

分类号: TP273

学校代码: 10363

密 级: 公开

学 号: 2220340124



安徽工程大学

Anhui Polytechnic University

硕士学位论文

题 目 内置式永磁同步电机的无位置传感器
控制研究

论 文 作 者 林腾飞

指 导 教 师 刘丙友 教授

学 科 (专 业) 控制科学与工程

研 究 方 向 模式识别与智能系统

论文提交日期: 2025 年 5 月 16 日

分类号 : TP273

单位代码 : 10363

密 级 : 公 开

学 号 : 2220340124

题 目	内置式永磁同步电机的无位置传感器
	控制研究
题 目	Research on Sensorless Control of
	Interior Permanent Magnet
	Synchronous Motors

学生姓名	:	林腾飞
指导老师	:	刘丙友 教授
专 业	:	控制科学与工程
研究方向	:	模式识别与智能系统

论文答辩日期: 2025 年 05 月 06 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：

林腾飞

日期：2025年5月16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。

本学位论文属于

保密 ☐，在 ____ 年解密后适用本版权书。
不保密 ☒。

学位论文作者签名：林腾飞

指导教师签名：刘正

日期：2025年5月16日

日期：2025年5月16日

内置式永磁同步电机的无位置传感器控制研究

摘 要

永磁同步电机 (PMSM) 凭借其结构紧凑、效率高、功率密度大等优势, 广泛应用于新能源汽车、船舶推进、航空航天等领域。然而, 传统 PMSM 控制系统依赖机械位置传感器实现高精度控制, 这不仅增加系统成本, 还因传感器易受环境干扰而限制其应用场景。采用无位置传感器控制算法替代物理传感器, 可有效克服上述缺陷, 拓展电机在复杂工况下的适应能力。本文结合扩张状态观测器 (Extended State Observer, ESO)、模型参考自适应系统 (Model Reference Adaptive System, MRAS) 算法与自抗扰控制器 (Active Disturbance Rejection Controller, ADRC), 针对内置式永磁同步电机 (Interior Permanent Magnet Synchronous Motor, IPMSM) 开展无位置传感器控制研究, 具体工作内容如下:

第一, 基于 IPMSM 数学模型及矢量控制系统构建基于双闭环控制的 IPMSM 矢量控制体系和无感控制模型, 并通过仿真验证其基础性能。在此模型基础上, 提出基于改进型非线性扩张状态观测器 (Improved Nonlinear ESO, INLESO) 的无感控制策略。针对传统线性 ESO (LESO) 与非线性 ESO (NLESO) 在收敛速度上的不足, 融合二者在不同区间的优势构建 INLESO, 并通过 Popov 稳定性理论证明其稳定性。该策略优化了观测器动态特性, 降低了相位滞后, 同时提升收敛速度, 增强 IPMSM 宽转速范围运行及强负载扰动下的稳定性。采用模型补偿法重构扩展反电动势 (Extended Back-EMF, EEMF) 模型以简化凸极效应处理, 同时结合欧拉倍角公式改进正交锁相环 (Enhanced PLL, EPLL) 结构, 实现高速动态下转子位置/转速的高精度提取。仿真表明, INLESO 较传统 LESO 在宽速域与强干扰工况下具有更优的鲁棒性与动态响应。

第二, 针对电机参数时变特性对转矩、转速估计的影响, 建立速度-电流单环控制模型以简化系统结构。将 INLESO 集成到三阶 ADRC, 通过扩张状态观测实现匹配/不匹配扰动的动态补偿。引入 MRAS 算法, 实时辨识电感 (L_d, L_q) 与永磁体磁链 (ψ_f) 参数。基于辨识结果动态修正电磁转矩计算值, 并对参考转矩扰动实时补偿。最后将 MRAS 嵌入到 ADRC 中形成观测器估计与参数辨识的双重保障

体系。在搭建的 ADRC 控制系统模型上进行仿真实验，结果表明所提出的转矩补偿策略有效提升了输出转矩平稳性及转子位置估计的动态精度。

第三，在一台以 DSP-TMS320F28335 为控制核心的 400W 小型 IPMSM 实验平台上对上述算法进行无感控制实物验证。实验数据表明，所提出的控制方法显著提升了无位置传感器系统的稳态精度与动态响应特性，转子位置估计具有更高的精度。

关键词：内置式永磁同步电机，扩张状态观测器，模型参考自适应，Popov 稳定性，无感控制

RESEARCH ON SENSORLESS CONTROL OF INTERIOR PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR

ABSTRACT

Permanent magnet synchronous motor (PMSM) is widely used in new energy vehicles, marine propulsion, aerospace and other fields due to its compact structure, high efficiency, high power density and other advantages. However, the traditional PMSM control system relies on the mechanical position sensor to realize high-precision control, which not only increases the system cost, but also limits its application scenarios because the sensor is vulnerable to environmental interference. The physical sensor can be replaced by the position-free sensor control algorithm, which can effectively overcome the above defects and expand the adaptability of the motor under complex working conditions. This paper combines Extended State Observer (ESO), Model Reference Adaptive System (MRAS) algorithm and Automatic Disturbance Rejection Controller (ADRC) to carry out research on sensorless control for interior permanent magnet synchronous motor (IPMSM). The specific work contents are as follows:

Firstly, based on the mathematical model of IPMSM and vector control system, the IPMSM vector control system and the non-inductive control model based on double closed-loop control are established, and the basic performance is verified through simulation. Based on this model, a sensorless control strategy based on improved nonlinear extended state observer (INLESO) is proposed. Aiming at the shortcomings of traditional linear ESO (LESO) and nonlinear ESO (NLESO) in convergence speed, the advantages of the two in different intervals are combined to construct INLESO, and its stability is proved by Popov stability theory. The strategy optimizes the dynamic characteristics of the observer, reduces the phase lag, improves the convergence speed,

and enhances the stability of IPMSM under wide speed range and strong load disturbance. The extended back EMF (EEMF) model is reconstructed by model compensation method to simplify the treatment of salient effect. At the same time, the enhanced PLL (EPLL) structure is improved by combining Euler angle doubling formula to achieve high-precision extraction of rotor position/speed under high-speed dynamic conditions. Simulation results show that INLESO has better robustness and dynamic response than traditional LESO in wide speed range and strong interference conditions.

Secondly, aiming at the influence of time-varying characteristics of motor parameters on torque and speed estimation, a speed current single loop control model is established to simplify the system structure. The INLESO is integrated into the third-order ADRC, and the dynamic compensation of matching/mismatching disturbance is realized through the expansion state observation. The model reference adaptive system (MRAS) algorithm is introduced to identify the parameters of inductance (L_d , L_q) and permanent magnet flux linkage (ψ_f) in real time. Based on the identification results, the calculated value of electromagnetic torque is dynamically modified, and the reference torque disturbance is compensated in real time. Finally, MRAS is embedded into ADRC to form a dual guarantee system of observer estimation and parameter identification. The simulation results on the built ADRC control system model show that the proposed torque compensation strategy effectively improves the stability of output torque and the dynamic accuracy of rotor position estimation.

Thirdly, the above algorithm is verified on a 400W small IPMSM experimental platform with dsp-tms320f28335 as the control core. The experimental data show that the proposed control method significantly improves the steady-state accuracy and dynamic response characteristics of the sensorless system, and the rotor position estimation has higher accuracy.

Tengfei Lin (Control science and Engineering)

Supervised by Bingyou Liu

Keywords: Interior permanent magnet synchronous motor, expanded state observer, model reference adaptive, Popov stability, sensorless control

目录

第 1 章 绪论.....	1
1.1 研究背景及研究意义.....	1
1.2 国内外研究现状.....	4
1.2.1 中高速区间的无位置传感器控制技术.....	5
1.2.2 低速区间的无位置传感器控制技术.....	6
1.3 主要理论简介.....	8
1.3.1 自抗扰控制.....	8
1.3.2 模型参考自适应原理.....	10
1.3.3 Popov 绝对稳定性和 Popov 超稳定性	12
1.4 论文内容结构.....	14
第 2 章 内置式永磁同步电机数学模型及无感矢量控制.....	17
2.1 内置式永磁同步电机的结构与特点.....	17
2.2 内置式永磁同步电机的数学模型与控制框架.....	18
2.2.1 三相静止坐标系数学模型.....	18
2.2.2 Clarke 变换与两相静止坐标系	20
2.2.3 Park 变换与同步旋转坐标系	22
2.2.4 永磁同步电机矢量控制基本原理.....	23
2.2.5 永磁同步电机矢量控制器设计.....	24
2.3 基于滑模观测器的无感控制系统.....	28
2.3.1 滑模观测器设计.....	28
2.3.2 转子位置速度获取.....	30
2.3.3 永磁同步电机矢量无感控制系统仿真.....	31
2.4 本章小结.....	33
第 3 章 基于改进扩张状态观测器的 IPMSM 无感控制.....	35
3.1 传统扩张状态观测器的改进.....	35
3.1.1 传统扩张状态观测器的不足.....	35
3.1.2 传统扩张状态观测器的改进.....	36

3.1.3 改进扩张状态观测器的收敛性分析.....	38
3.2 基于改进扩张状态观测器的反电动势观测.....	41
3.2.1 基于改进扩张状态观测器的反电动势观测器.....	41
3.2.2 基于改进锁相环的转子位置信息估计.....	43
3.3 仿真验证与分析.....	47
3.3.1 仿真模型搭建.....	47
3.3.2 仿真结果分析.....	47
3.4 本章小结.....	50
第 4 章 基于 MRAS 参数辨识的单环自抗扰控制器设计	51
4.1 速度-电流单环自抗扰控制器设计	51
4.1.1 构建速度-电流单环数学模型	51
4.1.2 设计三阶自抗扰控制器.....	52
4.2 MRAS 参数辨识系统	53
4.2.1 参数识别分析.....	54
4.2.2 MRAS 参考模型的构建	55
4.2.3 自适应律设计.....	56
4.3 基于 MRAS 参数辨识的单环自抗扰控制器仿真	59
4.3.1 仿真模型搭建.....	59
4.3.2 仿真结果分析.....	61
4.4 本章小节.....	64
第 5 章 内置式无位置传感器控制系统实验.....	65
5.1 无感控制系统的硬件介绍.....	65
5.1.1 控制系统总体结构.....	65
5.1.2 MCU 控制芯片	65
5.1.3 主要电路构成.....	66
5.2 无感控制系统的软件设计.....	68
5.3 实验结果及分析.....	70
5.4 本章小结.....	73
第 6 章 总结与展望.....	74

6.1 总结.....	74
6.2 展望.....	74
参考文献.....	76
攻读硕士期间发表的学术成果.....	83
致谢.....	84

第1章 绪论

1.1 研究背景及研究意义

在全球能源结构与生态环境协同转型的关键时期，人类社会正加速推进从化石能源依赖型向清洁能源主导型的系统性变革。自工业革命以来，化石能源的过度开发已引发三重生态危机：气候变暖、大气污染与生态系统退化。国际能源署研究显示，交通运输领域贡献了全球近 1/4 的能源相关碳排放，其中传统内燃机车辆排放的氮氧化物与 PM2.5 构成城市雾霾的主要污染源。在此背景下，中国作为《巴黎协定》缔约方，率先提出“双碳”战略目标——2030 年实现碳达峰、2060 年达成碳中和，并将新能源汽车产业列为战略性发展领域^[1]。这场能源革命不仅重构了全球汽车产业链格局，更推动了以永磁同步电机（Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM）为核心的电驱动技术创新浪潮^[2]。

PMSM 的技术崛起源于其独特的物理特性，核心结构由定子、转子和永磁体三部分构成，是一种基于永磁体励磁的高效电机，其机械结构如图 1-1 所示。

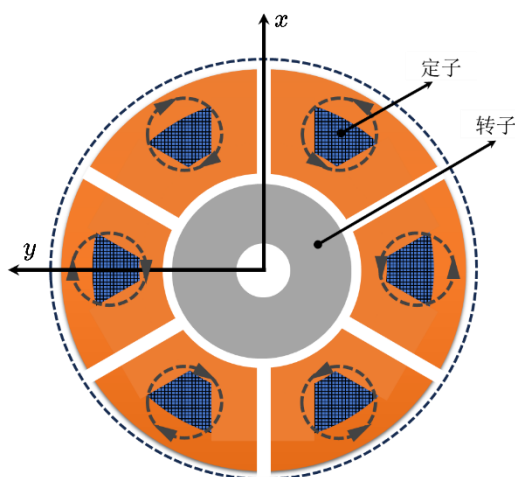


图 1-1 PMSM 机械结构

PMSM 的技术优势主要来源于其独特的电磁结构设计。其工作原理是定子通过三相绕组构建旋转磁场，转子则采用高能永磁体实现无源磁极同步，这种双激励解耦架构彻底摒弃了传统电机的电刷-换向器机械接触结构，在机电能量转换方面带来了诸多优势^[2-4]：

（1）高效率。PMSM 具备极高的能量转换效率。由于采用稀土永磁体来生

成转子磁场，避免了励磁电流所造成的铜损，使整体能效突破 97%。与异步电机相比，其功率密度提高了 30%至 40%，大幅提升了电机的性能表现。

(2) 高性能。PMSM 表现出卓越的动力特性。其转矩-惯量比远优于传统电机，特别适用于新能源汽车等需要频繁启停、对动态响应要求极高的应用场景。例如，特斯拉 Model 3 所搭载的驱动电机通过优化永磁体排列和定子绕组设计，不仅实现了 258kW 的峰值功率，而且整机重量仅 52kg，功率密度高达 4.96kW/kg，成为行业的标杆性产品。

(3) 维护成本低。PMSM 的维护成本相对较低。由于其转子无需绕组，同时不含换向器和电刷等易损部件，因此大幅降低了设备的故障率和维护需求，使其在长期运行中的经济性更为突出。

更为关键的是，我国作为全球稀土储量第一大国（占比约 37%），已形成从钕铁硼永磁材料冶炼到磁体加工的全产业链布局。包头稀土研究院开发的低重稀土扩散技术，使永磁体耐高温性能提升至 220℃，为电机在极端工况下的稳定运行提供了材料保障。这些技术突破使 PMSM 不仅主导了新能源汽车市场，更在风电、轨道交通、工业伺服等领域展现出强大的技术辐射效应。

然而，PMSM 的高效运行高度依赖精确的转子位置检测。传统控制系统中，霍尔传感器、旋转变压器等位置检测装置如同电机的“感官神经”，实时反馈转子空间角度以实现磁场定向控制（Field-Oriented Control, FOC）。这种基于物理传感器的解决方案虽已成熟，但在实际应用中逐渐暴露出以下系统性缺陷：

(1) 经济性：高精度旋转变压器的采购成本可达电机本体的 15%-20%，对于年产百万台的新能源汽车企业而言，仅此单项每年就将增加数亿元成本。

(2) 可靠性：传感器在湿热、油污、电磁干扰等复杂工况下的失效案例屡见不鲜。更值得关注的是，随着 800V 高压平台、SiC 功率模块等新技术的应用，电机工作温度可突破 150℃，远超传统传感器的耐受极限。

(3) 实用性：在航空航天等特殊领域，传感器的体积重量直接影响系统推重比，美国 NASA 在火星探测器驱动系统中就曾因空间限制被迫采用无感控制方案。

正是这些现实痛点的倒逼，使得无位置传感器控制技术成为突破 PMSM 应用瓶颈的关键。无感控制技术的工程化应用正在重塑新能源汽车产业链的价值分

布：

(1) 成本控制：去除位置传感器可直接降低单台电机 200-500 元的物料成本，对于年产 50 万辆的整车企业意味着每年 1-2.5 亿元的成本优化空间。更深远的影响在于，传感器及其配套线束的消除使电机结构更紧凑，特斯拉在 Model Y 电驱系统中通过集成化设计将电机轴向长度缩短 15%，为电池包扩容创造了空间条件。

(2) 可靠性提升：蔚来汽车在 ET7 车型中采用的无感控制方案，使电机系统在 -40°C 至 180°C 温域内保持稳定运行，显著增强了高寒、沙漠等极端环境下的适应性。

(3) 技术演进：无感控制正推动电驱动系统向“软件定义”方向转型——通过 OTA 升级优化观测器参数已成为行业新趋势，博世公司最新一代电机控制器已实现算法参数的动态自适应调整，使同一硬件平台可适配不同车型的个性化需求。

这场技术变革的战略价值已超越企业层面的成本优化，上升为国家高端装备竞争力的重要支点。欧美日等汽车强国正加速布局无感控制核心专利，德国博世、日本电装的专利壁垒已覆盖高频注入、磁链观测等关键技术。我国虽然在稀土永磁材料领域具有资源优势，但在高端电机控制系统领域仍存在“卡脖子”风险。2021 年工信部发布的《电机能效提升计划》明确提出要攻克无位置传感器控制等关键技术，中车时代电气、精进电动等企业已实现滑模观测器技术的量产应用。无感控制技术的溢出效应正在显现：其在航空电机、精密机床等领域的迁移应用，使我国高端装备的自主化进程获得新的技术杠杆。例如，航天科技集团基于无感控制开发的卫星飞轮电机，成功实现微弧度级的角度控制精度，为深空探测任务提供了关键技术支持。

站在能源革命与科技革命的交汇点，PMSM 无感控制技术的发展已进入深水区。当前研究前沿正沿着三个维度纵深推进：其一，多物理场耦合建模技术，通过建立电磁-热-机械应力耦合模型提升参数辨识精度；其二，智能复合观测器设计，将卡尔曼滤波与神经网络相结合以应对突变负载等非线性工况；其三，全工况域无缝切换策略，实现零速至高速范围内估计方法的平滑过渡。

这些技术的突破不仅将推动新能源汽车向更高效率、更高可靠性演进，更可

能催生轮毂电机、轴向磁通电机等新型拓扑结构的工程化应用。从更宏大的历史视角审视，无感控制技术的成熟正在消解物理传感器对人类认知的局限，它象征着智能时代“软件替代硬件”的技术哲学，也预示着第四次工业革命中“虚实融合”的终极图景。当 PMSM 的旋转磁场与数字世界的算法深度交融，人类驾驭电磁能量的方式将迎来新的范式革命，这场静默发生在电机控制芯片中的技术进化，终将转化为驱动绿色文明车轮向前的磅礴力量。

1.2 国内外研究现状

PMSM 无位置传感器控制技术的演进历程始于 20 世纪 80 年代对电机数学模型的探索。1983 年，Gallwitz B 开创性地将卡尔曼滤波器与同步电机数学模型结合，首次实现了基于端电压/电流测量值的转速与角度推算^[5]。这项奠基性研究虽构建了无感控制的理论框架，但其依赖反电动势的物理特性导致低速工况下存在检测盲区。1994 年，Jansen P L 提出的高频信号注入法成功破解了低速位置检测难题，但该方法需要电机具备显著磁极特性这一特定条件^[6]。经过三十余年的迭代发展，现代转子位置估计技术已形成两大技术阵营，其分类依据如图 1-2 所示的速度域适用特征：

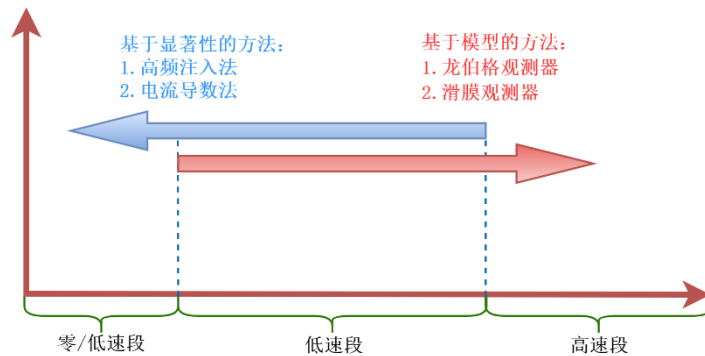


图 1-2 PMSM 无感控制分界

当前主流的无传感器控制方法可分为两类：基于高频注入法（High-Frequency Injection, HFI）的方法和基于电机模型的反电动势估计法。其中，高频注入技术适用于电机零速或低速运行状态，通过向定子注入高频信号并检测电感变化来识别转子位置。基于模型的无传感器控制方法无需额外激励信号，主要适用于中高速运行工况。

1.2.1 中高速区间的无位置传感器控制技术

在永磁同步电机无位置传感控制领域,基于数学模型的状态观测技术具有的非侵入特性,在中高速运行区间展现出特殊的优势。该技术体系的核心在于建立电机电磁特性的精确数学表征,其中扩展电动势(Extended Electromotive Force, EEMF)模型^[7]与主动磁链(Active Flux, AF)模型(该模型在文献^[8]中被称为“扩展转子磁链”模型,在文献^[9]中定义为“等效电动势”模型)是构成了位置估计模型的两大理论支柱。EEMF 模型通过引入虚拟电动势项,将转子永磁体磁链与凸极效应产生的磁阻转矩统一表征为转速相关函数,其本质是通过坐标变换将非线性时变系统解耦为线性时不变系统。然而这种建模方式存在固有缺陷——当转速降低至额定值 30%以下时,扩展电动势幅值与转速的线性正相关特性导致其有效信号质量严重下降,此时位置观测误差呈现指数型增长,严重制约了低速域的控制精度。AF 模型是 Boldea I 等人针对内置式永磁电机(Interior Permanent Magnet Synchronous Motor, IPMSM)特有的双轴磁路不对称特性所提出的采用磁链重构策略实现系统降维的方法,该模型通过定义等效全磁链概念,将 $d-q$ 轴交叉耦合项吸收进磁链积分项中,从而在数学层面将凸极电机转化为等效隐极系统^[10-11]。这种理论重构的巧妙之处在于,通过引入定子磁链的时间积分运算,使位置观测方程摆脱对转子凸极率的直接依赖。但工程实践中暴露的积分器病态问题不容忽视——电流传感器的直流偏置误差在积分过程中被无限累积,导致磁链估计值产生渐进式偏离^[12];同时,电机初始位置的不确定性使积分器初值设定成为多维非线性优化问题。

针对 EEMF 与 AF 模型的位置信息提取需求,业界已发展出多种观测器架构:线性观测器^[13-16]、滑模观测器(Sliding Mode Observer, SMO)^{[3],[17-22]}及卡尔曼滤波(Kalman Filter, KF)^[23-26]等典型方案。其中, Luenberger 型线性观测器虽结构简洁,但受限于 PMSM 强非线性耦合特性,其估计精度与系统稳定性难以保障。此外,线性观测器的增益设计依赖极点配置技术,未充分考虑系统不确定性及外部噪声干扰。相较而言,扩展卡尔曼滤波(Extended Kalman Filter, EKF)^[26]等 KF 类方法通过实时计算观测器增益矩阵,实现模型置信度与测量精度的动态平衡,展现出良好的鲁棒性和抗干扰能力,但协方差矩阵的高计算负荷及参数整定复杂度制约了工程应用。

目前，SMO 凭借其结构简洁、鲁棒性强等优势，已成为模型法无位置传感器控制的主流方案。该非线性观测器采用滑模变结构替代传统线性控制回路，通过预设“开关”或“正负”双模态工作状态，使系统仅依赖收敛变量实现状态切换，对滑模通道参数摄动具有天然不敏感性^[27-29]。这种兼具强鲁棒性与实现简便性的特点，使 SMO 技术在工业驱动领域获得广泛应用。

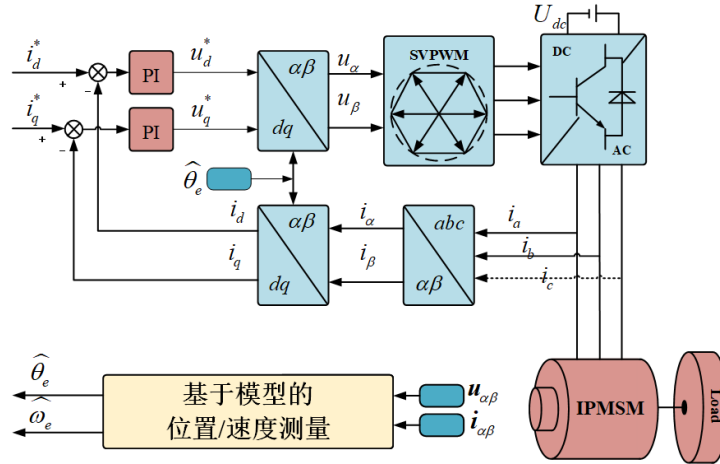


图 1-3 基于模型法的无位置传感器控制原理框图



图 1-4 位置/速度观测过程

1.2.2 低速区间的无位置传感器控制技术

在永磁同步电机低速运行场景中，基于反电动势模型的无位置传感器控制技术难以实现有效的转子位置观测^[30]。当转速较低时，反电动势幅值通常与逆变器死区效应引发的电压畸变处于同一量级，导致有效信号完全湮没在噪声背景中。这种信噪比恶化现象的本质源于反电动势与转速的线性正比关系，使得低速状态下电磁感应的位置信息载体近乎消失。更严峻的是，电机参数的温度漂移与磁饱和效应会进一步扭曲数学模型，造成位置观测器的渐进失准。

针对这一工程难题，高频注入法开创性地将位置检测转化为主动探测过程^[31-36]。其物理基础在于永磁转子铁芯的磁导率空间调制效应——当高频交变磁场作用于转子时，PMSM 磁阻展现出空间各向异性。这种磁路各向异性会调制注入

信号的传播路径，使定子电流响应中携带转子位置的特征谐波。通过设计特定频谱的探测信号并解调电流中的调制分量，即可重构出转子的位置信息。该方法的原理如图 1-5 所示，通过检测高频响应信号中的磁饱和特征来提取转子位置信息。

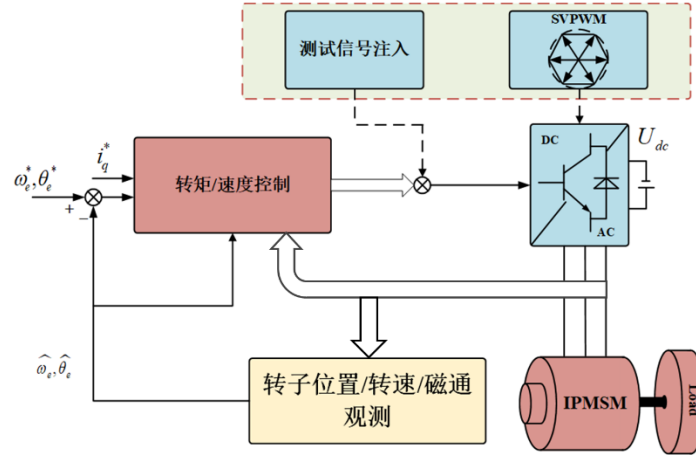


图 1-5 高频注入原理

在无位置传感控制技术的发展历程中，基于在线磁阻测量的间接磁场定向控制（Indirect Field-Oriented Control, INFORM）方法标志着高频注入技术的首次工程化突破^[37-41]。该方法的理论创新在于将三相定子绕组转化为动态探针阵列——通过分时向各相绕组注入具有严格时序关系的探测脉冲构建离散化的空间磁场扫描机制。其核心算法通过测量各相电流在脉冲作用下的微分响应 ($\Delta i_a, \Delta i_b, \Delta i_c$)，建立电流增量矢量与转子磁极方位的空间映射关系，最终通过矢量合成运算解算出位置。但该方法存在双重局限性：其一，位置解算精度对注入电压的幅值与相位参数高度敏感；其二，由于电压注入序列执行与矢量控制过程分时进行，导致位置信息获取呈现离散特性，这种间歇性工作模式会显著降低控制系统的动态响应性能^[37]。

为增强系统对电压注入误差的耐受性并实现连续位置跟踪，学界提出将高频信号注入过程与矢量控制同步执行的改进方案，即典型的高频连续注入技术^[37]。根据激励信号特征，这类无位置传感器控制策略可分为三类：高频旋转正弦注入法、高频脉振正弦注入法及高频脉振方波注入法^{[42]-[45]}。其中，高频旋转正弦注入作为初始方案因在定子坐标系施加激励，易引发附加转矩脉动问题^[46]。为抑制转矩扰动，基于观测坐标系设计的脉振注入技术应运而生——脉振正弦注入法凭借对电机凸极率适应性强的优势，已广泛应用于工业变频调速领域；而近年提出

的脉振方波注入法则展现出更优的动态响应特性，在高速高精度控制场景中具有显著优势。但这种方法也存在明显缺陷——高频信号的引入会导致电流谐波和额外噪声，影响系统运行平稳性；同时，其位置估计精度高度依赖电机转子的磁极凸极特性。文献^[47]系统分析了高频注入法在 PMSM 中的适用边界与局限性。为满足电机在全速度范围内的稳定运行要求，工程实践中普遍采用将高频信号注入技术与反电动势估计算法相结合的混合观测方案。这种复合式观测器的设计关键在于如何妥善处理不同速度区间的观测方法切换问题，特别是在中速过渡区域直接影响整个观测系统的性能表现^[48]。

