# ABSTRACT

As the representative of modern electrical machines, switched reluctance machine(SRM) combines the low-cost strong structure of reluctance machine with excellent controllability of modern power electronics technique and microprocessor control technique. It runs bases on rotor position information offered by mechanical sensor, which increases cost and component count. Thus, it is necessary to research a sensorless drive system for SRM.

This paper mainly focused on the design of a sensorless drive system for SRM based on the Texas Instruments TMS320F2407 DSP by detecting the change of the derivative of the phase current.

Firstly, this paper summarized the development and application of SRM, analyzed the framework of SRD and the method of sensorless system.

Secondly, this paper summarized the running mechanism of SRD and analyzed how to control this system, and also compared each control methods.

Thirdly, this paper described various methods of sensorless system, and simulated them in MATLAB.

Fourthly, this paper designed a sensorless drive system based on TMS320F2407 DSP. In this chapter, the hardware design and the software design were all listed clearly.

Finally, experiments have been done on this practical system. The experimental results validated and deepened the conclusions drawn from theoretical research and gave some advice on further research of sensorless system for SRM.

#### Keyword:

SRM SRD sensorless system DSP control technique change of the derivative of the phase current

# 第一章 绪论

开关磁阻电机(SRM)在结构、性能、经济指标各个方面均有优于传统电机的表现, 因而它的研究和开发受到广泛关注。由于 SRM 结构的特殊性,准确的位置检测是其可靠 运行的必要条件。但一般的直接位置检测器不仅会提高系统成本和复杂程度,更重要的是 会降低 SRD 系统结构的坚固性,影响整个系统的可靠运行,因而如何实现无位置检测无疑 是一个重点研究方向。

### 1.1 开关磁阻电机发展概述

人类关于能源的开发利用已经经历了相当漫长的历史,从最初使用的是畜 力、水力、风力,后来发明了蒸汽机、柴油机、汽油机,直到19世纪才发明了电 动机。由于电机的效率高、运转经济、电能的传输和分配方便、电能容易控制, 现在电气传动已经成为绝大部分机械的传动方式。

在电气传动发展的历史中,首先出现的是直流电动机,因此 19 世纪 80 年 代以前,直流传动是唯一的电气传动方式。到了 19 世纪末期,人类发现了交流 电,在解决了三相交流电传输和分配的问题之后,经济实用的笼型异步电动机 登上了历史的舞台,交流电气传动在工业生产中逐渐得到了应用<sup>[1]</sup>。

随着技术的发展和生产的进步,对电气传动提出了更高的要求,比如电机 的启动、制动和正反转,传动系统调速的精度、范围等静态特性以及动态响应 等,在这些方面直流电动机比交流电动机更容易满足上述的要求,因此交流传 动系统又逐渐向直流传动过渡,上个世纪 60 年代以前,在需要可逆、可调速和 高性能的电气传动技术领域中,直流传动系统一直占有统治性的地位。

到了上世纪 60 年代以后,随着电力电子学、微电子学和现代控制理论的发展,交流电气传动技术得到了飞速的发展,开始挑战直流电气传动的统治地位,特别是交流电机的矢量控制和直接转矩控制理论的产生以及应用技术的推广,使得交流传动具备了调速范围宽、稳态精度高、动态响应快速以及可以四象限运行(即正转、反转、电动、制动)等良好的技术性能,其静态、动态性能完全可以与直流传动系统相媲美。进入上世纪 90 年代,交流传动系统已经取代直流传动系统,成为电气传动的主导<sup>[1]</sup>。

开关磁阻电机(Switched Reluctance Machine 简称 SRM)是 20 世纪 80 年

代发展起来的一种新型电机,作为磁阻电动机和电力电子技术相结合而产生的 一种机电一体化的无级交流调速电机,它具有结构简单可靠,调速性能优良, 在宽广的调速范围内具有较高频率,可以在很小的电流下实现启动和频繁正反 转,可以实现高精度、快响应、高频率和高输出的性能指标等诸多优点。问世 以后就引起了各国电气传动界的广泛重视,其驱动系统(SRD)已经在很多场 合获得应用,通用产品用于一般工业中,特殊产品主要用于牵引机车、电动汽 车以及飞机的启动电动机等等<sup>[2]</sup>。

### 1.2 开关磁阻电机调速系统

开关磁阻电机调速系统主要由 4 部分组成:开关磁阻电机(SRM),功率变 换器、控制系统、检测系统。SRM 是实现机电能量转换的部件,也是此系统区 别于其它电动机调速系统的主要标志。功率转换器负责提供能量,一般是由交 流电经整流后得到的直流供电。控制器是此系统的核心,处理反馈信号,计算 转速、转子位置,从而输出相应控制信号来控制电机以实现需要的功能。检测 系统一般包括电流检测和位置检测,为控制系统提供必需的信号。系统结构如 图 1.1 所示<sup>[6]</sup>。



图 1.1 开关磁阻电动机调速系统的组成

## 1.3 无位置检测器的开关磁阻电机

对于开关磁阻电机驱动系统而言,实时而准确的转子位置信息是其可靠运行的必要前提(见图 1.1)。目前实际应用中,一般都采用轴位置传感器或者其 它类型的探测式位置检测器来获得位置信息,这不仅会提高系统成本和复杂程 度,更重要的是会降低 SRD 系统结构的坚固性,影响整个系统的可靠运行, 尤其是在某些应用环境比较恶劣的场合。因此如何让它去掉位置检测,直接利 用电机的电压和电流信息间接确定转子位置,从而使系统结构更加坚固,运行 更加可靠、高效,成本更加低廉,无疑成为一个很有潜力的研究方向。

关于 SRM 的间接位置检测,国内外专家学者提出了许多方案,大致可以分为两大类<sup>[3]</sup>:有效电流定位法(Non-intrusive methods)和脉冲注入法(intrusive methods or Active Probing Methods)。前者不需任何人为产生的电压电流信息, 直接以电机运行时的电流电压信息为基础,根据电机的实际模型或特性曲线得 到位置信息,例如磁链法、感应电势法、电流变化法和基于模型的观测器法。 后者则充分利用空闲相,人为地注入低幅高频的模拟测试信号从而产生需要的 电流等信息以得到位置信息,例如电流波形监视法、信号调制编码法和磁通传 感技术都属于这一类。

理论上有效电流定位法是没有速度限制的,但由于需要比较准确的电机实际 模型或某些特性曲线,例如磁链——电流关系曲线,因而算法往往较为复杂,所 需计算时间较长,而为了获得准确可靠的转子位置,对位置检测的实时性要求很 高,这时算法的适用速度就受到了其复杂程度和CPU的限制,因此实际应用中仍 有其速度限制;脉冲注入法的算法尽管相对比较简单,但基于高频脉冲的输入使 其不免有着内在固有的速度限制,而且测试电流可能带来负转矩,对整个系统出 力和效率的影响也是很大的不足。由此可知这些方案各有其优缺点,但综观其实 际效果却有一个共同的不足之处,就是算法的准确应用是在一定的速度限制条件 下,在上面提到的文献中,算法实现的最高转速都没有超过2000r/min。这意味 着目前间接位置检测技术将无位置传感器SRM电机局限在中低速领域,但恰恰是 在高速领域,位置传感器对系统结构坚固性、运行可靠性的负面影响会更严重。 因此如果要将无位置传感器SRM应用在高速领域,必须先实现高速下的间接位置 检测<sup>[45]</sup>。

# 1.4 本课题研究的主要内容

随着开关磁阻电机的应用领域不断扩大,对开关磁阻电机的研究也在不断 深入,如何实现无位置检测器的开关磁阻电机驱动系统是一个具有挑战性以及 有一定实用价值的研究方向。本人在学习有关开关磁阻电机运行理论的基础上, 了解了目前流行的各种无位置检测方案,重点研究有效电流定位法中的其中一 种——相电流梯度法,并做了以下一些工作:系统控制策略的研究;在 MATLAB

里面采用 Simulink 实现系统仿真; 以 TI 公司 2407DSP 芯片为核心,选择电力 电子器件以及功率模块,绘制系统电路原理图以及 PCB 电路板;采用 C/ASM 语言编写程序;系统调试和后期性能测试等等。论文的情况大致如下;

第一章为绪论,主要介绍了开关磁阻电机的发展状况,调速系统的构成以 及无位置检测方法的基本情况。

第二章主要介绍开关磁阻电动机的本体构造以及调速系统的构成,分析开 关磁阻电机的控制策略。

第三章主要介绍无位置检测方案,包括方法研究以及仿真实现,重点研究 相电流梯度法。

第四章主要介绍实际系统的设计,包括硬件结构以及软件流程,以及无位 置方法的实施、计算等。

第五章为实验结果处理,包括一些数据以及波形,并对照理论进行分析。 最后为实验总结和展望,提出不足,指出进一步研究的方向和设想。

# 第二章 开关磁阻电机(SRM)及其调速系统(SRD)

开关磁阻电机是磁阻电机与现代电力电子技术、微机控制技术相结合的产物,它既继承了磁阻电机结构简单坚固的优点,又在高度发展的电力电子和微机控制技术的支持下获 得了良好的可控性,已逐渐在电动调速领域内获得一席之地,展现出良好的发展势头。本 章将对开关磁阻电机调速系统的结构和基本原理加以阐述。

## 2.1 开关磁阻电机 (SRM)

### 2.1.1 开关磁阻电机的由来

在第一章绪论中已经提及,在电气传动的发展历史上,出现了直流→交流 →直流→交流的发展规律,这是与技术的发展、新技术的出现密切相关的,尤 其从上世纪 60 年代以来,交流调速系统的飞速发展正是以电力电子学、微电子 学和现代控制理论的发展为基础,在这样的背景下,开关磁阻电机应运而生。

早在160多年前就诞生了磁阻式电动机,但在此后漫长的时期里,一直被认 为是一种性能(效率、功率因数、利用系数等)不高的电动机,因而仅应用于少 数小功率场合。最近20年来的研究和改进设计工作,使磁阻式电动机的性能不断 提高,目前已经能在较大的功率范围内使其性能不低于其它型式的电动机<sup>[4]</sup>。

70年代初,美国福特电动机(Ford Motor)公司研制出最早的开关磁阻电动 机调速系统。其结构为轴向气隙电动机、晶闸管功率电路,具有电动机和发电机 运行状态和较宽范围调速的能力,特别适合用于蓄电池供电的电动车辆传动。70 年代中期,在工业部门的促进下,利兹(Leeds)大学和诺丁汉(Nottingham) 大学组成研究小组,共同研制以传动电动车辆为目标的开关磁阻电动机调速系 统。他们在对该系统的理论研究和实践方面做了大量工作后,研制的样机容量从 10W到50KW,转速从750rpm到10000rpm,其系统效率和电动机利用系数等主要 指标达到或超过了传统传动系统。随后以研究小组为基础成立了开关磁阻电动机 调速系统公司(Switched Reluctance Drives Ltd.)经营其研究成果。1981年英国 TASC公司获准制造该系统,并于1983年推出商品名为Oulton的通用调速系列产 品,其容量范围为4-22KW。该产品的出现在电气传动界引起了很大的反响。

它在很多性能指标上达到出人意料的高水品,整个系统的综合性能价格指标达到 或超过了工业中长期广泛应用的一些变速传动系统。原联邦德国在1984年至1986 年期间也先后完成了1kw,1.2kw,5kw样机的试制。美国、加拿大、南斯拉夫、 埃及、新加坡等国也都竞相发展,我国于1984年左右也以较高的起点开始SR电 机的研究、开发工作。SR电动机成为80年代热门的调速电动机,90年代以后, 形成了理论研究与实际应用并重的发展态势<sup>[2][4]</sup>。

开关磁阻电动机调速系统的出现不仅为工业、交通、国防及家用电器等部门 提供了一种优越的调速系统,而且也因为其具有的典型机电一体化结果丰富了 "机械电子学"的成功实例。在国外推广较早较成熟的有:矿山机械(采煤机、 输送带等)、航空发动机、电梯、电动汽车、洗衣机、食品加工机、火车空调机、 织布机等。国内近年已有一大批高校、研究所和工厂投入了开关磁阻电动机调速 系统的研究、开发和制造工作。其产品已应用于纺织、冶金、机械、运输等行业 的数十种生产机械和交通工具中,发展速度十分迅猛。

开关磁阻电动机调速系统在一些机械中发挥出独有的优势,已难以为其它变 速传动系统所代替。可以预言,该系统必将在我国乃至世界的变速传动领域中占 有一席之地<sup>[1]-[4]</sup>。

### 2.1.2 开关磁阻电机的结构及特性

开关磁阻电动机(SRM)是双凸极可变磁阻电动机,其定、转子的凸极均 由普通硅钢片叠压而成。转子既无绕组也无永磁体,定子极上有集中绕组,径 向相对的两个绕组串联构成一个两极磁极,称为"一相"。

