

上海大学

硕士学位论文

用于空调压缩机驱动的无传感器永磁同步电机矢量控制方法研究

姓名：宋丹

申请学位级别：硕士

专业：电力电子与电力传动

指导教师：陈国呈

20080301

## 摘 要

随着家用空调的普及应用,空调已日渐成为耗能大户。我国经济建设多年来高速发展,正面临能源日益紧张的问题,由于空调节能尚有空间,因此人们普遍关注空调节能技术。在家用空调的各种节能技术中,直流压缩机变频驱动是发展的主流方向。从驱动方式上看,直流压缩机可以采用方波控制或矢量控制。与方波控制相比,矢量控制的空调直流压缩机具有噪声低、振动小、效率高等特点,更加符合节能和环保的发展方向。

本文主要研究了适用于空调压缩机负载的无转子位置传感器永磁同步电机矢量控制方法。首先从电机的基本方程入手,详细推导了永磁同步电机矢量控制的数学模型。详细分析了各种电流控制策略特点,提出了采用适合直流压缩机驱动的 MTPA 控制方式。

其次提出了具有凸极效应的压缩机永磁同步电机的一种简化模型,得到了适用于 IPMSM 的滑模观测器,解决了 IPMSM 在  $\alpha\beta$  坐标系中应用滑模观测器困难的问题。针对压缩机运行特点,采用全维状态观测器方法,实现 IPMSM 反电动势的观测,根据反电动势计算出电机转子位置和转速,实现了无传感器矢量控制。本文详细分析了全维状态观测器的极点配置方法,通过将四个极点配置在相同位置,简轻了计算量,也便于实现。

第三,由于反电动势估算法在电机低转速下不能正确估算转子位置,无法正常闭环起动,本文提出了一种简单的用于直流压缩机的起动方法,实现了压缩机的可靠起动。同时在深入分析电机等效模型的基础上,给出了一种简单的电机参数测量方法,通过简单测量和计算,得到系统实现无传感器永磁同步电机矢量控制所需的电感、电阻及反电动势系数等关键参数。

最后通过 MATLAB/Simulink7.1 仿真软件对基于滑模观测器和基于全维观测器的永磁同步电机矢量控制方法进行了仿真验证,设计了以 TMS320F2403 数字信号处理器为控制核心的直流压缩机矢量控制实验平台,并进行了大量的实验验证。仿真及实验结果证明了本文理论分析和所提方法的正确性,并已应用于实际的直流压缩机矢量控制系统。

**关键词:** 永磁同步电机 无传感器 全维状态观测器 滑模观测器 电机参数测量

## ABSTRACT

The widely use of home air-conditioners increases the total power consumption, which makes air-conditioner become big power consumer day by day. Under the power shortage situation, it is imperative to develop energy saving air-conditioners. Among various energy saving technologies, the frequency conversion is the mainstream of energy saving technology used in home air-conditioner. There are two DC compressor control methods. One is rectangle wave control and the other is vector control. Contrasted to rectangle wave control, the vector control DC compressor has the characteristics of low yawp, low vibration and high efficiency, which meet the need of energy saving and environment protection.

This paper focuses on sensorless IPMSM vector control applied to air-conditioner DC compressor. Firstly analyzes the basic equations of IPMSM and educes mathematics model for IPMSM vector control through particular coordinate transform. When analyzes different current control strategies, MTPA control method is adopt to improve the stator current efficiency.

Secondly, this paper brings forward a simplified model for IPMSM. Sliding modes observe is designed based on this new model, which solved SMO application problem. A full-order state observer is designed according to the characteristic of compressor operation, to observer the back electromotive force of IPMSM, the rotor position and speed can be calculated by back EMF. This paper also gives the specific design method for the poles assignment of the state observer, the four poles are assigned to the same place to simplify the calculation and easy to realize.

Thirdly, due to the rotor position can not be estimated accurately through back EMF estimation strategies when rotor speed is slow, this paper puts forward a simple start-up method which is suitable for DC compressor to realize reliable start-up. This paper also deduces a method for measure and calculation IPMSM parameters. After deeply analyzing the equivalent model of DC compressor, the parameters such as stator inductance, resistance and back EMF coefficient can be obtained through this simple method and can be used to realize sensorless vector control for IPMSM.

Finally, the sensorless vector control system based on sliding mode observer and full-order state observer for IPMSM are validated by MATLAB/Simulink7.1 simulation, the DC compressor vector control platform based on TMS320LF2403 digital signal processor is designed to testified state observer method through different experiments. The simulation and experiment results have proved that the proposed methods are correct and could be applied to DC compressor vector control system.

**Keywords:** IPMSM, Sensorless, Full-order state observe, Sliding mode observe, IPMSM parameters measurement

## 原创性声明

本人声明：所呈交的论文是本人在导师指导下进行的研究工作。除了文中特别加以标注和致谢的地方外，论文中不包含其他人已发表或撰写过的研究成果。参与同一工作的其他同志对本研究所做的任何贡献均已在论文中作了明确的说明并表示了谢意。

签 名： 宋丹 日期： 2008.3.7

## 本论文使用授权说明

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

（保密的论文在解密后应遵守此规定）

签 名： 宋丹 导师签名： 陳國呈 日期： 2008.3.7

# 第一章 绪论

## 1.1 课题的研究背景

随着我国经济的高速发展,近年来国内连续出现了严重的“电荒”。据国家电网的报告显示,2006年全国出现拉闸限电的省级电网从2004年的12个扩大到21个,直接影响到了国民经济的快速发展和人民群众正常的生活。造成我国电力紧张的诸多原因中,大幅度增长的居民家电用电,特别是空调用电是重要因素,尤其在夏天和冬天,由于空调用电时间集中,导致了用电高峰时段电力供应严重不足。据国家发改委统计,2006年我国空调用电总量已超过500亿kWh,相当于年耗大半个三峡电站<sup>[1]</sup>。随着城乡居民住宅条件的改善和生活水平的不断提高,家用空调还将进一步普及,空调用电总量还将进一步增加,空调已日渐成为耗能大户。为实现我国发展节约型经济的目标,在我国呈现电力紧张的状况下,空调节能已是刻不容缓。

我国政府已经十分重视空调产品的节能工作,2004年修订家用空调的能耗指标,规定节能型空调产品EER应达到3.2以上(EER称为空调器的制冷系数,又称性能系数或能效比, $EER = \text{制冷量} / \text{制冷消耗功率}$ )。2005年9月我国正式宣告实施能效标识制度。研发、生产和销售推广节能型空调产品已成为我国空调业发展的主旋律<sup>[2]</sup>。

在家用空调的各种节能技术中,变频技术是最有效、最先进的技术之一,是家用空调节能技术的主流发展方向。通常把直接使用电网50Hz或60Hz电源运转压缩机电机的空调称为定速空调,把采用交流变频压缩机的空调称为交流变频空调,而把采用直流压缩机的空调称直流变速空调(俗称直流变频空调)。家用空调采用变频技术实际上是应用现代调速技术对空调压缩机驱动电机进行转速调控,以改变制冷剂的流量,实现空调整冷系统以最经济方式运行。变频空调节能的机理是,当房间温度与制温能力接近平衡点时,压缩机会长时间处在较低频率(转速)下运行,降低了冷媒的流速,使冷媒与室内侧和室外侧系统更加充分地进行热交换,提高了系统的能效比。当在相同的使用条件下连续运行时,同容量的交流变频空调将比定频空调节能30%以上,而直流变频空调又比交流变频

空调节能 10%以上<sup>[3]</sup>。以一台 1.5P 直流变频空调为例,相比于同容量的定速空调每运行一小时可节电 0.5kWh,全年运行时间以 400h 计算,则全年累计节电达 216kWh。据专家估计,如果将我国的家用空调全部换成变频空调,则空调平均节电至少可达 30%,国家可直接获得节能效益每年达 48 亿人民币( $0.4 \text{ 元/kWh} \times 400 \text{ 亿 kWh} \times 30\%$ )。因此推广和使用直流变频空调,对节约资源和保护环境更具有重大的社会和经济效益。

目前,我国生产的家用空调器约占全世界总产量的 95%以上的,仅 2006 年就生产家用空调器 5483 万台。从节能上看,无疑应当生产和使用直流变频空调,然而从 2006 年的变频空调销售的比例看,却并非如此。2006 年家用空调销售总量为 5343 万台,其中定速空调占 91%,交流变频空调占 2%,直流变频空调占 7% (其中内销 1%,出口 6%)<sup>[4]</sup>,在 7%的直流变频空调中,约 80%为日本和韩国空调制造企业生产并直接销往国外,国产直流变频比例只占总制造空调台数的 1.5%左右。

针对上述情况,我国空调业发展的当务之急是研发具有自主知识产权的直流变频空调控制器,解决压缩机驱动电机永磁同步电机的控制问题,全面提升我国空调产品的节能水平,缩短与国际先进水平的差距。

## 1.2 课题的研究现状

直流压缩机驱动电机的控制方法可以分为方波控制以及矢量控制。空调用直流压缩机主要采用转子为永磁材料的永磁同步电机驱动。永磁同步电机无需励磁电流,功率因数可以大幅度提高,在轻载运行时节能效果明显,长期使用可以大幅度节省电能。永磁同步电机还具有体积小、转动惯量小、快速响应性好等优点,非常适合在负载转矩变化较大的情况下使用。同时矢量控制方式,能够有效地减少电机脉动电流的产生,平滑地控制转矩,降低噪音和振动。因此,永磁同步电机驱动空调压缩机不仅可以节能还可延长压缩机的使用寿命,这也使得矢量控制驱动技术成为直流变频空调控制技术的发展方向和研究热点之一<sup>[5-7]</sup>。

矢量控制驱动技术从本质上来说,是永磁同步电机无转子位置传感器矢量控制在压缩机负载下的应用。当直流压缩机采用方波驱动时,通过将电机绕组从逆变器电路中断开一定的时间,在断开时刻检测电压来获得反映转子位置的反电

动势,从而得到电机的转子位置信息。但采用矢量控制时,为了提高驱动系统性能,必须采用连续估算的方法获得转子的位置信息。由于电机的端子一直存在工作电压,反电动势不能直接检测,只能通过实时检测电机的三相电流、输出的电压并利用电机参数将其反电动势计算出来,从而得到转子的位置信息。

由于空调压缩机直接面向产品,产品研究主要以专利形式公开或作为保密技术不公开,针对性空调压缩机驱动的专门文献公开相对较少,所以参考文献主要来源是无转子位置传感器永磁同步电机矢量控制方法的研究<sup>[8-10]</sup>。

国内外许多学者已经对永磁同步电机的无转子位置传感器矢量控制技术进行了深入地研究,提出了许多控制方法。按所适用的范围不同,通常可以把这些控制方法分为两类,一类是适用于高速运行的无转子位置传感器控制方法<sup>[11-20]</sup>;另一类是适用于零速和低速运行的无转子位置传感器方法<sup>[21-27]</sup>。

### 1、适用于高速运行的无位置传感器控制方法

(1) 磁链位置估算法:该算法的性能取决于估算磁链和测量出电压电流的精确性,其优点是计算量小、简单、易于实现,但这种方法对电动机参数依赖性很大,当温度变化、磁饱和效应导致电动机参数发生变化时,估算精度也随之下降,鲁棒性差。应用这种方法时,需要结合电机参数的在线辨识技术。

(2) 模型参考位置估算法:该方法是基于假定转子位置的估算方法,其主要思想为:先假设转子所在位置,利用电机模型计算出在该假设位置时电机的电压或电流值,并通过与实测的电压或电流比较得出两者的差值,该差值正比于假定位置与实际位置之间的角度差。如果该差值减小为零,则可认为此时假定位置为真实位置。该估算方法构成的控制系统简单,能获得良好的稳态性能,但估算精度仍要受电机参数和电流检测精度的影响。

(3) 状态观测器法:其实质是一种状态重构,该方法具有动态性能好、稳定性高、参数鲁棒性强、适应面广等特点,但算法比较复杂,计算量很大。常见的基于状态观测器的转子位置估算方法有:卡尔曼滤波法、扩展卡尔曼滤波法、滑模观测器等。

### 2、适用于零速和低速运行的无转子位置传感器控制方法

前面提到的几种无转子位置传感器控制方法都无法实现或者满足低速,特别是零速时转子位置估算的要求。1993年,Matthew J. Corley 和 R. D. Lorenz 最早提出采用高频信号注入法进行永磁同步电机的低速和零速转子位置估算技术。



根据注入信号的不同,可以分为高频旋转电压注入法、高频旋转电流注入法、高频脉振电压注入法等。使用最为广泛的是高频旋转电压注入法,该方法通过旋转电压矢量励磁,产生高频电流信号,检测并解调,得到转子的位置。

### 1.3 论文的主要内容

本课题来源于上海新源变频器股份有限公司“空调直流压缩机矢量控制器”开发项目。直流变频空调控制器的主要需求有:简单可靠、成本低廉。直流压缩机系统噪声低、振动小、效率高、节能。因此,本课题研究目的是实现无转子位置传感器永磁同步电机矢量控制,提高系统性能,降低成本,以良好的性能适应市场的需求。

本文以用于直流变频空调压缩机驱动的永磁同步电机无传感器矢量控制系统为主要内容展开研究。

第一章中介绍了课题的来源、研究目的和意义以及课题的研究现状。

第二章在推导出 IPMSM 数学模型的基础上,给出了坐标变换的详细过程、讨论了电流控制策略以及闭环控制器的设计方法,建立起基于转子磁场定向的 IPMSM 矢量控制系统。

第三章中针对用于压缩机驱动的永磁同步电机所具有的凸极效应,设计了适用于 IPMSM 的滑模观测器和全维状态观测器,通过观测所得反电动势计算出电机的转子位置和转速,实现无传感器矢量控制。本章提出一种用于直流压缩机的起动方法,实现了压缩机的可靠起动。同时还提出了一种简单的电机参数测量方法,通过该方法可以得到无传感器永磁同步电机矢量控制系统实现所需的电感、电阻及反电动势系数等关键参数。

第四章在 Matlab/Simulink7.1 仿真环境中建立了基于滑模观测器和全维状态观测器的 IPMSM 无转子位置传感器矢量控制系统的仿真模型,对理论分析和设计进行了仿真验证,为实验奠定了基础。

第五章介绍了以 TMS320F2403 为核心的直流压缩机矢量控制系统实验平台以及软、硬件的实现方法,并分析了实验结果。

第六章为全文的总结和展望。

## 第二章 IPMSM 矢量控制原理

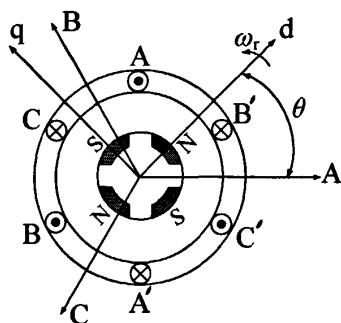
### 2.1 引言

永磁同步电机因其固有优点在空调压缩机驱动中得到广泛应用。为了提高电机效率，降低定子额定工作电流，目前主流空调压缩机都采用高反电动势嵌入式永磁同步电机（IPMSM）驱动<sup>[39]</sup>，在空调压缩机行业内又将永磁同步电机驱动的压缩机简称作直流压缩机。

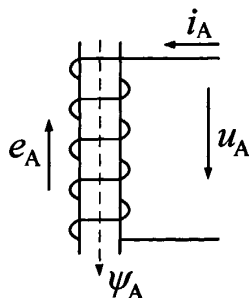
本章作为全文的理论基础，给出了 IPMSM 的数学模型以及矢量控制方法，建立起 IPMSM 矢量控制系统，为下文无转子位置传感器控制方法的研究奠定了基础。

### 2.2 IPMSM 数学模型

图 2.1 (a) 是一台两对极永磁同步电机的简图。同感应电动机一样，可以将正相电流流经一相绕组产生正弦磁动势波的轴线定义为相绕组的轴线，称为 A 轴，并将 A 轴作为 ABC 坐标系的空间参考坐标，取逆时针方向为转速和电磁转矩的正方向，负载转矩正方向与此相反。规定电流通过轴线圈时能产生正磁链，电动势和电压正方向按电动机惯例选取，即与电流方向一致，如图 2.1 (b) 所示<sup>[40]</sup>。



(a) 永磁同步电机简图



(b) 定子电磁正方向关系（电动机惯例）

图 2.1 两对极永磁同步电机物理模型

图中， $\omega_r$  为电机转速（电角速度）， $\theta$  为转子角度（电角度）， $u_A$ 、 $i_A$ 、 $\psi_A$  为定子

A 相绕组电压、电流和磁链， $e_A$  为 A 相反电动势。

为了建立 IPMSM 的数学模型表达式，通常假定<sup>[40]</sup>：

- (1) 忽略磁饱和，不计铁心的涡流损耗和磁滞损耗，认为磁路是线性的；
- (2) 定子绕组三相对称，各相绕组的轴线在空间上互差  $120^\circ$  电角度；
- (3) 相绕组中反电势是正弦波；
- (4) 转子上无阻尼绕组；
- (5) 定子绕组电流在气隙中只产生正弦分布的磁势，忽略磁场的高次谐波；
- (6) 永磁体的电导率为零。

### 2.2.1 定子绕组自感与互感

#### 1、定子绕组自感<sup>[41]</sup>

以定子 A 相绕组自感为例，定子 A 相绕组自感  $L_{AA}$  为

$$L_{AA} = \frac{\psi_A}{i_A} \quad (2.1)$$

当转子永磁体与 A 轴重合时，即  $\theta=0^\circ$  或  $\theta=180^\circ$  时，相应的磁阻最小， $L_{AA}$  达到最大值；而当转子永磁体与 A 轴正交时，即  $\theta=90^\circ$  或  $\theta=270^\circ$  时，相应的磁阻最大， $L_{AA}$  达到最小值。由此可知， $L_{AA}$  以  $180^\circ$  为周期，随永磁体与 A 轴夹角  $\theta$  的变化而呈正弦变化，且恒为正值。

设定子绕组自感中恒定部分为  $L_A$  ( $L_A > 0$ )，脉动部分幅值为  $L_B$ ，如图 2.2 所示，则

$$L_{AA} = L_A + L_B \cos 2\theta \quad (2.2)$$

同理可得

$$\begin{aligned} L_{BB} &= L_A + L_B \cos 2(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ L_{CC} &= L_A + L_B \cos 2(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{aligned} \quad (2.3)$$

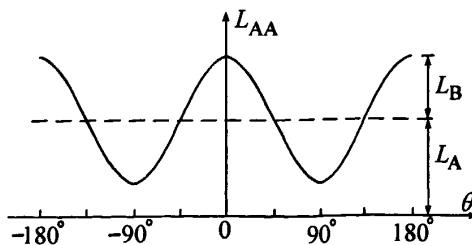


图 2.2 定子 A 相绕组自感  $L_{AA}$ 

## 2、定子绕组互感<sup>[41]</sup>

以定子 A、B 相绕组间互感为例，定义互感为

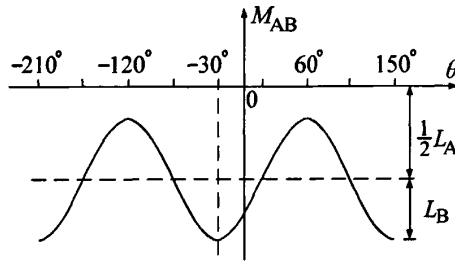
$$\begin{aligned} M_{AB} &= \frac{\psi_A}{i_B} \\ M_{BA} &= \frac{\psi_B}{i_A} \end{aligned} \quad (2.4)$$

且  $M_{AB}=M_{BA}$ 。

由于 A、B 相绕组在空间互差  $120^\circ$ ， $\psi_A$  与  $i_B$  反向，故  $M_{AB}<0$ ；定子间互感与自感类似，也与转子位置有关且以  $180^\circ$  为周期呈正弦变化。

当转子永磁体落后 A 轴  $30^\circ$  时，即  $\theta=30^\circ$  或超前  $150^\circ$  时即  $\theta=150^\circ$  时， $|M_{AB}|$  达到最大值；而当  $\theta=60^\circ$  或  $\theta=-120^\circ$  时， $|M_{AB}|$  达到最小值。 $M_{AB}$  随转子位置角  $\theta$  的变化如图 2.3 所示，可得：

$$\begin{aligned} M_{AB} &= M_{BA} = -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos 2(\theta + \frac{\pi}{6}) = -\frac{1}{2}L_A + L_B \cos 2(\theta - \frac{\pi}{3}) \\ M_{AC} &= M_{CA} = -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos 2(\theta + \frac{5\pi}{6}) = -\frac{1}{2}L_A + L_B \cos 2(\theta + \frac{\pi}{3}) \\ M_{BC} &= M_{CB} = -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos 2(\theta - \frac{\pi}{2}) = -\frac{1}{2}L_A + L_B \cos 2(\theta + \pi) \end{aligned} \quad (2.5)$$


 图 2.3 定子绕组互感  $M_{AB}$ 

### 2.2.2 磁链与电压方程

#### 1、磁链方程

IPMSM 的定子磁链是由定子三相绕组电流和转子永磁体产生，定子三相绕组电流产生的磁链与转子位置角有关，转子永磁体产生的磁链也与转子的位置有关，由此可以建立起定子三相绕组的磁链方程，写成矩阵形式为

$$\begin{bmatrix} \psi_A \\ \psi_B \\ \psi_C \end{bmatrix} = L_{ABC} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + \psi_f \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

式中,  $\psi_A$ 、 $\psi_B$ 、 $\psi_C$  为定子三相绕组磁链,  $i_A$ 、 $i_B$ 、 $i_C$  为定子三相绕组电流,  $\psi_f$  为永

磁体磁场的等效磁链, 也称为反电动势系数  $K_e$ ,  $L_{ABC} = \begin{bmatrix} L_{AA} & M_{AB} & M_{AC} \\ M_{BA} & L_{BB} & M_{BC} \\ M_{CA} & M_{CB} & L_{CC} \end{bmatrix}$  称为

电感矩阵。

## 2、电压方程

在前述正方向的规定下, 可以得到 IPMSM 的电压方程为

$$\begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_A & 0 & 0 \\ 0 & R_B & 0 \\ 0 & 0 & R_C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} \psi_A \\ \psi_B \\ \psi_C \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

式中,  $u_A$ 、 $u_B$ 、 $u_C$  为定子相电压,  $R_A$ 、 $R_B$ 、 $R_C$  为定子绕组每相电阻  $R_A = R_B = R_C = R_s$ ,  $p$  为微分算子,  $p = d/dt$ 。

### 2.2.3 转矩与运动方程

电磁转矩的矢量方程可表示为

$$T_e = P_n \psi_s \times i_s \quad (2.8)$$

其中  $T_e$  为电磁转矩,  $P_n$  为电机极对数,  $i_s$  为电流矢量,  $\psi_s$  为磁链矢量。

将式(2.8)改写到 dq 坐标系下, 有

$$\begin{aligned} T_e &= \frac{3}{2} P_n (\psi_d i_q - \psi_q i_d) \\ &= \frac{3}{2} P_n (\psi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q) \end{aligned} \quad (2.9)$$

由图 2.4 可知

$$\begin{aligned} i_d &= i_s \cos \beta \\ i_q &= i_s \sin \beta \end{aligned} \quad (2.10)$$

其中,  $\beta$  为定子三相基波合成磁动势轴线与永磁体基波励磁磁场轴线间的空间电角度, 也称为转矩角。

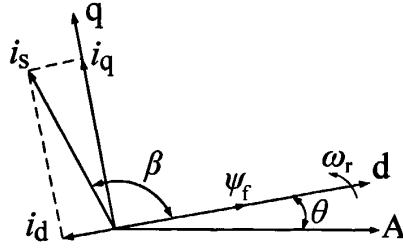
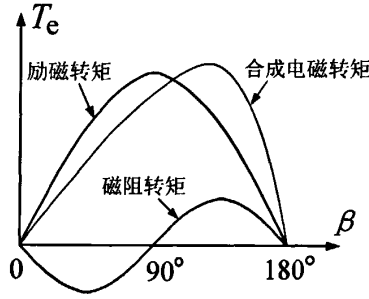


图 2.4 IPMSM 的空间矢量

将式(2.10)代入式(2.9)可得

$$T_e = \frac{3}{2} p_n [\psi_f i_s \sin \beta + \frac{1}{2} (L_d - L_q) i_s^2 \sin 2\beta] \quad (2.11)$$

在式(2.11)中, 中括号内第一项是由定子电流与永磁体励磁磁场相互作用产生的电磁转矩, 称为励磁转矩。中括号内第二项是由转子凸极效应引起的, 称为磁阻转矩<sup>[40]</sup>, 如图 2.5 所示。

图 2.5 IPMSM 矩角特性曲线( $T_e$ - $\beta$ )

