegible]

图 3.4 为转子磁场直接定向矢量控制系统原理框图，电机定子三相电流经坐标变换生成定子电流励磁分量反馈值  $i_{sd}^*$  和定子电流转矩分量反馈值  $i_{sq}^*$ 。由易于检测的定子电流和转速或定子电压、电流构成转子磁链观测器（图中采用的是由定子电流和转速构成的电流型转子磁链观测器），输出转子磁链的幅值和相位角，从而实现转子磁场定向。从图 4.3 中可以看出，直接磁场定向控制含有转子磁链闭环调节，较间接矢量控制复杂。虽然转子磁链矢量的观测也受某些参数变化的影响，但比起间接矢量控制参数变化的影响更容易得到补偿，而且磁链闭环控制可进一步降低对参数变化的敏感性，提高了磁场定向的准确度。但是付出的代价是增加了计算的复杂度。

在异步电机矢量控制系统中，转子磁链的观测是关键。如果磁链的幅值或者相位检

测不准，将直接影响闭环系统的性能。如果转子磁链的检测值小于实际值将导致异步电机运行在饱和状态，定子电流励磁分量增大，使得电机发热严重；如果转子磁链检测值大于实际值则会致使实际磁链偏小、实际电磁转矩降低，影响带负载能力；而转子磁链的相位误差将直接导致矢量控制的磁场定向不准确，使得动态过程中电流的磁链和转矩分量解耦不彻底，出现滞后和振荡现象。因此准确地获得转子磁链的幅值及其空间位置角是实现转子磁场定向控制的关键技术。

目前实际系统中常用的获取转子磁链矢量的方法是通过对交流电机的定子电压、电流和转速等易得的物理量的检测，利用转子磁链观测模型，实时计算转子磁链的模值和空间位置。下面对常用的转子磁链观测器的结构及特点进行详细的分析和比较。

### 3.3.1 $\alpha\beta$ 静止坐标系下的开环转子磁链观测器

#### 3.3.1.1 电压模型（UI 模型）

电压模型转子磁链观测器是在  $\alpha\beta$  静止坐标系下，通过电机定子侧电流和电压值得到转子磁链的详细信息。结合式（2-35）和式（2-36）即可得到电压模型的数学表达式：

$$\begin{cases} \psi_{r\alpha} = \frac{L_r}{L_m} \left[ \int (u_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt - \sigma L_s i_{s\alpha} \right] \\ \psi_{r\beta} = \frac{L_r}{L_m} \left[ \int (u_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt - \sigma L_s i_{s\beta} \right] \end{cases} \quad (3-9)$$

按式（3-9）可绘制出用电压模型构成的转子磁链观测器模型结构图，如图 3.5 所示。

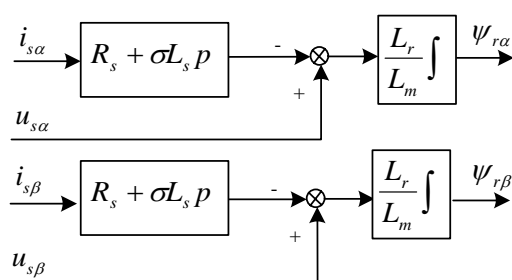


图 3.5 静止坐标系下转子磁链的电压模型

可以看到，电压模型法转子磁链观测器实质是一个纯积分器，优点是：a) 算法简单；b) 算法不含转子电阻，因此受电机参数变化影响小；c) 不需要转速信息，对于无速度传感器颇具吸引力。缺点是：a) 电压型磁链观测器中引入了一个纯粹的积分环节，它给观测器带来直流偏置误差和初始值积分误差两个问题；b) 低速时，由于定子电阻压降作用明显，测量误差淹没了反电动势，使得观测精度降低。因此，电压模型转子磁链

观测器存在一定的局限性，不适用于低速下，但是可以通过一定的改进措施，保留原有的优点，克服存在的缺点，在本章后续小节我们会对其改进措施进行详细的分析。

### 3.3.1.2 电流模型（IN 模型）

电流模型转子磁链观测器是在  $\alpha - \beta$  静止坐标系下，基于电机转子侧方程，根据定子电流和转速检测值获得转子磁链的详细信息。结合式（2-35）和式（2-36）即可得到电流模型的数学表达式：

$$\begin{cases} \psi_{r\alpha} = \frac{1}{1 + \tau_r p} [L_m i_{s\alpha} - \tau_r \psi_{r\beta} \omega_r] \\ \psi_{r\beta} = \frac{1}{1 + \tau_r p} [L_m i_{s\beta} + \tau_r \psi_{r\alpha} \omega_r] \end{cases} \quad (3-10)$$

按上式可绘制出用电流模型构成的转子磁链观测器模型结构图，如图 3.6 所示。

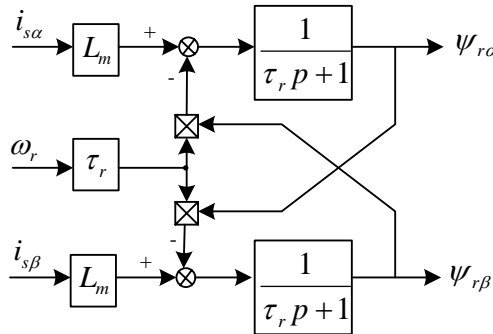


图 3.6 静止坐标系下转子磁链的电流转速模型

电流模型转子磁链观测器中所使用的输入信号包含转子时间常数，这一参数具有显著的时变特性。当电机运行引起转子温度上升或磁路饱和时，转子时间常数的变化范围会较大，常需要对其进行实时辨识才能保证转子磁链观测的精度，但电流模型中不涉及纯积分环节，所以其观测值是渐进收敛的。低速时电流模型的性能优于电压模型，而高速时电压模型的性能优于电流模型，也有文献将这两种观测模型结合，充分利用它们的优点。如文献[95]将 30% 的额定转速定为切换点，高于 30% 额定转速时用 UI 模型，低于 30% 额定转速时用 IN 模型，并且在模型切换时，采用滞环以避免产生振荡。

### 3.3.2 dq 同步旋转坐标系下的开环转子磁链观测模型

图 3.7 所示为在转子磁场定向下，建立在同步旋转坐标系下的转子磁链观测模型，其建立原理是：三相定子电流  $i_{sa}$ 、 $i_{sb}$ 、 $i_{sc}$  经三相/两相静止坐标变换后得到  $i_{s\alpha}$ 、 $i_{s\beta}$ ，再按转子磁场定向，经过同步旋转坐标变换后得到  $i_{sd}$ 、 $i_{sq}$ 。利用磁场定向方程式即可获得转

差信号  $\omega_{sl}$  和转子磁链模值信号  $\psi_r$ 。 $\omega_{sl}$  与实测转速信号  $\omega_r$  相加求得定子同步角速度信号  $\omega_s$ ，对其进行积分运算处理就可得到转子磁链的瞬时空间定位角  $\theta_s$ 。

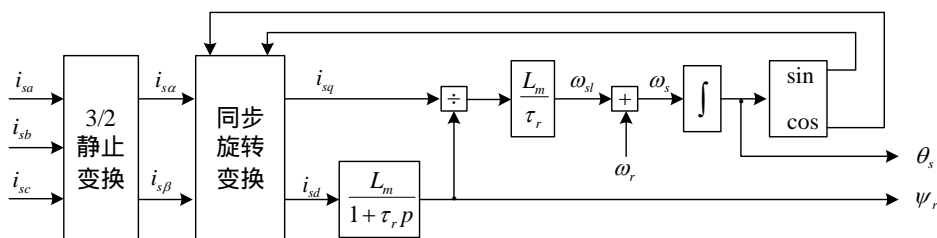


图 3.7 同步旋转坐标系下的转子磁链观测模型

这种转子磁链观测模型主要用于转差频率矢量控制系统中，其观测的准确性较易受到检测误差和电机参数变化的影响，也有文献称其为同步旋转坐标下的电流模型转子磁链观测器。

### 3.3.3 闭环转子磁链观测器

上述采用的开环转子磁链观测法具有算法简单，实现方便等优点。但是由于模型中缺少对各种干扰的抑制，所以观测精度受电机参数变化和外部干扰的影响较大。而在控制系统中抑制干扰最有效、最简单的方法是引入各种反馈措施，这在状态观测器中表现为状态误差环节的引入，它可以有效改善状态观测器的稳定性，并提高状态估计精度。下面对基于状态观测器的转子磁链观测模型进行详细的分析。

#### 3.3.3.1 降阶闭环转子磁链观测器

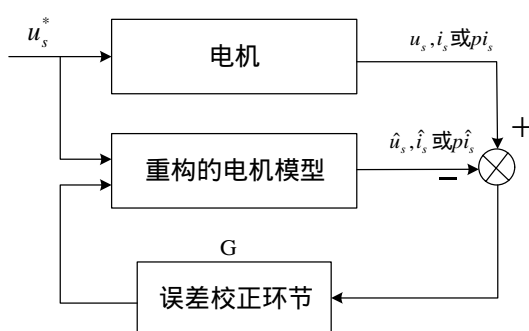


图 3.8 降阶闭环转子磁链观测器原理框图

降阶闭环转子磁链观测器的原理框图如图 3.8 所示，根据转子磁链的估计值  $\hat{\psi}_r$  和异步电机数学模型对电机的定子电压  $u_s$ 、定子电流  $i_s$  或定子电流时间导数  $pi i_s$  重构，生成估计值  $\hat{u}_s$ 、 $\hat{i}_s$  或  $pi \hat{i}_s$ 。检测值与估计值之差通过误差校正矩阵  $G$  构成转子磁链观测器的误差校正环节。对于式 (2-51) 所示的异步电机状态方程，用矢量的形式可以写成：

$$px = Ax + Bu \quad (3-11)$$

式中,  $x = [i_{s\alpha} \quad i_{s\beta} \quad \psi_{r\alpha} \quad \psi_{r\beta}]^T$ ,  $u = [u_{s\alpha} \quad u_{s\beta} \quad 0 \quad 0]^T$ ,  $A = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix}$ ,  $B = \begin{bmatrix} B_1 \\ 0 \end{bmatrix}$

$$u_s = [u_{s\alpha} \quad u_{s\beta}]^T, \quad i_s = [i_{s\alpha} \quad i_{s\beta}]^T, \quad \psi_r = [\psi_{r\alpha} \quad \psi_{r\beta}]^T, \quad A_{11} = -\frac{L_m^2 R_r + L_r^2 R_s}{L_r^2 L_s \sigma} I, \quad$$

$$A_{12} = \frac{L_m}{L_r L_s \sigma} \left( \frac{1}{\tau_r} I - \omega_r J \right), \quad A_{21} = \frac{L_m}{\tau_r} I, \quad A_{22} = -\frac{1}{\tau_r} I + \omega_r J, \quad B_1 = \frac{1}{L_s \sigma} I, \quad I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix},$$

$$J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}. \quad \text{因此, 定子电流的微分方程为:}$$

$$pi_s = A_{11}i_s + A_{12}\psi_r + B_1u_s \quad (3-12)$$

对上式进行变换可以得到:

$$i_s = A_{11}^{-1}(pi_s - A_{12}\psi_r - B_1u_s) \quad (3-13)$$

$$u_s = B_1^{-1}(pi_s - A_{11}i_s - A_{12}\psi_r) \quad (3-14)$$

根据式 (3-12) - (3-14) 可以得到估计值  $\hat{pi}_s$ 、 $\hat{i}_s$  或  $\hat{u}_s$  的表达式:

$$p\hat{i}_s = A_{11}\hat{i}_s + A_{12}\hat{\psi}_r + B_1u_s \quad (3-15)$$

$$\hat{i}_s = A_{11}^{-1}(p\hat{i}_s - A_{12}\hat{\psi}_r - B_1u_s) \quad (3-16)$$

$$\hat{u}_s = B_1^{-1}(p\hat{i}_s - A_{11}\hat{i}_s - A_{12}\hat{\psi}_r) \quad (3-17)$$

式 (3-15) \ (3-16) \ (3-17) 分别与式 (3-12) \ (3-13) \ (3-14) 相减可得定子电流时间导数、定子电流以及定子电压的估计值与测量值之间的误差表达式:

$$p\hat{i}_s - pi_s = A_{12}(\hat{\psi}_r - \psi_r) \quad (3-18)$$

$$\hat{i}_s - i_s = -A_{11}^{-1}A_{12}(\hat{\psi}_r - \psi_r) \quad (3-19)$$

$$\hat{u}_s - u_s = -B_1^{-1}A_{12}(\hat{\psi}_r - \psi_r) \quad (3-20)$$

根据式 (3-12), 基于误差反馈的转子磁链观测器的表达式可以写成:

$$p\hat{\psi}_r = A_{22}\hat{\psi}_r + \frac{L_m}{\tau_r}i_s + G(\hat{y} - y) \quad (3-21)$$

式中,  $y$  代表  $u_s$ 、 $i_s$  或  $pi_s$ ,  $\hat{y}$  代表  $\hat{u}_s$ 、 $\hat{i}_s$  或  $p\hat{i}_s$ 。因为  $A_{11}$  和  $B_1$  均为对角矩阵, 且对角元素相等, 根据式 (3-18) - (3-20) 可以看出,  $\hat{u}_s - u_s$ 、 $\hat{i}_s - i_s$ 、 $p(\hat{i}_s - i_s)$  之间的差异仅表现在比例系数上。因此, 从状态观测器的设计角度上看, 这三者是一致的。



这里，以定子电流误差反馈为例设计转子磁链观测器，将式 (3-19) 代入 (3-21)，可得：

$$p\hat{\psi}_r = A_{22}\hat{\psi}_r + \frac{L_m}{\tau_r}i_s - GA_{11}^{-1}A_{12}(\hat{\psi}_r - \psi_r) \quad (3-22)$$

从式 (3-11) 可以得到转子磁链的微分方程：

$$p\psi_r = A_{22}\psi_r + \frac{L_m}{\tau_r}i_s \quad (3-23)$$

从式 (3-23) 减去 (3-22) 即可得到转子磁链的状态估计误差表达式：

$$pe = p(\psi_r - \hat{\psi}_r) = (A_{22} - GA_{11}^{-1}A_{12})e \quad (3-24)$$

由上式可知，状态估计误差的收敛特性完全取决于矩阵  $A_{22} - GA_{11}^{-1}A_{12}$  的特征根分布，所以对磁链观测器的研究都是基于选取误差校正矩阵元素来保证状态观测器获得良好的动态性能和收敛特性。与开环观测模型相比而言，这种观测器可以直接控制收敛速度和估计精度。但是从表达式可以看出，基于误差反馈的转子磁链观测器对于电机参数变化的影响仍未完全消除，而且还增加了计算的复杂度。

### 3.3.3.2 全阶闭环转子磁链观测器

降阶闭环转子磁链观测器仅对转子磁链进行估计，而对其它状态变量未作估计。由于观测噪声是不可避免的，而普通的降阶状态观测器对定子电流检测中含有的噪声往往无能为力，从而使得降阶状态观测器的抗干扰能力下降。为此，可以通过建立电机的全阶状态观测器，对检测变量的估计相当于引入一个状态滤波器，使状态观测器对来自状态检测噪声的干扰具有较强的鲁棒性。其设计与前述降阶状态观测器类似。

对于异步电机状态方程 (3-11)，令输出方程为：

$$Y = Cx = \begin{bmatrix} I & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ \psi_r \end{bmatrix} \quad (3-25)$$

利用输入  $u$  和输出  $Y$  都可直接检测的信息，设计状态观测器为：

$$p\hat{x} = A\hat{x} + Bu + G(\hat{Y} - Y) \quad (3-26)$$

$$\hat{Y} = C\hat{x} \quad (3-27)$$

将式 (3-25) (3-27) 代入 (3-26)，并减去 (3-11)，化简后可得：

$$pe = p(\hat{x} - x) = (A + GC)e \quad (3-28)$$

根据 Luenberger 状态观测器理论可以证明，对于线性定常系统，若  $A$ 、 $C$  能观，则

矩阵  $(A + GC)$  的特征值，即状态观测器的极点可以任意配置，因而可以通过选择适当的矩阵  $G$  保证  $\hat{x}$  绝对收敛于  $x$ 。虽然这是针对线形定常系统提出的，但它的设计思想同样适用于异步电机状态估计。图 3.9 给出了其信号流程图。

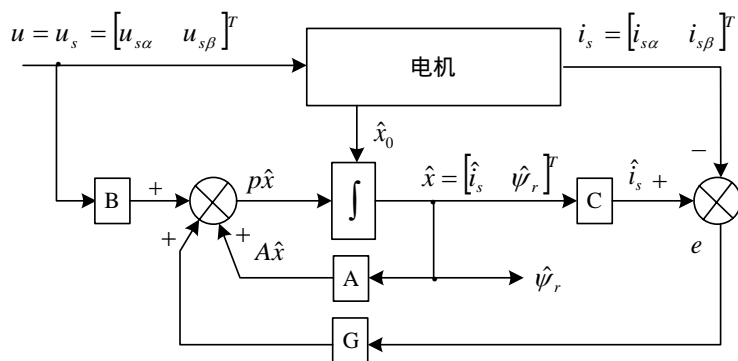


图 3.9 全阶观测器信号流程图

总的来说，全阶观测器在稳定性、收敛性、参数变化和测量噪声干扰方面都有明显的改进，只是增加了观测器构成的复杂性。

以上针对转子磁链观测器的开环和闭环观测模型各自的特点和设计方法进行了讨论。就实际应用而言，转子磁链观测器设计应满足以下几点要求：

- (1) 模型算法稳定，模型估计值对实际值的收敛速度要尽可能快；
- (2) 对电机参数变化具有自适应、自校正功能，对测量噪声干扰具有滤波功能；

满足以上要求的最直接和最有效的手段是对电机参数或转速进行在线辨识，采用具有参数自适应的状态观测器来估计电机的转子磁链。

## 3.4 电压模型转子磁链观测器的改进

异步电机矢量控制系统常用的转子磁链观测模型为  $\alpha\beta$  静止坐标系下的电流模型和电压模型。电流模型消除了定子电阻压降的影响，在低速下能够准确地观测磁链，然而它引入的转子参数的影响和对转速观测精度要求过高又限制了它在很多工业场合的应用。电压模型方法简单，在中高速下能够获得很好的控制性能，而且它不需要转子转速信息，所以在无速度传感器矢量控制系统中颇具吸引力。但由于定子电阻的变化和纯积分环节的影响，在低速下性能较差。因此对纯积分环节的改进和定子电阻的实时辨识是完善电压模型的两个主要研究方向。下面对影响电压模型观测精度的原因进行分析，并对相关改进措施进行了详细的论述。

### 3.4.1 电压模型转子磁链观测器观测误差分析

从式 (3-9) 所示电压模型转子磁链观测器的数学模型中可以看出, 观测模型含有纯积分环节, 因此由于纯积分固有的积分初始值和直流偏置问题是引起观测误差的主导因素。此外, 磁链观测的准确度还受定子电压、定子电流以及易随电机运行发生变化的定子电阻的影响。综合分析, 电压模型转子磁链观测器中的误差主要来源于以下几方面:

(1) 纯积分环节固有的积分初始值和直流偏置问题引起的磁链观测误差。

(2) 电机参数中, 定子电阻容易受到温度的影响而发生变化, 假设定子电阻变化量为  $\Delta R_s$ , 则转子磁链实际值为:

$$\bar{\psi}_r = \frac{L_r}{L_m} \left\{ \int [\bar{u}_s - (R_s + \Delta R_s) \bar{i}_s] dt - \sigma L_s \bar{i}_s \right\} \quad (3-29)$$

而观测器仍按照原阻值对转子磁链进行观测, 则观测值为:

$$\bar{\psi}_r = \frac{L_r}{L_m} \left[ \int (\bar{u}_s - R_s \bar{i}_s) dt - \sigma L_s \bar{i}_s \right] \quad (3-30)$$

因此, 观测误差为:

$$\Delta \bar{\psi}_r = \bar{\psi}_r - \bar{\psi}_r = \frac{L_r}{L_m} \int \Delta R_s \bar{i}_s dt \quad (3-31)$$

显然, 方程式 (3-31) 的特征根为 0, 因此观测误差不收敛。如果用  $\frac{1}{j\omega_s}$  代替  $\int$ ,

则式 (3-31) 等效为:  $\Delta \bar{\psi}_r = \frac{L_r}{L_m} \frac{\Delta R_s \bar{i}_s}{j\omega_s}$ , 可以看出, 转子磁链观测误差与定子电阻误差

成正比, 与同步旋转角频率  $\omega_s$  成反比。因此低速时电压模型转子磁链观测器对定子电阻非常敏感, 随着转速的增加  $\omega_s$  增大,  $\Delta \bar{\psi}_r$  对定子电阻的敏感度下降。

(3) 在实际系统中, 定子电流的采样过程一般为: 先经霍尔传感器测量, 再经运放电路转换成电压信号, 最后经低通滤波器和 A/D 转换器转换为控制系统需要的数字信号。此过程中因霍尔元件、运放电路、A/D 转换器所存在的非线性和零飘等问题以及传感器正负电源电压的不平衡均会引起电流检测误差, 从而导致转子磁链的观测误差;

(4) 如果用传感器等检测元件直接测量电机定子电压, 可以比较真实的反映其实际值, 但是对于硬件要求较为严格。由于实际定子电压是由脉冲系列产生, 脉冲系列的典型上升时间是  $2 \sim 10 \text{kv/us}^{[9]}$ , 这些脉冲系列需要很宽但也要有限的信号采样率获得。同时也要经历将模拟信号转换为数字信号的采样过程, 所以检测电压信号较电流信号更容易引起检测误差。为了克服电压检测引起的检测误差, 同时简化硬件电路、降低制造成本,

还可以利用直流母线电压和逆变器开关管的开关状态对电机定子电压重构。但是重构电压不能精确的代替实际电压，这本身就产生了误差。此外，驱动信号中死区时间的加入，还会引起电压畸变，即使采用最精密的补偿策略，也不能完全消除它。

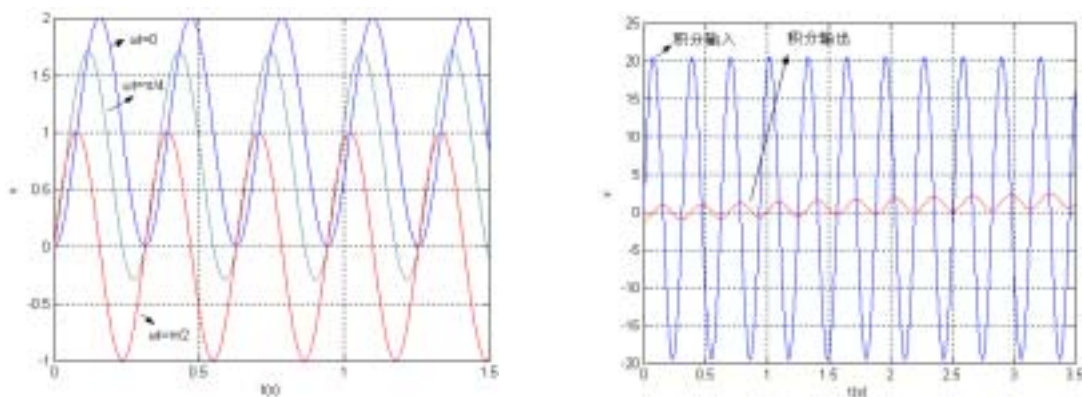
此外，PWM 逆变器本身所具有的非线性特性，如功率器件的门槛电压、逆变器的初始压降和开关管开通关断过程的影响、直流母线电压测量误差、母线电容电压不平衡等，都会引起输出电压的畸变。尤其是在低速时，由于基波电压低，效果会更明显。

以上分析反映在转子磁链观测器上，主要会带来三个方面的观测误差：

(1) 直流偏置误差，由于检测电路中固有的偏移误差的存在，无论它有多小，也会将纯积分环节引入饱和状态。此外，对于正弦信号输入，积分初始值必须是正负峰值时，输出才是以横轴为中心正负对称。否则也会引起积分输出的偏移误差。

(2) 相位误差。在数字控制系统中，定子电压和电流的给定值与实际采样值相差一个采样周期，同时死区时间的不完全补偿也会导致定子电压在相位上的延迟。

(3) 幅值误差，延时的影响和死区时间的存在同样会导致定子电压幅值的误差。同时从模拟信号到数字信号的采样过程中，传感器的输出必须缩放到 A/D 转换器的输入范围之内，同时还要对 A/D 转换器的数字输出量进行缩放，使它等于真实物理量，在这个过程中，缩放比例误差不可避免的也会导致幅值误差。



(a) 不同积分初始值时的输出波形

(b) 直流偏置引起的误差

图 3.10 纯积分环节仿真分析

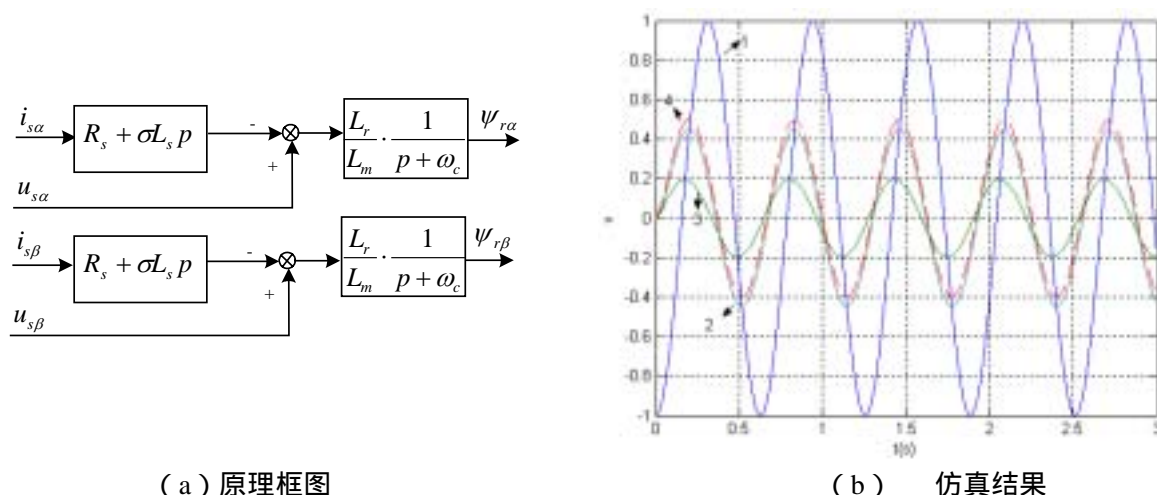
如果对一个正弦信号做纯积分，只有在正弦信号的峰值点开始积分，输出波形才是以横轴对称的正弦信号。否则，输出波形中会含有直流分量。为了验证积分初始值问题，利用 Matlab/Simulink 进行了仿真试验<sup>[82]</sup>。仿真中，电机定子频率为 20Hz，为了方便起见，调整电机反电势幅值使得理想输出磁链幅值为 1pu。分别设计积分初始值为  $\omega t = 0$ 、 $\omega t = \pi/4$ 、 $\omega t = \pi/2$ ，从图 3.10 (a) 所示的仿真结果中可以看出，只有在  $\omega t = \pi/2$  时输

出波形才以横轴对称，否则输出波形会产生很大的直流分量。另外，由于在输入信号频率为零时纯积分器的增益为无穷大，所以即使非常小的直流偏移输入也会在输出信号中产生很大的直流分量，如图 3.10 (b) 所示在幅值为 20v 的输入信号上叠加+0.5v 的直流偏移量后的积分输出呈发散状态。输出磁链信号中含有直流分量意味着电机中出现了直流偏磁，这在电机的实际运行中是不允许的。因此，必须要对纯积分环节进行改进。

## 3.4.2 改进的电压模型转子磁链观测器

针对电压模型的纯积分环节引起的误差，最简单的解决方法是将纯积分环节  $\frac{1}{p}$  替换为一阶低通滤波环节  $\frac{1}{p + \omega_c}$  的方法，可以有效消除积分初始值引起的输出误差，但是对于输入直流偏置，却无能为力。且滤波器的引入又产生新的幅值和相角误差，对此文献[53]提出将磁链参考值的低通滤波信号用以补偿低通滤波环节引入的相位滞后。如果将滤波器的时间常数取为转子时间常数，还可以削弱定子电阻的变化引起的偏差。文献[92]将低通滤波器串联高通滤波器，并将它们的截止频率设为反电势频率的固定倍数，利用时间相量分析，得到补偿公式，改善积分初值误差问题。文献[93]根据电机稳态时转子反电动势和磁链垂直的关系，利用两者的点积估计出反电动势的直流偏置，对其进行补偿。下面分别对几种典型的纯积分环节改进方案进行综合分析，并指出各自存在的问题。

### 3.4.2.1 用低通滤波器代替纯积分环节



(a) 原理框图

(b) 仿真结果

图 3.11 低通滤波器代替纯积分环节的电压模型及仿真结果

图 3.11 (a) 所示为用低通滤波器代替纯积分环节的电压模型转子磁链观测器原理框图，这种方法可以有效降低积分初始值对转子磁链观测器的影响，图 3.11 (b) 为仿真

结果，输入正弦信号幅值为 10v，角频率为 10Hz。波形 1 为理想积分输出，波形 2 和 3 分别为截止频率  $\omega_c$  取 20 Hz 和 50 Hz 时低通滤波器的输出。可以看出低通滤波器虽然消除了对积分初时时间的限制，但是其输出与理想输出之间存在幅值和相位的误差。而且截止频率越大，误差就越大。波形 4 为输入信号中加入 1v 的直流偏置量时低通滤波器的输出，显然低通滤波器可以有效抑制直流偏置引起的输出发散现象，但是输出信号中依然存在一定的直流分量。

### 3.4.2.2 带饱和反馈环节的积分器

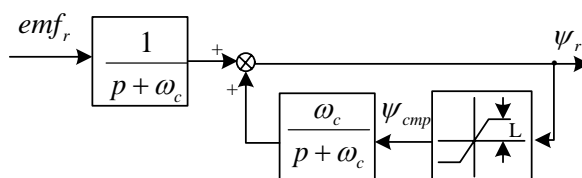


图 3.12 带饱和反馈环节的积分器原理框图

为了补偿低通滤波器引入的幅值和相位误差，文献[96]提出一种带饱和反馈环节的积分器方案，如图 3.12 所示。其中  $emf_r$  为转子绕组反电势， $\psi_{cmp}$  是  $\psi_r$  经限幅后的值。该积分器的性能介于纯积分器和低通滤波器之间，当  $\psi_{cmp} = 0$  时，该积分器等效于一阶低通滤波器；当  $\psi_{cmp} = \psi_r$  时，该积分器等效于纯积分器。当  $emf_r$  为标准正弦波时，其截止频率为零。一旦积分器输出发生漂移，反馈环的饱和作用就体现出来。漂移越大，反馈作用越弱，截止频率越大，因此该积分器等效于一个截止频率可调的一阶低通滤波器。

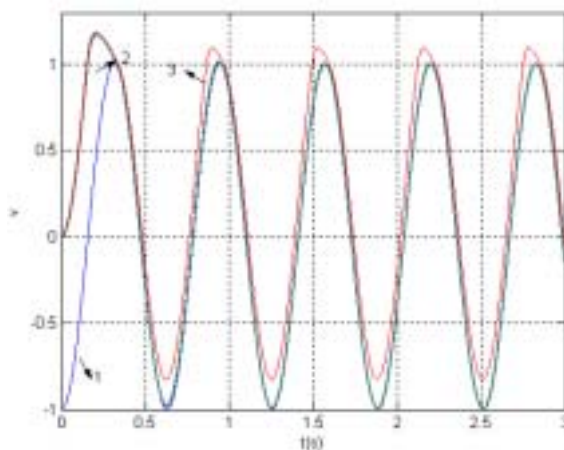


图 3.13 带饱和反馈环节的积分器仿真波形

该方案的仿真结果如图 3.13 所示，将角频率为 10 Hz、幅值为 10v 的正弦信号作为积分器的输入，截止频率  $\omega_c$  取为 50 Hz，饱和阈值  $L$  取为理想输出值  $\pm 1$ 。波形 1 和 2 分别为理想积分输出和带饱和反馈环节的积分器的输出。可以看出，带饱和反馈环节的积



分器在两个周期内就完全跟踪了理想积分输出值，完全消除了低通滤波引起的相位和幅值误差。波形 3 为输入信号中加入 0.5v 的直流偏置量时带饱和反馈环节的积分器输出波形，输出信号不仅依然存在一定的直流分量，当其幅值大于限幅值时还有失真现象。

