

分类号: U469. 72

密 级: 公开

学校代码: 10363

学 号: 2210110105



安徽工程大学

Anhui Polytechnic University

硕士学位论文

题 目 基于自适应积分滑模交叉耦合
的双 PMSM 同步控制研究

论 文 作 者 邱天

指 导 教 师 张荣芸（副教授）

学 科（专业） 机械工程

研 究 方 向 新能源汽车电机控制

论文提交日期: 2024 年 5 月 25 日

分类号：U469.72

单位代码：10363

密 级：公开

学 号：2210110105

安徽工程大学

基于自适应积分滑模交叉耦合的双 PMSM 同步控制 研究

RESEARCH ON DUAL PMSM SYNCHRONOUS CON- TROL BASED ON ADAPTIVE INTEGRAL SLIDING MODE CROSS-COUPLING

学 生 姓 名： 邱天

校 内 导 师： 张荣芸（副教授）

专 业 学 位 类 别： 机械工程

研 究 方 向： 新能源汽车电机控制

论 文 答 辩 日 期： 2024年5月25日

安徽工程大学学位论文原创性声明

本人郑重声明：我恪守学术道德，崇尚严谨学风。所呈交的学位论文，是本人在导师的指导下，独立进行研究工作所取得的成果。除文中已明确注明和引用的内容外，本论文不包含任何其他个人或集体已经发表或撰写过的作品及成果的内容。论文为本人亲自撰写，我对所写的内容负责，并完全意识到本声明的法律后果由本人承担。

学位论文作者签名： 邱天

日期： 2024 年 5 月 31 日

安徽工程大学学位论文版权使用授权书

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，允许论文被查阅或借阅。本人授权安徽工程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。

保密 ☐，在 年解密后适用本版权书。

本学位论文属于

不保密 ☒。

学位论文作者签名： 邱天

指导老师签名： 张荣芸

日期：2024 年 5 月 31 日

日期：2024 年 5 月 31 日

基于自适应积分滑模交叉耦合的双 PMSM 同步控制研究

摘要

随着永磁材料的发展, 永磁同步电机(Permanet Magnet Synchronous Motor, PMSM)逐步成为人们的研究热点, 并被广泛应用于电动汽车、机器人和轨道交通等新兴领域, 这使得电机的工作环境越来越多元化和复杂化, 并对 PMSM 控制精度和动力输出有了较高的要求了, 而且机械传感器价格较为昂贵, 维护成本高。因此, 本文就 PMSM 无传感器控制与双电机同步控制展开了研究, 提出了一种基于反步鲁棒控制、改进跟踪微分器的无传感器控制以及自适应积分滑模交叉耦合控制的双 PMSM 同步控制方法。

在双电机系统中, 如果双电机速度不同步, 容易造成设备不稳定, 增加系统的故障率。因此减小系统的同步误差对双电机系统具有重要意义。单个电机的控制效果也会影响多电机的同步控制精度, 所以本文先对单电机无传感器控制进行研究, 然后对双电机同步控制进行研究。对于无传感器控制, 本文分别从控制器和观测器两方面对电机系统展开研究。首先为了提高电机的控制精度, 提出了一种基于反步鲁棒控制的速度控制器。电流环和速度环采用反步鲁棒控制, 并利用李雅普诺夫函数证明该控制系统的稳定性; 在速度控制器中, 引入跟踪微分观测器(Tracking Differential, TD)对系统的外部扰动进行前馈观测补偿, 提高了系统的抗扰能力。在 Matlab/Simulink 中搭建仿真模型, 并和 PI 控制、反步控制进行对比, 结果表明, 该方法很好地解决了 PMSM 转速超调过大的问题, 且在负载突变的情况下, 仍具有很高的转速跟踪精度。其次, 为了提高

电机的转速和位置估计精度，将改进后的跟踪微分器用于估计电机的转速和位置信息，并和滑模观测器、扩张状态观测器进行对比，通过仿真验证了该无传感器控制策略具有很高的观测精度。然后，为了实现两台电机同步运行，提出了一种基于自适应积分滑模交叉耦合控制的速度补偿器。针对传统的交叉耦合控制精度低和抗扰能力弱等问题，该方法是在交叉耦合控制的基础上，引入了基于自适应趋近律的滑模控制，并将提出的单电机控制策略应用于双电机同步控制系统。在 Matlab/Simulink 软件中进行仿真，并和交叉耦合控制、滑模同步控制进行比较，仿真结果表明自适应积分滑模交叉耦合同步控制策略具有良好的同步控制效果，而且可以提高双电机系统的抗扰能力和稳定性。最后，搭建电机控制系统实验平台，实验验证了设计的无传感器控制策略可以提高系统的观测精度，双电机同步控制策略可以抑制系统抖振，提高系统的同步精度和抗扰能力。

关键词：永磁同步电机；无传感器控制；反步控制；滑模控制；跟踪微分器

RESEARCH ON DUAL PMSM SYNCHRONOUS CONTROL BASED ON ADAPTIVE INTEGRAL SLIDING MODE CROSS-COUPLING

ABSRTACT

With the development of permanent magnet materials, permanent magnet synchronous motor (PMSM) has gradually become a research hotspot and is widely used in emerging fields such as electric vehicles, robots and rail transit, which makes the working environment of the motor more and more diversified and complex, and has higher requirements for PMSM control accuracy and power output, and the mechanical sensor is more expensive and the maintenance cost is high. Therefore, this article studies the sensorless control of PMSM and the synchronous control of dual motors, and proposes a dual PM SM synchronous control method based on backstepping robust control, sensorless control with improved tracking differentiator and adaptive integral sliding mode cross-coupling control.

In the dual-motor system, if the speed of the dual motors is not synchronized, it is easy to cause the instability of the equipment and increase

the failure rate of the system. Therefore, it is of great significance to reduce the synchronization error of the system for the dual-motor system. The control effect of a single motor will also affect the synchronous control accuracy of multiple motors, so this article first studies the sensorless control of a single motor, and then studies the synchronous control of two motors. For sensorless control, this article studies the motor system from two aspects: controller and observer. Firstly, in order to improve the control accuracy of the motor, a speed controller based on backstepping robust control was proposed. The current loop and velocity loop are controlled by backstepping robustness, and the stability of the control system is proved by the Lyapunov function. In the velocity controller, the Tracking Differential (TD) is introduced to compensate for the external disturbance of the system for feedforward observation, which improves the anti-interference ability of the system. The simulation model is built in Matlab/Simulink and compared with PI control and backstep control, and the results show that the proposed method can well solve the problem of excessive overshoot of PMSM speed, and still has high speed tracking accuracy in the case of sudden load change. Secondly, in order to improve the speed and position estimation accuracy of the motor, the improved tracking differentiator is used to estimate the speed and position information of the motor, and compared with the sliding mode observer and the expanded state observer, the sensorless control strategy is verified by

simulation to have high observation accuracy. Then, in order to realize the synchronous operation of the two motors, a speed compensator based on adaptive integral sliding mode cross-coupling control was proposed. In order to solve the problems of low accuracy and weak anti-interference ability of traditional cross-coupled control, this method introduces sliding mode control based on adaptive approach law on the basis of cross-coupling control, and applies the proposed single-motor control strategy to the dual-motor synchronous control system. The simulation results show that the adaptive integral sliding mode cross-coupling stepwise control strategy has a good synchronous control effect, and can improve the anti-interference ability and stability of the dual-motor system. Finally, an experimental platform for motor control system is built, and the experiments verify that the designed sensorless control strategy can improve the observation accuracy of the system, and the dual-motor synchronous control strategy can suppress the system jitter and improve the synchronization accuracy and anti-interference ability of the system.

KEY WORDS: PMSM, sensorless control, backstep control, sliding mode control, tracer differentiator

目 录

第 1 章 绪论	1
1.1 课题研究背景和意义	1
1.2 PMSM 国内外研究现状	1
1.2.1 PMSM 控制策略研究现状	1
1.2.2 PMSM 无传感器控制研究现状	5
1.2.3 双 PMSM 同步控制结构研究现状	7
1.3 研究内容及安排	8
第 2 章 永磁同步电机数学模型和控制策略	10
2.1 PMSM 的分类	10
2.2 PMSM 的数学模型	10
2.3 矢量脉宽调制技术介绍	13
2.4 PMSM 矢量控制系统的实现	17
2.5 本章小结	18
第 3 章 反步鲁棒控制设计	19
3.1 反步控制原理	19
3.2 PMSM 反步鲁棒控制设计	21
3.2.1 反步鲁棒控制器原理	21
3.2.2 电流环和转速环控制设计	22
3.2.3 负载观测器设计	25
3.3 仿真与结果分析	26
3.4 本章小结	30
第 4 章 PMSM 无传感器控制系统设计	31
4.1 滑模观测器	31
4.1.1 滑模观测设计	31
4.1.2 转子速度和位置跟踪	32
4.2 跟踪微分器	33
4.2.1 跟踪微分器原理	33
4.2.2 跟踪微分器设计	34

4.2.3 稳定性分析	36
4.3 建模与仿真分析	38
4.4 本章小结	44
第 5 章 双 PMSM 同步控制策略设计	45
5.1 双电机同步控制结构介绍	45
5.1.1 并行控制结构	45
5.1.2 主从控制结构框图	46
5.1.3 交差耦合控制结构	47
5.1.4 不同转速同步控制结构仿真对比	49
5.2 双电机同步控制	52
5.2.1 滑模变结构控制介绍	52
5.2.2 滑模变结构控制设计	53
5.2.3 同步控制方案设计	55
5.3 双 PMSM 同步控制仿真分析	57
5.4 本章小结	60
第 6 章 双 PMSM 同步控制台架实验	62
6.1 电机实验台架设计	62
6.2 单电机实验结果分析	62
6.3 双 PMSM 同步控制实验结果分析	70
6.4 本章小结	73
第 7 章 总结展望	74
7.1 总结	74
7.2 创新点	74
7.3 不足与展望	75
参考文献	76
攻读学位期间发表的学术论文目录	84
致 谢	85

第 1 章 绪论

1.1 课题研究背景和意义

传统的燃油发动机在工作过程中会产生大量的二氧化碳和有害气体，对环境污染比较严重，而且能量转化效率低，所以为了提高能源利用效率以及响应低碳环保要求，越来越多的汽车将电机作为动力源。电机的高效率 and 低损耗有助于减少能源的消耗，而且对环境比较友好，解决了传统燃油汽车能源利用率低、污染严重等问题，符合绿色环保的要求^[1-3]。与其他类型电机相比，永磁同步电机具有结构简单、效率高、稳定性好以及体积小等优点^[4]，因此，开发一种高性能的 PMSM 调速系统具有重要的意义与价值。

矢量控制是 PMSM 常用的一种控制方式，其响应速度快、动态性能好，特别适合用于对电机性能要求较高的场所。矢量控制需要得到电机转速反馈值，尤其在控制精度要求较高的场合。转速反馈保证控制器能实时接收电机实际转速信号，确保电机按照期望的转速运行。所以传感器在电机运行过程中起着重要的作用，如速度控制和位置检测等，可以提高电机的可靠性。但传感器会增加电机的体积和生产成本，因此为了简化设计、降低成本，提出了 PMSM 无传感器控制技术^[5-8]。除此之外，在一些对电机扭矩具有较高要求的场所，如汽车动力系统、机械臂系统等，单个电机扭矩无法满足使用需求，为了提高系统的效率，需要两个或多个电机同步协作^[9-10]。双电机同步控制技术具有独特的优势，在多个领域得到广泛应用，如纺织、造纸以及轮毂汽车等领域，由此可以看出，不论是传统工业，还是新兴产业，双电机同步控制技术都已渗透其中。并且随着科技的发展，双电机同步控制的应用范围更加广泛^[11]，而在双电机控制中其同步性能至关重要。因此，本文打算从电机控制性能和同步控制结构两方面展开研究，来改善双电机同步性能，其对于电机的进一步广泛应用具有重要意义。

1.2 PMSM 国内外研究现状

1.2.1 PMSM 控制策略研究现状

随着控制理论的不断完善，电机控制系统愈加成熟，各种控制理论也相继被提出，较为常用的主要有以下几种^[12]。

1) PI 控制

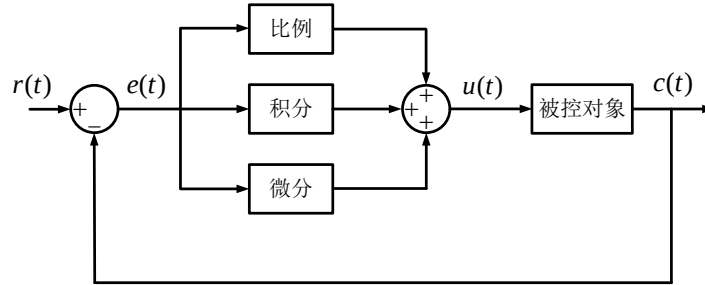


图 1-1 PID 控制策略

PID 控制由学者 A Callender 和 A Stevenson 等人首先提出，如图 1-1 所示。PID 控制方法鲁棒性好、参数调整比较直观，被广泛应用于工业生产中^[13-14]。PI 控制是基于线性系统设计的，而 PMSM 系统是强耦合性非线性系统。为了克服这个缺点，需要结合其他先进的控制理念，故很多学者在这面对 PI 控制器进行了优化。文献^[15]研究了一种基于神经网络的 PID 类控制器，该控制器由混合局部递归神经网络组成，最多包含三个隐藏节点，形成类 PID 结构，提高了传统 PID 控制器的鲁棒性和自适应能力。文献^[16]研究了一种新的模糊 PID 变结构自适应控制方法，该控制方法在传统 PID 控制的基础上引入了滑模变结构控制，变结构项是根据系统状态方程设计的滑模面，可以补偿扰动和不确定性。

2) 自适应控制

当需要对特性未知或处在不确定环境中的系统进行控制时，需要构建一个能够按照环境和系统行为变化自动调参的控制器，也就是自适应控制。其鲁棒性好、适应性，适用于扰动比较强烈的场合。文献^[17]提出了连续滑模控制和自适应扰动观测器相结合的控制策略，降低设计参数从而抑制滑模的高频抖振，而且保证了系统的稳定性。文献^[18]为了消除电机转速变化对控制稳定性的影响，设计了速度自适应鲁棒控制器，可确保 PMSM 控制系统良好的动态响应、稳态误差和鲁棒性。但在实际生产中，需要控制系统快速收敛，而自适应控制的收敛时间无法保证，故无法在工程中得到广泛应用。

3) 滑模变结构控制

通过设计一类特殊的控制律，滑模变结构控制可以实现对系统精确、快速控制。在设计过程中，往往会使用开关函数设计滑模面，但开关函数具有不连续性的特征，这就导致控制系统产生高频抖振，严重影响了其控制精度。在

Utkin 发表了很多关于滑模控制理论著作以后, 各国学者也纷纷开始加入变结构控制系统研究的行列, 并且不再局限于单输入、单输出系统, 更多的研究多输入系统^[19-21]。20 世纪末期, 滑动模态因不受被控对象模型和内外部参数摄动影响, 成为学者的研究热点。文献^[22]在传统指数趋近律的基础上, 引入更加平滑的函数, 最后利用 Lyapunov 函数验证了该控制器的稳定性。文献^[23]提出了一种包含系统状态变量和滑模面函数幂项的新型滑模趋近律。该方法不仅可以有效地抑制固有的抖振, 而且可以提高系统状态到达滑模面的速度。文献^[24]为了克服非奇异快速终端滑模控制器的快速响应和强抖振之间的矛盾, 对改进的非奇异快速终端滑模控制器提出了一种新的滑模趋近律。新的滑模趋近律可以保持高跟踪性能, 同时减少控制输出的抖振, 可以动态地适应受控系统的变化, 具有较好的抖振抑制效果、快速的动态响应和抗扰能力。文献^[25]研究了一类二阶不确定永磁同步电机系统的全局非奇异固定时间终端滑模控制, 其由一个终端滑动面和一个分段连续滑模控制律组成。通过由系统的初始条件和预定时间构建的时间相关函数, 滑模面总是在初始时刻到达, 并且在预定时间之后被迫到达快速终端滑模面。该控制方法具有更快的速度响应、更小的抖振和更高的电流效率的特点。

4) 自抗扰控制

在 PID 控制策略的基础上, 韩京清教授提出了一种改进型非线性控制策略, 旨在解决扰动问题, 即自抗扰控制^[26]。自抗扰控制延续了 PID 控制策略的核心思想“基于误差消除误差”, 通过估计和补偿控制过程中的不确定扰动, 消除了由扰动引起的不稳定, 提高了系统的鲁棒性。

自抗扰控制由跟踪微分器(TD)、扩张状态观测器(ESO)、非线性状态误差反馈控制律(NLSEF)以及扰动补偿装置^[27-30]构成。文献^[31]设计了自抗扰控制策略控制 PMSM 转子位置, 设计“小误差大增益, 大误差小增益”的非线性状态误差反馈律, 提高了 PMSM 转子位置控制精度。文献^[32]提出了基于转矩前馈补偿的 ADRC 控制策略。在该控制策略中, 使用自抗扰控制技术对系统的扰动进行补偿; 并设计了降维负载观测器, 实时观测电机负载的变化, 并将观测值反馈到电流环中, 对负载扰动进行补偿, 从而提高了系统的鲁棒性和抗扰动能力。自抗扰控制策略结构图如图 1-2 所示。

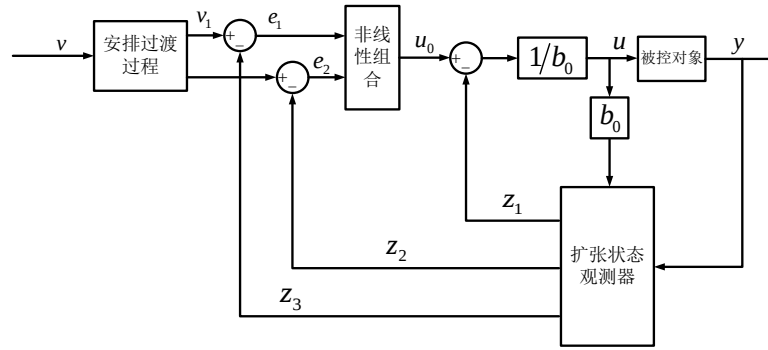


图 1-2 自抗扰控制策略的基本结构

5) 预测控制(Model Predictive Control, MPC)

预测控制通过对系统未来行为的预测来计算最优控制输入，并以此为依据进行控制。预测控制包括预测模型和反馈校正两部分，它使用数学模型来描述被控对象的动态行为，并根据这个模型来预测系统在未来一段时间内的状态或输出。然后，通过优化方法，计算出能够满足控制要求的最优控制输入。预测控制通常用于需要对未来的行为进行预测并做出决策的应用领域，如工业过程控制、移动机器人和智能交通系统等。它能够对系统进行长期和短期的预测，并将预测结果与期望的目标进行比较，进而生成最优的控制策略。通过采集的历史电流值，对下一周期的电流输出值进行提前预测，加快系统调节速度^[33]。由于 MPC 的计算复杂度高，因此其运行速度相比其他控制算法要慢很多，这使得它更适用于响应速度要求不高的稳态系统。文献^[34]研究了 PMSM 速度和位置的广义预测控制的显式设计，用关于阶跃和斜坡参考信号的单积分和双积分设计预测控制，间接放大特定程序来解决需要的电流限制。

6) 反步控制

反步控制在 20 世纪末被提出，其通常与 Lyapunov 自适应律相结合使用。反步控制将复杂的系统分解成多个简单的系统，然后选择合适的 Lyapunov 函数可以保证系统的稳定性。反步控制设计过程复杂，需要考虑系统的非线性特点和干扰项，通过改进自适应律，可以消除被控系统参数变化和外界扰动的影响，使系统达到稳态^[35]。文献^[36]将反步控制和传统 PI 控制进行了详细的对比，反步控制对非线性控制效果比 PID 更加理想，同时反步控制可以实现永磁同步电动机速度跟踪控制，保证被控系统具有良好的稳定性。而且在调节控制参数时，只需要调节三个到四个参数，而传统控制需要调节更多的参数，从控制律的形

式可以看出软件的算法实现十分简单，只需要给出一个虚拟控制算式、两个实际控制算式和一个自适应律算式，该算法对电机控制的效果更好。文献^[37]研究了一种基于灰狼优化的 PMSM 反步控制策略。应用非线性反步控制解决电机的非线性问题，并将灰狼优化应用于反步算法中，实现电机转速自适应调节，从而获得较好的动态响应及鲁棒性。文献^[38]研究了一种基于自适应反步的 PMSM 转速控制方法。应用非线性反步控制解决电动机的非线性问题，并将自适应控制与其结合，实现电动机转速对期望值的自适应调节跟踪，获得较好的动态响应及鲁棒性。

1.2.2 PMSM 无传感器控制研究现状

在电机伺服控制系统中，一般使用旋变传感器读取转子信息，然后反馈到速度环，形成闭环控制。但安装旋变传感器会增加电机体积和成本。为了降低成本、简化系统设计，一般采用无传感器控制策略。按照电机速度范围，可分为零低速无传感器控制和中高速无传感器速控制。其中，零低速无传感器控制包括高频注入法和凸极效应法^[39-41]，中高速无传感器控制包括反电动势估计法和基波励磁估计法^[42-45]，如图 1-3 所示。

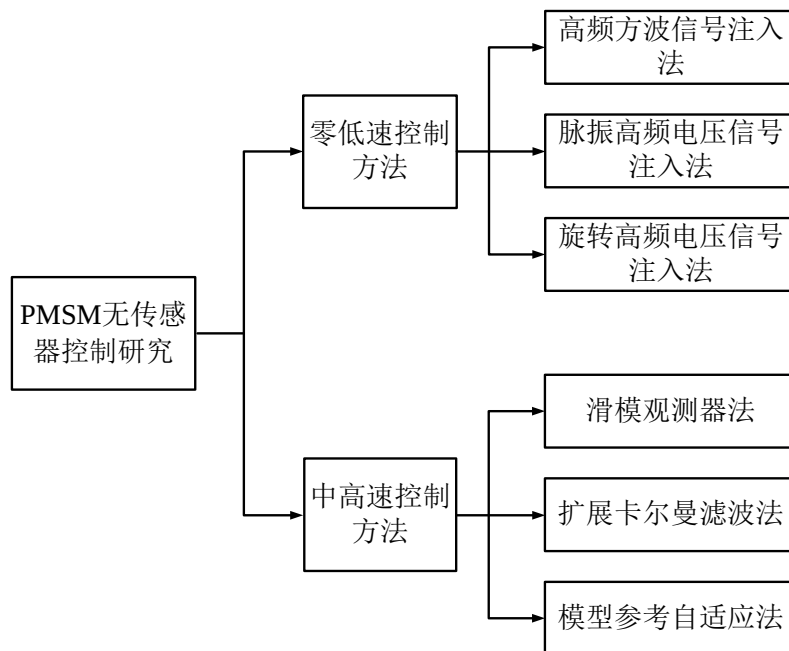


图 1-3 无传感器控制分类

电机中的电信号中包含转子信息，所以可以通过提取定子电流及电压信号计算电机的速度和位置估计值^[46]。

1) 零低速控制方法

在电机的定子上注入一定频率的高频电压，然后检测反馈的电流信号，提取电流中的负相序分量，经过计算和滤波后，可得到电机速度和位置信息^[47]。根据注入信号的类型可将零低速无传感器控制分为脉振高频信号^[48]、旋转高频信号^[49]和高频方波信号等^[50]。

2) 中高速控制方法

20 世纪中期，模型参考自适应法(Model Reference Adaptive System, MRAS)被提出，之后用于估算电机转速。模型参考自适应法由可调模型、参考模型和自适应算法^[51-53]构成，如图 1-4 所示。模型参考自适应法的关键步骤是设计自适应控制律，可利用李雅普诺夫函数设计。文献^[54]提出一种新型模型参考自适应系统的电机速度估计方法，将自适应模型的转子磁链与参考模型的进行了比较。利用适当的自适应机制，从两个模型的磁链差估计转子速度。该速度估计方法在低速和零速区域的效果好，并对参数变化、测量误差和噪声具有良好的鲁棒性。

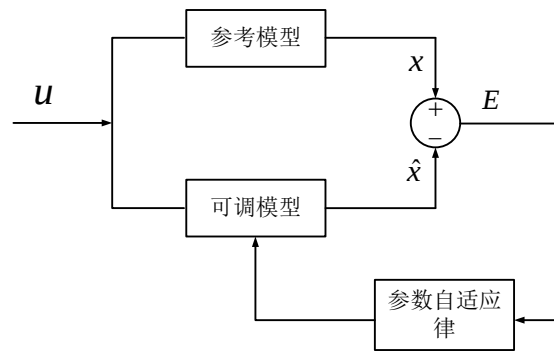


图 1-4 MRAS 基本结构图

卡尔曼滤波、扩展状态观测器以及滑模观测器都是状态观测器^[55]，此类观测器的核心是构建一个与被控对象等价的模型，给两个系统输入相同的信号，使两个系统的输出信号误差逼近零，最后得到电机速度和位置信息。

扩展卡尔曼滤波器法估计精度高，但计算量很大而且比较复杂，在实际工程中，还需要明确输入噪声的模型，才能保证控制系统稳定，这严重限制扩展卡尔曼滤波器的使用领域^[56]；扩展状态观测器对难以建模的系统具有良好的适应性，但其设计过程复杂。文献^[57]研究了一种新型的 SPMSM 的无传感器控制，通过取反电动势的导数，推导了永磁同步电机的高阶电压方程。然后通过一个广义扩展状态观测器来估计反电动势，该观测器对时变状态有较好的跟踪能力。

滑模观测器对被控系统的参数变化和外界扰动不敏感，适用在实际工程中。

文献^[58]利用一种基于新的指数型滑模函数的滑模观测器对电机转子位置进行估计,该函数具有边界层内的连续性和边界层外的饱和性,所以该观测器具有抖振小、估计精度高、观测的反电动势谐波分量小的特点。

1.2.3 双 PMSM 同步控制结构研究现状

在某些场合单电机动力难以满足工业的生产要求,所以双电机同步控制逐渐进入人们的实视野。但是,与单电机控制相比,双电机同步控制需要考虑的因素更多,如:速度同步、转速精度等。如果两台电机共同驱动一个负载,需要保证两台电机之间的同步性能达到最好,所以通过改进双电机同步控制结构或者同步控制算法,进而提升系统性能成为研究的主要方向。

为了实现两台电机的同步运行,常采用的方法有机械同步和电同步两种^[59]。机械连接结构简单,但易磨损,而且同步精度较低;电同步控制方法损耗小,而且抗干扰能力强,在实际工程中应用更加广泛。

同步控制器可采取主从控制^[60-61]、并行控制^[62]以及交叉耦合控制^[63-64]等控制结构。在主从控制中,主电机的转速反馈信号作为从电机的输入信号,当主电机的运行状态发生改变后,从电机的运行状态也会做出相应的改变,但这种信号传递方式是单向的,从电机的转速变化不会影响主电机的运行状态,同时该控制方法存在信号延迟的问题^[65];在并行控制中,两台电机控制系统接收同一条指令信号,该结构控制简单,启停时传递信号无延迟,但由于两台电机相互独立,系统的同步性能较差^[66];交叉耦合控制在主令控制的结构上,添加了速误差补偿项,达到电机系统间耦合的目的。当一台电机受到扰动时,转速误差补偿模块就会将误差信号补偿给两台电机控制系统,以此减少电机系统间的同步误差^[67]。但交叉耦合控制的同步误差较大,而且抗扰能力较弱。

针对双伺服电机的控制问题,文献^[68]基于交叉耦合同步控制算法,提出了一种从带宽角度对双电机进行同步控制的策略,该方法具有明确的控制目标,可以更有效地实现两台电机的速度同步。赵宏英等人研究了一种改进型交叉耦合控制的多 PMSM 同步控制方法,根据选择器对模糊控制器切换工作模式,通过设计同步补偿器实现相位超前,从而降低同步误差、缩短电机调整时间^[69]。

双电机同步控制可以显著提高设备的生产效率,降低设备的故障率,故双永磁同步电机的同步协调控制是双电机系统的一个研究热点,同步控制器的研发可以使系统在负载变化的情况下具有很高的抗扰能力和同步精度。无传感器