SRM 属于磁阻式电机,这类电机基于磁通总是沿磁导最大的路径闭合的原 理运行。当定子绕组通电时,产生一个单相磁场,其分布要遵循"磁阻最小原 则",即磁通总要沿着磁阻最小的路径闭合。因此,当转子轴线与定子磁极的轴 线不重合时,便会有磁阻力作用在转子上并产生转矩使其趋于磁阻最小的位置, 即两轴线重合位置,这类似于磁铁吸引铁质物质的现象。

SRM 开关磁阻电动机可以设计成多种不同的相数结构,而且定、转子的极数也有多种不同的搭配,如图 2.1 所示<sup>[4]</sup>。相数多,步距角小,利于减小转矩脉动,但其结构复杂,而且主开关器件增多,成本高。三相以下的开关磁阻电



动机无自起动能力,因此目前应用较多的是三相、四相开关磁阻电动机。

图 2.1 开关磁阻电动机结构图

开关磁阻电机的性能特点主要有以下几个方面[68]:

(1)可控参数多,调速性能好,且可四象限运行,能实现特定要求的调速控制。

(2)转子无绕组也无永久磁铁,定子为集中绕组,比传统的任何类型的电动 机都简单,制造和维护方便。中小功率的通用型SRM电机调速系统的成本低于同 功率的异步电机变频调速系统,特别是小功率SR电机调速系统具有很高的性能 价格比。

(3) 较小的起动电流,却获得较大的起动转矩。

(4)转子无绕组,不存在励磁损耗和转差损耗,且在很宽的调速范围内效率 和功率因数都较高。

(5) 能在比常规电机高得多的转速下运行。据报道,转速可高达10<sup>5</sup>r/min。

(6) 经专门设计,在低速下可产生较大转矩,有的达10<sup>3</sup>Nm。

(7) 坚固耐用,特别适用于恶劣环境中,例如煤矿井下。

当然开关磁阻电机也存在一些不足,比如[3][5]:

(1)系统运行需要电动机位置信号的反馈,而位置传感器的引入使电动机结构复杂,安装调试困难。电动机和控制器之间的连线增加,而且位置传感器的分辨率有限,使系统的运行性能下降。

(2) 开关磁阻电动机运行时转矩脉动较大,通常转矩脉动的典型值为±15%。
由转矩脉动导致的噪声问题以及特定频率下的谐振问题也较为突出。

(3) 开关磁阻电动机相数越多, 主接线数越多。

(4) 笼型异步电动机可以直接接入电网稳定运行,可以没有控制环节,而开 关磁阻电动机必须配合控制器才能稳定工作。

这些缺点限制了开关磁阻电动机调速系统的进一步推广和应用、也促使国内 外学者对它作进一步的研究与开发。

### 2.1.3 开关磁阻电机的线性数学模型

开关磁阻电动机采用双凸极铁心结构,并且只在定子上安装各相励磁绕组, 因而它的运行和分析均有别于一般的传统电机。绕组电流的非正弦与铁心磁通 密度的高饱和是开关磁阻电动机运行的两个主要特点。这些决定了它的电感是 转子角度位置和定子电流的复杂函数;电流和磁链随时间和位置呈单向脉冲性 变化,气隙磁场也是脉动性质的。总之,开关磁阻电机内部的电磁关系和运行 特性都非常复杂,要建立精确的数学模型非常困难,因此有必要从实际应用的 角度出发对电机模型进行一些简化<sup>[3][4][6][7][8]</sup>。

作如下假设:

(1) 电动机各相参数对称,每相的两个线圈作正向串联,忽略相间互感;

(2) 半导体开关器件为理想开关,开关动作是瞬时完成的;

(3) 忽略铁心的磁滞和涡流效应,即忽略所有的功率损耗;

(4) 极尖的磁通边缘效应忽略不计;

(5) 在一个电流脉动周期内,认为转子的转动角速度 ω<sub>r</sub> 是常数。

以下研究分析皆以上述假设为基础。

为了简化分析,先对相绕组电感进行线性化处理,如图 2.2。



图 2.2 相绕组电感线性模型

随着转子位置的不同,电感周期性地发生变化,定转子重合时,电感最大; 分开时,电感逐渐变小,在每个具体区域,电感曲线都呈线性,这样可以极大 地方便计算和分析,同时也不会跟实际电感曲线相差太远。由图 2.2 可以得出 "理想化"的线性开关磁阻电动机相绕组电感的分段线性解析式,即;

$$L(\theta) = \begin{cases} L_{\min} & \theta_1 \le \theta < \theta_2 \\ K(\theta - \theta_2) + L_{\min} & \theta_2 \le \theta < \theta_3 \\ L_{\max} & \theta_3 \le \theta < \theta_4 \\ L_{\max} - K(\theta - \theta_4) & \theta_4 \le \theta < \theta_5 \end{cases}$$
(2-1)

式中,  $K = (L_{\text{max}} - L_{\text{min}})/(\theta_3 - \theta_2) = (L_{\text{max}} - L_{\text{min}})/\beta_s$ 。

电机的一相电路方程为:

$$U = Ri + \frac{d\psi}{dt} \tag{2-2}$$

式中 U 是加在该相绕组上的电压; R 是该相绕组的电阻; i 是流过该相绕组的 电流; ψ 是该相绕组的磁链。通常一相绕组的磁链 ψ 为同相绕组电流 i 和转子 位置角 θ 的函数, 即:

$$\psi = \psi(i,\theta) \tag{2-3}$$

电机的磁链可用电感和电流的乘积表示,即:

$$\psi = L(i,\theta)i \tag{2-4}$$

结合电感分段线性曲线,可得:

$$U = iR + L\frac{di}{dt} + i\frac{dL}{d\theta}\omega \qquad (2-5)$$

式中第一项为电阻压降, 第二项为绕组中的变压器电势引起的压降, 第三项为 旋转电势引起的压降。式 2-5 即为本文分析使用的 SRM 电压方程。

在图 2.2 中,若在电感上升区域  $\theta_2 \sim \theta_3$  内给绕组通电,旋转电动势为正值, 产生电动转矩,电源提供的电能一部分转换为机械能输出,一部分以磁场能量 的形式储存在绕组电感中;若通电绕组在  $\theta_2 \sim \theta_3$  区域断电,储存在绕组电感里 的磁场能量一部分转换为机械能,一部分则回馈给电源,这时转轴上获得的依 然是电动转矩;在电感最大区  $\theta_3 \sim \theta_4$  内,旋转电动势为零,如果电流继续流动, 绕组电感中的磁场能量则仅回馈给电源,转轴上没有电磁转矩;若在电感下降 区  $\theta_4 \sim \theta_5$  内电流继续流动,由于旋转电动势为负值,将产生制动转矩,这时回

馈给电源的能量既有绕组电感释放的磁场能量,也有制动转矩产生的机械能, 即开关磁阻电动机运行在再生发电状态。

对于开关磁阻电动机来说,为了得到较大的有效电动转矩,一方面应尽量 增加电动转矩,即在绕组电感随着转子位置变化而上升的区域内流过的较大电 流。通常在电感刚开始上升点 62之前接通主电路电源,这时电路起始的有效电 感为 *L*min,从而使绕组电流迅速建立起来,当转子转到 62处时,电流上升到最 大值,随后因电感的上升以及旋转电动势的产生,一般电流不再上升。另应尽 量减少制动转矩,即在绕组电感开始随着转子位置变化而下降时应尽快使绕组 电流衰减到零,为此,关断角 *θ* off 应该设计到最大电感到达之前。某一相的主 开关器件关断后,反向电源电压加在绕组的两端,电流流向电源,绕组电流迅 速下降,以保证在电感下降区内流动的电流很小,并很快下降为零。

典型的相电流曲线如图 2.3 所示,导通后迅速到达最高点,然后随着电感的上升缓慢下降,关断后迅速下降。电流的波形与开通关断角有密切关系,改 变开通角或者关断角,电流波形会有相应变化。



图 2.3 SRM 相电流波形与电感关系图

考虑到磁路的饱和效应,实际磁链跟电流的变化关系应该如图 2.4(a)所示, 但该曲线应用于实际系统相当困难。由 Miller 提出的所谓准线性模型,即用两 段直线的理想饱和磁化曲线图 2.4(b)代替实际的非线性磁化曲线,既近似考虑 了磁路的非线性,又容易实现,计算快速,所以采用此模型进行定性分析不失 合理性<sup>[9]</sup>。



## 2.2 开关磁阻电动机调速系统(SRD)

### 2.2.1 开关磁阻电机调速系统的构成

开关磁阻电机调速系统结构如图 1.1 所示,主要由 4 部分组成:开关磁阻 电机(SRM)、功率变换器、控制系统、检测系统。SRM 是实现机电能量转换的 部件,也是此系统区别于其它电动机调速系统的主要标志。功率转换器负责提 供能量,一般是由交流电经整流后得到的直流供电。控制器是此系统的核心, 处理反馈信号,计算转速、转子位置,从而输出相应控制信号来控制电机,实 现需要的功能。检测系统一般包括电流检测和位置检测,为控制系统提供必需 的信号。SRM 已在 2.1 中作了详细论述,下面简要介绍功率变换器、控制系统 以及检测系统。

### 2.2.1.1 功率变换器

目前可供选择的功率变换器主开关器件有普通晶闸管(SCR)、可关断晶闸 管(GTO)、大功率晶闸管(GTR)、功率 MOS 场效应管(MOSFET)、绝缘栅 双极性晶体管(IGBT)等。开关器件的选择与电动机的功率等级、供电电压、 峰值电流、成本有关;与主开关器件本身的开关速度、触发难易、开关损耗、 抗冲击性、耐用性、并联运行的难易性、峰值电流定额和有效值(或者平均值) 电流定额的比值大小以及市场普及性等也有关<sup>[10]</sup>。



功率变换器的主电路拓扑结构形式多样,常见的有:

图 2.5 不对称半桥线路(三相)

(1)不对称半桥式

图 2.5 为采用不对称半桥线路作为主电路结构的开关磁阻电动机调速系统 的功率变换器<sup>[6][11][12][14]</sup>,每相有两个主开关器件,从图中可以看出,采用不对 称半桥线路作为主电路的功率变换器具有以下的特点:有效的全部电源电压可 用来控制相绕组电流;相控独立性较好,对开关磁阻电动机相数没有限制;线 路中每相需要两个主开关器件,开关管子需求太大。总之,不对称半桥线路适 用在高压、大功率以及开关磁阻电动机相数较少的场合下。

(2) 双绕组功率变换器



图 2.6 双绕组功率变换器 (三相)

图 2.6 所示为双绕组功率变换器的主电路结构<sup>[6]</sup>。双绕组功率变换器要求开 关磁阻电动机每相有一个二次绕组与一次绕组完全耦合(一般采用双股并绕, 匝数比为 1:1)。如图所示,每相有主、副两个绕组,主、副绕组双线并绕,同 名端反接,其匝比为 1:1。主开关导通时,电源 Us 对主绕组供电;当其关断时, 靠磁耦合将主绕组 A 的电流转移到副绕组 B,通过二极管 VD 续流,向电源迅 速回馈电能,实现强迫换相。由于主、副绕组之间不可能完全耦合,在关断瞬 间,因漏磁及漏感作用,其上会形成较高的尖峰电压,故需要有良好的吸收电路。另外,由于采用主、副两个绕组,因而电机槽及铜线利用率低。

(3) 采用分裂式直流电源(电容分压)的功率变换器

图 2.7 所示为采用分裂式直流电源的功率变换器的主电路结构<sup>[6]</sup>。



图 2.7 采用分裂式直流电源的功率变换器(四相)

这种功率变换器的主电路结构的外加直流电源U<sub>s</sub>被两个裂相电容C<sub>s</sub>一分为 二,两相绕组的一端共同接至双极性直流电源的中点,因此,该功率变换器方案 只适用于偶数相的开关磁阻电动机。相绕组的额定工作电压仅为电源电压的一 半。该电路须限制中点电位U<sub>0</sub>的漂移。

(4) 再生式功率变换器(公共开关式)

图 2.8 所示的是再生式功率变换器的主电路结构[6]。



图 2.8 再生式功率变换器 (三相)

这种功率变换器的电路中增加一个与所有相都成串联关系的附加开关VF<sub>m</sub>, 附加的开关器件与某相的主开关器件同时开通,同时关断。公共开关对供电相实 施斩波控制,当开关同时导通时,电源U<sub>s</sub>向相绕组A供电;当V<sub>1</sub>导通、VF<sub>m</sub>关断 时,相电流经VD续流。当开关都关断时,电源Us通过VD和VD<sub>1</sub>反加于相绕组A A两端,实现强迫续流换相;若VF<sub>m</sub>导通、V<sub>1</sub>关断时,相电流将经VD续流,因 相绕组A两端不存在与电源供电电压反极性的换相电压,这不利于实现强迫换 相。