1.3 主要理论简介

本文主要涉及的理论主要有自抗扰控制、李雅普诺夫稳定性、Popov 绝对稳定性、Popov 超稳定性等理论方法；为便于论文阐述，将所涉及的相关理论内容在此做出简要介绍。

1.3.1 自抗扰控制

在单输入单输出系统的控制领域，针对具有非线性时变特性且受未知干扰的受控对象，其动态特性可表征为包含高阶微分项的非线性微分方程：

$$\begin{cases} \frac{d^n x}{dt^n} = f(x, \frac{dx}{dt}, \dots, \frac{d^{n-1}}{dt^{n-1}} x, t) + d + bu \\ y = x \end{cases} \quad (1-1)$$

其中， $x, \frac{dx}{dt}, \dots, \frac{d^{n-1}}{dt^{n-1}} x$ 分别表示对象的状态及其各阶微分， $f(x, \frac{dx}{dt}, \dots, \frac{d^{n-1}}{dt^{n-1}} x, t)$ 表示被控系统复杂的非线性耦合动态(简记为 $f(\cdot)$)， d 表示外界未知集总扰动， u 和 y 分别表示系统控制输入和实际输出， b 是输入增益。

经典控制理论体系虽然建立了基于输入输出信号的状态重构理论框架，其核心假设在于系统动态特性可被精确参数化。然而工程实践中普遍存在的双重不确定性——既包含由环境干扰、负载波动等构成的外部扰动项 $d(t)$ ，也涉及系统本征参数漂移、未建模动态特性等内部不确定性——使得理论模型与实际对象间必然存在本质化差异。这种模型失配现象在传统状态观测器的设计中尤为突出，因为其实现精度直接依赖于对系统微分阶次、非线性结构以及控制增益系数 b 的精确标定。



图 1-6 中 b_0 是 b 的估计值, 可以根据控制需要适当调整。将不确定的动态和外部扰动看作系统的总扰动信息 $f(\cdot) + d + (b - b_0)u$, 并将其当作系统的一个特殊的状态变量 x_{n+1} , 构造对应的观测器:

$$\left\{ \begin{array}{l} e = z_1 - y \\ \frac{dz_1}{dt} = z_2 - \beta_1 \varphi_1(e) \\ \frac{dz_2}{dt} = z_3 - \beta_2 \varphi_2(e) \\ \vdots \\ \frac{dz_n}{dt} = z_{n+1} + b_0 u - \beta_n \varphi_n(e) \\ \frac{dz_{n+1}}{dt} = -\beta_{n+1} \varphi_{n+1}(e) \end{array} \right. \quad (1-2)$$

其中, $z_i(t)(i = 1, 2, \dots, n+1)$ 分别表示状态 $x_i(t)(i = 1, 2, \dots, n)$ 及总扰动 $x_{n+1} = f(\cdot) + d + (b - b_0)u$ 的估计值, $\beta_i(i = 1, 2, \dots, n+1)$ 为可调增益, 构造合适的函

数 $\varphi_i(e)(i = 1, 2, \dots, n + 1)$ 可以使 $\lim_{t \rightarrow \infty} z_i(t) = x_i(t), i = 1, \dots, n + 1$, 以获得系统的状态变量和总扰动。通过 ESO 获取的扩张状态 $z_{n+1}(t)$ 经过扰动补偿 $u = \frac{u_0 - z_{n+1}(t)}{b_0}$ 作用于被控系统, 抵消总扰动, 使系统等效为积分器串联型

$$\begin{cases} \frac{d^n x}{dt^n} \approx \frac{b}{b_0} u_0(t) \\ y = x(t) \end{cases} \quad (1-3)$$

其中, u_0 是通过 ESO 获取到的其他系统信息 $\{z_i(t), i = 1, \dots, n\}$ 经状态误差反馈控制律产生初步控制信号。 u_0 的设计相对比较灵活, 可以根据系统设计合适的控制律。若根据高志强提出的环路整形思想设计线性组合形式 $u_0 = k_n(r(t) - z_1(t)) + \sum_{i=0}^{n-1} k_i z_i(t)$, 可进一步把系统改造为无零点线性系统

$$\begin{cases} \frac{d^n x}{dt^n} = \sum_{i=0}^{n-1} k_i \frac{d^i x}{dt^i}(t) + k_n r(t) \\ y = x(t) \end{cases} \quad (1-4)$$

$$G(s) = \frac{k_n}{s^n - k_{n-1}s^{n-1} - \dots - k_1s - k_0} \quad (1-5)$$

通过选取合适的参数 $\{k_i, i = 0, \dots, n\}$ 可以配置闭环系统极点, 使系统稳定。进一步, 如果极点设置均为负实数, 系统响应将几乎没有超调量, 并且在满足系统性能指标的同时可以避免使用跟踪微分器 (Tracking Differentiator, TD) 带来的相位滞后。

这种扰动主动估计策略的工程价值体现在两个层面: 在理论层面, 它成功解耦了控制设计对精确数学模型的依赖关系, 为处理非线性时变系统提供了统一的方法论框架; 在应用层面, 其参数整定过程仅涉及少数可调增益系数, 显著降低了算法移植的复杂度。更为重要的是, 通过实时扰动估计与补偿的协同作用, 控制系统获得了应对突发干扰的自适应能力, 这种特性在机电伺服系统、飞行器控制等强扰动场景中展现出独特的工程优势。这种控制范式的革新, 本质上是通过信息处理方式的转变, 将传统方法中的被动抗扰转化为主动消扰, 开辟了复杂系统控制的新途径。

1.3.2 模型参考自适应原理

在现代控制工程实践中，面对永磁同步电机这类具有参数敏感性和时变特性的复杂被控对象，模型参考自适应系统（Model Reference Adaptive System, MRAS）展现出了独特的理论价值。该方法的创新性在于构建了双重模型动态博弈机制，通过设立理想化的参考模型作为动态基准，同步创建具备参数可调特性的虚拟模型，形成具有自校正功能的双回路辨识架构（系统结构如图 1-7），具有结构简洁、动态响应快等优势^[49]。

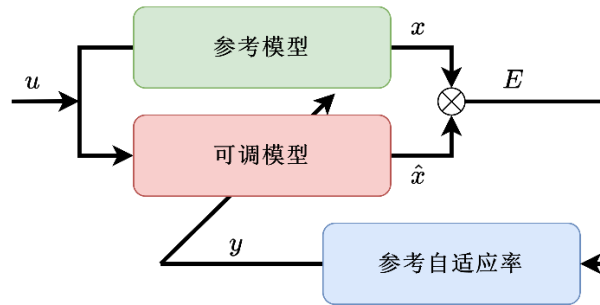


图 1-7 MRAS 的一般结构

图中 u 为控制器的外部输入， $x, \hat{x}$ 为参考模型和可调模型输出的状态矢量，自适应律的输出 y 即为辨识的参数。这种结构设计的精妙之处在于将参数辨识问题转化为模型跟踪控制问题，开创了非线性系统参数估计的新范式。

其运行机理呈现出鲜明的对比学习特征，参考模型作为动态行为的标准，采用确定性微分方程描述理想工况下的系统响应；可调模型则通过嵌入待辨识参数矩阵，形成具有柔性结构的虚拟系统。通过实时捕获两模型在反电动势、磁链等关键物理量上的偏差，该算法将参数辨识过程转化为动态优化过程。系统采用基于李雅普诺夫稳定性理论或超稳定性理论设计自适应律，不仅确保参数调整过程的全局渐近稳定性，更在数学层面证明了误差的收敛性。

这种双模型协同进化的控制架构在工程实现层面展现出诸多优势：

- （1）通过将复杂非线性系统的参数辨识问题进行降维处理，显著降低了在线计算的资源消耗；
- （2）动态参数修正机制使系统具备应对温度漂移、磁饱和等时变因素的实时调节能力；
- （3）其模块化设计理念允许工程师根据具体工况灵活选择观测变量，极大提升了算法在各类电机驱动场景中的适用性。

应用 MRAS 估计电机参数的关键在于自适应律的选择，当系统进入稳态工

作阶段时，参数估计值将无限逼近真实物理参数，这种收敛特性将直接影响着辨识系统的稳定性，是高精度转矩控制提的关键。本文将以下来要介绍的 Popov 超稳定性理论为基础进行自适应律设计。

1.3.3 Popov 绝对稳定性和 Popov 超稳定性

在控制工程领域，一类由线性动态前向通路与非线性反馈回路复合构成的系统尤为典型。这类具有特殊拓扑结构的非线性系统被称作 Lure 系统，此类系统结构如图 1-8 所示。Lure 系统的本质特征体现在独特的动态结构特性：前向通路由线性状态空间方程主导，形成具有确定传递函数的主通道；而反馈通道则通过非线性函数对输出信号进行变换，形成具有记忆特性的反馈机制。

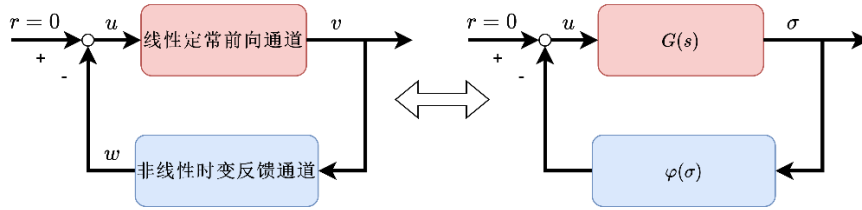


图 1-8 Lure 系统一般结构

Lure 系统的状态变化过程可使用具有记忆特性的微分方程描述：

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{b}u \\ \dot{\xi} = u \\ \sigma = \mathbf{c}^T \mathbf{x} + \rho \xi \\ u = -\varphi(\sigma) \end{cases} \quad (1-6)$$

其中， $\mathbf{x}$ 是系统状态向量， $\mathbf{A}$ 为系统矩阵， $\mathbf{b}$ 为输入向量， $\mathbf{c}^T$ 为输出向量， ρ 为前馈标量， σ 为输出， ξ 为输入， u 为中间变量， $\varphi(\cdot)$ 为非线性函数。相当于输入 $r = 0$ 时的自治系统，研究此类系统稳定性方法的主要采用 Popov 稳定性理论。

从数学的角度考察，系统状态向量 $\mathbf{x}$ 在由矩阵 $\mathbf{A}$ 定义的线性流形上动态演化，其轨迹同时受到输入向量 $\mathbf{b}$ 与非线性反馈量 $\varphi(\cdot)$ 的共同驱动。其中，前向通道的标量增益 ρ 与反馈通道的非线性函数 $\varphi(\cdot)$ 共同构成系统的双重调节机制，前者控制对线性通路输入信号 ξ 的放大特性，后者则通过非线性映射关系改变系统的能量分布。值得注意的是，当外部激励 $r = 0$ 为零输入时，系统呈现出典型的自治特性，分析此类系统通常使用 Popov 稳定性理论。

(1) Popov 绝对稳定性

在非线性控制系统稳定性分析领域，扇形条件是一个重要的数学工具，其本质是通过构建非线性函数的增益边界约束，为绝对稳定性判定提供量化标准。这种几何化描述方法对非线性动态的形成包络性约束，将非线性特性限制在由斜率参数界定的扇形区域内。具体而言，当非线性函数 $y = \varphi(t, u)$ 的输入输出关系对所有 (t, u) 满足

$$pu^2 \leq u\varphi(t, u) \leq qu^2, p, q \in \mathbf{R}, p \leq q. \quad (1-7)$$

此时，其动态特性被限定在由直线 $y = pu$ 与 $y = qu$ 构成的扇形区域内，记作 $\varphi(t, u) \in F[p, q]$ 。

针对 Lure 型系统(1-6)的稳定性分析，扇形条件的引入实现了非线性特性与线性动态的解耦分析：当非线性函数满足扇形条件时，则该系统具有：

I.绝对稳定性：当且仅当对于满足该扇形条件的所有非线性函数，系统的原点（平衡点）在任何初始状态下均能实现全局一致渐近稳定（即系统状态随时间无限趋近于原点）。

II.有限域渐近稳定性：若原点的渐近稳定性仅存在于系统状态的某个有限区域内（非全局范围），则称系统在此扇形条件下具有有限域渐近稳定性。

在绝对稳定性理论的发展历程中，传统代数判据常因推导复杂、应用条件苛刻而难以工程实用化。1961 年，罗马尼亚学者 Popov 提出的圆判据（Circle Criterion）开创性地将稳定性分析引入频率域，其通过系统传递函数的 Nyquist 图与特定圆形区域的几何关系判断稳定性，显著提升了判据的直观性与操作性。这一突破不仅统一了多类非线性系统的稳定性分析方法，更为后续频率域判据的发展奠定了基础。

然而，经典圆判据在系统线性通道存在虚轴极点或零点时面临理论失效，这种局限性源于频域轨迹在这些临界点附近的奇异特性。中国学者李杰提出的拓展圆判据通过重构稳定性边界条件^[50]，成功解决了零极点共存的复杂场景下的判据适用性问题，将圆判据的应用范围扩展到更广泛的工程系统类别。

引理 1.1（拓展圆判据）假设 Lure 系统(1-6)的线性动力学的系统矩阵 A 除了在原点有 n 个特征值外，在虚轴上没有特征值，且没有具有正实部的特征值，非线性动力学 $\varphi(t, u)$ 属于扇形区域 $F[0, k]$ 。该 Lure 系统全局渐近稳定的两个充分条件是：

- I. 当 ω 从 0^- 移动到 0^+ 时, $G(j\omega)$ 的图形在复平面附近顺时针旋转 p 半圆;
- II. $G(j\omega)$ 的奈奎斯特图位于 $\text{Re}(s) = -\frac{1}{k}$ 定义的垂直线右侧。

(2) Popov 超稳定性理论

在自适应控制系统理论中, Popov 超稳定性理论为解决非线性时变系统的稳定性问题提供了严格的数学工具。该理论框架由 Popov 于 1964 年提出, 将复杂系统(如 MRAS)分解为线性前向通道与非线性反馈通道的级联结构^[51-52], 因此可视为特殊的 Lure 系统(如图 1-8 所示), 其核心在于构建满足特定频域条件的能量耗散关系, 从而确保闭环系统的全局渐近稳定性。这种分析方法与经典 Lyapunov 稳定性理论形成互补, 特别适用于包含参数不确定性的模型参考自适应系统设计^[53]。

在图 1-8 所示系统中, 当输入 $r = 0$ 时, u 和 w 互为相反数, 即 $w = -u$, 此时线性通道的状态空间描述表示为:

$$\begin{cases} \frac{d\mathbf{x}}{dt} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}u = \mathbf{A}\mathbf{x} - \mathbf{B}w \\ y = \mathbf{C}\mathbf{x} + \mathbf{D}u = \mathbf{C}\mathbf{x} - \mathbf{D}w \end{cases} \quad (1-8)$$

其中, $\mathbf{x}$ 为状态变量, u 为系统输入, $\mathbf{A}, \mathbf{B}, \mathbf{C}, \mathbf{D}$ 为系数矩阵, 其中 $(\mathbf{A}, \mathbf{B})$ 可控, $(\mathbf{C}, \mathbf{D})$ 可观。该通道的传递函数对应为:

$$G(s) = \mathbf{C}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{B} \quad (1-9)$$

而反馈通道的状态空间描述为:

$$w = \varphi(v, t_0, t). \quad (1-10)$$

Popov 超稳定理论表明: 使用 Popov 超稳定性理论设计 MRAS 时, 要使图 1-8 所示系统是 Popov 超稳定的, 则反馈通路的非线性函数需要满足 Popov 积分不等式:

$$\eta(0, t) = \int_0^t \mathbf{v}^T \mathbf{w} d\tau \geq -\varepsilon^2, \forall t \geq 0, \varepsilon > 0 \quad (1-11)$$

同时, 前向通道线性系统传递函数严格正定^[54], 保证系统误差稳定地渐进收敛于零。

1.4 论文内容结构

本文以 IPMSM 为研究对象，以反电动势模型的方法为理论基础，研究基于改进扩张状态观测器的反电动势观测器无感控制方案。在双闭环控制策略基础上，研究 ESO 获取转子位置信息，ADRC 的 IPMSM 无位置传感器控制，结合 MRAS 的电机参数识别算法，在电机参数变动时，计算出电磁转矩并对转矩进行补偿，同时辨识的参数也可用于提高 ADRC 控制器的干扰抑制能力，保证 IPMSM 在复杂工况下的无感控制性能。本文的行文框架如图 1-9 所示：

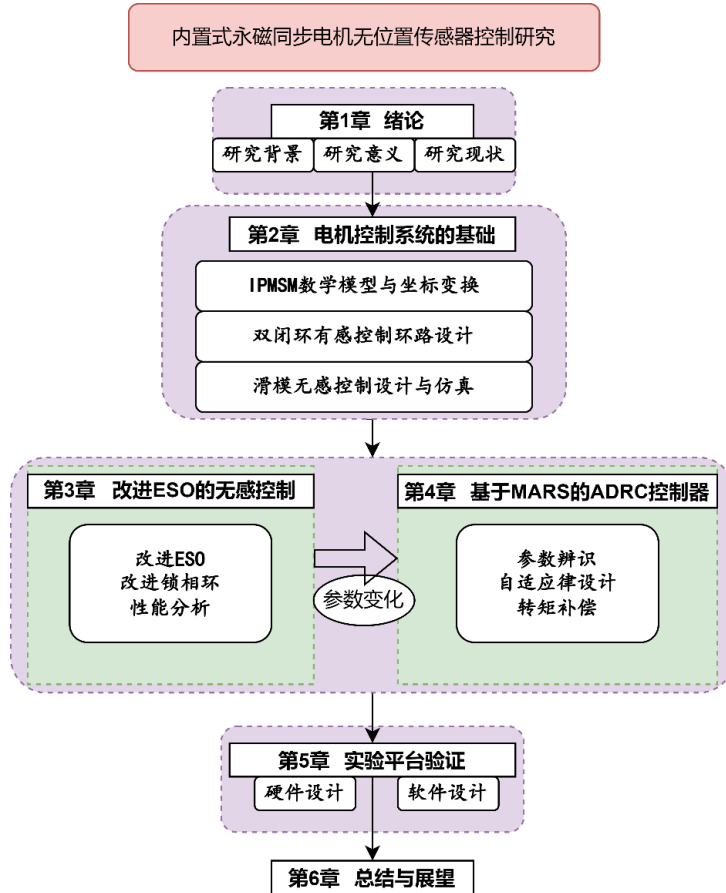


图 1-9 论文的总体框架

第一章，系统阐述 PMSM 无位置传感器控制技术的研究背景与工程价值，重点分析传统物理传感器在新能源汽车等应用场景中的技术瓶颈。基于现有文献梳理无感控制算法的分类体系，从高频注入法到模型观测法的技术演进路径展开论述，对比分析各类控制策略的适用场景与核心缺陷。最后明确本文研究目标，提出融合改进观测器设计与参数辨识技术的复合控制方案创新思路。

第二章，针对 IPMSM 分析其拓扑结构与电磁特性。通过坐标变换理论建立 $\alpha - \beta$ 静止坐标系与 $d - q$ 旋转坐标系下的动态数学模型，阐明 FOC 的物理基础。针对双闭环矢量控制系统，采用频域分析法设计电流环与速度环控制器参数，提

出基于带宽优化的调节器配置策略。搭建滑模观测器基础仿真模型，通过阶跃响应与动态负载实验验证控制环路与观测器协同工作的可行性，为后续算法优化奠定实验基础。

第三章，针对传统 ESO 在动态响应与稳态精度间的矛盾，提出融合线性与非线性特性的复合观测器架构。通过权函数设计构造绝对光滑的非线性误差补偿机制，实现小误差区域高精度与大误差区域快速收敛的协同优化。基于 Popov 超稳定性理论完成改进非线性扩张状态观测器（Improved Nonlinear Extended State Observer, INLESO）的全局稳定性证明，揭示增益参数与收敛特性的定量关系。为解决电机双向调速需求，推导基于欧拉倍角公式的正交锁相环结构，突破传统锁相环单向速度观测限制。在 Simulink 平台构建 INLESO 与新型锁相环的联合仿真模型，通过转速突变与负载扰动实验验证位置估计精度提升效果。

第四章，针对电机参数时变特性对无感控制的影响，建立速度-电流单环控制模型以简化系统结构。设计基于 INLESO 的三阶 ADRC，对转矩扰动和不确定系统模型部分进行初步估计和补偿。构建基于 MRAS 的在线参数辨识系统，实时修正直交轴电感与磁链参数，建立电磁转矩误差补偿机制。最终形成观测器估计与参数辨识的双重保障体系，通过多工况仿真验证控制策略在参数摄动下的鲁棒性。

第五章，搭建 IPMSM 无位置传感器控制的实验平台，采用以 DSP 系列微处理器为核心的控制板，基于模型设计（MBD）的方式在 Simulink 完成软件设计，利用代码生成技术将基于 MRAS 参数辨识的 ADRC 控制结合 INLESO 的无感控制模型在 Simulink 中实现。

第六章，总结全文在观测器改进、锁相环优化与复合控制策略方面的创新成果，量化仿真与实验中的性能提升指标。指出当前研究在高速弱磁区控制精度、多参数耦合辨识等方面的技术局限，提出基于深度学习的状态估计、多时间尺度协同控制等未来研究方向。

第2章 内置式永磁同步电机数学模型及无感矢量控制

无传感器算法的研究基于 IPMSM 矢量控制系统。通过建立精确的数学模型，揭示电机控制原理，为无传感器策略的开发提供理论支持。本章首先分析 IPMSM 结构特点，通过电机参数与控制变量的数学关系，构建了包含数学建模、控制解耦和闭环参数设计的分析框架，结合理论推导与工程验证，为后续观测器开发和策略优化奠定基础。基于 IPMSM 电磁特性，建立三相静止坐标系下的动态模型，利用 Clarke-Park 变换实现 $d-q$ 轴电流解耦控制。采用直轴电流为零的双闭环矢量控制架构，系统整定电流环和速度环 PI 参数，并结合滑模观测器构建无传感器控制系统，为后续模型验证和实验对比提供基础。最后通过仿真实验评估系统的速度跟踪精度、抗干扰能力和观测器有效性。

2.1 内置式永磁同步电机的结构与特点

永磁体的安装方式对电机的磁阻转矩有显著影响。根据磁体放置和磁路设计，PMSM 主要分为凸极和非凸极类型，分别以内置式永磁同步电机（IPMSM）和表贴式永磁同步电机（SPMSM）为代表，二者结构如图 2-1 所示。在 IPMSM 中，磁体嵌入转子芯中，由于直轴磁路包含永磁体材料，其直轴磁阻超过交轴磁阻，导致直轴电感低于交轴电感，从而产生明显的凸极效应。SPMSM 在转子表面安装弧形磁铁，由于磁体的磁导率接近真空，其直轴和交轴电感几乎相等。

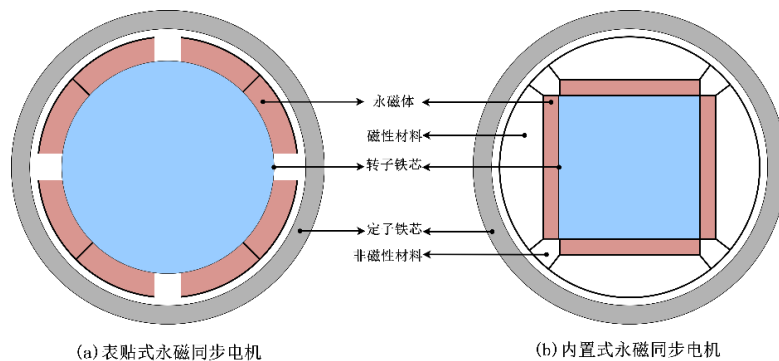


图 2-1 PMSM 的分类

内置永磁体的转子结构设计为 IPMSM 带来了多重物理特性优化。这种独特的构造方式不仅增强了转子的机械承载能力，使其在高速旋转时能有效抵御离心应力作用，更重要的是通过合理布置永磁体方位，形成了具有显著凸极效应的磁

场分布特征，其直轴与交轴电感参数的显著差异不仅拓宽了恒功率运行范围，还为实现高效、高速、稳定的弱磁控制提供了物理基础^[55-56]。这种非对称磁路设计在电磁场作用下会产生可观的磁阻转矩分量，该分量与传统永磁转矩的矢量叠加效应，通过优化磁场定向控制策略，系统可在 1.5 倍额定转速以上仍保持稳定的转矩输出特性。此外，IPMSM 显著的凸极性使其能够通过特定的观测器方案进行精确的转子位置估计。特别是在低速区域，显著的直轴交轴电感差异提高了观测信号的信噪比和系统鲁棒性。

2.2 内置式永磁同步电机的数学模型与控制框架

作为一个具有多变量、强非线性和高耦合特性的受控系统^[57]，IPMSM 在运行期间定/转子磁场相对位置的动态变化加强了系统耦合，显著增加了 IPMSM 的控制难度。在确保系统核心控制功能正常实现的基础上，为简化分析模型提出以下基本假设条件^[58-60]：

- (1) 电机铁芯材料的磁化特性始终处于线性工作区，不考虑磁通密度达到临界值后出现的饱和现象；
- (2) 忽略由交变磁场引起的导体内部涡流损耗以及铁磁材料磁畴转向所产生的磁滞损耗；
- (3) 忽略温度漂移与频率变化对绕组电阻的影响；
- (4) 假设绕组反电动势呈现理想三相对称正弦波形，忽略空间谐波分量。

以上假设条件有效地简化了电机数学模型复杂度，在保证工程计算效率的同时，能够保证实际应用场景下的必要精度，因而在行业实践中获得普遍采用。

2.2.1 三相静止坐标系数学模型

基于上述假设条件，推导 IPMSM 在三相静止坐标系（ $A-B-C$ 坐标系）下的数学模型。如图 2-2 所示电机物理模型及空间坐标系示意，三相绕组轴线 OA 、 OB 、 OC 呈 120° 电气角对称分布，其中 OA 轴线水平布置，构成空间三相静止参考系。

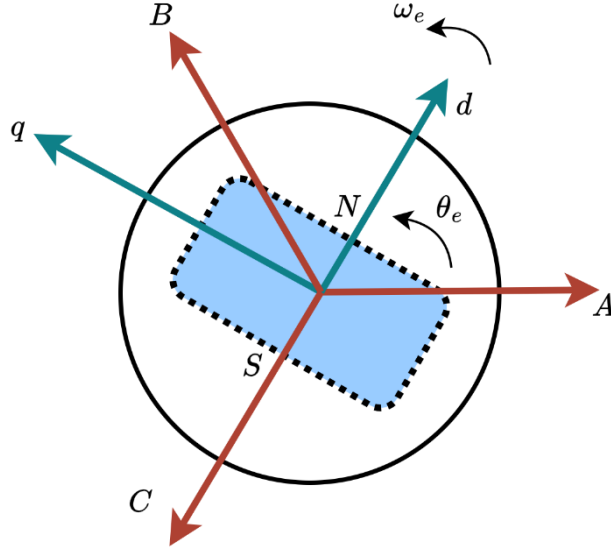


图 2-2 IPMSM 三相空间坐标系示意图

根据 IPMSM 的电磁特性，推导其在 $A-B-C$ 坐标系下的定子电压方程为：

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

式中， u_A, u_B, u_C 和 i_A, i_B, i_C 分别表示三相绕组的相电压和相电流， ψ_A, ψ_B, ψ_C 表示三相定子绕组磁链， R_s 表示相电阻。对应的磁链方程为：

$$\begin{bmatrix} \psi_A \\ \psi_B \\ \psi_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_A & M_{AB} & M_{AC} \\ M_{BA} & L_B & M_{BC} \\ M_{CA} & M_{CB} & L_C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + \psi_f \begin{bmatrix} \cos \theta_e \\ \cos(\theta_e - \frac{2}{3}\pi) \\ \cos(\theta_e + \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} \quad (2-2)$$

其中，

$$\begin{aligned} L_A &= L_1 + L_2 \cos 2\theta_e & M_{AB} &= M_{BA} = -M_1 + M_2 \cos 2\left(\theta_e + \frac{2}{3}\pi\right) \\ L_B &= L_1 + L_2 \cos 2\left(\theta_e - \frac{2}{3}\pi\right) & M_{BC} &= M_{CB} = -M_1 + M_2 \cos(2\theta_e) \\ L_C &= L_1 + L_2 \cos 2\left(\theta_e + \frac{2}{3}\pi\right) & M_{CA} &= M_{AC} = -M_1 + M_2 \cos 2\left(\theta_e - \frac{2}{3}\pi\right) \end{aligned}$$