控制可以避免传统机械传感器的易受干扰、故障率高以及维护困难等问题，还可以降低系统的生产成本、扩大应用范围。

1.3 研究内容及安排

论文的各章节安排如下：

第 1 章：绪论。绪论阐述了课题研究背景和 PMSM 研究现状。综述了 PMSM 目前常用的转子转速和位置的观测方法，双电机同步控制的控制方法。

第 2 章：永磁同步电机数学模型和控制策略。推导了 PMSM 的数学模型，简述了坐标变换的方法；介绍了 PMSM 矢量控制的理论基础。最后对电机矢量控制策略搭建了仿真模型，通过仿真结果对比和分析得出：矢量控制更适合于 PMSM 控制系统。

第 3 章：反步鲁棒控制设计。首先对反步控制策略的原理做了详细的介绍，依次提出了反步控制的定义、设计方法以及稳定性分析。其次，为了提高 PMSM 系统运行的稳定性，针对 PMSM 的速度控制系统，将鲁棒控制和反步控制相融合，设计了反步鲁棒控制器。最后，为了减小负载对系统稳定性的影响，用双曲正切跟踪微分器对外部负载实时观测，并将观测器补偿给控制系统，达到降低负载扰动对电机转速影响的目的。仿真结果表明，反步鲁棒控制也具有较高的控制精度，对负载扰动有很好的抑制效果。

第 4 章：PMSM 无传感器控制系统设计。为了提高电机转子速度和位置的估计精度，减小系统的抖振，采用类 sigmoid 函数代替符号函数。其次为了解决因积分导致的相位延迟问题，对估计后的转子位置进行相位补偿。最后，对设计的控制策略建模以及仿真，结果表明，提出的观测器具有良好的动态性能和抗干扰能力。

第 5 章：双 PMSM 同步控制结构研究。首先，对耦合控制和非耦合控制策略进行简单的介绍，然后搭建几种常见的同步控制仿真模型，包括并行控制、主从控制以及交叉耦合控制。其次，搭建双电机同步控制仿真模型，分析仿真曲线得出，交叉耦合控制具有较好的同步效果和较高的同步精度。最后，在交叉耦合控制的基础上，提出一种基于自适应积分滑模控制的交叉耦合同步控制结构，并验证了此控制策略不仅抗扰能力好，而且具有较高的控制精度，更适合用于双电机同步控制系统。

第 6 章：搭建双电机速度同步控制系统实验平台设计。搭建了双电机同步控制实验台架。首先，介绍了 PMSM 台架实验的搭建流程。其次，介绍了实验台架的组成部分。最后搭建了基于反步鲁棒控制与改进的跟踪微分器的 PMSM 无传感器控制策略以及自适应积分滑模耦合控制的双电机同步控制策略。通过实验验证所提控制方法的有效性。

第 7 章：总结展望。对课题的内容、创新点和改进方案中的不足进行了总结，并指出了可以进一步研究的方向。

第 2 章 永磁同步电机数学模型和控制策略

PMSM 的数学模型涉及到磁链、速度、电流、电压等物理量，其是控制 PMSM 运行状态的基础，在矢量控制系统中，设计控制算法离不开数学模型。所以本章给出 PMSM 数学模型，介绍了坐标变换理论和空间矢量脉宽调制 (Space Vector Pulse Width Modulation, SVPWM)，最后进行仿真验证。

2.1 PMSM 的分类

根据转子的结构不同，可以将 PMSM 分为表贴式永磁同步电机 (SPMSM) 和内置式永磁同步电机 (IPMSM)^[70-71]，结构如图 2-1 所示。

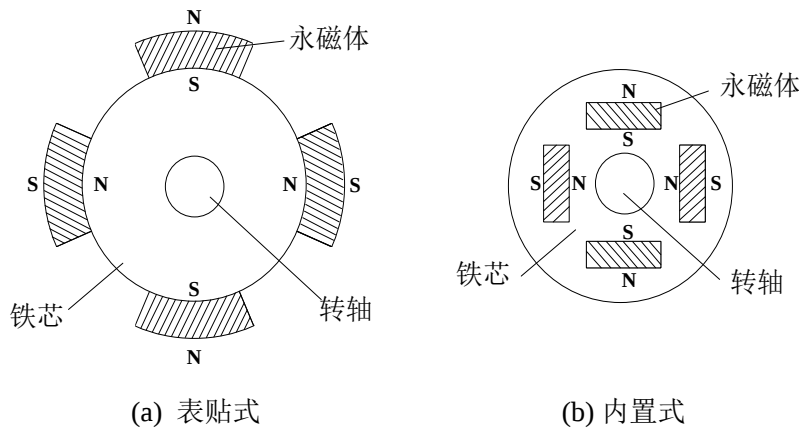


图 2-1 永磁体同步电机转子结构

表贴式 PMSM 的交直轴电感相同，不具有凸极性，故又被称为隐极式 PMSM^[72]。从图 2-1 可看出，表贴式 PMSM 的正弦气隙磁场更理想，拥有更好的运行特性。永磁体直接粘贴在转子表层，结构简单，但强度不足，高速运转工况下，永磁体有脱落的风险；内置式 PMSM 的永磁体嵌入转子内部，这种结构比较复杂，但强度高、稳定性好，而且功率密度更高^[73]，选择恰当的转子类型至关重要，它直接影响到电机的运行性能和效果，本文选择表贴式 PMSM 作为研究对象。

2.2 PMSM 的数学模型

由于 PMSM 控制系统中各参数互相耦合、关系复杂，故在进行建模仿真时，很难完全考虑到每一个因素。为了方便研究，对 PMSM 数学模型进行了简化，做出如下假设^[74]：

- 1) 忽略铁芯损耗和磁滞损耗；
- 2) 永磁体的磁导率与空气的磁导率相同，而且不导电；
- 3) PMSM 的气隙磁场为正弦分布；
- 4) 定子绕组各相产生的反电动势呈正弦波。

PMSM 的数学模型包括四个方程：电压方程、磁链方程、转矩方程以及运动方程，这四个方程包含电压、电流、速度、磁链、转矩和磁链之间的关系。

电压方程如式(2-1)所示：

$$\begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_A \\ \psi_B \\ \psi_C \end{bmatrix} \quad (2-1)$$

式中： u_A 、 u_B 、 u_C 是定子电压； R_s 是定子电阻； i_A 、 i_B 、 i_C 定子电流； ψ_A 、 ψ_B 、 ψ_C 为定子绕组磁链。

磁链方程如式(2-2)所示：

$$\begin{bmatrix} \psi_A \\ \psi_B \\ \psi_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \cos 120^\circ & \cos 240^\circ \\ \cos 240^\circ & 1 & \cos 120^\circ \\ \cos 120^\circ & \cos 240^\circ & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_A i_A \\ L_B i_B \\ L_C i_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \cos \theta_e \\ \cos(\theta_e - 120^\circ) \\ \cos(\theta_e + 120^\circ) \end{bmatrix} \psi_f \quad (2-2)$$

式中： L_A 、 L_B 、 L_C 分别为三相电感； ψ_f 为永磁体磁链； θ_e 为实际转角。

电机的三相电流跟随转子转动呈正弦变化，需要对定子电流进行解耦，可通过坐标变换来实现。

在 PMSM 矢量控制系统中，有 ABC 静止坐标系、 $\alpha\beta$ 静止坐标系以及 dq 旋转坐标系，如图 2-2 所示。

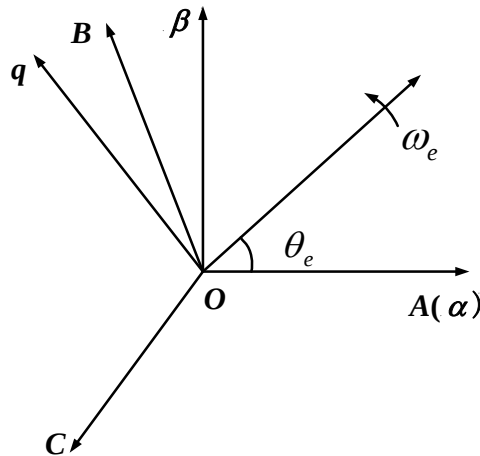


图 2-2 PMSM 坐标系设计

Clarke 变换的作用是将三相电流转变为两相静止坐标系中的电流，经过 Clarke 变换后，复杂的交流系统可以转变为简单的直流系统，方便进一步研究。Clarke 变换如图 2-3 所示，表达式可表示为式 2-3。

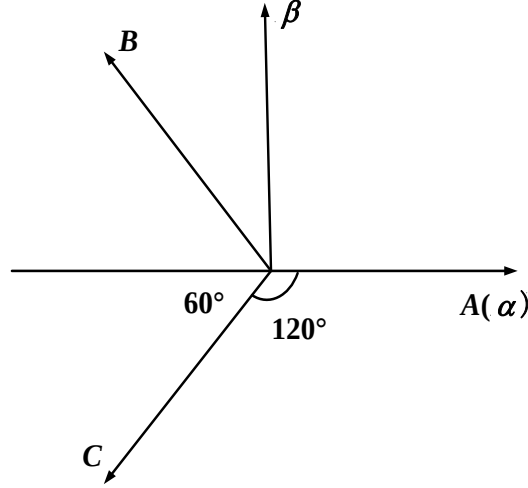


图 2-3 Clarke 变换

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

Park 变换的作用是将两相静止坐标系中的电流转变为与电机磁场和转矩有关的交轴和直轴电流分量，其是矢量控制的核心。Park 变换的表达式分别如图 2-4 和式 2-5 所示。

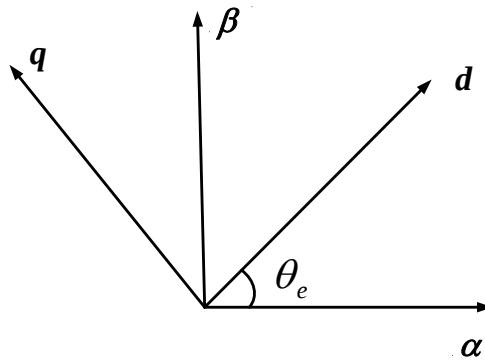


图 2-4 Park 变换

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_e & \sin \theta_e \\ -\sin \theta_e & \cos \theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} \quad (2-4)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_e & -\sin \theta_e \\ \sin \theta_e & \cos \theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (2-5)$$

经过坐标变换后，在 dq 旋转坐标系下，PMSM 的数学模型为

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = \frac{1}{L_s}(u_d - R_s i_d + \omega_e L_s i_q) \\ \frac{di_q}{dt} = \frac{1}{L_s}(u_q - R_s i_q - \omega_e L_s i_d - \omega_e \psi_f) \end{cases} \quad (2-6)$$

电磁转矩方程为

$$T_e = \frac{3}{2} P_n [\psi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (2-7)$$

IPMSM 交轴和直轴电感相等，故 $L_d = L_q$ ，故电磁转矩方程可以改写为

$$T_e = \frac{3}{2} P_n \psi_f i_q \quad (2-8)$$

机械运动方程为

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = T_e - T_L \quad (2-9)$$

式中： u_d 、 u_q 分别为电压的 dq 轴分量； i_d 、 i_q 分别为电流的 dq 轴分量； ω_e 为电角速度； ω_m 为机械角速度，且满足 $\omega_m = \omega_e / P_n$ ； R_s 为定子的电阻； L_s 为 dq 轴电感分量； P_n 为极对数； T_e 为电磁转矩； T_L 为负载转矩； J 为转动惯量； B 为粘滞阻尼系数； ψ_f 为永磁体磁链。

2.3 矢量脉宽调制技术介绍

SVPWM 是一种适合用在 PMSM 控制系统矢量技术，其原理是在不同时间选择合适的开关组合，生成不同的电压矢量，实现对电流的精准控制。该控制方式能减少电机电磁和转矩脉动对系统的影响，从而达到改善电机性能的目的。

空间电压矢量为^[75]

$$U_{out} = \frac{2U_{dc}}{3} (s_a + s_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + s_c e^{j\frac{4\pi}{3}}) \quad (2-10)$$

式中： U_{dc} 是直流母线电压。

图 2-5 是两电平三相电压源逆变器的原理图。在电路中， s_a 、 s_b 、 s_c 、 s'_a 、 s'_b 、 s'_c 是 6 个晶体管，代表功率开关器件，负责控制输出端电压的状态，同一

个桥臂上的两只开不同同时导通。用 $s=0$ 表示开关断开、 $s=1$ 表示开关导通。当 s_a 、 s_b 或 s_c 的工作状态为 1 时，电路上桥臂的开关器件导通，下桥臂的开关器件断开；当 s_a 、 s_b 或 s_c 的工作状态为 0 时，上桥臂开关器件断开，下桥臂的开关器件导通。所以逆变器三路逆变桥的开关组态一共有 8 种。8 个开关状态组合(S_{abc})对应 8 个电压空间矢量。

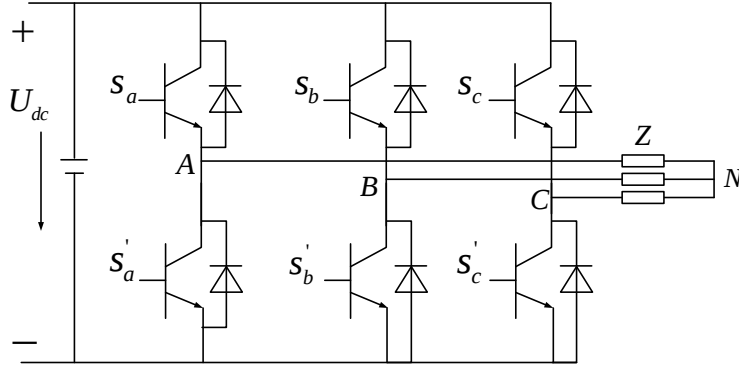


图 2-5 两电平三相电压源逆变器原理图

相电压 V_{AN} 、 V_{BN} 、 V_{CN} 和开关函数的关系如式(2-11)所示^[76]

$$\begin{cases} V_{AN} = \frac{U_{dc}}{3} (2s_a - s_b - s_c) \\ V_{BN} = \frac{U_{dc}}{3} (2s_b - s_a - s_c) \\ V_{CN} = \frac{U_{dc}}{3} (2s_c - s_a - s_b) \end{cases} \quad (2-11)$$

将 8 种开关组态带入式(2-11)，则相电压 V_{AN} 、 V_{BN} 和 V_{CN} ，线电压 V_{ab} 、 V_{bc} 和 V_{ca} 以及 U_{out} 的输出结果如表 2-1 所示。

表 2-1 开关组合与电压的关系

s_a	s_b	s_c	V_{AN}	V_{BN}	V_{CN}	V_{ab}	V_{bc}	V_{ca}	U_{out}
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	$2U_{dc}/3$	$-U_{dc}/3$	$-U_{dc}/3$	U_{dc}	0	$-U_{dc}$	$2U_{dc}/3$
0	1	0	$-U_{dc}/3$	$2U_{dc}/3$	$-U_{dc}/3$	$-U_{dc}$	U_{dc}	0	$2U_{dc}e^{j\frac{2\pi}{3}}/3$
1	1	0	$U_{dc}/3$	$U_{dc}/3$	$-2U_{dc}/3$	0	U_{dc}	$-U_{dc}$	$2U_{dc}e^{j\frac{2\pi}{3}}/3$
0	0	1	$-U_{dc}/3$	$-U_{dc}/3$	$2U_{dc}/3$	0	$-U_{dc}$	U_{dc}	$2U_{dc}e^{j\frac{2\pi}{3}}/3$
1	0	1	$U_{dc}/3$	$-2U_{dc}/3$	$U_{dc}/3$	U_{dc}	$-U_{dc}$	0	$2U_{dc}e^{j\frac{2\pi}{3}}/3$
0	1	1	$-2U_{dc}/3$	$U_{dc}/3$	$U_{dc}/3$	$-U_{dc}$	0	U_{dc}	$2U_{dc}e^{j\frac{2\pi}{3}}/3$
1	1	1	0	0	0	0	0	0	0

由表 2-1 可知，有 6 个非零矢量 $U_1(001)$ 、 $U_2(010)$ 、 $U_3(011)$ 、 $U_4(100)$ 、 $U_5(101)$ 、 $U_6(110)$ 和两个零矢量 $U_0(000)$ 、 $U_7(111)$ 。将 8 个基本的电压空间矢量按照 U_{out} 的相位放到如图 2-6 所示的扇区图中，可得到该图所示的电压空间矢量图。它们将扇区图分成了 6 个部分，称之为扇区。非零矢量幅值相同，间隔为 60° 。两个零矢量位于中心，幅值为 0。

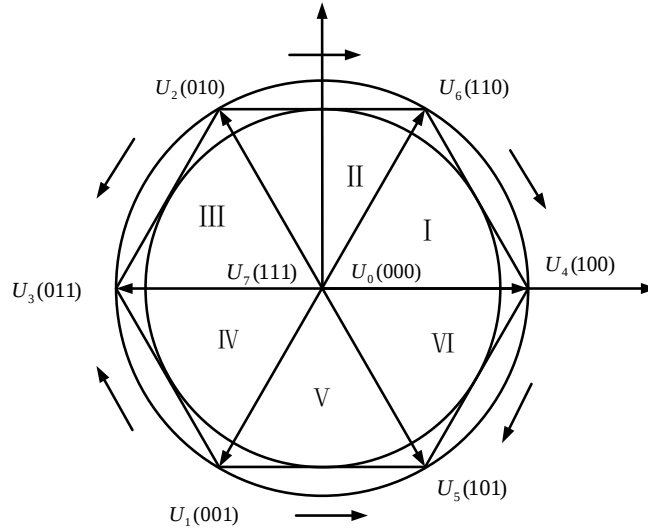


图 2-6 电压空间矢量图

由图 2-6 所示，这 8 个矢量可以组合成扇区图上任意一个参考电压 U_{ref} 。在切换过程中，仅需要使一相开关状态发生改变，并对零矢量在时间上进行平均分配，可以实现 PWM 信号对称，而且可以有效地减小 PWM 信号中的谐波分量。

1) 扇区判断

对电压空间矢量 U_{out} 所在位置进行判断，主要是为了决定此切换循环所需的基准电压空间矢量。用 u_α 、 u_β 表示 U_{out} 在 α 、 β 轴上的分量，定义三个变量 U_{ref1} 、 U_{ref2} 、 U_{ref3} 为

$$\begin{cases} U_{ref1} = U_\beta \\ U_{ref2} = \frac{\sqrt{3}}{2}U_\alpha - \frac{1}{2}U_\beta \\ U_{ref3} = -\frac{\sqrt{3}}{2}U_\alpha - \frac{1}{2}U_\beta \end{cases} \quad (2-12)$$

假设有 3 个变量 A、B、C，定义如下

如果 $U_{ref1} > 0$ ，则 $A=1$ ，否则 $A=0$ 。

如果 $U_{ref2} > 0$ ，则 $B=1$ ，否则 $B=0$ 。

如果 $U_{ref3} > 0$ ，则 $C=1$ ，否则 $C=0$ 。

定义 $N=4C+2B+A$ ，可以得到该值和 6 个扇区的关系，如表 2-2 所示。

表 2-2 N 值与扇区的关系

N	1	2	3	4	5	6
扇区号	II	VI	I	IV	III	V

2) 基本矢量作用时长

定义函数

$$\begin{cases} \mathbf{X} = \frac{\sqrt{3}T_s}{U_{dc}}(\sqrt{3}u_\alpha - u_\beta) \\ \mathbf{Y} = \frac{\sqrt{3}T_s}{U_{dc}}(\frac{\sqrt{3}}{2}u_\alpha + \frac{1}{2}u_\beta) \\ \mathbf{Z} = \frac{\sqrt{3}T_s}{U_{dc}}(-\frac{\sqrt{3}}{2}u_\alpha + \frac{1}{2}u_\beta) \end{cases} \quad (2-13)$$

由式(2-13)可以得到每个扇区 $T_0(T_7)$ 、 T_4 和 T_6 作用时间，如表 2-3 所示。

表 2-3 各扇区作用时间 $T_0(T_7)$ 、 T_4 和 T_6

N	1	2	3	4	5	N
T_4	Z	Y	-Z	-X	X	T_4
T_6	Y	-X	X	Z	-Y	T_6
T_0	$T_0(T_7) = (T_s - T_4 - T_6)/2$					

当 $T_4 + T_6 > T_s$ 时，需要调制处理，令

$$\begin{cases} T_4 = \frac{T_4}{T_4 + T_6} T_s \\ T_6 = \frac{T_6}{T_4 + T_6} T_s \end{cases} \quad (2-14)$$

3) 扇区矢量切换点

为了防止开关的频率切换过快，提出一种其中包括三段零矢量和四段相邻非零基本矢量的七段式电压空间矢量 PWM 波形，定义

$$\begin{cases} \mathbf{T}_a = (T_s - T_4 - T_6)/6 \\ \mathbf{T}_b = T_a + T_4/2 \\ \mathbf{T}_c = T_b + T_6/2 \end{cases} \quad (2-15)$$

各扇区和开关时间切换点 T_{cm1} 、 T_{cm2} 和 T_{cm3} 的关系如图表 2-4 所示。

表 2-4 各扇区时间切换点 T_{cm1} 、 T_{cm2} 和 T_{cm3}

N	1	2	3	4	5	6
T_{cm1}	T_b	T_a	T_a	T_c	T_c	T_b
T_{cm2}	T_a	T_c	T_b	T_b	T_a	T_c
T_{cm3}	T_c	T_b	T_c	T_a	T_b	T_a

2.4 PMSM 矢量控制系统的实现

在 MATLAB/Simulink 中，利用电机数学模型和 PI 控制算法搭建 $i_d = 0$ 矢量控制系统，通过输入电压信号进行仿真，如图 2-7 所示，PMSM 参数如表 2-5 所示。

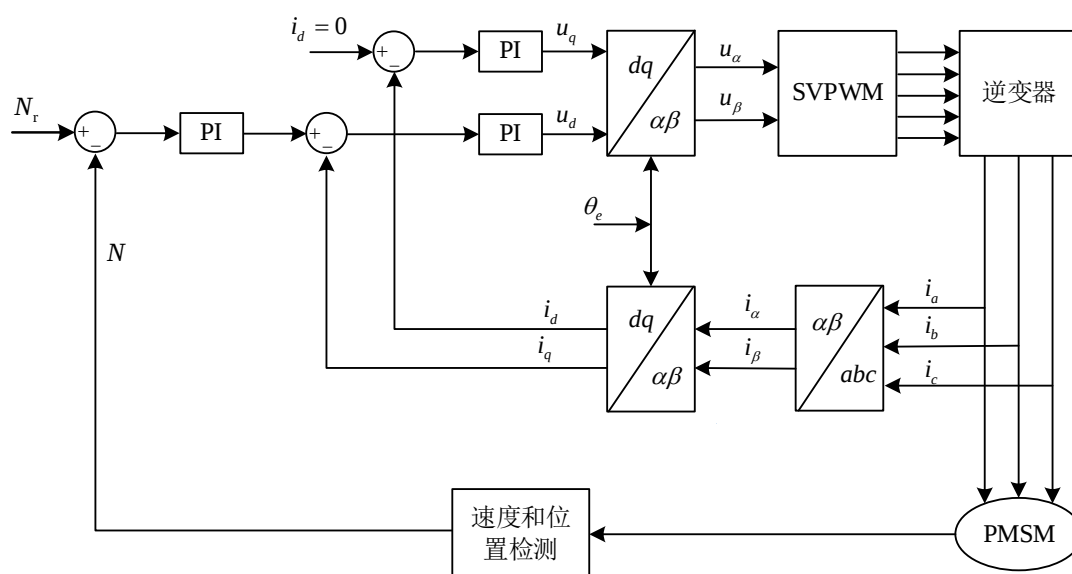


图 2-7 PMSM 矢量控制结构框图

表 2-5 PMSM 参数

参数/单位	参数值
d 轴电感/H	8.5×10^{-3}
q 轴电感/H	8.5×10^{-3}
定子电阻/W	2.875
转动惯量/($\text{kg} \cdot \text{m}^2$)	3×10^{-3}
永磁体磁链/Wb	0.175
摩擦系数/($\text{N} \cdot \text{m} \cdot \text{s}$)	8×10^{-3}
额定功率/kW	1.2
额定转速/(r/min)	1500
极对数	4

仿真工况：启动速度设置为 1000r/min，电机空载启动；在 $t=0.5\text{s}$ 时施加 $10\text{N} \cdot \text{m}$ 负载，仿真结果如图 2-8~图 2-9 所示。

图 2-8、图 2-9 分别为电机转速和负载转矩曲线。

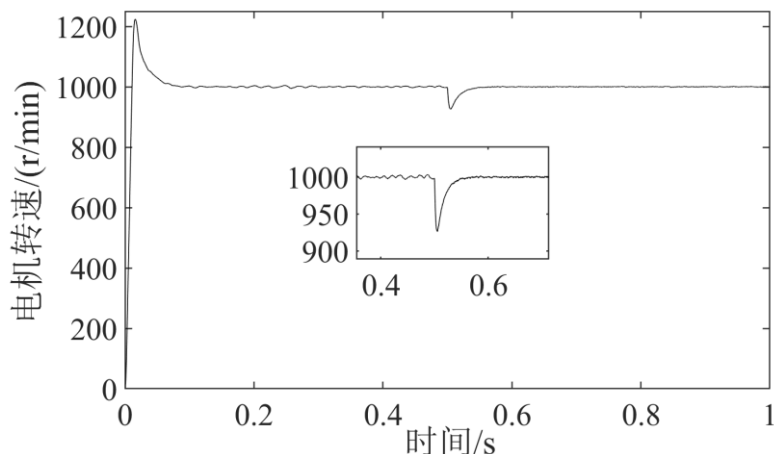


图 2-8 电机转速曲线

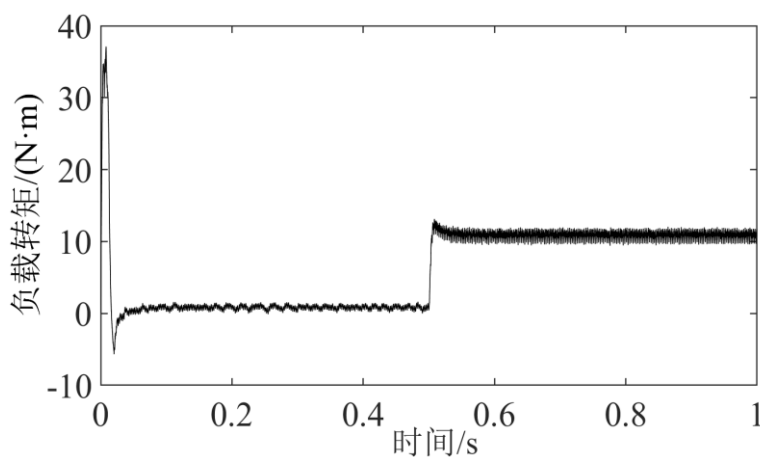


图 2-9 负载转矩曲线

由 2-8 和图 2-9 可知，在电机启动时，转速曲线的超调量较大，在 200r/min 左右，0.1s 后转速达到稳定状态； $t=0.5\text{s}$ 时施加负载，转速下降了 70r/min 左右，大约 0.3s 后恢复稳定。所以采用 $i_d=0$ 的控制系统可以达到 PMSM 的运行要求。

2.5 本章小结

本章对 PMSM 矢量控制进行简单的介绍。首先推导旋转坐标系下 PMSM 矢量控制的数学模型。然后对 SVPWM 技术做出了详细介绍。最后对电机控制中常用的 $i_d=0$ 控制的框图和原理进行简单的介绍，并搭建了仿真模型，验证了该控制方法对电机转速的有效性。

第 3 章 反步鲁棒控制设计

随着控制理论的不完善，越来越多的新型非线性控制策略被用于电机控制系统^[77-79]，反步控制在处理非线性系统具有很大优势，而且精度较高。但反步控制抗扰性能差，依赖系统模型，达到稳态的时间比较长，在受到外界负载扰动，转速下降比较明显。鲁棒控制一般不工作在最优状态下运行，系统的稳态误差较大，但其特别适用于不确定因素变化范围大、稳定裕度小的系统。因此，本文使用反步控制将 PMSM 系统分成三个子系统，并设计鲁棒控制律来提高单 PMSM 控制系统的稳态性能和抗扰能力。

3.1 反步控制原理

反步控制器由两个关键部分组成：虚拟控制器和实际控制器。虚拟控制器用于定义一个理想的系统动态行为，是由设计者根据系统要求和性能指标确定。虚拟控制器的输出被用作实际控制器的输入；实际控制器用于根据虚拟控制器的输出和系统当前的状态，计算出控制信号来驱动被控对象，实际控制器的设计通常基于线性控制理论。

