

分类号:TP273

10710-2012132023



长安大学

硕士学位论文

基于模型设计的永磁同步电机调速实验平台 设计

鲁庭勇

导师姓名职称	汪贵平 教授		
申请学位级别	硕士	学科专业名称	控制理论与控制工程
论文提交日期	2015年4月25日	论文答辩日期	2015年6月13日
学位授予单位	长安大学		

Design of Speed Control Experiment Platform for Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Model

A Thesis Submitted for the Degree of Master

Candidate: Lu Tingyong

Supervisor: Prof .Wang Guiping

Chang'an University, Xi'an, China

论文独创性声明

本人声明：本人所呈交的学位论文是在导师的指导下，独立进行研究工作所取得的成果。除论文中已经注明引用的内容外，对论文的研究做出重要贡献的个人和集体，均已在文中以明确方式标明。本论文中不包含任何未加明确注明的其他个人或集体已经公开发表的成果。

本声明的法律责任由本人承担。

论文作者签名：鲁庭勇

2015年6月13日

论文知识产权权属声明

本人在导师指导下所完成的论文及相关的职务作品，知识产权归属学校。学校享有以任何方式发表、复制、公开阅览、借阅以及申请专利等权利。本人离校后发表或使用学位论文或与该论文直接相关的学术论文或成果时，署名单位仍然为长安大学。

(保密的论文在解密后应遵守此规定)

论文作者签名：鲁庭勇

2015年6月13日

导师签名：汪贵平

2015年6月13日

摘 要

永磁同步电机调速系统以其转矩脉动较小、定位精度高等优越性能，越来越广泛地应用于高性能调速领域。采用高性能的控制策略可使永磁同步电机具备与直流电机相媲美的调速性能，但因其控制策略的复杂性，使得永磁同步电机调速系统的结构相比于其他电机调速系统更为复杂和庞大，增加了调速系统设计和测试的难度。同时，传统的永磁同步电机调速系统中仿真平台和硬件测试平台往往是相互独立的，使得系统的开发效率低，时间成本高。

为简化永磁同步电机调速系统的设计和测试流程，实现仿真与硬件测试的有机结合。本文采用基于模型设计的方法，以由简及繁、由局部到整体的思路设计和开发永磁同步电机调速实验平台，验证基于模型设计方法实现永磁同步电机调速的可行性、有效性。本文的主要工作包括：

(1) 介绍了永磁同步电机的工作原理并给出永磁同步电机数学模型，分析了以坐标变换为核心的矢量控制原理，介绍了 SVPWM 调制技术及其数字实现方法。

(2) 以 TMS320F2812 为控制核心搭建了永磁同步电机调速控制系统，以 IRAMS06UP60B 为核心搭建了永磁同步电机功率驱动系统，完成了永磁同步电机调速实验平台的硬件系统开发。

(3) 设计了永磁同步电机控制算法的实现方法，采用基于模型的设计，以由简及繁、从局部到整体的方式构建了永磁同步电机矢量控制的递进式调速系统，逐步完成了控制算法的软件实现。

(4) 在 MATLAB/GUI 环境下设计了一个基于永磁同步电机实验平台的 GUI 界面，主要包括主界面设计、仿真界面设计和硬件在环界面设计。该实验平台利用基于模型的设计方法，建立了离线仿真与硬件测试联系的纽带，省去了传统手工编写 C 代码的过程。

本文构建的基于模型设计的永磁同步电机调速实验平台，验证了利用基于模型的设计方法简化永磁同步电机调速系统开发与测试的可实行性，为交流调速系统的高效开发提供了有效途径。

关键词：永磁同步电机，TMS320F2812，基于模型设计，矢量控制

Abstract

Permanent magnet synchronous motor(PMSM) speed control system with its small torque ripple and high positioning accuracy is widely used in the field of high performance speed control. Although, compared with DC motor speed control system, permanent magnet synchronous motor has high-performance control strategy, because of the complexity of the control strategy, the structure of permanent magnet synchronous motor speed control system is more complex and huge, increased the difficulty of the speed control system design and test. Meanwhile, the simulation platform and hardware test platform tend to be independent of each other in the traditional permanent magnet synchronous motor speed control system, which makes the system development of low efficiency, high cost of time.

In order to simplify design and testing process of permanent magnet synchronous motor speed control system, to realize the organic combination of simulation and hardware testing. This paper uses the method of based model design, according to idea of from simple to complex. From the local to the whole, the permanent magnet synchronous motor control experimental platform is designed and developed, to verify the method of feasibility and effectiveness, which uses based Model design method to realize permanent magnet synchronous motor speed control. The main work of this paper includes:

(1) The working principle of permanent magnet synchronous motors is described and the mathematical model of permanent magnet synchronous motor is given, the vector control principle whose core is coordinate transformation is analyzed, and SVPWM modulation technology and digital implementation method are introduced.

(2) The speed control system of permanent magnet synchronous motor is built with TMS320F2812 as control core, power drive system of permanent magnet synchronous motor is built with IRAMS06UP60B as core, hardware system development permanent of magnet synchronous motor speed control experiment platform is completed.

(3) The implementation method of the control algorithm for PMSM is designed, using model based design, and from simple to complex, from the local to the whole way, the progressive speed control system of permanent magnet synchronous motor vector control is built, and gradually complete the implemented software of control algorithm.

(4) A GUI interface for an experimental platform based on the permanent magnet synchronous motor is designed in the MATLAB/GUI environment, mainly including the main interface design, the simulation interface design and the hardware-in-loop interface design. The experimental platform which adopts the model-based design approach establishes a link

between offline simulation and hardware testing and also eliminates the traditional process of manually writing C code.

A speed control experimental platform of PMSM based on model is built in this paper, which verifies the feasibility of simplifying the development and testing of PMSM speed control system with MBD. This platform built provides an effective method to develop AC speed control system efficiently.

Key Words: PMSM, TMS320F2812, Model-based design, Vector control

目 录

第一章 绪论	1
1.1 研究背景和意义	1
1.2 国内外研究现状	2
1.2.1 永磁同步电机调速系统的发展现状	2
1.2.2 基于模型设计的发展现状	3
1.3 本文研究内容及章节安排	5
第二章 永磁同步电机矢量控制研究	7
2.1 永磁同步电机工作原理	7
2.2 永磁同步电机数学模型	8
2.3 矢量控制原理	9
2.4 空间矢量控制技术	14
2.4.1 SVPWM 调制策略	14
2.4.2 SVPWM 数字实现	17
2.5 本章小结	23
第三章 实验平台硬件系统设计	24
3.1 硬件总体结构	24
3.2 DSP 控制系统的设计	25
3.2.1 TMS320F2812 芯片介绍	25
3.2.2 控制系统主要电路设计	26
3.3 功率驱动系统设计	28
3.3.1 IRAMS06UP60B 介绍	28
3.3.2 功率驱动主要电路设计	30
3.4 本章小结	34
第四章 永磁同步电机控制算法实验设计	35
4.1 系统实验设计总体方案	35
4.2 Embedded Coder 简介	37
4.3 PMSM 矢量控制的递进式系统构建	38
4.3.1 SVPWM 算法实现	38
4.3.2 开环控制	41
4.3.3 电流环控制	45
4.3.4 速度测量	48
4.3.5 速度电流双闭环控制	51
4.4 本章小结	54

第五章 实验平台界面设计及平台测试结果分析.....	55
5.1 MATLAB 相关技术介绍	55
5.1.1 MATLAB 下的 GUI 介绍	55
5.1.2 MATLAB 的实时数据交换技术	56
5.2 实验平台 GUI 界面设计.....	57
5.2.1 总体设计方案.....	57
5.2.2 主界面设计.....	57
5.2.3 仿真界面设计.....	58
5.2.4 硬件在环界面设计.....	60
5.3 平台测试及结果分析.....	61
5.4 本章小结.....	64
结 论.....	65
参考文献.....	67
攻读学位期间取得的研究成果.....	70
致 谢.....	71

第一章 绪论

1.1 研究背景和意义

作为现代社会中主要的动力设备之一，电机被广泛地应用于工农业、交通、国防等各个领域。随着交流电力系统、电力电子技术和交流电机控制理论的不断发展与进步，交流电机已经逐渐取代直流电机成为应用最广泛的电机。特别是永磁材料技术的不断进步，促进了交流永磁电机在各类运动控制系统中的快速发展。根据定子绕组感应电动势波形的不同，将交流永磁电机分为永磁无刷直流电机(BLDC)和永磁同步电机(PMSM)两种类型，两者均具有体积小、重量轻、效率高、结构简单可靠、散热良好等优点，但永磁无刷直流电机由方波电流驱动，转矩脉动严重，调速系统静态误差大，而永磁同步电机由正弦波电流驱动，转矩脉动较小，定位精度高，使其在调速性能要求较高的场合受到更多青睐。

永磁同步电机调速系统涉及计算机、电力电子、传感器和控制理论等多个学科，并采用相对复杂的控制策略，使其具备可与直流电机相媲美的调速性能。但也正是由于其相对复杂的控制策略，使得永磁同步电机调速的实现结构相比于其他电机调速系统更为复杂和庞大，如矢量控制中需变换坐标、空间矢量脉宽调制中需控制逆变器供电等，增加了调速系统设计和测试的难度。因此，在永磁同步电机调速系统的开发和测试过程中，应采用由简及繁、由局部到整体的方式，以简化系统测试流程，降低排查错误的难度。

传统的永磁同步电机调速系统设计中需分别设计和开发独立的仿真平台和硬件测试平台，仿真平台（如 MATLAB 的仿真软件）仅用于验证设计思路，硬件测试平台的开发中需采用其他编程语言（如 C 语言）完成控制器中控制算法的实现，两者之间相互独立，缺少有机联系，错误排查困难，开发效率低，时间成本高^[1]。

基于模型的设计 (MBD) 为实现永磁同步电机调速系统中仿真平台与硬件测试平台的有机结合提供了可能。基于模型的设计依托 TI 公司和 MathWorks 公司合作开发的 Embedded Coder 工具箱，在整个开发过程中持续不断地对控制算法进行测试与验证，在纯仿真的环境下验证设计的可行性，减少由于算法的错误对硬件平台的损害，降低开发成本^[2]，并将经过验证的控制算法自动生成可直接在控制器中运行的代码，最大程度上保证仿真算法与硬件控制器代码的一致性^[3]。自动代码生成省去了硬件测试平台控制算法的代码编写环节，减少重复劳动，避免手工编写代码引入错误的可能性，使开发效率得到提高。

为简化永磁同步电机调速系统的设计和测试流程，实现仿真与硬件测试的有机结合，本文采用基于模型设计的方法，以由简及繁、由局部到整体的思路设计和开发永磁同步电机调速实验平台，验证基于模型设计方法实现永磁同步电机调速的可行性、有效性、实用性，对开发高品质的永磁同步电机调速系统具有重要的现实意义和实用价值。

1.2 国内外研究现状

1.2.1 永磁同步电机调速系统的发展现状

国外对永磁同步电机调速系统的研究起步较早，相比国内的研究更加成熟，并已较多地应用于实际产品中^[4]。

V. B. Honsinger 和 M.A. Rahman 等在永磁同步电机的直接启动方面进行了大量的研究，并发表了大量有关永磁同步电机数学模型、稳态/动态特性的研究成果。随着对永磁同步电机调速性能要求的不断提高，G. R. Slemon^[5]等提出了高效率、高转矩惯量比、高能量密度的永磁同步电机设计方法，旨在提高调速系统的效率和动态相应性能。而微型计算机技术的进步也给永磁同步电机调速系统的发展带来了新的可能。D. Nuanin 等以单片机 8097 作为控制器，运用矢量控制方法，开发了一种全数字永磁同步电机调速控制系统，控制精度高，动态响应快。九十年代初，自适应控制开始在调速控制系统中得到应用。N. Matsui 利用自适应控制技术对被控对象参数不敏感的优点进行永磁同步电机的调速，使电机在参数发生变化时仍能保持良好的调速性能。B. K. Bose^[6]等将人工智能技术应用于永磁同步电机调速系统中，取得了良好的控制效果，与人工智能方法的结合已经成为了永磁同步电机调速系统发展的重要方向。

国外的各大公司也相继推出了永磁同步电机调速的产品，目前具有代表性的厂商主要来自欧、美、日等国。早在 1978 年，德国 Rexroth 公司就发布了 MAC 永磁同步电机调速系统，目前该系列调速系统已具备 7 个机座号 92 个规格，调速范围为 0-6000rpm，且其转矩脉动仅为 1%。美国的 ABB、AMC、艾默生等公司也推出了高性能的全数字永磁同步电机调速系统，运行平稳，且可实现 1ms 大范围变速响应控制。日本各公司在永磁同步电机调速控制系统研究中也成绩斐然，FANUC、松下、安川、富士通等公司均推出了高性能的永磁同步电机调速系统，如松下公司推出的 Minas 系列永磁同步电机调速系统，速度响应频率高达 1KHz，且配置有自适应滤波器，根据负载的变化自动地调节控制器参数，具有异常速度自检测和自校正功能。

国内对永磁同步电机调速系统的研究起步相对较晚，随着永磁同步电机及其调速系统的不断发展，国内越来越多的科研单位也参与到永磁同步电机调速系统的研究中来，

取得了一定成果。

永磁同步电机控制算法的研究已成为永磁同步电机调速控制研究和发展的热点之一，全数字化的控制系统已成为永磁同步电机调速系统的主要发展方向。林海^[7]分析了直接转矩控制理论的特性，提出了在两扇区过渡时选择电压矢量从而抑制转矩脉动的方法，引入零电压矢量改进永磁同步电机的直接转矩控制策略，实现抑制转矩脉动的目的，并随后提出了基于模糊逻辑的永磁同步电机直接转矩控制策略。崔茂振^[8]以 TMS320F2812 作为主控制器，采用空间电压矢量调制 SVPWM 技术，设计了永磁同步电机系统滑模控制器，使调速系统具备良好的鲁棒性。潘先喜^[9]分析了 SVPWM 的优势，搭建了基于 DSP 的永磁同步电机伺服控制系统，并通过 matlab 仿真分析控制参数对控制性能的影响，但该设计中仿真实验与硬件测试仍是相互独立的。姜颖异^[10]搭建了基于 DSP 的永磁同步电机调速系统，采用电压反馈的弱磁控制方法拓宽了电机的调速范围。张晓光^[11]以复杂环境下的永磁同步电机调速系统为研究对象，研究了基于滑膜变结构控制理论的非线性控制策略、扰动自抑制控制技术、无位置传感器运行方法等若干问题，探讨了高性能、高可靠性永磁同步电机驱动控制的控制策略和实现方法，并构建了永磁同步电机调速系统逻辑动态模型与滑模电压观测器，提高了控制系统的环境适应性。

国内一些公司也在永磁同步电机调速控制系统的开发中取得了一定成绩，并已实现产业化发展。如北京航天数控公司生产的 DSCU 系列伺服控制单元和北京时光科技公司开发的全数字交流伺服驱动器，已经成功实现了永磁同步电机的调速控制，应用于机床、电梯、包装和印刷机械控制系统中。但目前我国生产的永磁同步电机调速系统与国外同类产品相比，在调速性能和可靠性等方面仍存在一定差距。

1.2.2 基于模型设计的发展现状

随着信息技术的发展，微处理器在汽车、航空航天和工业控制等行业中得到了广泛使用，为提高开发效率，系统仿真技术被引入嵌入式系统的开发中。系统仿真技术的理论基础包括自动控制理论、现代控制理论、计算机仿真技术、相似理论等多种学科，是一项综合性的技术。该技术中利用计算机对真实或假想的系统进行建模和仿真试验，通过对仿真结果的统计分析做出决策。由于系统仿真技术经济、可重复应用的优点，使其在军事领域和工农业、医学等非军事领域中都应用广泛。

在系统仿真技术中，模型的建立起着至关重要的作用，模型越逼近真实系统，仿真结果的参考意义和价值越高^[12]。根据模型的构造方法，仿真技术主要分为三类：（1）物理仿真，即按照实际系统的需求和总体设计方案构造系统的物理模型，并在物理模型基

础上进行仿真的方法。物理仿真具有逼真度高的优点，但其开发周期长，成本高，且存在系统结构和参数难以修改的问题。(2) 数学仿真，指采用纯数学方程对物理系统进行建模的仿真方法。数学仿真的设计相比物理仿真更加灵活经济，且模型的通用性更强，但存在难以用数学模型准确逼近过于复杂的客观对象，或建立数学模型后求解困难甚至无法求解的问题。(3) 半实物仿真，是指将物理仿真和数学仿真相结合的仿真技术，在数学仿真的基础上，将难以用数学方程建模的部分以实物替代参与仿真，结合了物理仿真和数学仿真的优势，在提高模型的通用性与经济性的同时，也使模型的逼真度更高。

90年代中期，自动代码生成技术开始应用于编译器的设计与开发中。应用自动代码生成技术，可将一些定义良好的输入标记和仿真、代码模型自动转换为源码文本^[13]。自动代码生成技术的出现及其与系统仿真技术的逐渐融合使基于模型的设计模式初现雏形。随着信息技术和计算机技术的飞速发展，人们在享受控制器系统带来的巨大便利的同时也对控制系统提出更高的要求，主要表现为要求越来越全面的功能，更强的稳定性、安全性、可靠性，以及更加快速的交付性。与此同时，消费者对产品功能的需求持续变化，这也使得产品中的控制代码量越来越庞大。传统手工编写代码的方法通常要求较高的编程基础，且因调试查错困难性使得产品的开发周期长，致使产品开发延期、性能低于预期、成本超出预算等问题突出。这些问题迫使工程师开始思考与探索缩短研发周期、提高产品研发效率、降低产品研发成本以及增强控制系统稳定性的方法，基于模型的设计因此受到越来越多的关注^[14]。