图2.9 几种非典型的主电路拓扑

(5) 电容转储式

图2.9(a)所示为电容转储式功率变换器电路<sup>[14]</sup>。当主开关S<sub>1</sub>导通时,电源Us 对相绕组A供电;当S<sub>1</sub>关断时,相电流经二极管VD<sub>1</sub>续流,向电能转储电容C<sub>1</sub>充 电;再适时控制开关S的通断,使电容C<sub>1</sub>向电容C转移电能,实现两次馈电。

(6) 电阻换相式

图2.9(b)所示的电阻换相式功率变换器主电路中,主开关S导通时,电源Us 向相绕组A供电;当S关断后,续流电流i经VD流过换相电阻R时,产生换相电 压,反加于相绕组两端,实现强迫换相。由于换相电阻要消耗电能,系统效率不 高,故该电路仅适用于低成本的微电机系统。

(7) H桥式

图2.9(c)所示的为H桥式功率变换器主电路,该变换器比四相电容分压式功率 变换器主电路少两只串联的分压电容,换相的磁能以电能形式一部分回馈电源, 另一部分注入导通相绕组,引起中点电位U<sub>0</sub>的较大浮动。它要求每一瞬间必须上、 下各有一相导通。

功率主电路拓扑结构选用的依据和原则是[14]:

(1) 适用的相数

上面介绍的七种常用的功率变换器主电路中,电容分压式只适用于相数是偶数的开关磁阻电机, H桥式仅适用于相数是4k(k=1、2、3、4)的开关磁阻 电机,其它五种主电路均适用于任意相数的开关磁阻电机。

(2) 电源有效利用率

反映功率变换器主电路电源有效利用率的参数有两个:

(1) Us/Um: 即功率变换器主电路的的直流电源供电电压Us与相绕组最大供 电电压Um 之比。该参数最好为1,这样在同容量条件下,开关磁阻电机的相电 流小、铜损耗小、系统效率高。

(2) Uc/Um:即相绕组的换相电压Uc与相绕组最大供电电压Um之比。从主 开关和续流二极管额定工作电压的合理性和系统快速换相的要求出发,该参数最 好也取为1。

(3) 相控独立性

欲保持多相开关磁阻电机每相均衡工作,使系统具有较强的容错能力,最好 做到独立控制各相的供电电压和换相电压,使之不受其它相的影响。上面给出的 七种功率变换器主电路中,唯有双开关式和双绕组式功率变换器可做到各相独立 控制,且控制简便。

2.2.1.2 控制系统

SRD 系统的控制问题包括:控制器的构成、系统控制的基本方法,运行性能的优化以及系统作为速度闭环控制的分配与综合等<sup>[25-32]</sup>。

SRD 系统中,要求控制器具有以下功能:(1)实现电流斩波控制(CCC 控制); (2)实现角度位置控制(APC 控制);(3)实现启动、制动、停车及四象限运行; (4)速度调节。

控制器还应配有电流和电流斩波电路。在进行速度调节时,可采用比例一 积分控制算法(PI调节)、比例微分控制算法(PID算法)和锁相环路控制算法 (PLL调节)等。若采用这些算法,则还需要速度差和频率相位差检测电路等。 此外,控制器还应具备运行状态转换、控制信号输出逻辑、转速显示等电路。 如果采用微机构成控制器,其许多控制功能都是由软件完成的,根据具体开关 磁阻电动机的性能制定合理有效的算法,根据软件编程来实现各个缓解的控制, 一般来说,软件程序由一个主程序和若干个中断服务程序组成。主程序的功能 是设置参数初始值、外围接口芯片初始化、电动机启动、速度调节、查询运行 情况、要求改变状态及相应处理、转速计算及显示等。

2.2.1.3 检测系统

检测系统包括电流检测和位置检测两部分。

(1) 电流检测<sup>[6]</sup>

开关磁阻电动机调速系统需要进行相电流的检测,电流检测是开关磁阻电动机调速系统电流斩波控制方式的需要,也是实现过流保护的需要。开关磁阻 电动机的相电流具有单向、脉动以及波形随运行方式、运行条件不同而发生很 大变化的特点。因此,开关磁阻电动机调速系统电流检测器需要具有以下的性 能特点:

(a) 快速性能好,从电流检测到控制主开关器件动作的延时应该尽量小;

(b) 被检测的主电路(强电部分)与控制电路(弱电部分)之间应该有良好的隔离,并且具有一定的抗干扰能力;

(c) 灵敏度高, 检测频带范围宽, 可测含有多次谐波成分的直流电流:

(d) 单向电流检测,在一定的工作范围内具有良好的线性度。

目前,开关磁阻电动机调速系统的电流检测方法主要有:(i)电阻采样法; (ii)直流电流互感器采样法;(iii)霍尔电流传感器元件采样法;(iv)磁敏电 阻采样法。本课题所设计的系统选用的是霍尔电流传感器元件采样法来进行电 流检测,四相开关磁阻电动机使用四个霍尔电流传感器分别对四相相电流进行 检测。具体方法将在后面进行详细的介绍。

(2) 位置检测<sup>[4]</sup>

位置检测是开关磁阻电动机调速系统实现自同步运行的前提条件,对于系统的位置检测环节,目前主要分为两类,即直接位置检测和间接位置检测。直接位置检测一般是指使用光电式、磁敏式位置传感器以及接近开关等器件进行位置检测;而间接位置检测是指无位置传感器检测方法,比如定子绕组瞬态电感信息的波形检测法、基于状态观测器的无位置传感器检测法以及反串线圈检测法等技术。本课题设计系统时为了调试和验证的方便,设计了典型的四相 8/6极开关磁阻电机的光电式位置检测器。位置传感器的齿盘与电机转子同轴,并且极数相同,齿槽距相等;两只光电开关 So 和 Sp 相隔 15°固定在机壳上。因此,当电机旋转时,两个光电开关通过外围电路输出 P、Q 两路相差 90°的基本信号,经整流、滤波便可获得较好的方波信号。捕捉这两路信号的上下沿即可获得开关磁阻电机各相触发的基准点,并可在此基础上实现位置和速度的检测。无位置传感器检测方法采用相电流梯度法,具体内容将在第三章中详述。

# 2.2.2 开关磁阻电机调速系统的控制策略

本章 2.1 论及开关磁阻电机的特性时已经提到,普通的笼型异步电动机可 以直接接入电网稳定运行,而开关磁阻电动机必须配合控制器才能稳定工作。 这是开关磁阻电机有别于一般电机的地方,也是它控制方式灵活多变,控制方 法不拘一格的原因所在。能够应用在其它电机上的控制理论基本上都可以应用 在开关磁阻电机上,比如最常见的 PI 或 PID 调节、模糊控制等;而开关磁阻电 机还有其特有的一些控制方法,下文将对其具体控制策略加以总结和讨论。

开关磁阻电机转子上没有绕组,只有定子绕组。SRD 调速系统的控制参数 主要有开通角、关断角、主电路电压以及相电流等,因此它的控制策略也就是 针对这几个参数的调节以达到运行要求。根据改变控制参数的不同方式,目前 SRM 主要有 3 种控制模式<sup>[33-37]</sup>,即角度位置控制(Angular Position Control,简称 APC)、电流斩波控制(Current Chopping Control,简称 CCC)与电压控制(Voltage Control,简称 VC)。其中,APC 是电压保持不变,通过改变开通角和关断角调 节电机转速,适于电机较高速区,但是对于每一个由转速与转矩确定的运行点, 开通角与关断角有多种组合,每一种组合对应不同的性能,具体操作较复杂, 且很难得到满意的性能;CCC 一般应用于电机低速区,是为限制电流超过功率 开关元件和电机允许的最大电流而采取的方法,CCC 实际上是调节电压的有效 利用值,与 APC 类似,它也可以随转速、负载要求调节开关角;VC 是在固定 的开关角条件下,通过调节绕组电压控制电机转速,它分直流侧 PWM 斩波调 压、相开关斩波调压与无斩波调压,而无斩波调压是通过调节整流电压以响应 电机转速要求,在整个速度范围内只有一个运行模式,即单脉冲方式。

(1) 角度位置控制 (APC)

当电动机在高速段运行的时候,旋转电动势比较大,而且各相主开关器件 导通的时间比较短,因此相电流比较小,不适合用电流斩波控制方法(CCC)。 此时可以通过调节开通、关断角度的大小来实现转速和转矩调节。在 2.1 中已 经提到,在电感上升区导通的话,电流可以产生正向转矩;反之若在电感下降 去导通,则会产生反向转矩,因此如何选择一个合适的开通、关断角变化范围 极为重要。

若假定转速和母线电压不变,固定关断角 $\theta_{off}$ 而调节开通角 $\theta_{on}$ ,随着开通 角 $\theta_{on}$ 的减小,开通电流时间增加,如图 2.10(a)所示;同时固定开通角 $\theta_{on}$ 而 调节关断角 $\theta_{off}$ ,随着关断角 $\theta_{off}$ 的增加,开通电流时间增加,如图 2.10(b)所 示<sup>[4]</sup>。



图 2.10 角度位置控制方法(APC)

从图 2.10(b)可以看出,调节关断角,相电流幅值改变明显。因此,实际中 采用的角度位置控制方法 (APC),都是先优化固定关断角 θ<sub>off</sub>,然后闭环调节 开通角 θ<sub>on</sub>。对于调速范围较宽的情况,可以分段优化固定关断角 θ<sub>off</sub>,然后再 分别对各段加以调节控制。

某一相的开通角 $\theta_{on}$ 、关断角 $\theta_{off}$ 的值将决定该相电流在相邻相的互感电动 势的大小,因此某一相的开通角 $\theta_{on}$ 、关断角 $\theta_{off}$ 的调节不仅仅影响该相的电流 波形,同时也影响着相邻两相的电流波形。某一对特定的开通角 $\theta_{on}$ 、关断角  $\theta_{off}$ 组合,对某一相来说是优化的,但对其它相来说就未必是最优的。要实现 开关磁阻电动机调速系统角度位置控制方法(APC)的真正最优控制,必须对 每一相的开通角 $\theta_{on}$ 、关断角 $\theta_{off}$ 分别进行调节,这在实现上比较困难。

(2) 电流斩波控制 (CCC)

当电机在起动或低速(一般系指在额定转速的 40%以下)运行时,定子相绕 组中反电势较小,可能产生过大的冲击相电流,为防止可能出现的过电流和较 大电流尖峰,必须采取斩波方式加以限制,即将检测到的相电流与某一给定电 流上限值比较,当导通相绕组电流达到设定值时使开关关断,相电流下降;当 电流降至电流设定的下限值时,再重新导通功率开关,使相绕组电流上升,这

样反复通断功率开关,形成在给定电流值附近上下波动的斩波电流波形。



图 2.11 CCC 控制下的电流波形

图 2.11 实线即为 CCC 控制方式下的电流波形,虚线为该相电感变化曲线。 从电机出力的角度考虑,关断时间的选择应尽可能小,这样可使斩波关断时间 内电流下降幅度小,从而电流的平均值与峰值之比增大,有利于在一定的电流 峰值下提高电机的平均转矩。但受功率电路中功率开关元件的工作频率限制, 不可能取值太小,一般为 0.55~0.65ms。

(3) 电压控制(VC)

VC 是在固定的开关角条件下,通过调节绕组电压控制电机转速,它分直 流侧 PWM 斩波调压、相开关斩波调压与无斩波调压,而无斩波调压是通过调 节整流电压以响应电机转速要求,在整个速度范围内只有一个运行模式,即单 脉冲方式。



图 2.11 PWM 单相斩波示意图

PWM控制方式与前两种控制方式不同,它不是实时的调整开通角和关断角, 而是在主开关的控制信号中加入PWM信号,通过调节占空比调节加在主电路上 电压有效值的大小。占空比越大,电压有效值越大,电路导通时间越长。

以四相不对称半桥式电路为例,从该电路结构本身而言可采取斩单管和斩双

管两种不同的控制方式<sup>[4]</sup>。所谓的斩双管即同时对每相上下开关管加PWM调制 信号,以实现电路导通的控制。而斩单管则只对每相上的一个开关管施加PWM 控制信号,另一个管子则始终导通。如图2.11所示,两种方式主要区别在于的续 流回路不同,斩双管时电机绕组经由回路1续流,而斩单管时则经由回路2续流。 采用斩单管控制时,对控制电流脉动大、噪声、损耗都相对较好<sup>[9]</sup>。