在磁链方程(2-2)中， L_A, L_B, L_C 分别表示 A, B, C 三相定子绕组自感系数， $\{M_{XY} | X, Y \in \{A, B, C\}\}$ 分别表示 A, B, C 三相定子绕组相间互感系数， ψ_f 表示永磁体产生的励磁磁链。其中自感系数由基波分量与二次谐波分量叠加构成： L_1, M_1 分

别表示自感系数和互感系数的基波平均值, L_2, M_2 分别表示由转子位置引起的二次谐波幅值, θ_e 表示转子电角度位置, 其周期性变化导致电感参数呈现空间谐波特性。

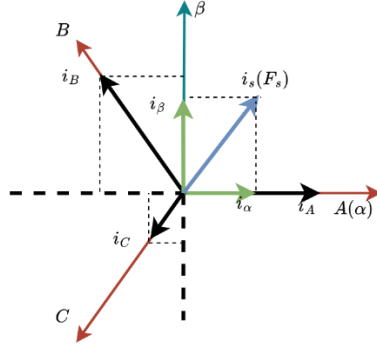
进一步, 可推导出 IPMSM 的电磁转矩方程和运动方程:

$$\begin{cases} \text{转矩方程: } T_e = n_p \psi_f \begin{bmatrix} \sin \theta & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \\ \text{运动方程: } \frac{d\omega_m}{dt} = \frac{n_p}{J} (T_e - B\omega_m - T_L) \end{cases} \quad (2-3)$$

式中, T_e 表示电磁转矩, n_p 表示电机的极对数, ω_m 表示电机转动时的机械角速度, J 表示电机的转动惯量, B 表示电机的摩擦系数, T_L 表示电机的负载转矩。

2.2.2 Clarke 变换与两相静止坐标系

式(2-1)和(2-2)虽然建立了 IPMSM 在 A-B-C 三相静止坐标系下的基础数学模型, 但该模型仍存在多变量强耦合的复杂性, 难以直接用于控制系统设计。为实现电机状态量的解耦分析与控制, 需通过坐标变换将模型转换至正交两相静止坐标系 ($\alpha - \beta$ 坐标系)。这一转换过程采用 Clarke 变换 (3s/2s 变换) 实现, 其核心原理是通过矢量投影将三相空间对称分布的电气量映射至正交二维坐标系, 实现控制变量的维度压缩与解耦重构。如图 2-3 所示, 在 Clarke 变换框架下, 原 A-B-C 坐标系表征定子三相绕组沿圆周 120° 对称分布的空间结构, 而 $\alpha - \beta$ 坐标系则由相互正交的 α 轴与 β 轴构成: 其中 α 轴与 A 相绕组轴线完全重合, β 轴沿逆时针方向超前 α 轴 90° 电角度。通过该数学映射, 不仅消除了三相绕组间的自然耦合效应, 更将原有三相正弦量简化为两相正交变量, 显著降低了后续磁场定向控制与观测器设计的复杂度。这种坐标系重构为 IPMSM 矢量控制奠定了关键的数学基础。


 图 2-3 ABC 坐标系和 $\alpha\beta$ 坐标系

Clarke 变换及其逆变换的数学表达式定义为：

$$T_{clarke} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}, T_{clarke}^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (2-4)$$

式中采用 $\frac{2}{3}$ 标么化系数是为了确保变换前后矢量幅值不变。通过联立式(2-1)和 Clarke 变换公式，可推导出 IPMSM 中的电信号矢量在 $\alpha - \beta$ 坐标系下的数学模型：

$$T_{clarke} \begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{bmatrix} = T_{clarke} \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left(T_{clarke} \begin{bmatrix} \psi_A \\ \psi_B \\ \psi_C \end{bmatrix} \right) \quad (2-5)$$

对上式进行整理可得：

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & \omega_e(L_d - L_q) \\ -\omega_e(L_d - L_q) & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_d \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = ((L_d - L_q)(\omega_e i_d - \dot{i}_q) + \omega_e \psi_f) \begin{bmatrix} -\sin\theta_e \\ \cos\theta_e \end{bmatrix} \end{cases} \quad (2-6)$$

式中， u_α, u_β 分别表示 $\alpha - \beta$ 坐标系下的定子电压， i_α, i_β 分别表示 $\alpha - \beta$ 坐标系下的定子电流。

同理，结合式(2-2)和 Clarke 变换可得 IPMSM 中的磁链在 $\alpha - \beta$ 坐标系下的数学模型：

$$\begin{bmatrix} \psi_\alpha \\ \psi_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d + (L_q - L_d)\sin^2\theta & (L_q - L_d)\sin\theta\cos\theta \\ (L_d - L_q)\sin\theta\cos\theta & L_q + (L_q - L_d)\cos^2\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \psi_f \begin{bmatrix} \cos\theta \\ \sin\theta \end{bmatrix} \quad (2-7)$$

其中, ψ_α, ψ_β 分别表示 $\alpha - \beta$ 坐标系下的定子磁链, L_d, L_q 为 $d - q$ 坐标系下的等效励磁电感。此时, 电磁转矩方程可表示为:

$$T_e = \frac{3}{2} n_p (\psi_\alpha i_\alpha - \psi_\beta i_\beta) \quad (2-8)$$

2.2.3 Park 变换与同步旋转坐标系

虽然 Clarke 变换实现了 IPMSM 数学模型的初步解耦, 但在电机旋转工况下, 静止坐标系中的电压、电流变量仍表现为时变正弦量, 这对实时控制构成挑战。为此需进一步采用 Park 变换 (2s/2r 变换), 将静止 $\alpha - \beta$ 坐标系转换至与转子同步旋转的 $d - q$ 坐标系, 通过动态坐标映射实现系统方程的线性化重构。如图 2-4 所示, 旋转坐标系由直轴 (d 轴) 和交轴 (q 轴) 构成: d 轴严格对齐永磁体磁极轴线 (N-S 极中心线), q 轴沿旋转方向超前 d 轴 90° 电角度。其中 θ_e 表征 d 轴与 α 轴间的实时电角度偏移量, i_s 为定子电流空间矢量。Park 变换通过动态追踪转子位置 θ_e , 将原本时变的交流量转换为稳态直流量, 从根本上解决了时变系统控制难题, 大幅简化了电流环控制器设计与观测器实现的复杂度。

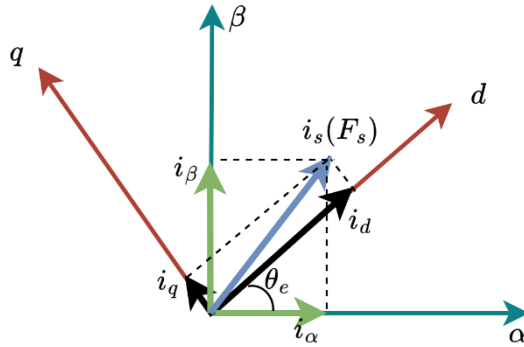


图 2-4 $\alpha\beta$ 坐标系和 dq 坐标系的关系

Park 变换及其逆变换的表达式定义为:

$$T_{Park} = \begin{bmatrix} \cos \theta_e & \sin \theta_e \\ -\sin \theta_e & \cos \theta_e \end{bmatrix}, \quad T_{Park}^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta_e & -\sin \theta_e \\ \sin \theta_e & \cos \theta_e \end{bmatrix} \quad (2-9)$$

通过结合式(2-6)和 Park 变换矩阵, 可推导出 $d - q$ 旋转坐标系下的电压方程:

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_s & -\omega_e L_q \\ \omega_e L_d & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_e \psi_f \end{bmatrix} \quad (2-10)$$

其中, u_d, u_q 分别为 $d - q$ 坐标系下的直交轴电压分量, i_d, i_q 分别为对应的直交轴

电流分量。同理，将式(2-7)磁链方程进行 Park 变换可得：

$$\begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_f \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2-11)$$

此时，电磁转矩方程可表示为：

$$\begin{aligned} T_e &= \frac{3}{2} n_p (\psi_d i_q - \psi_q i_d) \\ &= \frac{3}{2} n_p i_q [\psi_f + (L_d - L_q) i_d] \end{aligned} \quad (2-12)$$

由式(2-12)知，电磁转矩由永磁转矩分量（ $\frac{3}{2} n_p i_q \psi_f$ ）和磁阻转矩分量（ $\frac{3}{2} n_p (L_d - L_q) i_d i_q$ ）构成。对于 IPMSM 而言，因为 $L_d < L_q$ 的特殊磁路结构，两类转矩分量可协同作用，从而提升系统运行效率。

2.2.4 永磁同步电机矢量控制基本原理

基于定子电流矢量在励磁分量与转矩分量的解耦分配策略，IPMSM 可适配不同工况需求，衍生出最大转矩电流比控制、弱磁控制、单位功率因数控制及直轴电流零控制（ $i_d = 0$ ）等多种控制策略。采用 $i_d = 0$ 控制时，电磁转矩方程简化为式(2-13)所示线性表达式，

$$T_e = \frac{3}{2} n_p \psi_f i_q \quad (2-13)$$

其转矩输出与交轴电流 i_q 呈严格正比例关系，具有控制结构简洁、动态响应优良的特点。矢量控制的具体控制流程如图 2-5 所示：通过电流传感器采集定子三相电流（或基于两相电流重构三相量），经 Clarke-Park 坐标变换获取旋转坐标系下的 i_d 、 i_q 分量；转速外环通过 PI 调节器生成转矩电流参考值 i_q^* ；电流内环依据误差信号计算 $d-q$ 轴电压指令，经 Park 逆变换转换为 $\alpha-\beta$ 坐标系电压矢量；最后通过 SVPWM 算法生成逆变器功率器件的驱动信号，形成闭环控制系统。该架构通过多环协同控制，确保电机转速精准跟踪给定指令，实现高性能调速控制。

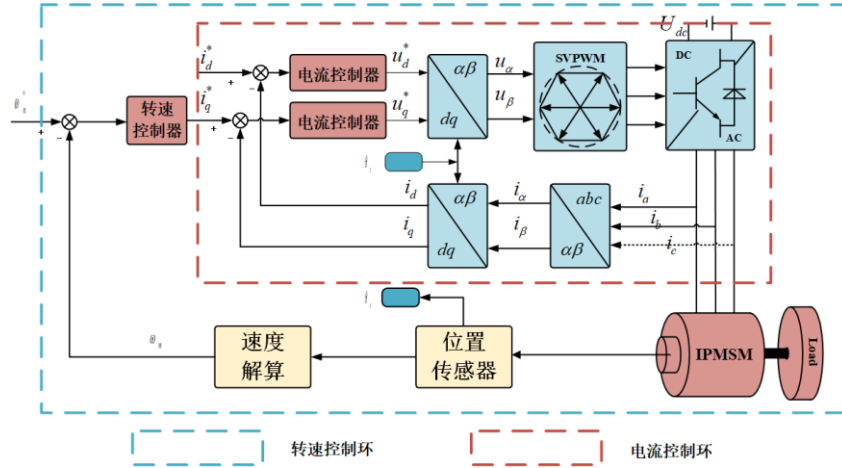


图 2-5 IPMSM 有感控制框图

2.2.5 永磁同步电机矢量控制器设计

比例-积分（Proportional-Integral, PI）控制器作为经典闭环控制的核心调节装置，凭借其结构简洁、参数整定便捷及稳态无静差等优势，在永磁同步电机矢量控制系统中占据主导地位。尽管滑模控制、模糊控制等现代控制策略在理论层面展现独特优势，但工程实践中 PI 控制器仍因其优良的动态响应特性和工程易用性被广泛采用，本文亦基于此开展控制系统设计。

针对双闭环控制系统构建，工程实践中普遍采用电流调节器作为内环核心、转速控制器作为外环扩展的层级化设计方法。然而，根据式(2-10)的数学模型分析可知， $d-q$ 坐标系下的电压平衡方程包含三项关键要素：由电感参数差异引发的轴间耦合分量 $-\omega_e L_q i_q$ 、 $\omega_e L_d i_d$ ，以及永磁体产生的旋转电动势项 $\omega_e \psi_f$ 。随着转速提升，特别是进入弱磁扩速区间时，耦合分量幅值随 ω_e 呈线性增长，而旋转电动势项更呈现二次方关系上升。传统 PI 调节器虽然在稳态条件下能通过积分环节消除稳态误差，但在遭遇转速阶跃变化（如突加减速载操作）时，急剧变化的电角速度会引发系统极点漂移。此时控制器的固定零点配置难以实时匹配变化的极点分布，造成电流跟踪出现相位滞后和幅值波动。为增强电流环在暂态工况下的抗干扰能力，本节采用前馈解耦控制策略对 $d-q$ 轴电流进行解耦控制，确保系统在宽转速范围内均能快速跟踪指令信号，显著提升了电流环的动态品质与鲁棒性。解耦控制框图如图 2-6 所示。

在完成前馈解耦控制后，定子电压方程可以简化为：

$$\begin{bmatrix} u_{d0} \\ u_{q0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (2-14)$$

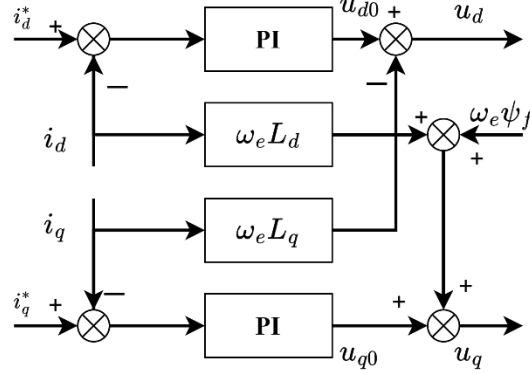


图 2-6 电流环解耦控制

在电流环设计层面，其响应特性可通过一阶惯性模型进行等效。基于此特性，以直轴电流环的 PI 调节器参数优化为例，图 2-7 表示经过等效简化的控制系统架构。

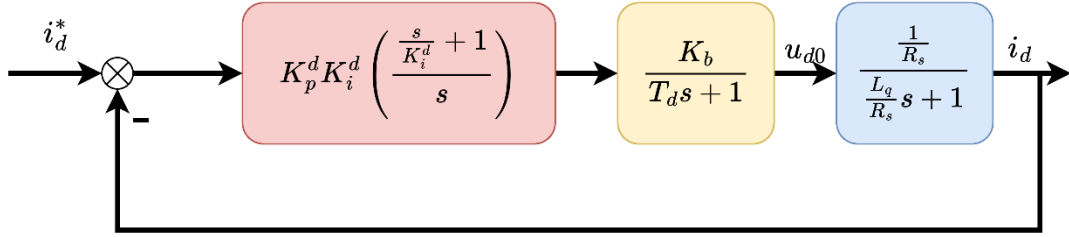


图 2-7 电流环控制框图

其中 T_d 作为等效一阶惯性环节时间常数综合表征了 PWM 信号更新滞后和电流采样滤波环节的累积延时效应，功率变换单元的等效增益系数 K_b 由逆变器直流侧电压 u_{dc} 与空间矢量调制算法的归一化处理共同决定，其物理表达式为 $K_b = \frac{u_{dc}}{\sqrt{3}}$ ，这种处理方式使调制信号的标幺值严格约束在 $[-1, 1]$ 区间，确保不同电压等级下的控制量标准化。这种建模方式将复杂的功率变换过程等效为线性增益环节，为电流环频域分析法整定 PI 参数提供了理论基础。

在电磁系统动态特性中，由于延时环节时间常数 T_d 远小于电机电磁时间常数，系统主导极点主要来源于电机电压方程的固有特性。通过合理配置 PI 调节器的零点位置（对应积分系数 K_i^d ）以抵消电机模型的极点，并利用比例系数 K_p^d 调整电流环开环穿越频率 ω_{cc} ，从而实现电流环带宽的精确整定。具体参数配置关系

如式(2-15)所示，其物理意义在于通过零点-极点对消策略将电流环动态特性简化为典型二阶系统。

$$\begin{cases} K_p^d = L_q \omega_{cc} / K_b \\ K_i^d = R_s / L_q \end{cases} \quad (2-15)$$

q 轴电流控制器结构与 d 轴一样，只是电感值不同。完成极点对消后， $d-q$ 轴电流环的开环传递函数可统一简化为式(2-16)所示的标准化形式，

$$G_{oc}(s) = \frac{\omega_{cc}}{s(T_d s + 1)} \quad (2-16)$$

进而推导出闭环传递函数如式(2-17)所示

$$G_{cc}(s) = \frac{\omega_{cc}}{T_d s^2 + s + \omega_{cc}} \quad (2-17)$$

对于带宽评估方法，工程实践中通常选取幅频响应曲线 $-3dB$ 衰减点对应的截止频率与相频曲线相位滞后 45° 对应的特征频率共同确定实际可用带宽，取二者中较小值作为系统动态性能的有效带宽指标。对于含有时滞环节的电流控制系统，相位衰减特性往往成为限制带宽的主要因素，故电流环带宽为

$$W_c = \sqrt{\frac{\omega_{cc}}{T_d}} (\sqrt{1 + \xi^2} - \xi) \quad (2-18)$$

其中， ξ 为阻尼系数。值得注意的是，在理想无延时条件下（ $T_d = 0$ ），开环穿越频率 ω_{cc} 与闭环带宽相等；而实际系统中 T_d 的存在将显著压缩系统带宽，制约动态响应速度^[61]。

在速度环设计层面，采用典型 II 型系统结构可有效平衡跟踪精度与抗扰性能。当电流内环完成参数整定后，其动态特性可降阶等效为一阶惯性环节。结合式(2-12)电磁转矩方程与式(2-13)机械运动方程，构建如图 2-8 所示的速度环控制结构。

该架构针对工程实际做出两项关键优化：其一，通过在转速给定通道增设与反馈通道同等截止频率（ ω_{LPF} ）的低通滤波器（LPF），实现前向通道与反馈通道的动态延迟匹配，继而将 LPF 等效移至前向通道以简化分析；其二，将负载转矩 T_L 建模为直流扰动输入量，以体现实际系统的负载扰动特性。

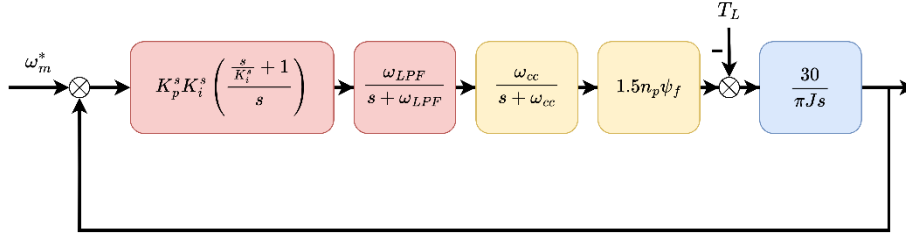


图 2-8 速度环控制框图

为便于控制器参数整定,采用小惯性环节近似处理原则对系统进行降阶简化:

$$\begin{cases} \frac{\omega_{LPF}}{s + \omega_{LPF}} \frac{\omega_{cc}}{s + \omega_{cc}} \approx \frac{\omega}{s + \omega} \\ \omega = \frac{1}{\frac{1}{\omega_{LPF}} + \frac{1}{\omega_{cc}}} \end{cases} \quad (2-19)$$

经系统降阶处理后,图 2-8 所示转速环控制架构可等效为典型 II 型系统,其开环传递函数表征为式(2-20)形式

$$G_{os} = K_p^s K_i^s \left(\frac{\frac{1}{K_i^s} s + 1}{s} \right) \frac{\omega}{s + \omega} \frac{3}{2} n_p \psi_f \frac{30}{\pi J s} \quad (2-20)$$

在参数设计过程中,通过合理配置速度环 PI 控制器的零点角频率(使其显著低于电流环极点角频率),确保系统开环幅频特性在中频段以-20dB/dec 斜率穿越 0dB 线,形成图 2-9 所示的典型 Bode 图。该中频段特性直接决定了系统动态性能的核心指标。

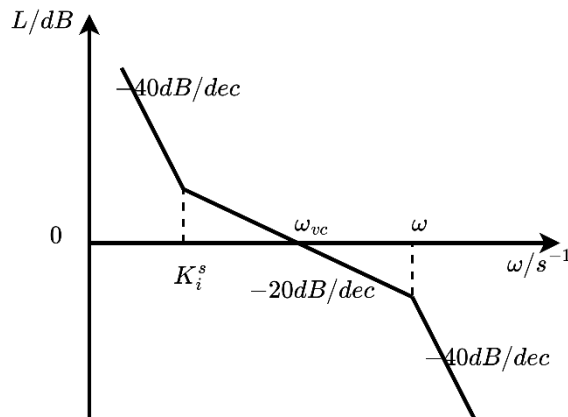


图 2-9 速度环开环幅频特性

根据经典控制理论,为获取最优动态品质,需使系统零极点关于开环截止频率对称分布,从而最大化相位裕度。基于最小闭环幅频峰值 M_r^{min} 准则进行参数

设计：

$$\begin{aligned} K_p^s &= \left(\frac{h+1}{2h} \right) \frac{\pi}{30} \frac{2}{3} \frac{J\omega}{n_p \psi_f} \\ K_i^s &= \frac{\omega}{h} \\ W_s &= \frac{h+1}{2h} \omega \end{aligned} \quad (2-21)$$

其中，中频宽 h 作为关键设计参数，其取值需在动态性能指标间进行权衡：增大 h 值可提升相位裕度、抑制超调量，但会延长调节时间；反之减小 h 值则能加快响应速度，但会加剧超调现象。工程实践中需结合具体应用场景对响应速度与稳定性的要求，通过仿真或实验手段选取最佳折衷值。这种基于频域特性的参数整定方法，为 IPMSM 速度环控制器设计提供了理论依据与工程实现路径。

2.3 基于滑模观测器的无感控制系统

2.3.1 滑模观测器设计

滑模观测器得益于其结构简洁、参数摄动不敏感及强抗扰特性，在工业驱动领域获得广泛应用。该观测器通过设计具有强鲁棒性的滑模面，迫使系统状态轨迹在有限时间内收敛至预设切换面，从而实现对反电动势或磁链的高精度跟踪，为复杂工况下的转子位置估计提供了可靠解决方案。

针对 IPMSM 凸极性导致的数学模型复杂性，传统 SPMSM 的反电势模型无法直接应用于无位置传感器控制。为此，学界提出通过数学重构构建等效扩展反电动势模型，其核心思想是将凸极效应引入反电势项，形成如式(2-22)所示的统一建模形式：

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & \omega_e(L_d - L_q) \\ -\omega_e(L_d - L_q) & L_d \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix}, \quad (2-22)$$

其中，

$$\begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (L_d - L_q) \left(\omega_e i_d - \frac{d}{dt} i_q \right) + \psi_f \omega_e \\ \psi_f \omega_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\sin\theta_e \\ \cos\theta_e \end{bmatrix}.$$

将上式整理成电流方程：

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & -\frac{\omega_e(L_d - L_q)}{L_d} \\ \frac{\omega_e(L_d - L_q)}{L_d} & -\frac{R_s}{L_d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} - \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix}. \quad (2-23)$$

为了得到 e_α 和 e_β ，设计滑模观测器为如下形式：

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha \\ \hat{i}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & -\frac{\omega_e(L_d - L_q)}{L_d} \\ \frac{\omega_e(L_d - L_q)}{L_d} & -\frac{R_s}{L_d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha \\ \hat{i}_\beta \end{bmatrix} + \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} - \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} \nu_\alpha \\ \nu_\beta \end{bmatrix}, \quad (2-24)$$

式中， $\hat{i}_\alpha, \hat{i}_\beta$ 表示 i_α, i_β 的观测值， ν_α, ν_β 是滑模观测器的控制输入，具体表示形式为

$$\begin{bmatrix} \nu_\alpha \\ \nu_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h \cdot \text{sign}(s_\alpha) \\ h \cdot \text{sign}(s_\beta) \end{bmatrix}, \quad (2-25)$$

其中， $s_\alpha = \hat{i}_\alpha - i_\alpha$ ， $s_\beta = \hat{i}_\beta - i_\beta$ 分别表示电流观测误差， $h > 0$ 为滑膜增益。

传统符号函数（sign 函数）虽能保证滑模运动存在性，但其非连续切换特性会引发高频抖振现象。这种抖振不仅增加逆变器开关损耗，还会通过电流环耦合至机械系统，导致转速波动与位置估计误差放大^[41]。为此，工程实践中常采用连续光滑的 sigmoid 函数替代符号函数 $F(s) = \frac{2}{1+e^{-as}} - 1$ 。该函数通过调节斜率系数 a 可实现平滑过渡特性，在保留滑模鲁棒性的同时有效抑制高频振荡。理论分析与实验验证表明，采用 sigmoid 函数的滑模观测器可使电流跟踪误差收敛至边界层内，同时降低反电动势提取过程中的谐波畸变率，显著提升位置观测精度。

通过将滑模观测器方程(2-24)与电机数学模型(2-23)作差，可建立观测器误差动态方程：

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} s_\alpha \\ s_\beta \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & -\frac{\omega_e(L_d - L_q)}{L_d} \\ \frac{\omega_e(L_d - L_q)}{L_d} & -\frac{R_s}{L_d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_\alpha \\ s_\beta \end{bmatrix} \\ &+ \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} e_\alpha - hF(s_\alpha) \\ e_\beta - hF(s_\beta) \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (2-26)$$

根据滑模变结构控制基本原理与式(2-21)所示数学模型，选取切换函数为

$$\mathbf{s} = [s_\alpha \ s_\beta]^T = \hat{\mathbf{i}}_s - \mathbf{i}_s, \quad (2-27)$$

式中, $\hat{\mathbf{i}}_s = [\hat{i}_\alpha, \hat{i}_\beta]^T$ 为估计定子电流值, $\mathbf{i}_s = [i_\alpha, i_\beta]^T$ 为实际定子电流值。选取切换面为

$$\mathbf{s} = \hat{\mathbf{i}}_s - \mathbf{i}_s = 0. \quad (2-28)$$

系统滑模运动存在且渐近稳定的充要条件为: $t \rightarrow \infty$ 时, $\mathbf{s}$ 趋于零, 并且满足 $s(\frac{ds}{dt}) < 0$ 。为此构造李雅普诺夫函数

$$V = \frac{1}{2} \mathbf{s}^T \mathbf{s}, \quad (2-29)$$

对 V 求导并结合式(2-27)可得稳定性条件:

$$\frac{d}{dt} V = \mathbf{s}^T \frac{d}{dt} \mathbf{s} < 0, \quad (2-30)$$

代入式(2-28)可得系统稳定的条件为

$$\begin{cases} h > \max\{\Gamma_{\alpha\beta}, \Gamma_{\beta\alpha}\} \\ \Gamma_{\alpha\beta} = -R_s |s_\alpha| + E_\alpha \text{sign}(s_\alpha) - \omega_e (L_d - L_q) s_\beta \text{sign}(s_\alpha) \\ \Gamma_{\beta\alpha} = -R_s |s_\beta| + E_\beta \text{sign}(s_\beta) + \omega_e (L_d - L_q) s_\alpha \text{sign}(s_\beta) \end{cases} \quad (2-31)$$

由式(2-29)可知, 当满足 h 充分大时, 系统将沿滑模面收敛, 此时观测误差趋于零, 等效控制原理成立。由式(2-26)可知, 当系统达到滑模面时, 有以下关系等效成立:

$$\begin{cases} e_\alpha \Leftrightarrow hF(s_\alpha) \\ e_\beta \Leftrightarrow hF(s_\beta) \end{cases} \quad (2-32)$$

2.3.2 转子位置速度获取

在滑模观测器稳定收敛的条件下, 可通过提取等效反电动势观测值 $\hat{e}_\alpha$ 和 $\hat{e}_\beta$, 并利用反正切函数初步解算转子位置:

$$\hat{\theta}_e = \arctan\left(-\frac{\hat{e}_\alpha}{\hat{e}_\beta}\right) \quad (2-33)$$

然而, 由于观测器高频切换引入的噪声干扰, 直接解算所得位置信号存在显著波动, 尤其在 $\hat{e}_\beta$ 过零点附近会引发严重的位置跳变误差。为此, 采用锁相环

（Phase-Locked Loop, PLL）技术提取转子位置，其结构如图 2-10 所示，该算法通过构造正交鉴相器与闭环调节机制，实现对转子位置的高精度跟踪。

