





The research on parameter identification and control method of  
direct torque control for induction motor

by

SHE Zhiting

M.S.(University of Science and Technology LiaoNing) 1989

A dissertation submitted in partial satisfaction of the

Requirements for the degree of

Doctor of Science

in

Control Theory and Control Engineering

in the

Graduate School

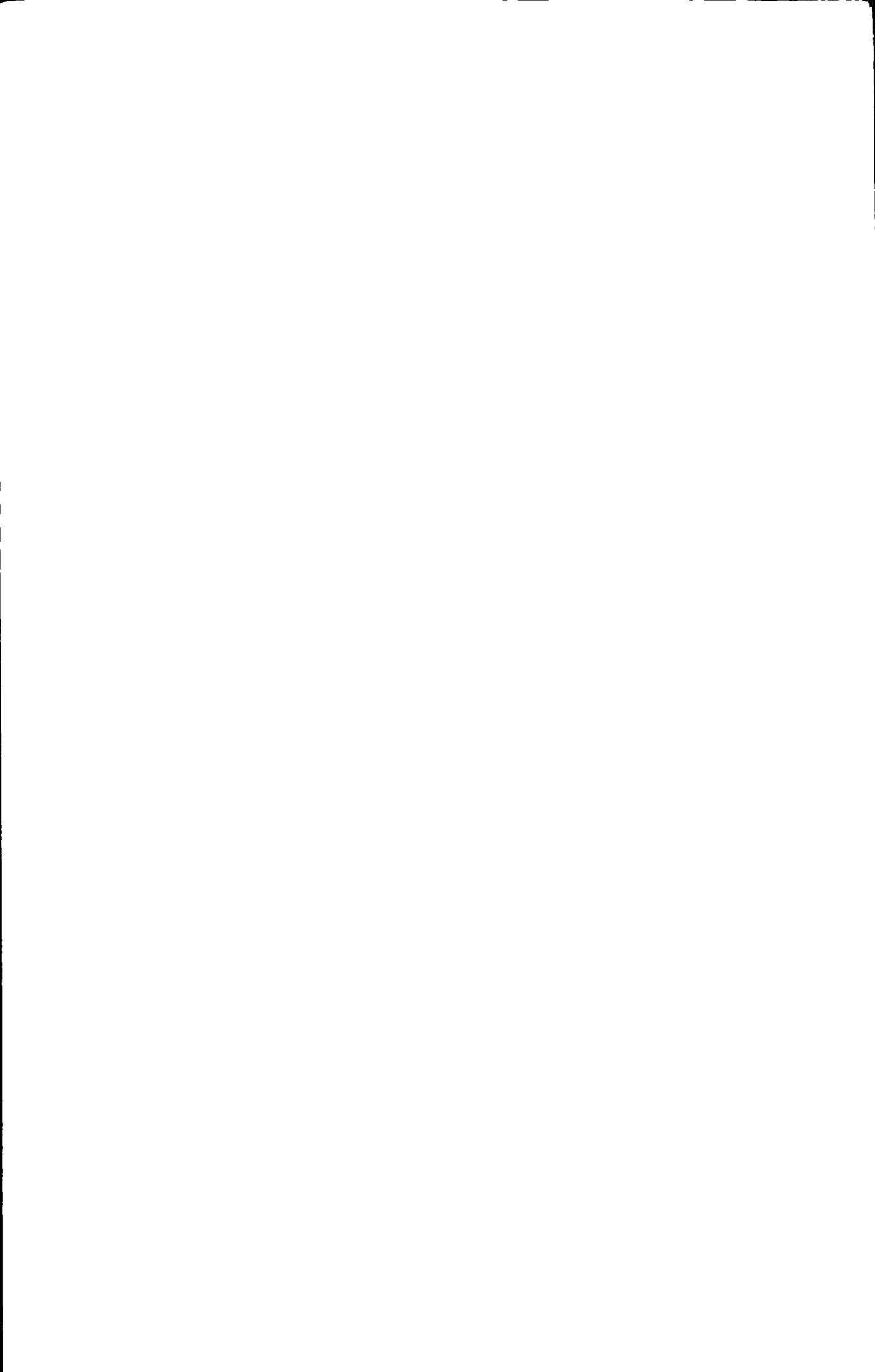
of

Hunan University

Supervisor

Professor PENG Yongjin

Oct, 2010



# 湖南大学

## 学位论文原创性声明

本人郑重声明：所呈交的论文是本人在导师的指导下独立进行研究所取得的研究成果。除了文中特别加以标注引用的内容外，本论文不包含任何其他个人或集体已经发表或撰写的成果作品。对本文的研究做出重要贡献的个人和集体，均已在文中以明确方式标明。本人完全意识到本声明的法律后果由本人承担。

作者签名：

日期：2011年3月3日

## 学位论文授权使用授权书

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

本学位论文属于

1、保密□，在\_\_\_\_\_年解密后使用本授权书。

2、不保密。

(请在以上相应方框内打“√”)

作者签名：

日期：2011年3月3日

导师签名：

日期：2011年3月4日



## 摘 要

近年来随着智能控制理论、微处理器技术、电力电子器件以及电机调速控制理论不断发展,感应电机调速系统正朝着高性能和智能化的方向发展。其中感应电机无速度传感器直接转矩控制(Direct Torque Control,简称 DTC)调速系统已发展成为目前感应电机调速系统中最有发展前途的高性能调速系统。

DTC 是继矢量控制出现以后发展起来的电机高性能调速控制方式,它以其新颖的控制思想、系统结构简单、转矩控制直接、速度观测能有效提高系统的冗余、鲁棒性强、动态性能好等优良性能受到人们的广泛重视,已成为感应电机调速领域的研究热点。但目前感应电机无速度传感器 DTC 系统中仍有一些关键技术,如电机低速时电机定子磁链辨识困难和转矩脉动增大以及运行中电机参数受环境变化影响电机调速性能等问题有待解决。为此,本文以感应电机无速度传感器 DTC 系统中定子磁链、定子电阻、电机速度等重要参数的辨识方法和磁链与转矩的控制策略展开理论与实践研究。

在 DTC 辨识定子磁链参数的研究方面,为了克服传统 DTC 系统积分累积误差问题,本文在对传统的基于低通滤波器的定子磁链开环辨识方法进行原理分析的基础上,研究了基于均值补偿的定子磁链开环辨识方法,研究结果证明该方法能有效地消去积分器直流偏置的积分累积误差。但开环辨识器不具有消去误差的自适应能力,为此,本文通过将均值补偿算法引入定子磁链参数闭环辨识器,提出了一种新型基于 PI 校正的定子磁链闭环辨识器。仿真与实验研究表明,这种定子磁链闭环辨识方法,不仅保留了均值补偿算法有效解决积分器的累积误差问题的优点,而且该定子磁链闭环辨识器对不确定干扰有一定的校正能力,改善了定子磁链参数辨识精度。

在 DTC 辨识定子电阻参数的研究方面,由于定子磁链、速度和转矩等主要参数的辨识,依赖于控制对象电机模型的定子电阻参数,而 DTC 系统的定子电阻受环境温度等因素影响发生变化时,使得感应电机 DTC 控制性能会随之下降,尤其低速时更为明显。为了解决 DTC 系统定子电阻参数变化影响电机控制性能等问题,本文采用模糊逻辑理论研究了定子电阻变化与定子电流误差之间的关系,并提出了一种基于定子电流误差的模糊逻辑定子电阻参数辨识器。研究表明:这种新型定子电阻参数辨识器不仅具有算法简单、实时性好、鲁棒性强等优点,还有效地改善了电机定子磁链和速度等参数的辨识精度和提高了 DTC 系统的速度和转矩的动静态控制性能。

感应电机无速度传感器 DTC 调速系统已成为高性能调速领域的热点研究课题。但速度观测存在算法复杂、低速精度受定子电阻变化影响严重等问题。近年

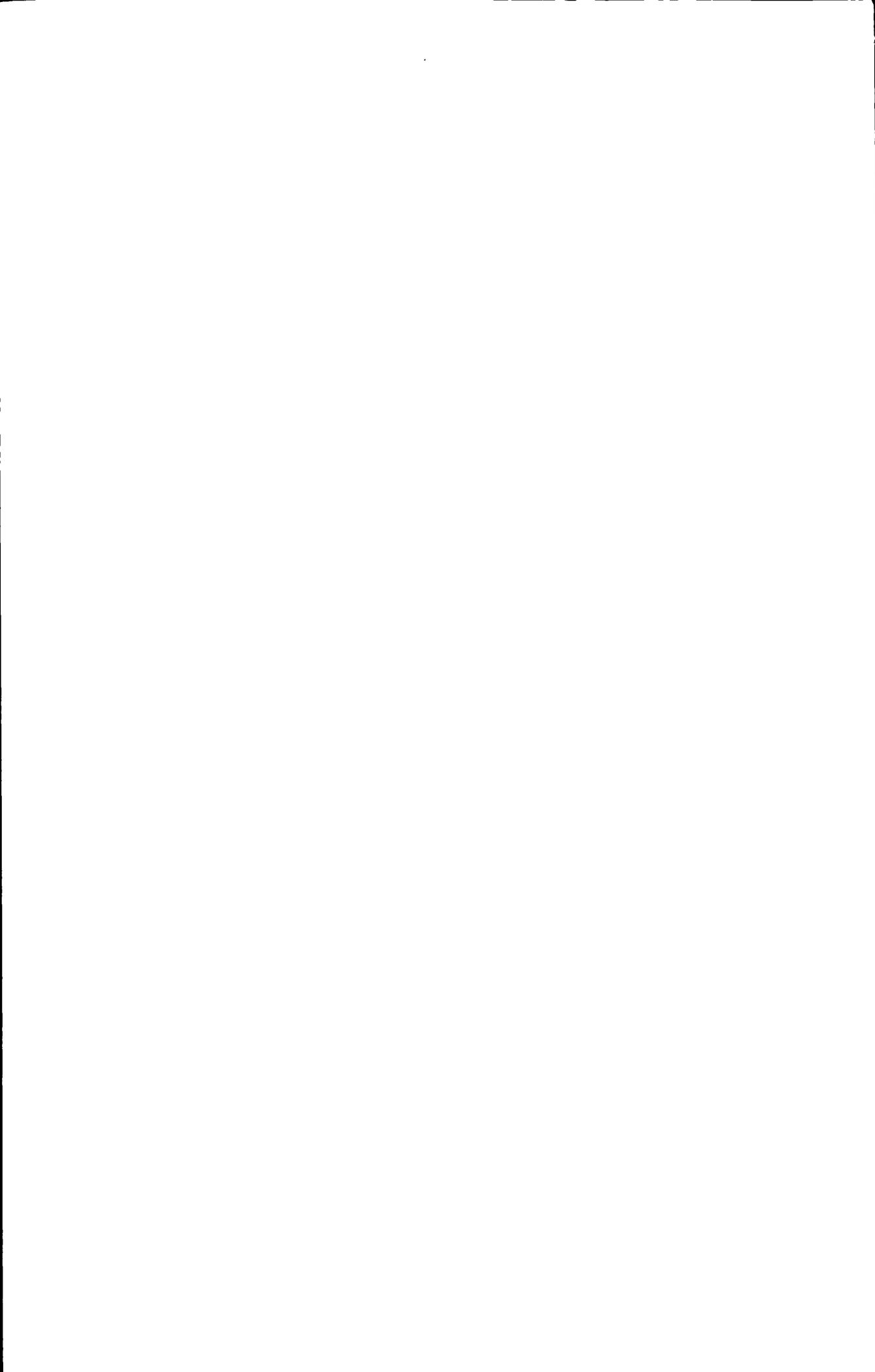


来, 在实现高性能感应电机无速度传感器 DTC 系统运行的研究中, 人们广泛运用 MRAS 理论解决具有时变非线性特性的电机控制问题。在 DTC 速度参数观测的研究方面, 本文在分析多种速度观测方法的基础上, 运用 MRAS 理论提出了一种 DTC 交互式 MRAS 速度观测器。这种交互式 MRAS 速度观测方法, 通过采用电机电压模型作为参考模型和电机电流模型作为可调模型构建了 MRAS 速度观测器, 并将参考模型和可调模型进行实时互换的方法, 在实现速度观测的同时在线辨识了定子电阻参数。仿真和实验结果表明: 这种运用稳定性理论的交互式 MRAS 速度观测新方法, 由于消去了定子电阻变化的影响, 获得了稳定的、高性能的速度观测, 改善了感应电机 DTC 系统低速时的动静态调速性能。

传统的感应电机 DTC 系统采用磁链与转矩滞环式控制, 在  $360^\circ$  空间中仅用六个基本的电压空间矢量对电机磁链与转矩直接控制, 因而存在固有转矩、磁链、电流脉动大和开关频率不固定等问题。针对传统控制方法存在开关频率不固定等问题, 本文研究了细分的十二电压空间矢量的 DTC-SVM 控制方案。该方案将六个基本电压空间矢量增加到十二个并在 SVM 中合成任意大小和方向的控制电压矢量, 使得 DTC 系统对定子磁链与转矩的控制更精细, 有效地降低低速时的转矩脉动。为了进一步改善 DTC 系统磁链与转矩控制特性, 本文将模糊 PI 自校正控制算法引入到磁链与转矩的调节控制环节。这种模糊 PI 自校正调节器, 将磁链与转矩的误差和误差变化率作为模糊逻辑控制器的输入, 由模糊逻辑规则实时在线调整 PI 调节器的控制参数, 从而获得优良的磁链与转矩控制性能。仿真与实验研究表明: 这种基于磁链与转矩模糊 PI 自校正控制的 DTC-SVM 控制方案, 不仅提高了系统的鲁棒性和不同控制对象的适应性, 而且保证了 DTC 系统具有良好的磁链与转矩跟踪控制动态品质, 并使转矩脉动与电磁噪声得到了较好抑制。

在 Matlab7.8/Simulink 仿真编程环境下, 本文建立了传统的感应电机 DTC 系统仿真模型和改进的感应电机无速度传感器 DTC 系统仿真模型, 并对这两种仿真模型进行了仿真研究。仿真研究结果验证了本文所提出的 DTC 参数辨识方法和磁链与转矩控制方法的正确性。通过采用美国 Microchip 公司的数字信号处理器 dsPIC30F6010A 和日本三菱公司的 IPM 智能功率模块 PM50CLA120 构建了感应电机无速度传感器 DTC 系统, 并在搭建的实验平台上进行了实验研究。在软件设计方面, 本文采用 C 语言和汇编语言混合编程的方法, 成功地完成了 DSP 控制软件的研制工作, 实现了对感应电机的高性能控制。大量的实验研究结果证明了本文所提出的感应电机无速度传感器 DTC 参数辨识方法和基于磁链与转矩模糊 PI 自校正控制方法的有效性和正确性。

**关键词:** 感应电机; 智能控制; 无速度传感器; 直接转矩控制; 参数辨识; 模型参考自适应; 模糊 PI 自校正控制



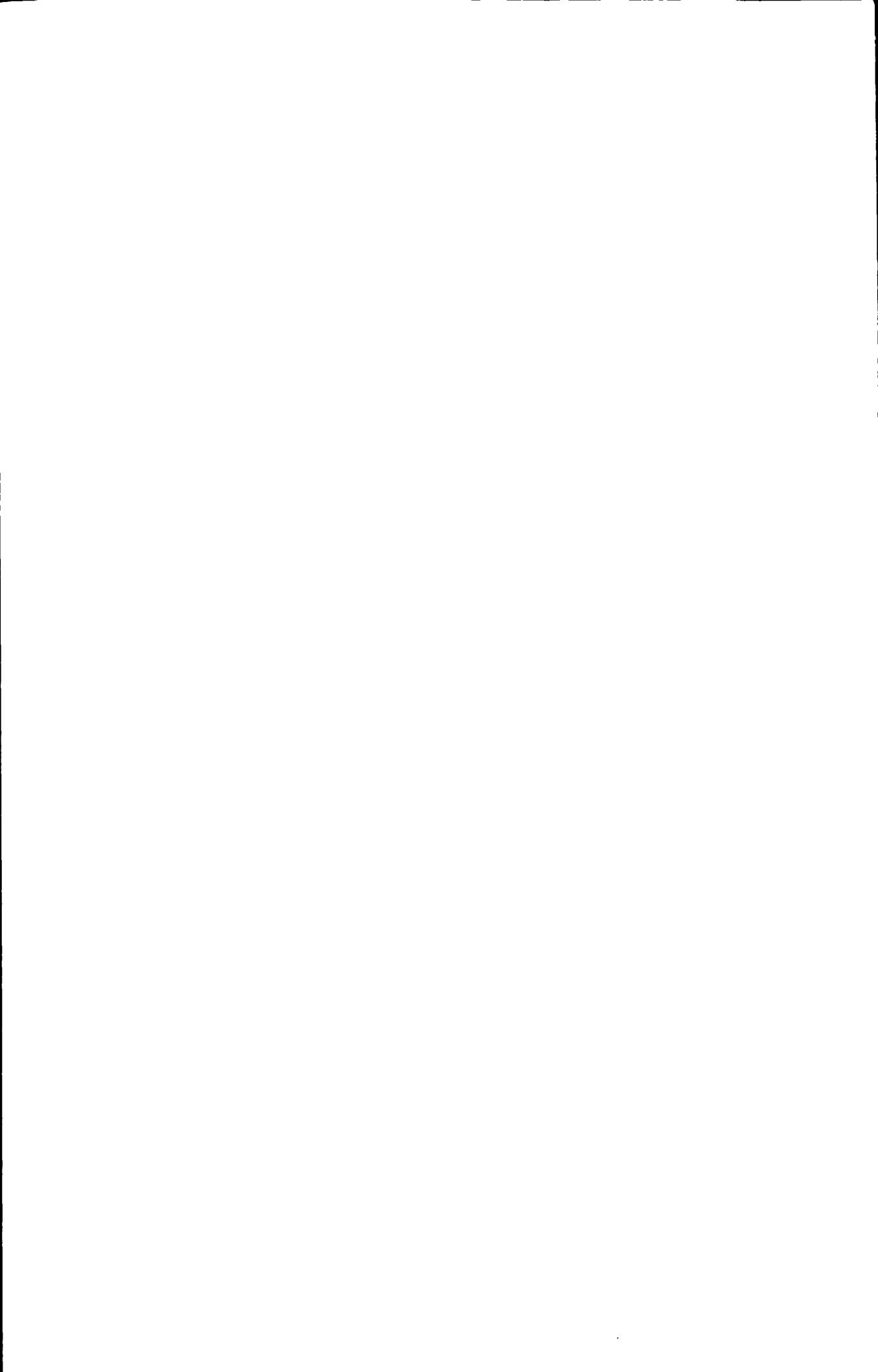
## Abstract

In recent years, with the continuous development of intelligent control theory, microprocessor technology, power electronics devices and motor speed regulation control theory, the induction motor speed regulation control system is moving in the direction of high- performance and intelligent, of which the speed regulation control system of induction motor speed sensor-less DTC (Direct Torque Control, referred to as DTC) has grown into the most promising high-performance speed regulation control system.

DTC is a high-performance control method of induction motor speed regulation after FOC, with its novel control thought, simple system structure, direct torque control means, the speed observer improving the system redundancy effectively, robustness, dynamic performance and good properties, receives widespread attention and has become a hot topic of induction motor speed regulation control research areas. There are still some key technologies to be resolved in induction motor speed sensor-less DTC system, such as identification of the motor stator flux and torque ripple increase at low speed, the motor parameters affected by environmental change. Therefore, this dissertation has finished the experimental and theoretic research on the control strategy of torque and flux of speed sensor-less DTC for induction motor and the identification method of stator flux, stator resistance, motor speed etc.

But the open-loop identification does not have the adaptive ability to eliminate errors, by introducing a mean compensation algorithm into stator flux parameter closed-loop identifier, this dissertation put forward a new closed-loop stator flux estimator based on PI correction. Simulation and experimental results show that this closed-loop stator flux identification method not only preserves the advantages of the mean integrator compensation algorithm solving the problem of the accumulated error of integrator, but also the closed-loop stator flux estimator has a certain degree of correction ability to uncertain disturbance, improving the accuracy of the stator flux parameter identification.

Identification of stator resistance parameter in the DTC, since the identification of the main parameters, such as the stator flux, speed and torque and so on, relies on the motor stator resistance of the control object model, When stator resistance of the DTC system influenced by environmental temperature changes, it will make the



control performance of induction motor DTC falling, especially at low speed. In order to solve this problem effectively, this dissertation uses fuzzy logic theory to study the relationship between the change of stator resistance and the error of stator current amplitude, and proposed a fuzzy logic stator resistance parameter identifier based on the error of stator current amplitude. Simulation results show that this new parameter identification of stator resistance not only has the advantages of simple algorithm, good real-time control, robustness etc, but also improve the identification accuracy of the motor stator flux and speed etc, and improve the control performance of the speed and torque of DTC system both dynamic and static states.

Speed sensor-less DTC speed regulation system of induction motor has become the hot research topic of high-performance speed regulation system. However, speed observer has the problems of complex algorithm, low-speed accuracy seriously affected by the change of stator resistance. In recent years, in the study of realizing the speed sensor-less DTC system running of high performance induction motor, people use MRAS theory widely to solve motor control problems with characteristics of nonlinear time-varied. In the DTC research of speed parameter observed, this dissertation analyses a kind of speed observation method, and presents a DTC interactive MRAS speed based on the MRAS theory. This interactive MRAS method of speed identification using motor voltage model as reference model and motor current mode as an adjustable model constructing MRAS speed observer exchanges adjustable model reference model and the method in real-time exchange, and in line adjusts the speed and the stator resistance parameters. Simulation and experimental results show that interactive new method of MRAS speed observer using the stability theory obtain a stable, high-speed identification and improves low-speed induction motor DTC system dynamic and static performance, and the elimination of the stator resistance changes.

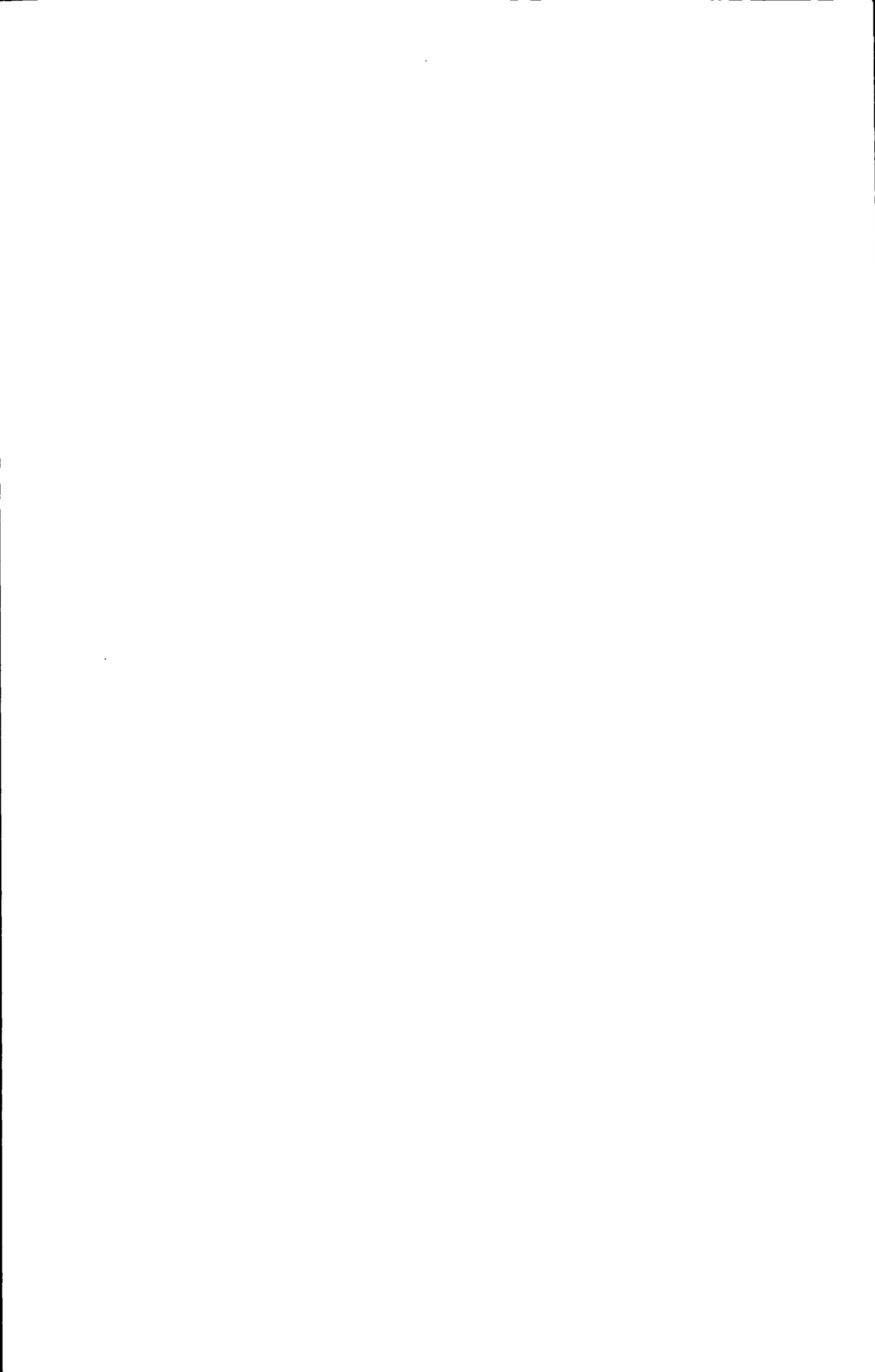
Conventional induction motor DTC system uses flux and torque hysteresis control method, only six basic voltage space vectors in  $360^\circ$  space are used in the motor flux and torque direct control, so many problems exists such as inherent torque, flux, current ripple and switching frequency is not fixed and so on. On account of traditional control method existing problems of not fixed switching frequency and so on, this dissertation studies on a twelve voltage space vector subdivision DTC-SVM control method, the control scheme increases stator voltage space vector from six to twelve, and synthesis of any size and direction of the control voltage vector in SVM, so it has more sophisticated voltage space vector and reduce the induction motor



torque ripple at low speed effectively. To improve flux and torque control characteristics of DTC system, fuzzy PI self-tuning control is used in flux and torque control of DTC system. This fuzzy PI self-tuning controller uses flux and torque error and error change rate as input, PI controller parameters is in real-time online adjusted by fuzzy logic rules, so good flux and torque control performance are obtained. Simulation and experiment show this DTC-SVM control method based on flux and torque fuzzy PI self-tuning control not only improve the system robustness and adaptability of different control objects, but also ensure the DTC system has good flux and torque tracking control dynamic quality and cause torque pulse and electromagnetic noise suppressed better.

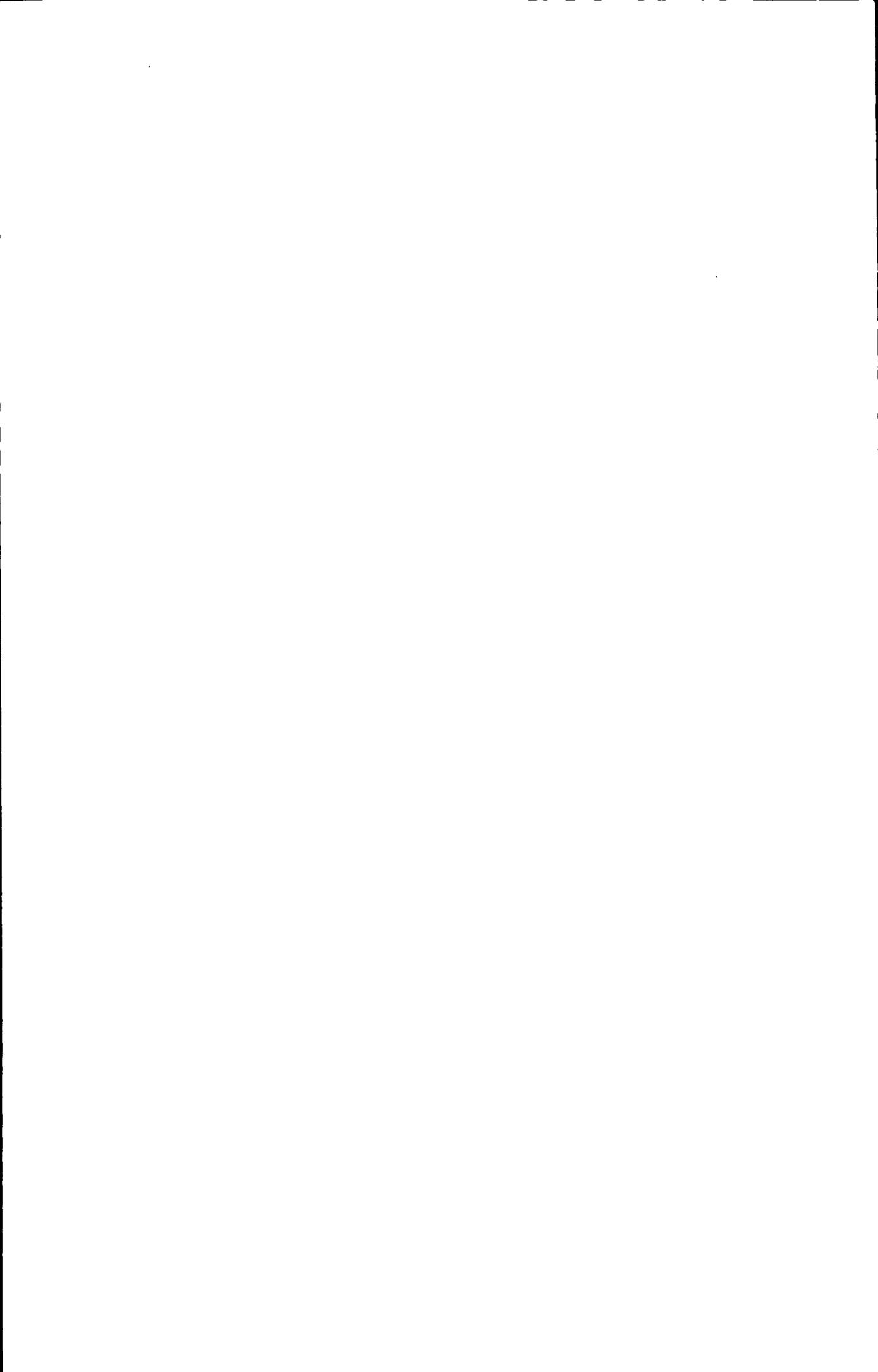
Based on establishing the traditional induction motor DTC system simulation model and the improved induction motor speed sensor-less DTC system simulation model in Matlab7.8/Simulink simulation programming environment, this dissertation simulates the two models and simulation results show that the proposed DTC method of parameter identification and method of flux and torque control are correct. Speed sensor-less DTC induction motor system test platform is constructed by using dsPIC30F6010A produced by Microchip Corporation in USA and PM50CLA120 produced by Mitsubishi Corporation in Japan and many experiments is done in this test platform. In software design, DSP control software successfully is developed by using mixed C and assembly language programming method, and achieves high performance control of induction motor. A large number of experimental results show that the proposed method of parameter identification of DTC induction motor speed sensor-less and fuzzy PI self-tuning control method based on flux and torque are effective and correct.

**Key Words:** induction motor; intelligent control; speed sensor-less; direct torque control; parameter identification; model reference adaptive system; fuzzy PI self-tuning control



# 目 录

学位论文原创性声明和学位论文版权使用授权书 .....	I
摘 要 .....	II
Abstract .....	IV
插图索引 .....	X
附表索引 .....	XIII
<b>第 1 章 绪 论</b> .....	1
1.1 本文研究的目的和意义 .....	1
1.2 高性能感应电机无速度传感器调速系统 .....	2
1.3 感应电机智能控制方法 .....	4
1.3.1 非线性控制 .....	5
1.3.2 模型参考自适应控制 .....	5
1.3.3 滑模变结构控制 .....	6
1.3.4 系统辨识 .....	6
1.3.5 模糊逻辑控制 .....	7
1.4 感应电机无速度传感器 DTC 调速系统 .....	8
1.4.1 感应电机 DTC 系统的控制特点 .....	8
1.4.2 感应电机 DTC 系统的电机动态数学模型 .....	9
1.4.3 感应电机 DTC 系统的控制原理 .....	12
1.4.4 感应电机无速度传感器 DTC 系统的关键技术 .....	14
1.5 本文研究的主要内容 .....	18
<b>第 2 章 感应电机 DTC 系统仿真与实验平台的建立</b> .....	20
2.1 引言 .....	20
2.2 感应电机 DTC 系统仿真模型的建立 .....	20
2.2.1 定子磁链与转矩辨识器仿真模块 .....	20
2.2.2 坐标变换仿真模型 .....	21
2.2.3 定子磁链幅值调节、转矩调节及速度调节仿真模型 .....	22
2.2.4 磁链区间判断仿真模型 .....	23
2.2.5 电压开关矢量选择表仿真模型 .....	23
2.2.6 感应电机传统 DTC 系统的仿真模型 .....	26
2.3 感应电机 DTC 系统实验平台的建立 .....	27
2.3.1 感应电机 DTC 系统的基本结构 .....	27



2.3.2 感应电机 DTC 系统的 DSP 控制单元 .....	28
2.3.3 信号检测电路 .....	30
2.3.4 串口通信接口 .....	31
2.3.5 系统主电路及驱动电路 .....	32
2.3.6 实验机组平台 .....	33
2.4 本章小结 .....	35
第 3 章 基于 PI 校正的感应电机 DTC 定子磁链闭环辨识方法 .....	37
3.1 引言 .....	37
3.2 基于低通滤波器的定子磁链开环辨识器 .....	38
3.3 基于均值补偿改进的定子磁链开环辨识方法 .....	40
3.3.1 基于均值补偿的定子磁链开环辨识器 .....	40
3.3.2 仿真研究 .....	42
3.4 基于广义卡尔曼滤波器的定子磁链辨识方法 .....	43
3.5 基于 PI 校正的感应电机 DTC 定子磁链闭环辨识器 .....	44
3.5.1 PI 校正的定子磁链闭环辨识原理 .....	44
3.5.2 仿真研究 .....	46
3.5.3 实验研究 .....	48
3.6 本章小结 .....	50
第 4 章 基于定子电流误差的模糊逻辑定子电阻辨识方法 .....	51
4.1 引言 .....	51
4.2 感应电机定子电阻一般辨识方法 .....	52
4.2.1 基于 PI 校正的定子电阻辨识器 .....	52
4.2.2 基于小波神经网络的定子电阻辨识器 .....	53
4.2.3 基于模糊神经网络的定子电阻辨识器 .....	53
4.2.4 基于定子电流和频率的模糊逻辑定子电阻辨识器 .....	54
4.3 基于定子电流误差的模糊逻辑定子电阻辨识器 .....	55
4.3.1 定子磁链和转矩受定子电阻变化的影响分析 .....	56
4.3.2 基于定子电流误差的模糊逻辑定子电阻辨识原理 .....	57
4.3.3 仿真研究 .....	59
4.3.4 实验研究 .....	61
4.4 本章小结 .....	62
第 5 章 感应电机 DTC 交互式 MRAS 速度观测方法 .....	63
5.1 引言 .....	63
5.2 基于全阶自适应状态观测的速度观测器 .....	63
5.3 基于 MRAS 的参数辨识基本原理 .....	65



5.4 MRAS 电机速度观测一般方法 .....	68
5.4.1 基于转子磁链模型的 MRAS 速度观测器 .....	68
5.4.2 基于反电动势模型的 MRAS 速度观测器 .....	69
5.5 感应电机 DTC 交互式 MRAS 速度观测器 .....	69
5.5.1 交互式 MRAS 速度观测原理 .....	69
5.5.2 仿真研究 .....	71
5.5.3 实验研究 .....	72
5.6 本章小结 .....	73
<b>第 6 章 基于磁链与转矩模糊 PI 自校正控制的 DTC 系统</b> .....	<b>74</b>
6.1 引言 .....	74
6.2 传统 DTC 系统的磁链与转矩控制方法 .....	75
6.2.1 传统 DTC 系统的磁链控制方法 .....	75
6.2.2 传统 DTC 系统的转矩控制方法 .....	75
6.3 基于矢量细分十二电压空间矢量的 DTC 控制策略 .....	77
6.4 基于磁链与转矩模糊 PI 自校正控制改进的 DTC 系统 .....	79
6.4.1 改进的感应电机 DTC-SVM 控制策略 .....	79
6.4.2 磁链与转矩模糊 PI 自校正控制器 .....	82
6.4.3 仿真研究 .....	84
6.4.4 实验研究 .....	86
6.5 本章小结 .....	88
<b>结 论</b> .....	<b>89</b>
<b>参考文献</b> .....	<b>92</b>
<b>致 谢</b> .....	<b>104</b>
<b>附录 A 博士期间发表的学术论文清单、科研和获奖情况</b> .....	<b>105</b>



## 插图索引

图 1.1 三相感应电机的物理模型 .....	10
图 1.2 正六边形磁链轨迹图 .....	13
图 1.3 近似圆形磁链轨迹图 .....	13
图 1.4 带速度反馈的传统 DTC 系统结构框图 .....	13
图 2.1 定子磁链与转矩辨识器仿真模型 .....	21
图 2.2 坐标变换仿真模型 .....	22
图 2.3 定子磁链幅值调节仿真模型 .....	22
图 2.4 转矩调节仿真模型 .....	22
图 2.5 转速调节仿真模型 .....	23
图 2.6 定子磁链所在扇区的示意图 .....	23
图 2.7 三相电压型逆变器主电路 .....	24
图 2.8 定子磁链矢量轨迹与电压开关矢量关系图 .....	24
图 2.9 电压开关矢量选择表仿真模型 .....	26
图 2.10 感应电机传统 DTC 系统的仿真模型 .....	26
图 2.11 改进的感应电机无速度传感器 DTC 系统的原理框图 .....	27
图 2.12 感应电机 DTC 系统的控制系统硬件结构框图 .....	27
图 2.13 DSP 与 EPLD 接口原理框图 .....	28
图 2.14 dsPIC30F6010A 控制单元电路 .....	29
图 2.15 a 相电流检测与调理电路 .....	30
图 2.16 电压检测电路 .....	31
图 2.17 带光电隔离的 CAN 总线接口电路 .....	31
图 2.18 带光电隔离的 RS485 接口电路 .....	32
图 2.19 系统主电路拓扑 .....	32
图 2.20 三菱 IPM 内部逻辑电路图 .....	33
图 2.21 IPM 光耦隔离驱动电路 .....	33
图 2.22 实验研究平台 .....	34
图 2.23 IPM 逆变器主电路 .....	34
图 2.24 DSP 控制电路 .....	34
图 3.1 基于低通滤波器补偿的定子磁链开环辨识器框图 .....	40
图 3.2 基于均值补偿的定子磁链开环辨识器框图 .....	41
图 3.3 基于均值补偿的定子磁链开环辨识器仿真模型 .....	42



图 3.4 叠加一个直流分量 0.8 时纯积分器辨识的定子磁链曲线.....	42
图 3.5 叠加一个直流分量 0.8 时基于均值补偿辨识的定子磁链曲线.....	42
图 3.6 基于 PI 校正定子磁链闭环辨识的 DTC 系统原理框图.....	45
图 3.7 基于 PI 校正的定子磁链闭环辨识器.....	45
图 3.8 PI 校正的定子磁链闭环辨识器仿真模型.....	46
图 3.9 随机扰动时 PI 校正的定子磁链圆形轨迹.....	47
图 3.10 随机扰动时 PI 校正的速度响应曲线.....	47
图 3.11 速度阶跃时传统纯积分器辨识的磁链曲线.....	48
图 3.12 速度阶跃时 PI 校正的定子磁链曲线.....	48
图 3.13 PI 校正的 $\alpha$ 和 $\beta$ 轴的定子磁链波形.....	49
图 3.14 纯积分器的定子磁链幅值波形.....	49
图 3.15 PI 校正定子磁链闭环辨识器的定子磁链幅值波形.....	49
图 4.1 基于 PI 校正的定子电阻辨识器结构框图.....	53
图 4.2 基于小波神经网络的定子电阻辨识器结构框图.....	53
图 4.3 基于模糊神经网络的定子电阻辨识器结构框图.....	54
图 4.4 基于定子电流和频率的定子电阻模糊辨识器结构框图.....	54
图 4.5 带模糊定子电阻辨识器的感应电机 DTC 系统原理框图.....	56
图 4.6 基于定子电流误差的模糊逻辑定子电阻辨识器的结构框图.....	57
图 4.7 模糊逻辑定子电阻辨识器仿真模型.....	59
图 4.8 不带定子电阻辨识器的定子磁链圆形轨迹.....	60
图 4.9 带模糊定子电阻辨识器的定子磁链圆形轨迹.....	60
图 4.10 不带定子电阻辨识器的转矩响应仿真曲线.....	60
图 4.11 带模糊定子电阻辨识的转矩响应仿真曲线.....	61
图 4.12 不带定子电阻辨识器的转矩与速度阶跃响应.....	61
图 4.13 带模糊定子电阻辨识器的转矩与速度阶跃响应.....	62
图 5.1 基于全阶自适应状态观测的速度观测器.....	65
图 5.2 具有一个时变参数可调增益的 MRAS 结构框图.....	66
图 5.3 基于转子磁链模型的 MRAS 速度观测器结构框图.....	68
图 5.4 基于交互式 MRAS 的速度和定子电阻观测器结构框图.....	70
图 5.5 高速时速度观测与实际速度的仿真波形.....	71
图 5.6 低速时速度观测与实际速度的仿真波形.....	71
图 5.7 速度观测值变化曲线.....	72
图 5.8 转矩估计值变化曲线.....	72
图 5.9 转速阶跃时的速度观测值和定子电流检测值变化曲线.....	73
图 6.1 定子磁链幅值带环式调节器的结构框图.....	75

