

杭州电子科技大学

硕士学位论文

题目：永磁同步电机无速度传感器复合控制

研究生 陈 镁 斌

专 业 控 制 工 程

指导教师 刘 栋 良 副研究员

完成日期 2016 年 03 月

杭州电子科技大学硕士学位论文

永磁同步电动机无速度传感器复合控制

研 究 生： 陈镁斌

指导教师： 刘栋良 副研究员

2016 年 03 月

Dissertation Submitted to Hangzhou Dianzi University
for the Degree of Master

Sensorless Hybrid Control for Permanent Magnet Synchronous Motor

Candidate: Chen Meibin

Supervisor: Prof. Liu Dongliang

March, 2016

杭州电子科技大学

学位论文原创性声明和使用授权说明

原创性声明

本人郑重声明： 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。除文中已经注明引用的内容外，本论文不含任何其他个人或集体已经发表或撰写过的作品或成果。对本文的研究做出重要贡献的个人和集体，均已在文中以明确方式标明。

申请学位论文与资料若有不实之处，本人承担一切相关责任。

论文作者签名： 日期： 年 月 日

学位论文使用授权说明

本人完全了解杭州电子科技大学关于保留和使用学位论文的规定，即：研究生在校攻读学位期间论文工作的知识产权单位属杭州电子科技大学。本人保证毕业离校后，发表论文或使用论文工作成果时署单位名称仍然为杭州电子科技大学。学校有权保留送交论文的复印件，允许查阅和借阅论文；学校可以公布论文的全部或部分内容，可以允许采用影印、缩印或其它复制手段保存论文。（保密论文在解密后遵守此规定）

论文作者签名： 日期： 年 月 日

指导教师签名： 日期： 年 月 日

摘要

永磁同步电机因其结构简单、功率密度高等特点在机器人、新能源汽车等领域得到了广泛应用。永磁同步电机闭环控制所需的转速反馈信号一般由机械式传感器提供，实现高性能的控制需要高精度的速度传感器，这不仅增加系统成本，降低系统的可靠性，而且限制永磁同步电机在某些场合的应用。永磁同步电机无速度传感器技术摒弃机械式传感器，从包含转子位置信息的电信号中提取转速。

本文首先介绍无传感器控制技术的研究现状，对适用于中高速范围和适用于低速范围的控制策略分别进行了详细介绍，接着介绍了永磁同步电机的矢量控制的核心——坐标变换，给出了旋转坐标系下的电压方程、磁链方程、转矩方程和机械运动方程，最后，论述空间矢量脉宽调制技术并建立了永磁同步电机矢量控制系统的仿真模型。

中高速段采用滑模观测器，首先对滑模变结构控制基本原理进行介绍，其次，针对传统滑模观测器抖振明显以及响应时间长等问题，提出了改进方案，分别在切换函数、开关增益、速度估算三个方面进行了综合改造，用 S 型函数代替符号函数或饱和函数，可变开关增益替代固定开关增益，锁相环技术替换直接计算法，最后，在 Matlab/Simulink 中进行仿真，结果表明所提出的方法在抑制抖振和缩短响应时间方面具有较好的效果。

零速和低速段采用脉振高频电压信号注入法，首先解释采用该方法的原因，其次，详细介绍脉振高频信号注入法的原理和实现过程，最后，在 Matlab/Simulink 中建立仿真模型并对仿真结果进行分析。

基于单一的控制策略无法实现全速域的无传感器精确控制，本文将改进型滑模观测器和脉振高频信号注入法相结合，在合适的速度区间利用加权函数对两种控制策略进行切换，仿真结果表明在切换区间内速度波形无明显波动，达到平滑过渡的目的。最后，在 Matlab 仿真的基础上，对实验平台进行搭建，完成了主要模块的软件设计工作。

关键词：永磁同步电机，无速度传感器，滑模观测器，脉振高频，复合控制

ABSTRACT

Permanent magnet synchronous motor(PMSM) has been widely used in various field such as robot and new energy vehicles due to its simple structure and high power density. In order to achieve high-precision control, closed-loop control of PMSM needs high-precision mechanical sensor, which raise the cost of system, deteriorate the reliability of system and limit the applications of PMSM. The sensorless control of PMSM gives up the mechanical sensor and get the position of rotor from electrical signal.

Firstly, this paper has presented the research situation of the sensorless control and the control strategies suitable in low and high speed-range in detail, respectively. Secondly, the key point of the vector control of PMSM is introduced, and then provided the voltage equation, flux equation, torque equation and mechanical motion equation under two phases frame. Thirdly, modeled the vector control system of PMSM based on the space vector pulse-width modulating method.

In high speed-range, a sliding-mode observer(SMO) is applied. Firstly, the basic principle of sliding variable structure is introduced. Secondly, in order to overcome the chattering problem and long response time of the conventional SMO, improvement has been made. The improved SMO has three aspects transformation included use sigmoid function instead of sign function, variable switch gain instead of fixed gain and phase-locked loop replace direct calculation method. Finally, simulations of the Matlab/Simulink show the proposed method has good effect on restrain chattering and reduce the response time.

The pulsing high frequency voltage signal injection(PHFSI) is applied in low speed-range included zero speed. In the first place, explain the reason for use PHFSI, moreover, the theory and implementation of PHFSI are introduced in detail. In the end, the simulation model of PHFSI is established and the results of simulation are analyzed.

For the reason that one method cannot achieve high-precision control in the whole speed-range, this paper combined the improved SMO with PHFSI, and the weight function is used to switch the two methods at proper speed, the results of simulation indicate that there is no obvious velocity perturbation and achieve the purpose of smooth transition. Finally, based on the simulations, the work of the establishment of the experimental platform and the software design of the main modules has been done.

Keywords: PMSM, speed sensorless, SMO, pulsating high frequency, hybrid control

目录

摘要.....I

ABSTRACT..... II

第 1 章 绪论..... 1

 1.1 研究目的和意义..... 1

 1.2 国内外研究现状和发展趋势..... 2

 1.2.1 伺服电机的研究现状..... 2

 1.2.2 电机相关技术的研究现状..... 3

 1.3 PMSM 无传感器控制策略研究现状..... 5

 1.3.1 中高速段控制策略..... 5

 1.3.2 零速和低速段控制策略..... 6

 1.3.3 复合控制策略..... 6

 1.4 本文的主要研究内容..... 7

第 2 章 PMSM 数学模型及矢量控制 8

 2.1 永磁同步电机..... 8

 2.2 永磁同步电机的数学模型..... 8

 2.2.1 坐标变换..... 8

 2.2.2 旋转坐标系 PMSM 数学模型 9

 2.3 PID 控制..... 11

 2.3.1 速度环..... 11

 2.3.2 电流环..... 12

 2.4 矢量控制 12

 2.4.1 永磁同步电机矢量控制策略..... 12

 2.4.2 完全解耦控制..... 13

 2.5 空间矢量脉宽调制技术..... 14

 2.5.1 空间矢量脉宽调制技术的基本原理..... 14

 2.5.2 SVPWM 算法推导 16

 2.6 永磁同步电机矢量控制系统仿真..... 18

 2.6.1 SVPWM 仿真模型..... 19

 2.6.2 仿真结果..... 19

 2.7 本章小结..... 21

第 3 章 永磁同步电机中高速段控制策略..... 22

3.1 引言.....	22
3.2 反电动势和滤波.....	22
3.2.1 反电动势.....	22
3.2.2 低通滤波器.....	22
3.3 滑模变结构控制.....	23
3.3.1 滑模变结构控制原理.....	23
3.3.2 滑模变结构控制的抖振问题.....	24
3.3.3 滑模观测器的设计.....	25
3.4 改进型滑模观测器设计.....	27
3.4.1 切换函数.....	27
3.4.2 可变开关增益.....	28
3.4.3 锁相环.....	28
3.5 改进型滑模观测器的仿真实现和结果分析.....	29
3.5.1 改进型滑模观测器仿真模型.....	29
3.5.2 系统仿真模型.....	30
3.5.3 仿真结果分析.....	31
3.6 本章小结.....	32
第 4 章 永磁同步电机零速和低速段控制策略.....	34
4.1 引言.....	34
4.2 高频信号注入法.....	34
4.2.1 旋转高频电压信号注入法.....	34
4.2.2 旋转高频电流信号注入法.....	34
4.2.3 脉振高频电压信号注入法.....	35
4.3 脉振高频电压信号注入法的基本原理.....	35
4.4 仿真实现和结果分析.....	38
4.4.1 仿真模型.....	38
4.4.2 仿真结果及分析.....	39
4.5 本章小结.....	40
第 5 章 全速域复合控制研究与实验平台搭建.....	42
5.1 引言.....	42
5.2 控制策略的切换.....	42
5.2.1 切换原则.....	42
5.2.2 切换函数.....	42
5.2.3 切换区间.....	43
5.3 永磁同步电机全速域复合控制.....	43

5.4 仿真实现和结果分析.....	44
5.5 实验平台的搭建	45
5.5.1 硬件平台.....	45
5.5.2 软件设计.....	45
5.6 本章小结.....	48
第 6 章 总结与展望.....	49
6.1 本文主要工作总结.....	49
6.2 后续工作展望.....	50
参考文献.....	51
致谢.....	55
附录 1.....	56
附录 2.....	59

第 1 章 绪论

1.1 研究目的和意义

随着电力电子、传感器和先进电机控制等技术的发展与普及，交流伺服系统的研究和应用取得了非常大的进步。其中，基于永磁同步电机(PMSM)的交流伺服系统已面世很多年，因近些年稀土永磁材料的发展使得永磁同步电机的性能进一步提升，再加上各国积极推行节能环保相关政策，永磁同步电机受到越来越多的专家学者的重视。永磁同步电机具有结构简单、容易维护，功率效率高等特点，随着稀土永磁材料的进一步增强和 PMSM 制造工艺的继续提高，PMSM 控制技术成为了交流电机控制技术的主流方向，基于它的诸多优越特性，将获得更广泛的研究与关注。

实现 PMSM 高精度的速度控制，需要精确的转速反馈信号，获得转速信息的普遍方法是通过光电编码器、旋转变压器、测速发电机等装置直接测量。从各种工况的适应能力来看，它仍是目前最可靠的解决方案，另一方面，机械式传感器不仅增加了电机的成本、体积和安装难度，若安装精度不够易使同心度偏移值大于阈值，会恶化系统性能以及影响系统稳定运行，而且对环境有较严格的要求，测量精度易受到振动的影响，降低了系统的整体可靠性。采用无传感器控制技术的 PMSM 驱动系统可以提高运行效率，扩大使用范围，降低设备成本和运行成本，增强在特殊环境下的稳定性，已成为永磁同步电机控制技术研究与发展的一大趋势。

按照速度范围划分，永磁同步电机无传感器控制方法可分为低速和中高速两大类。第一类方法主要是高频信号注入法，利用电机凸极特性获取转子角度与速度，无需电机精确参数，易于实现，但在中高速段，激励模型中被忽略转速项的值占的比重上升，导致模型本身的误差增大，影响转速估算精度，因此高频信号注入法适合用在低速段。第二类方法主要有模型参考自适应、滑模观测器、扩展卡尔曼滤波，通过反电动势获取位置信息，其依赖电动机基波模型中与转速有关的量，比如反电动势进行转子位置和速度估算，当电动机的转速很低速时，反电动势信号的信噪比也很低，难以提取，使得该类方法无法适用于低速工况下的运行。

从目前的针对 PMSM 无传感器控制技术的研究来看，单一的无传感器控制策略在全速域内还达不到高性能的控制要求，鉴于永磁同步电机无传感器控制系统在低速和中高速段都有其各自的适用方法，一种新的控制策略，即把适用于中高速段的控制策略和适用于零度和低速段的控制策略组合形成的复合控制策略，它把两种控制方法进行有效结合从而实现高精度的永磁同步电机无速度传感器全速域运行。PMSM 控制系统作为一种高性能的控制系统，有着巨大的发展前景，无速度传感器控制技术作为永磁同步控制系统的研究热点，单一控制策略在低速段或中高速段的不足限制了它的发展及应用，而复合控制能够较好的

解决这方面的不足，在低成本下实现永磁同步电机全速范围的稳定运行。

1.2 国内外研究现状和发展趋势

1.2.1 伺服电机的研究现状

从 1831 年世界上第一台电机发明以来，电机已历经 180 多年的发展，电机本体技术和其他相关技术已相当成熟，电机的种类也越来越多，各有各的优势和应用场合。

若依据工作电源的性质，电机可分为直接电机和交流电机，直流电机按励磁方式又可分为串励直流电机、并励直流电机、他励直流电机和复励直流电机。依据工作原理，电机可分为直流电机、异步电机和同步电机。异步电机按供电项数可分为单相异步电机和三相异步电机；按转子结构可分为笼型感应电机和绕线转子感应电机。同步电机又可分为永磁同步电机、无刷直流电机、开关磁阻电机和磁滞同步电机。

1) 直流电机

直流电机有着独特的结构，定子上装有电刷，转子上有滑环。和其他类型的电机相比，直流电机的优点是价格便宜，控制简单，机械特性好，过载能力强，在工业设备和家用设备等领域应用广泛。

直流电机的电刷和滑环也有其不足，比如在高转速下，这两个装置之间摩擦力不能忽略，磨损比较严重，需要经常维护；当直流电机功率为 500 kW 时，电刷和滑环之间的电流很大，换相时容易产生电弧，需要对这两个装置进行特殊处理。

直流电机及其控制策略仍在不断发展。传统的直流电机控制系统也采用机械式传感器来得到电机的转速，鉴于机械式传感器成本较高，可靠性降低，环境适应性变差，很多专家学者也在研究直流电机的无速度传感器技术。

2) 异步电机

异步电机也分为定子和转子两部分，和直流电机相比，异步电机的转子的磁场由定子磁场感应产生，不需要额外励磁电路，所以也叫感应电机。异步电机具有价格低廉、结构简单、坚固耐用、运行稳定等特点，被大量应用于工业领域。异步电机矢量控制调速技术发展较早，技术成熟，相比其他类型的电机驱动系统具有明显优势，在电动汽车用驱动电机中占有较大比例。

异步电机虽然电机本体成本低，但其驱动电路复杂，相应的可靠性有所降低，拉低了整个控制系统的成本优势，相对于永磁同步电机而言，其效率和功率密度较低。虽然异步电机是电动汽车驱动系统的直流产品，但已有被永磁同步电机驱动系统逐步取代的趋势。

3) 开关磁阻电机(SRM)

开关磁阻电机是上个世纪 80 年代发展起来的一种新型电机，即可运行在电动机状态，也可运行在发电机状态，SRM 主要用于调速系统。

开关磁阻电机具有定、转子双凸极结构，定、转子之间基于遵循磁阻最小原理运行。SRM 结构简单，成本低廉，坚固耐用，能运行在极高的转速下，转子完全由硅钢片叠压而成，

无永磁体高温退磁现象。**SRM** 由于转矩方向和电流方向无关，因而可简化功率变换器，降低系统成本，同时功率变换器不会出现直流短路故障，可靠性高。

开关磁阻电机的缺点一是运行时转矩脉动较大，从 **SRM** 的工作原理可知，电磁转矩是由一系列脉冲转矩叠加而成的，合成电磁转矩不是一个恒定值，二是开关磁阻电机通常工作于磁路饱和状态，具有很强的非线性，同时电机的磁链和转平衡方程都为转子位置角和电流的二元非线性函数，电机的数学模型较难获得，三是和 **PMSM** 相比，**SRM** 的机电能量转换效率较低。

4) 直线电机

直线电机与旋转电机在工作原理上基本相同，物理结构上可以想象为把旋转电机的定子和转子径向切开后按圆周方向铺平，把旋转运动变为平移。直线电机具有以下优点：第一，在需要平移运行的设备中，直线电机省去了滚珠丝杠等机械转化装置，提高了传递效率。第二，直线电机的初次和次级之间可以无机械接触，即无机械磨损，大大降低了机械损耗，比如直线电机驱动的磁悬浮列车。第三，直线电机因其独特的物理结构，特别是常用的扁平型短初长次级，初级直接和空气接触，同时次级具有很大的散热面积，不会堆积热量，所以这类直线电机的热负荷较高，且不需要额外的冷却装置。

当然，直线电机也存在一些很难克服的缺点。一是直线电机的初级和次级之间的气隙比旋转电机大，需要比较大的磁化电流，增加了损耗。二是直线电机的边端效应明显，致使其效率和功率因数较相同功率的旋转电机低。三是直线电机仍然是一个复杂的、多耦合的非线性系统，其产生的推力存在波动，由于产生推力波动的机理原理非常复杂，较难分析和改善。

5) 永磁同步电机

1831 年，巴罗(**Barlow**)发明了历史上第一台永磁电机，应用永磁体进行励磁的历史已有 180 多年。当时的永磁材料性能非常差，使得电机体积大，性能低，很多方面不如电励磁电机，所以迅速被取代。上世纪 30 年代以后，性能更好的永磁材料铝镍钴和铁氧体的先后出现，使得永磁电机的性能有了较大的提高。但铝镍钴的矫顽力很低，易失磁，铁氧体的剩磁不高等问题，再加上电力电子器件设备如逆变器还没有广泛应用，因此永磁电机的应用非常有限。20 世纪末以及 21 世纪初，制造技术的发展以及工艺水平的提高，第三代永磁材料的出现，再加上控制技术和电力电子技术的进步，由永磁同步电机组成的控制系统的控制性能有了很大的提高，其应用范围越来越广。

1.2.2 电机相关技术的研究现状

1.2.2.1 电机相关技术的发展

1) 高性能永磁材料的发展

稀土材料做成的永磁体具有较高的剩磁感应强度、矫顽力和磁能积，大大提升了永磁同步电机的性能。**Buschow** 制造出了第一代稀土永磁材料 SmCo_5 ， SmCo_5 存在温度系数大，居里点低等缺点，到第二代稀土永磁材料，最高工作温度可达 350 摄氏度，20 世纪 80 年代，

第三代稀土永磁材料 $\text{Nd}_2\text{Fe}_{14}\text{B}$ 研制成功, $\text{Nd}_2\text{Fe}_{14}\text{B}$ 具有成本低, 磁能积高等优点, 但也存在不耐腐蚀等缺点, 稀土永磁材料经过近年来的不断改进提高, 如今已发展到新一代永磁材料, 上述不足将得到补强, 现在的钕铁硼永磁材料, 已能满足大多数电机的温度要求。

2) 电机本体技术的发展

随着技术的进步, 永磁同步电机出现了很多新型的拓扑结构, 比如高效率、高功率密度、高转矩密度等特殊优化结构, 并且还在不断的出现, 每一种拓扑类型的永磁同步电机都有其具体的应用场合。现在的永磁同步电机, 各项参数都可以设计的很高, 功率可以从几百瓦到几千瓦甚至兆瓦级, 转速可以从低速甚至零速到十万转每秒, 重量和体积也可以根据需要设计, 永磁同步电机拥有如此宽的功率与转速范围, 使得它可以针对应用场合进行专门设计。各国研究人员也逐渐意识到 PMSM 控制系统的性能不仅仅是取决于控制策略, 还涉及到系统里的每一个组成部分, 电机本体的拓扑类型就是其中很重要的一环^[1]。如果根据提出的控制策略对电机进行一定的优化设计, 则能发挥出各自的潜力, 进而获得更好的性能表现。例如电动汽车控制系统中, 为了缓解因电池容量限制导致的电动汽车行驶里程不足的问题, 可以对永磁同步电机进行专门的效率优化或采用新型的拓扑结构以得到更好的能耗比从而延长续驶里程^[2]。

3) 电力电子技术和微处理器的发展

电力电子技术包括电力电子器件、变流电路和控制电路, 随着半导体制造工艺的不断提升, 半导体开关器件的耐压耐流值和容量越来越大, 正朝着高频化、模块化、智能化发展, 集成电路设计和制造能力的提升, 共同推动了各类电机高级控制算法的应用。

微处理器遵循摩尔定律每十八个月性能提升一倍, 极大地促进了电机控制技术的发展。近年来, 包括德州仪器, 微芯科技等厂商相继推出了适合电机控制的数字信号处理器, 如 TMS320F28XX 系列、DSP56F80X 系列等, 这类芯片具有高效的指令集, 同时集成了包括数模转换, PWM 等片内外设, 越来越高的集成度不仅简化了系统硬件电路, 降低了成本, 同时也提高了可靠性。

1.2.2.2 控制策略的不断变革

1) 基于稳态模型的控制策略

开环变压变频控制算法简单, 在一些注重稳态性能, 对动态性能要求不高的传动系统中仍在大量使用, 例如恒压频比开环控制, 它根据系统的指令信号, 通过空间矢量脉宽调制技术为电机提供电压电流, 使电机运行。这种控制方法因为没有反馈环节, 使其控制精度不高, 而且没有考虑动态过程, 存在超调量大或过渡过程时间长等问题。

2) 基于动态模型的控制策略

像随动系统这类控制系统就对响应时间有非常高的要求, 要使系统的动态性能达到设计要求, 必须采用基于动态模型的控制策略。PMSM 的动态模型是非线性的, 含有速度与电流的耦合项, 须对控制变量进行解耦才能实现精确控制。近年来, 针对永磁同步电动机非线性的特性, 提出了许多非线性控制策略, 主要有矢量控制^[3-5]、直接转矩控制^[6-9]、反馈

线性化控制^[10-12]、变结构控制^[13-15]、反推控制^[16-17]、自适应控制^[18]

3) 智能控制策略

近年来,智能控制受到广泛关注,由于其不依赖电机的数学模型,对于控制诸如 PMSM 这类非线性,强耦合的系统具有较好的效果。最初阶段的智能控制是常规控制方法增加一定的智能方法,这里的智能控制担当辅助的角色,起到降低参数变化对系统影响的作用。常见的智能控制策略有:模糊控制^[18-19]、神经网络控制^[20],更先进的控制策略有仿人智能控制,其具备更强的鲁棒性。