反步控制的基于步骤如下：

- 1) 选择虚拟空制器结构和参数，并计算其输出；
- 2) 根据系统当前的状态，计算出实际控制器的输出；
- 3) 将虚拟控制的输出与实际控制器的输出进行比较，得到误差信号；
- 4) 使用误差信号来更新虚拟控制器的输入，以调整虚拟控制器的输出；
- 5) 重复步骤 2 到 4 直到系统达到所期望的性能要求。

对于非线性控制系统

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 + f_1(x_1) \\ \dot{x}_2 = x_3 + f_2(x_1, x_2) \\ \dots \\ \dot{x}_n = u + f_n(x_1, \dots, x_n) \end{cases} \quad (3-1)$$

式中， $x \in R^n$ ，是系统状态变量； $u \in R$ 是系统的输入变量。反步设计就是将每个子系统 $\dot{x}_i = x_{i+1} + f_i(x_1, \dots, x_i)$ 中的 x_{i+1} 看作虚拟控制，设计合适的反馈使系

统前面的状态趋于稳定，但使系统达到稳定状态的解难以满足 $x_{i+1} = a_i$ ，使虚拟变量 x_{i+1} 和虚拟反馈 a_i 趋于一致，达到使整个控制系统渐近稳定的目的。

首先利用虚拟反馈定义 n 个误差变量：

$$\begin{cases} z_1 = x_1 \\ z_2 = x_2 - a_1(x_1) \\ \dots \\ z_i = x_i - a_{i-1}(x_1, \dots, x_{i-1}) \\ \dots \\ z_n = x_n - a_{n-1}(x_1, \dots, x_{n-1}) \end{cases} \quad (3-2)$$

式中： $a_i (i=1, 2, \dots, n-1)$ 待定。现对每一个虚拟反馈定义一个 V 函数，使每一个状态分量具有适当的渐近性。为了镇定原系统，只需要镇定原系统状态 x_{i+1} 与虚拟反馈量 a_i 之间的误差 z_i 即可。

1) 对上式中 z_1 求导，得

$$\begin{aligned} \dot{z}_1 &= \dot{x}_1 \\ &= x_2 + f_1(x_1) \end{aligned} \quad (3-3)$$

定义第一个系统的 Lyapunov 函数

$$V_1 = \frac{1}{2} z_1^2 \quad (3-4)$$

令 $\alpha_1 = -z_1 = -x_1 - f_1(x_1) \triangleq \tilde{\alpha}_1(z_1)$ ，则

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = -z_1 + z_2 \\ \dot{z}_2 = x_3 + f_2(x_1, x_2) - \frac{\partial \tilde{\alpha}_1}{\partial z_1} \dot{z}_1 \triangleq x_3 + f_2(z_1, z_2) \\ \dot{V}_1 = -z_1^2 + z_1 z_2 \end{cases} \quad (3-5)$$

当 $z_2 = 0$ 时，则通过式(3-5)可知， z_1 渐近稳定，通常 $z_2 \neq 0$ ，为了使 z_1 渐近稳定，需要设计新的虚拟控制 α_2 ，为此，进行如下设计。

2) 定义第二个系统的 Lyapunov 函数

$$V_2 + V_1 + \frac{1}{2} z_2^2 \quad (3-6)$$

令 $\tilde{\alpha}_2 \triangleq -z_1 - z_2 + \tilde{f}(z_1, z_2)$ ，则

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = -z_1 + z_2 \\ \dot{z}_2 = -z_1 - z_2 + z_3 \\ \dot{z}_3 = x_4 + f_3(x_1, x_2, x_3) - \sum_{i=1}^2 \frac{\partial \tilde{\alpha}_2}{\partial z_i} \dot{z}_i \triangleq x_4 + f_3(z_1, z_2, z_3) \\ \dot{V}_2 = -z_1^2 - z_2^2 + z_2 z_3 \end{cases} \quad (3-7)$$

当 $z_3 = 0$ 时, z_1 和 z_2 渐近稳定, 然后再设计新的虚拟控制 α_3 。如此下去, 可以找到一般情况下得 V 函数及虚拟控制。

3) 定义第 i 个子系统的 Laypunov 函数 V_i

$$V_i = \frac{1}{2}(z_1^2 + \cdots + z_i^2) \quad (3-8)$$

设计新的虚拟控制律

$$\alpha_i \triangleq -z_{i-1} - z_i + f_i(z_1, \cdots, z_i) \quad (3-9)$$

则

$$\begin{cases} z_i = z_i + 1 + \tilde{\alpha}_i(z_1, \cdots, z_i) + \tilde{f}_i(z_1, \cdots, z_i) = -z_{i-1} - z_i + z_{i+1} \\ \dot{V}_i = -(z_1^2 + \cdots + z_i^2) + z_i[z_{i+1} + \tilde{\alpha}_i(z_1, \cdots, z_i) + f_i(z_1, \cdots, z_i)] \\ \quad = -(z_1^2 + \cdots + z_i^2) + z_i z_{i+1} \end{cases} \quad (3-10)$$

从上式可知

$$\begin{cases} \dot{z}_n = x_n + f_n(x_1, \cdots, x_n) + u - \sum_{i=1}^{n-1} \frac{\partial \tilde{\alpha}_{n-1}}{\partial z_i} \dot{z}_i \triangleq \tilde{f}_n(z_1, \cdots, z_n) + u \\ \dot{V}_n = -(z_1^2 + \cdots + z_{n-1}^2) + z_{n-1} z_n + z_n[\tilde{f}_n(z_1, \cdots, z_n) + u] \end{cases} \quad (3-11)$$

令反馈控制律为

$$\begin{aligned} u &= \tilde{\alpha}_n(z_1, \cdots, z_n) \\ &= z_{n-1} - z_n - \tilde{f}_n(z_1, \cdots, z_n) \end{aligned} \quad (3-12)$$

由式(3-11)和式(3-12)得

$$\begin{cases} z_n = -z_n - z_{n-1} \\ \dot{V}_n = -(z_1^2 + \cdots + z_n^2) \end{cases} \quad (3-13)$$

因此第 i 个系统的误差是渐近稳定的, 综上所述, 可以得到整个非线性系统指数渐近稳定。

3.2 PMSM 反步鲁棒控制设计

3.2.1 反步鲁棒控制器原理

鲁棒控制的作用是使控制系统对外部扰动、参数不确定性以及建模误差等因素具有强鲁棒性，在面对这些不确定性因素时，系统仍能保持稳定性和良好的性能。

反步鲁棒控制的设计思路：通过机械传感器得出所需 d 轴和 q 轴定子 $\hat{i}_d$ 和 $\hat{i}_q$ ，以及实际转速 $\hat{\omega}_e$ ，然后利用转速的期望值 ω^* 与实际值，计算误差，通过电流反步控制计算出控制输入 i_q^* ；然后利用 q 轴电流误差，计算出 q 轴的控制输入 u_q ；最后通过 d 轴电流误差，计算得到 d 轴的控制输入 u_d 。

3.2.2 电流环和转速环控制设计

3.2.1 节给出了单输入、单输出系统的反步控制设计方法，接下来需要验证该控制方法在永磁同步电机控制系统中的可行性。电机需要控制的目标是转速，而转速也是系统的输出，所以将转速误差作为第一个子系统。以下对反步法应用于 PMSM 控制系统的可行性进行分析。

首先设计期望转速 N_r ，定义经过传感器获取的转速为 N ，定义速度跟踪误差为

$$e_1 = \omega^* - \omega_e = (N_r - N)\pi / 30 \quad (3-14)$$

选择 e_1 作为状态变量，构建下一个系统

$$\dot{e}_1 = -\frac{1}{J} \left(\frac{3P_n\psi_f}{2} i_q - D_1 - B\omega_m \right) \quad (3-15)$$

式中： D_1 是 T_L 的观测值。

为了实现使 e_1 趋近于 0 的目的，构造转速环的 Lyapunov 函数

$$V(e_1) = \frac{1}{2} e_1^2 \quad (3-16)$$

对式(3-16)求导得

$$\begin{aligned} \dot{V}(e_1) &= e_1 \dot{e}_1 \\ &= -\frac{e_1}{J} \left(\frac{3P_n\psi_f}{2} i_q - D_1 - B\omega_m \right) \end{aligned} \quad (3-17)$$

在此引入鲁棒控制律，令

$$\frac{3P_n\psi_f}{2} i_q - D_1 = k_1 e_1 + \rho(\omega_m) \frac{|e_1|}{e_1} \quad (3-18)$$

式中： k_1 为控制器的设计参数， $k_1 > 0$ ； $\rho(\omega_m)$ 是 $B|\omega_m|$ 的上界， 为了方便求导， 令 $\rho(\omega_m)=1$ 。

构造速度环的 Lyapunov 函数， 并对其求导得

$$V(e_1) = \frac{1}{2} e_1^2 \quad (3-19)$$

$$\dot{V}(e_1) = e_1 \dot{e}_1 \quad (3-20)$$

将式(2-9)带入式(3-20)得

$$\dot{V}(e_1) = e_1 \left[-\frac{1}{J} \left(\frac{3P_n \psi_f}{2} i_q - D_1 - B\omega_m \right) \right] \quad (3-21)$$

将式(3-18)带入式(3-21)并整理得

$$\begin{aligned} \dot{V}(e_1) = & -\frac{1}{J} (k_1 e_1^2 + \rho(\omega_m) |e_1| - B\omega_m e_1) \leq \\ & -\frac{1}{J} [k_1 e_1^2 + \rho(\omega_m) |e_1| - |B\omega_m| |e_1|] \end{aligned} \quad (3-22)$$

因为 $-\rho(\hat{\omega}_m) |e_1| + |B\hat{\omega}_m| |e_1| \leq 0$ ， 故 $\dot{V}(e_1) \leq -\frac{k_1 e_1^2}{J}$ ， 仅当 $e_1 = 0$ ， $\dot{V}(e_1) = 0$ 。

由此可知， 转速误差 e_1 渐近稳定。

由式(3-18)可得

$$\hat{i}_q = \frac{2}{3P_n \psi_f} (k_1 e_1 + \rho(\omega_m) \frac{|e_1|}{e_1} + D_1) \quad (3-23)$$

令参考电流 $i_q^* = \frac{2}{3P_n \psi_f} (k_1 e_1 + \rho(\omega_m) \frac{|e_1|}{e_1} + D_1)$ 。

q 轴电流误差为

$$e_2 = (i_q^* - \hat{i}_q) \quad (3-24)$$

对式(3-24)进行求导， 并结合式(2-6)、式(2-9)得

$$\dot{e}_2 = \dot{i}_q^* - \frac{1}{L_s} (u_q - R_s i_q - \omega_e L_s i_d - \omega_e \psi_f) \quad (3-25)$$

为了使 q 轴电流误差系统稳定， 构建 Lyapunov 函数并对其求导的

$$V(e_1, e_2) = V_{(e_1)} + \frac{1}{2} e_2^2 \quad (3-26)$$

$$\dot{V}(e_1, e_2) = e_1 \dot{e}_1 + e_2 \dot{e}_2 \quad (3-27)$$

结合式(3-24)、式(3-25)、式(3-27)可得

$$\begin{aligned}
 \dot{V}(e_1, e_2) &= \frac{1}{J}(-k_1 e_1^2 - \rho(\omega_m)|e_1| + B\omega_m e_1 + \\
 &\frac{3P_n\psi_f}{2J}e_1 e_2) + e_2 \dot{e}_2 = -\frac{1}{J}(k_1 e_1^2 + \rho(\omega_m)|e_1| - B\omega_m e_1) + \\
 &e_2(\frac{3P_n\psi_f}{2J}e_1 + \dot{e}_2) \leq -\frac{k_1 e_1^2}{J} + e_2(\frac{3P_n\psi_f}{2J}e_1 + \dot{e}_2)
 \end{aligned} \tag{3-28}$$

为了满足 $\dot{V}(e_1, e_2) < 0$ ，采用鲁棒控制律，令

$$\frac{1}{L_s}(u_q - \omega_e L_s i_d - \omega_e \psi_f) - \frac{3P_n\psi_f}{2J}e_1 = \frac{di_q^*}{dt} + k_2 e_2 + \rho(i_q) \frac{|e_2|}{e_2} \tag{3-29}$$

式中： k_2 为控制器的设计参数， $k_2 > 0$ ； $\rho(i_q)$ 是 $\frac{R_s}{L_s}|i_q|$ 的上界，令

$$\rho(i_q) = \frac{R_s}{L_s}|i_q| + \frac{1}{L_s}。$$

对于 PMSM 控制系统，负载变化极为缓慢^[80-81]，将其变化率视为 0，则

$$\begin{aligned}
 e_2(\frac{3P_n\psi_f}{2J}e_1 + \frac{de_2}{dt}) &= e_2(\frac{3P_n\psi_f}{2J}e_1 + \frac{di_q^*}{dt} - \frac{di_q}{dt}) = \\
 e_2 \left[\frac{3P_n\psi_f}{2J}e_1 + \frac{di_q^*}{dt} - \frac{1}{L_s}(u_q - R_s i_q - \omega_e L_s i_d - \omega_e \psi_f) \right] &= \\
 e_2(\frac{3P_n\psi_f}{2J}e_1 + \frac{di_q^*}{dt} - \frac{R_s}{L_s}i_q - \frac{di_q^*}{dt} - k_2 e_2 - \rho(\hat{i}_q) \frac{|e_2|}{e_2} - \\
 \frac{3P_n\psi_f}{2J}e_1) &= -k_2 e_2^2 - \rho(i_q)|e_2| - \frac{R_s}{L_s}i_q e_2 \leq -k_2 e_2^2 - \rho(\hat{i}_q)|e_2| + \frac{R_s}{L_s}i_q |e_2| \leq -k_2 e_2^2
 \end{aligned} \tag{3-30}$$

故

$$\dot{V}(e_1, e_2) \leq \dot{V}(e_1) - k_2 e_2^2 \tag{3-31}$$

仅当 $e_1 = e_2 = 0$ ， $\dot{V}(e_1, e_2) = 0$ 。由此可知，式((3-24)渐近稳定。

整理((3-29)得 q 轴控制电压为

$$\begin{aligned}
 u_q &= L_s \frac{di_q^*}{dt} + \rho(i_q)L_s \frac{|e_2|}{e_2} + \omega_e \psi_f + \omega_e L_s i_d + \frac{3P_n\psi_f}{2J}L_s e_1 + k_2 L_s e_2 \\
 &= \frac{2k_1 J}{3P_n\psi_f} \frac{de_1}{dt} + \rho(i_q)L_s \frac{|e_2|}{e_2} + \omega_e \psi_f + \omega_e L_s i_d + \frac{3P_n\psi_f}{2J}L_s e_1 + k_2 L_s e_2 \\
 &= -\frac{2k_1}{3P_n\psi_f}(\frac{3P_n\psi_f}{2}i_q - D_1 - B\omega_m) + \rho(i_q)L_s \frac{|e_2|}{e_2} + \omega_e \psi_f \\
 &\quad + \omega_e L_s i_d + \frac{3P_n\psi_f}{2J}L_s e_1 + k_2 L_s e_2
 \end{aligned} \tag{3-32}$$

选择 d 轴电流跟踪误差为 $e_3 = i_d - \hat{i}_d$ ，对 e_3 求导得

$$\dot{e}_3 = -\dot{i}_d \quad (3-33)$$

为了使 d 轴电流误差系统稳定，构建新的 Lyapunov 函数

$$V(e_3) = \frac{1}{2} e_3^2 \quad (3-34)$$

对式(3-34)求导得

$$\dot{V}(e_3) = e_3 \dot{e}_3 = \frac{e_3}{L_s} (R_s i_d - u_d - \omega_e L_s i_q) \quad (3-35)$$

为了满足 $\dot{V}(e_3) < 0$ ，采用鲁棒控制，令

$$\frac{1}{L_s} (u_d + \omega_e L_s i_q) = k_3 e_3 + \rho(i_d) \frac{|e_3|}{e_3} \quad (3-36)$$

式中： k_3 为控制器的设计参数， $k_3 > 0$ ； $\rho(i_d)$ 是 $\frac{R_s}{L_s} |i_d|$ 的上界，令

$$\rho(i_d) = \frac{R_s}{L_s} |i_d| + \frac{1}{L_s}。$$

将式(3-33)带入式(3-35)可得

$$\begin{aligned} \dot{V}(e_3) &= \frac{e_3}{L_s} (R_s i_d - k_3 e_3 - \rho(i_d) \frac{|e_3|}{e_3}) \\ &= \frac{1}{L_s} (R_s i_d e_3 - k_3 e_3^2 - \rho(i_d) |e_3|) \leq -\frac{1}{L_s} k_3 e_3^2 \end{aligned} \quad (3-37)$$

仅当 $e_3 = 0$ ， $\dot{V}(e_3) = 0$ 。由此可知， d 轴电流误差 e_3 渐近稳定。

由式(3-36)可得 d 轴控制电压为

$$u_d = k_3 L_s e_3 + \rho(i_d) L_s \frac{|e_3|}{e_3} - \omega_e L_s i_q \quad (3-38)$$

结合式(3-26)、式(3-34)可得整个系统的 Lyapunov 函数

$$V(e_1, e_2, e_3) = V(e_1, e_2) + V(e_3) \quad (3-39)$$

$$\dot{V}(e_1, e_2, e_3) = \dot{V}(e_1, e_2) + \dot{V}(e_3) \leq 0 \quad (3-40)$$

仅当 $e_1 = e_2 = e_3 = 0$ 时， $\dot{V}(e_1, e_2, e_3) = 0$ 。

3.2.3 负载观测器设计

当电机在额定转矩范围内运行，负载转矩对电机转速的影响很小，但如果过载，电机的转速会受到严重的影响。为了降低负载对电机转速和控制性能的

影响，根据双曲正切跟踪微分器设计了负载观测器，并将估计值实时补偿给控制输入。

根据式(2-6)和式(2-9)得

$$\frac{d\omega_m}{dt} = -\frac{B}{J}\omega_m + \frac{3}{2J}P_n\psi_f i_q - \frac{T_L}{J} \quad (3-41)$$

设计负载观测器

$$\begin{cases} \frac{d\hat{\omega}_1}{dt} = -B\omega_1/J + \frac{3}{2J}P_n\psi_f i_q - D_1/J \\ \frac{dD_1}{dt} = K_3^2 [-a_5 \tanh b_5(\omega_1 - \hat{\omega}_1) - a_6 \tanh(b_6 D_1/K_3)] \end{cases} \quad (3-42)$$

式中： $\hat{\omega}_1$ 是 ω_1 的反馈信号； D_1 是负载的估计值；参数 K_3 、 a_5 、 a_6 、 b_5 、 b_6 是常数且均大于0。

由章节 3.2.2 的证明过程可知 $\hat{\omega}_1$ 收敛于 ω_1 ， D_1 收敛于 T_L 。

3.3 仿真与结果分析

为了验证反步鲁棒控制在 PMSM 矢量控制系统中的控制效果，本节在 Matlab/Simulink 环境中对 PMSM 矢量控制系统进行建模和仿真，并对 PI 控制、反步控制以及反步鲁棒控制进行仿真对比分析，PMSM 系统矢量控制系统如图 3-1 所示。

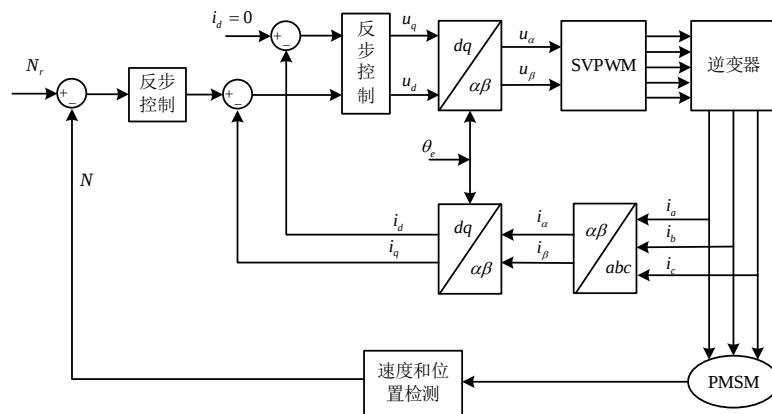


图 3-1 PMSM 控制系统框图

在 Matlab/Simulink 环境中设置 PMSM 模块参数。反步鲁棒控制器参数 $k_1 = 100$ ， $k_2 = 8000/L_s$ ， $k_3 = 500$ 。

对 PMSM 控制系统设计仿真工况：设置初始转速 1000r/min，在 0.5s 时，转速从 1000r/min 阶跃到 1200r/min；电机空载启动，在 0.2s 时，给电机施加

10N·m 的负载转矩，在 0.8s 时卸去负载，仿真时长为 1s。仿真结果如图 3-2-图 3-8 所示。

根据式(3-55)构建负载观测器，将估计的负载转矩补偿至反步鲁棒控制器。为了验证设计的负载观测器能有效地估计负载扰动，将本文设计的观测器和滑模观测器进行比较分析。选取仿真参数 $R_3^2 = 1000$ ， $a_5 = a_6 = 100$ ， $b_5 = 1$ ， $b_6 = 0.1$ ，仿真结果如图 3-2 所示。

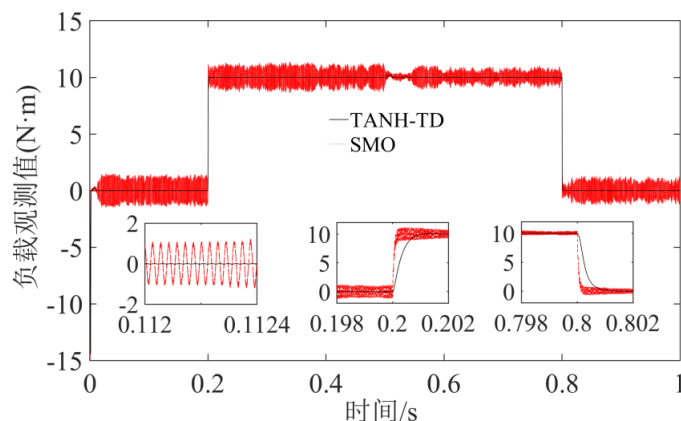


图 3-2 基于 TD 的负载观测仿真曲线

由图 3-2 可知，在电机启动时，SMO 的估计值曲线抖振比较明显，而且误差较大，在 1.5N·m 左右；TANH-TD 的估计曲线比较平滑，而且估计误差小，几乎与实际负载转矩重合。在施加和卸去负载时，SMO 的估计值曲线响应速度快，但估计误差较大，并伴随明显的波动；TANH-TD 的估计值曲线响应速度慢，但变化比较平缓，没有高频波动，且稳定后的估计误差比 SMO 的小。因此，由仿真分析可知，本文设计的 TANH-TD 负载观测器的估计效果比 SMO 的好，更适合用于估计负载。

图 3-3 和 3-4 分别是基于 PI 控制的电机转速仿真曲线和转速误差仿真曲线。

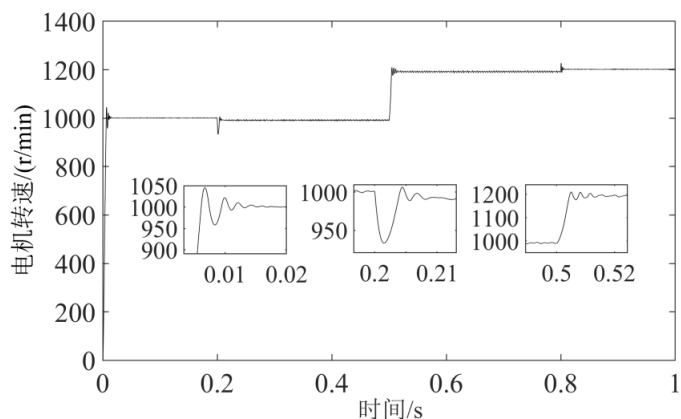


图 3-3 PI 控制速度仿真曲线

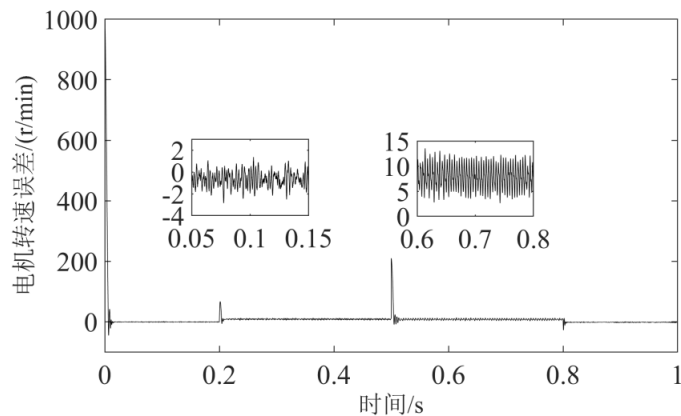


图 3-4 PI 控制速度误差仿真曲线

由图 3-3 和图 3-4 可知，在电机启动时，PI 控制器曲线超调较大，达到了 50r/min，而且调节时间较长，在 0.015s 左右达到稳态，稳定后的速度误差在 2r/min 左右；在 0.2s 施加 10N·m 的负载后，转速下降比较明显，下降了 70r/min 左右，而且恢复时间较长，到达稳态时，电机的转速下降了 15r/min 左右；在 0.5s 转速阶跃到 1200r/min 后，响应速度较快，但超调现象比较严重。

图 3-5 和 3-6 分别为基于反步控制的电机转速仿真曲线和转速误差仿真曲线。

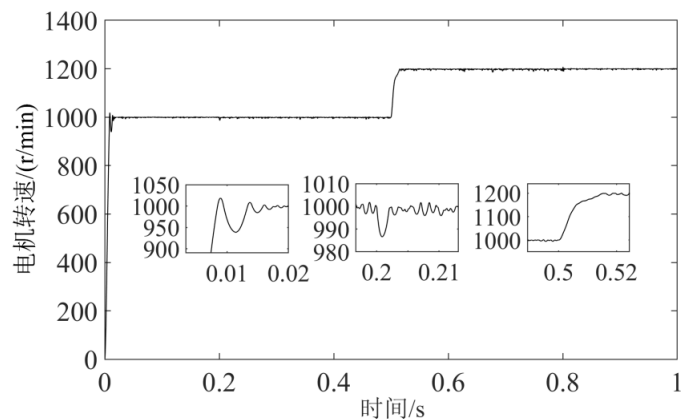


图 3-5 反步控制速度仿真曲线

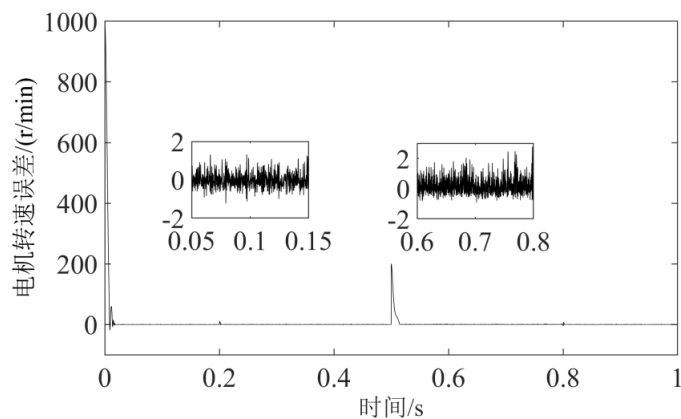


图 3-6 反步控制速度误差仿真曲线

由图 3-5 和图 3-6 可知, 在电机空载启动时, 反步控制器转速曲线存在超调, 达到了 30r/min, 而且调节时间较长, 在 0.02s 左右达到稳态, 稳定后的速度误差在 0.15r/min 左右; 在 0.2s 施加 10N·m 的负载后, 转速下降比较明显, 下降了 15r/min 左右, 到达稳态时, 转速恢复至期望值, 误差在 3r/min 左右; 在 0.5s 转速阶跃到 1200r/min 后, 响应速度较慢, 转速几乎没有超调。