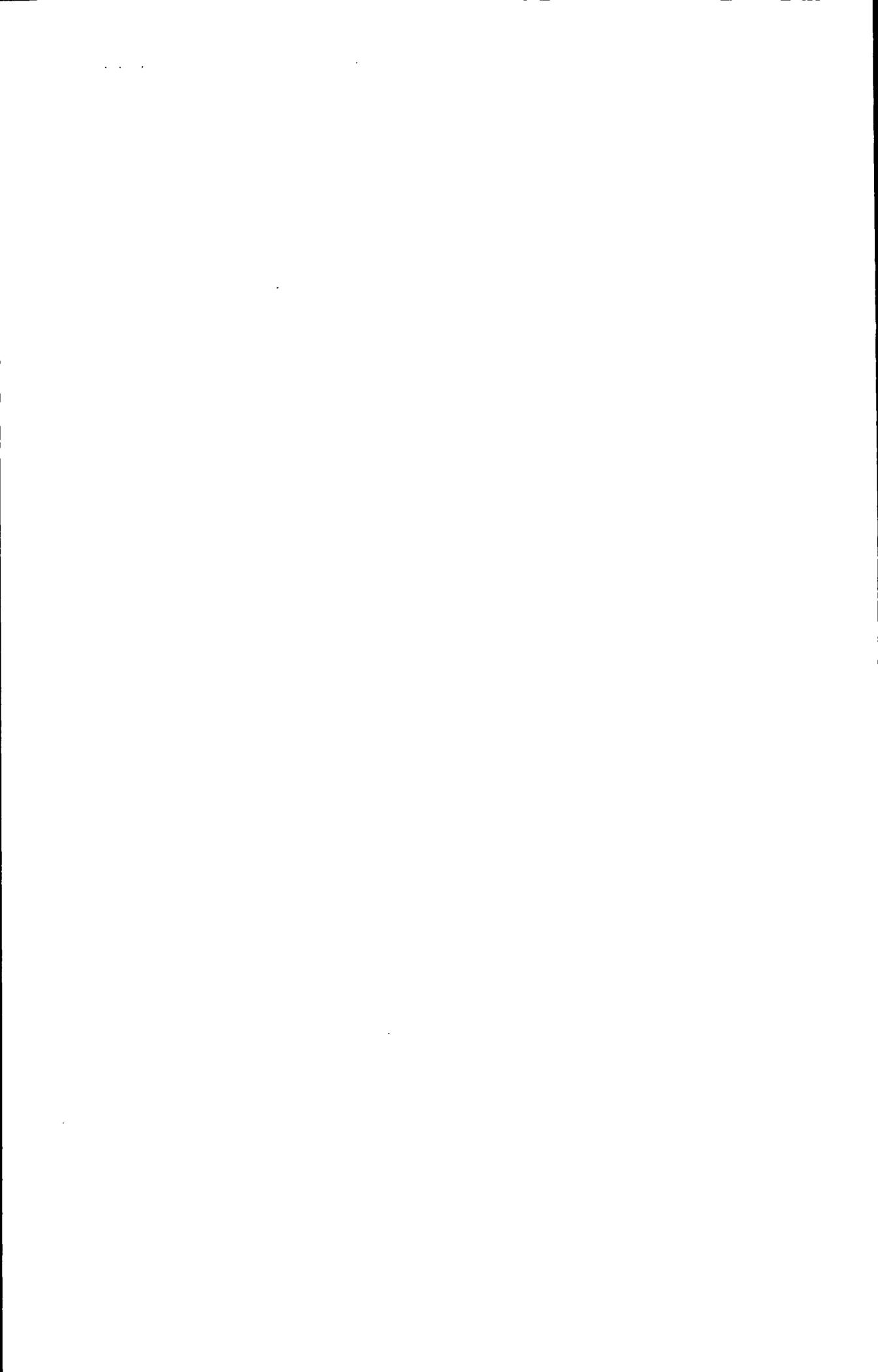
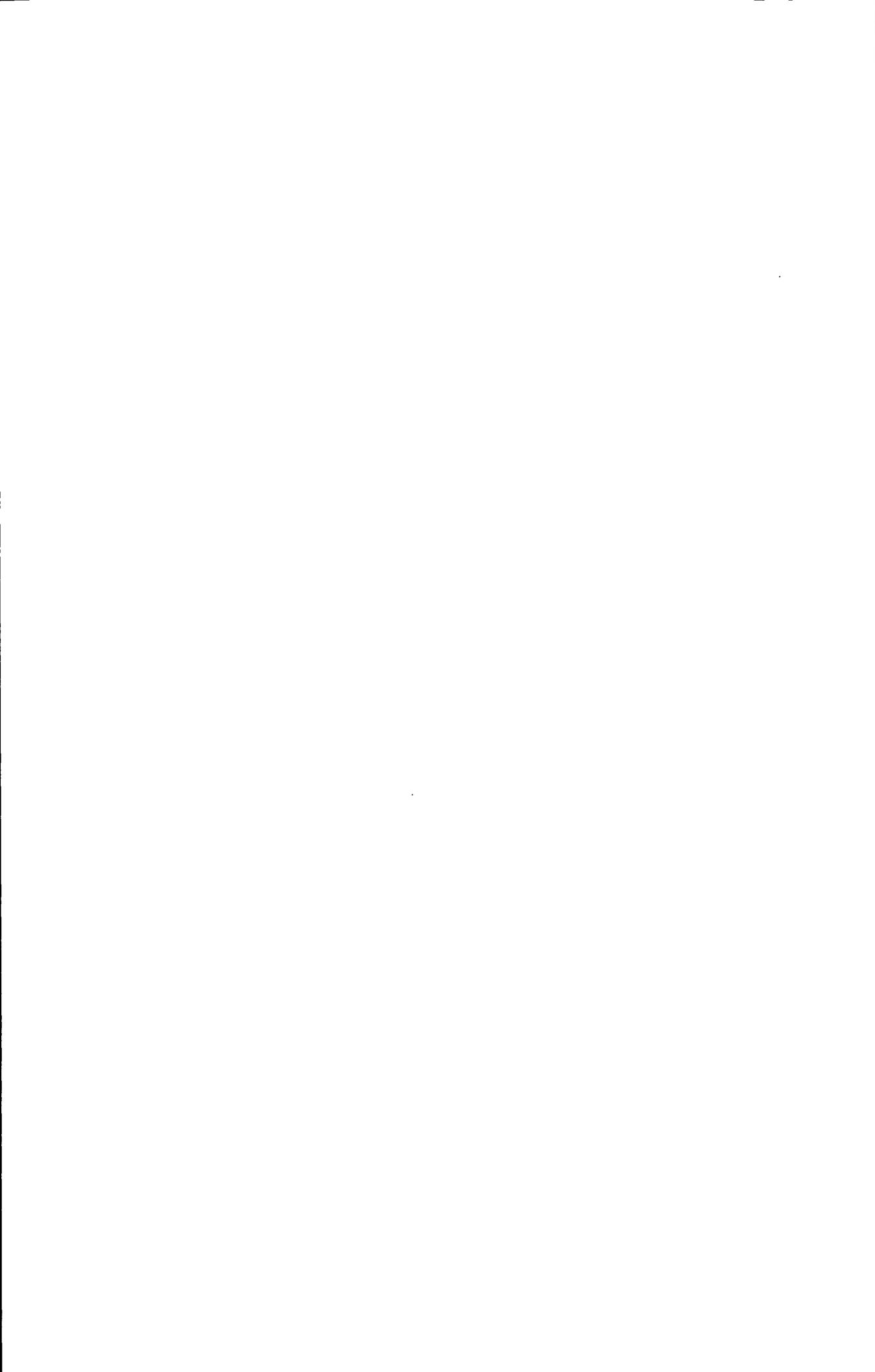


图 6.2 转矩滞环式调节器的结构框图 .....	76
图 6.3 六个基本电压空间矢量及其合成的十二电压空间矢量图 .....	78
图 6.4 十二电压空间矢量及其对应的十二扇区示意图 .....	78
图 6.5 基于磁链与转矩模糊 PI 自校正控制的基本结构框图 .....	79
图 6.6 旋转坐标 dq 系中的电压空间控制矢量图 .....	80
图 6.7 基于十二电压空间矢量合成任意电压空间控制矢量的示意图 .....	81
图 6.8 模糊 PI 自校正控制器的基本结构图 .....	82
图 6.9 基于磁链与转矩模糊 PI 自校正控制的 DTC 系统仿真模型 .....	85
图 6.10 转矩突变时传统 DTC 系统的转矩响应曲线 .....	85
图 6.11 转矩突变时基于模糊 PI 自校正控制的 DTC 系统转矩响应曲线 .....	86
图 6.12 传统 DTC 系统的转矩稳态响应放大波形 .....	86
图 6.13 基于模糊 PI 自校正控制的 DTC 系统转矩稳态响应放大波形 .....	86
图 6.14 转矩给定为 $T_{ref}=5\text{ NM}$ 时的转矩响应曲线 .....	87
图 6.15 传统 DTC 系统的速度阶跃响应曲线 .....	87
图 6.16 基于模糊 PI 自校正感应电机 DTC 系统的速度阶跃响应曲线 .....	88



## 附表索引

表 2.1 电机正转时电压空间矢量选择表 .....	25
表 2.2 电机反转时电压空间矢量选择表 .....	25
表 2.3 感应电机参数 .....	35
表 2.4 直流负载电动机参数 .....	35
表 4.1 模糊控制规则 .....	58
表 6.1 传统 DTC 开关矢量表 .....	77
表 6.2 偏差 $e$ 的量化论域 .....	83
表 6.3 偏差变化率 $ec$ 的量化论域 .....	83
表 6.4 隶属度函数 $\mu A(x)$ .....	83
表 6.5 隶属函数 $\mu C(w), \mu D(z)$ .....	84
表 6.6 $K_p$ 的模糊控制规则表 .....	84
表 6.7 $K_i$ 的模糊控制规则表 .....	84



# 第 1 章 绪 论

## 1.1 本文研究的目的和意义

三相交流感应电机相对于其它驱动电机具有结构简单、能在恶劣环境下可靠运行以及维修方便等诸多优点。但因感应电机的时变非线性使得实现高性能的调速存在较大的难度。近几十年来,随着电机控制理论与其相关学科的快速发展,有效地促进了感应电机调速技术的大力发展。

长期以来,基于  $v/f$  恒定的速度开环和滑差频率速度闭环等标量调速系统占有重要地位,这些简单的调速系统只是解决了感应电机调速的基本问题,不能满足对高性能感应电机调速需求。其主要原因是标量调速系统是从感应电机稳态等效电路和稳态转矩公式出发推导的,系统在稳定性、起动及低速时的转矩和速度动态响应等性能难以满足特定应用场合的调速要求。

继 FOC 技术后,1985 年德国的 M.Dепенbrock<sup>[1]</sup>和 1986 年日本的 I.Takahashi<sup>[2]</sup>先后提出 DTC 新方法。感应电机 DTC 摒弃了 FOC 的解耦思想,不受转子参数的影响,只需要受温度影响较小的定子电阻就可计算出定子磁链和电机转矩, DTC 采用滞环式调节器对定子磁链与转矩进行直接控制,在控制理论中这种滞环式调节控制又称“Bang-Bang”控制。DTC 的控制方法简单、磁链与转矩控制直接,在很大程度上解决了 FOC 计算控制复杂、特性易受电机参数变化影响以及实际性能难以达到理论分析结果等一系列重大问题,因而受到各国交流传动界广泛重视。这类能用于高动态性能恒转矩负载调速的无速度传感器 FOC 系统与无速度传感器 DTC 系统的出现,开创了交流传动的新纪元。

尽管感应电机 DTC 的优良性能显而易见,但传统 DTC 在低速时转矩出现脉动使 DTC 控制性能变差等问题,一直未得到彻底解决。其主要原因包括:

(1) 电机在运行中电机温度变化将引起定子电阻发生变化,使定子磁链和电机转矩的辨识精度降低,导致电机转矩出现脉动,特别是低速运行时电机转矩脉动增大,降低了 DTC 系统的控制性能。因而,在 DTC 系统中实现定子电阻的在线辨识和高精度定子磁链辨识尤为重要;

(2) 感应电机无速度传感器 DTC 系统中的另一关键问题是速度信号的高精度观测。而速度观测受到定子电阻、定子磁链辨识精度的影响,不精确的速度观测值会严重影响感应电机 DTC 系统的速度控制性能;

(3) 传统的 DTC 系统中定子磁链与转矩采用滞环式控制方式,在定子磁链的  $360^\circ$  空间上仅利用数目较少的正六边形中的六个基本电压空间矢量作用六次

进行控制,因而引起电流、定子磁链、电机转矩出现脉动以及存在开关频率不固定等问题。

基于以上原因,为了降低低速时的转矩脉动、提高速度和电机转矩控制精度、扩大 DTC 系统的调速范围以及使 DTC 系统保持高性能调速,本文基于电机控制理论和智能控制理论展开定子磁链、定子电阻和电机速度等电机参数的辨识以及磁链与转矩控制方法的研究。通过对 DTC 参数辨识以及磁链与转矩控制方法的研究,增强了 DTC 系统的稳定性和鲁棒性,改善了 DTC 调速系统的电机控制性能。智能控制与传统控制相比,具有一系列的独到之处:首先,它突破了传统控制理论中必须基于数学模型的框架,不依赖或不完全依赖于控制对象的数学模型,只按实际效果进行控制;其次,智能控制继承了人脑思维的非线性,根据当前状态方便地切换控制器的结构,可以用相对优化的控制器在变结构的控制框架下实现最优控制,从而改善系统的控制性能;在复杂系统中,智能控制具有分层信息处理和决策的功能。近年来,智能控制理论运用于感应电机 DTC 系统中关键技术的研究已成为电机控制领域的研究热点。基于以上原因,本文针对感应电机 DTC 系统中参数辨识受定子电阻变化影响大以及低速转矩波动等问题,采用智能控制理论开展感应电机 DTC 系统参数辨识以及磁链与转矩控制方法的研究,这对改善感应电机无速度传感器 DTC 系统的调速性能并扩大其应用范围有较大的理论意义和应用价值。

## 1.2 高性能感应电机无速度传感器调速系统

综观近百年感应电机的发展历史,人们在一直不断地探讨交流感应电机的调速控制方法。感应电机传动的基本形式一般有:恒速传动和变速传动两种方式。而在变速传动方式中应用最广和效率最优的调速方式是变频调速,因而发展感应电机变频传动无疑有着很大的意义。自上世纪 30 年代人们就开始研究感应电机变频调速系统,但长期以来感应电机变频调速技术受其它技术的限制而进展缓慢,直到上世纪末,感应电机无速度传感器 FOC 技术和感应电机无速度传感器 DTC 技术的出现,使高性能感应电机调速有了较大的进展和技术支持<sup>[3-4]</sup>。

感应电机调速系统主要包括两大类<sup>[5-6]</sup>:一类是用于一般调速性能的  $v/f$  恒定的调速系统;另一类是用于高动态场所的 FOC 和 DTC 调速系统。而高性能感应电机调速系统只有 DTC 和 FOC 两种方式。过去的开环  $V/f$  恒定调速系统是从电机稳态方程出发研究其控制特性,这种系统的转矩控制动态效果和速度精度均不理想,只能应用于风机和水泵等调速动态性能要求不高的场合。在改进的开环  $v/f$  恒定的调速系统中,人们采用定子电压降补偿和滑差补偿的控制方法改善感应电机调速性能,但这类标量调速系统仍然很难适用于轧机、电力机车和数控机床主轴驱动等高动态调速性能的应用场合<sup>[7]</sup>。DTC 和 FOC 调速系统则胜任于这类高性

能转矩和速度的控制<sup>[8]</sup>,因而感应电机 DTC 和 FOC 调速技术在工业生产中得到较为广泛的应用并越来越受到人们极大地关注。

上世纪 70 年代发展起来的感应电机无速度传感器调速系统获得了接近闭环控制的优良性能<sup>[9-10]</sup>。与传统的转差功率控制、V/f 开环控制等标量调速系统相比,感应电机无速度传感器调速系统只需要采用成本低、体积小的电压和电流传感器,简化了系统,提高了可靠性,获得了较好的运行特性,改善了变负载下的速度调节能力,同时还可获得高起动转矩。由于这些优良驱动特性,感应电机无速度传感器调速系统已逐渐发展成为通用型恒转矩驱动控制的首选调速方案。

感应电机无速度传感器调速系统可分为:无速度传感器 V/f 闭环控制系统、无速度传感器 FOC 系统、无速度传感器 DTC 系统等三类系统,其控制性能介于高性能带速度传感器的速度闭环控制与简单的速度开环控制之间。感应电机无速度传感器 FOC 系统通过使用电机模型与复杂的数学运算,对传感器输入信号进行分解获得电机控制所需正交的磁通与转矩两个分量,再通过磁通与转矩闭环解耦控制,实现良好的动态响应控制效果。高性能感应电机无速度传感器 FOC 控制源于基于转子磁通矢量定向的闭环控制,其相对性能较低的方案则是 FOC 基于定子磁通矢量定向控制和一些其它类似的磁通矢量控制算法。

感应电机 DTC 与 FOC 控制方案都能获得高性能速度控制特性,但控制思想有较大的差别。DTC 源于解决电力机车转矩牵引控制问题,本质上是一种转矩的直接控制。DTC 采用滞环式磁通与转矩调节器取代了 FOC 中的磁通与转矩有功与无功电流调节器。DTC 强调转矩的直接控制,DTC 只是一种间接电流控制,由于没有电流的直接控制,在 DTC 系统中为了保护逆变器开关器件,设计保护灵敏的过电流环节显得尤其重要。DTC 高速性能与矢量控制接近,但 DTC 转矩控制低速时的脉动使得 DTC 的低速控制性能低于 FOC。

高性能感应电机无速度传感器速度闭环控制系统中的速度观测是必不可少的环节,探索高精度速度观测方法是改进感应电机无速度传感器系统动静态性能的重要途径。从观测电机速度方法上来看,获取速度信号的方法主要有<sup>[11-12]</sup>:(1)基于电机数学模型的开环速度算法;(2)基于电机数学模型的闭环速度观测法;(3)利用电机结构特征提取速度信号的方法。

2000 年,日本电气学会根据日本各大电气公司生产的无速度传感器通用变频器,将无速度传感器速度观测方式进行了如下分类<sup>[13-14]</sup>:(1)定子电流转矩分量误差补偿法;(2)感应电机电动势算法;(3)基于 MRAS 理论的速度观测法;(4)基于转子磁链的角速度算法;(5)基于 PI 闭环校正的自适应法;(6)基于串联双模型的速度观测法;(7)基于扩展卡尔曼滤波器的速度观测法;(8)基于转子齿谐波的速度观测法。这些方法的本质就是要在没有速度传感器的情况下,采用各种信号和各种算法观测出电机速度。

高性能感应电机无速度传感器调速系统中 PWM 调制技术也是提高调速系统性能的关键技术之一, 由于 PWM 调制器直接产生最终输出变频变压的脉宽调制电压控制电机, 因而其性能的好坏直接影响整个系统的调速控制性能, 人们越来越意识到电机调速系统的 PWM 调制技术的重要性。从常规的 PWM 调制到 SPWM 正旋脉宽调制以及性能优异的 SVPWM 空间矢量调制, 人们不断地研究出各种新的 PWM 调制方式。其中, SVPWM 空间矢量调制方法能有效利用母线电压, 有利于形成圆形定子磁链轨迹因而 SVPWM 空间矢量调制方法是各类 PWM 方法中性能最好、最适用于感应电机调速系统的脉宽调制方法。目前, 在常用的六边形电压矢量 SVPWM 调制的基础上, 又派生出更多边形的 SVPWM 调制方法和其它特点的 SVPWM 调制方法, 这些新方法的研究, 有效地改进了逆变器的控制性能, 使得电机的调速控制性能有了很大的提高。

高性能感应电机无速度传感器调速系统通过建立精确的电机模型, 利用高性能信号处理器 DSP 实现全数字控制, 并将智能控制理论引入电机控制和速度等参数的辨识, 从而获得感应电机优良的动静态调速性能。这种感应电机无速度传感器控制方式, 由于其结构较为简单、系统中广泛采用了智能控制思想, 因而具有较强的控制鲁棒性和可靠性。可以预见, 感应电机无速度传感器调速系统的应用领域必将更加广泛, 对这种系统的研究是未来电机控制领域的重要发展方向。

### 1.3 感应电机智能控制方法

智能控制 (Intelligent Control) 是近二十年来发展起来的新型先进控制方式, 它对解决时变非线性以及控制对象不确定系统的控制问题特别有效。自从上世纪 20 年代以来, Black、Nyquist 等人研究并形成了经典控制理论, 50 年代后, 出现了自校正、自组织、自寻优以及自学习等人工智能控制概念, 1965 年傅京孙教授首先把人工智能思想用于学习控制系统并与 Gloriso 等人提出了建立智能控制理论的构想, 目前, 智能控制已渗透到各类控制领域。

交流电机是一个时变非线性控制对象, 传统的经典控制理论难以解决像电机这一类复杂对象的控制问题, 而采用智能控制方法可以真正揭示这一类复杂对象问题的本质。传统的 DTC 控制方法虽然基本成熟, 但只是近似的构成磁链与转矩解耦控制。过去因数字控制技术的限制, 这一先进的控制手段没能在实时性控制要求高的感应电机中得到较好的应用。随着微处理器运算能力和可靠性的不断提高, 为智能控制器与智能控制系统的开发提供了技术基础, 特别是模糊控制系统和自适应控制系统的出现与发展, 使得感应电机智能控制进入了新的发展时期, 智能控制理论在感应电机控制中的应用研究也已成为热点课题。目前, 感应电机控制应用到的智能控制技术主要包括以下几个方面:

### 1.3.1 非线性控制

近几十年来,非线性控制理论发展迅速并成为控制理论中重要的研究分支。上世纪70年代初期,自Brockett等人研究非线性系统控制问题以来,非线性控制理论及其应用受到控制界的高度重视。80年代后,人们开始将非线性控制理论应用到感应电机控制。Isidori等人<sup>[15]</sup>将非线性系统微分几何控制理论应用于感应电机控制系统;文献[16]又将非线性状态反馈线性化和输入/输出解耦技术应用到感应电机控制;文献[17]使用五阶模型并通过二阶动态补偿器和静止状态反馈补偿器获得电机转矩和磁链幅值的完全解耦控制;2005年 Afef Fekih 等人<sup>[18]</sup>基于非线性状态反馈控制理论建立了感应电机磁场定向的四阶动态模型,这种降阶模型的控制算法的复杂性大大降低,更便于数字信号处理器 DSP 的实现,实现了较宽速度范围的输入/输出完全解耦控制。可以预见,不断完善非线性控制理论必将推动电机控制技术的发展。

### 1.3.2 模型参考自适应控制

鲁棒广义自适应控制和非线性 MRAS 是自适应控制理论研究两个重要发展方向,后者是近来兴起的一个新的研究领域。Rohrs<sup>[19]</sup>对 MRAS 理论研究后,揭示了 MRAS 鲁棒性弱的缺陷。长期以来,提高 MRAS 鲁棒性一直成为广为关注的课题,现已出现了一些提高 MRAS 鲁棒性的方法<sup>[20-21]</sup>。这一领域包括:施加持续激励信号给 MRAS 系统;改善死区控制问题;信号滤波处理;完善自适应律算法等。为了提高 MRAS 系统鲁棒性,在确保不恶化稳态性能的同时让增广自适应律达到工程实用的程度等问题成为 MRAS 研究的焦点。人们在感应电机动态数学模型的基础上,采用解耦的线性控制或非线性控制构成高性能的控制系统,进一步解决如何提高系统的鲁棒性,以克服参数变化和各种扰动的影响。许多学者基于 MRAS 理论针对感应电机参数辨识和控制问题进行了大量研究,并取得了一些研究成果<sup>[22-24]</sup>。其中,文献[23]在高速智能车辆系统中对建立的模糊逻辑控制系统进行了稳定性分析和模糊自适应控制器设计,研究了车辆侧向导的 MRAS 模糊逻辑控制(MRAFLC)算法,并应用 Lyapunov 函数对系统进行了状态有界稳定研究;文献[24]提出了一种基于滑模变结构的模型参考自适应速度观测方法,使得基于 MRAS 的速度观测获得更好的效果。

感应电机自适应控制包括<sup>[25-26]</sup>: MRAS 控制、参数辨识自校正控制以及各种非线性自适应控制。在感应电机控制系统中实现辨识和校正控制等自适应控制算法,通常需要一定的时间,对于因温度变化导致定子电阻等变化较慢的参数来说,自适应控制算法的实时性还可以起到校正作用,而对于一些变化较快的参数,其影响就难以得到很好的动态校正效果。目前,运用 MRAS 理论构成具有鲁棒性强和稳态性能好的 DTC 系统解决参数辨识问题方面的研究,已获得了极大地成功并

不断地得到发展。

### 1.3.3 滑模变结构控制

在感应电机 DTC 参数辨识与控制的研究中,人们在运用滑模变结构理论解决电机控制问题等方面已取得了不少成果。上世纪 60 年代 Emelyanov 等人在研究二阶及单输入高阶系统时提出了变结构控制方法。之后,在研究状态空间线性系统时发展了多种变结构设计方法,其中滑模变结构控制方法获得了较大的成功。滑模变结构控制在本质上是一种非线性自适应控制,滑模变结构控制性能与 MRAS 基本相似,它对参数变化和负载扰动具有较好的鲁棒性,因而滑模变结构控制在感应电机 DTC 控制中的应用得到了不断地发展。滑模变结构控制根据被调量的误差及其导数,有目的地使系统向着设计好的“滑动模态”轨迹运动,与被控制对象的参数和扰动无关,因而滑模变结构控制系统具有很好的鲁棒性<sup>[27]</sup>。滑模变结构控制适用于线性系统和非线性系统、不确定系统以及跟踪系统的控制问题,特别是在解决感应电机时变非线性系统的控制问题非常有效,而且对系统的摄动和干扰具有较好的自适应能力。滑模变结构控制本质上也是一种开关控制,它不需要任何在线辨识,所以算法简单、实现容易。但系统中存在所谓“抖动”问题,如何削弱抖动又不失系统的鲁棒性等问题的研究,将是滑模变结构控制需要深入研究的主要课题。

### 1.3.4 系统辨识

系统辨识、状态估计和控制理论已成为现代控制理论中相互渗透的三个领域。1962 年, Zadeh<sup>[28]</sup>定义辨识是根据输入和输出数据,从一组给定的模型中,确定一个与所测系统等价的模型,数据是辨识的基础,准则是辨识的优化目标。P.Eykhoff 和 L.Ljung<sup>[29]</sup>对系统辨识进行了深入研究并进一步阐明了辨识的内涵和外延。随着控制对象复杂程度的提高,被控对象的数学模型以及参数辨识对控制系统的实现具有关键作用,特别是在感应电机 DTC 系统中,由于被控对象数学模型的时变性和温度引起感应电机参数的变化,增加了控制难度,系统辨识与参数估计就显得尤其重要。

传统的系统辨识方法主要有<sup>[30]</sup>: 1) 以脉冲响应为基础的系统辨识方法:包括局部辨识法、相关函数法和脉冲响应法; 2) 以最小二乘法为基础的辨识方法:广义最小二乘法、辅助变量法、增广矩阵(EM)法以及将一般的最小二乘法与其它方法相结合的方法; 3) 极大似然法,其对特殊的噪声模型有很好的性能,但计算耗费大,可能得到的是损失函数的局部极小值。传统辨识方法对线性系统具有一定的效果,但不适应非线性系统。随着智能控制理论不断发展,人们将神经网络、遗传算法、小波网络、模糊理论等知识应用于系统辨识中,发展成为一系列新的系统辨识方法<sup>[31-32]</sup>。

神经网络具有良好的非线性映射能力、自学习适应能力和并行信息处理能力,为解决未知不确定非线性系统的辨识问题提供了一条新的思路。在辨识非线性系统时,利用神经网络具有的对任意非线性映射的任意逼近能力,来模拟实际系统输入输出关系,而利用神经网络的自学习、自适应能力,可以方便地给出工程上易于实现的学习算法,经过训练得到系统的正向或逆向模型。

遗传算法是一种新兴的优化算法,是建立在自然选择和自然遗传学机理基础上的迭代自适应概率性算法,由于具有不受函数性质制约、全方位搜索及全局收敛等诸多优点,在系统辨识中得到广泛的应用。基于遗传算法的系统辨识方法较好地解决了最小二乘法难以处理的时滞在线辨识和局部优化的问题<sup>[33]</sup>。随着对遗传算法的不断改进,基于遗传算法的系统辨识方法将不断向前发展。

模糊逻辑理论在非线性系统辨识领域中受到广泛的重视,不少学者将模糊逻辑辨识方法运用于电机定子磁链、定子电阻等参数辨识<sup>[34-35]</sup>。利用模糊集合理论,从系统输入和输出测量值中来辨识系统的模糊模型是系统辨识的有效途径,模糊辨识的优越性具有能有效地辨识复杂和病态结构的系统和具有时变大时延的非线性系统以及构成性能优良的人类控制器等优点<sup>[36]</sup>。将模糊逻辑的系统参数辨识方法用于感应电机的定子电阻、定子磁链等参数辨识是智能控制理论运用于感应电机调速领域的重要发展趋势。

### 1.3.5 模糊逻辑控制

1965年 L.A. Zadeh 首先提出模糊逻辑理论,1975年 Mamdani 等人将模糊逻辑理论用于一个小型实验蒸汽机动态过程控制的研究,这些研究的控制效果激起了人们对这一领域的广泛兴趣<sup>[37]</sup>。1976年 Kichert 和 Lemke 研究了基于模糊逻辑的加热设备控制系统,研究结果表明模糊逻辑控制能用于复杂过程的控制,与 PID 控制相比有着更好的性能。之后,该理论逐渐形成了一门新的模糊系统理论学科,在控制、信号处理、模式识别、通信等领域得到了广泛的应用。模糊逻辑控制在电力电子与电气传动领域的应用始于二十世纪 80 年代末,1989年 Li 和 Lau 将模糊逻辑控制应用于基于微处理器的伺服电机控制,通过将模糊逻辑与基于 PID 和 MRAC 的系统比较,模糊逻辑控制显示出其优越的控制性能。1987年 Da Silva 等人研究了一个模糊自校正控制器并将该模糊自校正控制器应用于四象限变频器的控制。自此,模糊逻辑控制在电力电子与电气传动领域的应用变得越来越普遍。

目前,模糊控制理论与传统的控制理论相比有了很大的发展<sup>[38]</sup>。模糊控制有两大不可比拟的优点:第一,模糊控制在许多应用中可以有效且便捷地实现人的控制策略和经验,这一优点自从模糊控制诞生以来就一直被人们所充分认识;第二,模糊控制在未知被控对象数学模型的情况下,同样能较好地实现控制,这是因为被控对象的动态特性已隐含在模糊控制器输入、输出模糊集及模糊规则中。

模糊控制的重要研究问题包括模糊控制的稳定性和鲁棒性、设计模糊控制系统、模糊控制系统的性能等问题，这些问题已成为模糊控制中几个最关键的问题。

为了改善感应电机系统的控制性能，人们对影响感应电机控制系统性能的结构复杂、非线性和电机参数变化等问题展开研究<sup>[39-40]</sup>。但这些研究通常是建立在对象精确数学模型的基础上。智能控制一般不需要被控对象的精确数学模型，对于复杂的非线性系统非常合适，智能控制的这一特性，使得它在电机控制领域获得了广泛应用。智能控制主要包括<sup>[41-43]</sup>：模糊逻辑、人工神经网络、模糊神经网络及遗传算法等。其中针对模糊逻辑方法的研究比较深入，这方面的研究工作包括<sup>[44-46]</sup>：1)基于模糊控制的参数辨识与估计；2)基于模糊控制的 PWM 控制器和开关函数的发生器；3)与其它控制模式如神经网络等结合的复合控制技术。

在模糊控制应用方面，不少国外大电气公司先后推出模糊控制感应电机的相应产品，如 Hitachi 公司首先在电气驱动器引入模糊逻辑控制技术，推出了基于模糊控制的 J300 系列矢量变频器实际产品，TI 公司也采用 DSP 芯片 TMS320C30 开发了一种基于模糊控制的感应电机控制系统。

随着模糊控制理论的发展，基于模糊控制的电机控制系统将不断完善。文献[47-49]将模糊 PI 控制器分别用于定子双馈电的双凸极电机、永磁直线同步电机和感应电机控制中。文献[50-51]研究了基于模糊控制的感应电机 DTC 和 FOC 调速系统，将电机两大控制技术与模糊控制技术很好的结合，达到了比较理想的效果。文献[52]研究了基于模糊逻辑的感应电机矢量控制 DSP 数字控制系统，从硬件上实现模糊逻辑控制作了大量地研究，有效地提高了电机调速系统的整体性能。

模糊控制是一种实用的控制方法，将模糊控制理论引入感应电机 DTC 控制并追求整体性能最优是今后 DTC 研究的又一重要发展方向。

## 1.4 感应电机无速度传感器 DTC 调速系统

早在 1977 年美国学者 A.B.Plunkett 就在 IEEE 杂志上首先提出了类似于目前 DTC 结构和思想的直接磁链和转矩调节方法。DTC 的基本思想是在准确观测定子磁链的空间位置和大小并保持其幅值基本恒定以及准确观测负载转矩的同时，通过转矩的直接闭环控制，产生合适的电压空间矢量控制电机定子磁链的瞬时旋转速度，来改变转子瞬时转差率，达到直接控制电机输出转矩的目的<sup>[53]</sup>。感应电机无速度传感器 DTC 调速系统在很大程度上解决了 FOC 算法复杂、对参数敏感等问题，成为感应电机调速系统中最具发展潜力的高性能电机控制系统。

### 1.4.1 感应电机 DTC 系统的控制特点

DTC 从一诞生，就以新颖的控制思路受到人们的普遍关注。DTC 经过三十多年的发展，各方面性能都在不断提高。

与经典 FOC 相比, DTC 有以下几个主要特点<sup>[54-55]</sup>。

(1) DTC 在定子静止坐标系下建立感应电机的数学模型, 不需要像 FOC 那样简化感应电机的数学模型, 省掉了矢量旋转变换等复杂的变换与计算。

(2) DTC 磁场定向所用的是定子磁链, 只受电机参数定子电阻的影响。而经典 FOC 磁场定向所用的是转子磁链, 观测转子磁链需要知道电机的转子电阻和电感。因此, DTC 大大减少了 FOC 的控制性能易受参数变化影响的问题。

(3) DTC 采用电压空间矢量的概念, 将控制策略与逆变器相结合, 把转矩直接作为被控量。DTC 并非极力获得输出电压理想的正弦波, 也不专门强调定子磁链完全理想圆形轨迹, 采用离散的电压状态和六边形磁链轨迹或近似圆形磁链轨迹的概念, 强调转矩的直接控制效果。

(4) DTC 对转矩实行直接控制, 其控制方式通过滞环式转矩调节器把转矩检测值与给定转矩值进行比较, 把转矩波动限制在设定的容差范围内, 这种转矩直接控制也称为“直接自控制”。

在 DTC 调速应用方面, 德国和日本已将 DTC 调速系统应用于大功率高速电力机车、地铁和城市有轨电车等传动系统, 感应电机无速度传感器 DTC 调速系统凭借其高性能将从电力牵引发展成为适用于其它高性能交流电气传动的应用<sup>[56]</sup>。

DTC 虽然具有算法简单、转矩控制实时性强等诸多优点, 但要将 DTC 系统应用于通用的高性能电气传动系统中, 还有不少问题未得到有效解决, 研究新的 DTC 控制策略和控制手段已成为目前改进 DTC 系统性能的热点研究课题。

#### 1.4.2 感应电机 DTC 系统的电机动态数学模型

感应电机是一个高阶、非线性、强耦合的多变量系统<sup>[57]</sup>, 为了深入研究提高感应电机 DTC 系统动静态性能的控制方法, 本文首先建立感应电机数学模型。感应电机三相定子绕组之间由于存在磁场和电流严重的交叉耦合, 这里假设感应电机为理想化电机, 即:

(1) 定、转子三相绕组是对称的(在空间上互差  $120^\circ$  电角度), 所产生的磁动势沿气隙圆周按正旋规律分布;

(2) 气隙是均匀的;

(3) 磁路是线性磁路;

(4) 不考虑频率和温度变化对绕组电阻的影响。

三相感应电机的等效物理模型如图 1.1 所示:

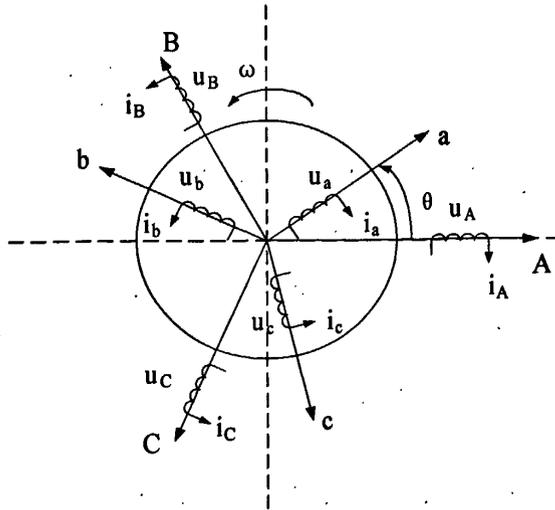


图 1.1 三相感应电机的物理模型

图 1.1 中转子对称三相绕组的轴线 a、b、c 随转子一起旋转。以定子 A 相绕组的轴线为空间参考坐标轴，转子 a 轴和定子 A 轴间的电角度  $\theta$  为空间角位移变量，并规定各绕组相电压、电流及磁链的正方向符合电机惯例和右手螺旋定则。

三相定子绕组的定子电压方程矩阵形式：

$$\begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{bmatrix} = R_S \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} \Psi_A \\ \Psi_B \\ \Psi_C \end{bmatrix} \quad (1.1)$$

转子电压方程矩阵形式：

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = R_r \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} \Psi_a \\ \Psi_b \\ \Psi_c \end{bmatrix} \quad (1.2)$$

式中  $p$  是微分算子。

三相定子磁链矩阵方程为：

$$\begin{bmatrix} \Psi_A \\ \Psi_B \\ \Psi_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_S & M_S & M_S \\ M_S & L & M_S \\ M_S & M_S & L_S \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + M_{SR} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta+120^\circ) & \cos(\theta-120^\circ) \\ \cos(\theta-120^\circ) & \cos\theta & \cos(\theta+120^\circ) \\ \cos(\theta+120^\circ) & \cos(\theta-120^\circ) & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (1.3)$$

同样地，转子绕组磁链矩阵方程为：

$$\begin{bmatrix} \Psi_a \\ \Psi_b \\ \Psi_c \end{bmatrix} = M_{SR} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta-120^\circ) & \cos(\theta+120^\circ) \\ \cos(\theta+120^\circ) & \cos\theta & \cos(\theta-120^\circ) \\ \cos(\theta-120^\circ) & \cos(\theta+120^\circ) & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_R & M_R & M_R \\ M_R & L_R & M_R \\ M_R & M_R & L_R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (1.4)$$

其中  $L_S$ ,  $L_R$ ,  $M_{SR}$  分别表示定、转子一相自感和定、转子之间互感，它们与转子位置角没有关系，且都是常数。

在感应电机 FOC 控制中，存在三种磁场定向控制方法<sup>[58-59]</sup>：(1) 转子磁场定向

控制(RFOC); (2)定子磁场定向控制(SFOC); (3)气隙磁场定向控制(AFOC)。这三种控制方法都能实现磁链与转矩的解耦控制, 其中第一种磁场定向控制方法效果较好。而在 DTC 系统中, 通常只采用在定子静止坐标系中的定子磁场定向控制方法, 感应电机 DTC 的数学模型也是建立在定子静止坐标系, 因而 DTC 免去了坐标旋转变换。DTC 利用空间矢量分析方法, 借助于离散的磁链和转矩滞环式控制产生 PWM 信号, 直接计算和控制电机的转矩, 对逆变器的开关状态进行最佳控制, 获取实时的转矩直接控制, 从而在感应电机 DTC 系统中建立感应电机 DTC 系统的动态数学模型特别重要。

感应电机 DTC 系统的电机动态数学模型可导出如下:

这里在定子静止  $\alpha - \beta$  坐标系建立电机方程。让定子 A 相绕组与  $\alpha$  轴重合, 可建立感应电机电压和磁链方程如下:

定子电压方程:

$$\left. \begin{aligned} u_{s\alpha} &= R_s i_{s\alpha} + p\psi_{s\alpha} \\ u_{s\beta} &= R_s i_{s\beta} + p\psi_{s\beta} \end{aligned} \right\} \quad (1.5)$$

式中:  $R_s$  是电机定子电阻。

转子电压方程:

$$\left. \begin{aligned} 0 &= R_r i_{r\alpha} + p\psi_{r\alpha} - \omega\psi_{r\beta} \\ 0 &= R_r i_{r\beta} + p\psi_{r\beta} + \omega\psi_{r\alpha} \end{aligned} \right\} \quad (1.6)$$

式中:  $R_r$  是电机转子电阻;  $\omega$  是电机速度。

定子磁链方程:

$$\left. \begin{aligned} \psi_{s\alpha} &= L_s i_{s\alpha} + L_m i_{r\alpha} \\ \psi_{s\beta} &= L_s i_{s\beta} + L_m i_{r\beta} \end{aligned} \right\} \quad (1.7)$$

转子磁链方程:

$$\left. \begin{aligned} \psi_{r\alpha} &= L_r i_{r\alpha} + L_m i_{s\alpha} \\ \psi_{r\beta} &= L_r i_{r\beta} + L_m i_{s\beta} \end{aligned} \right\} \quad (1.8)$$

将式(1.5)~(1.8)合并后得到电机的 DTC 电压模型:

$$\left. \begin{aligned} \psi_{r\alpha} &= \frac{L_r}{L_m} \int (u_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt - L_\sigma i_{s\alpha} \\ \psi_{r\beta} &= \frac{L_r}{L_m} \int (u_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt - L_\sigma i_{s\beta} \end{aligned} \right\} \quad (1.9)$$

同时可得到电机的 DTC 电流模型:

$$\left. \begin{aligned} p\psi_{r\alpha} &= -\frac{1}{T_r} \psi_{r\alpha} - \omega\psi_{r\beta} + \frac{L_m}{T_r} i_{s\alpha} \\ p\psi_{r\beta} &= -\frac{1}{T_r} \psi_{r\beta} + \omega\psi_{r\alpha} + \frac{L_m}{T_r} i_{s\beta} \end{aligned} \right\} \quad (1.10)$$

转矩方程为:

$$T_e = \frac{3}{2} p_n (\Psi_{s\alpha} i_{s\beta} - \Psi_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (1.11)$$

式中:  $p_n$  是电机极对数。

在 DTC 方案中, 定子磁链的准确观测关系到磁链反馈是否能按设计思想进行。通常采用电压模型辨识定子磁链, 由式(1.5)可得:

$$\begin{aligned} \psi_{s\alpha} &= \int (u_{s\alpha} - i_{s\alpha} R_s) dt \\ \psi_{s\beta} &= \int (u_{s\beta} - i_{s\beta} R_s) dt \end{aligned} \quad (1.12)$$

式(1.12)中的纯积分器存在漂移与误差累积, 特别在低速区, 定子电阻误差及其定子压降对定子磁链的影响加大, 以致使磁链发生严重的畸变, 使 DTC 在低速时的应用受到限制。因此, 在 DTC 中, 在建立感应电机 DTC 动态数学模型的基础上, 研究积分器的累积误差消去方法和电机参数高精度辨识方法是提高感应电机 DTC 调速系统性能的关键之所在。

### 1.4.3 感应电机 DTC 系统的控制原理

DTC 的一种控制形式是 Depenbrock 教授提出的正六边形电压空间矢量控制即 DSC 方式, 而日本学者 I.Takahashi 提出的另一种控制形式是定子磁链圆形轨迹控制也即 DTC 方式。DSC 控制方式中, 仅用六个电压空间矢量和开关矢量选择表来产生数目较少的电压空间矢量, 尽管结构简单、开关动作次数少、适用于大功率传动场合, 但存在低速转矩脉动大、开关频率不固定以及电流波形畸变等问题。

定子磁链圆形轨迹 DTC 控制是 DTC 尽可能地将定子磁链轨迹控制为圆形轨迹。将电压空间矢量所在的  $360^\circ$  空间按照一定的规律进行 N 等份, 每一等份称之为一个扇区, 形成 N 个扇区, DTC 根据转矩和定子磁链的控制误差, 在  $360^\circ$  空间的每个扇区内都作用一个较合适的电压空间控制矢量使定子磁链逼近圆形轨迹。由于有更多数目的电压空间矢量参与定子磁链的实时控制, 改善了 DTC 转矩和定子磁链的控制性能。这种 DTC 控制方式减少了电压和电流谐波含量, 但其控制相对于 DSC 控制要复杂, 开关频率也较 DSC 控制方式增大较多, 故目前仅适合于中小功率传动系统的应用场合。