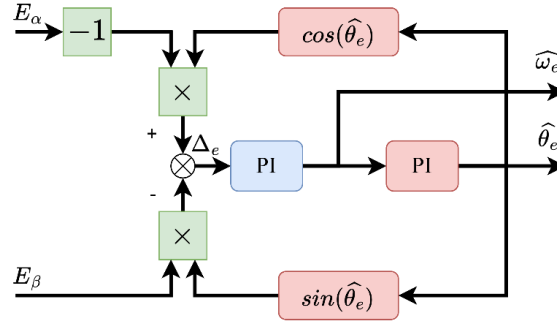


图 2-10 PLL 提取位置信息

PLL 的核心运算流程为：首先将反电动势观测量 $\hat{e}_\alpha$ 和 $\hat{e}_\beta$ ，经低通滤波后输入至正交鉴相器，生成位置误差信号：

$$\varepsilon_{smo} = [(L_d - L_q)(\omega_e i_d - i_q) + \omega_e \psi_f] \sin(\theta_1 - \hat{\theta}_1), \quad (2-34)$$

当位置误差比较小的时候，可利用小角度近似将误差信号简化为：

$$\varepsilon_{smo} \approx K(\theta_1 - \hat{\theta}_1) \quad (2-35)$$

其中， θ_1 和 $\hat{\theta}_1$ 分别表示表征实际与估计位置的低频分量， $K = (L_d - L_q)(\omega_e i_d - i_q) + \omega_e \psi_f$ 。

考虑到低通滤波器引入的相位滞后，还需对最终位置输出进行动态补偿：

$$\hat{\theta} = \hat{\theta}_1 + \arctan\left(\frac{\omega_e}{\omega_{LPF}}\right) \quad (2-36)$$

其中， $\hat{\theta}$ 为转子估计的电角度位置， ω_e 为实际电角速度，工程实现中可用 PLL 输出的估计值 $\omega_{\hat{e}}$ 代替。

2.3.3 永磁同步电机矢量无感控制系统仿真

根据以上分析与设计相关控制器和观测器，将设计 IPMSM 整体控制系统，其中电流环所设计的对象有三相逆变、检测反馈和电枢回路部分，其中需要考虑的有逆变器的延时因素，以及电流检测反馈的信号需要进行滤波处理，在进行双闭环控制系统设计时，为了验证所设计的系统能否达到设计要求，首先需要进行仿真分析，在 MATLAB/Simulink 中建立 IPMSM 控制系统，在 Simulink 中建立

仿真模型如图 2-11 所示。

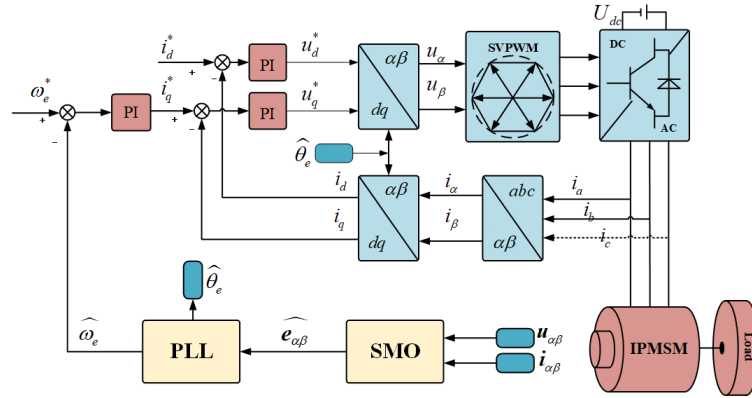


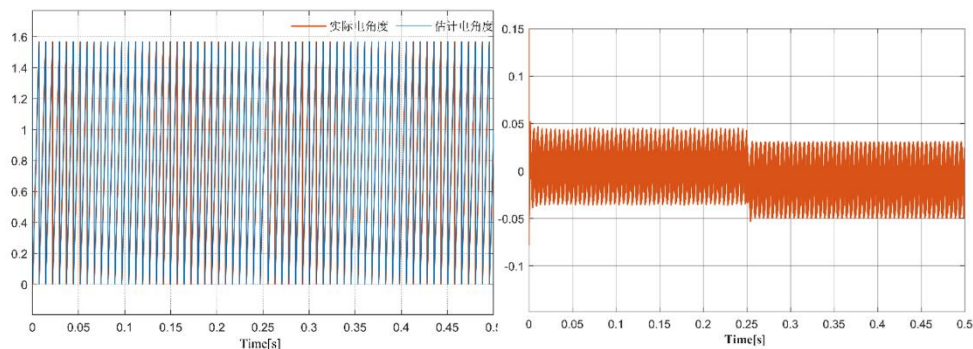
图 2-11 基于 SMO 和 PLL 的无感控制系统结构

在本文中仿真的电机参数与实际电机参数保持一致，本文所有仿真实验和实物实验都是基于一台 400W 的 IPMSM，电机的各项参数如表 2-1 所示：

表 2-1 电机各项参数

参数	符号	取值
极对数	n_p	4
相电阻	$R_s(\Omega)$	0.25
d 轴电感	$L_d(H)$	4×10^{-4}
q 轴电感	$L_q(H)$	6×10^{-4}
转子磁链	$\psi_f(Wb)$	0.037
转动惯量	$J(kg \cdot cm^2)$	3×10^{-4}
额定功率	$P_N(W)$	400
额定扭矩	$T_N(N \cdot m)$	1.27
额定电压	$V_N(V)$	48
额定电流	$I_N(A)$	12.5
额定转速	$\omega_N(rpm)$	3000

基于此，进行 IPMSM 无感控制，电机空载启动，给定一个 500rpm 的阶跃转速，在 0.25s 突加额定扭矩 50%的负载转矩。



(a) 角度观测结果

(b) 角度观测误差

图 2-12 角度观测效果

由图 2-12 和图 2-13 可以看出所搭建的系统具有良好的转子位置和速度估计能力,在施加负载前后位置估计误差均在 0.05rad 内;由图 2-14 可以看出 SMO 观测器可以正常观测反电动势,但存在明显的抖震现象。以上结果证明了结合 SMO、PLL 的双闭环无感控制系统的有效性,为后续进行理论创新和性能分析奠定了基础。

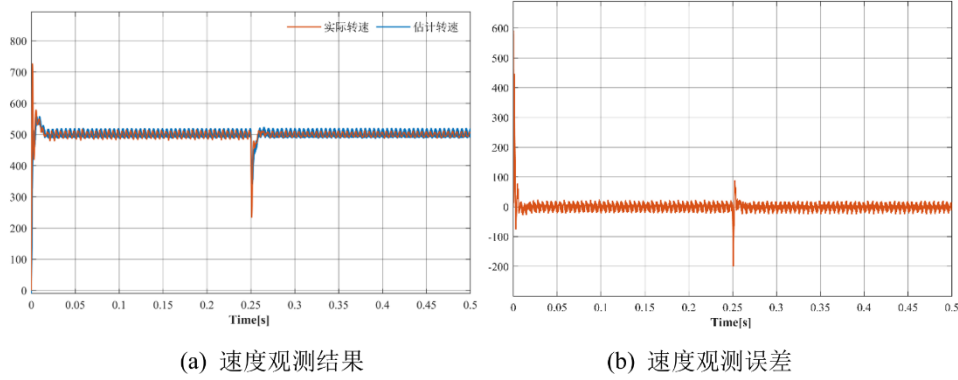


图 2-13 速度观测效果

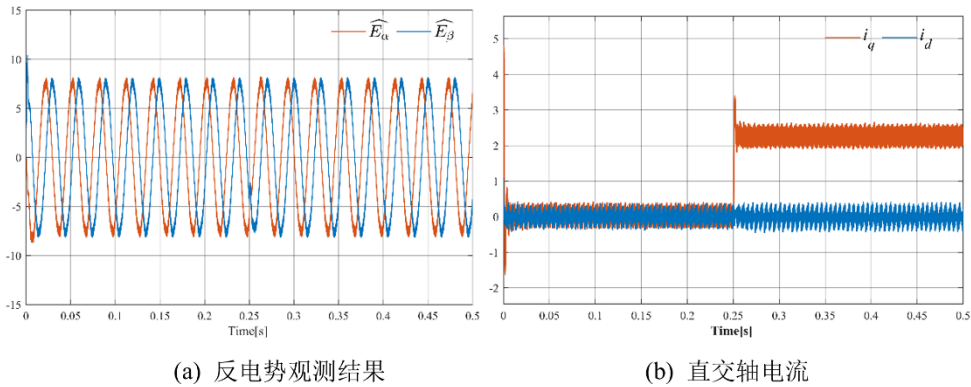


图 2-14 反电势观测及直交轴电流

2.4 本章小结

本章首先阐述 IPMSM 的拓扑结构与分类体系,系统推导 IPMSM 在三相静止坐标系 $A-B-C$ 、两相旋转坐标系 $d-q$ 及两相静止坐标系 $\alpha-\beta$ 下的动态数学模型。基于磁场定向控制理论,深入解析双闭环矢量控制架构的运行机理,建立电流环与转速环的参数整定准则。进一步构建融合滑模观测器与锁相环技术的无位置传感器控制模型,依托具体 IPMSM 样机参数开展仿真研究。实验结果表明,所构建的控制系统能实现转子位置的高精度估计与无传感器稳定运行,验证了控制框架的有效性,为后续新型无感控制算法研发提供了理论支撑与实践基础。

第3章 基于改进扩张状态观测器的 IPMSM 无感控制

本章将在上一章节构建的无感控制系统的基础上，进一步研究基于 ESO 的无感控制算法。首先数学理论入手分析线性和非线性 ESO 的优缺点，寻找合适的权函数构造结合二者优点的 INLESO；其次，利用 Popov 绝对稳定性给出 INLESO 的收敛性和稳定性分析；然后，将 INLESO 集成到第 2 章构建的无感控制系统中，同时利用欧拉倍角公式设计具有双向转速提取功能的正交锁相环；最后在仿真环境下验证了系统性能。

3.1 传统扩张状态观测器的改进

3.1.1 传统扩张状态观测器的不足

函数 $\varphi_i(e) (i = 1, 2, \dots, n+1)$ 的选取是 ESO 能否快速收敛的关键，它直接影响 ESO 对状态和总扰动估计的效果，决定了控制器获取到的信息的准确度。传统 ESO 选取韩京清提出的 fal 函数：

$$fal(e, \alpha, \delta) = \begin{cases} \frac{e}{\delta^{1-\alpha}} & |e| \leq \delta \\ |e|^\alpha \text{sign}(e) & |e| > \delta \end{cases} \quad (3-1)$$

然而， fal 函数依循“小误差放大、大误差减小”的设计理念，存在一定的缺陷。考虑到 fal 函数的线性部分是为了避免系统实际输出在接近给定值时的抖震现象，因此先忽略其作用，仅对非线性反馈特性进行分析。首先研究非线性反馈系统的误差方程

$$\begin{cases} \dot{\varepsilon} = -ku \\ u = \varphi(\varepsilon) = |\varepsilon|^\alpha \text{sign}(\varepsilon) \\ \varepsilon(0) = \varepsilon_0, k > 0 \end{cases} \quad (3-2)$$

的解：

$$\varepsilon(t) = \begin{cases} \frac{\text{sign}(\varepsilon_0)}{\left(\frac{1}{|\varepsilon_0|^{\alpha-1}} + (\alpha-1)kt\right)^{\frac{1}{\alpha-1}}}, & \alpha > 1 \\ \varepsilon_0 \cdot \exp(-kt), & \alpha = 1 \\ \frac{\text{sign}(\varepsilon_0)}{\left(\frac{1}{|\varepsilon_0|^{1-\alpha}} - (1-\alpha)kt\right)^{\frac{1}{1-\alpha}}}, & 0 < \alpha < 1 \end{cases}, \quad t \leq \frac{|\varepsilon_0|^{1-\alpha}}{k(1-\alpha)} \quad (3-3)$$

其中, ε 表示系统的状态误差, ε_0 为初始误差。

从收敛的角度看, 当 $0 < \alpha < 1$ 时, $\varepsilon(t)$ 在 $T = \frac{|\varepsilon_0|^{1-\alpha}}{k(1-\alpha)}$ 时刻收敛到零, 即系统误差“有限时间衰减”到 0, 特别适用于误差状态靠近原点阶段的控制, 对误差有放大作用, 而在误差状态远离原点阶段, 收敛速度会慢于经典的线性控制; 当 $\alpha = 1$ 时, $\dot{\varepsilon} = -k\varepsilon$, 此时 $\varepsilon(t)$ 是以 $\exp(-kt)$ 的速度指数收敛的, 适用于误差状态远离原点阶段的控制; 当 $\alpha > 1$ 时, $\varepsilon(t)$ 以 $\frac{1}{(kt)^{1/(\alpha-1)}}$ 的速度收敛到零。因此, 初始误差大于 1 (即 $|\varepsilon_0| > 1$) 时, $\alpha \geq 1$ 的收敛速度较快; 初始误差小于 1 (即 $|\varepsilon_0| < 1$) 时, $0 < \alpha < 1$ 的收敛速度较快。因此使用具有“大误差线性, 小误差非线性”特性的函数代替原来的 *fal* 函数, 可使系统在两阶段都能以合适的速度收敛。

3.1.2 传统扩张状态观测器的改进

考虑到原点处较大的增益可能会使系统产生高频振荡, 在原点附近依旧按照韩的处理方法, 即

$$\varphi(e, \alpha, \delta) = \begin{cases} \frac{e}{\delta^{1-\alpha}}, & |e| < \delta \\ |e|^{\alpha_1} \text{sign}(e), & \delta \leq |e| \leq 1 \\ |e|^{\alpha_2} \text{sign}(e), & |e| > 1 \end{cases} \quad (3-4)$$

其中, $0 < \alpha_1 < 1, \alpha_2 = 1$, 选取 $\alpha_2 = 1$ 的原因是保证微分方程(3-2)在不产生过大的控制量的条件下快速收敛。进一步, 为了使转折点 $|e| = 1$ 处非线性函数具有连续光滑的性质, 需要设计满足如下条件的新函数:

- (1) 新函数为奇函数;
- (2) 新函数在转折点 $|e| = 1$ 处应具有光滑性, 即函数无穷次可导;
- (3) 新函数是对函数 $\varphi(e, \alpha, \delta)$ 的逼近;
- (4) 新函数在 $|e| < 1$ 时近似于 *fal* 函数, 在 $|e| > 1$ 时近似为一次函数。

为此, 对 $\varphi(e, \alpha, \delta)$ 构造其光滑函数逼近:

$$kernel(e, \alpha, \delta) = (1 - s(e)) \cdot fal(e, \alpha, \delta) + s(e) \cdot e, 0 \leq s(e) \leq 1 \quad (3-5)$$

其中, $s(\cdot)$ 为权函数, 且权函数应满足:

$$\lim_{e \rightarrow 0} s(e) = 0, \lim_{e \rightarrow +\infty} s(e) = 1, s(1) = 0.5. \quad (3-6)$$

考虑到 sigmoid 函数

$$y(z) = \frac{1}{1 + \exp(-ze)}, z \in (-\infty, +\infty) \quad (3-7)$$

刚好满足 $\lim_{z \rightarrow 0} y(z) = 0, \lim_{z \rightarrow +\infty} y(z) = 1, y(0) = 0.5$, 只需做一次变量替换将定义域映射到 $(0, +\infty)$ 即可获得所需函数:

$$y(z) = \frac{1}{1 + \exp(-kz)} \xrightarrow{z = \ln \frac{e}{d}} s(e) = \frac{e^k}{d^k + e^k} \quad (3-8)$$

其中, d 为权函数(3-8)函数图像的衔接点, 得到满足条件(3-6)的函数 $s(e) = \frac{e^k}{1+e^k}$,

从而得到满足所有条件的函数

$$kernel(e, \alpha, \delta) = \begin{cases} \frac{1}{1+e^k} \cdot fal(e, \alpha, \delta) + \frac{e^k}{1+e^k} \cdot e, & e \geq 0 \\ -\left(\frac{1}{1+e^k} \cdot fal(e, \alpha, \delta) + \frac{e^k}{1+e^k} \cdot e\right), & e < 0 \end{cases} \quad (3-9)$$

$$= sign(e) \cdot \left(\frac{1}{1+|e|^k} \cdot fal(|e|, \alpha, \delta) + \frac{|e|^k}{1+|e|^k} \cdot |e| \right)$$

其中, k 可以控制逼近速度, 这里选取 $k = 5$ 。

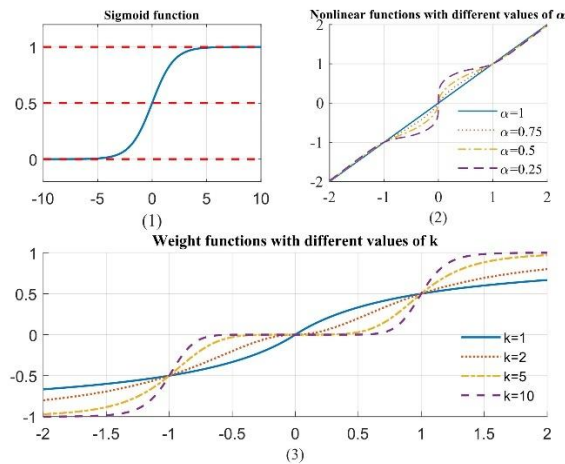


图 3-1 所设计的权函数及对应的光滑函数

3.1.3 改进扩张状态观测器的收敛性分析

对于由函数 $kernal(e, \alpha, \delta)$ 构成的 n 阶 ESO 的收敛性, 被观测受控对象的扩张状态方程为:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_n \\ x_{n+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & \vdots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \vdots & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \ddots & \dots & \dots \\ -a_1 & -a_2 & \vdots & -a_n & 1 \\ 0 & 0 & \vdots & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_n \\ x_{n+1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ b \\ 0 \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} h \quad (3-10)$$

其中 h 为系统的总扰动的一阶导数, 对于此系统设计如下形式的观测器:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ \vdots \\ z_n \\ z_{n+1} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & 1 & \vdots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \vdots & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \ddots & \dots & \dots \\ -a_1 & -a_2 & \vdots & -a_n & 1 \\ 0 & 0 & \vdots & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ \vdots \\ z_n \\ z_{n+1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ b \\ 0 \end{bmatrix} u \\ &\quad - \begin{bmatrix} \beta_1 \\ \beta_2 \\ \vdots \\ \beta_n \\ \beta_{n+1} \end{bmatrix} kernal(z_1 - x_1, \alpha, \delta) \end{aligned} \quad (3-11)$$

由式(3-10)和式(3-11)可得 INLESO 的误差方程为:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ \vdots \\ e_n \\ e_{n+1} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & 1 & \vdots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \vdots & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \ddots & \dots & \dots \\ -a_1 & -a_2 & \vdots & -a_n & 1 \\ 0 & 0 & \vdots & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ \vdots \\ e_n \\ e_{n+1} \end{bmatrix} \\ &\quad - \begin{bmatrix} \beta_1 \\ \beta_2 \\ \vdots \\ \beta_n \\ \beta_{n+1} \end{bmatrix} kernal(e_1, \alpha, \delta) - \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} h \end{aligned} \quad (3-12)$$

利用 Lure 系统的绝对稳定性分析方法研究方程(3-12)的齐次方程的稳定性。首先将齐次方程改写为如式(1-6)的 Lure 系统一般形式:

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}\mathbf{e} = \mathbf{A}\mathbf{e} + \mathbf{b}u \\ \sigma = \mathbf{c}^T \mathbf{e} \\ u = -\varphi(\sigma) \end{cases}, \quad (3-13)$$

其中，变量对应关系为

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & \vdots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \vdots & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \ddots & \dots & \dots \\ -\alpha_1 & -\alpha_2 & \vdots & -\alpha_n & 1 \\ 0 & 0 & \vdots & 0 & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{b} = \begin{bmatrix} \beta_1 \\ \beta_2 \\ \vdots \\ \beta_n \\ \beta_{n+1} \end{bmatrix}, \mathbf{c} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{e} = \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ \vdots \\ e_n \\ e_{n+1} \end{bmatrix}, \rho = 0, u = -\text{kernal}(\alpha, \alpha, \delta),$$

此时，Lure 系统线性动态的传递函数为 $G(s) = \mathbf{c}^T(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{b}$ ，非线性反馈函数可以表示为 $\varphi(\cdot) = \text{kernal}(\cdot, \alpha, \delta)$ 。

引理^[62] 3.1 对于标准形式的 Lure 系统，假设系统矩阵 $\mathbf{A}$ 是 Hurwitz 矩阵， $\varphi(t, u) \in F[0, k]$ 。那么系统绝对稳定的一个充分条件是：

$$\text{Re}[1 + kG(j\omega)] > 0, \forall \omega \in \mathbf{R} \quad (3-14)$$

然而，这个引理的结论并不适用于传递函数特征方程存在特征根为零的情况，因此需要利用**引理 1.1**进行稳定性分析，可得如下结论。

定理 3.1 假设系统矩阵 $\mathbf{A}$ 有 m 个正实部的特征根，在原点处有 p 个特征根，其余特征根均有负实部， $\text{kernal}(e_1, \alpha, \delta) \in F[1 - \Delta_\alpha, \delta^{n-1}]$ 那么系统(3-12)绝对稳定的充分条件是：

I. $G(j\omega)$ 的 Nyquist 曲线不进入以两点连线 $\left[-\frac{1}{1-\Delta_\alpha}, -\frac{1}{\delta^{\alpha-1}}\right]$ 为直径的圆盘 $D(1 - \Delta_\alpha, \delta^{\alpha-1})$ ；

II. $G(j\omega)$ 的 Nyquist 曲线逆时针环绕圆盘 m 次，当 ω 从 0^- 移动到 0^+ 时， $G(j\omega)$ 的 Nyquist 曲线需要顺时针绕原点旋转 $p\frac{\pi}{2}$ 弧度。

其中， $0 < \Delta_\alpha < 1$ 表示由权函数的引入造成的斜率变化，仅与 α 的选取有关。

证明：由于 $kernal(e_1, \alpha, \delta) \in F[1 - \Delta_n, \delta^{n-1}]$ ，此时图 1-8 所描述的系统框图可以通过简单的回路变换改造成图 3-2 所示的系统，进而原来以传递函数 $G(j\omega)$ 表征的前向通道转换成以 $\widetilde{G(j\omega)}$ 表征的线性系统，非线性函数转化为 $\widetilde{kernal}(e_1, \alpha, \delta)$ 。

其中

$$\begin{cases} \widetilde{G(j\omega)} = \frac{G(j\omega)}{1 + \alpha G(j\omega)} \\ \widetilde{kernal}(e_1, \alpha, \delta) = kernal(e_1, \alpha, \delta) - (1 - \Delta_\alpha)e_1 \in F[0, \delta^{\alpha-1} - (1 - \Delta_\alpha)] \end{cases}$$

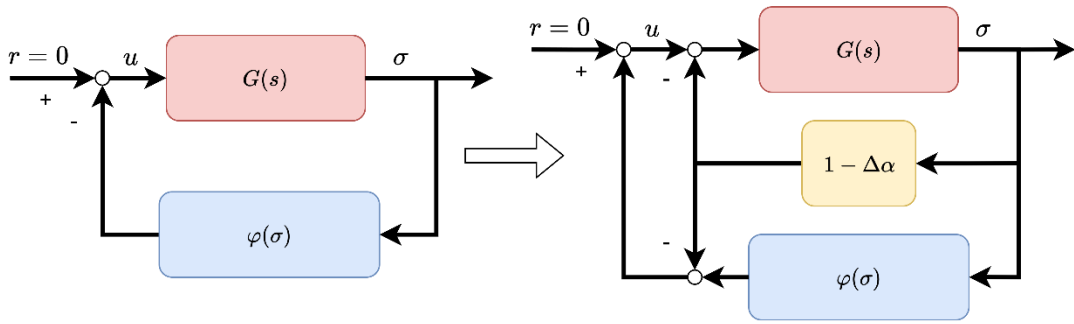


图 3-2 Lure 系统转换

记 $G(j\omega) = q + jo$ ，由条件 I 可知， $G(j\omega)$ 的 Nyquist 曲线不会经过 $D(1 - \Delta_\alpha, \delta^{\alpha-1})$ ，那么 $G(j\omega) \neq -\frac{1}{1-\Delta_\alpha} + jo$ ，结合条件 II，根据 Nyquist 稳定性判据，可知矩阵 $\mathbf{A}$ 是 Hurwitz 的。同时得到

$$\begin{cases} \left(q + \frac{1}{2} \frac{(1 - \Delta_\alpha) + \delta^{\alpha-1}}{(1 - \Delta_\alpha) \delta^{\alpha-1}} \right)^2 + o^2 > \left(\frac{\delta^{\alpha-1} - (1 - \Delta_\alpha)}{2(1 - \Delta_\alpha) \delta^{\alpha-1}} \right)^2 \\ [1 + (1 - \Delta_\alpha)q]^2 + (\delta^{\alpha-1}o)^2 > 0 \end{cases} \quad (3-15)$$

这等价于

$$\frac{[1 + (1 - \Delta_\alpha)q][1 + \delta^{\alpha-1}q] + (1 - \Delta_\alpha)\delta^{\alpha-1}\sigma^2}{[1 + (1 - \Delta_\alpha)q]^2 + (\delta^{\alpha-1}\sigma)^2} > 0 \quad (3-16)$$

进一步得到

$$\begin{aligned} & \operatorname{Re} [1 + (\delta^{\alpha-1} - (1 - \Delta_\alpha)) \widetilde{G(j\omega)}] \\ &= \operatorname{Re} \left[\frac{1 + \delta^{\alpha-1} G(j\omega)}{1 + (1 - \Delta_\alpha) G(j\omega)} \right] > 0, \forall \omega \in \mathbf{R} \end{aligned} \quad (3-17)$$

而 $\widetilde{kernal}(e_1, \alpha, \delta) \in F[0, \delta^{\alpha-1} - (1 - \Delta_\alpha)]$ ，根据因此误差系统是绝对稳定的。

进一步由绝对稳定性的定义可知，在满足命题条件时，改进的非线性 ESO 是收敛的。

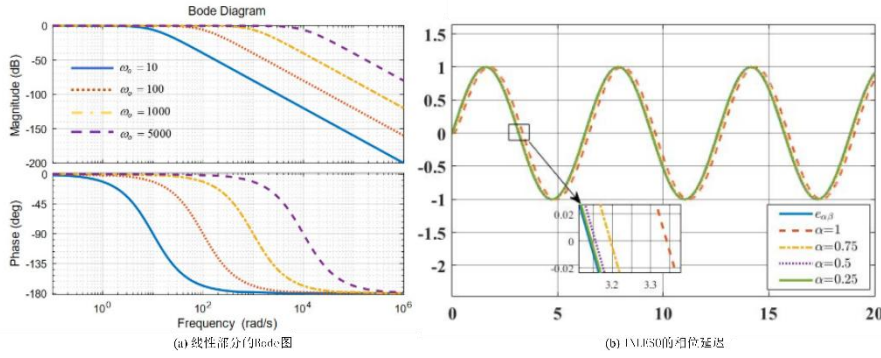


图 3-3 INLESO 收敛性

3.2 基于改进扩张状态观测器的反电动势观测

3.2.1 基于改进扩张状态观测器的反电动势观测器

反电动势观测器是 IPMSM 无传感器控制的常用方法，建立有效的观测器，可以从电流、电压等在线信息中提取反电动势，首先建立 IPMSM 在 $\alpha\beta$ 坐标系下的电动势模型，为了体现 α 轴和 β 轴通道的对称性，这里采用矩阵形式表示：

$$\begin{cases} \mathbf{u}_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} R_s & \omega_e(L_d - L_q) \\ -\omega_e(L_d - L_q) & R_s \end{bmatrix} \cdot \mathbf{i}_{\alpha\beta} + L_d \frac{d\mathbf{i}_{\alpha\beta}}{dt} + \mathbf{e}_{\alpha\beta} \\ \mathbf{e}_{\alpha\beta} = E \begin{bmatrix} -\sin\theta_e \\ \cos\theta_e \end{bmatrix}, \text{ where } E = \omega_e(\psi_f + i_d(L_d - L_q)) - (L_d - L_q) \frac{di_q}{dt} \end{cases} \quad (3-18)$$