图 3-7 和 3-8 分别为基于反步鲁棒控制的电机转速仿真曲线和转速误差仿真曲线。

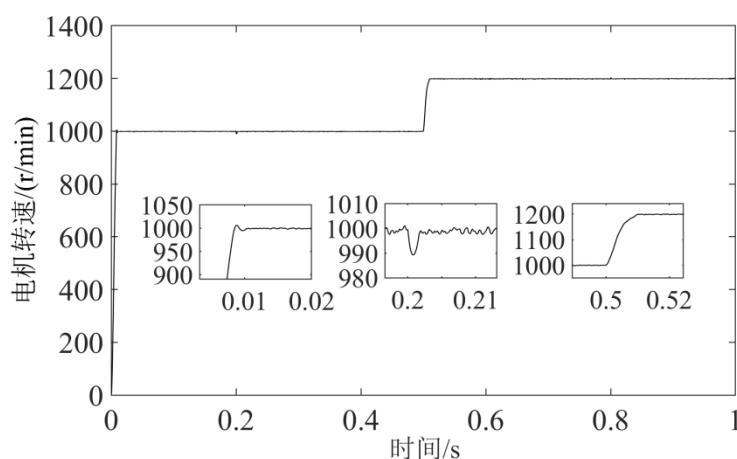


图 3-7 反步鲁棒控制速度仿真曲线

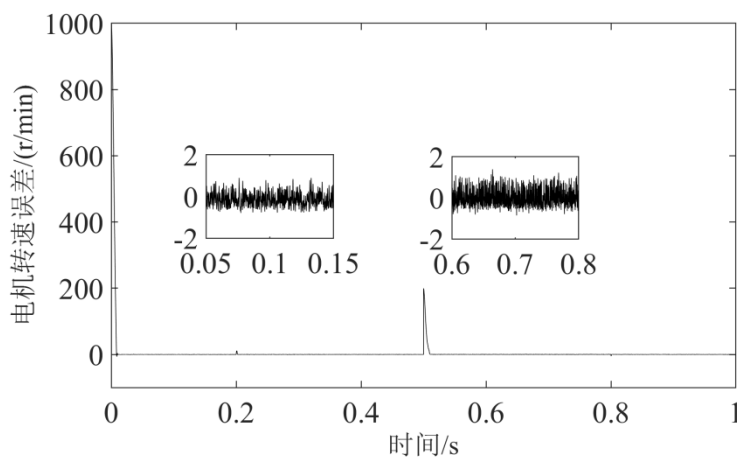


图 3-8 反步鲁棒控制速度误差仿真曲线

有图 3-7 和图 3-8 可知, 在电机启动时, 反步鲁棒控制转速曲线超调很小, 误差在 5r/min 左右, 而且调节时间也较短, 在 0.01s 左右达到稳态, 稳定后的速度误差在 0.1r/min 左右; 在 0.2s 突加 10N·m 的负载后, 转速下降较小, 下降了 10r/min, 恢复时间较短, 到达稳态时, 电机的转速误差在 0.15r/min 左右; 在 0.5s 转速阶跃到 1200r/min, 响应速度较快, 且没有超调。

3.4 本章小结

本章为了提高双 PMSM 系统的同步控制性能，通过提高单 PMSM 系统的抗扰能力和鲁棒性来实现改善双 PMSM 同步控制性能的目的。提出了一种基于反步鲁棒控制策略的 PMSM 控制系统。经过在转速阶跃及施加和卸去负载的工况下的仿真，证明了反步鲁棒控制使得 PMSM 控制系统的性能优于 PI 控制和反步控制，实现了对转子速度的准确控制，提高了系统的响应速度和抗扰能力。

第 4 章 PMSM 无传感器控制系统设计

在第一章介绍了 PMSM 无传感器控制一些常见方法的优缺点，其中包括模型参考自适应法、扩展卡尔曼滤波法以及滑模观测器法，这些控制策略主要利用电机基波来跟踪转子信息。本文提出的跟踪微分器通过构造反馈电流和给定电流间的误差来构造观测系统，完成在中高速域上对转子信息的精确估计。本章提出了一种基于改进跟踪微分器的 PMSM 转子转速与位置观测方法，采用基于 Sigmoid 函数的观测器来观测反电动势，有效地削弱系统抖振，该观测器跟踪效果较好，稳定性高，适用于估计不同类型的扰动。

4.1 滑模观测器

4.1.1 滑模观测设计

滑模观测器通过实际电流和观测电流之间的误差来设计观测器，由电流的误差重新构造反电动势，以此估计转子信息^[82-85]。SMO 受参数变化及扰动的影响较小，观测结果具有很好的稳定性。

将电机的电压方程改写为

$$\begin{cases} u_{\alpha} = R_s i_{\alpha} + L_s \frac{di_{\alpha}}{dt} - \omega_e \psi_f \sin \theta_e \\ u_{\beta} = R_s i_{\beta} + L_s \frac{di_{\beta}}{dt} - \omega_e \psi_f \cos \theta_e \end{cases} \quad (4-1)$$

式中， i_{α} 、 i_{β} 、 u_{α} 、 u_{β} 分别是 $\alpha\beta$ 坐标系下的定子电流和电压； $\omega_e \psi_f \sin \theta_e$ 、 $\omega_e \psi_f \cos \theta_e$ 为电机的扩展反电动势。

将式(4-1)改为

$$\begin{cases} \frac{di_{\alpha}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} i_{\alpha} + \frac{u_{\alpha}}{L_s} - \frac{1}{L_s} E_{\alpha} \\ \frac{di_{\beta}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} i_{\beta} + \frac{u_{\beta}}{L_s} - \frac{1}{L_s} E_{\beta} \end{cases} \quad (4-2)$$

式中， E_{α} 、 E_{β} 满足

$$\begin{cases} E_{\alpha} = -\omega_e \psi_f \sin \theta_e \\ E_{\beta} = \omega_e \psi_f \cos \theta_e \end{cases} \quad (4-3)$$

当电机转速上升到一定范围后，电机转子的位置决定反电动势的瞬时值，

故可以通过估计反电动势的幅值达到获取转子位置的目的。

设计滑模观测器如式(4-4)

$$\begin{cases} \frac{d\hat{i}_\alpha}{dt} = -\frac{R_s}{L_s}\hat{i}_\alpha + \frac{u_\alpha}{L_s} - \frac{1}{L_s}v_\alpha \\ \frac{d\hat{i}_\beta}{dt} = -\frac{R_s}{L_s}\hat{i}_\beta + \frac{u_\beta}{L_s} - \frac{1}{L_s}v_\beta \end{cases} \quad (4-4)$$

式(4-2)减去(4-4)得到电流误差

$$\begin{cases} \frac{d\tilde{i}_\alpha}{dt} = -\frac{R_s}{L_s}\tilde{i}_\alpha + \frac{1}{L_s}[E_\alpha - v_\alpha] \\ \frac{d\tilde{i}_\beta}{dt} = -\frac{R_s}{L_s}\tilde{i}_\beta + \frac{1}{L_s}[E_\beta - v_\beta] \end{cases} \quad (4-5)$$

式中： $\hat{i}_\alpha$ 和 $\hat{i}_\beta$ 分别为 i_α 和 i_β 的估计值， $\tilde{i}_\alpha = \hat{i}_\alpha - i_\alpha$ ， $\tilde{i}_\beta = \hat{i}_\beta - i_\beta$ 是电流的观测误差。

设计滑模控制律

$$\begin{cases} v_\alpha = k \operatorname{sgn}(\hat{i}_\alpha - i_\alpha) \\ v_\beta = k \operatorname{sgn}(\hat{i}_\beta - i_\beta) \end{cases} \quad (4-6)$$

式中： $k > \max\{-R|\tilde{i}_\alpha| + E_\alpha \operatorname{sgn}(\tilde{i}_\alpha), -R|\tilde{i}_\beta| + E_\beta \operatorname{sgn}(\tilde{i}_\beta)\}$ 。

4.1.2 转子速度和位置跟踪

由滑模控制理论可得，当 $\tilde{i}_\alpha = 0$ ， $\tilde{i}_\beta = 0$ 时，状态观测器将一直在滑模面附近上下移动。根据滑模等效控制原理

$$\begin{cases} E_\alpha = v_\alpha = k \operatorname{sgn}(\tilde{i}_\alpha) \\ E_\beta = v_\beta = k \operatorname{sgn}(\tilde{i}_\beta) \end{cases} \quad (4-7)$$

根据式(4-7)可知，开关频率导致扩展反电动势信号存在高次谐波，故需要用滤波器对反电动势进行低通滤波

$$\begin{cases} \hat{E}_\alpha = -E_\alpha + k \operatorname{sgn}(\tilde{i}_\alpha) / \tau_0 \\ \hat{E}_\beta = -E_\beta + k \operatorname{sgn}(\tilde{i}_\beta) / \tau_0 \end{cases} \quad (4-8)$$

式中： τ_0 是低通滤波器的时间常数。

然后采用反正切函数计算出转子的位置和转速信息，但在用低通滤波器处理反电动势的估计值分量时，转子位置的相位会出现延迟，故需要对其进行相

位补偿^[86]。

$$\begin{cases} \hat{\theta}_e = \arctan\left(\frac{\hat{E}_\alpha}{\hat{E}_\beta}\right) + \theta_{eq} \\ \theta_{eq} = \arctan\left(\frac{\hat{\omega}_m}{\omega_c}\right) \\ \hat{\omega}_e = \frac{\sqrt{\hat{E}_\alpha^2 + \hat{E}_\beta^2}}{\psi_f} \end{cases} \quad (4-9)$$

式中： $\hat{\theta}_e$ 是估计的转子位置； $\hat{\omega}_e$ 是估计的电角速度； θ_{eq} 是转子的相位补偿； ω_c 是低通滤波器的截止频率； $\hat{E}_\alpha$ 、 $\hat{E}_\beta$ 是估计的反电动势在 $\alpha\beta$ 坐标系下的分量。

4.2 跟踪微分器

跟踪微分器是一种用于对输入信号进行微分运算的控制器。它在控制系统中常用于实现对信号的高频内容进行跟踪和增强，从而提高系统的动态响应和追踪能力。跟踪微分器的原理是基于微分运算的特性，在输入信号中引入高增益的微分操作，以放大输入信号中高频成分的变化率，在控制系统中实现对这些高频内容的跟踪。

4.2.1 跟踪微分器原理

在实际应用中，通常需要获取微分信号，但无法完成纯微分信号的提取，所以会采用惯性环节来代替纯微分器，其传递函数如式(4-10)所示。

$$\begin{aligned} y &= \omega(s)v \\ &= \frac{s}{T_s + 1}v \\ &= \frac{1}{T}\left(v - \frac{1}{T_s + 1}\right) \end{aligned} \quad (4-10)$$

式中： T 是极小的时间常数， $\frac{s}{T_s + 1}v$ 代表惯性环节， T 的值越小，微分信号就越接近实际值。但当输入的信号被噪声污染后，经过惯性环节处理，噪声信号会被显著放大，甚至会淹没需要提取的微分信号^[87-89]。为了解决这个难题，改进型微分器就被提了出来，改进后的微分器传递函数如式(4-11)所示。

$$y = \frac{1}{\tau_2 - \tau_1} \left(\frac{1}{\tau_1 s + 1} - \frac{1}{\tau_2 s + 1} \right) v, \quad 0 < \tau_1 < \tau_2 \quad (4-11)$$

$$= \frac{s}{\tau_1 \tau_2 s^2 - (\tau_1 + \tau_2)s + 1} v$$

传统的二阶非线性最速跟踪微分器的形式如式(4-12)所示

$$\begin{cases} \dot{x}_1(t) = x_2(t) \\ \dot{x}_2(t) = -r_v \text{sign}(x_1(t) - v_0(t)) + \frac{x_2(t)|x_2(t)|}{2r_v} \end{cases} \quad (4-12)$$

式中： $v_0(t)$ 是给定信号； $x_1(t)$ 为系统输入信号； $|\dot{x}_2|$ 是加速度； r_v 是快速因子。在 $|\dot{x}_2|$ 的作用下， x_1 可以以极快的速度逼近 $v_0(t)$ ， $|\dot{x}_2|$ 小于等于 r_v 。随着 r_v 越逐渐增大，系统的响应速度也就越来越快，当 $x_1(t)$ 追踪到 $v_0(t)$ 时， $x_2(t) = \dot{x}_1$ 是系统的另一个解，此时可以把 $x_2(t)$ 当作 $x_1(t)$ 的微分信号。

4.2.2 跟踪微分器设计

当信号被非线性跟踪微分器跟踪，并且系统达到稳定状态时，微分信号曲线会出现高频频抖。为了解决这一问题，设计了非线性平滑函数代替符号函数，然后设计新的非线性跟踪微分器。

类 sigmoid 函数是一种激活函数，形状上接近经典的 Sigmoid 函数，输出值总是在(0,1)。定义函数 $F(x)$ 如式(4-13)所示。

$$F(x) = \frac{2}{1 + e^{-\mu x}} - 1 \quad (4-13)$$

图形如图 4-1 所示。 μ 是待设计参数。

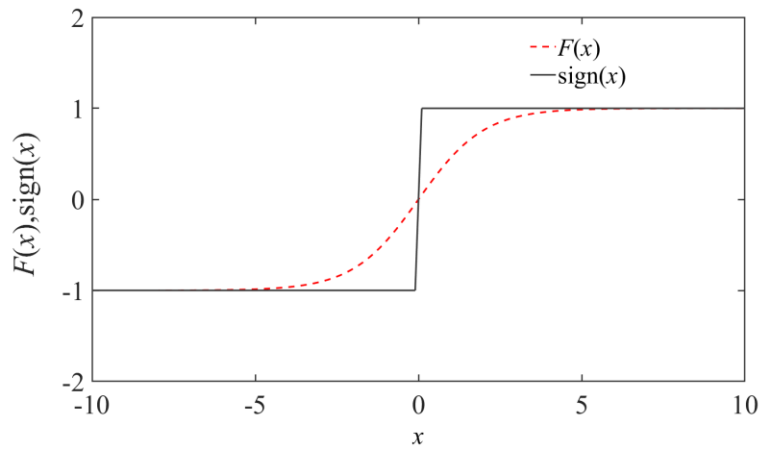


图 4-1 $F(x)$, $\text{sign}(x)$ 函数图像

设计改进的非线性跟踪微分器形式

$$\begin{cases} \dot{v}_1 = v_2 \\ e_v = v_1 - v_0 \\ \dot{v}_2 = -r_v^2 [F(e_v, v_2/r_v)] \end{cases} \quad (4-14)$$

式中： r_v^2 为加速度增益， v_1 和 v_2 分别为待观测信号和期望信号的微分信号， e_v 是 TD 的微分信号。

跟踪微分器的观测原理是：通过构造反馈电流和给定电流间的误差来设计观测系统，该观测器避免了系统抖振问题，故本文利用该原理构造观测器，完成 PMSM 扩展反电动势的观测，从而实现在中高速域上对转子转速和位置的精确估计。

基于 PMSM 的数学模型，可以构造基于跟踪微分器的电机转速和位置的观测器。

扩展反电动势 v_α 的观测器设计

$$\begin{cases} \frac{d\hat{i}_\alpha}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} \hat{i}_\alpha + \frac{u_\alpha}{L_s} - \frac{1}{L_s} v_\alpha \\ e_\alpha = i_\alpha - \hat{i}_\alpha \\ \frac{dv_\alpha}{dt} = -K_1^2 \{a_1 F(b_1 e_\alpha) + a_2 F(b_2 v_\alpha / K_1)\} \end{cases} \quad (4-15)$$

扩展反电动势 v_β 的观测器设计

$$\begin{cases} \frac{d\hat{i}_\beta}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} \hat{i}_\beta + \frac{u_\beta}{L_s} - \frac{1}{L_s} v_\beta \\ e_\beta = i_\beta - \hat{i}_\beta \\ \frac{dv_\beta}{dt} = K_2^2 \{-a_3 F(b_3 e_\beta) - a_4 F(b_4 v_\beta / K_2)\} \end{cases} \quad (4-16)$$

式中： v_α 、 v_β 为扩展反电动势的观测值； $\hat{i}_\alpha$ 、 $\hat{i}_\beta$ 为 i_α 、 i_β 的估计值； K_1 、 K_2 、 a_1 、 a_2 、 a_3 、 a_4 、 b_1 、 b_2 、 b_3 、 b_4 为设计参数，且均大于 0。

在实际系统中，当 K_1 足够大时， $|\frac{dv_\alpha}{dt}| = |-K_1^2 \{a_1 F(b_1 e_\alpha) + a_2 F(b_2 v_\alpha / K_1)\}|$ 可以无穷大，而控制输入的范围和变化率是有界的^[90]，因此

$$\lim_{K_1 \rightarrow \infty} \left| \frac{dv_\alpha}{dt} \right| \gg \lim_{K_1 \rightarrow \infty} \left| \frac{d(-R_s \hat{i}_\alpha + u_\alpha)}{dt} \right| \quad (4-17)$$

$$\lim_{K_2 \rightarrow \infty} \left| \frac{dv_\beta}{dt} \right| \gg \lim_{K_2 \rightarrow \infty} \left| \frac{d(-R_s \hat{i}_\beta + u_\beta)}{dt} \right| \quad (4-18)$$

所以 $\lim_{K_1 \rightarrow \infty} \frac{d(-R_s \hat{i}_\alpha + u_\alpha - v_\alpha)}{dt} \approx -\frac{dv_\alpha}{dt}$, $\lim_{K_1 \rightarrow \infty} \frac{-R_s \hat{i}_\alpha + u_\alpha - v_\alpha}{K_1} \approx -\frac{v_\alpha}{K_1}$ 。因此可以令

$-R_s \hat{i}_\alpha + u_\alpha - v_\alpha = -v_\alpha$, 可知系统(4-15)是稳定的, 同理可知系统(4-16)也是稳定的。

所以可将式(4-15)和式(4-16)改写成

$$\begin{cases} \frac{d\hat{i}_\alpha}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} \hat{i}_\alpha + \frac{u_\alpha}{L_s} - \frac{1}{L_s} v_\alpha \\ \frac{dv_\alpha}{dt} = K_1^2 \{-a_1 F[b_1(i_\alpha - \hat{i}_\alpha)] - a_2 F(b_2 v_\alpha / K_1)\} \end{cases} \quad (4-19)$$

$$\begin{cases} \frac{d\hat{i}_\beta}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} \hat{i}_\beta + \frac{u_\beta}{L_s} - \frac{1}{L_s} v_\beta \\ \frac{dv_\beta}{dt} = K_2^2 \{-a_3 F[b_3(i_\beta - \hat{i}_\beta)] - a_4 F(b_4 v_\beta / K_2)\} \end{cases} \quad (4-20)$$

利用式(4-19)、(4-20)可以观测电机扩展反电动势的值, 但由于积分存在滞后性, 扩展反电动势观测值的相位会发生变化, 故在实际应用中, 需要在观测到的转子位置上加一个角度补偿, 用来弥补因为积分滞后所造成的误差。

由此可得

$$\begin{cases} \hat{\theta}_e = \arctan\left(\frac{v_\alpha}{v_\beta}\right) + \theta_{eq} \\ \hat{\omega}_e = \frac{\sqrt{v_\alpha^2 + v_\beta^2}}{\psi_f} \end{cases} \quad (4-21)$$

式中: $\hat{\theta}_e$ 是转子位置的观测值; $\hat{\omega}_e$ 是电角速度的观测值; θ_{eq} 是转子位置的角度补偿, $\theta_{eq} = 2 \arctan(\hat{\omega}_e RC)$, RC 是积分常数。

4.2.3 稳定性分析

定理 1 给定系统

$$\begin{cases} \dot{x}_1(t) = x_2(t) \\ \dot{x}_2(t) = K^2 \{-m_1 F[x_1 - v(t)] - m_2 F[(x_2(t)/K)]\} \end{cases} \quad (4-22)$$

如果 K , m_1 , m_2 均大于零, 则对任意 $T > 0$, 函数 $v(t)$ 可积且有界, 则系统(4-23)的解满足

$$\lim_{K \rightarrow \infty} \int_0^T |x_1(t) - v(t)| dt = 0 \quad (4-23)$$

即 $x_1(t)$ 平均收敛于 $v(t)$ 。

构造系统

$$\begin{cases} \frac{d\hat{i}_\alpha}{dt} = -\frac{R_s}{L_s}\hat{i}_\alpha + \frac{u_\alpha}{L_s} - \frac{1}{L_s}v_\alpha \\ \frac{dv_\alpha}{dt} = K_1^2 \{-a_1 F[b_1(\hat{i}_\alpha - \hat{i}_\alpha)] - a_2 F(b_2 v_\alpha / K_1)\} \end{cases} \quad (4-24)$$

证明定理 1:

定理 2 对于系统

$$\begin{cases} \dot{z}_1(t) = z_2(t) \\ \dot{z}_2 = -m_3 F(n_3 z_1(t)) - m_4 F(n_4 z_2(t)) \end{cases} \quad (4-25)$$

如果 m_3 、 m_4 、 n_3 、 n_4 均大于 0。则系统(4-25)在原点处是渐进稳定的，满足

$$\begin{cases} \lim_{t \rightarrow \infty} z_1(t) = 0 \\ \lim_{t \rightarrow \infty} z_2(t) = 0 \end{cases} \quad (4-26)$$

构造 Lyapunov 函数

$$V(z_1, z_2) = \int_0^{z_1} m_3 F(n_3 x) dx + \frac{1}{2} z_2^2 \quad (4-27)$$

并式(4-27)求全导得

$$\dot{V}(z_1, z_2) = -m_4 z_2 F(n_4 z_2) \quad (4-28)$$

当 $z_2 < 0$ 时， $z_2 F(n_4 z_2) < 0$ ， $\dot{V}(z_1, z_2) < 0$ ；当 $z_2 > 0$ 时， $z_2 F(n_4 z_2) > 0$ ， $\dot{V}(z_1, z_2) < 0$ ，当且仅当 $z_2 = 0$ 时， $\dot{V}(z_1, z_2) = 0$ 。又因为 $V(z_1, z_2) > 0$ ，所以系统(4-25)在原点(0,0)处渐进稳定。

引理 2^[91] 对于系统

$$\begin{cases} \dot{y}_1 = y_2 \\ \dot{y}_2 = f(y_1, y_2) \end{cases} \quad (4-29)$$

所有解满足:

$$\begin{cases} \lim_{t \rightarrow \infty} y_1(t) = 0 \\ \lim_{t \rightarrow \infty} y_2(t) = 0 \end{cases} \quad (4-30)$$

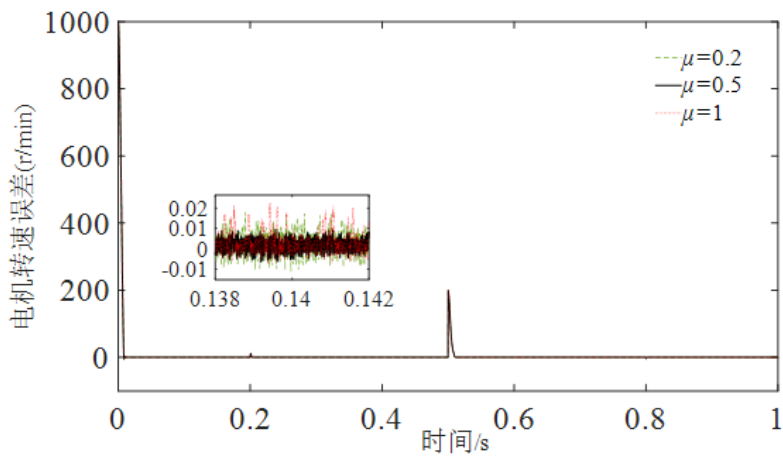


图 4-3 电机转速误差仿真图

因此，在本文章后续仿真和实验中，改进的跟踪微分器中的 μ 值取 0.5。

图 4-4 和图 4-5 分别是基于滑模观测器的电机转速估计曲线和转速估计差曲线。

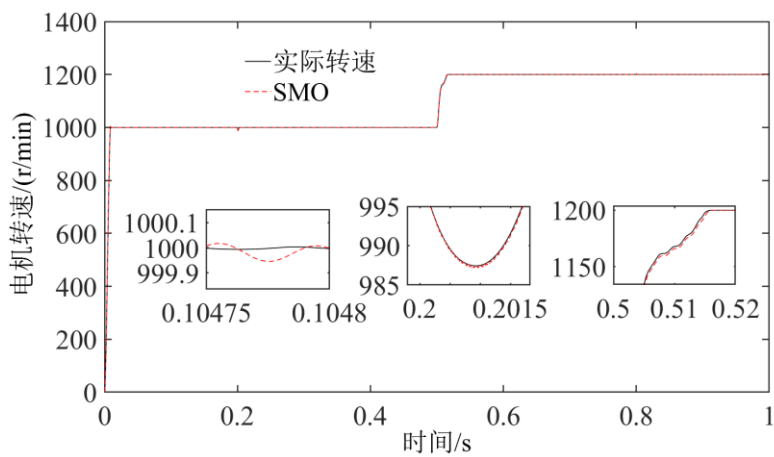


图 4-4 SMO 转速观测值

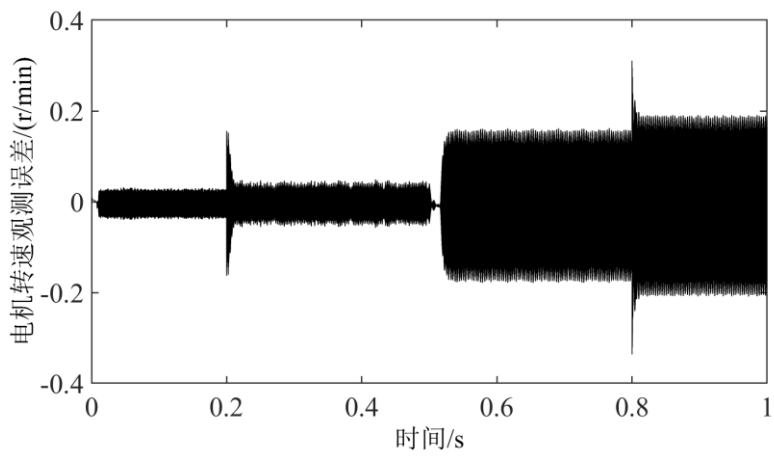


图 4-5 SMO 转速观测误差

由图 4-4 和图 4-5 可知, 在电机启动且转速达到稳定时, 滑模观测器转速估计误差在 0.03r/min 左右; 在 0.2s 施加负载后, 滑模观测器的转速估计误差明显增大, 保持在 0.2r/min 以内; 当转速阶跃到 1200r/min 时, 滑模观测器估计误差在 0.2r/min 以内。

图 4-6 和图 4-7 分别是基于扩张状态观测器的电机转速估计曲线和转速估计差曲线。

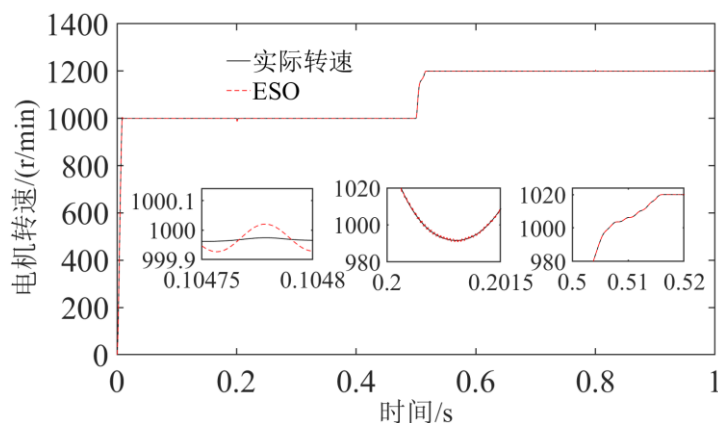


图 4-6 ESO 转速估计值

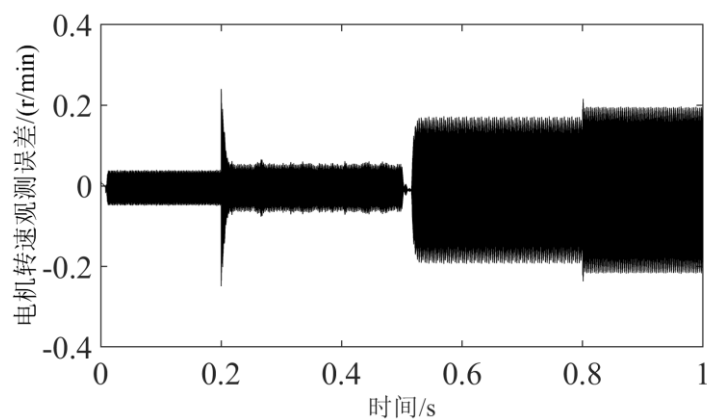


图 4-7 ESO 转速估计误差

由图 4-6 和图 4-7 可知, 在电机启动且转速达到稳定时, 扩张状态观测器转速估计误差在 0.05r/min 左右; 在 0.2s 施加负载后, 扩张状态观测器的转速估计误差抖动比较明显, 达到了 0.3r/min 左右; 当转速阶跃到 1200r/min 时, 扩张状态观测器估计误差在 0.2r/min 以内。