由德国鲁尔大学 Dephenbrock 教授提出的正六边形磁链轨迹和日本学者 I.Takahashi 提出的近似圆形磁链轨迹图如图 1.2 和图 1.3 所示。



到快速实时控制电磁转矩的目的。

DTC 系统的控制过程可分析如下:

(1)  $U_7$  是转矩和定子磁链估计器, 其输出是  $T_e^*$  和  $\Psi_e^*$  以及定子磁链角  $\theta_s$ , 由  $\theta_s$  可计算出扇区号  $S_q$ ; 分别送到  $U_3$ 、 $U_4$  和开关矢量模式选择表单元  $U_5$ 。

(2) 滞环式转矩调节器  $U_3$  和滞环式磁链调节器  $U_4$  分别输出转矩开关信号  $T_k$  和输出磁链调节开关信号  $F_k$  到开关模式选择表单元  $U_5$ ,  $U_5$  在扇区号  $S_q$  共同作用下得出电压开关信号  $S_a$ 、 $S_b$ 、 $S_c$ 。

(3) 电压开关信号  $S_a$ 、 $S_b$ 、 $S_c$  经六路驱动电路作用于 IPM 模块, 并由逆变器产生三相 PWM 电压控制感应电机 IM。

(4) 速度 PI 调节器  $U_1$  实现电机速度控制, 传统的速度测量方法通常是采用脉冲编码器, 由速度反馈环节  $U_8$  检测电机速度。

DTC 控制系统在电机额定频率以内, 通常保持定子磁链幅值为额定值, 以充分利用电动机铁心。在超过电机额定频率时, 通常采用弱磁方式, 这种磁链控制方式通过磁链函数发生器实现。

#### 1.4.4 感应电机无速度传感器 DTC 系统的关键技术

感应电机无速度传感器 DTC 系统通过辨识电机的速度省去了速度传感器, 但也带来了实现高精度速度观测困难等问题。要实现感应电机无速度传感器 DTC 高性能的调速, 感应电机无速度传感器 DTC 系统的关键技术主要有以下几个方面: 感应电机 DTC 系统定子磁链、定子电阻和速度参数辨识问题的研究; 磁链与转矩高性能控制方法的研究; 运用智能控制理论研究新的电机调速方法等。

##### 1.4.4.1 感应电机无速度传感器 DTC 系统的定子磁链辨识

感应电机无速度传感器 DTC 定子磁链参数的辨识问题是当今电机控制领域研究的关键问题之一。感应电机的参数辨识方法一般分为<sup>[60]</sup>: 离线辨识(参数自设定)和在线辨识(参数自校准)。

离线辨识是在感应电机运行之前, 对感应电机施加特定波形的激励, 控制系统执行一套用于检测感应电机参数辨识的子程序, 在保持感应电机处于静止状态下, 根据感应电机的响应辨识感应电机参数, 但离线参数辨识不适应于高性能感应电机 DTC 系统。在线辨识是一种参数自适应方案, 它可以实时更新控制器的控制参数, 因而在线辨识方法成为参数辨识的重要方法。定子磁链在线辨识的目的是通过不断刷新感应电机定子磁链参数, 使得速度观测值的精度和定子磁链的控制精确得到提高。

国内外学者对定子磁链辨识方法的研究一直很关注, 1988 年 Depenbrock [61] 首先将电机电压模型应用于直接转矩控制的定子磁链辨识。1991 年 XU 和 Novotny<sup>[62]</sup> 又将电机电压模型用于定子磁链定向控制的定子磁链辨识。在没有速

度传感器的情况下,高精度的定子磁链辨识存在一定的难度。定子磁链辨识通常有开环和闭环两类辨识方法。闭环辨识方法是在开环辨识方法基础上发展起来的,也是解决定子磁链高精度辨识的较好方法,其性能优于开环辨识方法。

许多学者针对定子磁链辨识积分器饱和问题开展了大量的研究工作<sup>[62-69]</sup>。文献[64]研究了一种消除电压模型定子磁链辨识器中直流偏置累积误差的新方法。2003年 Holtz<sup>[65]</sup>使用参考磁链对电压模型积分器的影响进行补偿,这种补偿方法仍然存在低速时参数对测量误差敏感的问题。文献[66]采用一种带有饱和反馈环节的一阶低通滤波器 LPF 来代替纯积分器,消除了积分漂移,由于 LPF 具有较大的时间常数,带来了磁链幅值误差和相位滞后等问题。文献[63]和[67]采用数字滤波器以及可编程级联的低通滤波器消去采用 LPF 带来的磁链幅值误差和相位误差,但存在计算量大和实时性变差等不足。文献[68]研究了一种新型定子磁链辨识积分算法,将磁链估算过程的微观和宏观过程相结合,在微观上仍采用纯积分环节,在宏观上对直流漂移进行去除以达到精确估算定子磁链的目的。Yang<sup>[69]</sup>提出一种带自适应闭环的全阶磁链观测器,将实际电机作为参考模型,观测器作为可调模型,观测器的状态变量有定子估计电流和转子估计磁链,这种自适应方案解决了参数对测量误差敏感的问题。

采用智能控制理论可以有效提高感应电机 DTC 定子磁链参数辨识精度<sup>[70]</sup>,因而,进一步研究基于智能控制理论的定子磁链闭环参数辨识方法是未来 DTC 的关键问题之一。

#### 1.4.4.2 感应电机无速度传感器 DTC 系统的定子电阻辨识

在感应电机 DTC 系统中,定子电阻参数对定子磁链、速度与转矩的辨识起到了关键性作用。定子磁链与速度辨识值会随定子电阻的变化而变化,不精确的定子电阻辨识直接影响了 DTC 系统的控制性能,特别是定子电流和磁链的畸变。定子电阻参数辨识方法的研究一直受到各国学者的高度关注。

现代控制理论的发展和为实现高性能感应电机的调速提供了坚实的理论基础,各种先进的辅助技术给 DTC 控制带来了新的活力,使它不断地得到进步与发展<sup>[71]</sup>。许多学者把智能控制原理和 DTC 参数辨识相结合,提出了基于模糊控制器、自适应模糊控制器以及神经网络控制器的定子电阻辨识方案<sup>[72-73]</sup>,使定子电阻辨识精度有了一定的提高。基于神经网络的自学习功能,在对广泛选择的样本进行学习后,优化控制规则和各语言变量的隶属函数以及每条规则的输出函数,这种基于智能控制的神经网络定子电阻在线辨识方法已取得了较好的效果。目前,定子电阻辨识方法还有定子电阻最小二乘估计法,它以定子零序电流及其微分作为输入,定子零序电压作为输出来辨识定子电阻。以上辨识方法在一定程度上改善了电机低速时定子电阻变化降低 DTC 系统性能的影响,弥补了 DTC 系统的缺

陷。

基于模糊逻辑理论参数辨识是一种非常有效的参数辨识方法。1986年 ohtani T<sup>[74]</sup>研究了一种定子电阻在线模糊观测器,通过分析实验数据得出:定子电阻变化的影响因素有定子电流、电机转速和运行时间,这三个变量作为模糊控制器的输入,定子电阻的变化量为输出,其误差可控制在6.3%以内。1998年 Sayeed Mir 等人<sup>[75]</sup>提出了一种基于模糊逻辑和PI校正控制的估算器,对定子电阻的变化量进行估算,讨论了定子电流变化与定子电阻变化的非线性关系,实验结果显示模糊电阻估算器比PI电阻估算器具有更好的性能。1997年 Luis A 等人<sup>[76]</sup>采用BP神经网络来辨识定子电阻。其基本思想是:定子电阻随定子电流的变化而变化,根据此刻的定子电流误差和误差变化率,经神经网络得到相应定子电阻变化值,再与前一时刻定子电阻相加得到定子电阻的实时值。2006年 F. Zidani 等人<sup>[77]</sup>研究了估算定子电阻变化量的模糊控制器,该模糊控制器的输入是温度和温度变化量,输出是定子电阻的变化量。Bimal K. Bose 教授<sup>[78]</sup>提出了一种准模糊控制的定子电阻观测方法,使用模糊与非模糊的混合方法,从输入的定子电流和电机转速估算出温度变化量,根据电阻值与温度变化的关系式,计算出对应的电阻值。2006年 Mongkol Saejia 等人<sup>[79]</sup>对定子电阻观测器的稳定性进行了研究。

从以上定子电阻辨识方法的研究来看,基于模糊逻辑理论的定子电阻辨识器在未知对象和环境变化时仍具有较好的辨识效果,因而它是一种很有前途的参数辨识方法,但还有一些理论和应用技术问题有待作进一步研究。

#### 1.4.4.3 感应电机无速度传感器 DTC 系统的电机速度观测

速度是电机运行的主要参数,为了精确控制电机速度,通常建立速度闭环调节控制环,这需要实时地检测电机速度信号。一直以来,人们在电机转子轴上安装速度传感器来检测速度,正如图 1.4 中速度检测环节所示。但安装速度传感器将增加控制系统结构的复杂性,也降低了系统的可靠性。目前估算速度的方法有:转差频率计算法、模型参考自适应系统 MRAS 速度观测方法、速度自适应磁链观测器(Luenberger 观测器)法、扩展卡尔曼滤波器(EKF)观测法、齿谐波法和高频注入法等。

二十世纪五十年代末,斯坦福大学知名教授卢恩伯格<sup>[80]</sup>提出了线性系统与非线性系统的参数辨识理论,该理论首开非线性系统参数辨识理论研究之先河。之后,不少学者在该理论基础上发展了多种非线性系统自适应观测理论。文献[81]提出了一种基于自适应观测原理的改进速度估计算法,这种观测器采用了被控对象的全阶或降阶模型,使用一个含被测对象变量的反馈环构成了速度估计算法。尽管这种观测器提高了速度估计精度,但定子电阻和转子电阻参数变化对速度估计精度的影响仍然存在,特别在速度趋近于零时的估算误差尤为明显。文献[82]

基于人工神经网络前馈多层模型来观测速度，系统中的电压模型提供转子磁链的期望输出，而电流模型则计算转子磁链的神经网络模型输出。神经网络模型的权值选择与转子转速相关的信号进行在线调节，其估计出的磁链可跟随期望磁链而变化，当偏差趋于零时，观测速度趋近于电机的实际转速。文献[83]研究了扩展卡尔曼滤波速度估计算法。该估算法通过使用噪声信号对非线性动态系统进行实时递推最优状态估计，其算法十分复杂，即使采用高性能的 DSP，计算时间还是很长，尤其是在速度快速变化时，难以实现速度实时估计。文献[84]利用转子齿谐波估计转子转速，该方法相对比较简单，但由于转子齿槽个数有限，而且磁阻变化很小以及脉动电压的频率和幅值在低速时变得很小，使得速度估计变得很困难。文献[85]研究了注入高频信号的转速估算方法。为了估算电机转速，将载波频率信号与逆变器的三相调制电压信号混合在一起，检测定子电流后估算转速，这种估计算法较复杂，其精度受电机模型的参数变化的影响严重。

日本学者采用 MRAS 研究了速度参数的多种 MRAS 观测方法。MRAS 观测法是一种基于稳定性设计的 MRAS 参数观测方法，它不受系统控制策略的影响、稳定性强、计算量小、易于在硬件上实现，因此被广泛应用在 DTC 和 FOC 中的参数辨识。1985 年 I.D.Lang Dao<sup>[86]</sup>建立了完整的自适应模型参考理论，之后，T. Orłowska 等人<sup>[87]</sup>研究了一种 MRAS 速度估计器，这种速度估计器以实际运行的感应电机为参考模型，以感应电机的状态观测方程为可调模型，利用电机定子电流的偏差来实时调整可调模型中的感应电机参数，从而辨识电机的参数。文献[88]采用估计的定子电流与检测的定子电流之差进行调节，研究了一种具有相对较好速度跟踪性能的 MRAS 速度观测方法。文献[89]根据 MRAS 理论设计了一种对定子电阻变化不敏感的速度观测器。文献[90-91]从定子磁链和角频率之间的关系入手，仅需定子电压和电流，推导出一个简单的转速估算公式，但这只适用于中高速以及系统动态速度性能要求不高的场合。

以上方法在不同的应用场合有不同的观测精度和性能。要实现高性能感应电机无速度传感器 DTC 调速系统，速度观测是 DTC 调速系统中关键的研究问题。

#### 1.4.4.4 感应电机无速度传感器 DTC 系统的磁链与转矩控制

DTC 是电机调速中很有前途的一种控制方法，已成为电机调速领域的一大研究热点。尽管 DTC 占有重要的地位，但对传统感应电机 DTC 系统的磁链与转矩控制方法的一直不断地进行研究。

随着电机控制精度要求的提高，人们将智能控制方法运用于改善转矩脉动和响应的平滑性等问题的研究。2000 年 A. Arias<sup>[92]</sup>研究了 DTC 基于模糊转矩控制器，将模糊控制器替代滞环式控制器，减小了转矩脉动，但模糊逻辑细分不够，转矩控制不够精确。2003 年 Yen-Shin Lai<sup>[93]</sup>研究了一种 DTC 基于新型混合模糊

转矩控制器,当转速偏差在一定范围内时采用 PI 控制器,而当其偏差超出这个范围时采用模糊 PI 控制器,这种方式虽有一定效果,但其控制器的切换时间不好把握。2008 年 M. Moghaddasian<sup>[94]</sup>利用模糊逻辑推理系统对磁链与转矩进行控制,一定程度上减少了转矩脉动。文献[95]在分析离散空间矢量调制方法的基础上,结合模糊控制技术,提出一种低速转矩控制改进的控制策略,改善了 DTC 转矩脉动。

PWM 调制技术与 DTC 系统的磁链与转矩控制性能关系紧密,特别是将模糊逻辑与 PWM 调制结合形成一系列新的电压空间矢量控制方案方面的研究受到人们的重视。文献[96]将模糊控制应用到 DTC 中,利用模糊逻辑控制器实时更新 PWM 占空比,从而控制电机转矩。文献[97]研究了一种固定开关频率的最小转矩脉动 DTC 控制方法,在开关频率不变的前提下,通过适当改变零电压矢量和有效电压矢量的作用时间来减小转矩脉动。文献[98]进一步研究了输入为电磁转矩偏差和电磁转矩偏差变化率的模糊 PWM 占空比更新控制器,直接根据转矩的不同状态改变 PWM 占空比。文献[99]研究了三输入的模糊 PWM 占空比更新控制器,将定子磁通位置、电磁转矩偏差和电机运行点(电机运行点根据电机转速和转矩得出)作为输入,使得磁链更接近圆形,转矩脉动更小。文献[100]研究了基于模糊神经网络的 DTC-SVM 控制方法改善转矩脉动,但神经网络系统难以用硬件实现,实时性较差。文献[101]研究了感应电机无速度传感器 DTC 基于自适应输入输出线性化控制的 SVPWM 调制方法,在定子 dq 坐标轴系下以定子电流和磁链矢量为变量的感应电机模型,建立了非线性自适应定子磁链观测器,并采用 FPGA 实现 SVPWM 调制,得到了较好的电机速度和转矩控制响应。文献[102]在 SVPWM 调制方法的基础上,运用自适应磁通观测器,提高了磁链和转矩的控制性能,但磁通观测器的估计精度直接影响转矩脉动的大小。文献[103]对 SVPWM 进行了改进,提出一种十二区段 SVPWM 控制方法,通过将电压空间矢量细分,取得了良好的转矩响应,但其分段数影响系统响应效果。

综观以上研究方案,人们为了克服滞环式磁链与转矩调节存在转矩脉动大和开关频率不固定等不足的问题,开展了磁链与转矩自适应控制策略关键问题的大量研究。为了进一步提高磁链与转矩的控制性能,基于智能控制理论研究新的磁链与转矩控制方法对感应电机无速度传感器 DTC 控制性能的改进具有重要的理论和现实意义。

## 1.5 本文研究的主要内容

本文为了改善感应电机无速度传感器 DTC 系统的控制性能,针对 DTC 系统的关键控制问题展开研究,主要包括:研究感应电机无速度传感器 DTC 定子磁链、定子电阻、电机速度等参数的辨识方法和磁链与转矩的新型控制方案。具体的研

究内容如下:

(1) 在第二章中, 本章搭建传统的感应电机 DTC 系统的仿真研究平台, 这一仿真模型的建立为进一步进行改进感应电机 DTC 系统的仿真研究打下了基础。采用高性能 DSP 控制器 dsPIC30F6010A 构建感应电机无速度传感器 DTC 实验研究平台, 实验研究平台的建立为验证本文新方法的正确性提供良好条件。

(2) 在第三章中, 针对基于电压模型定子磁链开环辨识器存在积分累积饱和问题, 本章在分析多种开环和闭环定子磁链辨识方法的基础上, 研究一种能较好解决积分累积饱和问题的均值补偿方法, 并将此方法引入基于 PI 校正的闭环定子磁链辨识器。

(3) 在第四章中, 为了克服传统感应电机 DTC 系统定子电阻参数随温度变化而难以实现高性能感应电机运行这一问题, 本章运用模糊逻辑理论研究基于定子电流误差的模糊逻辑定子电阻辨识器。在 Matlab7.8/Simulink 平台上对带模糊定子电阻辨识器的 DTC 系统进行仿真研究和在实验平台上进行实验研究。

(4) 在第五章中, 推导多种基于 MRAS 理论的速度观测算法, 在此研究的基础上, 为了较好地解决电机定子电阻参数变化对速度观测精度和系统稳定性影响的问题, 研究一种感应电机无速度传感器 DTC 带定子电阻辨识的交互式 MRAS 速度观测方法。

(5) 在第六章中, 针对传统 DTC 系统稳态运行时所固有的转矩、磁链、电流脉动问题, 本章通过增加电压空间矢量的数目以及采用新的控制方法减小磁链与转矩的控制误差, 研究基于矢量细分的十二电压空间矢量 DTC-SVPWM 控制方法以及磁链与转矩模糊 PI 自校正控制策略。

## 第 2 章 感应电机 DTC 系统仿真与实验平台的建立

### 2.1 引言

上世纪 90 年代以来,随着计算机仿真技术的不断发展,国内外学者广泛采用 Matlab 仿真技术进行科学研究,Matlab 软件是一种用于数学计算和科学研究的实用仿真工具<sup>[104-105]</sup>。为了从理论上验证研究方法的正确性,本文在 Matlab 仿真环境中建立传统感应电机 DTC 系统的仿真模型,仿真模型中电机参数与实验电机采用同一组参数,以便进行对比分析,感应电机 DTC 系统仿真模型的建立为进一步进行改进的感应电机 DTC 系统的仿真研究打下了良好的基础。

实验研究是验证新理论和新方法正确性的一种重要手段,为了实现 DTC 控制系统的实时控制,探讨实用可行的 DTC 系统控制方案显得尤为重要<sup>[106-108]</sup>。为此,本章研制了基于 dsPIC30f6010A 数字信号处理器和可编程逻辑器件 EPLD 控制的 DTC 控制实验平台。在硬件设计上,选用由美国 Microchip 公司性能优良 DSP 芯片,新型 DSP 处理器具有运算速度快,功耗小等特点,特别是其 I/O 接口不需要 5V 与 3.3V 电平转换, I/O 口驱动能力大,可直接驱动光耦,使得 DSP 控制单元的硬件设计相当简单,构成的系统结构较紧凑;在软件设计上,本文采用 C 语言与汇编语言混合编程的方法完成软件设计,通过将 DTC 系统中的常用控制算法如电流采样、PI 调节等环节设计成汇编子程序嵌入到 C 语言编程环境中,大大加快了程序执行速度<sup>[109-110]</sup>。因而,本文的 DTC 控制软件实时性好,模块法程序设计可读性强,程序结构简单,计算量适中,在感应电机 DTC 样机上运行良好,该 DTC 系统具有一定的实用价值和应用前景。

### 2.2 感应电机 DTC 系统仿真模型的建立

#### 2.2.1 定子磁链与转矩辨识器仿真模块

定子磁链可由下式计算:

$$\psi_s = \int (V_s - I_s R_s) dt \quad (2.1)$$

式中:  $\psi_s$  - 定子磁链矢量;  $V_s$  - 定子端电压矢量;

$I_s$  - 定子端电流矢量;  $R_s$  - 定子电阻。

式 (2.1) 构成的定子磁链辨识器输出两个分量  $\Psi_{sa}$  和  $\Psi_{sb}$ , 定子磁链幅值为:

$$|\Psi_s| = \sqrt{\Psi_{sa}^2 + \Psi_{sb}^2} \quad (2.2)$$

转矩的计算按式 (1.11) 中的方程式进行计算。

磁链、转矩计算仿真模型用来计算磁链的幅值和转矩，输入为电流、电压的  $\alpha \beta$  分量  $u_{s\alpha}, u_{s\beta}, i_{s\alpha}, i_{s\beta}$ ，在定子静止坐标系下通过坐标变换模型获得的定子磁链与转矩辨识器的仿真模型如图 2.1 所示。

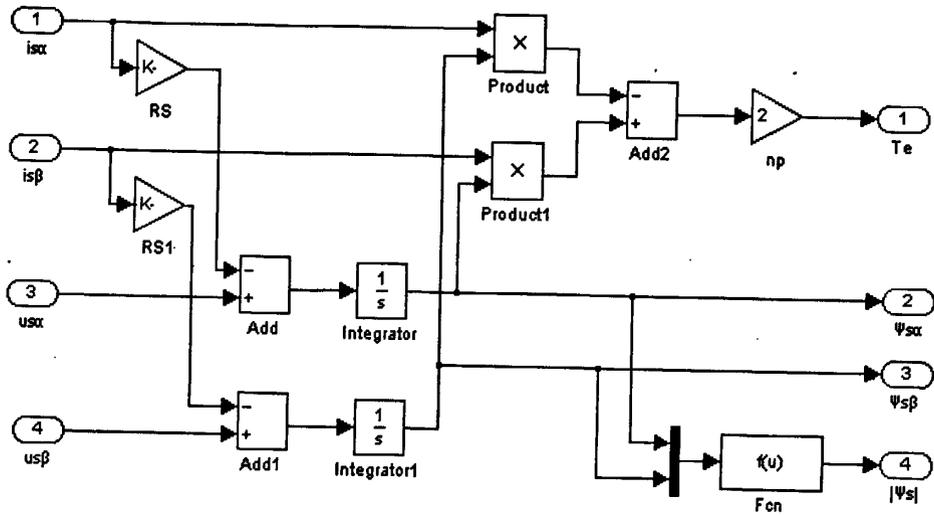


图 2.1 定子磁链与转矩辨识器仿真模型

### 2.2.2 坐标变换仿真模型

从三相静止绕组 A、B、C 到两相静止绕组  $\alpha$ 、 $\beta$  的变换，或称从三相静止坐标系到两相静止坐标系上的变换，简称 3/2 变换，定子电流的变换式如下：

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

令  $C_{3/2}$  表示从三相坐标系变换到两相坐标系的变换矩阵，则有：

$$C_{3/2} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

按照所采用的条件，电流变换阵也就是电压变换阵，同时还可以证明，它们也是磁链的变换阵。

在两相静止  $\alpha - \beta$  坐标系下对电机三相坐标系下的电流和电压进行 3/2 变换，获得两相静止  $\alpha - \beta$  坐标系下的电流和电压，以便计算定子磁链和转矩。因此，在仿真时需要建立坐标变换模型。图 2.2 给出了电流 3/2 变仿真换模型，而电压 3/2 变换仿真模型与图 2.2 类似。

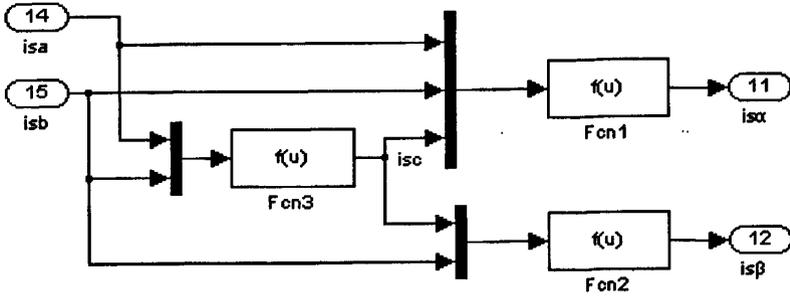


图 2.2 坐标变换仿真模型

### 2.2.3 定子磁链幅值调节、转矩调节及速度调节仿真模型

定子磁链幅值的调节采用滞环式调节，建立的定子磁链幅值调节仿真模型如图 2.3 所示。

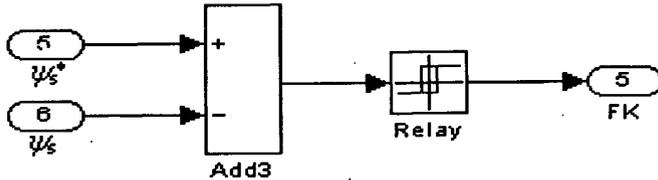


图 2.3 定子磁链幅值调节仿真模型

图 2.3 中， $\Psi_s^*$  为定子磁链给定值， $\Psi_s$  为定子磁链实际值， $F_K$  为磁链调节器的输出控制值。

传统 DTC 系统的转矩调节采用三点式滞环式调节，建立的转矩调节仿真模型如图 2.4 所示。

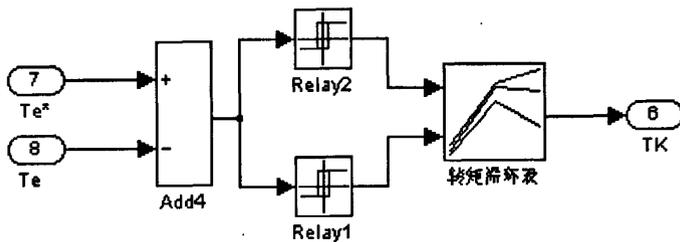


图 2.4 转矩调节仿真模型

图 2.4 中，转矩给定值为  $T_e^*$ ，转矩实际值为  $T_e$ ，转矩滞环式调节器的控制容差为  $\varepsilon_T$ 。转矩调节由两个单输入单输出滞环式调节器和建立的转矩滞环式控制表实现转矩的调节控制。转矩调节器的输入为转矩给定值  $T_e^*$  和转矩实际值  $T_e$  之差  $\Delta T$ ，转矩误差  $\Delta T$  与控制容差  $\varepsilon_T$  进行比较产生转矩开关输出信号  $T_K$ 。 $T_K$  有三个取值：+1、-1 和 0。

速度调节采用 PI 调节器，建立的速度调节仿真模型如图 2.5 所示。

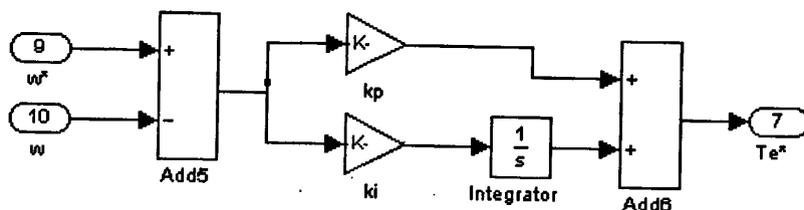


图 2.5 转速调节仿真模型

图 2.5 中，速度给定为  $\omega^*$ ，速度实际值为  $\omega$ ，比例系数为  $K_p$ ，积分系数为  $K_i$ ，转速调节器的输入是速度给定  $\omega^*$  与速度实际值  $\omega$  之差  $\Delta\omega$ ，速度误差经 PI 调节控制产生转矩给定  $T_e^*$ 。其比例控制项是用比例系数  $K_p$  乘以速度误差信号；积分控制项是以速度误差的积分乘以积分系数  $K_i$ ，积分项的控制功能是消除稳态误差，以达到预期的速度无误差控制效果。

### 2.2.4 磁链区间判断仿真模型

磁链区域判断仿真模型为 DTC 确定定子磁链所在的扇区，即确定当前定子磁链的位置。定子磁链所在扇区  $S_1-S_6$  的示意图如图 2.6 所示。

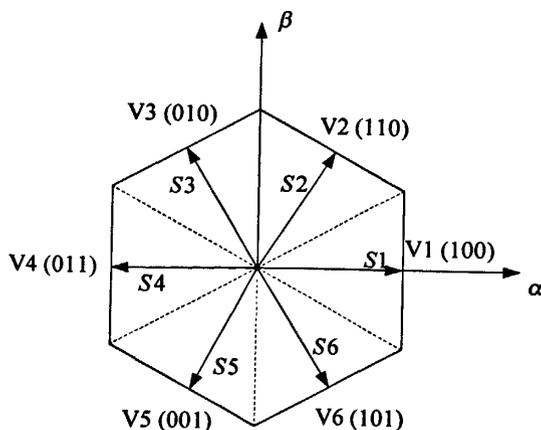


图 2.6 定子磁链所在扇区的示意图

磁链区间的判断是根据  $\Psi_{S\alpha}$  和  $\Psi_{S\beta}$  的大小计算出  $\Psi_{S\alpha}$  和  $\Psi_{S\beta}$  的合成矢量以及合成矢量与  $\alpha$  轴之间夹角  $\theta_s$ ，从而判断出电压空间矢量所在的扇区  $S_q$  ( $q=1\sim 6$ )。Matlab/Simulink 是一个开放的编程环境，采用 S 函数建模法建立一些不能或难以用给定模型来描述的一些特殊环节的模型，S 函数是一种特别有效的建模法。这里，采用 S 函数建模法建立磁链区域判断仿真模型。

### 2.2.5 电压开关矢量选择表仿真模型

三相电压型逆变器主电路如图 2.7 所示，合理选择逆变器的开关器件导通时刻就能对电机速度进行调节控制。

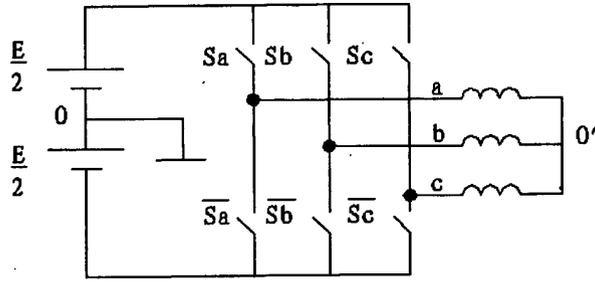


图 2.7 三相电压型逆变器主电路

三个开关  $S_a$ 、 $S_b$ 、 $S_c$  能构成 8 种组合  $V_s (S_a S_b S_c) = V_0 (000)$ 、 $V_1 (100)$ 、 $V_2 (110)$ 、 $V_3 (010)$ 、 $V_4 (011)$ 、 $V_5 (001)$ 、 $V_6 (101)$  和  $V_7 (111)$ ，(逆变器上部开关接通为“1”，下部接通为“0”)。上述 8 种组合中  $V_0 (000)$ 、 $V_7 (111)$  使电机的输入电压为零，称零电压空间矢量，其它组合为有效电压空间矢量，采用 Park 矢量表达式，则逆变器的输出电压空间矢量为：

$$\vec{V} = \frac{2}{3} (V_a + V_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_c e^{j\frac{4\pi}{3}}) \quad (2.5)$$

其中  $V_a$ 、 $V_b$ 、 $V_c$  分别是 a、b、c 三相定子绕组的相电压。这样，得到 6 个有效的电压空间矢量  $V_1 \sim V_6$ ，定子磁链矢量轨迹与电压开关矢量的关系图如图 2.8 所示。

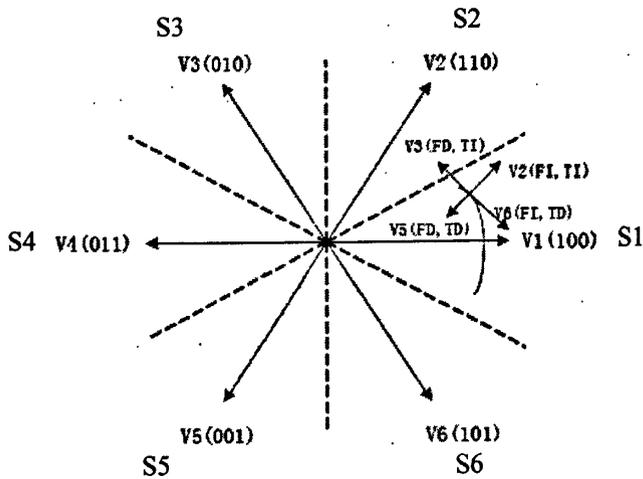


图 2.8 定子磁链矢量轨迹与电压开关矢量关系图

定子磁链误差分为两个值  $F_I$  和  $F_D$ ，转矩误差分为三个值  $T_I$ 、 $T_+$  和  $T_D$ 。图 2.8 中  $F_D$ ：磁链减少； $F_I$ ：磁链增加； $T_D$ ：转矩减少； $T_I$ ：转矩增加。用  $T_+$  表示转矩不变。当转矩误差保持在给定误差范围内时，使用零矢量  $V_0$  和  $V_7$  用于保持转矩不变。

定子电压空间矢量位于不同的空间相位上，非零电压空间矢量对磁链、转矩的作用可以分为 6 个  $60^\circ$  区间来说明，以图 2.8 的分布来决定电压空间矢量的选

取。假设某一时刻定子磁链位于扇区  $S_1$  区间内，在电机正转时，磁链做逆时针方向旋转，施加  $V_2$  电压空间矢量可以使磁链矢量的幅值增大；施加  $V_6$  电压空间矢量可以使磁链矢量的幅值减小；加入零电压空间矢量则使定子磁链矢量的幅值保持不变，其它电压空间矢量的选取以此类推。由此可得到电机正转时电压空间矢量选择表如表 2.1 所示：

表 2.1 电机正转时电压空间矢量选择表

$F_K$	$T_K$	$S_1$	$S_2$	$S_3$	$S_4$	$S_5$	$S_6$
$F_I$	$T_I$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$
	$T_-$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$
	$T_D$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$
$F_D$	$T_I$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$
	$T_-$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$
	$T_D$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$

若电机反转时，只需对此开关表作相应调整即可，电机反转时电压空间矢量选择如表 2.2 所示。

表 2.2 电机反转时电压空间矢量选择表

$F_K$	$T_K$	$S_1$	$S_2$	$S_3$	$S_4$	$S_5$	$S_6$
$F_I$	$T_I$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$
	$T_-$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_7$
	$T_D$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$
$F_D$	$T_I$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$
	$T_-$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$
	$T_D$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$

电压空间矢量选择模型根据  $T_K$ 、 $F_K$  和  $S_q$  来确定电压空间矢量，电压空间矢量选择表仿真模型如图 2.9 所示。

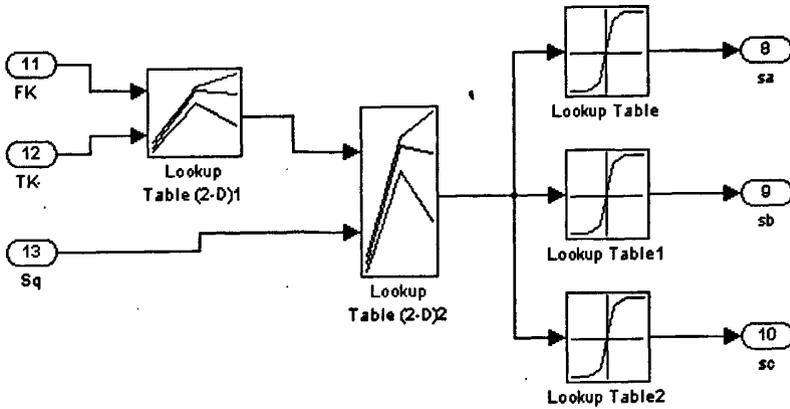


图 2.9 电压开关矢量选择表仿真模型

### 2.2.6 感应电机传统 DTC 系统的仿真模型

本文在仿真中所使用的感应电机参数为：额定功率  $P_N=1.5\text{kW}$ ，额定电压  $U_N=380\text{V}$ ，额定频率  $f_N=50\text{Hz}$ ，额定转速  $n_N=1400\text{r/min}$ ，转动惯量  $J=0.0267\text{kg}\cdot\text{m}^2$ ，电机极对数  $P_n=2$ ，定、转子互感  $L_m=0.363\text{H}$ ，转子自感  $L_r=0.386\text{H}$ ，定子自感  $L_s=0.398\text{H}$ ，转子电阻  $R_r=12.31$ ，定子电阻  $R_s=10.28$ 。根据 DTC 系统的结构及控制流程，在 Matlab7.8/Simulink 环境下建立的感应电机传统 DTC 系统的仿真模型如图 2.10 所示

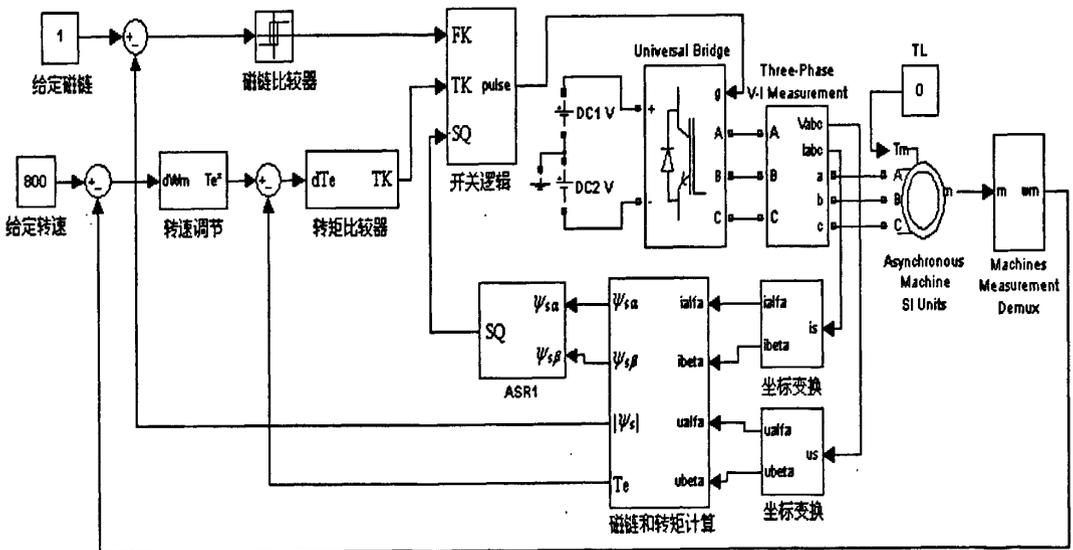


图 2.10 感应电机传统 DTC 系统的仿真模型

图 2.1 中感应电机传统 DTC 系统的仿真模型包括以下子系统模型：坐标变换模型、磁链与转矩计算模型、转速 PI 调节模型、速度检测模型、滞环式磁链调节模型、滞环式转矩调节模型、磁链区间判断模型和电压空间矢量开关选择表模型。

## 2.3 感应电机 DTC 系统实验平台的建立

感应电机 DTC 系统实验平台是研究感应电机 DTC 系统的重要环节，它的性能优劣直接关系到感应电机 DTC 系统的整体性能和稳定性。所以要在既定方案的指导下对器件选型、电路设计作出最优的选择。

### 2.3.1 感应电机 DTC 系统的基本结构

根据电机的驱动要求，本文进行了 DTC 系统数字化设计，改进的感应电机无速度传感器 DTC 系统的原理框图如图 2.11 所示。改进 DTC 系统在图 1.4 的基础上增加的单元包括：基于模糊 PI 自校正转矩控制器  $U_3$ ；基于模糊 PI 自校正磁链控制器  $U_4$ ；基于 PI 校正的定子磁链闭环辨识器和基于 MRAS 交互式速度观测器以及转矩辨识器  $U_7$ ；DSP 利用检测得到的直流母线电压以及开关模式计算定子线电压算法包括在  $U_7$ ；基于矢量细分十二电压空间矢量的 DTC-SVPWM 单元  $U_5$ 。

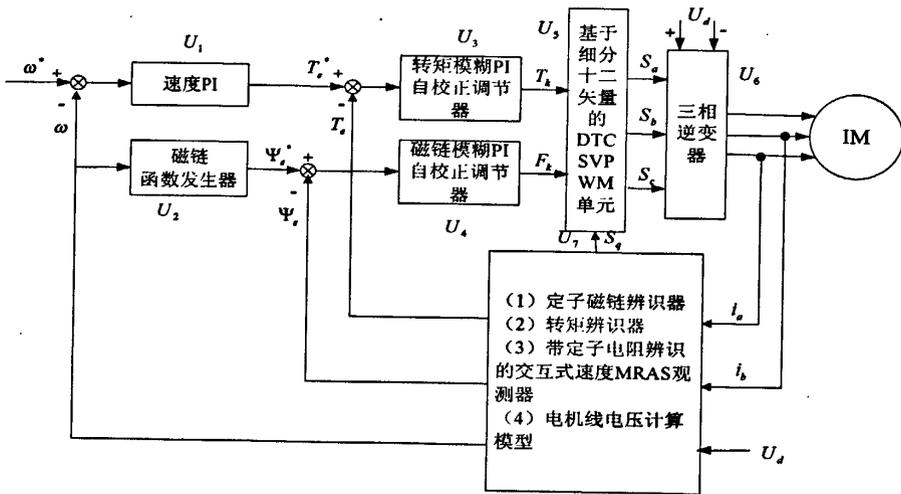


图 2.11 改进的感应电机无速度传感器 DTC 系统的原理框图

图 2.12 给出了感应电机 DTC 系统的控制系统硬件结构框图。

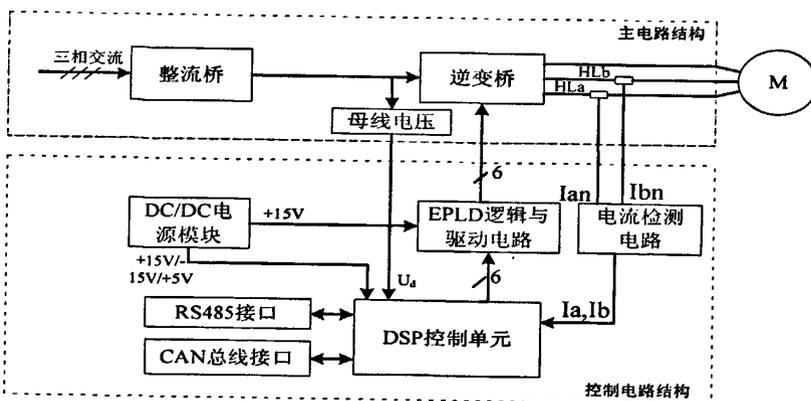


图 2.12 感应电机 DTC 系统的控制系统硬件结构框图

图 2.12 中，dsPIC30F6010A 完成的控制算法包括；利用霍尔电流传感器检测定子电流；采用线性光耦 HCNR200 检测直流母线电压；DSP 根据直流母线电压与 PWM 控制信号计算出电机定子线电压；dsPIC30F6010A 辨识出电机的当前速度；完成速度 PI 调节并产生电磁转矩参考给定；采用带模糊 PI 自校正控制的磁链与转矩算法对转矩和磁链进行控制；通过磁链位置判断算法得到此时磁链所在的区间，结合 SVPWM 模块产生的六路 PWM 触发脉冲控制信号。经由 EPLD 可编程逻辑器件 EPM7128 组成的逻辑电路将三相 PWM 触发信号进行处理，再由光电隔离电路驱动 IPM 智能功率模块输出互差 120° 的三相电压信号，施加到感应电机的定子绕组驱动电机；dsPIC30F6010A 通过 I/O 口检测电机的起停、正反转、制动命令来控制电机的运转状态；驱动保护电路可完成电机的过流、过压、温度过高、驱动时序异常等故障保护。