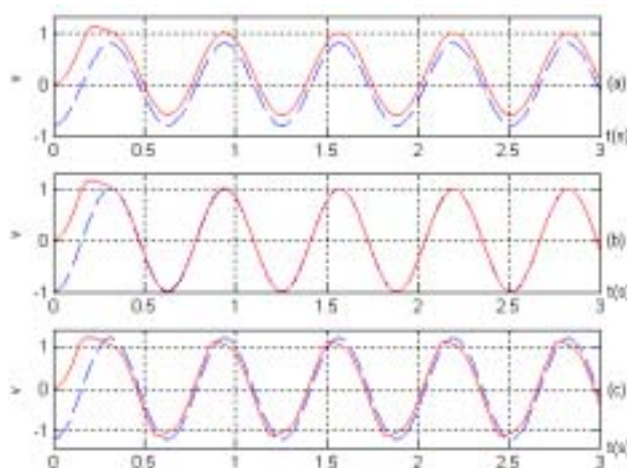


图 3.14 积分输入幅值变化时带饱和反馈环节的积分器仿真波形

图 3.14 是针对输入幅值变化时的仿真波形，电机频率为 10 Hz，截至频率取 50 Hz，饱和阈值取 $\pm 1$ ，(a)-(c)分别对应输入正弦信号幅值为 8v、10v、12v 时的输出波形（实线所示）和理想输出波形（虚线所示）。显然，只有理想输出幅值与饱和阈值相等时输出波形才正确。当饱和阈值小于期望值时（如 c 所示），输出波形不仅有明显失真，还有很小的相位和幅值误差。当饱和阈值大于输出幅值时（如 a 所示），输出存在直流分量。因此，此种积分器的输出受饱和阈值和输入直流偏置的影响，不能在输入宽范围内保持输出信号的良好波形，且当输入信号有直流偏置量时，积分输出不仅仍然存在直流分量，还有波形失真现象。

### 3.4.2.3 基于坐标变换的积分器

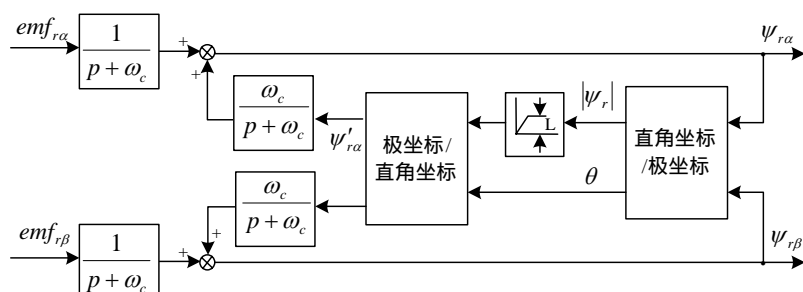


图 3.15 基于坐标变换的积分器

为了改善饱和阈值引起的波形畸变，文献[41]提出图3.15所示的基于坐标变换的积分器， $emf_{r\alpha}$ 、 $emf_{r\beta}$ 分别为转子反电势在 $\alpha$ 和 $\beta$ 轴上的分量，取饱和阈值等于理想输出

磁链幅值。与图3.14所示电路相比，电路的反馈环节经历了直角坐标系到极坐标系的变换及其反变换，并且对磁链的幅值进行限幅，幅角维持不变，有效避免了积分输出的波形畸变。

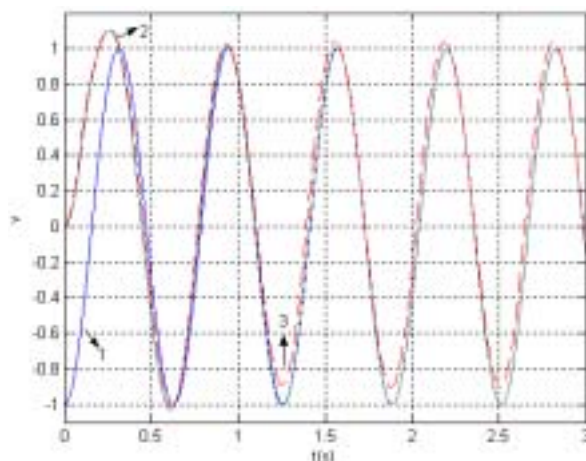


图 3.16 基于坐标变换的积分器的仿真波形

图 3.16 为仿真结果，将角频率为 10 Hz、幅值为 10v 的正弦信号作为积分器的输入，截止频率  $\omega_c$  取为 50 Hz，饱和阈值  $L$  取为理想输出值  $\pm 1$ 。以  $\alpha$  轴为例，图 3.16 (a) 中波形 1 和 2 分别为理想积分输出和基于坐标变化的积分器输出波形，可以看出，带饱和和反馈环节的积分器在两个周期内就完全跟踪了理想积分输出值，完全消除了低通滤波器引起的相位和幅值误差。波形 3 为输入信号中加入 0.5v 的直流偏置量时的积分器输出波形，显然输出信号中依然存在直流分量，但与带饱和和反馈环节的积分器相比，直流分量的含量有所减小，并且通过坐标变换消除了波形的畸变现象。

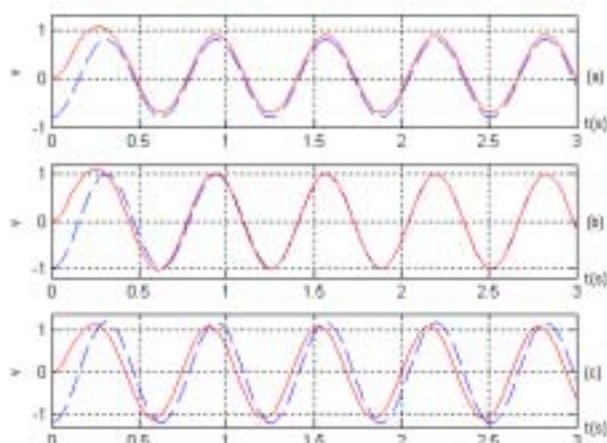


图 3.17 积分输入幅值变时基于坐标变换的积分器的仿真波形

图 3.17 是针对输入信号幅值变化时的仿真波形，将角频率为 10 Hz、幅值为 10v 的正弦信号作为积分器的输入，截止频率  $\omega_c$  取 50 Hz，饱和阈值取  $\pm 1$ ，(a) - (c) 分别对



应输入正弦信号幅值为 8v、10v、12v 时的输出波形（实线所示）和理想输出波形（虚线所示）。从仿真结果可知，仍然只有当饱和阈值与理想输出幅值相等时输出波形才正确。当饱和阈值小于期望值时（如 c 所示），输出波形虽然没有发生畸变现象，但是依然存在一定的幅值和相位误差。当饱和阈值大于输出幅值时（如 a 所示），输出仍有直流分量，但与带饱和反馈环节的积分器相比，直流分量的含量有所减小。因此，这种积分方法仅消除了波形畸变，但是仍然受饱和阈值和输入直流偏置的影响。较适用于磁链幅值保持不变，即理想输出幅值始终恒定的情况下，且仍需要采取措施消除输入直流偏置量。

#### 3.4.2.4 基于自适应补偿反馈的积分器

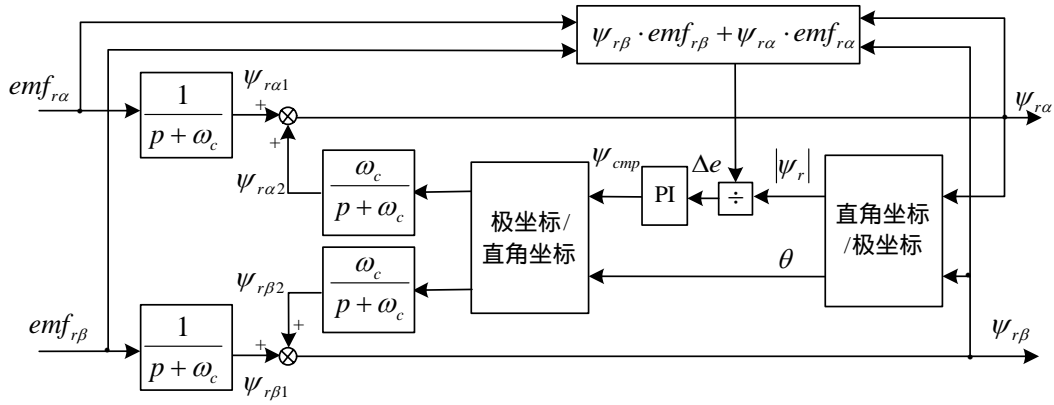


图 3.18 基于自适应补偿反馈的积分器

为了完全消除饱和阈值对输出信号的影响，文献[41]提出了如图 3.18 所示的基于自适应补偿反馈的积分器。由于稳态时的转子电势分量  $emf_{ra}$ 、 $emf_{rb}$  与转子磁链分量  $\psi_{ra}$ 、 $\psi_{rb}$  均为正弦信号，且成正交关系。一旦由于作为积分输入信号的转子电势分量的幅值发生变化，从而引起转子磁链分量发生波形失真或含有直流分量时，这种正交关系将不再存在。从图 3.18 可以看到，经积分器输出的转子磁链包含两部分：

$$\psi_{rx} = \psi_{rx1} + \psi_{rx2} \quad (3-32)$$

式中： $x = \alpha, \beta$ ， $\psi_{rx1}$  是由转子电势在  $\alpha\beta$  轴上的分量经过一阶低通滤波得到的转子电势积分项， $\psi_{rx2}$  是补偿项，其幅值由下式决定：

$$\psi_{cmp} = (k_p + \frac{k_i}{p})\Delta e \quad (3-33)$$

$$\Delta e = \frac{\vec{\psi}_r \bullet \vec{e}_s}{|\vec{\psi}_r|} = \frac{\psi_{rb} \cdot emf_{rb} + \psi_{ra} \cdot emf_{ra}}{|\vec{\psi}_r|} = |e_r| \cos \gamma \quad (3-34)$$

其中  $k_p$  和  $k_i$  分别为 PI 调节器的比例和积分常数,  $\gamma$  是转子磁链与转子电势之间的夹角。下面通过矢量关系图说明自适应补偿的原理, 转子磁链  $\vec{\psi}_r$  和转子电势  $\vec{emf}_r$  的矢量图如图 3.19 所示, 转子磁链矢量  $\vec{\psi}_r$  是由前馈矢量  $\vec{\psi}_{r1}$  (分量为  $\psi_{r\alpha1}$ 、 $\psi_{r\beta1}$ ) 和反馈矢量  $\vec{\psi}_{r2}$  (分量为  $\psi_{r\alpha2}$ 、 $\psi_{r\beta2}$ ) 合成的。理想情况下,  $\vec{\psi}_r$  应与  $\vec{emf}_r$  正交,  $\Delta e$  则为零。一旦这种正交关系遭到破坏, 则转子磁链矢量与转子电势矢量之间的夹角  $\gamma$  不再等于  $90^\circ$ , 这时就会产生式 (3-34) 所示的误差。假设转子磁链  $\vec{\psi}_r$  增至  $\vec{\psi}_r'$ , 则  $\vec{\psi}_r'$  与  $\vec{emf}_r$  之间的夹角  $\gamma > 90^\circ$ , 这时的  $\Delta e < 0$ , 所以 PI 调节器的输出  $\psi_{cmp}$  会减小, 并引起反馈矢量  $\vec{\psi}_{r2}$  的减小, 因此  $\vec{\psi}_r'$  会向减小  $\gamma$  的方向运动, 直至转子磁链与转子电势的正交关系重新建立, 也即  $\gamma$  重新回到  $90^\circ$ 。同理, 可以分析当  $\gamma < 90^\circ$  时, 经过 PI 调节, 最终转子磁链与转子电势依然会保持正交关系,  $\gamma$  最终还是会回到  $90^\circ$ 。所以, 通过对于转子磁链的反馈分量进行自适应控制, 即使在期望积分输出幅值变化时, 该积分器依然能够输出理想的波形, 下面对其特性进行仿真分析。

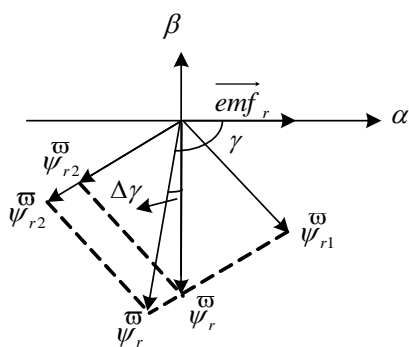


图 3.19 转子磁链和转子电势的矢量图

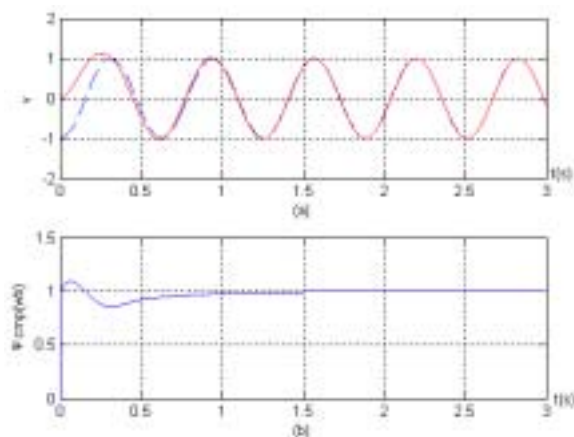


图 3.20 自适应积分输出波形比较

将角频率为 10 Hz、幅值为 10v 的正弦信号作为积分器的输入, 截至频率  $\omega_c$  取 20 Hz。图 3.20 (a) 为以  $\alpha$  轴为例, 自适应积分输出 (实线) 与理想输出值 (虚线) 的波形比较, 图 3.20 (b) 为 PI 调节器输出  $\psi_{cmp}$  的波形。可以看出, 自适应积分输出在一个半周期即能完全跟踪理想值。稳态时  $\psi_{cmp}$  即等于理想输出波形的幅值。

图3.21所示为正弦输入信号幅值在  $t=3s$  时从 8v 阶跃跳变至 12v, 在  $t=6s$  时从 12v 阶跃跳变至 8v 的仿真波形。其中图3.21 (a) 为理想积分输出波形, 图3.21 (b) 为基于自适应补偿反馈的积分器输出波形, 图3.21 (c) 为 PI 调节器输出  $\psi_{cmp}$  的波形。对于理想积分输出来讲,

输出信号的幅值为  $Y = \frac{1}{\omega} X$ ，式中  $\omega$  为输入信号频率； $X$  为输入信号的幅值。从仿真波形中可以看出，基于自适应补偿反馈的积分器在控制过程中自适应调整阈值  $L$ ，使其始终与  $\left| \frac{1}{\omega} X \right|$  保持一致，因此该积分器可以在很宽的输入范围内保持输出信号的良好波形。

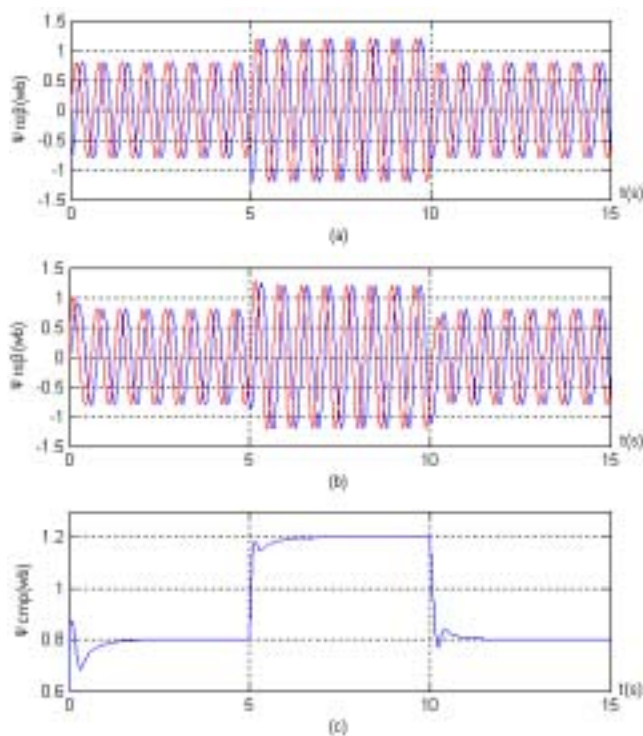


图3.21 输入信号幅值变化时的仿真分析

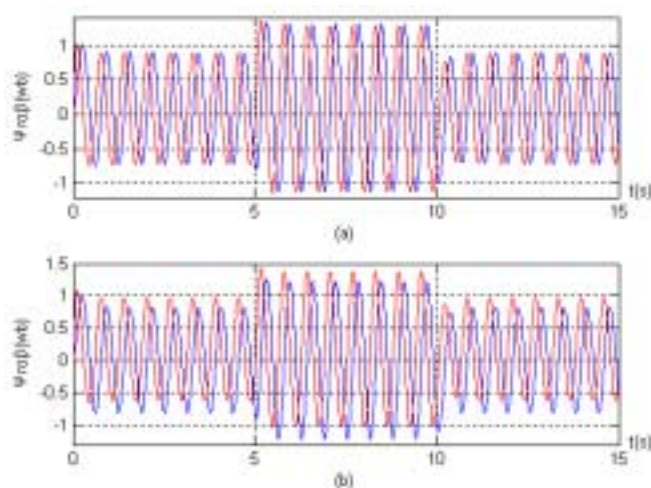


图 3.22 输入含直流偏置时的仿真波形

图3.22所示在正弦输入信号中加入0.5v的直流偏置后的仿真波形，其中图3.22 (a) 为  $\alpha$  轴输入信号中含有直流偏置量的积分输出，图3.22 (b) 为  $\alpha$ 、 $\beta$  轴均含有直流偏置

量的积分输出。可以看出,两种情况下积分器输出信号中均含有一定的直流分量。显然,基于自适应补偿反馈的积分器仍然不能消除输入信号本身的直流偏置量对输出的影响。

从仿真结果可知,以上分析的几种典型的改进型积分器只是针对积分初始值和积分输出幅值变化响应的改进,却都不能完全消除输入直流偏置量对输出的影响。为此,还必须在软件或硬件设计中采取一定的措施消除积分输入中的直流偏置<sup>[92][93]</sup>,再与上述改进的积分器联合用于电压模型转子磁链观测器,即可在大范围输入信号下获得理想的转子磁链观测值。本文即采用含饱和反馈环节的改进型积分器的电压模型转子磁链观测器,由于本文设计的无速度传感器矢量控制系统中的定子电压是由软件根据母线直流电压和逆变器开关状态重构的(在第五章中详细说明),所以可以保证定子电压中不含直流偏置量。因此本文将电机起动之前的电流采样通道的采样值作为电流的直流偏置量,在电机实际运行时从电流采样值中减去该直流偏置量,即可消去电流中的直流偏置,从而避免积分输出中含有直流分量。

## 3.5 试验结果分析

根据以上理论和仿真分析的结果,下面针对电压模型转子磁链观测器中改进型积分器进行实验研究。由于实验中不能直接观测异步电机的真实转子磁链,为此,将电流模型转子磁链观测值作为基准,与电压模型转子磁链观测器观测结果进行比较。

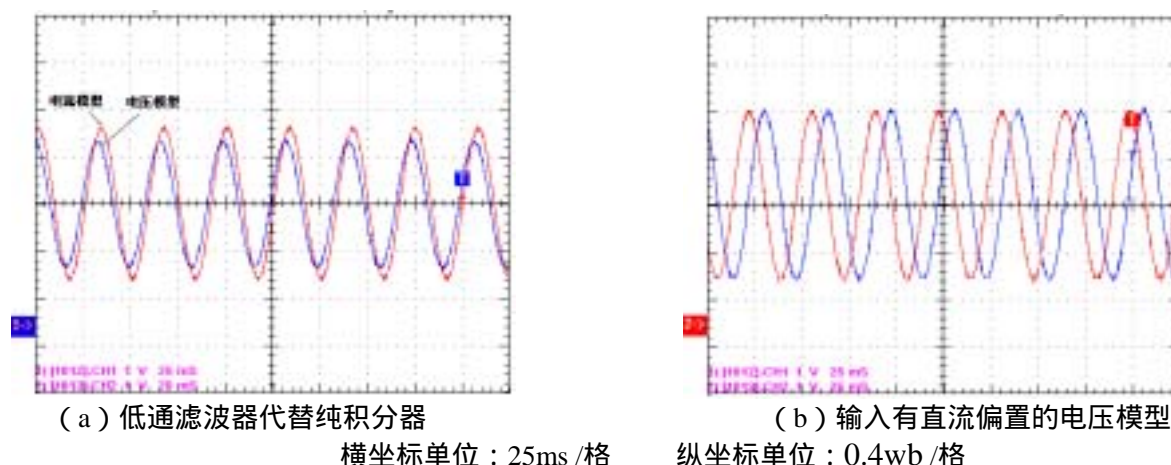


图 3.23 含低通滤波器的电压模型转子磁链观测波形

图 3.23 为低通滤波器代替纯积分环节的电压模型转子磁链观测器实验波形,转子转速为 900rpm。其中图 3.23 (a) 为同时观察转子磁链  $\alpha$  轴电流模型和电压模型的输出波形,可以看出电压模型的输出波形有幅值和相位的偏差。为了较为明显的看出电压模型中输入直流偏置对输出的影响,在低通滤波器的积分输入即电机转子反电势中加入 +5v

的直流偏移量后，电压模型下转子磁链观测波形如图 3.23 (b) 所示。显然，转子磁链中存在明显的直流分量。结合前面的仿真分析，以上实验进一步证明了低通滤波器代替纯积分环节会引起额外的幅值和相位误差，且对于输入的直流偏置无能为力。

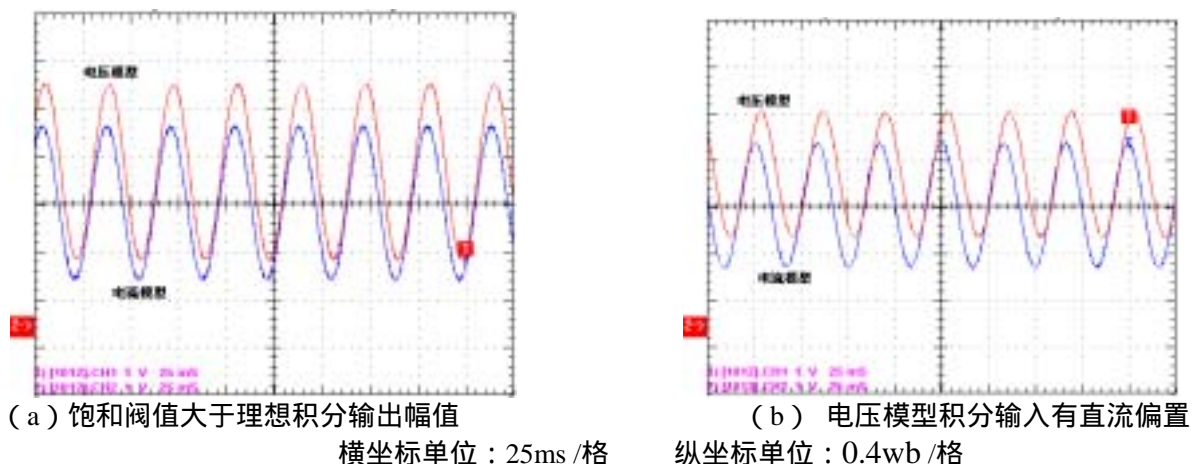


图 3.24 含饱和反馈环节的积分器的电压模型转子磁链观测波形

图 3.24 为含饱和反馈环节的积分器代替纯积分环节的电压模型转子磁链观测器实验波形，转子转速为 900rpm。其中图 3.24 (a) 为同时观察转子磁链  $\alpha$  轴电流模型和电压模型的输出波形，其中电压模型中积分器的饱和阈值大于理想积分输出幅值。与电流模型观测值相比，电压模型的转子磁链输出波形含有明显的直流分量。图 3.24 (b) 为在含饱和反馈环节的积分器的输入中加入 5v 的直流偏移量后的输出值，显然，输出仍然存在明显的直流分量。结合前面的仿真分析，以上实验进一步证明了含饱和反馈环节的积分器的输出不仅受饱和阈值的影响，而且仍然不能有效解决积分输入中直流偏置的问题。

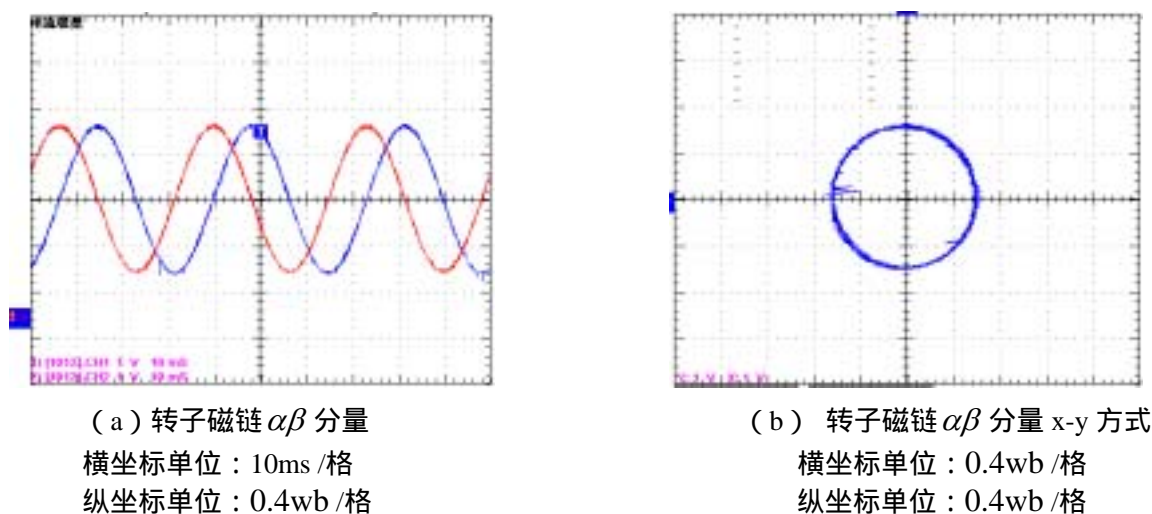


图 3.25 电流模型转子磁链观测波形



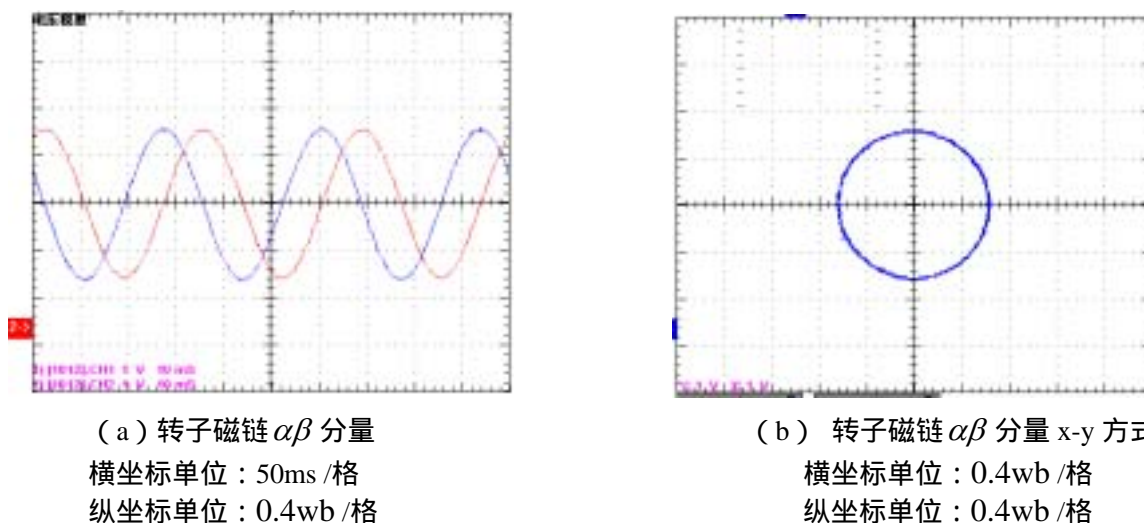


图 3.26 改进的电压模型转子磁链观测波形

图3.25所示电流模型转子磁链观测器的实验波形，其中图3.25 (a) 和 (b) 分别是转子磁链  $\alpha\beta$  分量波形及对应的李萨育波形。图3.26所示为将电机起动之前的电流采样通道的采样值作为电流的直流偏置量，在电机实际运行时从电流采样值中减去该直流偏置量，从而消除积分输出中的直流分量，并与带饱和反馈环节的积分器相结合构成电压模型转子磁链观测器的实验波形，其中图3.26 (a) 和 (b) 分别是转子磁链  $\alpha\beta$  分量波形及对应的李萨育波形。图3.25和图3.26均对应电机转速为900rpm。比较可见，两种观测模型得到的转子磁链幅值近似相同，磁链波形的正弦度良好， $\alpha\beta$  分量的相位差成90度，且电压模型观测的转子磁链波形中不含直流分量。由于本文中无速度传感器采用的是基于转子磁链的模型参考自适应控制方式，因此，上述实验为实现后续无速度传感器控制打下了基础。

## 3.6 本章小结

本章首先对矢量控制的原理、方案分类、以及在不同的磁场定向方式下磁链和转矩的解耦特性进行详细的阐述。指出在转子磁场定向方式下磁链和转矩实现了彻底的解耦控制，并建立了异步电机按转子磁场定向矢量控制的系统结构。磁链观测是无速度传感器系统的核心技术，对于电压模型转子磁链观测器，纯积分环节很容易导致输出信号饱和与偏移，本章在分析各类转子磁链观测器的结构和特点的基础上，针对电压模型转子磁链观测器，对其产生的误差及其诱因进行综合分析。并对几种典型的积分改进方案进行理论分析、仿真比较和实验，指出它们仅对积分初始值进行了改进，未能有效解决输

入直流偏置问题。并针对本文设计的无速度传感器矢量控制系统的特点,提出在对纯积分环节进行改进的同时消除定子电流采样信号中的直流偏置量,从而解决输入直流偏置问题的方案。实验结果表明采用该方案的磁链观测波形正弦性良好,消除了积分输入直流偏置的影响。

## 4 无速度传感器矢量控制系统性能分析

### 4.1 引言

为了满足高性能的异步电机调速的要求,必须对转速进行闭环控制,但是速度传感器的安装维护、非线性和低速性能等方面的问题,影响了异步电机调速系统的简便性、廉价性和系统的可靠性。因此,随着各种高速数字控制算法的不断完善,越来越多的学者和生产厂商开始关注无速度传感器在异步电机矢量控制系统中的应用研究和开发。本章首先对速度辨识的方法进行分类阐述,指出各自存在的问题和发展方向。采用非线性控制理论推导基于 MRAS 的无速度传感器自适应律,建立速度辨识子系统的小信号数学模型,分析其动态稳定性。基于无源性理论,分析异步电机电磁子系统的稳定性。在以上稳定性分析的基础上,建立异步电机无速度传感器矢量闭环控制系统在稳态工作点处的小信号数学模型,根据基于 MATLAB 仿真得到的根轨迹图和阶跃响应图,判断本文设计的无速度传感器矢量控制系统的稳定性,并进一步指出电机时变参数及控制系统调节参数对系统稳定性的影响,从而有效指导实验过程中调节器参数的整定。

### 4.2 无速度传感器方案研究

2000 年,日本电气学会通过对日本各大电气公司生产的无速度传感器控制的通用变频器的调查,将无速度传感器分为了 4 大类<sup>[97][98][101]</sup>: 定子电流转矩分量误差补偿法; 感应电动势计算法; 模型参考自适应法(MRAS); 转子磁链角速度计算法。除此以外,国内外的研究工作者从理论上还提出了不少有价值的速度辨识方案,例如: 自适应状态观测器; 基于 PI 的自适应法; 高频注入法; 扩展的卡尔曼滤波; 基于转子齿谐波的转速估计等等。通过对以上方案的详细论证,发现在所有无速度传感器的高性能异步电动机调速系统中,获得转速信号的方法基本上有以下三条思路: 1) 基于异步电机数学模型计算转速(开环计算转速); 2) 基于闭环控制作用构造转速信号(闭环构造转速); 3) 利用异步电机结构上的特征提取转速信号(信号处理)。下面分别从理论上对这三条思路进行分析,试图找出各自存在的问题,从而对进一步的发展提出建议。

#### 4.2.1 基于异步电机数学模型的转速辨识



## 4.2.1.1 基于定、转子磁链的转速辨识

这种方法的出发点是基于动态关系的电机数学模型，从电机电磁关系式及转速的定义中直接计算出转子角速度  $\omega_r$ 。根据  $\alpha\beta$  坐标系下转子电压方程式可得转速的计算式：

$$\hat{\omega}_r = \frac{i_{r\alpha} p \psi_{r\beta} - i_{r\beta} p \psi_{r\alpha}}{\psi_{r\alpha} i_{r\alpha} + \psi_{r\beta} i_{r\beta}} \quad (4-1)$$

式中在  $\omega_r$  上冠以符号 “ $\hat{\phantom{x}}$ ” 表示为转子角速度的计算值，以示与实际角速度的区别。

将式 (2-36) 进行变形得到转子磁链的表达式：

$$\begin{cases} \psi_{r\alpha} = \frac{L_r}{L_m} (\psi_{s\alpha} - \sigma L_s i_{s\alpha}) \\ \psi_{r\beta} = \frac{L_r}{L_m} (\psi_{s\beta} - \sigma L_s i_{s\beta}) \end{cases} \quad (4-2)$$

将式 (4-2) 代入 (4-1) 得到转速辨识的表达式：

$$\hat{\omega}_r = \frac{(\psi_{s\alpha} - L_s i_{s\alpha})(p \psi_{s\beta} - \sigma L_s p i_{s\beta}) - (\psi_{s\beta} - L_s i_{s\beta})(p \psi_{s\alpha} - \sigma L_s p i_{s\alpha})}{(\psi_{s\alpha} - L_s i_{s\alpha})(\psi_{s\alpha} - \sigma L_s i_{s\alpha}) + (\psi_{s\beta} - L_s i_{s\beta})(\psi_{s\beta} - \sigma L_s i_{s\beta})} \quad (4-3)$$