图 4-10 和图 4-11 分别是基于改进跟踪微分器的电机转速估计曲线和转速观测估计差曲线。

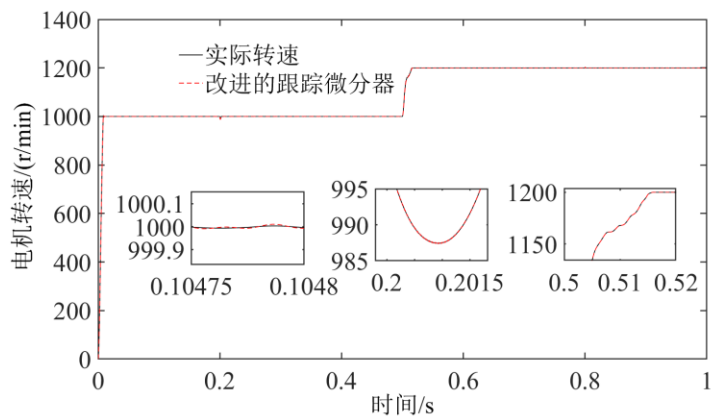


图 4-8 改进跟踪微分器转速观测值

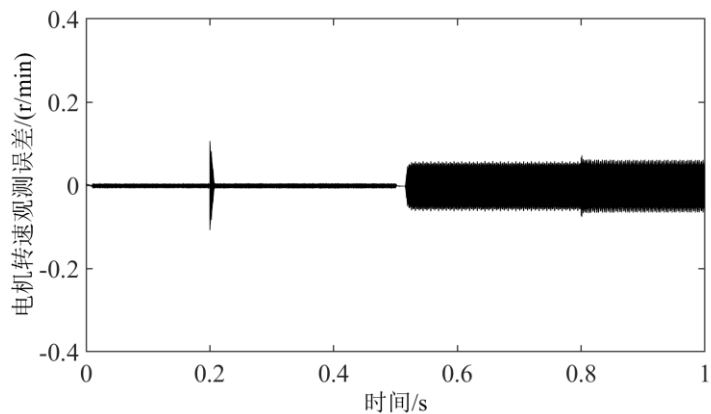


图 4-9 改进跟踪微分器的转速估计误差

由图 4-8 和图 4-9 可知，在电机启动且转速达到稳定时，改进跟踪微分器的转速估计误差在 0.05r/min 左右；在 0.2s 施加负载后，扩张状态观测器的转速估计误差抖动比较明显，达到了 0.3r/min 左右；当转速阶跃到 1200r/min 时，扩张状态观测器估计误差在 0.2r/min 以内。

图 4-10 和图 4-11 分别为滑模观测器估计的转子位置曲线和转子位置估计误差曲线。

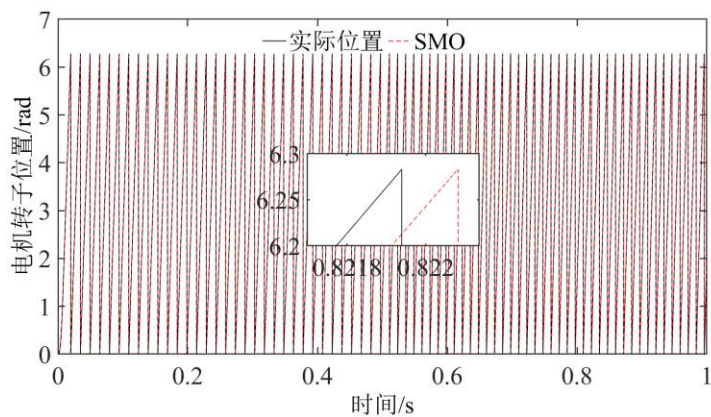


图 4-10 滑模观测器的转子估计位置

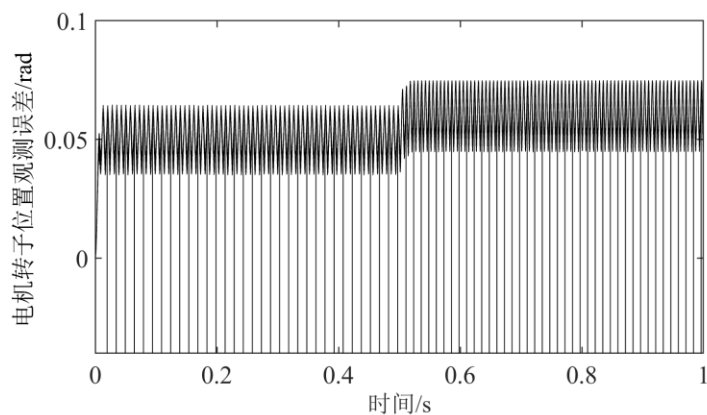


图 4-11 滑模观测器的转子位置观测误差

从图 4-10 和 4-11 可知，滑模观测器估计的转子位置抖振明显，而且估计误差很大；在施加负载后，滑模观测器的估计误差没有较大的变化；当转速阶跃到 1200r/min 后，滑模观测器的估计误差增大了 0.02rad，达到 0.08rad 左右。

图 4-12 和图 4-13 分别为扩张状态观测器估计的转子位置曲线和转子位置估计误差曲线。

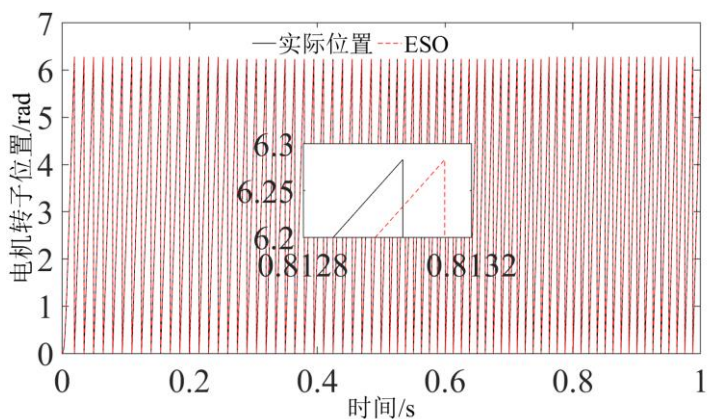


图 4-12 扩张状态观测器的转子位置观测误差

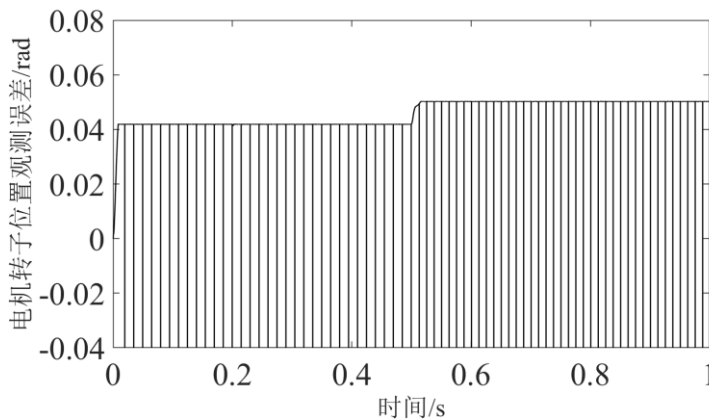


图 4-13 扩张状态观测器的转子位置观测误差

从图 4-12 和 4-13 可知，扩张状态观测器估计的转子位置曲线变化平稳，估计误差在 0.045rad 左右；在施加负载后，扩张状态观测器的估计误差曲线基本不变；当转速阶跃到 1200r/min 后，扩张状态观测器的估计误差增大了 0.01rad ，达到 0.055rad 左右。

图 4-14 和图 4-15 分别为改进跟踪微分器估计的转子位置曲线和转子位置估计误差曲线。

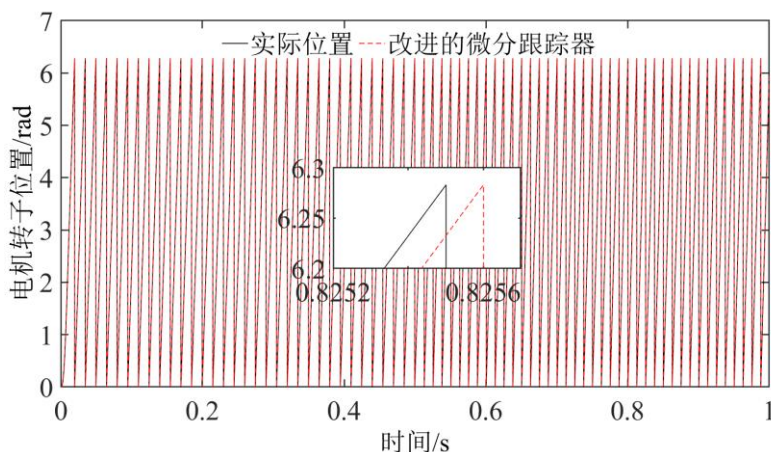


图 4-14 改进的跟踪微分器的转子观测位置

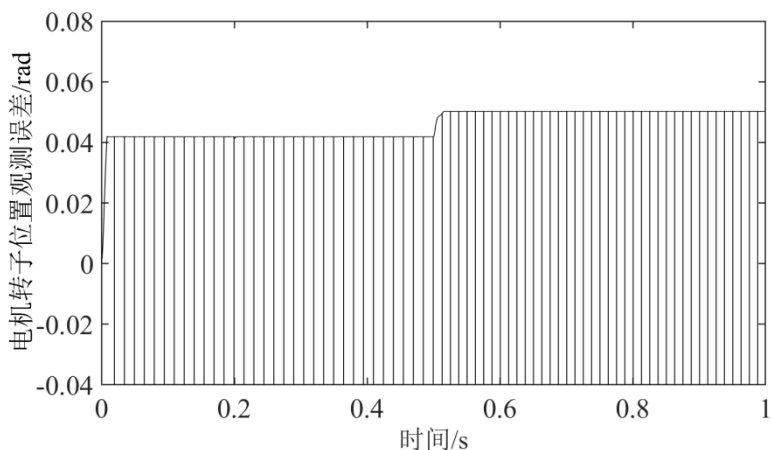


图 4-15 改进的跟踪微分器的转子位置观测误差

从图 4-14 和 4-15 可知，改进跟踪微分器估计的转子位置和转子实际位置误差很小，而且几乎不存在抖振，估计误差在 0.042rad 左右；在施加负载后，改进跟踪微分器的估计误差没有较大的变化；当转速阶跃到 1200r/min 后，改进跟踪微分器的估计误差增大了 0.01rad ，达到 0.05rad 左右。

由此可知，相比于滑模观测器和扩张状态观测器，本文设计的观测器的估计精度更高，更有利于改善 PMSM 无传感器控制的性能。

4.4 本章小结

为了提高 PMSM 无传感器控制系统的稳定性，本章提出了一种改进的跟踪微分器的永磁同步电机无传感器控制策略，将改进后的跟踪微分器用于估计电机的反电动势，利用反正切函数计算出转子的转速和位置信息。通过与传统的滑模观测器进行仿真对比，验证了所设计的转子信息观测器在永磁同步电机矢量控制系统中具有较高的估计精度和较强的稳定性。

第 5 章 双 PMSM 同步控制策略设计

双 PMSM 的同步性能不仅和单电机的控制效果有关，也和双电机之间的同步控制方式有关。本文采在传统交叉耦合同步控制结构的基础上提出了一种自适应积分滑模交叉耦合的双 PMSM 转速同步控制系统，该控制策略使电机转速耦合程度变高。

5.1 双电机同步控制结构介绍

5.1.1 并行控制结构

并行控制是指对受控系统每台电机输入相同的信号^[92]，每台电机配备独立的控制器，控制器负责处理输入的指令，并调整电机的运行状态，如图 5-1 所示。受控系统两台电机在运行过程中相互独立，如果其中一台电机在内部参数摄动或外部负载扰动的影响下运动状态发生了变化，另外一台电机的运行状态不会因此而改变。分别给两台电机输入同一信号，两台电机就会按照给定的信号独立进行运动。所以，在一些复杂的工况下(如负载变化频繁)，并行控制的同步效果不佳。

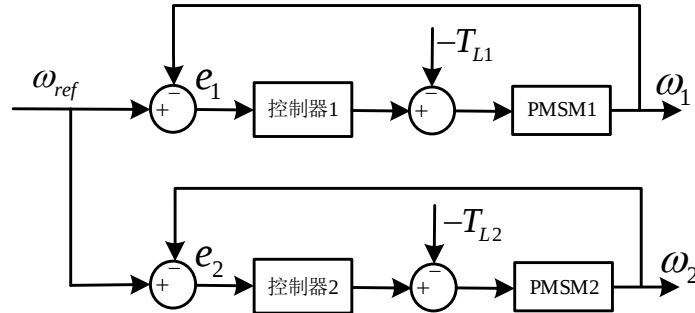


图 5-1 并行控制结构框图

在图 5-1 中， ω_{ref} 为输入转速， ω_1 和 ω_2 分为 PMSM1 和 PMSM2 的实际运行速度； e_1 为 PMSM1 输出和输入转速的误差值， e_2 为 PMSM2 输出和输入转速的误差值； T_{L1} 为 PMSM1 的负载转矩， T_{L2} 为 PMSM2 的负载转矩。

根据并行控制的原理，在 Matlab/Simulink 环境中搭建系统框图，如图 5-2 所示。将 N_r 视为期望信号输入到双电机控制系统中，两台电机的转速系统都采用 PI 矢量控制。

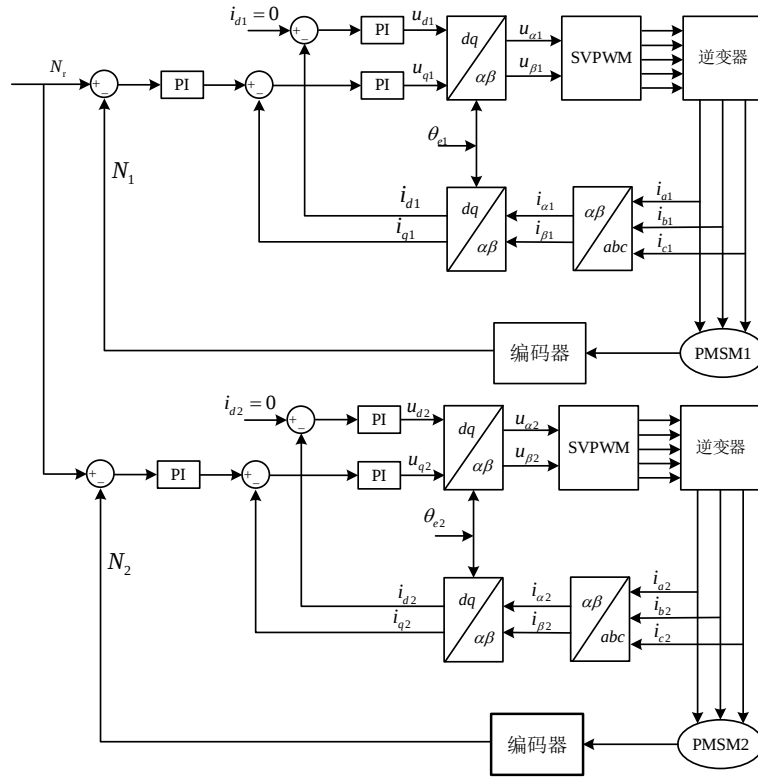


图 5-2 双 PMSM 并行控制结构框图

5.1.2 主从控制结构框图

在主从控制中，从电机的输入信号是主电机的输出信号，主要的驱动力由主电机提供，从电机辅助主电机完成一些特定的任务^[93]。主电机发出控制信号，从电机按照主电机给出的命令做出相应的动作。同步控制的目标是从电机，主电机不参与同步控制^[94-95]。主从控制策略可以实现多个电机的联合控制，可以提高系统的相应速度和生产效率。但是，如果从电机的运行状态发生变化，引起电机速度改变时，变化信号不能向上级反馈给主电机，而且从电机受到的控制信号是主电机的反馈信号，所以就会产生信号延迟，引起较大的同步误差。

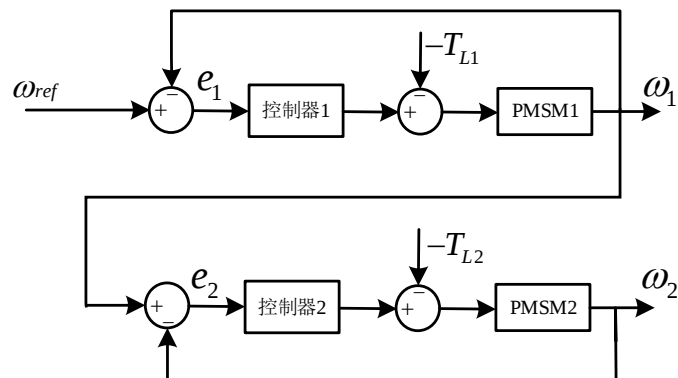


图 5-3 主从结构控制框图

从图 5-3 所示，PMSM1 是主电机，PMSM2 是从电机。给主电机输入一个转速信号，转速反馈信号会反馈到主电机的控制器，同时该信号还会向下一级传递，输送给从电机。PMSM1 的实际转速 ω_1 只会受到给定转速 ω_{ref} 和自身受到负载扭矩的影响；PMSM2 的转速 ω_2 受到 ω_1 和自身受到负载扭矩的影响。

根据主从控制的原理，在 Matlab/Simulink 环境中搭建系统框图，如图 5-4 所示。

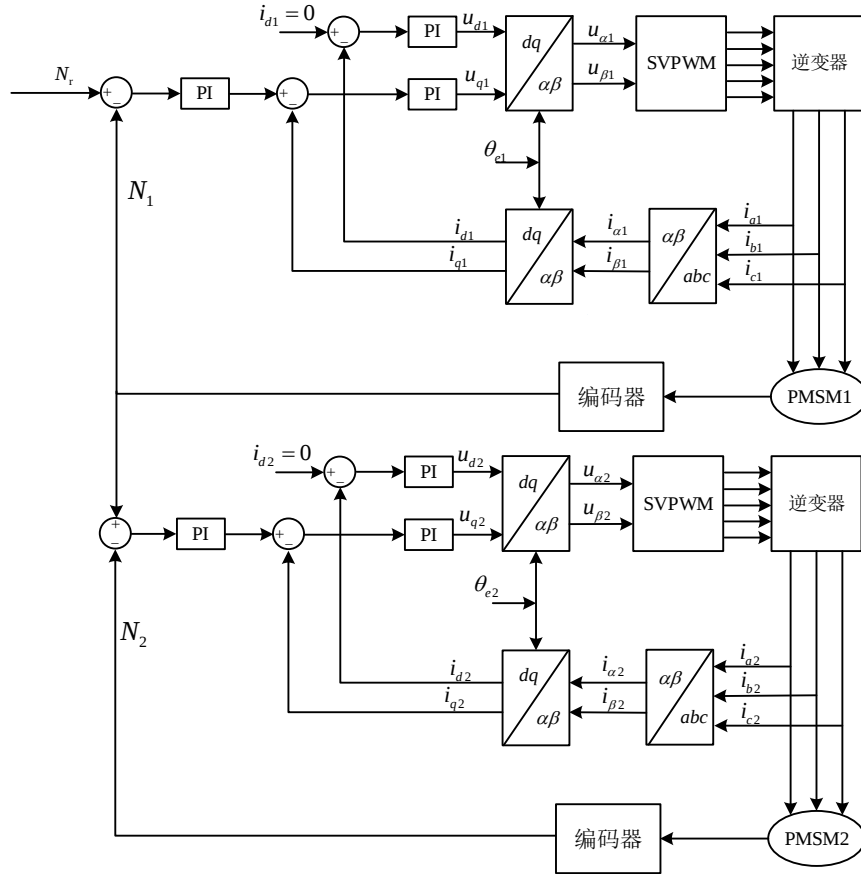


图 5-4 双 PMSM 主从控制结构图

5.1.3 交差耦合控制结构

交叉耦合控制是基于并行控制和主从控制提出的，其控制结构如图 5-5 所示。交叉耦合控制是在两台电机之间建立一种相互影响的关系，受控系统中任何一台电机的运行状态的改变都会影响其他电机，这种交互关系是通过速度补偿器完成的。两台电机的速度误差信号乘以合适的增益，然后将所得的信号负反馈给每台电机的控制器，这个过程叫做构建速度补偿器。该过程可以保证在一台电机受到干扰时，另外一台电机的运行状态在速度补偿器的作用下被校正，以此可以实现同步控制的目的。但交叉耦合结构只适用于控制双电机系统。

5.1.4 不同转速同步控制结构仿真对比

为了比较不同同步控制结构的控制效果, 根据双 PMSM 控制结构原理图在 Matlab/Simulink 中搭建仿真模型, 并进行仿真和分析。分别验证上述三种同步控制结构在施加负载时的同步性能。

仿真条件: 设置初始转速 为 1000r/min, 电机 1、电机 2 空载启动。在 0.15s 时, 电机 1 施加 10N·m 的负载转矩, 电机 2 不施加负载转矩, 仿真时间为 0.3s。

1) 并行控制策略

对 Simulink 中搭建并行控制结构模型进行仿真, 双 PMSM 同步控制系统仿真结果如图 5-7 和图 5-8 所示。

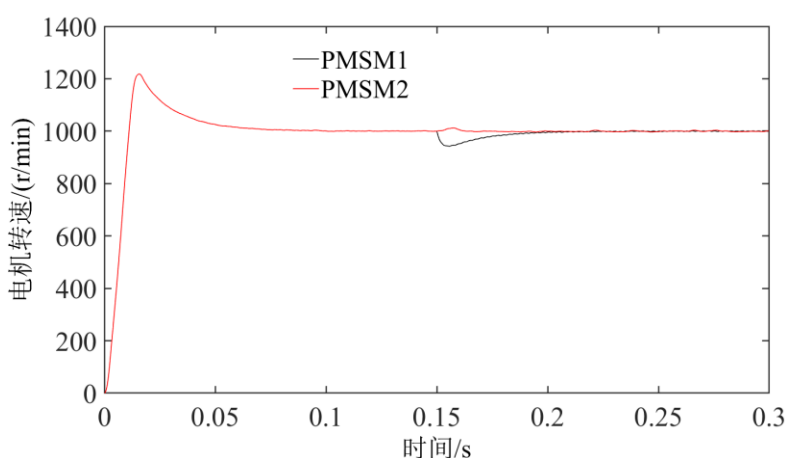


图 5-7 并行结构转速曲线图

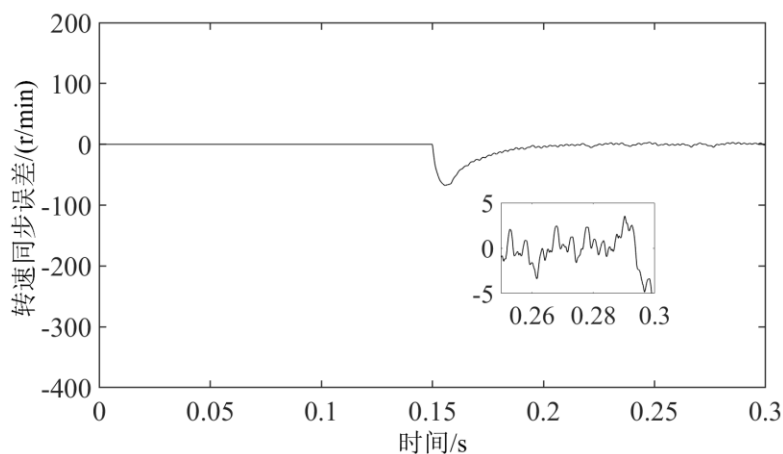


图 5-8 并行结构转速同步误差曲线图

由图 5-7 和图 5-8 可知, 电机启动时, 因为两台电机参数设置相同, 所以电机 1 和电机 2 转速曲线重合, 超调在 200r/min 左右, 受控系统的同步误差为 0; 0.15s 时, 在电机 1 上施加负载, 电机 1 转速降低, 因为两台电机之间没有相互

耦合关系，所以电机 2 的运行状态保持稳定，此时两台电机的转速同步误差达到最大，在 80r/min 左右；在 0.2s 左右，电机 1 的转速恢复稳定，系统达到稳态，系统的转速同步误差在 5r/min 左右。

2) 主从控制策略

在 Simulink 中搭建主从控制结构模型，双 PMSM 主从同步控制系统仿真结果如图 5-9 和图 5-10 所示。

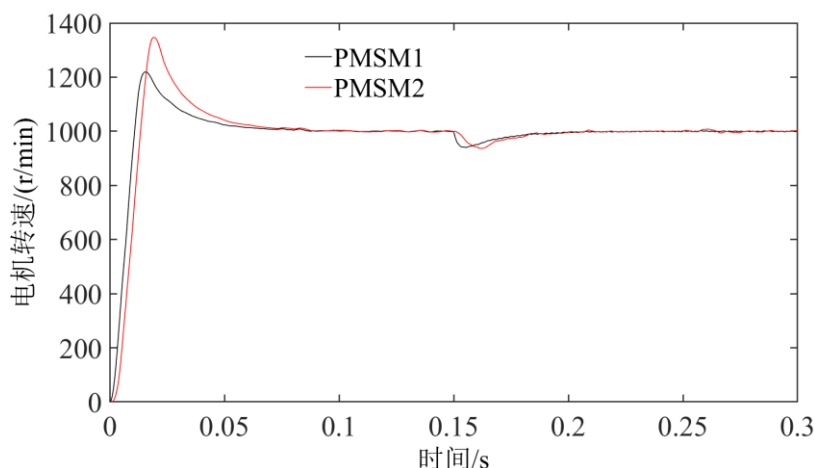


图 5-9 主从结构转速同步误差曲线图

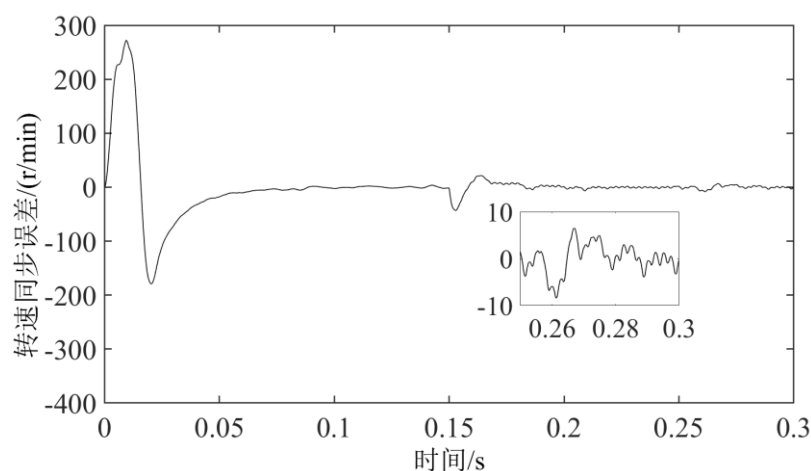


图 5-10 主从结构转速同步误差曲线图

由图 5-9 和图 5-10 可知，在电机启动时，电机 1 先作出反应，然后开始运行，电机 2 接收到电机 1 的转速反馈信号开始运行，电机 2 的响应速度低于电机 1。电机 1 的转速超调量在 400r/min 左右，电机 2 的转速超调量在 200r/min 左右，此时受控系统的同步误差最大，达到 280r/min 左右，且电机 2 的转速滞后于电机 1。电机 1 的响应速度快于电机 2；在 0.15s 给电机 1 施加负载后，电机 1 转速降低，因为两台电机之间的主从关系，电机 2 的转速随后也跟着降低，