### 2.3.2 感应电机 DTC 系统的 DSP 控制单元

高性能 DSP 数字信号处理器 dsPIC30F6010A 具有丰富的指令集，且大多为单周期指令，主要分为 MCU 类型和 DSP 类型两大类指令，它支持 C 语言编译器编程。dsPIC30F6010A 内部自带存储容量大，RAM 最高可达 64KB，FLASH 存储空间达到 144KB。dsPIC30F6010A 片上自带 9 个模拟输入通道 10 位精度的高速 A/D 转换模块，最高采样速率可达 500KSPS，该 A/D 模块有 4 个采样/保持通道 (CH0、CH1、CH2、CH3)，能够同时采样多路模拟输入通道，这一特性可以通过软件编程将模拟输入量合理分配，同时采样 a、b 相电流，保证了采样的一致性和准确性。

dsPIC30F6010A 丰富的片上资源为完成感应电机 DTC 系统的控制任务提供了保证。图 2.13 给出了 DSP 与 EPLD 接口原理框图。

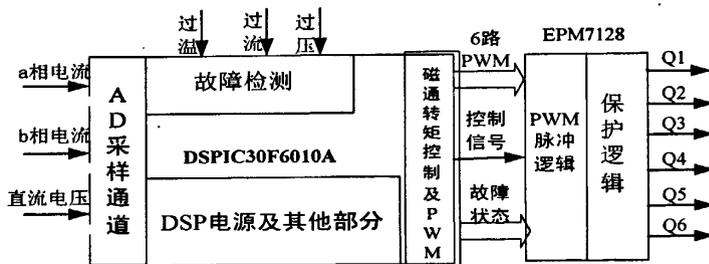


图 2.13 DSP 与 EPLD 接口原理框图

图 2.13 中采用 DSP+EPLD 的控制结构实现 DTC 调速系统<sup>[62-63]</sup>。其中 DSP 用于对 a、b 相电机电流、直流母线电压进行采样；对 IGBT 模块进行过温、过压、过流进行检测和保护；对磁链与转矩进行观测与控制；PWM 生成等。EPLD 主要完成 PWM 脉冲逻辑及保护逻辑处理等。DSP 能实时检测 DTC 系统所需的各项参数；EPLD 选用的是 ALTERA 公司的 EPM7128 可编程逻辑器件，该器件计算速

度快,实时控制性能好,在 MAX+PLUS10.2 编程环境中搭建 EPLD 逻辑控制算法,能够实现快速实时保护和控制。从图 2.13 中可以看出 DTC 电机控制系统所运用的 dsPIC30F6010A 资源有 GPIO、ADC 模数转换接口、PWM 专用接口、CAN 通信接口、RS485 通信接口等,通过对这些资源的有效利用实现感应电机 DTC 系统。

在图 2.12 的基础上设计的 dsPIC30F6010A 控制单元电路如图 2.14 所示。

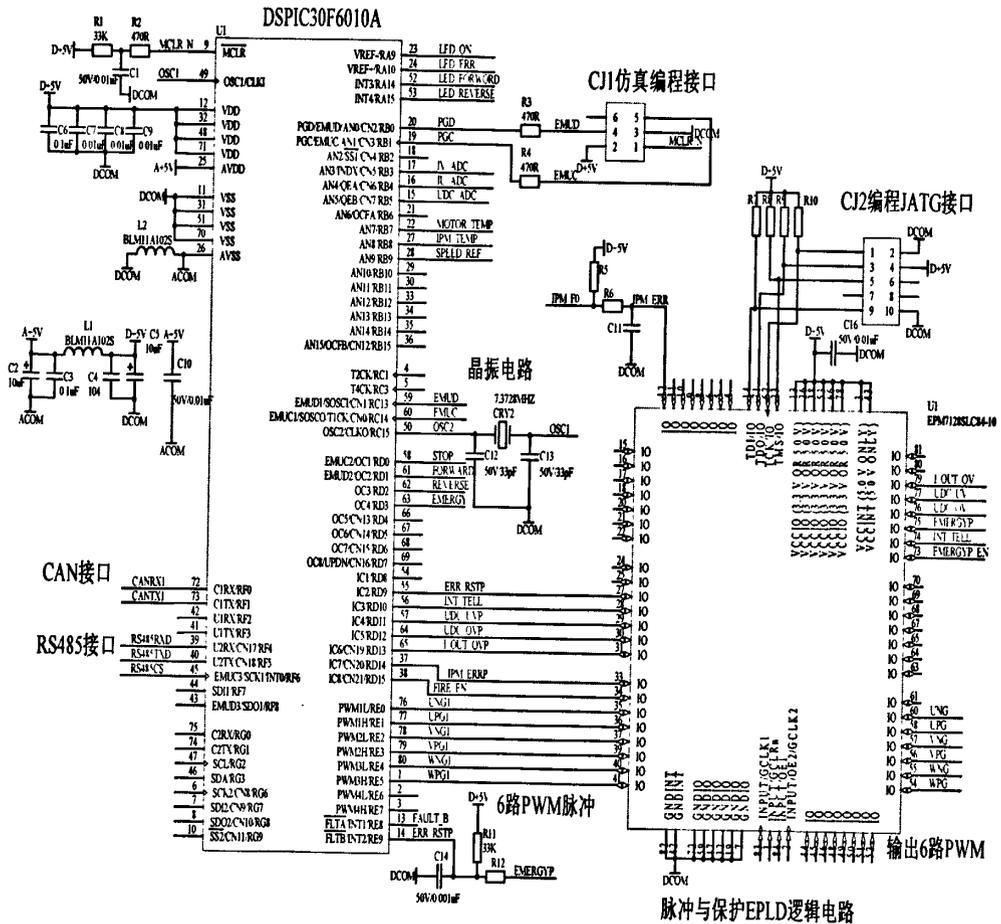


图 2.14 dsPIC30F6010A 控制单元电路

图 2.14 中控制单元电路包括:dsPIC30F6010A 最小系统;基于 EPLD 的 PWM 脉冲与保护逻辑电路;电流电压采样接口;CAN 通讯接口;RS485 通讯接口;DSP 仿真编程接口;可编程逻辑器件编程 JATG 接口;外部控制开关信号接口;信号显示接口;速度给定接口等主要电路。该控制单元的仿真编程接口与 Microchip 公司提供的 ICD2 仿真编程器相连,在 PC 机集成编程环境下实现在线实时调试。EPLD 可编程逻辑器件的开发是在 MAXPLUS-II 编程环境下完成的,该器件将电机过流信号 I\_OUT\_OV,母线电压过压信号 UDC\_OV,母线电压欠压信号 UDC\_UV,IPM 模块故障信号 IPM\_ERR 等信号分别送入 EPLD 内部设计的 D 触发锁存电路,能快速地捕捉过流信号,从而可靠保护 IPM 模块和电机。在该可编程逻辑器件中对各种故障保护信号进行了锁存处理,由 EPLD 内部设计的逻辑产

生锁存的故障信号可立即关断 PWM 脉冲并向 DSP 送出 EMERGP 故障信号和产生 DSP 内部 PWM 模块保护中断。EPLD 的另一功能是对三相六路 PWM 触发脉冲的进行处理，特别是在故障情况下，可编程逻辑器件中编程设计的保护逻辑，以不同的保护规则实现对 IPM 器件和电机的保护。

### 2.3.3 信号检测电路

#### 2.3.3.1 电流检测

霍尔电流传感器具有线性度高、抗干扰性好、信号失真小等优点。这里采用 2 只霍尔电流传感器检测  $I_a$  和  $I_b$  两相电机电流，由霍尔电流传感器输出 0-20mA 电流信号，经电阻  $R_1$ - $R_3$  转换成 0-5V 的电压信号，然后送到 DSP 的 A/D 转换端口，图 2.15 为 a 相电流检测与调理电路。

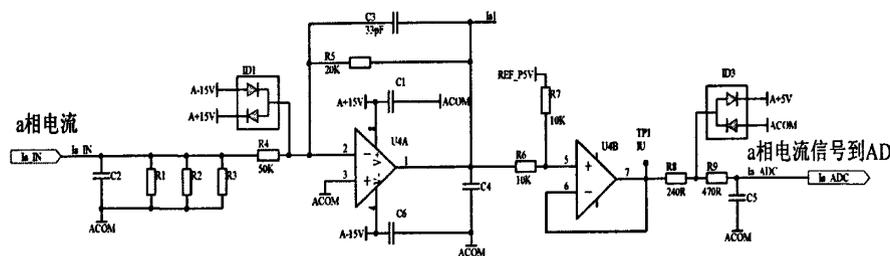


图 2.15 a 相电流检测与调理电路

该电路的作用是将霍尔电流传感器输出的电流信号变换为电压信号并进行变换和限幅处理，以适应 DSP 模数转换的需要。

#### 2.3.3.2 电压检测

直流母线电压检测通常采用霍尔电压传感器进行检测，但其成本相对较高。本文采用 HP 公司的高性能线性光耦 HCNR200 设计了成本相对较低、线性度好的直流母线电压检测电路。在测量直流高压回路中，先采用电阻分压得到一个低压直流信号，然后经过线性光耦隔离将其变换成与之成正比的直流电压送入 DSP 的 A/D 转换接口。在感应电机 DTC 系统中，因电机线电压要参与定子磁链和电机速度的辨识计算，需要检测电机线电压。而直接检测电机线电压在信号处理上有较大的难度，这里采用检测直流母线电压以及结合三相 PWM 的调制信号还原三相逆变器输出电压的方法实现定子线电压的检测。检测直流母线电压的另一个作用是进行直流母线电压的过电压以及欠电压保护。电压检测电路如图 2.16 所示。

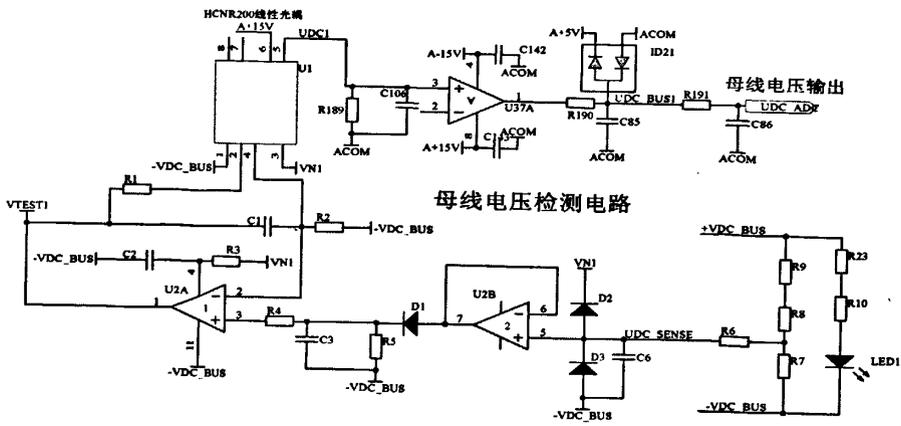


图 2.16 电压检测电路

图 2.16 中，直流母线电压接到正负母线端的 +VDC\_BUS 和 -VDC\_BUS 处，经电阻分压降压后送到 LM324 四运算放大器组成的射级跟随器 U<sub>2B</sub>，再经 U<sub>2A</sub> 放大和线性光耦 HCNR200 隔离并经信号变换处理生成 DSP 可接受的 0-5V 转换信号。

### 2.3.4 串口通信接口

#### 2.3.4.1 CAN 通讯接口

本文采用 dsPIC30F6010A 本身自带的 CAN 专用模块设计与外界进行通信的 CAN 通信总线接口。CAN 总线是上 80 年代初德国 BOSCH 公司开发的一种现场总线通信协议，与其它现场总线相比，CAN 总线具有可靠、灵活、实时性强的优点。CAN 的接口电路选用高速 CAN 收发器 MCP2551，为保证数据可靠传输和提高抗干扰能力，设计了带光电隔离的 CAN 总线接口，光电隔离器选用高速光耦 HCPL-0600。因 dsPIC30F6010A 本身自带有 CAN 专用模块，只要在编程时通过对模块不同寄存器的设置就可实现不同波特率、不同帧类型的 CAN 通信。带光电隔离的 CAN 总线接口电路如图 2.17 所示。

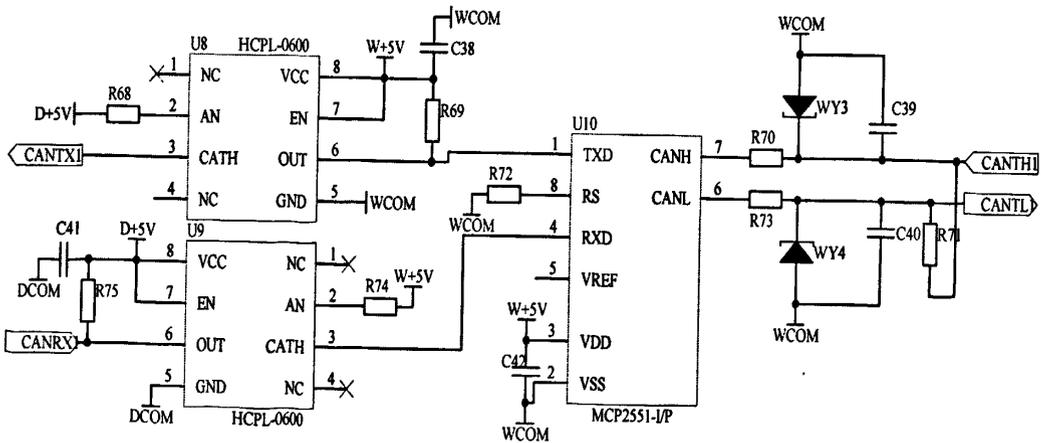


图 2.17 带光电隔离的 CAN 总线接口电路

### 2.3.4.2 RS485 通讯接口

本文利用 dsPIC30F6010A 片上 UART 端口设计了带光电隔离的 RS485 接口实现数据的可靠传输。带光电隔离的 RS485 接口电路如图 2.18。

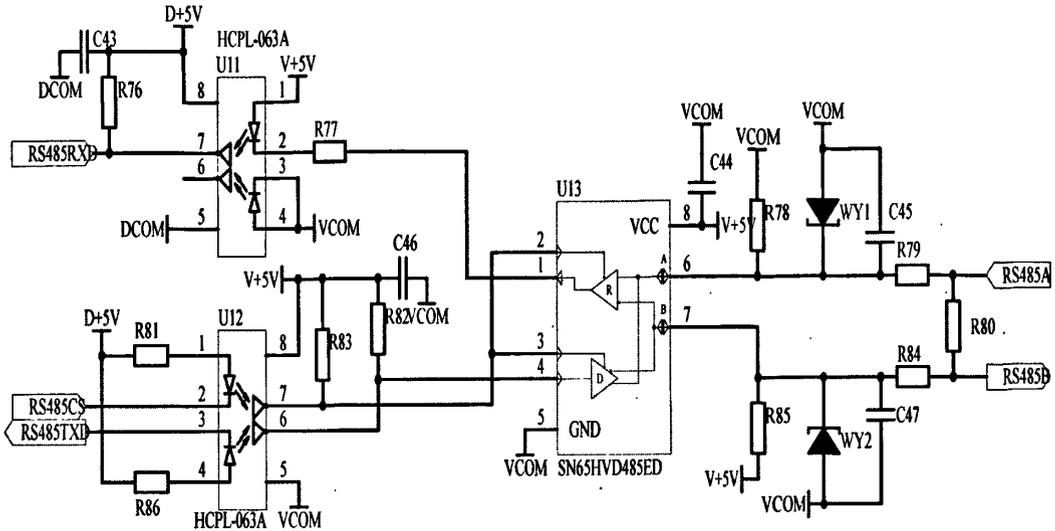


图 2.18 带光电隔离的 RS485 接口电路

### 2.3.5 系统主电路及驱动电路

系统主电路拓扑如图 2.19 所示。

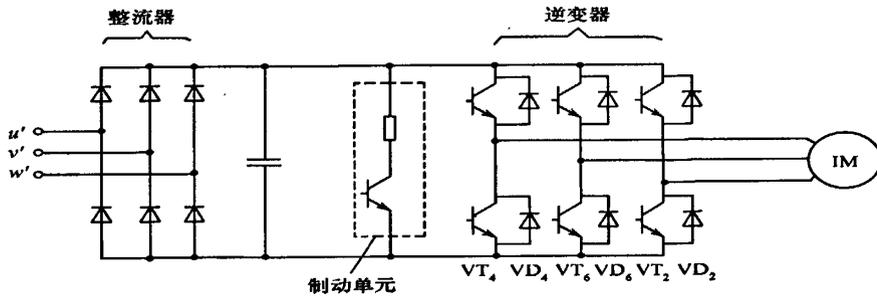


图 2.19 系统主电路拓扑

三相逆变桥采用三菱公司的第五代 IPM 模块 PM50CLA120；工作温度范围是  $-40^{\circ}\text{C}$ ~ $+125^{\circ}\text{C}$ ；该模块开关频率可达 20kHz；它的结构紧凑，体积小，电磁兼容性能较好。PM50CLA120 内部具有短路 SC、过流 OC、欠压 UV、过热 OT 四种保护功能，IPM 内部集成的第七只 IGBT 可用于制动电阻的控制，其逆变模块的集成度和可靠性都较高。三菱 IPM 内部逻辑电路如图 2.20。

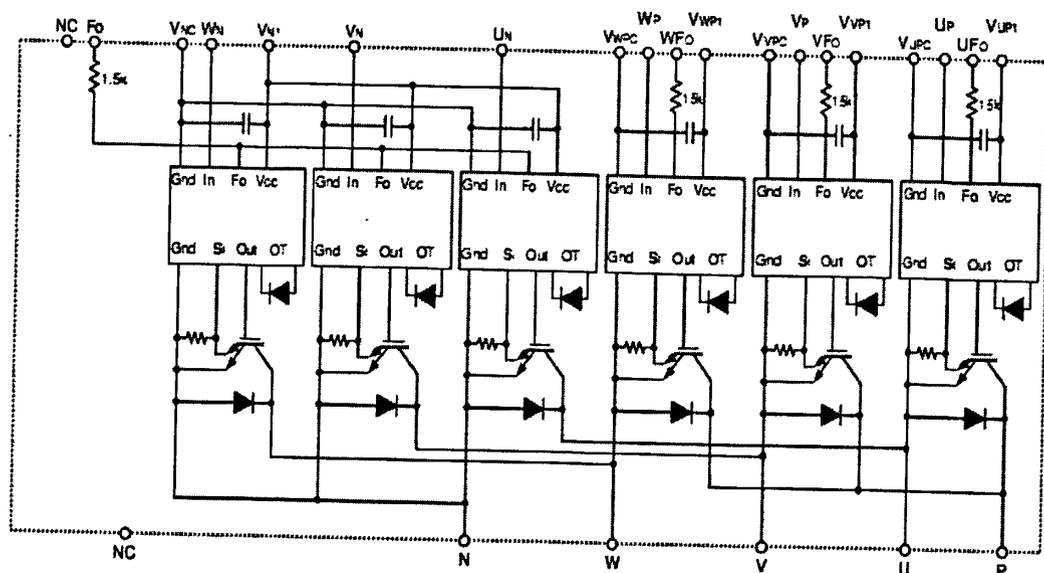


图 2.20 三菱 IPM 内部逻辑电路图

IPM 模块 PWM 驱动电路采用 TOSHIBA 公司光电耦合器 TLP550 组成，dsPIC30F6010A 的 MCPWM 模块输出的三对六路互补的 PWM 信号用于控制三相逆变器，六路 PWM 信号经光电隔离后驱动 IPM 模块门极。其中 U 相 IPM 光耦隔离驱动电路如图 2.21 所示。

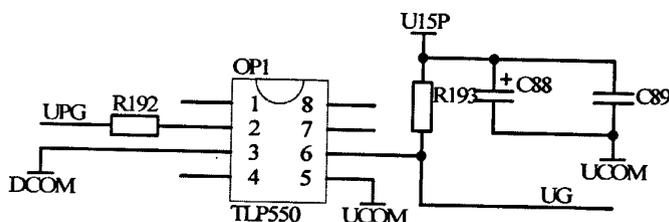


图 2.21 IPM 光耦隔离驱动电路

### 2.3.6 实验机组平台

为验证本文所提出的参数辨识和控制方法的正确性，本章建立了 DTC 实验平台。图 2.22 为实验研究平台；图 2.23 为 IPM 逆变器主电路；图 2.24 为 DSP 控制电路。

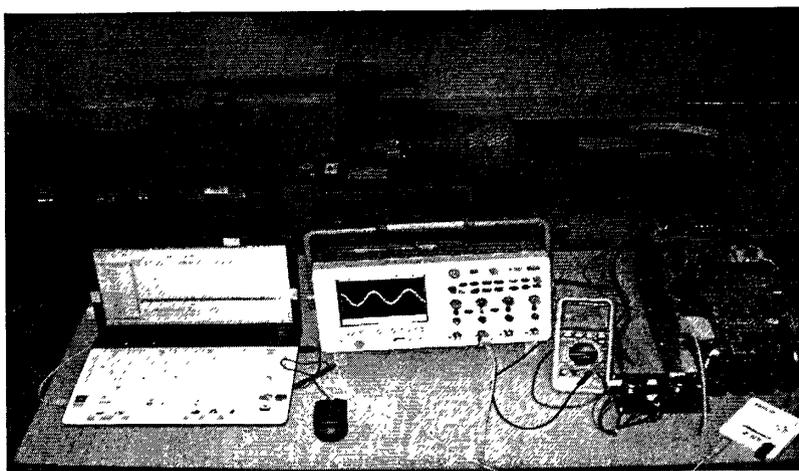


图 2.22 实验研究平台

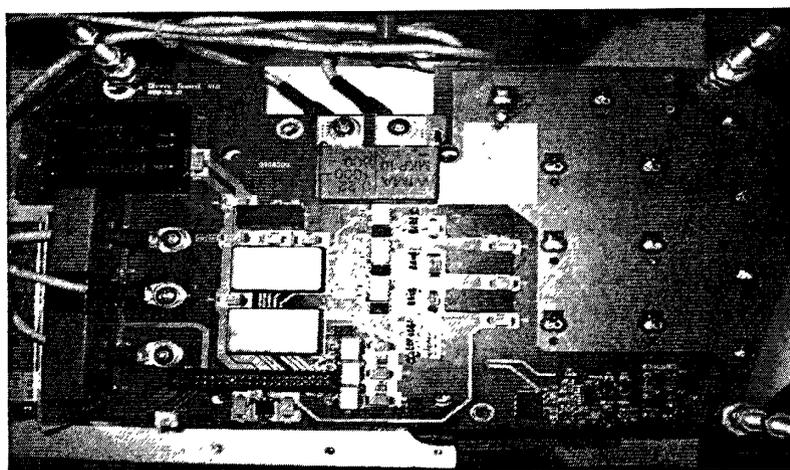


图 2.23 IPM 逆变器主电路

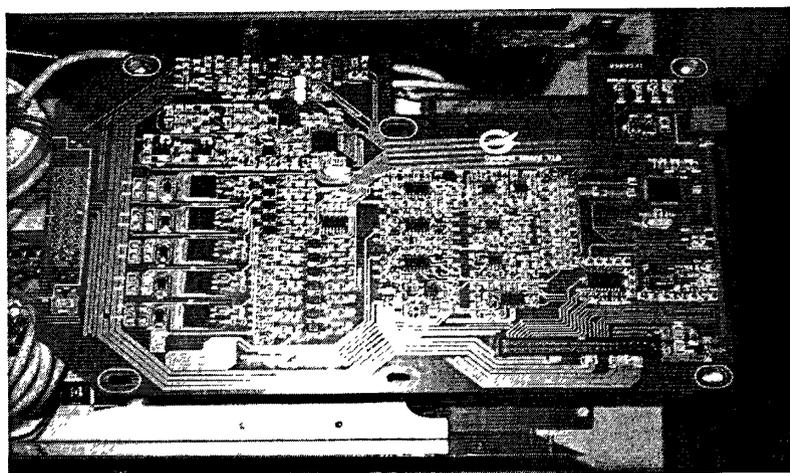


图 2.24 DSP 控制电路

实验平台采用的感应电机参数如表 2.3 所示：

表 2.3 感应电机参数

技术参数	参数值
电机相数	3
额定功率	1.5 (kw)
额定电压	380 (V)
额定转速	1400 (r/min)
极对数	2
定子电阻	10.28 ( $\Omega$ )
定子自感	0.398 (H)
转子电阻	12.31 ( $\Omega$ )
转子自感	0.386 (H)
定、转子间互感	0.363 (H)
转动惯量	0.0267 ( $\text{kg} \cdot \text{m}^2$ )
基本频率	50 (Hz)

实验中采用的加载电机为杭州恒力电机制造有限公司生产的直流电机，其具体参数如表 2.4 所示：

表 2.4 直流负载电动机参数

技术参数	参数值
型号	Z4-212/2-2
额定功率	7.5 (kw)
额定电压	440 (V)
额定电流	19.6 (A)
额定转速	2980 (r/min)
弱磁转速	4000 (r/min)
励磁方式	他励
励磁电压	180 (V)
重量	107 (Kg)
绝缘等级	E

## 2.4 本章小结

在 Matlab7.8/Simulink 编程环境下，本章在阐述感应电机 DTC 系统基本原理的基础上，建立了传统感应电机 DTC 系统的仿真模型。在仿真模型的建立过程中，

充分利用 Matlab7.8/Simulink 工具箱中已有的仿真模型,如感应电机模块,逆变器模块,滞环式比较器模块等,这样可以加快仿真模型的建立和有效地提高仿真研究的真实度,并且采用了子模块封装,从而使仿真模型的建立条理更清晰。搭建的感应电机 DTC 系统仿真模型,为第三、四、五、六章中新方案的进一步研究提供了良好的理论和仿真研究平台。

本文采用数字信号处理器 dsPIC30F6010A 和可编程逻辑器件 EPM7128 构成了 DTC 控制系统,逆变器主电路采用三菱 IPM 智能功率模块 PM50CLA120 组成逆变器,由此搭建了 DTC 系统实验研究平台。本章设计的控制电路包括: DSP+EPLD 控制单元;电压检测电路;电流检测电路;CAN 通讯电路;RS485 通讯电路等。

## 第3章 基于PI校正的感应电机DTC定子磁链闭环辨识方法

### 3.1 引言

在传统感应电机DTC调速系统中，DTC采用定子磁链与转矩两个滞环式控制环和预先编制的电压开关矢量选择表，实现对转矩和定子磁链的解耦直接控制。由于免去了复杂的坐标变换和电流调节等环节，DTC系统具有结构简单、转矩实时控制好等优点。但DTC系统需要实时检测定子磁链和电机转矩，在过去，采用霍尔磁通线圈检测定子磁链，电机转矩由电流和定子磁链计算获得。在电机中安装霍尔磁通线圈，降低了系统可靠性并受到电机使用环境限制。由于直接检测定子磁链存在一定的难度，通常的方法是利用电机端电压和电流辨识定子磁链。

一直以来，基于电机模型的定子磁链辨识方法已成为人们关注的热点研究问题<sup>[111]</sup>。定子磁链辨识模型包括：电流模型<sup>[112]</sup>、电压模型<sup>[113]</sup>以及自适应磁链辨识模型<sup>[114]</sup>。电流模型根据定子电流和电机的转速测量值来辨识定子磁链，由于面临转速测量以及还涉及到转子时间常数这个易受电机慢时变参数的影响，使得参数辨识变得十分复杂。Depenbrock首先将电压模型用于DTC的定子磁链辨识，电压模型利用定子反电势与磁链的导数关系，采用对反电势积分的方法来辨识磁链，不需要用到电机转速，也不涉及容易变化的转子参数，但是由于纯积分环节的误差积累和漂移问题可能导致系统不稳定，尤其在低速时，定子电阻压降作用明显，反电势被测量误差淹没，使辨识精度变低。这种基于开环辨识方法，易受外界干扰的影响，辨识稳态精度不高。电压模型尽管只需要定子电压和电流，但这种基于电机稳态方程电压模型的开环定子磁链辨识性能还有待提高。

为了精确辨识定子磁链，人们对传统DTC低速存在的纯积分器饱和问题展开了深入地研究<sup>[115-119]</sup>，文献[115]为了改善纯积分器饱和问题，在DTC中引入一个基于速度偏差的定子磁链PI校正补偿环节。文献[116]研究了具有滑模PI补偿环节的定子磁链辨识器，同时在系统中消去了定子电阻的影响，这两种方法的实现都过于复杂。文献[117]利用低通滤波器代替纯积分器消除积分饱和误差，但带来了定子磁链幅值和相位的附加误差，特别在低频或工作频率低于低通滤波器截止频率时，产生的误差将增大。文献[118]研究了一种补偿低通滤波器定子磁链幅值和相位误差的算法，但此方法只适用于稳态情况。文献[119]采用的可编程级联式低通滤波器尽管消去了定子磁链幅值和相位误差的影响，但增加了系统的复杂

性。由于电压模型和电流模型各有优缺点，文献[120]结合电压模型和电流模型的优缺点，提出所谓的复合模型。复合模型通过计算电压模型与电流模型间的估计误差完成高低速两种模型的平滑切换，这样在一定程度上克服了二者的缺点，但也增加了系统的开销，这种复合模型本质上是开环辨识方法。人们在开环辨识方法的基础上，开始研究自适应定子磁链闭环辨识方法<sup>[121-122]</sup>。自适应磁链辨识模型通过自适应闭环调节环节消除参数变化对磁链辨识的影响，文献[121]提出了三种改善积分饱和误差的算法，研究表明采用自适应环节的定子磁链闭环辨识方法在较宽范围内具有良好的补偿特性。文献[122]研究的自适应定子磁链辨识器，在辨识定子磁链的同时还实现了直流母线电压和转子电阻的在线辨识，但其算法复杂，实时性差。

本文为了克服以上各种方法的不足，针对运用电压模型辨识定子磁链的积分饱和问题，首先对基于低通滤波器补偿的开环定子磁链辨识进行研究，分析了这种方法存在定子磁链幅值和相位误差的原因，并提出了一种均值补偿的定子磁链辨识方法。这一新方法利用定期直接减去积分器的直流偏置累积误差，使得定子磁链辨识精度得到提高。但这种开环辨识定子磁链的方法，在不确定干扰信号作用下，将使辨识效果变坏。本文对基于广义卡尔曼滤波器的定子磁链辨识器原理进行了分析，从建立的辨识模型可知该方法算法较复杂，实用性较差。为此，本文将均值补偿法引入PI校正定子磁链闭环辨识器，提出了一种新的基于PI校正的定子磁链闭环辨识器。

### 3.2 基于低通滤波器的定子磁链开环辨识器

DTC系统的电机速度和转矩被作为主要的控制变量，它们的辨识精度依赖于定子磁链。对定子磁链定向控制的开环定子磁链辨识器可以利用电压模型。

纯积分器存在积累误差造成系统不稳定和低速时定子电阻随温度变化使辨识精度降低等问题。采用低通滤波器来替代纯积分环节是一种常用的积分误差的补偿方法。下面分析低通滤波器补偿法的原理：

定子磁链的频域表达式如下：

$$\psi_s = \frac{V_s - I_s R_s}{j\omega_s} \quad (3.1)$$

为避免直流补偿或测量噪声造成的积分漂移，采用低通滤波器代替纯积分环节，如下式：

$$\psi_s' = \frac{V_s - I_s R_s}{j\omega_s + \omega_c} \quad (3.2)$$

式中： $\omega_c$ 为低通滤波器的截止频率； $\omega_s$ 为同步频率； $\psi_s'$ 为辨识的定子磁链。

综合式 (3.1)、(3.2) 可以获得:

$$\psi_s' = \frac{\Psi_s}{\omega_c^2 + \omega_s^2} j\omega_s(\omega_c - j\omega_s) \quad (3.3)$$

$$\frac{\psi_s'}{\Psi_s} \angle \theta_s' - \theta_s = \frac{\omega_s}{\sqrt{\omega_c^2 + \omega_s^2}} \angle \phi \quad (3.4)$$

$$\phi = \frac{\pi}{2} - \tan^{-1}\left(\frac{\omega_s}{\omega_c}\right)$$

式中当截止频率等于同步频率时, 定子辨识定子磁链与实际定子磁链间在幅值上存在  $1/\sqrt{2}$  的关系, 而在相位上存在  $\pi/4$  的相位差, 因此选择合适的截止频率是很重要的。出于使幅值和相位误差最小考虑, 截止频率应远离同步频率, 故截止频率选择得很小, 这就造成它类似于一个积分环节, 而起不到滤除直流偏置误差的作用。反过来为滤除直流补偿误差选择截止频率接近同步频率, 这又会造成相位和幅值误差。由于幅值上差异, 估计值始终小于实际值, 控制器认为定子磁链始终未达到参考值而不断增大定子磁链, 这就会造成实际定子磁链过大而饱和。若在同步频率上对定子磁链幅值和相位进行补偿, 即低通滤波器工作在除同步频率以外的所有频段上。这种方式可用下式表示:

$$\psi_s' = \begin{cases} \frac{V_s - I_s R_s}{s} & \omega = \omega_s \\ \frac{V_s - I_s R_s}{s + \omega_c} & \omega \neq \omega_s \end{cases} \quad (3.5)$$

下面将从 d-q 旋转坐标上来分析定子磁链方程。式(3.5)是实际定子磁链的 d 轴分量:

$$\psi_{sd} = \left( \psi_{sq}' \frac{\omega_c}{\omega_s} + \psi_{sd}' \right) \quad (3.6)$$

同理可获得 q 轴分量:

$$\psi_{sq} = \left( -\psi_{sd}' \frac{\omega_c}{\omega_s} + \psi_{sq}' \right) \quad (3.7)$$

式 (3.6) 和式 (3.7) 给出了辨识定子磁链的补偿公式。基于低通滤波器补偿的定子磁链开环辨识器框图如图 3.1 所示, 图中的 flag 标志 “=1” 时则需要补偿, 否则直接输出定子磁链值。

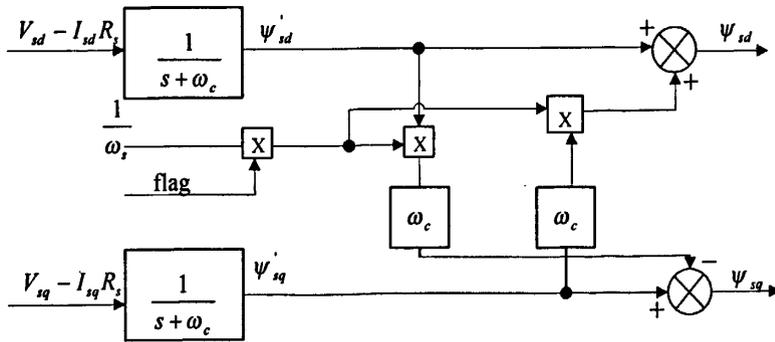


图 3.1 基于低通滤波器补偿的定子磁链开环辨识器框图

### 3.3 基于均值补偿改进的定子磁链开环辨识方法

由于电压模型定子磁链辨识算法存在纯积分环节，在辨识的定子磁链中带来了直流偏置误差和相位误差。传统的一阶低通滤波器补偿方法，虽然消除了直流偏置，但也带来了幅值和相位误差，尤其当电机运行在低通截止频率以下时，产生的幅值和相位误差使电机控制性能降低。为了克服存在的这一问题，本文研究了消去定子磁链辨识积分累积误差的均值补偿方法。

#### 3.3.1 基于均值补偿的定子磁链开环辨识器

将定子磁链分为一个标准正弦波和一个直流偏置误差两部分，其标准正弦波部分在每个周期内的平均值为 0，直流偏置部分在每个周期内的均值则为累积误差，如将累积误差从积分器输出中减去就可得到精确的定子磁链辨识值。基于以上原理，以下对均值补偿算法作进一步推导。

为计算每一周期定子磁链直流偏置累积误差，设逆变器输出电压的频率为  $f$ ，则其周期为  $T=1/f$ ，电机反电动势周期也为  $T$ ，DTC 循环周期为  $T_s$ 。电机反电动势在  $\alpha$ 、 $\beta$  轴上的表达式为：

$$\begin{cases} E_{s\alpha} = E_{sm} \sin(\omega t) + E_{adc} \\ E_{s\beta} = E_{sm} \sin(\omega t - 90^\circ) + E_{\beta dc} \end{cases} \quad (3.8)$$

式中： $E_{sm}$  为电机反电动势幅值； $E_{adc}$ 、 $E_{\beta dc}$  为  $\alpha$ 、 $\beta$  轴上的直流偏置；每一周期  $T$  末的纯积分器输出为：

$$\begin{cases} \hat{\Psi}_{s\alpha} = -\frac{E_{sm}}{\omega} \cos(\omega T) + E_{adc} T \\ \hat{\Psi}_{s\beta} = -\frac{E_{sm}}{\omega} \cos(\omega T - 90^\circ) + E_{\beta dc} T \end{cases} \quad (3.9)$$

通过对一个周期内的定子磁链求平均值构建误差补偿为：

$$\begin{cases} \hat{W}_{s\alpha} = \frac{2}{k} \sum_{n=0}^k \hat{\Psi}_{s\alpha} = E_{\alpha dc} T \\ \hat{W}_{s\beta} = \frac{2}{k} \sum_{n=0}^k \hat{\Psi}_{s\beta} = E_{\beta dc} T \end{cases} \quad (3.10)$$

式中,  $k$  是  $T/T_s$  的取整值, 通常在电机低速时  $k$  值较大。

校正后的定子磁链值为:

$$\begin{aligned} \Psi_{s\alpha} &= \hat{\Psi}_{s\alpha} - \hat{W}_{s\alpha} \\ &= -\frac{E_{sm}}{\omega} \cos(\omega T) + E_{\alpha dc} T - E_{\alpha dc} T \\ &= -\frac{E_{sm}}{\omega} \cos(\omega T) \end{aligned} \quad (3.11)$$

$$\begin{aligned} \Psi_{s\beta} &= \hat{\Psi}_{s\beta} - \hat{W}_{s\beta} \\ &= -\frac{E_{sm}}{\omega} \cos(\omega T - 90^\circ) + E_{\beta dc} T - E_{\beta dc} T \\ &= -\frac{E_{sm}}{\omega} \cos(\omega T - 90^\circ) \end{aligned} \quad (3.12)$$

从以上推导可知, 均值补偿方法能有效消去一个周期内的定子磁链积分累积误差。

基于以上原理设计的均值补偿定子磁链开环辨识器框图如图 3.2 所示。

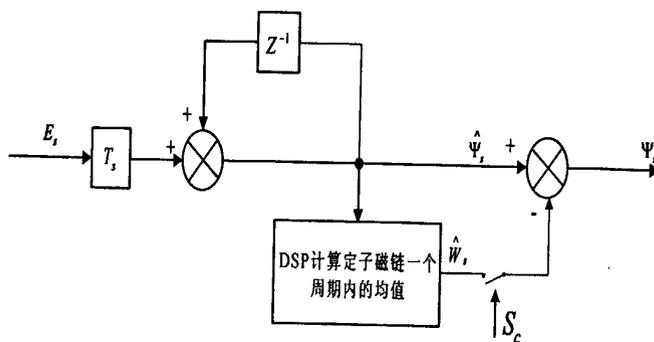


图 3.2 基于均值补偿的定子磁链开环辨识器框图

图 3.2 中,  $S_c$  为补偿控制信号;  $\hat{W}_s$  是一个周期内累积误差的补偿值;  $\hat{\Psi}_s$  是在一个周期末含有累积误差的定子磁链值;  $\Psi_s$  是在一个信号周期末不含累积误差的定子磁链值。

对于误差较大时的补偿问题, 可在图 3.2 中的输入端增加一个低通滤波器环节, 当输入直流偏置误差较大时, 较大的输入直流偏置误差可通过低通滤波器, 并将较大的输入直流偏置误差在输入中减去, 这种处理方法可将积分器的输入直流偏置值降到最小, 避免了均值补偿环节的计算值过大而饱和, 其不足是增加了

DSP 对低通滤波器环节的数据处理。

### 3.3.2 仿真研究

在第二章建立的 DTC 仿真模型的基础上建立基于均值补偿的定子磁链开环辨识器仿真模型如图 3.3 所示。仿真用电机参数与实验用电机参数一致。

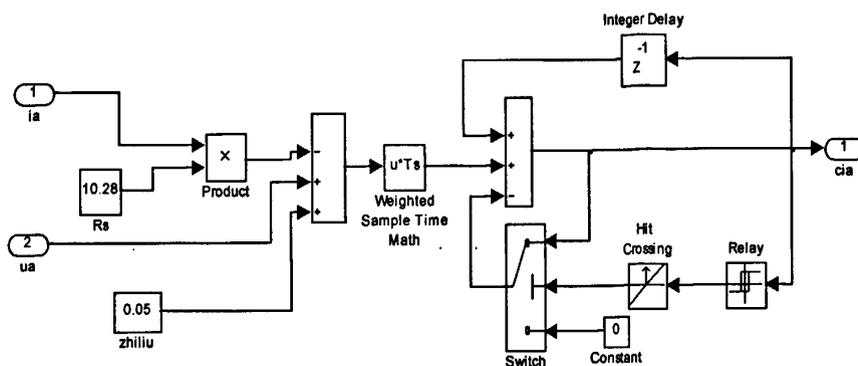


图 3.3 基于均值补偿的定子磁链开环辨识器仿真模型

为了分析直流偏置对定子磁链的影响，分别对纯积分器的定子磁链辨识方法和基于均值补偿的定子磁链辨识方法进行仿真。在电机反电动势中叠加一个直流分量 0.8 并在 0.5s 速度给定阶跃扰动时，传统纯积分器的辨识器和基于均值补偿的辨识器的仿真定子磁链曲线如图 3.4 和图 3.5 所示。

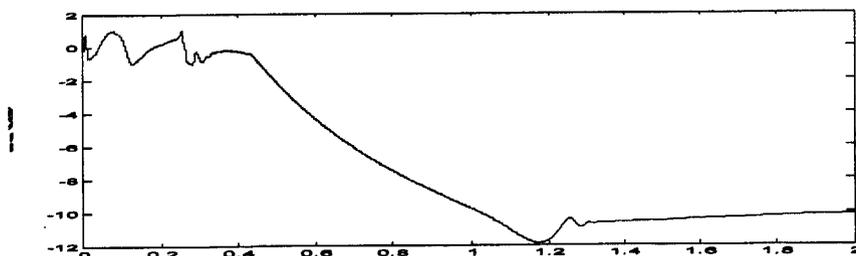


图 3.4 叠加一个直流分量 0.8 时纯积分器辨识的定子磁链曲线

(横坐标为 0.2s/格, 纵坐标为 2wb/格)

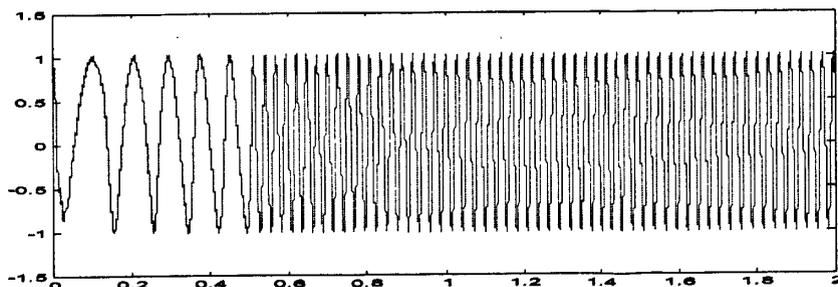


图 3.5 叠加一个直流分量 0.8 时基于均值补偿辨识的定子磁链曲线

(横坐标为 0.2s/格, 纵坐标为 0.5wb/格)