## 4.2.1.2 基于转差角速度的转速辨识

这种方法是根据异步电机数学模型计算出同步旋转角速度  $\omega_s$  和转差  $\omega_{sl}$ ，两者之差即为转子角速度。 $\alpha\beta$  静止坐标系下的定子电压方程式为：

$$\begin{cases} u_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + p \psi_{s\alpha} \\ u_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + p \psi_{s\beta} \end{cases} \quad (4-4)$$

同步旋转角速度可由下式求得：

$$\omega_s = \frac{d}{dt} \theta_s = \frac{d}{dt} (\arctg \frac{\psi_{s\beta}}{\psi_{s\alpha}}) = \frac{p \psi_{s\beta} \cdot \psi_{s\alpha} - p \psi_{s\alpha} \cdot \psi_{s\beta}}{\psi_{s\alpha}^2 + \psi_{s\beta}^2} \quad (4-5)$$

将式 (4-4) 代入 (4-5) 得：

$$\omega_s = \frac{(u_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) \psi_{s\alpha} - (u_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) \psi_{s\beta}}{\psi_{s\alpha}^2 + \psi_{s\beta}^2} \quad (4-6)$$

转差角速度在不同的参考坐标系下的表达形式也不相同。 $dq$  同步旋转坐标系下，在转子磁场定向控制中，可以推得转差角速度的表达式为：

$$\omega_{sl} = \frac{L_m}{\tau_r} \frac{i_{sq}}{\psi_{rd}} \quad (4-7)$$

在定子磁场定向控制中，可以推得转差角速度的表达式为：

$$\omega_{sl} = \frac{(1 + \sigma\tau_r p)L_s i_{sq}}{\tau_r (\psi_{sd} - \sigma L_s i_{sd})} \quad (4-8)$$

将同步旋转角速度减去转差角速度即可得到转子角速度的计算表达式：

$$\hat{\omega}_r = \omega_s - \omega_{sl} \quad (4-9)$$

以上两种转速辨识方法在本质上是一样的，均以完全知道电机参数为前提，从电机动态数学模型直接推算出转速值，具有算法简单、直观性强、速度的计算没有延时等优点。但是由于转速的计算需要知道磁链的大小和大量的电机参数值，并且是开环运算，无误差校正环节。可以通过提高系统抗干扰的鲁棒性、开发可靠的参数在线辨识算法以提高系统抗参数变化的鲁棒性、选用高性能控制芯片，实现比较复杂但控制性能更好的数字控制算法等途径进一步提高转速辨识的精度。

## 4.2.2 基于 PI 闭环控制的转速辨识

对于开环转速辨识系统，电机参数的变化必然会影响到转速辨识的准确度，而采用转速闭环辨识控制则可以抑制这种影响。目前已被提出的各种闭环转速辨识方案，无论基于何种控制理论，都是利用 PI 控制来构造转速信号的。

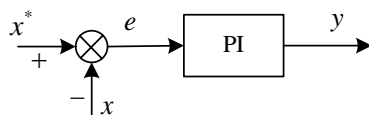


图 4.1 常规 PI 控制器结构示意图

常规的 PI 控制器结构如图 4.1 所示，按照 PI 控制规律，在动态过程中，其输出量  $y$  决定于输入量  $e = x^* - x$  的比例积分，到达稳态时，输入量  $e = x^* - x = 0$ ，此时输出量  $y$  所代表物理量的稳态值则与输入量无关，而是决定于它后面环节的需要，只要通过反馈控制能够保证输入在稳态时为零即可。

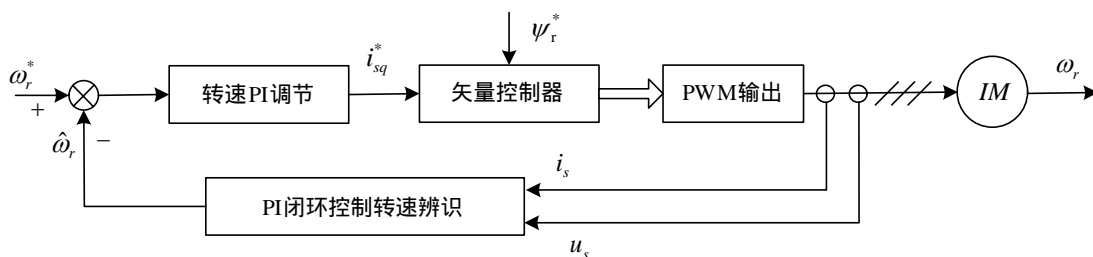


图 4.2 含 PI 闭环控制转速辨识的矢量控制系统原理框图

图 4.2 所示为采用 PI 控制闭环构造转速信号的矢量控制系统原理图。根据上述 PI 控制的特点，可以把 PI 环的输出设置为所需辨识的转速量，取其输入量为可以影响转速且稳态值趋于零的变量，形成用转速辨识的闭环控制环节。现有产品和研究成果<sup>[102]-[108]</sup>中基于闭环控制进行转速辨识的方法有下列几种：

## 4.2.2.1 基于 $\psi_{rq}$ 分量的 PI 闭环控制转速辨识

根据 2.4.2 小节分析可知，在  $dq$  同步旋转坐标系下，转子磁链  $q$  轴分量的方程式为：

$$\psi_{rq} = L_m i_{sq} + L_r i_{rq} \quad (4-10)$$

转子电压  $q$  轴方程式为：

$$0 = R_r i_{rq} + p \psi_{rq} + \omega_{sl} \psi_{rd} \quad (4-11)$$

将上面两式联立消去  $i_{rq}$  得：

$$0 = -\frac{L_m}{\tau_r} i_{sq} + \left(\frac{1}{\tau_r} + p\right) \psi_{rq} + \omega_{sl} \psi_{rd} \quad (4-12)$$

在转子磁场定向方式下，令：

$$\omega_{sl} = \omega_{sl}^* - \omega_r + \hat{\omega}_r = \frac{L_m}{\tau_r \psi_{rd}^*} i_{sq}^* - \omega_r + \hat{\omega}_r \quad (4-13)$$

将式 (4-13) 代入式 (4-12) 得：

$$0 = -\frac{L_m}{\tau_r} i_{sq} + \left(\frac{1}{\tau_r} + p\right) \psi_{rq} + (\omega_{sl}^* - \omega_r + \hat{\omega}_r) \psi_{rd} \quad (4-14)$$

稳态时，若  $\psi_{rq} = 0$ ，则  $\omega_{sl} = \omega_{sl}^*$ ，根据式 (4-12) 和式 (4-14) 可知，此时转速辨识值  $\hat{\omega}_r$  应该等于实际值  $\omega_r$ 。由于转子磁场定向控制时没有对  $\psi_{rq}$  进行控制，静态过程中  $\psi_{rq}$  可能不为零，如果附加一个使其为零的控制，可以实现稳态时  $\psi_{rq} = 0$ ，从而使  $\hat{\omega}_r = \omega_r$ 。为此，可采用闭环 PI 调节器，并令其输入误差信号为  $e = \psi_{rq} - 0$ 、输出为转速辨识量  $\hat{\omega}_r$ 、 $k_p$  和  $k_i$  分别为调节器的比例和积分系数，则转速辨识表达式可写为：

$$\hat{\omega}_r = \left(k_p + \frac{k_i}{s}\right)(\psi_{rq} - 0) \quad (4-15)$$

这样控制的结果，使得在实现电机转速辨识的同时还实现了稳态时  $\psi_{rq} = 0$ 。严格的说，由式 (4-15) 辨识的转速并不是实际的动态转速，其动态过程实际上与  $k_p$ 、 $k_i$  和  $\psi_{rq}$  的实际变化过程有关。而实际转速的动态过程依赖于电气传动系统的转动惯量，因此比

例积分系数  $k_p$  和  $k_i$  的具体数值也不像一般的 PI 调节器那样容易设计，只能通过仿真并参考转动惯量的大小来试凑，在实验系统的调试中最终确定。

#### 4.2.2.2 基于 $i_{sq}$ 分量和电磁转矩 $T_e$ 的 PI 闭环控制转速辨识

这种方法令 PI 控制器的输入量为定子电流转矩分量给定值  $i_{sq}^*$  与实际值  $i_{sq}$  之间的误差信号、输出量为转速辨识值  $\hat{\omega}_r$ 。构造转速辨识的闭环控制器：

$$\hat{\omega}_r = (k_p + \frac{k_i}{s})(i_{sq}^* - i_{sq}) \quad (4-16)$$

结合矢量控制器计算出的转差角速度  $\omega_{sl}$ ，得到同步角速度的计算值  $\hat{\omega}_s = \hat{\omega}_r + \omega_{sl}$ ，对其求积分即可得  $dq$  同步坐标系的位置角  $\theta_s$ ，其原理框图如图 4.3 所示。稳态时  $i_{sq}^* = i_{sq}$ ，PI 控制器的输入为零，其输出即为稳态转速。

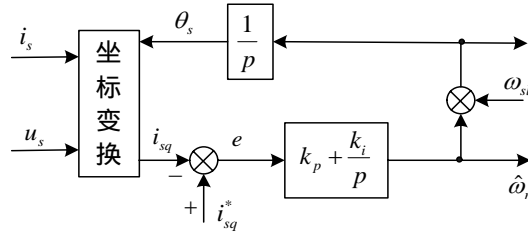


图 4.3 基于  $i_{sq}$  分量的 PI 闭环控制转速辨识原理框图

在转子磁场定向方式下，由于定子电流实现了转矩分量  $i_{sq}$  和励磁分量  $i_{sd}$  的彻底解耦，所以上述的 PI 调节器的输入误差信号实际上也代表着给定转矩  $T_e^*$  与实际转矩  $T_e$  的误差，当观测的定子磁链准确时，直接将给定转矩与  $T_e^*$  实际转矩  $T_e$  的误差作为 PI 控制的输入信号，也能构造出转速辨识信号，如图 4.4 所示。所以有：

$$\hat{\omega}_r = (k_p + \frac{k_i}{s})(T_e^* - T_e) \quad (4-17)$$

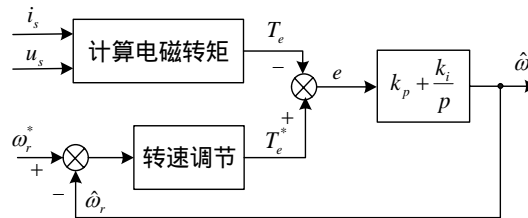


图 4.4 基于电磁转矩  $T_e$  的 PI 闭环控制转速辨识原理框图

图 4.4 中的实际电磁转矩  $T_e$  可以通过式 (2-39) 计算，即利用观测的定子磁链计算得到，从而避免转子参数的影响。以上分析的闭环控制转速辨识方法算法结构简单，有

一定的适应能力，已应用于变频器产品中。但由于涉及转子或定子磁链的观测和控制问题，辨识精度很大程度上受磁链控制性能的影响，且线性 PI 调节器的有限调节能力也限制了辨识范围的进一步扩大，这些都会影响产品的性能。对此研究的方向是提高磁链的观测和控制性能；采用改进 PID 或模糊控制等非线性控制器代替常规 PI 调节器以提高 PI 调节器的调节性能等。

### 4.2.2.3 基于 MRAS 的 PI 闭环控制转速辨识

模型参考自适应控制 (Model Reference Adopt System, MRAS) 是一种基于稳定性设计的参数辨识方法，保证了参数辨识的渐进收敛。其主要思想是将不含未知参数的方程作为参考模型，而将含有待辨识参数的方程作为可调模型，利用两个模型具有相同物理意义的输出量的误差构成合适的自适应律来实时调节可调模型待辨识的参数，最终达到控制对象的输出跟踪参考模型的目的<sup>[99][100]</sup>。

C.Schauder教授于1992年首次将MRAS这一概念引入异步电机转速辨识中，由于 $\alpha\beta$ 坐标系下转子磁链的电压模型不含转速信息，而电流模型需要用到转速，这两个模型的输出均为转子磁链。因此将电压模型作为参考模型，将电流模型作为可调模型，将辨识的转速反馈给电流模型，当两个模型的输出一致时，即可认为辨识转速等于实际转速。由于在这种情况下系统为非线性系统，因此可以用Popov超稳定理论在保证系统稳定的条件下推导出转速辨识的自适应律，一般为PI调节器，这样不仅充分利用了磁链观测过程中的计算结果，而且转速辨识的实现只需增加很小的计算量。

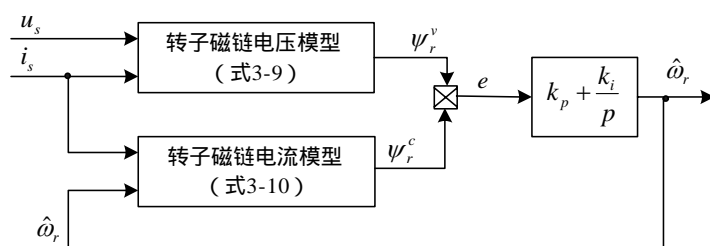


图 4.5 基于转子磁链的 MRAS 转速辨识原理框图

图 4.5 所示为基于转子磁链的 MRAS 转速辨识原理结构图，图中 $\psi_r^v$ 和 $\psi_r^c$ 分别表示由电压模型和电流模型观测到的转子磁链值。MRAS 的自适应律采用 PI 调节器，其输入量为误差 $e = \psi_{r\alpha}^c \psi_{r\beta}^v - \psi_{r\alpha}^v \psi_{r\beta}^c$ ，输出的转速辨识值 $\hat{\omega}_r$ 再反馈至电流模型实现闭环控制。根据 $e$ 不断调制 $\hat{\omega}_r$ ，直到误差 $e$ 为零，转速辨识值也就达到了真实值。由于电压模型中含有纯积分环节，使得磁链模型受积分初值和直流漂移影响严重，而且受定子电阻的影响

响，这种辨识方法在低速时的转速辨识精度不够理想。

鉴于上述缺陷，彭方正教授于 1994 年在其论文<sup>[109]</sup>中提出采用不同的参考模型（电机反电势、磁化电流无功功率）对这种方法进行了改进。由于在一个采样周期内转速的变化可以忽略不计，即认为角速度不变。为了消除纯积分环节，文中定义了两个新变量：

等效转子磁化电流：

$$i_{mr} = \frac{\psi_r}{L_m} \quad (4-18)$$

电机反电势：

$$e_m = \frac{L_m^2}{L_r} p i_{mr} \quad (4-19)$$

将式（3-9）和（3-10）所示的转子磁链电压模型和电流模型重写如下：

$$p \psi_r = \frac{L_r}{L_m} [u_s - (R_s i_{s\alpha} + \sigma L_s p i_{s\alpha})] \quad (4-20)$$

$$\psi_r = \frac{1}{1 + \tau_r p} [L_m i_s + \tau_r \psi_r \otimes \omega_r] \quad (4-21)$$

式中 $\otimes$ 表示两个矢量的叉乘，将式（4-19）和（4-20）代入式（4-21）和（4-22），分别得到基于电压模型和电流模型的电机反电势表达式：

$$e_m^v = u_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha} - \sigma L_s p i_{s\alpha} \quad (4-22)$$

$$e_m^c = \frac{L_m^2}{L_r} \left( \frac{1}{\tau_r} i_s - \frac{1}{\tau_r} i_m + i_m \otimes \omega_r \right) \quad (4-23)$$

$e_m^v$  和  $e_m^c$  分别表示由电压模型和电流模型观测到的电机反电势。显然，式（4-23）消除了纯积分环节。分别将式（4-23）和（4-24）表示的电机反电势模型作为参考模型和可调模型，构建如图 4.6 所示的基于电机反电势的 MRAS 转速辨识系统，PI 调节器的输入量为  $e = e_{m\alpha}^c e_{m\beta}^v - e_{m\alpha}^v e_{m\beta}^c$ 。

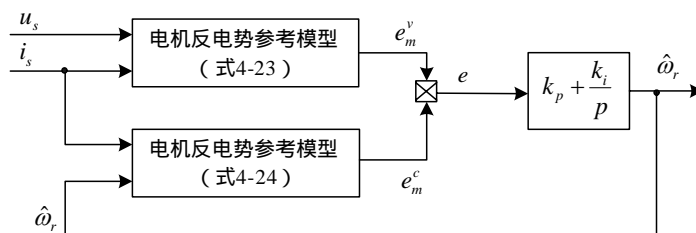


图 4.6 基于转子反电势的 MRAS 转速辨识原理框图

以反电势信号取代磁链信号的转速辨识方法虽然消去了纯积分环节引起的误差，但

是以转子角速度恒定为前提，这在动态过程中会产生一定的误差。对于可调模型，由于反电动势在低速时很小，且在转速过零点时变化缓慢，使得定子电阻的摄动对转速辨识的准确性影响较大，甚至会导致辨识不收敛，限制了控制系统调速范围的进一步扩大。

为了进一步消除定子电阻的影响，增加系统鲁棒性，解决的办法有：一是实时辨识定子电阻，但会增加系统的复杂性；二是从模型中去掉定子电阻。为此文献[109]又提出了一种利用瞬时无功来构造参考模型和可调模型的速度辨识方法，这一方法在参考模型和可调模型中均消除了定子电阻，对定子电阻具有完全鲁棒性。

无功功率可表示为：

$$Q_m = i_s \otimes e_m \quad (4-24)$$

将式(4-23)和(4-24)分别代入上式，得到基于电压模型和电流模型的无功功率表达式：

$$Q_m^v = i_s \otimes e_m^v = i_s \otimes (u_s - \sigma L_s p i_s) \quad (4-25)$$

$$Q_m^c = i_s \otimes e_m^c = \frac{L_m^2}{L_r} [(i_m \circ i_s) \omega_r + \frac{1}{\tau_r} i_m \otimes i_s] \quad (4-26)$$

式中 $\circ$ 表示两个矢量的点乘， $Q_m^v$ 和 $Q_m^c$ 分别表示由参考模型（电压模型）和可调模型（电流模型）计算到的无功功率。采用PI自适应律可以得到辨识的转子角速度为：

$$\hat{\omega}_r = (k_p + \frac{k_i}{p})(Q_m^v - Q_m^c) \quad (4-27)$$

显然，式(4-26)和(4-27)均不包含定子电阻。但是辨识的稳态精度依然受转子时间常数的影响。且还存在一定的稳定性问题，如当转速给定为负阶跃时辨识的转速将不收敛。

总的说来，MRAS模型参考自适应是基于稳定性设计的系统参数辨识方法，它保证了参数估计的渐进收敛性。但是由于MRAS的速度观测是以参考模型为基础的，参考模型本身的准确程度就直接影响到速度辨识和控制系统工作的成效。对此解决的方法有：选取合适的参考模型和可调模型，尽量减少变化参数的个数；解决多参数辨识问题，同时辨识转速和电机参数；选择更合理有效的自适应律，替代目前广泛使用的PI自适应律。在提高收敛速度的同时保证系统的稳定性和对参数的鲁棒性。

#### 4.2.2.4 基于全维状态观测器的PI闭环控制转速辨识

上述基于闭环控制的转速辨识方案都是在一定的假定条件下，根据对某一变量的实

际值与给定值或估计值的误差进行 PI 控制来实现转速辨识。如基于  $i_{sq}$  分量的闭环辨识中假定转子磁链定向准确，定子电流的励磁分量已收敛于实际值；而基于电磁转矩  $T_e$  的闭环辨识中则假定式 (2-39) 中的定子磁链就等于实际值。一旦假设条件不成立，则转速辨识的正确性甚至系统的稳定性都难以保证。为了改进，可用闭环的全维状态观测器替代开环的电机模型<sup>[123]</sup>。如图 4.7 所示。将受控系统（异步电机）与全维观测器输出之间的误差通过校正矩阵反馈到观测器输入端实现闭环控制，使误差尽快趋近于零，还可克服由于电动机模型参数不准确而造成的误差。

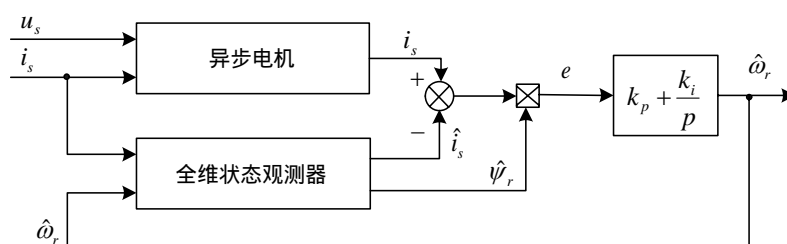


图 4.7 基于全维状态观测器的 MRAS 转速辨识原理框图

静止坐标系下电机的状态方程如式 (3-14) 所示，令输出方程为：

$$i_s = \begin{bmatrix} I & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ \psi_r \end{bmatrix} \quad (4-28)$$

则构成全维观测器：

$$p \begin{bmatrix} \hat{i}_s \\ \hat{\psi}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & \hat{A}_{12} \\ A_{21} & \hat{A}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_s \\ \hat{\psi}_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 \\ 0 \end{bmatrix} u_s + L(\hat{i}_s - i_s) \quad (4-29)$$

式中  $\hat{A}_{12} = \frac{L_m}{\sigma L_r L_s} (\frac{1}{\tau_r} I - \hat{\omega}_r J)$ ， $\hat{A}_{22} = -\frac{1}{\tau_r} I + \hat{\omega}_r J$ ， $\hat{i}_s$  和  $\hat{\psi}_r$  分别为全维状态观测器输出的定子电流和转子磁链，L 为观测器的反馈增益矩阵。基于 MRAS 的思想，将电机本身作为参考模型，将全维观测器作为可调模型，令  $\hat{A} = \begin{bmatrix} A_{11} & \hat{A}_{12} \\ A_{21} & \hat{A}_{22} \end{bmatrix}$ ，将定子电流的测量

值和估计值之差以及转子磁链共同作用于速度自适应律，辨识出转速反馈回去调整可调模型的参数矩阵  $\hat{A}$ 。当速度辨识值有偏差时，必然引起全维状态观测器的输出电流  $\hat{i}_s$  产生误差，如果转子磁链  $\hat{\psi}_r$  观测准确，则电磁转矩误差  $e$  可表示为：

$$e = \hat{\psi}_{r\alpha} (\hat{i}_{s\beta} - i_{s\beta}) - \hat{\psi}_{r\beta} (\hat{i}_{s\alpha} - i_{s\alpha}) \quad (4-30)$$

对误差  $e$  进行 PI 控制，输出转速辨识信号：



$$\hat{\omega}_r = (k_p + \frac{k_i}{p})[\hat{\psi}_{r\alpha}(\hat{i}_{s\beta} - i_{s\beta}) - \hat{\psi}_{r\beta}(\hat{i}_{s\alpha} - i_{s\alpha})] \quad (4-31)$$

对于非线性的异步电动机数学模型应用线性系统状态观测器理论时须做出必要的近似,在两相坐标系上的异步电动机电磁系统状态方程中的非线性因素是系数中含有变量 $\omega_r$ 造成的。在实际调速系统中,传动系统的机电时间常数一般都是最大的时间常数,相对于 $i$ 和 $\psi$ 来说,转子电角速度 $\omega_r$ 是缓慢变化的,对于数字控制系统,在每一个采样周期中,都可认为 $\omega_r$ 为恒定,可以近似当作常系数看待。这样一来,线性系统的状态观测器理论便可以近似地适用了。从理论上说,这种观测转速的方法应该是最准确的,但实现起来也最复杂,因此其实际应用受到限制。

总之,在闭环转速辨识系统中,辨识转速的稳态精度取决于PI调节器输入量的选择,而动态辨识的准确度很大程度上取决于PI系数。因此,所有基于PI闭环控制的转速辨识系统共同的优点是:概念清楚、算法简单;共同的缺点是:动态转速的准确度依赖于实际调试,同样型号的变频器用于转动惯量不一样的负载机械时,必须重新调试。

## 4.2.3 基于电动机结构特征的转速辨识

无论是基于数学模型的开环转速估算,还是基于PI控制的闭环转速辨识,都离不开电动机的数学模型,也就都或多或少地受电动机参数变化的影响。虽然闭环控制可以部分地弥补这一缺陷,但并不能彻底摆脱参数的影响。如果从电动机本身结构上的特征出发,设法找到与转速有关的信息,从而提取转速信号,就可以完全不受数学模型的牵制。基于这种思路的研究成果主要有<sup>[114][115]</sup>:

- 1) 检测转子齿谐波磁场在定子绕组中感应的电动势频率,采用快速FFT辨识转速;
- 2) 给定子绕组注入高频信号,以获取转速信息。

在定子相电压中,要检测转子齿谐波或高频信号电动势就必须将基波分量从定子相电压中分离出来,因此工作中的难点又从控制问题转化到信号处理问题上了。此外,不受电动机数学模型的误差和参数变化的影响是这种方法的突出优点,但要求详细了解具体电机中绕组、齿槽等的分布和结构,有些还需要采用复杂的信号处理算法,处理噪声干扰和负载转矩的影响等。上述难点使它至今仍未达到实用的程度。

综上所述,要实现异步电机高性能控制目标,实质上就是要解决非线性,不确定性系统的控制问题,从而实现控制系统的线性化和解耦控制。各种现代控制理论应用于异步电机交流调速系统中,就是为了实现这一目的。

### 4.3 MRAS 无速度传感器的基本原理及稳定性分析

#### 4.3.1 转度辨识的自适应律推导

下面套用并联模型参考自适应系统的概念，利用 popov 超稳定性理论对基于转子磁链的 MRAS 无速度传感器控制系统进行设计。将式 (3-11) 中的转子磁链方程改写为：

$$p\psi_r = A_{21}i_s + A_{22}\psi_r \quad (4-32)$$

将上式作为参考模型，将辨识的转速代入系数矩阵  $A_{22}$  中，构成并联可调模型：

$$p\hat{\psi}_r = A_{21}i_s + \hat{A}_{22}\hat{\psi}_r \quad (4-33)$$

从式 (4-34) 减去 (4-33) 后整理得到误差表达式：

$$pe = p(\psi_r - \hat{\psi}_r) = A_{22}e + Iw_1 = A_{22}e - Iw \quad (4-34)$$

$$\text{式中 } e = \begin{bmatrix} e_{r\alpha} \\ e_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \psi_{r\alpha} - \hat{\psi}_{r\alpha} \\ \psi_{r\beta} - \hat{\psi}_{r\beta} \end{bmatrix}, \quad w = -w_1 = (\hat{\omega}_r - \omega_r)J\hat{\psi}_r$$

构造自适应机构：

$$v = De \quad (4-35)$$

式中  $D$  为线性补偿器<sup>[116]</sup>，是线性部分为保证系统稳定性而选定的矩阵增益。对  $e$  进行处理后获得用于自适应的另一矢量  $v$ 。为计算简单化，本文取  $D = I$ ，则：

$$v = e \quad (4-36)$$

根据 Popov 超稳定理论，上述系统稳定需要满足下列两个条件：

- (1) 线性定常环节是严格正实的；
- (2) 非线性时变环节满足 Popov 积分不等式。

首先根据 Popov 积分不等式进行逆向求解得到参数自适应率，Popov 积分不等式：

$$\forall t_1 \geq 0, \eta(0, t_1) = \int_0^{t_1} v^T w dt \geq -\gamma^2 \quad (4-37)$$

其中  $\gamma^2$  为一有限正数，且不依赖于  $t_1$ ，将前面定义的  $v$  和  $w$  的表达式代入上式得：

$$\eta(0, t_1) = \int_0^{t_1} e^T (\hat{\omega}_r - \omega_r) J \hat{\psi}_r dt \geq -\gamma^2 \quad (4-38)$$

$\hat{\omega}_r$  是通过自适应机构更新的可调参数，自适应机构应包含记忆功能的积分作用，即可调参数  $\hat{\omega}_r$  不仅依赖于当前时刻的  $e(t)$  值，也与它们的过去值  $\{e(\tau) | 0 \leq \tau \leq t\}$  有关，因此， $\hat{\omega}_r$  可表示为以下的比例积分形式：

$$\hat{\omega}_r = \int_0^t F_1(e, t, \tau) d\tau + F_2(e, t) + \hat{\omega}_r(0) = \int_0^t F_1(v, t, \tau) d\tau + F_2(v, t) + \hat{\omega}_r(0) \quad (4-39)$$

式中  $F_1(v, t, \tau)$  表示  $\hat{\omega}_r$  与在  $0 \leq \tau \leq t$  时与  $v$  的非线性时变关系,  $F_2(v, t)$  表示  $\hat{\omega}_r$  与  $v(t)$  的非线性时变关系, 取初始值  $\hat{\omega}_r(0) = 0$ 。根据式 (4-34) (4-35) (4-37) 可以得到如图 4.8 所示的速度辨识系统框图, 由正向线性定常环节和非线性时变反馈环节构成。

将 (4-39) 代入式 (4-38) 得:

$$\begin{aligned} \eta(0, t_1) &= \int_0^{t_1} e^T \left[ \int_0^t F_1(v, t, \tau) d\tau + F_2(v, t) - \omega_r \right] J \hat{\psi}_r dt \\ &= \int_0^{t_1} e^T \left[ \int_0^t F_1(v, t, \tau) d\tau - \omega_r \right] J \hat{\psi}_r dt + \int_0^{t_1} e^T F_2(v, t) J \hat{\psi}_r dt \end{aligned} \quad (4-40)$$

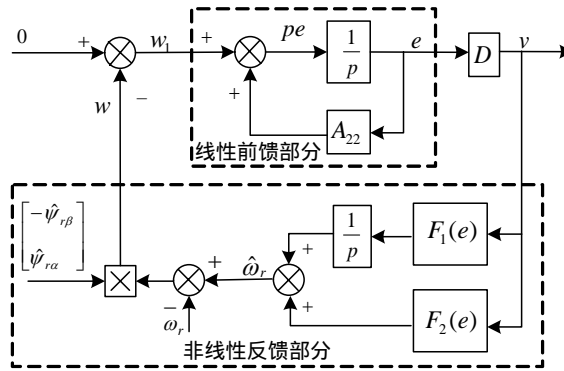


图 4.8 转速辨识系统原理框图

要使  $\eta(0, t_1) \geq -\gamma^2$ , 则可以选择:

$$\eta_1(0, t_1) = \int_0^{t_1} e^T \left[ \int_0^t F_1(v, t, \tau) d\tau - \omega_r \right] J \hat{\psi}_r dt \geq -\gamma_1^2 \quad (4-41)$$

$$\eta_2(0, t_1) = \int_0^{t_1} e^T F_2(v, t) J \hat{\psi}_r dt \geq -\gamma_2^2 \quad (4-42)$$

其中,  $\gamma_1^2$  和  $\gamma_2^2$  也是与  $\gamma^2$  具有相同性质的有限正数。

对于  $k > 0$ , 有  $\int_0^{t_1} [kx(t) \cdot px(t)] dt = \frac{k}{2} [x^2(t_1) - x^2(0)] \geq -\frac{k}{2} x^2(0)$ , 若取:

$$px(t) = e^T J \hat{\psi}_r \quad (4-43)$$

$$k_I x(t) = \int_0^t F_1(v, t, \tau) d\tau - \omega_r, \quad k_I > 0 \quad (4-44)$$

则对式 (4-44) 两边求导得:

$$k_I px(t) = F_1(v, t, \tau) = k_I e^T J \hat{\psi}_r \quad (4-45)$$

显然, 式 (4-41) 一定成立。对于式 (4-42), 若被积函数为正, 则一定成立, 因此取  $F_2(v, t)$  为比例式自适应规律:

$$F_2(v, t) = k_p e^T J \hat{\psi}_r, \quad k_p > 0 \quad (4-46)$$

因此, 根据式 (4-45) 和 (4-46) 选取自适应率, 即可保证 Popov 积分不等式成立, 将

# 华 中 科 技 大 学 博 士 学 位 论 文

式 (4-45) 和 (4-46) 代入式 (4-39) 可以得到  $\hat{\omega}_r$  的辨识方程式：

$$\hat{\omega}_r = \int_0^t k_I e^T J \hat{\psi}_r dt + k_P e^T J \hat{\psi}_r \quad (4-47)$$

将  $e^T = [(\psi_{r\alpha} - \hat{\psi}_{r\alpha}) \quad (\psi_{r\beta} - \hat{\psi}_{r\beta})]^T$  和  $J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$  代入上式，并化简得：

$$\hat{\omega}_r = \int_0^t k_I (\hat{\psi}_{r\alpha} \psi_{r\beta} - \psi_{r\alpha} \hat{\psi}_{r\beta}) dt + k_P (\hat{\psi}_{r\alpha} \psi_{r\beta} - \psi_{r\alpha} \hat{\psi}_{r\beta}) \quad (4-48)$$

下面对 Popov 超稳定理论的第一个条件进行推导，证明线性定常环节严格正实，即证明系统的正向传递矩阵  $D(SI - A_{22})^{-1}$  为严格正实矩阵。

有定理：对于线性定常系统： $\begin{matrix} \dot{p}x = A(t)x + B(t)u \\ y = C(t)x \end{matrix}$  是正性的，或传递矩阵

$H(s) = C^T (SI - A)^{-1} B$  是严格正实的，当且仅当存在一个对称正定矩阵  $P$  和一个对称正定矩阵  $Q$ ，使得： $\begin{matrix} PA + A^T P = -Q \\ B^T P = C \end{matrix}$ 。