1.3 PMSM 无传感器控制策略研究现状

国内外专家学者对 PMSM 无传感器控制技术进行了深入研究,针对 PMSM 无传感器控制已经提出了许多方法,最初阶段的方法大多基于电机数学模型,这类方法在电机参数正确时能保证较好的估算精度。因系统没有反馈环节,如果电机参数改变,会使系统性能变差,甚至有可能出现失控的情况^[21]。现阶段无传感器控制策略可分为适用于中高速段和低速段两类方法。中高速段主要有模型参考自适应^[21-22]、滑模观测器^[23-25]、扩展卡尔曼滤波^[27-28]等。低速段包括旋转高频信号注入法^[29]、脉振高频信号注入法^[30-31]、高频方波信号注入法^[32]等。

1.3.1 中高速段控制策略

中高速段的控制策略主要是各种基于反电动势模型的观测器,估计精度依赖反电动势的信噪比,转速比较大,反电动势的值也比较大,能保证观测精度,当电机运行于低速时,反电势的信噪比很小,估计精度就比较差,甚至运行会不稳定。Zhuang Xu 等针对内置式 PMSM 采用了扩展卡尔曼滤波,从凸极反电动势模型中使用递归最优状态估计提取转子转速,扩展卡尔曼滤波有效滤除了干扰信号,得到了精确的转速信息^[33]。谷善茂博士针对使用高频注入法的 PMSM 控制系统,设计了扩展卡尔曼滤波器,具有良好的滤波性能,同时滤波速度快,通过迭代算法提取转速,在此过程中,对基频电流进行滤波,降低高频信号对控制系统的负面影响。

模型参考自适应法(MRAS)是以稳定性为目标进行设计,参数估算过程的稳定性好,但这种算法受电机参数变化的影响较大,清华大学的李永东教授在 PMSM 无传感器控制综述里提到自适应算法仍是基于电机的数学模型,会受到相关参数的影响^[34],尤其是当电机转速低时,受限于传感器的精度以及逆变器的非线性因素,导致不能很好地估算转速,所以,模型参考自适应法不适合用于低速场合。文献[35-36]都采用基于模型参考自适应法,该方法保证了系统的渐近收敛性,并且对低速运行时系统性能不佳的问题,提出了改进方案,如增加反推控制克服参数变化、负载扰动等问题^[35-36]。西安交大的电动汽车与系统控制研究所的续丹教授在 MRAS 的基础上加入定子电阻辨识对模型进行修正,提高了估算精度^[37]。

相比 MRAS,基于反电动势模型的滑模观测器(SMO)基本不受电机参数的影响,特别是当进入到滑动模态区以后,系统的运行状态和电机参数无关,因此 SMO 抗干扰性强,非常

适合控制类似永磁同步电机的非线性对象。南航的鲁文其博士对滑模观测器当中的低通滤波器进行了改进，使其截止频率可变，提高了反电动势观测精度^[38]。Zhaowei Qiao 等针对滑模观测器抖振明显以及低通滤波器的导致延迟等问题进行了研究，控制函数对抖振的影响比较大，使用指数趋近函数代替符号函数，提高了转速观测精度^[39]。类似滑模观测器的单类型观测方法虽然在中高速阶段观测精度很高，但在低速段的表现不尽如人意，所以，对滑模观测器和高频注入法相结合的混合控制方案进行研究具有重要意义。

1.3.2 零速和低速段控制策略

高频信号注入法基于电机的凸极效应，不依赖电机的稳态模型或动态模型，无需类似滑模观测器观测和转速有关的反电动势信号，因此能够在零速和低速时估算转子转速和位置信息，较少受系统参数的影响，对外界的干扰也具有很强的鲁棒性。高频信号注入法靠外加持续高频电压信号激励出的高频电流，并通过该电流来提取所需信息，因信号处理过程较复杂，在信号处理环节加入了多个滤波器，导致转子位置和速度的估算产生额外的延迟降低了动态性能，而且施加的高频信号也带来了额外的噪声干扰。

文献[40]采用了凸极跟踪法，能在零速和低速范围内准确估算转子转速和位置信息，但是该速度估计算法比较依赖电机的凸极效应，较难适用于表面式永磁同步电机，文献[41]为了降低系统复杂度，节省运行时间，用脉振高频信号注入法环节中已有的低通滤波器代替带通滤波器功能，去除了带通滤波器，在保证性能基础上降低了算法对硬件的要求。

1.3.3 复合控制策略

单一的控制策略不能实现整个速度范围内的高精度控制，为此，研究者提出了复合控制策略，将多种方法进行组合，扬长避短，形成全速域的 PMSM 无传感器复合控制系统。随着研究的深入，各种控制策略的组合被相继提出，06 年的时候，Mark Summer 等人就提出了一种适用于表贴式 PMSM 的转子位置混合观测器，将高频信号激励出的信号输入到磁链观测器，在低速时对模型观测器进行修正以改善性能，不过其采用旋转高频信号注入法，因表贴式 PMSM 物理凸极性微弱，所以降低了对观测器的修正作用^[42]。浙江大学的研究生针对高频信号注入法和 MRAS 各自的特点，将两种方法组合，实现包含零速在内的全速域转子位置估计，同时分析了两种方法之间的切换原则，根据切换原则给出了切换区的速度上下限以及切换方法，并通过实验验证了其所提出的复合方法的有效性^[43]。文献[44]针对发电机低速工况进行研究，策略是低速时注入高频信号得到误差修正值，然后对自适应观测器的转速误差校正，提高转速稳定性^[44]。Ion Boldea 等在中高速使用磁链观测器法，低速时使用信号注入法，并在实际系统当中验证了算法的有效性^[45]。Gilbert 等在全速域范围内使用自适应滑模观测器，在低速时通过其它方法来修正估计值，从而改善低速性能^[46]。哈尔滨工业大学的科研团队针对无位置传感器内置式 PMSM 矢量控制系统，中高速段使用滑模观测器，低速段使用高频信号注入法，提出了一种能在宽速度范围内准确获取转子位置信息的复合控制策略。并对高频信号注入的滤波器和软件锁相环进行研究，以保证切换过程

锁相环跟踪的同步性^[47]。

两种算法的实现平滑切换也是复合控制的关键之一。在低速和高速过渡阶段的转速和转子位置由两种方法共同决定，为了有利于观测器的设计，可以对两种方法估计得到的转速和转子位置进行归一化处理，并根据转速对两种方法的转速估计值和位置估计值以加权的方式进行融合，最后通过软件锁相环获取估计值。文献[48]实现了两类无传感器方法的位置观测器的统一设计，两个位置误差信号通过加权函数后合成一个信号，最后使用锁相环提取转子位置信息，实现两种无传感器策略的平滑切换^[48]。

算法之间的切换具有方向性，即从算法 A 到算法 B 和算法 B 到算法 A 的过渡过程的动态性能并不一致，比如当采用高频信号注入法和模型参考自适应法相结合时，电机升速过程比减速过程平稳，位置误差小，因为转速大于切换区间上限以后，高频注入法为了降低高频干扰退出工作，而模型参考自适应当转速低于切换区间下限时仍在工作，从而表现出高频信号注入法切换到模型参考自适应时表现出动态时间短，性能好。

综上所述，随着电机本体技术、电力电子技术、控制芯片性能的进步，以及新的无传感器控制算法的提出，再加上国家政策和市场需求，永磁同步电机无速度传感器控制技术将会得到进一步的发展与完善，特别是针对整个速度范围的控制算法，例如把适用于中高速的方法通过补偿的方式以改善低速性能，或者和低速段方法有机结合的复合控制以及其他新型的算法，其各方面的性能也将不断的提高。

1.4 本文的主要研究内容

本篇文章中的 PMSM 控制系统以矢量控制策略为基础，在分析滑模变结构控制的基础上，对传统滑模观测器进行了改进，用改进型滑模观测器获取转速反馈信号，从而取代机械式速度传感器，实现 PMSM 无速度传感器运行，同时选择加权函数用于两种控制方法之间的切换，实现全速域复合控制。在 Simulink 中搭建整个控制系统的仿真模型，仿真结果验证了系统的有效性。主要研究内容包括：

1) 简述本课题研究目的及意义，论述 PMSM 无速度传感器矢量控制系统在中高速段、零速和低速段的控制策略研究现状以及发展趋势。

2) 研究永磁同步电机数学模型的相关理论，主要包括 PMSM 的数学模型、坐标变换、矢量控制、PID 控制、SVPWM 原理等。

3) 对中高速段的控制策略所采用的滑模观测器抖振明显、响应时间长等问题进行了改进，一是采用的指数趋近函数代替传统的开关切换函数以削弱抖振的影，二是引入可变开关增益改善滑模观测器低速时的性能，三是用锁相环替代计算直接法，减小滑模观测器的估计误差。

4) 在低速段采用脉振高频电压信号注入法，使用加权切换函数完成两种控制方式之间的切换，实现复合控制。整个系统的 Matlab/Simulink 仿真结果表明复合控制方法在全速域内具有良好的动态性能和稳态性能，对电机参数变化和负载扰动具有较强的鲁棒性。最后，进行了实验平台搭建，对 DSP 控制程序的软件流程图进行了研究。

第 2 章 PMSM 数学模型及矢量控制

2.1 永磁同步电机

永磁同步电机和直流电机以及异步电机一样，一般由定子、转子、机壳、底座等部件构成，区别在于直流电机和异步电机的转子上装有绕组，而永磁同步电机的转子上是永磁体。在运行方式上也存在显著区别，永磁同步电机的转速等于同步转速，转子转速与定子电流的频率满足一定的关系式，在一定的负载变化范围内，只要电源频率不变，转速就不变。

依据转子上永磁体的安装方式，永磁同步电机可分为表贴式、嵌入式和内置式三种。表贴式转子结构和另外两种相比，其转动惯量更小，由于 $L_d = L_q$ ，数学模型可以大大简化，易于实现矢量控制，成本较低；嵌入式相比表贴式具有更好的动态性能，并且在运行时可以通过磁阻转矩提高电机的功率密度；内置式表现出很强的凸极性，特别适合通过弱磁来达到高速运行。

2.2 永磁同步电机的数学模型

2.2.1 坐标变换

坐标变换是永磁同步电机矢量控制的基础，它可以化简永磁同步电机的数学模型以及实现解耦控制，在两相旋转坐标系下建立 PMSM 的数学模型需经过 Clark 变换和 Park 变换。

1) Clark 变换和 Clark^{-1} 变换

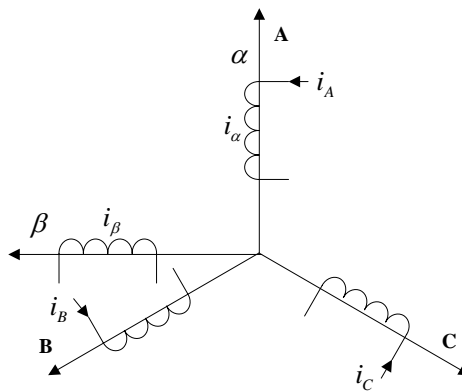


图 2.1 Clark 及其逆变换

三相静止到两相静止坐标系称为 Clark 变换，其反变换记为 Clark^{-1} 变换。变换的原则为：在不同的坐标系中绕组所产生的合成磁动势相等。磁动势公式为式(2.1)。

$$F = NI \quad (2.1)$$

式(2.1)中， F 为合成磁动势， N 为绕组匝数， I 为绕组中的电流，磁动势又称为安匝数。由式(2.1)以及图 2.1 可得：

$$\begin{cases} N_2 i_\alpha = N_3 i_A - N_3 i_B \cos(\pi/3) - N_3 i_C \cos(\pi/3) \\ N_2 i_\beta = N_3 i_B \sin(\pi/3) - N_3 i_C \sin(\pi/3) \end{cases} \quad (2.2)$$

式(2.2)中, N_2 、 N_3 分别为两相静止坐标系和三相静止坐标系下定子绕组的每相匝数, 根据坐标变换前后幅值不变的条件, 可知 $N_3/N_2 = 2/3$, 式(2.2)化简后得:

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

两相静止到三相静止的 Clark⁻¹ 变换为:

$$\begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_o \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

2) Park 变换和 Park⁻¹ 变换

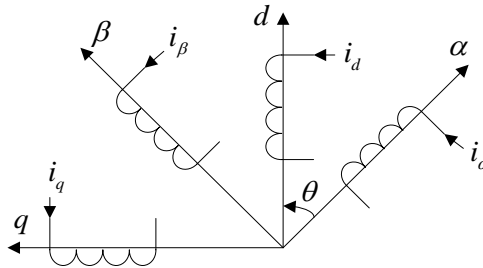


图 2.2 Park 及其逆变换

两相静止到两相旋转坐标系称为 Park 变换, 其反变换记为 Park⁻¹ 变换。根据图 2.2 以及式(2.1)可得:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

两相旋转到两相静止的 Park⁻¹ 变换为:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

2.2.2 旋转坐标系 PMSM 数学模型

两相旋转坐标系下永磁同步电机数学模型需要定子电压、磁链、电磁转矩和机械运动四

个方程，有了这四个方程，就可以在仿真软件中建立永磁同步电机的数学模型。PMSM 是一个非线性、强耦合的控制对象，为了降低分析难度，建立现实可行的 PMSM 数学模型，在不使 PMSM 控制系统性能受到影响的前提下，做如下三点假设：

- 第一，不考虑磁路饱和的影响，不计涡流和磁滞损耗；
- 第二，各相绕组参数相同且绕组上施加幅值相等的正弦电压；
- 第三，不考虑温度变化对定子电阻以及永磁磁链的影响^[49]。

图 2.3 给出了 PMSM 在 dq 坐标系下的等效数学模型。

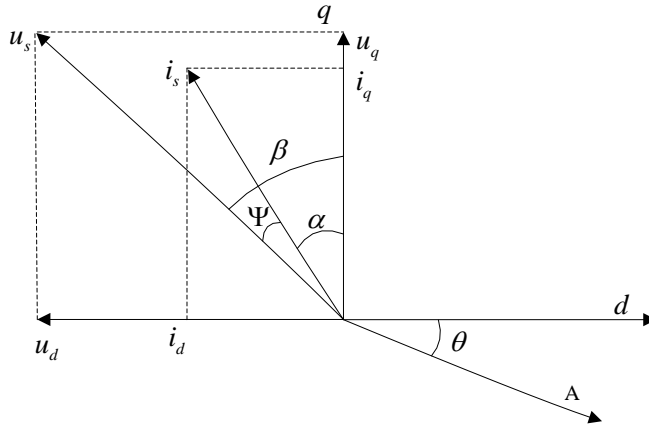


图 2.3 PMSM 在 dq 坐标系下的等效数学模型

1) 电压方程

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_e L_q i_q \\ u_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} - \omega_e L_d i_d + \omega_e \psi_f \end{cases} \quad (2.7)$$

式(2.7)中 ω_e 为电角速度，有 $\omega_e = P_n \omega_m$ ，其中 P_n 为极对数， ω_m 为机械角速度。

2) 磁链方程

$$\begin{cases} \psi_d = L_d i_d + \psi_f \\ \psi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (2.8)$$

3) 转矩方程

$$T_e = \frac{3}{2} P_n [\psi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (2.9)$$

当 $L_d = L_q$ 时，有

$$T_e = \frac{3}{2} P_n \psi_f i_q \quad (2.10)$$

4) 机械运动方程

$$T_e - T_L = J \frac{d\omega_m}{dt} + B\omega_m \quad (2.11)$$

式(2.11)中， T_L 为电机的负载转矩， J 为电机的轴联转动惯量， B 为电机的阻尼系数。

2.3 PID 控制

PID 控制在工业自动化设备中应用非常广泛，其动静态性能好，且能通过参数调节以满足控制系统的要求，PMSM 矢量控制系统的速度环和电流环一般用 PI 调节器，PI 调节器的数学表达式为：

$$g(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t) dt \quad (2.12)$$

式中， $g(t)$ 为 PI 调节器控制器输出， K_p 为比例系数， K_i 为积分系数， $e(t)$ 为给定值和反馈值之差。

1) 比例部分

式(2.12)的第一项为比例部分，其作用是在最短时间内对偏差做出反应。控制器的动作幅度和偏差量成正比，有多大偏差就按比较产生多大的控制量，比例部分总是使被控变量向减少偏差的方向变化。

比例部分控制作用的强弱可通过比例系数 K_p 调节， K_p 越大，控制作用越强，上升时间越快，稳态误差越小，但过渡过程时间因超调的原因并不一定缩短，而且 K_p 越大，也越容易产生振荡，不利于系统稳定运行。因此，确定比例系数 K_p 时，要兼顾过渡过程时间和稳态误差等性能指标。

2) 积分部分

式(2.12)的第二项为积分部分，只要存在偏差，PI 控制器的控制量就会不断累积，正的偏差会逐渐增大控制量，负的偏差会逐渐减小控制量，只有当偏差 $e(t) = 0$ 时，积分不再积累，控制量才是一个恒定的量，可见加入积分项可以消除系统的稳态偏差。

积分环节存在饱和问题，从动态过渡到稳态时一般需经过退饱和过程，这会增加系统的超调量和响应时间。当选择较小的积分系数 K_i 时，积分的累积效果较弱，低于积分环节饱和阈值，系统在动态过程中不会产生大幅振荡，能提高系统的稳定性，但是过小的 K_i 会延长稳态误差的消除过程；当选择较大的 K_i 时，积分的累积效果增强，积分环节易饱和且退饱和时间长，系统在动态过程中会产生大幅度的超调，使用较大 K_i 优点是系统的抗干扰能力强，稳定性好。因此，确定 K_i 和确定 K_p 类似，也要兼顾系统的超调量和抗干扰能力。

2.3.1 速度环

系统需要速度环具有动态响应快、超调量小、稳态精度高等要求，从而使得系统能够准确快速地跟踪给定信号，让系统具有良好的动静态性能。

速度环内包含一个惯性环节和一个积分环节，速度调节器在输入信号中含有加速度信号，为了使控制系统具有良好的动态跟踪性能，调节器当中需并联一个积分环节，把速度环校正成二型系统，不仅在稳态时无静差，而且能动静态性能及抗扰能力。

速度调节器在参数选定时，主要依据被控对允许的超调量以及抗扰性能，在已知被控对象的性能指标时，根据被控对象的参数能计算出调节器的参数，如果被控对象某些参数发生改变，可以适当调整调节器的参数，比如，当电机的转动惯量增大时，调节器的 K_p 、 K_i

都应增大,以保证系统稳定性,反之,则调节器的 K_p 、 K_i 都应减小,以满足电机低速时的控制精度要求。在实际确定调节器参数时,因被控对象参数变化的范围有限,为了兼顾系统的稳定性以及动静态性能,按其变化范围确定一个折衷值。

2.3.2 电流环

电流环提升整个控制系统的动态响应性能,并且具有很好的内在限流能力,电流环能抑制电网电压的波动,减少电网电压波动对转速的不利影响。

电流环的构造对实现 PMSM 矢量控制非常重要,因为要依赖电流环达到电机直轴、交轴间解耦的目的,实现 q 轴电流调节电磁转矩, d 轴电流调节励磁磁场。PMSM 控制系统的电流调节器一般用 PI 调节器,电流环设计时一般以跟随性能为主,对电网电压的抗干扰性能为辅,PI 调节器的比例系数应在保证系统稳定的前提下尽可能大,积分时间常数尽可能小,选择合适的 PI 参数,方能使系统具有良好的动态性能。

2.4 矢量控制

直流电机拥有很好的机械特性和简单的控制策略,在伺服系统里曾得到大量的应用。永磁同步电机通过坐标变换能实现类似直流电机的控制方式,在两相旋转坐标系中,将定子电流分解为转矩电流和励磁电流从而实现解耦控制^[50]。PMSM 矢量控制的基础就是坐标变换和两相旋转坐标系下的电磁转矩方程。本文以表贴式 PMSM 为研究对象,其直轴和交轴的电感相等,由式(2.9)可知,PMSM 具有类似直流电机的电磁转矩方程,式(2.9)中,永磁磁链 ψ_f 在正常运行状态下基本恒定,因此 T_e 与 i_q 成线性关系,要实现电机输出转矩的控制只需要调节交轴电流的值,获得媲美直流电机的输出特性。

2.4.1 永磁同步电机矢量控制策略

本章第二节给出了 PMSM 的数学模型,从电磁转矩方程可知,电机输出转矩和两相旋转坐标系下的直轴电流和交轴电流有关,通过定子电流可控制电机转矩。电磁转矩由直轴电流和交轴电流共同决定,直轴电流和交轴电流不同的组合方式产生了不同的矢量控制策略,它们之间在电机效率、电流大小、功率因素等方面各有特点。常用的几个控制策略列写如下:

1) 直轴电流 $i_d = 0$ 控制

首先,保持直轴电流为零,去掉了电磁转矩方程中的耦合项,电磁转矩只和 i_q 相关而且二者成线性关系,简化了控制的复杂度。然后,定子电流都用来产生电磁转矩,利用效率高,而且直流电流为零不会产生励磁磁场,没有永磁体的退磁问题。最后,当电机输出转矩增加时,端电压升高较快,同时功率因数开始下降,使得系统需要较大容量的逆变器。该控制方法的优点是结构简单,容易实现,因此得到了广泛应用。

2) 最大转矩电流比控制

顾名思义,该方法是在额定转矩范围内,输出任一电磁转矩时,所需的定子电流最小的一种控制方式。较小的定子电流的有利于降低电机定子的铜耗以及功率管的开关损耗,提

高电机效率。较小的定子电流以及高效率都降低对硬件电路的要求，减小采购成本和运行成本。最大转矩电流的缺点是要处理电流耦合项，算法复杂，对硬件有较高要求，比如工作频率高的控制芯片。