其中， $\mathbf{u}_{\alpha\beta} = [u_\alpha \ u_\beta]^T$ 表示 α 轴和 β 轴的定子电压， $\mathbf{i}_{\alpha\beta} = [i_\alpha \ i_\beta]^T$ 表示 α 轴和 β 轴的定子电流， L_d 和 L_q 分别为 IPMSM 的 α 轴和 β 轴电感， R_s 表示 IPMSM 的定子电阻， ω_e 表示转子的电角速度， θ_e 表示转子位置， ψ_f 表示永磁体磁链， $\mathbf{e}_{\alpha\beta} = [e_\alpha \ e_\beta]^T$ 表示 α 轴和 β 轴定子反电势， i_d 和 i_q 分别为 $d-q$ 轴上的定子电流。 e_α 和 e_β 清楚地包含了转子位置信息，因此，可以通过反电动势计算电机的速度和位置信息。式(3-18)中的定子电压可以通过死区电压偏差校正从 FOC 中的参考电压得到，式(3-18)中的定子电流可以通过电阻采样法得到。假设估计转子的电角速度 $\hat{\omega}_e = \omega_e$ ，则 $\hat{\omega}_e$ 可用于式(3-18)中反电势的计算。以 $\alpha-\beta$ 轴电流为状态变量的状态方程表示为：

$$\frac{d\mathbf{i}_{\alpha\beta}}{dt} = \mathbf{A}_{\alpha\beta}\mathbf{i}_{\alpha\beta} + \mathbf{b}_{\alpha\beta}\mathbf{u}_{\alpha\beta} - \mathbf{b}_{\alpha\beta}\mathbf{e}_{\alpha\beta} + \frac{\hat{\omega}_e(L_d - L_q)}{L_d}\mathbf{J}\mathbf{i}_{\alpha\beta} \quad (3-19)$$

其中

$$\mathbf{A}_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_d} \end{bmatrix}, \mathbf{b}_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_d} \end{bmatrix}, \mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}.$$

将式(3-19)第三项 $\mathbf{f}_{\alpha\beta} \triangleq -\mathbf{b}_{\alpha\beta}\mathbf{e}_{\alpha\beta}$ 看作系统的扰动, 由于物理限制, 该项满足 Lipschitz 有界条件。记 $\mathbf{h}_{\alpha\beta} \triangleq \frac{d}{dt}\mathbf{f}_{\alpha\beta} = [h_\alpha \ h_\beta]^T$, 构建原系统的扩张状态方程

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{\alpha\beta} \\ \mathbf{f}_{\alpha\beta} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{\alpha\beta} & \mathbf{I}_{2 \times 2} \\ \mathbf{O}_{2 \times 2} & \mathbf{O}_{2 \times 2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{\alpha\beta} \\ \mathbf{f}_{\alpha\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{b}_{\alpha\beta} \\ \mathbf{O}_{2 \times 2} \end{bmatrix} \mathbf{u}_{\alpha\beta} \\ &+ \frac{\hat{\omega}_e(L_d - L_q)}{L_d}\mathbf{J}\mathbf{i}_{\alpha\beta} + \begin{bmatrix} \mathbf{O}_{2 \times 2} \\ \mathbf{I}_{2 \times 2} \end{bmatrix} \mathbf{h}_{\alpha\beta} \end{aligned} \quad (3-20)$$

由于电机的电气时间常数远小于机械时间常数, 在一个控制周期中, 转子转速变化几乎为 0, 则

$$\mathbf{h}_{\alpha\beta} = \frac{1}{L_d} \frac{d\mathbf{e}_{\alpha\beta}}{dt} = -\frac{(L_d - L_q)}{L_d} \left(\hat{\omega}_e \frac{di_d}{dt} - \frac{d^2 i_q}{dt^2} \right) \begin{bmatrix} -\sin\theta_e \\ \cos\theta_e \end{bmatrix} - \frac{\hat{\omega}_e}{L_d} \mathbf{J}\mathbf{e}_{\alpha\beta} \quad (3-21)$$

然而, 由于式(3-19)第四项 $\frac{\hat{\omega}_e(L_d - L_q)}{L_d}\mathbf{J}\mathbf{i}_{\alpha\beta}$ 中含有时变状态变量 $\hat{\omega}_e$, 为消除其对状态观测器收敛效果的影响, 将其视为观测器的基于模型的前馈补偿部分, 通过补偿可以将 IPMSM 非对称形式转化为可处理的对称形式。根据 ESO 设计方法, 构造如下 IPMSM 的 $\alpha - \beta$ 轴电流方程的 ESO 方程:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{i}}_{\alpha\beta} \\ \hat{\mathbf{f}}_{\alpha\beta} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{\alpha\beta} & \mathbf{I}_{2 \times 2} \\ \mathbf{O}_{2 \times 2} & \mathbf{O}_{2 \times 2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{i}}_{\alpha\beta} \\ \hat{\mathbf{f}}_{\alpha\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{b}_{\alpha\beta} \\ \mathbf{O}_{2 \times 2} \end{bmatrix} \mathbf{u}_{\alpha\beta} \\ &+ \frac{\hat{\omega}_e(L_d - L_q)}{L_d}\mathbf{J}\mathbf{i}_{\alpha\beta} - \begin{bmatrix} \mathbf{L}_1 \\ \mathbf{L}_2 \end{bmatrix} \widetilde{\mathbf{i}}_{\alpha\beta} \end{aligned} \quad (3-22)$$

其中, $\hat{\mathbf{i}}_{\alpha\beta} = [\hat{i}_\alpha \ \hat{i}_\beta]^T$ 分别为 α 轴和 β 轴的定子电流的观测值, $\widetilde{\mathbf{i}}_{\alpha\beta} = [\hat{i}_\alpha - i_\alpha \ \hat{i}_\beta - i_\beta]^T$ 分别为 α 轴和 β 轴的定子电流的观测值与实际值之间的误差,

$\mathbf{L}_i = \begin{bmatrix} l_i & 0 \\ 0 & l_i \end{bmatrix}, i = 1, 2$ 为待设计的观测器系数矩阵。

式(3-22)减去式(3-20)得到观测器误差方程：

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \widetilde{\mathbf{i}}_{\alpha\beta} \\ \widetilde{\mathbf{f}}_{\alpha\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{\alpha\beta} & \mathbf{I}_{2 \times 2} \\ \mathbf{O}_{2 \times 2} & \mathbf{O}_{2 \times 2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \widetilde{\mathbf{i}}_{\alpha\beta} \\ \widetilde{\mathbf{f}}_{\alpha\beta} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \mathbf{O}_{2 \times 2} \\ \mathbf{I}_{2 \times 2} \end{bmatrix} \mathbf{h}_{\alpha\beta} - \begin{bmatrix} \mathbf{L}_1 \\ \mathbf{L}_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \widetilde{\mathbf{i}}_{\alpha\beta} \\ \widetilde{\mathbf{f}}_{\alpha\beta} \end{bmatrix} \quad (3-23)$$

为了使 INLESO 快速收敛，对系数矩阵配置合适的极点。考虑到 α, β 通道具有对称性，且相互独立，各自通道的总扰动可以分别进行估计，根据带宽法设计为如下复极点形式，*i.e.*， $l_1 = 2\omega_o - \frac{R_s}{L_d}, l_2 = \omega_o^2$ ：

$$\det \left(s\mathbf{I} - \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} - l_1 & 1 \\ -l_2 & 0 \end{bmatrix} \right) = s^2 + \left(\frac{R_s}{L_d} + l_1 \right) s + l_2 = (s + \omega_o)^2. \quad (3-24)$$

其中， ω_o 为正的常数，表示 ESO 的带宽。较高的 ω_o 有助于提高响应速率，使观测器状态快速收敛，但会增加观测器对噪声的敏感性。在实际应用中，应设计合理的 ω_o ，以在估计的快速性和抗噪性之间取得折中。

当观测器式(3-23)收敛时，INLESO 的各个状态的估计值会趋近于系统真实状态，即 $\widehat{\mathbf{i}}_{\alpha\beta} \rightarrow \mathbf{i}_{\alpha\beta}, \widehat{\mathbf{f}}_{\alpha\beta} \rightarrow \mathbf{f}_{\alpha\beta}$ ，此时可以根据各个状态估计值解算反电动势

$$\widehat{\mathbf{e}}_{\alpha\beta} = -L_d \widehat{\mathbf{f}}_{\alpha\beta} \rightarrow \mathbf{e}_{\alpha\beta} \quad (3-25)$$

3.2.2 基于改进锁相环的转子位置信息估计

在确保(3-23)稳定收敛的前提下， $\widehat{\mathbf{e}}_{\alpha} \rightarrow \mathbf{e}_{\alpha}, \widehat{\mathbf{e}}_{\beta} \rightarrow \mathbf{e}_{\beta}$ 可以得到 $\mathbf{e}_{\alpha}$ 和 $\mathbf{e}_{\beta}$ ，通常采用合适带宽的正交锁相环来同时获得更精确的电机转子位置和转速估计信息。传统正交锁相环（Quadrature Phase-Locked Loop, QPLL）通过 PI 调节器获取转子速度的方法，无法准确跟踪快速变化的速度，不可避免地会产生位置估计误差和速度估计误差。而在一些特殊的场景，需要 IPMSM 具有换向功能，即可以正反转。但是传统锁相环的 PI 调节器的参数只能用于一个方向的电机转子位置估计，这是因为当改变速度方向时，正交锁相环中速度的数学符号会等效为具有相反符号的 PI 参数，导致锁相环会产生 180° 的转子位置误差。

为解决此问题，一种方法是基于正切锁相环^[63]（Tangent Phase-Locked Loop, TPLL），然而，这种 PLL 对噪声非常敏感，特别是当反电动势过零时，由于使用

正切计算,可能会出现明显的估计误差。为了在不使用正切计算的情况下消除反电势符号的影响^[64],可以使用偶数次方对反电势估计值进行处理,而三角函数中涉及到偶数次方的变换可以在偶数倍角公式中找到。

根据欧拉公式:

$$\begin{aligned} (\cos\theta_e + i\sin\theta_e)^n &= (e^{i\theta_e})^n = e^{in\theta_e} = \cos n\theta_e + i\sin n\theta_e \\ &= \sum_{k=0}^n \binom{n}{k} i^k \cos^{n-k}(\theta_e) \sin^k(\theta_e) \end{aligned}$$

当 $n = 2m$ 时,

$$\begin{aligned} \cos(2m\theta_e) + i\sin(2m\theta_e) &= \sum_{k=0}^{2m} \binom{2m}{k} i^k \cos^{2m-k}(\theta_e) \sin^k(\theta_e) \\ &= \sum_{k=0}^m \binom{2m}{2k} i^{2k} \cos^{2m-2k}(\theta_e) \sin^{2k}(\theta_e) \\ &\quad + i \sum_{k=0}^{m-1} \binom{2m}{2k+1} i^{2k} \cos^{2m-2k-1}(\theta_e) \sin^{2k+1}(\theta_e) \end{aligned} \quad (3-26)$$

根据实部虚部对应关系可以得到:

$$\left\{ \begin{aligned} \cos(2m\theta_e) &= \sum_{k=0}^m \binom{2m}{2k} i^{2k} \cos^{2m-2k}(\theta_e) \sin^{2k}(\theta_e) \\ &= \frac{1}{E^{2m}} \sum_{k=0}^m \binom{2m}{2k} i^{2k} \widehat{e_\beta}^{2m-2k} \widehat{e_\alpha}^{2k} \\ \sin(2m\theta_e) &= \sum_{k=0}^{m-1} \binom{2m}{2k+1} i^{2k} \cos^{2m-2k-1}(\theta_e) \sin^{2k+1}(\theta_e) \\ &= -\frac{1}{E^{2m}} \sum_{k=0}^{m-1} \binom{2m}{2k+1} i^{2k} \widehat{e_\beta}^{2m-2k-1} \widehat{e_\alpha}^{2k+1} \end{aligned} \right. \quad (3-27)$$

其中, $E^{2m} = (\widehat{e_\alpha}^2 + \widehat{e_\beta}^2)^m$, 再由两角之和的正弦公式构造锁相环近似误差

$$\begin{aligned} \sin(2m\theta_e) \cos(2m\widehat{\theta_e}) - \cos(2m\theta_e) \sin(2m\widehat{\theta_e}) &= \sin[2m(\theta_e - \widehat{\theta_e})] \\ &\approx 2m(\theta_e - \widehat{\theta_e}) \end{aligned}$$

锁相环误差非线性动态方程为:

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{d}{dt} e_\theta &= e_\omega \\ \frac{d}{dt} e_\omega &= -k_p \cdot \cos(2me_\theta) \cdot e_\omega - \frac{k_i}{2m} \cdot \sin(2me_\theta) \end{aligned} \right. \quad (3-28)$$

其中, $e_\theta = \theta_e - \hat{\theta}_e$; $e_\omega = \omega_e - \hat{\omega}_e$, k_p, k_i 为锁相环 PI 调节器的参数。利用相平面法考察其平衡点附近的动态特征, 图 3-4 分别表示 $m = 1, m = 2$ 时锁相环的状态特征, 可以看出, 原点为 QPLL 的一个稳定节点, 同时 QPLL 非线性动态的平衡点随着 m 的增大而变得密集, 较大的 m 会导致系统动态被非原点平衡点吸引而产生误差。因此, 在保证换向控制效果的情况下 m 应尽可能小, 本文选择 $m = 1$ 。由此设计锁相环如图 3-5 所示。

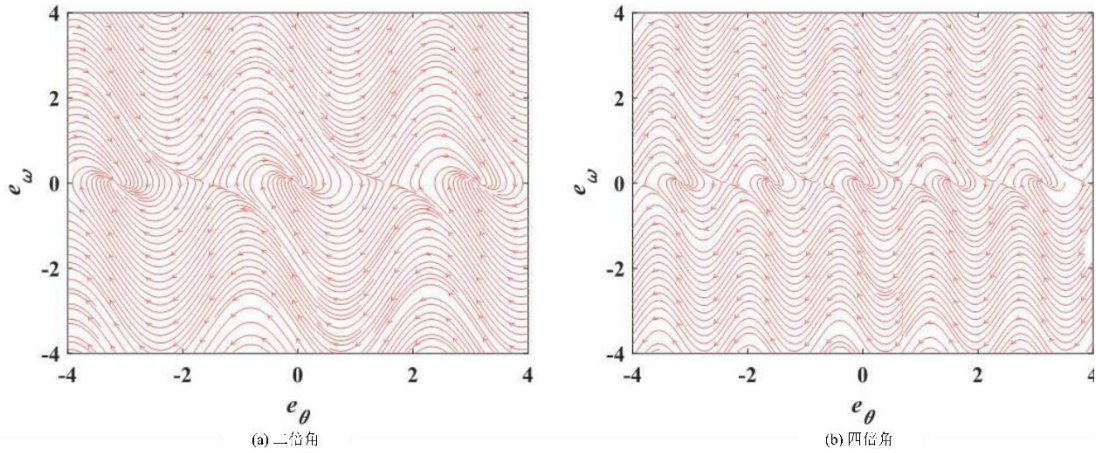


图 3-4 二倍角和四倍角锁相环的相空间

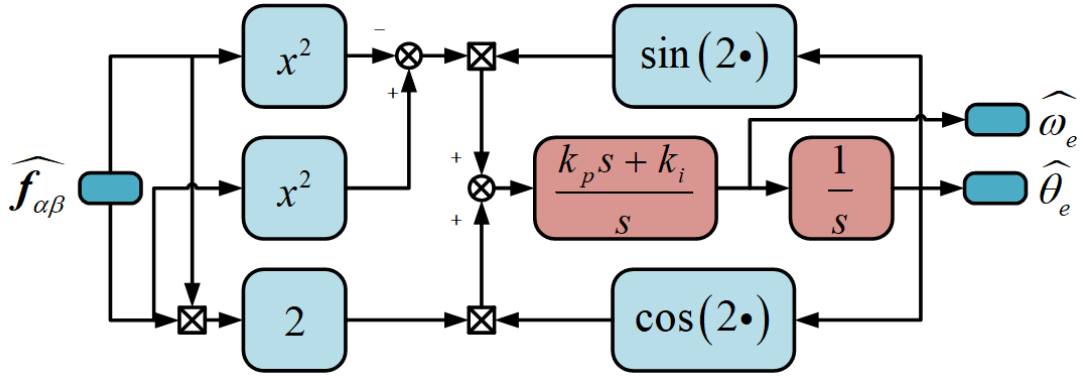


图 3-5 二倍角锁相环结构

锁相环的传递函数为:

$$G_{\text{QPLL}}(s) = \frac{\hat{\theta}_e}{\theta_e} = \frac{k_p s + k_i}{s^2 + k_p s + k_i} \quad (3-29)$$

根据二阶系统极点特性, 参数可配置为 $k_p = 2\sigma, k_i = \sigma^2$, 其中, σ 为锁相环的带宽, 需根据实际应用在噪声的消除和动态性能之间折衷选取。此时, 锁相环的误差传递函数可以表示为

$$G_{\text{QPLL}e}(s) = \frac{\tilde{\theta}_e}{\theta_e} = \frac{s^2}{s^2 + k_p s + k_i} \quad (3-30)$$

当转子分别以一定速度和一定加速度运行时的角度跟随误差为

$$\begin{aligned} \tilde{\theta}_e &= \lim_{s \rightarrow 0} s G_{\text{QPLL}e} \frac{\nu}{s^2} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{\nu s}{s^2 + 2\sigma s + \sigma^2} = 0 \\ \tilde{\theta}_e &= \lim_{s \rightarrow 0} s G_{\text{QPLL}e} \frac{a}{s^3} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{a}{s^2 + 2\sigma s + \sigma^2} = \frac{a}{\sigma^2} \end{aligned} \quad (3-31)$$

其中， ν 和 a 分别是速度系数和加速度系数。根据(3-30)可以看出，恒定速度下转子位置误差可以通过 QPLL 收敛到零，但是恒定加速度下转子位置存在一定的稳态误差，对于需要加减速的工业应用，这样的误差需要被消除。为了消除这个误差，本文使用了一种增强的正交锁相环（Enhanced Quadrature Phase-Locked Loop, EPLL），用于在加减速过程中准确提取转子位置。

首先需要明确的是，造成加减速过程中转子误差的原因是 PI 调节器的阶数较低，不足以跟踪以匀变速形式变化的转子角度。一个直接的想法就是——提高阶数。根据(3-31)可知，如果锁相环具有如下形式的误差传递函数

$$G_{\text{QPLL}e}(s) = \frac{\tilde{\theta}_e}{\theta_e} = \frac{s^3}{s^3 + k_1 s^2 + k_2 s + k_3} \quad (3-32)$$

则该锁相环可以在转子匀变速调节时没有误差地对转子位置进行估计。此时，锁相环调节器结构如图 3-6 所示

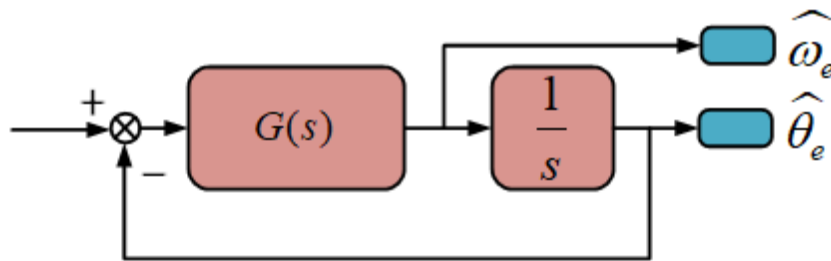


图 3-6 锁相环结构

其中， $G(s)$ 应具有如下形式：

$$G(s) = \frac{k_1 s^2 + k_2 s + k_3}{s^2} \quad (3-33)$$

并且为使调节器快速的收敛，将极点配置为三重负实极点，此时，参数选取如下：

$$k_1 = 3\sigma, k_2 = 3\sigma^2, k_3 = \sigma^3 \quad (3-34)$$

3.3 仿真验证与分析

3.3.1 仿真模型搭建

所提出的对 INLESO 和 EPLL 的改进都集成到了 IPMSM 无位置传感器控制系统中,如图 3-7 所示。估计的反电动势由 INLESO 获得,估计的速度由增强型 EPLL 得到。用于速度环调节、相位滞后补偿以及为 ESO 生成自适应带宽。通过相位滞后补偿从 EPLL 中获得估计位置,用于 Park 变换和反 Park 变换。速度环使用一阶 LADRC 用于应对参数失配和未知扰动,以及估计误差引起的负面影响。

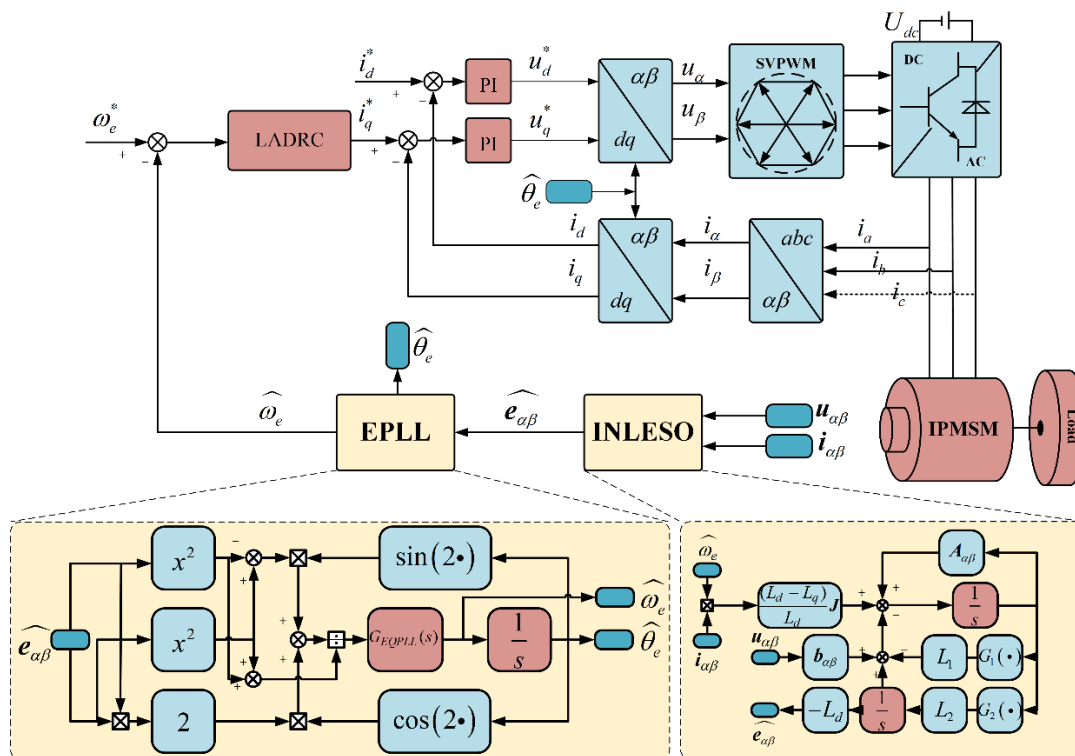


图 3-7 无感控制策略结构图

3.3.2 仿真结果分析

为系统验证本文提出的基于 INLESO 的无感控制策略的有效性，在 MATLAB/Simulink 仿真环境下构建了完整的 IPMSM 无位置传感器控制系统仿真环境。在保持速度环 PI 控制器参数和电流环 PI 控制器参数不变的情况下，重点考察了 INLESO 算法的性能。参数选取如表 3-1 所示：

表 3-1 控制器参数选取

控制环路	控制器类型	控制器参数	仿真参数设置
速度环	ADRC	b	75000
		ω_o	250
		ω_c	800
电流环	PI(d-轴)	k_i^d	$L_d \times 2100$
		k_p^d	$R_s \times 2100$
	PI(q-轴)	k_p^q	$L_q \times 2100$
		k_i^q	$R_s \times 2100$

基于上述设置，分别进行如下实验：

(1) 空载实验

如图 3-8 所示为下，基于 NLESO 的无位置传感器控制方法在高(1000r/min)和低(500r/min)转速运行时的稳态性能。从实验结果可以看出，估计的反电动势表现出无抖振特性，平均位置估计误差接近 0，这意味着电角度得到了很好的估计。

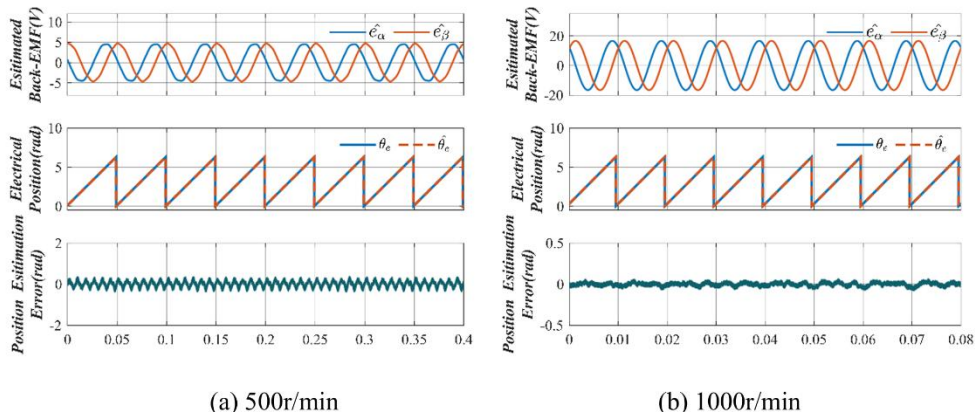


图 3-8 NLESO 在 500r/min 和 1000r/min 的观测效果

(2) 单向速度控制

为了评估所提出方法在不同速度切换模式下的性能，比较了 LESO 和 INLESO 的无传感器控制系统在均匀速度变化和连续阶跃速度切换条件下在宽速度域操作中的性能。在均匀速度变化的情况下，速度指令在 $t=1.5s$ 时从 300 r/min 均匀加速到 1500 r/min，然后在 $t=4.5s$ 时均匀减速到 300 r/min。在连续步进变速的情况下，转子转速每 1 秒变化一次，变化顺序为 400 r/min $\sim$ 800 r/min $\sim$ 1200 r/min $\sim$ 1500 r/min $\sim$ 900 r/min $\sim$ 400 r/min。整个实验中，电机空载运行，位置提取方法也采用传统的 QPLL。

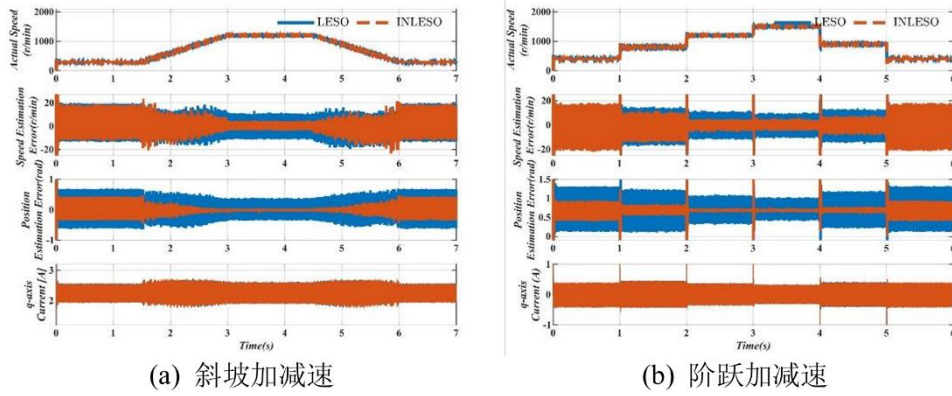


图 3-9 NLESO 和 LESO 观测器单向速度调节对比

仿真结果如图 3-9 所示，包括实际测量速度、速度估计误差、转子位置估计误差和 q 轴电流信息的比较。从图 3-9 中可以看出，与 LESO 相比，INLESO 在速度和位置估计方面表现出更好的性能。在连续阶跃调速或均匀调速的瞬态过程中，INLESO 转速估计误差的波动较小，特别是在高速运行时，转速估计误差和转子位置估计误差的减小更为显著。由于非线性函数的设计，INLESO 在估计逆电磁函数时表现出快速的收敛特性，这不仅减少了相位误差，而且有效地减少了速度估计误差。由于相位滞后的程度与速度估计的精确性之间的密切相关，较小的相位滞后有助于减少速度估计误差对相位滞后补偿策略的影响，从而提高 INLESO 系统的整体性能。在 ESO 稳定运行的情况下，估计的反电动势频率能够与实际频率一致，允许速度估计误差迅速减小到接近零。