联立式 (4-34) 和 (4-36)，套用上述定理，对于系统的先行正向定常环节，针对  $A_{22}$ ，为方便计算，取  $Q = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$ ， $P = \begin{bmatrix} P_{11} & P_{12} \\ P_{21} & P_{22} \end{bmatrix}$ ，则有：

$$\begin{aligned} PA_{22} + A_{22}^T P &= \begin{bmatrix} P_{11} & P_{12} \\ P_{21} & P_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\frac{1}{\tau_r} & -\omega_r \\ \omega_r & -\frac{1}{\tau_r} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{\tau_r} & \omega_r \\ -\omega_r & -\frac{1}{\tau_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_{11} & P_{12} \\ P_{21} & P_{22} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} -\frac{1}{\tau_r} 2P_{11} + 2\omega_r P_{12} & -\omega_r P_{11} - \frac{1}{\tau_r} 2P_{12} + \omega_r P_{22} \\ -\omega_r P_{11} - \frac{1}{\tau_r} 2P_{12} + \omega_r P_{22} & -2\omega_r P_{12} - \frac{1}{\tau_r} 2P_{22} \end{bmatrix} = -\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

解得： $P_{11} = P_{22} = \frac{1}{2} \tau_r$ ， $P_{12} = P_{21} = 0$ ，所以存在对称正定矩阵  $P = \begin{bmatrix} \frac{1}{2} \tau_r & 0 \\ 0 & \frac{1}{2} \tau_r \end{bmatrix}$  和

$Q = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$  使得  $PA + A^T P = -Q$ 。在前面求解自适应规律时，为方便计算取  $D = I$ ，则

$B^T P = C$  必然成立。

以上分析了当取式 (4-48) 所示的转速辨识自适应律时，可以保证系统的渐进稳定

性,可调模型的状态收敛于参考模型的状态。下面我们推导转速辨识值  $\hat{\omega}_r$  是否收敛于真实值  $\omega_r$ 。改写式 (4-34) 为:

$$pe = p(\psi_r - \hat{\psi}_r) = A_{22}(\psi_r - \hat{\psi}_r) + (A_{22} - \hat{A}_{22})\hat{\psi}_r \quad (4-49)$$

因为系统在  $e$  空间内是渐进稳定的,而从线性方程可知,  $e=0$  为平衡点,因此有  $\lim_{t \rightarrow \infty} e = \lim_{t \rightarrow \infty} (\psi_r - \hat{\psi}_r) = 0$ ,  $\lim_{t \rightarrow \infty} pe = 0$ , 因此对于上式意味着有:

$$(A_{22} - \lim_{t \rightarrow \infty} \hat{A}_{22})\hat{\psi}_r = 0 \quad (4-50)$$

而上式成立的前提是  $\lim_{t \rightarrow \infty} \hat{\omega}_r = \omega_r$ , 由此可知转速辨识值收敛于真实值。

### 4.3.2 速度辨识子系统的稳定性分析

当异步电机实际转速由于外部干扰产生波动时,必须考虑动态下的转速辨识值能否跟踪上实际转速的变化。即转速辨识值的变化  $\Delta\hat{\omega}_r$  能否动态的跟踪实际转速的变化量  $\Delta\omega_r$ 。重写式 (2-48) 第三、四行所示的  $dq$  坐标系下转子磁链的表达式为:

$$p \begin{bmatrix} \psi_{rd} \\ \psi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\tau_r} & \omega_s - \omega_r \\ \omega_r - \omega_s & -\frac{1}{\tau_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{rd} \\ \psi_{rq} \end{bmatrix} + \frac{L_m}{\tau_r} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} \quad (4-51)$$

转子磁链的估计模型为:

$$p \begin{bmatrix} \hat{\psi}_{rd} \\ \hat{\psi}_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\tau_r} & \omega_s - \hat{\omega}_r \\ \hat{\omega}_r - \omega_s & -\frac{1}{\tau_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\psi}_{rd} \\ \hat{\psi}_{rq} \end{bmatrix} + \frac{L_m}{\tau_r} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} \quad (4-52)$$

用“ $\Delta$ ”表示每个变量在稳态运行点附近产生的扰动量,分离稳态量和扰动量,并忽略二阶小量,可以得到式 (4-51) 和 (4-52) 的小信号模型:

$$p \begin{bmatrix} \Delta\psi_{rd} \\ \Delta\psi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\tau_r} & \omega_s - \omega_r \\ \omega_r - \omega_s & -\frac{1}{\tau_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta\psi_{rd} \\ \Delta\psi_{rq} \end{bmatrix} + \frac{L_m}{\tau_r} \begin{bmatrix} \Delta i_{sd} \\ \Delta i_{sq} \end{bmatrix} + \Delta\omega_r \begin{bmatrix} -\psi_{rq} \\ \psi_{rd} \end{bmatrix} \quad (4-53)$$

$$p \begin{bmatrix} \Delta\hat{\psi}_{rd} \\ \Delta\hat{\psi}_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\tau_r} & \omega_s - \hat{\omega}_r \\ \hat{\omega}_r - \omega_s & -\frac{1}{\tau_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta\hat{\psi}_{rd} \\ \Delta\hat{\psi}_{rq} \end{bmatrix} + \frac{L_m}{\tau_r} \begin{bmatrix} \Delta i_{sd} \\ \Delta i_{sq} \end{bmatrix} + \Delta\hat{\omega}_r \begin{bmatrix} -\hat{\psi}_{rq} \\ \hat{\psi}_{rd} \end{bmatrix} \quad (4-54)$$

由于广义误差  $\varepsilon = (\hat{\psi}_{r\alpha}\psi_{r\beta} - \psi_{r\alpha}\hat{\psi}_{r\beta})$  从表达式的形式上与参考坐标系无关，所以在  $dq$  同步旋转坐标系下，同样有  $\varepsilon = (\hat{\psi}_{rd}\psi_{rq} - \psi_{rd}\hat{\psi}_{rq})$ ，因此式 (4-48) 可表示为：

$$\hat{\omega}_r = \int_0^t k_I (\hat{\psi}_{rd}\psi_{rq} - \psi_{rd}\hat{\psi}_{rq}) dt + k_P (\hat{\psi}_{rd}\psi_{rq} - \psi_{rd}\hat{\psi}_{rq}) \quad (4-55)$$

广义误差  $\varepsilon$  的小信号模型可表示为：

$$\Delta\varepsilon = -\begin{bmatrix} \psi_{rq} & \psi_{rd} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta\hat{\psi}_{rd} \\ \Delta\hat{\psi}_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\hat{\psi}_{rq} & -\hat{\psi}_{rd} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta\psi_{rd} \\ \Delta\psi_{rq} \end{bmatrix} \quad (4-56)$$

为了推导动态性能传递函数，设稳态时  $\omega_r = \hat{\omega}_r$ 、 $\psi_{rd} = \hat{\psi}_{rd}$ 、 $\psi_{rq} = \hat{\psi}_{rq}$ ，则有：

$$\Delta\varepsilon = \begin{bmatrix} -\psi_{rq} & \psi_{rd} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta\psi_{rd} - \Delta\hat{\psi}_{rd} \\ \Delta\psi_{rq} - \Delta\hat{\psi}_{rq} \end{bmatrix} \quad (4-57)$$

对等式 (4-53) 和 (4-54) 两边进行拉氏变换后并相减，整理得：

$$\begin{bmatrix} \Delta\psi_{rd} - \Delta\hat{\psi}_{rd} \\ \Delta\psi_{rq} - \Delta\hat{\psi}_{rq} \end{bmatrix} = \left( SI - \begin{bmatrix} -\frac{1}{\tau_r} & \omega_s - \omega_r \\ \omega_r - \omega_s & -\frac{1}{\tau_r} \end{bmatrix} \right)^{-1} \begin{bmatrix} -\psi_{rq} \\ \psi_{rd} \end{bmatrix} (\Delta\omega_r - \Delta\hat{\omega}_r) \quad (4-58)$$

将上式代入式 (4-57)，整理后得：

$$\frac{\Delta\varepsilon}{\Delta\omega_r - \Delta\hat{\omega}_r} = \frac{(s + \frac{1}{\tau_r})(\psi_{rd}^2 + \psi_{rq}^2)}{(s + \frac{1}{\tau_r})^2 + (\omega_s - \omega_r)^2} = G_1(s)\psi_r^2 \quad (4-59)$$

根据式 (4-55) 和 (4-59) 可以得到转速辨识系统的动态方框图如图 4.9 所示。

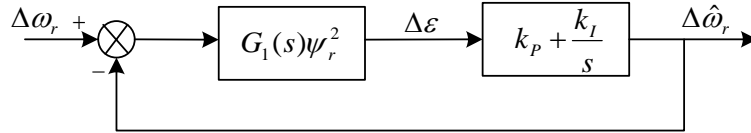


图 4.9 转速辨识系统动态方框图

从图中可以看出，动态时系统的开环传递函数为：

$$\begin{aligned}
 G(s)H(s) &= \frac{(s + \frac{1}{\tau_r})\psi_r^2}{(s + \frac{1}{\tau_r})^2 + (\omega_s - \omega_r)^2} (k_p + \frac{k_i}{s}) \\
 &= \frac{k_p \psi_r^2 (s + \frac{1}{\tau_r})(s + \frac{k_i}{k_p})}{s[s + \frac{1}{\tau_r} + j(\omega_s - \omega_r)][s + \frac{1}{\tau_r} - j(\omega_s - \omega_r)]}
 \end{aligned} \tag{4-60}$$

显然，该传递函数有两个开环零点和三个开环极点，分别为： $z_1 = -\frac{1}{\tau_r}$ 、 $z_2 = -\frac{k_i}{k_p}$ 、 $p_1 = 0$ 、 $p_2 = -\frac{1}{\tau_r} - j\omega_r$ 、 $p_3 = -\frac{1}{\tau_r} + j\omega_r$ ，有了开环传函的零、极点，则可用闭环根轨迹判别该系统在动态时的稳定性。

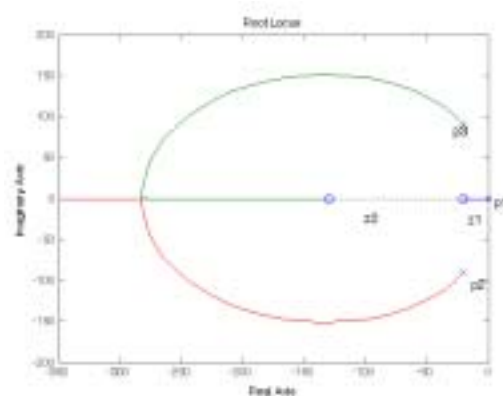


图 4.10 转速辨识系统闭环根轨迹

闭环根轨迹图如图 4.10 所示，动态时闭环系统的零、极点均分布在复平面的左半平面，说明速度辨识系统为最小相位系统<sup>[117]</sup>，在动态时也是稳定的、收敛的，其辨识转速的变化能够跟踪实际转速的变化。并且通过对根轨迹的比较分析可以较容易地确定自适应律中 PI 调节器的比例系数和积分系数，从而获得良好的稳态性能和动态性能。

#### 4.4 基于无源性的异步电机稳定性分析

下面针对交流调速系统，对参数定常异步电机的稳定性进行分析，并在此基础上分析参数时变情况下异步电机的稳定性，为先进的控制理论与控制策略提供稳定性依据，同时，也为新型控制策略的研究指明方向。在分析前，假设异步电机的定子电流和转子转速均可直接测量。

#### 4.4.1 参数定常时异步电机的稳定性分析

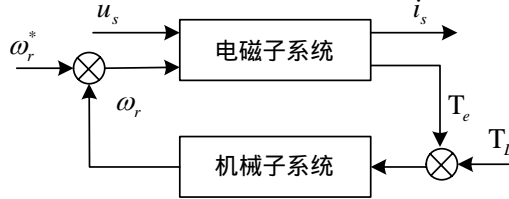


图 4.11 三相异步电机基于无源性的分解示意图

在基于无源性的分析中，可将异步电机分成如图 4.11 所示的电磁子系统和机械子系统两部分。为了便于分析，根据式 (2-46)、(2-47) 可以写出电流的矩阵表达式：

$$A p i + R i + B(\omega_s, \omega_{sl}) i = u \quad (4-61)$$

$$\text{式中：} A = \begin{bmatrix} L_s I & L_m I \\ L_m I & L_r I \end{bmatrix}, R = \begin{bmatrix} R_s I & 0 \\ 0 & R_r I \end{bmatrix}, B(\omega_s, \omega_{sl}) = \begin{bmatrix} \omega_s L_s J & \omega_s L_m J \\ \omega_{sl} L_m J & \omega_{sl} L_r J \end{bmatrix}, I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix},$$

$$J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, i = [i_{sd} \ i_{sq} \ i_{rd} \ i_{rq}]^T, u = [u_{sd} \ u_{sq} \ 0 \ 0]^T。$$

式 (4-61) 也是异步电机电磁子系统的状态方程。根据无源性理论，可以将机械子系统看作是电磁子系统的无源干扰，只要能保证电磁子系统的全局稳定性，即可确保系统的全局稳定性。下面分析电机电磁子系统的稳定性，考虑无外加作用的自由电磁子系统，即  $u = 0$  时的系统状态方程为：

$$p i = C i \quad (4-62)$$

其中  $C = -A^{-1}[R + B(\omega_s, \omega_{sl})]$ ，根据 Lyapunov 第二方法构造能量函数为系统状态的二次型函数形式：

$$V = i^T A R^{-1} A i \quad (4-63)$$

上式的详细表达式为：

$$V = \frac{1}{R_s} (L_s i_{sd} + L_m i_{rd})^2 + \frac{1}{R_r} (L_m i_{sd} + L_r i_{rd})^2 + \frac{1}{R_r} (L_m i_{sq} + L_r i_{rq})^2 + \frac{1}{R_s} (L_s i_{sq} + L_m i_{rq})^2$$

显然，对于  $i \neq 0$ ，有  $V > 0$  且有界。

对  $V$  求导得：

$$\begin{aligned} pV &= i^T A R^{-1} A p i + (p i^T) A R^{-1} A i = 2 i^T A R^{-1} A p i = 2 i^T A R^{-1} A \{-A^{-1}[R + B(\omega_s, \omega_{sl})]\} i \\ &= -2 i^T A i - 2 i^T A R^{-1} B(\omega_s, \omega_{sl}) i = -2 i^T A i - 2 i^T D i \end{aligned}$$

可以证明  $D$  是反对称矩阵，所以有  $i^T D i = 0$ 。从式 (4-61) 可以看出  $A$  是正定的对



称矩阵，因此：

$$pV = -2i^T Ai < 0 \quad (4-64)$$

上述推导与电机同步角速度  $\omega_s$  和转差角速度  $\omega_{sl}$  均无关。因此根据 Lyapunov 稳定性定理可得以下结论：

对于三相异步电机电磁子系统，对于任何的  $\omega_s$  和  $\omega_{sl}$ ，当电机参数为定常数时，零解  $i = [i_{sd} \ i_{sq} \ i_{rd} \ i_{rq}]^T = 0$  是大范围一致渐进稳定的。

利用上述结论又可得出以下推论：

(1) 对于电流参考值  $i^*$ ，如果选取控制律  $u = Api + [R + B(\omega_s, \omega_{sl})]i$ ，交流异步电机电磁子系统一致渐进稳定于  $i^*$ 。

(2) 对于转速参考值  $\omega_r^*$ 、电流参考值  $i^*$ ，如果选取控制律  $u = Api + [R + B(\omega_s, \omega_{sl})]i$ ，且有负载转矩  $T_L$  一次可导且有界<sup>[119]</sup>，则交流异步电机转速一致渐进稳定于  $\omega_r^*$ 。

## 4.4.2 参数时变的异步电机稳定性分析

在实际系统中，电机参数，尤其是定转子电阻实际上是随着电机的运行而发生变化，这种变化必然会影响到电机的稳定性，因此上节中推导的结论在实际系统中受到了限制，所以有必要对参数时变的异步电机进行稳定性分析。

电机的主要参数有定转子电阻  $R_s$ 、 $R_r$ ，定转子自感  $L_s$ 、 $L_r$ ，定转子间的互感  $L_m$  等，在电机运行过程中，这些参数的变化规律很难获得，文献[29]给出了定子电阻随温度变化的一个简单且通用的关系式：

$$R_s = R_{s0} + \alpha R_{s0} (T_{im} - 25^0 C) \quad (4-65)$$

式中  $R_{s0}$  为定子电阻初始值， $T_{im}$  为电机定子绕组温度， $\alpha$  为电阻温度耦合系数，一般取  $\alpha = 11.21 \times 10^{-3} / ^0 C$ 。

对于转子电阻，可以近似认为它与定子电阻的变化比例相同，而电感参数一般认为变化较小。因此，下面忽略电感变化，只考虑定、转子电阻的变化，对异步电机进行稳定性分析<sup>[75]</sup>。

考虑电阻参数时变，将式 (4-61) 改写为

$$Api + R(t)i + B(\omega_s, \omega_{sl})i = u \quad (4-66)$$

式中  $R = \begin{bmatrix} R_s(t)I & 0 \\ 0 & R_r(t)I \end{bmatrix}$ ，同样考虑无外加作用的自由电磁子系统，即  $u = 0$  时的系统状

态方程为：

$$p\dot{i} = -A^{-1}[R(t) + B(\omega_s, \omega_{sl})]u \quad (4-67)$$

同样利用 Lyapunov 第二方法构造能量函数为系统状态的二次型函数形式：

$$V = i^T A R^{-1}(t) A i \quad (4-68)$$

上式的详细表达式为：

$$V = \frac{1}{R_s(t)} (L_s i_{sd} + L_m i_{rd})^2 + \frac{1}{R_r(t)} (L_m i_{sd} + L_r i_{rd})^2 + \frac{1}{R_r(t)} (L_m i_{sq} + L_r i_{rq})^2 + \frac{1}{R_s(t)} (L_s i_{sq} + L_m i_{rq})^2$$

显然，对于  $i \neq 0$ ，有  $V > 0$  且有界。

求函数  $V$  的导数得：

$$\begin{aligned} pV &= i^T A R^{-1}(t) A p i + p(i^T) A R^{-1}(t) A i + i^T A p[R^{-1}(t)] A i = 2i^T A R^{-1} A p i + i^T A p[R^{-1}(t)] A i \\ &= 2i^T A R^{-1}(t) A \{-A^{-1}[R(t) + B(\omega_s, \omega_{sl})]\} i - i^T A R^{-1}(t) p[R(t)] R^{-1}(t) A i \\ &= -2i^T A i - 2i^T A R^{-1}(t) B(\omega_s, \omega_{sl}) i - i^T A R^{-2} p[R(t)] A i \\ &= -2i^T A i + 2i^T D i - i^T E i \end{aligned}$$

其中  $E = A R^{-2} [pR(t)] A$ ，可以证明  $D$  是反对称矩阵，所以有  $i^T D i = 0$ 。 $A$  是正定的对称矩阵，因此：

$$pV = -2i^T A i - i^T E i \quad (4-69)$$

由矩阵理论可知，对于对称矩阵  $R_s(t)$  和  $R_r(t)$ ，有  $pR_s^{-1}(t) = -R_s^{-1}(t)[pR_s(t)]R_s^{-1}(t)$ 、

$pR_r^{-1}(t) = -R_r^{-1}(t)[pR_r(t)]R_r^{-1}(t)$ 。令  $g_s = -pR_s^{-1}(t) = \frac{pR_s(t)}{R_s^2(t)}$ 、 $g_r = -pR_r^{-1}(t) = \frac{pR_r(t)}{R_r^2(t)}$ ，则：

$$E = \begin{bmatrix} L_s^2 g_s + L_m^2 g_r & 0 & L_s L_m g_s + L_r L_m g_r & 0 \\ 0 & L_s^2 g_s + L_m^2 g_r & 0 & L_s L_m g_s + L_r L_m g_r \\ L_s L_m g_s + L_r L_m g_r & 0 & L_m^2 g_s + L_r^2 g_r & 0 \\ 0 & L_s L_m g_s + L_r L_m g_r & 0 & L_m^2 g_s + L_r^2 g_r \end{bmatrix}$$

将其带入式 (4-69) 后化简得：

$$\begin{aligned} pV &= -(2L_s + L_s^2 g_s + L_m^2 g_r)(i_{sd}^2 + i_{sq}^2) - (2L_r + L_m^2 g_s + L_r^2 g_r)(i_{rd}^2 + i_{rq}^2) \\ &\quad - 2(L_m + L_s L_m g_s + L_r L_m g_r)(i_{sd} i_{rd} + i_{sq} i_{rq}) \end{aligned} \quad (4-70)$$

对于上式，若有  $1 + L_{\max} g_{\min} > 0$ ，其中  $L_{\max} = \max(L_s, L_r)$ ， $g_{\min} = \min(g_s, g_r) = \min(\frac{pR_s(t)}{R_s^2(t)}, \frac{pR_r(t)}{R_r^2(t)})$ ，

$$\text{则可满足: } \begin{cases} 2L_s + L_s^2 g_s + L_m^2 g_r > L_s(1 + L_s g_s) + L_m(1 + L_m g_r) > 0 \\ 2L_r + L_m^2 g_s + L_r^2 g_r > L_r(1 + L_r g_r) + L_m(1 + L_m g_s) > 0 \\ 2L_m + L_s L_m g_s + L_r L_m g_r = L_m(1 + L_s g_s) + L_m(1 + L_r g_r) > 0 \\ 2L_s + L_s^2 g_s + L_m^2 g_r > 2L_m + L_s L_m g_s + L_r L_m g_r \\ 2L_r + L_m^2 g_s + L_r^2 g_r > 2L_m + L_s L_m g_s + L_r L_m g_r \end{cases}, \text{ 所以有 } pV < 0 \text{ 成立。}$$

根据上述推导过程，可以得到以下推论：

对于三相异步电机电磁子系统，对于任何的  $\omega_s$  和  $\omega_{sl}$ ，若电机参数满足  $1 + L_{\max} g_{\min} > 0$ ，其中， $L_{\max} = \max(L_s, L_r)$ ， $g_{\min} = \min(\frac{pR_s(t)}{R_s^2(t)}, \frac{pR_r(t)}{R_r^2(t)})$ ，则零解

$i = [i_{sd} \quad i_{sq} \quad i_{rd} \quad i_{rq}]^T = 0$  是大范围一致渐进稳定的。

利用上述结论又可得出以下推论：

(1) 对于电流参考值  $i^*$ ，若电机参数满足  $1 + L_{\max} g_{\min} > 0$ ，其中， $L_{\max} = \max(L_s, L_r)$ ， $g_{\min} = \min(\frac{pR_s(t)}{R_s^2(t)}, \frac{pR_r(t)}{R_r^2(t)})$ ，如果选取控制律  $pi = -A^{-1}[R(t) + B(\omega_s, \omega_{sl})]u$ ，则交流异步电机电磁子系统一致渐进稳定于  $i^*$ 。

(2) 对于转速参考值  $\omega_r^*$ 、电流参考值  $i^*$ ，若电机参数满足  $1 + L_{\max} g_{\min} > 0$ ，其中， $L_{\max} = \max(L_s, L_r)$ ， $g_{\min} = \min(\frac{pR_s(t)}{R_s^2(t)}, \frac{pR_r(t)}{R_r^2(t)})$ ，选取控制律  $pi = -A^{-1}[R(t) + B(\omega_s, \omega_{sl})]u$ ，且有负载转矩  $T_L$  一次可导且有界，则交流异步电机转速一致渐进稳定于  $\omega_r^*$ 。

## 4.5 MRAS 无速度传感器矢量控制系统稳定性分析

对于闭环的 MRAS 无速度传感器矢量控制系统，很多文献都集中在速度辨识子系统的稳定性分析上，对于将辨识转速作为反馈的闭环控制系统的稳定性问题，却很少被关注。这主要是因为闭环控制系统非常复杂，难以推导其精确的数学模型，因此实际系统中多通过试验验证其稳定性。由于无速度传感器矢量控制系统是由异步电机模块和电机控制模块两大部分组成。因此本文对如图 4.12 所示的非线性异步电机无速度传感器转差频率矢量控制系统建立近似的线性化小信号模型，并结合异步电机的小信号模型，绘制闭环系统的根轨迹，通过仿真分析系统稳定性以及可变参数对系统稳定性的影响。

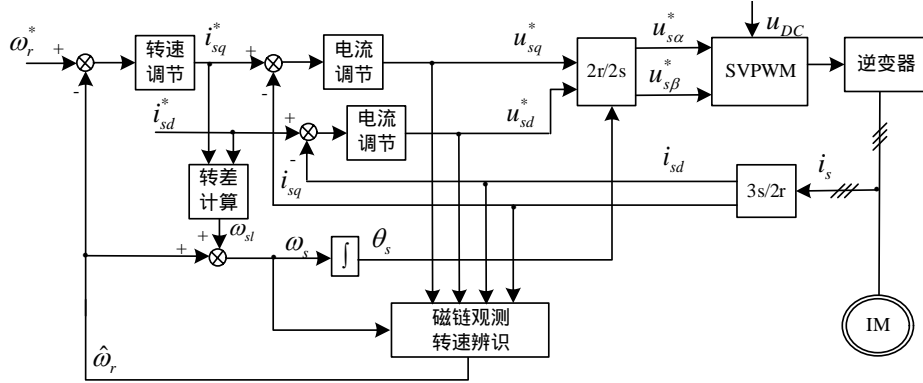


图 4.12 无速度传感器转差频率矢量控制系统结构框图

为了简化分析，假设电机定子电流 \$dq\$ 轴分量、辨识转速、磁链等各变量稳态时的值等于其对应的给定值或实际值；电机电压的实际值等于指令值，即 \$u\_{sd} = u\_{sd}^\*\$，\$u\_{sq} = u\_{sq}^\*\$。根据式 (2-40)，\$dq\$ 同步旋转坐标系下电磁转矩方程可写成：

$$T_e = n_p \frac{L_m}{L_r} (\psi_{rd} i_{sq} - \psi_{rq} i_{sd}) \quad (4-71)$$

结合式 (2-4) 所示的电机转矩平衡方程式可得：

$$p\omega_r = \frac{n_p^2 L_m}{J L_r} (\psi_{rd} i_{sq} - \psi_{rq} i_{sd}) - \frac{n_p}{J} T_L \quad (4-72)$$

由此可以得到电机实际转速的小信号模型：

$$p\Delta\omega_r = \frac{n_p^2 L_m}{J L_r} (\psi_{rd} \Delta i_{sq} + i_{sq} \Delta \psi_{rd} - \psi_{rq} \Delta i_{sd} - i_{sd} \Delta \psi_{rq}) - \frac{n_p}{J} \Delta T_L \quad (4-73)$$

$$\text{令 } a_1 = \frac{n_p^2 L_m}{J L_r}, \quad A_{s1} = \begin{bmatrix} -a_1 \psi_{rq} & a_1 \psi_{rd} & a_1 i_{sq} & -a_1 i_{sd} & 0 \end{bmatrix}, \quad \Delta u_s = [\Delta u_{sd} \quad \Delta u_{sq} \quad \Delta \omega_s]^T,$$

$$\Delta X_s = [\Delta i_{sd} \quad \Delta i_{sq} \quad \Delta \psi_{rd} \quad \Delta \psi_{rq} \quad \Delta \omega_r]^T, \quad B_{s1} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad B_l = -\frac{n_p}{J},$$

上式可写成矩阵形式：

$$p\Delta\omega_r = A_{s1} \Delta X_s + B_{s1} \Delta u_s + B_l \Delta T_L \quad (4-74)$$

同理，对式 (2-47) - (2-49) 表示的异步电机在转子磁场定向同步旋转坐标系下的数学模型进行变换，可得转子磁场定向同步旋转坐标下异步电机的小信号数学模型：

$$p\Delta X_s = A_s \Delta X_s + B_s \Delta u_s + B_L \Delta T_L \quad (4-75)$$

$$\text{式中 } a_2 = \frac{1}{\sigma L_s L_r}, \quad a_3 = -a_2 (R_s L_r + \frac{L_m^2}{\tau_r}), \quad B_L = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{n_p}{J} \end{bmatrix}^T,$$

$$A_s = \begin{bmatrix} a_3 & \omega_s & \frac{a_2 L_m}{\tau_r} & a_2 L_m \omega_r & a_2 L_m \psi_{rq} \\ -\omega_s & a_3 & -a_2 L_m \omega_r & \frac{a_2 L_m}{\tau_r} & -a_2 L_m \psi_{rd} \\ \frac{L_m}{\tau_r} & 0 & -\frac{1}{\tau_r} & \omega_s - \omega_r & -\psi_{rq} \\ 0 & \frac{L_m}{\tau_r} & -(\omega_s - \omega_r) & -\frac{1}{\tau_r} & \psi_{rd} \\ -a_1 \psi_{rq} & a_1 \psi_{rd} & a_1 i_{sq} & -a_1 i_{sd} & 0 \end{bmatrix}, B_s = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & i_{sq} \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & -i_{sd} \\ 0 & 0 & \psi_{rq} \\ 0 & 0 & -\psi_{rd} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}。$$

为了降低电压模型的纯积分环节以及低速时定子电阻误差对系统稳定性的影响，将式（3-9）所示的转子磁链电压模型转化到  $dq$  同步旋转坐标系下，并采用同步旋转坐标系下理想转子磁链值对电压模型进行修正<sup>[113]</sup>，改进后的磁链观测器表达式为：

$$\begin{cases} p\psi_{rd}^v = \frac{L_r}{L_m} \{u_{sd} - (R_s + \sigma L_s p)i_{sd} + \omega_s \sigma L_s i_{sq}\} + \omega_s \psi_{rq}^v + \frac{\psi_{rd}^* - \psi_{rd}^v}{T_c} \\ p\psi_{rq}^v = \frac{L_r}{L_m} \{u_{sq} - (R_s + \sigma L_s p)i_{sq} - \omega_s \sigma L_s i_{sd}\} - \omega_s \psi_{rd}^v + \frac{\psi_{rq}^* - \psi_{rq}^v}{T_c} \end{cases} \quad (4-76)$$

其中  $\psi_{rd}^v$ 、 $\psi_{rq}^v$  分别为电压模型下转子磁链的  $d$ 、 $q$  轴观测值， $\psi_{rd}^*$ 、 $\psi_{rq}^*$  为  $dq$  同步旋转坐标系下电流模型转子磁链观测值，则有：

$$\begin{cases} \psi_{rd}^* = L_m i_{sd}^* \\ \psi_{rq}^* = 0 \end{cases} \quad (4-77)$$

而在  $dq$  同步旋转坐标系下转子磁链与定子磁链之间的关系式如下式所示：

$$\begin{cases} \psi_{rd} = \frac{L_r}{L_m} (\psi_{sd} - \sigma L_s i_{sd}) \\ \psi_{rq} = \frac{L_r}{L_m} (\psi_{sq} - \sigma L_s i_{sq}) \end{cases} \quad (4-78)$$

为了避免式（4-76）中对电流的微分运算，将（4-77）（4-78）代入（4-76）得定子磁链电压模型：

$$\begin{cases} p\psi_{sd}^v = u_{sd} + \left(\frac{\sigma L_s}{T_c} - R_s\right) i_{sd} + \omega_s \psi_{sq}^v - \frac{1}{T_c} \psi_{sd}^v + \frac{L_m^2}{T_c L_r} i_{sd}^* \\ p\psi_{sq}^v = u_{sq} + \left(\frac{\sigma L_s}{T_c} - R_s\right) i_{sq} - \omega_s \psi_{sd}^v - \frac{1}{T_c} \psi_{sq}^v \end{cases} \quad (4-79)$$

假设图 4.12 中的速度调节、速度辨识和电流调节单元均采用常规 PI 调节器，则转速调节器输出为：

$$\dot{i}_{sq}^* = (k_s + \frac{k_s}{\tau_s p})(\omega_r^* - \hat{\omega}_r) \quad (4-80)$$

式中  $k_s$  和  $\tau_s$  分别为速度调节环的比例增益和积分时间常数。辨识转速输出表达式为：

$$\hat{\omega}_r = (k_w + \frac{k_w}{\tau_w p})(\psi_{rq}^v \psi_{rd}^c - \psi_{rd}^v \psi_{rq}^c) \quad (4-81)$$

式中  $k_w$  和  $\tau_w$  分别为速度辨识的比例增益和积分时间常数。电流调节器的输出表达式为：

$$u_{sd}^* = (k_e + \frac{k_e}{\tau_e p})(i_{sd}^* - i_{sd}) \quad (4-82)$$

$$u_{sq}^* = (k_e + \frac{k_e}{\tau_e p})(i_{sq}^* - i_{sq}) \quad (4-83)$$

式中  $k_e$  和  $\tau_e$  分别为电流调节器的比例增益和积分时间常数。分别令：

$$pei_{sq} = \frac{k_s}{\tau_s}(\omega_r^* - \hat{\omega}_r) \quad (4-84)$$

$$pe\hat{\omega}_r = \frac{k_w}{\tau_w}(\psi_{rq}^v \psi_{rd}^c - \psi_{rd}^v \psi_{rq}^c) \quad (4-85)$$

$$peu_{sd} = \frac{k_e}{\tau_e}(i_{sd}^* - i_{sd}) \quad (4-86)$$

$$peu_{sq} = \frac{k_e}{\tau_e}(i_{sq}^* - i_{sq}) \quad (4-87)$$

将式 (4-83) - (4-86) 分别代入式 (4-79) - (4-82) 得到：

$$\dot{i}_{sq}^* = k_s(\omega_r^* - \hat{\omega}_r) + ei_{sq} \quad (4-88)$$

$$\dot{\hat{\omega}}_r = k_w(\psi_{rq}^v \psi_{rd}^c - \psi_{rd}^v \psi_{rq}^c) + e\hat{\omega}_r \quad (4-89)$$

$$\dot{u}_{sd}^* = k_e(i_{sd}^* - i_{sd}) + eu_{sd} \quad (4-90)$$

$$\dot{u}_{sq}^* = k_e(i_{sq}^* - i_{sq}) + eu_{sq} \quad (4-91)$$

结合式(4-83)-(4-86),对(4-87)-(4-90)进行小信号分析,并假设稳态时的  $\psi_{rq}^v = \psi_{rq}^c = 0$ 、