3) 功率因数等于 1 控制

该方法是通过电流的调节，使 PMSM 的功率因数达到 1，这样就能够充分利用逆变器的容量，间接提高单位电流的转矩输出能力。定子电流和电磁转矩的关系是一条向右凸的曲线，在峰值电流范围内存在电磁转矩极值，给定电流大于极值点对应的电流值后反而会导致电磁转矩下降，即功率因数等于 1 的控制方式，电磁转矩有输出上限，而且其值比较低。

4) 恒磁链控制

恒磁链的控制方式是调节定子电流使得电机磁链和永磁磁链 ψ_f 相等。恒磁链控制方式和功率因数等于 1 控制一样，输出转矩存在极大值，不过恒磁链下最大输出转矩的值约为功率因数为 1 时最大输出转矩的一倍。对于表贴式永磁同步电机，恒磁链控制和功率因数等于 1 控制这两种方法是一样的。

综上所述，对于大功率 PMSM，需要比较高的功率因数，还受到逆变器容量制约，比较适合采用功率因数等于 1 控制和恒磁链控制，对于小功率的 PMSM 控制系统而言，其对过载能力、响应速度和调速范围有更高要求，因此，更适合采用直轴电流等于零控制和最大转矩电流比控制。

针对本文采用的小功率表贴式永磁同步电机而言，由于其直轴电感和交轴电感相等，而且气隙较大，基本没有物理凸极效应，如果对表贴式永磁同步电机进行弱磁控制，需要很大的电机定子直轴电流，较难实现。所以，表贴式永磁同步电机适合采用直轴电流等于零的控制方式。

2.4.2 完全解耦控制

永磁同步电机是一个多变量、非线性、强耦合的控制对象，要想实现对其高性能的控制绝非易事。经典的电流反馈解耦控制是一种近似解耦控制，而且是稳态近似解耦，它忽略了定子电压平衡方程里的交叉耦合项和干扰项，因此，当电流环中某一路电流给定值发生变化时，另一路上的电压就会产生一个瞬时误差，从而使电磁转矩产生瞬时畸变，降低其暂态响应性能^[51]。

近年来，国内外学者都在针对永磁同步电机的解耦控制积极研究新的非线性控制方法，如滑模观测器、模糊神经网络、自适应控制，模糊反推控制等^[52]。矢量控制利用坐标变换把电机定子电流解耦为励磁分量和转矩分量，可以永磁同步电机等效为直流电机进行控制，但这仅是二者的静态解耦，没有解决动态时二者之间的耦合问题。直轴电流和交轴电流之间存在的耦合关系，除了不能实现对直轴电流和交轴电流的完全独立调节，还会在急加速急减速的过渡过程中加重电磁转矩的波动，降低系统对加速度的控制精度。

若想要获得最优的动态性能，就必须解决直轴电流和交轴电流的动态解耦问题。基于直

轴电流等于零的矢量控制，现阶段常见的完全解耦控制策略分别是电压前馈解耦、内膜控制和偏差解耦控制等。

文献[51]提出了一种基于内膜的滑模电流解耦控制策略，实现解耦控制的同时提高了系统动态响应速度。文献[53]在二自由度内膜解耦控制的基础上，在内膜控制器内增加了反馈滤波器，不受电机定子电阻和电感变化的影响，实现了动态完全解耦。

2.5 空间矢量脉宽调制技术

2.5.1 空间矢量脉宽调制技术的基本原理

三相脉冲宽度调制(PWM)具有输出电流谐波含量低，输出电压可控，能量双向流动等特点。PWM 的电流含有一定的纹波，为了使测量到的基波电流值尽量接近实际值，宜在零电压空间矢量作用时间的中间点位置进行采用，而 PWM 的状态更新必须在零电压矢量处进行，以防 IGBT 在一个开关周期多次动作^[54]。PWM 技术中应用较多的是正弦脉宽调制(SPWM)和空间矢量脉宽调制(SVPWM)。SPWM 注重逆变器输出电压波形的正弦性，而电流波形只能间接控制；SVPWM 是从三相输出电压波形整体效果入手，目的是让磁链形状尽可能的接近圆形，进而获得稳定的电磁转矩^[55]。

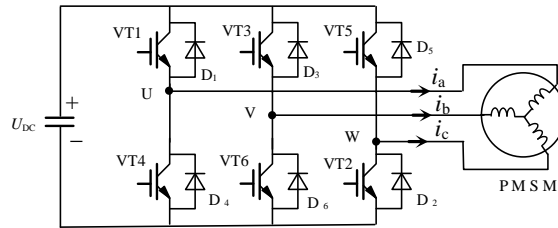


图 2.4 三相全桥逆变电路

图 2.4 是电压型三相全桥逆变电路，通过控制 6 个功率开关器件的开关顺序和导通时间，可以得到所需的电压空间矢量。其中，VT1~VT6 是功率开关管，D1~D6 是反向并联的续流二极管。逆变电路 3 个桥臂的开关状态分别用字母 a、b、c 表示，当值为 1 时，表示上桥臂闭合；当值为 0 时，表示下桥臂闭合。因为同一桥臂上的功率开关管不能同时导通，所以 6 个功率开关器件能组成 001、011、010、110、100、101 六个非零矢量和 000 和 111 两个零矢量，这八种矢量称为基本矢量，其它电压矢量都由这八种基本矢量合成而来。

假设直流母线电压为 U_{DC} ，则三相全桥逆变电路输出的线电压 $[U_{AB} \ U_{BC} \ U_{CA}]^T$ 与开关状态 $[a \ b \ c]^T$ 的关系为：

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \end{bmatrix} = U_{DC} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

三相全桥逆变电路输出的相电压 和开关状态 $[a \ b \ c]^T$ 的关系为：

$$\begin{bmatrix} U_A \\ U_B \\ U_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} U_{DC} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

由式(2.13)和式(2.14)可整理出开关状态与线电压和相电压的对应关系。

表 2.1 开关状态与相电压和线电压对应关系

a	b	c	U_a	U_b	U_c	U_{AB}	U_{BC}	U_{CA}
0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	$2U_{DC}/3$	$-U_{DC}/3$	$-U_{DC}/3$	U_{DC}	0	$-U_{DC}$
1	1	0	$U_{DC}/3$	$U_{DC}/3$	$-2U_{DC}/3$	0	U_{DC}	$-U_{DC}$
0	1	0	$-U_{DC}/3$	$2U_{DC}/3$	$-U_{DC}/3$	$-U_{DC}$	U_{DC}	0
0	1	1	$2U_{DC}/3$	$U_{DC}/3$	$U_{DC}/3$	$-U_{DC}$	0	$2U_{DC}/3$
0	0	1	$-U_{DC}/3$	$-U_{DC}/3$	$2U_{DC}/3$	0	$-U_{DC}$	U_{DC}
1	0	1	$U_{DC}/3$	$2U_{DC}/3$	$U_{DC}/3$	U_{DC}	$-U_{DC}$	0
1	1	1	0	0	0	0	0	0

表 2.2 为不同开关状态与在 $\alpha\beta$ 坐标系中相电压分量的对应关系，把 6 个非零矢量分别记为 U_0 、 U_{60} 、 U_{120} 、 U_{180} 、 U_{240} 、 U_{300} ，2 个零矢量记为 U_{000} 、 U_{111} ，对应关系如表 2.2 所示。

表 2.2 开关状态与在 $\alpha\beta$ 坐标系中相电压分量的对应关系

开关状态	U_α	U_β	基本矢量
000	0	0	U_{000}
100	$\sqrt{2/3}U_{dc}$	0	U_0
110	$\sqrt{1/6}U_{dc}$	$\sqrt{1/2}U_{dc}$	U_{60}
010	$-\sqrt{1/6}U_{dc}$	$\sqrt{1/2}U_{dc}$	U_{120}
011	$\sqrt{2/3}U_{dc}$	0	U_{180}
001	$-\sqrt{1/6}U_{dc}$	$-\sqrt{1/2}U_{dc}$	U_{240}
101	$\sqrt{1/6}U_{dc}$	$-\sqrt{1/2}U_{dc}$	U_{300}
111	0	0	U_{111}

图 2.5 的三相静止坐标系中，6 个非零矢量把整个空间划分为 6 个扇区，形成一个正六边形，可以把正六边形的内切圆作为磁链的目标轨迹，利用每个扇区内的两个基本矢量合成目标矢量。

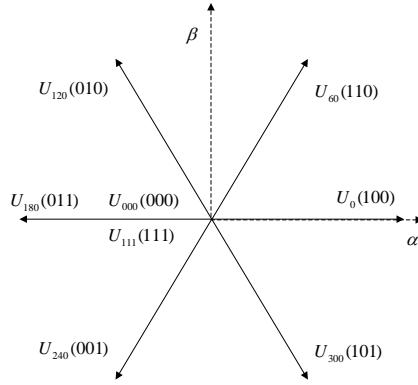


图 2.5 三相静止坐标系下的 8 种基本矢量

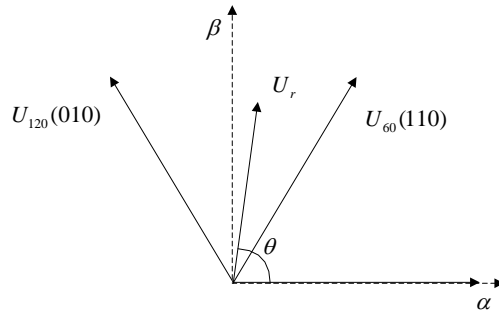


图 2.6 目标矢量位于第二扇区

本文以第二扇区为例进行分析。为了得到所需的参考电压矢量 U_r ，可以利用组成第二扇区边界的两个基本电压空间矢量 U_{60} 、 U_{120} 以及零矢量 U_{000} 、 U_{111} 进行合成。如图 2.6 所示，其中 t_0 为零矢量的作用时间， t_1 、 t_2 分别为两个矢量的作用时间， T_s 为 PWM 周期，可得 U_r 的公式为：

$$U_r = \frac{T_1}{T_s} U_{60} + \frac{T_2}{T_s} U_{120} \quad (2.15)$$

其余扇区的 U_r 均能用上述方法合成。

2.5.2 SVPWM 算法推导

1) 参考电压矢量所属扇区计算

参考电压矢量所属扇区的计算是 SVPWM 技术的基础，只有确定扇区后，才能决定用哪两个基本电压空间矢量以及作用时间。扇区的确定采用如下方法。

设 $U_{r1} = U_\beta$ ， $U_{r2} = (\sqrt{3}U_\alpha - U_\beta)/2$ ， $U_{r3} = (-\sqrt{3}U_\alpha - U_\beta)/2$ ， $Q = \alpha + 2\beta + 4\gamma$ 。

当 $U_{r1} > 0$ 时， $\alpha = 1$ ，当 $U_{r2} > 0$ 时， $\beta = 1$ ，当 $U_{r3} > 0$ 时， $\gamma = 1$ 。

Q 的取值范围是 1~6，刚好和扇区数量对应，并且是一一对应，通过 Q 值查表 2.3 就能确定参考电压矢量所属扇区。

表 2.3 扇区查询表

Q	3	1	5	4	6	2
扇区	I	II	III	IV	V	VI

2) 各个基本矢量的作用时间

确定 U_r 所在的扇区后, 就需要计算 U_r 所在扇区相邻的两个基本空间矢量的作用时间, 以 U_r 在第二扇区为例, 根据伏秒平衡原则可得:

$$U_r T_s = U_{60} T_{60} + U_{120} T_{120} \quad (2.16)$$

式(2.16)两边同除以 T_s 得:

$$U_r = \frac{T_{60}}{T_s} U_{60} + \frac{T_{120}}{T_s} U_{120} \quad (2.17)$$

根据图 2.6, 由正弦定理得:

$$\frac{U_r}{\sin \frac{2\pi}{3}} = \frac{T_{60} U_{60} / T_s}{\sin(\frac{2\pi}{3} - \theta)} = \frac{T_{120} U_{120} / T_s}{\sin(\theta - \frac{\pi}{3})} \quad (2.18)$$

式(2.18)化简后:

$$\begin{cases} T_{60} = \frac{T_s}{2U_{dc}} (\sqrt{3}U_{\beta} + 3U_{\alpha}) \\ T_{120} = \frac{T_s}{2U_{dc}} (\sqrt{3}U_{\beta} - 3U_{\alpha}) \end{cases} \quad (2.19)$$

同理, 其它扇区的基本矢量作用时间也可以求出。为了方便仿真和工程实现, 定义 X 、 Y 、 Z 三个量:

$$\begin{cases} X = \frac{T_s}{U_{dc}} \sqrt{3}U_{\beta} \\ Y = \frac{T_s}{2U_{dc}} (\sqrt{3}U_{\beta} + 3U_{\alpha}) \\ Z = \frac{T_s}{2U_{dc}} (\sqrt{3}U_{\beta} - 3U_{\alpha}) \end{cases} \quad (2.20)$$

对于不同的扇区, 作用时间 T_x 、 T_y 可以按表 2.4 取值。

表 2.4 T_x 、 T_y 赋值表

扇区	I	II	III	IV	V	VI
T_x	-Z	Z	X	-X	-Y	Y
T_y	X	Y	-Y	Z	-Z	-X

3) 功率开关管通断顺序控制

在 SVPWM 调制方案中, 零矢量的作用时刻可以任意配置, 通过调整零矢量的作用顺序, 可明显减少开关次数, 从而达到减少开关损耗的目的。因此, 为了减少单个周期内的开关次数, 将基本矢量和零矢量的作用顺序分配原则确定为: 在一个周期内, 相邻基本矢量之间转换时, 只让一个开关管的动作, 并且把基本矢量的作用时间分成对称的两部分, 以使 PWM 波形对称, 达到降低 PWM 谐波的目的^[56]。按照最少开关次数原则确定在各个扇区内的开关切换顺序, 就可以获得对称的输出波形, 各个扇区的导通顺序如表 2.5 所示。

表 2.5 各个扇区开关切换顺序表

U_r 所在扇区	导通顺序
I 区	0-4-6-7-7-6-4-0
II 区	0-2-6-7-7-6-2-0
III 区	0-2-3-7-7-3-2-0
IV 区	0-1-3-7-7-3-1-0
V 区	0-1-5-7-7-5-1-0
VI 区	0-4-5-7-7-5-4-0

第三步已经计算出了不同扇区基本电压矢量的作用时间，再根据 PWM 调制原理，计算出每一相对应比较器的值，其公式如(2.21)所示。

$$\begin{cases} T_a = (T_s - T_x - T_y) / 4 \\ T_b = T_a + T_x / 2 \\ T_c = T_b + T_y / 2 \end{cases} \quad (2.21)$$

各扇区导通时刻的值如表 2.6 所示。

表 2.6 各扇区导通时刻

扇区	I	II	III	IV	V	VI
T_{cmp1}	T_a	T_b	T_c	T_c	T_b	T_a
T_{cmp2}	T_b	T_a	T_a	T_b	T_c	T_c
T_{cmp3}	T_c	T_c	T_b	T_a	T_a	T_b

2.6 永磁同步电机矢量控制系统仿真

根据本章前几节介绍的永磁同步电机数学模型、PID 控制、矢量控制以及 SVPWM 技术，建立永磁同步电机矢量控制系统原理图，如图 2.6 所示。

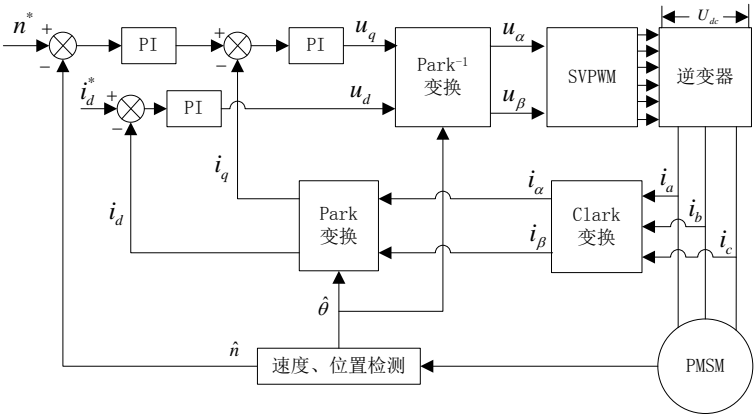


图 2.7 永磁同步电机矢量控制原理图

2.6.1 SVPWM 仿真模型

前面图 2.7 已给出永磁同步电机矢量控制系统的原理图,而 SVPWM 是永磁同步电机矢量控制系统的重要组成部分,其根据给定的 U_α 和 U_β ,通过一系列计算生成 PWM 开关信号,驱动逆变器给永磁同步电机供电。接下来就是根据 SVPWM 的数学模型在 Matlab/Simulink 中建立 SVPWM 仿真模型,模型由扇区判断、XYZ 计算模块、基本矢量作用时间计算模块、导通时刻计算模块、导通顺序选择模块、脉冲信号生成模块等组成。各个子模块的仿真模型见附录 1,下面给出 SVPWM 整体的 Matlab 仿真模型和永磁同步电机矢量控制系统的仿真模型,分别如图 2.8 和图 2.9 所示。

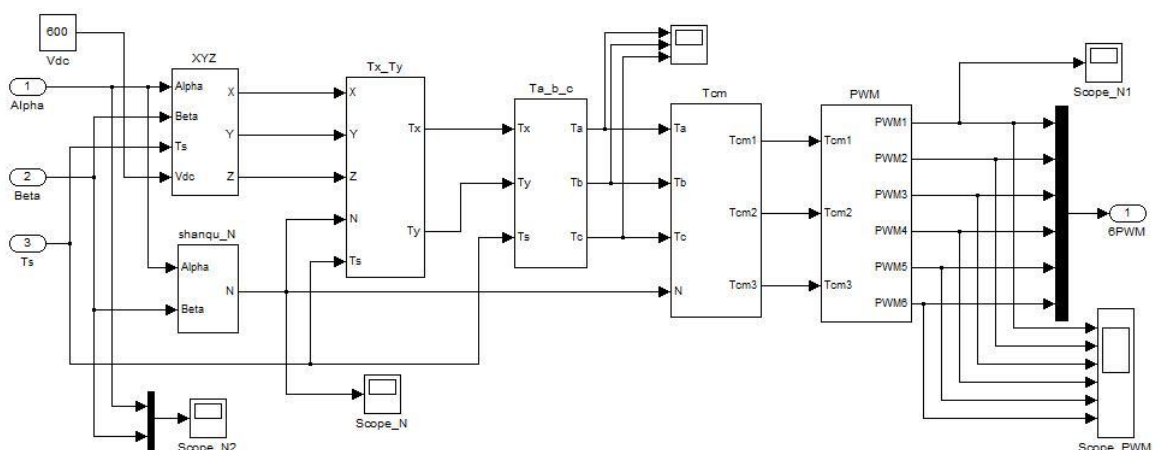


图 2.8 SVPWM 仿真模型

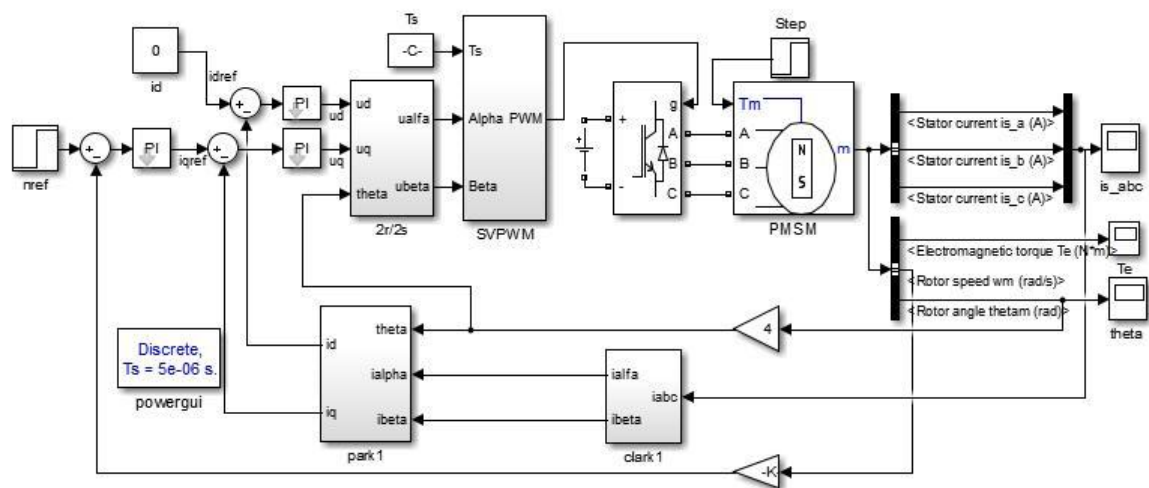


图 2.9 永磁同步电机矢量控制系统

永磁同步电机矢量控制系统是后续工作的基础，滑模观测器和脉振高频信号注入法都是在矢量控制系统的基础上，都是通过使用转速和转子位置估计模块来替代机械式传感器，从而达到无速度传感器运行的目的。

2.6.2 仿真结果

本文仿真所采用的表贴式永磁同步电机的物理参数见表 2.7。

表 2.7 PMSM 参数

参数	数值	单位
额定功率 P	20	kW
额定转速 n	3000	r/min
定子电阻 R	0.2	Ω
定子电感 L	0.336	mH
永磁磁通 ψ_f	0.1	Wb
最大电流 I	200	A
磁极对数 p	4	