两台电机的同步误差在 8r/min 左右，在 0.2s 左右，系统的运行状态恢复稳定，此时系统的转速同步误差维持在 10r/min 左右。

3) 交叉耦合控制策略仿真分析

在 Simulink 中搭建交叉耦合控制结构模型，双 PMSM 交叉耦合同步控制系统仿真结果如图 5-11 和图 5-12 所示。

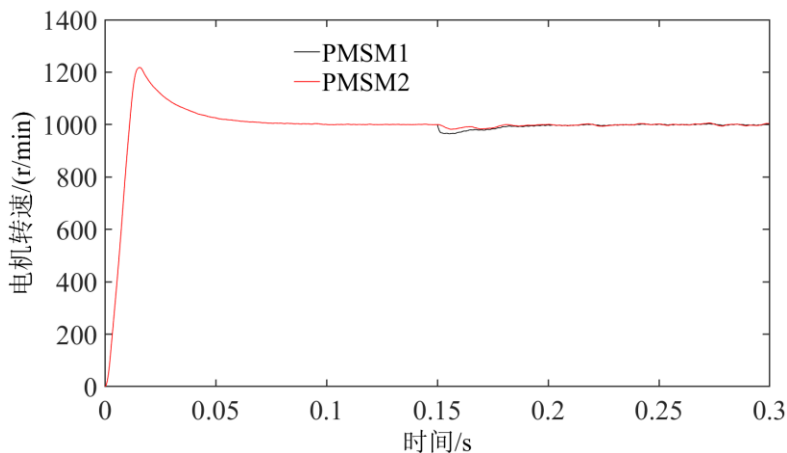


图 5-11 交叉耦合结构转速曲线图

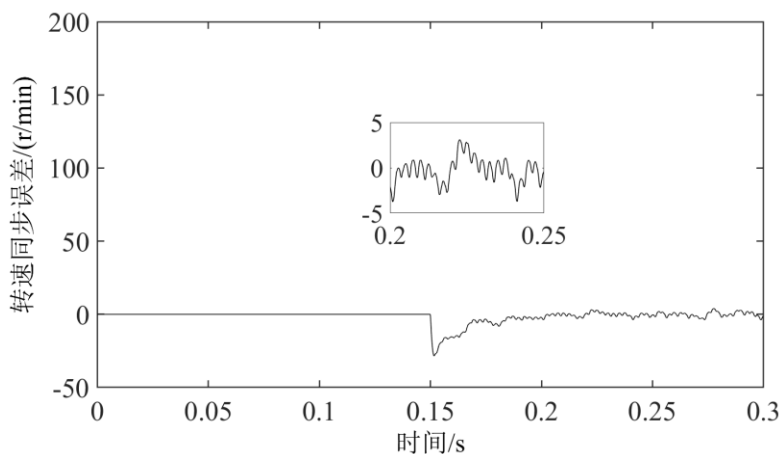


图 5-12 交叉耦合结构转速同步误差曲线图

由图 5-11 和图 5-12 可知，在电机启动时，两台电机的设置参数相同，所以转速同步误差为 0，此时速度补偿器的输出为 0，两台电机转速超调量在 200r/min 左右；在 0.15s 给电机 1 施加负载后，因为两台电机之间存在耦合关系，电机 1 和电机 2 转速同步下降，电机 1 的转速比电机 2 下降的更多，此时两台电机的同步误差达到最大，在 25r/min 左右，在 0.2s 左右，电机 1 和电机 2 的转速恢复稳定，系统达到稳态，此时系统的转速同步误差在 5r/min 以内。

对并行控制结构、主从控制结构和交叉耦合控制结构进行仿真分析可知：

并行控制策略结构简单，在电机启停阶段速度同步性好，但在引入负载扰动后，从电机同步误差较大，同步效果较差；主从控制策略结构简单，在电机启动阶段速度同步性较差，在加入负载扰动后，存在时延问题，同步控制精度比并行控制高；交叉耦合在电机运行的整个过程中同步性较好，具有很强的抗扰能力。所以为了进一步提高交叉耦合控制的同步精度，可以对速度补偿器进行改进。

5.2 双电机同步控制

5.1 节对几种传统的双电机同步控制策略原理进行介绍，并进行仿真对比和分析，分析表明交叉耦合控制的同步效果更好，但是抗扰能力较弱，达到稳态后，稳态误差依然较大，所以为了增强交叉耦合同步控制的抗扰能力和提高其同步控制精度，本节用改进的滑模控制对交叉耦合控制进行优化。

5.2.1 滑模变结构控制介绍

滑模控制和滑模观测器的设计基础都依靠滑模控制理论，主要通过设计滑模面实现对受控系统的控制或估计。和滑模观测器不同的是，滑模控制器主要是用在系统的控制方面，其核心是通过设计一个滑模面，保证系统的状态能在滑模面上运动，进而完成对系统的有效控制。

在图 5-13 中，将整个平面看作一个系统，系统被分为三个部分： $s(x) > 0$ 、 $s(x) = 0$ 和 $s(x) < 0$ ，系统中的任意一点一定在这三部分之一。

A 点从切换面一侧移动到另一侧，称之为通常点；B 点从切换面向两侧发散，称之为起始点；C 点从两侧向切换面运动，称之为终止点。当系统中的所有点都是终止点时，则所有终止点构成的区域叫做“滑模面”，这些点的运动叫做“滑模运动”^[96]。

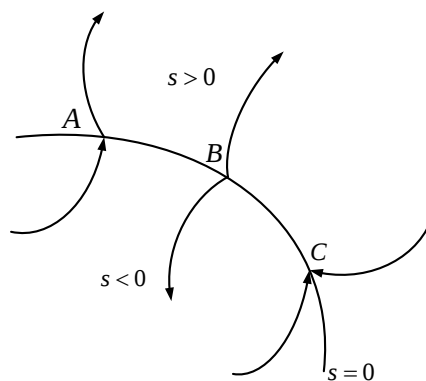


图 5-13 变结构控制的状态点

5.2.2 滑模变结构控制设计

滑模变结构设计分为以下几个步骤：

1) 系统模型的确定

首先需要明确控制系统的数学模型，包括系统的状态方程、控制输入和控制输出^[97]。假设有控制系统如式(5-1)所示：

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x, u, t) \\ x \in R^n, u \in R^m, t \in R \end{cases} \quad (5-1)$$

式中： t 表示时间； x 是系统状态量； u 是系统的控制量。

2) 滑模面的设计

滑模面的设计是滑模变结构控制的关键步骤，滑模面不但需要满足系统稳定性的需求，还要考虑到系统的实际需求和物理特性。线性滑模面和非线性滑模面都是常用的滑模面。

设滑模面的函数为

$$s(x), \quad s \in R^m \quad (5-2)$$

在定义滑模面后，再确定控制函数与滑模面两者之间的求解函数：

$$u = \begin{cases} u^+(x), s(x) > 0 \\ u^-(x), s(x) < 0 \end{cases} \quad (5-3)$$

式中： $u^+(x) \neq u^-(x)$ ，而且满足

a) 可达性。在整个系统平面内，任意起始状态点都可以在有限时间内趋近并且可以到达切换面。

b) 渐进稳定性。起始状态点趋近切换面，并且是滑动模态运动，系统的滑模运动是渐进稳定的。

c) 存在性。式(5-3)成立，确保滑模控制可以达到要求的控制性能。

3) 趋近律的设计

趋近律描述系统状态向滑模面过渡的过程，不但需要满足系统稳定性的要求，还需要满足快速性。常见的趋近律设计方法有等速趋近律、指数趋近律、幂次趋近律等^[98]。

a) 等速趋近律

$$\dot{s} = -\eta \operatorname{sgn}(s) \quad \eta > 0 \quad (5-4)$$

由式(5-4)可知，系统的状态点以运输状态趋近滑模面，趋近时间的长短取决于 η 的值，当 η 的值增大时，趋近速度增快，趋近时间减小，鲁棒性增强；当 η 的值减小时，趋近速度减慢，趋近时间增大，鲁棒性减弱。该设计方法结构简单，但 η 的最优值不好确定，其值过小时，趋近时间过长，系统的响应速度较慢；其值过大时，系统响应时间快，但输出会出现高频抖振，影响系统的精度。

b) 指数趋近律

考虑到等速趋近律的缺点，为了使控制系统的响应速度变快，而且不会出现高频抖振，指数趋近律在等速趋近律的基础上添加了 $-ks$ 项。当状态点距离滑模面较远时， s 的值较大，指数环节在控制过程中起主导作用，显著缩短趋近时间；当状态点运行到滑模面附近后， s 的值变小，此时等速趋近环节占主导作用，而且当 s 趋近于0时，趋近速度保持不变。

c) 幂次趋近律

$$\dot{s} = -k|s|^\alpha \operatorname{sgn}(s) \quad k > 0, 0 < \alpha < 1 \quad (5-5)$$

在式(5-5)中，趋近速度会根据系统状态点距离滑模面的距离而实时调整，随着状态点距离滑模面变小， s 的值也会变小，趋近速度减慢，系统的输出抖振会被抑制。

4) 控制参数的确定

确定滑模面和趋近律后需要确定滑模控制器的控制参数，包括滑模面参数、控制增益等，需要通过仿真和实验进行参数优化和调整。

5) 稳定性分析和证明

当系统中所有的状态点都按照预定的路线接近滑模面时，系统就可以进入滑动模态。为了满足滑动模态存在性要求，有充分条件^[99]：

$$\begin{cases} \lim_{s \rightarrow 0^+} s \leq 0 & s \geq 0 \\ \lim_{s \rightarrow 0^-} s \geq 0 & s < 0 \end{cases} \quad (5-6)$$

整理可得：

$$\lim_{s \rightarrow 0} s\dot{s} \leq 0 \quad (5-7)$$

切换函数需要满足两个条件： $s(x)$ 可微； $s(0)=0$ 。

式(5-7)是系统状态点在切换面附近的条件，如果保证状态点在任意位置都

满足滑模控制的可达条件，则全局可达条件为：

$$s\dot{s} \leq 0 \quad (5-8)$$

为了使系统状态点在有限时间内运动到滑模面，将可以式(5-8)变成条件不等式：

$$s\dot{s} \leq -\kappa \quad (5-9)$$

状态点进入滑动模态区间，利用 Lyapunov 函数对式(5-7)进行验证分析，得到：

$$V(x_1, x_2, \dots, x_n) = [s(x_1, x_2, \dots, x_n)]^2 \quad (5-10)$$

由式(5-10)可知： $V(x) \geq 0$ ，是正定的。

对函数 $V(x)$ 求导得

$$\dot{V}(x) = s\dot{s} \quad (5-11)$$

又当 $s\dot{s} \leq 0$ 时，式(5-9)成立，因此由李亚普诺夫稳定性可知，如果系统满足式(5-9)， $\dot{V}(x) \leq 0$ ，滑模变结构控制系统是收敛的，且具有稳定性。

5.2.3 同步控制方案设计

将受控系统中两台电机的转速输出值作差，将得到的差值乘以反馈增益补偿系数，这就是传统的交叉耦合控制的原理。在双电机矢量控制系统中，反馈增益补偿系数 K_{12} 的值为：

$$K_{12} = \frac{J_1}{J_2} \quad (5-12)$$

式中： J_1 是电机 1 的转动惯量； J_2 是电机 2 的转动惯量。

本文提出的自适应积分滑模交叉耦合同步控制结构的设计步骤如下：

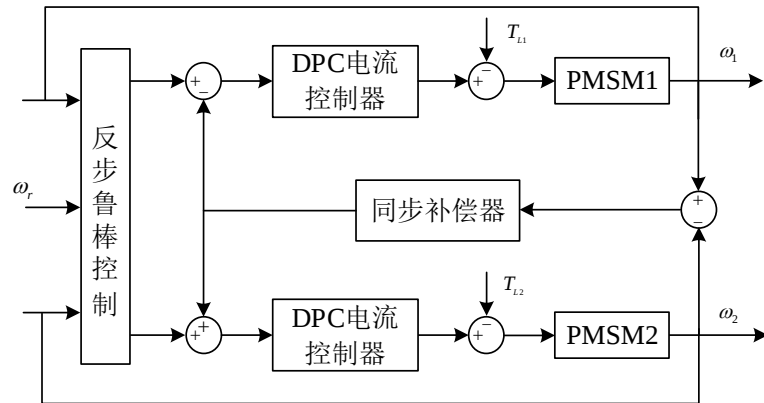


图 5-14 双 PMSM 自适应积分滑模交叉耦合同步控制模型

图 5-14 是双 PMSM 同步控制模型，单个电机的控制器采用反步鲁棒控制策略，转子速度和位置通过改进的跟踪微分器获取，速度补偿器采用自适应积分滑模控制。

电机 1 和电机 2 的反馈误差为

$$\begin{cases} e_1 = \omega_r - \omega_1 \\ e_2 = \omega_r - \omega_2 \end{cases} \quad (5-13)$$

设计自适应积分滑模控制结构

$$\begin{cases} x_1 = \omega_1 - \omega_2 \\ x_2 = \dot{\omega}_1 - \dot{\omega}_2 \end{cases} \quad (5-14)$$

式中： ω_1 、 ω_2 分别为两台电机的实际转速，结合 PMSM 的运动方程，得到双电机系统的状态方程为：

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = \omega_1 - \omega_2 = \frac{1}{J} \left(\frac{3p_n\psi_f}{2} \Delta i_q - \Delta T_L \right) \\ \dot{x}_2 = \dot{x}_1 = \frac{3p_n\psi_f}{2J} \Delta i_q \end{cases} \quad (5-15)$$

式中： $\Delta i_q = i_{q1} - i_{q2}$ ， $\Delta T_L = T_{L1} - T_{L2}$ ，为了简化设计，忽略摩擦系数， J 取两台电机转动惯量的平均值， ψ_f 取两台电机永磁体磁链的平均值。

定义同步控制器的滑模面为：

$$s_1 = \lambda_1 x_1 + \int_0^t (\lambda_2 x_1 + x_2) dt \quad (5-16)$$

式中：积分滑模的设计参数 λ_1 ， $\lambda_2 > 0$ 。

为了使趋近律趋于 0，有

$$x_1 = x(0) e^{-\frac{\lambda_2}{1+\lambda_1} t} \quad (5-17)$$

在传统趋近律的作用下，系统具有较高的响应速度，但抖振现象比较明显，为了解决该问题，本文设计了一种新型趋近律对滑模面进行改进。

采用具有自适应特性的滑模趋近律：

$$\dot{s}_1 = -\frac{c_1}{c_2 + (1-c_2)e^{-\varepsilon|s_1|}} |s_1|^{\frac{1}{2}} \text{sat}(s) - cs_1 \quad (5-18)$$

饱和函数为

$$\text{sat}(s_1) = \begin{cases} \frac{s_1}{\rho} & , |s_1| \leq \rho \\ \text{sign}(s_1) & , |s_1| > \rho \end{cases} \quad (5-19)$$

式中：设计参数 $c > 0$ ， $c_1 > 0$ ， $0 < c_2 < 1$ ， $\varepsilon > 0$ 。 ρ 是边界层的厚度，其值越小，控制效果越好，但系统的抖振也就越明显。

令同步控制器输入为 u ，则

$$u = \frac{2J}{3p_n \psi_f} \left(+ \frac{c_1}{c_2 + (1 - c_2)e^{-\varepsilon|s_1|}} |s_1|^{\frac{1}{2}} \text{sat}(s_1) + \frac{B}{J} \omega_m + \frac{T_L}{J} + \lambda_1 x_2 + \lambda_2 x_1 + cs_1 \right) \quad (5-20)$$

当输入的误差变量距滑模面较远时， $|s_1|$ 值较大，切换项为 $c_1 |s_1|^{1/2} / c_2$ ，可以使系统更快趋近于滑模面；当 $|s_1|$ 值接近 0 时，切换项变为 cs_1 ，误差变量在边界层运行，系统的抖振变小。设计的同步误差补偿器将双电机的跟踪误差和同步误差很好的结合在一起，提高了同步控制精度。

对于采用的自适应积分滑模控制策略，可利用 Lyapunov 函数证明其稳定性。

设计 Lyapunov 函数：

$$V_1 = \frac{1}{2} s_1^2, \quad s_1 \neq 0 \quad (5-21)$$

$$\dot{V}_1 = s_1 \dot{s}_1 = - \frac{c_1 s_1}{c_2 + (1 - c_2)e^{-\varepsilon|s_1|}} |s_1|^{\frac{1}{2}} \text{sat}(s_1) - cs_1^2 < 0 \quad (5-22)$$

由式((5-22)可知，自适应积分滑模控制器满足稳定原理，在滑模面外的运动点可以在极短时间内收敛到滑模面。

5.3 双 PMSM 同步控制仿真分析

为了证明本章提出的双电机同步控制策略的有效性，在 Matlab/Simulink 软件环境中进行建模，单电机基于反步鲁棒控制和改进的跟踪微分器控制，双电机采用本文提出的自适应积分滑模交叉耦合同步控制结构，对两台 PMSM 进行同步控制仿真分析，并和传统的交叉耦合同步控制和滑模同步控制进行对比，控制器参数分别为： $\lambda_1 = 350$ ， $\lambda_2 = 2$ ， $c = 150$ ， $c_1 = 5$ ， $c_2 = 0.2$ ， $\rho = 0.1$ ， $\varepsilon = 2$ 。双电机参数如表 5-1 所示。电机启动时的设定转速为 1000r/min，在 0.5s 时电机转速阶跃到 1200r/min，在 0.2s 给电机 1 施加 10N·m 的负载转矩，0.8s 卸去负载转矩，以验证双电机同步控制系统受到负载扭矩情况下的转速同步性能，仿真结果如图 5-14~图 5~19 所示。

表 5-1 电机模块参数

电机	1	2
额定转速/(r/min)	1500	1500
d 轴电感/H	8.5×10^{-3}	8.8×10^{-3}
q 轴电感/H	8.5×10^{-3}	8.8×10^{-3}
定子电阻/ Ω	2.875	2.975
转动惯量/($\text{kg}\cdot\text{m}^2$)	3×10^{-3}	3.25×10^{-3}
摩擦系/($\text{N}\cdot\text{m}\cdot\text{s}$)	8×10^{-3}	8×10^{-3}
永磁体磁链/Wb	0.175	0.180
极对数	4	4

图 5-15 和图 5-16 分别是基于交叉耦合结构的双电机同步转速、同步误差曲线。

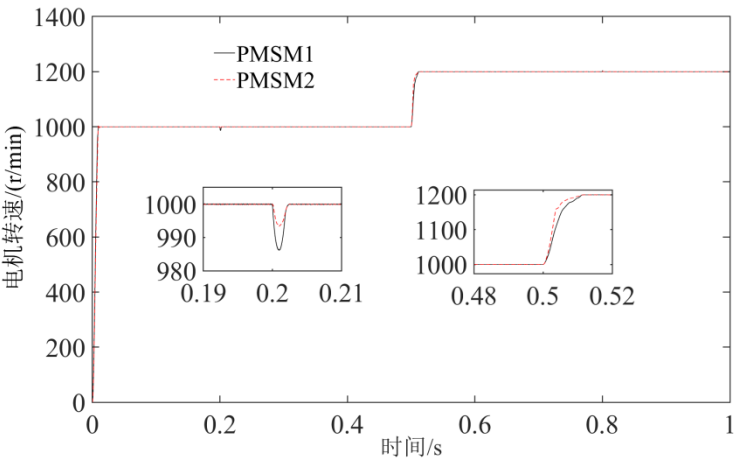


图 5-15 基于交叉耦合控制策略的电机转速仿真曲线

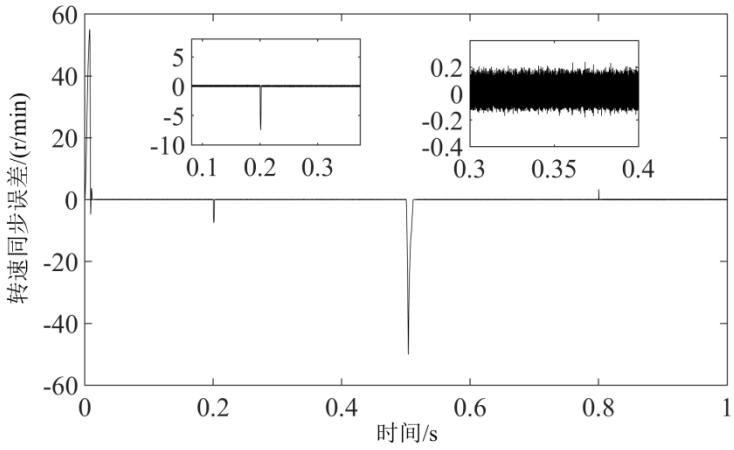


图 5-16 基于交叉耦合控制策略的电机同步误差曲线

由图可以看出双电机系统起动过程中，电机转速同步误差较大，达到了 55r/min；给电机 1 施加负载转矩后，电机 1 转速下降了 15r/min 左右，电机 2 在电机 1 影响下，转速下降了 5r/min，同步误差达 8r/min。当电机转速恢复后，

同步误差在 0.25r/min 左右；转速阶跃到 1200r/min ，同步误差在 50r/min 左右。

图 5-17 和图 5-18 分别是基于滑模控制策略结构下双电机同步转速、同步误差曲线。

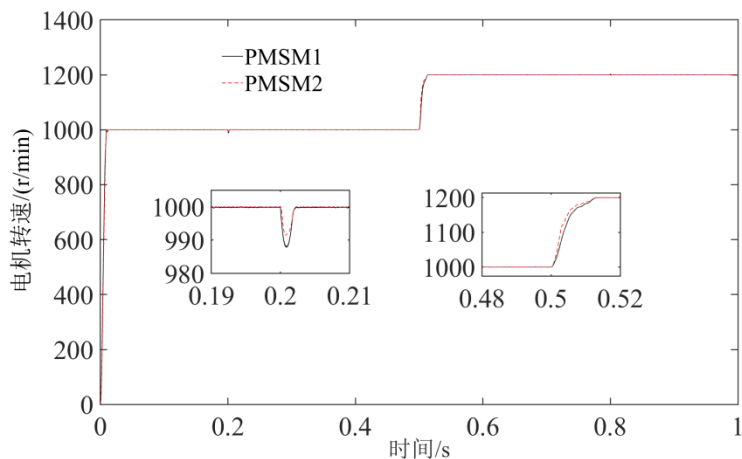


图 5-17 基于滑模交叉耦合控制的双电机转速仿真曲线

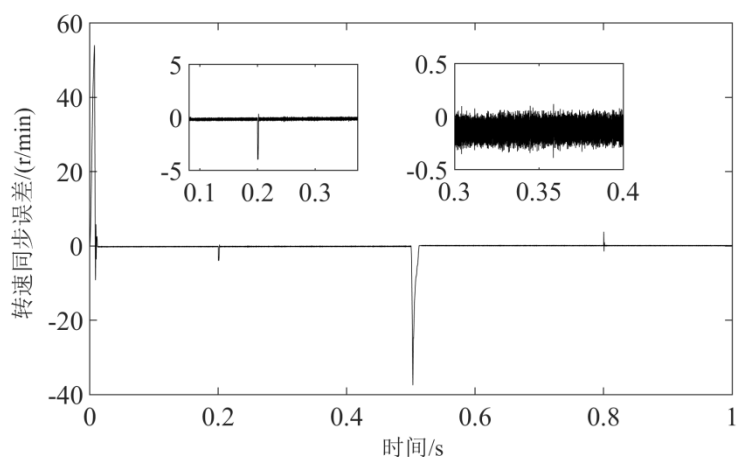


图 5-18 基于滑模交叉耦合控制的双电机转速同步误差

由图可以看出，双电机系统起动过程中，电机转速同步误差较大，达到了 55r/min ；在给电机 1 施加负载转矩后，电机 1 转速下降了 15r/min 左右，电机 2 在电机 1 的影响下，转速下降了 9r/min ，同步误差达到 6r/min 。当电机转速恢复后，转速同步误差在 0.4r/min 左右；在转速阶跃到 1200r/min ，转速同步误差在 40r/min 左右。

图 5-19 和图 5-20 分别是基于自适应积分滑模控制策略结构下双电机同步转速、同步误差仿真曲线。

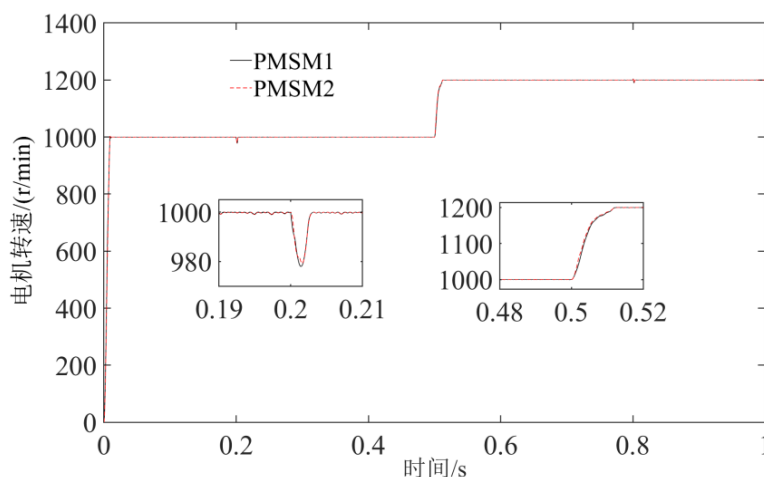


图 5-19 基于自适应积分滑模交叉耦合控制的双电机转速仿真曲线

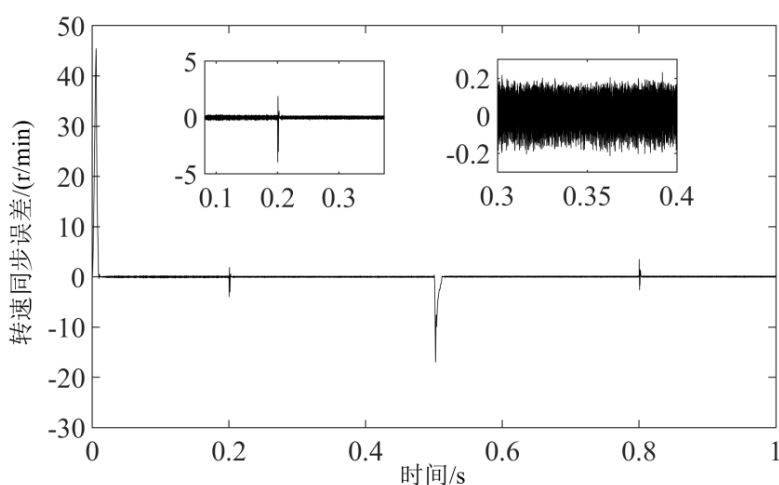


图 5-20 基于自适应积分滑模交叉耦合控制的双电机转速同步误差曲线

由图可以看出，双电机系统起动过程中，电机转速同步误差较大，达到了 55r/min；在给电机 1 施加负载转矩后，电机 1 转速下降了 21r/min 左右，电机 2 在电机 1 的影响下，转速下降了 17r/min，同步误差达到 4r/min。当电机转速恢复后，转速同步误差在 0.25r/min 左右；在转速阶跃到 1200r/min，转速同步误差在 20r/min 左右。

对比三种同步控制器仿真曲线可知，自适应积分滑模交叉耦合控制转速同步误差最小，抗扰能力最强，响应速度更快，更适合用于多电机同步控制策略。

5.4 本章小结

本章为了改善双 PMSM 同步控制系统性能，搭建了基于自适应积分滑模交叉耦合控制结构的双电机同步控制系统。仿真分析表明，在双电机同步控制系统处于稳态时，基于交叉耦合控制同步性能好，但在引入负载和转速突变时，

转速同步误差较大；然后，本章交叉耦合控制的基础上引入了自适应积分滑模控制，在双电机同步控制稳定时，转速同步误差和交叉耦合大小相差不大，引入负载和转速突变时，转速同步误差较小，故该控制方法可以提高双电机同步控制效果。

第 6 章 双 PMSM 同步控制台架实验

6.1 电机实验台架设计

为了验证第 3 章、第 4 章和第 5 章设计的双 PMSM 同步无传感器控制器在实际应用中的可行性，搭建了如图 6-1 所示的实验台架。该台架由上位机、电机系统和电机驱动器等构成。



图 6-1 双电机实验台架

搭建 PMSM 无传感器控制实物图，主要由 PMSM 和驱动控制实验箱组成。试验箱包含 CSPACE 控制器、PMSM 驱动器以及仿真器等。控制器芯片为 TMS320F28335DPS 可以进行浮点运算，运算速度与精度优异，适用于电机控制。搭建好的控制模型经 CCS6.2 进行编译后生成可执行的 C 代码，通过仿真器将生成的代码下载到电机试验箱的 CSPACE 控制器中，可以利用电机实验箱来调控相连的 PMSM 的运行状况，并且在 PMSM 输出转速等信息后，由上位机进行接收，从而实现对 PMSM 的控制。

表 6-1 双电机同步系统参数

电机	1	2
额定转速/(r/min)	1500	1500
d 轴电感/H	8.5×10^{-3}	8.8×10^{-3}
q 轴电感/H	8.5×10^{-3}	8.8×10^{-3}
定子电阻/ Ω	2.875	2.975
转动惯量/($\text{kg} \cdot \text{m}^2$)	3×10^{-3}	3.25×10^{-3}
摩擦系/($\text{N} \cdot \text{m} \cdot \text{s}$)	8×10^{-3}	8×10^{-3}
永磁体磁链/Wb	0.175	0.180
极对数	4	4