$\psi_{rd}^v = \psi_{rd}^c = \psi_r$ , 可以推导出控制系统的状态方程和输出方程的小信号模型：

$$p\Delta z = A_x \Delta X_s + A_z \Delta z + B_z \Delta u_s + B_r \Delta \omega_r^* \quad (4-92)$$

$$\Delta u_s = F_x \Delta X_s + F_z \Delta z + F_r \Delta \omega_r^* \quad (4-93)$$

式中  $\Delta z = [\Delta e\hat{\omega}_r \quad \Delta ei_{sq} \quad \Delta eu_{sd} \quad \Delta eu_{sq} \quad \Delta \psi_{sd}^v \quad \Delta \psi_{sq}^v \quad \Delta \psi_{rd}^c \quad \Delta \psi_{rq}^c]^T$ ,

$$\begin{aligned}
 A_z = & \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{a_6}{T_w}\psi_{rd} & 0 & -\frac{k_w}{T_w}\psi_{rd} \\ -\frac{k_s}{T_s} & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{a_6 k_s}{T_s}\psi_{rd} & 0 & \frac{k_w k_s}{T_s}\psi_{rd} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{k_e k_s}{T_e} & \frac{k_e}{T_e} & 0 & 0 & 0 & -\frac{a_6 k_e k_s}{T_e}\psi_{rd} & 0 & \frac{k_w k_e k_s}{T_e}\psi_{rd} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{\tau_c} & \omega_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\omega_s & -\frac{1}{\tau_c} & 0 & 0 \\ -\psi_{rq} & 0 & 0 & 0 & 0 & -a_6 \psi_{rd} \psi_{rq} & -\frac{1}{\tau_r} & \omega_s - \omega_r + k_w \psi_{rd} \psi_{rq} \\ \psi_{rd} & 0 & 0 & 0 & 0 & a_6 \psi_{rd}^2 & -(\omega_s - \omega_r) & -\frac{1}{\tau_r} - k_w \psi_{rd}^2 \end{bmatrix}, \\
 A_x = & \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{k_e}{T_e} & 0 & \frac{\sigma L_s}{T_c} - R_s & 0 & \frac{L_m}{\tau_r} & 0 \\ -\frac{a_4}{T_w}\psi_{rd} & \frac{a_4 k_s}{T_s}\psi_{rd} & 0 & \frac{k_e}{T_e}(a_5 \psi_{rd} - 1) & 0 & \frac{\sigma L_s}{T_c} - R_s & a_8 \psi_{rq} & \frac{L_m}{\tau_r} - a_8 \psi_{rd} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T, \\
 B_z = & \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & \psi_{sq} \\ 0 & 1 & -\psi_{sd} \\ 0 & 0 & \psi_{rq} \\ 0 & 0 & -\psi_{rd} \end{bmatrix}, \quad B_r = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{k_s}{T_s} \\ 0 \\ \frac{k_s k_e}{T_e} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad F_x = \begin{bmatrix} -k_e & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & k_e(a_5 \psi_{rd} - 1) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -k_w a_7 a_9 & 0 & 0 & -1 \end{bmatrix}, \quad F_r = \begin{bmatrix} 0 \\ k_e k_s \\ \frac{k_s}{\tau_r i_{sd}} \end{bmatrix}, \\
 F_z = & \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -k_e k_s & k_e & 0 & 1 & 0 & -\frac{k_e k_s k_w L_r}{L_m} \psi_{rd} & 0 & k_e k_s k_w \psi_{rd} \\ a_7 & \frac{1}{\tau_r i_{sd}} & 0 & 0 & 0 & \frac{a_7 k_w L_r}{L_m} & 0 & a_7 k_w \end{bmatrix}, \quad a_4 = \frac{\sigma L_s L_r k_w}{L_m},
 \end{aligned}$$

$$a_5 = \frac{\sigma L_s L_r k_w k_s}{L_m}, \quad a_6 = \frac{L_r k_w}{L_m}, \quad a_7 = 1 - \frac{k_s}{\tau_r i_{sd}}, \quad a_8 = \frac{\sigma L_s L_r k_w}{L_m} \psi_{rd}, \quad a_9 = \frac{\sigma L_s L_r}{L_m}.$$

将 (4-93) 代入 (4-92) 和 (4-75) 得到 MRAS 无速度传感器矢量控制闭环系统的线性化小信号模型：

$$p\Delta X = A\Delta X + B\Delta\omega_r^* + B_T\Delta T_L \quad (4-94)$$

$$\text{式中：} \Delta X = \begin{bmatrix} \Delta X_s \\ \Delta z \end{bmatrix}, \quad A = \begin{bmatrix} A_s + B_s F_x & B_s F_z \\ A_x + B_z F_x & A_z + B_z F_z \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} B_s F_r \\ B_r + B_z F_r \end{bmatrix}, \quad B_T = \begin{bmatrix} B_L \\ 0 \end{bmatrix}$$

系统的输出方程为：

$$\Delta\omega_r = C\Delta X \quad (4-95)$$

式中： $C = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]$ ，式 (4-94) 和 (4-95) 的组合即为闭环控制系统的状态空间表达式，其对应的结构图如图 4.13 所示。

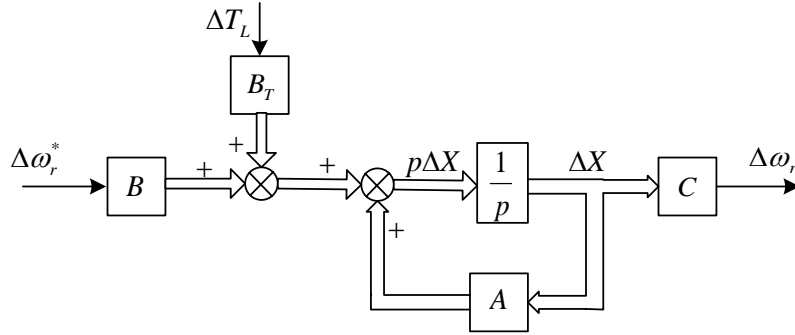


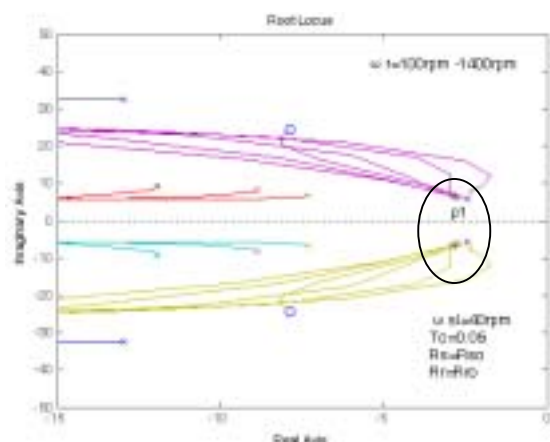
图 4.13 MRAS 无速度传感器矢量控制系统状态空间表达式的结构图

如果将负载转矩变化  $\Delta T_L$  视为扰动，则可以得到控制系统输出电机转速变化量  $\Delta\omega_r$  对输入转速给定变化量  $\Delta\omega_r^*$  的闭环传递函数：

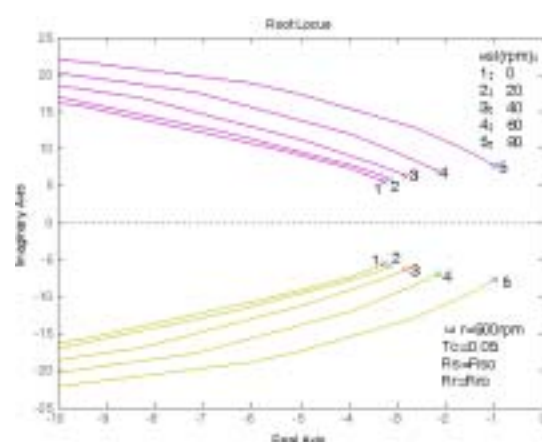
$$G(s) = \frac{\Delta\omega_r}{\Delta\omega_r^*} = \frac{C \text{adj}(sI - A)B}{\det(sI - A)} \quad (4-96)$$

通过上面的分析不难看出，直接对上式求解十分困难。由于控制系统的动态性能主要由闭环主导极点确定，因此在工程计算中，常采用主导极点法<sup>[118]</sup>估算系统性能指标，在全部闭环极点中，选留最靠近虚轴而又不十分接近闭环零点的一个或几个闭环极点作为主导极点，略去不十分接近坐标原点的偶极子，以及比主导极点距虚轴远 2~3 倍的闭环零、极点。这样一来，高阶的异步电机控制系统就可以简化为只有一、两个闭环零点和两、三个闭环极点的系统。

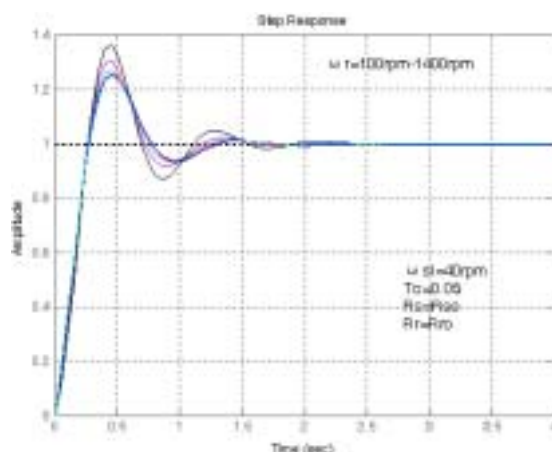




(a) 转速变化时主导极点及根轨迹图



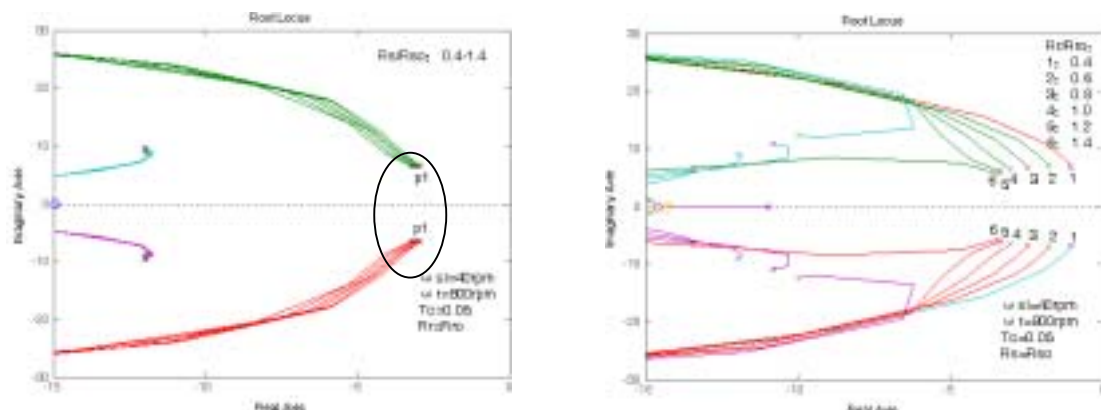
(b) 负载变化时主导极点及根轨迹图



(c) 转速变化时系统阶跃响应

图 4.14 MRAS 无速度传感器矢量控制系统稳定性仿真波形

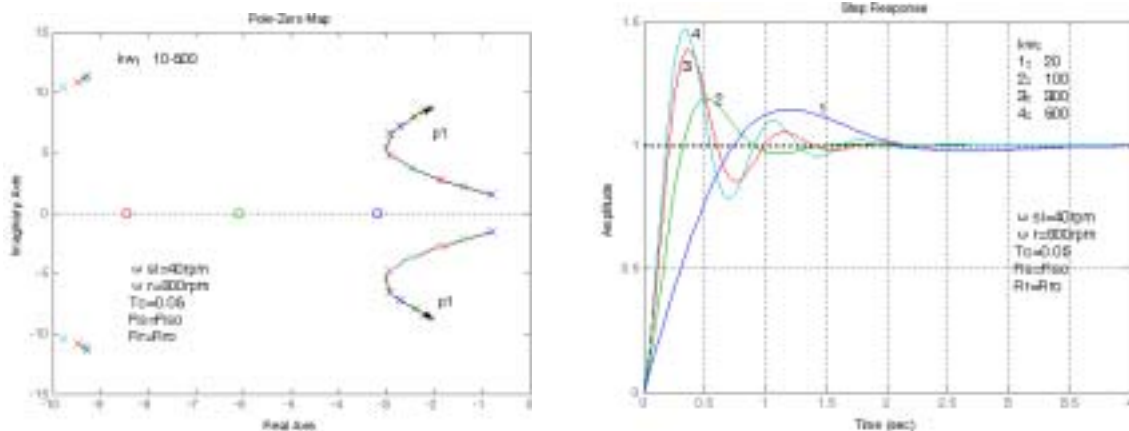
图 4.14 为采用 MATLAB 仿真软件对本文设计的基于转子磁链的 MRAS 无速度传感器矢量控制系统进行的稳定性仿真波形。其中 4.14 (a) 为转速在 100~1400rpm 变化时靠近虚轴的开环系统零、极点分布及根轨迹图，可以看出，除了主导极点  $p_1$  外，其余的开环零、极点与虚轴的距离均远大于  $p_1$  极点与虚轴的距离，因此他们对系统性能的影响可以忽略不计。在转速变化时系统开环极点均位于频域左半平面，说明在全转速范围内系统始终是稳定的。转差频率的变化对应了电机负载的变化，因此观察转差频率的变化对闭环系统根轨迹的影响，如图 4.14 (b) 所示，当转差频率在 0~80rpm 变化时主导极点均位于频域左边平面，说明在全负载范围内系统始终是稳定的。为了分析闭环系统的动态性能，当转速在 100~1400rpm 变化时系统的阶跃响应曲线族如图 4.14 (c) 所示，显然，系统在全转速范围内均能快速响应。



(a) 定子电阻变化时主导极点和根轨迹图      (b) 转子电阻变化时主导极点和根轨迹图

图 4.15 定转子电阻变化时控制系统稳定性仿真波形

以上的仿真结果虽然可以证明所设计的闭环控制系统在全转速范围内和全负载范围内始终是稳定的，且具有良好的动态转速响应性能。但是一个一经干扰就不稳定的系统是没有实际利用价值的，因此在工程设计上，还要求闭环系统具有一定的稳定裕量。由于电机的定、转子电阻易受电机运行工况和温升的影响而发生变化，因此下面将电机定、转子电阻的变化视为系统扰动，对闭环系统的稳定性进行仿真分析，根轨迹如图 4.14 (d) 和 4.14 (e) 所示。从图 4.15 (a) 可以看出，定子电阻在  $0.4R_s \sim 1.4R_s$  范围内变化时对主导极点  $p_1$  的影响几乎可以忽略，这正是由于采用理想磁链值对电压模型磁链观测值进行修正后增强了控制系统对定子电阻变化的鲁棒性。从图 4.15 (b) 可以看出，转子电阻在  $0.4R_r \sim 1.4R_r$  范围内变化时，随着转子电阻的减小，主导极点向虚轴靠近，这会引入系统振荡次数增加，进而增加系统的响应时间，同时还会使得系统的鲁棒性变差。显然，转子电阻的变化会对影响到系统的稳定性，必要时需对转子电阻进行实时辨识或补偿。



(a) 转速辨识系数  $k_w$  变化时主导极点分布      (b) 转速辨识系数  $k_w$  变化时系统阶跃响应

图 4.16 转速辨识 PI 调节器比例系数  $k_w$  变化时控制系统稳定性仿真波形

除了电机时变参数会影响闭环控制系统的稳定性外，系统控制器的调节参数也同样会影响闭环系统的稳定性。下面以转速辨识增益  $k_w$  为例，通过仿真分析该参数的变化对系统稳定性的影响。图 4.16 (a) 所示即为电机在转差频率为 40rpm，转速为 800rpm 的运行情况下，转速辨识 PI 调节器的比例系数  $k_w$  从 10 变化到 500 时系统主导极点  $p_1$  的变化趋势图（如图中箭头所示）。显然，随着  $k_w$  的增加， $p_1$  远离虚轴，但当  $k_w$  大于 100 再继续增加时， $p_1$  又会向靠近虚轴的方向运动。为了进一步分析  $k_w$  变化对系统动态响应的影响，观察  $k_w$  变化时系统的阶跃响应曲线，如图 4.16 (b) 所示，当  $k_w$  为 20 时，系统的输出量变化比较平缓，但是上升时间和调节时间较长；当  $k_w$  大于 100 时，系统的输出量会出现较多次数的振荡，超调量也随之增加；当  $k_w$  等于 100 时系统输出的振荡次数最少，且超调量小于 1.3。显然，此时的  $k_w$  为系统的最优解。同理，通过观察参数变化对控制系统稳态和动态性能的影响，还可以对其它的控制系统的调节器参数进行最优选取。

## 4.6 试验结果分析

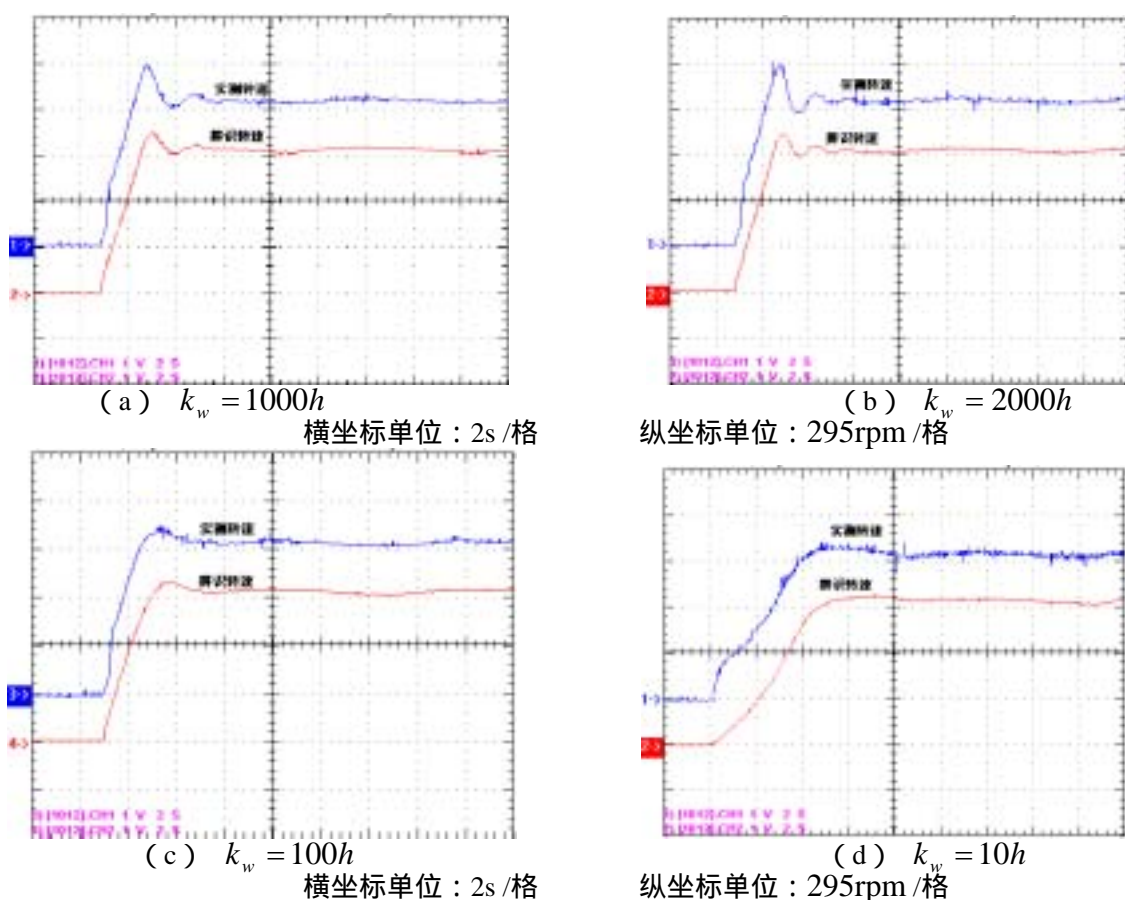


图 4.17 调节转速辨识环节比例系数  $k_w$  时的转速波形

图 4.17 为异步电机无速度传感器矢量控制系统在调节转速辨识 PI 调节器比例系数  $k_w$  变化时电机起动时刻的实测转速和辨识转速实验波形，给定转速为 900rpm 的阶跃信号。其中图 4.17 (a) 和 (b) 分别为转速辨识环节的积分系数不变，分别取  $k_w$  为 1000h 和 2000h 时的实验波形，可以看出，随着  $k_w$  的增大，电机起动时转速的振荡次数增加，超调量增大。因此，需要适当减小  $k_w$  值。图 4.17 (c) 和 (d) 分别为取  $k_w$  为 100h 和 10h 时的实验波形，从图 4.17 (d) 可以看出， $k_w$  取值过小时，虽然可以有效减小起动时刻转速的超调量和振荡次数，但是调节时间显著加长。比较可知，当  $k_w$  取值为 100h 时，转速起动的动态响应性能为最优。从而与前面仿真分析的结果相符。

## 4.7 本章小结

具有足够的稳定性是保证系统正常工作的必要条件，在异步电机无速度传感器矢量控制系统中有关稳定性的研究主要集中在利用无源性、Lyapunov 稳定性和 Popov 超稳定性理论分析转速辨识子系统的稳定性，而鲜有文献提及整个闭环控制系统的稳定性。

本章首先对目前常见的速度辨识方法进行了分类阐述，指出了各自存在的问题和下一步的发展方向。采用 Popov 超稳定性理论推导出了基于 MRAS 的无速度传感器自适应律，证明辨识转速收敛于真实转速。通过对转速辨识子系统在稳态工作点处的小信号分析，进一步证明辨识系统的动态稳定性。基于无源性理论和 Lyapunov 稳定性判据证明了异步电机电磁子系统在定参数时的一致稳定性，推导出时变参数时全局渐进稳定的充分条件，为应用高性能电机控制策略提供了稳定性依据。在以上稳定性分析的基础上，建立了异步电机无速度传感器矢量闭环控制系统的线性化小信号数学模型，通过 MATLAB 仿真得到根轨迹和阶跃响应图，仿真分析结果说明本文所设计的闭环系统在额定转速和额定负载范围内均能稳定运行，采用理想磁链对电压模型磁链观测进行修正后增强了闭环控制系统对定子电阻变化的鲁棒性。实验结果进一步验证了该方法对控制器调节参数的整定具有一定的参考价值。

随着微电子技术的快速发展,各种集成电路芯片的性能不断提高,使得异步电机控制系统的实现方式也发生了根本的改变。从早期的模拟控制发展到后来的数模混合控制。特别是新一代微处理器的不断涌现,实现全数字化的异步电机控制已成为发展趋势。本章首先介绍了基于 DSP 的全数字化控制异步电机无速度传感器矢量控制系统硬件电路和控制软件的设计,对软件的一些局部算法做了改进,获得了令人满意的实验结果。

无速度传感器矢量控制系统结构框图如图 5.1 所示,系统设计主要包括硬件电路和控制算法的设计。系统的硬件电路相对比较简单,主要是由整流器、逆变器、电机等主电路、控制电路和辅助电路组成。控制算法部分是整个控制系统的核心,需要完成对转子磁链的观测和转速的辨识,还要进行各种坐标变换,完成电压空间矢量的控制算法等。随着电力电子和微电子技术的飞速发展,特别是各厂商纷纷推出专用于数字电机控制(DMC)的微处理器,如 MOTOROLA 公司的 DSP56F80x 系列、ADI 公司的 ADMC 系列和 TI 公司的 C24x 系列,基于 DSP 的无速度传感器矢量控制系统已成为潮流。这些电机控制专用 DSP 一般都有片内集成的高速高精度 AD 转换器、PWM 产生单元、正交解码脉冲电路、串行通信接口模块、串行外设接口模块、通用 IO 引脚等,其指令周

期为纳秒级且多为单周期指令。因此往往一片 DSP 就可以完成所有的数据测量、控制算法、PWM 脉冲输出、远程通讯、工作状态检测等工作，大大简化了异步电机控制系统的设计，提高了系统的可靠性。

## 5.3 系统硬件电路设计

### 5.3.1 主电路设计

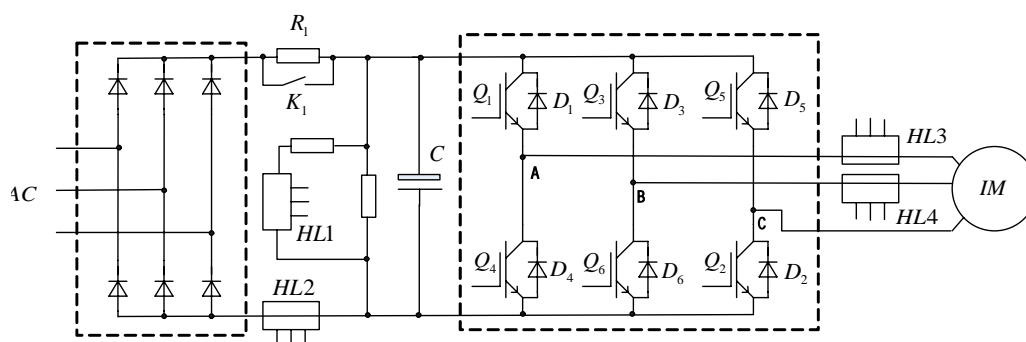


图 5.2 主电路原理框图

系统主电路原理框图如图 5.2 所示，主要由整流、中间滤波和逆变等部分组成。三相交流电经三相全桥不控整流，再经电解电容  $C$  滤波后得到平滑的直流母线电压。限流电阻  $R_1$  用于限制初始上电时  $C$  的充电电流，为降低  $R_1$  上的功率损失，同时避免因长期串入限流电阻造成电源内阻增大的不利影响，当  $C$  上的电压达到一定值时即通过开关  $K_1$  将  $R_1$  切除。电压霍尔  $HL1$  将直流母线电压检测信号送至控制系统参与电压空间矢量计算。电流霍尔  $HL2$  将直流母线电流检测信号送至控制系统，实现过流或直通等故障的报警和保护。逆变环节采用三个西门子公司生产的 IGBT 模块 BSM50GB120DN2 组成三相逆变器，其输出 A、B、C 引至异步电机定子的三相绕组，电流霍尔  $HL3$ 、 $HL4$  向控制系统提供逆变器 A、B 相的输出电流检测信号。

### 5.3.2 控制电路设计

控制电路的核心是 DSP 微处理器，强大的数字和混合信号的外设库使得其可以为应用提供不同性价比的方案。DSP 还含有丰富的片内集成外设模块，它们为电机控制用途提供了强有力的硬件和软件支持。如事件管理器模块，它包括三个通用定时器、三个全比较单元、脉宽调制波形生成电路、以及外设中断逻辑等。利用这些功能可以得到 6 路脉宽可调并带死区封锁的互补 PWM 波形输出。本系统控制电路主要实现的功能是：一方面对定子电流和直流母线电压进行检测，所得信号一路经采样电路送至 DSP 的片内



A/D 模块，一路送至故障保护电路；一方面将 DSP 发出的 6 路两两互补的 PWM 波送至驱动电路形成 IGBT 的驱动信号。

## 5.3.2.1 定子电流采样电路设计

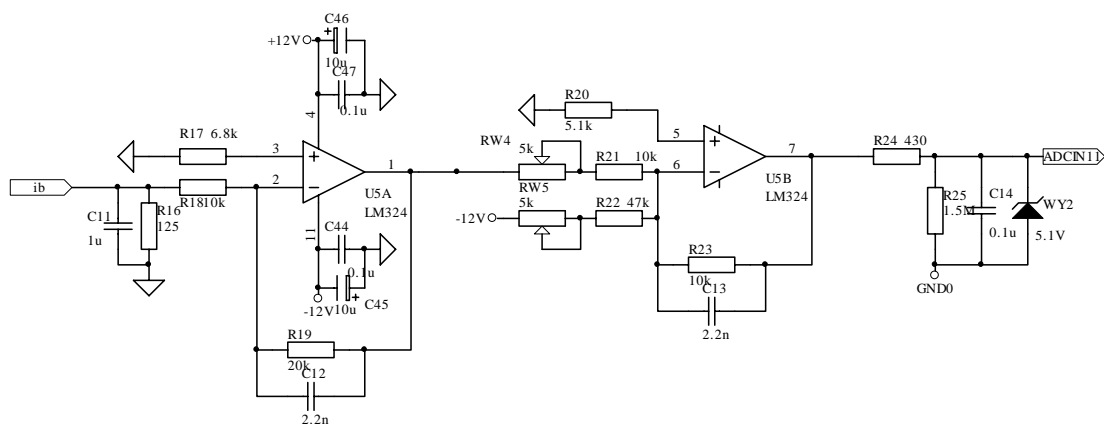
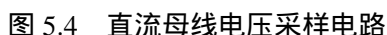


图 5.3 异步电机定子电流采样电路

本文采用 LEM 公司的 LA50-P 型电流霍尔检测电机定子电流，采样电路如图 5.3 所示，其输入信号即为电流霍尔测量值。因为定子电流为交流信号，DSP 的 A/D 转换模块只能检测 0~+5v 的正电压信号，所以输入信号先经转换电路变为-2.5v~2.5v 的电压信号，再经偏置电路得到 0~+5v 的电压信号，送至 10 位的 A/D 采样通道。因此，当电机的电流为零时，输入到 A/D 采样通道的电压值为 2.5v，对应的数字量为 512。考虑到检测电路中的零点漂移将会导致实际的转换结果偏离 512，文中将电机起动前的电流采样值作为偏置电路对应的数字量，从实际电流转换结果中减去该数字量即可得到真实的电流采样值。需要指出的是，这种方法虽然能方便地对交流电流进行采样，但这里仅相当于进行了 9 位的 A/D 转换，牺牲了 DSP 一半的 A/D 转换精度。

## 5.3.2.2 直流母线电压采样电路设计

电压空间矢量运算中用到的直流母线电压是由三相输入交流电经不控整流后得到的，当交流侧输入电压产生波动时，或由于电机调速过程中因减速产生能量反馈时，都有可能使之发生变化。虽然通过 LC 滤波器可抑制这种波动，但实际直流母线电压仍会随负载及输出电流的变化而变化。为了使逆变器发出的电压空间矢量不受直流母线电压变化的影响，本文实时检测直流母线电压，对交流侧输入电压波动进行前馈补偿。



### 5.3.2.3 转速校验电路

图 5.5 转速检测电路

91



本文采用类似 T 法，即测周期法检测转速。选用 CAP1 捕获引脚作为速度检测输入端，以定时器 2 作为其时基，并启动捕获中断。首先通过对电机的开环恒压频比控制估算出测速发电机输出信号与转子角频率之比，假设为  $M:1$ ，并设定定时器 2 的周期为  $T_2$ ，在其周期中断子程序中只执行对周期中断个数的计数，连续  $N$  个捕获中断后将计数值 CNT2 读出，并清零。通过下式即可求得转子的角频率：

$$\omega_r = \frac{N}{M \times T_2 \times CNT2} \quad (5-1)$$

## 5.3.3 辅助电路设计

### 5.3.3.1 保护电路设计

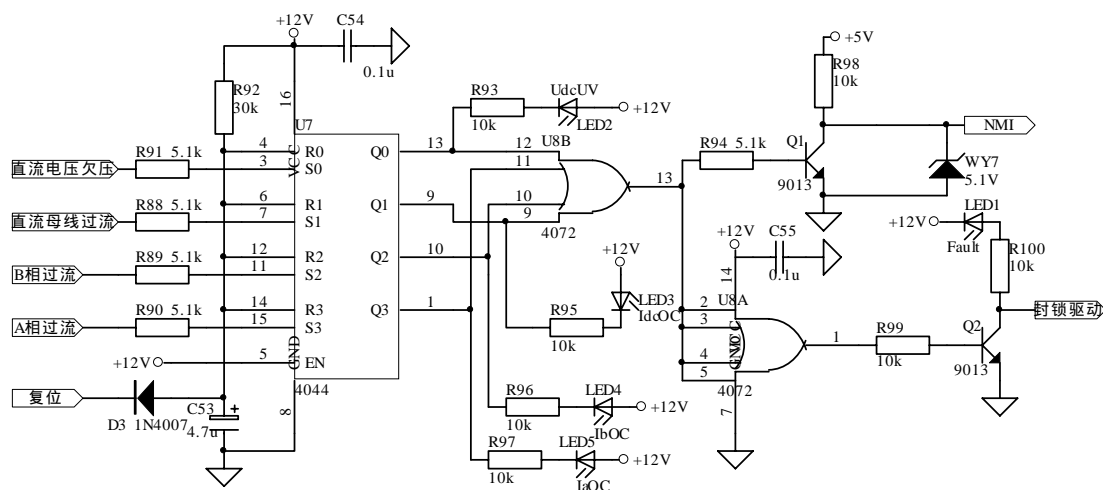


图 5.6 保护信号处理电路

本系统的保护功能主要有直流母线过流、母线电压欠压、异步电机定子电流过流等。如图 5.6 所示，一旦检测到故障，硬件电路立即封锁所有的驱动信号，4044 同时将故障信号封锁，一方面送故障显示电路分类显示，一方面对 NMI 引脚产生有效跳变，产生 NMI 不可屏蔽中断进行软件保护，从而实现控制系统对故障的软硬件双重保护。