在 $t=0\text{s}$ 时, 转速给定值为 3000r/min , 当 $t=0.2\text{s}$ 时, 给定值突变为 2000r/min 。图 2.10(a) 中实线表示转速给定值, 虚线表示转速实际值, 从图 2.10 和图 2.11 中可以看出 PMSM 矢量控制系统能很好地跟踪给定值, 在转速大幅度突变的情况下, 过渡过程时间短, 基本没有产生超调, 表明系统的动静态性能很好。

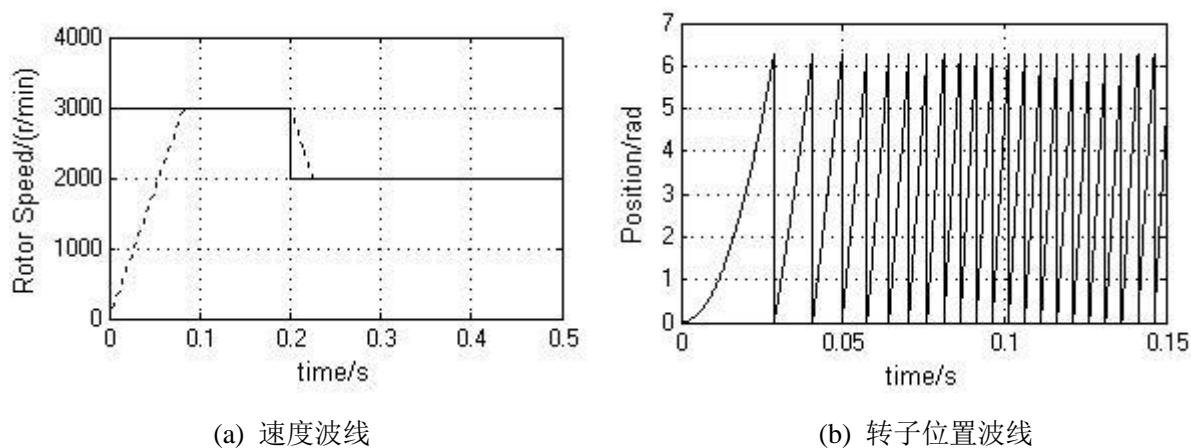


图 2.10 速度和转子位置曲线

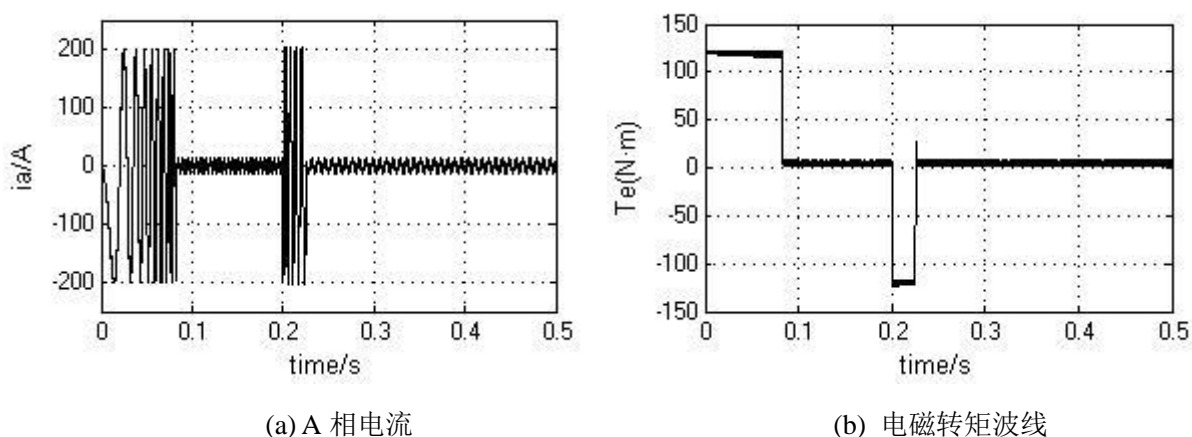


图 2.11 A 相电流和电磁转矩曲线

图 2.12 是导通时刻计算模块在三相正弦测试信号下的仿真波形, 实线、长虚线、短虚线分别表示 T_a 、 T_b 、 T_c , 图 2.13 是在表 2.7 PMSM 参数下的仿真波形。SVPWM 模块的测

试波形和仿真波形都是正常的马鞍波，表明所搭建的模块是正确的。

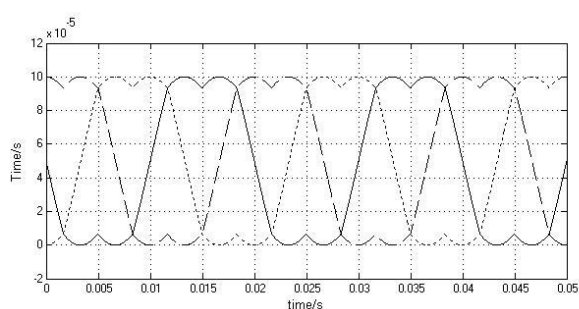


图 2.12 导通时刻波形

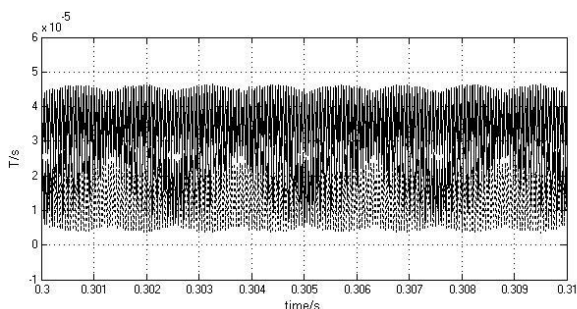


图 2.13 导通时刻波形

2.7 本章小结

本章首先介绍了 PMSM 的结构、分类和特点，通过坐标变换求出两相旋转坐标系下的永磁同步电机数学模型。接着，通过 PMSM 调速系统结构框图分析了 PID 控制和矢量控制，并详细介绍了矢量控制的常见电流控制策略。然后针对矢量控制的重要组成部分空间矢量脉宽调制技术进行重点讨论研究，并对算法实现的过程进行了数学推导。最后，根据上一节 SVPWM 算法的数学模型在 Matlab/Simulink 中建立了 SVPWM 模块仿真，并把它整合到永磁同步电机矢量控制系统中，SVPWM 的仿真波形和理论分析一致。

第3章 永磁同步电机中高速段控制策略

3.1 引言

前一章首先研究了 PMSM 的数学模型以及坐标变换，给出了两相旋转坐标系下的永磁同步电机数学模型，然后分析了 PID 控制、矢量控制技术和完全解耦控制，最后搭建了 SVPWM 仿真模型。本章将在前一章工作的基础上，根据带机械式速度传感器的 PMSM 控制系统的不足，结合 PMSM 在中高速阶段的运行特性，针对传统的滑模观测器，提出改进方案，设计出改进型滑模观测器，并且利用 Matlab/Simulink 建立适用于中高速范围的 PMSM 无速度传感器控制系统仿真。

3.2 反电动势和滤波

3.2.1 反电动势

在设计和使用永磁同步电机时，要关注很多参数，其中反电动势系数是重要的参数之一，因为它关系到电机的性能以及控制器的设计^[57]，可以看出反电动势是永磁同步电机运行时的固有特性。很多永磁同步电机无速度传感器控制方法都是基于反电动势模型，但是反电动势不能直接测量得到，需要观测器估计，而且当电机转速很低时，反电动势也很小，估计值误差比较大，导致系统低速时性能比较差^[58]，所以适用于中高速段的无传感器控制算法必须具有一个开环启动阶段，然后无传感器算法才能起作用，并对电机绕组换相。

3.2.2 低通滤波器

其次反电动势信号不是一个平滑信号，其中包含很多干扰信号，加入低通滤波器来获得反电动势的估计值，主要是为了滤除开关信号中的高次谐波。使用低通滤波器滤也存在一些缺点，一是无论是模拟滤波还是数字滤波，信号经过滤波以后总是存在一些相位延迟，二是由于低通滤波器的使用导致反电势幅值的衰减，并且此衰减程度和电机的转速成正比，在高速段会明显影响电机转速估算的准确性，需要进行补偿。

根据频率响应，常用的低通滤波器有三种：巴特沃斯滤波器、契毕雪夫滤波器、椭圆滤波器^[59]。

巴特沃斯滤波器是滤波器的一种设计分类，其采用的是巴特沃斯传递函数，有低通、高通、带通、带阻等多种滤波器类型。巴特沃斯滤波器在接近零频处，响应非常平坦，没有纹波，缺点是有较长的过渡带，在过渡带上很容易造成失真。

契毕雪夫滤波器采用的是契毕雪夫传递函数，和巴特沃斯一样，也有低通、高通、带通、带阻等多种滤波器类型。契毕雪夫滤波器在通带内的幅频特性不是很稳定，波形有起伏，这是它的缺点，优点是过渡带非常窄，响应曲线非常陡峭。

椭圆滤波器不仅在通带内波形有起伏，阻带内的波形也有起伏，其过渡带的波形和契毕

雪夫滤波器很接近。

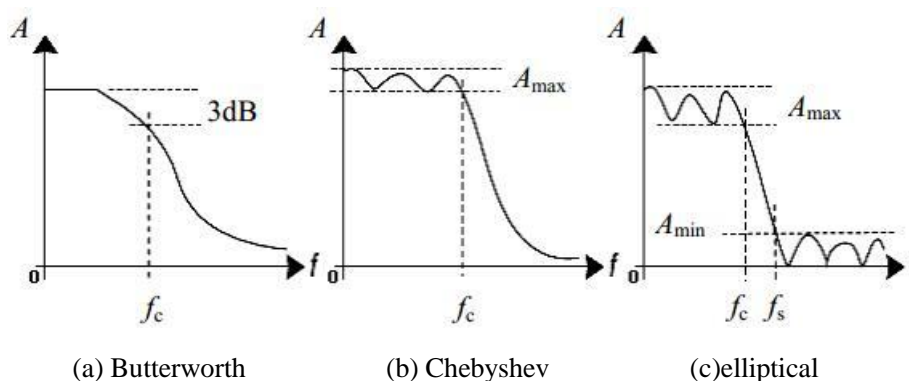


图 3.1 三种低通滤波器的响应曲线

3.3 滑模变结构控制

3.3.1 滑模变结构控制原理

滑模变结构控制的基本原理是通过控制作用首先使系统的状态运动到适当选取的滑模超平面上，然后沿此超平面滑动到平衡点。滑模变结构控制是一种非线性控制器，其控制输出值并不连续，而且它的系统结构可以根据状态变量，一旦进入到滑动超平面上，系统状态就对外界干扰及参数摄动具有不变性，所以不仅对系统的不确定性干扰因素具有很强的鲁棒性，而且能够获得满意的动态性能。

实现滑模控制要满足可达性、存在性和稳定性三个基本条件。

1) 可达性

根据滑动模态区的定义和性质可知，当系统的运动轨迹趋近于切平面 $S=0$ 时，一定会有

$$\begin{cases} \lim_{s \rightarrow 0^+} \dot{s} \leq 0 \\ \lim_{s \rightarrow 0^-} \dot{s} \geq 0 \end{cases} \quad (3.1)$$

式(3.1)可以改写为

$$\lim_{s \rightarrow 0} \dot{ss} \leq 0 \quad (3.2)$$

即

$$\dot{ss} \leq 0 \quad (3.3)$$

从上面的公式推导可以看出，只要满足式(3.3)的条件就可以实现滑模控制的可达性。

2) 存在性

在式(3.3)成立的条件下，存在控制函数 $u(x)$ ，保证滑动模态的存在。

3) 稳定性

为了保证系统的滑模控制在全局范围内渐进稳定，根据 Lyapunov 稳定性理论建立正定 Lyapunov 函数：

$$V(x) = (s^T s) / 2 \quad (3.4)$$

满足其稳定性的要求

$$\dot{V}(x) = s^T \dot{s} \leq 0 \quad (3.5)$$

以上三方面为构建滑模变结构控制的基本要求，一旦控制系统达到滑动模态区，接下来的运行轨迹便和系统参数无关，使得系统具有很强的鲁棒性。

3.3.2 滑模变结构控制的抖振问题

从 3.4.1 节的理论分析可知，只要进入到滑动模态区，系统的状态就不受电机参数的影响，在此阶段具有很好的鲁棒性，但是基于滑模变结构的控制，其本质上是一种开关切换控制，在实际系统中存在的时间、空间延迟以及控制系统状态变量的检测误差的情况下，使得系统势必存在一定的抖振。因此，在采用滑模变结构控制的系统中，抖振是必然存在，不能从根本上消除，只能通过一些方法去削弱抖振的影响。恶化控制系统抖振的因素主要包括以下几个方面

1) 开关特性的时间滞后

当控制系统进入到滑模区后，由于开关状态的切换存在时间滞后，使得控制变量对系统变化的响应存在时间上的滞后。

2) 开关特性的空间滞后

开关特性在实际系统当中都存在死区效应，这会使得系统的状态空间变量存在空间滞后。

3) 控制系统的惯性作用

实际的物理控制系统都存在或大或小的惯性作用，因此，系统进行切换控制时，也就必然会有滞后，从而引起抖振。

4) 系统本身的时间滞后和空间滞后

这种由于系统自身存在的时间和空间滞后，再加上开关特性的时间和空间滞后，很可能会造成更大的抖振，需要特殊处理，否则会影响系统的稳定性。

5) 状态变量的测量误差

控制系统在滑模面上滑动时，由于状态变量的测量误差，引起随机性的切换面摄动。

6) 离散系统的采样周期

因为基于滑模变结构控制的系统在实际产品当中都使用数字控制芯片，即系统是离散的，本身就存在状态变量采样的周期延迟，而发生滑动模态区的切换动作并不是刚好发生在切换平面，这样势必会产生相应的抖振^[60]。

滑模变结构控制具有出色的鲁棒性，而抖振问题严重影响其应用推广，因为在实际控制系统中，抖振可能造成意想不到后果，轻则导致系统性能下降，重则造成系统不稳定。因此，如何抑制或削弱抖振的影响是研究重点，国内外学者通过大量的研究工作总结出的方法主要包括趋近律法、滤波器法、切换增益法等。以上的方法都能在一定程度上改善抖振

问题，具有一定的可行性，但各个方法有其自身的局限性和不足之处，需要根据实际的控制系统加以选择。下面详细介绍三种常用削弱抖振的方法：

1) 用饱和函数替换恒值切换控制

$$z = \begin{cases} k & s(x) \geq \varepsilon \\ \frac{ks(x)}{\varepsilon} & -\varepsilon < s(x) < \varepsilon \\ -k & s(x) \leq -\varepsilon \end{cases} \quad (3.6)$$

式(3.6)中， k 为函数增益， ε 是一个较小的正数，表示电流误差界限，通过选择合适的 ε 值可以使控制信号更加平滑，减小滑模控制过程中的抖振。

2) 指数趋近律法

$$z = \frac{k(1 - e^{-s(x)})}{1 + e^{-s(x)}} \quad (3.7)$$

使用指数型趋近律，能够使得系统快速达到切换面，在进入切换面以后，误差越小控制信号就越小，避免开关式的跳变，有效削弱抖振。

3) 单位矢量控制的连续化

假设控制系统的控制信号为：

$$u = -k \operatorname{sign}(s(x)) = -ks(x) / |s(x)| \quad (3.8)$$

在式(3.8)的基础上，对分母进行处理，将其连续化，可得：

$$u = -k \operatorname{sign}(s(x)) = -ks(x) / |s(x) + \delta| \quad (3.9)$$

式(3.9)中， δ 为很小的整数。

3.3.3 滑模观测器的设计

第一，定义滑模面 $s(x)$ ，切换面的选择要满足变结构控制的三个条件。

为了建立 PMSM 数学模型，假设电机三相绕组对称，忽略电机铁心饱和，不计涡流和磁滞损耗，则表贴式永磁同步电机在两相静止坐标系 $\alpha\beta$ 下的定子电流数学模型为

$$\begin{cases} \frac{di_\alpha}{dt} = -\frac{R}{L}i_\alpha + \frac{1}{L}u_\alpha - \frac{1}{L}e_\alpha \\ \frac{di_\beta}{dt} = -\frac{R}{L}i_\beta + \frac{1}{L}u_\beta - \frac{1}{L}e_\beta \end{cases} \quad (3.10)$$

$$\begin{cases} e_\alpha = -\omega_e \psi_f \sin \theta_e \\ e_\beta = \omega_e \psi_f \cos \theta_e \end{cases} \quad (3.11)$$

式(3.10)和式(3.11)中 i_α 、 i_β 分别为 α 轴和 β 轴的电流， L 为定子电感， R 为定子电阻， e_α 、 e_β 为两相静止坐标系下的反电动势， θ_e 、 ω_e 电角度和电角速度， ψ_f 永磁体的磁链。

定义滑模面 $s(x) = \hat{i}_s - i_s$ ， i_s 、 \hat{i}_s 为定子电流实际值和估计值，根据式(3.10)和式(3.11)构

造滑模观测器。

$$\begin{cases} \frac{d\hat{i}_\alpha}{dt} = -\frac{R}{L}\hat{i}_\alpha + \frac{1}{L}u_\alpha - \frac{K}{L}\text{sgn}(\hat{i}_\alpha - i_\alpha) \\ \frac{d\hat{i}_\beta}{dt} = -\frac{R}{L}\hat{i}_\beta + \frac{1}{L}u_\beta - \frac{K}{L}\text{sgn}(\hat{i}_\beta - i_\beta) \end{cases} \quad (3.12)$$

式(3.12)中, \hat{i}_α 、 \hat{i}_β 为定子电流估计值, 是符号函数, 由式(3.12)和式(3.10)相减得:

$$\begin{cases} \frac{d(\hat{i}_\alpha - i_\alpha)}{dt} = -\frac{R}{L}(\hat{i}_\alpha - i_\alpha) + \frac{1}{L}e_\alpha - \frac{K}{L}\text{sgn}(\hat{i}_\alpha - i_\alpha) \\ \frac{d(\hat{i}_\beta - i_\beta)}{dt} = -\frac{R}{L}(\hat{i}_\beta - i_\beta) + \frac{1}{L}e_\beta - \frac{K}{L}\text{sgn}(\hat{i}_\beta - i_\beta) \end{cases} \quad (3.13)$$

根据滑模控制理论, 当系统的状态轨迹运动到滑模面上时有

$$\begin{cases} \hat{i}_\alpha - i_\alpha = 0 \\ \hat{i}_\beta - i_\beta = 0 \end{cases} \quad (3.14)$$

式(3.13)在式(3.14)的条件下可简化为

$$\begin{cases} e_\alpha = K \text{sgn}(\hat{i}_\alpha - i_\alpha) \\ e_\beta = K \text{sgn}(\hat{i}_\beta - i_\beta) \end{cases} \quad (3.15)$$

符号函数的输出通过开关增益放大之后等效于反电动势, 式(3.15)的信号中包含反电动势信号, 也含有干扰信号, 主要是和切换频率相关的高频谐波, 必须使用低通滤波器进行滤波。

$$\begin{cases} \hat{e}_\alpha = \frac{\omega_c K \text{sgn}(\hat{i}_\alpha - i_\alpha)}{s + \omega_c} \\ \hat{e}_\beta = \frac{\omega_c K \text{sgn}(\hat{i}_\beta - i_\beta)}{s + \omega_c} \end{cases} \quad (3.16)$$

式中, \hat{e}_α 、 \hat{e}_β 为反电动势的估计值, ω_c 为低通滤波器的截止频率。由式(3.11)可知, 能够通过反正切直接计算转子角度, 再由转子角度微分后得到转速。

$$\hat{\theta}_1 = -\arctan(\hat{e}_\alpha / \hat{e}_\beta) \quad (3.17)$$

$$\hat{\omega} = \frac{d\hat{\theta}_1}{dt} \quad (3.18)$$

由于低通滤波器的使用会引起相位延迟, 需要依据转速进行补偿, 在式(3.17)的基础上加上一个 $\Delta\theta$, 最终的角度估计值为:

$$\Delta\theta = \arctan(\omega / \omega_c) \quad (3.19)$$

$$\hat{\theta} = \hat{\theta}_1 + \Delta\theta \quad (3.20)$$

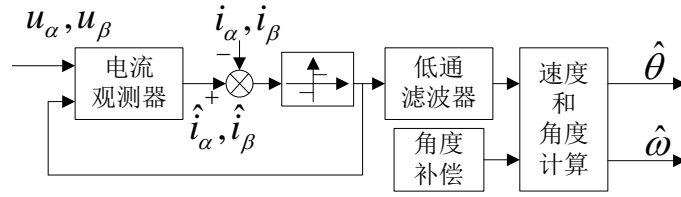


图 3.2 滑模观测器原理图

第二，控制函数 $u(x)$ 的设计

1) 常数切换控制

$$u = k \operatorname{sgn}(s(x)) \quad (3.21)$$

其中， k 均表示实数。

2) 比例切换控制

$$u = \sum_{i=1}^n (\sigma_i x_i) \quad (3.22)$$

$$\sigma_i = \begin{cases} a_i, & x_i s > 0 \\ b_i, & x_i s < 0 \end{cases} \quad (3.23)$$

式中， a_i 和 b_i 为常数。

3) 函数切换控制

$$u = u_{eq} + u_0 \operatorname{sgn}(s(x)) \quad (3.24)$$

其中， u_{eq} 是系统的等效控制量， $u_0 \operatorname{sgn}(s(x))$ 为切换控制量。等效控制量是控制系统在切换平面做滑动模态运动时的控制量，是系统所必需的控制量。切换控制量是为了确保系统在遇到干扰的情况下，仍然能趋近于滑模面且顺着滑模面运动。