从图 3.4 和图 3.5 可以看出, 当在电机反电动势中叠加一个直流分量 0.8 时, 纯积分辨识出的定子磁链很快就达到饱和, 而基于均值补偿的辨识器对叠加的直流分量没有影响定子磁链正弦度, 有较好的自适应能力, 说明均值补偿算法能有效地消去直流偏置的影响。

### 3.4 基于广义卡尔曼滤波器的定子磁链辨识方法

卡尔曼滤波器是由 R.E.Kalman 在 20 世纪 60 年代初提出的一种最小方差意义上的最优预测估计方法, 主要适用于线性系统模型的状态估计。而对于状态变量包含有转速变量的感应电机非线性模型, 需要采用广义卡尔曼滤波器 (EKF: Extended Kalman Filter) 进行参数估计。广义卡尔曼滤波器的基本思路是将非线性模型进行非线性化处理, 再沿用卡尔曼滤波器的递推算法对状态变量进行参数估计。

在定子静止  $\alpha \beta$  坐标系中, 感应电机的非线性状态模型和输出模型为:

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= f[x(t), u(t), t] + G(t)W(t) \\ y(t) &= h(t)x(t) + v(t) = Cx(t) + v(t) \end{aligned} \quad (3.13)$$

这里选取定子电流  $i_{s\alpha}$ ,  $i_{s\beta}$  和转子磁链  $\Psi_{r\alpha}$ ,  $\Psi_{r\beta}$  以及转子转速  $\omega$  为状态变量:

$$X = [x_1, x_2, x_3, x_4, x_5]^T = [i_{s\alpha}, i_{s\beta}, \Psi_{r\alpha}, \Psi_{r\beta}, \omega]^T \quad (3.14)$$

式中:  $\omega(t)$  = 状态模型的噪声矩阵;  $v(t)$  = 输出模型的噪声矩阵;  
控制变量:

$$u(t) = [u_{s\alpha}, u_{s\beta}, 0, 0, 0]^T \quad (3.15)$$

广义卡尔曼滤波器(EKF)算法的实时递推步骤分为:

(1) 状态预报:

$$X^*(k+1) = \hat{X}(k) + \int_{t_k}^{t_{k+1}} f[\hat{X}(t|t_k), u(t), t] dt \quad (3.16)$$

$$y^*(k+1) = CX^*(k+1) \quad (3.17)$$

(2) 计算协方差矩阵  $P(k+1)$ :

$$P(k+1) = \phi(k+1)P(k)\phi^T(k+1) + Q_d(k) \quad (3.18)$$

$$\phi(k+1) = \exp(F(k)T_s) \quad (3.19)$$

$T_s$ =采样时间

$$Q_d = \int \phi(t_{k+1}, \tau)G(\tau)Q^T(\tau)\phi^T(t_{k+1}, \tau)d\tau \quad (3.20)$$

$$F(k) = \left. \frac{\partial f[X(t), u(t), t]}{\partial X} \right|_{X=\hat{X}(k)} \quad (3.21)$$

(3) 计算卡尔曼滤波器增益:

$$K(k+1) = P(k+1)H^T(k+1)[H(k+1)P(k+1)H^T(k+1) + R(k+1)]^{-1} \quad (3.22)$$

这里:

$$H(k+1) = \left. \frac{\partial h[x(t), t]}{\partial x} \right|_{x=x^*(k+1)}$$

$$= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

(4) 更新误差协方差矩阵:

$$\hat{P}(k+1) = [I - k(k+1)H(k+1)]P^*(k+1) \quad (3.24)$$

(5) 估计状态变量:

$$\hat{X}(k+1) = X^*(k+1) + K(k+1)\{y(k+1) - y^*(k+1)\} \quad (3.25)$$

广义卡尔曼滤波器(EKF)算法是一种迭代式的非线性动态系统实时递推最优状态估计方法。在 EKF 中引入了测量和建模的误差信号,这提高了状态估计的精确性,但这种算法的计算量很大,故难以进行实时估计。为了克服广义卡尔曼滤波器(EKF)算法复杂,实时性不高的问题,为此,本文研究了改进的基于 PI 校正的闭环定子磁链辨识方法。

### 3.5 基于 PI 校正的感应电机 DTC 定子磁链闭环辨识器

DTC 定子磁链的辨识一般采用电压模型,电压模型磁链辨识中的纯积分环节,会给磁链辨识带来直流偏置误差,无论它多小,都会将纯积分环节引入饱和状态,从而使定子磁链幅值产生交流分量,使定子磁链圆变形和转矩脉动增加,使电机出现震动噪声。本文将均值补偿环节引入 PI 校正定子磁链闭环辨识器,研究了一种改进的基于 PI 校正定子磁链闭环辨识器,有效地改善了电压模型辨识定子磁链的精确度。

#### 3.5.1 PI 校正的定子磁链闭环辨识原理

均值补偿算法可有效地消除直流偏差的积分累积误差,但均值补偿法本质上是一种开环辨识方法。为了改进开环辨识方法,本文将均值补偿算法引入到 PI 校正的定子磁链闭环辨识器中,研究了一种新的基于 PI 校正定子磁链闭环辨识器,带 PI 校正定子磁链闭环辨识器的 DTC 系统原理框图如图 3.6 所示



$$E_{adc} \Psi_{adc} + E_{\beta dc} \Psi_{\beta dc} = 0 \quad (3.29)$$

补偿后的  $\alpha$  轴定子磁链的直流偏置等于  $(k_{pl} \Psi_{sa})$  补偿值与积分器产生的  $\alpha$  轴带有直流偏置的定子磁链之和, 即:

$$\begin{aligned} \Psi_{adc} &= \frac{E_{adc}}{\omega} + (k_{pl} \Psi_{sa})_{dc} \\ &= \frac{E_{adc}}{\omega} + k_0 \Psi_{adc} + \frac{1}{2} k_p \Psi_{sm} (E_{adc} \Psi_{sm} + E_{sm} \Psi_{\beta dc}) \end{aligned} \quad (3.30)$$

式中:  $k_0$  为 PI 输出的直流分量。

系统进入稳态后, 利用式 (3.29) 将式 (3.30) 进行化简, 可以求得:

$$\Psi_{adc} = kE_{\beta dc}, \Psi_{\beta dc} = -kE_{adc} \quad (3.31)$$

由此得出定子磁链的直流偏置幅值与定子反电动势的直流偏置幅值成正比。因而采用 PI 校正的方法可以有效地消除误差。

### 3.5.2 仿真研究

在 Matlab/Simulink 仿真环境下本文建立了 PI 校正定子磁链闭环辨识器仿真模型, 如图 3.8 所示。

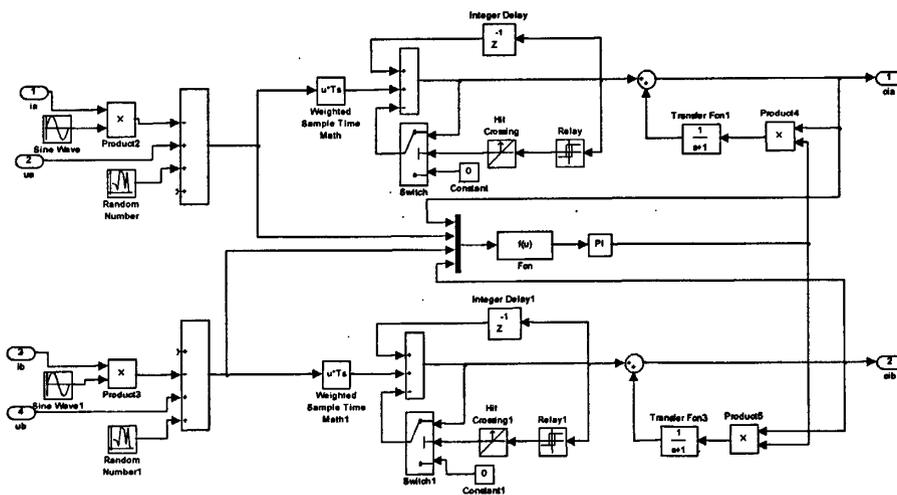


图 3.8 PI 校正的定子磁链闭环辨识器仿真模型

为了研究 PI 校正定子磁链闭环辨识器对扰动的适应能力, 在仿真时, 用一个随机函数来表示定子电阻从  $0.5R_s$  到  $1.5R_s$  的扰动, PI 调节器的参数  $k_p=0.1, k_i=20$ 。图 3.9 和图 3.10 分别给出了随机扰动时定子磁链圆形轨迹和速度响应曲线。

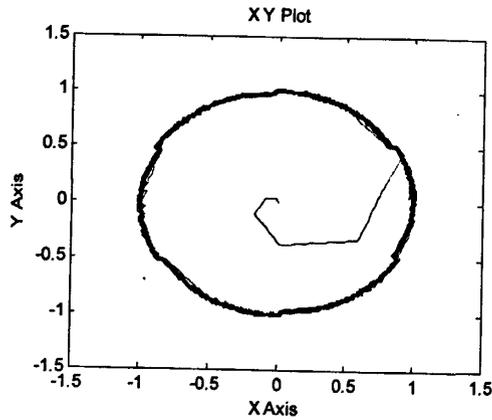


图 3.9 随机扰动时 PI 校正的定子磁链圆形轨迹

(横坐标为 0.5wb/格, 纵坐标为 0.5wb/格)

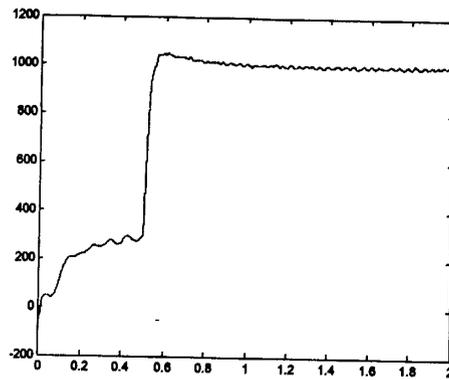


图 3.10 随机扰动时 PI 校正的速度响应曲线

(横坐标为 0.2s/格, 纵坐标为 200rpm/格)

图 3.9 中, 在随机扰动时, PI 校正闭环辨识的定子磁链轨迹圆是逼近圆形的, 定子磁链没有出现误差, 在随机扰动时图 3.10 中 DTC 速度响应曲线没有受到随机扰动的影响而出现速度偏差。

为了分析这两种方法在速度阶跃时的定子磁链变化情况, 速度在 0.5s 时刻从 300rpm 跳跃到 1000rpm, 图 3.11 和图 3.12 给出速度阶跃时传统纯积分器辨识的定子磁链和基于 PI 校正闭环辨识的定子磁链波形。

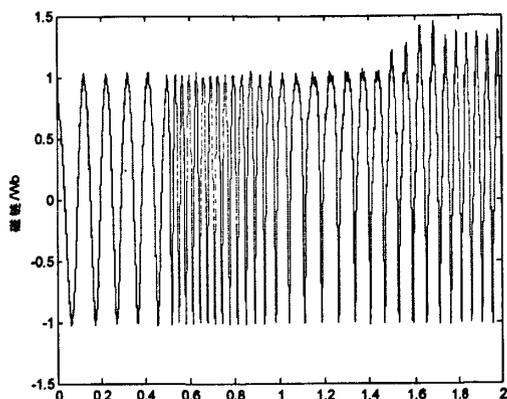


图 3.11 速度阶跃时传统纯积分器辨识的磁链曲线

(横坐标为 0.2s/格, 纵坐标为 0.5wb/格)

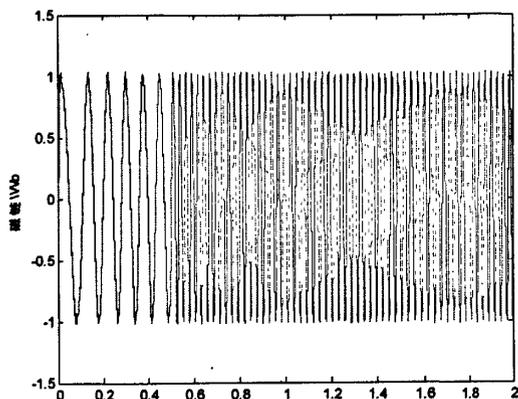


图 3.12 速度阶跃时 PI 校正的定子磁链曲线

(横坐标为 0.2s/格, 纵坐标为 0.5wb/格)

从图 3.11 和图 3.12 中可以看出：速度阶跃时，纯积分器辨识出的定子磁链波形在 1s 时有明显的失真，而基于 PI 校正的定子磁链波形基本上保持了正弦，进一步证明了基于 PI 校正的定子磁链闭环辨识器具有较好的自适应能力。

### 3.5.3 实验研究

为了验证本文研究的定子磁链辨识方法的正确性，在第二章建立的基于 dsPIC30F6010A 感应电机无速度传感器 DTC 数字化控制系统平台进行了实验研究。实验中设定的控制系统参数：DTC 主程序循环周期为  $80\mu\text{s}$ ；DSP 的指令周期为 29.4912MHz；DTC 开关频率为 10KHz。

图 3.13 至图 3.15 给出实验波形。图 3.13 给出了  $\alpha$ 、 $\beta$  轴的定子磁链波形；图 3.14 给出了纯积分器定子磁链辨识器的定子磁链幅值波形；图 3.15 给出了基于 PI 校正定子磁链闭环辨识器的定子磁链幅值波形。

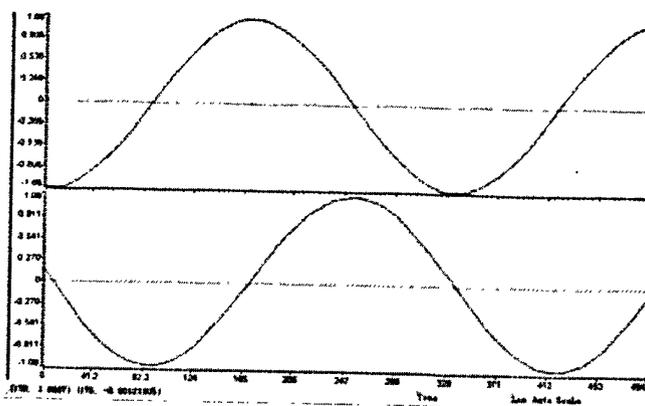


图 3.13 PI 校正的  $\alpha$  和  $\beta$  轴的定子磁链波形

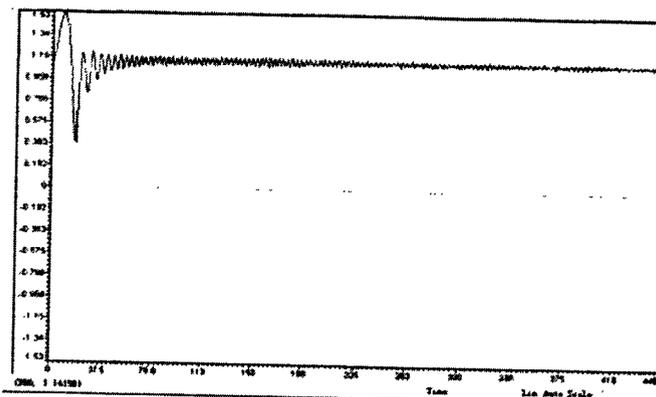


图 3.14 纯积分器的定子磁链幅值波形

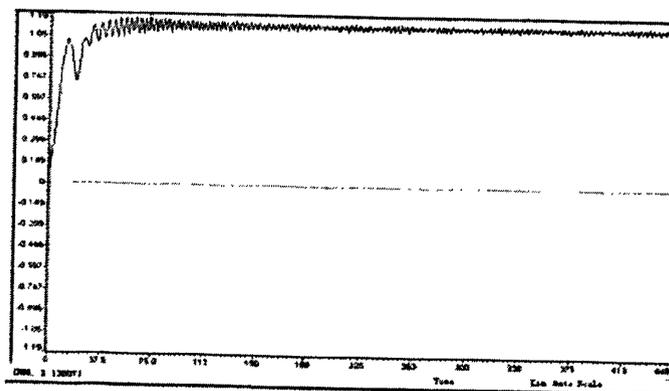


图 3.15 PI 校正定子磁链闭环辨识器的定子磁链幅值波形

从图 3.13 可以看出, 改进的定子磁链辨识方法的  $\alpha\beta$  轴系的定子磁链曲线接近于标准的正弦波。通过对图 3.14 和图 3.15 比较可知: 图 3.14 中的响应有一定的超调并存在静态误差, 而图 3.15 中基于 PI 校正的闭环定子磁链辨识的动态响应性能得到较大改进且没有静态误差, 验证了改进的定子磁链辨识器具有较好的动态校正能力和跟踪定子磁链幅值变化能力, 其稳态辨识精度也较高, 进一步证明改进的定子磁链闭环辨识方法的正确性和有效性。

### 3.6 本章小结

本章分析了感应电机定子磁链开环辨识方法和基于 PI 校正的定子磁链闭环辨识方法的基本原理。为了克服低通滤波器替代积分器方法的不足,本章研究了一种基于均值补偿改进的定子磁链辨识方法,仿真研究表明该方法在消去积分累积误差方面获得了较好的效果。为了进一步提高感应电机定子磁链的辨识精度,改进定子磁链开环辨识器在抵抗不确定干扰能力的不足,本章将均值补偿方法引入基于 PI 校正的定子磁链闭环辨识器,提出了一种改进的基于 PI 校正的定子磁链闭环辨识器。通过对基于 PI 校正的定子磁链闭环辨识器仿真和实验研究,仿真与实验结果表明:本文提出的新型 PI 校正的定子磁链闭环辨识器不仅有效地消去了累积误差和不确定干扰误差,而且具有动态跟踪特性较好、辨识精度高等优点,改善了 DTC 系统的低速响应性能以及输出转矩脉动。

## 第4章 基于定子电流误差的模糊逻辑定子电阻辨识方法

### 4.1 引言

感应电机 DTC 系统的运行性能极大地受电机速度、定子磁链以及电机转矩等参数的影响，这些参数的辨识精度主要依赖定子电阻。而定子电阻受温度变化的范围一般可达到正常值的 0.75 到 1.75 倍之间，特别在电机低速时定子电阻的变化对感应电机 DTC 系统的动静态控制性能影响更大。

为了克服定子电阻的变化使 DTC 控制性能下降等问题，人们针对 DTC 系统定子电阻参数的在线辨识问题开展了大量的研究，先后提出了多种定子电阻参数辨识方法<sup>[123-135]</sup>。其中，文献[123]采用降阶电机动态模型提出了一种基于扩展卡尔曼滤波器(EKF)的定子电阻参数观测器，尽管减少了参数辨识的计算量，但 EKF 算法复杂的缺点没有解决。文献[124-126]运用人工神经网络分别进行了定子电阻的辨识研究；文献[124]研究了将模糊逻辑和人工神经网络结合在一起的定子电阻观测器，采用三层神经网络辨识定子电阻参数；文献[125]采用双输入单输出模糊神经网络辨识定子电阻，训练模型由五层组成；文献[126]研究了基于 ANN 网络的定子电阻观测器，采用 TMS320C6711 数字信号处理器进行了实验研究，取得了较好的辨识精度；这两种智能控制辨识方法的辨识时间较长，DSP 难以分配过多的资源实现定子电阻辨识。在运用 MRAS 理论进行定子电阻辨识研究方面，文献[127]基于 MRAS 理论采用有功功率构建参考模型和可调模型实现 DTC 系统定子电阻的辨识，仿真研究表明该方案具有较好的鲁棒性和稳定性；文献[128]基于双 DSP 控制平台研究了 MRAS 定子电阻辨识方法，该系统在采样频率小于 1000HZ 下，同样获得了良好的低速运行性能，但该方法面临辨识器稳定性设计问题。在运用 MRAS 理论进行定子电阻辨识方面，文献[129]基于滑模理论设计了速度和定子电阻辨识器，这种方法在低速和接近零速以及弱磁区都获得了较好的效果，但滑模变结构设计中存在模型平滑切换问题；文献[130]将定子电流和定子电流的变化率作为小波神经网络的输入，结合最小方差算法设计了小波网络并获得了低速区定子电阻的高精度辨识，其复杂的算法限制了它的应用。文献[131-132]对基于定子电流 PI 校正的定子电阻观测方法进行了仿真研究，仿真结果表明：采用 PI 校正的辨识器具有结构简单、稳态时辨识精度高，但不适用于高性能应用场合；文献[133-135]分别基于模糊逻辑理论研究了模糊逻辑定子电阻辨识方法。文献[133]采用定子电流、电机速度和运行时间作为模糊逻辑控制器的三个输入量，通过模糊逻辑规则辨识定子电阻，该方法的实时性好，但需要

速度参数参与辨识,因而方法受到限制;文献[134]将电机反电动势和经过低通滤波器处理的反电动势作为模糊逻辑定子电阻辨识器的输入,尽管算法不复杂,但低通滤波器会带来附加误差以及反电动势信号本身难以获取;文献[135]对基于定子电流误差的定子电阻辨识方法进行了研究,研究结果表明定子电流误差与定子电阻变化值存在一定的非线性关系,因而可以利用定子电流误差来辨识定子电阻,同时还证明了模糊逻辑方法的性能优于PI校正方法。但所设计的模糊逻辑辨识器存在模糊逻辑规则少、辨识精度不够高,该辨识器只是应用于传统DTC系统,难以避免传统DTC固有的滞环控制和正六边形磁链的控制方式带来的转矩脉动大和开关频率不固定等一系列问题。

为了克服以上方法的不足,本文采用磁链与转矩PI控制的DTC-SVM调制策略改进传统DTC控制方法,并运用模糊逻辑理论,在文献[135]的基础上,通过优化模糊逻辑规则,提出了一种基于定子电流误差的模糊逻辑定子电阻参数辨识器,仿真与实验研究证明本文所提出的模糊逻辑定子电阻辨识方法的有效性和正确性。

## 4.2 感应电机定子电阻一般辨识方法

### 4.2.1 基于PI校正的定子电阻辨识器

基于PI(Proportional-Integral:比例积分)校正的定子电阻辨识器是以定子电流矢量的误差作为定子电阻辨识器的输入。PI定子电阻辨识器数学表达式为:

$$\Delta R_s = K_p \Delta I_s + K_i \frac{\Delta I_s}{s} \quad (4.1)$$

其中 $K_p$ 、 $K_i$ 分别是PI定子电阻辨识器的比例系数和积分系数。在电机定子电阻中引入一个误差,这个误差用来调节控制器的系数。控制系统系数由下式重新决定:

$$\Delta K_p = C(\Delta R^* - \Delta R)\Delta I_s \quad (4.2)$$

$$\Delta K_i = C(\Delta R^* - \Delta R) \int \Delta I_s dt \quad (4.3)$$

其中 $C$ 是常数, $K_p$ 、 $K_i$ 不断的调整直到它们的值重合。根据仿真结果,使用PI定子电阻辨识器得出的定子电阻辨识值和实际电阻非常接近,这种定子电阻辨识器结构简单,对于控制性能要求不是很高的电机控制系统可以采用这种方法。基于PI校正的定子电阻辨识器结构框图如图4.1所示。

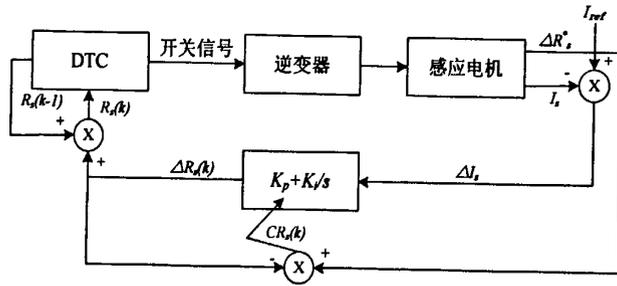


图 4.1 基于 PI 校正的定子电阻辨识器结构框图

### 4.2.2 基于小波神经网络的定子电阻辨识器

小波神经网络 (Wavelet Neutron Network) 定子电阻辨识是基于小波神经网络理论的一种新型前馈神经网络辨识方法,它避免了 BP 神经网络结构设计的盲目性和局部最优等非线性优化问题,大大简化了训练,具有较强的函数学习能力和推广能力及广阔的应用前景。根据小波神经网络结构模型建立双输入单输出标准模型,小波神经网络结构模型的第一层和第二层是隐层,第三层是输出层,输入变量是温度和温度的变化率,输出变量是定子电阻的变化值。基于小波神经网络的定子电阻辨识器结构框图见图 4.2。

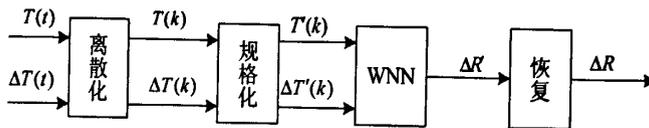


图 4.2 基于小波神经网络的定子电阻辨识器结构框图

当电机运行时定子绕组温度在  $0^{\circ}\text{C}$  到  $110^{\circ}\text{C}$  变化,温度的变化率是  $-3$  到  $+3$  度 /min,电阻从  $0$  到  $25\ \Omega$  变化。小波神经网络定子电阻辨识模型的离散输入参数为  $T(t)$  和  $\Delta T(t)$ 。通过小波神经网络,定子电阻的变化被辨识。使用小波神经网络定子电阻辨识器不仅可以解决定子电阻变化的非线性和时变性,而且解决了数学模型建立困难的问题,使系统性能得到改善。

### 4.2.3 基于模糊神经网络的定子电阻辨识器

由于模糊控制规则设定、模糊子空间划分往往取决于人的经验,有很大的主观性,以致影响控制效果。而神经网络具有学习、记忆、容错、并行处理等优点正好可以弥补模糊逻辑的不足。模糊神经网络 FNN (Fuzzy Neutron Network) 是把神经网络的原理应用到模糊推理中,这种类型的控制器可以自动确定模糊规则和调整隶属函数,与传统的模糊模型方法一样,FNN 可以在相同精度程度的前提下识别非线性系统。采用 FNN 的方法对定子电阻进行辨识,可以提高辨识结果的精度,从而提高 DTC 系统的低速性能。基于模糊神经网络的定子电阻辨识器结构框图见图 4.3。

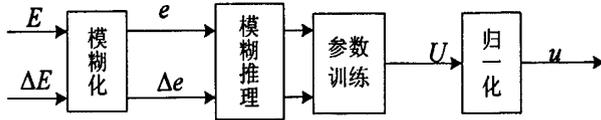


图 4.3 基于模糊神经网络的定子电阻辨识器结构框图

这种基于模糊神经网络技术和利用神经网络的自学习功能的定子电阻在线辨识，在对广泛选择的样本进行学习后，优化了控制规则、各语言变量的隶属函数及每条规则的输出函数，为 DTC 进一步辨识定子磁链提供了可靠的保证。

#### 4.2.4 基于定子电流和频率的模糊逻辑定子电阻辨识器

许多学者把智能控制原理和 DTC 相结合，提出了基于模糊逻辑控制、自适应模糊控制及神经网络控制等控制策略的定子电阻辨识方法，使定子电阻的辨识有了进一步的提高。由于模糊推理特别适合处理带不确定性的复杂关系，因而模糊逻辑定子电阻观测器具有良好控制效果。它直接采用语言型控制规则，不需要建立被控对象的精确数学模型，因而使得控制机理和策略易于接受与理解、设计简单、便于应用。将测量得到的被控对象的状态经过模糊化接口转换为语言描述的模糊量，根据语言控制规则，经过模糊推理得到输出控制量的模糊取值，控制量的模糊取值经过清晰化接口转换为执行机构能够接收的精确量。文献[78]提出了基于定子电流和频率的模糊逻辑定子电阻辨识方法，实现了定子电阻的在线辨识。图 4.4 是基于定子电流和频率的定子电阻模糊辨识器结构框图。

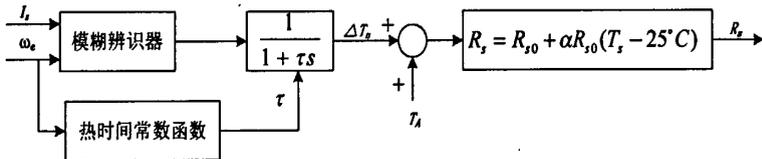


图 4.4 基于定子电流和频率的定子电阻模糊辨识器结构框图

这种模糊定子电阻辨识方法的原理是以定子电流  $I_s$  和频率  $\omega_e$  作为模糊定子电阻辨识器的输入，通过模糊定子电阻辨识器辨识出定子电阻温度的变化，再经过一个变热时间常数  $\tau$  的低通滤波器，最终生成定子电阻温度的变化值  $\Delta T_s$ ，其中  $\tau$  是频率  $\omega_e$  的非线性函数， $T_A$  是环境温度。

在忽略集肤效应和漂移影响时，定子绕组电阻的变化主要是由绕组温度变化引起的，其关系可以用下式表示：

$$R_s = R_{s0} + \alpha R_{s0} (T_s - 25^\circ \text{C}) \quad (4.4)$$

其中  $T_s$  为定子绕组温度， $R_s$  为定子绕组温度在  $T_s$  时的电阻值， $R_{s0}$  为定子电阻在  $25^\circ \text{C}$  时的电阻值， $\alpha$  为电阻系数取  $0.01121^\circ \text{C}^{-1}$ 。如果在定子绕组中均匀分布安装几个温度传感器，可以计算得到定子绕组温度的平均值，从而得到相对正

确的定子绕组电阻值。但是，在定子绕组上安装如此多的温度传感器，降低了系统的可靠性，因此安装温度传感器的方法是不可取的。

模糊控制器的输入必须通过模糊化才能用于控制输出的求解，因此它实际上是模糊控制器的输入接口。它的主要作用是将真实的确定量输入转换为一个模糊量，把物理量的清晰值转换成模糊语言变量的过程叫做清晰量的模糊化，在定义好输入输出变量后将它们模糊化。

定子电阻温度由模糊辨识器的输出加上温度的初值得到定子电阻的实际温度，定子电阻由定子电阻方程计算得到。由于定子电阻的变化主要由电流、速度、运行时间决定，所以文献[81]中根据下面的方程估计在热变化过程中的定子电阻为：

$$R = R_{10} + \Delta R(1 - e^{-t/T}) \quad (4.5)$$

$R_{10}$  是  $t=0$  时的  $R$  初始值， $\Delta R$  是定子电阻  $R$  的变化值， $T$  是  $R$  的变化时间。并且  $\Delta R$  和  $T$  都是随着电机电流和转速变化的。如果分别建立两个输入都是定子电流和转速的模型，则定子电阻和电流、转速之间没有直接的模糊逻辑关系。因此考虑到精度和调节简单的目的采用三输入单输出的模糊结构。观测器的输入是电机电流和转速以及运行时间，输出则是定子电阻的变化。这种在线检测定子电阻的模糊观测器可以将误差降低在 6.3% 以内。

以上分析了多种定子电阻的辨识方法，这些辨识方法在一定程度上减少电机在低速情况下由于定子电阻变化对 DTC 性能的影响，弥补传统 DTC 系统的缺陷。但是依然存在许多不足之处，比如在推理过程中有复杂的非线性数学式，并且由于数学公式不准确带来较大的误差，以及复杂数学公式求取定子电阻时过程烦琐、耗时长、实时性不好等问题。本文在此基础上研究了一种基于定子电流误差的模糊逻辑定子电阻辨识方法。

### 4.3 基于定子电流误差的模糊逻辑定子电阻辨识器

感应电机 DTC 采用定子磁链定向在定子静止  $\alpha\beta$  坐标系中建立 DTC 控制系统，本文所研究的带模糊逻辑定子电阻辨识器的感应电机 DTC 系统原理框图如图 4.5 所示。

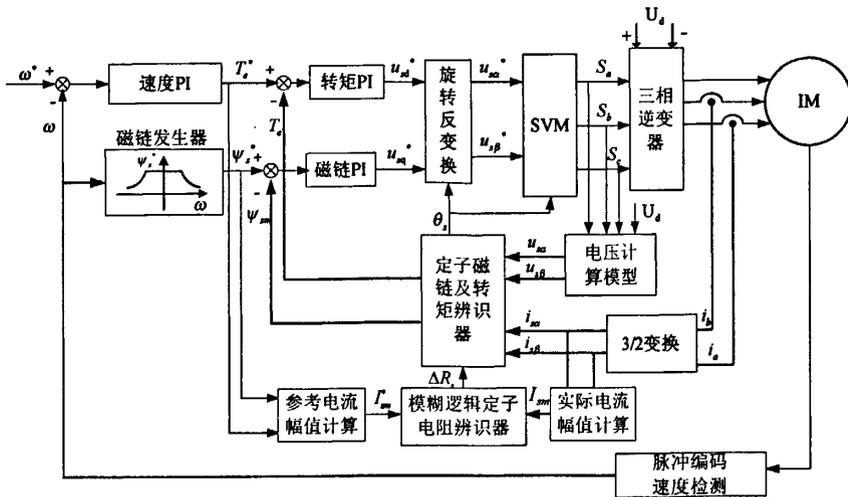


图 4.5 带模糊定子电阻辨识器的感应电机 DTC 系统原理框图

图 4.5 中采用磁链与转矩 PI 调节器取代传统 DTC 系统的滞环式控制器，该 DTC 系统通过磁链与转矩的解耦 PI 控制产生合适的电压控制矢量，在定子磁链旋转 dq 坐标下，用坐标旋转反变换将磁链与转矩 PI 调节器输出的两个控制量变换成定子静止  $\alpha\beta$  坐标中的电压控制矢量，由 DTC-SVM 产生电压控制矢量实时控制定子磁链和转矩。以下分析定子电阻变化影响 DTC 性能的原因并研究一种能消除这一影响的基于定子电流误差的模糊逻辑定子电阻辨识器，从而较好地改善了 DTC 的控制性能。

#### 4.3.1 定子磁链和转矩受定子电阻变化的影响分析

为了分析定子电阻变化对定子磁链和转矩的影响，这里首先研究定子电阻与定子电流之间的关系。基于电压模型的定子磁链估计器方程式为：

$$\begin{bmatrix} \psi_{s\alpha} \\ \psi_{s\beta} \end{bmatrix} = \int \left( \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} - R_s \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \right) dt \quad (4.6)$$

定子磁链幅值：

$$\psi_{sm} = \sqrt{|\psi_{s\alpha}|^2 + |\psi_{s\beta}|^2} \quad (4.7)$$

定子磁链的相位角：

$$\theta_s = \arctan \left( \frac{\psi_{s\beta}}{\psi_{s\alpha}} \right) \quad (4.8)$$

电机转矩估计器方程式与式 (1.11) 一致。

在温度等因素引起定子电阻发生变化时，设定子电阻变化量为  $\Delta R_s$ ，相应的定子磁链辨识值将产生偏差，定子磁链的偏差值可表达为：

$$\begin{bmatrix} \Delta \psi_{s\alpha} \\ \Delta \psi_{s\beta} \end{bmatrix} = \Delta R_s \int \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} dt \quad (4.9)$$

定子磁链偏差同样会引起电机转矩偏差，电机转矩偏差值可表达为：

$$\Delta T_e = \frac{3}{2} p_n (\Delta \Psi_{s\alpha} i_{s\beta} - \Delta \Psi_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (4.10)$$

由式 (4.9) - 式 (4.10) 可知， $\Delta R_s$  越大，DTC 系统的定子磁链与电机转矩的偏差就越大。当定子电阻增大时，将引起定子电流和电机转矩的减小；当定子电阻降低时，将导致定子电流和电机转矩的增大。特别地当定子电阻变化时，定子电流实际值会偏离定子电流给定值形成定子电流误差，因而定子电阻的变化与定子电流误差之间存在一定的非线性关系。基于此机理，本文将定子电流误差和定子电流误差变化率作为模糊逻辑控制器的输入，设计了一种基于定子电流误差的模糊逻辑定子电阻辨识器，通过该模糊逻辑辨识器辨识出  $\Delta R_s$ ，以消去定子电阻变化对定子磁链与转矩的影响。

### 4.3.2 基于定子电流误差的模糊逻辑定子电阻辨识原理

模糊逻辑辨识器的基本原理是通过将被控对象的状态经模糊化接口转换为模糊量，再根据人类的语言控制规则，经过模糊推理得到输出控制量的模糊取值，最后将结果经过清晰化接口转换为执行机构能够接收的精确量。基于定子电流误差的模糊逻辑定子电阻辨识器的结构框图如图 4.6 所示。

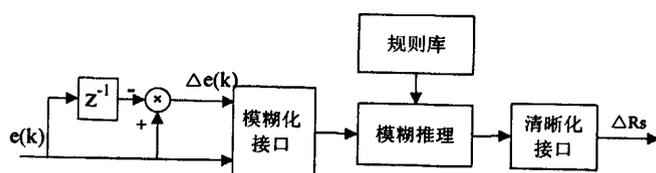


图 4.6 基于定子电流误差的模糊逻辑定子电阻辨识器的结构框图

图 4.6 中，定子电流误差  $e(k)$  和定子电流误差的变化率  $\Delta e(k)$  为模糊逻辑辨识器的两个输入量； $\Delta R_s$  为模糊逻辑辨识器的输出值。

$e(k)$  和  $\Delta e(k)$  的离散表达式为：

$$e(k) = I_{sm}^*(k) - I_{sm}(k) \quad (4.11)$$

$$\Delta e(k) = e(k) - e(k-1) \quad (4.12)$$

式中  $I_{sm}(k)$  是第  $k$  次实际定子电流的幅值， $I_{sm}^*(k)$  是对应第  $k$  次给定定子电流的幅值。

$I_{sm}(k)$  可根据检测到的  $i_{sam}$  和  $i_{s\beta m}$  计算：

$$I_{sm}(k) = \sqrt{i_{s\alpha m}^2 + i_{s\beta m}^2} \quad (4.13)$$

$I_{sm}^*(k)$  根据给定转矩  $T_e^*$  和给定定子磁链  $\Psi_s^*$  计算：

$$I_s^*(k) = \sqrt{(K_T T_e^*)^2 + (K_\psi \Psi_s^*)^2} \quad (4.14)$$

式(4.14)中,  $K_T T_e^*$  等于转矩电流给定值  $i_q^*$  即 q 轴电流;  $K_\psi \Psi_e^*$  等于定子磁链电流给定值  $i_d^*$  即 d 轴电流;  $K_T$  是转矩标么常数;  $K_\psi$  是定子磁链标么常数。在坐标变换中定子电流的幅值不会发生改变, 因此可以将定子旋转 dq 坐标中的给定电流幅值  $I_{sm}^*(k)$  与定子静止  $\alpha\beta$  坐标中的实际定子电流幅值  $I_{sm}(k)$  做比较, 得到定子电流误差  $e(k)$ 。

在设计模糊逻辑辨识器时, 考虑到本文所采用的电机定子电阻在  $25^\circ\text{C}$  时的  $R_s$  为  $10.28\Omega$ , 定子电阻变化的最大范围可取  $(0.75-1.75)R_s$ , 则  $\Delta R_s$  的论域范围选  $-2.57\Omega$  至  $2.57\Omega$  即  $[-2.57, 2.57]$ , 将  $\Delta R_s$  量化为 7 个等级, 比例因子  $k_u=5.14/6$ 。

由于定子电阻在最大变化范围内时, 定子电流的最大变化范围在额定电流的 30% 以内, 这里选取电流误差的最大取值范围为额定电流的 30%, 即  $e(k)$  的论域范围可选为  $-1.2\text{A}$  到  $1.2\text{A}$  即  $[-1.2, 1.2]$ , 将  $e$  量化为 7 个等级即将  $e$  的论域定义为  $\{-3, -2, -1, 0, 1, 2, 3\}$ , 量化因子  $k_e=6/2.4$ 。

定子电流误差变化率的最大取值范围在额定电流的 10% 以内。定子电流误差的变化率  $\Delta e(k)$  的论域范围选  $-0.4\text{A}$  到  $0.4\text{A}$  即  $[-0.4, 0.4]$ , 将  $\Delta e$  也量化为 7 个等级即将  $\Delta e$  的论域定义为  $\{-3, -2, -1, 0, 1, 2, 3\}$ , 因此量化因子  $k_{ee}=6/0.8$ 。

将  $E$ 、 $EC$  和  $U$  均划分为{“正大 (PB)”, “正中 (PM)”, “正小 (PS)”, “零 (ZO)”, “负小 (NS)”, “负中 (NM)”, “负大 (NB)”}7 档, 它们的隶属函数选择三角形形状, 再根据其隶属函数分布对这些模糊变量进行赋值。

模糊逻辑控制规则通常按照 IF  $E$  is  $A_n$  and  $EC$  is  $B_n$  than  $U$  is  $C_n$  的形式表达, 具体的模糊控制规则见表 4.1 所示。

表 4.1 模糊控制规则

$U \setminus EC$	NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
E	NB	NB	NB	PB	PB	PM	PS
NB	NB	NB	NB	PB	PB	PM	PS
NM	NB	NB	NB	PM	PM	PS	ZO
NS	NB	NB	NM	PS	PS	ZO	NS
ZO	NS	NM	ZO	ZO	NS	NM	NM
PS	NS	ZO	PS	PS	NM	NB	NB
PM	ZO	PS	PM	PM	NB	NB	NB
PB	PS	PM	PB	PB	NB	NB	NB

本文采用直积法进行模糊推理, 可得到第  $i$  条规则的隶属函数:

$$\mu_{\Delta R_s, Rule}(\Delta R_s) = \sup[\alpha_i \mu_{\Delta R_n}(\Delta R_s)] \quad (4.15)$$

其中  $\mu_{\Delta R_n, Rule}(\Delta R_s)$  是控制结果  $\Delta R_n$  在第  $i$  条规则的隶属度。  $\mu_{\Delta R_n}(\Delta R_s)$  是输出变量  $\Delta R$  论域上模糊集合  $\Delta R_n$  的隶属函数。  $\alpha_i$  可以看成是相应于第  $i$  条规则的加权因子或是第  $i$  条规则的实用程度。其定义如下:

$$\alpha_i = \mu_{e_i}(e) \cdot \mu_{\Delta e}(\Delta e) \quad (4.16)$$

其中： $\mu_{e_i}(e)$ 是定子电流  $e$  论域上模糊集合  $e_i$  的隶属度函数。 $\mu_{\Delta e}(\Delta e)$ 是定子电流偏差  $\Delta e$  论域上模糊集合  $\Delta e_i$  的隶属度函数。

控制结果  $\Delta R_n$  的隶属度函数  $\mu_{\Delta R_n}$  可以根据下式逐点给出：

$$\mu_{\Delta R_n} = \max_{j=1}^{25} \mu_{\Delta R_n} \text{Rule}_j(\Delta R_s) \quad (4.17)$$

本文对模糊输出量中各元素及其对应的隶属度求加权平均值去模糊化，并进行四舍五入取整，来得到精确输出控制量。在离散域上  $\Delta R_s$  的输出为：

$$\Delta R_s = \frac{\sum_{j=1}^{25} \mu_{\Delta R_s}(\Delta R_{sj}) C(\Delta R_{sj})}{\sum_{j=1}^{25} \mu_{\Delta R_s}(\Delta R_{sj})} \quad (4.18)$$