在各个物理量规定的正方向下, IPMSM 的运动方程为

$$T_e = T_L + B\omega_m + J_m \frac{d\omega_m}{dt} \quad (2.12)$$

其中  $T_L$  为负载转矩, 空调直流压缩机的周期平均负载属于近似线形的泵类负载<sup>[42]</sup>。  $J_m$  为电机和负载折合到电机轴上的转动惯量,  $B$  为电机和负载折合到电机轴上的粘性摩擦系数 (阻尼系数),  $\omega_m$  为机械角速度,  $\omega_m = \omega_r / P_n$ 。

## 2.3 矢量控制原理

### 2.3.1 矢量控制基本原理

矢量控制的目的是为了改善转矩控制性能, 其基本思想是模拟直流电动机

转矩控制的规律，在磁场定向坐标上，将电流矢量分解成为产生磁通的励磁电流分量  $i_d$  和产生转矩的转矩电流分量  $i_q$ ，并使得两个分量互相垂直，彼此独立，然后分别进行调节，因此矢量控制的关键仍是对定子电流的控制。

由电磁转矩方程式(2.9)可以看出，IPMSM 的转矩取决于转子磁链  $\psi_f$  和定子电流的 d、q 轴分量  $i_d$ 、 $i_q$ 。转子磁链由永磁体产生，磁链幅值恒定，只需要控制  $i_d$ 、 $i_q$  来控制转矩，因此可以采用转子磁链定向的方式来实现 IPMSM 的矢量控制<sup>[43]</sup>。

图 2.6 为 IPMSM 矢量控制系统框图，可以看出该控制系统主要包括转子位置和速度估算；电流控制；速度环、电流环 PI 控制器；坐标变换；SVPWM 等环节。

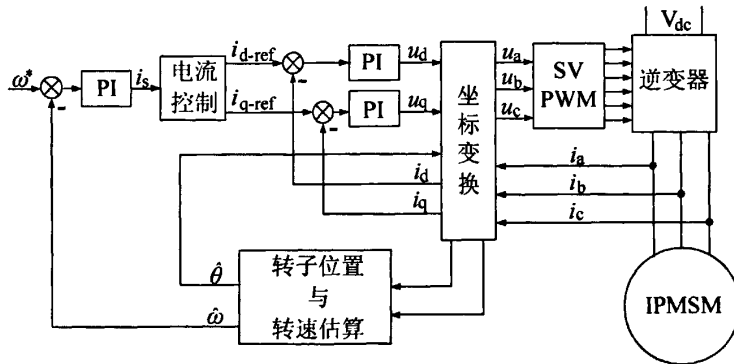


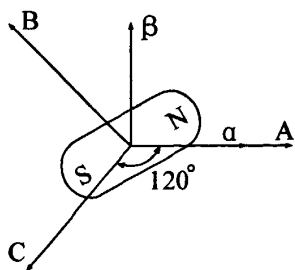
图 2.6 IPMSM 矢量控制系统框图

### 2.3.2 坐标变换

矢量控制系统中要用到的坐标系可分为两大类，一类是静止坐标系，包括三相静止坐标系 ABC 和两相静止坐标系  $\alpha\beta$ ；另一类是旋转坐标系，常用的是两相旋转坐标系 dq。通常将 ABC 坐标系变换到  $\alpha\beta$  坐标系称作 Clarke 变换，而将  $\alpha\beta$  坐标系变换到 dq 坐标系称作 Park 变换。

#### 1、Clarke 变换

根据坐标变换前后基波合成磁动势等效的原则，可将三相静止坐标系 ABC 变换为两相静止坐标系  $\alpha\beta$ ，定义  $\alpha$  轴与定子 A 相绕组重合， $\beta$  轴逆时针超前  $\alpha$  轴  $90^\circ$  空间电角度。如图 2.7 所示。

图 2.7 两相静止坐标系  $\alpha\beta$ 

为了便于计算, 引入一个零序分量, 选取变换矩阵  $T_{\text{Clarke}}$  为

$$T_{\text{Clarke}} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

由式(2.13)可以写出从三相静止坐标系 ABC 到两相静止坐标系  $\alpha\beta$  的变化为

$$\begin{bmatrix} f_{\alpha} \\ f_{\beta} \\ f_0 \end{bmatrix} = T_{\text{Clarke}} \begin{bmatrix} f_A \\ f_B \\ f_C \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

式中  $f$  可代表电压  $u$  电流  $i$  及磁链  $\psi$ 。

将式(2.6)等号左右两边同时左乘  $T_{\text{Clarke}}$  矩阵, 得到定子在两相静止坐标系  $\alpha\beta$  下磁链方程为

$$\begin{bmatrix} \psi_{\alpha} \\ \psi_{\beta} \\ \psi_0 \end{bmatrix} = T_{\text{Clarke}} L_{\text{ABC}} T_{\text{Clarke}}^{-1} \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \\ i_0 \end{bmatrix} + T_{\text{Clarke}} \cdot \psi_f \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

其中  $\psi_{\alpha}$ 、 $\psi_{\beta}$  为  $\alpha\beta$  轴下磁链,  $i_{\alpha}$ 、 $i_{\beta}$  为  $\alpha\beta$  轴下电流,  $\psi_0$ 、 $i_0$  为零序磁链和电流。

由式(2.15)可知,  $\alpha\beta$  坐标系下电感矩阵  $L_{\alpha\beta 0}$  为

$$\begin{aligned} L_{\alpha\beta 0} &= T_{\text{Clarke}} \begin{bmatrix} L_{AA} & M_{AB} & M_{AC} \\ M_{BA} & L_{BB} & M_{BC} \\ M_{CA} & M_{CB} & L_{CC} \end{bmatrix} T_{\text{Clarke}}^{-1} \\ &= \frac{9}{4} \begin{bmatrix} L_A + L_B \cos 2\theta & L_B \sin 2\theta & 0 \\ L_B \sin 2\theta & L_A - L_B \cos 2\theta & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.16)$$



同理可以求得

$$T_{\text{Clarke}} \cdot \psi_f \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} = \psi_f \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \sin \theta \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

经计算整理式(2.15)可以得到在  $\alpha\beta$  坐标系下磁链方程为

$$\begin{bmatrix} \psi_\alpha \\ \psi_\beta \\ \psi_0 \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} L_A + L_B \cos 2\theta & L_B \sin 2\theta & 0 \\ L_B \sin 2\theta & L_A - L_B \cos 2\theta & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} + \psi_f \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \sin \theta \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

将式(2.7)等号左右两边同时左乘  $T_{\text{Clarke}}$  矩阵, 可得  $\alpha\beta$  坐标系下电压方程为

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} + T_{\text{Clarke}} \cdot p \begin{bmatrix} \psi_A \\ \psi_B \\ \psi_C \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

由于  $T_{\text{Clarke}}$  矩阵为常数阵, 故上式也可写为

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} + p \cdot T_{\text{Clarke}} \begin{bmatrix} \psi_A \\ \psi_B \\ \psi_C \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} + p \cdot \begin{bmatrix} \psi_\alpha \\ \psi_\beta \\ \psi_0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.20)$$

其中  $u_\alpha$ 、 $u_\beta$  为  $\alpha\beta$  轴电压,  $u_0$  为零序电压。

根据电机三相定子电流在电枢绕组中性点满足基尔霍夫电流定律, 可以得到三相电流相加和等于零, 因此定子电流的零序分量等于零, 可以计算得出定子磁链和电压的零序分量也为零<sup>[40]</sup>。

因此, 可将式(2.18)、式(2.19)写为

$$\begin{bmatrix} \psi_\alpha \\ \psi_\beta \end{bmatrix} = L_{\alpha\beta} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \psi_f \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \sin \theta \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

$$\text{其中 } L_{\alpha\beta} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} L_A + L_B \cos 2\theta & L_B \sin 2\theta \\ L_B \sin 2\theta & L_A - L_B \cos 2\theta \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} \psi_\alpha \\ \psi_\beta \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

经过 Clarke 变换后, 定子磁链和电压方程的系数矩阵仍然与转子位置角  $\theta$  有关, 还需要进一步实现对转子位置角的解耦变换。

## 2、Park 变换

将两相静止坐标系  $\alpha\beta$  固定在转子上, 使其在空间随同转子以电角速度  $\omega_r$  一起同步旋转, 得到两相旋转坐标系  $dq$ 。定义  $d$  轴与转子磁极轴线重合,  $q$  轴逆时针超前  $d$  轴  $90^\circ$  空间电角度,  $d$  轴与 A 相定子绕组的夹角为  $\theta$ , 如图 2.8 所示。

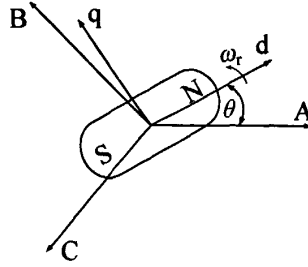


图 2.8 两相同步旋转坐标系 dq

选取变换矩阵  $T_{\text{Park}}$  为

$$T_{\text{Park}} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

由式(2.23)可得从两相静止坐标系  $\alpha\beta$  到两相同步旋转坐标系  $dq$  的变化为

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} = T_{\text{Park}} \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

将式(2.21)等号左右两边同时左乘  $T_{\text{Park}}$  矩阵, 可得永磁同步电机在  $dq$  坐标系下的磁链方程为

$$\begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} = T_{\text{Park}} \cdot L_{\alpha\beta} \cdot T_{\text{Park}}^{-1} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + T_{\text{Park}} \psi_f \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \sin \theta \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

式中  $\psi_d$ 、 $\psi_q$  为  $dq$  轴磁链,  $i_d$ 、 $i_q$  为  $dq$  轴电流。

定义在  $dq$  坐标系下, 电感矩阵  $L_{dq}$  为

$$\begin{aligned} L_{dq} &= T_{\text{Park}} \cdot L_{\alpha\beta} \cdot T_{\text{Park}}^{-1} \\ &= T_{\text{Park}} \begin{bmatrix} L_A + L_B \cos 2\theta & L_B \sin 2\theta \\ L_B \sin 2\theta & L_A - L_B \cos 2\theta \end{bmatrix} T_{\text{Park}}^{-1} \\ &= \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_A + L_B \cos 2\theta & L_B \sin 2\theta \\ L_B \sin 2\theta & L_A - L_B \cos 2\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} L_A - L_B & 0 \\ 0 & L_A + L_B \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.26)$$

整理可得在 dq 坐标系下磁链方程为

$$\begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} L_A + L_B & 0 \\ 0 & L_A - L_B \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \psi_f \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

定义 d 轴电感、q 轴电感为

$$L_d = \frac{3}{2}(L_A + L_B) \quad (2.28)$$

$$L_q = \frac{3}{2}(L_A - L_B) \quad (2.29)$$

则式(2.27)可以写为

$$\begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \psi_f \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

将式(2.22)等号左右两边同时左乘  $T_{\text{Park}}$  矩阵, 可得 dq 坐标系下电压方程为

$$\begin{aligned} T_{\text{Park}} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} &= T_{\text{Park}} \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + T_{\text{Park}} \cdot P \begin{bmatrix} \psi_\alpha \\ \psi_\beta \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + T_{\text{Park}} \cdot P \begin{bmatrix} \psi_\alpha \\ \psi_\beta \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.31)$$

由于  $T_{\text{Park}}$  矩阵含有时变量  $\theta$ , 且在稳态下  $d\theta/dt = \omega_r$ , 可以得到

$$\begin{aligned} T_{\text{Park}} \cdot P \begin{bmatrix} \psi_\alpha \\ \psi_\beta \end{bmatrix} &= T_{\text{Park}} \cdot P \{ L_{\alpha\beta} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \psi_f \begin{bmatrix} \cos\theta \\ \sin\theta \end{bmatrix} \} \\ &= T_{\text{Park}} \cdot P \{ L_{\alpha\beta} T_{\text{Park}}^{-1} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \psi_f \begin{bmatrix} \cos\theta \\ \sin\theta \end{bmatrix} \} \\ &= T_{\text{Park}} \cdot P \{ T_{\text{Park}}^{-1} T_{\text{Park}} \cdot L_{\alpha\beta} T_{\text{Park}}^{-1} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \psi_f \begin{bmatrix} \cos\theta \\ \sin\theta \end{bmatrix} \} \\ &= T_{\text{Park}} \cdot P \{ T_{\text{Park}}^{-1} \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \psi_f \begin{bmatrix} \cos\theta \\ \sin\theta \end{bmatrix} \} \\ &= \omega_r \begin{bmatrix} 0 & -L_d \\ L_q & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \omega_r \psi_f \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

将上面的计算结果代入式(2.31), 可以得到

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \omega_r \begin{bmatrix} 0 & -L_q \\ L_d & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \omega_r \psi_f \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (2.32)$$

由式(2.32)可以看出, 利用坐标变换可在 dq 坐标系下实现 IPMSM 转子位置的解耦, 从而简化了运算和分析。

根据 IPMSM 在 dq 坐标系下的数学模型可以得到矢量图, 如图 2.9 所示。

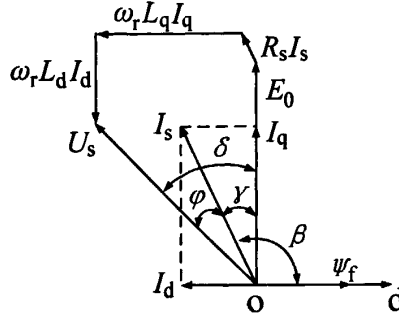


图 2.9 IPMSM 矢量图

图中,  $I_s$  与  $E_0$  的夹角称为内功率因数角, 记作  $\gamma$ ;  $I_s$  与  $U_s$  的夹角称为功率因数角, 记作  $\varphi$ ;  $I_s$  与 d 轴的夹角称为转矩角, 记作  $\beta$ ;  $U_s$  与  $E_0$  的夹角称为功率角, 记作  $\delta$ 。

### 2.3.3 闭环控制结构

IPMSM 矢量控制系统采用双闭环控制结构, 内环为电流环, 外环为速度环。本文采用 PI 控制作为闭环控制策略, 下面给出 PI 控制器的设计过程。

#### 1、电流环 PI 控制器的设计

由式(2.32)可知, 由于有  $\hat{\omega}_r L_d i_d$  和  $-\hat{\omega}_r L_q i_q$  两项的存在, dq 轴电流是耦合的, 无法通过 PI 控制器分别其进行控制, 因此首先需要进行 dq 轴电流解耦控制。

##### (1) 电流环解耦控制策略

要实现解耦控制, 需要引入  $i_d$ 、 $i_q$  以及  $\omega_r$  的状态反馈, 令  $u_{d0} = -\hat{\omega}_r L_q i_q$ ,  $u_{q0} = \hat{\omega}_r (L_d i_d + \psi_f)$ , 则可将式(2.32)改写为

$$\begin{aligned} u_d &= R_s i_d + L_d \dot{i}_d + u_{d0} \\ u_q &= R_s i_q + L_q \dot{i}_q + u_{q0} \end{aligned} \quad (2.33)$$

式中,  $u_{d0}$ 、 $u_{q0}$  表示 d、q 轴耦合部分的电压。

将 d、q 轴耦合部分的电压作为补偿量后, 可以把式(2.33)简写为

$$\begin{aligned} u_d &= R_s i_d + L_d \dot{i}_d \\ u_q &= R_s i_q + L_q \dot{i}_q \end{aligned} \quad (2.34)$$

当按式(2.33)选取电压指令  $u_d$ 、 $u_q$  时, 所得到的方程不含耦合变量, 故控制

是解耦的。本文所采用的电流反馈跟踪控制解耦方案，如图 2.10 所示。通过 PI 控制器强迫电机电流  $i_d$ 、 $i_q$  跟踪指令电流  $i_{d-ref}$ 、 $i_{q-ref}$ ，使  $i_d \approx i_{d-ref}$ 、 $i_q \approx i_{q-ref}$ ，能使永磁同步电动机得到近似解耦控制且实现方便。

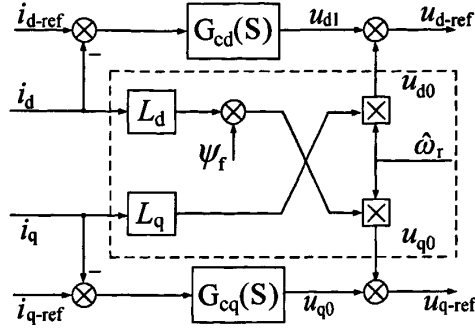


图 2.10 电流反馈跟踪控制方框图

图 2.10 中  $G_{cd}(s)$ 、 $G_{cq}(s)$  为 d、q 轴 PI 控制器； $u_{d1}$ 、 $u_{q1}$  为 d、q 轴 PI 控制器输出电压。

根据图 2.10 可以得出以下关系式

$$\begin{aligned} u_{d-ref} &= u_{d1} + u_{d0} \\ &= G_{cd}(s) \cdot (i_{d-ref} - i_d) + \hat{\omega}_r (L_d i_d + \psi_f) \\ u_{q-ref} &= u_{q1} + u_{q0} \\ &= G_{cq}(s) \cdot (i_{q-ref} - i_q) - \hat{\omega}_r L_q i_q \end{aligned} \quad (2.35)$$

## (2) 电流环 PI 控制器设计

对式(2.34)进行拉式变换，可得在理想状态下，线性化后电流控制系统如图 2.11 所示，传递函数  $G_d(s)$ 、 $G_q(s)$  为

$$\begin{aligned} G_d(s) &= \frac{1}{L_d s + R_s} \\ G_q(s) &= \frac{1}{L_q s + R_s} \end{aligned} \quad (2.36)$$

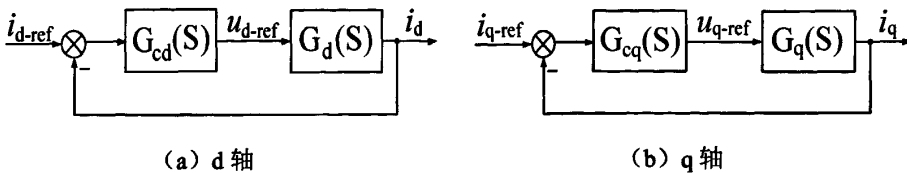


图 2.11 线性化电流控制系统方框图

d、q 轴闭环传递函数  $H_{dc}(s)$ 、 $H_{qc}(s)$  分别为：

$$\begin{aligned}
H_{dc}(s) &= \frac{i_d(s)}{i_{d-ref}(s)} = \frac{\frac{K_{pcd}s + K_{ic}}{s} \cdot \frac{1}{L_d s + R_s}}{1 + \frac{K_{pcd}s + K_{ic}}{s} \cdot \frac{1}{L_d s + R_s}} \\
&= \frac{K_{pcd}s + K_{ic}}{s(L_d s + R_s) + K_{pcd}s + K_{ic}} \\
H_{qc}(s) &= \frac{i_q(s)}{i_{q-ref}(s)} = \frac{\frac{K_{pcq}s + K_{ic}}{s} \cdot \frac{1}{L_q s + R_s}}{1 + \frac{K_{pcq}s + K_{ic}}{s} \cdot \frac{1}{L_q s + R_s}} \\
&= \frac{K_{pcq}s + K_{ic}}{s(L_q s + R_s) + K_{pcq}s + K_{ic}}
\end{aligned} \tag{2.37}$$

由式(2.37)可知, 选择合适的  $K_{pcd}$ 、 $K_{pcq}$ , 通过配置 PI 控制器的零点可以消除电机动态性的影响。再考虑到闭环系统的响应速度, 即电流环的跟随性能, 可以选择电流环的带宽为  $\omega_c$ , 得比例、积分系数分别为

$$\begin{aligned}
K_{pcd} &= L_d \omega_c \\
K_{pcq} &= L_q \omega_c \\
K_{ic} &= R_s \omega_c
\end{aligned} \tag{2.38}$$

将式(2.38)代入式(2.37)可以化简得电流环闭环传递函数为

$$H_{dc}(s) = H_{qc}(s) = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \tag{2.39}$$

d、q 轴电流 PI 控制器使用了限幅环节, 对其输出进行限幅控制, 当输出到达限幅值时, 控制器积分进入饱和状态, 积分累计引起输出控制量增大, 使得控制性能变差甚至出现系统不稳定的情况<sup>[47][48]</sup>。为了避免这种 Wind-up 现象的产生, 本文使用了如图 2.12 示的防饱和 PI 控制器, 其中防饱和系数  $K_{acd}=1/K_{pcd}$ ,  $K_{acq}=1/K_{pcq}$ 。

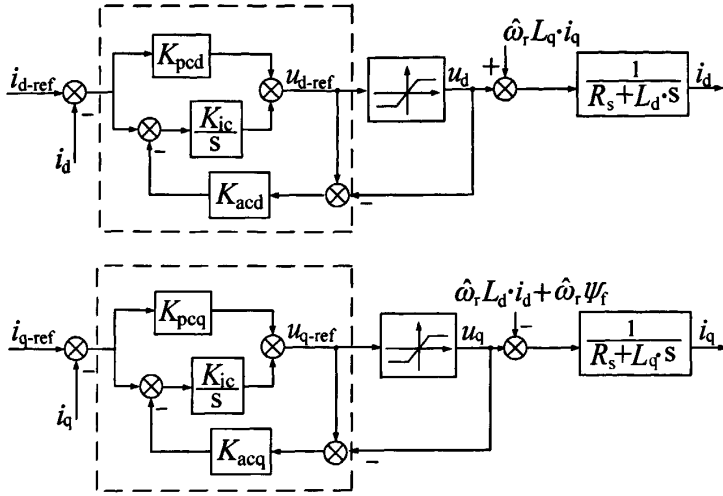


图 2.12 防饱和电流环 PI 控制器

采用这种防饱和 PI 控制器, 可以减小 PI 控制器积分环节的误差, 从而避免发生 Wind-up 现象, 提高系统的稳定性。

## 2、速度环 PI 控制器的设计

速度环 PI 控制器根据给定速度和反馈速度之差调整 IPMSM 的转速。考虑到电机的磁阻转矩和弱磁调速的情况, 电机的电磁转矩方程为非线性方程, 设计速度环 PI 控制器时需要先对其进行线性化。

### (1) 速度环线性化模型

假设负载转矩  $T_L$  恒定, 忽略粘滞系数  $B$ , 考虑到磁阻转矩以及弱磁控制的情况, 可以采用小信号扰动法得到线性化后速度环的方框图, 如图 2.13 所示。

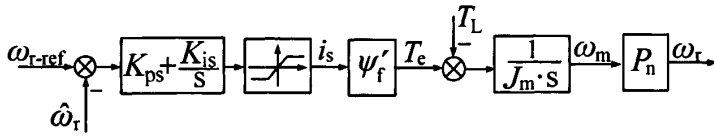


图 2.13 线性化后速度环方框图

$$\begin{aligned} \left. \frac{\partial T_e}{\partial i_s} \right|_{i_s=i_{s0}} &= \frac{3}{2} P_n [\psi_f \sin \beta + \frac{1}{2} (L_d - L_q) i_{s0} \sin 2\beta] \\ &= P_n \psi_f' \end{aligned} \quad (2.40)$$

### (2) 速度环控制器设计

得到速度环线性化模型之后, 可以按照设计电流环 PI 控制器的方法设计速度环 PI 控制器。取速度环 PI 控制器带宽为  $\omega_s$  ( $\omega_s = \omega_c / 100$ ), 可得比例、积分系数为:

$$K_{ps} = 2\zeta_s \omega_s \cdot \frac{J_m}{\psi'_f P_n} \quad (2.41)$$

$$K_{is} = \omega_s^2 \cdot \frac{J_m}{\psi'_f P_n}$$

则速度环传递函数  $H_s(s)$  为

$$H_s(s) = \frac{\omega_r(s)}{\omega_{ref}(s)} = \frac{2\zeta_s \omega_s s + \omega_s^2}{s^2 + 2\zeta_s \omega_s s + \omega_s^2} \quad (2.42)$$

式中,  $\zeta_s$  为阻尼系数,  $\omega_s$  为自然频率。

同样, 对于速度环 PI 控制器也需要采用防饱和设计, 如图 2.14 所示, 其中防饱和系数  $K_{as}=1/K_{ps}$ 。

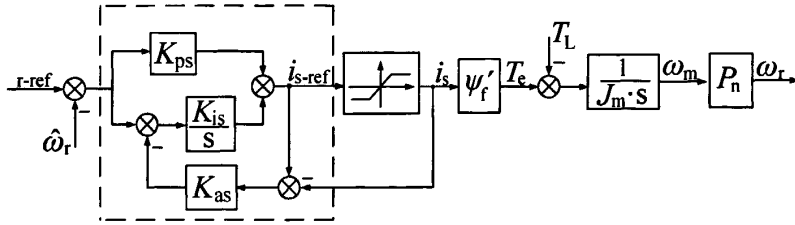


图 2.14 防饱和速度环 PI 控制器

### 2.3.4 电流控制策略

由 IPMSM 运动方程式(2.12)可见, 电机动态特性的调节和控制完全取决于能否简便而精确的控制电机的电磁转矩。而由式(2.9)可以看出, IPMSM 对转矩的控制最终可归结为对 d、q 轴电流的控制。根据给定转矩确定 d、q 轴电流的控制方法, 就是电流控制策略。常见的电流控制策略主要有:  $i_d=0$  控制, 最大转矩/电流比(MTPA)控制, 功率因数等于 1( $\cos \varphi=1$ )控制以及恒磁链控制。