PWM 控制一个突出的优点就是可控性能好。这种控制中有两个可控参数: 斩波频率和占空比。一般斩波频率是固定的,通过选择适当频率可以控制相电流 的变化率:占空比与相电流最大值之间有较好的线性关系,调节占空比就可以控 制相电流的大小,因此在这种控制中相电流的变化率和大小都是可控的,并呈现 较好的线性关系,有利于采用PI或PID调节构成闭环系统,获得较好的动态性。 只是这种控制方式下,由于开关的频繁通断而使得开关损耗有所上升。

# 第三章 开关磁阻电机无位置检测方法及仿真

对于开关磁阻电机来说,实时而准确的转子位置信息是其可靠运行的必要前提。但位 置传感器的引入除了增加成本,还会降低 SRD 系统结构的坚固性,影响系统总体性能, 因此,如何实现无位置传感器的方法研究很有必要。本章主要介绍无位置检测的一些方法, 重点介绍相电流梯度法以及简化梯度法,并进行相应的仿真研究。

### 3.1 无位置检测方法概述

开关磁阻电机(SRM)自问世以来,以其优于传统电机的结构、性能和经济指标,受到学术界的广泛关注。但是常规的开关磁阻电机驱动系统(SRD系统)要求用直接转子位置传感器来检测转子位置信号,以实现相电流的切换控制,从电机的封装、接线以及系统的成本和可靠性方面考虑,这在一定程度上限制了SRD系统的普及应用。因此,无位置传感器或间接转子位置检测方法便成为SRD系统的重点研究课题之一。

关于 SRM 的间接位置检测,国内外专家学者提出了许多方案,大致可以 分为 2 大类:

(1) 有效电流定位法(Non-intrusive methods)

不需任何人为产生的电压电流信息,直接以电机运行时的电流电压信息为 基础,根据电机的实际模型或特性曲线得到位置信息,例如磁链法<sup>[34][35]</sup>、感应 电势法<sup>[36]</sup>、电流变化法<sup>[37]</sup>和基于模型的观测器法<sup>[38]</sup>。

(2) 脉冲注入法(intrusive methods or Active Probing Methods)

充分利用空闲相,人为地注入低幅高频的模拟测试信号从而产生需要的电流等信息以得到位置信息,例如电流波形监视法<sup>[42]</sup>、信号调制编码法<sup>[43]</sup>和磁通 传感技术<sup>[44]</sup>都属于这一类。

从理论上来说有效电流定位法是没有速度限制的,但由于需要比较准确的电 机实际模型或某些特性曲线,例如磁链一电流关系曲线,因此算法往往比较复杂, 需要的计算时间较长,而为了获得准确可靠的转子位置,对位置检测的实时性要 求很高,这时算法的适用速度就受到了其复杂程度和CPU的限制,因此实际应用 中仍有其速度限制;而脉冲注入法的算法尽管相对比较简单,但基于高频脉冲的

输入使其不免有着内在固有的速度限制,而且测试电流可能带来负转矩,其对整 个系统出力和效率的影响也是很大的不足。

## 3.2 简化磁链法及相电流梯度法

3.1 中已经介绍了无位置检测的两种方法,其中方法 2 脉冲注入法一般需要 人为加入测试脉冲,也就是需要外加硬件或者测试信号,其增加的测试脉冲对 于电机运行性能不可避免会产生影响,而且在实验室条件下方法 1 更易于实现, 因此本课题重点研究了方法 1,并选取其中两种:简化磁链法以及相电流梯度 法进行重点分析。

## 3.2.1 简化磁链法

磁链法最早于 1991 年由 J.Lyons 等人首次提出<sup>[35]</sup>,其最初的算法思想如下: 开关磁阻电机电压方程是:  $u = ir + \frac{d\Psi}{dt}$  (3-1)

由此可得: 
$$\Psi = \int_{0}^{t} (u - ir) dt + \Psi(0)$$
 (3-2)

如果已知从时刻0到时刻 t 间每一时刻的电压 u 和电流值 i 以及时刻0 的初 始磁链值  $\Psi(0)$ ,就可以积分算出绕组当前时刻 t 的实际磁链  $\Psi$ 。

而由图 3.1 可知,不同的电感对应不同的磁链一电流曲线,如果测出如图 3.1 磁链一电流曲线簇,作为三维表储存,再测量电流和估算磁链,查表即可知 电感,也就知道了当前转子位置。



图3.1 SRM分段线性磁化曲线

但磁链法有明显的不足,比如:

(1) 由于要建立并查找一个电流、磁链、位置的三维表,因此算法复杂、

计算时间长。

(2) 三维表的建立将局限在离线实验的基础上,故使获得三维表的工作量 很大而且无法灵活地随实际运行工况的不同而进行修正;

(3) 三维表的存储将占用大量内存。

可以考虑对其进行适当简化。假设电机运行在单相轮流导通的情况下,则 在电机单相轮流导通时,并不需要转子每一位置的信息,只要能够判断是否已 达到换相位置,因此转子位置检测就可以简化为换相位置检测。换言之,只需 将对应当前电流的换相位置磁链(参考磁链)与积分计算得到的估算磁链相比 较,如果前者大于后者,则认为换相位置还未到,继续导通当前相,反之则认 为换相位置已到,关断当前相,导通下一相。这就是简化磁链法的原理<sup>[45]</sup>。

至于参考磁链的获得,换相位置一般都靠近电感最大位置,磁链电流曲线 形状类似,因此算法中只测试存储最大电感位置的磁链一电流曲线。首先从当 前电流查到对应最大电感位置的参考磁链,然后再乘以一个小于1的系数 k 来 得到对应换相位置的参考磁链值。该算法只需测试学习并存储最大电感位置的 磁链一电流曲线,然后查寻二维表,所需内存小,算法简单快速,测试结果较 为准确可靠。

### 3.2.2 相电流梯度法

相电流梯度法基于开关磁阻电机相电流、电感和转子位置之间的关系<sup>[46][47]</sup>,如图 3.2 所示:



图 3.2 SRM 相电流、电感和转子位置关系图 在第二章中已经得出SRM相电压平衡方程式:

$$v = iR + L\omega \frac{di}{d\theta} + i\omega \frac{dL}{d\theta}$$
(3-3)

式中,v 为相电压,i为相电流,R 为相电阻,L 为相电感, 6 为转子位置,

ω 为电机转速。忽略相电阻压降,由上式得:

$$v_{o^{-}} = L_{o^{-}} \omega \frac{di_{o^{-}}}{d\theta} + i_{o^{-}} \omega \frac{dL_{o^{-}}}{d\theta}$$
(3-4)

$$v_{o^{\star}} = L_{o^{\star}} \omega \frac{di_{o^{\star}}}{d\theta} + i_{o^{\star}} \omega \frac{dL_{o^{\star}}}{d\theta}$$
(3-5)

v<sub>0</sub>、L<sub>0</sub>对应图3-2中θ<sub>0</sub>处。

记 $L_{0+} = L_{0-} = L_L$ , 又因为 $dL_0/d\theta = 0$ , 所以

$$v_{o^{-}} = L_L \omega \frac{di_{o^{-}}}{d\theta}$$
(3-6)

$$v_{o^{\star}} = L_L \omega \frac{di_{o^{\star}}}{d\theta} + i_{o^{\star}} \omega \frac{dL_{o^{\star}}}{d\theta}$$
(3-7)

得: 
$$\frac{di_{o^{-}}}{d\theta} - \frac{di_{o^{+}}}{d\theta} = \frac{i_{o^{+}}}{L_{t}} \frac{dL_{o^{+}}}{d\theta} > 0$$
(3-9)

即θ<sub>0</sub>处相电流梯度会发生变化,由正变为负。根据SRM相电流的这一特征, 通过检测相电流梯度即可准确获得θ<sub>0</sub>,进而估算转速和其他位置。

## 3.3 无位置检测方法仿真分析

3.2 已经对简化磁链法和相电流梯度法的原理做了基本阐述,这一节将根据 这些原理进行进一步仿真研究分析。仿真采用的电机以实际电机为基础,数据 作了适当简化。电机模型是 8/6 的四相电机,参数如表 3.1 所示:

表 3.1 仿真所用电机参数

N(r/min)	V <sub>d</sub> (V)	I <sub>max</sub> (A)	L <sub>max</sub> (H)	L <sub>min</sub> (H)	R(Ω)	$J(kg \cdot m^2)$	b(Kg•f)
2000	50	5	0.24	0.06	0.16	0.0016	0.0001

## 3.3.1 简化磁链法

3.2 中已经讲到,简化磁链法的实际操作就是将对应当前电流的换相磁链 (称之为参考磁链)与根据式(3-2)计算出的估算磁链进行比较,若前者大于 后者,则认为未到换相位置,反之则认为需要换相,两者相等时刻即为换相时刻。要准确获得参考磁链,需要对转子最大电感处的电流、磁链进行准确的测量学习。在仿真过程中则不需要这么麻烦,令

$$\psi = \mathbf{k} \times \mathbf{I} \times \mathbf{L}_{\max} \tag{3-10}$$

即可。其中系数 k=0.7~1.0, 根据实际需要调整。

仿真系统框图如图 3.3 所示,由速度 PID 控制、脉冲发生器、磁链计算、 电流限幅等几个环节构成。



#### 图 3.3 简化磁链法系统框图

磁链估算、比较环节,首先根据电机运行时的电压、电流信号,估算出磁链大小,然后对照存储在表格中的电流一磁链曲线,当(估算磁链)>=(参考磁链)时,就产生换相信号。

脉冲发生器根据磁链比较环节的换相时刻,进行一定的运算后,输出控制 脉冲,作出导通相控制。脉冲产生采用逻辑电路的办法。

真值表如表 3.2 所示:

表 3.2 脉冲发生逻辑真值表

enable	Α	В	PWM1(A&B)	PWM2(!A&B)	PWM3(A&!B)	PWM4(!A&!B)
0	1	1	1	0	0	0
1	0	1	0	1	0	0
2	1	0	0	0	1	0
3	0	0	0	0	0	1
4	1	1	1	0	0	0

从表中可见, A 是每来一个脉冲做一次反相, B 则是两个脉冲, 所以

 $A_{enable} = enable$ 

 $B_{enable} = enable \& !A$ 

(3-11)

实际输出脉冲以及对应四相电感变化如图 3.4 所示:



电机在启动时,若不加电流限幅环节,启动电流很大,可能烧坏电机。故 在仿真中加了一个电流限幅环节,如图 3.5 所示。可以看出,起动瞬间实际上 是电流斩波(CCC)控制,为了防止电流过大。一定时间后,电流稳定,但由 于是单相导通,每相电流在波峰处停留时间很短,这样不利于产生转矩。









图 3.7 为启动时电感变化波形,与建立模型时的线性电感模型完全符合。

图 3.8 是速度响应曲线,开始给定 1000r/min,在第四秒时速度给定提高到 1500r/min。从实际速度曲线可以看出,动态响应很快,3s 左右即到达给定速度, 超调量不大;稳态误差较小,总体控制效果不错。



图 3.8 简化磁链法速度响应曲线

关于无位置检测的精度问题,由于转子位置是周期变化的,要想在全转速 范围内比较估算位置与实际位置比较困难,因此采用了间接观察的方法,图 3.9 中淡线是电机实际转速,黑线则是采用无位置传感器算法计算出的速度,可见 两者基本吻合。而且在需要精度更高,或者要求速度脉动小的场合,可以增加 一个周期内的测量点数,使之变化更加平滑,贴近实际转速曲线。



图 3.9 实际速度曲线与估算速度曲线比较图

综上所述,简化磁链法的仿真相当成功,速度 PID 控制、脉冲发生器、磁

链计算、电流限幅等几个环节工作正常,整体性能也比较不错,基本实现了无 位置检测系统的功能。

当然在实际系统中,还会遇到一些问题。比如对参考磁链的准确测试学习 (由于四相的对称性,只要测量某一相即可),文献[45]中提到了一个方法,即 可先对某一相通电,使其转到最大电感处,再通以不同电流,就可以得到需要 的磁链一电流曲线。另外按照式(3-2)计算估算磁链时,采用 PWM 控制后, 电压与占空比的关系如何处理。还有式(3-10)k值的选取问题等。这些问题 留待实际系统进行进一步研究。