基于模型的设计方法是系统仿真技术与自动代码生成技术的有机结合，利用模型生成可以在嵌入式处理器上运行的目标语言代码，提高了嵌入式软件的开发效率^[14]。使用“V”字形开发过程的基于模型的设计方法已经成为构建与开发嵌入式实时控制系统的主流方法之一^[15]。不同于传统的设计模式，基于模型的设计方法采用统一、可视化、交互式的开发测试平台，贯穿于整个软件开发过程，能够有效的提高产品开发的效率、降低成本、减少手工代码引入错误、避免重复劳动，是开发复杂控制系统的一种高效模式。在这种开发模式下，使用一个精确的、可运行的数学模型来替代传统纸质文档来描述用户需求，便于不同岗位的成员正确理解用户需求^[16]；在整个设计过程中使用集成的仿真设计、代码生成和软件测试工具，不断地修改和测试模型设计。相比于传统开发模式，基于模型的设计在仿真初期即可估计产品功能，并不断发现设计缺陷，即时纠正，而不是到样机调试阶段才去发现和解决问题，这无疑提高了系统的开发效率^[17]。

随着基于模型的设计技术的不断发展和完善，已有多家具有前瞻性的创新型公司开

发并推出了基于模型的软件，如法国 ESTEREL 公司研发的 SCADA Suite 和美国 MathWorks 公司研发的 MATLAB/Simulink，已得到全球高级工程师的认可和广泛应用。SCADA Suite 作为高安全性嵌入式软件的基于模型开发环境，已经通过航空航天与防务领域的 D0-178B 认证，广泛用于国内外航空航天领域，但其价格十分昂贵，普通科研机构很难承受^[18]。相比之下，MATLAB/Simulink 与 SCADA Suite 在基于模型设计方面的功能旗鼓相当，同时提供了丰富的免费资源，因此得到了更加广泛的使用。德国的 dSPACE、加拿大的 RT-LAB 和美国的 ADI 都在与美国 MathWorks 公司合作之下开发出了属于自己的半实物仿真平台并且应用广泛^{[19][20]}。

与此同时，汽车电子、航空、工业控制等领域都不乏基于模型设计开发的成功案例。在国外，Lear 把基于模型设计应用于车身控制电子系统的优化、产品级代码的生成和持续验证，使发现的需求问题由 30% 提高到 95%；Continental 在重型卡车电子控制空气悬架系统的开发中使用基于模型的设计方法，自动生成控制代码，方便了与客户的交流、降低了编码错误，将硬件开发工作时间缩短了近 6 个月，节省了 50% 的验证时间；通用公司采用基于模型的设计，采用新的方法和控制策略，开发了双模式混合动力控制系统并且已经大量应用；Airbus 的 A350XWB、A380 燃油管理系统开发和 Alcatel-Lucent 的多载波 GSM 收发器开发中均采用了基于模型的设计方法，有效的提高了开发效率，缩短了开发周期。国内，东风公司在混合动力公共汽车 EQ6110 的电池管理控制系统开发中，利用 MathWorks 的 Embedder Coder 生成了数万行应用代码，将燃油经济性提高了 30%。上海汽车公司使用基于模型的设计方法开发了荣威 750 混合动力轿车的嵌入式系统，使系统的开发周期由 24 个月缩短到了 18 个月^[21]。

综上所述，相比于传统的设计方法，基于模型的设计具有开发效率高、周期短、错误率低等显著的优势，应用前景十分广阔。

1.3 本文研究内容及章节安排

基于对永磁同步电机调速系统特点和发展现状的分析，本文从简化永磁同步电机调速系统的设计和测试流程入手，本文采用基于模型设计的方法，以由简及繁、由局部到整体的思路设计和开发永磁同步电机调速实验平台，实现仿真实验与硬件测试的有机结合，验证基于模型设计方法实现永磁同步电机调速的可行性、有效性。章节安排如下：

(1) 第一章阐述了本文的研究背景和意义，介绍了永磁同步电机调速系统和基于模型设计的国内外发展现状，并分析了基于模型设计的优势。

(2) 第二章围绕永磁同步电机工作原理及矢量控制理论展开叙述。概述永磁同步

电机工作原理和数学模型，介绍以坐标变换为核心的矢量控制理论，并着重分析空间矢量脉宽调制技术及其数字实现方法。

(3) 第三章搭建实验平台的硬件系统。设计硬件的总体结构，并详细介绍以 TMS320F2812 为核心的控制系统及其外围电路以及以 IRAMS06UP60B 为核心的功率驱动系统及其信号检测、系统保护电路。

(4) 第四章研究永磁同步电机的矢量控制算法的具体实现。在了解 Embedded Coder 工具箱的基础上，采用由简及繁、从整体到局部的设计方法，将速度电流双闭环控制算法分解为空间矢量算法的实现、开环控制、电流闭环控制、速度测量和速度电流双闭环控制五个步骤，便于系统的实现和测试。

(5) 第五章利用 MATLAB 的 RTDX 技术开发实验平台的图形界面 (GUI)，以硬件在环的形式，利用该图形界面完成永磁同步电机速度电流双闭环控制实验，并且对实验结果进行了分析和探讨。

最后，总结全文，并展望后续研究工作。

第二章 永磁同步电机矢量控制研究

本文的永磁同步电机实验平台开发中，采用了矢量控制的方法，以获得良好的转矩控制性能。矢量控制通过对永磁同步电机定子电流的控制实现电机转矩控制性能的改善。由于电机定子侧的电压、电流、电动势、磁动势等物理量均为交流量，其空间矢量在空间上是同步旋转的，导致难以计算和控制这些交流量，因此，需借助坐标变换的方法，将各静止坐标系下的旋转矢量转化为同步旋转坐标系下的静止矢量，便于确定转矩与被控矢量之间的关系，从而实时地计算得到转矩控制所需的被控矢量的各分量值，而所需的各分量值均为直流给定量。按照计算结果给定控制量，即可实现永磁同步电机高性能的转矩控制。

2.1 永磁同步电机工作原理

与绕线式电机结构一样，永磁同步电机也是由转子和定子构成的，唯一的区别在于永磁同步电机的转子使用了永磁体代替励磁绕组和铁心^[22]，从而能够更为有效地利用转子的半径空间，减小转子的铜损，且使用先进的磁体材料可以在保持高功率密度的同时缩小电机的尺寸，使永磁同步电机具备功率小、结构简单、体积小、转矩密度高、重量轻等优点。图 2.1 中给出了三相永磁同步电机的结构示意图。

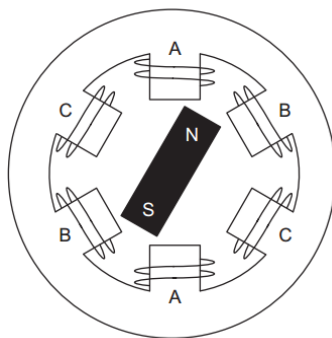


图 2.1 三相永磁同步电机结构示意图

如图 2.1 所示，永磁同步电机定子的固定铁心上装有三相对称绕组，当绕组中通以相位差 120 度的正弦交流电时，定子绕组产生旋转磁场，而永磁体构成的转子本身也具有一个恒定磁场。定子和转子磁通交感产生一个转矩，带动转子旋转，转速与定子电流成正比，具体关系如下

$$n = \frac{60f}{p} \quad (2.1)$$

式中， n 为转子转速； f 为定子电流频率； p 为永磁同步电机极对数。

2.2 永磁同步电机数学模型

永磁同步电机的矢量控制需要进行坐标变换,而建立准确地数学模型是实现坐标变换的基础。

在不影响控制性能的前提下,为了方便分析 PMSM 的数学模型,做如下假设^[23]:

- (1) 忽略空间谐波,认为定子绕组在空间对称分布,采用 Y 型连接方式
- (2) 磁动势在空间内正弦分布,忽略高次谐波
- (3) 忽略磁路饱和、铁芯损耗、频率和温度对绕组电阻的影响
- (4) 定、转子上均无阻尼作用

三相静止坐标系 ABC 下的电压方程为

$$\begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_A & 0 & 0 \\ 0 & R_B & 0 \\ 0 & 0 & R_C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_A \\ \psi_B \\ \psi_C \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

三相电流方程

$$\begin{aligned} i_A &= i_s \sin(\omega_e t) \\ i_B &= i_s \sin\left(\omega_e t - \frac{2}{3}\pi\right) \\ i_C &= i_s \sin\left(\omega_e t + \frac{2}{3}\pi\right) \end{aligned} \quad (2.3)$$

式中, u_A 、 u_B 、 u_C 为 ABC 三相定子电压, i_A 、 i_B 、 i_C 为对应的三相电流, R_A 、 R_B 、 R_C 为电阻值相等的三相定子电阻, ψ_A 、 ψ_B 、 ψ_C 分别为三相定子绕组磁链。

PMSM 的定子磁链由两个部分构成,第一部分是由 i_A 、 i_B 、 i_C 产生的,而另一部分与转子位置有关,是转子磁链 ψ_f 的函数。转子中的永磁磁链互差 120° 。得到 PMSM 的磁链方程为

$$\begin{bmatrix} \psi_A \\ \psi_B \\ \psi_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{AA} & M_{AB} & M_{AC} \\ M_{AB} & L_{BB} & M_{AC} \\ M_{AB} & M_{AB} & L_{CC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + \psi_f \begin{bmatrix} \cos\theta \\ \cos(\theta - 120^\circ) \\ \cos(\theta + 120^\circ) \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

式中, L_{xx} 为定子绕组的自感, M_{xy} 为三相绕组间的互感, ψ_f 为转子磁链, θ 为转子和定子间的夹角。

在三相静止坐标系下,能够直观地理解永磁同步电机的工作原理,但电机的磁链数值是随着定子与转子相对位置的变化而变化的,并非常数,致使电压、转矩方程的表述十分复杂,控制难度大。为解决这一问题,本文采用矢量控制,通过坐标变换的

方法简化控制模型，提高永磁同步电机调速控制性能。

2.3 矢量控制原理

矢量控制，又称磁场定向控制(Field Oriented Control, FOC)，是西门子工程师 F.Blaschke^[24]等研究人员在二十世纪 70 年代首次提出的。矢量控制的原理利用坐标变换实现交流电机励磁与转矩的独立控制，实现解耦，得到类似他激直流电机的控制方法与效果^[25]。矢量控制的基本实现方法为坐标变换，将随时间及速度变化的交流电机定子电流矢量分解为不随时间及速度变化的励磁电流和转矩电流，单独控制励磁电流和转矩电路的幅值和相位。

永磁同步电机调速系统中采用矢量控制的目的是使永磁同步电机具备类似直流电机的调速性能，因此，需简要分析直流电机的工作原理。

直流电机中的励磁和转矩是相互独立的，其电磁转矩方程与励磁磁通方程为

$$\begin{aligned} T_{em} &= K\Phi I \\ \Phi &= L_e i_e \end{aligned} \quad (2.5)$$

式中 K 为转矩系数， Φ 为励磁磁通量， I 为电枢电流， L_e 为励磁电感， i_e 为励磁电流。由于换向器的存在，使得转子绕组产生的磁通与定子磁场能够保持垂直，即励磁磁通 Φ 和电枢电流 I 互成 90° 正交关系以产生最大的力矩，同时也使转矩和磁通互不影响，实现独立控制。

由式(2.5)可以看出，磁通 Φ 与励磁电流 i_e 成线性关系，而在保持磁通 Φ 不变的情况下，电磁转矩 T_{em} 的与电枢电流 I 成正比。因此，对于直流调速而言，只要控制励磁电流即可实现磁通的控制，同理，只要能够控制电枢电流即可控制电机转矩。

由于永磁同步电机励磁电流和转矩电流都来源于定子相位电压矢量，是相互耦合的，无法直接分开，因此需要利用坐标变换实现励磁电流与转矩电流的解耦。

PMSM 的矢量控制，除使用三相交流系统静止坐标系 ABC 外，还需要使用两相交流系统坐标系 $\alpha\beta$ 和旋转的直流系统坐标系 dq 。坐标变换包括 Clark 变换（3s/2s 变换）、Park 变换（3s/2r 变换）以及它们的反变换。其中，Clark 变换实现由三相交流系统向两相交流系统的转换，Park 变换实现由两相交流系统向旋转的直流系统的转换。坐标变换应当遵循变换前后电流所产生的旋转磁场等效、变换前后电机的功率不变这两项原则。

(1) Clark 变换（3s/2s 变换）

众所周知，旋转磁场是通过在相对称绕组中通以多相平衡电流产生的。在永磁同

步电机中，三相电枢绕组在空间上相差 120 度，电枢绕组中的三相平衡电流 i_A , i_B , i_C 在相位上也相差 120 度，其合成磁场随着时间而旋转，旋转周期与电流交变周期相等，合成磁场大小保持不变。由于三相平衡电流的矢量和为 0，即每相电流都是可以用其他两相电流共同表示的，因此，可用相互独立的两相对称绕组代替三相绕组，如图 2.2 所示。两相交流坐标系中的两相绕组在空间上相差 90 度，电枢绕组中的两相平衡电流 i_α , i_β 在相位上也相差 90 度，其合成磁场具有和三相绕组产生的旋转磁场完全相同的特点。

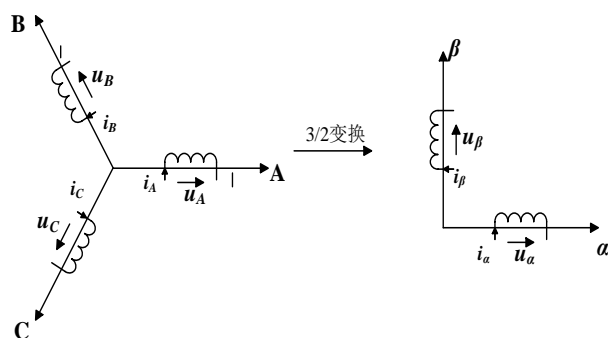


图 2.2 三相 ABC 坐标系到 $\alpha\beta$ 坐标系的变换

如图 2.3 所示，分别在 ABC 三相坐标系和 $\alpha\beta$ 坐标系中标出磁动势矢量，并将这两个坐标系的原点重合，将 A 轴和 α 轴重合，将 ABC 坐标系下的矢量投影在 $\alpha\beta$ 坐标系中。

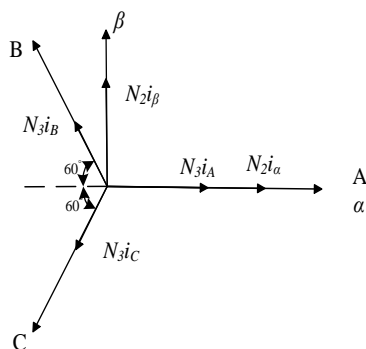


图 2.3 三相 ABC 绕组和两相 $\alpha\beta$ 绕组各相磁动势矢量

图 2.3 中， N_3 为三相电动机中定子每相绕组的有效匝数， N_2 为两相电动机中定子每相绕组的有效匝数，各相磁动势等于各相有效匝数和电流的乘积。按照变换前后电流所产生的旋转磁场等效的原则，三相合成磁动势与两相合成磁动势应完全等效，因此，两组磁动势在同一组坐标轴上的投影相等。

$$\begin{aligned}
N_2 i_\alpha &= N_3 i_A - N_3 i_B \cos 60^\circ - N_3 i_C \cos 60^\circ = N_3 \left(i_A - \frac{1}{2} i_B - \frac{1}{2} i_C \right) \\
N_2 i_\beta &= N_3 i_B \sin 60^\circ - N_3 i_C \sin 60^\circ = \frac{\sqrt{3}}{2} N_3 (i_B - i_C)
\end{aligned} \tag{2.6}$$

上式写成矩阵形式

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{N_3}{N_2} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \tag{2.7}$$

为了便于坐标反变换，简化矩阵求逆计算，需要在两相坐标系上引入独立于 i_α 和 i_β 的新变量 i_0 ，定义为零轴电流，零轴是同时垂直于 α 和 β 轴的轴。 i_0 满足如下关系：

$$N_2 i_0 = KN_3 (i_A + i_B + i_C) \tag{2.8}$$

式 2.8 中， K 为待定系数。由于三相电流代数和为零，故 $i_0=0$ ，即其磁动势为零，因此，零轴电流并不产生电动势，不会对电磁转矩造成影响。引入零轴电流的 3/2 变换矩阵为：

$$C_{3/2} = \frac{N_3}{N_2} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ K & K & K \end{bmatrix} \tag{2.9}$$

根据变换前后两个系统电机的功率不变的原则，求得 $N_3/N_2 = \sqrt{2/3}$ ， $K = 1/\sqrt{2}$ ，代入式(2.9)，可以得到功率不变的 Clark 变换矩阵：

$$C_{3/2} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \tag{2.10}$$

对上式求逆可得 Clark 逆变换矩阵 $C_{2/3}$

$$C_{2/3} = C_{3/2}^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1/\sqrt{2} \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 & 1/\sqrt{2} \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \tag{2.11}$$

对于三相星型接法的绕组来说，可以利用 AB 相电流 i_A 和 i_B 表示 C 相电流 i_C ，且 $i_C = -i_A - i_B$ ，对上述两式简化得到

$$C_{3/2} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{3}{2}} & 0 \\ 1/\sqrt{2} & \sqrt{2} \end{bmatrix} \tag{2.12}$$

$$C_{2/3} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} & 0 \\ -1/\sqrt{6} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