(3) 双向速度控制

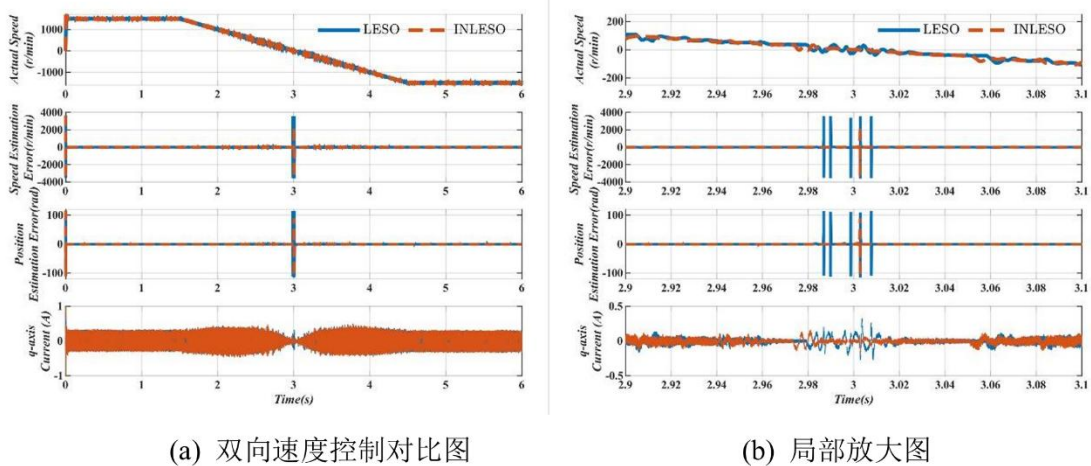


图 3-10 双向速度控制

图 3-10 展示了基于 EQPLL 的 LESO 和 INLESO 在一个较大的速度范围内正反向切换控制下的仿真数据，其中图 3-10(b)是图 3-10(a)的局部放大图像。通

过分析可知：在零速穿越区域（ $\pm 5 \text{ rad/s}$ 范围内），INLESO 的速度切换过程呈现显著平滑特性，其速度过渡曲线斜率变化率较 LESO 降低约 40%，有效抑制了传统方法在零速点附近的抖振现象。速度估计误差更小，相应的位置估计误差也更小，这一改进源于 INLESO 引入的 Sigmoid 型非线性函数，其指数收敛特性可加速观测器对系统扰动的跟踪能力。此外，还可以看到使用 INLESO 时，交叉点外的电流波动也相对较小。在转速方向切换的动态过渡阶段（图 3-10(b)中 $t=2.98\sim 3.02\text{s}$ 区间），INLESO 对应的 $d-q$ 轴电流波动幅值较 LESO 减少 35%~42%，表明改进算法能有效抑制由参数摄动引起的电磁转矩脉动。正反向转速指令的快速跟踪验证了 EQPLL 结构在宽速域范围内的相位同步能力。

3.4 本章小结

本章首先分析线性和非线性 ESO 的优缺点，然后通过变量替换将 Sigmoid 函数定义域映射到 $[0, +\infty]$ 的方法设计权函数，构造结合二者优点的 INLESO；然后，将 INLESO 集成到无感控制系统中，同时利用欧拉倍角公式设计具有双向转速提取功能的正交锁相环用于位置观测；最后在仿真环境下搭建基于 INLESO 的无感控制模型，进行仿真分析，结果验证了所提出的方法具有较好的鲁棒性。

第4章 基于 MRAS 参数辨识的单环自抗扰控制器设计

在电机控制系统的实际运行中,电感参数的温度漂移和永磁体磁链的不可逆衰减等动态特性,尤其在转矩控制环节,由于电磁转矩计算高度依赖精确的电机电感参数 L_d, L_q 和磁链参数 ψ_f ,而传统基于固定参数的转矩开环控制策略在参数失配时,转矩脉动将严重影响低速平稳性和高速动态响应。因此,本文构建了参数自适应的复合控制架构。首先针对铁损电阻时变、逆变器非线性等未建模动态,设计 ADRC 作为控制单元。其核心创新在于将总扰动项(包含参数误差、谐波干扰等)扩展为新的状态变量,通过三阶扩张状态观测器进行实时估计。进一步针对参数变化引入 MRAS 算法建立包含参数敏感项的永磁同步电机扩展状态方程作为参考模型,同时构造具有参数可调特性的自适应观测模型。利用 Popov 超稳定性理论推导出参数自适应律。最后通过仿真实验验证该控制策略的有效性。

4.1 速度-电流单环自抗扰控制器设计

4.1.1 构建速度-电流单环数学模型

在 $d-q$ 坐标系中, IPMSM 的数学模型由式(2-10)给出, 改写为电流方程:

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} i_d = \frac{1}{L_d} (u_d - R_s i_d + \omega_e L_q i_q) \\ \frac{d}{dt} i_q = \frac{1}{L_q} (u_q - R_s i_q - \omega_e L_d i_d - \omega_e \psi_f) \end{cases} \quad (4-1)$$

根据 $d-q$ 坐标系下的 IPMSM 电磁转矩方程(2-3)和运动方程(2-12), 可知 IPMSM 的运动学方程可以进一步改写为

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{1}{J} (1.5n_p i_q [\psi_f + (L_d - L_q) i_d] - B\omega_m - T_L) \quad (4-2)$$

当采用 $i_d^* = 0$ 的控制策略时, 电机控制系统的模型可以简化为:

$$\begin{cases} \frac{di_q}{dt} = \frac{1}{L_q} (u_q - R_s i_q - n_p \omega_m \psi_f) \\ \frac{d\omega_m}{dt} = \frac{1}{J} (1.5n_p \psi_f i_q - B\omega_m - T_L) \end{cases} \quad (4-3)$$

根据方程式(4-3), 当将速度回路和电流回路合并为一个回路时, q 轴电压 u_q

变为新的控制量而不是 i_q 。因此，由电流回路中的外部负载转矩 T_L 属于不匹配干扰（作用路径与控制量的调节路径不同），而在运行过程中控制通道的电流波动、定子电阻的变化等属于匹配干扰^[65-67]。在非级联结构下，处理 IPMSM 的不匹配和匹配干扰是关键。

为了将不匹配和匹配的扰动转化为总匹配的扰动，定义为 $x_1 = \omega_m, x_2 = \frac{d\omega_m}{dt}$ ，构建速度跟踪状态空间方程：

$$\begin{cases} \frac{dx_1}{dt} = x_2 = -\frac{B}{J}x_1 + \frac{1.5n_p\psi_f}{J}i_q - \frac{T_L}{J} \\ \frac{dx_2}{dt} = -\frac{1.5n_p^2\psi_f^2}{JL_q}x_1 - \frac{B}{J}x_2 + \frac{1.5n_p\psi_f}{JL_q}u_q \\ \quad - \frac{1.5R_sn_p\psi_f}{JL_q}i_q - \frac{1}{J}\frac{dT_L}{dt} + d_3 \\ \quad = -a_1x_1 - a_2x_2 + a_3u_q - d_1 - d_2 + d_3 \end{cases} \quad (4-4)$$

其中， $a_1 = \frac{1.5p_n^2\psi_f^2}{JL_q}, a_2 = \frac{B}{J}, a_3 = \frac{1.5p_n\psi_f}{JL_q}, d_1 = \frac{1.5R_sn_p\psi_f}{JL_q}i_q, d_2 = \frac{1}{J}\frac{dT_L}{dt}$ ，参数 d_3 表示建模误差的系统不确定性。

4.1.2 设计三阶自抗扰控制器

进一步，令 $D = -d_1 - d_2 + d_3$ ，可以建立 ADRC 标准模型

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -a_1 & -a_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ a_3 \end{bmatrix} u_q + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} D, \quad (4-5)$$

将总扰动 D 应扩展到一个新的状态变量，由 $x_3 = D$ 给出，其导数定义为 h 。然后，IPMSM 的扩张状态空间模型表示为：

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -a_1 & -a_2 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ a_3 \\ 0 \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} h. \quad (4-6)$$

基于此状态空间表达式，使用 INLESO 构建三阶 NLESO

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -a_1 & -a_2 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \hat{a}_3 \\ 0 \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} -\beta_1 \\ -\beta_2 \\ -\beta_3 \end{bmatrix} kernal(z_1 - x_1) \quad (4-7)$$

由式(4-6)和式(4-7)得到误差状态方程

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ e_3 \end{bmatrix} = & \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -a_1 & -a_2 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ e_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \hat{a}_3 - a_s \\ 0 \end{bmatrix} u \\ & + \begin{bmatrix} -\beta_1 \\ -\beta_2 \\ -\beta_3 \end{bmatrix} kernal(z_1 - x_1) - \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} h \end{aligned} \quad (4-8)$$

基于 *kernal* 函数的 INLESO 的收敛性已在第 3 章第 2 节给出。在 INLESO 收敛的时，经过干扰补偿环节 $u = \frac{u_0 - z_{n+1}(t)}{\hat{a}_3}$ ，系统将被改造为 $\frac{d^2 x_1}{dt^2} \approx -a_1 x_1 - a_2 \frac{dx_1}{dt} + u_0$ ，传递函数表示为 $G(s) = \frac{1}{s^2 + a_2 s + a_1}$ ，此时可以通过线性 PD 控制率 $u_0 = k_p e_1 - k_d z_2$ 对系统进一步改造，改造后的系统传递函数为，

$$G(s) = \frac{k_p}{s^2 + (a_2 + k_d)s + (a_1 + k_p)} \quad (4-9)$$

为保证系统动态过程稳定且快速，极点配置为

$$s^2 + (a_2 + k_p)s + (a_1 + k_d) = (s + \omega_c)^2 = s^2 + 2\omega_c s + \omega_c^2, \quad (4-10)$$

此时， $k_p = \omega_c^2 - a_1$, $k_d = 2\omega_c - a_2$ 。

4.2 MRAS 参数辨识系统

ADRC 的干扰抑制机制主要是靠补偿项 $u = \frac{u_0 - z_{n+1}(t)}{\hat{a}_3}$ ，而补偿作用是否优劣很大程度上收到 $\hat{a}_3$ 的影响，而 $\hat{a}_3$ 的准确性直接影响转矩干扰的补偿效果。电机在实际运行过程中，由于内部参数的不稳定性，特别是电感和磁链等关键参数的时变特性，会直接造成电磁转矩输出的波动和偏差。为了解决这一问题，需要建立动态的参数监测机制，通过实时采集和分析电机运行数据，及时捕捉这些关键参数的细微变化。在此基础上，控制系统应当具备自适应调节能力，能够根据参数变化情况快速做出响应，对控制算法进行动态修正和补偿。这种闭环的优化控制策略不仅能显著提升转矩控制的精确度，还能带来多方面的性能改善：一方面可以优化电机的动态响应速度，使转速调节更加灵敏；另一方面对于采用无位置传感器技术的控制系统而言，这种精细化的转矩控制能够增强系统对外部负载变化和不同运行环境的适应能力，确保在各种复杂工况下都能维持稳定的控制品

质和可靠的运行表现。

4.2.1 参数识别分析

从 IPMSM 在 $d-q$ 旋转坐标系下的转矩方程可以清楚地看出，电机输出转矩的精确控制依赖于多个关键参数的准确获取，包括永磁体磁链(ψ_f)、交轴电感(L_q)和直轴电感(L_d)^[68]。这些参数在实际运行中呈现出不同的变化特性：电感参数由于受到磁路饱和效应的显著影响，会随着交直轴电流 i_d 和 i_q 的变化而快速改变；相比之下，永磁体磁链的变化主要受温度因素驱动，其变化过程相对缓慢^[69]。考虑到电感参数的时变特性远快于磁链参数，在进行参数辨识时假设永磁体磁链在一定时间内保持恒定是合理可行的。

为了建立准确的参数辨识模型，需要基于 $d-q$ 轴电压方程展开深入分析。通过对微分方程组(4-1)的求解得到(4-11)，可以得到各参数之间的动态关系。这一求解过程不仅揭示了电感参数与电流之间的非线性耦合特性，同时也为后续设计实时参数观测算法提供了理论基础。在实际应用中，这种分析方法能够有效区分不同参数的变化规律，为提升转矩控制精度创造有利条件。

$$\begin{cases} i_d = \frac{u_d + \omega_e L_q i_q}{R_s} (1 - e^{-\frac{R_s}{L_q} t}) \\ i_q = \frac{u_q - \omega_e (\psi_f + L_d i_d)}{R_s} (1 - e^{-\frac{R_s}{L_q} t}) \end{cases} \quad (4-11)$$

当 $t \rightarrow \infty$ 时，式 (4-6) 可简化为：

$$\begin{cases} i_d \rightarrow \frac{u_d + \omega_e L_q i_q}{R_s} \\ i_q \rightarrow \frac{u_q - \omega_e L_d i_d - \omega_e \psi_f}{R_s} \end{cases} \quad (4-12)$$

由式(4-12)可以看出，直轴电感 L_d 仅作用于电流 i_d 的动态调节过程，对其瞬态响应速度产生影响，而终值则完全由交轴电感 L_q 决定。这为参数辨识提供了理论依据，因此可以采用分步辨识的策略来简化问题。具体而言，在辨识 L_q 时，可以优先考虑 d 轴的数学模型作为参考模型，此时将 L_q 视为固定参数来处理，这样既能保证辨识精度又可降低计算复杂度。同样的原理也适用于 L_d 的辨识，但是需要转而采用 q 轴的数学模型作为参考框架。值得注意的是， q 轴模型由于包含了永磁体磁链 ψ_f 这一关键参数，因此还可用于 ψ_f 的在线辨识。在进行 ψ_f 辨识时，需

要暂时假设交直轴电感值保持恒定，这样才能确保参数辨识过程的可靠性和准确性。这种分步、交替的辨识方法不仅符合各参数的实际物理特性，还能有效避免多参数同时辨识带来的耦合干扰问题。

4.2.2 MRAS 参考模型的构建

要建立 $d-q$ 轴坐标系下 L_d, L_q 和 ψ_f 参数的辨识模型，需要从基本的电压方程出发进行数学重构。具体实现时，首先需要将原始的电流微分方程组(4-1)转换为状态空间表达形式，

$$\begin{pmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \omega_e \frac{L_q}{L_d} \\ -\omega_e \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} u_d \\ u_q \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{L_q} \psi_f \omega_e \end{bmatrix} \quad (4-13)$$

通过这种数学变换，可以更清晰地描述各参数之间的动态关系，由式(4-13)可知，待辨识的关键参数与电机运行时的 $d-q$ 轴电流存在明确的数学关联性，可以直接将电机本体的电压-电流物理关系作为参考模型的基础架构：

$$\frac{d\mathbf{i}_{dq}}{dt} = \mathbf{A}\mathbf{i}_{dq} + \mathbf{B}\mathbf{u}_{dq} + \mathbf{C} \quad (4-14)$$

上式中， $\mathbf{i}_{dq} = [i_d, i_q]^T$, $\mathbf{u}_{dq} = [u_d, u_q]^T$ 分别为 $d-q$ 轴坐标系下的定子电流和电压， $\mathbf{A}, \mathbf{B}, \mathbf{C}$ 矩阵为：

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \omega_e \frac{L_q}{L_d} \\ -\omega_e \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{\psi_f \omega_e}{L_q} \end{bmatrix} \quad (4-15)$$

据此构造可调模型：

$$\frac{d}{dt} \hat{\mathbf{i}}_{dq} = \hat{\mathbf{A}}\hat{\mathbf{i}}_{dq} + \hat{\mathbf{B}}\mathbf{u}_{dq} + \hat{\mathbf{C}}, \quad (4-16)$$

式中， $\hat{\mathbf{i}}_{dq} = [\hat{i}_d, \hat{i}_q]^T$ 为 t 时刻的电流估计值。可得系统矩阵 $\hat{\mathbf{A}}, \hat{\mathbf{B}}, \hat{\mathbf{C}}$ 为：

$$\hat{\mathbf{A}} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{\hat{L}_d} & \omega_e \frac{\hat{L}_q}{\hat{L}_d} \\ -\omega_e \frac{\hat{L}_d}{\hat{L}_q} & -\frac{R_s}{\hat{L}_q} \end{bmatrix}, \quad \hat{\mathbf{B}} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\hat{L}_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\hat{L}_q} \end{bmatrix}, \quad \hat{\mathbf{C}} = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{\omega_e \hat{\psi}_f}{\hat{L}_q} \end{bmatrix} \quad (4-17)$$

由矩阵结构可知，其包含待辨识参数 L_d, L_q, ψ_f ，通过观测得到 $\hat{L}_d, \hat{L}_q$ 的估计值，结合矩阵 $\hat{\mathbf{C}}$ 可进一步得到磁链参数 ψ_f 的估计值。根据第 1 章第 3 节介绍的 Popov 超稳定性理论，需验证线性前向通道的可控可观性，即是否存在满足严格正定条件的传递矩阵，即确定矩阵 $\mathbf{P}, \mathbf{Q}$ 使得

$$\begin{cases} \mathbf{A}^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{A} = -\mathbf{Q} \\ \mathbf{P} \mathbf{B} = \mathbf{C}^T \end{cases} \quad (4-18)$$

因为上式中， $\mathbf{B}, \mathbf{C}$ 为二阶单位矩阵，这里可选取满足条件的 $\mathbf{P}, \mathbf{Q}$ 为：

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{Q} = \begin{bmatrix} \frac{2R_s}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{2R_s}{L_q} \end{bmatrix} \quad (4-19)$$

4.2.3 自适应律设计

(1) L_d, L_q 的自适应律设计

为对比参考模型与可调模型的输出特性，定义误差向量为： $\mathbf{e} = \mathbf{i}_{dq} - \hat{\mathbf{i}}_{dq} = \begin{bmatrix} i_d - \hat{i}_d \\ i_q - \hat{i}_q \end{bmatrix}$ ，将式(4-14)与式(4-16)进行相减可得误差动态方程：

$$\begin{aligned} \frac{d\mathbf{e}_{dq}}{dt} &= \mathbf{A}\mathbf{i}_{dq} + \mathbf{B}\mathbf{u}_{dq} + \mathbf{C} - (\hat{\mathbf{A}}\hat{\mathbf{i}}_{dq} + \hat{\mathbf{B}}\mathbf{u}_{dq} + \hat{\mathbf{C}}) \\ &= \mathbf{A}(\mathbf{i}_{dq} - \hat{\mathbf{i}}_{dq}) + (\mathbf{A} - \hat{\mathbf{A}})\hat{\mathbf{i}}_{dq} + (\mathbf{B} - \hat{\mathbf{B}})\mathbf{u}_{dq} + (\mathbf{C} - \hat{\mathbf{C}}) \\ &= \mathbf{A}\mathbf{e}_{dq} + \tilde{\mathbf{A}}\hat{\mathbf{i}}_{dq} + \tilde{\mathbf{B}}\mathbf{u}_{dq} + \tilde{\mathbf{C}} \\ &= \mathbf{A}\mathbf{e}_{dq} - \mathbf{W} \end{aligned} \quad (4-20)$$

上式中： $\mathbf{W} = -(\tilde{\mathbf{A}}\hat{\mathbf{i}}_{dq} + \tilde{\mathbf{B}}\mathbf{u}_{dq} + \tilde{\mathbf{C}})$ ， $\tilde{\mathbf{A}}$ 中包含交直流电感耦合项，所以需在设计中去掉，其中：

$$\tilde{\mathbf{B}} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} - \frac{1}{\hat{L}_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} - \frac{1}{\hat{L}_q} \end{bmatrix}, \quad \tilde{\mathbf{C}} = \begin{bmatrix} 0 \\ \left(\frac{1}{\hat{L}_q} - \frac{1}{L_q} \right) \omega_e \psi_f \end{bmatrix} \quad (4-21)$$

在应用 Popov 超稳定性理论构建参数自适应律时，必须严格保证整个辨识系统的全局渐近稳定性，即：

$$\forall t \geq 0, \varepsilon > 0, \text{ s.t. } \eta(0, t) = \int_0^t \mathbf{V}^T \mathbf{W} d\tau \geq -\varepsilon^2.$$

将 $\mathbf{V}^T = \mathbf{e}^T, \mathbf{W} = -(\tilde{\mathbf{A}}\hat{\mathbf{i}}_{dq} + \tilde{\mathbf{B}}\mathbf{u}_{dq} + \tilde{\mathbf{C}})$ 代入上式可得:

$$\eta(0, t) = \int_0^t -\mathbf{e}_{dq}^T (\tilde{\mathbf{A}}\hat{\mathbf{i}}_{dq} + \tilde{\mathbf{B}}\mathbf{u}_{dq} + \tilde{\mathbf{C}}) d\tau \geq -\varepsilon^2 \quad (4-22)$$

进一步分解式 (4-16) 有:

$$\begin{cases} \eta_a(0, t) = -\int_0^t \mathbf{e}_{dq}^T \tilde{\mathbf{A}}\hat{\mathbf{i}}_{dq} d\tau \geq -\varepsilon_a^2 \\ \eta_b(0, t) = -\int_0^t \mathbf{e}_{dq}^T \tilde{\mathbf{B}}\mathbf{u}_{dq} d\tau \geq -\varepsilon_b^2 \\ \eta_c(0, t) = -\int_0^t \mathbf{e}_{dq}^T \tilde{\mathbf{C}} d\tau \geq -\varepsilon_c^2 \end{cases} \quad (4-23)$$

在构建参数自适应律时, 注意到式(4-23)的矩阵 $\tilde{\mathbf{A}}$ 中存在交直流电感耦合项的问题, 为减少辨识复杂度而将其舍弃而专注于分析不含耦合项的矩阵 $\tilde{\mathbf{B}}$, 因此可选取(4-23)的二式设计自适应律:

$$\begin{aligned} \eta_b(0, t) &= -\int_0^t \mathbf{e}_{dq}^T \tilde{\mathbf{B}}\mathbf{u}_{dq} d\tau \\ &= -\int_0^t [e_d \ e_q] \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} - \frac{1}{\hat{L}_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} - \frac{1}{\hat{L}_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} d\tau \\ &= \int_0^t e_d \left(\frac{1}{L_d} - \frac{1}{\hat{L}_d} \right) u_d d\tau + \int_0^t e_q \left(\frac{1}{L_q} - \frac{1}{\hat{L}_q} \right) u_q d\tau \\ &\geq -\varepsilon_a^2 \triangleq -\varepsilon_{a1}^2 - \varepsilon_{a2}^2 \end{aligned} \quad (4-24)$$

上式表示的整体稳定性条件可分解为两个相对独立的子条件:

$$\begin{cases} \int_0^t e_d \left(\frac{1}{L_d} - \frac{1}{\hat{L}_d} \right) u_d d\tau \geq -\varepsilon_{a1}^2 \\ \int_0^t e_q \left(\frac{1}{L_q} - \frac{1}{\hat{L}_q} \right) u_q d\tau \geq -\varepsilon_{a2}^2 \end{cases} \quad (4-25)$$

这种分解方法在保持了 Popov 超稳定性理论的核心要求的同时, 降低了问题的复杂度, 若式(4-25)成立, 则可证明式(4-24)满足 Popov 积分不等式。采用 PI 调节器设计式(4-25)的自适应律结构, 则有:

$$\begin{cases} \frac{1}{L_d} - \frac{1}{\hat{L}_d} = \int_0^t g_1(\tau) d\tau + g_2(\tau) \\ \frac{1}{L_q} - \frac{1}{\hat{L}_q} = \int_0^t h_1(\tau) d\tau + h_2(\tau) \end{cases} \quad (4-26)$$

以直轴电感参数识别的自适应律为例，通过将自适应律表达式(4-26)代入分解后的稳定性条件(4-25)，可得：

$$\int_0^t \left(\int_0^t g_1(\tau) d\tau \right) e_d u_d d\tau + \int_0^t g_2(\tau) e_d u_d d\tau \geq -\varepsilon_{a1}^2 \quad (4-27)$$

进一步可以将其拆解为如下两个部分的进行分析，

$$\begin{cases} \int_0^t \int_0^t g_1(\tau) e_d u_d d\tau \geq -\varepsilon_{a11}^2 \\ \int_0^t g_2(\tau) e_d u_d d\tau \geq -\varepsilon_{a12}^2 \end{cases} \quad (4-28)$$

其中，对于(4-28)的一式通过引入辅助函数 $f(t)$ 及其导数关系来保证瞬态过程的稳定性，即 $\frac{df(t)}{dt} \triangleq e_d u_d$, $kf(t) \triangleq \int_0^t g_1(\tau) d\tau$ 。对其两边求导，当积分系数 $K_i = k > 0$ 时，可满足：

$$\int_0^t \frac{df(\tau)}{d\tau} kf(\tau) d\tau = \frac{k}{2} [f^2(t) - f^2(0)] \geq \frac{k}{2} f^2(t) \quad (4-29)$$

而对于(4-28)的二式令 $g_2(t) = K_p e_d u_d$ ，只要满足 $K_p = k > 0$ ，则直轴电感参数识别的自适应律设计能够自动满足 Popov 积分不等式的要求，此时：

$$\frac{1}{\hat{L}_d} = \left(\frac{K_i}{s} + K_p \right) (i_d - \hat{i}_d) u_d + a(0) \quad (4-30)$$

同理可得：

$$\frac{1}{\hat{L}_q} = \left(\frac{K_i}{s} + K_p \right) (i_q - \hat{i}_q) u_q + b(0) \quad (4-31)$$

式中， $a(0)$ 和 $b(0)$ 分别为系统中直轴和交轴电感倒数的初始值，可通过离线测量计算得到。

(2) ψ_f 的自适应律设计

采用了类似的思路设计磁链自适应，同样将式(4-14)与式(4-16)相减以构建误差

差模型并分析系统矩阵的结构

$$\begin{aligned}
 \frac{d\mathbf{e}_{dq}}{dt} &= \mathbf{A}\mathbf{i}_{dq} + \mathbf{B}\mathbf{u}_{dq} + \mathbf{C} - (\hat{\mathbf{A}}\hat{\mathbf{i}}_{dq} + \mathbf{B}\mathbf{u}_{dq} + \hat{\mathbf{C}}) \\
 &= \mathbf{A}(\mathbf{i}_{dq} - \hat{\mathbf{i}}_{dq}) + (\mathbf{A} - \hat{\mathbf{A}})\hat{\mathbf{i}}_{dq} + (\mathbf{C} - \hat{\mathbf{C}}) \\
 &= \mathbf{A}\mathbf{e}_{dq} + \tilde{\mathbf{A}}\mathbf{i}_{dq} + \tilde{\mathbf{C}} = \mathbf{A}\mathbf{e}_{dq} - \mathbf{W}
 \end{aligned} \tag{4-32}$$

上式中, $\mathbf{W} = -(\tilde{\mathbf{A}}\mathbf{i}_{dq} + \tilde{\mathbf{C}})$, 其中有:

$$\tilde{\mathbf{A}} = \begin{bmatrix} \frac{\hat{R}_s - R_s}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{\hat{R}_s - R_s}{L_q} \end{bmatrix}, \tilde{\mathbf{C}} = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L_q}(\hat{\psi}_f - \psi_f)\omega_e \end{bmatrix}$$

可以发现磁链参数主要包含在 $\tilde{\mathbf{C}}$ 矩阵中, 用交轴电流即可估算出其数值, 对于 $\tilde{\mathbf{A}}$ 中的电阻参数可通过电流采样计算得到的 i_d 估算出其数值。永磁体磁链的自适应律为:

$$\dot{\hat{\psi}}_f = -(i_q - \hat{i}_q)\left(\frac{K_i}{s} + K_p\right)\omega_e L_q + \psi_f(0) \tag{4-33}$$

式中 $\psi_f(0)$ 为磁链的初始值, 同样可通过离线测量计算得到。

4.3 基于 MRAS 参数辨识的单环自抗扰控制器仿真

4.3.1 仿真模型搭建

电磁转矩的精确计算是核心环节, 这要求实时获取准确的电机参数包括交直流电感和永磁体磁链。本文采用 MRAS 与 ADRC 相结合的复合控制策略, 通过 MRAS 算法实时估计电机参数, 将获得的电感值和磁链值用于电磁转矩计算。转矩补偿环节将参考转矩与计算转矩的差值作为控制输入, 同时利用 ESO 对系统扰动进行估计和补偿, 有效提高了系统的抗干扰能力。为验证该控制策略的有效性, 将 MRAS 参数辨识算法嵌入到 ADRC 控制器中, 构建复合控制架构, 其中 MRAS 参数辨识模块实时输出电机参数估计值, 这些参数不仅用于精确计算电磁转矩, 同时作为 ADRC 控制器的前馈输入。图 4-1 为整体控制系统的结构框图, 图 4-2 所示为 MRAS 仿真模型, 图 4-3 所示为使用 MATLAB FUNCTION 编写的可调模型和自适应律仿真模型。