### 5.3.3.2 驱动电路设计

本文采用三菱公司生产的 M57959L 作为 IGBT 的驱动器，它属于定时逻辑保护型驱动器，即从抑制短路电流入手，实行延时软关断，保护动作迅速，关断应力小，可靠性高。M57959L 由高速光耦隔离输入，与 TTL 兼容。由正负双电源供电的特点避免了一般单电源供电时负电压不稳定的缺点。

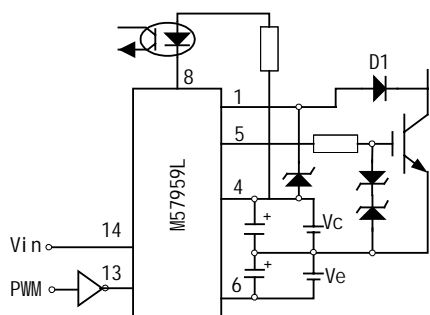


图 5.7 M57959L 外部接线图

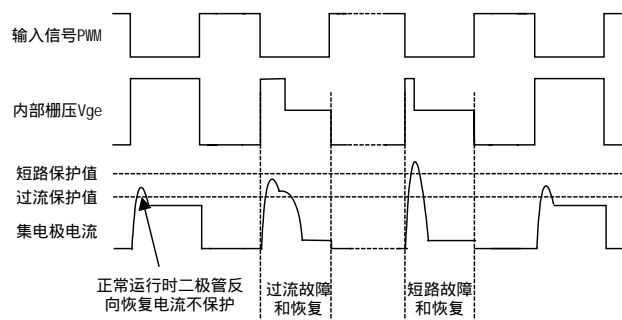


图 5.8 M57959L 定时逻辑电路时序图

M57959L的外接电路如图5.7所示。DSP发出的PWM波经高速光耦隔离，由接口电路传送到功放级，产生正负栅压，驱动IGBT。图中 $D1$ 一般为超快速恢复二极管，其反向恢复时间应在 $200ns$ 以下。当发生过流或直通短路时，集电极电压显著增大，1脚通过 $D1$ 检测出IGBT的栅极和集电极同为高电平，立即启动定时逻辑电路（ $RTC$ ）关闭输入信号，送出一个较低的栅压信号（约为电源电压一半），将短路电流钳制在较低值，同时8脚给出故障信号。低栅压将保持 $1 \sim 2ms$ ，一旦1脚回到低电平，即解除保护、复位，电路恢复正常。 $RTC$ 不仅对短路电流快速钳制，最重要的是能使短路保护过程中发生的激烈的暂态电流降下来，其保护时的时序图如图5.8所示。

## 5.4 控制系统软件设计

### 5.4.1 软件的总体框架

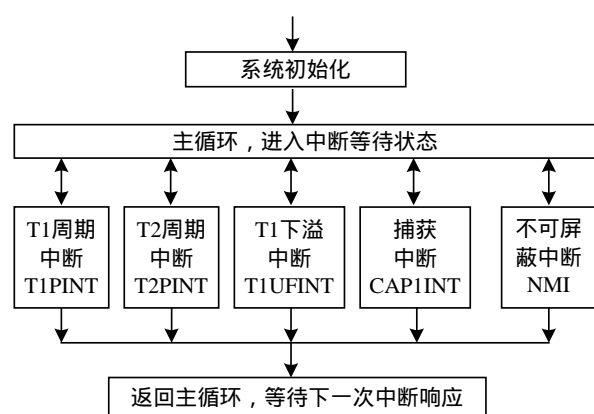


图 5.9 控制系统软件总体框图

图 5.9 为控制系统软件总体框图，主要由系统初始化及主循环模块、T1 周期中断、T2 周期中断、T1 下溢中断、CAP1 捕获中断及 NMI 不可屏蔽中断等部分组成。其中系统初始化模块主要完成 DSP 各寄存器设置及变量初始化和电流采样通道直流偏移量的采样。定时器 T1 周期中断和 T1 下溢中断子程序是整个电机控制程序中最重要的一部分，图 5.10 给出了它们的流程图，主

要完成定子电流和直流母线电压采样、矢量控制、转速辨识、发电压空间矢量等功能。CAP1INT 和 T2 周期中断一起实现对转速的检测，用于验证转速辨识的准确度。NMI

不可屏蔽中断的主要功能是对电机和变频器实现软件保护。

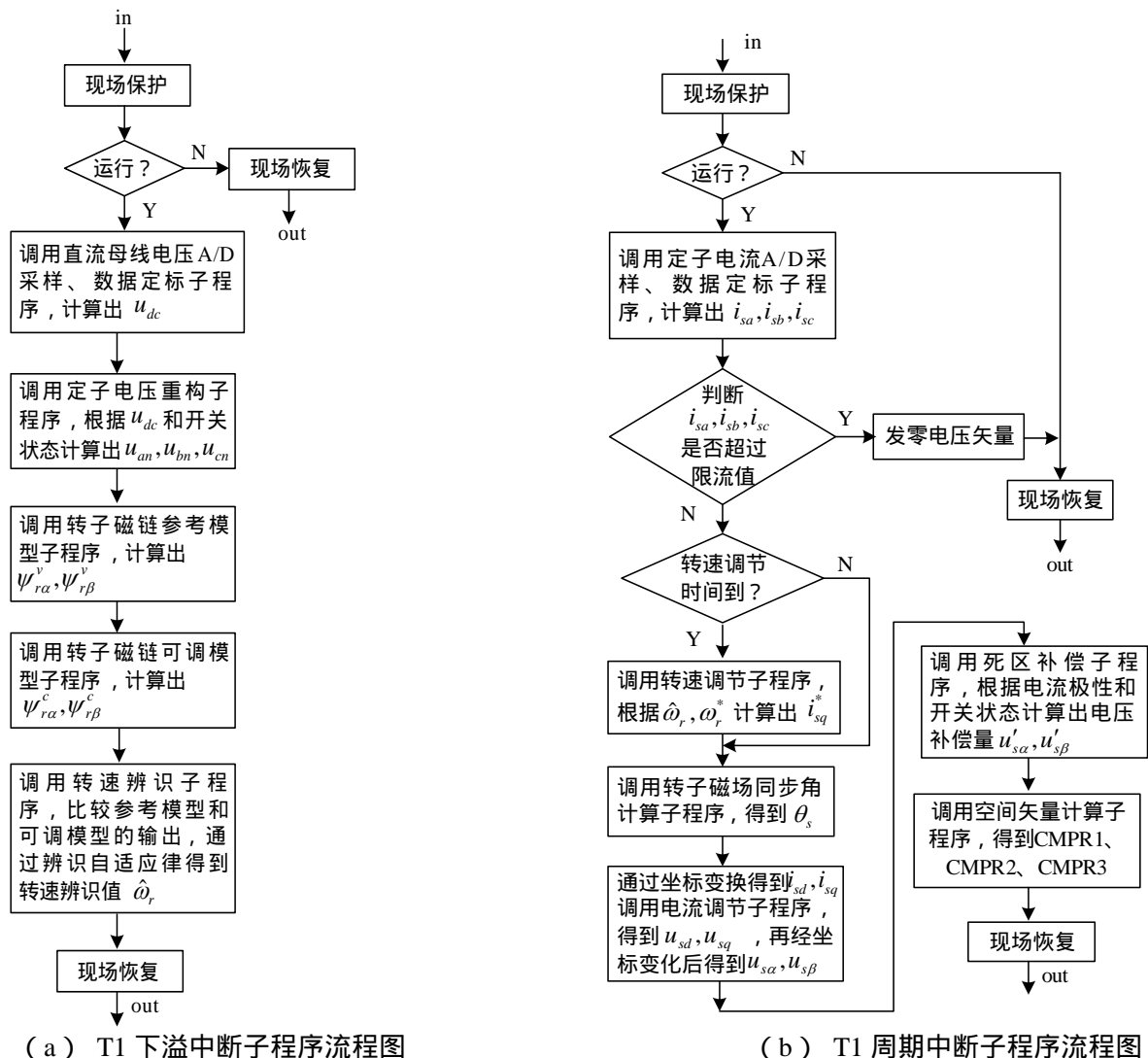


图 5.10 中断子程序流程图

## 5.4.2 系统变量的数值表达形式

### 5.4.2.1 电机的标么值数学模型

电机变量的数值范围差异很大,而且单位也各不相同,如电机转速在  $0 \sim 10^3 \text{ rpm}$  范围内变化,而转子磁链在  $0 \sim 1 \text{ wb}$  范围内变化。如果直接将它们的实际值参与运算,不但在软件处理上很麻烦,而且不能满足控制精度上的要求。为此,本文基于电机的标么值数学模型设计控制系统软件。电机的标么值数学模型即电机数学模型中的各变量均是实际值与其基准值的比值,从而将参与运算的各变量转换为同一数量级,且消除了单位

的影响。这样即易于实现软件的数字化计算，又保证了各变量具有相同的计算精度。

在本文中，异步电机各变量的基准值分别定义如下：

电压基准值： $U_b = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} U_n$ ，式中  $U_n$  是定子额定相电压有效值；

电流基准值： $I_b = \sqrt{2} I_n$ ，式中  $I_n$  是定子额定线电流有效值；

每相阻抗基准值： $Z_b = \frac{U_b}{I_b} = \frac{U_n}{\sqrt{3} I_n}$

磁链基准值： $\psi_b = \psi_{0n}$ ， $\psi_{0n}$  是空载额定磁链，即电动机以额定速度运转，在定子绕组中感应出大小等于额定电压的电动势所需磁链值；

转速基准值  $n_b$  和角速度基准值  $\omega_b$  规定为额定同步转速和额定同步角速度： $\begin{cases} n_b = n_n \\ \omega_b = \omega_n \end{cases}$ ；

电感基准值： $L_b = \frac{Z_b}{\omega_b}$

时间基准值： $t_b = \frac{1}{\omega_b} = \frac{1}{2\pi f_n}$ ，式中  $f_n$  是电机额定频率；

确定了基准值，即可将各种变量变换成标么值形式： $\bar{i} = \frac{i}{I_b}$ 、 $\bar{u} = \frac{u}{U_b}$ 、 $\bar{\psi} = \frac{\psi}{\psi_b}$ 、

$\bar{\omega}_r = \frac{\omega_r}{\omega_b}$ 、 $\bar{n} = \frac{n}{n_b}$ 、 $\bar{T}_e = \frac{T_e}{T_{eb}}$ ，其中  $\bar{i}$ 、 $\bar{u}$ 、 $\bar{\psi}$ 、 $\bar{\omega}_r$ 、 $\bar{n}$ 、 $\bar{T}_e$  分别为电机电流、电压、磁

链、角速度、转速和电磁转矩信号的标么值。同样，电机定转子参数也可以表示成标么

值的形式： $\bar{R}_s = \frac{R_s}{Z_b}$ 、 $\bar{R}_r = \frac{R_r}{Z_b}$ 、 $\bar{L}_s = \frac{\omega_b L_s}{Z_b}$ 、 $\bar{L}_r = \frac{\omega_b L_r}{Z_b}$ 、 $\bar{L}_m = \frac{\omega_b L_m}{Z_b}$ ， $\bar{R}_s$ 、 $\bar{R}_r$ 、 $\bar{L}_s$ 、 $\bar{L}_r$ 、

$\bar{L}_m$  分别为电机定子电阻、转子电阻、定子电感、转子电感、互感的标么值。

将上述各变量和参数的标么值代入式 (2-50) 所示电机的状态方程，即可得到电机状态方程的标么值形式。分析可知，电机状态方程的标么值形式与式 (2-50) 完全相同，不同的是里面的每一个量均是其实值对应基准值的标么值。

## 5.4.2.2 数据处理

由于电机各变量基准值采用的是它们各自的额定值，所以当系统处于额定工作状态时，各变量的标么值均为 1。但在系统实际运行过程中，有些变量会小于额定值，使其标么值小于 1，如转子磁链；在系统过渡过程中，有些变量可能会超过额定值，使其标

么值大于 1，如启动过程中的定子电流。此外，有些变量为交流量，如定子电流、电压等。因此，在控制系统中参与数学运算的数既有整数，也有小数；既有正数，也有负数。

文本采用的 TMS320F240 是 16 位定点运算 DSP 芯片，每个 16 位数用一个符号位来表示数的正负，其余 15 位表示数值的大小。由于 DSP 本身对小数的处理无能为力，因此主要是由程序员确定一个数的小数点处于 16 位中的哪一位，即进行数的定标。本文采用  $m \cdot (16-m)$  的定标方式，即每个 16 位数用  $m$  个整数位和  $16 - m$  个小数位表示。其中整数位的位数确定数值的范围，小数位的位数确定数值的精度。该定标方法将符号位和整数位合并在一起，且始终参与运算。如本程序中采用的 4.12f 定标格式，即表示 16 位字中的低 12 位为小数部分、高 4 位为整数部分，最高位为符号位。所以数据表示范围为  $[-8, 7.99975586]$ ，最小分辨率为： $\frac{1}{2^{12}} = 0.00024414$ 。下面举例说明 4.12f 定标：

$$\frac{1}{\sqrt{2}} = 0.707 \rightarrow 0.707 \times 2^{12} = 2896 \Rightarrow 0b50h(4.12f)$$

$$\frac{1}{\sqrt{3}} = 0.577 \rightarrow 0.577 \times 2^{12} = 2365 \Rightarrow 093dh(4.12f)$$

其中数据后的“h”表示十六进制数。

如果两个数据的标么值进行加、减、乘、除运算后的值依然在  $[-8, 7.99975586]$  范围内，则 4.12f 格式的数可以直接进行加、减运算，其结果仍是 4.12f 格式的数；两个 4.12f 格式的数相乘后，乘积存放在 32 位的累加器中，高 8 位为整数部分，低 24 位为小数部分，将累加器中的乘积左移 4 位，取其高 16 位字即可得到 4.12f 格式的乘积；两个 4.12f 格式的数相除，将被除数左移 12 位后除以除数即可得到 4.12f 格式的商。

### 5.4.3 同步旋转角的计算

同步旋转角的计算部分是整个矢量控制系统的核心，它根据定子电流和转子转速计算出转子磁场的同步旋转角，进行正确的磁场定向。根据式 (3-6) 和 (3-7) 可以得到同步旋转角频率的标么值计算公式：

$$\omega_s = \omega_r + \frac{i_{sq}}{\tau_r i_{mr} \omega_b} \quad (5-2)$$

同步旋转角频率的基准值为  $2\pi \times 50Hz$ ，则实际值为  $\omega_{s\text{实际}} = \omega_s \times 2\pi \times 50$ 。以开关频率为  $5kHz$  为例，每个开关周期进行一次采样，则一个采样周期变化的角度为：

$$\Delta\theta_s(k) = \frac{\omega_{s\text{实际}}}{5 \times 10^3} = \frac{\omega_s \times 2\pi \times 50}{5 \times 10^3} = 0.06283\omega_s \quad (5-3)$$

因此旋转一周需要  $\frac{2\pi}{0.06283\omega_s} = \frac{100}{\omega_s}$  个采样周期，若用数字量  $0 \sim 65536 (2^{16})$  表示角度

$0 \sim 2\pi$ ，则每个采样周期转子旋转的角度的数字量为： $\frac{65536}{100/\omega_s} = 655.36\omega_s = 28fh \times \omega_s$ ，

综合以上分析，可以得到  $i_{mr}$ 、 $\omega_s$ 、 $\theta_s$  的离散表达式：

$$i_{mr}(k) = i_{mr}(k-1) + k_r[i_{sd}(k-1) - i_{mr}(k-1)] \quad (5-4)$$

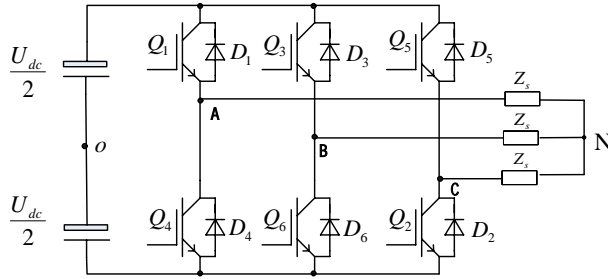
$$\omega_s(k) = \omega_r(k) + k_t \frac{i_{sq}(k-1)}{i_{mr}(k)} \quad (5-5)$$

$$\theta_s(k) = \theta_s(k) + k \times \omega_s \quad (5-6)$$

式中  $k_r = \frac{T_s}{\tau_r}$ ， $k_t = \frac{1}{\tau_r \omega_b}$ ， $k = 28fh$ 。

## 5.4.4 电压空间矢量调制 (SVPWM) 及其控制算法实现

### 5.4.4.1 电压空间矢量调制基本原理



$$U_x(S_A S_B S_C) \quad x \in \{0 \sim 7\}$$

$S_{A,B,C} = 1$  上管导通，下管关断

$S_{A,B,C} = 0$  上管关断，下管导通

图 5.11 逆变器主电路图

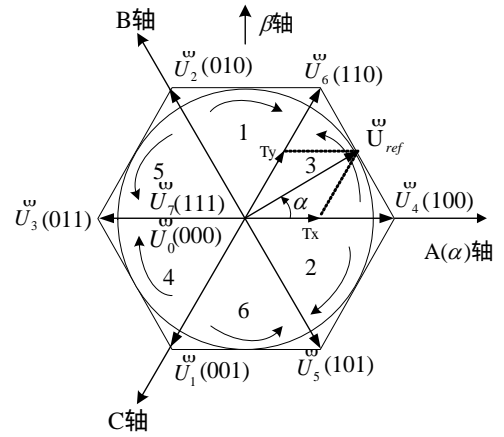


图 5.12 电压空间矢量分布示意图

电压空间矢量调制是从电机的角度出发，以三相对称正弦波电压供电时交流电机的理想磁通圆为基准<sup>[77]</sup>，用逆变器不同的开关模式所产生的实际磁通去逼近基准圆磁通，并由它们比较的结果决定逆变器的开关状态，形成 PWM 开关信号。该控制方法将逆变器和电机看成一个整体来处理，所得模型简单，具有直流电压利用率高、谐波小、易于微处理器实现等优点，目前在异步电机控制系统中得到了广泛的应用。

图 5.11 所示为三相逆变器主电路结构图，根据六个开关器件的开关状态组合，三相

逆变器可以输出如图 5.12 所示的八个电压空间矢量，即 2 个零矢量（对应开关状态 0 和 7）和 6 个非零矢量。这 6 个位置固定的非零开关矢量将  $360^\circ$  区域分成 6 个扇区，且它们的幅值均为  $\frac{2}{3}U_{dc}$ 。

为了得到幅值可控，相位连续变化的电压矢量，可以选择两个相邻的非零矢量与零矢量合成一个等效的旋转电压矢量<sup>[118]</sup>。即用逆变器的三个开关状态  $x$ 、 $y$ 、 $0$  在一个开关周期  $T_s$  中各自存在的时间  $T_x$ 、 $T_y$ 、 $T_0$  来等效合成所需要的空间矢量。以图 5.12 中的第三扇区为例，用相邻的矢量  $\vec{U}_4$ 、 $\vec{U}_6$  和零矢量合成参考矢量  $\vec{U}_{ref}$ ，根据伏秒等效原则有：

$$T_x U_4 + T_y U_6 + T_0 U_0 = T_s U_{ref} \quad (5-7)$$

令等式两边虚部、实部分别相等，可得：

$$\begin{cases} T_x = \frac{\sqrt{3}U_{ref}T_s}{U_{dc}} \sin(60^\circ - \theta_s) \\ T_y = \frac{\sqrt{3}U_{ref}T_s}{U_{dc}} \sin \theta_s \\ T_0 = T_s [1 - \frac{\sqrt{3}U_{ref}}{U_{dc}} \cos(30^\circ - \theta_s)] \end{cases} \quad (5-8)$$

在一个开关周期中设置零矢量可以调控输出电压的大小， $U_{dc}$  一定时，电压矢量  $\vec{U}_{ref}$  将随着  $T_0$  的减小而增大，其最大值对应于  $T_0 = 0$ 。因此采用空间矢量最大可能输出的相电压幅值为：

$$U_{ref \max} \leq \frac{U_{dc}}{\sqrt{3} \cos(30^\circ - \theta_s)} \quad (5-9)$$

上式对应图 5.12 中的正六边形区域，由于不等式对于任意的  $\theta_s$  都成立，则应取下限：

$$U_{ref \max} \leq \frac{U_{dc}}{\sqrt{3}} \quad (5-10)$$

上式对应图 5.12 中的正六边形内切圆区域，表明采用 SVPWM 控制时最大输出相电压幅值为  $\frac{U_{dc}}{\sqrt{3}}$ 、最大线电压幅值为  $U_{dc}$ 。相比 SPWM 控制时最大输出相电压幅值为  $\frac{U_{dc}}{2}$ 、最大线电压幅值为  $0.866U_{dc}$ ，采用 SVPWM 控制有效提高了直流电压利用率。

#### 5.4.4.2 电压空间矢量模块的数字实现

本文采用 DSP 事件管理器模块中的全比较单元实现 SVPWM，CMPR1、CMPR2、CMPR3 分别作为产生 A、B、C 三相桥臂开关管驱动信号的比较寄存器。文献[120]指出在大部分调制比范围内平均分配零矢量的方案是最优的。因此，本文采用对称的七段式 SVPWM 控制，即每个开关周期的开始和结尾矢量选用零矢量  $U_0$ ，开关周期的中间选用零矢量  $U_7$ ，并且平均分配它们作用的时间：

$$T_{00} = T_{07} = \frac{T_0}{2} \quad (5-11)$$

以第三扇区为例，矢量  $\vec{U}_4$ 、 $\vec{U}_6$  的作用时间  $T_x$ 、 $T_y$  可写成下式的形式：

$$\begin{cases} T_x = \frac{T_s}{U_{dc}} \left( \frac{3}{2} U_{ref\alpha} - \frac{\sqrt{3}}{2} U_{ref\beta} \right) \\ T_y = \frac{\sqrt{3} T_s}{U_{dc}} U_{ref\beta} \end{cases} \quad (5-12)$$

式中  $U_{ref\alpha}$ 、 $U_{ref\beta}$  分别为  $U_{ref}$  在静止坐标系  $\alpha$ 、 $\beta$  轴上的投影。同理，可以分别计算出各个扇区的  $T_x$ 、 $T_y$  值：

$$\text{第一扇区：} \begin{cases} T_x = \frac{\sqrt{3} T_s}{U_{dc}} \left( -\frac{\sqrt{3}}{2} U_{ref\alpha} + \frac{1}{2} U_{ref\beta} \right) \\ T_y = \frac{\sqrt{3} T_s}{U_{dc}} \left( \frac{\sqrt{3}}{2} U_{ref\alpha} + \frac{1}{2} U_{ref\beta} \right) \end{cases} \quad (5-13)$$

$$\text{第二扇区：} \begin{cases} T_x = \frac{\sqrt{3} T_s}{U_{dc}} \left( \frac{\sqrt{3}}{2} U_{ref\alpha} + \frac{1}{2} U_{ref\beta} \right) \\ T_y = -\frac{\sqrt{3} T_s}{U_{dc}} U_{ref\beta} \end{cases} \quad (5-14)$$

$$\text{第四扇区：} \begin{cases} T_x = -\frac{\sqrt{3} T_s}{U_{dc}} U_{ref\beta} \\ T_y = \frac{\sqrt{3} T_s}{U_{dc}} \left( -\frac{\sqrt{3}}{2} U_{ref\alpha} + \frac{1}{2} U_{ref\beta} \right) \end{cases} \quad (5-15)$$

$$\text{第五扇区：} \begin{cases} T_x = \frac{\sqrt{3} T_s}{U_{dc}} U_{ref\beta} \\ T_y = \frac{\sqrt{3} T_s}{U_{dc}} \left( -\frac{\sqrt{3}}{2} U_{ref\alpha} - \frac{1}{2} U_{ref\beta} \right) \end{cases} \quad (5-16)$$



第六扇区： 
$$\begin{cases} T_x = \frac{\sqrt{3}T_s}{U_{dc}}(-\frac{\sqrt{3}}{2}U_{ref\alpha} - \frac{1}{2}U_{ref\beta}) \\ T_y = \frac{\sqrt{3}T_s U_{ref\beta}}{U_{dc}}(\frac{\sqrt{3}}{2}U_{ref\alpha} - \frac{1}{2}U_{ref\beta}) \end{cases} \quad (5-17)$$

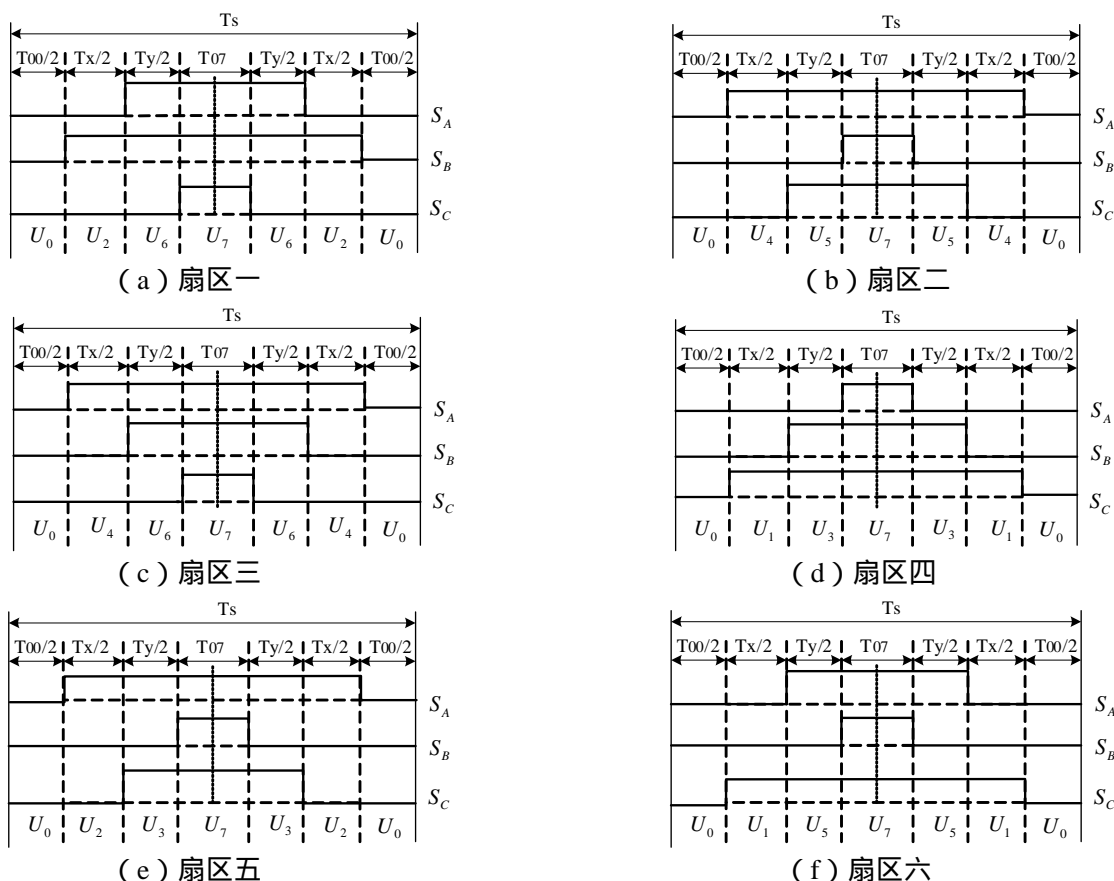


图 5.13 参考矢量在不同扇区的开关次序及开关波形

对称七段式 SVPWM 在不同扇区时开关矢量的发送次序及开关波形如图 5.13 所示，

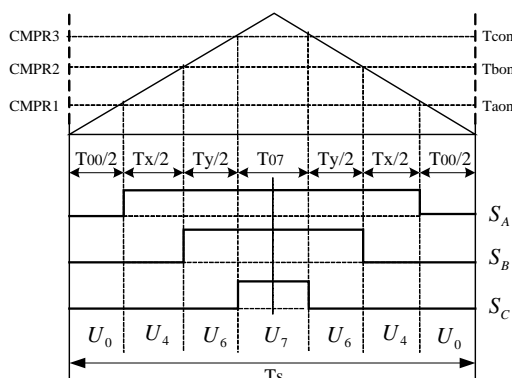


图 5.14 第三扇区开关矢量序列及时间分布图

显然，通过合理安排开关状态的先后次序，在开关状态转换时只需要改变一个桥臂的开关状态，从而达到减少开关的动作次数，进而减少开关损耗的目的。

图 5.14 所示为第三扇区开关矢量时间对应的全比较寄存器值，其中  $(T_{07} + T_x + T_y)$ 、 $(T_{07} + T_y)$ 、 $T_{07}$  分别对应 A、B、C 桥臂的上管开通时间，换算成比较寄

寄存器的值为：

$$\begin{cases} T_{aon} = (T_s - T_x - T_y) / 2 \\ T_{bon} = T_{aon} + T_x \\ T_{con} = T_{bon} + T_y \end{cases} \quad (5-18)$$

同理可求得各扇区对应三个全比较器的比较寄存器的值，归纳成如表 5.1 所示：

表 5.1 电压空间矢量扇区与比较寄存器值对照表

| 扇区<br>CMPRx | 1         | 2         | 3         | 4         | 5         | 6         |
|-------------|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|
| CMPR1       | $T_{bon}$ | $T_{aon}$ | $T_{aon}$ | $T_{con}$ | $T_{con}$ | $T_{bon}$ |
| CMPR2       | $T_{aon}$ | $T_{con}$ | $T_{bon}$ | $T_{bon}$ | $T_{aon}$ | $T_{con}$ |
| CMPR3       | $T_{con}$ | $T_{bon}$ | $T_{con}$ | $T_{aon}$ | $T_{bon}$ | $T_{aon}$ |

若令：

$$\begin{cases} U_{ref1} = U_{\beta ref} \\ U_{ref2} = \frac{1}{2}(\sqrt{3}U_{Saref} - U_{S\beta ref}) \\ U_{ref3} = \frac{1}{2}(-\sqrt{3}U_{Saref} - U_{S\beta ref}) \end{cases} \quad (5-19)$$

则表 5.1 中的电压空间矢量所在扇区可由下式求出：

$$NO_{sector} = sign(U_{ref1}) + 2sign(U_{ref2}) + 4sign(U_{ref3}) \quad (5-20)$$

式中  $sign()$  为符号函数， $sign(x) = \begin{cases} 1, x > 0 \\ 0, x \leq 0 \end{cases}$ 。

## 5.4.5 定子电压重构的数字实现

在 PWM 逆变器供电的异步电动机中，由于逆变器的原因，定子电压中含有谐波分量，并且在低速时，定子电压的检测精度下降。为了克服上述问题，本文利用测量的直流母线电压和逆变器的开关状态来重构定子电压。由于不需要电压滤波，还不会引起附加的滤波器延时。逆变器主电路如图 5.11 所示，电机定子三相相电压可以表示为：

$$\begin{bmatrix} u_{an} \\ u_{bn} \\ u_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_a - u_n \\ u_b - u_n \\ u_c - u_n \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + L_s p \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (5-21)$$

其中  $u_n$  为电机定子侧等效中点电压，对于电机而言，有  $i_a + i_b + i_c = 0$ 、 $e_a + e_b + e_c = 0$ ，将式 (5-21) 三行依次相加后化简得：

$$u_n = \frac{1}{3}(u_a + u_b + u_c) \quad (5-22)$$

将式 (5-22) 带入式 (5-21) 得逆变器输出相电压与线电压的关系式：

$$\begin{bmatrix} u_{an} \\ u_{bn} \\ u_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \quad (5-23)$$

令逆变器三个上管的开关函数分别为  $T_1$ 、 $T_3$ 、 $T_5$ ，它们分别表征三个开关管在一个开关周期内的占空比，即  $T_1 = \frac{CMPR1}{T1PR}$ 、 $T_3 = \frac{CMPR2}{T1PR}$ 、 $T_5 = \frac{CMPR3}{T1PR}$ ，而逆变器在一个开关周期内的输出线电压重构计算式为：

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = u_{dc} \begin{bmatrix} T_1 \\ T_3 \\ T_5 \end{bmatrix} = \frac{u_{dc}}{T1PR} \begin{bmatrix} CMPR1 \\ CMPR2 \\ CMPR3 \end{bmatrix} \quad (5-24)$$