(2) Park 变换(2s/2r 变换)

在两相静止坐标系 $\alpha\beta$ 中通以两相相位相差 90 度的平衡交变电流, 就会产生一个旋转的恒定磁动势。若在旋转体上放置一个两相互垂直的绕组, 在绕组中通入直流电流, 这样它也会产生一个恒定磁动势, 若旋转体以交变电流的频率旋转起来, 就可以产生等效的旋转恒定磁动势。利用 Park 变换可以把磁动势矢量从 $\alpha\beta$ 坐标系上投影到 dq 坐标系上, 如图 2.4 所示。

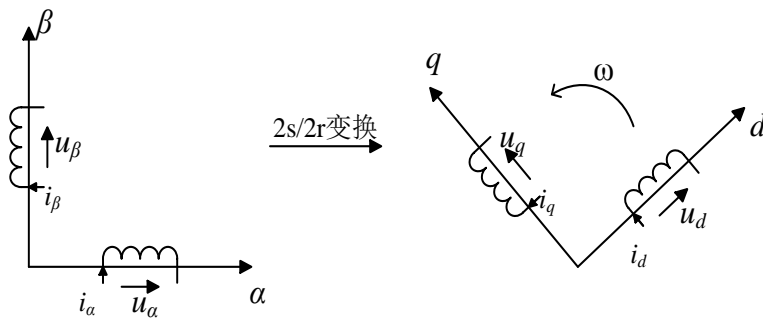


图 2.4 $\alpha\beta$ 坐标系到 dq 坐标系变换

图 2.5 中, 将两个坐标系的原点重合, $\alpha\beta$ 坐标系和 dq 坐标系的有效匝数都为 N_2 , 交流电流 i_α, i_β 和直流电流 i_d, i_q 合成磁动势拥有相同的速度。

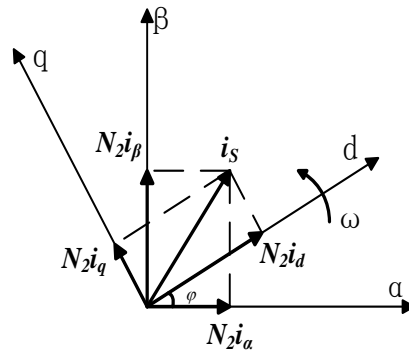


图 2.5 $\alpha\beta$ 坐标系和 dq 坐标系中的磁动势

变换前后的磁动势相等, 由图 2.5, 可以得到交流电流 i_α, i_β 和直流电流 i_d, i_q 的关系为

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \varphi & \sin \varphi \\ -\sin \varphi & \cos \varphi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = C_{2s/2r} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

式中, $C_{2s/2r}$ 是 $\alpha\beta$ 坐标系到 dq 坐标系的 Park 变换(又称为 2s/2r 变换)矩阵:

$$C_{2s/2r} = \begin{bmatrix} \cos \varphi & \sin \varphi \\ -\sin \varphi & \cos \varphi \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

对式(2.15)求逆矩阵可得 dq 坐标系到 $\alpha\beta$ 坐标系反 Park 变换(又称为 2r/2s 变换)矩阵

$$C_{2r/2s} = \begin{bmatrix} \cos \varphi & -\sin \varphi \\ \sin \varphi & \cos \varphi \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

(3) 旋转坐标系下 PMSM 数学模型

利用 3s/2s 变换和 2s/2r 变换可以在三个坐标系中进行等效变换,通过两相交流磁场作为连接变换的桥梁,使三相交流磁场系统变换为一个旋转体上的直流磁场系统。

电压方程为

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + p\psi_d - \omega\psi_q \\ u_q = R_s i_q + p\psi_q + \omega\psi_d \end{cases} \quad (2.17)$$

在式(2.17)中可以看出, dq 下电压方程等号右边是由电阻压降、脉变电动势和旋转电动势三相构成。

永磁体产生的磁场是恒定的,所以永磁同步电机的转子磁通是一个恒值,若采用转子磁链定向控制,基于 d 轴与转子磁链 ψ_r 重合,正方向一致,则 dq 坐标系下磁链方程

$$\begin{cases} \psi_d = L_{sd} i_d + \psi_r \\ \psi_q = L_{sq} i_q \end{cases} \quad (2.18)$$

式中, L_{sd} 、 L_{sq} 为定子绕组 d 、 q 轴电感。

代入式(2.17),简化电压方程为

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + L_{sd} p i_d - \omega L_{sq} i_q \\ u_q = R_s i_q + L_{sq} p i_q + \omega L_{sd} i_d + \omega \psi_r \end{cases} \quad (2.19)$$

电磁转矩方程

$$T_e = \frac{3}{2} p_n (\psi_d i_q - \psi_q i_d) = \frac{3}{2} p_n (\psi_r i_q + (L_{sd} - L_{sq}) i_d i_q) \quad (2.20)$$

式中,后一项是磁阻转矩。

若 $i_d=0$, $i_q=i_s$ 此时得到磁链方程简化为

$$\begin{cases} \psi_d = \psi_r \\ \psi_q = L_{sq} i_s \end{cases} \quad (2.21)$$

电压方程简化为

$$\begin{cases} u_d = -\omega L_{sq} i_s \\ u_q = R_s i_s + L_{sq} p i_s + \omega \psi_r \end{cases} \quad (2.22)$$

转矩方程简化为

$$T_e = \frac{3}{2} p_n \psi_r i_s \quad (2.23)$$

由式(2.23)可知，由于转子磁链 ψ_r 保持不变，控制电流合成电流 i_s (或磁动势) 矢量的大小，就可以线性的控制电磁转矩。

实现矢量控制，需要对逆变器进行调制，空间矢量脉宽调制 (Space Vector Pulse Width Modulation-SVPWM) 方法由于具有较低的高次谐波和直流电源电压利用率高等优点，被越来越广泛的应用到 PMSM 驱动系统中。本文使用空间矢量调制技术对逆变器进行调制。

2.4 空间矢量控制技术

2.4.1 SVPWM 调制策略

SVPWM 控制是在电机定子中产生圆形旋转磁链为目标，即在各项产生正弦波变化的定子电流，通过改变逆变器器件的开关顺序和开关时间，其合成的旋转磁场可以产生逼近于圆形的旋转磁场，从而产生恒定的电磁转矩^[26]。相比较于正弦波脉宽调制 (SPWM) 方法，SVPWM 在开关频率不高的情况下可以获得更好的性能，并减小电机的转矩脉动^{[27][28]}。

根据同步电机定子绕组在空间上的相对位置，可以得到如图 2.6 所示的空间矢量。

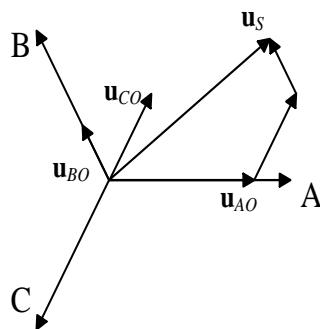


图 2.6 电压空间矢量

图 2.6 中，可以定义电压矢量分别在 ABC 三相绕组之上，定义当矢量为正时，与参考轴线同向，矢量为负时，与参考轴线，反向电流、磁链矢量的定义同理。三个电压矢量可以写为

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_{AO} &= u_m \\ \mathbf{u}_{BO} &= u_m e^{j\frac{2}{3}\pi} \\ \mathbf{u}_{CO} &= u_m e^{-j\frac{2}{3}\pi} \end{aligned} \quad (2.24)$$

三相电压合成矢量为

$$\mathbf{u}_s = \mathbf{u}_{AO} + \mathbf{u}_{BO} + \mathbf{u}_{CO} = \frac{3}{2} u_m e^{j\omega t} \quad (2.25)$$

当由三相平衡电压供电时，引入电流矢量 \mathbf{i}_s 和磁链矢量 $\boldsymbol{\psi}_s$ ，则有

$$\mathbf{u}_s = \mathbf{R}_s \mathbf{i}_s + \frac{d\boldsymbol{\psi}_s}{dt} \quad (2.26)$$

$$\boldsymbol{\psi}_s = \psi_s e^{j(\omega t + \varphi)} \quad (2.27)$$

当转速不低时，定子绕组电阻对电压的影响很小可以完全忽略，即

$$\mathbf{u}_s \approx \frac{d\boldsymbol{\psi}_s}{dt} \quad (2.28)$$

将式(2.26)对 t 求导可得

$$\mathbf{u}_s \approx \frac{d}{dt} (\psi_s e^{j(\omega t + \varphi)}) = j\omega \psi_s e^{j(\omega t + \varphi)} = \omega \psi_s e^{j(\omega t + \varphi + \frac{\pi}{2})} \quad (2.29)$$

式(2.29)表明，当磁链 ψ_s 幅值一定时候，供电电压 \mathbf{u}_s 与电源角速度 ω 成正比，电压矢量 \mathbf{u}_s 的方向与磁链 $\boldsymbol{\psi}_s$ 正交且超前 90° 。当磁链矢量转动 2π 弧度时，电压矢量需要以相同方向运动 2π 弧度。因此，实现电机圆形旋转磁链的问题就可以转化成合成电压矢量运动轨迹的问题来讨论。

典型的逆变器如图 2.7 所示。

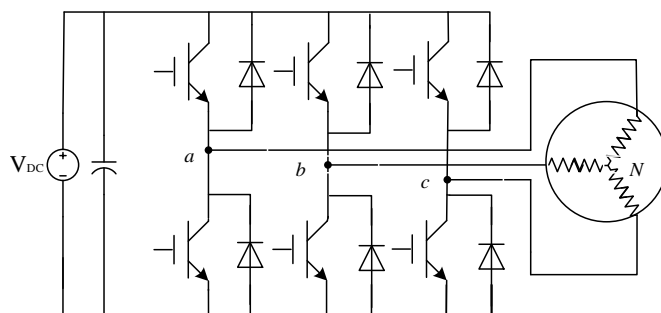


图 2.7 逆变器结构图

图 2.7 所示的逆变器由六个功率驱动器件组成，上、下桥臂为一组，可以分为三组。为了防止电源短路，在同一时刻每一组内两个功率驱动器件只有一个导通，另一个必须关断。因此，可以设置开关函数 S 来表示每组功率驱动器件的开关状态。开关

函数可以表示为

$$S_n = \begin{cases} 1 & \text{上桥臂导通} \\ 0 & \text{下桥臂导通} \end{cases} \quad (n = a, b, c) \quad (2.30)$$

三组功率驱动器件只有 0 或 1 两种状态一共有 $8(2^3=8)$ 种不同的开关状态，每一个开关状态对应会输出一个电压矢量。8 组电压矢量如图 2.8 所示。

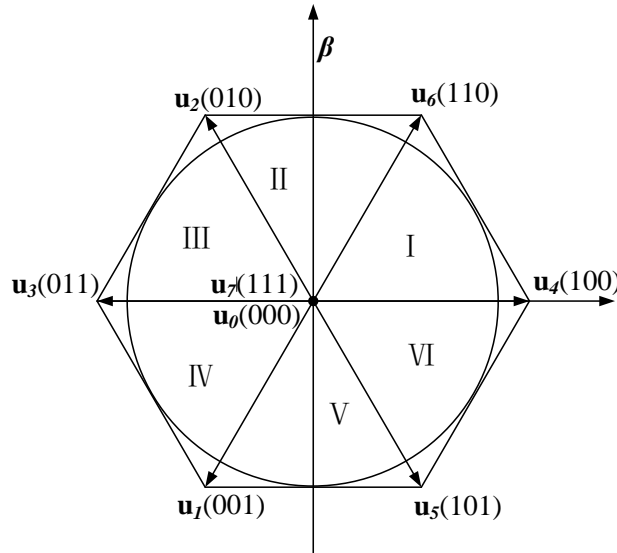


图 2.8 电压矢量图

其中包括如图所示 $u_1, u_2, u_3, u_4, u_5, u_6$ 六个非零矢量和 $u_0(000), u_7(111)$ 两个零矢量。这 8 个矢量称为基础电压矢量，可以求出 8 种不同组合下的电压组合。

令六个非零电压矢量按顺序依次单独作用 Δt 时间，并使

$$\Delta t = \frac{\pi}{3\omega} \quad (2.31)$$

则在一个 2π 周期内，每一组电压矢量工作 $\pi/3$ 弧度，可以输出正六边形的磁链，如图 2.9 所示。

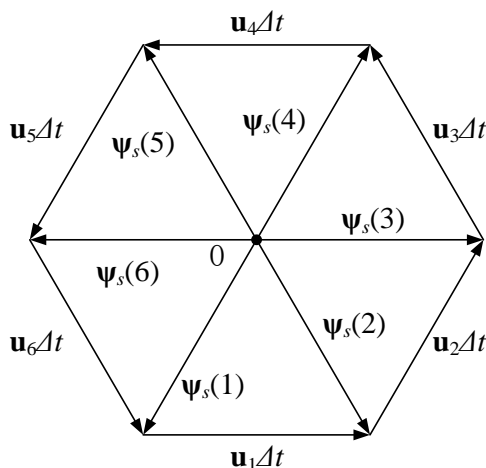


图 2.9 正六边形磁链轨迹

根据正六边形的特点可知

$$|\psi_s(k)| = |\mathbf{u}(k)|\Delta t = \frac{V_{dc}\pi}{3\omega} \quad (2.32)$$

可以发现,按照有效工作矢量连续在一个周期内作用时产生的定子磁链大小与直流电压幅值成正比,而与工作频率成反比。当在额定频率以下调速时候,若保持直流电压恒定,角速度 ω 减小会导致 Δt 增加,也使得磁链 ψ_s 增大。若要保持恒定的磁链 ψ_s 输出,需要使 V_{dc}/ω 为常数,这使得控制十分复杂性。插入零矢量可以有效解决这个问题,使有效矢量的工作时间 $\Delta t_1 < \Delta t$, 剩余的时间 $\Delta t_1 - \Delta t$ 由零矢量来补充。通过插入零矢量可以在不改变直流电压幅值的情况下,产生恒定不变的磁链。

2.4.2 SVPWM 数字实现

空间矢量控制数字实现的主要问题是确定每个周期内需要的基础电压矢量,每个基础电压矢量的作用时间和作用顺序。

(1) 确定电压矢量所在的扇区

当矢量 V_s 以 $\alpha\beta$ 轴分量给出时,根据其在空间分布,可以设定以下中间函数

$$\begin{cases} V_1 = u_\beta \\ V_2 = \frac{\sqrt{3}}{2}u_\alpha - \frac{1}{2}u_\beta \\ V_3 = -\frac{\sqrt{3}}{2}u_\alpha - \frac{1}{2}u_\beta \end{cases} \quad (2.33)$$

式中 u_α , u_β 分别为 V_s 在 $\alpha\beta$ 轴上的投影分量值

$$\begin{cases} u_{\alpha} = |u_s| \cos \theta \\ u_{\beta} = |u_s| \sin \theta \end{cases} \quad (2.34)$$

再定义

(1) 当 $V_1 > 0$ 时, $A=1$, 否则 $A=0$

(2) 当 $V_2 > 0$ 时, $B=1$, 否则 $B=0$

(3) 当 $V_3 > 0$ 时, $C=1$, 否则 $C=0$

可以发现 A, B, C 之间一共存在 8 种不同的组合, 去掉两种对应零矢量的情况, 可知 A, B, C 不同组合和电压矢量扇区位置之间存在一一对应的关系, 因此可以利用公式 2.35 和表 2-1 判断电压矢量所在的扇区。令

$$N = A + 2B + 4C \quad (2.35)$$

可以得到表 2-1。

表 2-1 扇区值与 N 值对照表

N	3	1	5	4	6	2
扇区	I	II	III	IV	V	VI

(2) 计算电压矢量作用时间

如果在一个 2π 周期内, 每一组电压矢量只工作一次且运行 $\pi/3$ 弧度, 则只能在电机内输出正六边形的磁场。正六边形磁场不如三相正弦电流产生的圆形磁场平滑, 这会导致电机的转动脉动变大, 降低电源电压的利用率。可以通过控制一个扇区内两个相邻的电压矢量作用时间的长短, 再按照平行四边形法则合成期望的工作矢量, 产生多边形甚至接近圆形的旋转磁场。通过在一个周期内, 对扇区两侧电压矢量的不同开关作用时间有效组合, 使其在开关周期内的平均值与期望值相同, 从而产生的定子磁链增量也相同, 进而获得近似圆形的旋转磁场。以第一扇区为例, 计算电压矢量落在第一扇区之间时, 相邻两个基本工作矢量 u_4, u_6 的作用时间, 以及作为补充的零矢量的位置和时间。

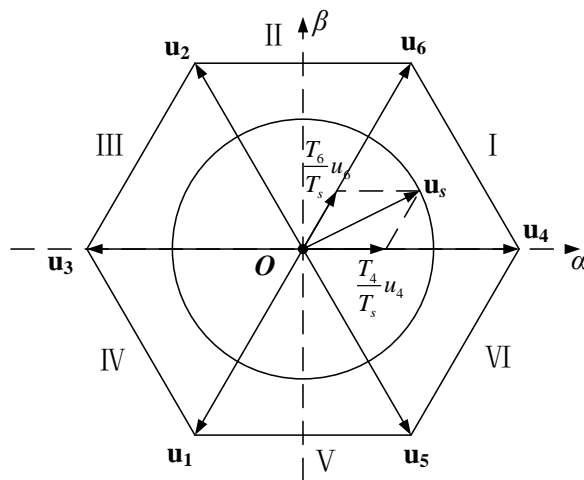


图 2.10 电压矢量合成图

图 2.10 中 T_s 为开关周期时间，也可称为载波周期， T_4 、 T_6 为 \mathbf{u}_4 、 \mathbf{u}_6 的作用时间，另外零矢量 \mathbf{u}_0 或者 \mathbf{u}_7 作用的时间为 T_0 可以得到 I 扇区两个相邻电压矢量开关时间的方程

$$\begin{cases} \frac{T_4}{T_s} u_4 + \frac{T_6}{T_s} u_6 \cos 60^\circ = u_s \cos \theta \\ \frac{T_6}{T_s} u_6 \sin 60^\circ = u_s \sin \theta \end{cases} \quad (2.36)$$