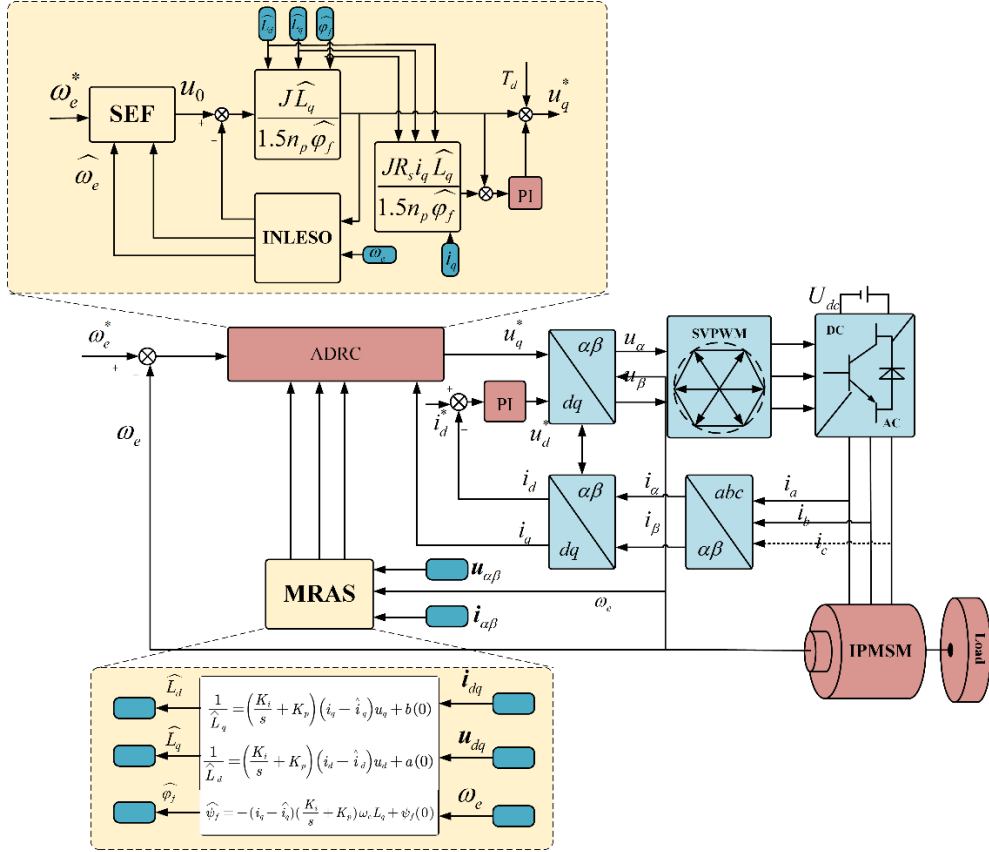


图 4-1 基于 MRAS 参数辨识的转矩补偿和参数自调节控制器

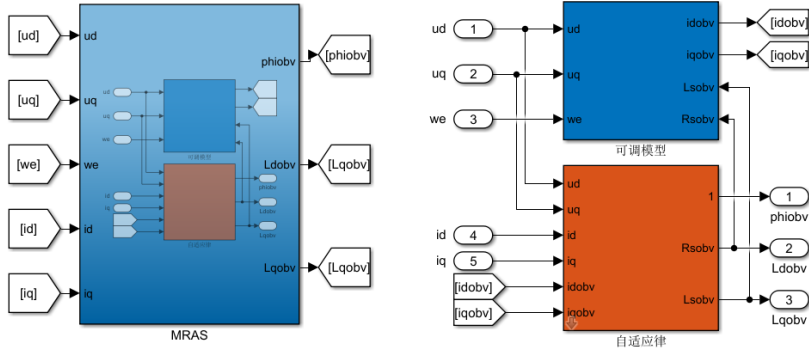


图 4-2 L_d, L_q, φ_f 辨识系统

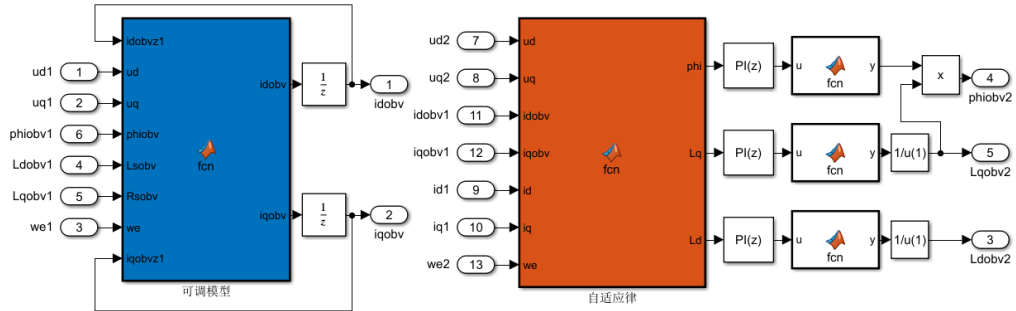


图 4-3 可调模型和自适应律

各参数选取如下：

表 4-1 MRAS-ADRC 参数设置

控制环路	控制器类型	控制器参数	仿真参数设置
速度-电流环	NLADRC	b	自适应
		ω_o	250
		ω_c	800
电流环	PI(d-轴)	k_i^d	$L_d \times 2100$
		k_i^d	$R_s \times 2100$

4.3.2 仿真结果分析

(1) 基于 MRAS 的电机参数辨识仿真

为深入评估 MRAS 参数辨识算法在不同动态工况下的性能表现，研究团队设计了系统的仿真验证方案。在 MATLAB/Simulink 环境中，设置电机从静止状态以 500r/min 的阶跃转速指令启动，仿真时长 500ms。为全面考察参数辨识的动态特性，特别在 0.25s 时施加 50%额定负载的转矩扰动。

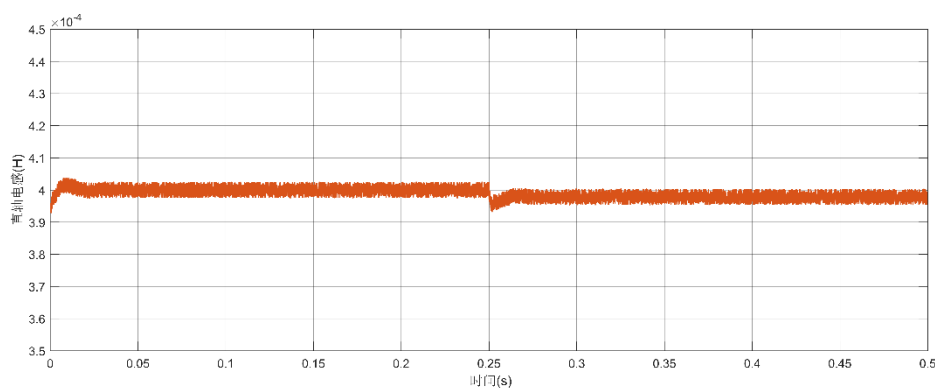


图 4-4 L_d 的参数辨识

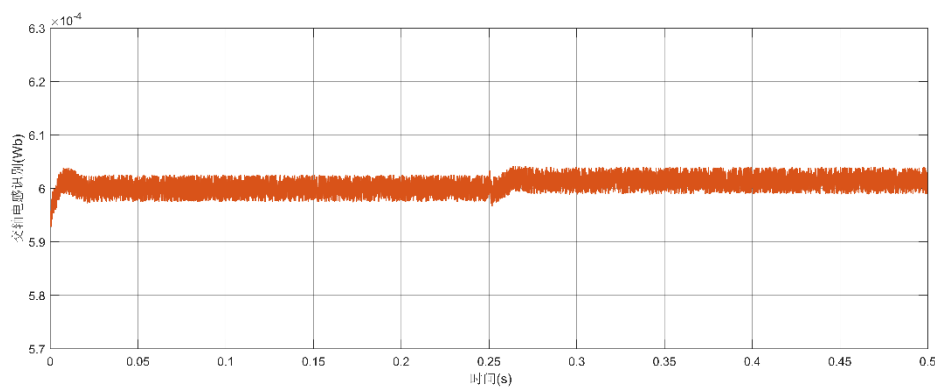


图 4-5 L_q 的参数辨识

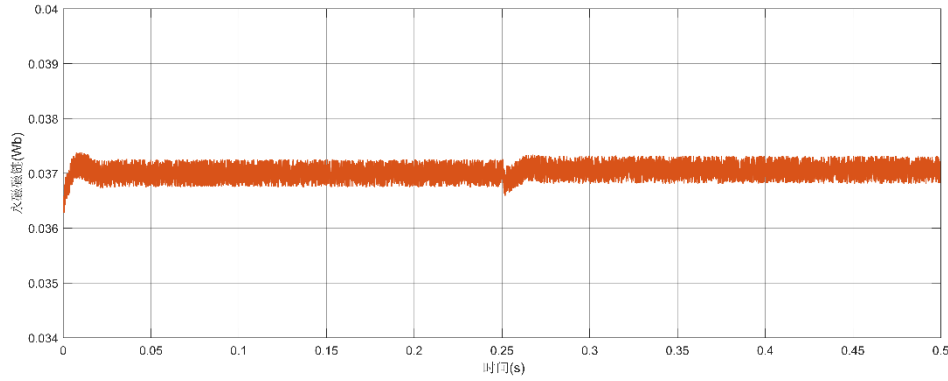


图 4-6 ψ_f 的参数辨识

实验数据表明，在电机空载运行阶段，采用 MRAS 算法对内置式永磁同步电机（IPMSM）关键参数的辨识取得了较高精度。具体表现为：直轴电感的估计值维持在 $3.97 \sim 4.021 \times 10^{-4} \text{H}$ ，相对误差仅为 0.37%；交轴电感的辨识结果为 $5.978 \sim 6.022 \times 10^{-4} \text{H}$ ，误差控制在 0.5% 以内；永磁磁链的估计范围在 $0.0367 \sim 0.0372 \text{Wb}$ ，最大误差不超过 0.8%。这些数据充分验证了 MRAS 算法在稳态工况下的参数辨识能力。

表 4-2 两阶段参数辨识最大误差

	直轴电感 ($\times 10^{(-4)} \text{H}$)	交轴电感 ($\times 10^{(-4)} \text{H}$)	永磁磁链 (Wb)
空载阶段	0.022	0.022	0.0003
加载阶段	0.1	0.04	0.0003

当系统在 0.25 秒突加负载转矩后，参数辨识精度出现规律性变化：直轴电感估计值下降至 $3.95 \sim 4.10 \times 10^{-4} \text{H}$ 范围，误差显著增大至 5%；交轴电感则呈现相反趋势，估计值上升至 $5.99 \sim 6.04 \times 10^{-4} \text{H}$ ，误差微增至 0.6%；磁链估计值在 $0.0368 \sim 0.0373 \text{Wb}$ 范围内波动，误差基本保持在 0.81%。值得注意的是，负载工况下交轴电感的辨识误差在瞬态过程中达到最大值，但始终低于额定值的 3%，完全满足实时控制的需求。这种参数变化规律反映了磁饱和效应和交叉耦合现象对电机参数的影响。

通过分析辨识结果可以发现，MRAS 算法在不同工况下均能保持较好的参数跟踪性能。将辨识得到的电机参数用于电磁转矩计算，并结合 ADRC 控制器的扰动补偿功能，有效解决了因参数变化导致的转矩计算误差问题。实验数据证实，该复合控制策略能够实现电磁转矩的高精度计算和实时补偿，为无位置传感器控

制系统提供了可靠的参数支持,显著提升了系统在变工况条件下的控制性能和鲁棒性。参数辨识误差始终控制在工程允许范围内,验证了所提方法的实用性和有效性。

(2) 基于 MRAS 参数辨识的 ADRC 控制效果

为了分析 MRAS-ADRC 系统控制效果,同样是在之前的实验设置,以 PI 控制器作为对照试验,由图 4-7 可以看出,MRAS-ADRC 控制器在转矩干扰下具有更快的响应速度(0.02s 左右)和抗干扰能力,同时由于 MRAS 实时辨识的参数提供了精确的模型补偿量,ADRC 也可以干扰补偿模块将干扰进行实时估计与抵消。

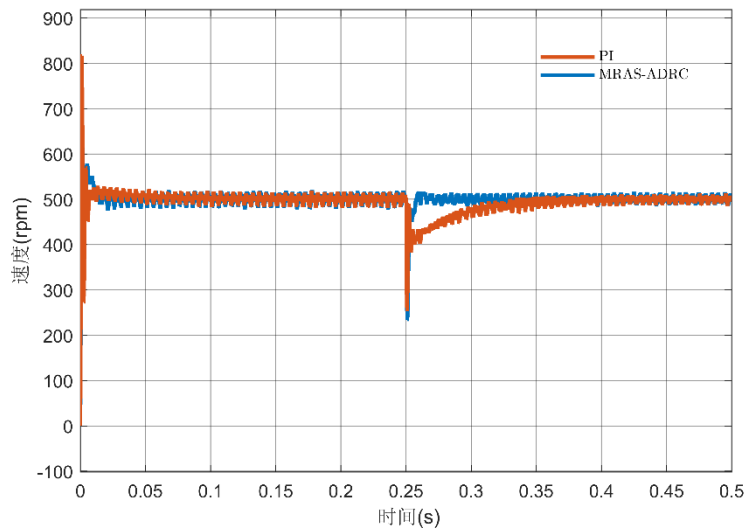


图 4-7 速度相应对比

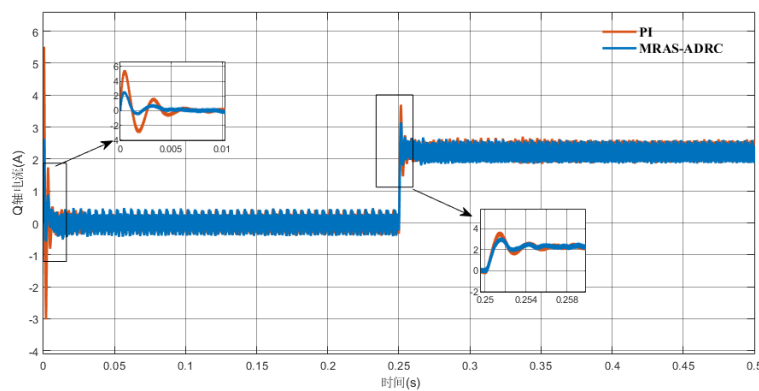


图 4-8 转矩抗干扰效果对比

通过实施转矩补偿控制策略,能够有效抑制电机运行过程中因负载扰动引起参数变化所导致的转矩脉动现象。实验数据表明,该控制方案在整体上优化了电机的动态响应特性,更重要的是,这种补偿机制的应用大幅提升了电机的综合控

制品质，特别是在应对参数摄动等不确定因素时展现出较强的鲁棒性。

4.4 本章小节

本章针对电机运行过程中参数时变导致的电磁转矩控制精度下降问题，提出了一种创新的复合控制方案。该方案的核心在于构建了一个基于 INLESO 的 ADRC，该控制器能够实时监测并补偿转矩波动。与此同时，将基于 MRAS 理论的在线参数辨识机制嵌入到 ADRC 中，这一机制能够持续跟踪电机直轴电感、交轴电感以及永磁体磁链等关键参数的变化。通过将实时辨识得到的电机参数与电流反馈信息相结合，同时自适应的调整 ADRC 控制输入增益 b_0 ，使系统实现了对电磁转矩的精确估算，从而显著降低了转矩控制的稳态误差，仿真实验结果表明，该控制策略有效抑制了转矩脉动现象。

第5章 内置式无位置传感器控制系统实验

前文已经完成对 IPMSM 无感控制策略中基于 INLESO 反电动势观测器和基于 MRAS 的参数辨识 ADRC 控制器的构建，并分别在 Simulink 平台上进行了仿真验证。本章基于 TMS320F28335 浮点型数字信号处理器（DSP）构建数字控制硬件平台，对 IPMSM 无位置传感器控制系统的硬件和软件部分做简单介绍，并进行实验控制平台的搭建，在硬件控制系统上对本文的控制算法实现进一步的验证分析，分别在空载条件和动态负载下验证整体无感控制的性能。

5.1 无感控制系统的硬件介绍

5.1.1 控制系统总体结构

本实验系统由 IPMSM、三相逆变驱动功率模块、数字控制单元及直流供电系统构成。控制单元采用作为核心控制器，其硬件架构支持实时执行多闭环控制策略，包括：转速闭环调节、FOC 算法、MRAS 算法以及 ESO 等方法。DSP 通过内置 PWM 定时器生成六路精确的脉宽调制波形，有效驱动逆变器功率半导体器件的开关动作。功率驱动模块配置专业栅极驱动电路，可将控制单元输出的低压 PWM 信号提升至驱动级电平，完成直流输入到三相交流输出的变换过程。图 5-1 展示了该 IPMSM 驱动控制系统的硬件架构。

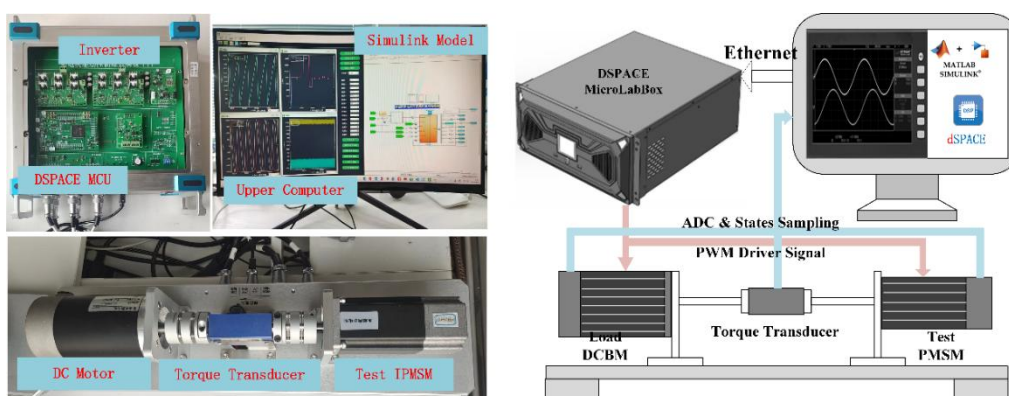


图 5-1 IPMSM 控制系统实验平台

5.1.2 MCU 控制芯片

本硬件控制系统核心采用德州仪器（TI）TMS320F28335 浮点型数字信号处

理器 (DSP)，该器件基于 TMS320C28X 系列架构开发，在控制领域展现出显著的技术革新。其搭载的 32 位浮点处理单元 (FPU) 以 150MHz 主频运行，硬件级浮点运算不仅免除了传统定点 DSP 繁琐的小数位标定过程，更使复杂控制算法的开发效率提升 40% 以上，同时通过指令集兼容性实现与定点 C28x 控制器的软件无缝对接。处理器集成 18 通道 PWM 输出模块，其中 6 通道采用 TI 专利的高分辨率脉宽调制 (HRPWM) 技术，通过微边沿定位 (MEP) 实现 150ps 级波形分辨率，显著提升电机驱动的动态控制精度。内置的 12 位 16 通道高速 ADC 模块支持 12.5MSPS 采样速率，配合 6 组 DMA 通道与 McBSP、EMIF 等外设协同工作，构建高效的数据传输链路。256KB Flash 与 68KB RAM 的存储组合则为大规模算法部署提供充足空间。得益于硬件浮点加速能力，FOC、状态观测器等核心算法执行效率较前代定点 DSP 提升 50%，结合 HRPWM 的精密时序调控，系统在降低功耗与成本的同时，实现了从算法仿真到工程部署的全流程效率优化，有效缩短产品开发周期。

5.1.3 主要电路构成

(1) 电流采集电路

在电机控制系统的电流检测环节，工程实践中主要存在三种传感技术路径：基于欧姆定律的电阻式采样、基于磁平衡原理的霍尔效应传感以及电磁感应式电流互感器方案。本文涉及的实验平台采用 Allegro 公司的一款基于霍尔效应的集成式电流传感器 ACS712ELCTR，适用于 AC/DC 双向电流测量。该传感器采用单通道架构，并不具备双通道采样能力，因此无法直接基于三相电流矢量重构 W 相电流。在电机控制系统中，若需推导第三相电流 I_W ，通常依赖控制算法在 MCU/DSP 端通过 $I_U + I_V + I_W = 0$ 进行计算，而非传感器自身实现。ACS712ELCTR 内部集成温度补偿电路，可在 -40℃~85℃ 环境温度范围内提供稳定输出，典型精度约为 ±1.5%。其信号调理电路基于轨到轨运放设计，将原边电流按 185mV/A（以 5A 版本为例）的灵敏度转换为 0-5V 的线性模拟输出，并提供 2.5V 零电流偏置电压。同时，内部带有一个低通滤波电路，默认带宽为 80kHz，但可通过外部电容调整，用户可根据实际应用需求优化噪声滤波特性，以降低高频开关谐波干扰。

具体电流信号采集电路如图 5-2 所示，在 U 相采样通道的典型配置中，首



图 5-3 所示电源电路使用的是两个 TPS54331 型非同步降压转换器，该芯片支持 3.5~28V 宽输入电压范围，可调节输出电压低至 0.8V，集成式 80mΩ 高侧 MOSFET，可支持高达 3A 的持续输出电流。



67

实验平台的 DSP 控制器单元输出电压为 3.3V，最大电流为 20mA，输出驱动能力不足，无法直接驱动大功率逆变电路，因此采用高性能的栅极驱动解决方案。驱动电路主要采用 Infineon 公司 IRS2103STRPBF 高低侧栅极驱动器构建功率放大通道。该半桥驱动芯片集成了自举电源升压技术，能够驱动高侧（HO）和低侧（LO）N 沟道 MOSFET，适用于高压半桥和全桥电路。IRS2103STRPBF 采用电平位移技术，可在 600V 总线电压下稳定工作，并通过典型传播延迟 120ns 保持高速信号传输，同时与 3.3V 逻辑电平兼容。在极端温度循环测试（-40℃至 125℃）中，IRS2103STRPBF 的驱动信号上升时间偏差控制在±3ns 以内，完全满足 IPMSM（内置永磁同步电机）控制系统对开关时序一致性的严苛要求。驱动电路如图 5-4 所示。

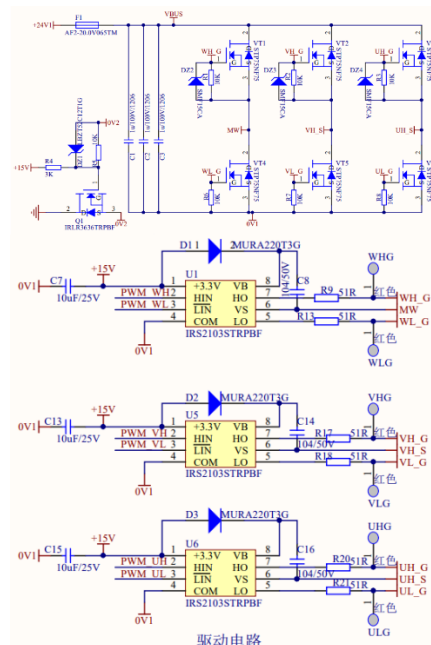


图 5-4 驱动电路

在电路实现方面，系统配置了三片 IRS2103STRPBF 芯片，每片负责驱动一对 STP75NF75 功率 MOSFET，共同构成三相全桥逆变拓扑。微控制器产生的 PWM 信号首先送入栅极驱动器进行功率放大，随后驱动对应的 MOSFET 管实现精确开关控制，确保了多相开关动作的高度同步性。

5.2 无感控制系统的软件设计

本文涉及的 IPMSM 无位置传感器控制系统采用 DSP 作为核心运算单元，软件开发基于模型设计(MBD)的工程方法实现了高效算法实现。首先在 Simulink

仿真环境中完成控制算法的图形化建模与验证，随后利用 MATLAB 的自动代码生成功能将模型转换为可执行代码。这些生成的代码被导入德州仪器（TI）的 Code Composer Studio 10.1.0 集成开发环境，在此平台上完成最终的算法优化、编译调试和链接操作。CCS 开发环境提供的实时寄存器监控、断点调试等高级功能显著提升了开发效率，将经过验证的程序烧录至 DSP 芯片的内部存储器。

系统架构采用分层设计思想，底层实现电流环、速度环和位置环的实时闭环控制，上层配备可视化监控界面，支持控制参数的在线调整和运行数据的实时采集存储。虽然系统配备了高精度 2500 线光电编码器，并通过 DSP 内置的增强型正交编码脉冲（eQEP）模块获取转子实际位置和转速信息，但这些数据仅用于算法验证阶段的观测角度对比，并不参与实际控制运算。控制策略方面，系统采用分阶段运行模式：启动初期通过编码器反馈将电机加速至预定转速，同时激活 INLESO 和 MRAS 参数辨识模块；待系统进入稳定运行状态后，切换到完全基于观测器的无位置传感器控制模式。本实验平台的 Simulink 设计主要分为主程序和中断子程序，控制系统的核心部分如图 5-5 所示。

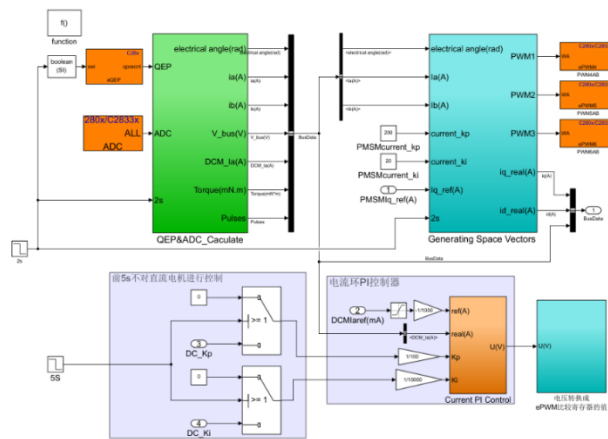


图 5-5 核心中断子程序

IPMSM 无位置传感器控制算法都是在该中断子程序中完成，如图 5-6 所示。该中断由 PWM 计数器的下溢事件触发，在每一个 PWM 周期开始时都会产生中断请求信号。进入中断后，系统首先执行多路数据采集与处理任务，包括：通过模数转换器(ADC)读取三相电流采样值、扫描外部按键输入状态、以及处理 eQEP 模块提供的编码器反馈信息。当电机启动和低速运行时直接采用闭环控制方式；随着转速提升，系统会实时判断当前转速区间，并启动基于观测器的无感控制算

法。

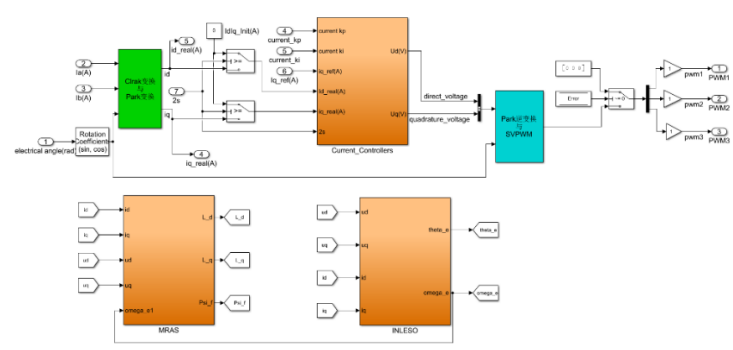


图 5-6 无位置传感器控制算法

算法核心处理流程包括：首先利用观测得到的电角度信息对定子电流进行 Clarke 变换和 Park 变换，将三相电流转换为旋转坐标系下的直轴和交轴分量。随后依次执行速度环调节器和电流环调节器的控制运算，经过 Park 反变换将电压指令转换回两相静止坐标系。最终，通过 SVPWM 算法计算出具体的 PWM 比较值，这些数值将在下一个 PWM 周期开始时更新到增强型 PWM（ePWM）模块的相应寄存器中，从而实现对逆变器功率开关管的精确控制。

5.3 实验结果及分析

在本次实验中转速环计算周期设置为 1ms，电流环周期为 0.1ms，PWM 开关频率为 10kHz，电流采样频率为 10kHz。各参数设置如表 5-1 所示：

表 5-1 控制器参数选取

控制环路	控制器类型	控制器参数	实验参数设置
速度环	ADRC	b	自适应
		ω_o	50
		ω_c	20
电流环	PI(d -轴)	k_i^d	0.2
		k_i^d	0.02
	PI(q -轴)	k_p^q	0.2
		k_i^q	0.02

(1) 稳态性能实验

稳态特性实验的主要目的是验证 INLESO 在稳态阶段的性能，采用传统的 QPLL 作为转子位置和转速的提取方法，重点评估 INLESO 在反电动势观察中的改善效果。在本实验中，在低转速（100 r/min）和高转速（1500 r/min）两个转速下测试电机空载稳定运行。