#### (1) $i_d=0$ 的控制

$i_d=0$  的控制称为磁场定向控制, 该方法简单, 计算量小, 没有电枢反应对电机的去磁问题, 使用比较广泛。

当  $i_d=0$  时, 由式(2.9)可知, 电磁转矩  $T_e$  可以改写为

$$T_e = \frac{3}{2} P_n \psi_d i_q \quad (2.43)$$

电机所有电流均用来产生电磁力矩, 控制效率有所提高。缺点是随着输出转矩增加, 电机端电压增加较快, 功率因数下降, 对逆变器容量要求提高, 无法



充分利用电机的磁阻转矩，不能发挥其输出转矩的能力。

### (2) 功率因数等于 1( $\cos \varphi=1$ )控制

由图 2.9 可知， $\cos(\delta - \gamma) = \cos \varphi = 1$ ， $I_s$  与  $U_s$  重合。电机直、交轴电流间关系为

$$i_q = \cot \gamma \cdot i_d \quad (2.44)$$

$$\cot \gamma = \frac{E_0 - \omega_r L_d i_d}{\omega_r L_q i_q} \quad (2.45)$$

将式(2.45)代入式(2.44)可知

$$i_q = \sqrt{\frac{E_0 i_d - \omega_r L_d i_d^2}{\omega_r L_q}} \quad (2.46)$$

$$i_s = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} = \sqrt{\frac{L_q - L_d}{L_q} i_d^2 + \frac{E_0 i_d}{\omega_r L_q}} \quad (2.47)$$

根据式(2.46)可以将电磁转矩公式改写为

$$T_e = \frac{3}{2} p_n [\psi_f \sqrt{\frac{E_0 i_d - \omega_r L_d i_d^2}{\omega_r L_q}} + (L_d - L_q) i_d \sqrt{\frac{E_0 i_d - \omega_r L_d i_d^2}{\omega_r L_q}}] \quad (2.48)$$

该方法使电机的功率因数恒为 1，逆变器的容量得到充分的利用。但是在永磁电机中，由于转子励磁不能调节，在负载变化时，转矩绕组的总磁链无法保持恒定，所以电枢电流和转矩之间不能保持线性关系。而且最大输出力矩小，退磁系数较大，永磁材料可能被去磁，造成电机电磁转矩、功率因数和效率下降。

### (3) 恒磁链控制

恒磁链控制就是控制电机定子电流，使电机全磁链  $\psi_0$  与转子永磁体产生的磁链  $\psi_f$  相等，即

$$\sqrt{(\psi_f + L_d i_d)^2 + (L_q i_q)^2} = \psi_f \quad (2.49)$$

由式(2.49)可得

$$i_q = \frac{\sqrt{-2\psi_f L_d i_d - (L_d i_d)^2}}{L_q} \quad (2.50)$$

将式(2.49)代入式(2.11)可得

$$i_s = \frac{-2L_d \psi_f \cos \beta}{(L_d \cos \beta)^2 + (L_q \sin \beta)^2} \quad (2.51)$$

根据式(2.50)也可将电磁转矩公式改写为

$$T_e = \frac{3}{2} P_n [\psi_f \frac{\sqrt{-2\psi_f L_d i_d - (L_d i_d)^2}}{L_q} + (L_d - L_q) i_d \frac{\sqrt{-2\psi_f L_d i_d - (L_d i_d)^2}}{L_q}] \quad (2.52)$$

当采用恒磁链控制时, 电机输入功率因数为

$$\cos \varphi = \cos(\delta - \gamma) = \cos(\delta - \beta + \frac{\pi}{2}) = \cos(\delta - \beta) \quad (2.53)$$

$$\text{其中 } \delta = \tan^{-1} \frac{\omega_r L_q i_q}{E_0 - \omega_r L_d i_d}, \quad \beta = \frac{\pi}{2} + \tan^{-1} \frac{i_d}{i_q}。$$

在恒磁链控制中, 电机输入功率因数随定子电流的增加而减小, 随输出力矩的增大而减小, 这种方法在功率因数较高的条件下, 能一定程度上提高电机的最大输出力矩, 但仍存在最大输出力矩的限制。

#### (4) 最大转矩/电流比控制(MTPA)控制

将式(2.11)改写成为

$$\frac{T_e}{i_s} = \frac{3}{2} P_n [\psi_f \sin \beta + \frac{1}{2} (L_d - L_q) i_s \sin 2\beta] \quad (2.54)$$

对式(2.54)求一阶和二阶偏导数并令一阶导数为零, 可得

$$\cos \beta = \frac{-\psi_f + \sqrt{\psi_f^2 + 8(L_d - L_q)^2 i_s^2}}{4(L_d - L_q) i_s} \quad (2.55)$$

由式(2.55)计算得到的转矩控制角  $\beta$  即为 MTPA 控制角。根据电机参数和当前的  $i_s$  可在线计算出  $\sin \beta$  和  $\cos \beta$ , 再根据式(2.10)计算  $i_d$ 、 $i_q$  给定值, 就可使电机工作在最大转矩/电流控制状态下。

综上所述, 采用  $i_d=0$  是一种最为简单的矢量控制方式, 但考虑到 IPMSM 中  $L_d \neq L_q$ , 需要通过对  $i_d$  和  $i_q$  的协调控制来优化系统的控制性能。因此, 采用 MTPA 控制作为 IPMSM 矢量控制系统中的电流控制方式。

## 2.4 本章小结

本章从 IPMSM 的基本方程出发, 经过坐标变换推导出适合 IPMSM 的矢量控制数学模型, 同时讨论了电流控制策略, 并给出了速度环、电流环防饱和 PI 控制器的设计方法。本章所建立起的 IPMSM 双闭环矢量控制系统, 为下文无转子位置传感器控制方法的研究奠定了基础。

### 第三章 IPMSM 无位置传感器矢量控制的实现方法

#### 3.1 引言

在空调用直流压缩机中，IPMSM 与压缩机的机械壳体制造在一起，依靠冷媒和壳体来冷却，这使得一般简易的转子位置传感器很难正常工作。考虑到成本和可靠性，几乎所有的直流压缩机都没有安装转子位置传感器，而是通过对转子位置角的估算来实现矢量控制，如图 3.1 所示。

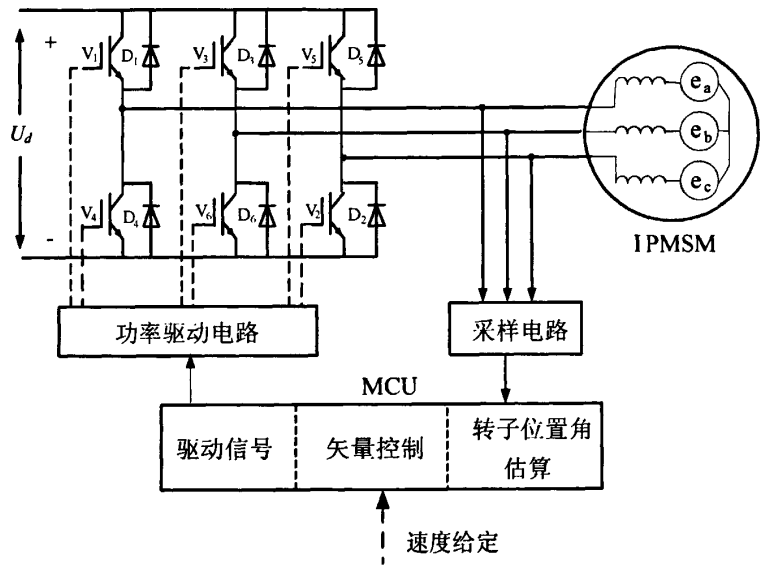


图 3.1 直流压缩机驱动控制结构图

空调用直流压缩机的运转转速范围为 15~120rps（即 900~7200rpm），在通常情况下不需要工作在极低或极高转速下。而且为了降低定子额定工作电流，提高电机效率，主要选用具有高反电动势的 IPMSM 驱动压缩机。因此，可以采用基于反电动势估算的方法来计算电机的转子位置。

#### 3.2 基于滑模观测器的转子位置估算方法

滑模观测器（Sliding Mode Observer）对电机参数不敏感，能够实现对转子位置的准确估算。

### 3.1.1 滑模观测器原理

根据滑模变结构控制理论<sup>[50]</sup>, 对系统

$$\dot{x} = A(x) + B(x)u \quad (3.1)$$

如果输入函数为

$$u = \begin{cases} u^+ & s(x) > 0 \\ u^- & s(x) < 0 \end{cases} \quad (3.2)$$

式中

$$s(x) = Cx \quad (3.3)$$

由于输入函数  $u$  在不同的系统运动状态下采用不同的控制极性, 系统的控制结构产生变化。因此, 不能采用传统的微分方程理论对该系统的动态特性进行分析。

对于上述系统, 可以选择  $s(x) = 0$  所描述的一个超平面 (通常称开关面), 这个超平面将系统运动空间分割为不同的区域, 通过控制输入  $u$ , 使得从任意初始状态出发的运动点在  $u$  的作用下均能到达超平面, 且状态将一直沿超平面滑向原点, 也就是产生了滑模运动。当系统处于滑模运动时, 其性能完全由滑模超平面决定, 系统对参数变化及外部扰动不敏感, 系统鲁棒性好。

滑模运动在全局范围内渐进稳定的条件为

$$\dot{V} = s(x)^T \dot{s}(x) \leq 0 \quad (3.4)$$

式中  $V$  为 Lyapunov 函数且  $V = (s^T s) / 2$ 。

只要满足式(3.4)条件, 滑模观测器就可以在有限时间内到达滑模面并在其上进行滑模运动。

### 3.1.2 滑模观测器估算转子位置的实现

#### (1) 基于 $\alpha\beta$ 坐标系的 IPMSM 数学模型

本文基于  $\alpha\beta$  坐标系来构造滑模观测器, 将式(2.22)改写可以得到 IPMSM 在  $\alpha\beta$  坐标系下的电压方程为

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} L_0 & 0 \\ 0 & L_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_\alpha \\ \dot{i}_\beta \end{bmatrix} + p\Delta L \begin{bmatrix} \cos 2\theta & \sin 2\theta \\ \sin 2\theta & -\cos 2\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + K_e \omega_r \begin{bmatrix} -\sin \theta \\ \cos \theta \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

其中  $L_0=(L_d+L_q)/2$ ,  $\Delta L=(L_d-L_q)/2$ 。

可以看出, 在式(3.5)中等号右端第三项与转子位置有关, 并对反电动势的计算有影响。当磁阻转矩较小, 即  $\Delta L \approx 0$  时, 可将式(3.5)简化。但压缩机驱动所采用的 IPMSM, 其凸极率一般不能忽略。因此, 若要准确地计算出电机的反电动势就需要采用  $i_d=0$  的电流控制策略, 使得电机的磁阻转矩为 0, 简化电压方程。

由式(2.24)可得电流在  $\alpha\beta$ 、 $dq$  坐标系下的关系为

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

将  $i_d=0$  代入式(3.6)有

$$i_\alpha \cos\theta + i_\beta \sin\theta = 0 \quad (3.7)$$

将式(3.7)代入(3.5)可得简化后的电压方程为

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} L_0 & 0 \\ 0 & L_0 - \Delta L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + K_e \omega_r \begin{bmatrix} -\sin\theta \\ \cos\theta \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

式(3.8)写为状态方程形式有

$$\begin{aligned} \frac{di_\alpha}{dt} &= -\frac{R_s}{L_0} i_\alpha + \frac{1}{L_0} u_\alpha - \frac{1}{L_0} e_\alpha \\ \frac{di_\beta}{dt} &= -\frac{R_s}{L_0 - \Delta L} i_\beta + \frac{1}{L_0 - \Delta L} u_\beta - \frac{1}{L_0 - \Delta L} e_\beta \\ e_\alpha &= -K_e \omega_r \sin\theta \\ e_\beta &= K_e \omega_r \cos\theta \end{aligned} \quad (3.9)$$

## (2) 滑模观测器的设计

根据式(3.9)构造滑模观测器

$$\begin{aligned} \frac{d\hat{i}_\alpha}{dt} &= -\frac{R_s}{L_0} \hat{i}_\alpha + \frac{1}{L_0} u_\alpha - \frac{K_{sw}}{L_0} \text{sgn}(\hat{i}_\alpha - i_\alpha) \\ \frac{d\hat{i}_\beta}{dt} &= -\frac{R_s}{L_0 - \Delta L} \hat{i}_\beta + \frac{1}{L_0 - \Delta L} u_\beta - \frac{K_{sw}}{L_0 - \Delta L} \text{sgn}(\hat{i}_\beta - i_\beta) \end{aligned} \quad (3.10)$$

其中  $K_{sw}$  为滑模观测器的增益,  $\hat{i}_\alpha$ 、 $\hat{i}_\beta$  为  $\alpha\beta$  坐标下电流估算值,  $\text{sgn}$  为符号函数。

$$\text{sgn}(\hat{i}_\alpha - i_\alpha) = \begin{cases} 1 & \hat{i}_\alpha - i_\alpha > 0 \\ 0 & \hat{i}_\alpha - i_\alpha = 0 \\ -1 & \hat{i}_\alpha - i_\alpha < 0 \end{cases} \quad (3.11)$$

$$\text{sgn}(\hat{i}_\beta - i_\beta) = \begin{cases} 1 & \hat{i}_\beta - i_\beta > 0 \\ 0 & \hat{i}_\beta - i_\beta = 0 \\ -1 & \hat{i}_\beta - i_\beta < 0 \end{cases} \quad (3.12)$$

将式(3.9)与式(3.10)相减, 可得滑模观测动态误差方程为

$$\begin{aligned} \frac{d(\hat{i}_\alpha - i_\alpha)}{dt} &= -\frac{R_s}{L_0}(\hat{i}_\alpha - i_\alpha) + \frac{1}{L_0}e_\alpha - \frac{K_{sw}}{L_0}\text{sgn}(\hat{i}_\alpha - i_\alpha) \\ \frac{d(\hat{i}_\beta - i_\beta)}{dt} &= -\frac{R_s}{L_0 - \Delta L}(\hat{i}_\beta - i_\beta) + \frac{1}{L_0 - \Delta L}e_\beta - \frac{K_{sw}}{L_0 - \Delta L}\text{sgn}(\hat{i}_\beta - i_\beta) \end{aligned} \quad (3.13)$$

如果选择

$$s(x) = \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha - i_\alpha \\ \hat{i}_\beta - i_\beta \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

为滑模超平面, 此时若能满足式(3.4)的条件, 则式(3.13)是渐进稳定的。

将式(3.13)代入(3.4)可得

$$\begin{cases} [-\frac{R_s}{L_0}(\hat{i}_\alpha - i_\alpha)^2 + \frac{1}{L_0}(e_\alpha - K_{sw})(\hat{i}_\alpha - i_\alpha)] < 0 & (\hat{i}_\alpha - i_\alpha) > 0 \\ [-\frac{R_s}{L_0}(\hat{i}_\alpha - i_\alpha)^2 + \frac{1}{L_0}(e_\alpha + K_{sw})(\hat{i}_\alpha - i_\alpha)] < 0 & (\hat{i}_\alpha - i_\alpha) < 0 \end{cases} \quad (3.15)$$

$$\begin{cases} [-\frac{R_s}{L_0 - \Delta L}(\hat{i}_\beta - i_\beta)^2 + \frac{1}{L_0 - \Delta L}(e_\beta - K_{sw})(\hat{i}_\beta - i_\beta)] < 0 & (\hat{i}_\beta - i_\beta) > 0 \\ [-\frac{R_s}{L_0 - \Delta L}(\hat{i}_\beta - i_\beta)^2 + \frac{1}{L_0 - \Delta L}(e_\beta + K_{sw})(\hat{i}_\beta - i_\beta)] < 0 & (\hat{i}_\beta - i_\beta) < 0 \end{cases} \quad (3.16)$$

从式(3.15)和(3.16)可以看出, 如果取

$$K_{sw} > \max(|e_\alpha|, |e_\beta|) \quad (3.17)$$

则系统可以在滑模面上产生滑模运动。系统一旦进入滑模面, 在滑模面上进行滑模运动时有

$$\begin{aligned} \frac{d(\hat{i}_\alpha - i_\alpha)}{dt} &= (\hat{i}_\alpha - i_\alpha) = 0 \\ \frac{d(\hat{i}_\beta - i_\beta)}{dt} &= (\hat{i}_\beta - i_\beta) = 0 \end{aligned} \quad (3.18)$$

将式(3.18)代入式(3.13)可得

$$\begin{aligned} e_\alpha &= K_{sw} \text{sgn}(\hat{i}_\alpha - i_\alpha) \\ e_\beta &= K_{sw} \text{sgn}(\hat{i}_\beta - i_\beta) \end{aligned} \quad (3.19)$$

式(3.19)中,  $\text{sgn}(\hat{i}_\alpha - i_\alpha)$ 、 $\text{sgn}(\hat{i}_\beta - i_\beta)$  为开关信号, 包含着反电动势信息, 对其进行低通滤波, 能得到连续的反电动势如下

$$\begin{aligned}\hat{e}_\alpha &= \frac{\omega_c}{s + \omega_c} e_\alpha \\ \hat{e}_\beta &= \frac{\omega_c}{s + \omega_c} e_\beta\end{aligned}\quad (3.20)$$

其中  $\omega_c$  为低通滤波器的截止频率。

### (3) 转子位置和转速估算

根据式(3.9)可得估算角度为

$$\hat{\theta} = -\tan^{-1} \frac{\hat{e}_\alpha}{\hat{e}_\beta} \quad (3.21)$$

由式(3.20)可知, 通过低通滤波后得到的反电动势估算值存在相位延迟, 并且延迟角随运行频率的不同而不同, 需要对估算角度进行补偿, 由式(3.20)得补偿角度为

$$\Delta\theta = \tan^{-1} \frac{\omega_r}{\omega_c} \quad (3.22)$$

图 3.2 为滑模观测器估算转子位置的结构示意图。

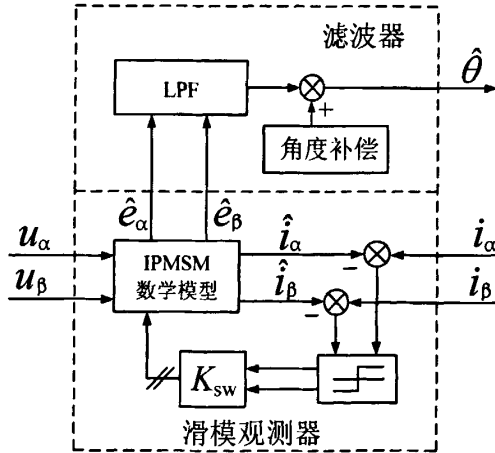


图 3.2 基于滑模观测器的转子位置估算结构图

估算转速为

$$\hat{\omega}_r = \frac{\sqrt{\hat{e}_\alpha^2 + \hat{e}_\beta^2}}{K_e} \quad (3.23)$$

从式(3.23)可以看出, 估算转速受反电动势常数  $K_e$  影响较大, 当反电动势常数  $K_e$  与实际值不完全相等时, 将导致估算转速偏离实际值。在实际系统中, 由于空调压缩机在低温制热运转从起动到最高负荷工作时, 温度变化范围很大, 并且考虑到成本因素, 很多压缩机驱动电机的转子采用温度特性较差的铁氧体永磁材料, 导致反电动势常数  $K_e$  变化较大, 使得通过式(3.23)估算得到的转速误差大, 不利于系统稳定运行。同时由于采用  $i_d=0$  的电流控制策略不利于进行弱磁控制, 故本文仅对基于滑模观测器估算转子位置和转速的方法进行了仿真研究。

### 3.3 基于全维状态观测器的转子位置估算方法

滑模观测器是通过估算 IPMSM 在  $\alpha\beta$  坐标系下的反电动势来计算出转子的位置, 由于电机的电压方程中存在与转子位置有关的非线性环节, 求解计算复杂。但由式(2.32)可知, IPMSM 在  $dq$  坐标系下的电压方程较为简单, 因此, 本文基于全维状态观测器的转子位置估算方法就是在  $dq$  坐标系下进行转子位置估算。

#### 3.3.1 全维状态观测器原理

全维状态观测器实质是一种状态重构, 也就是重新构造一个系统, 利用原系统中可直接测量的状态变量作为它的输入信号, 并使重构的状态在一定条件下等价于原系统的状态。当重构状态向量的维数等于被控对象状态向量的维数时, 称为全维状态观测器<sup>[51]</sup>。

设被控对象动态方程为:

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{Ax} + \mathbf{Bu} \\ \mathbf{y} &= \mathbf{Cx}\end{aligned}\tag{3.24}$$

其中  $\mathbf{x}$  为  $n$  维向量称为状态变量,  $\mathbf{u}$  为  $p$  维向量成为输出量,  $\mathbf{y}$  为  $q$  维向量称为输出量,  $\mathbf{A}$  为  $n \times n$  维状态矩阵,  $\mathbf{B}$  为  $n \times p$  维输入矩阵,  $\mathbf{C}$  为  $q \times n$  维输出矩阵。

可以构造被控对象模拟系统为:

$$\begin{aligned}\dot{\hat{\mathbf{x}}} &= \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{Bu} \\ \hat{\mathbf{y}} &= \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}}\end{aligned}\tag{3.25}$$

其中  $\hat{\mathbf{x}}$  模拟系统状态向量,  $\hat{\mathbf{y}}$  模拟系统输出向量。

当模拟系统与被控对象初始状态向量相同时, 在同一输入作用下, 应该有



$\hat{\mathbf{x}} = \mathbf{x}$ ，但由于两个系统的初始状态存在差异，即存在一定误差 $(\hat{\mathbf{x}} - \mathbf{x})$ ，这就导致了输出误差 $(\hat{\mathbf{y}} - \mathbf{y})$ 的存在。同时，根据系统反馈原理，将输出误差 $(\hat{\mathbf{y}} - \mathbf{y})$ 反馈到 $\dot{\hat{\mathbf{x}}}$ 处，同时使输出误差 $(\hat{\mathbf{y}} - \mathbf{y}) \rightarrow 0$ ，这样就可以使 $(\hat{\mathbf{x}} - \mathbf{x}) \rightarrow 0$ ，从而使得 $\hat{\mathbf{x}} \rightarrow \mathbf{x}$ ，可以使用 $\hat{\mathbf{x}}$ 来形成状态反馈，由构造的模拟系统观测原系统。

全维状态观测器及其实现状态反馈结构图如图 3.3 所示，图中  $K$  阵为反馈增益矩阵， $H$  阵为观测器输出反馈阵，把 $(\hat{\mathbf{y}} - \mathbf{y})$ 负反馈至 $\dot{\hat{\mathbf{x}}}$ 处。 $H$  阵是为配置观测器极点而引入的，可以提高系统的动态性能，即尽快使 $(\hat{\mathbf{x}} - \mathbf{x}) \rightarrow 0$ ，属于输出反馈。

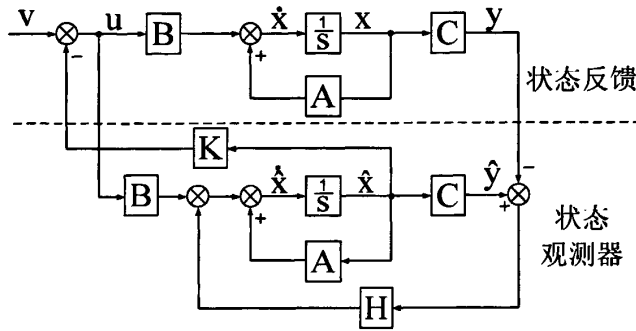


图 3.3 状态观测器及其实现状态反馈结构图

### 3.3.2 全维状态观测器估算转子位置的实现

#### (1) 基于假定旋转坐标系的 IPMSM 数学模型

由于 IPMSM 的实际转子位置  $\theta$  是无法通过传感器测量得到的，也就无法通过坐标变换获得  $dq$  坐标中的定子电流  $i_d$ 、 $i_q$  以及电压  $u_d$ 、 $u_q$  来进行矢量控制。在这种情况下，选择一个可控的假定旋转坐标系  $\hat{d}\hat{q}$  将其固定在转子上，使其以转速  $\hat{\omega}_r$  旋转，通过适当的控制，使假定的旋转坐标系  $\hat{d}\hat{q}$  与真实旋转坐标系  $dq$  的位置误差为零，即假定旋转坐标系  $\hat{d}\hat{q}$  与转子真实的旋转坐标系  $dq$  重合，这样就可以利用  $\hat{\theta}$  进行坐标变换，完成矢量控制<sup>[52]</sup>。