### 3.3.2 相电流梯度法

仿真时仍使用表 3.1 所示电机,系统框图亦跟图 3.3 相似,把磁链估算、比 较环节换成相电流检测即可。电机控制原理见图 3.10,经由相电流梯度法检测 到的是θ<sub>0</sub>,比较这与θ<sub>0</sub>与上个θ<sub>0</sub>之间的时间差距(这个时间差乘以极对数即 是电机旋转一周的时间)可得电机转速,结合θ<sub>0</sub>与电机转速即可控制θ<sub>1</sub>,θ<sub>2</sub>, 也就是下一相的导通时间和该相的关断时间,从而实现单拍或者双拍控制(θ<sub>1</sub> 与θ<sub>2</sub>重合即是单拍控制)。实际电机运行时,宜在起动和低速段采用双拍控制, 利于有效产生转矩;高速段采用单拍控制,可以减少转矩脉动<sup>[48]</sup>。电机启动时 四相脉冲变化如图 3.11 所示,是采用双拍控制。图 3.12 为启动电流波形。



图 3.10 电流梯度法控制原理图



图 3.11 电机启动时四相导通信号



### 图 3.12 启动电流波形

检测到电流梯度突变点后,速度估算采用综合 MT 法,低速阶段根据 T 法,即根据前后两个突变点的时间间隔计算电机转速,高速阶段采用 M 法,测量一段时间内突变点的个数来计算电机转速。图 3.13 即为估算速度与实际速度的吻合曲线。





仿真中发现如下问题:

(1) PWM调制

在系统加入 PWM 脉宽调节后电流会产生很多毛刺,严重影响相电流梯度 的判断,需要加入滤波器。实际系统中的滤波处理将在下一章详述。 (2) 关于 θon

理论上只要θ<sub>on</sub><θ<sub>0</sub>即可,但实际中发现若上升电流太低,则在θ<sub>0</sub>时刻,并不 能检测到相电流梯度的明显变化,为此构建仿真模型进行研究,仿真结果如图 3.14所示。可见,只有θ<sub>on</sub>小于某一个角时,才会有电流梯度从正到负的转折点, 才能实现所要求的间接位置检测,需要在实践中多次摸索。

### 3.4 总结

简化磁链法和相电流检测法皆属于比较容易实现的间接位置检测方法,不 需要外加高频脉冲信号,对于系统处理能力要求也比较低,实用性较强。相比 较而言,简化磁链法控制比较简单,但在计算磁链时,需要精确的电机参数, 而且只能采用单拍控制,有一定局限性;相电流梯度法对于电机参数要求不高, 但由于此方法完全依赖电流,所以电流的滤波、处理就甚为关键,在低速段由 于电流斩波的影响,转子位置检测误差较大,但它的控制方法比简化磁链法灵 活,既可以单拍控制,也可以双拍控制,可根据实际需要调节。

# 第四章 无位置传感器的开关磁阻电机实际系统设计

开关磁阻电动机本体结构非常简单,但必须配合控制器才能稳定工作,现代高度发展 的电力电子技术和微机控制技术使得开关磁阻电机的数字化控制成为可能。本课题设计的 无位置传感器开关磁阻电动机调速系统以 TI 公司的高性能电机控制专用芯片 DSP (TMS320LF2407A)为核心,系统的设计主要分为两大部分:硬件设计和软件设计,本章 将针对这两个部分作进一步的详细介绍。

## 4.1 系统总体设计

关于无位置检测方法已在本文上一章中作了详细的比较分析,脉冲注入法 由于要附加硬件或者测试脉冲,不理想;磁链法需要做三维表格存储,运算要 求髙;简化磁链法只能采取单拍控制。综合考虑性能要求以及性价比,本系统 最终决定以相电流梯度法作为无位置检测算法构建实际系统。



#### 图 4.1 相电流梯度法系统控制框图

系统框图如图 4.1 所示。硬件主要包括控制器、功率变换器、SRM 以及电流测试四个环节;软件主要实现位置估算、速度计算、PI 控制等功能。

### 4.2 系统硬件设计

SRD 硬件系统框图见图 4.2, 硬件由 SRM、功率变换器、DSP 以及电流检测环节构成。其中 DSP 是系统的核心,它一方面指定转速、占空比等参数,另一方面检测滤波后的相电流,进行数字滤波和微分,得到位置信号,进而计算出实际转速和开通角、关断角,并与指令进行比较后输出相应占空比的 PWM

信号,从而控制功率变换器。



图 4.2 相电流梯度法 SRD 硬件系统框图

#### 4.2.1 SRM

整个调速系统中 SRM 电机是主要的控制对象。本文所采用试验样机是一 台 8/6 极的四相开关磁阻电机,其主要参数如下:额定功率 0.375 KW,额定电 压 220V(直流侧),额定转速 1500 r/min。其它的各部分的设计都以此为基础。

### 4.2.2 功率变换器

SRD 功率变换器设计的两个关键问题是: (1) SRD 功率变换器的结构设计; (2) 主开关器件的选择及器件定额的估算。正如第二章所述, SRM 电机的功率 变换器主电路的形式多种多样,设计十分灵活,不对称半桥式主电路是其中的 典型,但考虑到电机的偶数相数性质以及成本问题,最终决定选取分裂式直流 电源(电容分压式),该主电相每相只需一个主控开关,结构简单明了,但相控 独立性较差,且在低速段存在中点电压漂移问题。主电路结构图如图 4.3 所示, 四相电路每相包括一个主开关元件和一个续流二极管。直流电源被大电容 C1、 C2 一分为二,当上桥臂 (VA 或 VC)开通时,绕组(A 或 C)从电容 C1 吸收电 能,电压为+0.5U<sub>s</sub>;关断时,VD1 导通,绕组 (A 或 C) 的能量回馈给下部电 容 C2,承受电压-0.5 U<sub>s</sub>;下桥臂 (VB 或 VD)导通时,绕组 (B 或 D)从电 容 C2 吸收能量,关断则回馈能量<sup>[3]</sup>。



图 4.3 功率变换器

主开关器件采用功率场效应管MOSFET。MOSFET是压控型器件,输入电流 很小,输入阻抗很高,其单极性载流子的工作特性使其具有很高的开关速度和工 作频率,驱动电路简单,易于控制。VD1、VD2是续流二极管,由于其工作频率 较高,因而要求具有较好的开关特性,普通的二极管难以胜任,通常选择快速恢 复二极管或开关二极管,此处为快速恢复二极管。



#### 图 4.4 功率变换器驱动图

MOSFET 管子由 IR2110 驱动, IR2110 的优势在于它有自举电路,可以保 证上下两路信号独立有效输出。图 4.4 所示是 IR2110 的连接方式,每相只要一 个 MOSFET,因此四相共需要两个 IR2110,每一个对应两相 PWM 信号。 V<sub>dd</sub> 和 V<sub>ss</sub>分别是输入端的电源引脚和参考地引脚,为了防干扰,其间接有去耦电 容:SD 为保护信号输入端,当该脚接高电平时,IR2110 的输出信号全被封锁, 其对应输出端恒为低电平,而当该端接低电平时,则 IR2110 的输出跟随引脚 H<sub>in</sub>与 L<sub>in</sub> 而变化,在故障发生时,在 SD 端输入高电平,即可达到保护的目的。 H<sub>o</sub>和 L<sub>o</sub>分别是上下两路输出信号,引脚 V<sub>b</sub>、Vs 和 V<sub>cc</sub>、Com 分别是上下两路 输出信号的电源和参考地,它们之间接有去耦电容,其中 V<sub>b</sub>是与 V<sub>cc</sub>共同使用 外部电源(+15V),并通过自举技术获得的浮动电源,从而使同一电路可以同时

输出上、下两路信号。外部电源与 V<sub>b</sub>之间是充电二极管,该管的耐压能力必须 大于高压母线的峰值电压,为了减小功耗,推荐采用一个超快恢复的二极管。

表 4.1 器件表

功 <b>能</b>	器件	型号
主开关管	MOSFET	IRFP450
续流二极管	快速恢复二极管	HFA15TB60
分压电容	电解电容	470ūF,450V

IR2110 本身不具有逻辑信号与功率信号的隔离功能,需要在输入的控制信 号和 IR2110 之间加入光耦隔离器件。需要注意的是,控制信号开关频率较高, 要求光耦器件有良好的跟随性,一般需选用快速光耦。

### 4.2.3 控制器

现代高度发展的电力电子技术和微机控制技术使得开关磁阻电机的数字化 控制成为可能。采用数字系统设计不但可以克服模拟系统的老化、温漂问题等 问题,而且由于集成度的增加,可以减少系统元器件数目,更重要的是,数字 系统的升级不依赖于硬件的改进,仅仅通过软件的升级就可以达到升级目的。 此外,数字系统引入微处理器系统,从而为更为复杂、更为精确的控制策略的 实现提供了前提条件。

本系统采用 DSP 芯片作为主控制器核心,芯片型号为 TI 公司的 TMS320LF2407A。此款芯片与一般的微处理器芯片相比,高速性能好,指令系 统简便易操作,而且能与高级语言(比如 C/C++)相兼容,功耗低,通讯方便, 内部操作十分灵活,另外,TMS320LF240x 系列 DSP 芯片是专门为电机控制需 要而设计的。图 4.5 是 TMS320LF2407A 的功能框图。

TMS320LF240x 系列 DSP 有以下特点<sup>[49]</sup>:

(1) 采用高性能静态 CMOS 技术,使得供电电压降 3.3V,减小了控制器的 功耗;30MIPS 的执行速度使得指令周期缩短到 33ns (30MHz),从而提高了控 制器的实时控制能力。

(2) 基于 TMS320C2xx DSP 的 CPU 核,保证了 TMS320LF240x 系列 DSP 代码和 TMS320 系列 DSP 代码兼容。

(3) 片内有高达 32K 字的 FLASH 程序存储器,高达 1.5K 字的数据/程序 RAM, 544 字双口 RAM (DARAM) 和 2K 字的单口 RAM (SARAM)。



图 4.5 TMS320LF2407A 功能框图

(4)两个时间管理器模块 EVA 和 EVB,每个包括:两个 16 位通用定时器: 8 个 16 位的脉宽调制 (PWM)通道。它们能够实现:三相反相器控制;PWM 的对称和非对称波形;当外部引脚/PDPINTx 出现低电平时快速关闭 PWM 通道; 可编程的 PWM 死区控制以防止上下桥臂同时输出触发脉冲;3 个捕获单元; 片内光电编码器接口电路;16 通道 A/D 转换器。事件管理器模块适用于控制交 流感应电机、无刷直流电机、开关磁阻电机、步进电机、多级电机和逆变器。

(5) 可扩展的外部存储器(LF2407) 总共 192K 字空间; 64K 字程序存储器 空间; 64K 字数据存储器空间; 64K 字 I/O 寻址空间。

(6) 看门狗定时器模块 (WDT)。

(7) 10 位 A/D 转化器最小转换时间为 500ns, 可选择由两个事件管理器来触发两个 8 通道输入 A/D 转换器或一个 16 通道输入的 A/D 转换器。

(8) 控制器局域网络(CAN) 2.0B 模块。

(9) 串行通信接口(SCI) 模块。

(10) 16 位的串行外设接口(SPI) 模块。

(11) 基于锁相环的时钟发生器。

(12) 高达 40 个可单独编程或复用的通用输入/输出引脚 (GPIO)。

(13)5个外部中断(两个电机驱动保护、复用和两个可屏蔽中断)。

(14) 电源管理包括 3 种低功耗模式、能独立地将外设器件转入低功耗工作 模式。

TMS320LF2407A DSP 芯片的上述特点能够支持开关磁阻电动机调速系统 功率变换器的换相和多种控制策略、电流检测、转子位置检测和转速计算和显 示等功能。系统设计中,由三个全比较器和一个简单比较器配合输出四路 PWM 信号,分别控制四相主开关管。一个定时器负责电流控制和速度控制,另一个 定时器控制 A/D 转换周期,它的中断服务程序执行电流数据处理、速度估算和 位置更新等功能。A/D 转换器将电流传感器输出的信号转换成数字信号,并为 间接位置检测提供数据。功能分配如表 4.2 所示:

PWM 输出	事件管理器输出四路 PWM 信号分别控制四相主开关管		
定时器 3	主要的定时中断,负责电流控制和速度控制处理		
定时器 4	为 A/D 采样提供时基		
A/D 转换器	电流采样,为间接位置检测提供数据		

表 4.2 DSP 功能分配表

### 4.2.4 电流检测

系统中的电流检测环节使用的是霍尔电流传感器,型号为 LA58-P。这种

霍尔传感器的优势在于:出色的精度、良好的线性度、低温漂、最佳的反应时 间、宽频带、无插入损失、抗干扰能力以及电流过载能力强<sup>[6]</sup>。四相的开关磁 阻电动机调速系统需要四个霍尔电流传感器分别检测相电流。LA58-P型霍尔 电流传感器的典型连接如图 4.6 所示,LA58-P 型霍尔电流传感器使用±15V 供电,检测端 M 接一个检测电阻 R<sub>M</sub>(系统应用中 R<sub>M</sub>取 150Ω),检测信号就 是取自这个检测电阻 R<sub>M</sub>上的压降 u。被检测的相电流按照标识的方向流过电流 传感器的穿孔并仅环绕一圈,则按照 LA58-P 的转换率 1:1000,流过检测电阻 的电流 i 是被测相相电流的 1/1000,由此可得检测信号 u 与被测相相电流的比 例关系是 150/1000:1=3:20,即如果相电流是 20A,则检测信号为 3V。