6.2 单电机实验结果分析

为了验证控制器的鲁棒性，给系统设置实验工况：实验时间设定为 1s，给

电机设置的初始速度为 1000r/min，电机空载启动；在 0.2s 时，给电机施加 10N·m 的负载扰动；在 0.5s 时，电机速度从 1000r/min 阶跃到 1200r/min；在 0.8s 时，卸去负载。

为了验证该负载观测器在实际工程中的可行性，将跟踪微分观测器和滑模观测器进行比较。选取实验参数 $R_3^2 = 1000$ ， $a_5 = a_6 = 100$ ， $b_5 = 1$ ， $b_6 = 0.1$ ，实验结果如图 6-2 所示。

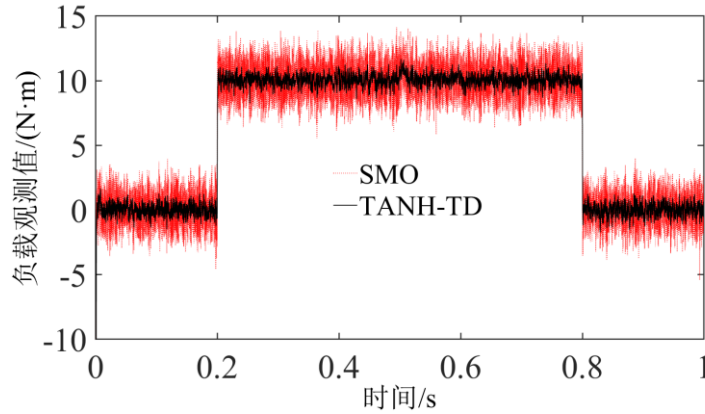


图 6-2 负载观测值

由图 6-2 中两条负载估计曲线可知，滑模观测器估计的负载曲线抖振比较明显，估计误差也较大，在 3N·m 左右；和滑模观测器相比，TANH-TD 的负载估计精度更高，在 1N·m 左右。在施加 10N·m 负载扰动后，SMO 对负载扰动的估计误差明显大于 TANH-TD。因此，TANH-TD 更适合用于估计负载扰动。

图 6-3 为本文设计的观测器、滑模观测器以及扩张状态观测器的速度估计曲线，图 6-4、图 6-5 和图 6-6 分别为滑模观测器扩张状态观测器和改进跟踪微分器的转速估计误差曲线。

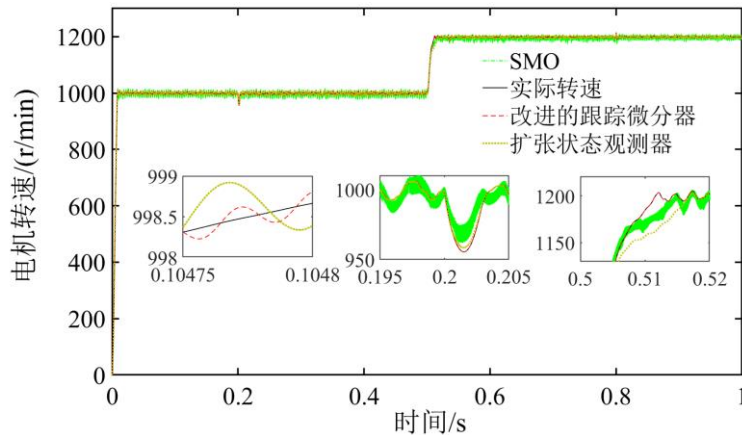


图 6-3 转速估计曲线

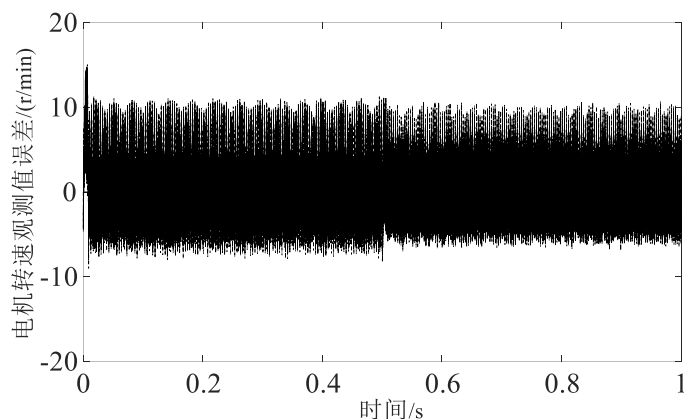


图 6-4 滑模观测器的转速估计误差曲线

由图 6-3 和图 6-4 的曲线可知，在电机刚启动时，滑模观测器的转速估算误差很大，大约 15r/min，在极短时间内，转速估计曲线达到稳态，稳态误差在 12r/min 左右；在施加负载扰动后，转速估计误差基本不变；在转速阶跃到 1200r/min 时，估计误差大小也基本保持不变，稳态误差为 10r/min 左右。

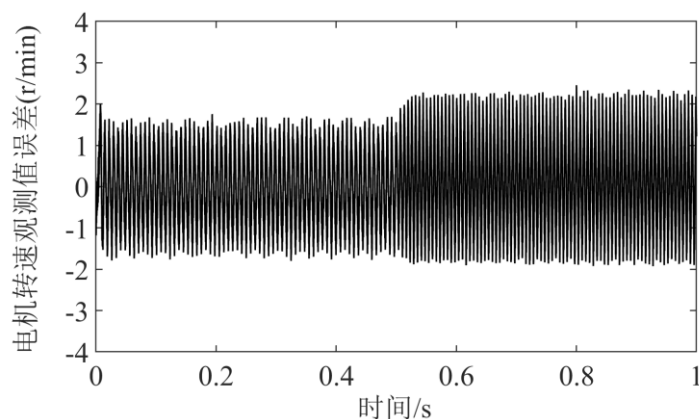


图 6-5 扩张状态观测器的转速估计误差曲线

由图 6-3 和图 6-5 的曲线可知，在电机刚启动时，扩张状态观测器的转速估算误差在 2/min 左右，稳态后的稳态误差在 1.8r/min 左右；在施加负载扰动后，转速估计误差没有明显的变化；当转速阶跃到 1200r/min 时，估计误差有明显的增加，达到了 2/min 左右；卸去负载后，估计误差维持在 2.2/min 左右。

由图 6-3 和图 6-6 的曲线可知，在电机刚启动时，本文设计的观测器转速估计误差很小，稳态误差为 0.2r/min 左右。0.2s 施加 10N·m 的负载后，转速估计误差变小，但是波动比较明显；在转速阶跃到 1200r/min 后，转速估计误差值明显变小，下降了 0.06r/min 左右；在恢复空载后，电机转速估计误差恢复到施加负载前的状态。

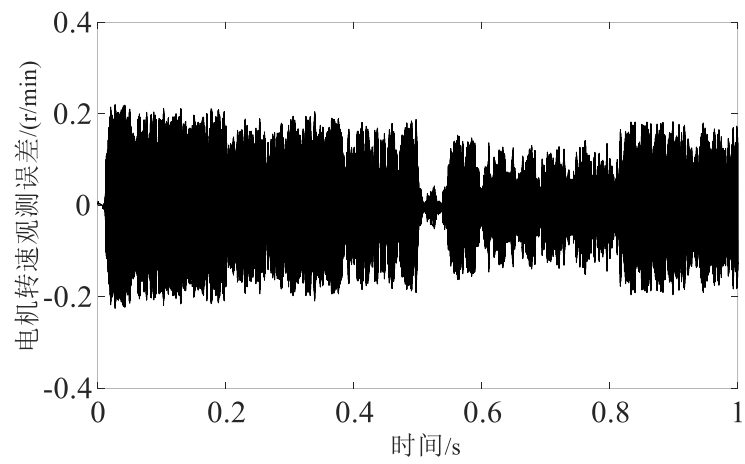


图 6-6 改进跟踪微分器的转速估计误差曲线

经过对比分析可知，本文设计的转子信息观测器鲁棒性没有滑模观测器和扩张状态观测器好，但转速估计精度明显优于这两种观测器，可以准确估计电机转速。

图 6-7 和图 6-8 分别是滑模观测器估计的转子位置曲线和位置误差曲线。

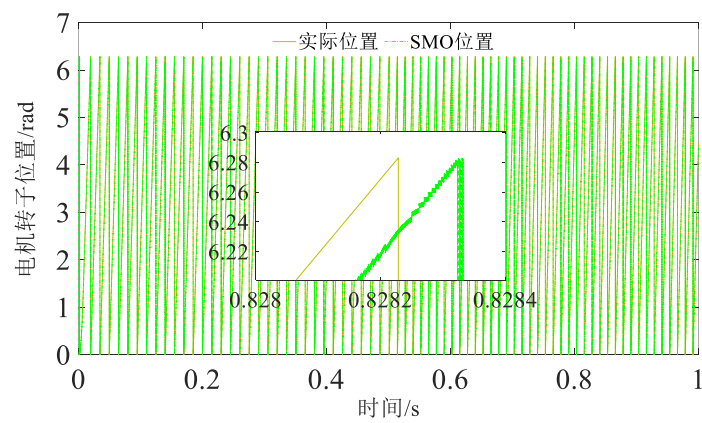


图 6-7 滑模观测器的转子估计位置

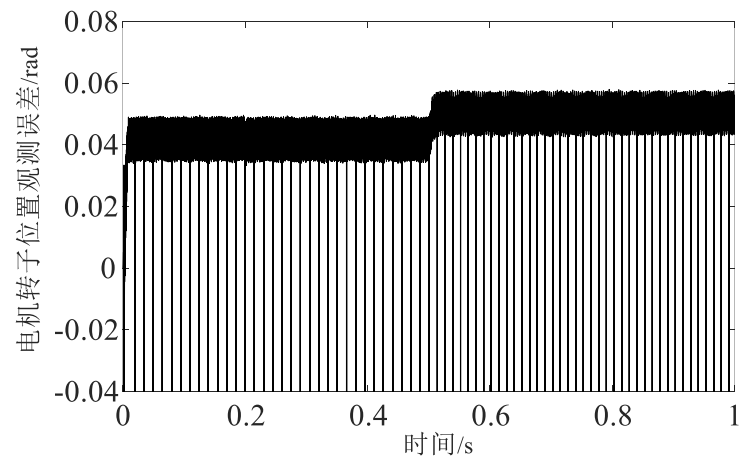


图 6-8 滑模观测器的转子位置估计误差

由图 6-7 和图 6-8 中的曲线可知，滑模观测器的转子位置估计误差较大，而且转子位置曲线抖振也比较明显；在施加 $10\text{N}\cdot\text{m}$ 负载后，估计误差几乎没有波动；当速度阶跃到 1200 r/min 后，估计误差增加了 0.01rad ，大约在 0.06rad 。

图 6-9 和图 6-10 分别是扩张状态观测器估计的转子位置曲线和位置误差曲线。

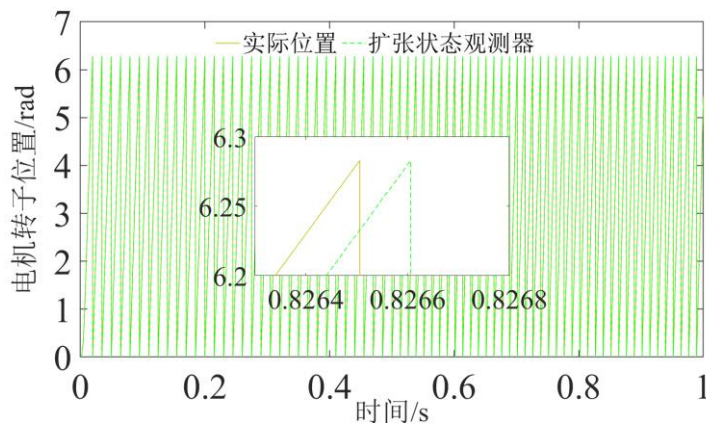


图 6-9 扩张状态观测器的转子估计位置

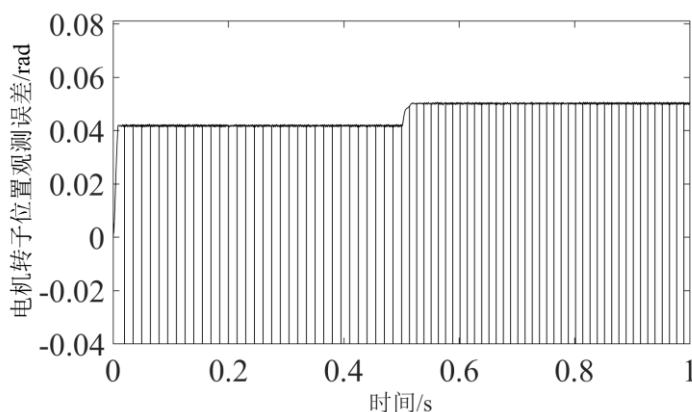


图 6-10 扩张状态观测器的转子位置估计值

由图 6-9 和图 6-10 中的曲线可知，扩张状态观测器的转子位置估计误差比滑模观测器小，转子位置曲线抖振也比较小；施加 $10\text{N}\cdot\text{m}$ 负载后，估计误差也没有波动；当速度阶跃到 1200 r/min 后，估计误差增加了 0.01rad ，大约在 0.05rad 。

由图 6-11 和图 6-12 中的曲线可知，本文设计的观测器估计的转子位置曲线比较平滑，和转子实际位置重合度高，所以估计误差很小。在施加 $10\text{N}\cdot\text{m}$ 负载后，估计误差几乎没有波动；当速度阶跃到 1200r/min 时，转子位置估计误差大约增加了 0.0015rad ，达到 0.01rad 左右。

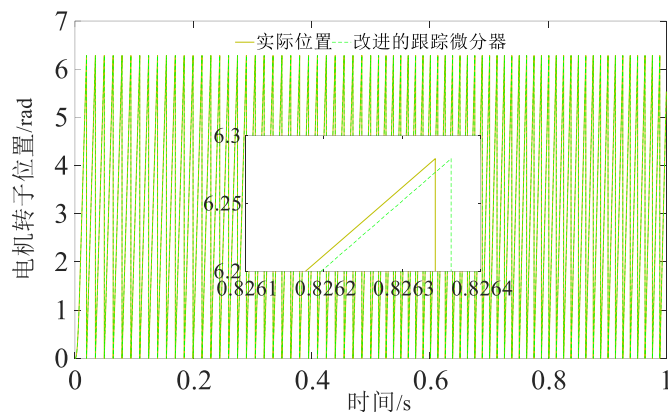


图 6-11 改进的跟踪微分器的转子估计位置

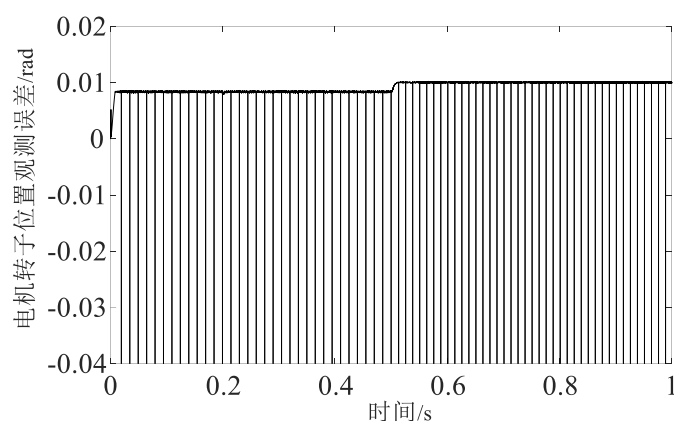


图 6-12 改进的跟踪微分器的转子位置估计误差

由以上分析可知，相比于滑模观测器和扩张状态观测器，本文设计的观测器估计精度高、抖振小，有利于改善 PMSM 无传感器控制的性能。

在 PMSM 无传感器矢量控制中，为了验证控制器可以提高电机转速估计精度，电机转速和位置信号通过改进的跟踪微分器获得，并将不同的控制器应用于电机调速系统，对实验结果进行对比和分析，实验结果如图 6-13-图 6-16。

图 6-13-图 6-16 是 PI 控制、反步控制和反步鲁棒控制三种控制器的转速曲线和转速误差曲线在不同工况下进行比较的实验图。

由图 6-13 与图 6-14 可知，电机启动时，基于 PI 控制的电机速度曲线响应速度快、收敛速度快，但是超调量较大，在 40 r/min 左右；反步控制的转速超调量明显比 PI 控制系统小，在 10 r/min 左右，但收敛速度也明显小于 PI 控制系统；本文提出的速度控制器收敛速度也快，而且跟踪转速曲线几乎没有超调。在负载转矩的影响下，PI 控制的抗扰能力差，转速下降了 100r/min 左右，而且出现明显的波动；反步控制可以有效地抑制系统扰动，转速下降了 50r/min 左

右；本文提出的速度控制器抗扰动能力最强，转速下降了 35r/min 左右，而且响应速度快，稳定性较好，转速跟踪误差最小。在转速阶跃到 1200r/min，PI 控制调跟踪转速响应速度最快，而超调量也最大；反步控制的转速超调量比 PI 控制小，但是响应速度也比 PI 控制慢；本文提出的速度控制器不仅可以有效地抑制转速超调，而且响应速度较快。

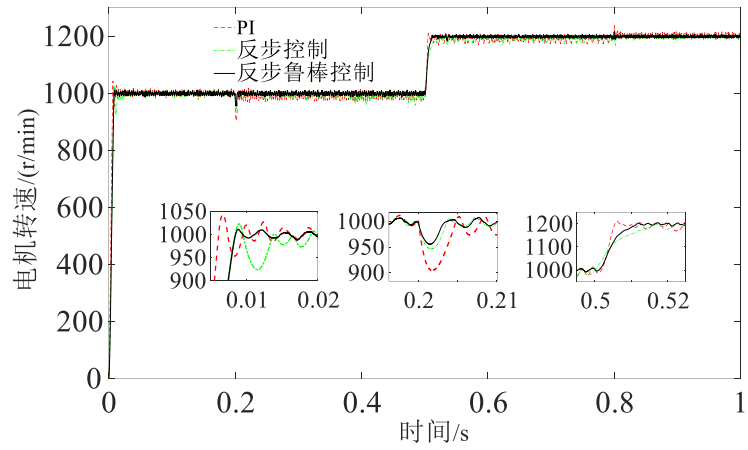


图 6-13 电机转速

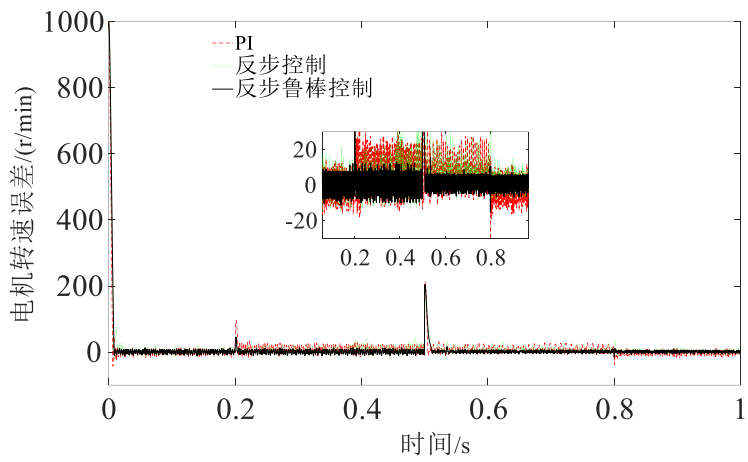


图 6-14 电机转速误差

图 6-15 是 PI 控制的转速估计误差曲线。从图中的误差曲线可知，电机启动后，转速估计误差变化比较稳定，误差在 0.05r/min 左右； $t=0.2s$ 时，在负载扰动的影响下，转速估计误差明显变大，误差超过了 0.4r/min，在极短时间内恢复稳态；当转速阶跃到 1200r/min 时，电机估计转速误差没有明显的变化； $t=0.8s$ 卸去负载后，转速估计误差明显变大，误差也超过了 0.4r/min。

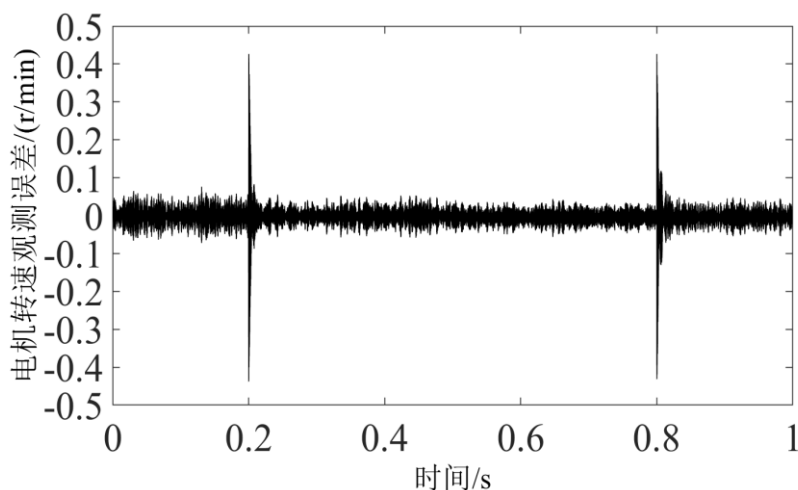


图 6-15 基于 PI 控制的转速估计误差曲线

图 6-16 是反步控制的转速估计误差曲线。从图中的曲线可知，电机启动后，转速估计误差变化比较稳定，误差在 0.2r/min 左右； 0.2s 时，在负载扰动的影响下，转速估计误差明显变大，误差超过了 0.9r/min ，在极短时间内恢复稳态；当转速阶跃到 1200r/min 时，电机估计转速误差波动比较明显； 0.8s 卸去负载后，转速估计误差明显变大，误差也超过了 0.9r/min 。

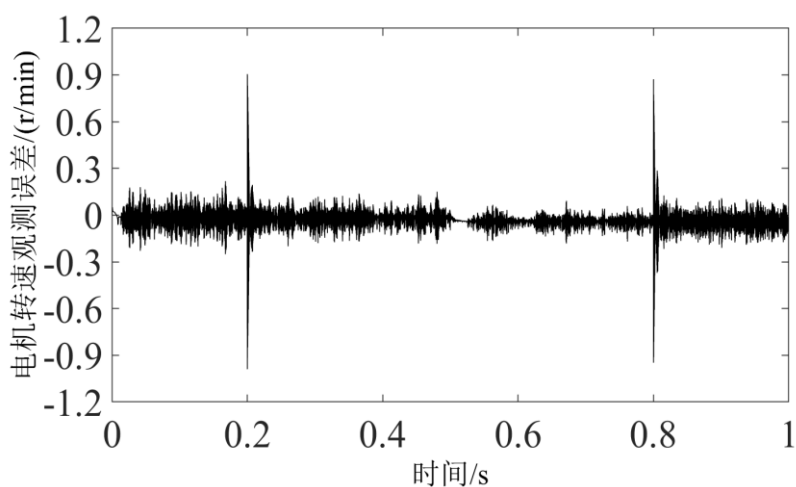


图 6-16 基于反步控制的转速估计误差曲线

图 6-17 是反步鲁棒控制的转速估计误差曲线。从图中的曲线可知，电机启动后，转速估计误差变化比较稳定，误差在 0.22r/min 左右； 0.2s 时，在负载扰动的影响下，转速估计误差基本不变；当转速阶跃到 1200r/min 时，电机估计转速误差下降比较明显， 0.5s 后恢复稳态，此时转速估计误差在 0.18r/min 左右； 0.8s 卸去负载后，转速估计误差增大，到达稳态时，误差在 0.2r/min 左右。

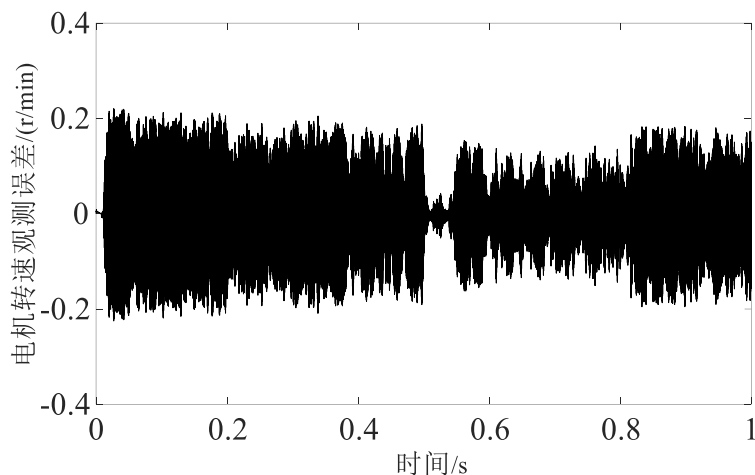


图 6-17 改进跟踪微分器的转速估计误差曲线

由以上分析可知, 本文设计的控制策略在有负载扰动时抗扰能力强, 转速估计误差小。在转速阶跃后, 转速响应速度快, 而且还没有超调。所以该控制器可以提高无传感器控制中的电机估计误差精度。

6.3 双 PMSM 同步控制实验结果分析

为了验证本文提出的双电机同步控制结构的有效性, 对单个 PMSM 系统采用反步鲁棒和改进的跟踪微分器无传感器控制。对于双电机控制系统, 将传统的交差耦合控制和滑模交叉耦合同步控制以及自适应积分滑模同步控制进行对比分析。

图 6-18 和图 6-19 分别是基于交叉耦合控制策略下双 PMSM 同步转速和同步误差曲线。

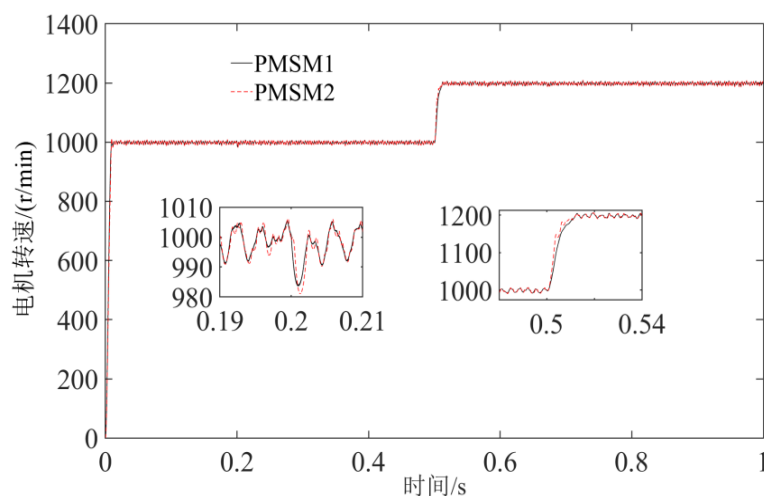


图 6-18 基于交叉耦合控制的电机转速曲线

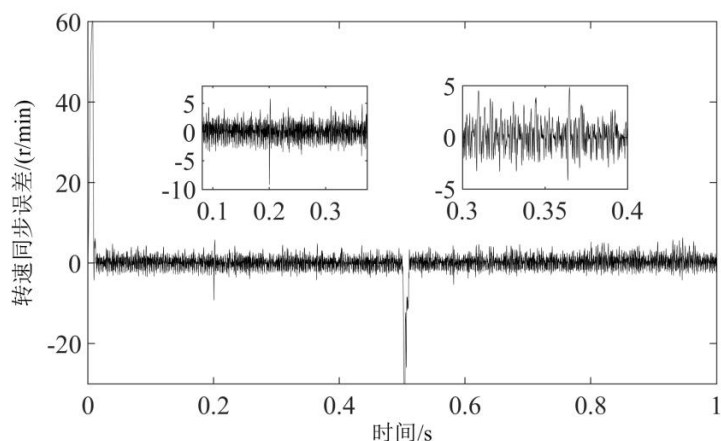


图 6-19 基于交叉耦合控制的电机转速曲线

由图 6-18 和图 6-19 可以看出，双电机系统起动过程中，电机转速同步误差较大，达到了 6r/min；在给电机 1 施加 10N·m 负载转矩后，电机 1 转速下降了 20r/min 左右，电机 2 在电机 1 的影响下，转速下降了 17r/min 左右，同步误差达在 10r/min 左右；当电机转速恢复后，转速同步误差在 5r/min 左右；在转速阶跃到 1200r/min，转速同步误差在 30r/min 左右。