式中，

$$T_s = T_4 + T_6 + T_0 \quad (2.37)$$

$$|u_4| = |u_6| = \frac{2}{3} V_{dc} \quad (2.38)$$

根据式(2.36)，(2.37)，(2.38)，求得电压矢量在 I 扇区时相邻矢量 \mathbf{u}_4 ， \mathbf{u}_6 ， \mathbf{u}_0 (\mathbf{u}_7) 分别的作用时间

$$\begin{cases} T_4 = \frac{T_s (3u_\alpha - \sqrt{3}u_\beta)}{2V_{dc}} \\ T_6 = \frac{\sqrt{3}T_s u_\beta}{V_{dc}} \\ T_0 = T_s - T_4 - T_6 \end{cases} \quad (2.39)$$

依次类推，即能够计算出当期望合成电压矢量落在六个不同扇区内的时候，相邻基本电压矢量和零电压矢量的作用时间。

各扇区矢量的作用时间如表 2-2，图 2.1 可知随着参考电压的幅值 $|u_s|$ 的增大，相

邻基本电压矢量的作用时间也线性增加， T_0 逐渐减少，但应满足条件 $T_x+T_y<T_s$ ， $T_0>0$ 。当 T_0 为零时，一个周期内有效电压矢量作用时间达到最大，输出的合成电压矢量也达到最大值。

表 2-2 各扇区矢量作用时间

扇区号	T_x	T_y
扇区 I	$T_4 = \frac{T_s(3u_\alpha - \sqrt{3}u_\beta)}{2V_{dc}}$	$T_6 = \frac{\sqrt{3}T_s u_\beta}{V_{dc}}$
扇区 II	$T_2 = \frac{T_s(3u_\beta - \sqrt{3}u_\alpha)}{2V_{dc}}$	$T_6 = \frac{T_s(3u_\beta + \sqrt{3}u_\alpha)}{2V_{dc}}$
扇区 III	$T_2 = \frac{\sqrt{3}T_s u_\beta}{V_{dc}}$	$T_3 = \frac{T_s(-3u_\beta - \sqrt{3}u_\alpha)}{2V_{dc}}$
扇区 IV	$T_1 = \frac{\sqrt{3}T_s u_\beta}{V_{dc}}$	$T_3 = \frac{T_s(3u_\beta - \sqrt{3}u_\alpha)}{2V_{dc}}$
扇区 V	$T_1 = \frac{T_s(-3u_\beta - \sqrt{3}u_\alpha)}{2V_{dc}}$	$T_5 = \frac{T_s(-3u_\beta + \sqrt{3}u_\alpha)}{2V_{dc}}$
扇区 VI	$T_4 = \frac{T_s(3u_\beta + \sqrt{3}u_\alpha)}{2V_{dc}}$	$T_5 = -\frac{\sqrt{3}T_s u_\beta}{V_{dc}}$

(3) 生成 PWM 信号

基本电压矢量的作用顺序不影响最终输出的合成矢量，因此 SVPWM 的实现有很多方式。为了减少功率器件的开关损耗和能量损耗，有效保护逆变器，一般以切换时候，开关次数最少为原则，尽量使空间矢量对称分布，从而有效的降低了谐波分量。通常采用零矢量分布实现或者零矢量集中实现两种安排方式中的其中一种。

为了更加容易理解，下面以扇区 II 为例分析两种不同的安排方式。

(1) 零矢量分布实现

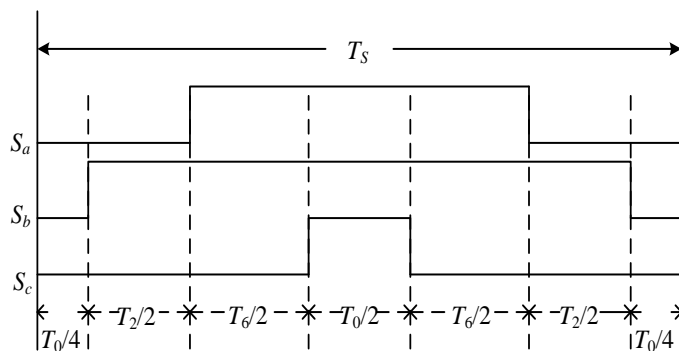


图 2.11 II 扇区 PWM 波的零矢量分布实现

图 2.11 表示为 II 扇区的零矢量分布实现方法。这种方法的特点是将零矢量分为四份，分别在一个周期的首尾放 $T_0/4$ ，在周期中间放置另外的 $T_0/2$ 。基本电压矢量的分配则按照功率器件开关次数最少的原则进行分配。这样使得每一个 PWM 周期都以零电压开始，并以零电压结束，最为重要的是，在每次矢量切换时，仅有一相的状态改变。

(2) 零矢量集中实现

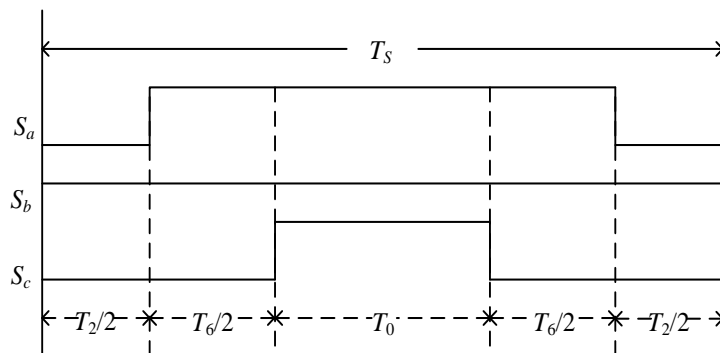


图 2.12 II 扇区 PWM 波的零矢量集中实现

图 2.12 为 II 扇区的零矢量集中实现方法，这种方法的特点为在一个 PWM 周期内，三组桥臂中有一组状态始终保持不变。和零矢量分步实现相同，每次矢量切换的过程中，仅有一相变化。

本文采用零矢量分布实现的方法，合理选择零矢量可以使得每次开关状态只是在上一次开关状态的基础上改变一个功率器件的开关状态，这样更好的保护了逆变器。通过计算可以求得每次矢量切换点的时间如表 2-3 所示，给出了各个扇区内 PWM 的波形。

表 2-3 各扇区内 PWM 波形图

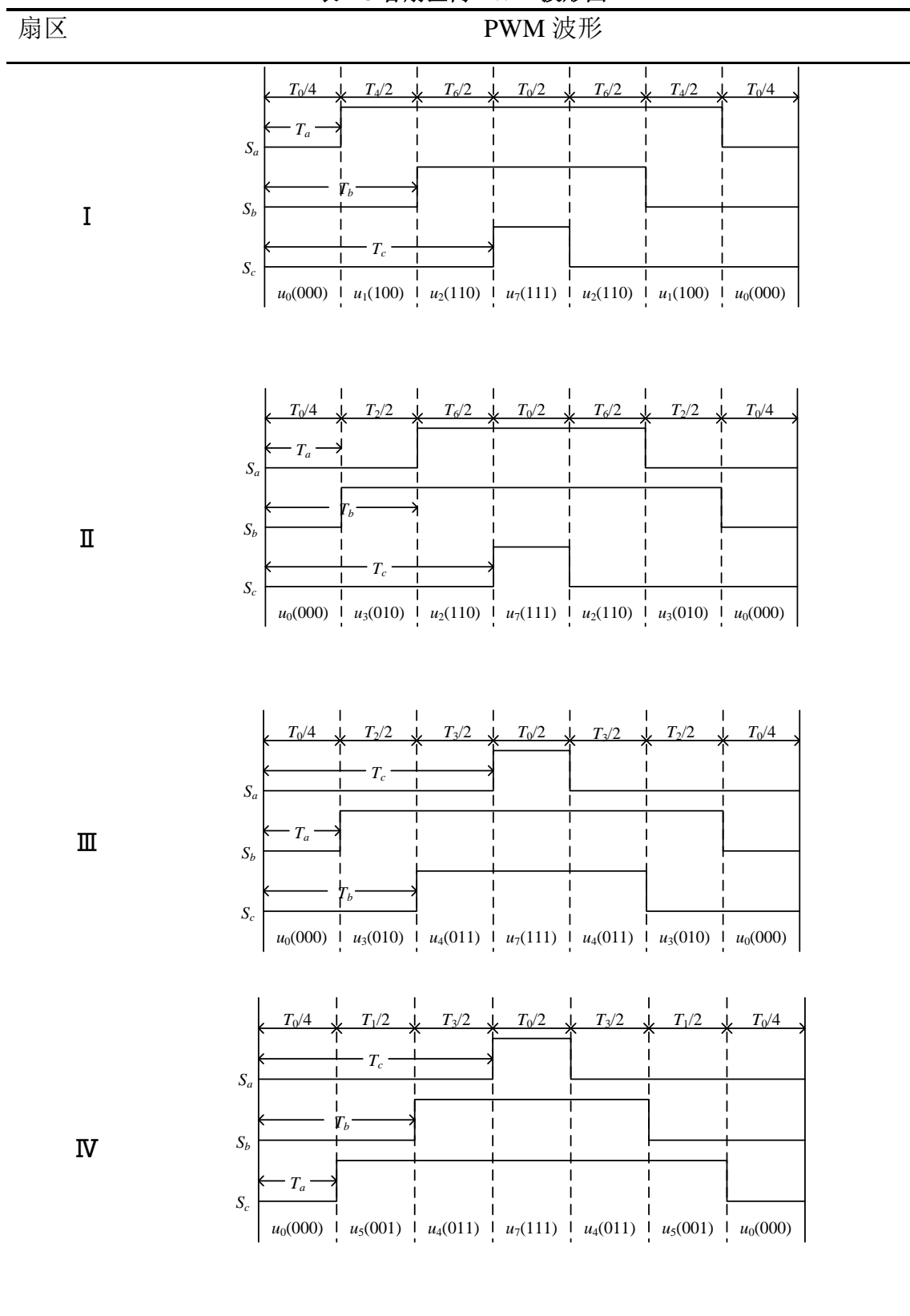
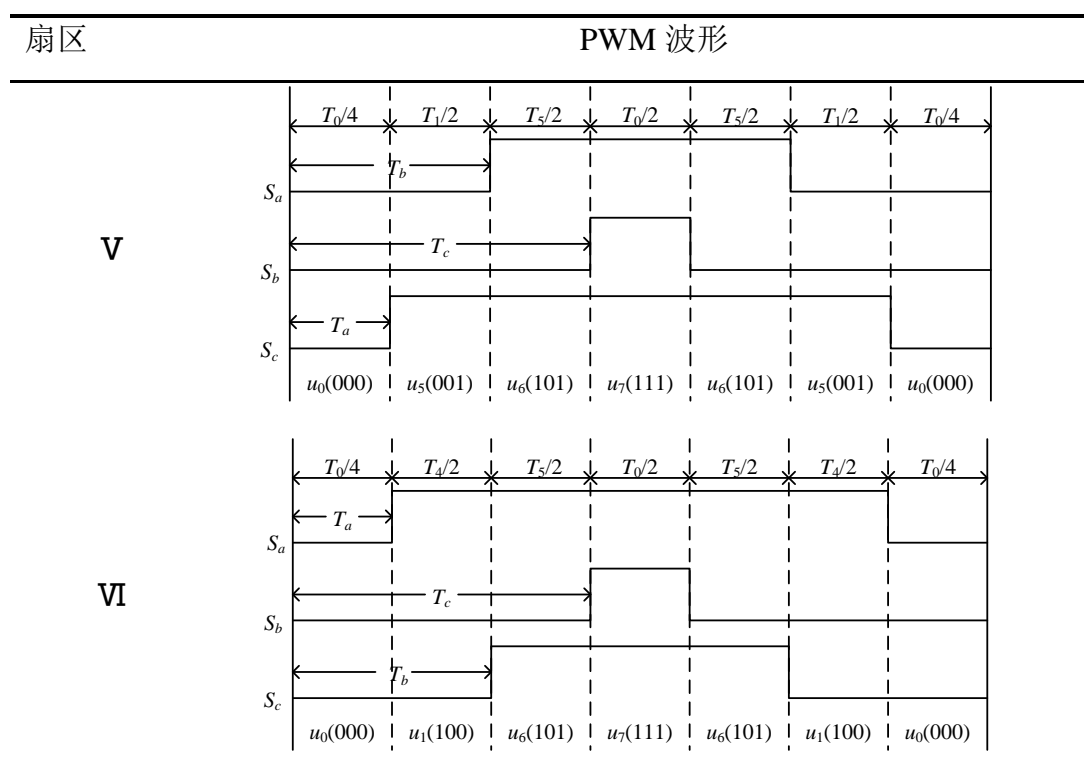


表 2-3 各扇区内 PWM 波形图 (续)



2.5 本章小结

本章首先介绍了 PMSM 的工作原理并建立了 PMSM 的数学模型，随后介绍了以坐标变换为核心的矢量控制的原理，最后介绍了 SVPWM 调制技术以及数字实现方法。

第三章 实验平台硬件系统设计

硬件系统是开发永磁同步电机调速系统的基础，硬件系统的性能对实验平台功能的实现具有重要影响。随着新一代微处理器技术的不断发展，尤其是高性能数字信号处理器（DSP）的广泛应用，使永磁同步电机调速系统的全数字化开发成为可能，为各种控制算法和控制理论在永磁同步电机调速控制中的应用奠定了物理基础。本文以 TMS320F2812 为控制核心，搭建了永磁同步电机调速实验平台的硬件系统。

3.1 硬件总体结构

硬件系统主要由计算机、电机驱动器、控制器、交流电机和直流电源组成。计算机上的 MATLAB 软件提供仿真功能，对电机的相关算法进行仿真，并采用基于模型设计的方法生成可执行 C 代码。计算机通过 JTAG 接口与 DSP 控制器系统通信，将生成的 C 代码直接下载到电机驱动控制器中，实现对电机的控制。电机驱动器主要用于测量电机运行时的各个参数，并进行故障保护。整个硬件系统包括 DSP 控制系统和功率驱动系统两大模块，硬件总体结构如图 3.1 所示。

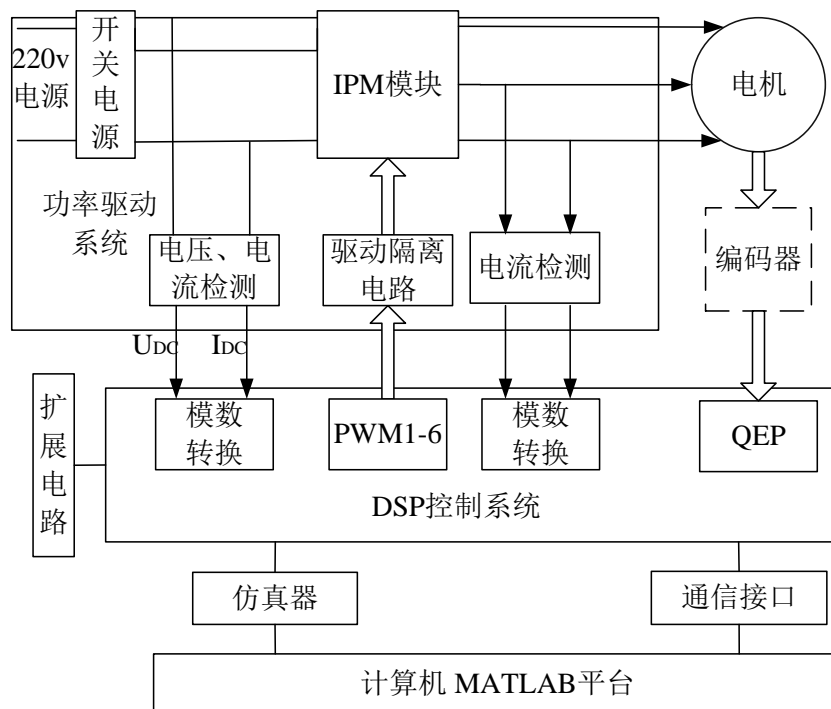


图 3.1 运动控制硬件总体结构

3.2 DSP 控制系统的设计

实验平台的 DSP 控制系统以 TMS320F2812 作为中心控制器，接收和处理各传感器采集的电压、电流等模拟信号和光电编码器的脉冲信号，利用响应的控制算法，生成 PWM 信号驱动功率模块，并实现与计算机的通信。

3.2.1 TMS320F2812 芯片介绍

TMS320F2812 是 TI 公司面向对实时性要求较高的控制领域推出的一款高性能 32 位定点微处理器，是目前应用最为广泛的电机控制芯片之一。TMS320F2812 的主频可达 150MHZ，具有高速的运算处理能力，能够满足复杂算法控制的实时性要求。图 3.2 给出了 TMS320F2812 的功能框图，可见该芯片具有十分丰富的外设资源：配置有两个专为电机控制设计的事件管理器(Event Manager)EVA、EVB，两个串行通信接口 SCIA、SCIB，一个支持 CAN2.0B 的 eCAN 接口，16 路理论采样精度为 12 位的 ADC 模块，3 个 CPU 定时器以及丰富的数字输入/输出接口，很大程度上简化了复杂电机控制系统的硬件电路设计^[29]。