图 4.6 霍尔电流传感器典型连接

经过霍尔电流传感器,需要检测的电流信号按比例缩小为电压信号,为了 防止后续电路对这个电压检测信号的干扰,系统利用运算放大器"虚短"和"虚 断"的原理设计了电压跟随器,见图 4.7 (仅画出一相)。电压跟随器输入阻抗 无穷大,检测得到的电压信号经过电压跟随器,不仅电压值保持不变,而且还 不受后续电路的影响。



图 4.7 电压跟随器

## 4.2.5 滤波及钳位电路

霍尔元件检测到电流信号后,由于电压 PWM 调制的影响,波形不可避免 地会有一些毛刺,所以需要加一个低通滤波器,滤波器的设计如图 4.8 所示, 采用二阶压控型低通滤波器。模拟滤波主要是过滤 PWM 调制产生的毛刺,若 PWM 调制的频率为 10kHz,则模拟滤波的截断频率可选择为 5kHz<sup>[46]</sup>。



图 4.8 二阶低通滤波电路

对于二阶压控型低通滤波器,

通带增益: 
$$A_{up} = 1 + \frac{R_f}{R_1}$$
 (4-1)

条件限制: A<sub>w</sub> < 3

(4-2)

否则将产生自激振荡,不能稳定工作。

确定Aup后,

截止频率: 
$$f_p = 1.272 f_0 = \frac{1.272}{2\pi RC}$$
 (4-3)

滤波电路的输出在进入 DSP 的 A/D 环节前,为了防止电压太大损坏 DSP, 还需经过一个钳位电路,如图 4.9 所示。DSP 芯片是使用 3.3V 供电,所以电流 检测信号的电压不能超过 3.3V 这个限制,因此系统设计了 3.3V 钳位电路,使 得输入 A/D 转换模块引脚的模拟信号不超过 3.3V。电流检测环节使用的 DSP 资源是 ADC00、ADC01、ADC02、ADC03。



图 4.9 3.3V 钳位电路

# 4.3 系统控制策略及软件流程

系统的控制策略以无位置检测为核心,通过将相电流转换成数字信号,然 后在 DSP 中进行数据处理,当检测到相电流梯度的转折点时,确定位置信号, 更新速度。速度 PI、PWM 及相位控制则由定时器周期中断进行。

图 4.10 是总体软件控制算法。接受指令起动后,首先检测是否过流,若过流,则进行 CCC 控制。然后对电流采样,计算梯度,检查是否为零。检测到 θ<sub>0</sub> 后,即可利用 M-T 法进行速度估算,实现速度 PID 控制,同时进行位置更新,为换相做准备。



#### 图4.10 总体软件控制算法

### 4.3.1 软件总体结构

在程序的最顶层,软件由初始化程序和主程序构成。完成必要的初始化后, 主程序即开始执行。主程序是一个无限循环,直到接到上位机的停止指令。此 外速度估算中包含双精度除法运算,为了避免时序冲突也需要在主程序中进行。 所有对电机的实时控制都在中断程序中处理。中断主要有 2 个,定时器 3 中断 和 A/D 中断,其中前者的执行程序负责速度 PI 控制、PWM 控制以及导通相控 制等;后者由定时器 4 周期启动 A/D,转换结束后进入中断执行程序,进行数 据读取、梯度计算等处理。

CPU 中断 INT3 与事件管理器 B 组中断相对应,此处仅使能定时器 3 周期 匹配中断 TPINT3,通过合理配置定时器 3 中期寄存器的值,使其产生频率为 F<sub>1</sub>的中断。定时器 3 每中断一次,定时器中断服务程序就执行一次。如图 4.11 所示,每执行一次中断服务程序,就更新一次转子角度位置,完成一次电流实 时控制,而换流操作和 PI 控制则以较低的频率 F/5 执行,即每五次中断才执行 一次。在软件算法上,可以每五个中断划分为一个块,给每个中断依次编号, 见图 4.11,并规定仅在中断 1 中执行换流操作,在中断 2 中进行 PI 控制,而 1 -5 每个中断中都进行电流控制和转子角度位置估算。



图 4.11 典型情况下 SRD 控制算法时序

CPU 中断 INT6 与 A/D 中断相对应,此处设置 A/D 为低优先级, TMS320LF2407A 有两个独立的最多可选择 8 个模拟转换通道的排序器,可独 立工作在双排序器模式或者级连成一个最多可选择 16 个模拟转换通道的排序 器模式,本课题所用电机为 8/6 级四相电机,所以采用级连工作方式,共读取 4 路电流信号。A/D 的启动则由定时器 4 周期触发,定时器 4 每中断一次,就进行一次 A/D 转换,转换结束后进入中断执行子程序,进行数据读取以及计算。

### 4.3.2 转子位置判断

SRM 相电流、电感和转子位置之间的关系参看第三章图 3.2,检测出相电 流梯度由正变负的时刻即可准确获得 θ<sub>0</sub>。结合图 4.12,就可以建立整个电角度 周期内的模型。当然每一相 θ<sub>0</sub>所对应的具体电角度可能都存在差异,需要在实 验过程中反复验证。



图 4.12 四相电感与角度关系模型

### 4.3.3 速度计算

速度的计算以检测到的相电流梯度突变点为依据。由图 4.12 可见,一个电 角度周期内可以检测到四相各一个的突变点,再乘以转子数就是电机一转内检 测到的突变点个数,假设一转内电机的转速是恒定的,记两个突变点之间的时 间间隔为 T,则有:

$$n = \frac{60}{T^* 4^* 6} \tag{4-4}$$

上式中n为转速,单位是转/分;4是相数;6是转子数。

关于 T 的获得,可以采用定时器 3 的定时周期作为时间基准,设定变量 k, 检测到突变点时 k 清零,之后定时器 3 每周期中断一次 k 就加 1,在下一个突 变点到来的时候读取 k,就可以知道 T 的数值。

$$T = k^* \frac{1}{f_{\text{clk}}} \tag{4-5}$$

式中 fclk 是定时器 3 的时钟频率,取 5kHz。

为了获得更精确的测速效果,本文还设计了数字滤波环节。数字滤波是通 过用数字计算的方法来增强信号中的有用成份,压低干扰。数字滤波分为有限 冲激响应滤波(FIR)和无限冲激响应多阶滤波(IIR)两种,本文结合这两种 滤波形式构建了式4-6 所示的结构的数字滤波环节:

$$\boldsymbol{\omega}(k) = \boldsymbol{\alpha} \ast \boldsymbol{\omega}(k-1) + (1-\boldsymbol{\alpha}) \ast \frac{1}{n} \sum_{i=k-n}^{k} \boldsymbol{\omega}(i) \tag{4-6}$$

取等于一个周期内的测速次数,即可消除一个周期内的测速累积误差。对于四 相开关磁阻电机, n=4。α是滤波因子,当其值接近1时,该滤波器具有的低 通功能,输出的波形比较平滑。本文取 0.875,实验表明,该滤波环节十分有效。

### 4.3.4 电流采样

采样频率是因为所采用的现代信号处理系统基本上属于离散的数字处理系统,根据香农的采样定理,采样的频率 f。必须满足大于所采样的信号频率 f 的 两倍的要求。也就是要满足式:

$$f_s \ge 2f \tag{4-7}$$

这里所要采样的信号频率 f 是指开关磁阻电机中相电流 i 的变化频率。根据 前面有关开关磁阻电动机运行原理的简要介绍,我们可以得到如下的一个对应

关系: 
$$\frac{v}{60} = \frac{f_{W}}{6}$$
 (4-8)

式 4-8 中 v 表示开关磁阻电动机运转的稳定转速,单位为 rad/min。fin 则表示

开关磁阻电动机第 N 相相电流的频率,单位为 Hz。

在实际对 i 的采样信号中, i 的频率成分可能没有前面所假设的仅有的一个 频率 f<sub>in</sub>, 可能还包含有很多其它成分。从后面的讨论中,可以发现有因为电力 电子器件开关所引入的开关频率,有因为 PWM 调制信号所引入的 PWM 调制 频率,还可能有其它杂项干扰频率信号。但是作为频率成分中能量最大,所含 信息最多的成分,可以把 f<sub>in</sub>定义为开关磁阻电动机运转时相电流的基波频率。

现在,根据所要设计的开关磁阻电动机实验系统所希望的转速要求, v<sub>n</sub>=1500rad/min (v<sub>n</sub> 为设定转速)。代入式 (4-8) 可以得到所对应的开关磁阻 电动机的相电流基波频率  $f_{iN} = \frac{1500}{50} \times 6 = 150 Hz$ 。

根据式(4-7)的要求,对f<sub>s</sub>有一个基本的范围要求,那就是 $f_s \ge 300Hz$ 。 另一方面,f<sub>s</sub>的选取还受到采样器件的限制,包括霍尔器件和 A/D 转换速率的 限制,此外还有信号处理器的限制,这里是 TMS320LF2407。在 20MHz 的时钟 频率下,根据实际系统测试的结果,取样频率 f<sub>s</sub>=4kHz 时,不影响系统的运行, 此时一个周期内大概有 4000/150=26 个采样点,足够进行数据处理、计算或者 波形还原。

## 4.3.5 软件流程图

本系统采用 C 语言和汇编语言混合编程。整个软件包括主体部分——1 个 C 语言程序,负责实现控制功能和辅助部分——1 个.cmd 文件,1 个.obj 文件以 及 4 个库文件,分别负责 DSP 的内存分配、寄存器定义、常量定义以及 C 语言 与汇编语言的连接等。其中主体部分由主程序和 25 个子程序构成,除了两个 CPU 中断服务子程序外,其它每个子程序构成一个功能模块,分别按照前面几 节的设计方案实现程序初始化、转速估算、角度位置估算、换流控制、读取 A/D 转换数据、电流数据处理以及转速和故障显示等功能。具体流程参见图 4.13、 4.14。



图 4.13 INT3 周期中断服务子程序





# 第五章 实验结果分析

在前面理论分析及实际系统设计的基础上,本课题进行了无位置检测器的开关磁阻电 机实验研究。先从有位置传感器的系统着手进行调试,记录一些开关磁阻电机的典型特性 曲线,验证第二章的理论分析;然后进行无位置传感器系统实验,重点研究相电流梯度法 的特性,并结合实验波形分析其优缺点,揭示其适用场合。

## 5.1 实验系统

实验系统实物图如图 5.1 及 5.2 所示。



图 5.1 实验所用电机实物图

图 5.1 为开关磁阻电动机实验机组,右边淡色的为开关磁阻电动机本体, 左边深色的为一台直流发电机,跟 SRM 轴连,其电枢连接电阻负载,励磁接直 流电压。图 5.2 是控制系统实图,由三块板子构成:DSP、功率驱动以及主开关。 其中功率驱动板子集成光耦隔离、IR2110、过流保护、电流滤波等模块,主开 关板子除了 4 个 MOSFET、4 个二级管外,还集成了 4 个电流霍尔元件。



图 5.2 控制系统实物图

图 5.3 为实验系统框图,只画出了上下各一个桥臂(实际系统上下各 2 个 共 4 个)。



图 5.3 开关磁阻电机实验系统框图

表 5.1 是实验器件表,除了图 5.3 的主要器件外,还包括示波器,直流电压

表,直流电流表等检测工具。

序号	名称	数量	备注
1	SRM电机	1	8/6极电机, 额定功率0.375 KW, 额定电压
			220V(直流侧),额定转速1500 r/min。
2	直流电机	1	额定电压220V,额定电流1.1A,功率185W
3	电阻负载	1	300Ω滑动变阻器, 额定电流1.2A
4	示波器	1	Tek公司TDS1002数字存储示波器
5	单相调压器	2	R6004, 3KV
6	直流电压表	2	C31-V, 0.5级
7	直流电流表	1	C31-A, 0.5级
8	电流霍尔元件	4	LA58-P

表5.1 仪器及设备详表

### 5.2 实验测试波形及分析

为了系统软硬件调试方便,初始系统设计是按照有位置传感器的方式来设 计的,在有位置传感器系统一切正常后,再调试无位置系统,因此实验结果分 两部分:有位置系统实验波形及无位置系统实验波形。