将式 (5-24) 带入式 (5-23) 可得逆变器在一个开关周期内的输出相电压重构计算式为：

$$\begin{bmatrix} u_{an} \\ u_{bn} \\ u_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \frac{u_{dc}}{T1PR} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} CMPR1 \\ CMPR2 \\ CMPR3 \end{bmatrix} \quad (5-25)$$

## 5.4.6 SVPWM 死区补偿的研究

### 5.4.6.1 死区的产生机理及其影响

在桥式逆变电路中，为了避免桥臂直通，通常设置一段死区时间  $t_d$  使得同一桥臂上下两开关管的驱动信号均为关断状态。但这时的开关管不一定处于关断状态，而是由电流方向确定其续流二极管的导通状态，因此  $t_d$  时间内逆变器的输出电压不再受开关管驱动信号的控制，而是由输出电流的方向确定，此时逆变器输出的电压称为死区误差电压。

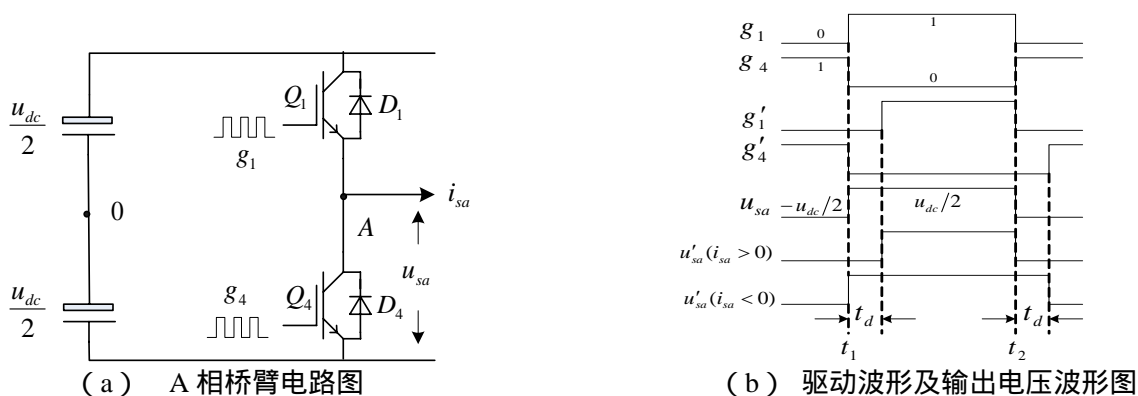


图 5.15 死区误差电压的产生机理

以图 5.15 (a) 所示的逆变电路一相桥臂为例, 图 5.15 (b) 所示为桥臂上下开关管对应的驱动信号及输出相电压波形。  $g_1$  和  $g_4$  为互补的理想驱动信号,  $u_{sa}$  为相电压理想输出波形。  $g'_1$ 、  $g'_4$  为无延时关断、开通延迟  $t_d$  的实际驱动信号, “1” 和 “0” 分别表示开通和关断信号。令相电流  $i_{sa}$  的方向为由逆变器流入负载电机为正、反之为负。针对相电流  $i_{sa}$  的方向, 实际相电压  $u'_{sa}$  有两种输出波形。当  $i_{sa}$  为正时, 在  $t_d$  期间, 二极管  $D_4$  续流,  $u'_{sa}$  被钳位到  $-\frac{u_{dc}}{2}$ , 与  $u_{sa}$  相比, 减少了一个脉宽为  $t_d$ 、幅值为  $u_{dc}$  的脉冲电压  $u_e$ ; 当  $i_{sa}$  为负时, 在死区期间, 二极管  $D_1$  续流,  $u'_{sa}$  被钳位到  $\frac{u_{dc}}{2}$ , 与  $u_{sa}$  相比, 增加了一个脉宽为  $t_d$ 、幅值为  $u_{dc}$  的脉冲电压  $u_e$ 。因此,  $u'_{sa}$  与  $u_{sa}$  相比, 相差一个误差脉冲电压  $u_e$ , 且:

$$u_e = u'_{sa} - u_{sa} \quad (5-26)$$

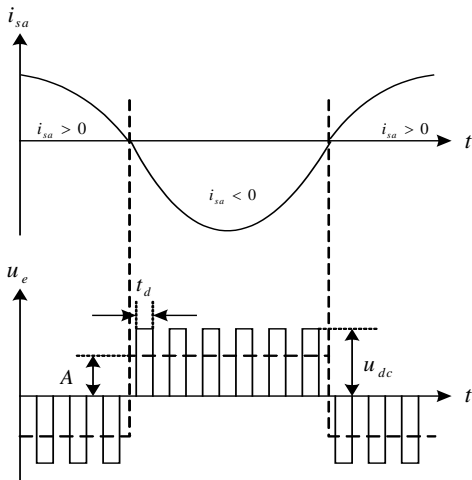


图 5.16 死区误差电压脉冲等效图

$u_e$  具有以下特征: 每个开关周期出现一次、幅值等于直流母线电压  $u_{dc}$ 、脉冲宽度为  $t_d$ 、脉冲电压的极性取决于电机相电流的方向。因此, 在载波比很高时, 对误差电压的分析就变得很困难。为此, 可以用一个矩形波来等效脉冲波, 从而简化分析。如图 5.16 所示, 对高频误差电压脉冲列进行低通滤波后可得图中虚线所示的方波电压。当开关频率为  $f_c$  时, 方波幅值为  $A = t_d u_{dc} f_c$ 。所以, 在  $f_c$  一定时, 方波幅值与  $t_d$  成正比。因此误差电压在一个开关周期内的平均值为:

$$u_e = t_d u_{dc} f_c \text{sign}(\vec{i}) \quad (5-27)$$

其中  $\text{sign}(\vec{i})$  表示相电流极性的方向矢量, 其表达式为

$$\text{sign}(\vec{i}) = \sqrt{\frac{2}{3}} [\text{sign}(i_{sa}) + e^{j\frac{2\pi}{3}} \text{sign}(i_{sb}) + e^{j\frac{4\pi}{3}} \text{sign}(i_{sc})] \quad (5-28)$$

对式 (5-27) 进行傅立叶级数分解, 得:

$$u_e = \frac{4}{\pi} t_d U_d f_c \left( \sin \omega_s t + \frac{1}{3} \sin 3\omega_s t + \frac{1}{5} \sin 5\omega_s t + \frac{1}{7} \sin 7\omega_s t + \dots \right) \quad (5-29)$$

上式说明死区误差电压的基波分量是与相电流相位相反、与转子同步旋转磁场同频率的正弦信号。此外， $u_e$  还含有低频的奇次谐波分量，特别是第三、五、七次谐波分量。因此，死区时间的设置使得逆变器实际输出电压与理想输出电压相比不仅存在幅值误差，还存在相位偏移，进而产生了电流波形畸变和转矩脉动等一系列死区效应。特别是在低速轻载时，由于变频器输出电压低，死区效应的影响更为显著，这也是造成控制系统低速性能差的一个重要原因，所以必须采取有效措施对死区效应进行补偿。这里要特别指出的是，在工程实际应用时，死区时间还应包括开关器件的开通和关断时间。

#### 5.4.6.2 死区补偿的数字实现

文献[83]、[88]、[110]~[112]对于死区效应的抑制做了大量的研究，文献[83]采用降低载波频率和减小直流母线电压的方法削弱死区效应，但会产生磁链轨迹畸变和转矩脉动。文献[111]提出了一种对死区效应的在线补偿方法，但其内部的低通滤波器会造成输出电压的滞后。本文提出采用瞬时电压平均值的补偿方法，首先在  $\alpha\beta$  静止两相坐标系下，通过判断电流矢量所在的区域确定补偿电压极性，然后计算出误差电压在一个开关周期内的平均值，将其分解成  $\alpha\beta$  分量，分别对定子电压的  $\alpha\beta$  分量进行补偿。

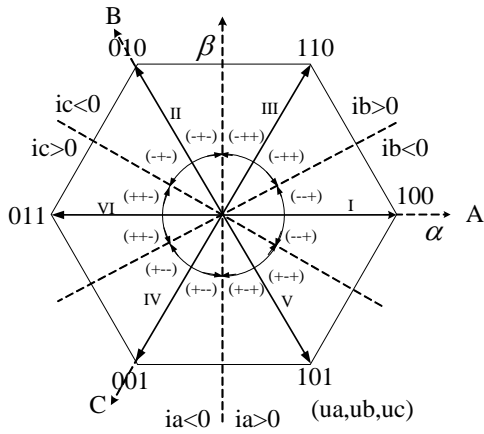


图 5.17 电流极性与死区误差电压关系图

图5.17所示为异步电机三相相电流极性与死区误差电压的关系，图中ABC为三相静止坐标轴， $\alpha\beta$  为静止两相坐标轴，与电压矢量类似，三个相电流的瞬时值由转子磁场同步角速度旋转的电流矢量在ABC各相轴线上的投影表示。

根据三条直线： $\alpha = 0, \alpha = \sqrt{3}\beta, \alpha = -\sqrt{3}\beta$ ，可以将电流矢量平面分为六个区域。设：

$$\begin{cases} i_{ref1} = i_{s\alpha} \\ i_{ref2} = -i_{s\alpha} + \sqrt{3}i_{s\beta} \\ i_{ref3} = -i_{s\alpha} - \sqrt{3}i_{s\beta} \end{cases} \quad (5-30)$$

则电流矢量  $\vec{i}_s$  所在的区域号  $No$  为：

$$NO = \text{sign}(i_{ref1}) + 2\text{sign}(i_{ref2}) + 4\text{sign}(i_{ref3}) \quad (5-31)$$

根据以上分析，对于每相桥臂，当  $i_s > 0$  时死区误差电压平均值为  $-\Delta U (= t_d f_s u_{dc})$ ，当  $i_s < 0$  时死区误差电压平均值为  $\Delta U (= t_d f_s u_{dc})$ 。对于三相逆变电路而言，三相电流的极性共有6种组合状态，分别对应矢量平面的六个扇区。当电流矢量  $\vec{i}_s$  位于空间六个不同扇区时，变频器输出电压也将损失六个对应的电压矢量  $\Delta \vec{U}_1(001) \sim \Delta \vec{U}_6(110)$ ，这六个误差电压矢量的方向与六个非零开关矢量的方向完全一致，幅值为  $4\Delta U/\pi$ 。因此，根据电流矢量所在的扇区，将输出的电压矢量  $\vec{U}_{Rref}$  补偿一个与死区误差电压  $\Delta \vec{U}_s$  极性相反、大小相等的电压矢量  $\vec{U}_{comp}$  即可抵消死区效应。三相电流极性与死区误差电压之间的对应关系见表5.2所示。设补偿后的矢量为  $\vec{U}'_{Rref}$ ，则有：

$$\vec{U}'_{Rref} = \vec{U}_{Rref} + \vec{U}_{comp} \quad (5-32)$$

将以上矢量分解到  $\alpha$ 、 $\beta$  轴上，可得：

$$\begin{cases} \vec{U}'_{Rref\alpha} = \vec{U}_{Rref\alpha} + \vec{U}_{comp\alpha} \\ \vec{U}'_{Rref\beta} = \vec{U}_{Rref\beta} + \vec{U}_{comp\beta} \end{cases} \quad (5-33)$$

值得指出的是，上述方法虽然基于电流的极性来进行补偿，但是在  $\alpha\beta$  坐标系很容易实现对电流相位延迟的补偿，因而可适当加大滤波时间常数以减小干扰对电流过零点的影响。上述瞬时电压平均值补偿的方法，对高次谐波补偿效果不明显；但是对低次谐波的补偿效果较好，而且软件计算量小，实现方便。

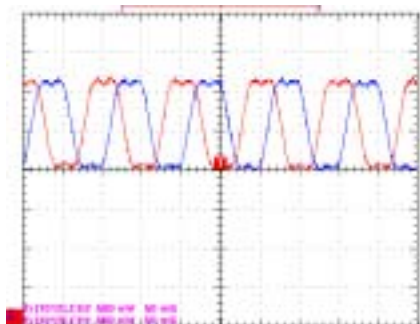
表 5.2 电流极性与死区误差电压关系表

| $i_s$              | I           | II          | III         | IV          | V           | VI          |
|--------------------|-------------|-------------|-------------|-------------|-------------|-------------|
| $i_{sa}$           | +           | -           | +           | -           | +           | -           |
| $i_{sb}$           | -           | +           | +           | -           | -           | +           |
| $i_{sc}$           | -           | -           | -           | +           | +           | +           |
| $\Delta U_{sa}$    | $-\Delta U$ | $+\Delta U$ | $-\Delta U$ | $+\Delta U$ | $-\Delta U$ | $+\Delta U$ |
| $\Delta U_{sb}$    | $+\Delta U$ | $-\Delta U$ | $-\Delta U$ | $+\Delta U$ | $+\Delta U$ | $-\Delta U$ |
| $\Delta U_{sc}$    | $+\Delta U$ | $+\Delta U$ | $+\Delta U$ | $-\Delta U$ | $-\Delta U$ | $-\Delta U$ |
| $\Delta \vec{U}_s$ | 011         | 101         | 001         | 110         | 010         | 100         |

## 5.5 实验结果分析

在图 5.1 所示的三相异步电机控制系统上，以异步电机为控制对象，与其同轴联接的直流发电机作为负载，对异步电机无速度传感器矢量控制系统进行了一系列的实验研

究，下面给出一些典型的实验波形。实验中用到的异步电机参数见附录 2。



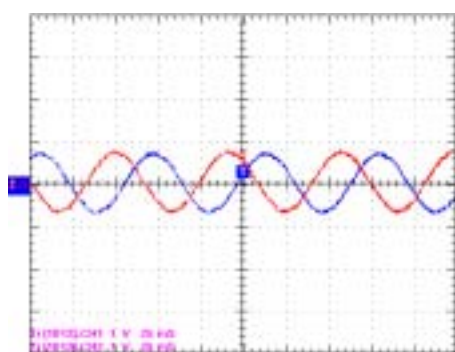
纵坐标单位：500mV/格

横坐标单位：50ms/格

图 5.18 SVPWM 调制相电压波形

图 5.18 为电机在 10Hz 运行时 A、B 两相的 SVPWM 调制波。与 SPWM 正弦调制波相比，SVPWM 调制波近似于在标准正弦调制波中注入了以三次谐波为主的零序分量。正是由于零序分量的加入使得调制波的峰值下降，从而提高了直流电压的利用率。由于 SVPWM 的调制波不是标准正弦波，所以逆变器的输出相电压必有明显的畸变。但是文献[122]经研究发现，相电压的畸变只是指相对逆变器直流侧的 0 点而言的，而负载上的相电压仍然是

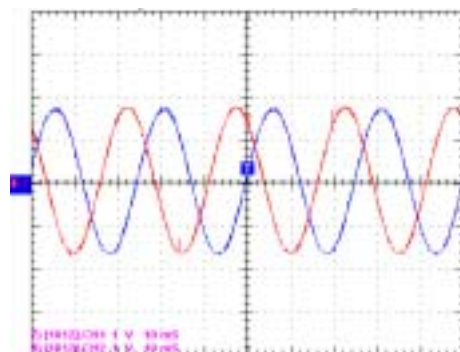
正弦的。而且对于三相无中线系统，零序电压不会产生电流，且线电压因零序分量相互抵消仍能保持正弦。因此采用 SVPWM 控制方式不会引起电机电压的畸变。



(a) 15Hz 的定子相电压波形

横坐标单位：25ms/格

纵坐标单位：110V/格



(b) 40Hz 的定子相电压波形

横坐标单位：10ms/格

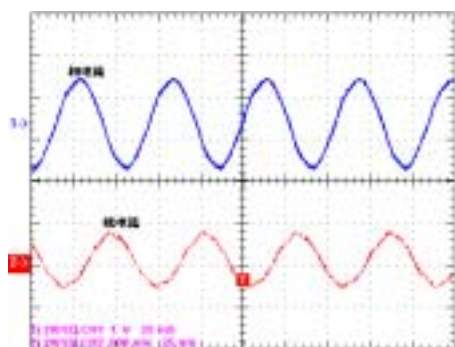
纵坐标单位：110V/格

图 5.19 定子相电压重构实验波形

图 5.19 为相电压重构实验波形，直流母线电压为 420V。图 5.19 (a) 和 (b) 分别为电机在 15Hz 和 40Hz 运行时对应的定子 a、b 相电压重构波形。可以看出，图 5.19(a) 和 (b) 两相相电压均相差 120 度，且波形的正弦性均较好。通过计算还可知，图 5.19 (a) 和 (b) 的压频比值近似相等。在实验中通过外接交流电压表实时监视定子电压的有效值，重构电压的有效值基本上与电压表读数相符，证明文中电压重构的方案有效。

图 5.20 为对 SVPWM 进行死区补偿的相关实验波形，实验中设置死区时间为  $2.8\mu s$ 。其中图 5.20 (a) 和 (b) 分别是定子线电流（曲线 1）和相电流（曲线 2）死区补偿前、后的实验波形。补偿前的电流波形有较为明显的波峰削平现象，这正是死区效应的表现，

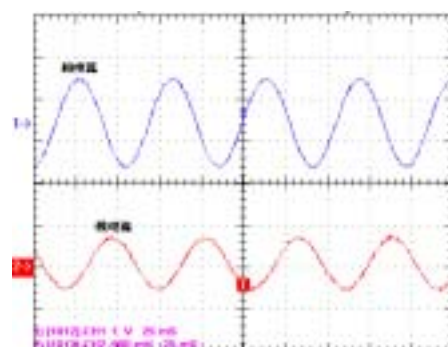
补偿后的电流波形明显正弦化,通过对补偿前后波形的谐波总畸变率和主要谐波含量的分析可以更加清楚的看到死区补偿的效果。



(a) 死区补偿前的定子电流波形

横坐标单位: 25ms/格

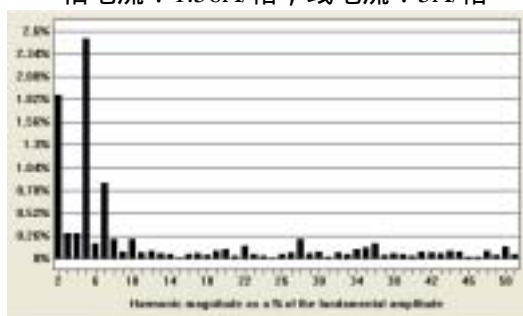
相电流: 1.56A/格, 线电流: 5A/格



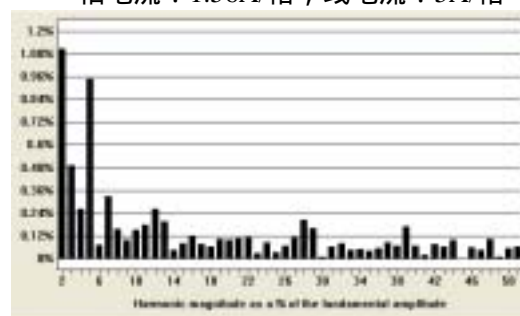
(b) 死区补偿后的定子电流波形

横坐标单位: 25ms/格

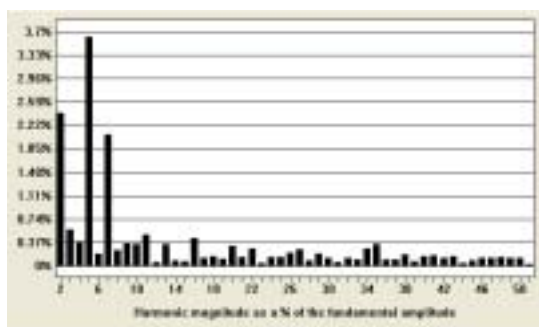
相电流: 1.56A/格, 线电流: 5A/格



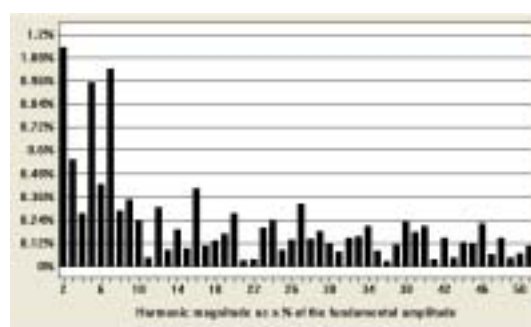
(c) 死区补偿前的定子相电流谐波分析直方图



(d) 死区补偿后的定子相电流谐波分析直方图



(e) 死区补偿前的定子线电流谐波分析直方图



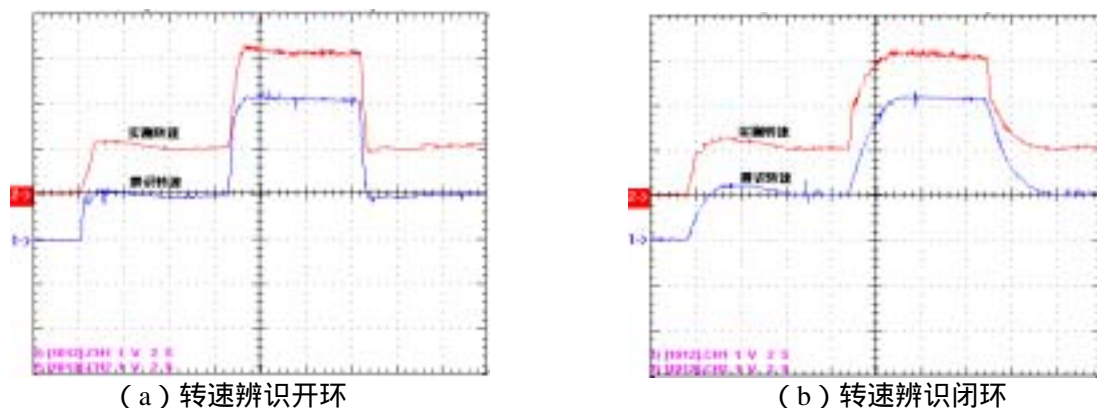
(f) 死区补偿后的定子线电流谐波分析直方图

图 5.20 死区补偿前后定子电流谐波分析

由于本文实验中异步电机定子绕组为三角形连接,所以电流波形中的谐波含量主要为第 5、7 次谐波分量。图 5.20 (c) 和 (d) 是对定子相电流在死区补偿前、后实验波形的谐波分析直方图,死区补偿前定子相电流的 THD 为 3.298%,第 5、7 次谐波幅值与基波幅值的百分比分别为 2.511%和 0.87%,死区补偿后定子相电流的 THD 为 1.657%,第 5、7 次谐波幅值与基波幅值的百分比分别为 0.948%和 0.328%;图 5.20 (e) 和



(f) 是对死区补偿前、后定子线电流实验波形的谐波分析直方图，死区补偿前定子线电流 THD 为 4.939%，第 5、7 次谐波幅值与基波幅值的百分比分别为 3.61% 和 2.072%，死区补偿后定子线电流 THD 为 2.048%，第 5、7 次谐波幅值与基波幅值的百分比分别为 0.949% 和 1.023%。可以看出，加入死区补偿后的定子电流的 THD 及第 5、7 次谐波含量明显减小，表明了死区补偿策略的有效性。



横坐标单位：2s/格；纵坐标单位：292rpm/格

图 5.21 基于转子磁链的模型参考自适应转速辨识效果

图 5.21 所示为基于转子磁链的模型参考自适应转速辨识实验波形，电机在 300rpm 给定转速下起动，到达稳态后进行 300rpm-900rpm-300rpm 的动态调速，电机带 20% 的额定负载。图 5.21 (a) 为转速实际测量值作为反馈信号，转速辨识开环时的实测转速（曲线 2）和辨识转速（曲线 1）实验波形；图 5.21 (b) 为转速辨识闭环，即在无速度传感器矢量控制下的实测转速（曲线 2）和辨识转速（曲线 1）的实验波形。从实验波形可以看出，不管是转速辨识开环还是闭环，稳态时转速的辨识值与实测值基本相等，动态时辨识转速能够快速跟踪实测值的变化，表明速度辨识准确，且无速度传感器矢量控制下电机起动和调速的动态性能良好。

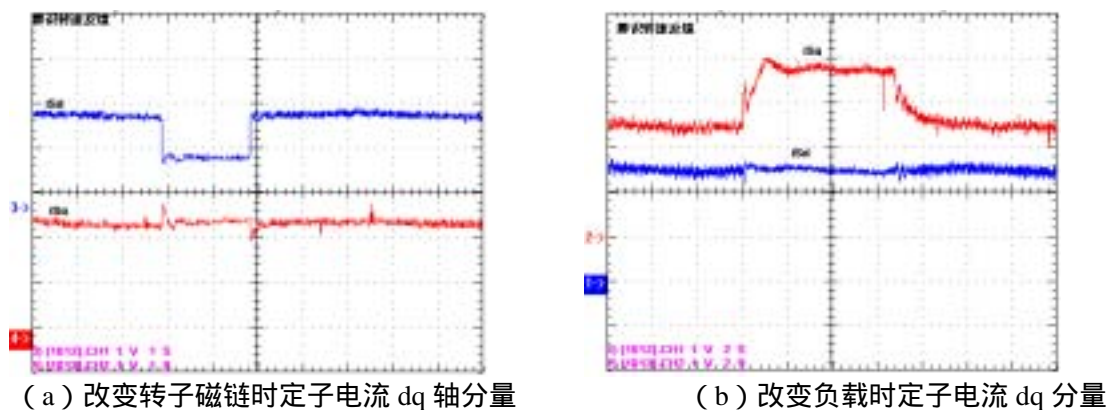


图5.22 电流解耦控制的实验波形

图5.22为异步电机无速度传感器矢量控制下电流解耦控制的实验波形，图5.22 (a) 和 (b) 分别为改变转子磁链和负载大小时定子电流d、q分量的实验波形。可以看出，改变磁链大小时，定子电流d轴分量随之快速变化，但q轴分量基本保持不变；改变负载大小时，定子电流q轴分量随之改变，d轴分量基本保持不变。以上实验结果表明定子电流dq轴分量没有耦合现象，解耦控制的效果较好。

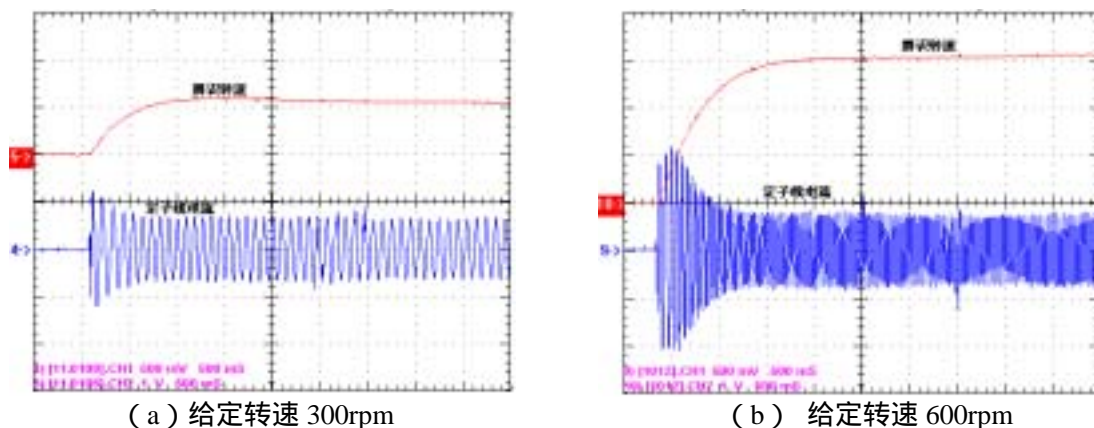


图 5.23 无速度传感器矢量控制下起动时刻辨识转速和定子线电流波形

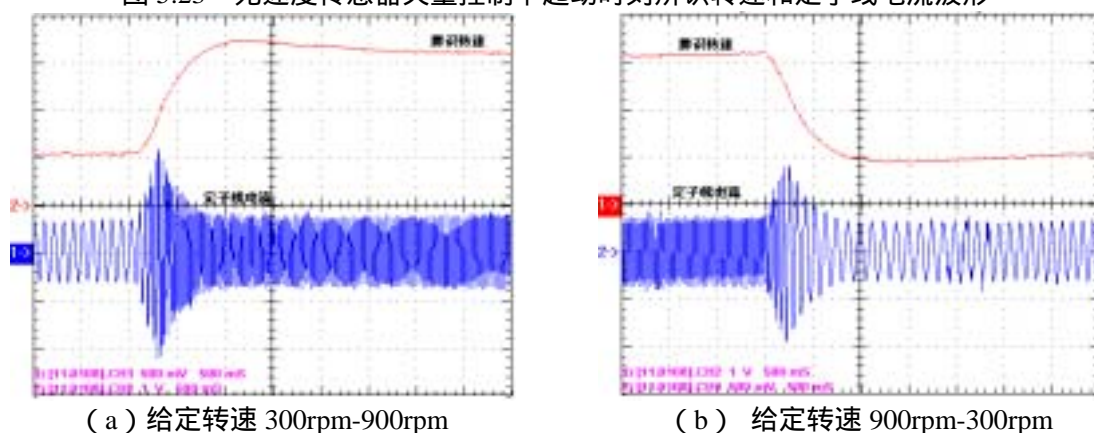
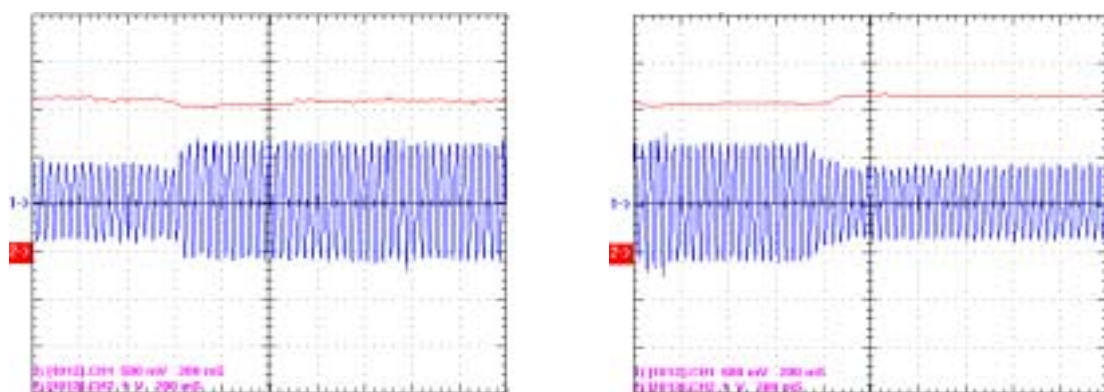


图 5.24 无速度传感器矢量控制下给定转速跳变时辨识转速和定子线电流波形

图 5.23-5.24 为起动和调速时辨识转速和定子电流的响应波形，电机负载为 20% 的额定负载。由于受调节器参数、限幅值、电机转动惯量、摩擦系数及负载的影响，控制系统的动态性能在不同的参数设定和转速下也不尽相同。观察以上实验波形可知，由于限幅及摩擦力的作用，电机高速起动时转速的调节时间约为 1.5s；而电机低速起动时，由于摩擦力的减小和限幅作用的减弱，转速的调节时间加快，约为 600ms。定性的分析以上实验波形可知，无速度传感器矢量控制系统能够快速的响应转速给定的变化，起动和调速过程中定子电流冲击较小，且很快就到达稳态。



(a) 突加负载实验波形

(b) 突减负载实验波形

横坐标单位：200ms/格；纵坐标单位：4A/格、293rpm/格

图 5.25 抗扰动性能实验

图 5.25 所示为无速度传感器矢量控制下，实测转速和定子电流在 900rpm 的运行情况下，突加和突减 60% 额定负载时的动态响应波形。图中曲线 1 为定子线电流波形，曲线 2 为实测转速波形。可以看出，在突加负载时，电机转速略有下降，经过大约 200ms 的调节时间后，系统又回到稳定状态，同时定子电流随负载增加而增加。在突减负载时，电机转速略有上升，经过大约 200ms 的调节时间后，系统重新回到稳态，同时定子电流随负载减小而减小。以上实验结果表明控制系统具有较强的抗负载扰动能力。

## 5.6 本章小结

本章详细介绍了以 DSP 为控制核心的异步电机无速度传感器矢量控制系统的主电路、控制电路和辅助电路各部分的结构和功能。为了提高计算精度，基于电机的标幺值数学模型进行了控制系统的软件设计，并给出了控制部分的控制思想、软件流程图及主要子程序模块的结构和功能。针对定点 DSP，提出了一种带符号位的定标方法，确保了计算的准确性。在分析电压空间矢量中死区效应产生机理的基础上，提出瞬时电压平均值的补偿方法，根据定子电流矢量所在的扇区计算每一个开关周期的误差电压平均值，实现定子电压的瞬时补偿。利用直流母线电压和逆变器的开关状态重构定子电压，省去了电压滤波环节，避免了滤波器引起的延时。整个实验系统获得了令人满意的实验结果，转速的观测和实际测量得到的转速在电机起动和调速过程以及稳态运行时基本保持一致，本文设计的异步电机无速度传感器矢量控制系统具有良好的静、动态性能。

## 6 全文总结

### 6.1 全文总结

近年来,随着电力电子技术、微电子技术以及现代控制理论的快速发展,使得在交流传动系统中引入相对复杂的控制系统成为可能,从而极大地推动了高性能的异步电机控制技术的发展。本文从工程实际应用角度出发,以高性能的异步电机无速度传感器矢量控制系统为主要研究对象,针对转子磁链观测、转速辨识、系统稳定性等几个关键技术进行了较为全面、深入的理论分析、仿真研究和实验验证,全文主要完成了以下工作:

(1) 利用电机学的基本原理,对基于等效电机原则和非等效电机原则的三种坐标变换方法进行了深入的研究,揭示了三种变换方法内在的物理意义,得出了在不同坐标变换下电磁转矩的计算公式。建立了异步电机在各种坐标系下不同形式的数学模型,为系统分析和仿真奠定了基础。推导出异步电机的状态空间表达式,为了对异步电机的磁场定向矢量控制和无速度传感器的自适应设计提供充分的理论依据,基于现代控制理论证明了异步电机的状态空间模型是可控可观性的。

(2) 详细阐述了在定子、转子和气隙定向方式下异步电机磁链和电磁转矩的解耦特性,指出只有在转子磁场定向方式下,磁链和电磁转矩才实现了彻底的解耦控制,分别建立了异步电机转子磁场直接和间接定向的矢量控制系统结构。磁链观测是无速度传感器和矢量控制的核心技术,对于电压模型转子磁链观测器,纯积分环节很容易导致输出信号饱和与偏移,在详细分析了电压模型转子磁链观测器观测误差产生原因的基础上,对几种典型的积分改进方案进行了理论分析、仿真比较和实验。指出它们仅对积分初始值进行了改进,未能有效解决输入直流偏置问题。进一步提出在对纯积分环节进行改进的同时消除定子电流采样信号中的直流偏置量,从而解决输入直流偏置问题的方案。实验结果表明采用该方案的磁链观测波形正弦性良好,消除了积分输入直流偏置的影响。

(3) 运用 Popov 超稳定性理论建立了基于模型参考自适应(MRAS)的无速度传感器系统,通过小信号稳定性分析证明了转速辨识子系统的动态稳定性。基于无源性理论,将异步电机分为电磁子系统和机械子系统,应用 Lyapunov 稳定性理论证明了异步电机电磁子系统在定参数时的一致稳定性,并推导出时变参数时异步电机全局渐进稳定的充分条件,为应用高性能电机控制策略提供了稳定性依据。

(4) 在分别对电机和转速辨识子系统进行稳定性分析的基础上,从工程应用角度出发,提出了先建立异步电机无速度传感器矢量闭环控制系统的小信号数学模型,再利用 MATLAB 仿真得到根轨迹和阶跃响应图,从而判断控制系统的稳定范围,以及电机时变参数和控制调节器参数对系统稳定性的影响这一方法,对控制系统的设计具有一定的指导意义。实验结果表明,该方法能够有效指导实验过程中控制调节器参数的整定。

(5) 研制了一套基于 DSP 全数字化控制的异步电机无速度传感器矢量控制系统实验系统。为了提高计算精度,基于电机的标幺值数学模型进行了控制系统的软件设计。针对定点 DSP,提出了一种带符号位的定标方法,确保了计算的准确性。摒弃了定子电压检测硬件电路,利用软件并根据直流母线电压和逆变器的开关状态重构定子相电压,克服了低速时定子电压检测精度低的问题,由于省去了电压滤波环节,还避免了滤波器引起的延时。在分析电压空间矢量中死区效应产生机理的基础上,提出瞬时电压平均值的补偿方法,根据定子电流矢量所在的扇区计算每一个开关周期的误差电压平均值,实现对定子电压矢量的瞬时补偿。整个实验系统获得了令人满意的实验结果,转速的观测和实际测量得到的转速在电机起动和调速过程以及稳态运行时基本保持一致,本文设计的异步电机无速度传感器矢量控制系统具有良好的静、动态性能。

## 6.2 进一步工作展望

总结本论文的研究工作,作者认为今后应进一步如下的研究工作:

(1) 由于直流母线以及地线中含有大量的脉冲干扰,导致采样到的定子电流波形中含有高次谐波分量和许多正、负脉冲干扰,而采用一般的低通滤波又会带来额外的相位移和幅值衰减。新型的非线性滤波器——形态滤波器可以对信号波形特征的研究完全在时域中进行,而不是将信号变换到频域空间处理,所以处理后的信号不存在相位移和幅值衰减的问题。同时还存在计算简单,不会增加软件的计算负担。因此,将形态滤波器在异步电机中的应用是一个感兴趣的研究方向。

(2) 本文所有的计算都是基于离线测量得到的异步电机参数,没有考虑运行过程中参数变化对控制性能的影响,下一步的工作是基于对参数变化引起的控制性能变化的研究,找到算法简单但又能实时进行准确的参数辨识的方法。

(3) 近年来,交流调速技术在风机、水泵及工业应用领域得到了广泛的应用,由于缺少调速的手段,每天都在大量地浪费电能,俗称耗电的“电老虎”。因此,高压多电平大容量交流电动机变频调速节能装置的研制和发展成为近年来非常受关注的热点。



## 致 谢

本文是在导师康勇教授和徐至新教授悉心指导下完成的，他们忘我的工作态度、严谨求实的科研作风、丰富的理论与实践经验、谦虚正直的为人以及豁达开朗的处世态度，无一不是我一生的学习楷模。在本文即将结束之际，谨向两位导师表示最衷心的感谢和诚挚的祝福，祝愿他们身体健康、工作顺利、万事如意！

在本文的完成过程中始终得到了师兄邹旭东博士的大力支持和无私帮助，从最初的资料收集，到最终的文稿审阅，师兄始终热情相助，感谢之情，无以言表，谨祝师兄生活幸福、事业有成！

在本文的具体研究工作中还得到了杨荫福老师、钟和清老师、朱鹏程博士、谢庆国博士多方面的指导，在此深表谢意，祝你们一切顺利！这里还要特别感谢杨荫福老师多年来无论是生活还是工作上对我的照顾和帮助，您生活的智慧、对工作的不苟、对他人的关爱一直感动着我，祝您好人有好报！

作者所在的教研室是一个充满温馨的集体，身为其中的一员让我觉得自己很幸运。这里要特别感谢陈坚老师、邹云屏老师、李晓帆老师、熊蕊老师、彭力老师、林桦老师、段善旭老师、邹涛敏老师、吴燕红老师、杨莉莎老师、张蓉老师、张凯老师、熊健老师、戴珂老师、陈有谋老师、赵华明老师、陈菲老师、唐志芳老师多年来对我的关心和帮助，作者能够顺利完成学业与你们的支持是分不开的！

感谢室友戴玲博士，你的开朗与热情为我们的同室生活点缀了许多的欢笑，几年来我们见证了彼此的苦与乐、悲与喜，相互鼓励和支持着渡过了生命中最珍贵的一段时光，这份友情弥足珍贵，我相信我们会成为一辈子的老友！

在我博士的求学过程中，还得到了众多同学及好友的帮助。在此特别感谢李勋博士、丁凯博士、林新春博士、裴雪军博士，十多年的同窗让我们见证了彼此的成长，这份友情我会永远珍藏。感谢好友许俊云硕士、石晶博士，你们的关心和鼓舞让我感觉很窝心，也祝愿你们早日梦想成真！另外，还要感谢电力系 2001 级博士班的全体同学，这是一个团结、快乐的班集体，祝各位同学们早日功成名就！

最后要特别感谢我的家人，每每想起爸爸爽朗的笑声、妈妈操劳的身影和弟弟年轻的单纯就让我感觉到真实的幸福，你们是我不断前进的最大勇气和动力！

谨以此文，献给所有关心、帮助和支持过作者的亲人和朋友们！

## 参考文献

- [1] 黄立培, 蔡宣三. 面向 21 世纪的电力电子和变频调速系统. 中国能源, 1998, 7: 36-41
- [2] 田长虹. 变频调速技术发展及应用前景展望. 大众用电, 2004, 7: 16-17
- [3] 王正元. 交流电动机变频调速节能技术指南—第 5 章 电动机调速拖动技术的新发展. 电力电子, 2005, 3 ( 1 ) : 58-64
- [4] 孟明, 王希平, 许镇琳. 现代电气传动—多学科交融的结晶. 电气传动自动化, 2005, 27 ( 1 ) : 1-4
- [5] 周渊深. 感应电动机交-交变频调速系统的内模控制技术. 北京: 电子工业出版社, 2005
- [6] 白晶, 曲永印, 赵弘等. 交流异步电动机变频调速控制策略的研究. 电气传动自动化, 2003, 25 ( 5 ) : 22-25
- [7] 田长虹. 变频调速技术发展及应用前景展望. 大众用电, 2004, 7: 16-17
- [8] Casadei D, Serra G, Tani A. et al. Performance Analysis of a Speed-Sensorless Induction Motor Drive Based on a Constant-Switching-Frequency DTC Scheme. IEEE Transactions on Industry Applications, March-April. 2003, 39 ( 2 ) : 476-484
- [9] 白晶, 李华德, 郝智红. 自抗扰控制其 ADRC 实现的感应电机变频调速系统. 电工技术学报, 2005, 20 ( 6 ) : 73-76
- [10] 吴青华, 蒋林. 非线性控制理论在电力系统中应用综述. 电力系统自动化, 2001, 1: 01-10
- [11] 张兴华, 牛兴林, 林锦国. 基于 EKF 感应电机无速度传感器逆解耦控制. 系统仿真学报, 2006, 18 ( 4 ) : 982-988
- [12] 葛宝明, 王祥衍, 苏鹏声等. 交流传动系统控制策略综述. 电气传动自动化, 2001, 23 ( 4 ) : 3-9
- [13] 杨文强. 交流感应电机矢量控制系统的滑模变结构控制及相关问题研究: [博士后学位论文]. 上海: 上海交通大学, 2004
- [14] Chao KH, Liaw CM. Speed Sensorless Control Performance Improvement of Induction Motor Drive Using Uncertainty Cancellation. IEE Proceedings Electric Power Applications, July. 2000, 147 ( 4 ) : 251-262
- [15] Tursini M, Petrella R, Parasiliti F. Adaptive Sliding-Mode Observer for Speed-Sensorless Control of Induction Motors. IEEE Transactions on Industry

- Applications, Sept.-Oct. 2000, 36 ( 5 ) : 1380-1387
- [16] 陈伟, 瞿文龙, 陆海峰. 一种基于 MRAS 的异步电机速度辨识方法. 电工电能新技术, 2006, 25 ( 2 ) : 52-55
- [17] Rashed M, Stronach AF. A Stable Back-EMF MRAS-Based Sensorless Low-Speed Induction Motor Drive Insensitive to Stator Resistance Variation. IEE Proceedings Electric Power Applications, Nov. 2004, 151 ( 6 ) : 685-693
- [18] Nait Said MS, Benbouzid MEH. Induction Motors Direct Field Oriented Control with Robust On-Line Tuning of Rotor Resistance. IEEE Transactions on Energy Conversion, Dec. 1999, 14 ( 4 ) : 1038-1042
- [19] WenJ Wang, JennYih Chen, Passivity-based sliding mode position control for induction motor drives, IEEE Transactions on Energy Conversion, June2005, 20 ( 2 ) : 316-321
- [20] Jingchuan Li, Longya Xu, Zheng Zhang, An adaptive sliding-mode observer for induction motor sensorless speed control, IEEE Transactions on Industry Applications, July-Aug. 2005, 41 ( 4 ) : 1039-1046
- [21] Derdiyok A, Guven MK, Rehman H. et al. Design and Implementation of a New Sliding-Mode Observer for Speed-Sensorless Control of Induction Machine. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Oct. 2002, 49 ( 5 ) : 1177-1182
- [22] 苏位峰, 孙旭东, 李发海. 基于 ESO 的异步电机无速度传感器矢量控制. 清华大学学报, 2005, 45 ( 4 ) : 565-568
- [23] 苏位峰, 孙旭东, 李发海. 基于自抗扰控制器的异步电机矢量控制. 清华大学学报 ( 自然科学版 ), 2004, 44 ( 10 ) : 1329-1332
- [24] 林飞, 张春朋, 宋文超等. 基于扩张状态观测器的感应电机转子磁链观测. 中国电机工程学报, 2003, 23 ( 4 ) : 145-147
- [25] 白晶, 李华德, 郝智红. 自抗扰控制其 ADRC 实现的感应电机变频调速系统. 电工技术学报, 2005, 20 ( 6 ) : 73-76
- [26] Purwanto E, Arifin S, Bian-Sioe So. Application of Adaptive Neuro Fuzzy Inference System on the Development of the Observer for Speed Sensorless Induction Motor. Proceedings of IEEE Region 10 International Conference on Electrical and Electronic Technology, Aug. 2001, 1 ( 1 ) : 409-414
- [27] Sousa GCD, Bose BK, Kim KS. Fuzzy Logic Based On-Line MRAC Tuning of Slip Gain for an Indirect Vector-Controlled Induction Motor Drive. Proceedings of International Conference on the Industrial Electronics, Control, and Instrumentation,



- Nov. 1993, 2 ( 2 ) : 1003-1008
- [28] Consoli A, Cerruto E, Raciti A. et al. Adaptive Vector Control of Induction Motor Drives Based on a Neuro-Fuzzy Approach. 25th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, June. 1994, 1 ( 1 ) : 225-232
- [29] Bose B.K, Patel N.R, Quasi-fuzzy Estimation of Stator Resistance of Induction Motor, IEEE Transactions on Power Electronics, May. 1998, 3 ( 13 ) : 401-409, 1998
- [30] Soltani J, Hajian M, Abdo Y. Robust speed sensorless control of universal field oriented induction motor drive with on-line stator resistance tuning. The Fifth International Conference on Power Electronics and Drive Systems, Nov. 2003 : 193-198
- [31] Alonge F, D'Ippolito F, Raimondi F.M. et al. Method for Designing PI-type Fuzzy Controllers for Induction Motor Drives. IEE Proceedings Control Theory and Applications, Jan. 2001, 148 ( 1 ) : 61-69
- [32] 王永骥, 涂健. 神经网络控制. 北京. 机械工业出版社: 1998
- [33] Y.S.Kung, C.M.Liaw. Adaptive Speed Control for Induction Motor Drives Using Neural Networks. IEEE Trans on Industrial Electronics, 1998, 42 ( 1 ) : 25-32
- [34] Landim RP, Menezes BR, Silva SR, et al. Online neo-fuzzy-neuron state observer. Sixth Brazilian Symposium on Neural Networks, Nov.2000: 196 – 201
- [35] Cerruto E, Consoli A, Raciti A. et al. Fuzzy Adaptive Vector Control of Induction Motor Drives. IEEE Transactions on Power Electronics, Nov. 1997, 12( 6 ): 1028-1040
- [36] Seong-Hwan Kim, Tae-Sik Park, Ji-Yoon Yoo. et al. Speed-Sensorless Vector Control of An Induction Motor using Neural Network Speed Estimation. IEEE Transactions on Industrial Electronics, June. 2001, 48 ( 3 ) : 609-614
- [37] Kubota H, Matsuse K, Nakano T. DSP-Based Speed Adaptive Flux Observer of Induction Motor. IEEE Transactions on Industry Applications, March-April. 1993, 29 ( 2 ) : 344-348
- [38] Jang-Hwan Kim, Jong-Woo Choi, Seung-Ki Sul. Novel Rotor Flux Observer using Observer Characteristic Function in Complex Vector Space for Field Oriented Induction Motor Drives. Sixteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, March. 2001, 1 ( 1 ) : 615-621
- [39] Rehman H, Derdiyok A, Guven MK. et al. A New Current Model Flux Observer for Wide Speed Range Sensorless Control of an Induction Machine. IEEE Transactions on Power Electronics, Nov. 2002, 17 ( 6 ) : 1041-1048

- [40] Lei Dong, Yongdong Li, Xiaozhong Liao. Novel Speed Sensorless Vector Control with Adaptive Rotor Flux Identification of Induction Motors. The 29th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Nov. 2003, 2 ( 2 ) : 1691-1696
- [41] Jun Hu, Bin Wu, New Integration Algorithms for Estimating Motor Flux over a Wide Speed Range. IEEE Transaction on Power Electronics, Sep. 1998, 13 ( 5 ) : 969-977
- [42] 庄圣贤, 陈永校. 一种非线性控制的感应电机转子磁通闭环观测及应用. 电工技术学报, 2001, 16 ( 4 ) :39-43
- [43] Ohtani T, Takada N, Tanaka K. Vector Control of Induction Motor without Shaft Encoder. IEEE Transactions on Industry Applications, Jan.-Feb. 1992, 28( 1 ): 157-164
- [44] Fei Lin, Chunpeng Zhang, Wenchao Song. et al. A Robust Rotor Flux Observer of Induction Motor with Unknown Rotor and Stator Resistance. The 29th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Nov. 2003, 1 ( 1 ) :738-741
- [45] Gang-Youl Jeong. Speed-Sensorless Induction Motor Control System using a Rotor Speed Compensation with the Rotor Flux Error. IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference, June. 2004, 2 ( 2 ) : 1398-1403
- [46] Jezernik K, Edelbaher G. Sliding Mode Speed Observer of Induction Motor. The 29th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Nov. 2003, 1( 1 ): 77-82
- [47] Soltani J, Arab Markadeh. A current-based output feedback mode control for speed sensorless induction machine drive using adaptive sliding mode flux observer. The Fifth International Conference on Power Electronics and Drive Systems, Nov, 2003: 226-231
- [48] Wang Yaonan, Lu Jiantao, Huang Shoudao. et al. Speed Sensorless Vector Control of Induction Motor Based on the MRAS Theory. The 4th International Power Electronics and Motion Control Conference, Aug. 2004, 2 ( 2 ) : 645-648
- [49] Wang Dazhi, Gu Shusheng, Wang Kenan. A Neural-Network-Base Adaptive Estimator for Speed-Sensorless Control of Induction Motor. Proceedings of the 4th World Congress on Intelligent Control and Automation, June. 2002, 4 ( 4 ) : 2812-2816
- [50] Dae-Il Kim, Myoung-Ho Shin, Dong-Seok Hyun. A Design of Robust Speed Controller for Speed Sensorless Stator-Flux-Oriented Induction Motor Drive. IEEE 28<sup>th</sup> Annual Conference of the Induction Electronics Society, Nov, 2002, 1( 1 ): 406-411
- [51] Nitayotan C, Sangwongwanich S. A Filtered Back EMF Based Speed-Sensorless Induction Motor Drive. IEEE Thirty-Sixth IAS Annual Meeting Industry Applications Conference, Sept-Oct, 2001, 2 ( 2 ) : 1224-1231

- [52] 贾涛, 王耀南, 黄守道等. 基于转速动态估计器的无速度传感器感应电机矢量控制系统研究. 电气传动自动化. 2004, 26 ( 4 ) : 1-4
- [53] Jung-Soo Choi, Wang-Moon Kim, Young-Seok Kim. Speed Sensorless Control of Induction Motor Considering the Flux Saturation. Fifteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, Feb. 2000, 1 ( 1 ) : 148-153
- [54] Myoung-Ho Shin, Dong-Seok Hyun. Speed Sensorless Stator Flux-Oriented Control of Induction Machine in the Field Weakening Region. IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference, June. 2001, 2 ( 2 ) : 1185-1190
- [55] Kubota H, Matsuse K, Nakano T. DSP-Based Speed Adaptive Flux Observer of Induction Motor. IEEE Transactions on Industry Applications, March-April. 1993, 29 ( 2 ) : 344-348
- [56] Rasmussen H. A New Observer for Speed Sensorless Field Oriented Control of an Induction Motor. IEEE 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society, Nov. 2002, 1 ( 1 ) : 420-425
- [57] Rehman H.U, Derdiyok A, Guven M.K. et al. An MRAS Scheme for On-Line Rotor Resistance Adaptation of an Induction Machine. IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference, June. 2001, 2 ( 2 ) : 817-822
- [58] Karanayil B, Rahman MF. Speed Sensorless Vector Controlled Induction Motor Drive with Rotor Time Constant Identification using Artificial Neural Networks. Proceedings of the IEEE International Symposium on Intelligent Control, Oct.2002, 1( 1 ): 715-720
- [59] Karanayil B, Rahman MF, Grantham C. Rotor Resistance Identification using Artificial Neural Networks for a Speed Sensorless Vector Controlled Induction Motor Drive. The 29th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Nov. 2003, 1 ( 1 ) : 419-424
- [60] Vasic V, Vukosavic SN, Levi E. A Stator Resistance Estimation Scheme for Speed Sensorless Rotor Flux Oriented Induction Motor Drives. IEEE Transactions on Energy Conversion, Dec. 2003, 18 ( 4 ) : 476-483
- [61] Constantine Mastorocostas, Iordanis Kioskeridis, Nikos Margaritis, Thermal and Slip Effects on Rotor Time Constant in Vector Controlled Induction Motor Drives, IEEE Transactions on Power Electronics, March. 2006, 21 ( 2 ) : 405-504 ,2006
- [62] 余功军, 钟彦儒, 杨耕. 无速度传感器矢量控制系统中的电机参数辨识. 电气传动. 1999: 7-10

- [63] 蔡超, 陈光东, 段三丁等. 最小二乘法在感应电机参数辨识中的应用研究. 武汉化工学院学报. 2003, 25 ( 2 ) : 57-59
- [64] 何飏, 齐智平. 无速度传感器矢量控制系统的电机参数测算. 农业机械学报. 2005, 36 ( 2 ) : 85-92
- [65] 陈德传, 何旭亮. 异步电动机 T 型等值电路参数估算的新方法探讨. 电气传动自动化. 2003, 25 ( 1 ) : 20-23
- [66] Yang G, Chin TH. Adaptive-speed identification scheme for a vector-controlled speed sensorless inverter-induction motor drive. IEEE Transactions on Industry Applications, July-Aug, 1993, 29 ( 4 ) : 820-825
- [67] Guidi G, Umida H. A Novel Stator Resistance Estimation Method for Speed-Sensorless Induction Motor Drives. IEEE Transactions on Industry Applications, Nov.-Dec. 2000, 36 ( 6 ) : 1619-1627
- [68] Jeong SK, Lee ZG, Toliyat HA. et al. Sensorless Control of Induction Motors with Simultaneous On-Line Estimation of Rotor Resistance and Speed Based on the Feedforward Torque Control Scheme. IEEE International Electric Machines and Drives Conference, June. 2003, 3 ( 3 ) : 1837-1842
- [69] Tajima H, Guidi G. Consideration about Problems and Solutions of Speed Estimation Method and Parameter Tuning for Speed-Sensorless Vector Control of Induction Motor Drives. IEEE Transactions on Industry Applications, Sept.-Oct. 2002, 38 ( 5 ) : 282-1289
- [70] Akatsu K, Kawamura A. Online Rotor Resistance Estimation Using the Transient State Under the Speed Sensorless Control of Induction Motor. IEEE Transactions on Power Electronics, May. 2000, 15 ( 3 ) : 553-560
- [71] Ohyama K, Shinohara K. Small-Signal Stability Analysis of Vector Control System of Induction Motor without Speed Sensor using Synchronous Current Regulator. IEEE Transactions on Industry Applications, Nov.-Dec. 2000, 36 ( 6 ) : 1669-1675
- [72] R Blasco, GM Asher, M Sumner, et al. Dynamic Performance Limitations for MRAS based Sensorless Induction Motor Drives. Part 1: Stability Analysis for the Closed Loop Drive. IEE procedure Electronics Power Application, March, 1996, 143 ( 2 ) : 113-122
- [73] Kazuhiro Ohyama, Greg M. Asher, Mark Summer. Comparative Analysis of Experimental Performance and Stability of Sensorless Induction Motor Drives. IEEE Transaction on Industrial Electronics, Feb, 2006, 53 ( 1 ) : 178-186
- [74] 胡庆波, 吕征宇. 一种新颖的基于空间矢量 PWM 的死区补偿方法. 中国电机工程

- 学报, 2005, 25 ( 3 ) : 13-17
- [75] 谢庆国. 交流调速系统的参数辨识和控制策略研究: [博士学位论文]. 武汉: 华中科技大学, 2001
- [76] 陈坚. 交流电机数学模型及调速系统. 北京: 国防工业出版社, 1989
- [77] 陈坚. 电力电子学—电力电子变换和控制技术. 北京: 高等教育出版社, 2002
- [78] 邹云屏等. 信号与系统分析. 北京: 科学出版社, 2001
- [79] 李华德. 交流调速系统. 北京: 电子工业出版社, 2003
- [80] 陈伯时. 电力拖动自动控制系统 ( 第 2 版 ). 北京: 机械工业出版社, 1992
- [81] 李永东. 交流电机数字控制系统. 北京: 机械工业出版社, 2001
- [82] 王正林, 王胜开. MATLAB/Simulink 与控制系统仿真. 电子工业出版社, 2005
- [83] 吴茂刚, 赵荣祥, 汤新舟. 矢量控制永磁同步电动机低速轻载运行的研究. 电工技术学报, 2005, 20 ( 7 ) : 87-92
- [84] 张寅孩, 严利平, 张仲超. 基于遗传算法辨识噪声模型的异步电机闭环卡尔曼速度估计. 电机与控制学报, 2005, 9 ( 2 ) : 161-165
- [85] 李保全, 陈维远. 线性系统理论. 北京: 国防工业出版社, 1997
- [86] 何关珏. 线性控制系统理论. 沈阳: 辽宁科学技术出版社, 1985
- [87] 夏超英. 交直流传动系统的自适应控制. 北京: 机械工业出版社, 1998
- [88] 吴茂刚, 赵荣祥, 汤新舟. 正弦和空间矢量 PWM 逆变器死区效应分析与补偿. 中国电机工程学报, 2006, 26 ( 12 ) : 101-105
- [89] 李威. 感应电机矢量控制系统研究: [博士学位论文]. 北京: 北方交通大学图书馆, 2001
- [90] 周志刚. 异步电机矢量控制系统研究: [博士学位论文]. 北京: 北方交通大学图书馆, 2003
- [91] 于永. 变频空调压缩机电机无速度传感器矢量控制系统研究: [博士学位论文]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2003
- [92] 张星, 瞿文龙, 陆海峰. 一种能消除直流偏置和稳态误差的电压型磁链观测器. 电工电能新技术, 2006, 25 ( 1 ) : 39-43
- [93] 韦立祥, 刘从伟, 孙旭东等. 一种消除电压型磁链观测器中直流偏置误差的新方法. 清华大学学报 ( 自然科学版 ), 2001, 41 ( 9 ) : 51-54
- [94] 邹旭东. 变速恒频交流励磁双馈风力发电系统及其控制技术研究: [博士学位论

- 文]. 武汉: 华中科技大学图书馆, 2005
- [95] 朱鹏程. 异步电机无速度传感器直接转矩控制研究: [硕士学位论文]. 武汉: 华中科技大学图书馆, 2002
- [96] Yong Yu, Hailong Song, Dianguo Xu. Research on Speed Sensorless Vector Control of Induction Motor Based on Stator Flux Orientation. IEEE 33rd Annual Power Electronics Specialists Conference, June. 2002, 2 ( 2 ) :875-880
- [97] 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. 电气传动, 2001, 3: 3-8
- [98] 陈伯时, 杨耕. 无速度传感器高性能交流调速控制的三条思路及其发展建议. 电气传动, 2006, 36 ( 1 ) : 3-8
- [99] Xianglong Jiang, Jin Zhao, Hui Luo. et al. Neural Network Speed Controller of Induction Motor Drive Based on Direct MRAC Method. The 29th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Nov. 2003, 3 ( 3 ) : 2531-2536
- [100] 和文平, 庄旭, 黄桂春等. 利用瞬时无功实现异步电机无传感器矢量控制的新方法. 防爆电机, 2005, 40 ( 122 ) : 15-18
- [101] 李永东, 李明才. 感应电机高性能无速度传感器控制系统-回顾、现状与展望. 电气传动, 2004, 1: 4-10
- [102] 陈硕, 吴臻鹏, 阮成功. 基于变参数 PI 自适应法的无速度传感器矢量控制系统速度推算方法. 福州大学学报, 2003, 31 ( 1 ) : 65-68
- [103] 缪波涛, 孙旭东, 刘从伟等. 一种异步电动机矢量控制的转速辨识方法. 电工技术学报, 2003, 18 ( 3 ) : 14-18
- [104] 刘铁湘, 陈林康. 无速度传感器异步电机矢量控制方法. 现代电子技术, 2003, 153: 21-22
- [105] 肖金凤, 黄守道, 陈文光. 基于 DSP 的无速度传感器矢量控制系统. 电力电子技术, 2005, 39 ( 1 ) : 32-34
- [106] Schauder C, Adaptive Speed Identification for Vector Control of Induction Motors without Rotational Transducers. IEEE Transactions on Industry Applications, Sept.-Oct. 1992, 28 ( 5 ) : 1054-1061
- [107] Young A Kwon, Sung Hwan Kim. A New Scheme for Speed-Sensorless Control of Induction Motor. IEEE Transactions on Industrial Electronics, June. 2004, 51 ( 3 ) : 545-550

- [108] Hinkkanen M, Analysis and Design of Full-Order Flux Observers for Sensorless Induction Motors. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Oct. 2004, 51 ( 5 ) : 1033-1040
- [109] Fang Zheng Peng, Fukao T, Low-speed performance of robust speed identification using instantaneous reactive power for tachless vector control of induction motors, IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, Oct.1994, vol:509 - 514
- [110] Jong Woo C, Seung Ki S, Inverter output voltage synthesis using novel dead time compensation, IEEE TRANS Power Election, 1996, 11 ( 2 ) : 221-27
- [111] Hyun Soo K, Kyeong Hwa K, Myung Jong Y, On-line dead-time compensation method based on time delay control, IEEE TRANS Control System, 2003, 11 ( 2 ) : 279-285
- [112] Won SeokOh, Yong Kim, Hee Jun Kim, Deadtime compensation of current control inverter using space vector modulation method, Proceeding of International Conference on Power Electronics and Drive Systems, 1995, Singapore
- [113] M.Tsuiji, S.Chen, K. Izumi, et al. A Sensorless Vector Control System for Induction Motor using  $\alpha$ -axis Flux with Stator Resistance Identification, IEEE Trans. Ind. Electron, Feb. 2001, 48 ( 1 ) : 185-194
- [114] Jul-Ki Seok, Jong-Kun Lee, Dong-Choon Lee, Sensorless Speed Control of Nonsalient Permanent-Magnet Synchronous Motor Using Rotor-Position-Tracking PI Controller, IEEE Transactions on Industrial Electronics, April. 2006, 53 ( 2 ) : 399-405, 2006
- [115] Lee ZG, Jeong SK, You SS. et al. Robust Control Against Rotor Resistance Variation for Speed Sensorless Induction Motors. IEEE International Conference on Electric Machines and Drives, May. 2005, 15 ( 1 ) : 444-449
- [116] Suwankawin S, Sangwongwanich S. A Speed-Sensorless IM Drive with Decoupling Control and Stability Analysis of Speed Estimation. IEEE Transactions on Industrial Electronics, April. 2002, 49 ( 2 ) : 444-455
- [117] 胡寿松. 自动控制原理. 北京: 国防工业出版社, 1996
- [118] 康勇. 高频大功率 SPWM 逆变电源输出电压控制技术: [博士学位论文]. 武汉: 华中科技大学图书馆, 1994
- [119] Ortega R, Nicklasson P.J, Espinosa-Perez G, On Speed Control of Induction Motors. American Control Conference, June. 1995, 5 ( 5 ) : 3521 - 3525, 1995.
- [120] 熊健. 三相电压型高频 PWM 整流器研究: [博士学位论文]. 武汉: 华中科技大学图书馆, 1999

## 附录 1 攻读学位期间发表论文目录

- [1] 朝泽云, 徐至新, 钟和清. 基于 DSP 控制的恒流充电电源设计. 电力电子技术, 2003, 37 ( 6 ) : 50-52
- [2] Chao. ZY, Xu. ZX, Zhong. HQ. A based on DSP digital controlled high switching frequency and constant charging current system. 2003 IEEE Pacific Rim Conference on Communications Computers and Signal Processing ( PACRIM 2003 ), v II, Aug 28-30 ,2003,Victoria, B.C., Canada: 868-870 ( EI 检索 : 03457718275 )
- [3] 朝泽云, 徐至新, 陈警, 钟和清. 一种新型带输出耦合电抗器移相全桥电路. 电力电子技术, 2005, 39 ( 4 ) : 27-29
- [4] 朝泽云, 徐至新, 钟和清, 康勇. 静电除尘用高压供电电源特性浅析. 高电压技术, 2006, 32 ( 2 ) : 81-83 ( EI 检索 : 06169831622 )
- [5] 朝泽云, 康勇, 徐至新, 邹旭东. 异步电机矢量控制中死区补偿技术研究. 电力电子技术, 2006, 40(6): 52-53
- [6] 朝泽云, 康勇, 邹旭东, 钟和清, 徐至新. 无速度传感器异步电机矢量控制系统的仿真研究. 变频技术应用, 已录用。
- [7] 朝泽云, 康勇, 钟和清, 徐至新. 异步电机矢量控制系统建模与仿真研究. 电机与控制应用, 已录用。



附录 2 攻读博士学位期间参加的主要科研项目

- [1] “神光 III 能源模块”二期工程充电组件研制 (2003)
- [2] 某型自动充电装置研制 (2003 ~ 2004)
- [3] 某型自动放电控制箱研制 (2004 ~ 2006)
- [4] 《电力电子装置及系统》本科生教材编写 (清华大学出版社, 2006.9)(2005 ~ 2006)