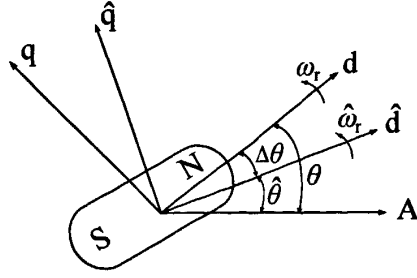


图 3.4 实际旋转坐标系与假定旋转坐标系示意图

如图 3.4 所示，在假定旋转坐标系  $\hat{d}\hat{q}$  中， $\hat{d}$  轴与  $d$  轴间夹角为  $\Delta\theta$ ， $\hat{d}$  轴与定子 A 相绕组轴线的夹角为  $\hat{\theta}$ ，有如下关系

$$\theta = \hat{\theta} + \Delta\theta \quad (3.26)$$

$\hat{d}\hat{q}$  坐标系可以看作  $dq$  坐标系旋转  $\Delta\theta$  得到，则变换矩阵  $T$  为

$$T = \begin{bmatrix} \cos \Delta\theta & \sin \Delta\theta \\ -\sin \Delta\theta & \cos \Delta\theta \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

由式(3.27)可以写出从  $dq$  坐标系到  $\hat{d}\hat{q}$  坐标系的变化为

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} = T \begin{bmatrix} f_{\hat{d}} \\ f_{\hat{q}} \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

式中  $f$  可代表电压  $u$  电流  $i$  及磁链  $\psi$ 。

将式(3.28)代入式(2.32)有

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \hat{u}_d \\ \hat{u}_q \end{bmatrix} &= R_s \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix} + \hat{\omega}_r K_e \begin{bmatrix} -\sin \Delta\theta \\ \cos \Delta\theta \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} pL_d - p\Delta L 2 \sin^2 \Delta\theta - \hat{\omega}_r \Delta L \sin 2\Delta\theta & -\hat{\omega}_r L_q - \hat{\omega}_r \Delta L 2 \sin^2 \Delta\theta + p\Delta L \sin 2\Delta\theta \\ \hat{\omega}_r L_d - \hat{\omega}_r \Delta L 2 \sin^2 \Delta\theta + p\Delta L \sin 2\Delta\theta & pL_q + p\Delta L 2 \sin^2 \Delta\theta + \hat{\omega}_r \Delta L \sin 2\Delta\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.29)$$

式(3.29)与两坐标夹角  $\Delta\theta$  有关，为了简化系统，针对直流压缩机的负载特性和运转特点，作如下的假设：

(1) 通过双闭环的控制可以将两坐标系间的夹角  $\Delta\theta$  控制在一个很小的范围；

(2) 在一个电流闭环控制区间，转速的变化可以忽略不计， $\Delta\theta$  不变；

(3) 在每个电流电压采样间隔内，电流变化不大。

根据以上假设条件，得式(3.29)第三项简化条件为

$$\begin{aligned}
\Delta L 2 \sin^2 \Delta \theta \cdot p \hat{i}_d &= 0 & \Delta L 2 \sin^2 \Delta \theta \cdot p \hat{i}_q &= 0 \\
\hat{\omega}_r \Delta L 2 \sin^2 \Delta \theta \cdot p \hat{i}_d &= 0 & \hat{\omega}_r \Delta L 2 \sin^2 \Delta \theta \cdot p \hat{i}_q &= 0 \\
\Delta L 2 \sin \Delta \theta \cdot p \hat{i}_d &= 0 & \Delta L 2 \sin \Delta \theta \cdot p \hat{i}_q &= 0
\end{aligned} \tag{3.30}$$

将式(3.30)代入式(3.29)整理得

$$\begin{bmatrix} \hat{u}_d \\ \hat{u}_q \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & -\hat{\omega}_r L_q \\ \hat{\omega}_r L_d & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\hat{i}}_d \\ \dot{\hat{i}}_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \hat{e}'_d \\ \hat{e}'_q \end{bmatrix} \tag{3.31}$$

其中,  $\hat{u}_d$ 、 $\hat{u}_q$ 、 $\hat{i}_d$ 、 $\hat{i}_q$  分别为  $\hat{d}$ 、 $\hat{q}$  轴电压、电流。

$$\begin{aligned}
\hat{e}'_d &= -\hat{\omega}_r K_e \sin \Delta \theta - \hat{\omega}_r \Delta L \sin(2\Delta \theta) \hat{i}_d \\
\hat{e}'_q &= \hat{\omega}_r K_e \cos \Delta \theta + \hat{\omega}_r \Delta L \sin(2\Delta \theta) \hat{i}_q
\end{aligned} \tag{3.32}$$

其中,  $\hat{e}'_d$ 、 $\hat{e}'_q$  称为扩展反电动势, 该扩展反电动势考虑了高凸极率电机在大电流和高速运转下电枢反应对反电动势检测的影响作用。

将式(3.32)可以改写为

$$\begin{aligned}
\hat{e}_d &= -\hat{\omega}_r K_e \sin \Delta \theta = \hat{e}'_d - \hat{\omega}_r \Delta L \sin(2\Delta \theta) \hat{i}_d \\
\hat{e}_q &= \hat{\omega}_r K_e \cos \Delta \theta = \hat{e}'_q + \hat{\omega}_r \Delta L \sin(2\Delta \theta) \hat{i}_q
\end{aligned} \tag{3.33}$$

在转速不高, 电流不大的情况下, 上式可进一步简化为

$$\begin{aligned}
\hat{e}_d &= -\hat{\omega}_r K_e \sin \Delta \theta \approx \hat{e}'_d \\
\hat{e}_q &= \hat{\omega}_r K_e \cos \Delta \theta \approx \hat{e}'_q
\end{aligned} \tag{3.34}$$

式中,  $\hat{e}_d$ 、 $\hat{e}_q$  称为  $\hat{d}$ 、 $\hat{q}$  轴反电动势。

则  $\hat{d}\hat{q}$  坐标系下的定子电压方程最终可以写为

$$\begin{bmatrix} \hat{u}_d \\ \hat{u}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\hat{i}}_d \\ \dot{\hat{i}}_q \end{bmatrix} + \hat{\omega}_r \begin{bmatrix} 0 & -L_q \\ L_d & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \hat{e}_d \\ \hat{e}_q \end{bmatrix} \tag{3.35}$$

$$\begin{aligned}
\hat{e}_d &= -\omega_r K_e \sin \Delta \theta \\
\hat{e}_q &= \omega_r K_e \cos \Delta \theta
\end{aligned} \tag{3.36}$$

根据式(3.35)和式(3.36)可知,  $\hat{d}\hat{q}$  坐标系下的反电动势方程中含有转子估算误差项  $\Delta \theta$ , 可以通过  $\hat{e}_d$  和  $\hat{e}_q$  计算得到  $\Delta \theta$ , 从而获得转子的实际位置  $\theta$ 。但是在实际系统中的反电动势  $\hat{e}_d$  和  $\hat{e}_q$  无法直接测量到, 需要通过构造状态观测器对反电动势进行观测。

## (2) 全维状态观测器的设计

由于实际直流压缩机的电气时间常数远远小于机械时间常数，相应的转速变化率远远小于电流和电压的变化率，可以认为在转子位置估算结束时，电流已趋于稳定，就可将电流的动态变化忽略。即存在“电气稳态”<sup>[54][55]</sup>，则

$$\begin{aligned}\dot{e}_d &= 0 \\ \dot{e}_q &= 0\end{aligned}\quad (3.37)$$

选取  $i_d$ 、 $i_q$ 、 $e_d$ 、 $e_q$  为状态变量， $u_d$ 、 $u_q$  为输入变量，构造一个全维状态观测器，实现对反电动势  $\hat{e}_d$  和  $\hat{e}_q$  的观测。

在 dq 旋转坐标系下，电压方程为

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \end{bmatrix} + \omega_r \begin{bmatrix} 0 & -L_q \\ L_d & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \omega_r K_e \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (3.38)$$

由式(3.35)和式(3.36)可得状态方程：

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \\ \dot{e}_d \\ \dot{e}_q \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \omega_r \frac{L_q}{L_d} & -\frac{1}{L_d} & 0 \\ -\omega_r \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} & 0 & -\frac{1}{L_q} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ e_d \\ e_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} \\ &= \mathbf{Ax} + \mathbf{Bu}\end{aligned}\quad (3.39)$$

选取输出方程为：

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ e_d \\ e_q \end{bmatrix} = \mathbf{Cx} \quad (3.40)$$

式(3.39)与式(3.40)为用状态方程和输出方程描述系统。其中，输入和输出构成系统的外部变量，而状态为系统的内部变量，这就存在着系统内的所有状态是否可受输入影响和是否可由输出反映的问题，即需要判别系统的可控性和可观性<sup>[51]</sup>。

根据式(3.39)、式(3.40)可得系统的可观性矩阵：

$$V = \begin{bmatrix} C \\ CA \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ -\frac{R_s}{L_d} & \omega_r \frac{L_q}{L_d} & -\frac{1}{L_d} & 0 \\ -\omega_r \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} & 0 & -\frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \quad (3.41)$$

式(3.41)是非奇异矩阵(Rank  $V=4$ )，因此状态方程矩阵(3.39)是可观测的，也就是说，式(3.39)中的  $e_d$ 、 $e_q$  是可以通过全维状态观测器观测得到的。

根据现代控制理论<sup>[51]</sup>，构造全维状态观测器的动态方程为

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + Bu + H(y - \hat{y}) \quad (3.42)$$

式(3.39)减去式(3.42)可得状态观测器动态误差为：

$$\dot{\tilde{x}} = A\tilde{x} - HC\tilde{x} = (A - HC)\tilde{x} \quad (3.43)$$

其中  $\tilde{x} = x - \hat{x}$ ， $H$  阵为  $4 \times 2$  矩阵。

由式(3.43)可知，状态变量的误差与输入信号无关，即不管施加什么样的控制信号，状态误差总会衰减到零。因此，可根据需要来配置  $(A - HC)$  的极点，决定系统的稳定性及状态变量误差的衰减速率，在满足系统稳定性的前提下提高系统动态响应速度。

对式(3.43)进行拉普拉斯变换，可得：

$$\begin{aligned} \tilde{X}(s) &= (sI - A + HC)^{-1} \tilde{x}(0) \\ &= \begin{bmatrix} s + \frac{R_s}{L_d} + h_{11} & -\omega_r \frac{L_q}{L_d} + h_{12} & \frac{1}{L_d} & 0 \\ \omega_r \frac{L_d}{L_q} + h_{21} & s + \frac{R_s}{L_q} + h_{22} & 0 & \frac{1}{L_q} \\ h_{31} & h_{32} & s & 0 \\ h_{41} & h_{42} & 0 & s \end{bmatrix} \tilde{x}(0) \end{aligned} \quad (3.44)$$

其中， $h_{ij}$  对应于  $H$  阵中的元素。

观测器特征方程为

$$\begin{aligned}
\det(sI - A + HC) &= \frac{1}{L_d} \cdot \det \begin{bmatrix} \omega_r \frac{L_d}{L_q} + h_{21} & s + \frac{R_s}{L_q} + h_{22} & \frac{1}{L_q} \\ h_{31} & h_{32} & 0 \\ h_{41} & h_{42} & s \end{bmatrix} \\
&\quad + s \cdot \det \begin{bmatrix} s + \frac{R_s}{L_d} + h_{11} & -\omega_r \frac{L_q}{L_d} + h_{12} & 0 \\ \omega_r \frac{L_d}{L_q} + h_{21} & s + \frac{R_s}{L_q} + h_{22} & \frac{1}{L_q} \\ h_{41} & h_{42} & s \end{bmatrix} \\
&= s^4 + \left( \frac{R_s}{L_d} + h_{11} + \frac{R_s}{L_q} + h_{22} \right) s^3 \\
&\quad + \left[ \left( \frac{R_s}{L_d} + h_{11} \right) \left( \frac{R_s}{L_q} + h_{22} \right) + \left( -\omega_r \frac{L_d}{L_q} + h_{21} \right) \left( -\omega_r \frac{L_q}{L_d} + h_{12} \right) - \frac{h_{31}}{L_d} - \frac{h_{42}}{L_q} \right] s^2 \\
&\quad + \left[ -\frac{h_{31}}{L_d} \left( \frac{R_s}{L_q} + h_{22} \right) + \frac{h_{32}}{L_d} \left( \omega_r \frac{L_d}{L_q} + h_{21} \right) - \frac{h_{41}}{L_q} \left( \omega_r \frac{L_q}{L_d} - h_{12} \right) - \frac{h_{42}}{L_q} \left( \frac{R_s}{L_d} + h_{11} \right) \right] s \\
&\quad + \frac{1}{L_d L_q} (h_{31} h_{42} - h_{41} h_{32})
\end{aligned} \tag{3.45}$$

选择恰当的带宽同时考虑到计算的简化, 将系统的 4 个极点配置在  $-\omega_n$  处, 可得期望特征方程为

$$(s + \omega_n)^4 = s^4 + 6s^2\omega_n^2 + \omega_n^4 + 4s^3\omega_n + 4s\omega_n^3 \tag{3.46}$$

令  $\det(sI - A + HC) = (s + \omega_n)^4$  即两特征方程同次项系数相等可得如下等式:

$$\begin{aligned}
\frac{R_s}{L_d} + h_{11} + \frac{R_s}{L_q} + h_{22} &= 4\omega_n \\
\left( \frac{R_s}{L_d} + h_{11} \right) \left( \frac{R_s}{L_q} + h_{22} \right) + \left( -\omega_r \frac{L_d}{L_q} + h_{21} \right) \left( -\omega_r \frac{L_q}{L_d} + h_{12} \right) - \frac{h_{31}}{L_d} - \frac{h_{42}}{L_q} &= 6\omega_n^2 \\
-\frac{h_{31}}{L_d} \left( \frac{R_s}{L_q} + h_{22} \right) + \frac{h_{32}}{L_d} \left( \omega_r \frac{L_d}{L_q} + h_{21} \right) - \frac{h_{41}}{L_q} \left( \omega_r \frac{L_q}{L_d} - h_{12} \right) - \frac{h_{42}}{L_q} \left( \frac{R_s}{L_d} + h_{11} \right) &= 4\omega_n^3 \\
\frac{1}{L_d L_q} (h_{31} h_{42} - h_{41} h_{32}) &= \omega_n^4
\end{aligned}$$

解得  $H$  阵中的元素为:

$$H = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \\ h_{31} & h_{32} \\ h_{41} & h_{42} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2\omega_n - \frac{R_s}{L_d} & \hat{\omega}_r \frac{L_q}{L_d} \\ \hat{\omega}_r \frac{L_d}{L_q} & 2\omega_n - \frac{R_s}{L_q} \\ -\omega_n^2 L_d & 0 \\ 0 & -\omega_n^2 L_q \end{bmatrix} \quad (3.47)$$

将式(3.47)代入式(3.42)化简得：

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{i}}_d \\ \dot{\hat{i}}_q \\ \dot{\hat{e}}_d \\ \dot{\hat{e}}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -2\omega_n & 0 & \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & -2\omega_n & 0 & \frac{1}{L_q} \\ -\omega_n^2 L_d & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\omega_n^2 L_q & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \\ \hat{e}_d \\ \hat{e}_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} \\ + \begin{bmatrix} 2\omega_n - \frac{R_s}{L_d} & \hat{\omega}_r \frac{L_q}{L_d} \\ \hat{\omega}_r \frac{L_d}{L_q} & 2\omega_n - \frac{R_s}{L_q} \\ -\omega_n^2 L_d & 0 \\ 0 & -\omega_n^2 L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (3.48)$$

由式(3.48)可知,  $h_{32}=h_{41}=0$  使得  $\hat{d}\hat{q}$  坐标系下  $\hat{e}_d$  和  $\hat{e}_q$  解耦, 可得全维状态观测器结构图如图 3.5 所示。

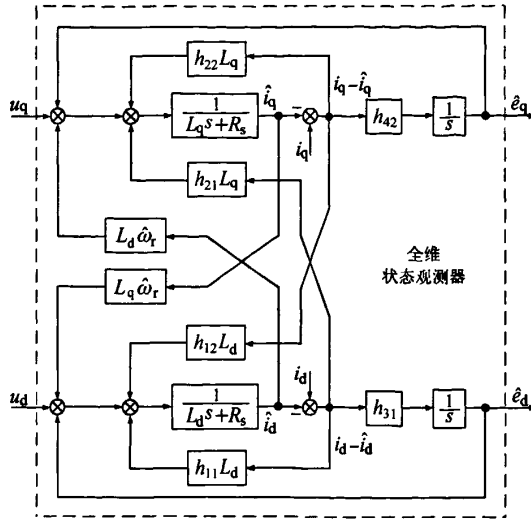


图 3.5 全维状态观测器结构

### (3) 转子位置和转速估算

根据前面假设：如果  $dq$  坐标系与假定  $\hat{d}\hat{q}$  坐标系偏差很小，即  $\hat{d}$  轴与  $d$  轴的夹角  $\Delta\theta$  近似等于零，则可进一步简化计算假定坐标与真实  $dq$  坐标误差为：

$$\Delta\theta = \arctan\left(\frac{\hat{e}_d}{\hat{e}_q}\right) \approx \frac{\hat{e}_d}{\hat{e}_q} \quad (3.49)$$

如果前一时刻转子估算角度已经跟踪上实际角度，由式(3.26)可得当前时刻转子估算角度为

$$\hat{\theta}(n) = \hat{\theta}(n-1) + \Delta\theta(n) = \hat{\theta}(n+1) + \frac{\hat{e}_d}{\hat{e}_q} \quad (3.50)$$

式(3.50)中不含反电动势常数  $K_e$ ，估算位置不受电机参数影响，可以获得准确的转子位置。但是(3.50)式可能出现累计误差造成估算失败，为了提高系统的稳定性，采用锁相环技术<sup>[56][57]</sup>进行转速和位置闭环估算，如图 3.6 所示。

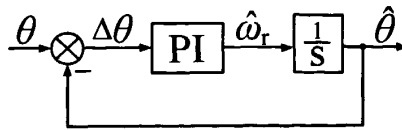


图 3.6 锁相环速度观测器

在图 3.6 中，将由式(3.49)计算得到的转子位置误差  $\Delta\theta$  输入 PI 调节器，获得估算速度，再利用速度积分得到估算位置。此方法可以有效抑制噪声和参数变化对估算速度的影响。锁相环根据位置偏差  $\Delta\theta$  有效控制  $\hat{d}\hat{q}$  坐标系的旋转速度



$\hat{\omega}_r$ ，估算转速将直接进入速度控制器产生电流控制器的给定，形成一个闭环调整过程，使  $\hat{d}q$  坐标系和  $dq$  坐标系保持同步旋转，最后实现两坐标的完全重合，使得估算的转子位置即为真实的转子位置。

图 3.6 所示的锁相环速度观测器闭环传递函数  $H_o(s)$  为

$$H_o(s) = \frac{K_{po}s + K_{io}}{s^2 + K_{po}s + K_{io}} \quad (3.51)$$

式(3.51)中 PI 控制器系数为

$$\begin{aligned} K_{po} &= 2\zeta_o\omega_o \\ K_{io} &= \omega_o^2 \end{aligned} \quad (3.52)$$

其中  $\zeta_o$  为阻尼系数， $\omega_o$  为自然频率。

### 3.4 无转子位置传感器 IPMSM 的起动方法

由于永磁同步电机的电磁转矩是定子旋转磁场和转子永磁体的磁极相互作用而产生的。但它们仅仅在相对静止时，也就是转子以同步转速旋转时，才有恒定方向的转矩。在起动的初始时刻，如果仅仅仿照异步电机直接在三相定子绕组中通以额定频率的三相电流，这时转子永磁体仍然保持静止状态，定子绕组中的三相交流电形成的磁场以同步速旋转，使得转子所受的平均转矩等于零，无法实现自起动。针对无位置传感器 IPMSM 存在自起动困难的问题，国内外学者提出了许多解决的办法。归纳起来，常用的起动方法主要有开环起动、转子强迫定位、静止时估算转子初始位置起动等方法<sup>[28-33]</sup>。

由于空调直流压缩机在正常条件下起动时负载很小，最大起动负载约为 1/10 额定负载，且对起动没有特别的要求，因此为了简化通常采用转子预定位的开环起动方法。

转子预定位起动方法可分为三个阶段，分别是转子预定位阶段、转速开环电流闭环的异步牵引阶段以及双闭环矢量控制阶段，如图 3.7 所示。

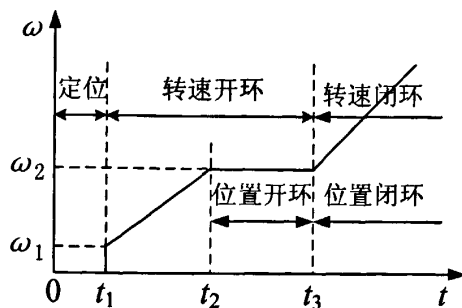


图 3.7 转子预定位法起动阶段示意图

### 1、转子预定位阶段

对电机任意两相定子绕组通电, 会产生一个合成磁场。在这个磁场的作用下, 转子会向合成磁场的轴线方向旋转, 直到转子磁极与这个合成磁场轴线重合, 这个过程称为转子的预定位, 如图 3.8 所示。

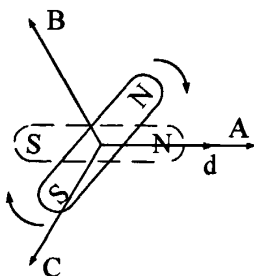


图 3.8 转子预定位过程示意图

在通电前, 转子的位置是任意的。当转子 d 轴和定子磁势夹角为  $180^\circ$  时, 这时的电磁转矩大小为零, 理论上将使转子无法定位到预定的位置。实际上, 在这种情况下, 转子处于一个非稳定平衡状态, 任意的随机扰动都会使得转子偏移该位置, 一旦转子偏离这个位置, 就会在定子磁场的作用下, 向定子磁势方向运转。因此, 只要加以足够的电压, 控制绕组电流, 产生足够的电磁转矩就可以使得转子定位到预定的位置。对预定位所需要的外施电压和预定位时间可以利用电机机械运动方程和转矩方程来估算。

对于空调直流压缩机负载来说, 起动初始时刻负载转矩  $T_L$  很小, 忽略粘滞系数  $B$ , 可将式(2.12)的运动方程改写为

$$T_e = J_m \frac{d\omega_m}{dt} = K_T I_s \quad (3.53)$$

其中,  $K_T$  为转矩系数,  $I_s$  为定子相电流。

预定位时最坏的情况是转子永磁体和定子定向磁场夹角为  $180^\circ$ 。对本控制系统而言，电机为两对极，转子需要转过  $\pi/2$  机械角度，假设需要的时间为  $2s$ ，这样就可以求得  $d\omega_m/dt$ ，通过给定的压缩机参数就可以求得  $T_e$  和  $I_s$ ，根据绕组电阻就可以估算出预定位时需要的外施的电压。由于受到绕组电感和转子转动过程中反电动势的影响，实际程序中所使用的外施电压比估算值略大，具体数值可以根据实验进行调整。

## 2、转速开环电流闭环阶段

转子定位完成以后需要对 IPMSM 进行加速，使其产生较大的反电势，便于估算转子位置。该加速过程采用  $V/f$  控制，是一个变压变频加速的过程，为了不使直流压缩机发生“失步”现象，必须保证变压变频控制曲线满足电机自身的  $V/f$  曲线。

在实际控制系统中，所使用的 IPMSM 的转子为 2 对极，最小工作转速为 600rpm，由  $n = 60f / p_n$  可知电机的最小工作频率  $f$  为 20Hz。另外设定该电机的升降频速率不超过 2Hz/sec，则可设定电机在  $V/f$  控制下加速时转速变化率为 1Hz/sec ( $\Delta f$ )，再根据电机的加速时间就可以确定加速过程中初始频率  $f_0$  的数值。由于 IPMSM 的转速同外加的电压成正比，那么根据这一关系和  $f_0$  的数值就可以确定初始电压  $u_0$  的数值以及电压的增量  $\Delta u$ 。