# 5.2.1 有位置检测器开关磁阻电机系统

每一次具体实验的测试波形都是在固定开通角、关断角和电压 PWM 斩波 频率(5KHz)的基础上测得的,在转速 PI 调节时刷新各相主开关器件驱动信 号 PWM 波的占空比来实现转速的调节。在起动及低转速时,为了抑制转矩脉 动采用双四拍控制; 高速段为了产生有效转矩,采用单四拍控制。

当开关磁阻电动机的转速远小于给定转速时,转速 PI 调节不工作,此时各相的驱动 PWM 信号以最大占空比输出,如图 5.4 所示,(a)图是相邻 A、B 两相的驱动信号,(b)图是 A、C 两相的驱动信号,可以看出,此时是单四拍控制, 电机运行于高速区。



图 5.4 驱动信号图

开关磁阻电机起动转矩很大,因此起动过程时间很短,很难通过示波器进 行捕捉,本文采用在 CC2000 编译器里读取数据绘图的方法进行观察。图 5.5 和 5.6 为空载起动的电流波形和速度曲线,实验条件:母线电压 50V。图 5.5 是 通过将 A/D 采样后的数字信号还原成电流波形,起动电流大概是正常工作电流 的 4-5 倍。图 5.6 为开环速度波形,因为没加负载,在 50V 母线电压下就可达 到额定转速。



图 5.5 一相起动电流波形



#### 图 5.6 空载开环速度曲线

图 5.7 为一相驱动信号与该相电流波形关系图,可见,当管子导通时,电流开始上升,而在开关关断后,电流不是马上到零,有一个滞后效应。原因是二极管的续流作用。参看图 5.8,以图 5.3 为模型进行分析:当 S<sub>1</sub>导通时,管压降为零,绕组承受 C<sub>1</sub>上的全部电压+0.5U<sub>s</sub>;当 S<sub>1</sub>关断后,绕组电流不会突降,它通过 C<sub>2</sub>与 VD<sub>1</sub>续流,则 S<sub>1</sub>承受整个母线电压 U<sub>s</sub>,如图 5.8 所示,绕组承受 C<sub>2</sub>上的反压-0.5 U<sub>s</sub>;在续流结束以后,S<sub>1</sub>、VD<sub>1</sub>均关断,S<sub>1</sub>承受 C<sub>1</sub>上的电压+0.5U<sub>s</sub>。S<sub>2</sub>与 VD<sub>2</sub>的规律同上。通过观察管压降的变化,可以清晰地分析出整



52

个过程。通过上述分析可知,采用分裂式直流电源的主电路,相电流只有一个 方向,没有反向电流。



图 5.9 是采用不同开通、关断角时电流波形的变化图,图(a)开通时间较短,



图 5.9 不同开通关断角时相电流波形图

# 5.2.2 无位置传感器系统实验波形

无位置传感器系统是实验研究重点,主要进行了速度控制和负载实验。

图 5.10 和 5.11 为不同负载时的速度曲线,实验条件:母线电压 100V, 给定转速 1000r/min。图 5.10 为空载起动速度曲线,电机很快到达给定转速, 并稳定运行于 1000r/min 附近, PI 调速性能良好。图 5.11 为带负载起动速度 曲线,负载 50W,此时起动时间比空载略长,稳定后速度波动比空载小。



图 5.10 空载起动速度波形



图 5.11 带负载起动速度波形

无位置系统电流处理是关键,因此下面将对电流处理进行详细阐述。相电 流首先通过电流霍尔元件转变成电压信号,LA58-P型号的霍尔电流转换率为 1000:1,采样电阻取150Ω,由此可得检测信号 *u* 与被测相相电流的比例关系是 150/1000=3:20,即如果相电流是20A,则检测信号为3V。

霍尔元件之后有一个模拟滤波环节,主要过滤由 PWM 调制引起的毛刺,效果如图 5.12 所示。波形 1 为霍尔元件检测的原始波形,波形 2 为经过滤波后



滤波后的电压信号经由 A/D 模块进入 DSP, 第四章中已经分析过, 1500r/min 的转速下,基波电流频率为 150Hz,设置 A/D 的采样频率为 4000Hz,这样一个 波形大概有 26 个采样点,足够复原波形及下面的运算。A/D 转换结果与模拟电压输入的关系为:

2407 芯片的基准电压为 3.3V,因此假设输入电压 3.3V,则转换输出 1023,其他电压按同等比例换算。A/D 转换的结果同样可以通过 CC2000 编译器进行观察,如图 5.13 所示。图(a)是起动电流,图(b)是正常运行时的电流。



#### 图 5.13 A/D 采样电流波形

经过 A/D 采样后,电压信号已经转变成数字信号,此时可在程序中进行处理、运算,处理结果如图 5.14 所示。主要是检测梯度为零的点,每一次相电流 只检测一点,检测到以后,标志位置 1,供其他程序调用。此外,还进行了一 些滤波处理,把太小的点过滤掉了。



图 5.14 相电流梯度运算结果

为了验证检测结果,设置了一个 i/o 口,当检测到相电流梯度零点时,该 i/o 口置 1,平时为零。检测结果如图 5.15 所示。波形 2 为电流波形,波形 1 为该 i/o 口的变化波形,可见确实检验到了电流梯度为零的点(电流最大点)。



进一步验证可以通过跟位置信号的比较来得到,如图 5.16 所示,波形 2 为 位置信号,也就是转子位置变化;波形 1 为相电流梯度零点,波形 2 变化一个 周期对应一个转子距,四相轮流导通一次,因此一共有 4 个相电流梯度零点, 如图所示。



图 5.16 检测信号与位置信号对照

为了验证相电流梯度法的效果,分以下三种情况进行讨论:

(1) 不同相电压



(a)

(b)

图 5.17 不同相电压下电流检测结果

图 5.17 为空载时不同相电压下电流检测结果, (a)为 30V, (b)为 50V, 可见 均能良好地检测出梯度变化点。

(2) 不同负载

图 5.18 为不同负载时的电流检测结果, (a)为 30W, (b)为 60W, 负载增加 后电流略有上升, 但不影响该方法检测结果。



(a)

(b)



图 5.18 不同负载下电流检测结果

(a)

(b)

#### 图 5.19 起动电流梯度检测

#### (3) 起动及低速

上面的检测结果均是在电机稳定运行时取得的,也就是在高速段此方法应

用良好,可是在起动和低速段相电流梯度法尚存在缺陷,图 5.19 所示为两种起 动时的电流波形,由于转子初始位置不同,起动电流呈现出完全不同的特性, 这给相电流梯度检测带来很大的困难,检测到的梯度零点跟实际位置对应不好, 导致经常无法正常起动。

### 5.2.3 总结

采用相电流梯度法确实能检测到电流的梯度变化点,并对应相应的转子位 置,实现位置检测的功能,此方法能适应不同相电压和不同负载情况下对电机 位置检测的要求。但也存在一定缺陷,主要表现在起动及低速段,由于电流波 形的不规律,导致检测结果有所偏差,而开关磁阻电机对位置要求是非常精确 的,出现偏差就无法正常起动电机,因此如何在起动和低速段准确实现无位置 检测是需要克服的一大难点。

目前,一般无位置检测的文献都只考虑稳定运行状态下的位置检测,对于初 始位置检测鲜有涉及。关于无位置传感器下初始位置的常见检测方法有两种:(1) 电流定位法;(2)软件定位法。电流定位法是同时向电机两相或以上绕组注入一 定幅度的测试脉冲,然后监测电流的上升和下降变化,利用各相测试电流与定子 电感和转子位置之间的关系来确定转子初始位置以及相应初始导通相。文献[69] [72][73]中采取的就是通过注入测试脉冲获得初始位置信号。软件定位法是先对 某一相绕组通电,使其对应的定子极与相邻的转子极对齐,然后根据电机的旋转 方向,确定相输出脉冲的顺序。文献[47][74]中应用了此方法。相对而言,电流 定位法需要注入测试脉冲,因此需要外加硬件,对系统要求高,第三章中讨论的 脉冲注入法可与之结合实现整个转速范围内的无位置检测;软件定位法可行又简 单,但由于不能事先获知转子位置,直接给某相通电可能导致电机反转,电流定 位法则没有这个缺陷。

电流定位法显然不能应用于本系统,软件定位法应用效果也有待考证,因为 转子初始位置不同会导致起动电流波形不规律,这给相电流梯度法带来很大困 难。本课题由于时间问题,对于初始位置检测只进行了比较肤浅的研究。

# 第六章 总结

本课题关于无位置检测器的开关磁阻电机系统的研究总结如下:

首先结合大量的文献资料,全面总结和分析了当前开关磁阻电机调速系统 的发展状况和前景,提出在现代传动领域中,对比其他调速系统,开关磁阻电 机特有的几大优势、它的不足之处以及当前研究热点,并说明无位置检测的重 要性。

研究了开关磁阻电机本体构造,对比分析 SRM 与其他几种相似电机,并建 立线性数学模型,认识其运行特征;再介绍开关磁阻电机调速系统的结构组成, 包括 SRM、功率变换器、控制系统、检测系统等,揭示其特有的几种控制模式: 角度控制 (APC)、电流斩波控制 (CCC) 和电压 PWM 控制。

分类总结当前流行的各种无位置检测方法,重点研究相电流梯度法和简化 磁链法,并成功在 MATLAB 里对上述两种方法实现仿真研究。这两种方法不需 要外加高频脉冲信号,对于系统处理能力要求也比较低,实用性较强。简化磁 链法控制简单,但只适于单拍控制,有一定局限性;相电流梯度法控制方法灵 活,但在低速段误差较大。

在理论分析的基础上,进行实际系统的设计,设计对象为一台 0.3kW 的开 关磁阻电动机样机。系统的硬件设计部分主要是针对开关磁阻电动机调速系统 的各个环节进行设计,其中包括功率变换器的设计、主开关器件驱动电路的设 计、电流检测环节的设计、主控制器及其接口电路的设计和过流保护部分的设 计。系统的软件设计部分主要是对 TI 公司的 TMS320IF2407 型号的 DSP 芯片 进行编程,来实现对开关磁阻电动机调速系统的控制,包括速度计算、位置估 算、PWM 控制、换相控制等环节。通过对系统的软硬件设计,熟悉了 TMS320LF2407 芯片的各个模块功能,掌握了软件、硬件的一些设计方法,大 大提高了自己的科学研究能力和实际动手能力。

在实际系统设计的基础上,进行了无位置检测器的开关磁阻电机实验研究。 先从有位置传感器的系统着手调试,记录一些开关磁阻电机的典型特性,验证 前面提出的理论,再进行无位置传感器系统实验,重点研究无位置检测方法的 现实可能性,并结合实验波形说明相电流梯度法的优缺点。

本课题可做的进一步研究工作如下:

(1)初始位置的检测和起动方法的研究。无位置检测各种方法里起动都是 一大问题,如何实现无反转、无过流启动而又不影响位置计算的精度,这是一 个重点研究方向。

(2) 在系统设计的软件中引入现代的控制策略,如模糊控制,神经网络控制,自学习迭代控制方法等等。

(3) 完善系统的硬件设计,增加各种保护功能和故障检测功能,使开关磁 阻电动机调速系统产品化。

(4) 实现与上位机的通讯。

## 参考文献

- [1] 郑洪涛,开关磁阻电机调速系统,博士论文,浙江大学 2002
- [2] 李俊卿、李和明,开关磁阻电机发展综述,华北电力大学学报 2001 年 1 月
- [3] 王宏华,开关型磁阻电动机调速控制技术,机械工业出版社,1995
- [4] 周春,基于 DSP 的开关磁阻电机调速系统实验平台设计,硕士论文,浙江 大学 2004
- [5] 陈昊、谢桂林,两种开关磁阻电机系统的对比研究[J],中国矿业大学学报 2000, 29(5)
- [6] 金英, 3KW 开关磁阻电动机调速系统设计,硕士论文,浙江大学, 2005
- [7] 廖海平、陈永校,永磁式开关磁阻电机原理及特性分析[J],浙江大学学报: 工学版 2000, 34(5)
- [8] 刘珊珊等,开关磁阻电机的快速仿真非线性模型[J],清华大学学报,2002, 42(9)
- [9] 杨静、袁爱平,基于MATLAB的开关磁阻电动机建模与仿真,江苏理工大学 学报,2000年5月,,21(3).74-77
- [10] 张力、黄两一等,电力电子场控器件及其应用,北京机械工业出版社,1996
- [11] 陈昊等,开关磁阻电机功率变换器主电路研究,电力电子技术 2000
- [12] 廖海平、林瑞光,基于新型功率变换器的 SRM 微机控制系统[J],微特电机 1997, 25(5).
- [13] 张全柱等,开关磁阻电机的几种功率变换器拓扑的性能分析,电气传动自动化 1995 年 11 月
- [14] 龚晟、杨向宇、孙明,开关磁阻电机功率变换器主电路拓扑的研究,电机 电器技术 2003 年第6期
- [15] 霍红义等,几种新型的 SRM 功率变换器,煤第 11 卷第一期
- [16] 陈昊、谢桂林、张超,开关磁阻电机功率变换器主电路研究,电力电子技术 2000 年第3期
- [17] 李天博、杨泽斌、孙运全、张新华,开关磁阻电机功率变换器主电路研究, 农机化研究 2004 年 9 月,第 5 期
- [18] 吴建华,开关磁阻电机设计与应用[M],北京机械工业出版社,1999.3-4
- [19] Pollock C. Power Converter Circuits for Switched Reluctance Motor with the Minimum number of Switches[J]. IEE proc,1990,137B (6):373-384.