其中： $\Delta R_{sj} C(\Delta R_{sj})$ 是模糊输出  $\Delta R_{sj}$  论域上第  $j$  条规则的隶属度， $C(\Delta R_{sj})$ 是实际讨论范围内模糊输出论域上的最大隶属度点上的值， $\Delta R_s$ 是电机定子电阻变化值。

### 4.3.3 仿真研究

为了验证本文提出的模糊逻辑定子电阻辨识方法的正确性，在 Matlab/Simulink 仿真环境下搭建基于定子电流误差的模糊逻辑定子电阻辨识器仿真模型如图 4.7 所示：

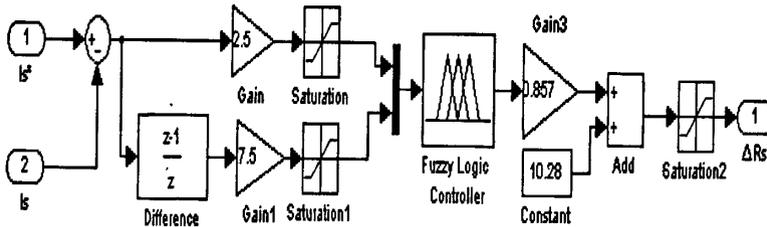


图 4.7 模糊逻辑定子电阻辨识器仿真模型

本文对带模糊定子电阻辨识的 DTC 系统和不带定子电阻辨识的 DTC 系统分别进行仿真研究。仿真采用的电机参数与实验电机参数一致，同时 DTC 系统控制周期设为  $80\mu s$ 。

图 4.8 和图 4.9 分别给出定子磁链给定值为 1.5WB 时 DTC 系统不带定子电阻辨识器和带模糊定子电阻辨识器的定子磁链仿真园形轨迹。

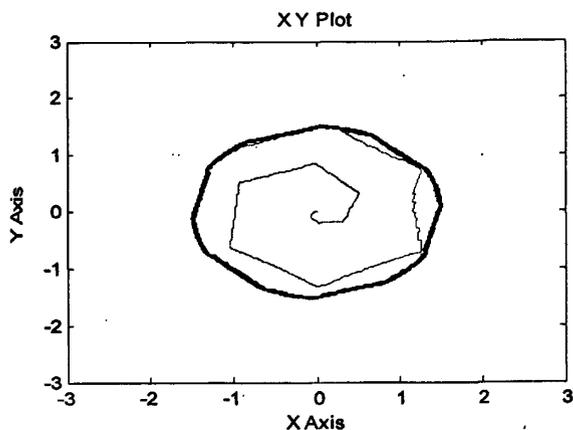


图 4.8 不带定子电阻辨识器的定子磁链圆形轨迹

(横坐标为 1wb/格, 纵坐标为 1wb/格)

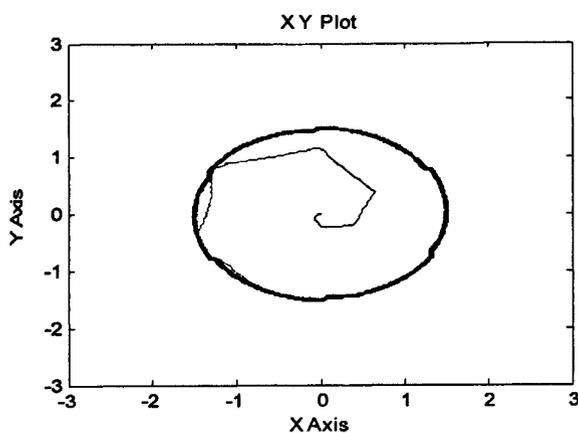


图 4.9 带模糊定子电阻辨识器的定子磁链圆形轨迹

(横坐标为 1wb/格, 纵坐标为 1wb/格)

从图 4.8 和图 4.9 可以看出：带模糊定子电阻辨识时定子磁链的圆形轨迹更接近圆形，磁链幅值的波动较小，且较迅速到达磁链给定值。

图 4.10 和图 4.11 分别给出 DTC 系统不带定子电阻辨识和带模糊定子电阻辨识的转矩响应仿真曲线。

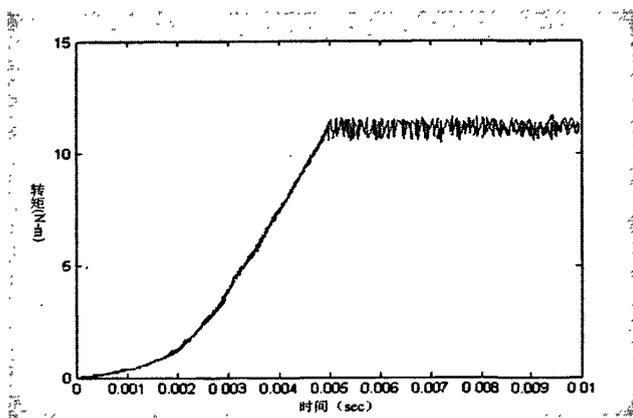


图 4.10 不带定子电阻辨识器的转矩响应仿真曲线

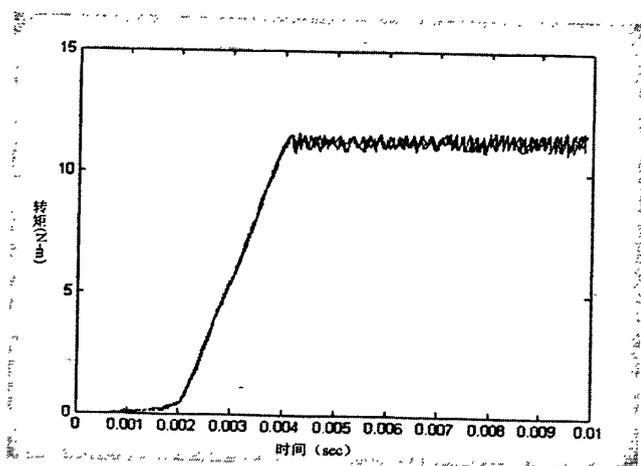


图 4.11 带模糊定子电阻辨识的转矩响应仿真曲线

根据图 4.10 和图 4.11 对比分析可知：不带定子电阻辨识时转矩响应的动态响应时间较长，稳态时转矩响应有较明显的波动变化，而使用模糊定子电阻辨识的转矩响应动静态性能较优。

以上仿真结果表明，采用改进的带模糊逻辑定子电阻辨识器的 DTC 系统的定子磁链辨识精度有所提高，电机转矩脉动得到改善。

#### 4.3.4 实验研究

本文在理论分析和仿真研究的基础上，在所建立的实验平台上对 DTC 的转矩和速度控制性能进行了实验研究。图 4.12 和图 4.13 分别是在给定转速从 100rpm 跃变到 200rpm 时，不带定子电阻辨识器和带模糊逻辑定子电阻辨识器的 DTC 系统电机转矩与速度阶跃响应曲线。

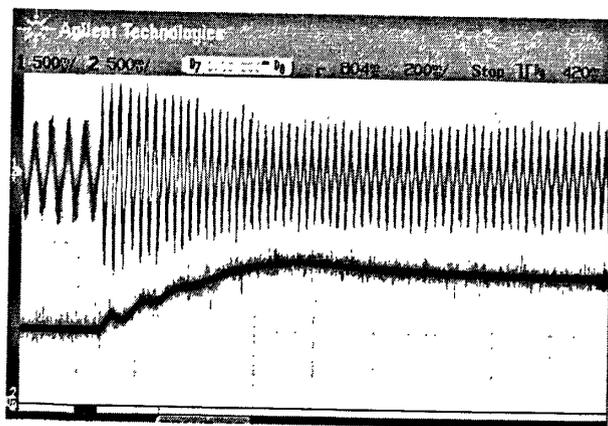


图 4.12 不带定子电阻辨识器的转矩与速度阶跃响应

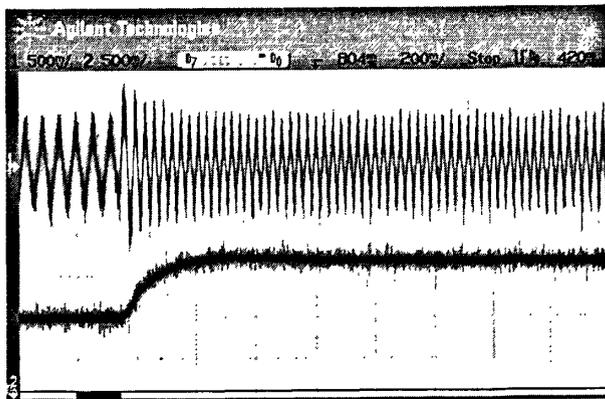


图 4.13 带模糊定子电阻辨识器的转矩与速度阶跃响应

从图 4.12 可以看出:在速度阶跃时速度响应出现了超调和振铃,而且速度达到稳定时间较长,转矩达到稳定值所需要的时间长,转矩动态波动较大。图 4.13 是带模糊逻辑定子电阻辨识器的 DTC 系统转矩与速度阶跃响应曲线,当给定转速从 100rpm 至 200rpm 阶跃变化时,可观察到转矩响应较快,速度快速上升至新的给定点,几乎没有超调和振铃。

#### 4.4 本章小结

本章针对感应电机 DTC 定子电阻参数辨识问题,分析了 PI 定子电阻辨识器、模糊逻辑定子电阻辨识器、小波神经网络定子电阻辨识器、模糊神经网络定子电阻辨识器等多种辨识方法原理。本章基于电机定子电阻变化引起定子电流变化的机理和基于模糊逻辑理论,通过优化模糊逻辑控制规则设计和采用基于磁链与转矩 PI 控制的 DTC-SVM 控制策略建立改进 DTC 系统,提出了一种基于定子电流误差的感应电机 DTC 模糊逻辑定子电阻辨识器。仿真与实验证明了这种模糊逻辑定子电阻辨识器不仅有效地改善了 DTC 系统受定子电阻变化对定子磁链与转矩辨识精度的影响,提高了 DTC 系统速度与转矩的动静态控制性能,而且还具有数学表达式简单、DSP 算法耗时少、系统的鲁棒性强等优点,克服了其它定子电阻辨识方法存在计算量大和结构复杂的问题,因而,本文所研究的辨识方法有一定的理论意义和应用前景。

## 第 5 章 感应电机 DTC 交互式 MRAS 速度观测方法

### 5.1 引言

感应电机无速度传感器 DTC 系统为了精确地控制速度,需要采用速度闭环控制,通常采用速度传感器直接对电机速度进行测量,但在感应电机中安装速度传感器破坏了感应电机坚固的特点,给系统维护带来了不便。在实际应用中,有些场合根本不能安装转速传感器。因此,为了实现感应电机无速度传感器 DTC 系统高性能调速,很有必要开展对感应电机 DTC 系统速度观测方法的研究。

到目前为止,速度观测方法可总结为两大类<sup>[136-137]</sup>:一类是依赖于电机数学模型和电机参数的速度观测方法:自适应速度观测法、人工神经网络速度观测法、MRAS 速度观测法、扩展卡尔曼滤波速度观测法等。另一类是不依赖于电机数学模型和电机参数的速度观测方法:有转子齿谐波法和高频注入法等。

基于 MRAS 理论的速度观测方法的研究一直受到广泛地关注。而大多数基于 MRAS 理论的速度观测方法一般未计及电机定子电阻的影响,在一定程度上限制了这种方法的使用。为了提高 DTC 速度观测的精度和稳定性,本章首先讨论了基于全阶自适应状态速度观测的方法,该方法由于算法较复杂,实现困难,实用性较差。为了改进这一速度观测方法,在分析多种速度观测方法原理的基础上,本章从感应电机 DTC 动态数学模型出发,提出了一种感应电机 DTC 系统带定子电阻辨识的交互式 MRAS 速度观测方法<sup>[138-139]</sup>,这种观测方法在对速度观测的同时也实现了定子电阻参数的辨识,克服定子电阻变化对 DTC 动静态性能的影响,使 DTC 系统具有更宽的调速范围。

### 5.2 基于全阶自适应状态观测的速度观测器

基于全阶自适应状态速度观测器实际上是基于电机模型的状态观测器,它可以用于非线性动态系统的速度参数的实时观测,其工作原理是根据数学模型进行预报,利用反馈校正方法不断地校正预报的状态获取实际测量值,其校正部分由测量值和观测值之间的差值与观测器反馈增益  $G$  相乘构成。

在观测器中,选取定子电流矢量  $i_s$  和转子磁链矢量  $\Psi_r$  作为状态变量,则建立在静止参考坐标系中的状态方程为:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_s \\ \Psi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ \Psi_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 \\ 0 \end{bmatrix} u_s \quad (5.1)$$

这里:  $i_s = [i_{s\alpha}, i_{s\beta}]^T$  是定子电流;

$\Psi_r = [\psi_{r\alpha}, \psi_{r\beta}]^T$  是转子磁链;

$u_s = [u_{s\alpha}, u_{s\beta}]^T$  是定子电压。

$$A_{11} = \begin{bmatrix} \frac{L_m^2 R_r + L_r^2 R_s}{\delta L_s L_r^2} & 0 \\ 0 & -\frac{L_m R_r + L_r^2 R_s}{\delta L_s L_r^2} \end{bmatrix} \quad (5.2)$$

$$A_{12} = \begin{bmatrix} -\frac{L_m R_r}{\delta L_s L_r^2} & \frac{L_m \omega}{\delta L_s L_r} \\ -\frac{L_m \omega_r}{\delta L_s L_r^2} & \frac{L_m R_r}{\delta L_s L_r^2} \end{bmatrix} \quad (5.3)$$

$$A_{21} = \begin{bmatrix} \frac{L_m R_r}{L_r} & 0 \\ 0 & \frac{L_m}{L_r} R_r \end{bmatrix} \quad (5.4)$$

$$A_{22} = \begin{bmatrix} -\frac{R_r}{L_r} & -\omega \\ \omega & \frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix} \quad (5.5)$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{\delta L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\delta L_s} \end{bmatrix} \quad (5.6)$$

$$C = [I \quad 0] \quad (5.7)$$

$$I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.8)$$

参数矩阵 A 中包含有待观测的速度信号  $\omega$ 。

下式中符号带“^”的变量表示观测值, 将观测器产生的状态偏差由估计的定子电流与实际定子电流之差与增益矩阵 G 的积作为校正项, 则观测器方程为:

$$\frac{d\hat{X}}{dt} = \hat{A}\hat{X} + Bu_s + G(\hat{i}_s - i_s) \quad (5.9)$$

式中: G 为观测器增益矩阵。

将  $\hat{i}_s - i_s$  的差值  $e$  以及转子磁链  $\hat{\Psi}_r$  共同作用于速度自适应律，由此构成的速度与磁链自适应观测器可观测出速度  $\hat{\omega}$ ，基于全阶自适应状态观测的速度观测器如图 5.1 所示。

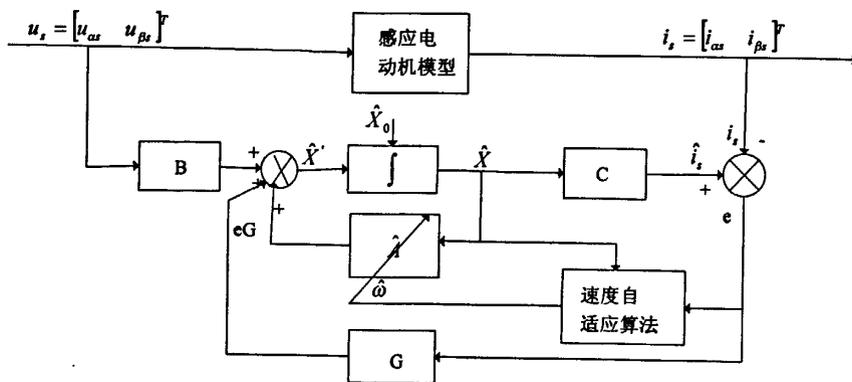


图 5.1 基于全阶自适应状态观测的速度观测器

图 5.1 中运用的基本方程为：

$$e = [e_{sa}, e_{sb}]^T \quad (5.10)$$

在速度自适应算法中采用比例积分自适应方案，则

$$\hat{\omega} = K_p (e_{sa} \hat{\Psi}_{r\beta} - \hat{\Psi}_{ra} e_{sb}) + K_i \int (e_{sa} \hat{\Psi}_{r\beta} - \hat{\Psi}_{ra} e_{sb}) dt \quad (5.11)$$

这种基于全阶自适应状态观测器的速度估计方法，提高了观测精度，但速度观测精度同样依赖于系统矩阵和输出矩阵中的感应电机参数的准确性，并且其计算工作量也相当大，实时性较差。

### 5.3 基于 MRAS 的参数辨识基本原理

MRAS 力求使被控系统的动态响应与模型的响应相一致，在 MRAS 中没有明显的辨识部分，而是通过与参考模型的比较，察觉被控对象特性的变化，具有跟踪迅速的突出优点。

在 MRAS 系统中，对于一个可建立数学模型并且参数不完全可测量的系统，可利用参考模型和可调模型的输出误差，设计一个可改变系统中的某一参数的自适应机构，利用参考模型和可调模型的输出误差，设计一个参数自适应机构，通过调节辨识参数改变可调模型的输出，使得两个模型的输出误差为零，从而观测出所需要的参数。

设参考模型的方程为：

$$\left. \begin{aligned} X_m &= A_m X_m + B_r \\ y_m &= C X_m \end{aligned} \right\} \quad (5.12)$$

被控系统的方程为:

$$\left. \begin{aligned} X_s &= A_s X_s + B_{sr} \\ y_s &= C X_s \end{aligned} \right\} \quad (5.13)$$

两者动态响应的比较结果称为广义误差,定义输出广义误差为:

$$e = y_m - y_s \quad (5.14)$$

状态广义误差为:

$$\varepsilon = X_m - X_s \quad (5.15)$$

自适应控制的目标是使得某个与广义误差有关的自适应控制性能指标  $J$  达到最小。对单输出系统:

$$J = \int_0^{\infty} e^2(\tau) d\tau \quad (5.16)$$

对多输出系统:

$$J = \int_0^{\infty} e^T(\tau) e(\tau) d\tau \quad (5.17)$$

MRAS 设计方法有使得性能指标  $J$  达到最优化的局部参数最优化设计方法和使得自适应控制系统能够确保稳定工作的设计方法。

考虑一元函数  $f(x)$ , 当  $\partial f(x)/\partial x = 0$ , 且  $\partial^2 f(x)/\partial x^2 > 0$  时,

$f(x)$  存在极小值, 变量  $x$  有两个调整方向: 当  $\partial f(x)/\partial x > 0$  时应减小  $x$ ; 当  $\partial f(x)/\partial x < 0$  时应增加  $x$ 。两者合并表示为:

$$\Delta x = -\lambda \frac{\partial f(x)}{\partial x} \quad (5.18)$$

$\lambda$  为步长系数 ( $\lambda > 0$ )。

把函数  $f(x)$  在  $x$  方向上的偏导数称为梯度。上式含义为: 按照梯度的负方向调整自变量  $x$ 。

1958 年由麻省理工学院提出具有一个时变参数可调增益的 MRAS 结构框图, 如图 5.2 所示。

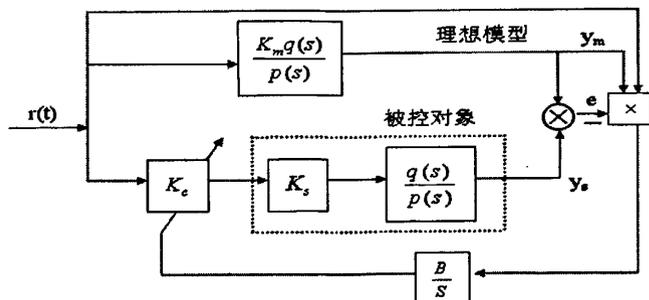


图 5.2 具有一个时变参数可调增益的 MRAS 结构框图

图 5.2 中输入与输出之间参考模型的传递函数可表达为:

$$\frac{y_m(s)}{r(s)} = \frac{K_m \cdot q(s)}{p(s)} \quad (5.19)$$

系统的可调增益为  $K_c$ , 目标是设计出随着  $e$  变化而调整  $K_c$  的规律, 以使  $J$  达到最小。

$J$  对  $K_c$  的梯度为:

$$\frac{\partial J}{\partial K_c} = \int_{t_0}^t 2e \frac{\partial e}{\partial K_c} d\tau \quad (5.20)$$

$$\Delta K_c = -\lambda \frac{\partial J}{\partial K_c} - 2\lambda \int_{t_0}^t e \frac{\partial e}{\partial K_c} d\tau \quad (5.21)$$

将上式 (5.21) 的两边求导得到:

$$\dot{\Delta K_c} = -2\lambda e \frac{\partial e}{\partial K_c} \quad (5.22)$$

广义误差对输入信号的传递函数为:

$$W(S) = \frac{e(s)}{r(s)} = \frac{y_m(s) - y_s(s)}{r(s)} = (K_m - K_c K_s) \frac{q(s)}{p(s)} \quad (5.23)$$

对于状态方程:

$$\dot{X} = f(X, t) \quad (5.24)$$

1964 年罗马尼亚学者 V.M.波波夫提出超稳定性理论。对于所研究的系统, 如果用  $u(t)$  表示输入向量,  $y(t)$  表示输出向量, 那么在给定正的常数  $L$  后, 系统输入输出乘积积分值的限制关系可表示为:

$$\int_0^t u^T(t)y(t)dt < L \quad (5.25)$$

式中  $u^T(t)$  是  $u(t)$  的转置向量。如果对于这种限制总能找到相应的正的常数  $K$  和  $\delta$ , 使系统状态方程解的一切形式在时间区间  $0 \leq t \leq t_1$  内都满足条件  $\|x(t)\| \leq K[\|x(0)\| + \delta]$ , 这种系统便被称为超稳定的。其中  $x(0)$  是系统的初始状态,  $\|x(t)\|$  是状态向量  $x(t)$  的范数。如果  $t \rightarrow \infty$  时, 还有  $x(t) \rightarrow 0$ , 则称系统是超渐近稳定的。

超稳定性理论适用于一切类型的控制系统, 包括线性系统和非线性系统、定常系统和时变系统。超稳定理论的一个重要应用领域是模型参考适应控制系统。

对于线性定常系统, 系统的超稳定性与其传递函数矩阵的正实性之间有着密切关系。澳大利亚学者 B.D.O.安德森在 1968 年证明, 系统的超稳定性等价于系统传递函数矩阵的正实性, 系统的超渐近稳定性等价于系统传递函数矩阵的严格正实性。正实性和严格正实性是现代网络理论中的两个重要概念。

## 5.4 MRAS 电机速度观测一般方法

### 5.4.1 基于转子磁链模型的 MRAS 速度观测器

在静止定子参考坐标系中,由第一章建立的感应电机 DTC 系统的定转子绕组电压平衡方程式 (1.5) - 式 (1.10) 可知,式 (1.9) 转子磁链电压模型中不包含速度,而式 (1.10) 电流模型包含了有待估计的变量速度信号,可调模型采用电流模型,参考模型采用电压模型,利用这两个模型的输出误差构成 PI 自适应律,实时调节可调模型中待观测速度参数,以达到控制对象的输出跟踪参考模型的目的。

电流模型输出的转子磁链和电压模型输出的转子磁链为:

$$\hat{\Psi}_r = [\hat{\Psi}_{r\alpha}, \hat{\Psi}_{r\beta}]^T \quad (5.26)$$

$$\Psi_r = [\Psi_{r\alpha}, \Psi_{r\beta}]^T \quad (5.27)$$

根据 POPOV 超稳定性理论,选取比例积分自适应律,可以推出角速度辨识公式为:

$$\hat{\omega} = k_p \varepsilon + \int_0^{\tau} k_i \varepsilon d\tau + \hat{\omega}(0) \quad (5.28)$$

其中  $\tau$ —积分变量,  $\varepsilon$ —广义误差,  $\varepsilon = \Psi_{r\beta} \hat{\Psi}_{r\alpha} - \hat{\Psi}_{r\beta} \Psi_{r\alpha}$ ,  $k_p$ ,  $k_i$ —比例、积分系数,选择合适的  $k_p$  和  $k_i$  可使自适应算法加快收敛速度,减小超调量和稳定时间。

在理想情况下,若观测的速度与实际的速度相同,则由参考模型和可调模型计算得到的磁链是相等的。即:  $\hat{\Psi}_{r\alpha} = \Psi_{r\alpha}$ ;  $\hat{\Psi}_{r\beta} = \Psi_{r\beta}$ 。

根据该方法,基于转子磁链模型的 MRAS 速度辨识框图如图 5.3。

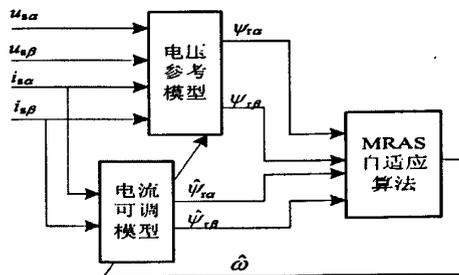


图 5.3 基于转子磁链模型的 MRAS 速度观测器结构框图

在式 (1.9) 中推算转子磁链时会遇到积分运算的初始值设定问题和由测量误差、感应电机参数变化引起的直流积分漂移问题,从而影响观测的精确性和系统的稳定性。为了改进这一方法,在基于转子磁链模型的 MRAS 速度观测方法的基础上,对基于反电动势模型的 MRAS 速度观测器进行了研究。

## 5.4.2 基于反电动势模型的 MRAS 速度观测器

在上节的基础上, 重新选择参考模型。设感应电机反电动势  $\alpha$ 、 $\beta$  分量定义为:

$$\begin{aligned} e_{\alpha} &= (L_m / L_r) p \psi_{r\beta} \\ e_{\beta} &= (L_m / L_r) p \psi_{r\alpha} \end{aligned} \quad (5.29)$$

励磁电流  $\alpha$ 、 $\beta$  分量为:

$$\begin{aligned} i_{m\alpha} &= \psi_{r\alpha} / L_m \\ i_{m\beta} &= \psi_{r\beta} / L_m \end{aligned} \quad (5.30)$$

分别代入转子电压方程式 (1.9) 和电流方程式 (1.10), 可得:

$$\begin{cases} e_{\alpha} = u_{s\alpha} - (R_s + L_{\sigma} p) i_{s\alpha} \\ e_{\beta} = u_{s\beta} - (R_s + L_{\sigma} p) i_{s\beta} \end{cases} \quad (5.31)$$

$$\begin{cases} \hat{e}_{\alpha} = (i_{s\alpha} / T_r - i_{m\alpha} / T_r - \hat{\omega}_r i_{m\beta}) L_m^2 / L_r \\ \hat{e}_{\beta} = (i_{s\beta} / T_r - i_{m\beta} / T_r + \hat{\omega}_r i_{m\alpha}) L_m^2 / L_r \end{cases} \quad (5.32)$$

$$\begin{cases} p i_{m\alpha} = i_{s\alpha} / T_r - i_{m\alpha} / T_r - \omega_r i_{m\beta} \\ p i_{m\beta} = i_{s\beta} / T_r - i_{m\beta} / T_r + \omega_r i_{m\alpha} \end{cases} \quad (5.33)$$

从以上模型可以看出: 电机运行时只要能准确测得电机定子电压和电流, 就可以由式 (5.31) 构成速度观测器的参考模型, 式 (5.32) 和式 (5.33) 构成可调模型, 这种观测模型称为反电动势模型。在式 (5.32) 参考模型中不存在纯积分项, 因此电机低速运行时速度观测器具有一定的鲁棒性。利用 MRAS 理论选择适当的 PI 自适应调节律可获得速度观测值, 但参考模型中还包含有电机漏感, 当电机漏感发生变化时, 如果仍然采用其额定值来构成参考模型, 势必会降低速度观测的精度, 因而这种 MRAS 速度观测器还不够理想。

基于转子磁链模型的 MRAS 速度观测和基于反电动势模型的 MRAS 速度观测方法未考虑定子电阻的变化对速度观测的影响, 这些方法还有一些不足。本文在以上研究成果的基础上, 基于 MRAS 理论研究了一种感应电机 DTC 带定子电阻辨识的交互式 MRAS 速度观测器。

## 5.5 感应电机 DTC 交互式 MRAS 速度观测器

### 5.5.1 交互式 MRAS 速度观测原理

用 MRAS 设计感应电机 DTC 系统速度观测器的关键在于参考模型和可调模型的选取, 所选取的模型不仅要结构简单, 易于实现, 还要有较宽的工作范围, 对电机参数的变化具有一定的鲁棒性。

为消除反电动势模型 MRAS 速度观测方法中电机漏感的影响, 扩大速度观测器的适用范围, 在反电动势模型基础上, 定义一个新变量  $D_m$  及其观测值  $\hat{D}_m$  如下:

$$D_m = e_\beta p i_{s\alpha} - e_\alpha p i_{s\beta} = (u_{s\beta} p i_{s\alpha} - u_{s\alpha} p i_{s\beta}) - R_s (i_{s\beta} p i_{s\alpha} - i_{s\alpha} p i_{s\beta}) \quad (5.34)$$

$$\begin{aligned} \hat{D}_m &= \hat{e}_\beta p i_{s\alpha} - \hat{e}_\alpha p i_{s\beta} \\ &= \frac{L_m^2}{L_r T_r} (i_{s\beta} p i_{s\alpha} - i_{s\alpha} p i_{s\beta} + i_{m\alpha} p i_{s\beta} - i_{m\beta} p i_{s\alpha}) + \\ &\quad \frac{L_m^2}{L_r} \hat{\omega}_r (i_{m\alpha} p i_{s\alpha} + i_{m\beta} p i_{s\beta}) \end{aligned} \quad (5.35)$$

将式 (5.34) 作为参考模型, 式 (5.33) 和式 (5.35) 作为可调模型, 这样构成一个新的 MRAS 设计方案。参考模型中不包含纯积分项和电机漏感, 电机稳态精度和调速范围都得到了提高, 选择合适的自适应律就能获得较好的速度估计。

在式 (5.34) 中仍包含定子电阻, 若定子电阻有所变化, 将造成实际速度与观测速度之间的误差, 特别在低速时这种误差更大, 严重影响了系统低速性能。本文将式 (5.35) 作为参考模型, 式 (5.34) 作为可调模型构成定子电阻  $R_s$  的自适应辨识系统, 在短时间间隔内速度可视为恒定, 此时只对定子电阻进行自适应辨识, 同时两个模型交换作用, 其误差驱动另一个自适应装置进行定子电阻辨识, 通过设计速度自适应律和定子电阻自适应律, 分别使定子电阻估计值收敛于实际值和电机速度观测值收敛于实际值并不断更新。这两个模型通过相互切换实现速度和定子电阻观测, 因而称之为交互式 MRAS 观测器。感应电机 DTC 系统基于交互式 MRAS 速度与定子电阻的观测器框图如图 5.4 所示。

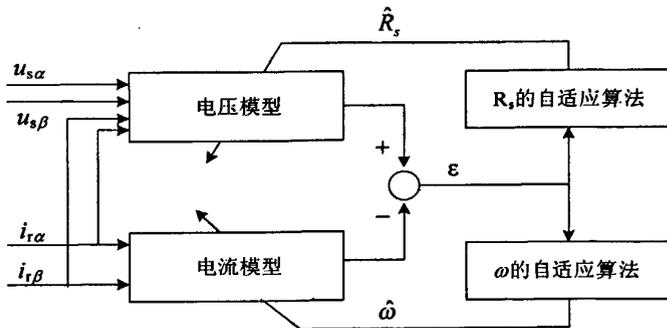
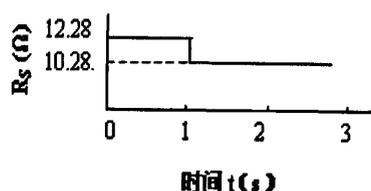


图 5.4 基于交互式 MRAS 的速度和定子电阻观测器结构框图

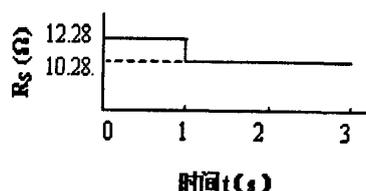
图中, 由于速度变化比定子电流和定子磁链要慢得多, 在每一个辨识周期内, 可认为速度是不变的; 而定子电阻虽然随温度而变, 但变化也很缓慢, 同样在较短的每一个辨识周期内可认为定子电阻也是不变的。为保证系统渐进稳定, 本文按 Popov 超稳定性理论进行设计自适应算法, 选取比例积分自适应律, 可以推出速度辨识公式和定子电阻辨识公式。

### 5.5.2 仿真研究

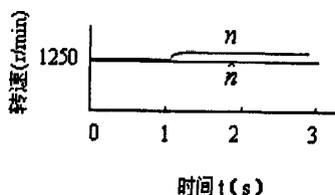
将以上交互式 MRAS 参数辨识方法用于 DTC 中构成感应电机无速度传感器 DTC 系统, 在 Matlab7.8/Simulink 仿真环境下建立基于交互式 MRAS 速度与定子电阻观测的感应电机无速度传感器 DTC 仿真模型并进行仿真。仿真用电机参数与实验电机参数一致, 给定定子磁链  $|\psi_s|^* = 1\text{Wb}$ , 数字控制采样周期为  $80\mu\text{s}$ 。图 5.5 给出电机速度为 1250rpm 高速时速度与定子电阻辨识的仿真结果, 图 5.6 给出电机速度为 60rpm 低速时速度与定子电阻辨识的仿真结果。假设电机运行过程中定子电阻因温度变化造成  $R_s$  从  $12.28\ \Omega$  变化为  $10.28\ \Omega$  时的曲线如图 5.5a 和图 5.6a 所示。在未对定子电阻  $R_s$  辨识时图 5.5b 和图 5.6b 给出了高速 (1250rpm) 和低速 (60rpm) 两种情况下的速度观测曲线。采用交互式 MRAS 方法进行定子电阻辨识后, 图 5.5c 和图 5.6c 给出了高速 (1250rpm) 和低速 (60rpm) 情况下的带交互式 MRAS 速度观测器的速度观测结果。



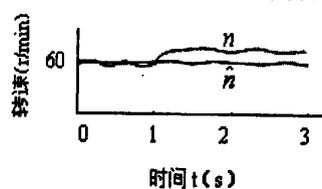
(a) 高速时定子电阻  $R_s$  的变化曲线



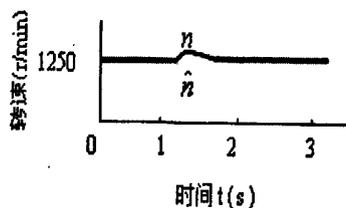
(a) 低速时定子电阻  $R_s$  的变化曲线



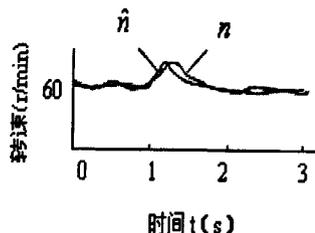
(b) 未对定子电阻辨识时速度观测与实际速度的曲线比较 (高速时)



(b) 未对定子电阻辨识时速度观测与实际速度的曲线比较 (低速时)



(c) 采用交互式 MRAS 进行定子电阻辨识后的速度观测与实际速度的曲线比较 (高速时)



(c) 采用交互式 MRAS 进行定子电阻辨识后的速度观测与实际速度的曲线比较 (低速时)

图 5.5 高速时速度观测与实际速度的仿真波形 图 5.6 低速时速度观测与实际速度的仿真波形

从仿真结果可以看出, 未辨识定子电阻  $R_s$  时, 由于参考模型未能反映定子电阻的变化, 因此速度的观测结果与实际速度值之间的误差比较大, 在高速时误差达到了 16% 左右, 尤其是在低速时误差更大, 约为 25%, 而且速度波动比较大, 采用不准确的速度观测结果进行反馈, 使得整个直接转矩控制系统的性能变差。

而对定子电阻  $R_s$  采用本方案进行辨识后,从图中可以看出,高速时速度的观测结果十分接近实际的速度值,低速时的稳态误差仅为 2%,并且由于定子电阻的变化及时在定子磁通方程式中得到了反映,使得低速时控制系统的性能仍然较好。

### 5.5.3 实验研究

为验证基于 MRAS 理论的交互式速度与定子电阻观测方法的正确性,本文在第二章搭建的研究平台上进行了实验研究。调速系统的给定速度设定为  $\omega^* = 6\text{rpm}$ , 定子磁链给定值为  $\Psi_s^* = 0.9\text{Wb}$ , 负载转矩为  $T_L = 7\text{NM}$ , 速度观测值随时间变化曲线如图 5.7 所示,其转矩估计值随时间变化的曲线如图 5.8 所示。

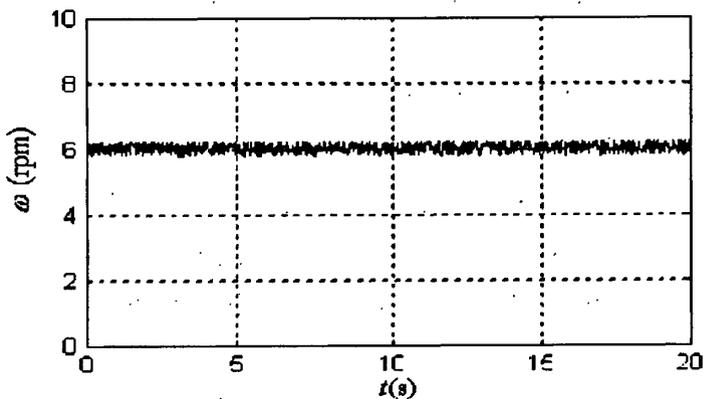


图 5.7 速度观测值变化曲线

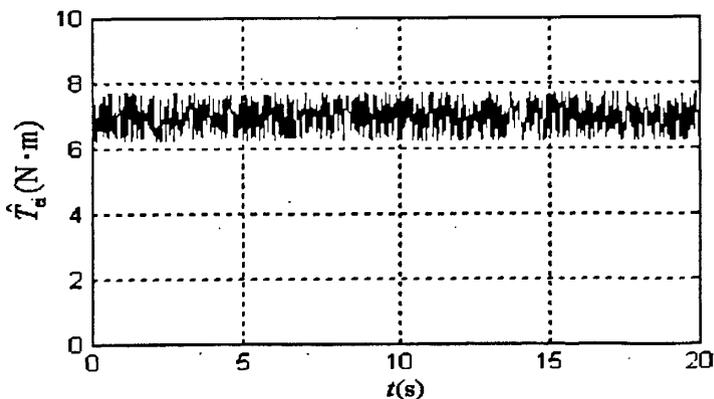


图 5.8 转矩估计值变化曲线

图 5.7 和图 5.8 的实验结果表明,与传统的 DTC 相比,DTC 交互式 MRAS 速度与定子电阻观测器有效地减小了低速时的转矩脉动并提高了速度观测精度。

给定速度为阶跃变化时的速度观测值和定子电流检测值波形如图 5.9 所示,

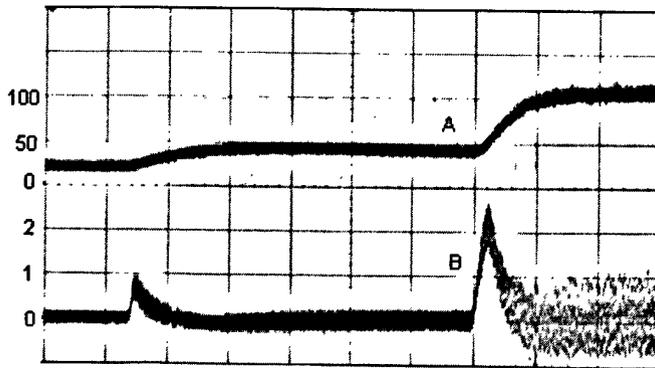


图 5.9 转速阶跃时的速度观测值和定子电流检测值变化曲线

(A为速度观测值波形,单位:rpm;B为定子电流检测值波形,单位:A)

可以看出系统的动态响应比较好,速度响应没有出现超调。实验结果进一步表明,基于 MRAS 理论交互式速度与定子电阻观测的感应电机无速度传感器 DTC 系统在速度较低时的动静态性能得到了一定程度的改善。

## 5.6 本章小结

本章分析了全阶自适应状态速度观测器的基本原理,在分析其不足的基础上,将 MRAS 理论应用于感应电机无速度传感器 DTC 系统的速度观测,导出了基于 MRAS 理论的多种速度观测方法,但这些方案速度观测精度受其它参数的影响较严重。

为了改进以上速度观测方法,本章在 DTC 系统中灵活应用 MRAS 理论,提出了一种感应电机 DTC 带定子电阻辨识的交互式 MRAS 速度观测方法。该方法不仅消除了纯积分和定子漏感变化的影响,同时通过参考模型和可调模型的互换,实现对定子电阻和电机速度的同时辨识。仿真和实验结果表明,改进的基于 MRAS 理论的速度辨识方法具有结构简单、稳定性好、易于实现的优点。带定子电阻辨识的交互式 MRAS 速度观测器的感应电机 DTC 系统具有鲁棒性好和快速的转矩和速度动态响应特性,能实现速度的高精度观测,改善 DTC 动静态调速性能。

## 第6章 基于磁链与转矩模糊PI自校正控制的DTC系统

### 6.1 引言

传统 DTC 系统的定子磁链与转矩滞环式控制只计及磁链与转矩控制误差的方向,而未计及磁链与转矩控制误差的大小,使得其控制性能不高并带来了电机电流和转矩的脉动以及逆变器开关频率不固定等问题。其主要原因是可用于消去磁链与转矩偏差的电压空间矢量只有六个互差  $60^\circ$  的有效电压空间矢量和两个零矢量,较少数目的电压空间矢量在切换时将引起磁链与转矩较大的波动<sup>[140]</sup>。

减小转矩脉动的主要方法有:(1)采用增加电压空间矢量数目的开关矢量选择表<sup>[141-143]</sup>;(2)采用 SVPWM 调制策略取代电压矢量表<sup>[144-146]</sup>。在采用增加电压空间矢量数目开关矢量表的研究中,文献[141]为了改善转矩脉动,提出了一种基于模糊逻辑的占空比控制器,该方法在不增加主电路复杂性的情况下,通过施加更多数目的电压空间控制矢量,降低了转矩脉动;文献[142]采用模糊逻辑控制器建立开关矢量表。该模糊逻辑控制器的三个输入是磁链误差  $\Delta\Psi$ 、转矩误差  $\Delta T$  和定子磁链角  $\theta_s$ ,其输出是定子电压空间矢量  $U_s$ ,将扇区细分为十二个扇区,再结合模糊逻辑对磁链误差  $\Delta\Psi$  和转矩误差  $\Delta T$  进行模糊化,从而获得更精细的开关矢量表;文献[143]提出了在每个控制周期内由两个或三个相同时间间隔的十二个电压矢量控制或五十六个电压矢量控制的 DTC 控制方案,同样也增加了电压空间矢量,获得了更精细的开关矢量表,降低了转矩脉动。以上这几种方法尽管能降低转矩脉动,但有限的电压空间矢量难以实现磁链与转矩的高性能调节。在 SVPWM 调制策略中,其主要思路是对磁链与转矩分别采用 PI 调节,产生一个与控制误差相适应的电压空间矢量,再由 SVPWM 调制器合成电压空间控制矢量以消除磁链和转矩的误差。文献[144]采用磁链与转矩 PI 调节器取代传统 DTC 系统滞环式控制器,研究了一种根据磁链与转矩 PI 调节器输出的两个控制量而组成任意定子电压控制矢量的 DTC-SVPWM 控制方法。该方法在定子磁链旋转 dq 坐标下,用坐标旋转反变换将磁链和转矩 PI 调节器输出的两个控制量变换成定子静止  $\alpha\beta$  坐标中的定子电压控制矢量,采用 SVPWM 调制方法生成逆变器输出控制电压。由于实现磁链与转矩的 PI 调节,较好地消去了磁链与转矩的控制误差,降低了电机转矩脉动。文献[145]研究了改进的 SVPWM 调制方法,通过调整零矢量和有效矢量的作用时间和顺序,实现了开关频率恒定以及降低转矩脉动。文献[146-147]研究了一种基于磁链闭环控制的 DTC-SVM 方法。该方法在每一个采样周期都依照磁链调节误差产生合适的定子电压控制矢量,在实现恒定开关频率的同时改善