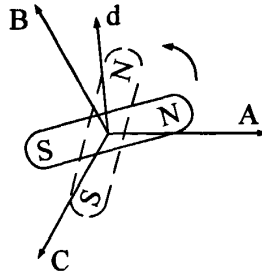


图 3.9 电流闭环转速开环  $V/f$  控制示意图

## 3、双闭环阶段

当 IPMSM 被牵引到一定转速后，反电动势不断增大，直至能够通过全维观测器准确地观测得到，此时可以对转速环进行闭环控制。在切换到双闭环控制之前，为了保证转子位置估算的准确性，在同步运行阶段也需要对转子位置进行闭环估算，不断修正  $\Delta\theta$ ，以减小转子位置的估算误差。进入双闭环控制后，转子位置角可以通过全维状态观测器正确地进行估算，这时 IPMSM 处于矢量控制方

式下。

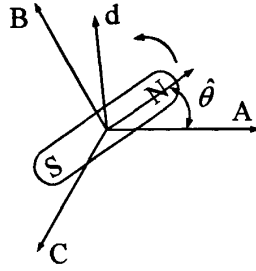


图 3.10 切换到同步运行状态示意图

### 3.5 IPMSM 参数测量方法

从 3.2 节与 3.3 节中可以看出, 要想获得电机的转子位置信息, 都需要基于电机的数学模型进行计算。因此, 如何准确地获得电机的参数, 已成为无转子位置传感器矢量控制实现的一个关键问题。

#### (1) 电阻与电感参数的测量

由于直流压缩机驱动电机一般为嵌入式永磁同步电机即  $L_d \neq L_q$ , 需要分别计算出 d、q 轴的电感值。一般地, 电机的三相定子绕组采用星型连接, 如图 3.11 所示, 可以将三相绕组两两串联导通, 余下一相开路来分析。

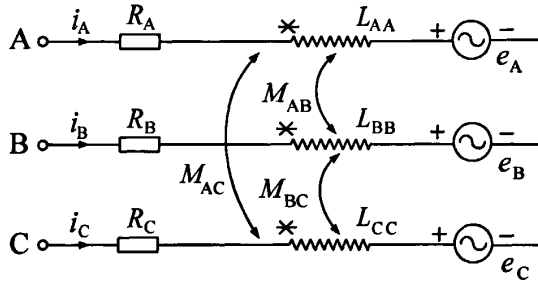


图 3.11 IPMSM 等效图

当 A-B 相导通, C 相开路时, A-B 端子间的电感值记为  $L_1$ , 电阻值记为  $R_1$  可得

$$L_1 = L_{AA} + L_{BB} - 2M_{AB} \quad (3.54)$$

$$R_1 = R_A + R_B \quad (3.55)$$

同理可得 B-C 端子间的电感  $L_2$ , 电阻  $R_2$  可得

$$L_2 = L_{BB} + L_{CC} - 2M_{BC} \quad (3.56)$$

$$R_2 = R_B + R_C \quad (3.57)$$

C-A 端子间的电感  $L_3$ , 电阻  $R_3$  可得

$$L_3 = L_{CC} + L_{AA} - 2M_{AC} \quad (3.58)$$

$$R_3 = R_A + R_C \quad (3.59)$$

由式(3.55)、式(3.57)和式(3.59)可以求出电阻  $R_s$

$$R_s = \frac{(R_1 + R_2 + R_3)}{3} / 2 \quad (3.60)$$

由式(2.2)、式(2.3)、式(2.5)可得

$$\begin{aligned} L_1 &= L_{AA} + L_{BB} - 2M_{AB} \\ &= L_A + L_B \cos 2\theta + L_A + L_B \cos 2(\theta - \frac{2\pi}{3}) - 2[-\frac{1}{2}L_A + L_B \cos 2(\theta - \frac{\pi}{3})] \\ &= 3L_A - L_B(\frac{3\sqrt{3}}{2}\sin 2\theta - \frac{3}{2}\cos 2\theta) \\ &= 3L_A - 3L_B(\sin 2\theta \cos \frac{\pi}{6} - \cos 2\theta \sin \frac{\pi}{6}) \\ &= 3L_A - 3L_B \sin(2\theta - \frac{\pi}{6}) \\ L_2 &= L_{BB} + L_{CC} - 2M_{BC} \\ &= L_A + L_B \cos 2(\theta - \frac{2\pi}{3}) + L_A + L_B \cos 2(\theta + \frac{2\pi}{3}) - 2[-\frac{1}{2}L_A + L_B \cos 2(\theta + \pi)] \\ &= 3L_A - 3L_B \cos 2\theta \\ L_3 &= L_{CC} + L_{AA} - 2M_{AC} \\ &= L_A + L_B \cos 2(\theta + \frac{2\pi}{3}) + L_A + L_B \cos 2\theta - 2[-\frac{1}{2}L_A + L_B \cos 2(\theta + \frac{\pi}{3})] \\ &= 3L_A + L_B(\frac{3\sqrt{3}}{2}\sin 2\theta + \frac{3}{2}\cos 2\theta) \\ &= 3L_A + 3L_B(\sin 2\theta \cos \frac{\pi}{6} + \cos 2\theta \sin \frac{\pi}{6}) \\ &= 3L_A + 3L_B \sin(2\theta + \frac{\pi}{6}) \end{aligned}$$

即

$$L_1 = 3L_A - 3L_B \sin(2\theta - \frac{\pi}{6}) \quad (3.61)$$

$$L_2 = 3L_A - 3L_B \cos 2\theta \quad (3.62)$$

$$L_3 = 3L_A + 3L_B \sin(2\theta + \frac{\pi}{6}) \quad (3.63)$$

将式(3.61)、式(3.62)、式(3.63)相加可求得总电感  $L$

$$\begin{aligned} L &= L_1 + L_2 + L_3 \\ &= 2(L_{AA} + L_{BB} + L_{CC}) - 2(M_{AB} + M_{BC} + M_{CA}) \\ &= 9L_A \end{aligned} \quad (3.64)$$

由式(3.64)可求得  $L_A$

$$L_A = L/9 \quad (3.65)$$

令  $L_{B1}=(3 \times L_A - L_1)/3$ ,  $L_{B2}=(3 \times L_A - L_2)/3$ ,  $L_{B3}=(3 \times L_A - L_3)/3$

$$L_{B1} = L_B \sin(2\theta - \frac{\pi}{6}) \quad (3.66)$$

$$L_{B2} = L_B \cos 2\theta \quad (3.67)$$

$$L_{B3} = L_B \sin(2\theta + \frac{\pi}{6}) \quad (3.68)$$

将式(3.66)与式(3.68)相加可得

$$\begin{aligned} L_{B1} + L_{B3} &= L_B \sin(2\theta - \frac{\pi}{6}) + L_B \sin(2\theta + \frac{\pi}{6}) \\ &= \sqrt{3}L_B \sin 2\theta \end{aligned} \quad (3.69)$$

由式(3.67)和式(3.69)可得

$$\sqrt{(L_B \cos 2\theta)^2 + (\sqrt{3}L_B \sin 2\theta)^2} / 2 = L_B \quad (3.70)$$

在 2.3.2 节中已经推导出 d、q 轴电感与  $L_A$ 、 $L_B$  的关系为

$$\begin{aligned} L_d &= \frac{3}{2}(L_A + L_B) \\ L_q &= \frac{3}{2}(L_A - L_B) \end{aligned} \quad (3.71)$$

将式(3.65)和式(3.70)中得出的  $L_A$ 、 $L_B$  代入式(3.71)，即可求出 d、q 轴电感值。

## (2) 反电动势系数的测量

电机的反电动势以 A 相为例，可以写为

$$e_A = \omega_r \psi_f \quad (3.72)$$

则根据线电压峰值  $u_{ab-\text{peak}}$  及频率  $f$  有

$$\psi_f = \frac{u_{ab-\text{peak}}}{2\sqrt{3}\pi f} \quad (3.73)$$

若坐标变换按照等功率变换的原则有

$$K_e = \sqrt{\frac{3}{2}} \psi_f \quad (3.74)$$

根据式(3.74)所求  $K_e$  即为反电动势系数。

### 3.6 本章小结

本章在查阅国内外文献资料的基础上，根据直流压缩机的运行特点选择通过反电动势来估算电机转子位置，并针对 IPMSM 的凸极效应设计了滑模观测器和全维状态观测器。本章还提出适用于直流压缩机的起动方法以及电机参数测量方法，理论上实现了无转子位置传感器 IPMSM 矢量控制。

## 第四章 无位置传感器 IPMSM 矢量控制的仿真研究

### 4.1 引言

Matlab 软件是美国 Math Work 公司推出的仿真软件，它具有强大的矩阵运算能力和完善的图形可视化功能。Simulink 是 Matlab 的一个应用工具箱，它用来对动态系统进行建模、仿真和分析，具有直观、方便的优点<sup>[58]</sup>。

### 4.2 无位置传感器矢量控制系统的仿真建模

#### 4.1.1 矢量控制系统的仿真模型

##### (1) IPMSM 模块

在 Simulink 仿真系统中，IPMSM 的 dq 坐标系与通常的定义方法有所不同。在 Simulink 模块中定义旋转 dq 坐标系中 q 轴与转子磁极轴线重合，d 轴顺时针超前 q 轴 90°空间电角度，q 轴与定子 A 相绕组的夹角为  $\theta$ ，如图 4.1 所示。

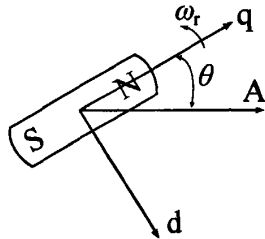


图 4.1 Simulink 中电机模块所定义的旋转坐标系

##### (2) 坐标变换模块

由于电机模块旋转坐标系的定义与通常的定义不同，因此在 Simulink 仿真系统使用永磁同步电机模块时，需要对 2.3.2 节所述的  $T_{\text{Park}}$  坐标变换阵进行改写，改写后的变换阵称为  $T_{\text{Park-Simulation}}$ 。

$$T_{\text{Park-Simulation}} = \begin{bmatrix} \sin \theta & -\cos \theta \\ \cos \theta & \sin \theta \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

##### (3) SVPWM 模块



在电机控制系统中,空间矢量脉宽调制(SVPWM)和正弦脉宽调制(SPWM)是逆变器常用的两种调制方式。与 SPWM 调制方法不同, SVPWM 调制方法将逆变器和电机视为一个整体,着眼于使电机实现幅值恒定的旋转磁场。三相逆变器采用 SVPWM 调制方式与 SPWM 方式相比,功率器件的开关次数可以减少 1/3,直流电压利用率可提高 15%,能获得较好的谐波抑制效果,具有快速响应等特点。

SVPWM 算法可以通过 C 语言编程在 MATLAB 仿真环境中实现,本文通过模块搭建实现了 SVPWM 算法,这种利用模块搭建的方法调试方便,大大缩短了开发时间, SVPWM 仿真模块如图 4.2 所示。

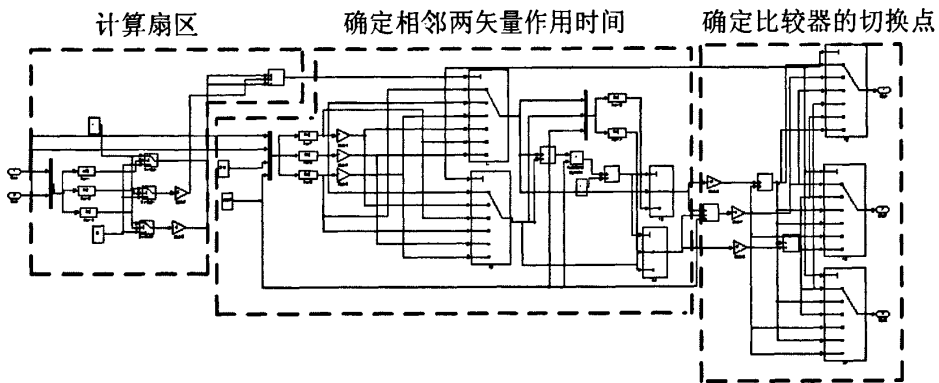


图 4.2 SVPWM 模块仿真结构

#### (4) 逆变器模块

三相逆变器每对桥臂上有 2 个大功率开关器件,对其进行抽象,把上下两个桥臂的开关器件等效为一个理想开关,则三相逆变器可以等效为三个理想开关,如图 4.3 所示的 switch,令直流母线电压  $V_{dc}=310V$ 。

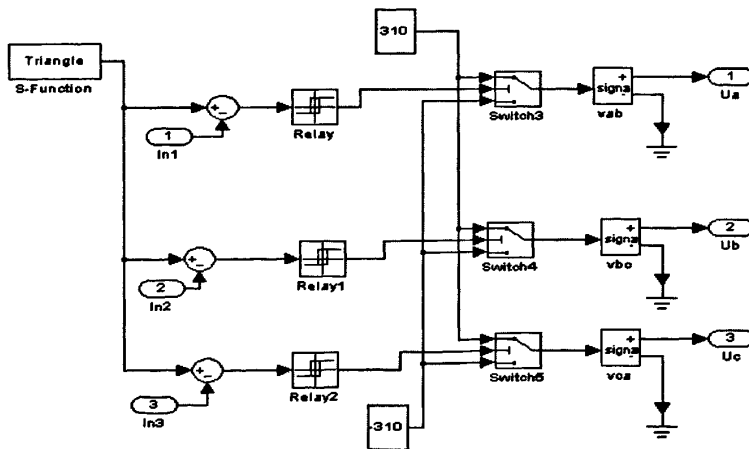


图 4.3 逆变器模块仿真结构

#### 4.1.2 转子位置角与转速估算的仿真模型

##### (1) 滑模观测器模块

基于滑模观测器计算转子位置角的仿真结构图如图 4.4 所示, 滑模观测器模块的输入为  $u_\alpha$ 、 $i_\alpha$ 、 $u_\beta$ 、 $i_\beta$ , 根据 3.1.2 节中式(3.13)可以得到  $\alpha\beta$  坐标系下电流的观测值  $\hat{i}_\alpha$ 、 $\hat{i}_\beta$ , 这就是滑模观测器模块的核心部分。再根据式(3.19)选择适当的  $K_{sw}$ , 得到反电动势的估算值  $\hat{e}_\alpha$ 、 $\hat{e}_\beta$ , 计算出转子位置角  $\hat{\theta} = -\tan^{-1}(\hat{e}_\alpha / \hat{e}_\beta)$ 。

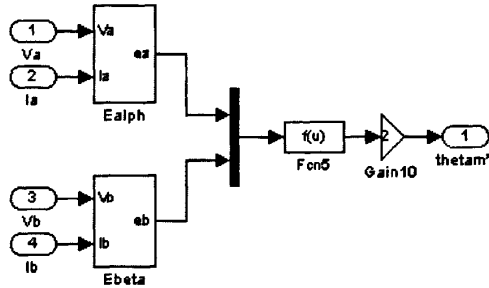


图 4.4 滑模观测器模块仿真结构

##### (2) 全维观测器模块

由全维状态观测器结构图 3.5 可以搭建仿真模块, 如图 4.5 所示。全维状态观测器模块的输入为  $u_d$ 、 $u_q$ , 选取  $i_d$ 、 $i_q$ 、 $e_d$ 、 $e_q$  为状态变量, 将式(3.47) $H$  阵的计算结果带入, 可以得到  $dq$  坐标系下反电动势的估算值  $\hat{e}_d$ 、 $\hat{e}_q$ 。

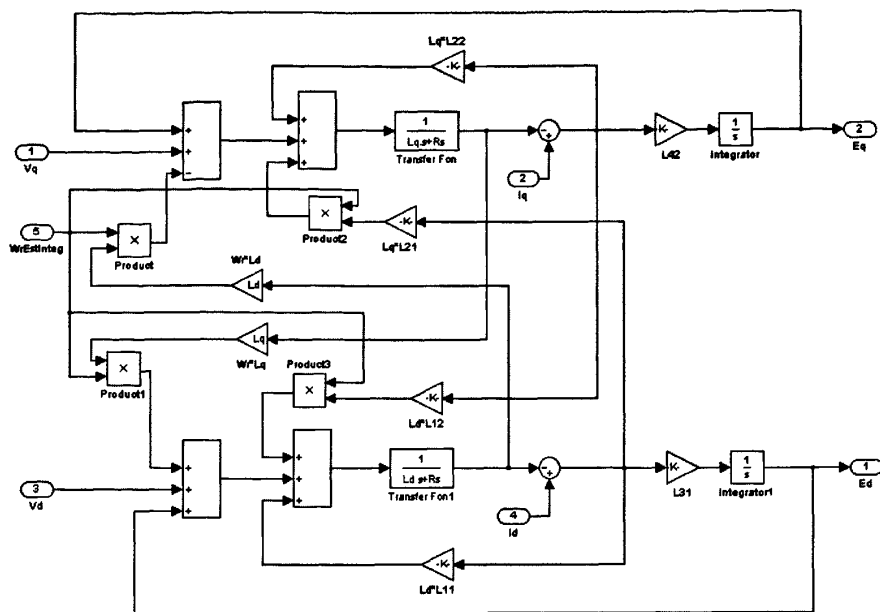


图 4.5 全维观测器模块仿真结构

### 4.3 仿真结果与分析

为了验证理论分析的正确性, 本文选择在 Matlab/Simulink7.1 仿真环境下进行研究。选取永磁同步电机电机参数如下: 电阻  $R_s=0.65\Omega$ , 电感  $L_d=3.55\text{mH}$ ,  $L_q=7.85\text{mH}$ , 极对数  $P_n=2$ ,  $\psi_f=0.15\text{wb}$ 。

#### 4.3.1 基于滑模观测器的无位置传感器矢量控制系统仿真

采用滑模观测器的无位置传感器矢量系统控制框图如图 4.6 所示, 该系统采用  $i_d=0$  的电流控制策略。

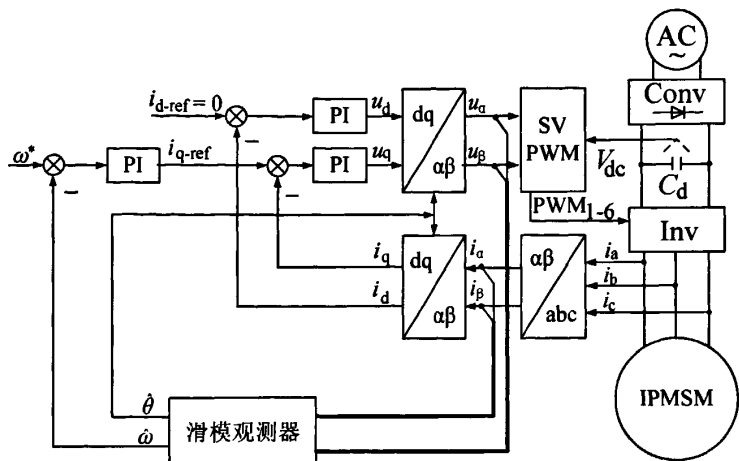


图 4.6 基于滑模观测器的无位置传感器矢量控制系统

按照图 4.6 的控制系统结构对滑模观测器位置检测进行仿真，仿真系统如图 4.7 所示，主要验证了转子位置估算算法以及该算法对参数的敏感性两方面。

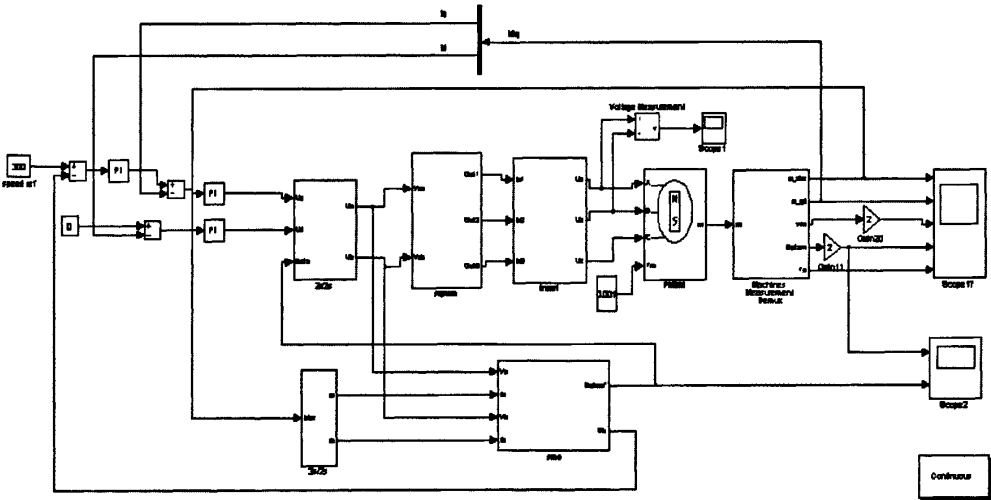


图 4.7 基于滑模观测器的无位置传感器矢量控制系统仿真结构

(1) 转子位置估算算法的仿真验证

基于滑模观测器的转子位置估算算法仿真波形如图所示，图为转子实际角度和估算角度波形，可以看出估算角度与实际角度基本一致，但由于滑模观测器存在固有的抖振现象，所以估算角度与实际角度存在较小的误差，如图 4.8 所示，其中误差波形中的直条干扰为估算位置与实际位置中过 360°度切换到 0°所致。

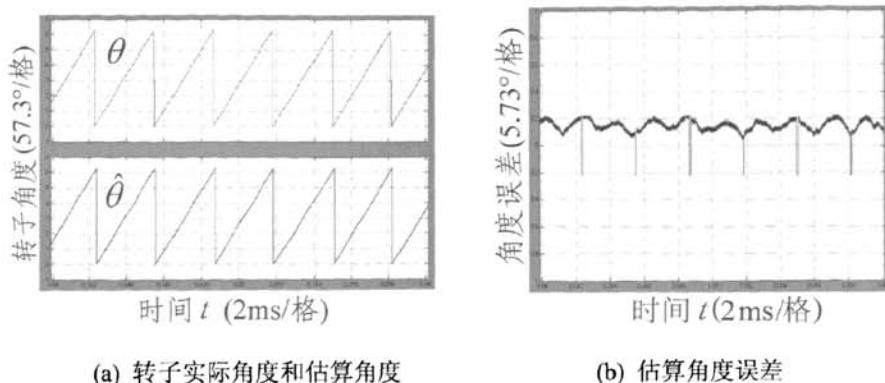
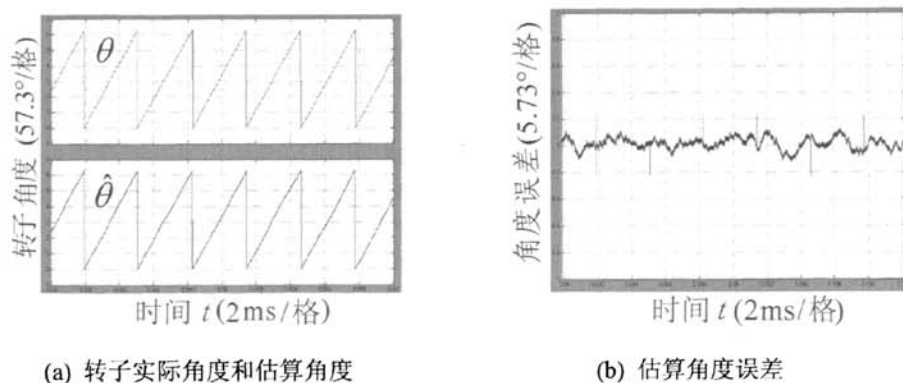


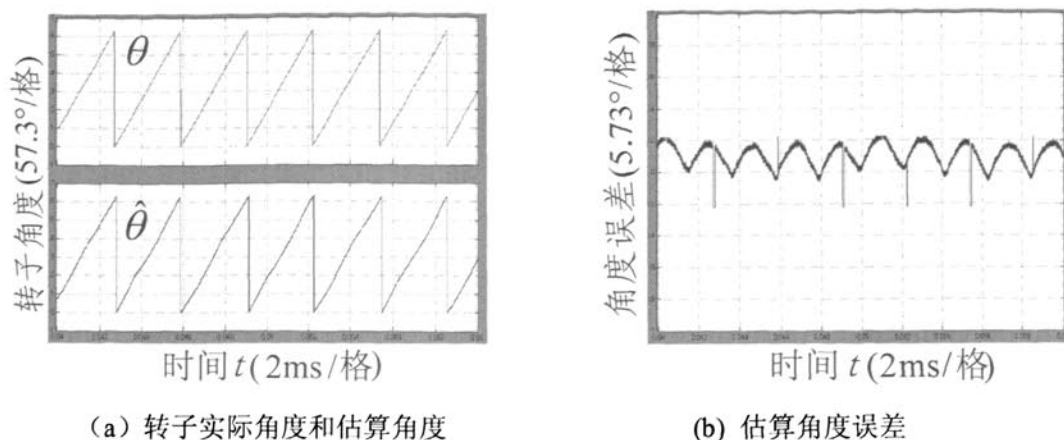
图 4.8 基于滑模观测器的转子位置估算仿真波形

## (2) 滑模观测器对电机参数变化不敏感的仿真实验验证

将电机参数中相电阻的值减小 30%，d、q 轴电感值减小 50%，仿真可得到图 4.9 所示转子实际角度和估算角度的仿真波形及误差波形，可以看出当电机参数减小时，电机转子位置角的估算值与实际值基本相同。