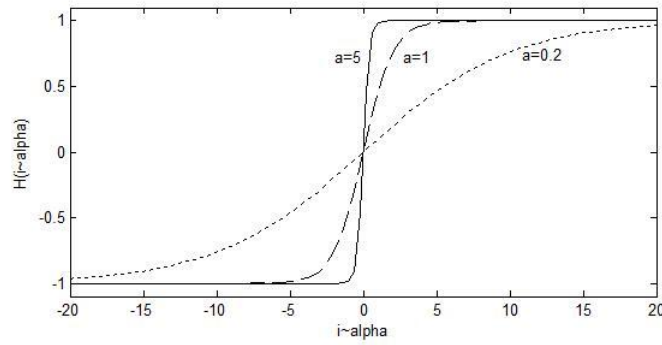
3.4 改进型滑模观测器设计

3.4.1 切换函数

目前，很多文献采用滑模观测器都用饱和函数代替符号函数，本文用 S 形函数代替传统滑模观测器的正负号函数作为滑模观测器的切换函数，函数的表达式为：

$$\begin{bmatrix} H(\tilde{i}_\alpha) \\ H(\tilde{i}_\beta) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{e^{-a\tilde{i}_\alpha} + 1} - 1 \\ \frac{2}{e^{-a\tilde{i}_\beta} + 1} - 1 \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

式(3.25)中， a 是大于零的常数。通过改变 a 值的大小可以控制 S 形函数的斜率，也就是说 a 值越小，函数图形的斜率越小，控制越平滑，当 $a=5$ 时，函数图形的斜率已经非常大，非常接近符号函数的控制效果。

图 3.3 不同 a 值下的 S 形函数

3.4.2 可变开关增益

开关增益需满足一定的条件，即需满足滑模观测器的稳定性，根据式(3.5)可得关于开关增益的不等式：

$$K > \max(|e_\alpha|, |e_\beta|) \quad (3.26)$$

滑模观测器的开关增益 K 必须足够大，才能使滑模观测器稳定，但是开关增益 k 太大也会引入噪声导致估计误差，所以，确定适宜的开关增益对于提升滑模观测器的性能非常重要^[64-66]。

滑模观测器的开关频率固定时，随着角速度的增加，每个角周期内的开关次数减少，从而导致滑模观测器的响应速度降低，为了提高滑模观测器的响应速度，需要提高开关频率或者开关增益。一般情况下，开关频率是固定不变，仅在设计选型的时候根据运行情况取一个折中值，运行过程中开关频率是固定的，因此，要使开关增益可变而且可变开关增益也比较容易实现。

同时式(3.26)已得出，滑模观测器开关增益 K_N 的取值要大于反电动势的值，电机在高速时反电动势大，低速时的反电动势小，所以让 K_N 的取值随给定速度变化，从而改善滑模观测速度的动态性能。

$$K_N = k \cdot \omega_{ref} \quad (3.27)$$

根据式(3.27)，用可变开关增益 K_N 代替式(3.13)中的固定开关增益 K 。

3.4.3 锁相环

锁相环电路是一种利用相位误差的跟随系统，当锁相环的输出不等于实际相位时，误差通过 PI 的作用能够调节输出，使得输出逐渐接近实际相位，当误差等于零时，锁相环的输出就等于实际相位。

锁相环的优点：首先，稳定精度高。稳定精度高是指锁相环的输出性能，其输出信号能稳定地跟踪输入信号，输入信号和输出信号之间只有非常小的相位差。所以，锁相环很适合用来计算输入信号的相位。

其次，抗干扰性好。抗干扰性是指锁相环的抑制内部扰动和外部扰动的能力。锁相环的环路信噪比比输入信号小很多，其本身几乎不存在噪声，所以它可以应用于抗噪声干扰要求高的场合。并且，锁相环能够从噪声中把需要的信息提取出来，因此它在弱信号提取方面发挥了很大的作用^[61]。

最后，“同步”。“同步”是指锁相环的跟踪性能，如果输入信号本身还有相位信息，输入到锁相环以后，就可以从输入信号中提取相位同步信号，使系统生成的信号相位和输入信号的相位同步，从而达到相位跟踪的目的。

滑模观测器估计出的反电动势信号中包含转子磁极位置的信息， e_α 、 e_β 分别是关于磁极位置角度的正弦、余弦的函数，因此可以利用反正切函数来求取转子位置角度。这种直接计算的方法在数字化时需要通过查询反正切数值表来获取角度值，会产生额外的计算噪声^[62]。当转子角度为 $\pi/2$ 的整数倍时，其误差较大。基于上述直接计算法的不足，本文采用基于高精度相位跟踪原理的锁相环来从反电动势信号中提取转子的速度和位置信息。它是通过角度误差 $\Delta\theta$ 直接由 PI 调节器计算出转速，再通过转速的积分计算出转子位置角度。

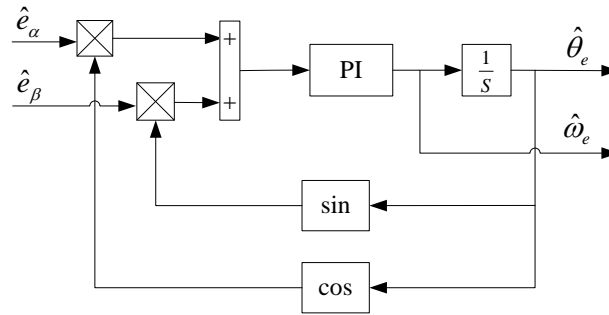


图 3.4 锁相环原理图

输入为两相旋转坐标系下的反电动势，它们的表达式见式(3.6)。由图 3.4 可得：

$$\Delta e = -e_\alpha \cos \hat{\theta}_e - e_\beta \sin \hat{\theta}_e \quad (3.28)$$

式(3.28)中， Δe 为反电动势的误差， $\hat{\theta}_e$ 为锁相环输出的估计角度。式(3.28)经化简后可得：

$$\Delta e = \psi_f \omega_e \sin(\theta_e - \hat{\theta}_e) \quad (3.29)$$

记 $\Delta\theta_e = \theta_e - \hat{\theta}_e$ ，在电机转子电角度估计值逐渐接近实际值时， $\Delta\theta_e$ 的值会是一个非常小的值，此时有

$$\Delta e = \psi_f \omega_e (\theta_e - \hat{\theta}_e) = \psi_f \omega_e \Delta\theta_e \quad (3.30)$$

从式(3.30)可以看出，锁相环的误差信号包含转子位置角度误差， Δe 和 $\Delta\theta_e$ 之间成线性关系， Δe 通过 PI 调节以及积分之后可以得到转子位置估计值。

3.5 改进型滑模观测器的仿真实现和结果分析

3.5.1 改进型滑模观测器仿真模型

在上述理论分析的基础上，利用 Matlab/Simulink 平台建立了滑模观测器的仿真模型。

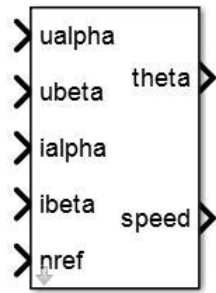


图 3.5 滑模观测器仿真模型

图 3.5 中的左边为输入，右边为输出，左边从上到下分别为两相静止坐标系下的电压和电流以及给定转速，右边分别是估计的转子位置角度和转子速度。

表 3.1 滑模观测器仿真模型参数

参数	数值	单位
定子电阻 R	0.02	Ω
定子电感 L	0.336	mH
永磁磁通 ψ_f	0.1	Wb
截止频率 ω_c	1450	
开关增益 K	14.56	
比例系数 k_p	1.5	
积分系数 k_i	40	

滑模观测器的各项参数如表 3.1 所示，从上到下依次为定子电阻、定子电感、永磁磁链、低通滤波器截止频率、滑模观测器的开关增益、锁相环的比例系数、锁相环的积分系数、S 形函数的斜率。

滑模观测器的内部如图 3.6 所示，主要由电流观测器、低通滤波器和锁相环组成。

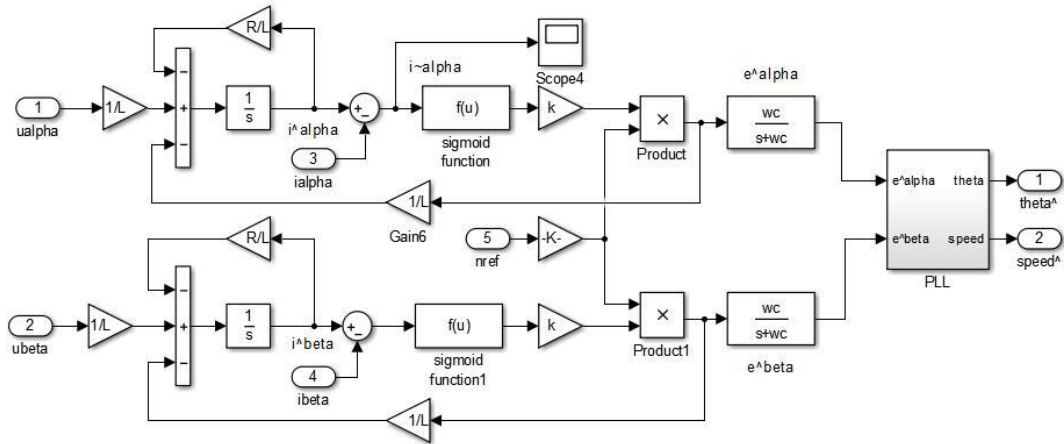


图 3.6 滑模观测器仿真模型

3.5.2 系统仿真模型

下面给出永磁同步电机整个系统的 Matlab 仿真模型，如图 3.7 所示。

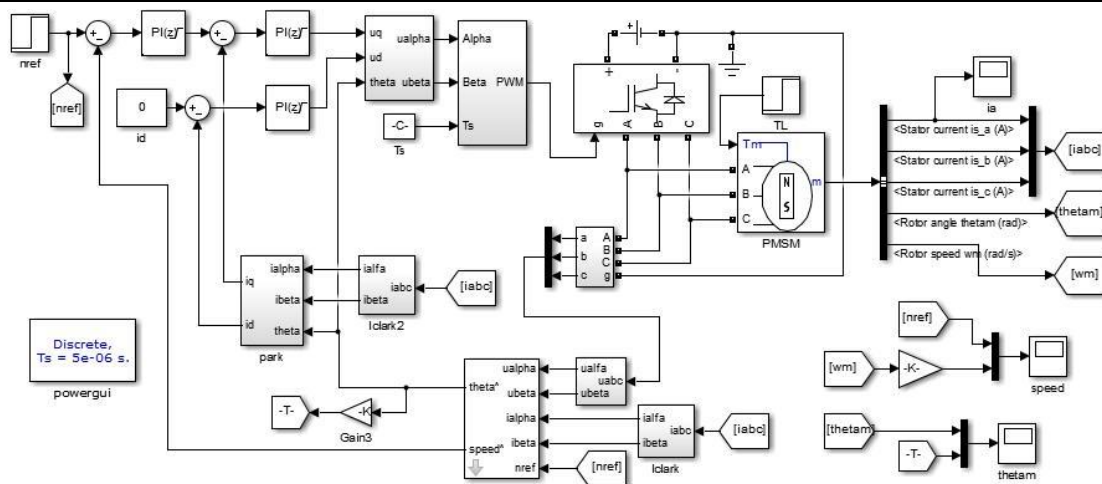


图 3.7 基于改进型滑模观测器的矢量控制系统仿真模型

3.5.3 仿真结果分析

下面给出加入改进型滑模观测器之后整个系统的仿真结果。系统在 $t=0\text{s}$ 时, 速度给定为 2000r/min , 初始负载转矩为 $5\text{N}\cdot\text{m}$, 然后在 $t=0.2\text{s}$, 加一个阶跃信号, 转速变为 6000r/min , 仿真结果如图所示。

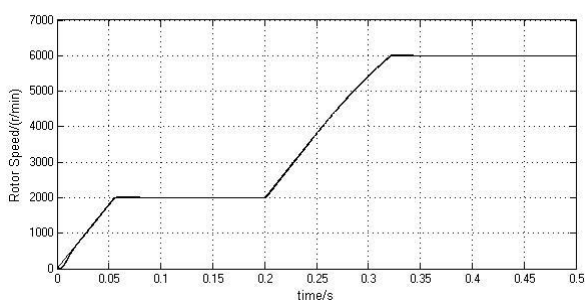


图 3.8 转速阶跃信号响应波形

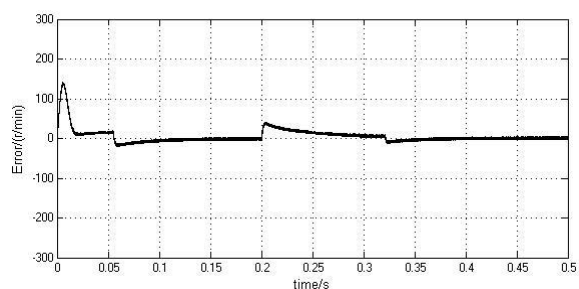


图 3.9 转速误差

图 3.8 中, 估计转速能很好地跟踪实际转速, 只在低速段的时候有较明显的误差。从 0 过渡到 2000rpm 只用了 0.06s, 给定转速变为 6000rpm 之后, 2000rpm 到 6000rpm 的过渡时间仅为 0.12s, 表明滑模观测器能很快跟踪到实际转速。

图 3.9 中刚起动时误差比较大,是因为低速时反电动势很小,容易受到其它噪声的干扰,从而造成估计转速偏离实际转速。当系统进入稳态,此时的转速误差非常小,表明了滑模观测器具有良好的性能。

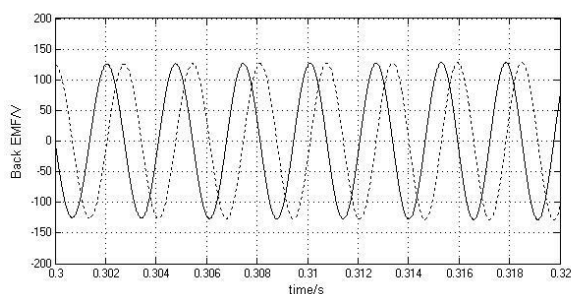


图 3.10 反电动势估计值波形

图 3.10 是反电动势 e_a 、 e_b 的估计值。从波形可以看出估计出的反电动势比较光滑。

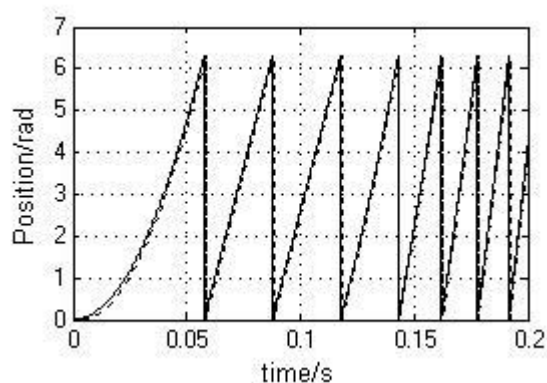


图 3.11 实际与估计位置

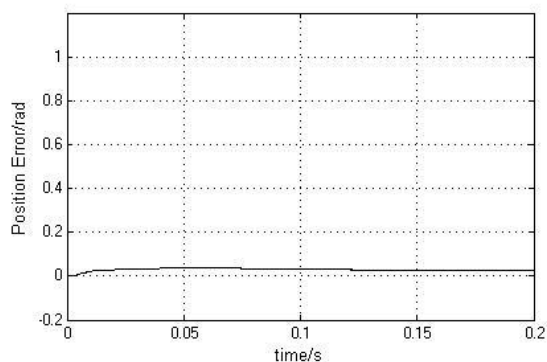


图 3.12 转子位置误差

从图 3.11 可以看出实际转子位置和估计转子位置曲线已经重合在一起了，滑模观测器输出的转子位置估计值精度较高，这一点也可以从图 3.12 的转子位置误差曲线中看出，转子位置误差在整个仿真时间里都在 0.08rad 范围以内。

测试系统在转速突减情况下的速度跟踪性能和位置估计精度，系统在 $t=0$ s 时，速度给定为 4000r/min，在 $t=0.2$ s 时，速度给定变为 2000r/min。

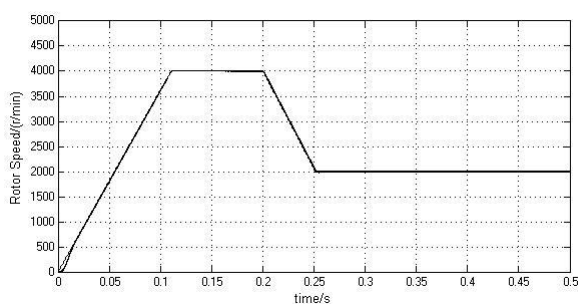


图 3.13 转速突减响应波形

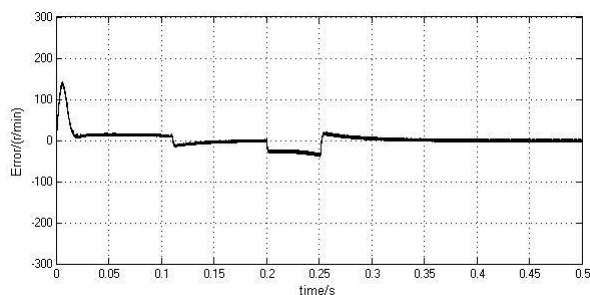


图 3.14 转速误差

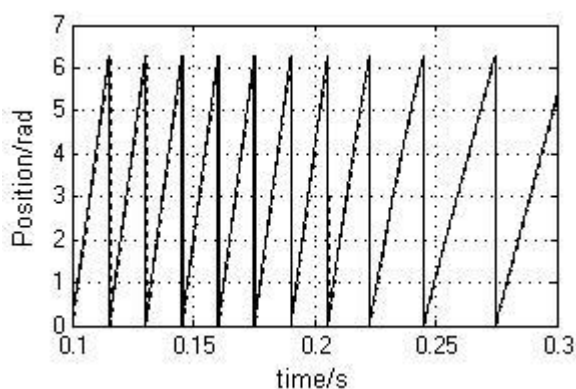


图 3.15 实际与估计位置

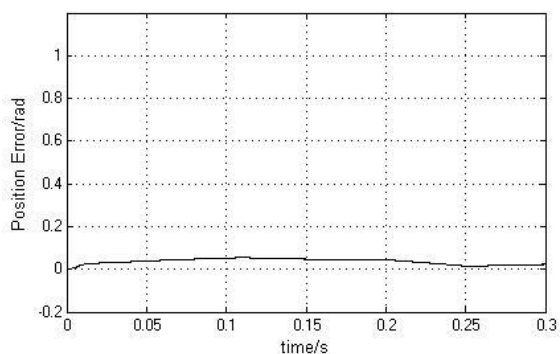


图 3.16 转子位置误差

从转速波形和转速误差图 3.13、3.14，位置波形和位置误差图 3.15、图 3.16 可以看出，系统在转速突减时同样具有良好的动静态性能。

3.6 本章小结

本章首先研究了滑模变结构控制的基本理论，针对永磁同步电机这个控制对象的特点，

将滑模变结构控制技术应用到永磁同步电机矢量控制系统中。接着，详细叙述了滑模观测器估计转子的速度和位置信息的过程，并对切换函数、开关增益和估计环节进行了改善，建立了基于滑模观测器的 PMSM 控制系统。然后，针对永磁同步电机无速度传感器控制系统，利用 Matlab/Simulink 里面搭建了仿真模型。最后，对仿真结果进行了分析，仿真结果证明了滑模观测器在 PMSM 无速度传感器控制系统的中高速阶段能够很好的估计出转子的速度和位置角度。

第 4 章 永磁同步电机零速和低速段控制策略

4.1 引言

上一章主要研究了永磁同步电机中高速段控制策略中的状态观测器法。首先，介绍了滑模变结构控制的基本理论。然后，针对传统的滑模观测器的不足，从切换函数、开关增益、锁相环等方面进行了改进。最后，利用改进型滑模观测器搭建了仿真模型，仿真结果验证了改进型滑模观测器的可行性和优越性。

滑模观测器需要观测电机的反电动势，从上一章式(3.11)可以看出反电动势的大小由永磁磁链、电机转速以及电角度决定，幅值主要取决于转速，当转速比较低时，反电动势的值也比较小，容易受到各种噪声干扰，观测结果误差比较大，因此在低速时，滑模观测器的控制性能差，无法满足永磁同步电机高精度的控制要求。

高频信号注入法利用电机固有的凸极特性，注入高频电压信号，并从响应信号中提取转子位置信息，不需要观测反电动势，可以在低速段获得良好的控制性能。高频信号注入法在电机静止状态时也可以获取转子位置信息，解决了永磁同步电机的启动问题。本章将主要介绍高频信号注入法中的脉振高频信号注入法，并详细研究转子位置信息和磁极的提取过程，最后在 Matlab/Simulink 中搭建仿真模型验证该方法的有效性。

4.2 高频信号注入法

根据信号的形式来分，可以分为旋转高频信号注入法和脉振高频信号注入法，而根据信号的作用位置来分，又可分为高频电压信号注入法和高频电流信号注入法，下面将简单讨论三种常见的高频信号注入法的原理以及相互之间的异同。

4.2.1 旋转高频电压信号注入法

此注入法的原理为在基波模型上叠加高频电压激励，然后检测电机中所产生的高频电流响应信号，通过锁相环技术获取转子位置信息。由于永磁同步电机使用电压型逆变器，因此，旋转高频电压信号注入法只需在 d 轴和 q 轴上注入高频电压信号，无需改造 PI 调节器，比较容易实现。旋转高频电压信号注入法的缺点是在提取包含转子位置信息的高频电流信号的过程中需要较多的滤波器，增加了信号处理的难度，而且旋转高频电压信号注入只适合内置式永磁同步电机，不能应用于表贴式永磁同步电机。