了 DTC 系统的动静态性能。以上几种 SVPWM 方案中，文献[144]的控制效果最佳，特别是其产生的电磁噪音最小。

本章首先分析了传统 DTC 系统的磁链与转矩控制方法，探讨了传统 DTC 系统转矩脉动的原因，为了改善转矩脉动问题，在文献[144]研究方案的基础上提出了基于磁链与转矩模糊 PI 自校正控制和细分十二电压空间矢量的 DTC-SVM 控制策略。该方案电压空间控制矢量的合成采用细分的十二个电压空间矢量的 DTC-SVM 和转矩与磁链的控制采用模糊 PI 自校正控制器，通过增加电压空间控制矢量数目使得感应电机 DTC 系统的磁链与转矩控制获得更精细的控制和误差跟踪控制，提高了感应电机 DTC 系统的自适应控制能力。

## 6.2 传统 DTC 系统的磁链与转矩控制方法

在第一章图 1.4 传统 DTC 系统的结构框图中，定子磁链与转矩的控制采用了滞环式控制器，以下分析其基本原理。

### 6.2.1 传统 DTC 系统的磁链控制方法

传统 DTC 采用两点滞环式定子磁链调节，定子磁链的控制容差为  $\varepsilon_\psi$ ，所产生的定子磁链控制开关信号为  $F_K$ ，其定子磁链幅值滞环式调节器的结构框图如图 6.1 所示。

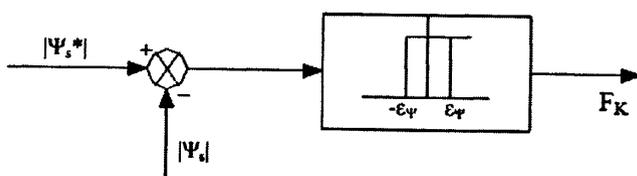


图 6.1 定子磁链幅值滞环式调节器的结构框图

当  $\Psi_e^* - \Psi_e > \varepsilon_\psi$ ，则  $F_K=1$ ，表示要增大电机定子磁链；若  $\Psi_e^* - \Psi_e < -\varepsilon_\psi$ ，则  $F_K=0$ ，表示要减小电机定子磁链。在传统 DTC 系统的控制中，根据定子磁链位于空间位置在开关矢量表中选择合适的电压开关控制矢量。通常将圆形定子磁链划分为 6 个扇区，用  $S_q$  ( $q=1-6$ ) 表示扇区， $S_1-S_6$  分别表示第 1 至第 6 扇区。

### 6.2.2 传统 DTC 系统的转矩控制方法

传统 DTC 系统采用转矩三点滞环式调节器， $T_e^*$  为给定转矩， $T_e$  为观测转矩， $\varepsilon_T$  为转矩控制容差，转矩滞环式调节器的框图如图 6.2 所示。

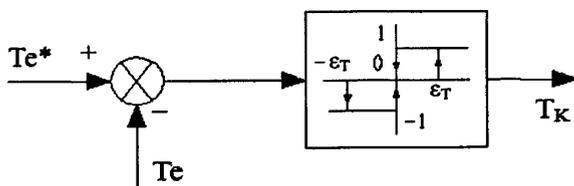


图 6.2 转矩滞环式调节器的结构框图

采用转矩滞环式调节时，以磁链在第一扇区为例，当电机正转时，若  $T_e^* - T_e > \epsilon_T$ ，则  $T_K=1$ ，表示要增大电机转矩，可加电压矢量  $V_2$  (110) 或  $V_3$  (010) 进行调节；若  $-\epsilon_T < T_e^* - T_e < +\epsilon_T$ ，则  $T_K=0$ ，表示要减小电机转矩，可加零电压矢量  $V_0$  (000) 或  $V_7$  (111) 进行控制；若  $T_e^* - T_e < -\epsilon_T$ ，则  $T_K=-1$ ，表示要迅速减小电机转矩，可加电压矢量  $V_5$  (001) 或  $V_6$  (101) 进行调节。

为便于进一步分析 DTC 控制机理，这里将建立在定子磁链静止  $\alpha\beta$  坐标系中的定子磁链与转矩辨识器的相应方程列出为：

$$\psi_{s\alpha} = \int (u_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt \quad (6.1)$$

$$\psi_{s\beta} = \int (u_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt \quad (6.2)$$

$$|\Psi_s| = \sqrt{\Psi_{s\alpha}^2 + \Psi_{s\beta}^2} \quad (6.3)$$

$$\theta_s = \arctan\left(\frac{\Psi_{s\beta}}{\Psi_{s\alpha}}\right) \quad (6.4)$$

$$T_e = \frac{3}{2} p_n (\Psi_{s\alpha} i_{s\beta} - \Psi_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (6.5)$$

定子电压矢量与直流母线电压及逆变器开关信号  $S_a$ 、 $S_b$ 、 $S_c$  之间的关系为：

$$u_{s\alpha} = \frac{U_{DC}}{\sqrt{6}} (2S_a - S_b - S_c) \quad (6.6)$$

$$u_{s\beta} = \frac{U_{DC}}{\sqrt{2}} (S_b - S_c) \quad (6.7)$$

传统感应电机 DTC 系统利用式 (6.1) - 式 (6.7) 辨识定子磁链和转矩的实际值，由滞环式调节器将定子磁链与转矩控制在设定的控制容差内，综合磁链滞环式调节器输出开关量  $F_K$  和转矩滞环式调节器输出开关量  $T_K$  及扇区号  $S_q$ ，选择合适的电压矢量  $V_s$ 。建立的 DTC 控制开关矢量表如表 6.1 所示。

表 6.1 传统 DTC 开关矢量表

扇区 $S_q$		$S_1$	$S_2$	$S_3$	$S_4$	$S_5$	$S_6$
$\Psi_s$	$T_e$						
$F_K=1$	$T_K=1$	$V_2(110)$	$V_3(010)$	$V_4(011)$	$V_5(011)$	$V_6(101)$	$V_1(100)$
	$T_K=0$	$V_7(111)$	$V_0(000)$	$V_7(111)$	$V_0(000)$	$V_7(111)$	$V_0(000)$
	$T_K=-1$	$V_6(101)$	$V_1(100)$	$V_2(110)$	$V_3(010)$	$V_4(011)$	$V_5(011)$
$F_K=0$	$T_K=1$	$V_3(010)$	$V_4(011)$	$V_5(011)$	$V_6(101)$	$V_1(100)$	$V_2(110)$
	$T_K=0$	$V_0(000)$	$V_7(111)$	$V_0(000)$	$V_7(111)$	$V_0(000)$	$V_7(111)$
	$T_K=-1$	$V_5(011)$	$V_6(101)$	$V_1(100)$	$V_2(110)$	$V_3(010)$	$V_4(011)$

DTC 控制开关矢量表中电压空间矢量是根据  $F_K$  和  $T_K$  以及扇区号  $S_q$  的值选取的。若  $T_K=1$ ，则表示将要施加的电压空间矢量或其正交分解的一个分量的方向要与定子磁链矢量运动方向一致；若  $T_K=-1$ ，则表示要减少转矩，表示将要施加的电压空间矢量或其正交分解的一个分量的方向要与定子磁链矢量运动方向相反；若  $F_K=1$ ，则表示要增加定子磁链幅值，也即将要施加的电压空间矢量或其正交分解的一个分量的方向要与定子磁链幅值增加的方向一致；若  $F_K=0$ ，则表示要减少定子磁链幅值，也即将要施加的电压空间矢量或其正交分解的一个分量的方向要与定子磁链幅值减少的方向一致；若  $F_K=0$  和  $T_K=0$ ，则选择零矢量  $V_0$ 、 $V_7$ 。电压空间矢量  $V_1$  用电压型逆变器开关状态的表示形式为(100)，其中第一位表示逆变器 U 相开关管状态；第二位表示逆变器 V 相开关管状态；第三位表示逆变器 W 相开关管状态；相应位为“1”则表示开关管的上管导通；相应位为“0”则表示开关管的下管导通；因此，电压空间矢量  $V_1(100)$ 代表 U 相上管导通和 V 相下管导通以及 W 相下管导通。其它电压空间矢量  $V_2$ 、 $V_3$ 、 $V_4$ 、 $V_5$ 、 $V_6$  以及零矢量  $V_0$ 、 $V_7$  同理定义。

### 6.3 基于矢量细分十二电压空间矢量的 DTC 控制策略

从上节分析可知，传统 DTC 系统可利用的电压空间矢量只有正六边形中的六个有效电压空间矢量和两个零矢量，在磁链空间上也只按六个扇区进行电压空间矢量切换，这种控制方式造成磁链幅值的显著变化，从而引起磁链轨迹变形，也是电机产生转矩脉动的重要原因。为了改善传统 DTC 系统磁链轨迹，本文研究了将磁链空间扇区细分为十二个扇区以及电压空间矢量细分为十二个电压空间矢量的 DTC 控制策略。其目的是通过增加电压控制矢量的数目，克服传统 DTC 系统磁链和转矩较大波动的问题。一般的电压型逆变器只能输出六个基本电压空间矢量和两个零矢量，利用相邻的两个电压空间矢量沿它们的角平分线的方向合成新的电压空间矢量，这样就得到了在空间互差  $30^\circ$  的十二个电压空间矢量，六个基本电压空间矢量及其合成的十二电压空间矢量图如图 6.3 所示。

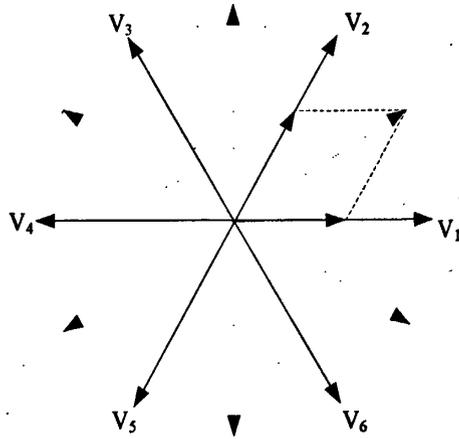


图 6.3 六个基本电压空间矢量及其合成的十二电压空间矢量图

图 6.3 中  $V_1-V_6$  是互差  $60^\circ$  的六个基本电压空间矢量, 由相邻的两个矢量合成的虚线部分所示电压空间矢量为新的电压空间矢量, 从而增加到十二个电压空间矢量。十二电压空间矢量及其对应的十二扇区示意图如图 6.4 所示。

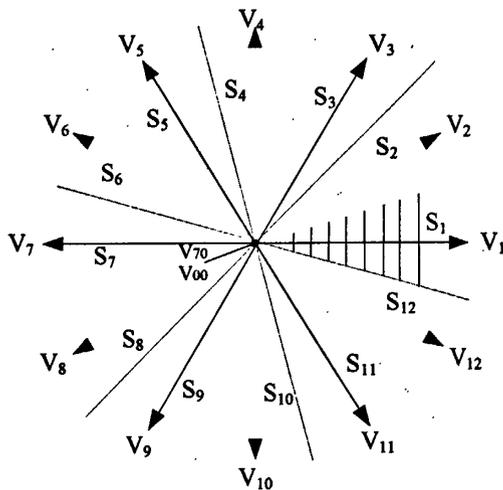


图 6.4 十二电压空间矢量及其对应的十二扇区示意图

图 6.3 和图 6.4 中, 两个相邻的电压空间矢量之区的区域构成了扇区  $S_q$  ( $q=1-12$ ), 这样就得到十二个扇区和十二个电压空间矢量。通过选取电压空间矢量消除在某些区域的不对称作用, 而使磁链的轨迹得到改善, 并且在磁链旋转速度上也提高了对称性, 所以消除了电流的畸变。图 6.4 中, 六个新电压空间矢量由其相邻电压空间矢量合成;  $V_{00}$  和  $V_{70}$  为两个零矢量;  $V_2$  由电压空间矢量  $V_1$  和  $V_3$  合成;  $V_4$  由电压空间矢量  $V_3$  和  $V_5$  合成;  $V_6$  由电压空间矢量  $V_5$  和  $V_7$  合成;  $V_8$  由电压空间矢量  $V_7$  和  $V_9$  合成;  $V_{10}$  由电压空间矢量  $V_9$  和  $V_{11}$  合成;  $V_{12}$  由电压空间矢量  $V_{11}$  和  $V_1$  合成; 而  $V_1, V_3, V_5, V_7, V_9, V_{11}$  六个电压空间矢量就是原有的六个基本电压空间矢量。基于矢量细分的十二电压空间矢量方法, 使原有的六

个电压矢量扩展到十二个，并利用十二个电压空间矢量中的相邻两个电压空间矢量来合成任意方向、任意幅值的定子电压空间矢量，由于有更多数目的电压空间矢量参与电机控制，改善了磁链轨迹，减小了转矩脉动。

## 6.4 基于磁链与转矩模糊 PI 自校正控制改进的 DTC 系统

### 6.4.1 改进的感应电机 DTC-SVM 控制策略

传统感应电机 DTC 磁链与转矩采用滞环式控制，所以逆变器开关频率是由磁链与转矩控制容差以及电机速度决定的不固定值，当转矩的控制容差设置较大时，电机输出转矩波动较大，特别是在低速运转时更大。另一方面，传统 DTC 系统在磁链与转矩滞环式调节中只计及磁链与转矩误差的方向，而没有计及磁链与转矩误差的大小，造成选取的电压空间矢量控制不够精细，带来电机运行时的转矩脉波，电机低速时震动增大。

为了改善 DTC 系统的转矩脉动，本文研究了基于磁链与转矩模糊 PI 自校正控制的电压矢量连续调制的控制策略。该方案采用磁链与转矩模糊 PI 自校正控制器取代原有滞环式控制器，运用细分的十二个矢量合成所需的电压空间矢量，由此产生任意方向和任意幅值的电压空间矢量，能较好消去磁链与转矩的误差，跟踪磁链与转矩的变化，获得较优的转矩控制效果。基于磁链与转矩模糊 PI 自校正控制的基本结构框图如图 6.5 所示：

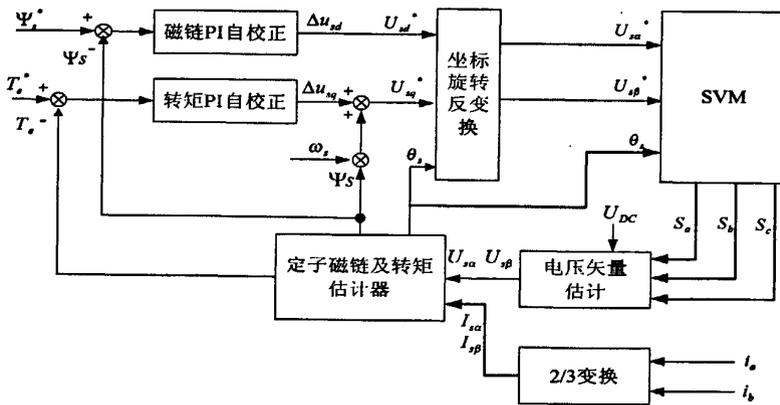


图 6.5 基于磁链与转矩模糊 PI 自校正控制的基本结构框图

图 6.5 中由定子磁链与转矩分别构成闭环控制结构，定子磁链与转矩调节器的输出作为定子磁链旋转坐标系中控制定子磁链幅值和定子磁链矢量旋转的定子电压矢量的两个分量。

在感应电机 DTC 定子磁链旋转 dq 坐标系中，定子电压方程如下：

$$u_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d|\psi_s|}{dt} \quad (6.8)$$

$$u_{sq} = R_s i_{sq} + \omega_s |\psi_s| \quad (6.9)$$

式中  $\omega_s$  是定子磁链旋转角速度。

相应转矩计算公式为：

$$T_e = 1.5P_n |\psi_s| i_{sq} \quad (6.10)$$

由式 (6.8) - 式 (6.10) 可进一步推导出：

$$\frac{2R_s T_e}{3P_n |\psi_s|} = u_{sq} - |\psi_s| \omega_s = \Delta u_{sq} \quad (6.11)$$

$$\frac{d|\psi_s|}{dt} = u_{sd} - R_s i_{sd} = \Delta u_{sd} \quad (6.12)$$

从式 (6.11) - 式 (6.12) 可见，定子磁链的幅值变化和旋转速度分别受定子电压空间矢量  $\Delta u_{sd}$  和  $\Delta u_{sq}$  控制，而定子磁链的旋转速度是电机转矩大小的一个决定性因素，所以定子电压空间矢量  $\Delta u_{sd}$  和  $\Delta u_{sq}$  分别决定定子磁链幅值和电机转矩的大小。图 6.5 中坐标旋转反变换将定子电压空间矢量分量  $U_{sd}^*$  和  $U_{sq}^*$  转换为静止坐标系中的电压空间矢量分量  $U_{sa}^*$  和  $U_{s\beta}^*$ ：

$$\begin{bmatrix} U_{sa}^* \\ U_{s\beta}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_s & -\sin \theta_s \\ \sin \theta_s & \cos \theta_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{sd}^* \\ U_{sq}^* \end{bmatrix} \quad (6.13)$$

在 DTC-SVM 脉宽调制中，根据  $U_{sa}^*$ 、 $U_{s\beta}^*$  和  $\theta_s$  生成逆变器开关信号。在任意给定时刻，定子电压空间矢量都会落在电压空间矢量区分的十二个扇区的其中之一，通过两个相邻的基本电压空间矢量可以合成指定的定子电压空间矢量，图 6.6 给出旋转坐标 dq 系中的电压空间控制矢量图。

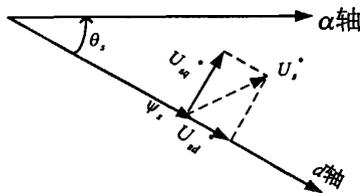


图 6.6 旋转坐标 dq 系中的电压空间控制矢量图

在图 6.6 中，改进的 DTC 系统采用坐标变换将定子旋转 dq 坐标中的定子电压矢量  $U_{sd}^*$  和  $U_{sq}^*$  变换到定子静止  $\alpha\beta$  坐标中，生成定子电压空间矢量的两个控制分量  $U_{sa}^*$  和  $U_{s\beta}^*$ ，再利用细分的十二个电压空间矢量合成所需的电压空间矢量并实现逆变器固定开关频率控制。图 6.7 给出了基于十二电压空间矢量合成任意电压空间控制矢量的示意图。

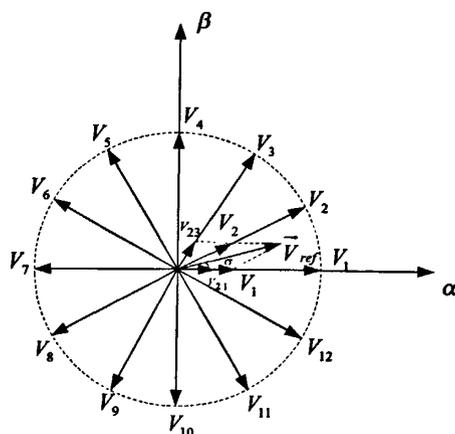


图 6.7 基于十二电压空间矢量合成任意电压空间控制矢量的示意图

图 6.7 中，电压空间矢量  $V_2$  由六个基本电压空间矢量中的  $V_{21}$  和  $V_{23}$  合成，空间电压矢量  $V_{ref}$  由相邻的两个电压空间矢量  $V_1$  与  $V_2$  以及零电压空间矢量  $V_{00}$  与  $V_{70}$  等矢量合成，可表达如下：

$$\overline{V}_{ref} = \frac{T_{00}}{T_s} \overline{V}_{00} + \frac{T_1}{T_s} \overline{V}_1 + \frac{T_2}{T_s} \overline{V}_2 + \frac{T_{70}}{T_s} \overline{V}_{70} \quad (6.14)$$

这里， $T_{00}$ ， $T_1$ ， $T_2$ ， $T_{70}$  是矢量  $\overline{V}_{00}$ ， $\overline{V}_1$ ， $\overline{V}_2$ ， $\overline{V}_{70}$  的作用时间； $T_s$  是采样周期；

为了计算  $T_{00}$ ， $T_1$ ， $T_2$ ， $T_{70}$ ，从图 6.7 中可导出：

$$V_{ref} \cdot T_s \cos \sigma = V_1 T_1 + V_2 T_2 \cos \frac{\pi}{6} \quad (6.15)$$

$$V_{ref} \cdot T_s \sin \sigma = V_2 T_2 \sin \frac{\pi}{6} \quad (6.16)$$

$$T_1 = \frac{V_{ref} T_s \sin \left( \frac{\pi}{6} - \sigma \right)}{V_1 \sin \frac{\pi}{6}} \quad (6.17)$$

$$T_2 = \frac{V_{ref} T_s \sin \sigma}{V_2 \sin \frac{\pi}{6}} \quad (6.18)$$

$$T_{00} = T_{70} = \frac{T_s - T_1 - T_2}{2} \quad (6.19)$$

由于在每一个采样时刻，基于磁链与转矩模糊 PI 自校正控制器能较好的消除调节误差，因而，基于磁链与转矩模糊 PI 自校正控制的十二矢量 DTC-SVPWM 方法可以更精确地控制磁链与转矩，降低了磁链、电机转矩和定子电流的脉动。

## 6.4.2 磁链与转矩模糊 PI 自校正控制器

模糊 PI 自校正控制器将模糊逻辑控制和 PI 调节结合在一起,利用模糊逻辑控制实现了 PI 控制器参数在线自调整,改善了 PI 控制器的控制性能,提高了 DTC 系统磁链与转矩的控制精度<sup>[148-149]</sup>。文献[144]中磁链与转矩采用传统 PI 控制器的控制方案,本文改进这一方案,采用模糊 PI 自校正控制器实现磁链与转矩的控制,因而具有良好的动态、稳态性能以及较强的鲁棒性,可获得性能优良的磁链与转矩的控制,有利于降低转矩的脉动。模糊 PI 自校正控制是以模糊控制规则实时调节 PI 控制参数,从而产生一种模糊自校正的控制,因此关键在于模糊控制规则对 PI 参数的调节机理过程。模糊 PI 自校正控制器的作用是为了找出  $K_p$ 、 $K_i$  与  $e$  和  $ec$  之间的模糊关系,通过不断的检测  $e$  和  $ec$ ,根据模糊控制原理对  $K_p$  和  $K_i$  进行实时调整,使被控对象具有良好的动、静态性能。该模糊 PI 自校正控制器的基本结构如图 6.8 所示。

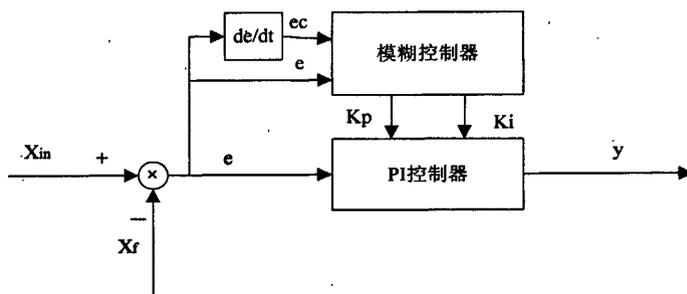


图 6.8 模糊 PI 自校正控制器的基本结构图

图 6.8 中,  $X_{in}$  是系统给定信号,  $X_f$  是系统反馈信号,  $y$  是模糊 PI 自校正控制器的输出信号。模糊 PI 自校正控制器以误差  $e$  和误差变化率  $ec$  为输入,以  $K_p$  和  $K_i$  作为输出。

由于磁链与转矩模糊 PI 自校正控制器的结构基本一致,这里仅研究模糊 PI 自校正控制器的一般设计方法。模糊 PI 自校正控制器的系统结构主要由参数可调 PI 和模糊控制系统两部分构成。采用模糊推理方法对 PI 参数  $K_p$ 、 $K_i$  进行在线整定,以满足不同的误差  $e$  和误差变化率  $ec$  对控制器参数的不同要求。

模糊控制器以误差  $e$  和误差变化率  $ec$  作为输入,修正参数  $\Delta K_p$ 、 $\Delta K_i$  为输出,则 PI 控制器输出的参数  $K_p'$ 、 $K_i'$  为下式所示,  $K_p'$ 、 $K_i'$  为预整定值。

$$K_p = K_p' + \Delta K_p \quad K_i = K_i' + \Delta K_i \quad K_d = K_d' + \Delta K_d$$

从 PI 控制特点知道:积分作用强,系统超调大,响应快。针对不同阶段的  $|e|$  和  $|ec|$ ,参数  $K_p$ 、 $K_i$  的整定原则如下:

(1) 在被控制量接近给定值时,与  $e(k)$  同号的积分作用能避免积分超调和振荡;当被控制量远离给定值时,与  $e(k)$  相反的比例作用将会减少超调。

(2) 在调节初期,  $K_p$  适当加大,  $K_i$  取较小的值可提高响应速度和避免超调;

在调节中期  $K_p$ 、 $K_i$  选取适中值，可以兼顾控制精度和系统的稳定；而在调节后期减少  $K_p$  和适当增大  $K_i$ ，可以消除误差并抑制超调。

根据要求，用于 PI 参数调整的模糊逻辑系统采用二输入二输出的结构。该控制器以  $|e|$  和  $|ec|$  作为输入，以  $\Delta K_p$ 、 $\Delta K_i$  作为输出。PI 调节器根据校正的参数对过程对象进行控制，而模糊逻辑参数整定环节根据系统误差的动态变化对 PI 调节器的参数实时校正。

把  $X_{in}$  与  $X_f$  偏差及偏差变化率的实际范围作为输入论域，输出控制量的允许变化范围作为输出论域，而在论域中的元素隶属于某个语言变量值的隶属度用隶属函数表示。表 6.2 和表 6.3 分别是偏差  $e$  和偏差变化率  $ec$  的量化论域：

表 6.2 偏差  $e$  的量化论域

量化域	$(-\infty, -4)$	$(-4, -2)$	$(-2, -1)$	$(-1, -0.3)$	$(-0.3, 0.3)$	$(0.3, 1)$	$(1, 2)$	$(2, 4)$	$(4, +\infty)$
等级	-4	3	2	-1	0	1	2	3	4

表 6.3 偏差变化率  $ec$  的量化论域

量化域	$(-\infty, -4)$	$(-4, 4)$	$(4, +\infty)$
等级	-1	0	1

设偏差的语言变量  $E$ ，其相应的模糊子集为  $A_i (i=1,2,3,\dots,9)$ 。论域为  $X$ ，划分为 9 个等级即  $X=\{-4,-3,-2,-1,0,1,2,3,4\}$ ， $A_i$  的 9 个语言变量为  $\{NB, NM, NMS, NSS, ZERO, PSS, PMS, PM, PB\}$ ；又设偏差的语言变量  $EC$ ，其相应的模糊子集为  $B_i (i=1,2,3)$ 。论域为  $Y$  划分为 3 个等级，即  $Y=\{-1,0,1\}$ ， $B_i$  的 3 个语言变量为  $\{ZERO, NE, PO\}$ 。输出  $k_p$ 、 $k_i$  的语言变量分别取  $K_p$ 、 $K_i$ ，其相应的模糊子集分别取  $C_i$ 、 $D_i (i=1,2,3,4,5)$ ；模糊子集分为 5 个等级  $\{ZERO, SS, MS, M, B\}$ ，论域为  $W$ ， $Z$ ，划分为 5 个等级，即  $W, Z=\{0,1,2,3,4\}$ 。表 6.5 和表 6.6 分别是  $E$ 、 $K_p$ 、 $K_i$  的隶属度函数。

表 6.4 隶属度函数  $\mu_A(x)$

	-4	-3	-2	-1	0	1	2	3	4
PB	0	0	0	0	0	0	0.3	0.5	1.0
PM	0	0	0	0	0	0.3	0.5	1.0	0.5
PMS	0	0	0	0	0.3	0.5	1.0	0.5	0.3
PSS	0	0	0	0.3	0.5	1.0	0.5	0.3	0
ZERO	0	0	0.3	0.5	1.0	0.5	0.3	0	0
NSS	0	0.3	0.5	1.0	0.5	0.3	0	0	0
NMS	0.3	0.5	1.0	0.5	0.3	0	0	0	0
NM	0.5	1.0	0.5	0.3	0	0	0	0	0
NB	1.0	0.5	0.3	0	0	0	0	0	0

表 6.5 隶属函数  $\mu_C(w)$ ,  $\mu_D(z)$ 

	0	1	2	3	4
ZERO	1.0	0.5	0	0	0
SS	0.5	1.0	0.5	0	0
MS	0	0.5	1.0	0.5	0
M	0	0	0.5	1.0	0.5
B	0	0	0	0.5	1.0

模糊控制规则是根据分析 PI 控制阶跃响应和结合过渡过程要求得出的。模糊控制规则如表 6.6 和表 6.7 所示。

 表 6.6  $K_p$  的模糊控制规则表

$K_p$	$E$									
	NB	NM	NMS	NS	ZERO	PS	PMS	PM	PB	
ZERO	MS	B	M	S	Z	S	M	B	MS	
EC	NE	B	B	MS	S	MS	S	MS	B	B
PO	B	M	M	Z	Z	MS	M	M	B	

 表 6.7  $K_i$  的模糊控制规则表

$K_i$	$E$									
	NB	NM	NMS	NS	ZERO	PS	PMS	PM	PB	
ZERO	Z	S	MS	M	B	S	M	S	Z	
EC	NE	Z	S	MS	M	B	S	M	S	Z
PO	Z	MS	M	B	B	MS	B	MS	Z	

PI 参数自校正是在运行中不断的监测  $E$  和  $EC$ ，根据模糊控制原理对二个控制参数  $K_p$ ， $K_i$  进行在线修改，在线运行过程中，控制系统通过对模糊逻辑规则的结果处理，查表和运算，完成对  $P_i$  参数的自校正。

### 6.4.3 仿真研究

在传统 DTC 系统仿真模型的基础上，结合第三章至第五章的仿真研究，将磁链与转矩滞环式调节器用模糊 PI 自校正控制器替代，定子磁链和速度的辨识采用本文研究的改进参数辨识模型，在 Matlab7.8/Simulink 环境下建立基于磁链与转矩模糊 PI 自校正控制的 DTC 系统仿真模型如图 6.9 所示。

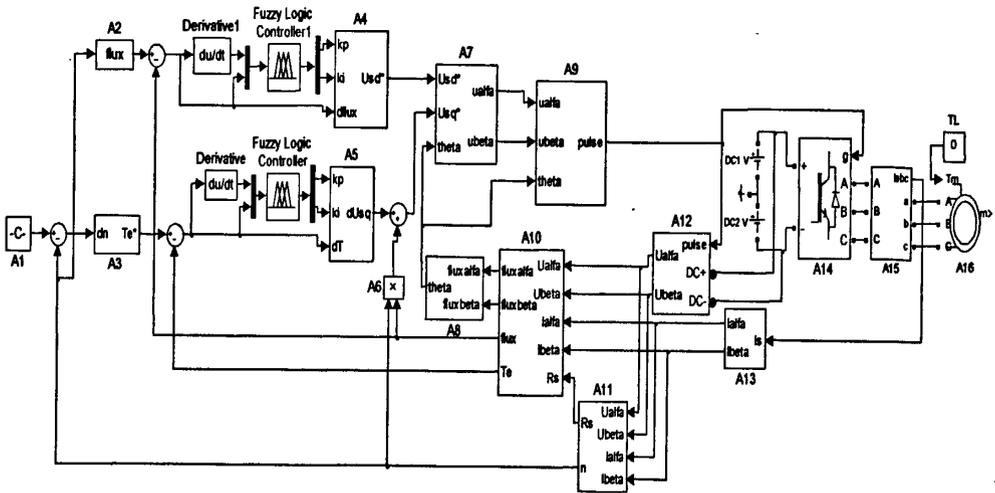


图 6.9 基于磁链与转矩模糊 PI 自校正控制的 DTC 系统仿真模型

图 6.9 中， $A_1$  为速度给定； $A_2$  为磁链函数发生器； $A_3$  为速度 PI 调节器； $A_4$  为磁链模糊 PI 自校正控制器； $A_5$  为转矩模糊 PI 自校正控制器； $A_6$  为速度  $\omega$  与磁链幅值  $\Psi_s$  的乘法器； $A_7$  坐标旋转变换； $A_8$  为定子磁链角度计算； $A_9$  为基于细分的十二电压空间矢量的 SVPWM； $A_{10}$  为磁链与转矩估计器； $A_{11}$  为基于 MRAS 的定子电阻与速度观测器； $A_{12}$  为定子电压估计器； $A_{13}$  为定子电流估计器； $A_{14}$  为电压型逆变器模型； $A_{15}$  为感应电机变量观测器； $A_{16}$  为感应电机模型。其中，由磁链与转矩模糊 PI 自校正调节子模块分别产生转矩连续量控制信号和磁链连续量控制信号，这种基于磁链与转矩模糊 PI 自校正调节的十二电压空间矢量 SVPWM 控制方案有助于 DTC 系统控制性能的提高。

为了探讨基于模糊 PI 自校正感应电机无速度传感器 DTC 系统与传统的 DTC 系统的控制性能，分别对转矩响应和转矩脉动进行了仿真研究。仿真电机参数与第二章建立的仿真模型一致。

为了对比这两种控制方法的动态性能，仿真时给定转矩从  $+7\text{Nm}$  突变为  $-7\text{Nm}$ ，其它仿真参数和仿真条件同前。图 6.10 和图 6.11 给出了转矩突变时传统 DTC 系统和基于模糊 PI 自校正控制的 DTC 系统在给定转矩突变时的转矩响应仿真曲线。

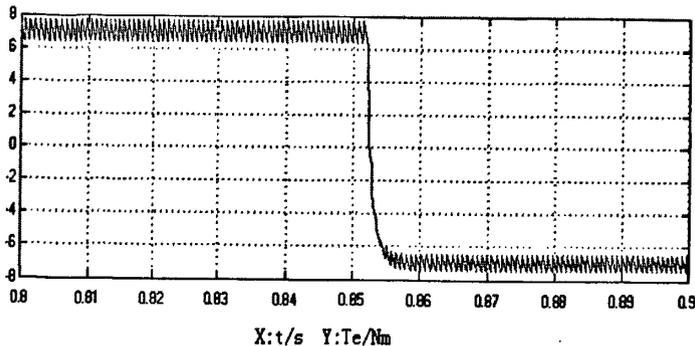


图 6.10 转矩突变时传统 DTC 系统的转矩响应曲线

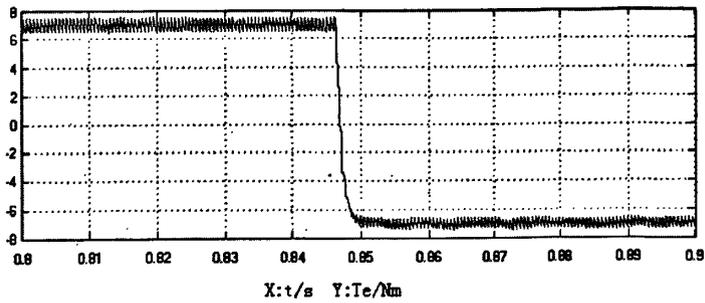


图 6.11 转矩突变时基于模糊 PI 自校正控制的 DTC 系统转矩响应曲线

从图中可以看出，两者的转矩响应速度相当，转矩从+7Nm 过渡为-7Nm 时的调整时间大约为 2.5ms。转矩为-7Nm 时的转矩脉动小于转矩为 7Nm 时的转矩脉动。为了清楚起见，把两者在 7Nm 时的转矩脉动纵向放大示于图 6.12 和图 6.13 中。

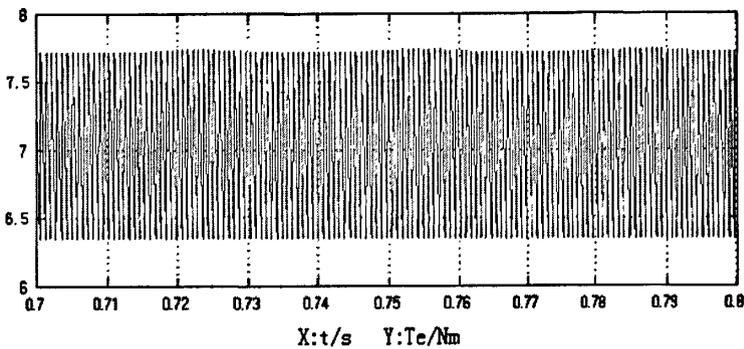


图 6.12 传统 DTC 系统的转矩稳态响应放大波形

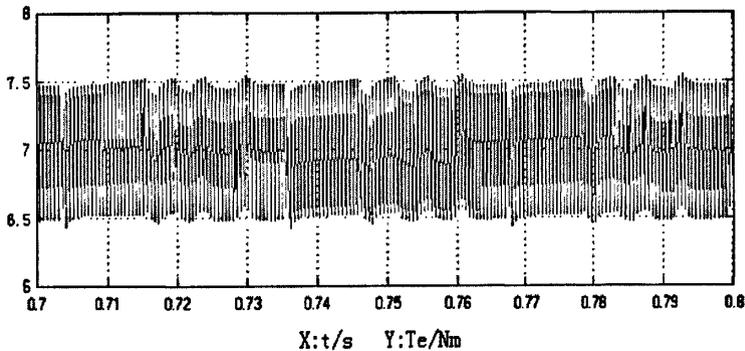


图 6.13 基于模糊 PI 自校正控制的 DTC 系统转矩稳态响应放大波形

通过对比可见：传统 DTC 系统的滞环式控制方法的转矩容易引起震荡，而基于模糊 PI 自校正控制的 DTC 系统的转矩调节性能较好，由于改进 DTC 系统对电机的状态划分得更细，切换电压矢量的选择增多，电机转矩的控制性能表现得更平滑，震荡要小一些，转矩脉动有所改善

#### 6.4.4 实验研究

由于温升和高频信号等因素的影响，电机的定子电阻参数在运行过程中会发生较大的变化，系统的控制特性随之改变。在感应电机无速度传感器 DTC 系统中，电机参数的偏差不仅导致状态观测的偏差，造成控制精度下降，也给 DTC 系统的

动态特性带来不良影响。在前期工作中，为了改善低速区域的运行特性，在第三章研究了感应电机无速度传感器 DTC 改进的基于 PI 校正的闭环定子磁链估计算法方案；在第四章中研究了感应电机 DTC 基于定子电流误差的模糊定子电阻辨识方法；在第五章中基于 MRAS 理论研究了一种 DTC 交互式 MRAS 速度和定子电阻在线辨识方案。

本章在第二章建立的 DTC 实验平台上对本文研究的基于磁链与转矩模糊 PI 自校正控制的感应电机无速度传感器 DTC 系统进行了实验研究。在电机负载情况下，对改进的磁链与转矩模糊 PI 自校正控制的 DTC 系统测试，图 6.14 的实验结果为转矩给定为  $T_{ref}=5\text{NM}$  时的转矩响应曲线。

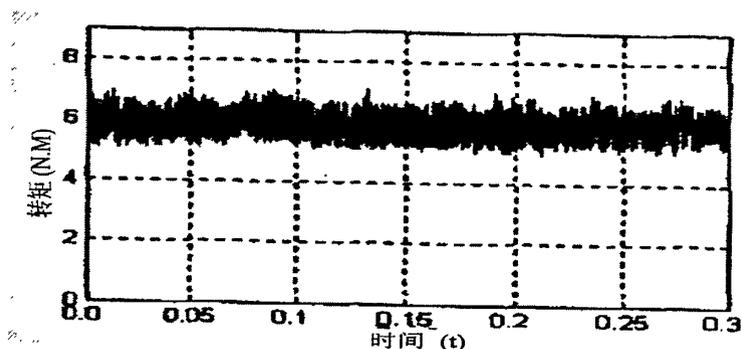


图 6.14 转矩给定为  $T_{ref}=5\text{NM}$  时的转矩响应曲线

从图中可以看出基于磁链与转矩模糊 PI 自校正控制的转矩脉动较小，在给定值  $\pm 0.5\text{NM}$  上下波动，具有较好的转矩稳态控制响应特性。

实验结果表明，采用磁链与转矩模糊 PI 自校正控制器后，DTC 系统可以实现小超调或无超调控制。这种控制器设计简单，易于模块化且实时性好，并对被控对象的不良变化具有较强的鲁棒性。

在给定速度从 50rpm 跃变到 100rpm 时图 6.15 和图 6.16 分别为传统 DTC 系统的速度阶跃响应曲线和采用改进的 DTC 系统的速度阶跃响应曲线。两种控制策略采用相同的硬件平台，保证了其外部条件的一致性。

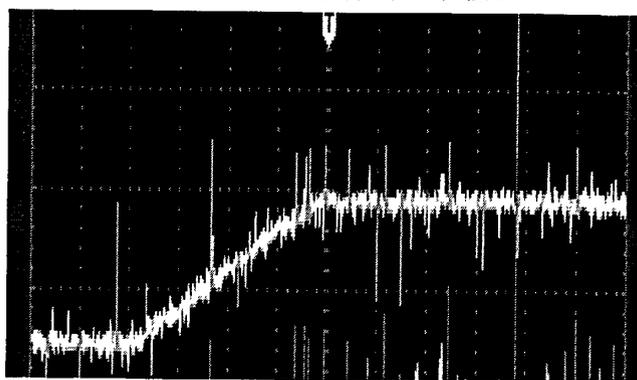


图 6.15 传统 DTC 系统的速度阶跃响应曲线

(横坐标单位为 s, 纵坐标单位为 rpm)

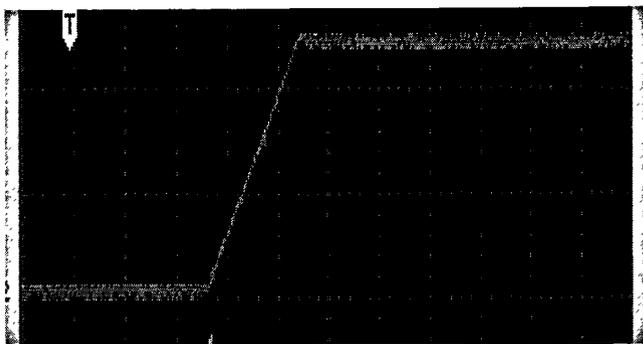


图 6.16 基于模糊 PI 自校正感应电机 DTC 系统的速度阶跃响应曲线

(横坐标单位为 s, 纵坐标单位为 rpm)

从图 6.14 至图 6.16 中可以看出, 在转矩脉动控制效果上, 改进 DTC 系统的电机运行更加平稳, 输出转矩脉动小; 在速度控制性能上, 改进的 DTC 系统的电机速度响应较传统 DTC 系统的电机速度响应要快, 在给定速度阶跃响应下的电机实际速度响应曲线的脉动更小, 改进的 DTC 系统的速度达到稳态运行速度值所花的时间更少。实验结果进一步验证了改进 DTC 系统的控制策略的正确性和有效性。