图 4.9 电机相电阻减小 30%， $L_d$ 、 $L_q$  减小 50% 时仿真波形

当电机参数中相电阻的值增大 30%，d、q 轴电感值增加 50% 时，得到图 4.10 所示转子实际角度和估算角度及位置误差仿真波形，同样可以看出估算角度与实际角度基本相同。

图 4.10 电机相电阻增加 30%， $L_d$ 、 $L_q$  增加 50% 时仿真波形

### 4.3.2 基于全维观测器的无位置传感器矢量控制系统仿真

采用全维状态观测器的无位置传感器矢量系统控制框图如图所示，该系统由状态观测器、位置误差计算、位置锁相环控制、速度环及电流环 PI 控制器、SVPWM 以及坐标变换环节等构成。为了提高电机定子电流利用率，采用了 MTPA 电流控制策略。

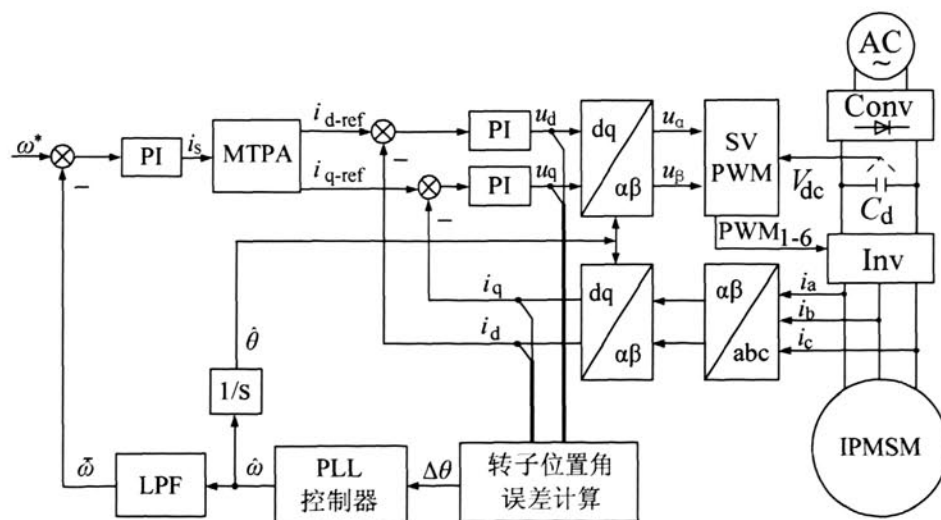


图 4.11 基于全维状态观测器的无位置传感器矢量控制系统

根据图 4.11 所示的仿真框图搭建的仿真系统，如图 4.12 所示，仿真主要验证了全维观测器的算法、以及锁相环估算转子位置角的算法。

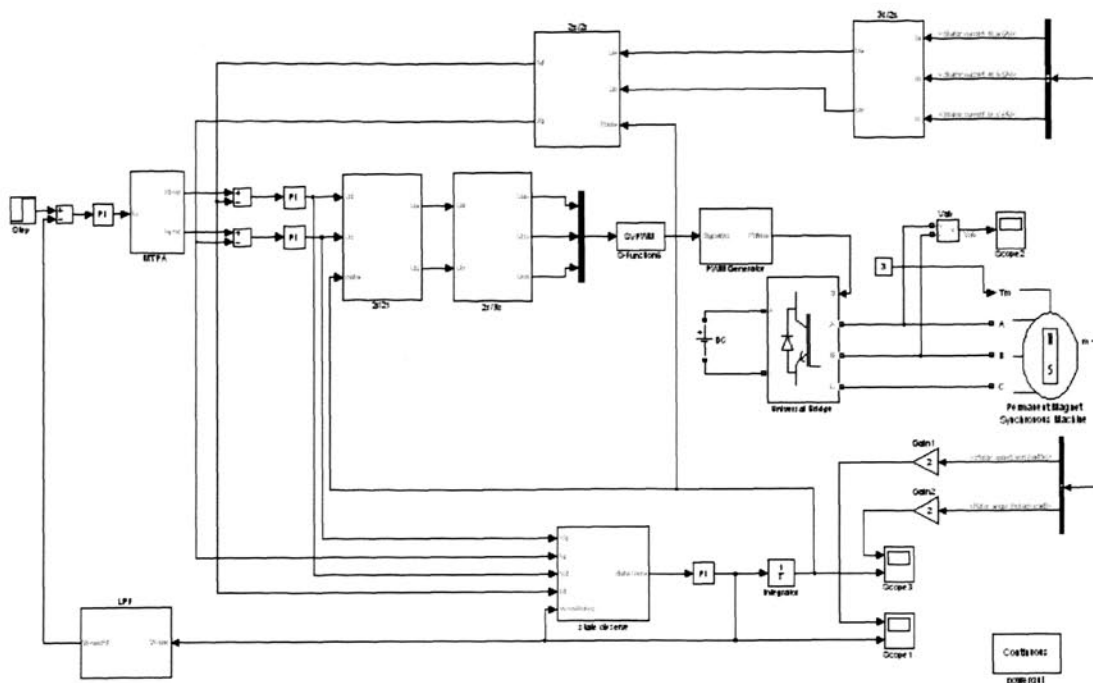


图 4.12 基于全维状态观测器的无位置传感器矢量控制系统仿真结构

#### (1) 全维观测器算法的仿真验证

图 4.13 (a) 为 d 轴电流实际值和估算值的波形，图 4.13 (b) 为 q 轴电流实际值和估算值的波形。可以看出，全维观测器中估算电流能很好地跟踪实际电流。

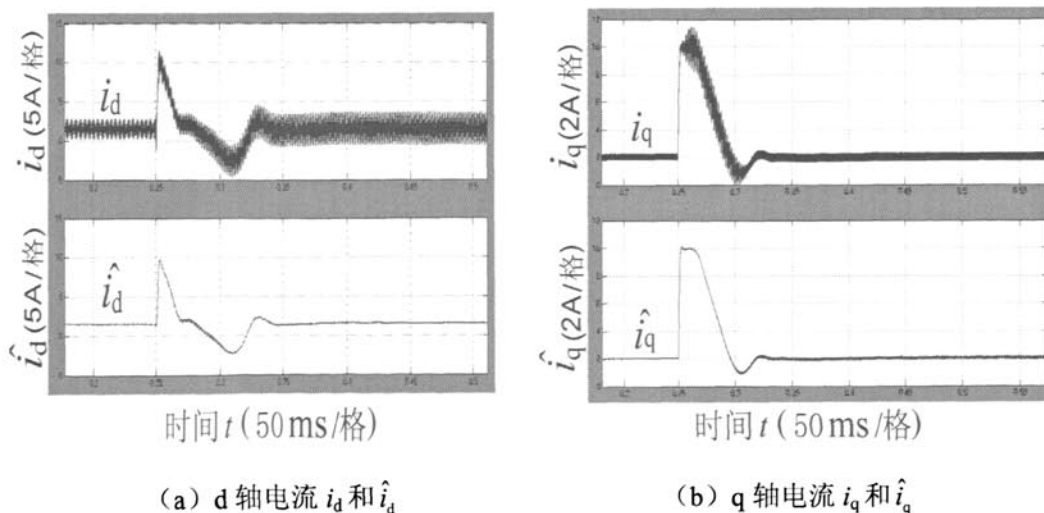


图 4.13 全维状态观测器估算 d、q 轴电流仿真波形

#### (2) 转子位置角及转速的仿真验证

仿真结果如图 4.14 所示，其中转子实际角度为  $\theta$ 、估算角度为  $\hat{\theta}$ ，可以看出转子的估算角度与实际角度完全一致。

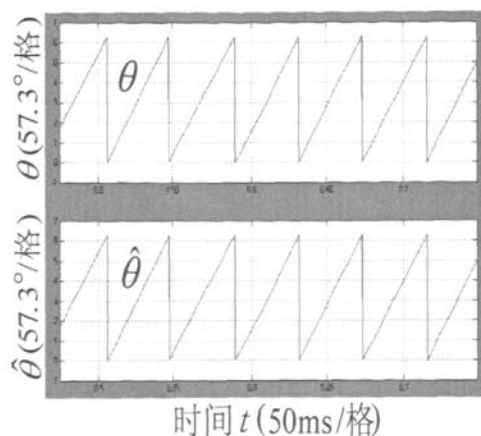


图 4.14 基于全维状态观测器转子位置角估算仿真波形

图 4.15 为实际转速  $\omega$  与估算转速  $\hat{\omega}$  的仿真波形。在 0.25s 时刻，仿真系统的给定转速由 300rad/s 上升到 500rad/s，可以看出在电动机给定转速发生变化时，估算转速很好地跟踪着实际转速，动静态响应性能良好。

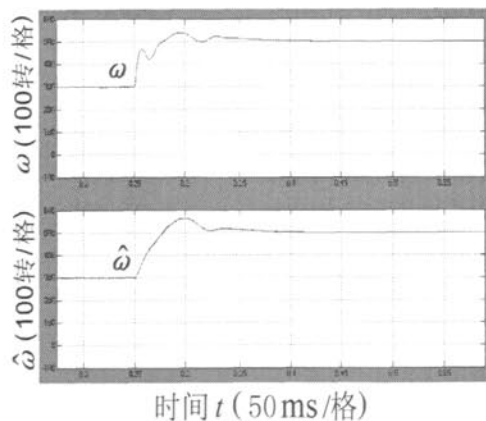


图 4.15 基于全维状态观测器转速估算仿真波形

## 4.4 本章小结

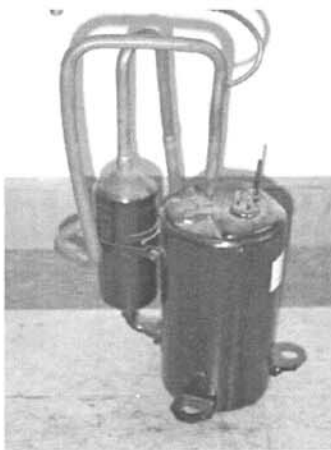
本章在 Matlab/Simulink 中建立了 IPMSM 无转子位置传感器矢量控制系统的仿真模型，并对滑模观测器、全维状态观测器的理论分析和设计进行了仿真验证，为实验奠定了基础。



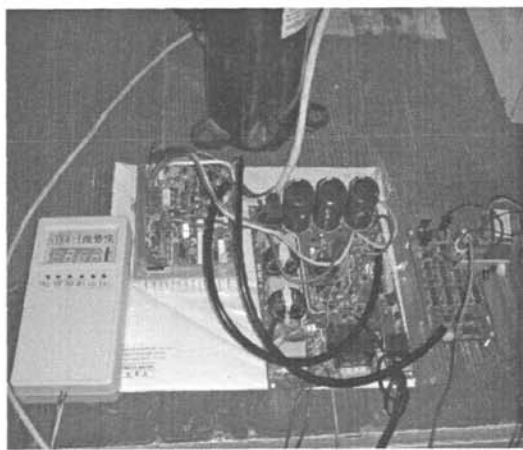
## 第五章 直流压缩机矢量控制系统的实验研究

### 5.1 控制系统的实验平台

直流压缩机矢量控制系统主要包括永磁同步电机驱动的直流压缩机、直流变频空调负载以及控制系统。图 5.1(a)为单体直流压缩机型号为 5RS092XEA01, 图 5.1 (b) 为直流压缩机控制系统, 包括辅助电源板、DSP 控制板、D/A 转换板以及键盘显示控制器四部分。



(a) 单体直流压缩机



(b) 控制系统

图 5.1 直流压缩机控制系统实验装置

### 5.2 控制系统的硬件设计

#### 5.2.1 控制系统硬件整体结构

控制系统的硬件结构由直流压缩机、DSP 主控板、D/A 转换板、辅助电源板以及键盘显示控制器构成, 其总体框图如图 5.2 所示。

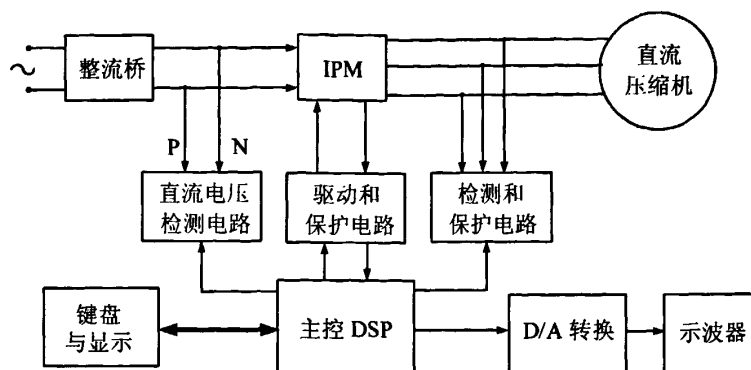


图 5.2 控制系统硬件结构总体框图

键盘显示控制器与主控 DSP 通过串行通信接口交换数据和指令，面板上有 6 个按键，分别为运行键、停止键、功能选择键、设定键、增加键和减小键，还具有由 4 个 8 位七段数码管构成显示板，显示控制系统的各种功能参数。辅助电源板提供 +19V、+5V、±12V 共四组电源。

### 5.2.2 DSP 控制电路

控制电路的核心是 DSP 主控板。DSP 选用 TI 公司生产的 16 位定点芯片 TMS320LF2403<sup>[59-61]</sup>，该芯片主频为 40MHz，单周期指令为 25ns，价格低、运算中占用内存少、运算速度较快，符合空调系统产品化的要求。

DSP 作为本系统核心控制元件，实现速度环、电流环的调节、转子位置和转速的估算等控制算法，并输出信号驱动 IGBT 来控制电机。等功能。同时，DSP 还负责系统的故障诊断与保护，以及通过异步串行通讯接口（SCI）与键盘和显示控制器进行通讯，实现系统的智能化管理。

本系统将过流和过、欠压故障信号处理为多路低电平有效信号，把上述信号相“与”后的输出接 DSP 的 PDPINT 引脚，由 DSP 的事件管理器（EV）的外部中断 PDPINT（功率驱动保护中断）来实现对系统的硬件保护。当系统出现上述故障时，DSP 的 PDPINT 引脚电压由高电平变为低电平，片内固化的 PDPINT 中断服务程序自动封锁系统的 6 路 PWM 信号输出，使控制器停机，同时申请软件中断，通过软件检测故障发生的原因，并对故障作进一步处理，直到故障消失和系统复位。

### 5.2.3 功率电路及驱动

主电路由二极管整流环节、电容滤波和逆变环节三部分构成，如图 5.3 所示。

在整流环节选用单相整流模块。逆变环节则选用飞兆公司的智能功率模块 (IPM)，型号为 FSBB30CH60，该型号 IPM 耐压 600V，最大电流 30A。由于智能功率模块具有稳定可靠、易于生产、外围电路简单等特点，使得用户开发的时候非常方便，不但减少了系统体积，缩短了开发时间，也增强了系统可靠性。

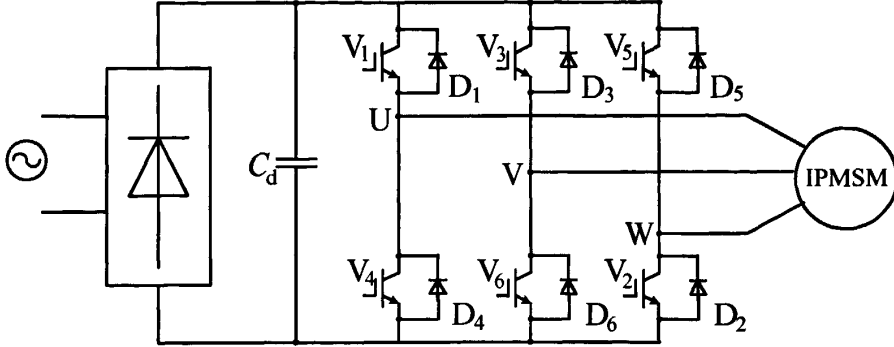


图 5.3 主电路结构示意图

#### 5.2.4 直流母线电压检测电路设计

图 5.4 为直流母线电压检测电路，通过  $R_{76}$ 、 $R_{77}$ 、 $R_{78}$ 、 $R_{80}$  的分压，经  $R_{80}$  采样可以得到直流母线的电压值，再经过  $R_{82}$  与  $C_{54}$ 、 $C_{55}$  组成的  $\pi$  型滤波电路进行滤波处理。为了保护 DSP 芯片，要求 DSP 的引脚输入电压不高于 3.3V，因此在 +3.3V 与地之间串联两个二极管  $D_6$ 、 $D_7$ ，将  $V_{DC}$  的电压限幅于  $[0, +3.3]$ V 之间， $V_{DC}$  与 DSP 的 A/D 采样通道相连，通过软件的处理就可以得到直流母线电压的真实值。由式(5.1)可以计算出可检测直流母线最大电压值为 498.30V。

$$\begin{aligned}
 V_{dcmax} &= \frac{3.3 \times (R_{76} + R_{77} + R_{78} + R_{80})}{R_{80}} \\
 &= \frac{3.3 \times (450000 + 3000)}{3000} \\
 &= 498.3
 \end{aligned} \tag{5.1}$$

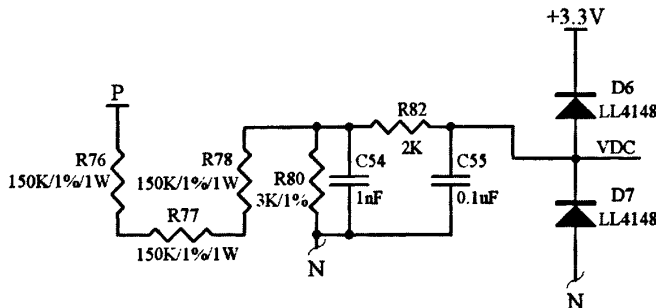


图 5.4 直流母线电压检测电路

### 5.2.5 电流检测电路设计

在数字控制中，采样信号的精准程度对控制算法的好坏有直接影响，采样动态响应的快慢对系统的实时性也有很大的影响。本系统采用串入  $0.01\Omega$  的 Shunt 电阻来采样三相电流信号，该方法电路结构简单、成本低。

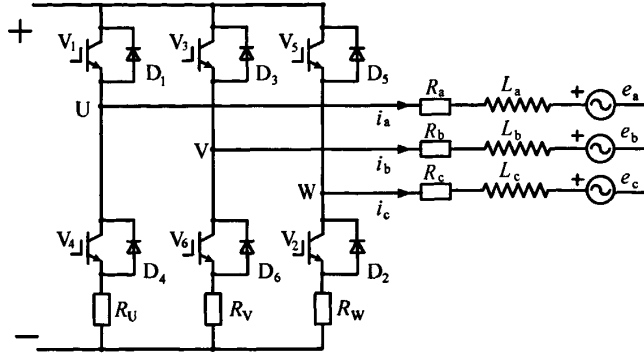


图 5.5 Shunt 电阻检测电流示意图

由于 DSP 的引脚输入电压都要求不高于  $3.3V$ ，由 Shunt 电阻采样得到的电压信号需经过电平转换，这部分电平电路就是电流检测电路。该电路除了要使电压满足 DSP 芯片的要求，还需要保证处理后的信号仍能真实反映信号变化规律，尽可能使采样精确。电流检测电路（U 相）如图 5.6 所示。

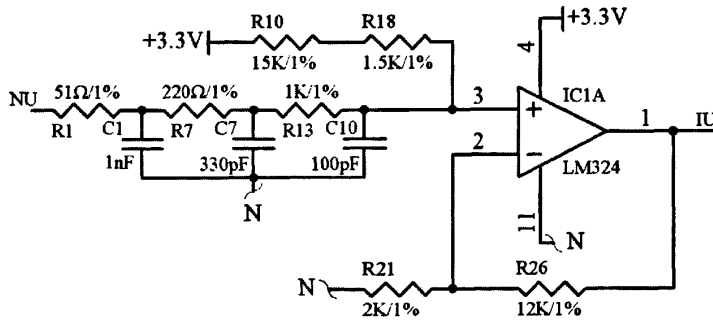


图 5.6 电流检测电路(U 相)

图 5.6 中，输入信号为  $U_{NU}$ 、输出信号为  $U_{IU}$ 。令  $R_a = R_1 + R_7 + R_{13} = 1271\Omega$ ， $R_b = R_{10} + R_{18} = 16500\Omega$ ， $R_c = R_{26} = 12000\Omega$ ， $R_d = R_{21} = 2000\Omega$ 。图中运算放大器为 LM324，当输入  $U_{NU} = 0V$  时，输出电压被检测电路抬高  $U_{offset}$

$$U_{offset} = \frac{R_c + R_d}{R_d} \times \frac{R_a}{R_a + R_b} \times 3.3 \quad (5.2)$$

$$= 1.65$$

由于输出电压  $U_U$  被限幅于  $[0, +3.3]\text{V}$  且采样 shunt 电阻  $R_{\text{shunt}}=0.01\Omega$ , 则采样相电流的最大值  $I_{\text{Max}}$ 、最小值  $I_{\text{Min}}$  分别为

$$I_{\text{Max}} = \frac{R_d}{R_c + R_d} \times \frac{R_a + R_b}{R_a} \times (3.3 - 1.65) / R_{\text{shunt}} \quad (5.3)$$

$$= 25.35$$

$$I_{\text{Min}} = \frac{R_d}{R_c + R_d} \times \frac{R_a + R_b}{R_a} \times (-1.65) / R_{\text{shunt}} \quad (5.4)$$

$$= -25.42$$

### 5.2.6 D/A 转换电路设计

D/A 转换板设置了 4 路 8 位 D/A 转换通道, 通过 D/A 转换可以观测控制过程中各运算变量。在 D/A 转换电路中, 每个集成芯片的供电电源、地之间都要加一个去耦电容, 一方面是集成电路的蓄能电容, 提供和吸收该集成电路开门、关门瞬间的充放电能; 另一方面可以旁路掉该器件的高频噪声。

图 5.7 为 2 路 8 位 D/A 转换电路原理图, 由 DSP 的 I/O 口向 D/A 转换板输出三路信号, 经过 ULN2003A 的放大和高速光耦 6N137 的隔离后, 得到数据信号 (DATA), 时钟信号 (CLOCK) 和使能 (ENABLE) 信号, D/A 转换采用的芯片是 DAC0832。

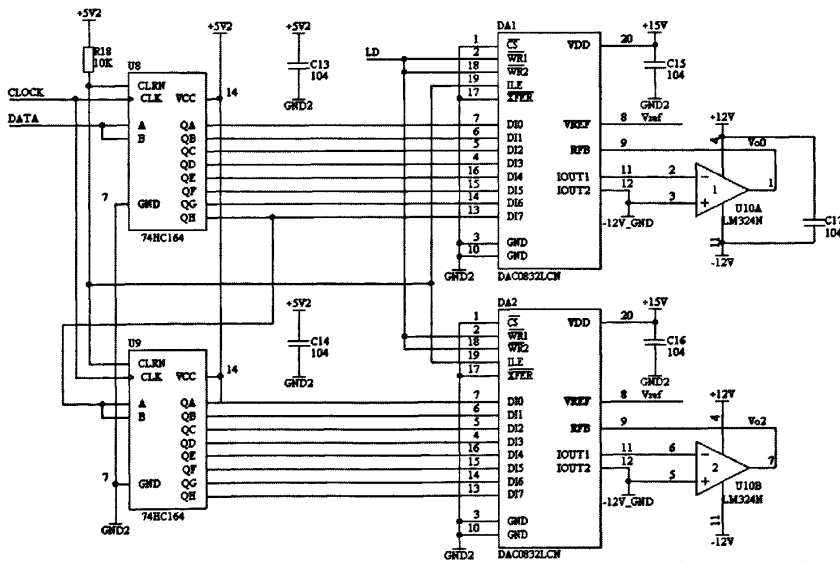


图 5.7 D/A 转换电路

图中 74HC164 为 8 位移位寄存器,它的功能是将串行输入转换为并行输出,在每一个 CLOCK 信号的上升沿传送一位数据信号至 74HC164。通过将第一路 74HC164 的高位输出与下一路 74HC164 的输入相连,可以得到 4 路 8 位的并行输入数据信号。

DAC0832 内部具有 8 位的输入锁存器、DAC 寄存器以及 D/A 转换器,通过使能信号 LD 的控制,使得 4 路 DA 转换芯片同时工作,输出模拟信号,如图 5.8 所示。