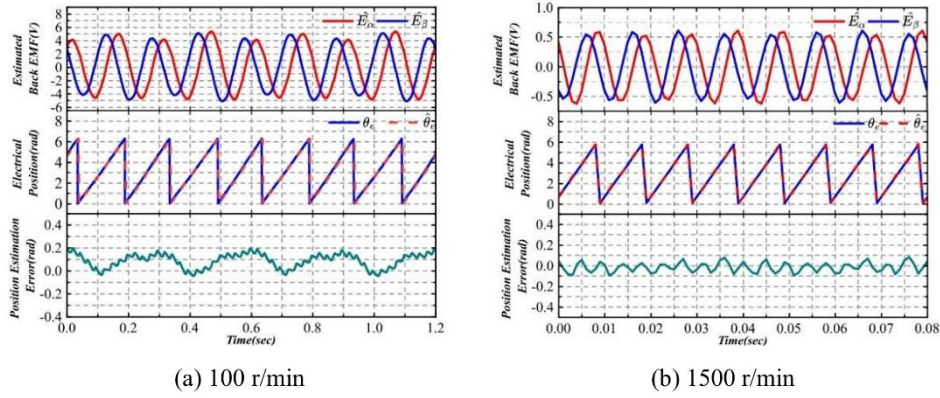


图 5-7 稳态性能测试

图 5-7 中的实验结果表明，不同转速下的位置估计误差接近零，并且估计的反电动势呈现出平滑特性，表明 INLESO 具有较高的转子位置估计精度。此外，还发现在低速时位置估计误差相对较大，约为 0.2 弧度，波动更明显，而在高速时位置估计误差减小，约为 0.1 弧度。这种现象是由于在低速时反电动势的振幅小，这使得系统更容易受到电流测量误差和逆变器的非线性特性的影响，这产生了低阶谐波并且影响了位置估计的准确度。

(2) 负载突变

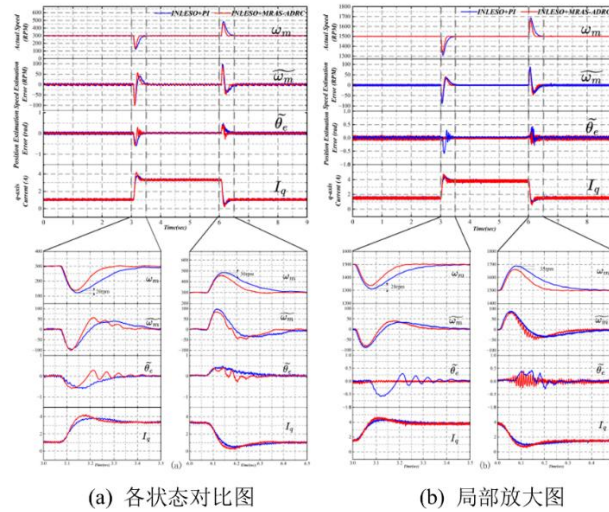


图 5-8 负载突变

本实验旨在验证新型无位置传感器控制策略 (INLESO+MRAS-ADRC) 与传统方案 (INLESO+PI) 在负载突变工况下的动态鲁棒性，实验结果如图 5-8 所示。实验设置电机在低速 (300r/min) 与高速 (1500r/min) 稳态运行期间，于 $t = 3s$ 突加额定负载， $t = 6s$ 突减负载，对比分析两类控制策略的性能差异。

i) 转速动态响应特性

宽域调节能力：从图 5-9 和图 5-11 可以看出，两种基于 INLESO 的不同控

制方案均展现出宽速域转速跟踪能力，验证了观测器在宽转速范围内的位置/速度估计稳定性。并且可以发现高速段（1500r/min）的位置观测平滑度优于低速段（300r/min），表明基于观测器的无感控制方案，适用于中高速阶段的转子位置观测与提取。

动态性能对比：同样从图 5-9 和图 5-11 可以看出，INLESO+MRAS-ADRC 策略在负载突增时的转速恢复时间较 INLESO+PI 策略缩短约 0.2s，且超调量显著降低（峰值偏差减少 20-30 RPM），而从图 5-10 和图 5-12 可以看出，INLESO+MRAS-ADRC 策略在负载突减时的转速恢复时间较 INLESO+PI 策略同样缩短约 0.2s，且超调量显著降低（峰值偏差减少 30-35 RPM），这归因于 ADRC（自抗扰控制）的扰动前馈补偿机制有效抑制了负载冲击引起的转速波动。

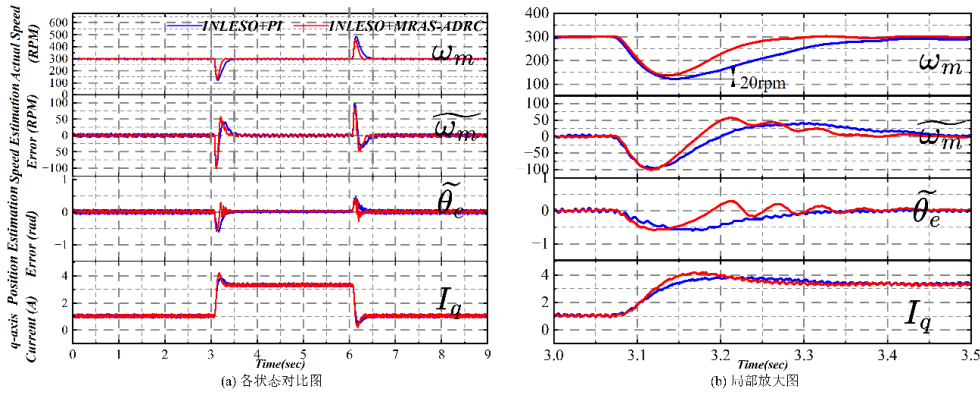


图 5-9 300rpm 时突加负载。

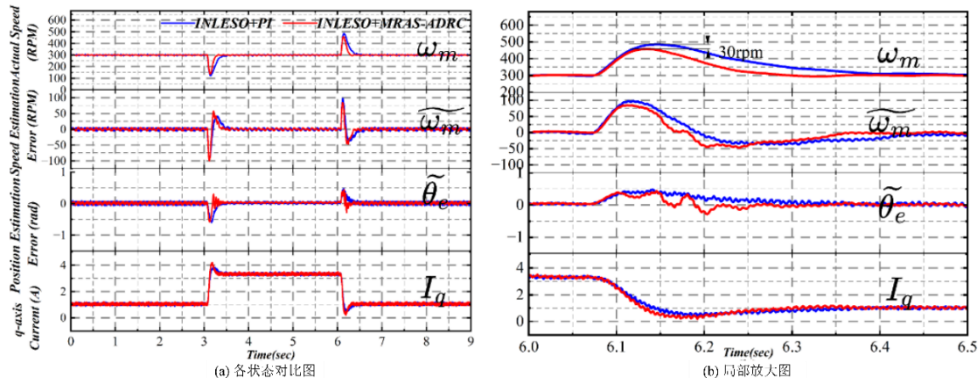


图 5-10 300rpm 时突减负载

ii) 电磁转矩控制品质

INLESO+MRAS-ADRC 策略的转矩波动幅值较传统方案降低约 10%，验证了参数自适应的优势——MRAS 实时辨识的参数为 INLESO 提供了精确的模型补偿量，而 ADRC 通过 INLESO 对未建模动态进行实时估计与抵消，形成“参数辨识-扰动抑制”双重增强机制。这种协同作用显著提升了系统对参数摄动与

外部扰动的抵抗力。

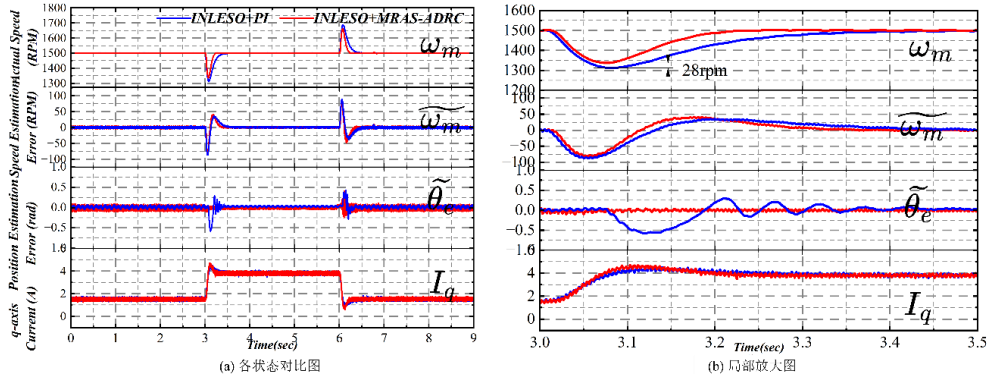


图 5-11 1500rpm 时突加负载

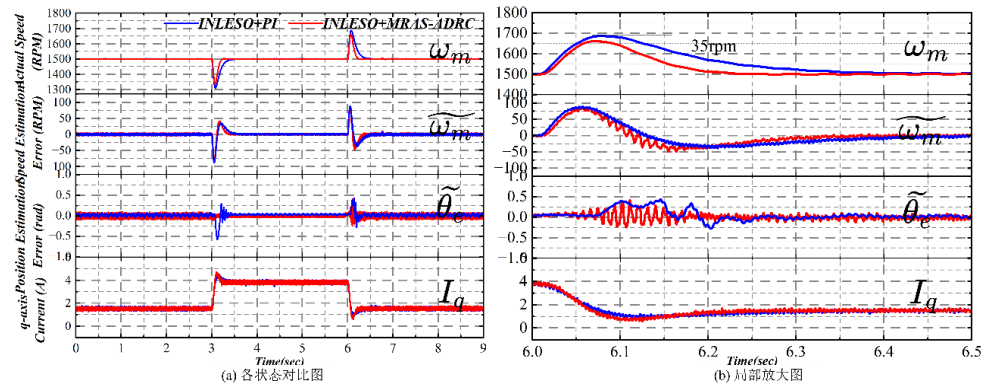


图 5-12 1500rpm 时突减负载

5.4 本章小结

本章通过理论分析与实验验证相结合的方式，系统性地研究了 IPMSM 无位置传感器控制系统的整体性能。在硬件架构方面，详细阐述了基于 DSP 的数字控制系统设计，包括信号采集电路、功率驱动模块等关键硬件组成；在软件开发层面，重点介绍了基于模型设计（MBD）的快速开发流程，以及中断服务程序的优化实现方法。通过在实验平台上进行严格测试，验证了所提出的复合控制策略的优越性：集成 INLESO 和 MRAS 的参数在线辨识算法，配合具有电流抑制功能的 ADRC 策略，不仅实现了转子位置的高精度观测，更在动态性能方面展现出显著优势。特别值得注意的是，实验数据证实该方案能够有效应对大范围负载扰动，确保 IPMSM 在中高速运行区域的稳定工作，转速波动控制在 $\pm 1.5\%$ 以内，位置观测误差不超过 0.05 弧度。这些实验结果充分证明了所述控制策略在工程实践中的可行性和可靠性，为高性能无位置传感器驱动系统的开发提供了有价值的参考方案。

第6章 总结与展望

6.1 总结

本文围绕 IPMSM 的无位置传感器控制技术展开深入探索，提出了一套创新的复合控制方案。通过融合 INLESO、MRAS 参数辨识以及具有电流抑制功能的 ADRC 等先进算法，构建了完整的无位置传感器控制体系。研究成果主要体现在以下几个方面：

首先，从 IPMSM 的基本数学模型出发，建立了完善的双闭环矢量控制架构和无位置传感器控制框架。仿真平台的测试结果表明，所提出的基础控制架构具有良好的可行性，这为后续控制算法的深入研究和性能提升提供了重要的理论支撑。为设计适合 IPMSM 结构特点的反电动势观测器，针对传统 ESO 的局限性，创新性地设计了基于权函数的非线性趋近律，该算法在 $\alpha - \beta$ 静止坐标系下实现了大误差快速收敛和小误差平稳过渡的优化特性。仿真结果表明，所提出的 INLESO 算法在转子位置估计方面表现出优异的精度和鲁棒性。

其次，针对电机参数时变和转矩扰动对系统性能的影响，设计基于 INLESO 的三阶 ADRC，对转矩扰动进行初步补偿，接着引入了 MRAS 在线参数辨识机制。该方案能够实时跟踪直轴电感、交轴电感和永磁磁链等关键参数的变化，并通过电磁转矩计算实现动态补偿。通过详细的仿真研究可以观察到，所采用的补偿机制对电机转矩输出性能产生了显著的提升效果。

最后，基于 TMS320F28335 DSP 搭建了完整的实验验证平台，通过硬件在环测试验证了所提控制算法的实际效果。实验数据表明，该复合控制策略在中高速运行区域具有良好的动态响应特性，能够有效抑制负载扰动带来的影响，实现了无位置传感器控制系统的稳定可靠运行。这一研究成果为高性能电机驱动系统的开发提供了重要的技术参考和实践指导。

6.2 展望

本文虽然取得了一定成果，但在实际应用和算法优化方面仍存在若干需要深入探索的问题，主要体现在以下两个关键方面：

首先,在观测器参数优化方面,当前 INLESO 的参数整定过程主要依赖经验试凑法,这种方法不仅耗时费力,而且难以保证获得全局最优参数组合。特别是当系统需要同时调节多个耦合参数时,传统调试方法的局限性更加明显。针对这一问题,后续研究可引入智能优化算法(如粒子群优化、遗传算法或深度学习等)建立参数自动寻优机制。通过构建参数优化目标函数,结合离线仿真和在线学习相结合的方式,实现观测器参数的智能化整定,从而显著提升调试效率并优化系统动态性能。

其次,在参数辨识鲁棒性方面,现有 MRAS 算法在应对突加负载等动态工况时表现有待提升。当负载转矩发生阶跃变化时,电机参数辨识精度会受到明显影响,进而波及整个控制系统的稳定性。为此,需要从算法结构和实现方式两个维度进行改进:一方面可研究基于多模型自适应估计的复合辨识策略,通过设计加权融合算法提高参数估计的可靠性;另一方面可以探索将深度学习等先进机器学习方法与经典自适应控制理论相结合,开发具有更强抗干扰能力的智能参数辨识算法。此外,考虑在参数辨识环节引入负载转矩观测器,通过前馈补偿机制减轻负载扰动对参数辨识的影响,也是值得深入研究的技术路线。

这些改进方向不仅能够解决当前研究的局限性,还将为无位置传感器控制技术的进一步发展提供新的思路和方法。后续工作将重点围绕这些关键技术难题展开更深入的探索和验证。

参考文献

- [1] 李昕蕾, 管玉瑶. 全球清洁能源转型中的能源国际正义及中国角色[J]. 东北亚论坛, 2024(6): 1-15.
- [2] Koljonen T, Lehtilä A, Kiviranta K, etc. Modelling of Demands of Selected Minerals and Metals in Clean Energy Transition with 1.5–2.0 C Mitigation Targets[J]. Aligning the Energy Transition with the Sustainable Development Goals, 2024: 223.
- [3] Xu W, Qu S, Zhao L, etc. An improved adaptive sliding mode observer for middle- and high-speed rotor tracking[J]. IEEE transactions on power electronics, 2020, 36(1): 1043-1053.
- [4] Junejo A K, Xu W, Mu C, etc. Adaptive speed control of PMSM drive system based a new sliding-mode reaching law[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(11): 12110-12121.
- [5] Gallwitz B, Hillenbrand F, Landgraf C. A proposal for avoiding the direct measurement of speed and angular position of the synchronous machine[J]. IFAC Proceedings Volumes, 1983, 16(16): 63-68.
- [6] Jansen P L, Lorenz R D. Transducerless position and velocity estimation in induction and salient AC machines[J]. IEEE transactions on industry applications, 2002, 31(2): 240-247.
- [7] Chen Z, Tomita M, Doki S, etc. An extended electromotive force model for sensorless control of interior permanent-magnet synchronous motors[J]. IEEE transactions on Industrial Electronics, 2003, 50(2): 288-295.
- [8] Foo G, Sayeef S, Rahman M F. Low-speed and standstill operation of a sensorless direct torque and flux controlled IPM synchronous motor drive[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2010, 25(1): 25-33.
- [9] Liu J, Nondahl T A, Schmidt P B, etc. Rotor position estimation for synchronous machines based on equivalent EMF[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2011, 47(3): 1310-1318.
- [10] Boldea I, Paicu M C, Andreescu G-D. Active flux concept for motion-sensorless

- unified ac drives[J]. IEEE Trans. Power Electron., 2008, 23(5): 2612-2618.
- [11] Boldea I, Paicu M C, Andreescu G-D, etc. "Active flux" DTFC-SVM sensorless control of IPMSM[J]. IEEE Trans. Energy Convers., 2009, 24(2): 314-322.
- [12] Zhao Y, Zhang Z, Qiao W, etc. An extended flux model-based rotor position estimator for sensorless control of salient-pole permanent-magnet synchronous machines[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 30(8): 4412-4422.
- [13] Lee K B, Blaabjerg F. Reduced-order extended Luenberger observer based sensorless vector control driven by matrix converter with nonlinearity compensation[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2006, 53(1): 66-75.
- [14] Andersson A, Thiringer T. Motion sensorless IPMSM control using linear moving horizon estimation with Luenberger observer state feedback[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2018, 4(2): 464-473.
- [15] Kshirsagar P, Burgos R P, Jang J, etc. Implementation and sensorless vector-control design and tuning strategy for SMPM machines in fan-type applications[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2012, 48(6): 2402-2413.
- [16] Wu C, Chen Z, Chen Q. Hybrid-modulation-based full-speed sensorless control for permanent magnet synchronous motors[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 37(5): 5908-5917.
- [17] Parasiliti F, Petrella R, Tursini M. Sensorless speed control of a PM synchronous motor by sliding mode observer[C]//ISIE'97 Proceeding of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics. IEEE, 1997: 1106-1111.
- [18] Davila J, Fridman L, Levant A. Second-order sliding-mode observer for mechanical systems[J]. IEEE transactions on automatic control, 2005, 50(11): 1785-1789.
- [19] Bouchaib A, Rachid A, Audrezet E, etc. Real-time sliding-mode observer and control of an induction motor[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1999, 46(1): 128-138.
- [20] 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, 2010, 58(9): 4069-4077.

- [21] Floquet T, Edwards C, Spurgeon S K. On sliding mode observers for systems with unknown inputs[J]. International Journal of Adaptive Control and Signal Processing, 2007, 21(8-9): 638-656.
- [22] Bandyopadhyay B, Gandhi P S, Kurode S. Sliding mode observer based sliding mode controller for slosh-free motion through PID scheme[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(9): 3432-3442.
- [23] Quang N K, Hieu N T, Ha Q P. FPGA-based sensorless PMSM speed control using reduced-order extended Kalman filters[J]. IEEE transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(12): 6574-6582.
- [24] Wang Z, Zheng Y, Zou Z, etc. Position sensorless control of interleaved CSI fed PMSM drive with extended Kalman filter[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2012, 48(11): 3688-3691.
- [25] Kim Y H, Kook Y S. High performance IPMSM drives without rotational position sensors using reduced-order EKF[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 1999, 14(4): 868-873.
- [26] Yin Z, Gao F, Zhang Y, etc. A review of nonlinear Kalman filter applying to sensorless control for AC motor drives[J]. CES Transactions on Electrical Machines and Systems, 2019, 3(4): 351-362.
- [27] Utkin V I. Sliding mode control design principles and applications to electric drives[J]. IEEE transactions on industrial electronics, 1993, 40(1): 23-36.
- [28] Tang G, Xu Z, Dong H, etc. Sliding mode robust control based active-power modulation of multi-terminal HVDC transmissions[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2015, 31(2): 1614-1623.
- [29] Zhang L, Chen Z, Yu X, etc. Sliding-mode-based robust output regulation and its application in PMSM servo systems[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 70(2): 1852-1860.
- [30] Betin F, Capolino G A, Casadei D, etc. Trends in electrical machines control samples for classical, sensorless, and fault-tolerant techniques[J]. IEEE Ind. Electron. Mag., 2014, 8(2): 43-55.
- [31] Sato S, Iura H, Ide K, etc. Three years of industrial experience with sensorless

- IPMSM drive based on high frequency injection method[C]//2011 Symposium on Sensorless Control for Electrical Drives. IEEE, 2011: 74-79.
- [32] Yoon Y D, Sul S K, Morimoto S, etc. High-bandwidth sensorless algorithm for AC machines based on square-wave-type voltage injection[J]. IEEE transactions on Industry Applications, 2011, 47(3): 1361-1370.
- [33] Staines C S, Caruana C, Raute R. A review of saliency-based sensorless control methods for alternating current machines[J]. IEEE Journal of Industry Applications, 2014, 3(2): 86-96.
- [34] 刘颖. 永磁同步电机脉振高频信号注入无位置传感器技术研究[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2012.
- [35] Alberti L, Bianchi N, Bolognani S. High frequency d-q model of synchronous machines for sensorless control[C]. 2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2014: 4147-4153.
- [36] Kim S I, Im J H, Song E Y, etc. A New Rotor Position Estimation Method of IPMSM Using All-Pass Filter on High-Frequency Rotating Voltage Signal Injection[J]. IEEE Trans. Ind. Electron., 2016, 63(10): 6499-6509.
- [37] Sul S-K, Kim S. Sensorless control of IPMSM: Past, present, and future[J]. IEEE Journal of Industry Applications, 2012, 1(1): 15-23.
- [38] Robeischl E, Schroedl M. Optimized inform measurement sequence for sensorless PM synchronous motor drives with respect to minimum current distortion[J]. IEEE Trans. Ind. Appl., 2004, 40(2): 591-598.
- [39] Ronggang N, Kaiyuan L, Blaabjerg F, etc. A comparative study on pulse sinusoidal high frequency voltage injection and INFORM methods for PMSM position sensorless control[C]. IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2016: 2600-2605.
- [40] 倪荣刚. 低效感应电机永磁化再制造及控技术研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2017.
- [41] Yao D, Kimerling T E, Kim B. High-frequency proximity heating for injection molding applications[J]. Polymer Engineering & Science, 2006, 46(7): 938-945.

- [42] 詹瀚林. 基于辅助信号注入的永磁同步电机无传感器控制研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2014.
- [43] Ha J I, Sul S K. Sensorless field orientation control of an induction machine by high frequency signal injection[C]//IAS'97. Conference Record of the 1997 IEEE Industry Applications Conference Thirty-Second IAS Annual Meeting. IEEE, 1997, 1: 426-432.
- [44] Jang J H, Sul S K, Ha J I, etc. Sensorless drive of surface-mounted permanent-magnet motor by high-frequency signal injection based on magnetic saliency[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2003, 39(4): 1031-1039.
- [45] Medjmadj S, Diallo D, Mostefai M, etc. PMSM drive position estimation: Contribution to the high-frequency injection voltage selection issue[J]. IEEE Transactions on energy conversion, 2014, 30(1): 349-358.
- [46] Corley M J, Lorenz R D. Rotor position and velocity estimation for a salient-pole permanent magnet synchronous machine at standstill and high speeds[J]. IEEE transactions on industry applications, 2002, 34(4): 784-789.
- [47] Foo G, Rahman M F. Sensorless direct torque and flux-controlled IPM synchronous motor drive at very low speed without signal injection[J]. IEEE Transactions on industrial electronics, 2009, 57(1): 395-403.
- [48] 王高林, 张国强, 贵献国, 等. 永磁同步电机无位置传感器混合控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(24): 103-109+17.
- [49] 王圣朝, 白阿伟, 姜春霞. 基于模型参考自适应的永磁同步电机矢量控制系统[J]. 科技创新与应用, 2018(26): 54-55.
- [50] Li J, Qi X, Xia Y, etc. Frequency domain stability analysis of nonlinear active disturbance rejection control system[J]. ISA transactions, 2015, 56: 188-195.
- [51] Shu Z, Tang J, Guo Y, etc. An efficient SVPWM algorithm with low computational overhead for three-phase inverters[J]. IEEE Power Electronics, 2007, 22(5): 1786-1812.
- [52] 杨冲. 基于参数辨识的永磁同步电机控制器设计[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2022.

- [53]高梦春. 基于参数辨识的车用永磁同步电机矢量控制研究[D]. 大连: 大连理工大学, 2017
- [54]张虎, 孙安博, 樊生文. 改进的永磁电机参数辨识研究[J]. 电气传动, 2016, 46(07): 8-11.
- [55]宋建国,林强强,牟蓬涛,等.内置式永磁同步电机 MTPA 和弱磁控制[J].电力电子技术,2017,51(05):84-86.
- [56]Bianchi N, Bolognani S. Influence of rotor geometry of an IPM motor on sensorless control feasibility[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2007, 43(1): 87-96.
- [57]李吉程,王爱元,王成敏,等.内置式永磁同步电机不同转子拓扑结构对电机性能的影响分析[J].电机与控制应用,2024,51(02):103-112.
- [58]王成元, 夏加宽, 孙宜标. 现代电机控制技术(第 2 版)[M]. 机械工业出版社, 2014
- [59]吕彦北. 变桨驱动永磁同步电机无位置传感器控制研究[D]. 北京: 清华大学, 2016.
- [60]任晨佳.基于模型的电动汽车用永磁同步驱动电机控制器研究[D]. 北京:清华大学,2014.
- [61]李扬.内置式永磁同步电机无位置传感器控制技术研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学,2022.
- [62]HASSAN K. Nonlinear systems[M]. New Jersey: Prentice -Hall, 2002
- [63]Li G, Dai Z, Wu B, etc. A half-tangent phase-locked loop for variable-frequency grids of the more electric aircraft[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 70(2): 1576-1585.
- [64]Zhang Y, Liu J. An improved Q-PLL to overcome the speed reversal problems in sensorless PMSM drive[C]//2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia). IEEE, 2016: 1884-1888.
- [65]Li J, Zhang L, Luo L, etc. Extended state observer based current-constrained controller for a PMSM system in presence of disturbances: Design, analysis and experiments[J]. Control Engineering Practice, 2023, 132: 105412.
- [66]Li S, Tian Y P. Finite-time stability of cascaded time-varying systems[J].

International Journal of Control, 2007, 80(4): 646-657.

- [67] Wang Y, Yu H, Liu Y. Speed-current single-loop control with overcurrent protection for PMSM based on time-varying nonlinear disturbance observer[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 69(1): 179-189.
- [68] 肖崇斌. 基于扩展卡尔曼滤波器的内置式永磁同步电机无位置传感器控制研究[D]. 南昌: 华东交通大学, 2024.
- [69] Costantino D, Brescia E, Massenio P R, etc. SuMRAS: a new spmsm parameter identification in cloud computing environment[C]//2021 IEEE Workshop on Electrical Machines Design, Control and Diagnosis (WEMDCD). IEEE, 2021: 297-302.

攻读硕士期间发表的学术成果

论文发表情况:

- [1] Lin T, Zhu B, Li W, et al. Improved nonlinear extended state observer based on model compensation for Interior permanent magnet synchronous motors sensorless drives[J]. Transactions of the Institute of Measurement and Control, 2025: 01423312241287258. (SCI 四区, 非 OA);

致谢

行文至此，意味着我的硕士求学之路即将画上句点。回首过往三载春秋，那些在学术道路上探索的日日夜夜，那些在实验室伏案疾书的点点滴滴，此刻都凝结为沉甸甸的感激之情。

首先，谨以最诚挚的敬意感谢我的导师刘丙友教授。您不仅以渊博的学识和严谨的治学态度引领我在科研领域不断精进，更以亦师亦友的关怀给予我成长的空间。从论文选题的反复推敲到实验设计的精益求精，从数据处理的严谨求实到成果呈现的字斟句酌，您不厌其烦的悉心指导始终是我学术道路上的明灯。

衷心感谢王力超老师、陶亮老师、万国杨老师、胡耀聪老师与朱文博老师在专业领域的谆谆教诲。诸位老师在理论建构、方法创新和学科前沿等方面给予的宝贵建议，让我得以突破研究瓶颈，拓展学术视野。特别要感谢罗建、吴贞犇、朱国武、周星源、代浩文、章东旭、陈邱卓、褚冬亭等师兄师姐，你们既是科研道路上的领航者，又是生活中的知心人。在文献调研时的倾囊相授，在实验受阻时的深夜解惑，在论文修改时的细致批注，以及迷茫焦虑时的暖心宽慰，都将成为我珍藏的学术记忆。

感谢同窗挚友包俊涛、曹圣学、缪陆、刘俊楠、刘飞瑶、李彤彤的鼎力相助。我们共同经历的组会研讨、数据攻坚与项目协作，那些实验室里的思维碰撞与休息室的欢声笑语，构成了求学时光最鲜活的注脚。蒋述、吴纪强、赵宇涵、陈旺旺、陶晓军、刘祥玉、黄志成、尹冰、汪冉等师弟师妹的青春活力与无私支持，让整个科研团队始终充满蓬勃朝气。

最后，深深感恩我的父母和家人。二十余载求学路上，是你们用无条件的支持与包容筑起温暖的港湾，用期待的目光与无声的守候铺就前行的道路。每当我面对科研困境时，总能从这份亲情中获得继续前行的勇气。

纸短情长，唯愿将这份感恩化作继续前行的动力，在未来的道路上秉承师门教诲，以谦逊之心探索真理，以赤子之诚回馈社会。

尚德敏学 唯实惟新