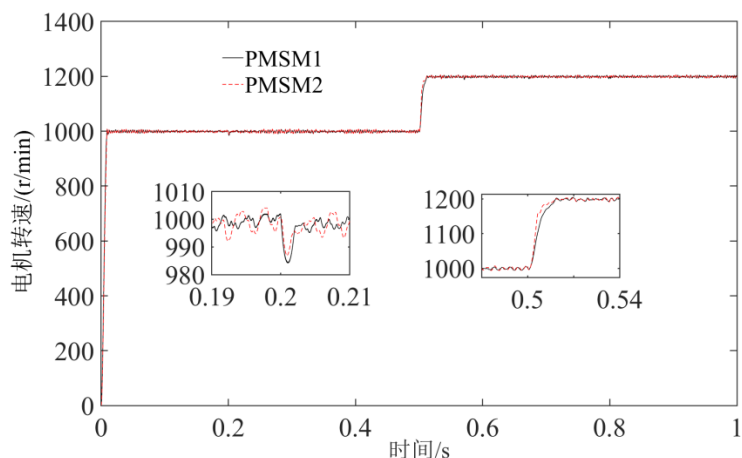


图 6-20 基于滑模交叉耦合控制的电机转速曲线

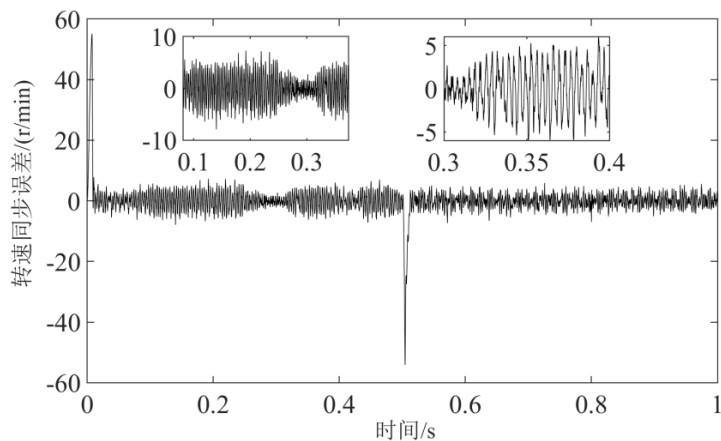


图 6-21 基于滑模交叉耦合控制的电机转速曲线

图 6-20 和图 6-21 分别是基于滑模交叉耦合控制结构下双 PMSM 同步转速和同步误差曲线。

由图 6-20 和图 6-21 可以看出，双电机系统起动过程中，电机转速抖动比较明显，且同步误差较大，且达到了 8r/min 左右；在给电机 1 施加 $10\text{N}\cdot\text{m}$ 负载转矩后，电机 1 转速下降了 17r/min 左右，电机 2 在电机 1 的影响下，转速下降了 13r/min ，同步误差达到 8r/min 左右；当电机转速恢复后，转速同步误差在 6r/min 左右；在转速阶跃到 1200r/min ，转速同步误差在 55r/min 左右。

图 6-22 和图 6-23 分别是基于自适应积分滑模控制结构下双 PMSM 同步转速和同步误差曲线。

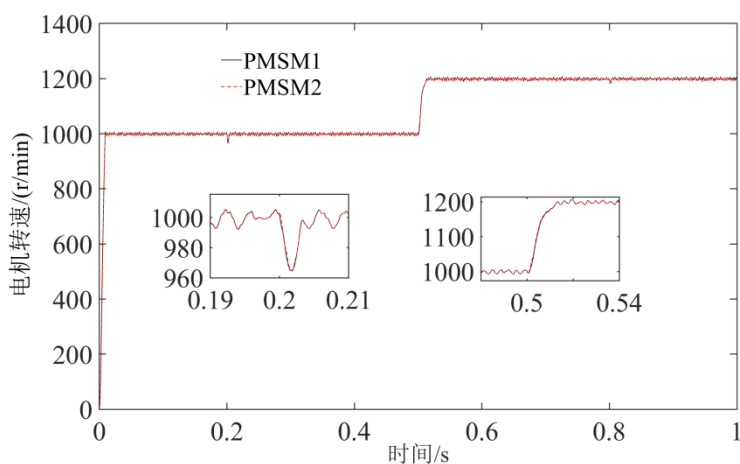


图 6-22 基于自适应积分滑模交耦合控制的电机转速曲线

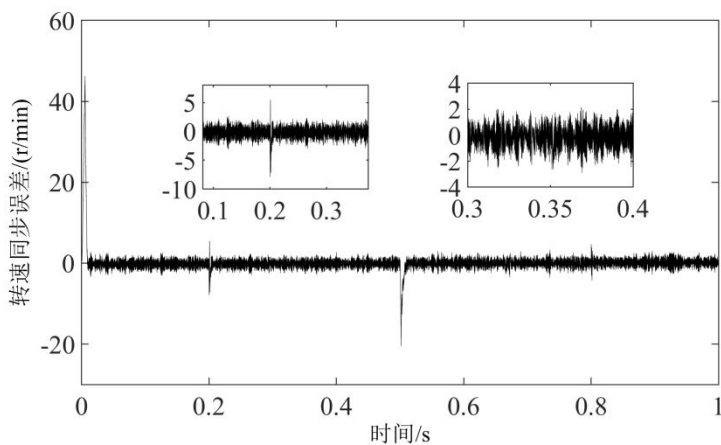


图 6-23 自适应积分滑模交叉耦合控制的电机转速曲线

由图 6-22 和图 6-23 可以看出，在双电机系统起动过程中，电机转速同步误差很小，在 2r/min 左右；在给电机 1 施加 $10\text{N}\cdot\text{m}$ 负载转矩后，电机 2 转速受到电机 1 的影响，转速都下降了 35r/min 左右，同步误差在 8r/min 左右；当电机

转速恢复后，转速同步误差在 2r/min 左右；在转速阶跃到 1200r/min ，转速同步误差在 20r/min 左右，最后稳定在 2r/min 左右。

由此可知，相较于传统的交叉耦合控制和滑模同步控制，本文提出的自适应积分滑模交叉耦合控制对外部扰动抗扰能力更强，同步误差更稳定且更小。

6.4 本章小结

本文搭建了基于改进跟踪微分器的 PMSM 无传感器控制实验平台。首先通过和传统的观测器的实验结果进行对比，对比验证了本文设计的电机转速和位置观测器在施加负载和转速阶跃的工况下具有估计精度高、稳定性好的优点。然后搭建了基于自适应积分滑模交叉耦合控制的双电机同步系统，在施加负载的工况下，将传统交叉耦合控制、滑模交叉耦合控制与本文提出的控制方法进行对比分析，本文提出的双电机同步控制同步误差小，抗扰能力强，且在转速发生变化时，该控制方法依旧有很好的同步效果。

第 7 章 总结展望

7.1 总结

1) 在电机控制系统中，一般都采用传统 PI 控制算法来实现单电机转速环控制器设计，该控制算法结构简单，易于工业实现，但由于 PI 控制器中的控制参数是固定的，不足以应对电机参数的变化和模型的不确定性，为了减小电机参数不确定性对双电机同步造成影响，本文针对控制速度环和电流环设计了反步鲁棒控制，该控制方法提高了电机抗扰能力以及响应速度。

2) 提出了一种改进的跟踪微分器的永磁同步电机无传感器控制策略。对该观测器进行仿真验证，并将仿真结果和滑模观测器和扩张状态观测器进行对比，经过对比可知，所设计的永磁同步电机无传感器控制具有控制精度高、鲁棒性好、抖振小的优点。

3) 分析了交叉耦合控制结构、主从以及并行控制结构的优缺点，在传统交叉耦合控制结构基础上加以改进，提出了一种基于自适应积分滑模观测器的改进交差耦合控制结构，仿真结果表明该控制结构能够确保双电机系统的同步性、稳定性，使双电机同步控制具有良好的控制精度。

4) 为了减少外部扰动对电机控制系统稳定性的影响，设计了跟踪微分观测器实时估计系统的总扰动，并补偿给转速环控制器，提高了电机控制系统抗扰能力和同步控制精度。

5) 为了验证反步鲁棒控制和改进后的跟踪微分器以及基于该控制算法的 PMSM 双电机同步控制效果，搭建了双电机同步控制台架试验，主要由上位机、电机驱动器、双 PMSM 系统组成。

7.2 创新点

1) 在 PMSM 矢量控制中，将系统分成三个子系统，基于 Lyapunov 稳定性原理，为每个子系统选择合适的 Lyapunov 函数，并引入鲁棒控制。最后利用跟踪微分器实时估计电机负载扰动。

2) 在进行无传感器控制研究时，为了能够准确获取电机的转速和位置信息，首先利用改进的跟踪微分器估计电机的反电动势，然后利用反正切函数得到转子的转速和位置信息。

3) 在双电机同步控制中，设计基于新型趋近律和积分滑模面的滑模控制，然后用其对交叉耦合控制进行优化，并将其作为速度补偿反馈到单电机系统的控制器中。

7.3 不足与展望

本文推导了基于反步鲁棒控制的转速环和电流环控制、改进的跟踪微分器的转子转速和位置反馈控制以及自适应积分滑模交叉耦合的双 PMSM 转速同步控制。实验结果表明本文的控制方法能有效解决双电机同步控制的相关问题。本课题还有很多不足之处：

1) 本文在设计速度控制器和观测器时，没有考虑两者之间是否具有相互耦合的关系，所以都是独立设计的。在设计反步鲁棒控制时，速度是由传感器获取的。当设计观测器时，控制器的参数没有重新调试。可以在控制器中设计自适应律，使得控制器的参数可以随观测器的输出结果自适应调整。

2) 在进行电机速度控制设计时，本文只把转速作为研究变量，没有考虑定子电阻、电感、永磁体磁链等电机参数变化对控制系统的影响。所以，还可以考虑参数变化对电机稳定性的影响，可以设计合适的控制器消除参数摄动对电机性能影响。

3) 本文研究的双电机同步控制器是基于交叉耦合控制的，所以该控制方法也只能用于双电机同步控制，若能将该控制方法改进，用于两台及两台以上的电机同步控制，将会使该类控制策略应用前景更广阔。

参考文献

- [1] 戚慧. 电动汽车四轮毂电机协调控制[D]. 江苏: 中国矿业大学, 2015.
- [2] 周成龙. 基于改进偏差耦合的多PMSM协同控制研究[D]. 芜湖: 安徽工程大学, 2023.
- [3] 孙毅. 未来电驱动主力-轮毂电机驱动技术简介[J]. 汽车运用, 2011(10): 24-25.
- [4] 方星晖. 电动汽车用PMSM全速域无传感器控制研究[D]. 芜湖: 安徽工程大学, 2023.
- [5] 曹春堂, 兰志勇, 沈凡亨. 永磁同步电机无位置传感器控制系统中初始位置角检测综述[J]. 电气技术, 2020, 21(06): 1-6.
- [6] 崔弘, 李艳东. 永磁同步电机控制策略综述[J]. 防爆电机, 2021, 56(03): 3-7.
- [7] 巨永锋, 张兴莲, 王智慧. 交流伺服系统综述[J]. 电气时代, 2006(11): 54-56.
- [8] 何洪文, 孟祥飞. 混合动力电动汽车能量管理技术研究综述[J]. 北京理工大学学报, 2022, 42(08): 773-783.
- [9] Yongjae, Lee, Jung-lk, et al. Control method of monoinverter dual parallel drive system with interior Permanent magnet synchronous machines[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(10): 7077-7086.
- [10] Li Z, Feng G, Lai C, et al. Dual DC current injection-based stator winding temperature tracking for dual three-phase permanent magnet synchronous machine using Kalman filter[J]. IET Electric Power Applications, 2019, 13(11): 1726-1733.
- [11] 双PMSM速度同步控制系统研究与设计 [D]. 西安: 西安工业大学, 2022.
- [12] 吕从鑫, 汪波, 陈静波, 等. 永磁同步电机控制策略综述与展望[J]. 电气传动自动化, 2022, 44(04): 1-10.
- [13] Mohan, Vijay, Chhabra, et al. Robust self-tuning fractional order PID controller dedicated to non-linear dynamic system[J]. Journal of Intelligent & Fuzzy Systems, 2018, 34(03): 1467-1478.
- [14] 崔家瑞, 李擎, 张波, 等. 永磁同步电机变论域自适应模糊PID控制[J]. 中国

- 电机工程学报, 2013, 33(31): 190-194.
- [15] Kumar V, Gaur P, Mittal A P. ANN based self tuned PID like adaptive controller design for high performance PMSM position control[J]. Expert Systems with Applications, 2014, 41(17): 7995-8002.
- [16] Pei P, Pei Z, Tang Z, et al. Position Tracking Control of PMSM Based on Fuzzy PID-Variable Structure Adaptive Control[J]. Mathematical Problems in Engineering, 2018(2018): 1-15.
- [17] 高庆忠, 关焕新, 于子淞, 等. 自适应补偿器永磁同步电机积分型连续滑模控制[J]. 电机与控制学报, 2017, 21(02): 103-108.
- [18] Yi P, Wang X, Chen D, et al. PMSM current harmonics control technique based on speed adaptive robust control[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2021, 8(2): 1794-1806.
- [19] Utkin V. Variable structure systems with sliding modes[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2003, 22(2): 212-222.
- [20] 吴立刚, 胡跃明. 滑模控制一类非线性分布式时滞系统[J]. 控制理论与应用, 2008, 25(06): 1151-1154.
- [21] 宋立忠, 陈少昌, 姚琼荟. 多输入离散时间系统滑模预测控制[J]. 电机与控制学报, 2005, 9(2): 128-132.
- [22] 梁传栋, 许刘超, 潘志恒, 等. 一种改进型滑模变结构控制永磁同步电机直接转矩控制[J]. 电机与控制应用, 2022, 49(03): 1-6+17.
- [23] Wang Y, Feng Y, Zhang X, et al. A New Reaching Law for Antidisturbance Sliding-Mode Control of PMSM Speed Regulation System[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(4): 4117-4126.
- [24] Xu B, Zhang L, Ji W. Improved non-singular fast terminal sliding mode control with disturbance observer for PMSM drives[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2021, 7(4): 2753-2762.
- [25] Wu S, Su X, Wang K. Time-dependent global nonsingular fixed-time terminal sliding mode control-based speed tracking of permanent magnet synchronous motor[J]. IEEE Access, 2020, 8: 186408-186420.

- [26] 韩京清. 自抗扰控制技术: 估计补偿不确定因素的控制技术[M]. 国防工业出版社, 2008.
- [27] Yu Jingdong, Jin Shanghai, Wang Xiaodan, et al. A variable gain sliding mode tracking differentiator for derivative estimation of noisy signals[J]. IEEE Access, 2020, 99(8): 148500-148509.
- [28] 陈文英, 褚福磊, 阎绍泽. 基于扩张状态观测器和非线性状态误差反馈设计自抗扰振动控制器[J]. 机械工程学报, 2010, 46(3): 59-64.
- [29] 韩京清. 自抗扰控制技术[J]. 前沿科学, 2007 (1): 24-31.
- [30] 韩京清. 非线性状态误差反馈控制律—NLSEF[J]. 控制与决策, 1995, 10(3): 221-225.
- [31] 孙凯. 基于自抗扰控制器的永磁同步电机位置伺服系统[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(15): 43-46.
- [32] 刘鉴, 诸德宏, 费城. 基于转矩补偿的永磁同步电机自抗扰控制研究[J]. 微电机, 2020, 53(10): 38-41.
- [33] 牛里, 杨明, 刘可述, 等. 永磁同步电机电流预测控制算法[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(06): 131-137.
- [34] Květoslav Belda, Vomik D. Explicit Generalized Predictive Control of Speed and Position of PMSM Drives[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(6): 3889-3896.
- [35] Hsu C, Lin C, Lee T. Wavelet Adaptive Backstepping Control for a Class of Nonlinear Systems[M]. IEEE Press, 2006.
- [36] 刘栋良, 王家军, 赵光宙. 永磁同步电动机调速中的反步控制[J]. 电气传动, 2005, 35(6): 39-41.
- [37] 俞沛宙, 王澍, 杨继辉, 等. 基于灰狼优化的永磁同步电机自适应反步鲁棒控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2021, 49(02): 39-46.
- [38] 俞沛宙, 杨刚, 杨继辉, 等. 基于自适应反步的永磁同步电动机转速控制策略[J]. 电气工程学报, 2020, 15(03): 38-43.
- [39] Fernandez D, Reigosa D, Dutt D, et al. Influence of stator configuration on high frequency signal injection based permanent magnet temperature esti-

- mal11tion methods in PMSMs[C], Energy Conversion Congress & Exposition. IEEE, 2017.
- [40] Yousefi-Talouki A, Pescetto P, Pellegrino G, et al. Combined active flux and high-frequency injection methods for sensorless direct-flux vector control of synchronous reluctance machines[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 33(3): 2447-2457.
- [41] 李浩源, 张兴, 杨淑英, 等. 基于高频信号注入的永磁同步电机无传感器控制技术综述[J]. 电工技术学报, 2018, 33(12): 2653-2664.
- [42] 刘淑琴, 黄菊花, 曹铭. 基于离散反电动势估计的永磁同步电机无速度传感器控制[J]. 电机与控制应用, 2018, 45(07): 15-22.
- [43] 尚喆, 赵荣祥, 窦汝振. 基于自适应滑模观测器的永磁同步电机无位置传感器控制研究[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(3): 23-27.
- [44] Genduso F, Miceli R, Rando C, et al. Back EMF sensorless-control algorithm for high-dynamic performance PMSM[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 57(6): 2092-2100.
- [45] Uddin M N, Rashid M M, Rubaiyat M, et al. Comparison of position sensorless control based back-EMF estimators in PMSM[C], International Conference on Computer & Information Technology. IEEE, 2016.
- [46] 史宇超, 孙凯, 郭彦, 等. 一种改进的内埋式永磁同步电机-脉动负载调速系统转子转速估算方法[J]. 电工技术学报, 2013, 28(7): 96-102.
- [47] 徐艳平, 王海垠, 钟彦儒. 基于脉振高频信号注入法的PMSM无传感器控制[J]. 电气传动, 2009, 39(1): 11-14.
- [48] Reigosa D D, Fernandez D, Yoshida H, et al. Permanent-magnet temperature estimation in PMSMs using pulsating high-frequency current injection[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2015, 51(4): 3159-3168.
- [49] Shinnaka S. A new speed-varying ellipse voltage injection method for sensorless drive of permanent-magnet synchronous motors with pole saliency—New PLL method using high-frequency current component multiplied signal[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2008, 44(3): 777-788.
- [50] Zhao Y, Zhang Z, Ma C, et al. Sensorless control of surface-mounted permanent-magnet synchronous machines for low-speed operation based on high-

- p>frequency square-wave voltage injection[C]//2013 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting. IEEE, 2013: 1-8.
- [51] 林茂, 李颖晖, 吴辰, 等. 基于滑模模型参考自适应系统观测器的永磁同步电机预测控制[J]. 电工技术学报, 2017, 32(06): 156-163.
- [52] Kumar R, Das S, Syam P, et al. Review on model reference adaptive system for sensorless vector control of induction motor drives[J]. IET Electric Power Applications, 2015, 9(7): 496-511.
- [53] Kumar R, Das S, Chattopadhyay A K. Comparative assessment of two different model reference adaptive system schemes for speed-sensorless control of induction motor drives[J]. IET Electric Power Applications, 2016, 10(2): 141-154.
- [54] Benlaloui I, Drid S, Chrifi-Alaoui L, et al. Implementation of a new MRAS speed sensorless vector control of induction machine[J]. IEEE Transactions on Energy conversion, 2014, 30(2): 588-595.
- [55] Shinnaka S. New sensorless vector control using minimum-order flux state observer in a stationary reference frame for permanent magnet synchronous motors[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2006, 53(2):388-398.
- [56] Bolognani S, Oboe R, Zigliotto M. Sensorless full-digital PMSM Drive with EKF estimation of speed and rotor position[J]. IEEE Trans Industrial Electronics, 1999, 46(1): 184-191.
- [57] Ge Y, Yang L, Ma X. Sensorless control of PMSM using generalized extended state observer and adaptive resistance estimation[J]. IET Electric Power Applications, 2020, 14(11): 2062-2073.
- [58] 彭思齐, 蒋雨函, 兰志勇, 等. 永磁同步电机新型指数型自适应滑模观测器无传感器控制[J]. 电机与控制学报, 2022, 26(05): 104-114.
- [59] 王建红, 陈耀忠, 陈桂, 等. 基于交叉耦合控制的双电机同步控制系统研究[J].南京理工大学学报, 2017, 41 (06): 693-697.
- [60] 肖雄, 王浩丞, 武玉娟, 等. 基于双滑模估计的主从结构共轴双电机模型预测直接转矩控制无速度传感器控制策略[J]. 电工技术学报, 2021, 36(05): 1014-1026.

- [61] 叶宇豪, 彭飞, 黄允凯. 多电机同步运动控制技术综述[J]. 电工技术学报, 2021, 36(14): 2922-2935.
- [62] Brando G, Piegari L, Spina I. Simplified Optimum Control Method for Mono-inverter Dual Parallel PMSM Drive[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(5): 3763-3771.
- [63] 朱博, 张钰朋, 徐攀腾, 等. 实现位置同步的双电机交叉耦合控制策略[J]. 哈尔滨理工大学学报, 2022, 27(05): 114-121.
- [64] YE H S S, HSU P L. Estimation of the contouring error vector for the cross-coupled control design[J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2002, 7(1): 44-51.
- [65] Koren Y. Cross-coupled biaxial computer control for manufacturing systems[J]. Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control, 1980, 102(4): 265-272.
- [66] 曹玲芝, 马跃军. 基于偏差耦合的PMSM滑模变结构同步控制[J]. 微特电机, 2012, 40(09): 56-58+76.
- [67] 耿强, 李亮, 周湛清, 等. 双永磁电机系统抗扰动转速同步控制[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(19): 6787-6795.
- [68] Gao Y, Bu F, Yang Z, et al. Improved speed synchronization control algorithm based on cross coupling for dual servo motors control[C]//2018 21st International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS). IEEE, 2018: 2777-2780.
- [69] 赵宏英, 曾彦, 廖丽. 基于改进交叉耦合的多永磁同步电机速度同步控制[J]. 机床与液压, 2021, 49(22): 44-51.
- [70] 吕从鑫, 汪波, 陈静波等. 永磁同步电机控制策略综述与展望[J]. 电气传动自动化, 2022, 44(04): 1-10.
- [71] 江跃. 电动汽车空调IPMSM无位置传感器控制系统关键技术研究[D]. 合肥: 合肥工业大学, 2018.
- [72] Chen Z, Gao J, Wang F, et al. Sensorless control for SPMSM with concentrated windings using multisignal injection method[J]. IEEE Transactions on In-

- dustrial Electronics, 2014, 61(12): 6624-6634.
- [73] 白玉成, 唐小琦, 吴功平. 内置式永磁同步电机弱磁调速控制[J]. 电工技术学报, 2011, 26(09): 54-59.
- [74] 李政, 胡广大, 崔家瑞, 等. 永磁同步电机调速系统的积分型滑模变结构控制[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(03): 431-437.
- [75] 班斐, 连广坤, 陈彪, 等. 针对永磁同步电机的解耦预测转矩控制策略研究及其无位置传感器对比分析[J]. 电工技术学报, 2018, 33(S2): 401-410.
- [76] 张兴, 张崇巍. PWM整流器及其控制[M]. 北京: 机械工业出版社, 2011.
- [77] Tao Gang. Multivariable adaptive control: A survey [J]. Automatica, 2014, 50(11): 2737-2764.
- [78] 邵立伟, 廖晓钟, 张宇河, 等. 自抗扰控制器在永磁同步电机控制中的应用[J]. 北京理工大学学报, 2006, (04): 326-329.
- [79] 刘京, 李洪文, 邓永停. 基于新型趋近律和扰动观测器的永磁同步电机滑模控制[J]. 工程科学学报, 2017, 39(06): 933-944.
- [80] Moon H T, Kim H S, Youn M J. A discrete-time predictive current control for PMSM[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2003, 18(1): 464-472.
- [81] 张荣芸, 周成龙, 时培成, 等. 基于自适应积分滑模与扰动观测的多PMSM同步控制[J]. 电力系统保护与控制, 2022, 50(20): 127-138.
- [82] 魏雄. 基于滑模观测器的永磁同步电机无位置传感器控制[D]. 北京: 北京交通大学, 2020.
- [83] 梅三冠, 卢闻州, 樊启高, 等. 基于滑模观测器误差补偿的永磁同步电机无位置传感器控制策略[J]. 电工技术学报, 2023, 38(02): 398-408.
- [84] Hou Q, Ding S. GPIO Based Super-twisting Sliding Mode Control for PMSM[J]. Circuits and Systems II: Express Briefs, IEEE Transactions on, 2020(99): 747-751.
- [85] 张祺琛, 刘细平, 王方凯文, 等. 基于改进滑模观测器的永磁同步电机无传感器控制[J]. 组合机床与自动化加工技术, 2022(01): 85-88+93.
- [86] Kim H, Son J, Lee J. A High-Speed Sliding-Mode Observer for the Sensorless Speed Control of a PMSM[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(9): 4069-4077.

- [87] Xu W, Jiang Y, Mu C. Novel composite sliding mode control for PMSM drive system based on disturbance observer[J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2016, 26(7): 1-5.
- [88] 韩京清. 自抗扰控制器及其应用[J]. 控制与决策, 1998, 13(1): 19-23.
- [89] 黄一, 张文革. 自抗扰控制器的发展[D]. 2002.
- [90] BU Xiangwei, WU Xiaoyan, CHEN Yongxi, et al. Design of a class of new nonlinear disturbance observers based on tracking differentiators for uncertain dynamic systems [J]. International Journal of Control, Automation, and Systems, 2015, 13(3): 595-602.
- [91] 卜祥伟, 吴晓燕, 张蕊, 等. 双曲正弦非线性跟踪微分器设计[J]. 西安交通大学学报, 2015, 49(01): 107-111+138.
- [92] XIAO Y, ZHU K Y. Optimal synchronization control of high-precision motion systems[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2006, 53(4): 1160-1169.
- [93] Chen Z, He J, Zheng Y, et al. An optimized feedforward decoupling PD register control method of roll-to-roll web printing systems[J]. IEEE Transactions on Automation Science and Engineering, 2015, 13(1): 274-283.
- [94] 韩仁银, 郭阳宽, 祝连庆, 等. 多电机同步控制综述[J]. 电机与控制应用, 2017, 44(6): 8-12.
- [95] 张承慧, 石庆升, 程金. 一种基于相邻耦合误差的多电机同步控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(15): 59-63.
- [96] Shtessel Y, Edwards C, Fridman L, et al. Sliding mode control and observation [M]. New York: Springer New York, 2014.
- [97] Furuta K. Sliding mode control of a discrete system[J]. Systems & Control Letters, 1990, 14(2): 145-152.
- [98] 高为炳. 变结构控制的理论及设计方法[M]. 科学出版社, 1996.
- [99] 刘金琨. 滑模变结构控制MATLAB仿真[M]. 清华大学出版社, 2012.

攻读学位期间发表的学术论文目录

- [1]张荣芸, 邱天, 时培成, 等. 基于反步鲁棒控制与改进跟踪微分器的PMSM无传感器控制[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(15): 87-96.

致 谢

时光荏苒，岁月匆匆。在硕士研究生的这段旅程即将谢幕之际，我怀揣着一颗感恩的心，回首过去，展望未来，特此撰写这篇硕士论文的致谢。

首先，我要向我的导师张荣芸老师致以最深的敬意。您的悉心指导、无私奉献和宝贵建议，使我在学术道路上不断前行。您的严谨治学和高尚品质，不仅在我学术研究中起到了重要的引领作用，更在生活中给予我无尽的启示和鞭策。

然后，我还要感谢我的家人。是您们的关心、理解和支持，让我能够心无旁骛地投入到学术研究中。您的爱是我前进的动力，也是我不断追求卓越的源泉。

其次，我要感谢我的同门师兄弟。在研究生阶段的学习生活中，我们一同奋斗、一同欢笑、一同成长。你们的陪伴与支持，让我在学术研究中不断坚持，不断进步。

最后，我要感谢学校和学院提供的优良学习环境和丰富资源。在这里，我有幸接触到前沿的学术成果和先进的研究方法，为我的学术研究打下了坚实的基础。

在未来的学术道路上，我将继续秉承感恩之心，不断追求卓越，以实际行动回报所有给予我帮助和支持的人。愿我们在学术殿堂中携手共进，共创辉煌！

尚模敦学 唯实惟新