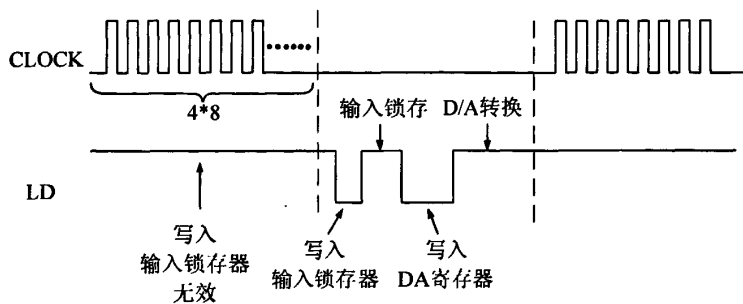


图 5.8 D/A 转换的时序图

## 5.3 控制系统的软件设计

硬件设计为系统的实现提供了很好的平台,系统的控制策略都是通过软件实现的,因而软件的编写与调试成为系统最终实现其性能的很重要的一环。

### 5.3.1 控制系统软件整体结构

TMS320LF2403 芯片支持两种语言编程, C 语言和汇编语言。汇编语言执行速度快、代码编译效率高,且对硬件地址和状态位操作方便,因此在对实时性要求高的控制场合中使用汇编语言编写程序比较合适; C 语言具有简洁,使用方便灵活以及运算符丰富等诸多优点,适合编写比较复杂的算法,但程序执行效率较低<sup>[62]</sup>。如果能将两种编程语言结合起来,综合利用其各自优点,则不仅可以保证程序代码的高执行效率,还可以缩短程序的开发周期。因此,本文采用 C 语言和汇编语言混编的程序,在 C 语言中嵌入汇编语言。

主程序流程图如图 5.9 所示,主程序负责全局初始化管理以及等待中断发生。

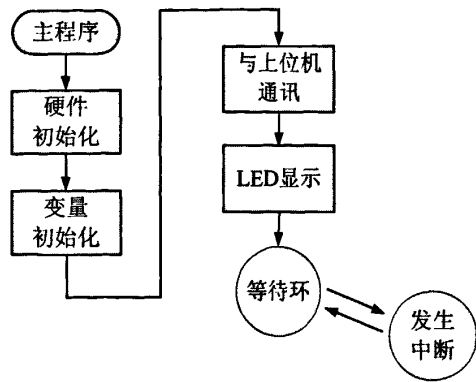


图 5.9 程序总流程图

主程序负责的是全局初始化管理，中断响应程序则是矢量控制算法的执行程序段。本系统采用 5kHz 开关频率，具体流程图如图 5.10 所示。

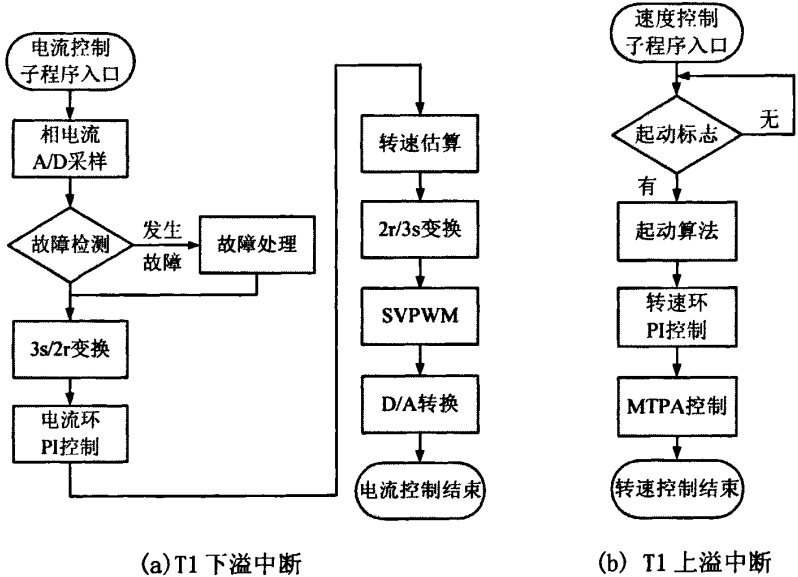


图 5.10 中断程序流程图

5.3.2 软件参数的定标

在本文所实现的直流压缩机无位置传感器矢量控制算法中，需要进行大量的运算，而且各变量的大小范围不一，且多为小数形式。为了既能满足高精度又能满足宽范围的要求，对整个系统的各个变量采用标么值 PU (Per Unit) 模式进行计算。

电压、电流、转速基准值选取如下：

$$u_{\text{base}} = 150 \text{ V}$$

$$i_{\text{base}} = 10 \text{ A}$$

$$\omega_{\text{base}} = 2 \times \pi \times 100(\text{Hz}) = 628.3185 \text{ rad/s}$$

电阻、磁链、电感基准值为

$$R_{\text{base}} = u_{\text{base}} / i_{\text{base}} = 10 \Omega$$

$$\psi_{\text{base}} = u_{\text{base}} / \omega_{\text{base}} = 0.2387 \text{ Wb}$$

$$L_{\text{base}} = R_{\text{base}} / \omega_{\text{base}} = 0.0238 \text{ H}$$

根据上述基准值可以计算出系统内其它变量在标么值模式下的值。

由于使用的是定点芯片还需要考虑选择合适的 Q 值, 本文主要选择 Q12 (表示范围为[-8~8]) 格式来表示经过标么化后的各个变量。在实际编程中, 发现某些变量的标么值已超出 Q12 格式的表示范围, 则根据实际情况, 选择 Q8 (表示范围为[-128~128]) 格式表示, 不同 Q 格式的变量之间可以进行数学运算, 但最终的结果要统一转化为 Q12 格式。

通过合理的选择变量的基准值并进行 Q 格式的处理, 给程序的编写带来了极大地方便, 能够避免运算过程中产生的结果溢出情况, 同时可以提高运算精度并有利于减小计算过程中产生的误差。

### 5.3.3 电流采样模块

每一个 PWM 周期对相电流采样一次, PWM 周期设为 0.2ms, 则电流的采样频率为 5kHz。

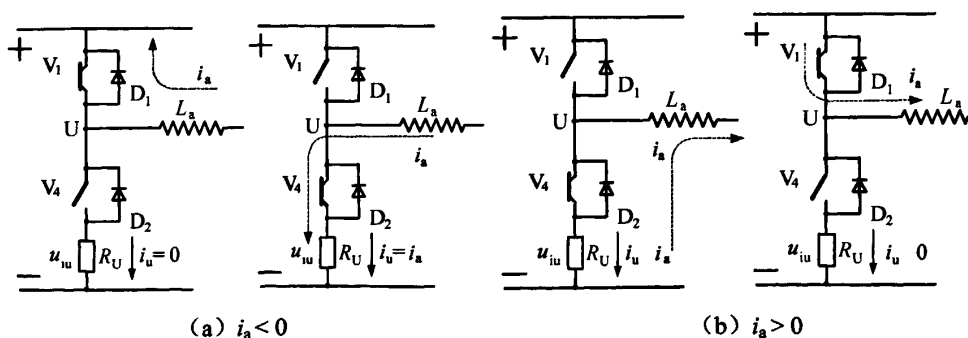


图 5.11 Shunt 电阻采样示意图

如图 5.11 所示, 当 U 相电流处于正半周, 即  $i_a > 0$  时,  $V_1$  导通  $V_4$  关断, 流经 shunt 电阻的电流为零;  $V_1$  关断  $V_4$  导通, 二极管  $D_2$  续流, 流经 shunt 电阻上电流为相电流  $i_a$ 。同理, 当 U 相电流处于负半周, 即  $i_a < 0$  时,  $V_1$  导通  $V_4$  关断,



流经 shunt 电阻的电流为零； $V_1$  关断  $V_4$  导通，二极管  $D_2$  续流，流经 shunt 电阻上电流为相电流  $i_a$ 。Shunt 电阻上的电压波形如图 5.12 所示。

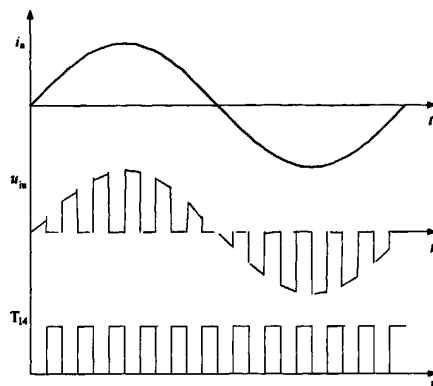


图 5.12 Shunt 电阻采样波形示意图

对于实际系统来说，电流值有正负之分，但通过硬件电流检测电路后由 DSP 芯片内部的 AD 转换所得到的电流值都为正值。因此，在电流采样处理程序中不仅需要将其还原为真实值还需要对真实的电流值进行规格化处理，电流采样模块流程图如图 5.13 所示。

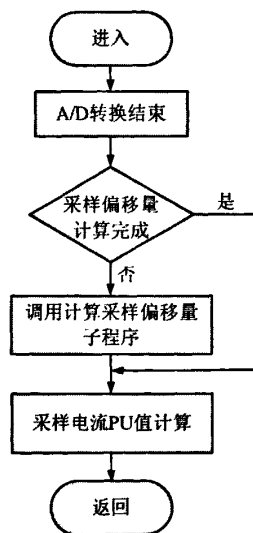


图 5.13 电流采样模块程序流程图

其中，计算采样电流偏移量的子程序采用取平均值的方法

$$i_{\text{offset}}(n) = \frac{n-1}{n} \cdot i_{\text{offset}}(n-1) + \frac{1}{n} i_u(n) \quad (5.5)$$

#### 5.3.4 抗饱和 PI 控制器模块

在电机控制系统中, PI 控制器是应用比较广泛的一种控制器。如前所述, 本控制系统是一个双闭环的控制系统, 内环电流环和外环速度环控制器均采用 PI 控制器。模拟 PI 控制器的数字模型为:

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t) dt \quad (5.6)$$

式中,  $u(t)$  为模拟 PI 调节器的输出信号;  $e(t)$  为控制器输入信号;  $K_p$ 、 $K_i$  为比例、积分系数。

在 DSP 中, 可以用数字 PI 控制器实现模拟 PI 控制器的功能。根据 2.3.2 节所述, 电流环、速度环均采用防饱和和 PI 控制器, 下面就以 d 轴电流环防饱和 PI 控制器的数字化运算形式为例进行介绍, 流程图如图 5.14 所示。

$$\Delta e(n) = i_{d-ref}(n) - i_d(n) \quad (5.7)$$

$$u_{d-ref}(n) = u_{d-ref}(n-1) + K_p \cdot \Delta e(n) + K_i T_s [\Delta e(n) - K_a (u_d - u_{d-ref})] \quad (5.8)$$

$$\begin{cases} u_d = u_{\max} & u_{d-ref} > u_{\max} \\ u_d = u_{\min} & u_{d-ref} < u_{\min} \\ u_d = u_{d-ref} & u_{\min} < u_{d-ref} < u_{\max} \end{cases} \quad (5.9)$$

$e(n)$  为第  $n$  次控制器输入的误差,  $u_d(n)$  为第  $n$  次控制器的输出,  $u_{d-ref}(n)$  为限幅环节的第  $n$  次输入,  $u_{\max}$ 、 $u_{\min}$  分别为限幅环节的最大值和最小值,  $K_a$  为防饱和系数。

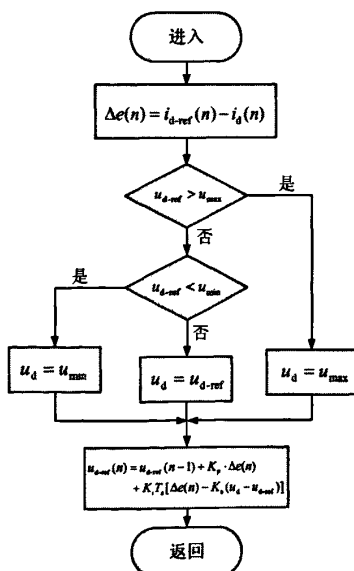


图 5.14 d 轴防饱和 PI 控制器程序流程图

5.4 实验结果与分析

图 5.15 为直流压缩机矢量控制系统，该系统额定制冷能力为 2600W（额定功率 740W，额定转速 3180rpm），直流压缩机型号为 5RS092XEA01。

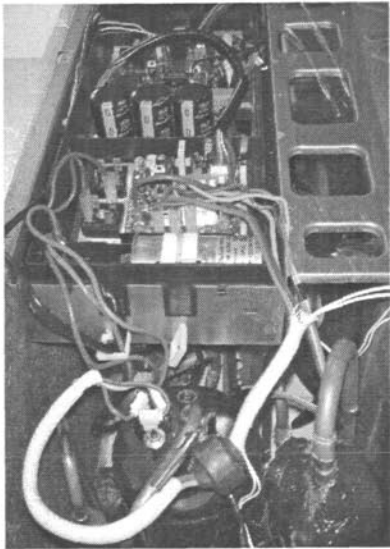


图 5.15 直流压缩机矢量控制系统

在图 5.15 的控制系统中对基于全维观测器的直流压缩机矢量控制系统进行了实验验证。实验主要验证了 IPMSM 参数测量算法、全维状态观测器算法、基于锁相环的转子位置和转速估算法以及 MTPA 电流控制策略四方面。

5.4.1 IPMSM 参数测量

（1）电阻、电感的测量

采用型号为 TH2811A 型 LCR 数字电桥测量对实验所用压缩机的驱动电机进行测量得到线电阻和线电感的测量值如下。

表 5.1 5RS092XEA01 的电桥测量结果

测量项目	线电阻/电感	第一次测量	第二次测量	第三次测量
电阻 (Ω)	$R_1(A-B)$	1.2311	1.2308	1.1887
	$R_2(B-C)$	1.1926	1.1911	1.1915
	$R_3(C-A)$	1.1863	1.1878	1.6134
电感 (mH)	$L_1(A-B)$	14.093	14.155	14.150
	$L_2(B-C)$	7.2060	7.2060	7.1910
	$L_3(C-A)$	12.895	12.980	12.989

根据 3.5 节中理论推导所得式(3.60)、式(3.71)可以计算出实验所用压缩机驱动电机的电阻及电感参数，如表 5.2 所示。

表 5.2 电机电阻、电感计算结果

计算项目	第一次计算结果	第二次计算结果	第三次计算结果
$R_s$	0.602	0.602	0.666
$L_d$	3.57	3.58	3.57
$L_q$	7.82	7.87	7.87

对三次计算结果取平均值，可以得到电阻  $R_s=0.62\Omega$ ，电感  $L_d=3.57\text{mH}$ ， $L_q=7.85\text{mH}$ 。

(2) 反电动势系数的测量

设置  $K_e=0.15\text{V/rad}$ （压缩机常用反电势系数的中间值），并使用测量计算所得的电感和电阻参数，空载运转压缩机到 50~60rps，用示波器捕获停机时的线电压波形，如图 5.16 所示。

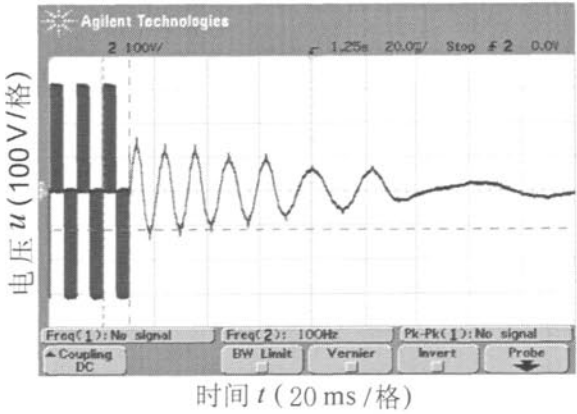


图 5.16 停机时线电压波形

按照图 5.16 读出的数值及按照式(3.73)、式(3.74)计算结果如表 5.3 所示。

表 5.3 5RS092XEA01 反电势系数计算表

周期(ms)	电频率(Hz)	线电压峰值(V)	相电压峰值(V)	$\psi_f$ (V/rad)	$K_e$ (V/rad)
10.64	94.0	135	77.9	0.1320	0.1617
11.44	87.4	120	69.3	0.1261	0.1545
12.8	78.1	109	62.9	0.1282	0.1570
14.28	70.0	95.3	55.0	0.1250	0.1532
17.68	56.6	79.7	46.0	0.1295	0.1586
22.1	45.2	70	40.4	0.1422	0.1741

根据表 5.3 计算平均的反电势系数，由于第一个峰值和最后一个峰值受惯性

及测量误差影响，故不采用。平均后得到测量磁链为 0.1272(V/rad)，根据式(3.74)计算得反电动势系数为 0.1558 (V/rad)，这与压缩机设计部门提供的 (25℃) 磁链 0.123 (V/rad) 误差很小。

5.4.2 全维观测器估算转子位置实验

图 5.17 为 dq 坐标系下电流估算值与实际值实验波形，由图可以看出，当启动过程结束以后，估算电流能很好地跟踪实际电流。

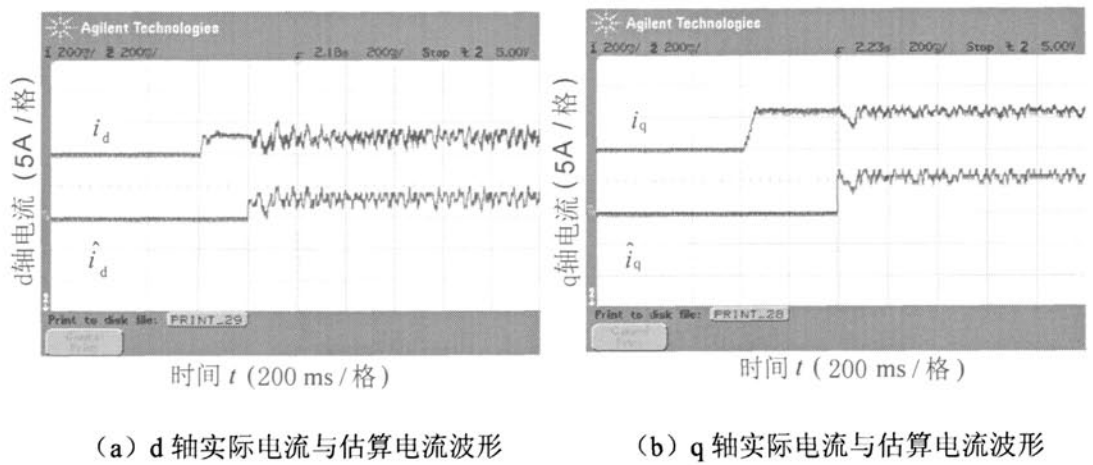


图 5.17 实际电流与估算电流实验波形

图 5.18 (a)、(b) 为压缩机运行在低速 30Hz 和高速 70Hz 时转子的估算角度。

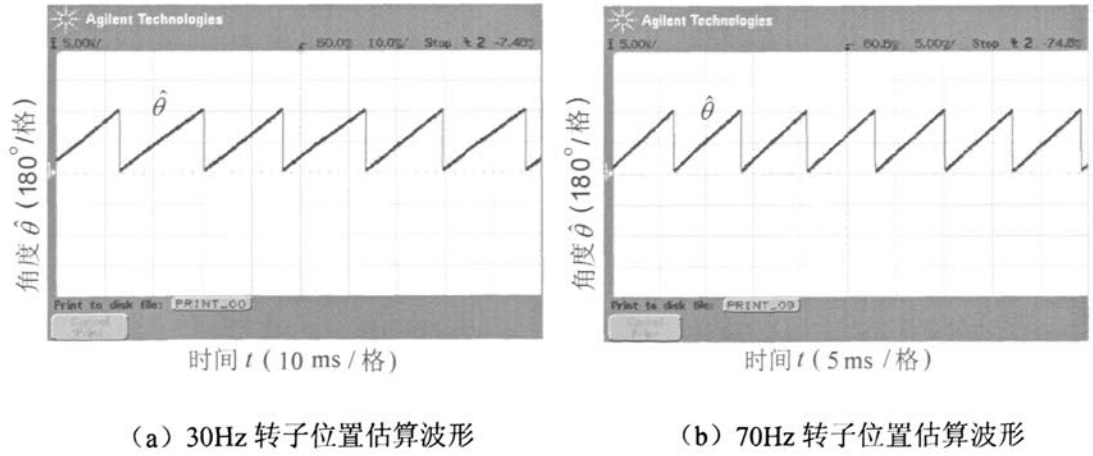


图 5.18 基于全维观测器的转子位置估算实验波形

图 5.19 为压缩机转速变化时，给定转速和估算转速实验波形，由图可以看出，当压缩机给定转速值变化时，估算转速能很好跟踪给定转速。

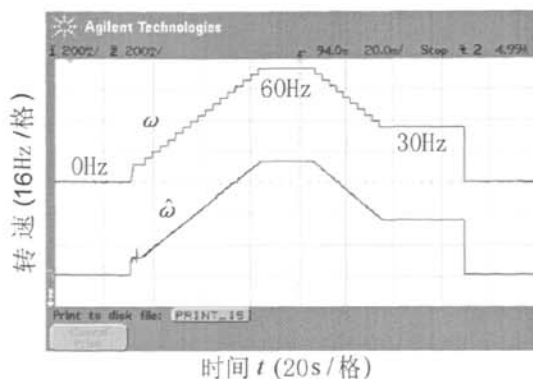
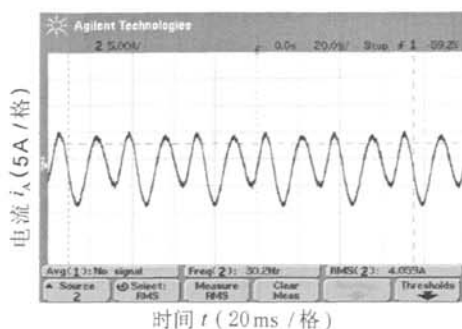
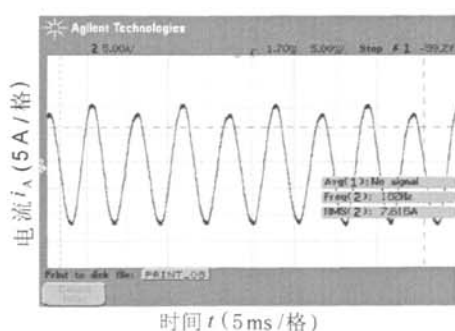


图 5.19 给定转速与估算转速波形

图 5.20 (a)、(b) 分别为压缩机运转在 30Hz 和 90Hz 的电流波形，其中图 5.18 (a) 的电流波动是由于单缸转子式压缩机负载特性为周期加载卸载所致。实验结果表明整个位置估算在高速和低速运转时都很稳定。



(a) 30Hz 相电流波形



(b) 90Hz 相电流波形

图 5.20 相电流波形

### 5.4.3 MTPA 控制策略实验

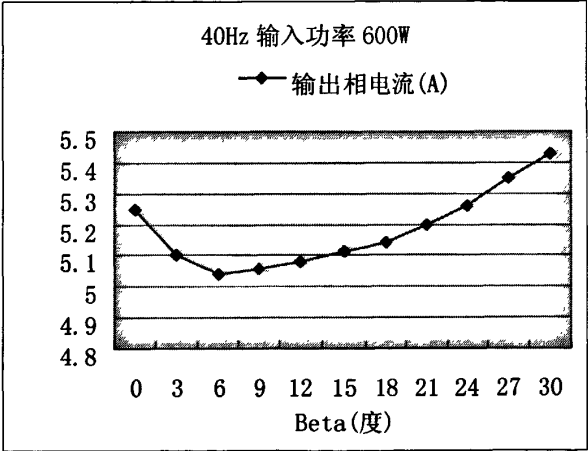
对 MTPA 电流控制策略进行实验验证，由于压缩机转矩无法直接测量，实验将相同转速和输入功率下，分别采用 MTPA 控制和  $i_d=0$  控制，测量所得的压缩机输出电流进行对比，实验数据如表 5.4 所示。

表 5.4 MTPA 与  $i_d=0$  控制输出电流对比

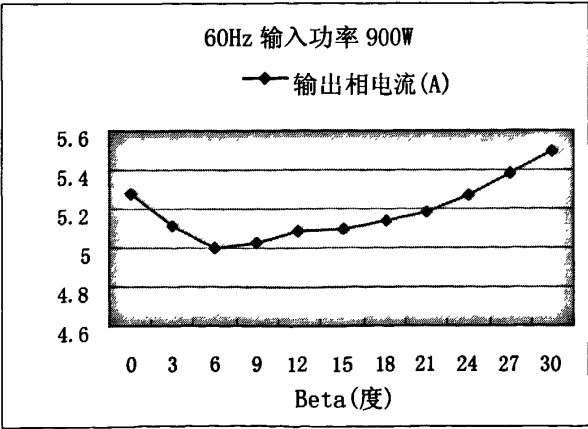
运行转速 (rpm)	1800	2700	3900	5100
输入压缩机功率 (W)	590	990	1915	1870
MTPA 控制下压缩机电流 (A)	5.8	6.8	9.6	7.3
$i_d=0$ 控制下压缩机电流 (A)	6.2	7.4	11.2	8.4