4.2.2 旋转高频电流信号注入法

旋转高频电流注入法的原理是在两相静止坐标系的基波电流指令上施加高频电流激励，然后在 SVPWM 模块的输入侧测量电压，通过带通滤波器获取对应的高频电压响应信号，最后通过锁相环提取出转子位置信息。与高频电压信号相比，高频电流信号的优势在于只需要注入幅值很小的高频电流信号就能得到幅值比较大的高频电压信号。因为电机的阻

抗随着频率的增加而增大，注入的高频电流信号频率很高，相对应的阻抗很大，即使电流比较小的情况下，其乘积也比较大，因此高频电流信号注入法对控制系统负面影响比较低。

旋转高频电流信号注入法的缺点也很明显，它对电流调节器的带宽要求比较高，因为高频电流信号注入的位置在电流调节器之前，有足够的带宽才能同时调节基频电流和高频电流，因此需要对 PI 电流调节器进行改造。

4.2.3 脉振高频电压信号注入法

脉振高频电压信号注入法(脉振高频)原理上和旋转高频电压信号注入法(旋转高频)比较相似，因其由旋转高频演变而来，两者的不同之处在于旋转高频需要在 d 轴和 q 轴上施加高频激励，而旋转高频只需在估计的旋转坐标系中任一轴上施加高频激励，把该信号从两相旋转坐标系变换到三相静止坐标系之后，其波形是脉振的，因此称为脉振高频。与旋转高频电压信号相比，脉振高频电压信号可以利用物理凸极效应和磁饱和凸极效应，能应用于内置式永磁同步电机和表贴式永磁同步电机，具有更广的应用范围。

从永磁同步电机无传感器复合控制的角度来说，旋转高频电流信号注入法要求对标准的 PI 电流调节器进行改造，不仅增加了 PI 电流调节器的参数，使得电流环的实现难度增大，而且不利于和采用标准电流调节器的滑模观测器进行结合。本文采用的是表贴式永磁同步电机，旋转高频不适用，为了能方便地和滑模观测器进行结合，脉振高频电压信号注入法更具优势。

4.3 脉振高频电压信号注入法的基本原理

把第二章推导过的的定子电压方程再次列写如下：

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_e L_q i_q \\ u_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} - \omega_e L_d i_d + \omega_e \psi_f \end{cases} \quad (4.1)$$

因注入的高频电压信号的频率远大于电机的转速频率，可以忽略转速项，简化为 R-L 负载，可得高频电压方程为：

$$\begin{cases} u_{dh} = R_{sh} i_{dh} + L_{dh} \frac{di_{dh}}{dt} \\ u_{qh} = R_{sh} i_{qh} + L_{qh} \frac{di_{qh}}{dt} \end{cases} \quad (4.2)$$

式中， R_{sh} 为定子高频电阻， L_{dh} 、 L_{qh} 定子高频电感。

式(4.2)用复数的形式可以改写为：

$$\begin{cases} u_{dh} = z_d i_{dh} \\ u_{qh} = z_q i_{qh} \end{cases} \quad (4.3)$$

$$\begin{cases} z_d = R_{sh} + j\omega_h L_{dh} \\ z_q = R_{sh} + j\omega_h L_{qh} \end{cases} \quad (4.4)$$

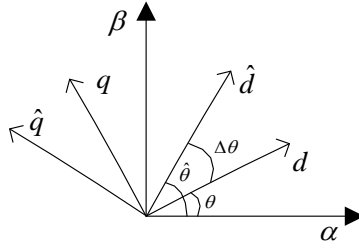


图 4.1 两相旋转实际以及估计坐标系

根据图 4.1，把 \hat{d} 、 d 之间的角度误差记为

$$\Delta\theta = \hat{\theta} - \theta \quad (4.5)$$

估计坐标系和实际坐标系可以使用坐标变换进行转换，记

$$T(\Delta\theta) = \begin{bmatrix} \cos(\Delta\theta) & \sin(\Delta\theta) \\ -\sin(\Delta\theta) & \cos(\Delta\theta) \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

由式(4.3)、式(4.4)、式(4.5)和式(4.6)可推导出高频电压激励出的高频电流表达式：

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_{dh} \\ \hat{i}_{qh} \end{bmatrix} = T(\Delta\theta) \begin{bmatrix} \frac{1}{z_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{z_q} \end{bmatrix}^{-1} T^{-1}(\Delta\theta) \begin{bmatrix} \hat{u}_{dh} \\ \hat{u}_{qh} \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

上式经过矩阵乘法运算之后为

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_{dh} \\ \hat{i}_{qh} \end{bmatrix} = \frac{1}{z_d z_q} \begin{bmatrix} z - \Delta z \cos(2\Delta\theta) & \Delta z \sin(2\Delta\theta) \\ \Delta z \sin(2\Delta\theta) & z + \Delta z \cos(2\Delta\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{u}_{dh} \\ \hat{u}_{qh} \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

其中， $z = (z_d + z_q) / 2$ 、 $\Delta z = (z_d - z_q) / 2$ 。

脉振高频电压信号注入法只在估计的两相旋转坐标系中的 \hat{d} 轴或 \hat{q} 轴上注入高频余弦电压信号，因此有两种方式，一种是只在 \hat{d} 轴上注入高频余弦电压信号，另一种是只在 \hat{q} 轴上注入高频余弦电压信号。

第一种情况，只在 \hat{d} 轴注入高频信号：

$$\begin{bmatrix} u_{dh} \\ u_{qh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_h \cos \omega_h t \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

此时的高频电流响应为

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_{dh} \\ \hat{i}_{qh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{z - \Delta z \cos(2\Delta\theta)}{z^2 - \Delta z^2} U_h \cos(\omega_h t) \\ \frac{\Delta z \sin(2\Delta\theta)}{z^2 - \Delta z^2} U_h \cos(\omega_h t) \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

第二种情况，只在 \hat{q} 轴注入高频信号：

$$\begin{bmatrix} u_{dh} \\ u_{qh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ U_h \cos(\omega_h t) \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

此时的高频电流响应为

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_{dh} \\ \hat{i}_{qh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\Delta z \sin(2\Delta\theta)}{z^2 - \Delta z^2} U_h \cos(\omega_h t) \\ \frac{z + \Delta z \cos(2\Delta\theta)}{z^2 - \Delta z^2} U_h \cos(\omega_h t) \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

由式(4.10)可以看出， \hat{d} 轴和 \hat{q} 轴上的高频电流分量都与估计转子位置的误差 $\Delta\theta$ 有关。 \hat{d} 轴上的高频电流分量和平均阻抗有关，当误差为零， \hat{d} 轴上的高频电流分量不为零，而对 \hat{q} 轴来说，当估计的转子位置接近于实际的转子位置时， \hat{q} 轴上的高频电流分量约等于零，因此 \hat{q} 轴上的高频电流分量和转子位置存在对应关系，可以通过相应的处理从 \hat{q} 的高频电流分量中得到转子位置信息。

由式(4.12)可知，当估计转子位置的误差 $\Delta\theta$ 为零时， \hat{q} 轴上的电流不为零，存在偏移量，会引起额外的转矩波动，因此，在 \hat{d} 轴上注入高频余弦电压信号更合适。

由于高频感抗远大于高频电阻，可忽略电阻的影响，故 \hat{d} 轴和 \hat{q} 轴的高频阻抗可以简化为

$$\begin{cases} z_d = R_s + j\omega_h L_d \approx j\omega_h L_d \\ z_q = R_s + j\omega_h L_q \approx j\omega_h L_q \end{cases} \quad (4.13)$$

\hat{q} 轴上的高频电流分量可以改写为：

$$\hat{i}_{qh} = \frac{U_h \cos(\omega_h t)}{\omega_h L_d L_q} \Delta L \sin(2\Delta\theta) \quad (4.14)$$

首先对 \hat{q} 轴上的高频电流分量进行调幅，再用低通滤波器滤除干扰信号，过程如下：

$$i_{\Delta\theta_e} = LPF(i_q \sin \omega_h t) = \frac{U_h L_{diff}}{2\omega_h L_d L_q} \sin(2\Delta\theta) \quad (4.15)$$

$$L_{diff} = (L_d - L_q) / 2 \quad (4.16)$$

当转子位置估计误差足够小时，有 $\sin 2\Delta\theta_e \approx 2\Delta\theta_e$ ，可以把式(4.15)线性化

$$i_{\Delta\theta} \approx \frac{U_h L_{diff}}{\omega_h L_d L_q} \Delta\theta = K \Delta\theta \quad (4.17)$$

式(4.17)中， K 为误差增益，由高频信号的幅值和频率以及永磁同步电机的直、交轴电感决定。通过式(4.17)可知，转子位置估计器的输入信号 $i_{\Delta\theta}$ 和转子位置估计误差 $\Delta\theta$ 成正比，如果通过一定的方法将 \hat{q} 轴上的高频电流分量调节为零，转子位置估计误差 $\Delta\theta$ 也为零，此时观测器的转子位置估计值就等于实际值。

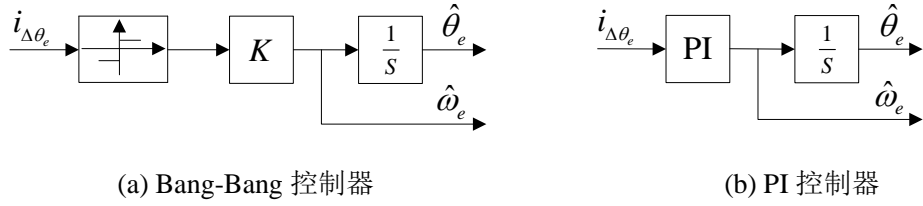


图 4.2 转子位置估计器原理图

根据估算是否存在偏差可以分为有偏估计和无偏估计。图 4.2(a)所示的 Bang-Bang 控制器是基于具有二值开关特性的非线性函数，开关控制使得估计器具有快速的动态响应能力，而且估计器的结构非常简单，容易工程实现。由图 4.2(a)可以看出，Bang-Bang 控制器的输出取决于开关增益 K ，当开关增益取值比较小时，估计器的动态特性好但估计误差比较大，当开关增益取值比较大时，估计误差小但动态特性会有一定程度的下降。从图 4.2(a) 可以看出 Bang-Bang 控制器类似比例调节器，转子位置估计误差 $\Delta\theta$ 不可能为零，即估计值存在偏差，这种偏差会给调速系统造成速度波动和转矩脉动。

图 4.2(b)是 PI 调节器，与 Bang-Bang 控制器相比，它增加了一个积分环节，积分的引入使得 PI 调节器能够实现无偏估计，这意味着转子位置估计误差 $\Delta\theta$ 能调节到零，使得观测器的转子位置估计值等于实际值。具有比例、积分控制律的 PI 调节器兼顾了动态响应和消除稳定误差两方面的要求，通过选取合适的比例、积分系数，能够使估计器既能拥有快速的动态响应性能，又能消除估计误差。

4.4 仿真实验和结果分析

根据前几节的分析，脉振高频电压信号注入法可以在低速时很好的对转速进行估计，下面给出整个系统的控制框图。

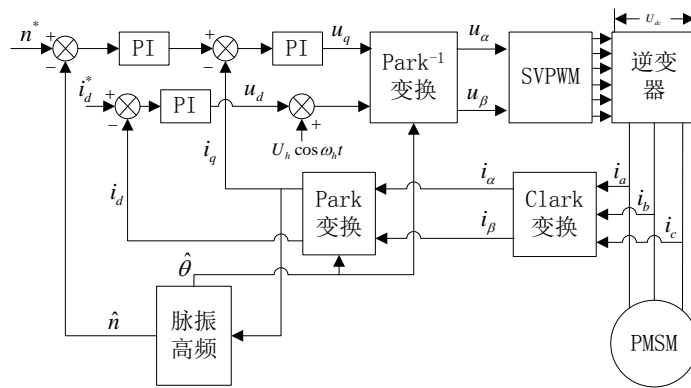


图 4.3 脉振高频控制框图

4.4.1 仿真模型

在 Matlab /Simulink 中搭建基于脉振高频的矢量控制系统仿真模型。

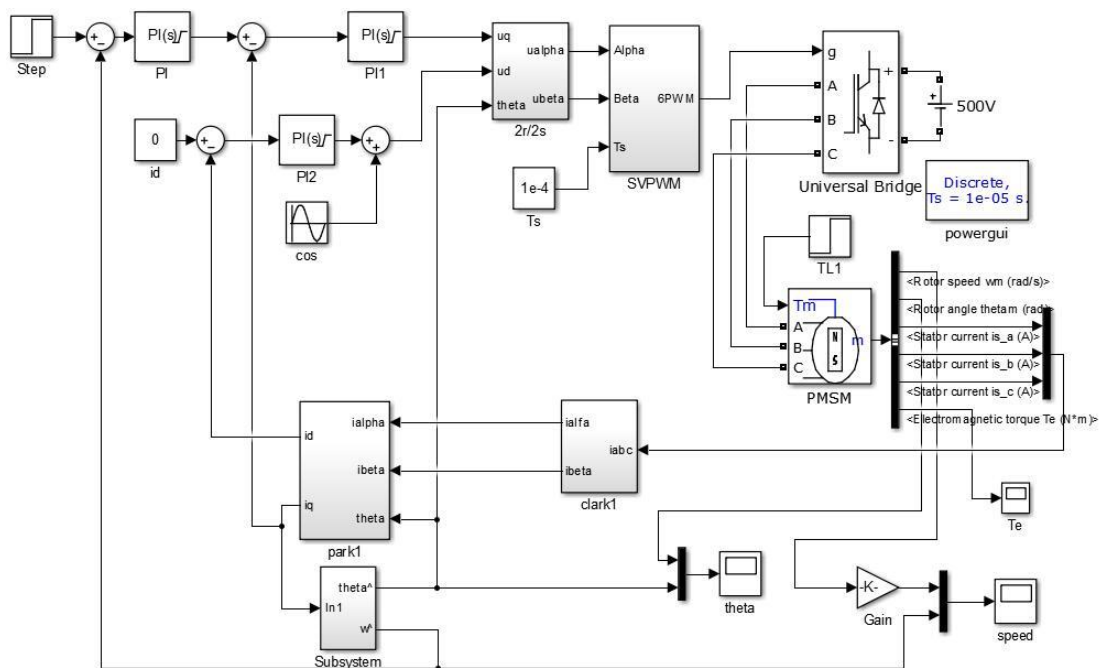


图 4.4 基于脉振高频的矢量控制系统

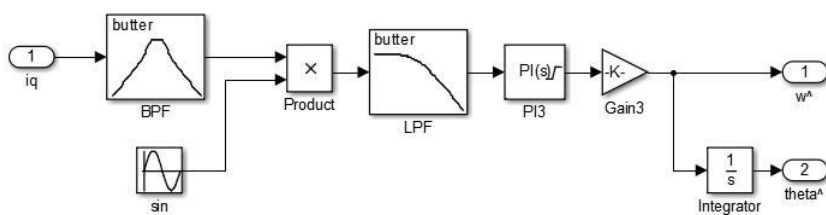


图 4.5 脉振高频信号注入法仿真模型

4.4.2 仿真结果及分析

设定系统的初始转速为 50r/min，负载转矩为 5N·m，在 $t=0.2\text{s}$ 的时候转速信号阶跃到 100r/min。

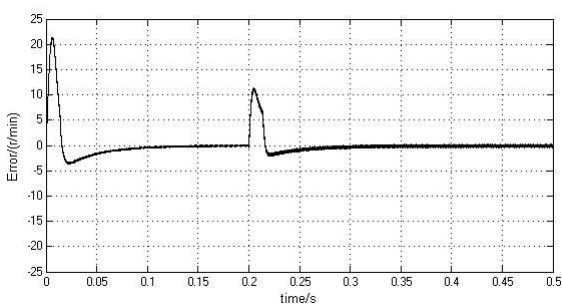
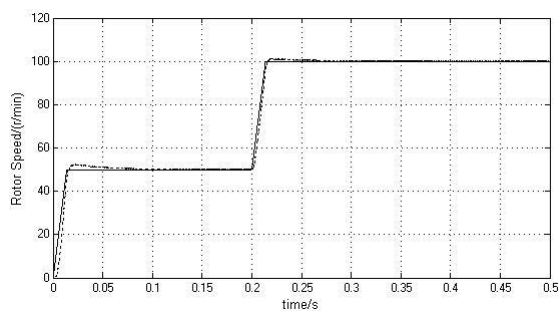


图 4.5 转速突加时速度及误差波形

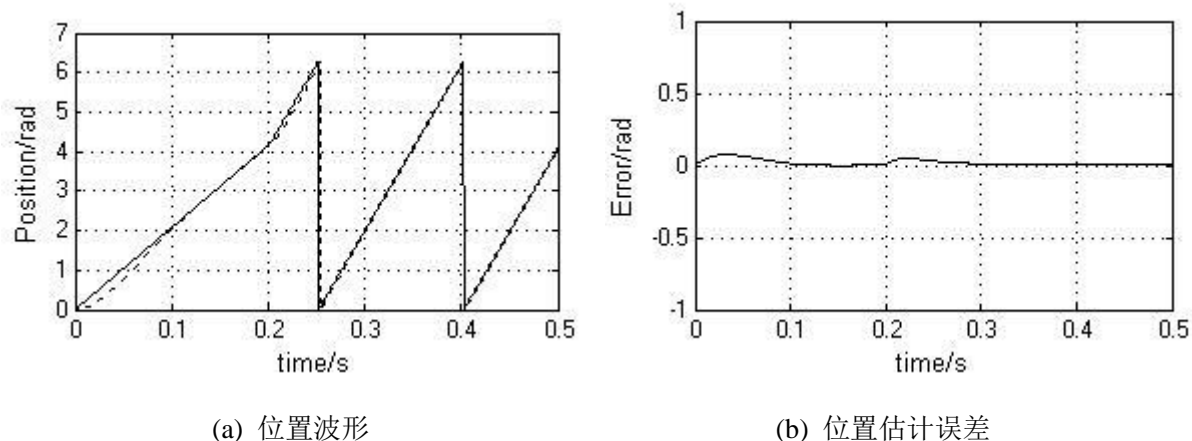


图 4.6 转速突加时位置波形

下面再对系统进行转速突降测试，负载转矩仍有 $5 \text{ N}\cdot\text{m}$ ，初始转速设为 100 r/min ，在 $t=0.2 \text{ s}$ 时，给定值降至 50 r/min ，仿真波形如图 4.7、4.8 所示。

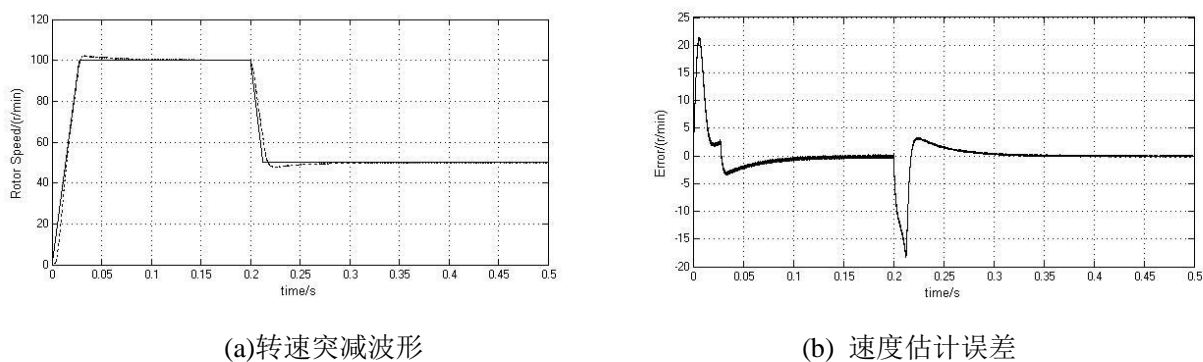


图 4.7 转速突减时速度及误差波形

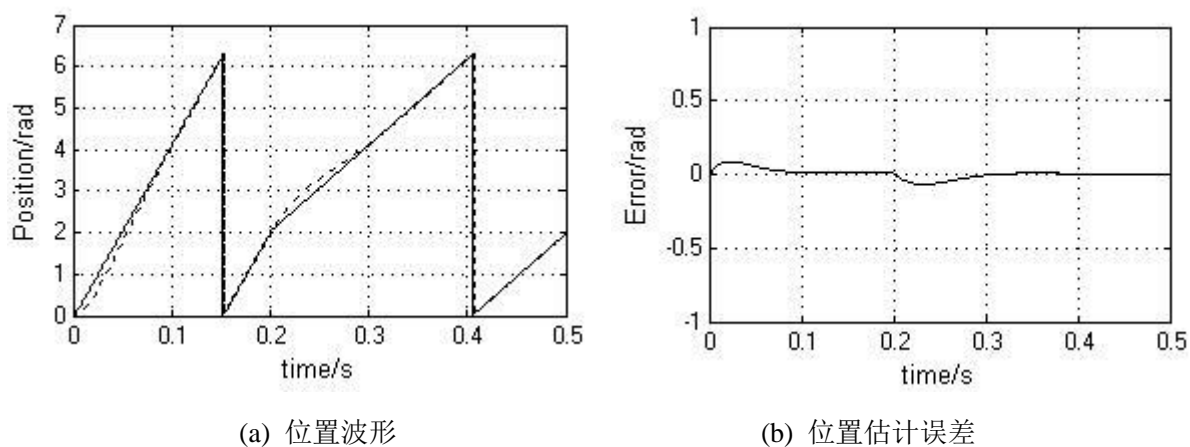


图 4.8 转速突加时位置波形

从图 4.5、4.6 以及 4.7、4.8 的仿真波形可见脉振高频信号注入法在低速段的跟踪速度很快，超调量也比较小，并且能快速消除稳态误差，具有良好的动态和稳态性能。