- [20] 张健,大功率开关磁阻电机调速系统的研究与设计[J],江苏理工大学学 报,1998,(9):67-68.
- [21] Lawrenson P. J. et al. Variable2speed Switched Reluctance Motors. IEE Proc.B, 1980, 127(4):253~265
- [22] Davis.R.M.et al. Inverter Drive for Switched Reluctance Motor :Circuit and Component Ratings. IEE Proc. B, 1981, 128 (3) :126~136.
- [23] Chen H. et al. Commutation of Switched Reluctance Motor Drives. Proceedings of The 7th International Power Elec2 tronics & Motion Control Conference, Budapest, Hungary, 1996 (2):443~446
- [24] Chen H. et al. A Software Package of Design and Simulation for Switched Reluctance Motor Drives. Proceedings of the 2nd International Power Electronics and Motion Control Conference, Hangzhou, China, 1997(1):592~ 596.
- [25] 张全柱、徐国卿,单片微机控制的开关磁阻电动机驱动系统,机车电传动, 1998 年第3期
- [26] Bo se B K, et al. Microprocessor control of switched reluctance mo2to r. IEEE Trans. on IA, 1986, 22 (4)
- [27] Krishnan R, et al. Measurement and instrumentation of a switched reluctance motor IAS A anu meeting, 1989
- [28] 张全柱、郝荣泰,单片微机控制的开关磁阻电机调速系统,北方交通大学 学报 1995 年 9 月
- [29] 徐月华, DSP 在开关磁阻电机电流控制中的作用, 机电工程技术
- [30] 张红娟、陈燕、贾国英、王振民, 基于 DSP 的开关磁阻电机调速的研究, 煤炭科学技术 2003 年 3 月
- [31] 温景国、王振民,开关磁阻电动机自动调速系统[J],太原重型机械学院 学报,1998(3).
- [32] 袁晓光、岳承超、王振民等,拖动风机的 SRM 调速系统[J],煤炭科学技术 1998(10).
- [33] 刘闯、刘迪吉,一种无位置传感器的开关磁阻发电机控制策略的研究[J], 中国电机工程学报 2002,22(6)
- [34] Tom Perl, et al. Desigh trends and trade-offs for sensorless operation of switched reluctance motor drivers[C]. IEEE Proc. of IAS Annual Meeting,

1995:278 285.

- [35] Lyons J,et al. Flux/Current methods for SRM rotor position estimational[C]. IEEE Proc of IAS Annual Meeting, 1991:482-487.
- [36] Husain I, et al. Rotor position sensing in switched reluctance motor drives by Measuring Mutually induced voltages[J]. IEEE Transaction on IA, 1994, 30(3): 665-672
- [37] Gabriel Gallegos-L'opez, Philip C. Kjaer, Timothy J. E. Miller, A New Sensorless Method for Switched Reluctance Motor Drives[J], IEEE Trans on Ind Appl, 1998, 34(4):832-840
- [38] Elmas C, et al. Application of a full-order extended luenberger observer for a position sensorless operation of a switched reluctance motor drive[J], IEEE Proc-Control Theory Appl., 1996
- [39] Acarnley P P, et al. Detection of rotor position in stepping and switched motors by monitoring of current waveforms[J]. IEEE Transaction on IE, 1985, 32(3):215-222.
- [40] Ehsani M, Ramani K R, et, al. New modulation encoding techniques for indirect rotor position sensing in switched reluctance motors[J]. IEEE Transaction on IA, 1994, 30(1):85-91
- [41] Acarnley P P, et al. Position estimation in switched-reluctance drives[C]. Proc. EPE, 1995, 3:765-770
- [42] 霍红义等, 几种新型的 SRM 功率变换器, 煤第 11 卷第一期
- [43] 陈昊、谢桂林、张超,开关磁阻电机功率变换器主电路研究,电力电子技术 2000 年第3 期
- [44] 李天博、杨泽斌、孙运全、张新华,开关磁阻电机功率变换器主电路研究, 农机化研究 2004 年 9 月,第 5 期
- [45] 邱亦慧、詹琼华、马志源、郭伟,基于简化磁链法的开关磁阻电机间接位 置检测,中国电机工程学报,2001年10月
- [46] Gabriel Gallegos-L'opez, Philip C. Kjaer, Timothy J. E. Miller, A New Sensorless Method for Switched Reluctance Motor Drives[J], IEEE Trans on Ind Appl, 1998, 34(4):832-840
- [47] 边春元、满永奎、顾树生,无位置传感器的 SRD 系统及其应用,控制与决策,2002 年 7 月

- 。[48] 许大中、贺益康,电机控制,浙江大学出版社,2002 年 7 月
  - [49] 刘和平、严利平、张学锋、卓清锋,TMS320LF240xDSP 结构、原理及应 用,北京航空航天大学出版社,2002
  - [50] 邱亦慧、詹琼华、马志源,无位置传感器的全数字化开关磁阻电机驱动系统,电力电子技术 2000 年第5 期
  - [51] 邱亦慧, 基于 DSP 的无轴位置传感器 SRM 的数字化控制研究,硕士学 位论文,华中理工大学,2000.
  - [52] Perl T. et al. Design Trends and Trade2offs for Sensorless Operation of Switched Reluctance Motor Drives. IEEE Proc. of IAS Annual Meeting, 1995 :278~285.
  - [53] Lyons J et al. Flux/ Current Methods for SRM Rotor Posi2tion Estimation. IEEE Proc of IAS Annual Meeting ,1991 :482~487.
  - [54] Blake R. J et al. The Control of Switched Reluctance Motors for Battary Electric Read Vehicles. Proc. of Inter. Conf. on Power Electronics and Variable Speed Drives, 1994:361~364.
  - [55] P. P. Acarnley, R. J. Hill, and C. W. Hooper, "Detection of rotor position in stepping and switched reluctance motors by monitoring of current waveforms," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 32, pp. 215–222, June1985.
  - [56] J. P. Lyons, S. R. MacMinn, and M. A. Preston, "Flux/current methods for SRM rotor position estimation," in Proc. IEEE-IAS Annu. Meeting,1991, pp. 482–487.
  - [57] G. Hedlund and H. Lundberg, "Motor energizing circuit," U.S. Patent4 868 478, Sept. 19, 1989.
  - [58] S. R. MacMinn, W. J. Rzesos, P. M. Szczesny, and T. M. Jahns, "Application of sensor integration techniques to switched reluctance motor drives," in Proc. IEEE-IAS Annu. Meeting, 1988, pp. 584–588.
  - [59] M. Ehsani, I. Husain, and A. B. Kulkarni, "Elimination of discrete position sensor and current sensor in switched reluctance motor drives,"IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 28, pp. 128-135, Jan./Feb. 1992.
  - [60] M. Ehsani, I. Husain, S. Mahajan, and K. R. Ramani, "New modulation encoding techniques for indirect rotor position sensing in switched reluctance motors," IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 30, pp. 85–91, Jan./Feb. 1994.

- [61] I. Husain and M. Ehsani, "Rotor position sensing in switched reluctance motor drives by measuring mutually induced voltages," IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 30, pp. 665–672, May/June 1994.
- [62] P. Laurent, M. Gabsi, and M. Multon, "Sensorless rotor position analysis using resonant method for switched reluctance motor," in Proc. IEEEIAS Annu. Meeting, 1993, pp. 687–694,
- [63] J. T. Bass, M. Ehsani, and T. J. E. Miller, "Robust torque control of switched-reluctance motors without a shaft position sensor," IEEETrans. Ind. Electron., vol. IE-33, pp. 212–216, Aug. 1986.
- [64] A. H. Lumsdaine and J. H. Lang, "State observers for variable-reluctance motors," IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 37, pp. 133–142, Mar./Apr.1990.
- [65] P. C. Kjær, F. Blaabjerg, J. K. Pedersen, P. Nielsen, and L. Andersen, "A new indirect rotor position detection method for switched reluctance drives," in Proc. ICEM'94, Paris, France, 1994, vol. 2, pp. 555–560.
- [66] K. Iizuka, H. Uzuhashi, M. Kano, T. Endo, and K. Mohri, "Microcomputer control for sensorless brushless motor," IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 21, pp. 595-601, May/June 1985.
- [67] T. J. E. Miller, "Switched reluctance motors and their control," in Monographs in Electrical and Electronic Engineering. Oxford, U.K.: Clarendon, 1993.
- [68] 王振民、温景国、李颖洁,开关磁阻电机的发展,电世界,1995 年第 5 期
- [69] 邱亦慧、马志源、詹琼华,无位置传感器开关磁阻电机的无反转起动研究, 电工技术学报,2001年4月
- [70] 胡达平、谢顺依、刘小虎,无位置传感器开关磁阻电机的无迟滞起动研究, 2004 年第七期
- [71] 杨波、曹家勇、陈幼平、周祖德,无位置传感器的 SRD 调违系统的初始位 置检测,中国电机工程学报,2002 年 12 月
- [72] Acarnley P P, Hill R J, Hooper C W. Detection of rotor position in stepping and switched reluctance motors by monitoring of current waveforms[J], IEEE Trans. On Industrial Electronics. 1985, IE32(8): 761-772.
- [73] Cherk A D, Erlugrul N. Sensorless rotor position detection techniques in switched reluctance motor drives[C]. Proc. Australasian Universities Power

Engineering Conf, Perth, Australia, 1995, 84-89

- [74] Venkataratnam K, Bhattacharya T K, Sengupta M. Theory performance prediction and indirect sensing of rotor position of a switched reluctance motor under saturation [J]. IEEE Proc. Electron. Power Applicat., 1999, 146(6): 667-677
- [75] Cherk A D, Ertugrul N. Use of fuzzy logic for estimation and prediction in switched reluctance motor drives[J]. IEEE Trans. On Ind. Electron . 1999, 46(6):1207-1224

# 附 录

## 攻读硕士学位期间发表的论文

[1] 何伟挺,潘再平(导师),基于相电流梯度法的 SRD 间接位置检测系统,微

电机,2004年12月,B类,已录用 电机,2004年12月,B类,已录用

### 致 谢

时光荏苒,转眼间就要硕士毕业了,回首这两年半,不胜感慨。有着太多 的回忆,轻轻地放在心底,慢慢地发出醇香;更有太多的感谢,在即将离别的 时候,怀着感恩的心大声说出来。

首先向导师潘再平教授致以最诚挚的谢意。从整个课题的提出、研究方案的 设计,到实验验证,以及论文的撰写和修改,潘老师都给予了我精心指导和耐心 教诲。潘老师严谨的治学态度、渊博的理论知识、丰富的课题经验、严谨的治学 作风、严于律己、宽容待人的品质,都使我获益良多,终生难忘。借此机会,谨 致以我最崇高的敬意,并祝愿潘老师在以后的岁月里身体健康、家庭幸福、事业 更上一层楼。

在攻读硕士期间,还荣幸地得到了贺益康教授、章玮教授、卢慧芬老师、孙 丹老师等多位老师的关怀和指导,特别是贺老师,工作和生活中的点滴指导使我 受益匪浅。在此对他们表示由衷的感谢。

感谢实验室里史浩、陈哲明、曹伟伟、何鸣明、刘旭、张涛、阳锦刚等师兄 弟对我的无私帮助,感谢在读的周媛、姜飞荣、贾红平、秦风、还有已经毕业的 周春、郑康、金英、胡海燕、严岚、刘其辉、年珩等人对我课题和论文工作的启 发和协助。

还要感谢各位评审老师抽出宝贵的时间对我的论文进行审阅!

一份特别的感谢送给我的女朋友张欢欢,感谢论文期间她给予我的无私帮助。并深深感谢她的关心、支持和鼓励,让我度过了人生中最美好的时光。

最后,深深地感谢我的父母、兄弟,感谢他们20多年来对我的养育之恩,感谢他们对我的教诲、支持和宽容,祝他们身体健康,永远幸福!

#### 何伟挺

#### 二 OO 六年三月于求是园