由表 5.4 可以看出：在相同的工况下，采用 MTPA 控制时的输出电流明显小于使用  $i_d=0$  控制时的输出电流，与 2.3.4 节推导结果一致，即采用 MTPA 控制可以有效提高单位电流输出转矩，提高电流利用率。

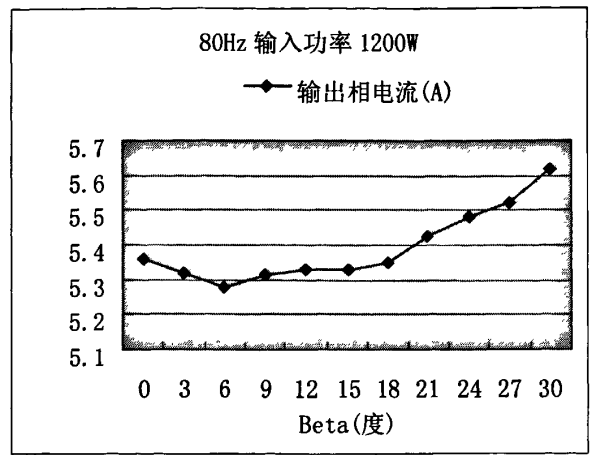
保持输出转矩  $T_e$  固定，通过控制转矩角  $\beta$  在  $[0, 30]$  度之间变化，可以得到输出相电流与转矩角关系，如图 5.21、图 5.22 所示。



(a) 40Hz 输入功率 600W



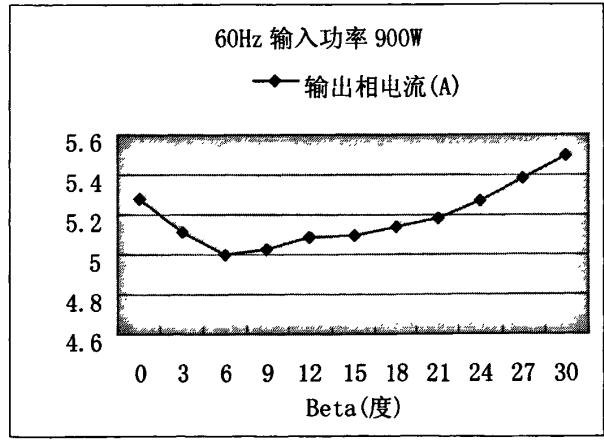
(b) 60Hz 输入功率 900W



(c) 80Hz 输入功率 1200W

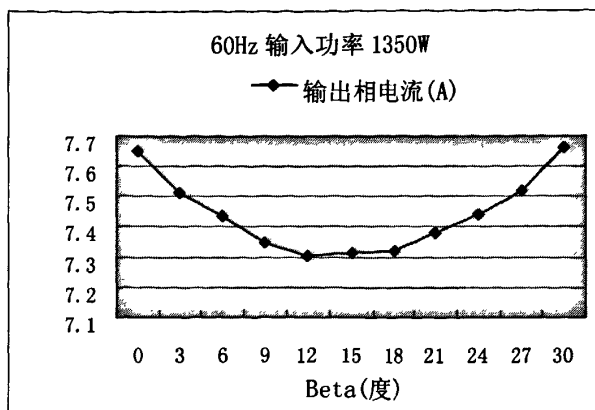
图 5.21 轻载工况不同转速下  $i_s$  与  $\beta$  关系

图 5.21 为轻载工况时，不同转速下输出相电流  $i_s$  与转矩角  $\beta$  关系。可以看出，当输出转矩  $T_e$  一定时， $\beta=8^\circ$  输出相电流值为最小值。即在 MTPA 控制下，转矩角  $\beta$  的值与电机转速无关，通过控制  $\beta$  角可以得到输出相同转矩时所需的电流最小值。

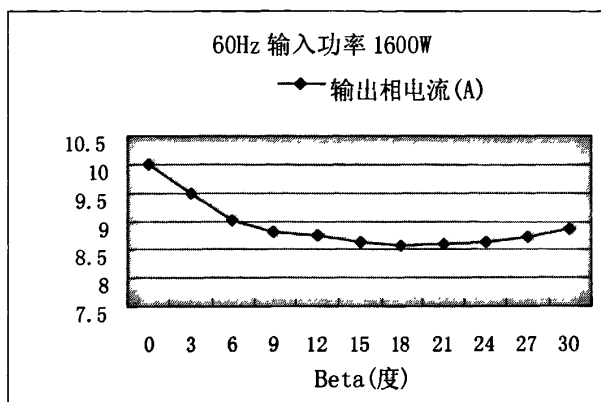


(a) 60Hz 输入功率 900W





(b) 60Hz 输入功率 1350W



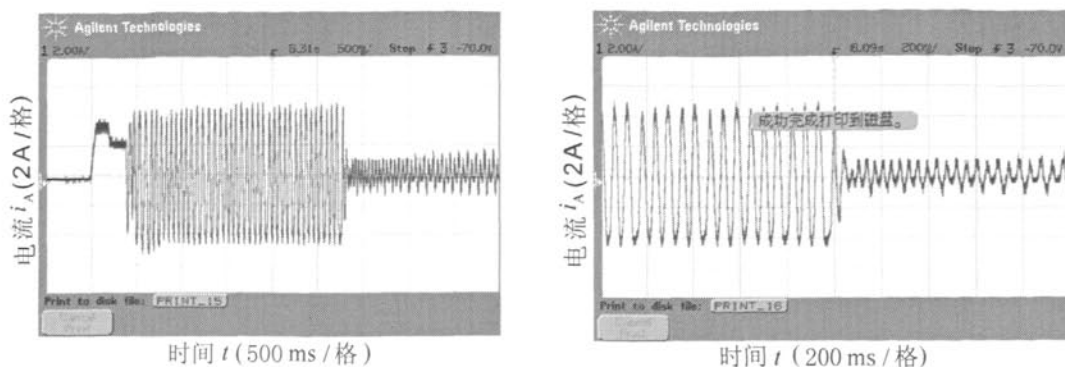
(c) 60Hz 输入功率 1600W

图 5.22 60Hz 不同负载工况下  $i_s$  与  $\beta$  关系

图 5.22 为 60Hz 不同负载工况下输出相电流  $i_s$  与转矩角  $\beta$  关系。当转速不变，输入功率变化时，转矩  $T_e$  也发生变化。当  $T_e$  变化时，对应产生最小输出电流的转矩角  $\beta$  也不同，且随着  $T_e$  的增大而增大。

#### 5.4.4 电机起动实验

在实际空调压缩机系统中，对转子预定位法起动的原理进行了实验验证，实验波形如图 5.23 所示。图 5.23 (a) 为定子相电流波形，图 5.23 (b) 为电流闭环转速开环切换到双闭环阶段的实验波形。



(a) 定子相电流波形

(b) 切换时刻相电流波形

图 5.23 转子预定位起动法实验波形

从实验结果可以看出：开环起动的转矩角与理想转矩角有较大偏离，从开环到闭环切换过程没有出现异常和过大电流冲击，能过正常起动，但此方法对于不同阶段之间的切换时间要求较严，切换时间需要通过实验调整。当电机转动惯量不同或带一定负载起动时，也需要调整切换时间，否则可能造成起动失败甚至电机反转的现象，适用于直流压缩机的空载起动。

## 5.5 本章小结

本章主要介绍以 DSP 为控制核心的直流压缩机矢量控制系统软硬件设计。利用 DSP 强大的数据运算能力和丰富的片内资源，实现了数据采集、保护信号的检测、通讯等功能。在该实验平台上，进行了一系列基于全维观测器的直流压缩机矢量控制的实验，实验结果与仿真一致，达到了预期的效果，不仅验证了理论分析和设计的结果，也说明了软、硬件设计的正确。

## 第六章 结论与展望

### 6.1 结论

自上世纪末开始,永磁同步电机以其体积小、重量轻、效率高、力矩大、调速性能好等优点在数控机床、机器人、电动车辆、家电、办公自动化设备等领域获得了广泛的应用,特别是无位置传感器的永磁同步电机调速技术更是受到国内外学者的广泛关注。近年来大量的研究成果不断涌现,无位置传感器永磁同步电机矢量控制技术也逐渐成熟。

在家电领域,空调的变频驱动技术经历了从交流变频到方波控制再到矢量控制的发展过程。由于家电行业的特殊性,要求其产品在保证性能和降低价格的基础上,尽量降低噪声,提高效率和功率因数,即所谓价廉物美的“绿色”产品。在此背景下,本文从理论和实践两个方面,就空调直流压缩机矢量控制器项目研究中遇到的一些问题展开了较为全面的研究和讨论,取得了一些有意义的结论。本文的主要工作概括如下:

- 1、在阅读了国内外有关无位置传感器永磁同步电机矢量控制技术文献的基础上,根据直流压缩机的运行特点,确立了基于电机反电动势的估算方法来实现无位置传感器的矢量控制。

- 2、详细推导了永磁同步电机的数学模型,并在深入分析了坐标变换环节的基础上,利用坐标变换实现了电机模型的解耦控制;讨论了电流控制策略并提出采用 MTPA 控制提高 IPMSM 的定子电流利用率;对电流环和速度环防饱和 PI 控制器进行了分析设计,建立起 IPMSM 双闭环矢量控制系统。

- 3、推导出适合 IPMSM 的滑模观测器和全维状态观测器,对 IPMSM 的反电动势进行观测,根据反电动势计算出电机转子位置和转速,实现无传感器矢量控制。本文还提出一种适用于直流压缩机的起动方法,实现了压缩机的可靠起动。同时在深入分析电机等效模型的基础上,提出了一种电机参数测量方法,用以得到 IPMSM 的电感、电阻及反电动势系数等关键参数。

- 4、使用 MATLAB/Simulink7.1 仿真软件,构造了基于滑模观测器的矢量控制系统以及基于全维状态观测器的矢量控制系统,对理论分析和设计进行了仿真

验证。

5、设计了以 TMS320F2403 数字信号处理器为控制核心的直流压缩机矢量控制实验平台,采用汇编语言和 C 语言混合编程,完成了基于实验平台的软件设计,作了大量的实验论证。

## 6.2 展望

由于永磁同步电机的高性能控制都是基于电机的电气模型。在设计控制系统时,总是假定电机的参数在运行过程中保持恒定,利用厂家所给的电机参数表进行设计。但在实际系统中,电机参数总是随着温度和电流的变化而变化的,例如:相电阻随电机的温度和频率变化,大约电机温度每增加  $100^{\circ}\text{C}$ ,电阻阻值变化率为 100%;电感是电流的函数,当电流不断增大会发生电感值饱和的现象;转子永磁体磁链密度也会随着电机温度的变化而变化。因此,要从根本上改进系统的控制性能就必须对电机的参数进行在线辨识,根据参数辨识结果实时调整电机参数,提高控制系统的准确性和可靠性。

目前,针对永磁同步电机参数在线辨识的方法,国外的研究主要是基于装有光电编码器等位置传感器的矢量控制系统中,而对于无位置传感器矢量控制系统的电机参数在线辨识这个课题,国内外的研究都刚刚开始,相关报道不是很多。

针对目前国内外研究状况,应用于永磁同步电机无位置传感器矢量控制系统中的电机在线参数辨识方法将是今后的研究方向也是难点之一。

## 参考文献

- [1] 胡雪. 变频空调能效标准解读. 行情·空调制冷, 2007.
- [2] 范晓兰. 日本为镜看中国家用变频空调产业现状未来, 行情·空调制冷, 2007.
- [3] 新科焯差实验室. KFR50-GWQ/BM 性能测试报告. 2006.
- [4] 索晓芳. 变频空调看上去很“美”. 行情·空调制冷, 2007.
- [5] High Performance Sensorless Motion Control IC – IRMCK203. International Rectifier, 2003.
- [6] Sensorless Motor Control IC for Appliances – IRMCF341. International Rectifier, 2006.
- [7] NEC 电子株式会社. BLDC-80 压缩机电机驱动器[M03]系统规格说明书. 2006.
- [8] 吴春华. 变频空调无刷直流电机无位置传感器控制方法的研究与应用. 上海大学, 硕士论文, 2005.
- [9] 堵杰. 无位置传感器无刷直流电机控制技术的研究与应用. 上海大学, 硕士论文, 2002.
- [10] 张相军. 无刷直流电机无位置传感器控制技术研究. 上海大学, 博士论文, 2001.
- [11] Jun Hu, Dong-qi Zhu, Bin Wu. Permanent magnet synchronous motor drive without mechanical sensors. Electrical and Computer Engineering, 1996, 5 (2): 603~606.
- [12] Piippo, A, Luomi, J. Adaptive observer combined with HF signal injection for sensorless control of PMSM drives. IEEE International Conference on Electric Machines and Drives, 2005, 5: 674~681.
- [13] 吴春华, 陈国呈, 孙承波. 基于滑模观测器的无传感器永磁同步电机矢量控制系统. 电工电能新技术, 2006, 25 (2): 1~3.
- [14] Changsheng Li, Elbuluk, M. A sliding mode observer for sensorless control of permanent magnet synchronous motors. Thirty-Sixth IAS Annual Meeting. 2001, 9 (2): 1273~1278.
- [15] Wallmark, O, Harnfors, L. Sensorless Control of Salient PMSM Drives in the Transition Region, IEEE Transactions on industrial eElectronics, 2006, 53 (4): 1179~1187.
- [16] 刘毅, 贺益康等. 基于转子凸极跟踪的无位置传感器永磁同步电机矢量控制研究. 中国电机工程学报, 2005, 25 (17).
- [17] Bolognani, S, Tubiana, L, Zigliotto, M. Extended Kalman filter tuning in sensorless PMSM drives. IEEE Transactions on industry applications, 2003, 39 (6): 1741~1747.
- [18] Bolognani, S, Zigliotto, M, Zordan, M. High performance PMSM sensorless drive based on stochastic filtering. International Conference on power electronic drives and energy systems for industrial growth, 1998, 2: 562~567.
- [19] Kshirsagar, P, Burgos, R.P, Lidozzi, A, JihoonJang, Wang, F, Boroyevich, D, Seung-Ki Sul. Implementation and Sensorless Vector-Control Design and Tuning Strategy for SMPM

Machines in Fan-Type Applications. Conference record of the 41st IAS annual meeting industry applications conference, 2006, 4: 2062~2069.

[20] Song Chi, Longya Xu. Position sensorless control of PMSM based on a novel sliding Mode Observer over Wide Speed Range. CES/IEEE 5th International Power Electronics and Motion Control Conference, 2006, 8 (3) : 1~7.

[21] Wang Limei, Guo Qinging. Principles and implementation of permanent magnet synchronous motor zero-speed sensorless control. 7th International Workshop on Advanced Motion Control, 2002, 6: 247~250.

[22] Jiangang Hu, Longya Xu, Jingbo Liu. Magnetic Pole Identification for PMSM at Zero Speed Based on Space Vector PWM. IPEMC '06 CES/IEEE 5th International Power Electronics and Motion Control Conference, 2006, 1: 1~5.

[23] French C, Acamley P. Control of permanent magnet motor drives using a new position estimation technique. IEEE Transactions on Industry Applications, 1996, 32 (5): 1089~1097

[24] Corley M J, Lorenz R D. Rotor position and velocity estimation for a salient-pole permanent magnet synchronous motor at standstill and high speeds, IEEE Transactions on Industry Applications, 1998, 34 (4): 784~789.

[25] Wang limei, Lorenz R D. Rotor position estimation for permanent magnet synchronous motor using saliency tracking self-sensing method. IEEE IAS Annual Meeting, 2000, 1: 445~450

[26] 王丽梅, 郭庆鼎. 基于转子凸极跟踪的永磁同步电机转子位置的自检测方法. 电工技术学报, 2001, 16 (2): 14~17.

[27] Wang Limei, Guo Qinging. Principles and implementation of permanent magnet synchronous motor zero-speed sensorless control. 7th International Workshop on Advanced Motion Control, 2002, 6: 247~250.

[28] Persson,J, Markovic,M, Perriard,Y. A New Standstill Position Detection Technique for Nonsalient Permanent-Magnet Synchronous Motors Using the Magnetic Anisotropy Method. IEEE Transactions on Magnetics, 2007, 2 (43): 554~560.

[29] Sugawara,J, Kaimori,T, Nishikata,S. A Novel and Simple Initial Rotor Position Detecting Method for PMSMs. International Conference on Power Electronics and Drives Systems, 2006, 1(1): 612~617.

[30] 梁艳, 李永东, 无传感器永磁同步电机矢量控制中转子初始位置的估算方法, 电工技术杂志, 2003, 2

[31] Lee, W.-J, Sul, S.-K. A New Starting Method of BLDC Motors without Position Sensor. IEEE Transactions on Industry Applications, 2006, 6 (42) : 1532~1538.

[32] Persson,J, Markovic,M, Perriard,Y. A New Standstill Position Detection Technique for

- Nonsalient Permanent-Magnet Synchronous Motors Using the Magnetic Anisotropy Method. IEEE Transactions on Magnetics, 2007, 2(43): 54~560.
- [33] Jansson,M, Harnefors,L, Wallmark,O, Leksell,M. Synchronization at startup and stable rotation reversal of sensorless nonsalient PMSM drives. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2006, 2(53): 379~387.
- [34] Bolognani, S, Zigliotto, M, Unterkofer, K. On-line parameter commissioning in sensorless PMSM drives. Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics. 1997, 7 (2): 480~484.
- [35] Abjadi, N.R, Soltani, J, Pahlavaninizhad, M, Askari, J. A nonlinear adaptive controller for speed sensorless PMSM taking the iron loss resistance into account. Proceedings of the Eighth International Conference on Electrical Machines and Systems. 2005, 9 (1): 188~193.
- [36] Ichikawa, S, Tomita, M, Doki, S, Okuma, S. Sensorless control of permanent-magnet synchronous motors using online parameter identification based on system identification theory. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2006, 53 (2): 363~372.
- [37] Bolognani,S,Zigliotto,M,Unterkofer,K,On-line parameter commissioning in sensorless PMSM drives, Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 1997, 6(2): 480~484.
- [38]Hyunbae Kim, Jason Hartwing, Robert D. Lorenz. Using on-line parameter estimation to improve efficiency of IPM machine Drives. IEEE 33rd Annual Power Electronics Specialists Conference, 2002, 6(2): 815~820.
- [39] 唐任远等. 现代永磁电机理论与设计. 机械工业出版社, 1997.
- [40] 王成元, 周美文, 郭庆鼎编著. 矢量控制交流伺服驱动电动机. 机械工业出版社, 1995.
- [41] 汤蕴璆, 张奕黄, 范瑜编著. 交流电机动态分析. 机械工业出版社, 2005.
- [42] 张猛, 李永东, 赵铁夫, 黄丽培. 一种减小变频空调压缩机低速范围内转速脉动的方法. 电工技术学报, 2006, 21 (7): 99~104.
- [43] 陈国呈编著. PWM 逆变技术及应用. 中国电力出版社, 2007.
- [44] 许振伟. 永磁交流伺服系统及其控制策略研究. 浙江大学, 博士学位论文, 2003.
- [45] Shigeo Morimoto, Tomohiro Ueno, Masayuki Sanada, Yoji Takeda, Takao Hiras. Variable Speed Drive System of Interior Permanent Magnet Synchronous Motors for Constant Power Operation. Conference Record of the Power Conversion Conference, 1993, 4: 402~407.
- [46] 陈荣. 永磁同步电机伺服系统研究. 南京航空航天大学, 博士论文, 2004.
- [47] 杨明, 徐殿国, 贵献国. 永磁交流伺服系统抗饱和设计. 中国电机工程学报, 2007, 27 (15): 28~32.
- [48] Hwi-Beom Shin. New Antiwindup PI Controller for Variable-Speed Motor Drives. IEEE Transaction on Industrial Electronics, 1998, 45 (3) : 445~450.

- [49] Sadegh Vaez. Loss Minimization Control of Interior Permanent Magnet Motor Drives. UMI 博士论文, Queen's University, 1997.
- [50] 王丰尧, 滑模变结构控制, 机械工业出版社, 1998
- [51] 胡寿松主编. 自动控制原理 (第四版). 科学出版社, 2001.
- [52] 王成元, 夏加宽, 杨俊友, 孙宜标编著. 电机现代控制技术. 机械工业出版社, 2007.
- [53] Shigeo Morimoto, Keisuke Kawamoto, Masayuki Sanada, Yoji Takeda. Sensorless control strategy for salient-pole PMSM based on extended EMF in rotating reference frame. IEEE transactions on industry applications, 2002, 38(4): 1054~1061.
- [54] Joohn-sheok Kim, Seung-Ki Sul. New Approach for High-performance PMSM Drives without Rotational Position Sensors. IEEE Transactions on Power Electronics, 1997, 9(12): 904~911.
- [55] 张剑, 许镇琳. 新型无位置传感器永磁同步电动机状态估计及其误差补偿方法研究. 电工技术学报, 2006, 21(1)
- [56] 庞浩, 俎云霄, 王赞其. 一种新型的全数字锁相环. 中国电机工程学报, 2003, 23 (2): 37~41.
- [57] Wallmark, O, Harnefors, L, Carlson, O. An improved speed and position estimator for salient permanent-magnet synchronous motors, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2005, 52 (1): 255~262.
- [58] 薛定宇, 陈阳泉. 基于 MATLAB/Simulink 的系统仿真技术与应用. 清华大学出版社, 2002.
- [59] 张雄伟, 邹霞, 贾冲编著. DSP 芯片原理与应用. 机械工业出版社, 2005.
- [60] 刘和平, 王维俊, 江渝, 邓力编著. TMS320LF240x DSP C 语言开发应用. 北京航空航天大学出版社, 2003.
- [61] 王晓明, 王玲编著. 电动机的 DSP 控制-TI 公司 DSP 应用. 北京航空航天大学出版社, 2004.
- [62] 谭浩强. C 语言设计(第二版). 清华大学出版社, 1999.



## 作者在攻读硕士期间公开发表的论文

- [1] 宋丹, 吴春华, 孙承波, 陈国呈. 基于滑模观测器永磁同步电机控制系统的研究[J]. 电力电子技术, 2007, 41 (3): 9~11.
- [2] 吴春华, 陈国呈, 丁海洋, 武慧, 宋丹. 基于导抗变换器的光伏并网逆变器控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27 (2): 1~5.
- [3] 王得利, 宋丹, 李杰, 陈国呈. 基于 Z 源逆变器的 PMSG 风机系统控制策略研究[J]. 电力电子技术 (已录用)

## 作者在攻读硕士期间所参与的项目

- [1] 上海新源变频电器股份有限公司“空调直流压缩机矢量控制器”开发项目
- [2] 高效率智能型光伏并网发电技术研究(上海市教委重点科研项目基金 06ZZ03)

## 致 谢

本文是在导师陈国呈教授的悉心指导下完成的。陈老师以他严谨的科学态度、渊博的理论知识、谦虚的为人品质和高效的工作作风影响和激励着我，是我永远学习的榜样。在近三年的学习和生活中，陈老师对我在学习和科研中的谆谆教诲和悉心指导令我终身难忘，在生活上给予我的关心和照顾也令我铭记于心。在此，谨向陈老师致以深深的敬意和由衷的感谢。

衷心感谢上海新源变频器股份有限公司总工程师孙承波博士，他实验和开发提供了良好的条件，并给予了建设性意见，在此表示深深的谢意。

真诚感谢博士师兄吴春华对我的帮助和启发，他那渊博的知识面、扎实的基础知识、活跃的思维为我提供了很多宝贵的意见，使我少走了许多弯路。感谢师姐黄跃杰对我的帮助和鼓励，她在学习和生活中都关心着我，给了我许多建议和启发。

还要感谢师兄宋文祥博士，李杰、吴国祥、曹大鹏、陈卫民、黄建明等博士研究生、张瑞斌、丁海洋、朱伟建、徐健等硕士、王得利、马祎炜、肖鹏等同学、师弟张翼、俞俊杰、崔开涌等硕士研究生，以及上海新源变频器股份有限公司的所有同事。在课题研究中和他们一起探讨了许多问题，他们的技术与经验让我受益匪浅，使项目开发得以顺利进行，我将永远记住在一起度过这两年半的美好时光。

最后，要深深地感谢我的父母和家人，在外求学六载有余，他们无私的爱与关怀始终陪伴着我，成为我学习与工作的动力。谨以此文表达自己的无限感激之情。

宋 丹

2008 年 3 月