4.5 本章小结

本章首先介绍了高频信号注入法的分类，接着分析了注入电压高频信号和电流高频信号的差异以及旋转高频和脉振高频的异同，然后根据控制对象为表贴式 PMSM，适合使用脉

振高频,重点讨论了脉振高频的基本原理、信号处理过程以及高频余弦电压信号注入方式。最后,结合本文前面介绍的矢量控制技术,在 **Matlab/Simulink** 中建立了脉振高频信号注入法的仿真模型,仿真结果表明在电机的启动和低速时,脉振高频信号注入法可以准确的估计出电机的转子位置,证明了脉振高频信号注入法的有效性和准确性。

第5章 全速域复合控制研究与实验平台搭建

5.1 引言

第三章和第四章分别介绍了滑模观测器和高频信号注入法，它们在不同转速区间均有各自的优点。在中高速阶段，滑模观测器利用电机反电动势，从中提取转子位置和转速信息，具有较好的精度，鲁棒性也很好，但在零速和低速阶段，由于反电动势很小，导致信噪比也很小，使得滑模观测器不能精确地估计反电动势，从而无法得到精确的转子转速。高频注入法正相反，在零速和低速情况下，脉振高频信号注入法可以很好的估算出转子转速，随着转速升高，转速的估计误差也随之升高，故不适合于中高速阶段。要想实现永磁同步电机全速域的无传感器控制，现阶段的方式是结合脉振高频信号注入法和滑模观测器的优点，实现复合控制。复合控制的关键在于两种方法的切换，以及切换时保持电机的平稳运行。

本章给出了一种简单且易于实现的算法——加权切换，该算法可以实现两种方法之间的平滑切换。首先对直接切换和加权切换的原理进行阐述，接着针对整个控制系统建立 Matlab/Simulink 仿真模型，然后对仿真结果进行分析，验证切换算法的有效性。最后，在理论研究的基础上，结合硬件平台，进行软件设计。

5.2 控制策略的切换

5.2.1 切换原则

电机工作的时候，势必要经历从启动到正常运行，即从零速到低速再到中高速的阶段。在整个运行过程中，零速和低速阶段由脉振高频信号注入法控制，中高速阶段由滑模观测器控制，过渡阶段的转速估计值则是两种控制方法想融合的结果。为了确保过渡阶段内不出现大幅度的位置和速度的跳变，实现两种控制方法之间的平滑切换，要求两种控制策略在切换时或者切换区间内拥有基本相同的位置和速度误差。

5.2.2 切换函数

1) 直接切换

根据事先确定的切换点，当速度高于或低于切换点时，直接采用另一种方法的速度反馈信号。这种切换方法的缺点一是较难找到合适的切换点，二是切换时两种方法之间的估计误差不同，直接切换造成的波动比较大，如果速度来回在切换点穿越，会引起反复的振荡，影响系统的稳定性和控制精度。

2) 加权切换

过渡区域内的估计速度由脉振高频信号注入法和滑模观测器法共同决定。两种方法的融合由加权函数实现，加权函数见式(5.1)、(5.2)。

$$(5.1)$$

(5.2)

y 为加权系数, ω_1 和 ω_2 分别为切换区内的下限和上限。

5.2.3 切换区间

复合控制实现的关键之一是两种控制方法之间的平滑过渡。切换区间的转速下限应该高于滑模观测器能稳定工作的最低速度，切换区间的转速上限应该低于高频信号注入法能良好工作的最高速度，为了整个系统的稳定以及控制性能，切换区间的上下限应该留有足够的稳定裕度。在确保系统稳定的基础上，再根据前述的切换原则，可以通过实验法确定切换转速上下限，因控制策略的不同会导致切换区间不同，考虑到本文所采用的方法，把转速上下限确定为：150r/min、90r/min。

5.3 永磁同步电机全速域复合控制

复合控制就是把两种都集成到 PMSM 矢量控制系统里，各自在自己适合的速度区域内运行，两种运行状态之间通过加权函数进行切换。

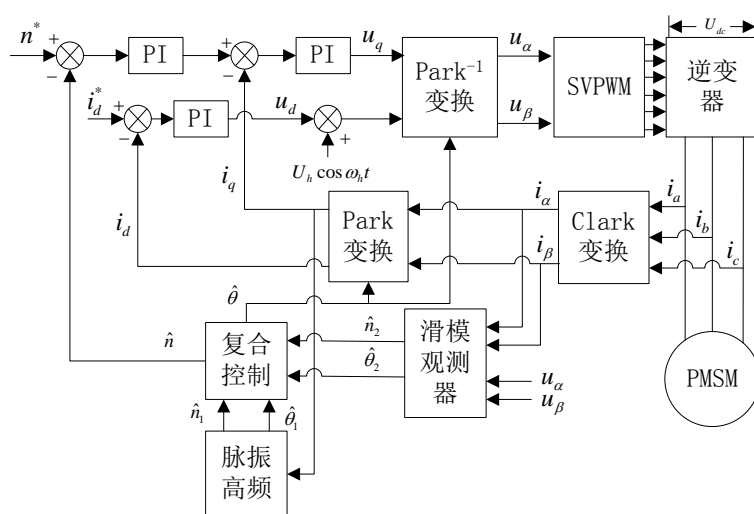


图 5.1 PMSM 复合控制系统框图

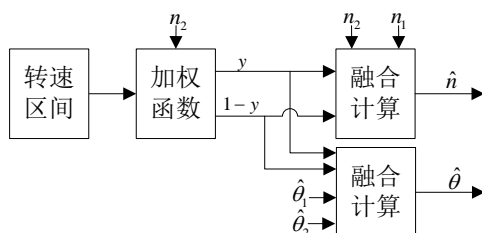


图 5.2 复合控制实现原理图

因为在整个速度范围，滑模观测器都处于工作状态，图 5.2 中加权因子的计算根据 SMO 估计的转速进行计算，无需判断转速是否处于切换区间内，结构简单。

5.4 仿真实验和结果分析

图 5.3 为 PMSM 复合控制的 Matlab 仿真模型，加入了加权因子模块，对两种方法的转子位置和速度进行融合，统一输出值。

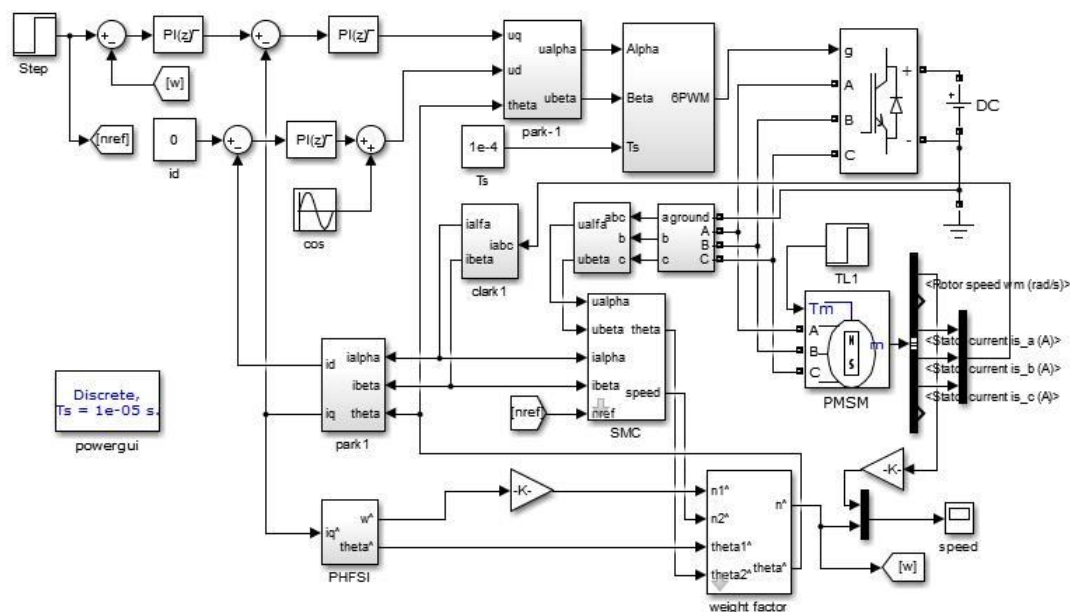


图 5.3 PMSM 复合控制仿真模型

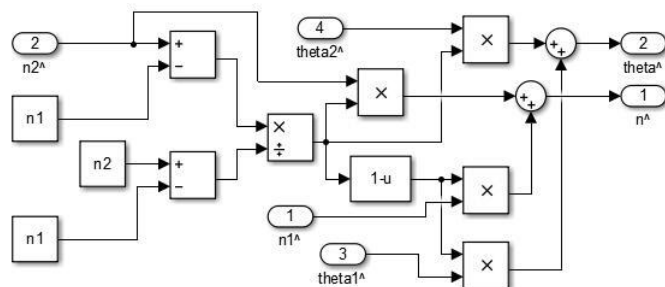


图 5.4 复合控制模块

把复合控制模块中两个速度输入都设为斜坡测试信号 $r(t) = 5t$ ，其加权因子输出波形如图 5.5，图中实线为脉振高频加权因子，虚线为滑模观测器加权因子。

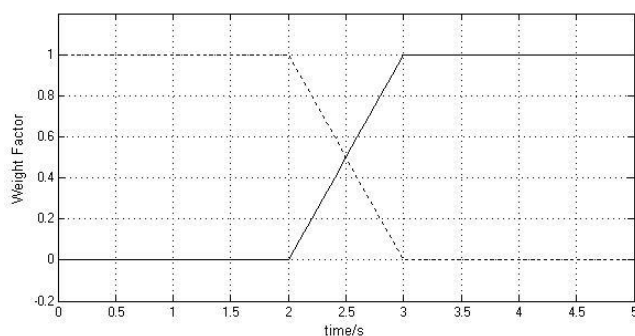


图 5.5 加权因子波形

切换区间为 90~150r/min，仿真时间为 0.3s，初始速度给定值为 80r/min，在 0.15s 时，速度指令变为 160r/min，速度变化范围覆盖整个切换区间，负载转矩为 5 N·m。

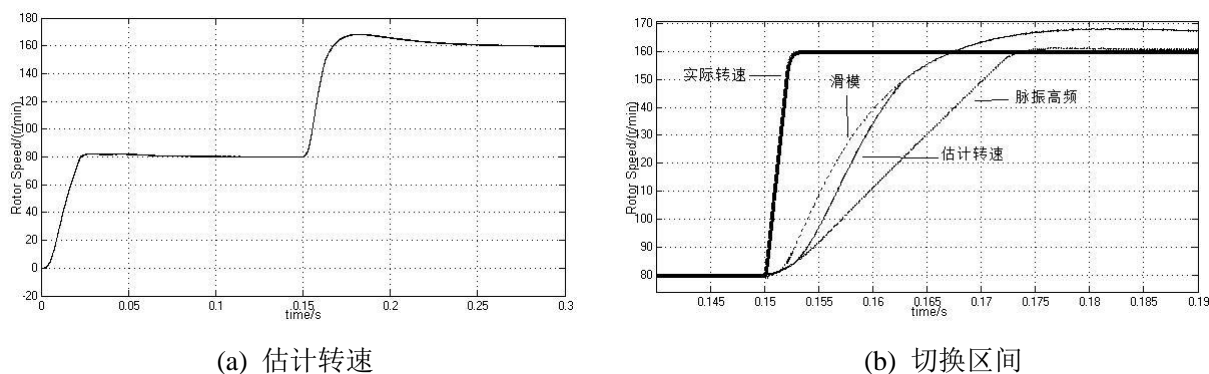


图 5.6 复合控制仿真波形

从图 5.6(a)、(b)可以看出，系统在切换区间内速度稳定，没有跳变现象发生，从 90r/min 开始估计转速逐渐从由脉振高频主导过渡到由滑模观测器主导，速度大于 150r/min 后，转速估计值不再受脉振高频的影响，实现了两种控制策略的平滑过渡。

5.5 实验平台的搭建

5.5.1 硬件平台

控制器是电机控制系统的核心，主要由主控电路、驱动电路、检测与保护电路等组成。主控电路采用德州仪器的 DSP 芯片 TMS320F28335，DSP 集成了 PWM 模块，共有 18 路 PWM 输出，片上外设还包括 12 位的 A/D 转换模块以及其它辅助模块，非常适合作为电机控制芯片。实验被控对象是一台 20kW 的表贴式 PMSM，对拖负载使用相同规格的电机，硬件平台如 5.7 所示。



图 5.7 硬件平台

5.5.2 软件设计

在 Matlab 仿真的基础上，针对上述硬件平台，根据矢量控制的原理以及本文提出的控制策略设计软件流程，整个 DSP 控制程序组成部分主要是主程序、中断服务子程序和转子

位置及转速估算子程序组成。

1) 主程序

主程序主要的功能是初始化系统参数，激活脉振高频注入法估计出转子初始位置和磁极信息，为系统运行和其它模块提供运行环境，其流程如图 5.8 所示。

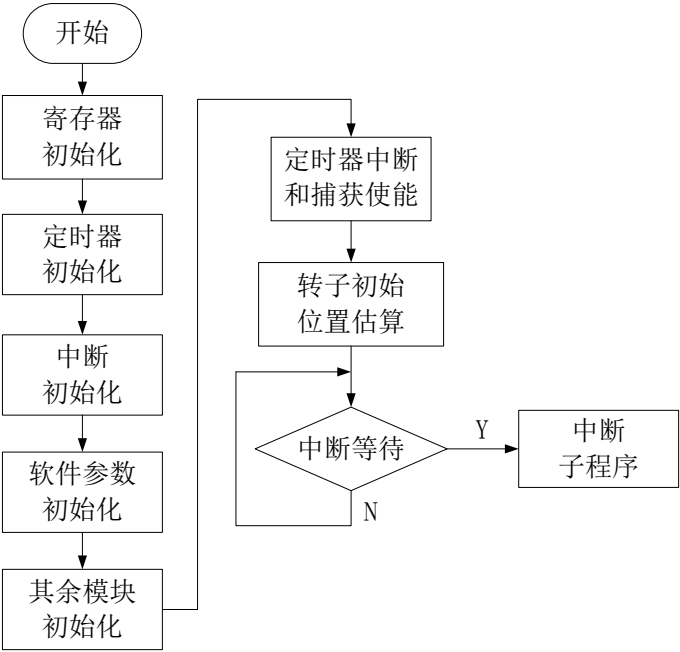


图 5.8 主程序

2) 中断子程序

中断子程序是程序实现的核心，在主程序的基础上，中断程序为电流环、速度环、SVPWM、转子位置和速度估算等提供所需参数，同时电流环、速度环、SVPWM 等也是由中断程序实现的，因电流环的运行速度比速度环高数倍，所以两个环不在同一个中断程序内，电流环流程图如图 5.9 所示，速度环流程图如图 5.10 所示。

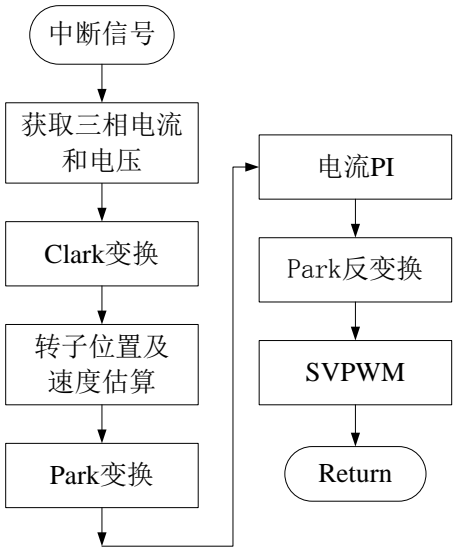


图 5.9 电流 PI 中断子程序

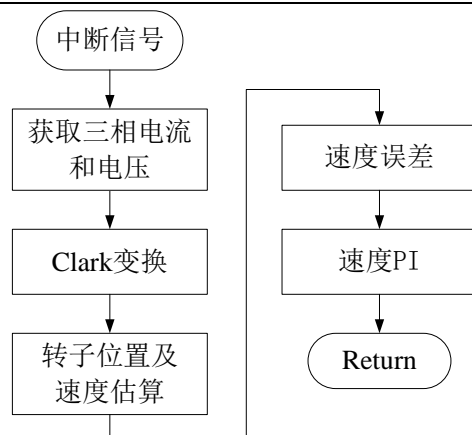


图 5.10 速度 PI 中断子程序

3) 转子位置及速度估算子程序

复合控制有两个转子位置和速度估算模块，分别在低速段和中高速段提供转子位置和转速信号，其流程如图 5.11、5.12 所示。

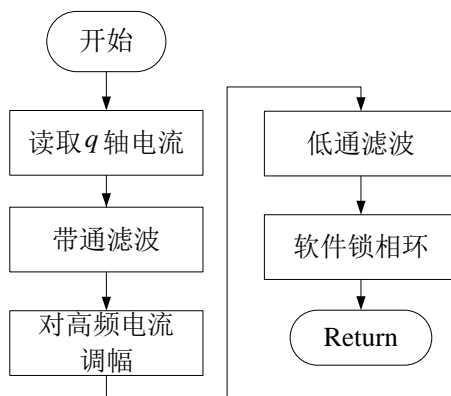


图 5.11 低速段转子位置及速度估算子程序

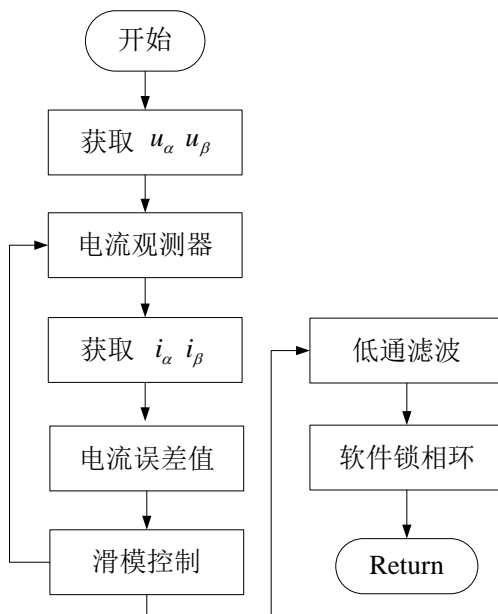


图 5.12 中高速段转子位置及速度估算子程序

以上是 PMSM 无速度传感器复合控制软件设计涉及到一些程序模块，由于时间限制，未能完成整个系统的软件设计工作，剩余部分将在后续工作中完成。

5.6 本章小结

本章主要在三、四两章的基础上，针对全速域 PMSM 无速度传感器控制的要求，将适用于中高速的滑模观测器和适用于零速和低速的脉振高频电压信号注入法两种无传感器技术结合起来，达到整个速度范围内永磁同步电机无传感器复合控制的目的。根据两种方法各自的适用速度范围，为了实现两者之间的平滑切换，本文采用了一种加权函数切换方法，达到了平稳过渡的目的，通过仿真验证了切换算法的有效性，复合控制能够在整个速度范围内检测出转子位置和速度，并具有较好的估算精度。最后，在仿真的基础上，针对本文所采用的控制策略，进行了实验平台搭建相关工作。

第 6 章 总结与展望

6.1 本文主要工作总结

随着硬件性能的提升、控制理论的完善和控制技术的发展,永磁同步电机控制系统的不足得到了极大的改善,其性能越来越好。**PMSM** 具有的结构简单、体积小、效率高等特点,加上节能减排的政策需求,其应用范围不断扩大。高精度的转子位置信息是保障 **PMSM** 控制性能的必要条件,而位置传感器安装、维护和适应性比较差,因此,研究者针对永磁同步电机无传感器控制技术进行了深入研究,无传感器控制技术有望在某些场合成为主流应用。目前,单一的无传感器控制方法无法使得 **PMSM** 在全速域范围内获得良好的性能,所以,针对不同的速度范围选用不同的无传感器控制方法,然后通过切换函数实现全速域的复合控制。本文在零速和低速段选用脉振高频信号注入法,中高速段选用滑模观测器,两种方法使用加权函数进行切换,实现无速度传感器复合控制,最后,在 **Matlab/Simulink** 下建立了整个无传感器控制系统的仿真,验证了复合控制的有效性。

1) 对永磁同步电机无速度传感器复合控制的研究目的和意义进行了阐述。然后通过相关文献的研读,对 **PMSM** 无传感器控制策略研究现状进行了梳理,为后面章节选择无传感器控制技术提供了依据。

2) 首先对永磁同步电机的数学模型进行推导,结合矢量控制的核心内容——坐标变换,建立两相旋转坐标系下的永磁同步电机数学模型。接着对永磁同步电机矢量控制策略进行介绍,同时简述了完全解耦控制的实现方式。最后,详细介绍了空间矢量脉宽调制技术的原理以及算法实现过程,建立了永磁同步电机矢量控制系统的仿真模型。

3) 将滑模观测器作为永磁同步电机中高速段的无传感器控制策略。首先简单介绍了滑模变结构控制理论,其次讨论和分析了滑模观测器的设计问题和滑模变结构控制的抖振问题,再次,针对传统的滑模观测器的不足之处进行了改进,使用 **S** 型函数取代正负号函数,采用可变的开关增益,估计器使用锁相环技术,最后,建立改进型滑模观测器的仿真模型,仿真结果验证了改进型滑模观测器能更好地抑制抖振。

4) 选择脉振高频电压信号注入法作为永磁同步电机低速段的无传感器控制策略。首先对高频信号注入法的分类进行介绍,针对本文的研究对象选择控制策略。然后,详细叙述了脉振高频电压信号注入法的基本原理。最后建立了脉振高频电压信号注入法的永磁同步电机控制系统仿真并对结果进行了分析。

5) 现阶段要想实现高性能的永磁同步电机全速度范围内的无速度传感器控制必须要结合多种控制策略,针对滑模观测器中高速段控制性能好,低速段性能差甚至不稳定,脉振高频信号注入法更适合工作在零速和低速段的特点,采用加权切换控制,同时为了减少高频信号注入法工作时造成额外的高频干扰,将切换区间的上下限转速调低。然后,建立了