## 6.5 本章小结

本章为了改善感应电机 DTC 系统的转矩脉动, 首先分析了传统 DTC 系统滞环式磁链与转矩的调节控制原理。本章在传统六个电压空间矢量控制方法的基础上, 研究了基于矢量细分的十二电压空间矢量 DTC 控制方案。该方案与传统 DTC 的正六边形六个基本电压空间矢量控制方案相比, 由于电压空间矢量增加到十二个, 使得 DTC 系统产生的电压空间控制矢量更精细, 有效地降低了电机转矩脉动, 提高了感应电机 DTC 系统的转矩和速度动静态控制性能, 特别是能改善 DTC 系统转矩和速度的响应控制性能。

结合 DTC 细分十二电压空间矢量的控制方案, 本章研究了一种基于磁链与转矩模糊 PI 自校正控制的感应电机 DTC 系统。在这种控制系统中将模糊 PI 自校正调节器引入感应电机 DTC 系统的磁链与转矩控制, 并根据误差和误差变化率, 实时在线调整磁链与转矩 PI 调节器的控制参数, 极大地优化了磁链与转矩的动静态控制性能。依据感应电机 DTC 系统的数学模型构造出仿真模型并进行仿真研究。仿真与实验研究结果表明: 采用磁链与转矩模糊 PI 自校正控制的 DTC 系统增强了 DTC 系统的自适应能力, 获得了较小的超调, 速度响应更快。该系统与传统 DTC 滞环式控制相比, 由于采用高性能 DSP 与 EPLD 参与控制, 增强了 DTC 系统控制的实时性, 感应电机 DTC 系统的低速脉动得到了明显改善。

## 结 论

感应电机是一个高阶、非线性、强耦合的多变量系统,因而,实现高性能感应电机的调速是电气传动领域的一大难题,研究高性能感应电机的调速技术一直是人们的热门研究课题。目前,感应电机调速领域的研究热点主要集中在:高性能无速度传感器感应电机调速技术和感应电机智能控制技术等方面。本文在讨论传统 DTC 控制方法的不足基础上,对改进的感应电机无速度传感器 DTC 系统进行了仿真研究并进行了实验研究。在 DTC 定子磁链辨识、定子电阻辨识、电机速度的在线观测及感应电机 DTC 磁链与转矩的控制方法等方面进行了深入研究,并提出了相应的解决新方案。仿真与实验研究充分证明了新方案的有效性。本文研究的主要内容和成果归纳如下:

(1) 在分析传统 DTC 系统定子磁链辨识方法的基础上,导出了实现高性能感应电机 DTC 控制的关键问题是实现对电机定子磁链的准确辨识的结论,研究了开环和闭环定子磁链辨识方法。重点研究了能消去直流偏置累积误差的均值补偿定子磁链开环辨识器。该辨识器在消去积分项中的直流偏置累积误差方面特别有效,其思路清晰,DSP 算法实现简单,无其它附加误差,但这种均值补偿方法本质上还是一种开环辨识方式。为此,本文将均值补偿算法与 PI 校正的闭环辨识方法相结合,提出了一种新型的基于 PI 校正的定子磁链闭环辨识器。这种新的闭环辨识器的结构简单,不仅保留了均值补偿算法的优点,还具有消去不确定误差的影响的自适应调节能力,定子磁链辨识精度得到提高,从而有效地改善 DTC 系统转矩与速度的低速控制性能。

(2) 在 DTC 系统中,要实现精确的定子磁链辨识和电机速度观测,其关键问题是要获得定子电阻的实时值。本文在定子电阻的辨识研究方面,通过分析多种定子电阻的辨识方法,提出了一种感应电机 DTC 基于定子电流误差的模糊逻辑定子电阻辨识器。这种基于模糊逻辑理论的定子电阻辨识方法特别适用于感应电机时变非线性系统的参数辨识问题,在不知控制对象数学模型和环境发生变化时,能借助模糊逻辑理论和 DTC 控制算法,实时在线辨识出定子电阻的实际值,弥补了传统感应电机 DTC 系统的缺陷。仿真与实验结果表明,基于定子电流误差的模糊逻辑定子电阻辨识器具有算法简单、实时性好、系统的鲁棒性强等优点,改善了系统的低速时的电机控制性能。

(3) 本文从建立感应电机 DTC 系统的动态数学模型出发,依据 MRAS 理论提出一种基于 MRAS 的交互式带定子电阻辨识的速度观测器。这种新的速度观测器利用可调模型和参考模型之间相互转换的方法实现速度和定子电阻的同时观

测。仿真与实验表明,这种基于 MRAS 理论和稳定性原理设计的速度观测器在解决了速度观测问题的同时还消除了定子电阻变化对 DTC 系统动静态性能的影响,采用该速度观测算法可以使 DTC 系统获得良好的低速性能和具有稳定的宽调速范围。

(4) 本文针对传统 DTC 系统的电机低速转矩脉动问题,分析了磁链与转矩滞环式调节方法的不足。为了改善传统 DTC 系统中存在转矩脉动和开关频率不固定的问题,本文提出了一种基于磁链与转矩模糊 PI 自校正控制的新的 DTC-SVM 控制策略,并将可增加电压空间控制矢量的细分十二电压空间矢量控制方案结合到新的 DTC-SVM 控制策略中。仿真与实验研究表明,该方法在降低电机转矩脉动的同时,通过模糊逻辑优化 PI 控制获得对磁链与转矩的有效跟踪控制,磁链幅值仍然保持基本恒定,电机转矩脉动降低,提高了 DTC 系统的转矩和速度动静态控制性能。

(5) 本文采用 dsPIC6010A+EPLD 的数字控制框架建立了感应电机 DTC 系统的数字化实验平台。采用 C 语言和汇编语言混合编程,进行了 DSP 实时控制的改进 DTC 控制方案的实验研究。实验研究表明本文研究的改进 DTC 控制系统的结构简单、算法实时性好、系统鲁棒性强等优点,同时也证明了本文研究的定子磁链、定子电阻辨识方法和电机速度观测方法的正确性和有效性。

由于各种条件的限制,目前在改善 DTC 系统的低速电机控制性能及提高智能控制水平方面,尚有一些研究工作有待进一步深入研究,这些还需要进一步研究的工作是:

1) 低速运行时定子磁链辨识不精确的问题。定子磁链的辨识主要受定子电阻的影响,但在特殊条件下电机的其它参数变化的影响也不能忽视,如电感参数等。这些参数的偏差也会对定子磁链参数辨识结果造成一定的影响,进而影响 DTC 系统的动静态控制性能。为了进一步改善 DTC 低速性能,采用新的参数辨识方法解决低速或零速时的参数辨识问题。如电机速度接近零速运行时,电机的速度难以准确地观测和测量等问题,研究基于人工神经网络实现对速度和定、转子电阻的同时在线辨识,还需要进一步研究其它参数变化对定子磁链辨识精度的影响问题。

2) 采用新型 DSP 和高性能 FPGA 器件提高 DTC 系统的实时控制问题。由于 DTC 低速运行时磁链与转矩滞环式调节导致转矩脉动大,本文采用磁链与转矩模糊 PI 自校正控制方案,并利用十二个电压空间矢量的 DTC-SVPWM 改进传统的 DTC 控制,尽管改善了 DTC 系统的低速控制性能,但也增加了系统控制的复杂性。随着新型 DSP 和高性能 FPGA 器件不断进步,在 DTC 系统中,进一步采用新型的 DSP 实现电机的智能控制算法以及采用高性能大规模可编程逻辑器件 FPGA/EPLD 实现 DTC 专用控制算法,以提高感应电机控制的实时性和有效性及

实现实时智能控制等方面还有待于进一步研究。

3) 提高感应电机 DTC 系统的速度自适应控制能力的研究。在 DTC 速度控制环中, 本方案只是采用传统的 PI 控制器实现速度的控制, 因而, 这种传统 PI 控制器的速度控制难以适应不同对象的高性能速度控制。建议采用模糊 PI 自校正速度控制策略, 以改善 DTC 系统速度控制的自适应控制性能。

## 参考文献

- [1] Depenbrock M. Direkte selbstregelung (DSR) fuhrhochdy-namische Drehfeldantriebe mit Stromrichterspeisung ETZ Archiv, 1985, 7(7): 211-218
- [2] Takahashi I, Noguchi T. A new quick response and high efficiency control strategy of an induction motor. IEEE Transactions on industry applications, 1986, 22(5): 820-827
- [3] 胡崇岳. 现代交流调速技术. 北京: 机械工业出版社, 2001, 256-308
- [4] 许实章. 电机学. 北京: 机械工业出版社, 1998, 1-3, 48-104
- [5] 陈伯时, 陈敏逊. 交流调速系统. 北京: 机械工业出版社, 1998, 1-40
- [6] Bose B K. High performance control and estimation in AC drives. In: Proceedings of the international conference on industrial electronics, control and instrumentation (IECON). USA, 1997, 2: 377-385
- [7] Edward.Y.Y, Paresh.C.Sen. Decoupling control of induction motor drives. IEEE Transactions on industrial electronics, 1988, 35(2): 253-262
- [8] Bimal K. Bose. Power electronic-an emerging technology. IEEE Transactions on industrial electronics, 1989, 36(3): 403-412
- [9] Bin Wu. High-power converters and AC drivers. 北京: 机械工业出版社, 2008
- [10] 陈坚. 交流电机数学模型及调速系统. 北京: 国防工业出版社, 1991
- [11] tohtani T, takada N, tanaka K. Vector control of induction motors without Shaft Encoder. IEEE Transactions on industry applications, 1992, 28(1): 157-164
- [12] Shi K L, Chan T F, Wong Y K, et al, Speed estimation of an induction motor drive using an optimized extended Kalman filter, IEEE Transactions on industrial electronics, 2002, 49(1): 124-133
- [13] Manfred Depenbrock, Christoph Evers. Model based speed identification for induction machines in the whole operating range. IEEE Transactions on industrial electronics, 2006, 53 (1): 31-40
- [14] Marcetic D P, Vukosavic S N. Speed-sensorless AC drives with the rotor time constant parameter update. IEEE Transactions on industrial electronics, 2007, 54(5): 2618-2625
- [15] Isidori. Nonlinear control systems. an introduction: Springer-Verlag Press, 1985, 320-343
- [16] Chiasson J. A new approach to dynamic feedback linearization control of an

- induction motor. IEEE Transactions automatic control, 1998, 43(3): 391-397
- [17] Kwan C M, Lewis F L. Robust Back stepping Control of Induction Motors Using Neural Networks. IEEE Transactions on neural networks, 2000, 11(5): 1178-1187
- [18] Yemna Ben Salem, Lassaad Sbita. A nonlinear state feedback control for induction motors. In: IEEE International Conference.India, 2006, 2067-2072
- [19] Bimal K Bose. 交流传动调速系统. 北京: 中国铁道出版社, 1986, 1-23
- [20] Kreisselmeier G, Anderson B D O. Robust model reference adaptive control. IEEE Transactions on automatic control, 1986, 31(2): 127-133
- [21] Narendra K S, Annaswamy A M. A new adaptive law for robust adaptation without persistent excitation. In: American Control Conference. American, 1986, 1067-1072
- [22] Cirrincione M, Pucci M. An MRAS based sensorless high-performance induction motor drive with a predictive adaptive model. IEEE Transactions on industrial electronics, 2005, 52(2): 532-551
- [23] Thomas Hessburg, Masayoshi Tomizukao. Model reference adaptive fuzzy logic control for vehicle guidance. In: Proceeding of the America Control Conference. Washington, June, 1995, 2287-2291
- [24] Comanescu M, Xu L. Sliding mode MRAS speed estimators for sensorless vector control of induction machine. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2006, 53(1): 146-153.
- [25] Wang K, Chiasson J, Bodson M, et al. An online rotor time constant estimator for the induction machine. IEEE Transactions on Control System Technolgy, 2007, 15(2): 339-347
- [26] Yu-Chao Lin, Li-Chen Fu, Chin-Yu Tsai. Nonlinear sensorless indirect adaptive speed control of induction motor with unknown rotor resistance and load. In: Processing of control conference, San, Diego,california, June, 1999, 2168-2172
- [27] John Cort'es-Romero, Alberto Luviano-Ju'arez, Hebertt Sira-Ram'irez. Robust generalized PI sliding mode control for the induction motor. In: 18th IEEE International Conference on Control Applications Part of 2009 IEEE Multi-conf-erence on Systems and Control Saint Petersburg, Russia, 2009, 1732-1737
- [28] 李鹏波, 胡德文. 系统辨识基础. 北京: 中国水利水电出版社, 2006, 1-13
- [29] 张成乾, 张国强. 系统辨识与参数估计. 北京: 机械工业出版社, 1986, 1-52
- [30] 张洪钺, 胡干耀. 现代控制理论(第四册)一系统辨识. 北京: 北京航空学院

出版社, 1987, 1-38

- [31] Robert Babuska, Henk Verbruggen. Neuro-fuzzy methods for nonlinear system identification. In: Annual Review in control ,Netherlands, 2003, 27: 73-85
- [32] 曹承志, 鲁木平, 王楠, 等. 基于小波模糊神经网络的DTC系统参数的辨识. 电工技术学报, 2004, 19(6): 18-22
- [33] Kristinn Kristinsson, Guy A. Dumont. System identification and control using genetic algorithms. IEEE Transactions on Systems, Man and cybernetics, 1992, 22(5): 1033-1046
- [34] 胡刚, 胡育文, 许越, 等. 直接转矩控制系统的模糊在线观察器设计. 电气传动, 1997, 27(1): 21-25
- [35] Chatterjee D, Ganguli A K, Chakraborti R N. A Fuzzy-Logic based stator resistance compensated simplified speed sensorless vector control of induction motor in the low speed region. power electronics. In: International Symposium on Electrical Drives, Automation and Motion, Taormina, 2006, 979-983
- [36] Gang Feng. A survey on analysis and design of model-based fuzzy control systems. IEEE Transactions on fuzzy systems, 2006, 14(5): 676-697
- [37] 应浩. 关于模糊控制理论与应用的若干问题. 自动化学报, 2001, 27(4): 591-593
- [38] 谢振华, 程江涛, 耿昌茂. 自适应模糊控制几个基本问题的研究进展. 电光与控制, 2005, 20(1): 18-24.
- [39] Kubota H, Matsuse K, Sunwoo H. Sensorless vector control scheme for induction motors based on a stator flux estimator with quadrant error compensation rule. IEEE Transactions on industry applications, 2003, 39(2): 492-503
- [40] Marko. Hinkkanen, Jorma Luomi. Parameter sensitivity of full-order flux observers for induction motors. IEEE Transactions on industry applications, 2003, 39(4): 1127-1135
- [41] Toufouti R, Meziane S, Benalla H. Direct torque control for induction motor using intelligent techniques. Journal of theoretical and applied information technology, 2007, 35-44
- [42] Bachir Abdelhadi, Azeddine Benoudjit, Nasreddine Nait-Said. Application of genetic algorithm with a novel adaptive scheme for the identification of induction machine parameters. IEEE Transactions On Energy Conversion, 2005, 20(2): 284-288
- [43] Vasudevan M, Arumgam R. High performance adaptive intelligent direct torque

- control schemes for induction motors. *KMITL Science Technology Journal*, 2005, 5(3): 559-579
- [44] Milan Zalman, Ivica Kuric. Direct torque and flux control of induction machine and fuzzy controller. *Journal of Electrical Engineering*, 2005, 56(9-10): 278-280
- [45] Jia-Qiang Yang, Jin Huang. Direct torque control system for induction motors with fuzzy speed PI regulator. In: *Proceedings of the fourth international conference on machine learning and cybernetics*. Guangzhou, 2005, 778-783
- [46] Sobczuk D L. Application of ANN for control of PWM inverter fed induction motor drives: [dissertation]. Poland: Warsaw University of Technology, 1999
- [47] 程明, 束亚刚, 孔祥新. 定子双馈电双凸极电机的模糊自适应 PI 控制. *电机与控制学报*, 2008, 12(6): 691-695
- [48] 陆华才, 徐月同, 杨伟民, 等. 永磁直线同步电机进给系统模糊 PID 控制. *电工技术学报*, 2007, 22(4): 59-63
- [49] 王立强, 卢琴芬, 叶云岳, 等. 城轨交通用直线感应电机模糊 PI 矢量控制. *控制理论与应用*, 2009, 26(7): 734-738
- [50] MirI S, Elbuluk M. Fuzzy implementation of direct self control of induction machines. *IEEE Transactions on industry applications*, 1994, 30(3): 729-735
- [51] Cerruto E, Consoli A, Raciti A. Fuzzy adaptive vector control of induction motor drives. *IEEE Transactions on power electronics*. 1997, 12(6): 1028-1040
- [52] Tang Y F, Xu L Y. Vector control and fuzzy logic control of doubly fed variable speed drives with DSP implementation. *IEEE Transactionson energy conversion*, 1995, 10(4): 661-668
- [53] 金海. 三相异步电动机磁链观测器与参数辨识技术研究: [浙江大学博士学位论文]. 浙江: 浙江大学电气工程学院, 2006, 2-8, 38-41
- [54] 李永东. 交流电机数字控制系统. 北京: 机械工业出版社, 2002, 177-303
- [55] Uwe Baader, Manfred Depenbrock, Georg Gierse. Direct self control (DSC) of inverter-fed induction machine: A basis for speed control without speed measurement. *IEEE Transactions on industry applications*, 1992, 28(3): 581-588
- [56] Liu Xing-qiao, Zhao DE-an, Sun Yu-kun, et al. Speed sensorless direct torque control system of induction motor. In: *Proceedings of the 4th World Congress on Intelligent Control and Automation*, Shanghai, P.R. China, June, 2002, 2849-2853
- [57] 汤蕴缪, 张弈黄, 范瑜. 交流电机动态分析. 北京: 机械工业出版社, 2005, 350-382
- [58] Ramon Blasco Gimenez. High performance sensorless vector control of

- induction motor: [dissertation]. English: The university of Nottingham, 1995, 27-47
- [59] Doncker D, Novotny R W, Pastirelli F, et al. Comparison of universal field oriented controllers in different reference frames. *IEEE Transactions on power electronics*, 1995, 10(2): 205-213
- [60] 冯焱生, 曾岳南. 无速度传感器矢量控制原理与实践. 北京: 机械工业出版社, 2006, 10-28
- [61] Depenbrock M. Direct self-control(DSC) of inverter-fed induction machine. *IEEE Transactions on power electronics*, 1988, 3(4): 420-429
- [62] Xu X, Novotny D W. Implementation of direct stator flux orientation control on a versatile DSP based system. *IEEE Transactions on industry applications*, 1991, 27(4): 694-700
- [63] 李夙. 感应电动机直接转矩控制. 北京: 机械工业出版社, 1998
- [64] 韦立祥, 刘丛伟, 孙旭东, 等. 一种消除电压型磁链观测器中直流偏置误差的新方法. *清华大学学报*, 2001, 41(9): 51-54
- [65] Holtz J, Quan J. Drift and parameter-compensated flux estimator for persistent zero-stator-frequency operation of sensorless-controlled induction motor. *IEEE Transactions on industry applications*, 2003, 39(4): 1052-1060
- [66] 万宇宾, 胡婵娟, 万淑芸. 基于电压模型的定子磁链观测器及参数设计方法. *电气传动*, 2006, 36(3): 15-18.
- [67] Myoung-Ho Shin, Dong-Seok Hyun, Soon-Bong Cho, et al. An Improved stator flux estimation for speed sensorless stator flux orientation control of induction motors. *IEEE Transactions on power electronics*, 2000, 15(2): 312-318
- [68] 俞红祥, 吕广强, 纪延超. 一种基于新型积分算法感应电机定子磁链估算方法的研究. *电机与控制学报*, 2005, 9(1): 68-71.
- [69] Yang G, Chin T H. Adaptive speed identification scheme for a vector-controlled speed sensorless inverter-inversion motor drive. *IEEE Transactions on industry applications*, 1993, 29(4): 820-825
- [70] 余致廷, 胡超. 基于直接转矩控制的定子磁链及速度辨识的研究. *微计算机信息*, 2008, 24(31): 284-285, 272
- [71] 陈其工. 具有连续输出值的高精度模糊电阻观察器的研究. *电工技术学报*, 1999, 14(4): 10-13
- [72] Bim E. Fuzzy optimization for rotor constant identification of an indirect FOC induction motor drive. *IEEE Transactions on industrial electronics*, 2001, 48(6): 1293-1295

- [73] Brandstetter Pavel, Cajka Radim, Skuta Ondrej. Rotor time constant adaptation with ANN application Power Electronics and Applications. In: 2007 European Conference, 2007, 1-10.
- [74] Bohtani T. A new method of torque control free from motor parameter variation in induction motor drives. In: IEEE Industry Applications Soc. Conf. Rec., 1986, 203-209
- [75] Mir S, Elbuluk M e, Zinger D S. PI and fuzzy estimators for tuning the stator resistance in direct torque control of induction machines. IEEE Transactions on power electronics, 1998, 13(2): 279-287
- [76] Cabrera L A, Elbuluk M E, Husain I. Tuning the stator resistance of induction motors using artificial neural network. IEEE Transactions on power electronics, 1997, 12(5): 779-787
- [77] Zidani F F, Diallo D, Benbouzid M E H, et al. Direct torque control of induction motor with fuzzy stator resistance adaptation. IEEE Transactions on energy conversion, 2006, 2(21): 619-621
- [78] Bose B K, Patel N R. Quasi-fuzzy estimation of stator resistance of induction motor. IEEE Transactions on power electronics, 1998, 13(3): 401-409
- [79] Saejia M, Sangwongwanich S. Averaging analysis approach for stability analysis of speed-sensorless induction motor drives with stator resistance estimation. IEEE Transactions on industrial electronics, 2006, 53(1): 162-177
- [80] Luenberger D G. Canonical forms for linear multivariable systems. IEEE Transactions on automatic control, 1967, AC-12(3): 290-293
- [81] Tae-Sung Kwon, Myoung-Ho Shin, Dong-Seok Hyun. Speed sensorless stator flux-oriented control of induction motor in the field weakening region using luenberger observer. IEEE Transactions on power electronics, 2005, 20(4): 864-869
- [82] Bose B K. Neural network applications in power electronics and motor drives-An introduction and perspective. IEEE Transactions on industrial electronics, 2007, 54(1): 14-33
- [83] Barut M, Bogosyan S, Gokasan M. Speed-sensorless estimation for induction motors using extended Kalman filters. IEEE Transactions on industrial electronics, 2007, 54(1): 272-280
- [84] Nishibata K, Ishida M, Doki S, et al, Fujitsuna M. Sensorless control method for ultra high speed drive of induction machine utilizing rotor slot harmonics. In: The Papers of Joint Technical Meeting on SPC and IEA. Japan, 2006, 81-84

- [85] Gao Q, Asher G, Sumner M. Sensorless position and speed control of induction motors using high-frequency injection and without offline precommissioning. *IEEE Transactions on industrial electronics*, 2007, 54(5): 2474-2481
- [86] ID 朗道. 自适应控制模型参考法. 北京: 国防工业出版社, 1985, 52-80
- [87] Teresa Orłowska-Kowalska, Senior Member. Stator-current-based MRAS estimator for a wide range speed-sensorless induction motor drive. *IEEE Transactions on industrial electronics*, 2010, 57(4): 1296-1308
- [88] Oualha, S.Feki, M.Benmessoud, et al. MRAS speed observer for direct torque control of sensorless induction motor drives sensitivity study. *International Journal of Electrical and Power Engineering*, 2008, 2(6): 377-383
- [89] Rashed M, Stronac A. A stable back-EMF MRAS-based sensorless low speed induction motor drive insensitive to stator resistance variation. *IEE Proceedings of Electric Power Applications*, 2004, 151(6): 685-693.
- [90] 毛明平, 陶生桂, 袁登科, 等. 基于 Matlab 的无速度传感器直接转矩控制策略比较. *同济大学学报*, 2002, 30(11): 1383-1387
- [91] Ide K, Ha J I, Sawamura M. A hybrid speed estimator of flux observer for induction motor drives. *IEEE Transactions on industrial electronics*, 2006, 53(1): 130-137
- [92] Arias A, Romeral J L, Aldabas E, Jayne M G. Fuzzy logic direct torque control. In: *Proc of IEEE Int. Symp. Ind. Electron*, 2000, 253-258
- [93] Yen Shin Lai, Juo-Chiun Lin. New hybrid fuzzy controller for direct torque control induction motor drives. *IEEE Transactions on power electronics*, 2003, 18(5): 1211-1219
- [94] Moghaddasian M, Nategh Sh, Kianinezhad R. A direct torque control (DTC) method for dual three phase induction motors using a fuzzy inference system. In: *International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, Iran*, 2008, 1088-1092.
- [95] 奚国华, 胡卫华, 喻寿益, 等. 异步电机直接转矩控制模糊 DSVM 控制策略. *电机与控制学报*, 2007, 11(5): 435-439
- [96] Elbuluk M S, Precision torque control in inverter-fed induction machines using fuzzy logic. In: *Proc of IEEE PESC'95, USA*, 1995, 396-401.
- [97] Kang J, Sul S. New direct torque control of induction motor for minimum torque ripple and constant switching frequency. *IEEE Transactions on industry applications*, 1999, 35(5): 1076-1082
- [98] Habetler T G, Profumo F. Direct torque control of induction machines using

- space vector modulation. IEEE Transactions on industry applications, 1992, 28(5): 1045-1052
- [99] Bird I G, Zelaya H. De La Parra. Fuzzy logic torque ripple reduction for DTC based ac drives. IEE Electron. Lett., 1997, 33(17): 1501-1502
- [100] Luis Romeral, Antoni Arias, Emiliano Aldabas, et al. Novel direct torque control (DTC) scheme with fuzzy adaptive torque-ripple reduction. IEEE Transactions on power electronics, 2003, 50(3): 487-492.
- [101] Jafar Soltani1, Gholam Reza Arab Markadeh, N. R. Abjadi. A new adaptive direct torque control (DTC) scheme based-on SVM for adjustable speed sensorless induction motor drive. In: Proceeding of International Conference on Electrical Machines and Systems, Seoul, Korea, 2007, Oct.8-11, 497-502
- [102] Kyo-Beum Lee, Frede Blaabjerg. Sensorless DTC-SVM for induction motor driven by a matrix converter using a parameter estimation strategy. IEEE Transactions on industrial electronics, 2008, 55(2): 512-521
- [103] Zhifeng Zhang, Renyuan Tang, Baodong Bai, et al. Novel direct torque control based on space vector modulation with adaptive stator flux observer for induction motors. IEEE Transactions on industrial electronics magnetics, 2010, 46(8): 3133-3136
- [104] 薛定宇. 基于 Matlab/Simulink 的系统仿真技术与应用. 北京: 清华大学出版社, 2002.
- [105] 陈桂明, 张明照, 等. 应用 Matlab 的建模与仿真. 北京: 科学出版社, 2001.
- [106] She Zhi-Ting, Yuan Jun-Bo, Zheng Yong, et al. Rotor speed and stator resistance identification of direct torque control for induction motor based on mutual MRAS. In: IEEE2010 International Conference on Electrical Engineering and Automatic Control (ICEEAC2010). Zibo, China, 26-28, Nov, 2010, (5): 21-25
- [107] 王晓明, 王玲. 电动机的 DSP 控制—TI 公司 DSP 应用. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2005, 120-126
- [108] 谢宝昌, 任永德. 电机的 DSP 控制技术及其应用. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2005, 11-229
- [109] 余致廷, 陈文科, 刘娟, 等. 一种新的全桥软开关变换器 PWM 实现方法. 仪器仪表学报, 2010, 31(9): 2010-2015
- [110] 余致廷, 陈文科, 潘岱灿, 等. 新型半桥高频软开关 PWM DC-DC 气保逆变焊机. 仪器仪表学报, 2010, 31(11): 2568-2573
- [111] Shady M G, Damian G, John W F. Sensorless control of induction motor drives at very low and zero speeds using neural network flux observers, 2009, 56(8):

3029-3039

- [112] Habibur R, Derdiyuk A, Guven M K, et al. A new current model flux observer for wide speed range sensorless control of an induction machine. *IEEE Trans. Power Electron*, 2002, 17(6): 1041-1048
- [113] Vas P. Sensorless vector and direct torque control. Monographs in electrical and electronic engineering series 42, oxford university press, oxford, 1998
- [114] Jehudi Maes, Jan A. Melkebeek. Speed sensorless direct torque control of induction motors using an adaptive flux observer. *IEEE Trsaction on industrial application*, 2000, 36(3): 778-785.
- [115] Kuo Kai Shyu, Li Jen Shang, Hwang Zhi Chen, et al. Flux compensated direct torque control of induction motor drives for low speed operation. *IEEE Trsaction on power electronics*, 2004, 19(6): 1608-1613.
- [116] Cristian Lasca, Gheorghe Daniel Andreescu. Sliding mode observer and improved integrator with DC-offset compensation for flux estimation in sensorless controlled induction motors. *IEEE Trsaction on industrial electronics*, 2006, 53(3): 785-794.
- [117] Hurst KD, Habetler T G, Griva G, et al. Zero speed tacholeless IM torque control: simply a matter of stator voltage integration. *IEEE Transactions on industry applications*, 1998, 34(4): 790-795.
- [118] Nik Rumzi Nik Idris. An improved stator flux estimation in steady state operation for direct torque control of induction machines. *IEEE Trsaction on industrial application*, 2002, 38(1): 110-116
- [119] Bimal K Bose, Nitin R, et al, A Programmable Cascaded low-pass filter-based flux synthesis for a stator flux-oriented vector-controlled induction motor drive, *IEEE Transactions on power electronics*, 1997, 44(1): 140-143.
- [120] Youn Ok Choi, Kang Yeon Lee, Kang Sung Seo, et al. Performance analysis of the DTC using a closed loop stator flux observer for induction motor in the low speed range. In: *Proceedings of the Fifth International Conference on Electrical Machines and Systems, ICEMS 2001*, 2001, (1): 89-93.
- [121] Jun Hu, Bin Wu. New integration algorithms for estimating motor flux over a wide speed range. *IEEE Trsaction on power electronics*, 1998, 13(5): 969-977.
- [122] Salmas i F R, Najafabadi T A, Maralani P J. An adaptive flux observer with online estimation of DC-link voltage and rotor resistance for VSI based induction motors. *IEEE Trsaction on power electronics*, 2010, 25(5): 1310-1319.
- [123] Garcia Soto G, Mendes E, Razek A. Reduced-order observers for rotor flux,

- rotor resistance and speed estimation for vector controlled induction motor drives using the extended Kalman filter technique. IEE Proceedings-electric power applications, 1999, 146(3): 282-288
- [124] 陈其工. 一种新型的模糊神经网络电阻检测器. 仪器仪表学报, 1999, 20(6): 589-592
- [125] 曹承志, 曲红梅, 路战红, 等. 利用模糊神经网络对定子电阻进行在线检测的研究. 仪器仪表学报, 2002, 23(3): 291-294
- [126] Mustafa AKTAS, H. Ibrahim OKUMUS. Stator resistance estimation using ANN in DTC IM drives. J Electronics Energy Competition Science, 2010, 18(2): 197-210
- [127] Emre ÖZKOP; Halil İbrahim OKUMUŞ. Direct Torque Controlled Induction machine with MRAS based stator resistance estimation. In: 4th International Conference On Electrical and Electronics Engineering, Bursa, Turkey, 2005, 7-11
- [128] Yi Zeng, Yongdong Li, Hu Hu. Indirect torque control method of induction motor with stator resistance identification. In: The Fifth International Conference on Electronics and Power Drive Systems, 2003, (1): 445-449
- [129] Mohamed S. Zaky, Mahmoud M. Khater, Shokry S. Shokralla, et al. Wide-Speed-Range estimation with online parameter identification schemes of sensorless Induction Motor drives. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(5): 1699-1707
- [130] Lin Liu, Songhua Shen, Shengping Liu, Qiang Liu, et al. Stator Resistance Proceeding of IEEE Intelligent Control and Automation, China, 2006, 1(2): 6411-6415
- [131] Tang L, Rahman M F. A novel PI stator resistance estimator for direct torque controlled Permanent Magnet Synchronous Machine drive. In: Electric Machines and Drives Conference, 2003, (1): 382-388
- [132] Byeong-Seok Lee and R. Krishnm. Adaptive stator resistance compensator for high performance direct torque controlled Induction Motor drives. In: Thirty-Third IAS Annual Meeting on Industry Applications, 1998. St. Louis, MO, 1998, 1: 423-430
- [133] Zhong L, Rahman M F, Lim KW, et al. A fuzzy observer for induction motor stator resistance for application in direct torque control. In: Power Electronics and Drive Systems, 1997, (1): 91-96
- [134] Sayeed A, Donald S. Zinger, Malik E. Elbuluk. Fuzzy controller for inverter fed

- Induction Machines. IEEE Transactions on Industry Applications, 1997, 30(1): 78-84
- [135] 余致廷, 任三民, 胡超. 异步电机定子电阻模糊控制辨识器的研究. 微计算机信息, 2009, 25(1): 14-15, 22
- [136] Bimal K. Bose, Modern power electronics and AC drivers. USA: Prentice Hall PTR, 2002, 311-321
- [137] Patrick L Jansen, Robert D. Lorenz. Transducerless position and velocity estimation in induction and salient AC machines. IEEE Transactions on industry applications, 1995, 31(2): 240-247
- [138] 余致廷, 肖岸文, 孙炜等. 基于 MRAS 理论的无速度传感器直接转矩控制调速系统. 电工技术学报, 2006, 21(4): 98-101, 67
- [139] She Zhiting, Zheng Yong, Peng Yongjing. Rotor Speed Adaptive Identification of Direct Torque Control for Induction Motor. Advanced Materials Research, Trans Tech Publications, Switzerland, 2010, 139-141: 1785-1788
- [140] Giuseppe S Buja, Marian P. Kazmierkowski. Direct torque control of PWM inverter-fed AC motors-A Survey. IEEE Transactions on industrial electronics, 2004, 51(4): 744-757
- [141] Srinivasa Y. Kishore Babu, G. Tulasi Ram Das. Improvement in direct torque control of induction motor using fuzzy logic duty ratio controller. ARPN Journal of Engineering and Applied Sciences, 2010, 5(4): 68-74
- [142] Toufouti R, Meziane S, Benalla H. Direct torque control for induction motor using fuzzy logic. ACSE Journal, 2006, 6(2): 19-26
- [143] Domenico Casadei, Francesco Profumo, Giovanni Serra, et al. FOC and DTC: two viable schemes for induction motors torque control. IEEE Transaction on power electronics, 2002, 17(5): 779-786
- [144] Xue X, Xu X, Habetler T G, et al. A low cost stator flux oriented voltage source variable speed drive, in Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting, vol 1, 1990, 410-415
- [145] Lai Y S, Hen J H C. A new approach to direct torque control of induction motor drives for constant inverter switching frequency and torque ripple reduction. IEEE Transactions Energy Conversion, 2001, 16(3): 220-227
- [146] Domenico Casadei, Giovanni Serra, Angelo Tani, et al. Performance analysis of a speed sensorless induction motor drive based on a constant switching frequency DTC scheme. IEEE Transactions on industry applications, 2003, 39(2): 476-484

- [147] 肖岸文, 余致廷. 模糊控制技术在异步电机直接转矩控制中的应用. 长沙交通学院学报, 2005, 21(2): 50-54
- [148] Qiang Sun, Zhou, E. New self-tuning fuzzy PI control of a novel doubly salient permanent-magnet motor drive. IEEE Transactions on Industrial Electronics, June 2006, 53 (3): 814-821.
- [149] Chitra V, Prabhakar R S. Induction motor speed control using fuzzy logic controller. In: World Academy of Science, Engineering and Technology, 2006, 23: 17-22



## 致 谢

本文的研究工作是在我的导师彭永进教授的悉心指导下完成的。

彭老师以严谨的治学之道，宽厚仁慈的胸怀，丰富的经验及对问题的独到见解给予了我严格、细心的指导。他的教诲激励着我在科学和教育的道路上奋发图强，开拓创新。在此，向尊敬的导师和师母致以崇高的敬意和诚挚的感谢，感谢他们的关爱和宽容。回首走过的岁月，心中倍感充实，论文即将完成之日，感慨良多。首先诚挚地感谢我的导师彭永进教授，从论文的选题、试验及论文的定稿过程中，自始至终都倾注着他的心血。

在此博士论文即将完成之际，我要用最诚挚的心声感谢电气学院控制科学与工程系章兢教授、王耀南教授、彭楚武教授、孙炜教授、李树涛教授，他们给我的极大帮助和鼓励；感谢电气学院黄守道教授的鼎力相助，为我提供了关键的实验条件；感谢我的团队—湖南大学电力推进与伺服控制教育部重点实验室及罗德荣副教授、黄科元副教授、杨德志高工等全体同仁们的大力支持，从实验场地的建设到实验条件的准备给我提供了便利；感谢长沙理工大学肖岸文副教授给予我的帮助。在我论文工作期间，我还得到了湖南大学控制科学与工程系的陈文科、郑勇、刘娟等硕士研究生的帮助，与他们在一起的日子开心而充实，他们将是我记忆里最美的风景；还有电气学院的同事、学友们，这里，我不能一一的列举他们的名字来表达我的感激之情。

我还要感谢我的爱人孔学军，正因为有了她的理解和帮助，照顾好老人和儿子，为此也倾注了大量的心力与体力，我才有可能全心全意地完成我的论文工作。

最后，谨以此文献给我挚爱的双亲。正是他们多年的鞭策和教诲，使我顺利地完成了我的研究。

再一次向给予我无私帮助的人们致谢！

余致廷

2010年12月于岳麓山下



## 附录 A 博士期间发表的学术论文清单、科研和获奖情况

## 一、发表的学术论文:

- [1] 余致廷, 肖岸文, 孙炜, 等. 基于 MRAS 理论的无速度传感器直接转矩控制调速系统[J]. 电工技术学报, 2006, 21(4): 98-101, 67 (EI 收录)
- [2] 余致廷, 陈文科, 刘娟, 等. 一种新的全桥软开关变换器 PWM 实现方法[J]. 仪器仪表学报, 2010, 31(9): 2010-2015 (EI 收录)
- [3] 余致廷, 陈文科, 彭永进, 等. 新型半桥高频软开关 PWM DC-DC 气保逆变焊机[J]. 仪器仪表学报, 2010, 31(11): 2568-2573 (EI 收录)
- [4] She Zhiting, Liu Juan, Peng Yongjing. Research on High Torque Soft Starter of Induction Motors Based on Discrete Frequency[C]. In: IEEE:2010 International Conference on Intelligent Control and Information Processing (ICICIP2010) Dalian, Liaoning, China, 13-15. August, 2010, 711-714 (EI 收录)
- [5] She Zhiting, Zheng Yong, Peng Yongjing. Rotor Speed Adaptive Identification of Direct Torque Control for Induction Motor[J]. Advanced Materials Research, 2010, Vol139-141:1785-1788, Trans Tech Publications, Switzerland
- [6] She Zhiting, Zheng Yong, Peng Yongjing. Rotor Speed Adaptive Identification of Direct Torque Control for Induction Motor[C]. In: IEEE:2010 International Conference on Manufacturing Engineering and Automation(ICMEA 2010). Guangzhou, China, 16-28, Dec, 2010, (EI 收录)
- [7] She ZhiTing, Yuan Jun-Bo, Zheng Yong, et al. Rotor Speed and Stator Resistance Identification of Direct Torque Control for Induction Motor Based on Mutual MRAS. In:IEEE2010 International Conference on Electrical Engineering and Automatic Control (ICEEAC2010).Zibo,China, 26-28,Nov, 2010, Vol 5:21-25 (EI 收录)
- [8] 余致廷, 肖岸文, 董璞, 等. 基于分级变频高转矩软起动器的研究[J]. 湖南大学学报(自然科学版), 2004, 31(6): 46-50 (EI 收录)
- [9] 余致廷. 同步电动机励磁控制系统的研究[J]. 湖南大学学报(自然科学版), 2004, 27(2): 43-45
- [10] 余致廷, 皮玉, 周米阳, 等. 感应电机离散高转矩软起动器的研究[J]. 电气传动, 2010, 40(3): 17-19
- [11] 余致廷, 周米阳, 皮玉, 等. 交流电机离散变频高转矩软起动技术的研究[J]. 电力电子技术, 2010, 44(2): 58-59

- [12] 余致廷, 刘娟, 彭永进. 矩阵式变换器的发展综述[J]. 电源技术, 2010, (录用)
- [13] 余致廷, 胡超. 基于直接转矩控制的定子磁链及速度辨识的研究[J]. 微计算机信息, 2008, 24(31): 284-285, 272
- [14] 宗世勇, 余致廷, 周米阳. 基于  $I_d=0$  的双 Y 移 30 度永磁同步电机磁场定向控制仿真[J]. 科技导报, 2009, 27(19): 57-60(EI 收录)
- [15] 余致廷, 郑勇, 袁俊波, 等. 带定子电阻辨识的异步电机无速度传感器直接转矩控制[J]. 电气传动, 2010, (录用)
- [16] 余致廷, 袁俊波, 郑勇, 等. 基于 MRAS 理论的无传感器永磁同步电动机参数辨识方法[J]. 电气传动, 2010, (录用)
- [17] 余致廷, 曹达. 一种新的二极管钳位五电平变换器控制方法研[J]. 电力自动化设备, 2010, (录用)
- [18] 余致廷, 任三明. 带转子时间常数在线辨识的矢量控制系统的研究[J]. 微计算机信息, 2008, 34(24): 179-180, 178.
- [19] 余致廷, 陈长生, 任三民, 等. 基于速度模糊控制矿用电力机车斩波器的研究[J]. 微计算机信息, 2008, 28(24): 16-17, 5

## 二、科研和获奖情况

- [1] 2008-2010 年: 国家自然科学基金项目《煤粉燃烧的图像与数据融合检测及其控制方法研究》(排名第 2)
- [2] 2009-2011 年: 长丰集团有限责任公司《纯电动汽车电传动系统电机与控制器开发》(排名第 1)
- [3] 2009-2011 年: 重庆红宇精密工业有限责任公司开发项目《144V 电动汽车永磁同步电机及驱动控制器》省部级项目(排名第 1)
- [4] 2004 -2008 年: 湘潭市电机厂开发项目《5-20T 矿用窄轨架线式电机车牵引变频器的研制》(排名第 1)
- [5] 2002 -2004 年: 杭州联科自控公司开发项目《数字式智能电机软起动器》(排名第 1)
- [6] 2009 -2011 年: 长沙长源焊接设备有限公司开发项目《数字式气保弧焊软开关逆变电源》(排名第 1)
- [7] 2002-2003 年: 株洲电焊机厂开发项目《微机控制 RW8-200 点焊机控制装置》(排名第 1)
- [8] 2000-2002 年: 湖南省自然科学基金项目《基于火焰图像动态分割技术工业窑炉智能控制研究》(排名第 4)
- [9] 2002-2004 年: 教育部科技基金项目《复杂工业过程中信息融合与知识发现

理论的应用研究》(排名第 7)

[10] 2003-2007 年: 获湖南省科技进步二等奖《现代电驱车辆先进控制技术及  
应用》(排名第 6)