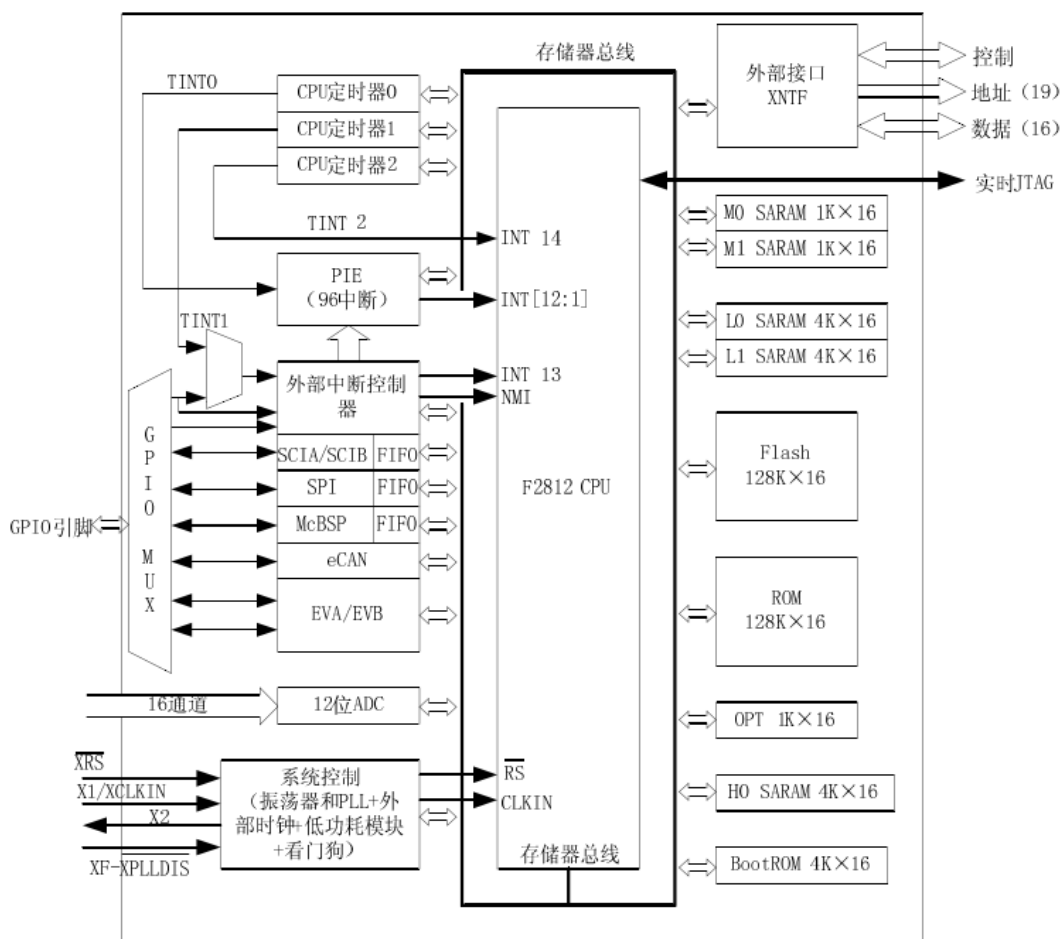


图 3.2 TMS320F2812 功能图

Mathworks 公司在其 Matlab 软件中提供了 DSP2812 芯片几乎所有的底层驱动程序模块，避免了自行编写程序时引入的错误，省去了手工编写底层驱动 C 代码的麻烦，使该芯片采用基于模型设计的开发方法更加方便。

3.2.2 控制系统主要电路设计

为保证 TMS32F2812 的正常稳定工作，需要设计其外围电路。主要包括供电电源稳压电路、芯片时钟电路、JTAG 接口电路、串行通信电路和 CAN 接口电路。

(1) 电源稳压电路

TMS320F2812 控制系统外围电路的工作电压为 5V，这是常用数字电压，而 TMS320F2812 的内核为 150MHZ 时工作电压为 1.9V，I/O 口的正常工作电压为 3.3V，因此，需要进行电压转换。选用 TI 公司线性稳压芯片 TPS75733，添加外围匹配电容即可得到稳定的 3.3V 电压，该芯片为 1.0A 单输出，电压调节范围为 1.5V 至 5.5V，其原理图如图 3.3 所示。选用线性稳压芯片 TPS76801 得到 1.9V 电压，该芯片最大的输出电流为 3.0A，完全可以满足主控芯片的供电，原理图如图 3.4 所示。

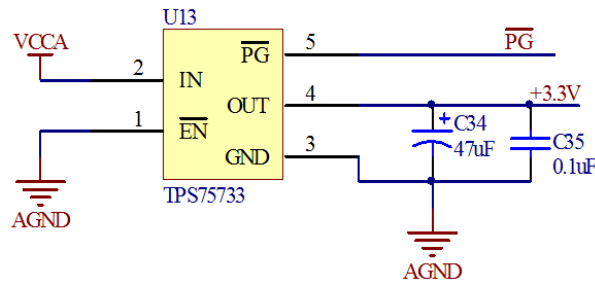


图 3.3 控制器 3.3V 稳压电源

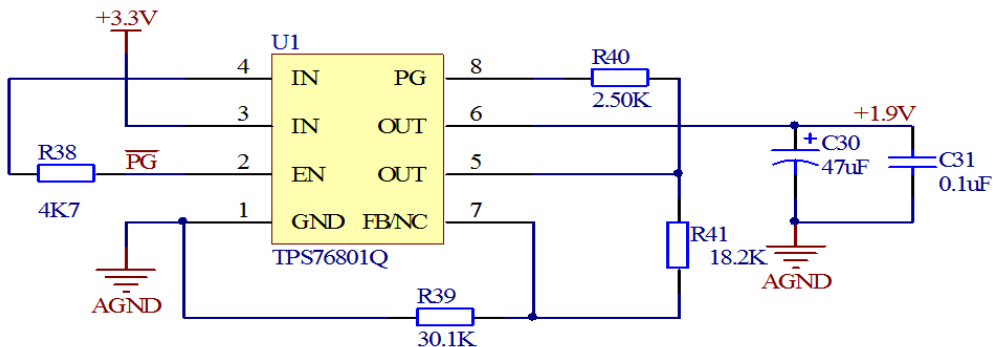


图 3.4 控制器 1.9V 稳压电源

(2) 时钟电路

时钟电路对于 TMS320F2812 正常工作至关重要，时钟电路设计不当，会造成系

统电路兼容性差，从而让控制系统不能长期稳定工作。本文将一个 30MHZ 的外部晶振接到 DSP 的 76 和 77 引脚，通过对倍频寄存器的简单设置，利用内部的锁相环电路将总线频率提高为 150MHZ，作为 DSP 的总线时钟。

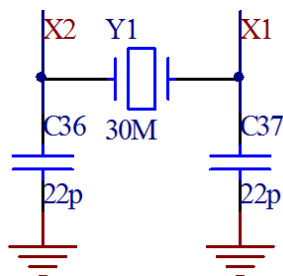


图 3.5 控制器时钟电路

(3) JTAG 接口电路

TMS320F2812 的仿真器接口为 14 引脚的 JTAG 接口，用于程序的下载、在线调试和仿真。JTAG 接口电路如图 3.6 所示，为保证 JTAG 接口的抗干扰性，在 EMU0 和 EMU1 接口采用上拉设计。

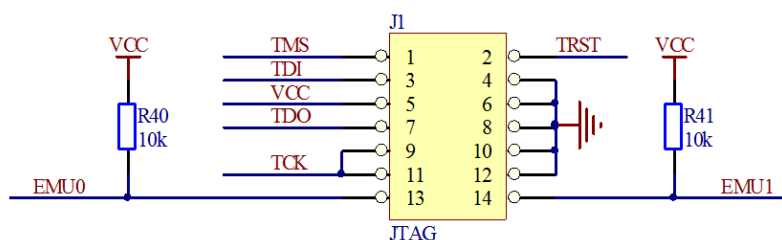


图 3.6 控制器 JTAG 接口电路

(4) 串行通信电路

TMS320F2812 片带有两个串行口，本文采用串行通信电路中的电平转换芯片 SP3232 将 TTL 电平转换为抗干扰性更强的 RS232 电平，然后通过 9 芯串行电缆和计算机进行通信，如图 3.7 所示。RS232 电平采用负逻辑，即逻辑 1: -3V~-15V，逻辑 0: +3V~+15V。传输距离不大于 15 米，最大传输速率为 20KB/s，传输距离越远，为了减少数据丢包，传输速率应适当下降。

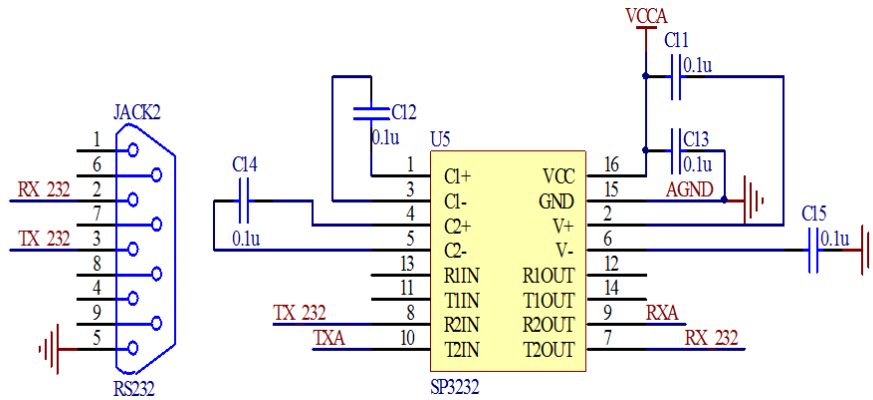


图 3.7 串行通信电路

(5) CAN 接口电路

CAN(Controller Area Network)总线上的信号使用差分电压进行传输，如图 3.8 所示，通过 CAN 电路中常用的电平转换芯片 SN65HVD230 将 TTL 电平转换符合高速 CAN 总线电平特性的差分信号，并添加匹配电阻。本文采用的匹配电阻阻值为 120 欧姆。

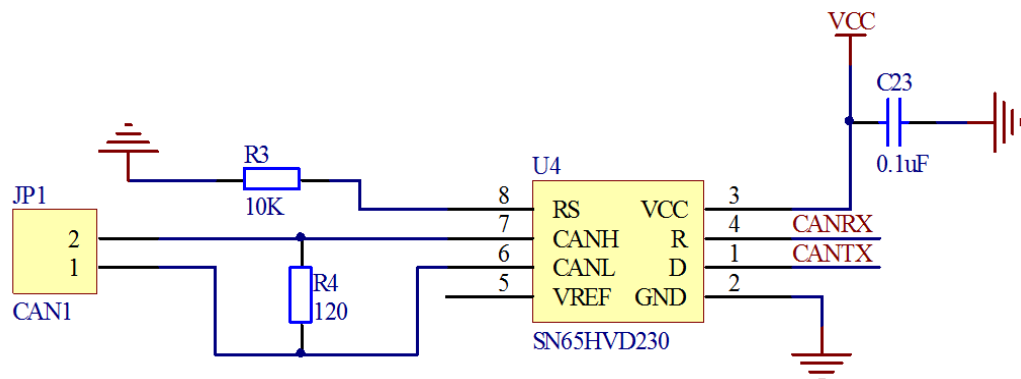


图 3.8 CAN 电路

3.3 功率驱动系统设计

实验平台的功率驱动系统电路用于电机的驱动，同时采集驱动电路的电流、电压信号。为保证功率驱动系统的稳定工作，需设计必要的保护电路。

3.3.1 IRAMS06UP60B 介绍

IRAMS06UP60B 是国际整流公司 IR 针对中小功率电机驱动推出的一款集成智能功率模块(IPM)，最高可承受电压为 600V，最高可承受电流为 6A，适合驱动功率范围为 0.1~0.5Kw 的电机，内部为三相桥式结构。该 IPM 内部不仅集成了功率管和隔离用的驱动电路，还内置有温度监控、欠压锁定、过压过流保护等保护功能模块，并

可输出故障检测信号，在便于控制器及时处理故障的同时保证 IPM 自身不受损坏。IPM 的内部结构图如图 3.9 所示^[30]。

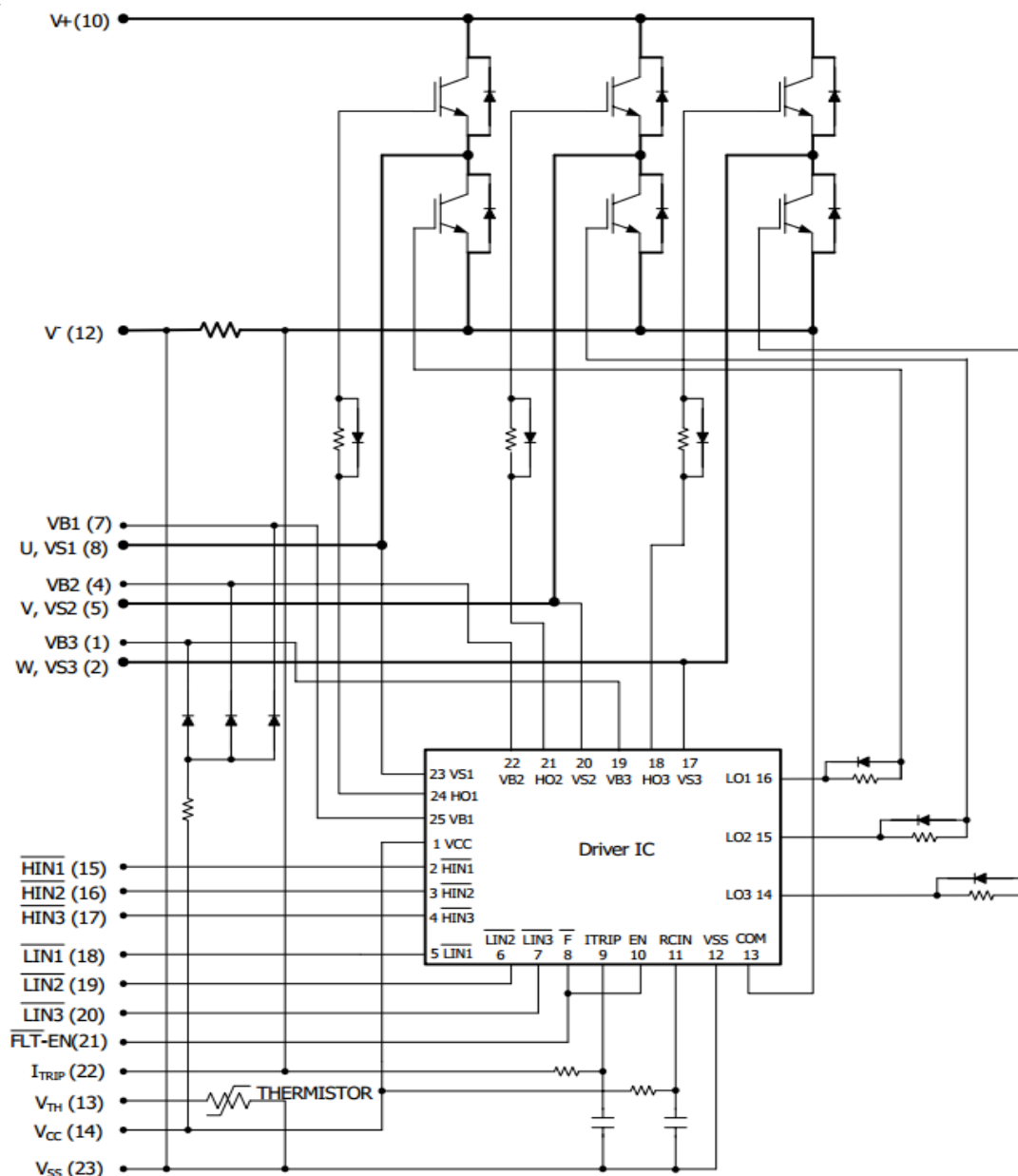


图 3.9 IRAMS0UP60B 内部结构

由图 3.9 可见，芯片内部紧凑地集成了多个功能模块，大大简化了硬件设计，提高了硬件电路的稳定性。STM320F2812 输出的三路互补 PWM 信号经过信号处理后送入 HIN1/LIN1，HIN2/LIN2 和 HIN3/LIN3 引脚，控制三相 H 桥臂上功率管按时序轮流导通，实现对直流母线电压 V_+ 进行斩波调制，经 U、V、W 三相端子输出，加载到永磁同步电机的定子上，驱动电机运行。FLT-EN 端子为输出的短路保护信号， V_{TH} 端子为输出的温度反馈信号。为了使内部集成的驱动芯片能正常工作，在 23 脚

与 12 脚之间需要加上一个直流电压。

3.3.2 功率驱动主要电路设计

1) 保护电路

(1) 短路保护电路

短路保护电路检测 IPM 模块的短路保护信号端(21 引脚), 当其输出电压低于阈值时, LM358 比较器的输出端输出错误信号。

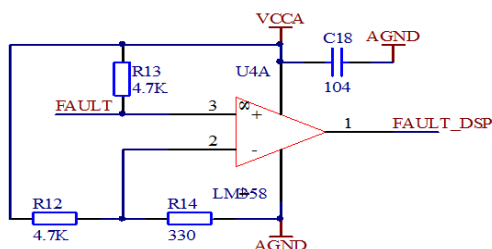


图 3.10 短路保护电路

(2) 温度反馈保护电路

系统温度过高时, 容易引起功率驱动器件的损坏, 因此需要检测温度, 并进行保护处理。温度反馈保护电路如图 3.11 所示, 该电路中同样采用了比较器 LM358, 通过调节 R17 的阻值, 可以调节温度报警的阈值。