PMSM 无速度传感器复合控制的仿真模型，仿真结果表明复合控制能够实现两种控制策略的平滑切换，同时整个系统具有良好的性能。最后，进行了软件设计工作，给出了算法实现的流程图。

6.2 后续工作展望

本文对 PMSM 无速度传感器控制技术进行了研究，取得了阶段性的成果。由于作者的科研能力和时间限制，有些模型进行了简化，有些问题没有进一步探究，把理论成果运用到实际产品中去，还需在以下几方面做进一步的研究工作：

- 1) 改进型滑模观测器引入了更多的参数，使得参数的调节难度上升，进一步研究各个参数对性能的影响，在已有结构下通过参数的调整匹配使达到最优性能。
- 2) 提高改进型滑模观测器低速段的性能，拓宽滑模观测器的速度范围，缩短高频信号注入法的工作时间，使其能应用于对低速段性能要求不高的场合，或者主要工作在中高速段的设备，间接达到单一控制策略的目的。
- 3) 两种控制策略之间的切换在速度响应曲线上仍然存在一些波动，也没有针对切换区间进行多种工况下的测试，希望在今后的研究中重点测试切换区间的电机的鲁棒性以及找到更加平稳的切换方法。
- 4) 本文提出的复合控制仅在 Matlab/Simulink 下进行了仿真验证，没有进行实际测试，后续将继续完成软件设计工作，希望今后能把 PMSM 无速度传感器复合控制运用到日益普及的电动汽车上。

参考文献

- [1] Z Q Zhu, Howe D. Electrical machines and drives for electric, hybrid, and fuel cell vehicles[J]. Proc. IEEE, 2007, 95(4): 746-765.
- [2] Z Q Zhu. Recent advances on permanent magnet machines[J]. 电动技术学报, 2012, 27(3): 1-11.
- [3] Gu B, Nam K. A vector control scheme for a PM linear synchronous motor in extended region[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2003, 39(5): 1280-1286.
- [4] 曹先庆, 朱建光, 唐任远. 基于模糊控制神经网络的永磁同步电动机矢量控制[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(1): 137-141.
- [5] 杨明, 付博, 李钊等. 永磁同步电动机矢量控制电压解耦控制研究[J]. 电气传动, 2010, 40(5): 24-28.
- [6] Swierczynski D, Kazmierkowski M. Direct torque control of permanent magnet synchronous motor(PMSM) using space vector modulation(DTC-SVM) simulation and experimental result. IEEE 2002 28th Annual Conference of the Industrial Electronics CS Society, 2002, 1(5): 751-755.
- [7] Rahman M, Zhong L, Haque M, et al. A direct torque-controlled interior permanent-magnet synchronous motor drive without a speed sensor[J]. IEEE Transactions Energy Conversion. 2003, 18(1): 17-22.
- [8] 陈振, 刘向东等. 采用扩展卡尔曼滤波磁链观测器的永磁同步电机直接转矩控制[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(33): 75-82.
- [9] 杨建飞, 胡育文. 永磁同步电机最优直接转矩控制[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(27): 109-115.
- [10] 宋晓晶. 永磁同步电动机反馈线性化控制系统研究[D]. 天津大学, 2008.
- [11] 林辉, 王永宾. 非线性永磁同步电动机约束预测控制[J]. 微特电机, 2010, 38(11), 43-46.
- [12] 刘栋良, 赵光宙. 基于直接反馈线性化的永磁同步电动机速度跟踪控制[J]. 电气自动化, 2006, 28(2): 8-10.
- [13] 方斯琛, 周波, 黄佳佳等. 滑模控制永磁同步电动机调速系统[J]. 电工技术学报, 2008, 23(8), 29-35.
- [14] 周腊吾, 严伟, 匡江传等. 基于变结构自抗扰控制器的永磁同步电动机伺服系统[J]. 微特电机, 2012, 40(2), 55-58.
- [15] 张晓光, 赵克, 孙力等. 永磁同步电动机滑模变结构调速系统新型趋近率控制[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(24): 77-82.

- [16] 冯晓艳, 常国祥. 永磁同步电动机反推控制[J]. 自动化仪表, 2010, 31(6): 27-29.
- [17] Kokotovic P, Krstic M, Kanellakopoulos I. Backstepping to passivity: recursive design of adaptive systems. Proceedings of the 31st CDC, Tucson, 3276-3280.
- [18] 高春能, 纪志成. 永磁同步电机的模型参考模糊自适应控制[J]. 系统仿真学报, 2008, 20(7): 1817-1820.
- [19] Shuang Cong, Ruixiang Song. An improved B-spline fuzzy-neural network controller[C]. Intelligent Control and Automation, 2000(3): 1713-1717.
- [20] Bose B K. Power electronics and motor drives-recent technology advances[J]. Proceedings of the 2002 IEEE International Symposium On Industrial Electronic. 2002, 1(1): 22-25.
- [21] 齐放, 邓智泉, 仇志坚等. 基于MRAS的永磁同步电机无速度传感器[J]. 电工技术学报, 2007, 22 (4): 53-58.
- [22] 王庆龙, 张崇巍, 张兴. 基于变结构模型参考自适应系统的永磁同步电机转速辨识[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(9): 71-75.
- [23] 苏健勇, 李铁才, 杨贵杰. 基于四阶混合滑模观测器的永磁同步电机无位置传感器控制[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(24): 98-103.
- [24] 鲁文其, 胡育文, 杜栩杨等. 永磁同步电机新型滑模观测器无传感器矢量控制调速系统[J]. 2010, 30(33): 78-83.
- [25] 周扬忠, 钟技. 用于永磁同步电动机直接转矩控制系统的新型定子磁链滑模观测器[J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(18): 97-102.
- [26] Bolognani S, Tubiana L, Zigliotto M. Extended Kalman filter tuning in sensorless PMSM drivers[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2003, 39(6): 1741-1747.
- [27] 李君, 李毓洲. 无速度传感器永磁同步电机的 SVM DTC 控制[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(3): 28-34.
- [28] 余佩琼, 陆亿红, 王涌等. 永磁直线同步电动机无位置传感器控制系统研究[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(4): 53-57.
- [29] Raca D, Harke M C, Lorenz R D. Robust magnet polarity estimation for initialization of PM synchronous machines with near-zero saliency[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2008, 44(4): 1199-1209.
- [30] Bianchi N, Bolagnani S, Jang J H, et al. Advantages of inset PM machines for zero-speed sensorless position detection[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2008, 44(4): 1190-1198.
- [31] 刘颖, 周波, 冯瑛等. 永磁同步电机低速无传感器控制及位置估计误差补偿[J]. 2012, 27(11): 38-45.
- [32] Yoon Y D, Sul S K, Morimoto S, et al. 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] Zhuang Xu, M F Rahman. Comparison of a sliding observer and a Kalman filter for direct-torque-controlled IPM synchronous motor drives[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(11): 4179-4188.
- [34] 李永东, 朱昊. 永磁同步电机无速度传感器控制综述[J]. 电气传动, 2009, 39(9): 3-10.
- [35] 谷善茂, 何凤有, 谭国俊等. 永磁同步电机无传感器控制技术现状与发展[J]. 电工技术学报, 2009, 24(11): 14-20.
- [36] 刘栋良, 王家军, 崔丽丽. 永磁同步电机参数自适应调速控制[J]. 电工技术学报. 2011, 26(8): 159-165.
- [37] 续丹, 包鑫, 霍小宁. 永磁同步电机宽速域无位置传感器控制[J]. 西安交通大学学报, 2013, 47(09): 60-64.
- [38] 鲁文其, 胡育文, 杜栩杨等. 永磁同步电机新型滑模观测器无传感器矢量控制调速系统[J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(33): 78-83.
- [39] Zhaowei Qiao, Tingna Shi, Yindong Wang, et al. New sliding-mode observer for position sensorless control of permanent-magnet synchronous motor[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(2): 710-719.
- [40] 秦峰, 贺益康, 刘毅等. 两种高频信号注入法的无传感器的运行研究[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(5): 116-121.
- [41] 尚楠. 一种改进的永磁同步电动机无传感器位置估计算法[J]. 电力电气, 2015, 34(13): 84-86.
- [42] Silva C, Asher G M, Summer M. Hybrid rotor position observer for wide speed-range sensorless PM motor drives including zero speed[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2006, 53(2): 373-378.
- [43] 秦峰, 贺益康, 贾洪平等. 基于转子位置自检测复合方法的永磁同步电机无传感器运行研究[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(3): 12-17.
- [44] Piippo A, Hinkkanen M, Luomi J. Analysis of an adaptive observer for sensorless control of interior permanent magnet synchronous motors[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(2): 570-576.
- [45] Andreescu G D, Pitic C I, Blaabjerg F, et al. Combined flux observer with signal injection enhancement for wide speed range sensorless direct torque control of IPMSM drives[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2008, 23(2): 393-402.
- [46] Gilbert Foo, Rahman M F. Sensorless sliding-mode MTPA control of an IPM synchronous motor drive using a sliding-mode observer and HF signal injection[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(4): 1270-1278.
- [47] 王高林, 杨荣峰, 于泳等. 内置式永磁同步电机无位置传感器控制[J]. 中国电机工程学

- 报, 2010, 30(30): 93-98.
- [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]. 2012, 32(24): 103-109.
- [49] P Pillay, R Krishnan. Modeling, simulation and analysis of permanent-magnet motor drives [J]. IEEE transactions on Industry Applications, 1989, 25 (2): 265-273.
- [50] 王正, 常浩. 永磁同步电机矢量控制系统研究[J]. 沈阳工业大学学报, 2007, 29(3): 307-311.
- [51] 周华伟, 温旭辉, 赵峰等. 基于内膜的永磁同步电机滑模电流解耦控制[J]. 中国电机控制学报, 2012, 32(15): 91-99.
- [52] 杨明, 付博, 李钊等. 永磁同步电动机矢量控制电压结构控制研究[J]. 电气传动, 2010, 40(5): 24-28.
- [53] 朱希荣, 周渊深, 符晓. 同步电动机三自由度内模动态解耦控制[J]. 电机与控制学报, 2010, 14(1): 61-65.
- [54] 王伟华, 肖曦. 考虑一拍滞后的 PMSM 电流环改进 PI 调节器[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(12): 1882-1888.
- [55] 崔言飞. 永磁同步电动机调速系统模糊反推控制策略的研究[D]. 杭州: 杭州电子科技大学, 2013.
- [56] 杨晔, 程蕾萌, 吴俊. SVPWM 在具有 APF 的光伏并网逆变器中的应用[J]. 湖北工业大学学报, 2014, 29(02): 56-59.
- [57] 陈宏, 薛晓明. 永磁同步电机反电动势系数测量方法的研究[J]. 电测与仪表, 2013, 50(572): 40-43.
- [58] 刘栋良, 崔言飞, 陈镁斌. 无刷直流电机反电动势估计方法[J]. 电工技术学报, 2013, 28(6): 52-58.
- [59] 毛敏, 郑珍, 周渭. 基于 DDS 的低通滤波器的设计与实现[J]. 电子科技, 2006(03): 17-20.
- [60] 丁佩剑. 基于滑模观测器的 PMSM 矢量控制系统的研究[D]. 成都: 电子科技大学, 2013.
- [61] 苟向阳. 导航卫星时钟的锁相环技术[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2013: 23-25.
- [62] 刘军. 基于滑模观测器的 PMSM 无位置传感器矢量控制的研究[D]. 浙江: 浙江大学, 2014: 24-26.

致谢

时光荏苒，寒来暑往，转眼已到 2015 年深秋。回望即将结束的硕士研究生求学生涯，在此期间，许多老师、同学、朋友，以及家人给予我帮助，在此毕业论文完成之际，对那些可敬可佩、可爱可亲的人致以诚挚的谢意。

首先，我要我的导师刘栋良副教授，本篇论文就是在刘老师的细心指导下完成的。从论文的选题开始，到论文主要章节的内容安排、仿真实验，都提出了很多意见和建议，极大地提升了本篇论文的质量。在刘老师的指导下，我对永磁同步电机本体及其控制系统有了更加深入的理解，相关知识也得到了极大的补充。此外，刘老师在学术研究上思维缜密、逻辑严谨、分析透彻，处理实际问题时胆大心细等品质深深影响了我。在硕士研究生阶段，不仅在专业知识得到了提高，而且逻辑思维和认识问题的能力也得到了提升。这里，再次对导师给予的指导和帮助致敬。

其次，自动化学院其它老师也耐心地解答了我很多专业上的问题，赵晓丹老师在交流电机运行原理上面解答了我的疑惑，林伟杰老师在 Matlab/Simulink 平台上面给予了指导。自动化学院的刘书记和研究生辅导员洪老师，在我的研究进展不顺利的时候给予了关心和帮助。

再次，家人一直是我求学生涯最有力的支持者。回顾整个求学历程，正是有了家人的支持，我才能顺利地完成学业。同样，在我的成长过程中，父母的言传身教使我明白了许多为人处事的道理，衷心感谢父母一直以来对我的爱。

最后，我还要感谢实验室里的每一位成员，尤其是师兄师弟以及师妹，大家互相学习、互相帮助、一起成长，在论文的撰写过程中给予了支持和帮助。总之，本篇论文的顺利完成和硕士研究生学习生涯的圆满结束离不开各位老师、同学和朋友的帮助，在此向他们致以最崇高的敬意和最诚挚的感谢。

附录 1

SVPWM 各个子模块的仿真模型

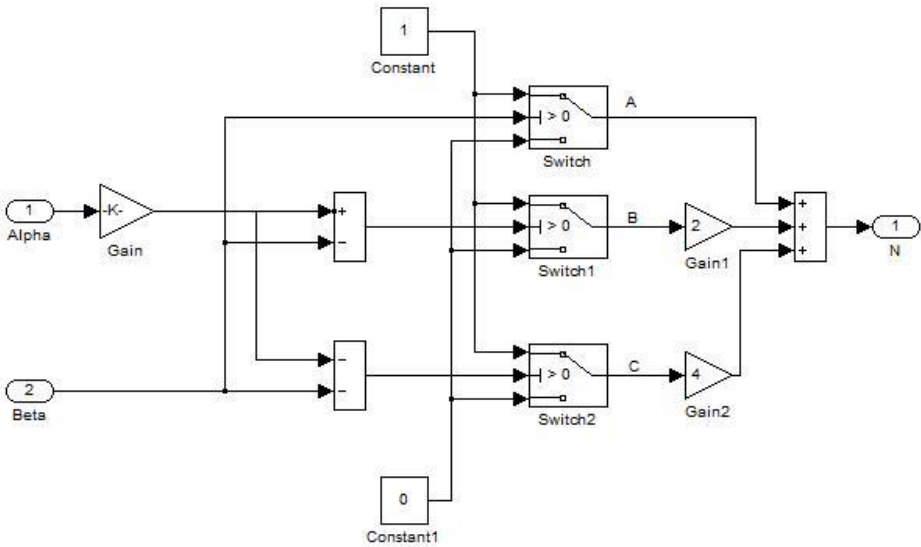


图 1 扇区判断模块

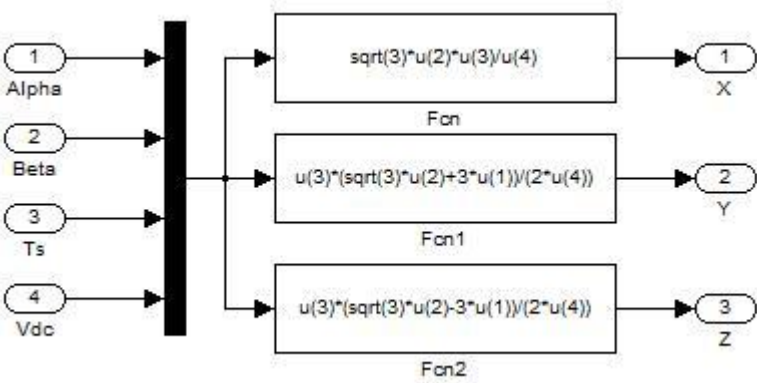


图 2 XYZ 计算模块

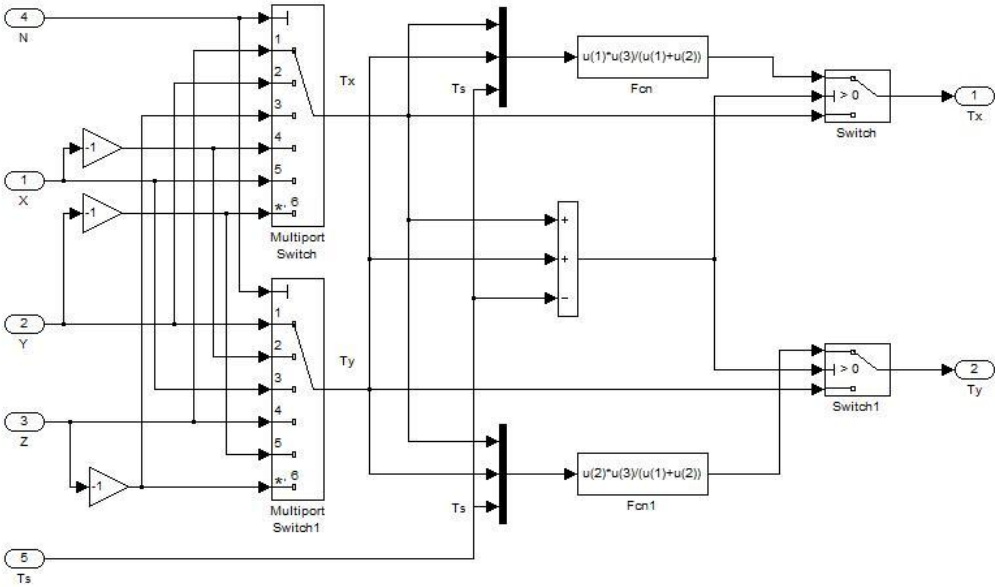


图 3 基本矢量作用时间计算模块

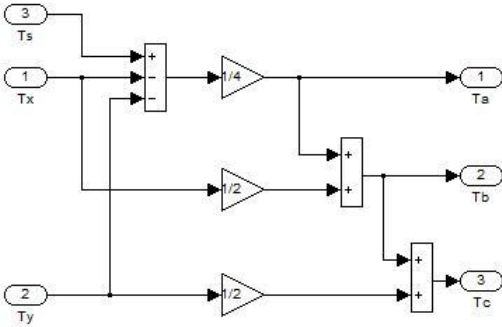


图 4 导通时刻计算模块

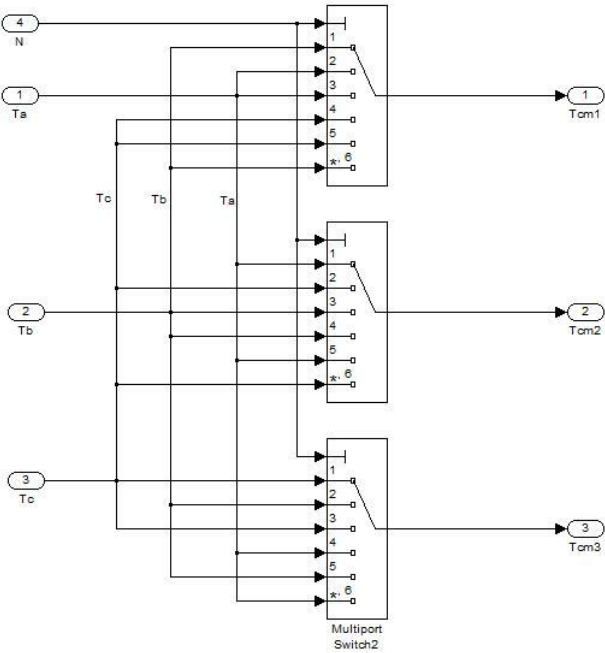


图 5 导通顺序选择模块

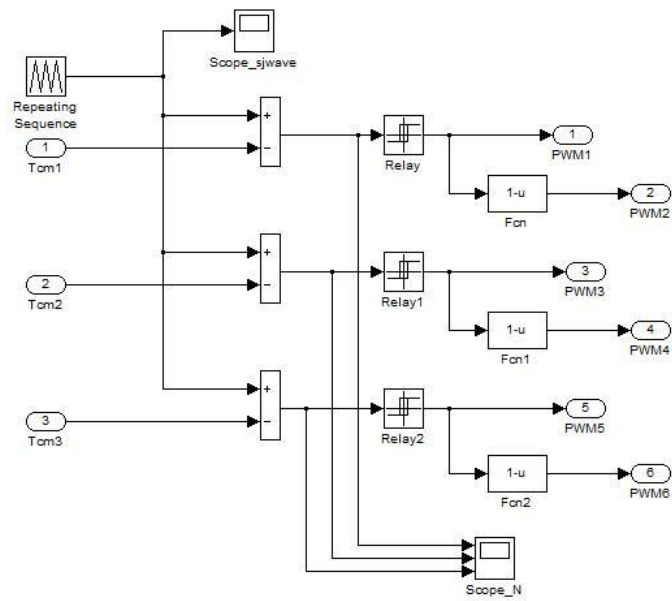


图 6 脉冲信号生成模块

附录 2

作者在读期间发表的学术论文及参加的科研项目

科研项目参与情况：

- [1] 永磁同步电动机无传感器集成技术及高效运行的研究，国家自然科学基金，2013 年 1 月 ——2016 年 12 月
- [2] 电动汽车用永磁同步电动机高效运行及其关键性技术的研究，浙江省自然科学基金重点 项目，2013 年 1 月——2016 年 12 月

发表/录用的学术论文：

- [1] 陈镁斌，徐正华. 基于改进型滑模观测器的永磁同步电机转速辨识[J]. 工业控制计算机, 2016(5).