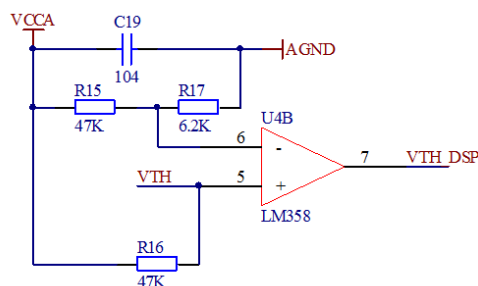


图 3.11 温度反馈保护电路

(3) 信号隔离单元

信号隔离单元分为脉冲信号隔离和模拟量信号隔离电路, 分别如图 3.12 和图 3.13 所示。

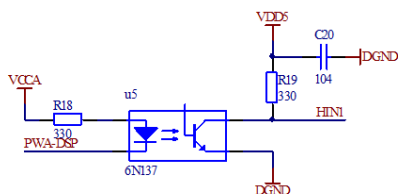


图 3.12 脉冲信号隔离电路

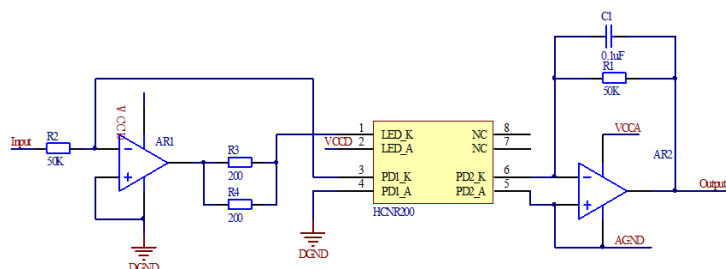


图 3.13 模拟量信号隔离

图 3.12 给出了用于脉冲信号等数字信号隔离的数字光耦电路。控制器输出的 PWM 信号(图 3.12 中 PWA-DSP)，经过高速光电耦合器 6N137 后，输出为 HIN1。使得即使 6N137 芯片的输出端出现短路，也不能将大电流传递到输入端，起到有效保护控制器电路的作用。图 3.13 给出了模拟量信号隔离电路，如图 3.13 所示，采用高速线性光耦 HCNR200 隔离控制系统与功率驱动系统的电气回路，实现对控制电路的保护。

2) 检测电路设计

(1) 相电流采集电路

霍尔传感器的输出电压与检测电流有良好的线性关系，本文采用霍尔传感器 CS010GT 检测电动机的相电流。CS010GT 应用霍尔效应开环原理检测电流，参考说明手册可知，其原边电流检测范围为-20A~+20A，使一次侧和二次侧电气完全隔离。霍尔传感器检测相电流的计算公式如下。

$$I = NI_x \tag{3.1}$$

式中，N 为霍尔传感器线圈的匝数； I_x 为 V 相或 U 相的电流。

本文利用 CS010GT 设计的电流采集处理电路图如图 3.14 所示。

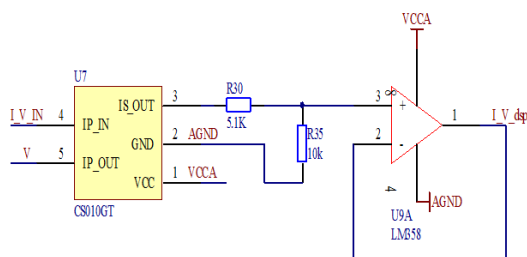


图 3.14 相电流采集电路

如图 3.14 电路图中输出值 I_V_dsp 与电流 I 的关系如图 3.15 所示。

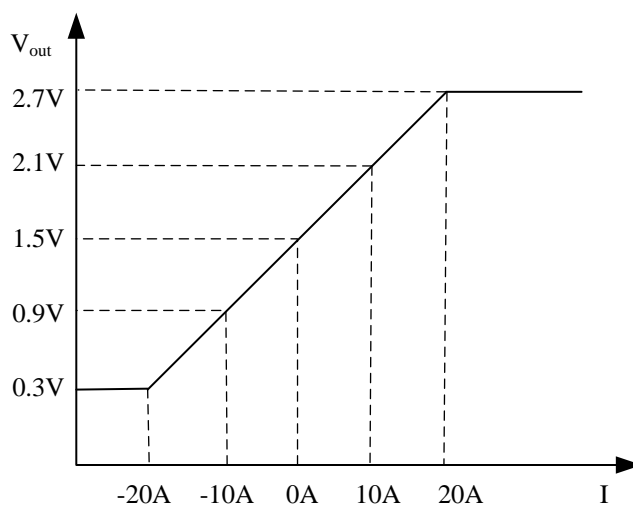


图 3.15 输出值与电流的关系

(2) 直流母线电压电流检测

实时检测主回路状态，起着确保驱动电路工作状态的重要作用。为了检测主回路的直流侧电流，采用如图 3.16 所示的串联电阻测电流的方法，主电路中串联一个 0.025 欧姆的电流检测电阻，电阻上的检测电压经 11 倍放大后，通过高速线性光耦 HCNR200 隔离和低通滤波处理后送入 DSP。线性光耦的使用可以实现控制电路与功率驱动主回路的电气隔离，保护 DSP2812 的控制电路。

根据设计的电路，主回路电流与检测信号的关系为

$$I_{dc_dsp} = 0.025 \cdot 0.11 \cdot I_{dc} + I_0 \quad (3.2)$$

其中 I_{dc_dsp} 是送入 DSP 的检测信号， I_{dc} 是主回路的电流， I_0 是母线电流为 0 时，电路输出端的值，可用万用表直接测量得到，本文采用 70mV 的经验值。

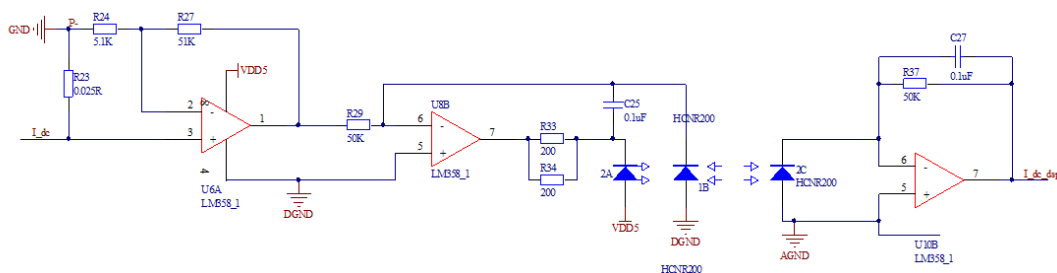


图 3.16 直流母线电流检测电路

直流母线电压采用了如图 3.17 的电阻分压测量的方法，母线电压经过电阻分压后依次经电压跟随器、光耦隔离、低通滤波处理，送入 DSP。

根据设计的电路，得到母线电压与检测电压值的关系为

$$U_{dc_dsp} = 1.2 \cdot U_{dc} / (150 + 1.2) + U_o \quad (3.3)$$

其中 U_{dc_dsp} 是送入 DSP 的检测电压值， U_{dc} 是母线电压， U_o 是母线电压为零时，电路输出端的值，一般可用万用表测量，本文采用 5mV 的经验值。

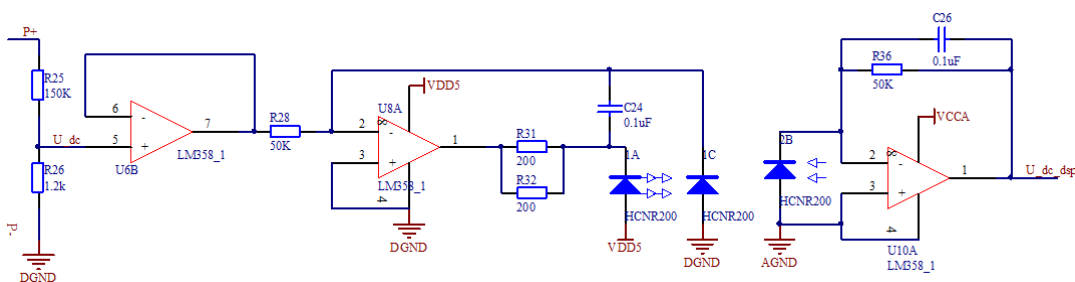


图 3.17 直流母线电压检测电路

(3) 编码器脉冲检测单元

电机的转速和转角信息需要利用安装在转子上的光电编码器测得。增量式光电编码器输出脉冲信号 A_IN, B_IN, Z_IN, 其中 A_IN 与 B_IN 是正交编码脉冲信号，即 A_IN 与 B_IN 在相位上相差 90 度，而 Z_IN 为转子每旋转一周产生的一个脉冲信号。如电路图 5.19 所示，三对差分脉冲信号经过 AM26LS32 模块进行电平转换，然后送入 DSP。

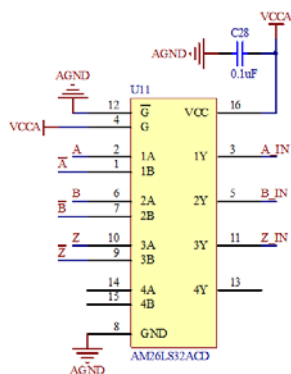


图 3.18 编码器脉冲检测单元

3.4 本章小结

本章主要介绍了永磁同步电机调速实验平台的硬件系统设计，介绍了运动控制的总体硬件结构，并介绍了 TMS320F2812 的芯片资源，在此基础上，设计了以 TMS320F2810 为核心的控制系统，并设计了其外围电路，使其稳定运行；提供了以 IRAMS06UP60B 为核心的功率驱动电路设计方案。

第四章 永磁同步电机控制算法实验设计

在硬件平台上进行永磁同步电机控制算法的实现。本章在分析 PMSM 矢量控制的基础上，应用基于模型设计的方法，以 MATLAB/Simulink 中提供的 Embedded Coder 工具箱为主要工具，搭建永磁同步电机的空间矢量控制仿真模型及代码模型，具体实现过程是以递进的方式完成 PMSM 矢量控制的递进式系统构建。

4.1 系统实验设计总体方案

调速实验设计的总体方案如图 4.1 所示。

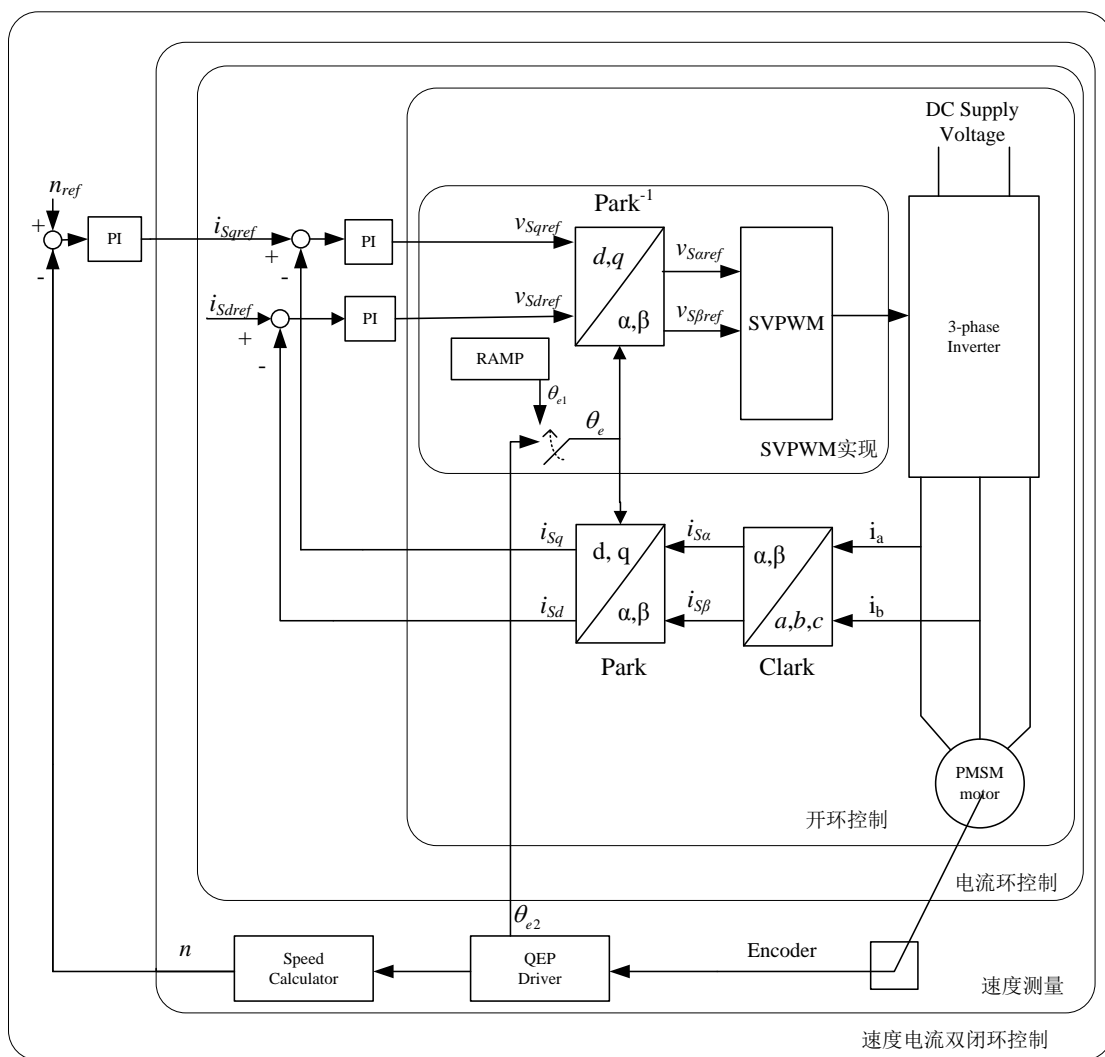


图 4.1 调速实验设计总体方案

在图 4.1 中，电流传感器测量电机三相电流中的两相电流 i_a , i_b ，这两相电流在三相静止坐标系中相位相差 120 度，通过 $i_a+i_b+i_c=0$ 的关系可以计算出 i_c 的值。 i_a 、 i_b 、 i_c 经过 Clarke 变换(3s/2s 变换)和 Park 变换(2s/2r 变换)后，转换为相互独立的直流分量 i_{sd} 和

i_{sq} , i_{sd} 和 i_{sq} 作为电流环的负反馈值。

QEP 电路采集电机转子上光电编码器输出的脉冲信号, 测量电机旋转的机械角度, 并将其转换为电角度 θ_{e2} 和反馈转速 n 。在同步电机中, 转子速度等于磁通速度, 所以测量到电角度 θ_{e2} 也就得到了磁通位置, 因此, 以电角度 θ_{e2} 作为 Park 变换和反 Park 变换的输入值, 反馈转速 n 作为速度环的负反馈值。

外环的速度 PI 控制器以给定转速 n_{ref} 与反馈转速 n 的偏差量作为输入, 为了使偏差为零, 经过计算输出期望的转矩电流值 i_{sqref} 并送入内环作为给定值。内环的电流 PI 控制器以转矩电流值 i_{sqref} 与 i_{sq} 的偏差、磁场电流值 i_{sdref} 与 i_{sd} 的偏差作为输入值, 为了反馈电流能跟随给定值, 经过计算得到 dq 坐标系下需要的参考值 V_{sqref} 和 V_{sdref} 。其值再利用 Park 逆变换得到 $\alpha\beta$ 坐标系下的 V_{saref} 和 V_{sbref} , 经过第二章介绍的 SVPWM 调制技术, 得到六路 PWM 脉冲信号占空比, 生成 PWM 波控制三相桥来驱动永磁同步电机运行。

根据上述分析, 整个控制系统包含了 SVPWM 调制技术的数字实现、电流的采集、电流矢量的坐标变换、转子电角度和转速计算、速度 PI 控制以及电流 PI 控制。若以传统的流程实现控制算法, 过程较为复杂。为了降低矢量控制算法实现的复杂度, 把整个控制算法按照由简及繁、由局部到整体的方式划分为 SVPWM 算法验证、PMSM 开环控制, PMSM 电流闭环控制, PMSM 速度测量, PMSM 速度电流双闭环控制五个部分, 从而逐步完成算法的实现。其实现过程类似积木搭建, 采用模型设计的方法, 可以在纯仿真的环境下持续地测试与验证算法, 减少由于算法的错误对硬件平台的损害, 降低了开发成本^[31], 并且可以利用代码生成工具, 自动生成可直接在控制器中运行的代码, 提高了开发效率。

借助 MATLAB 提供的工具, 可以实现永磁同步电机矢量控制算法模型的搭建。基于 MATLAB 环境的模型设计的完整开发流程如图 4.2 所示, 整个流程基于 DO-178B 工业验证标准, 该标准已广泛应用于飞机和汽车领域, 有着高安全和高要求等特征。MATLAB 环境下, 基于模型设计开发流程主要包含如下几个环节:

- 建立可执行的技术规范
- 浮点模型
- 需求与模型间的双向跟踪
- Model Advisor 检查
- 模型验证
- 定点模型

- 软件在环测试(SIL)
- 处理器在环测试(PIL)
- 代码与模型间的双向跟踪
- 代码优化
- 生成产品级代码

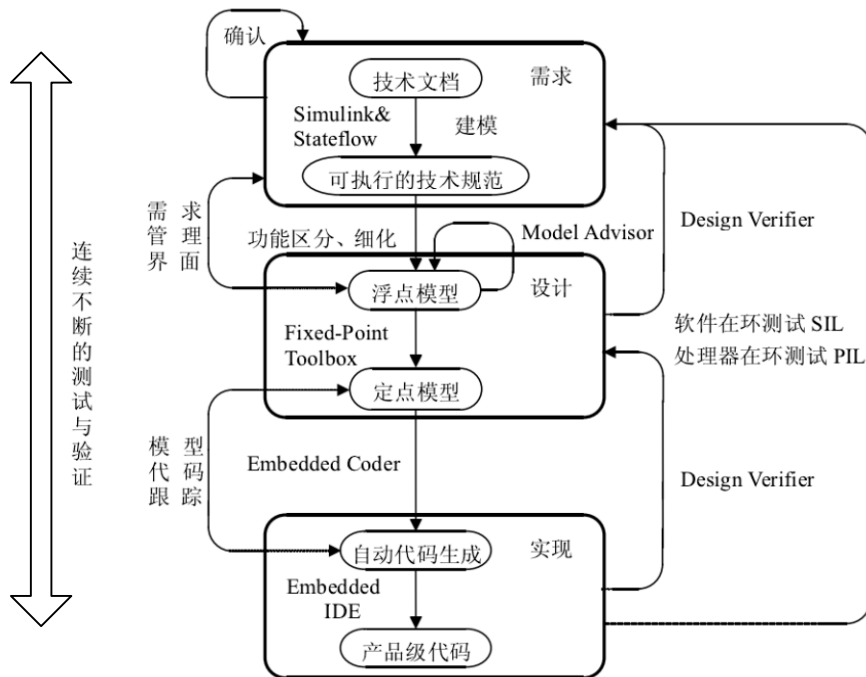


图 4.2 基于模型设计开发流程

需要说明的是，由于软件开发的层次和要求不同，并非以上的每个环节都是必需的，根据设计的难易程度和实际的硬件条件，可跳过某些环节或循环测试某些环节，从而达到开发要求。基于模型的设计不同于传统设计的串联开发方法，提供了开放、统一的平台，使各个设计阶段都可并列运行，而通过模型的验证与测试可将各个设计阶段有机联系起来。

本文采用 MATLAB/Simulink 中提供的 Embedded Coder 工具箱搭建永磁同步电机的矢量控制的模型。

4.2 Embedded Coder 简介

Embedded Coder 中的 DMC 库、IQmath 库和 C 2000 库是 MathWorks 公司与 TI 公司在 Simulink 环境下联合开发的。Embedded Coder 结合了 RTW、Embedded IDE Link 和 Target Support Package 等自动代码生成技术的相关功能，能够快速生成紧凑的 C 或 C++ 代码，直接应用于嵌入式微处理器，加速嵌入式系统项目开发的快速原型设计。

(1). DMC 简介

DMC (Digital Motor Control Library) 包含了进行交流电机矢量控制的主要模块,方便搭建电机控制算法。主要包括用于坐标变换的 Clarke 模块、Park 模块和 Ipark 模块、PID 模块、斜坡控制模块 RampCntl、斜坡生成模块 RampGen 和用于 SVPWM 调制数字实现的 SVGenDQ 模块。

以上模块均采用定点 IQ 格式的数据,为便于实际的电机开发,DMC 库各模块的数据输入输出都进行了归一化处理,如以角度 0 到 1 代表 0 度到 360 度。通过这种标准化的数据接口,使得开发人员能够更好地专注于程序的集成开发,不会花费大量精力在各种不同输入量数值范围。

(2). IQ Math 库简介

TMS320C28x 是 TI 公司提供的定点处理器,需要采用 IQmath 库的函数将浮点算法无缝地转成运行在 DSP2812 上的定点算法运行代码,提高代码的运行速度。

对于 32 位的 DSP2812 来说,采用的是 32 位 IQ 数定标方法。IQ 数有整数部分 I、小数部分 Q 以及一位符号位构成,共 32 位,如 Q17,表示该数字具有 17 位小数部分,中间 14 位表示整数,还有最高一位是符号位,为 1 表示负数,0 表示正数。Q17 的精度为 2^{-17} ,为 0.000 007 629,大小范围 $-2^{14} \sim (2^{14} - 2^{-17})$,为 -16384~16383.999 992 371。可以看出 IQ 数精度和数值范围是不可兼得的,当 Q 值变大时,虽然精度很高,但能表示的数的最大值相应的变小。若用二进制码表示浮点数,IQ 数也就是在原来浮点数的基础上利用左移 Q 位将数扩大 2^Q 倍,只保留整数部分,利用这个扩大后的整数代替浮点数进行运算,方便提高在定点处理器中的运算速度。

IQmath 库函数包含有如 IQN、IQNtoF、IQNtoIQX 等格式转换函数; IQsin、IQcos 等三角函数以及如 IQsqrt、IQabs 等其他函数。

(3). C281x 库简介

MathWorks 公司为了加快和简化 F2812dsp 的开发,把几乎所有的外设单元都写成了 simulink 模块,以取代手工编写底层驱动代码。在某些项目中,可以不用手写一行代码便可以完成整个项目的开发。基于模型设计的 DSP2812 开发,关键就是正确设置和使用这些底层驱动模块。

4.3 PMSM 矢量控制的递进式系统构建

4.3.1 SVPWM 算法实现

搭建 SVPWM 算法模型,以验证空间矢量控制算法的功能,确保其产生正确的 PWM

波形。SVPWM 算法验证阶段仅与控制系统有关，因此仅用到 TMS320F2812 控制板，不需要加入功率驱动板和电机。

(1) 搭建仿真模型

利用 DMC 模块库搭建的 SVPWM 算法仿真模型如图 4.3 所示。

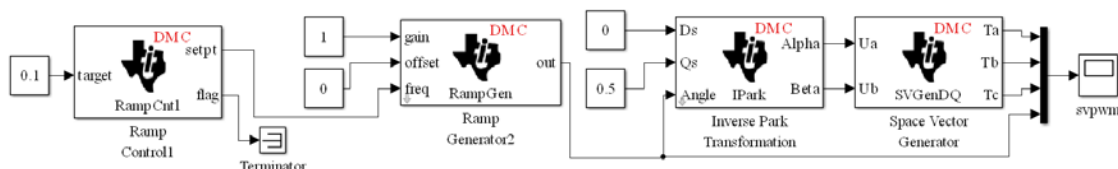


图 4.3 SVPWM 算法仿真模型

系统工作原理：通过斜坡控制器模块(RampCntl)和斜坡生成模块(RampGen)模拟出电机转子磁通位置 angle；angle 和给定 iq 和 id 值送入到反 park 模块(IPark)得到两相静止坐标系下的 Alpha 和 Beta；IPark 模块的输出值送入空间矢量生成模块(SVGenDQ)，空间矢量生成模块输出 PWM 的占空比信号。

在设置中，设置算法的仿真离散步长保持为 T_s ，取 $T_s=5e^{-5}s$ ；设定斜坡控制器模块(RampCntl)的目标值为 0.1，斜坡的最大延迟步为 20 步，因为调整的固定步长为 0.0000305，则可以计算出斜坡延迟时间约为 $0.1/0.0000305 \cdot T_s \cdot 20=3.28s$ ；斜坡生成模块(RampGen)的最大步进角为 0.01，则可以计算出斜坡信号稳定后周期为 $0.1 \cdot 0.01 / T_s = 20\text{HZ}$ 。仿真时间设置为 0.25s。

(2) 仿真结果与分析

仿真后测量斜坡信号和 SVPWM 模块产生的 PWM 占空比如图 4.4 所示。

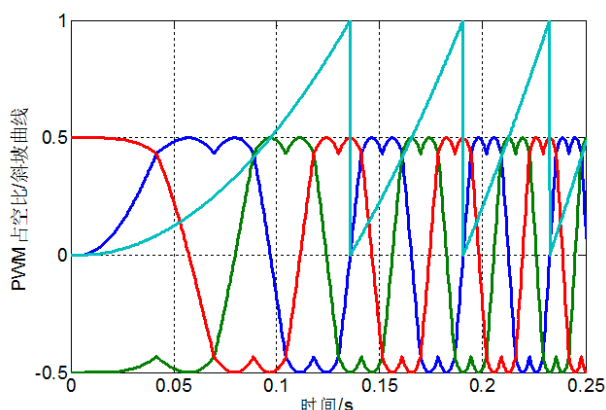


图 4.4 SVPWM 算法的仿真结果

图中可以看出斜坡信号的频率与 PWM 占空比频率相同。斜坡信号的周期逐渐缩短，

PWM 占空比 T_a 、 T_b 、 T_c 波形为马鞍波，与预想的结果相同。

(3) 代码模型的搭建

搭建代码模型是在 SVPWM 算法仿真模型的基础上增加 PWM 的外围 PWM 驱动模块和选择控制芯片的 Target Preferences 模块。搭建的模型如图 4.5 所示

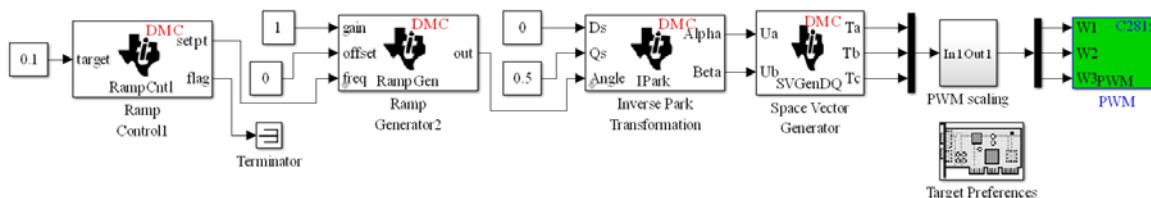


图 4.5 SVPWM 算法代码模型

图 4.5 中 PWM scaling 模块的主要作用是保证 PWM 占空比能从 0 到 100% 范围内变化。PWM 模块具体设置如下：

事件管理器 A：设置 Timer 使 PWM 频率为 20KHz；

六路 PWM 输出 Outputs：pwm1、pwm3、pwm5 输出低电平有效，其他三路输出为高电平有效；

死区时间：为了防止上下桥臂同时导通造成逆变器损坏，设置了 15 个时钟周期的死区时间；

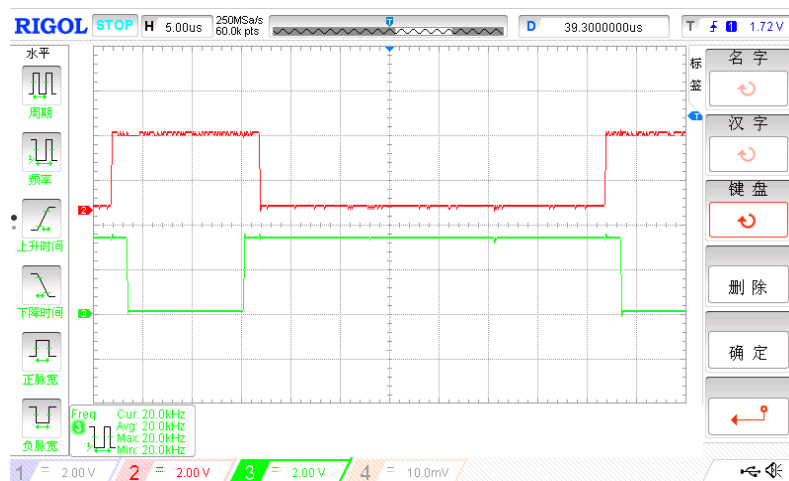
ADC Control：设置 ADC 转换的触发方式为计数器下溢触发。

Target Preferences 模块的设置主要有 board：选择处理器为 F2812，时钟频率为 150MHZ。更加详细的设置说明，可以参考 MATLAB 的相关模块的 help 文档。

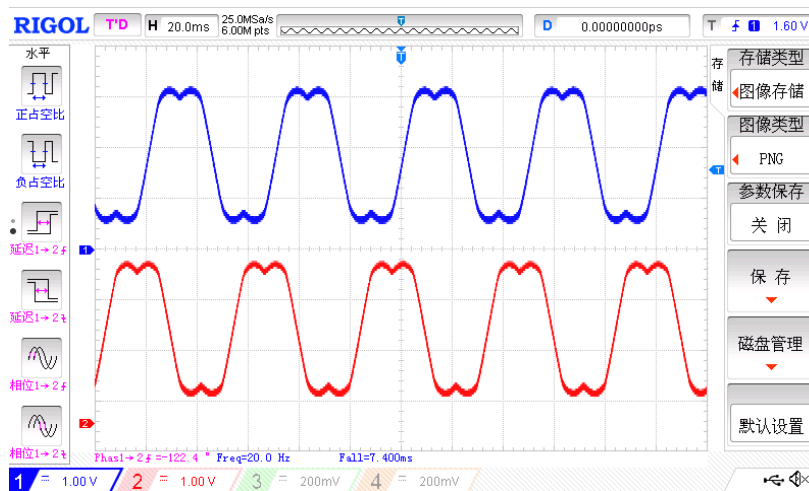
(4) 测试结果与分析

使用示波器直接测量 PWM1 和 PWM2 的输出波形，如图 4.6(a)所示；使用示波器测量经过 RC 低通滤波器（截止频率为 8KHZ）的 PWM1 和 PWM3 的输出波形，如图 4.6(b)所示。

在图 4.6(a)中可以看出 PWM1 和 PWM2 波形频率为 20KHZ, PWM1 和 PWM2 波形互补，并且存在一定的死区时间；PWM1 和 PWM3 经过 RC 低通滤波器得到马鞍形波，如图 4.6(b)所示，PWM1 超前 PWM3 波形大约 120 度，马鞍形波的频率为 20HZ，与设置的斜坡频率相同，与仿真结果一致。



(a) PWM1和PWM2对比图



(b) PWM1和PWM3经过低通滤波波形对比图

图 4.6 SVPWM 算法测试结果

4.3.2 开环控制

在上一节基础上搭建永磁同步电机开环控制模型，验证电流反馈回路的功能。通过 DSP2812 的 ADC 模块能采集电流传感器信号，并对电流矢量进行 Clark 变换和 Park 变换，得到 dq 轴下的直流分量。在代码模型验证系统中需要 DSP2812 控制板、功率驱动板以及永磁同步电机。

(1) 仿真模型的搭建

在 SVPWM 算法仿真模型的基础上，增添逆变器模型(Inverter)、PMSM 模型以及用于对电流矢量进行坐标变换的 clark 模块和 Park 模块，搭建 PMSM 开环控制仿真模型如图 4.7 所示。

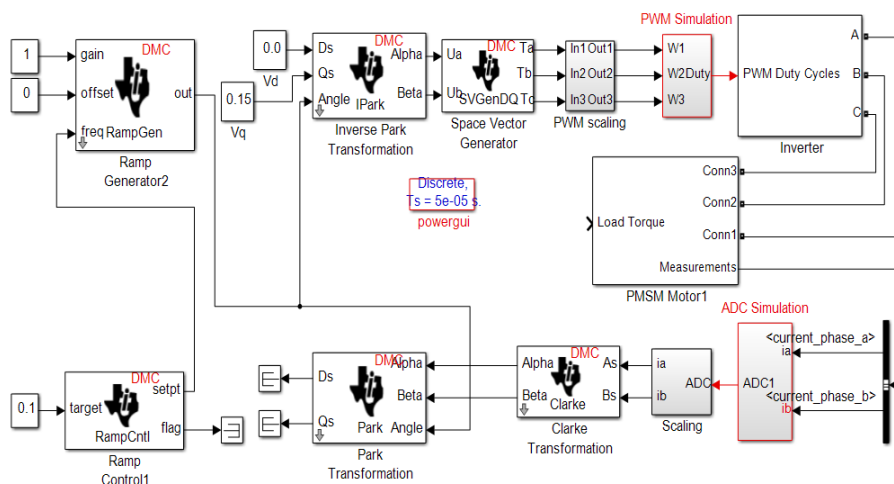


图 4.7 PMSM 开环控制仿真模型

由于 SimPowerSystems 库中提供了电力电子和电气传动中大量常用的基本器件和电机模型，简单的配置就可以使用，可以方便快捷的实现电力系统、电力电子和电机的仿真，省去了手工搭建数学模型的麻烦，因此，逆变器模型和 PMSM 模型直接使用 SimPowerSystems 模块库中的模型。

在系统设置中，根据实际电机的参数来设置永磁同步电机模型和逆变器的参数。参数设置如下：

电机模型：额定转矩为 0.2Nm，额定转速为 3000rpm，极对数为 4，定子电阻为 0.89ohm，交直流电感为 0.62mh；

逆变器模型：额定电压为 24V。

设置仿真为离散仿真，保持时间 T_s 为离散步长，取 $T_s=5e^{-5}s$ 。

(2) 仿真结果与分析

仿真中测量电机模型的 A 相、B 相电流以及斜坡波形，如图 4.8 (a)所示，测量经过 Clarke、Park 变换后的 dq 轴反馈电流仿真波形，如图 4.8(b)所示。

图 4.8(a)中可以看出斜坡频率与 AB 相电流频率相同；图 4.8(b)中可以看出 dq 轴反馈电流最后变为一个与时间无关的常值，其大小约为 0.15 和 0.3。这与图 4.7 中设置值 (vq 为 0.15，vd 为 0)不相等，这是由于开环控制，造成电流不可控。

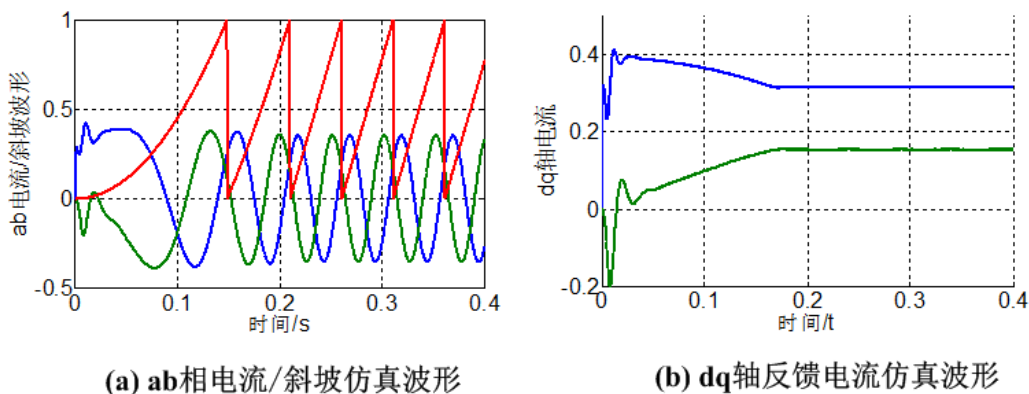


图 4.8 PMSM 开环控制仿真结果

(3) 代码模型的搭建

根据仿真模型搭建代码模型，添加外设 PWM 驱动模块和 ADC 驱动模块以及选择控制芯片的 Target Preferences 模块，搭建的模型如图 4.9 所示。

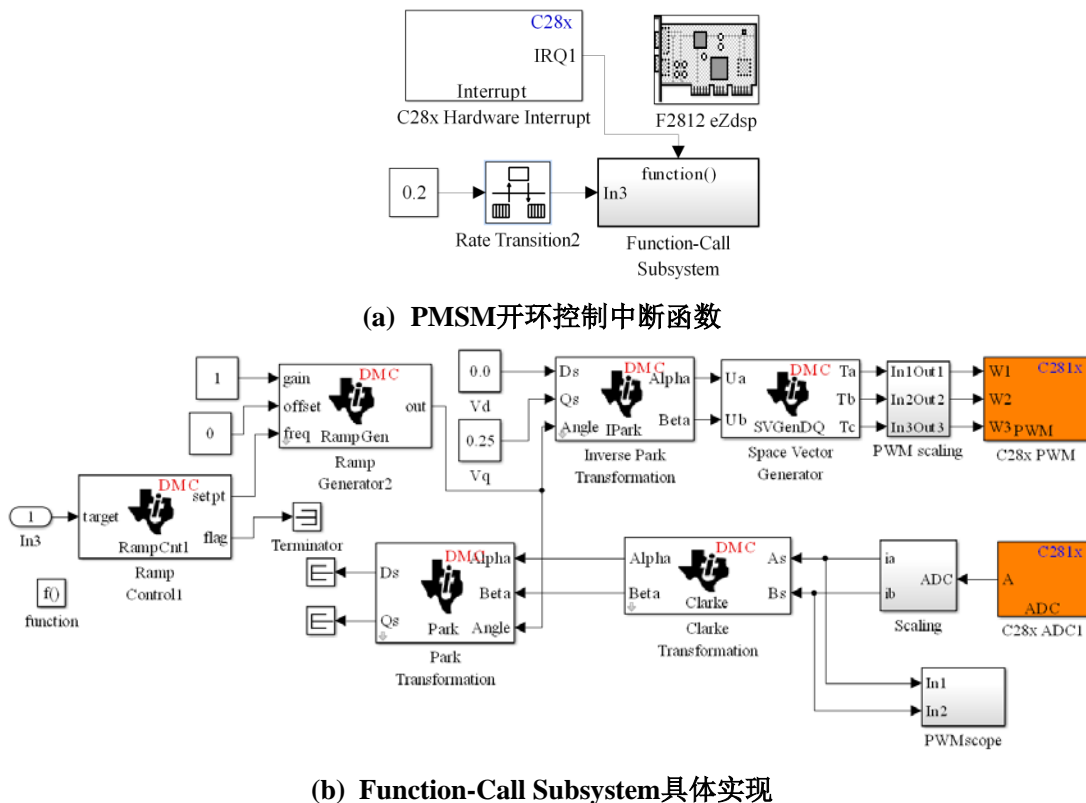


图 4.9 PMSM 开环控制代码模型

图 4.9(a)中主要对 ADC 模块和 C28X Hardware Interrupt 模块进行设置。

ADC 模块主要设置如下：

ADC 采样频率设为 20KHZ；

ADC control 部分：设置使用事件管理器 A 的下溢中断触发；ADC 转换，数据类型

选择 uint16，选择 post interrupt at the end of conversion，即开启 ADC 转换中断；

Input Channel 部分：与实际硬件电路对应，选择三路 ADC 通道，用转换通道 ADCINA0、ADCINA1 分别采集 A 相电流、B 相电流。

C28X Hardware Interrupt 模块用于外设中断的设置，在 ADC 采样完成后触发中断，在中断中进行电流的 Clarke 和 Park 变换。其主要设置如下：查询 F2812 中断向量表后，设置外部中断的 CPU 中断向量号为 1,PIE 中断向量号为 6。

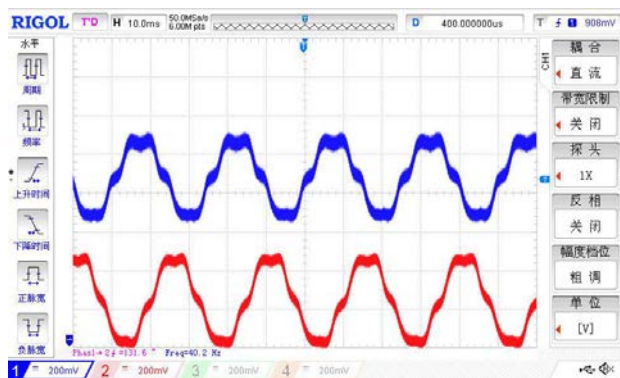
因为外部采样速率与 Function call 内部采样速率不一致，所以需要 Rate Transition 模块进行异步采样协调。

图 4.9(b)中 PWM 模块的设置同上一节中图 4.5 设置完全一样。PWMscope 模块是利用 PWM7 和 PWM9 作为载波，测量反馈电流经过坐标变换后的值。在 PWMscope 中输入量变化范围为-1.0 到 1.0 时候，其对应电压变化范围为 0 到 3.3V。

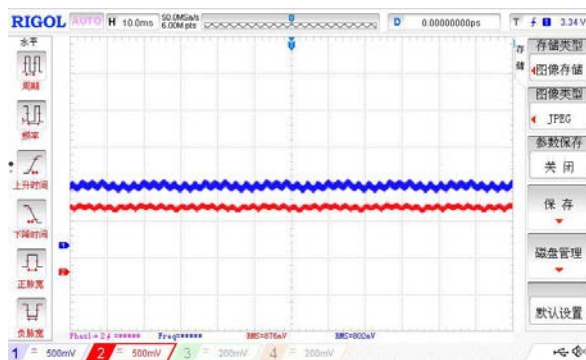
AD 采样由于电路设计的原因，电流零偏置值不会完全等于理想值，这与仿真模型是不同的，需要进行标定调节，具体过程是当给定 I_d 与 I_q 都为 0 时候，通过观测 AB 相电流的值，将其设定为相应电流零偏置。

(4) 测试结果与分析

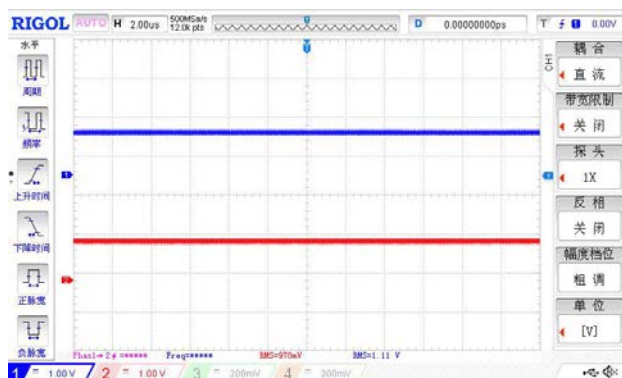
利用示波器测量 AB 相电流波形，如图 4.10(a)所示；利用 PWM7 和 PWM9 经过低通滤波测量 dq 轴电流波形，如图 4.10(b)(c)所示。



(a) AB相电流



(b) 电流零偏置未调整时, dq轴反馈电流



(c) 电流零偏置调整后, dq 轴反馈电流

图 4.10 PMSM 开环控制测试结果

在图 4.10(a)中可以看出采样的 A 相和 B 相电流值的波形, 不如仿真波形一样平滑, 波形失真严重, 这是由于在低速时候, 齿槽转矩的影响造成的。在图 4.10(b)中, 经过 park 变换后的 dq 轴电流不是一个绝对的直流量, 电流波形比较大, 这是由于电流零偏置未做调整, 采样电流的波形正负半波没有完全对称。在图 4.10(c)中可得, 当调整好电流零偏置后, dq 轴的电流波形接近为一个直流量。开环控制下, 电机运行良好, 表明开环控制设计合理。

4.3.3 电流环控制

搭建永磁同步电机电流环 PI 控制模型, 使反馈电流值跟踪给定电流值。在上一小节的基础上添加 PID 控制电流环。

(1) 仿真模型的搭建

在上一小节的基础上增加了 PID 模块, 搭建 PMSM 的仿真模型如图 4.11 所示。

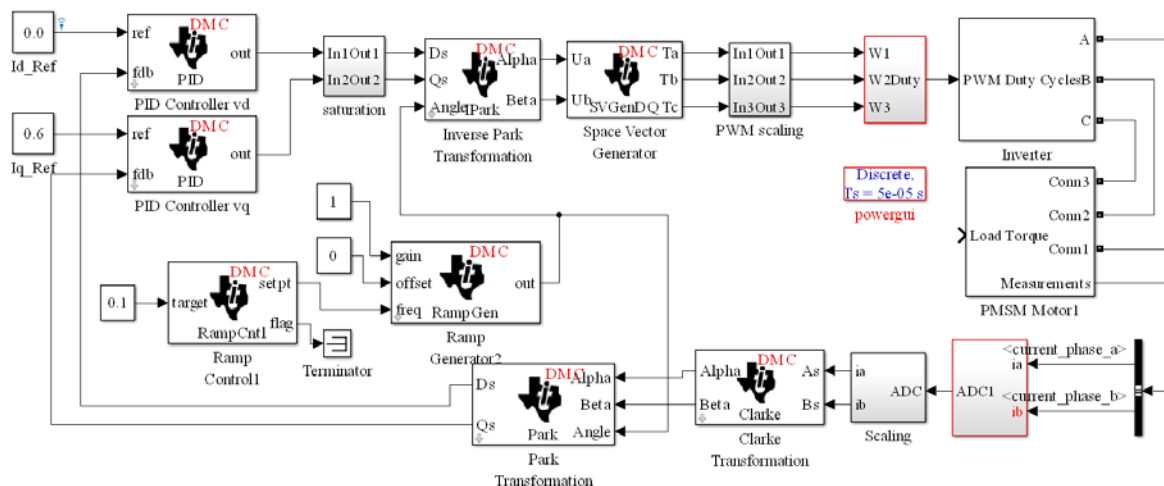


图 4.11 PMSM 电流环 PID 控制仿真模型

在 PMSM 开环控制中已经正确采集了 A、B 相电流，并且已通过坐标变换得到了 dq 轴直流分量。在图 4.7 仿真模型基础上加入 PID 模块分别控制两相电流，使得反馈电流跟踪给定电流。

PID 参数调节如下，参数调节采用实验试凑法，具体参考网上 PID 参数调节口诀首先调节比例参数使得能减小误差，直到出现震荡，然后减小比例参数到 50%左右调节积分参数，不断观测输出波形，直到最佳，最后加微分系数。

(2) 仿真结果与分析

仿真中测量电机 A、B 相电流以及斜坡信号，如图 4.12 (a)所示；测量经过 Park 变换后的 dq 轴电流仿真波形，如图 4.12(b)所示。

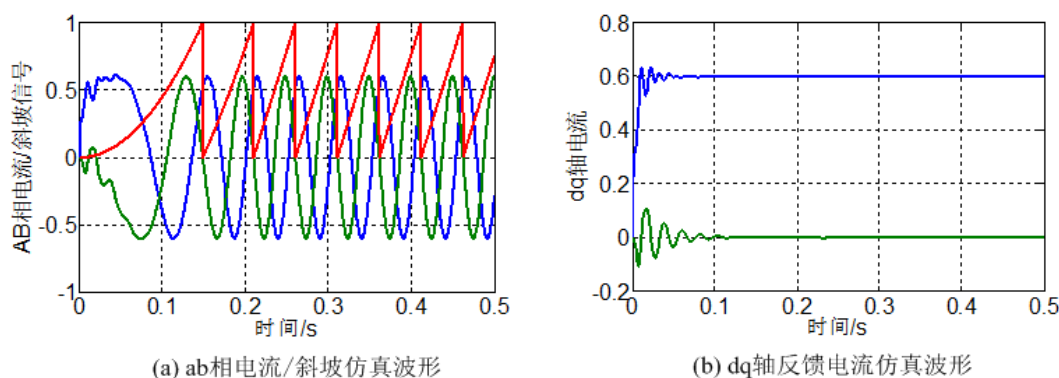


图 4.12 PMSM 电流环控制仿真结果

在图 4.12(a)中可以看出斜坡频率与 AB 相电流频率相同；图 4.12(b)中可以看出电流波形能很好的跟踪给定值，所以电流环 PI 参数可以满足需求。

(3) 代码模型的搭建

在仿真模型的基础上搭建代码模型，添加外设 PWM 驱动模块和 ADC 驱动模块。搭建的模型如图 4.13 所示。

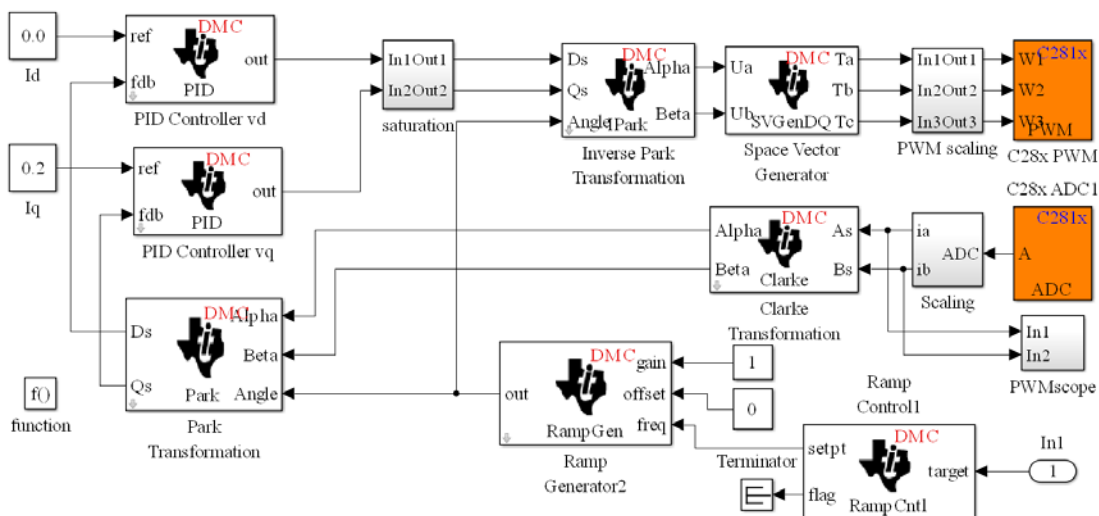
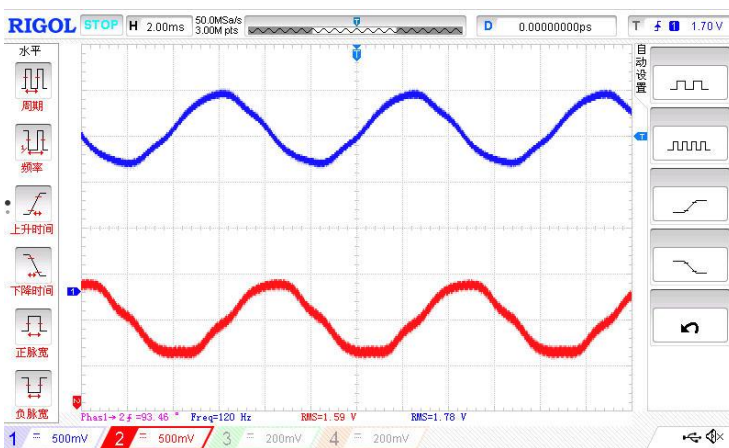


图 4.13 PMSM 电流环 PID 控制代码模型

图 4.13 中模块以及设置同上一节中图 4.9 设置相比较，除了加入的两个 PID 模块和防止饱和的 saturation 模块外，其他设置都一样。电流环 PID 模块中的参数选择同图 4.11 电流环 PID 仿真模型中 PI 参数一致。

(4) 测试结果与分析

分别用示波器测量 AB 相电流，波形如图 4.14(a)所示，给定不同的 dq 轴电流值，测量 dq 轴电流波形如图 4.14(b) (c)所示。



(a) AB 相电流波形

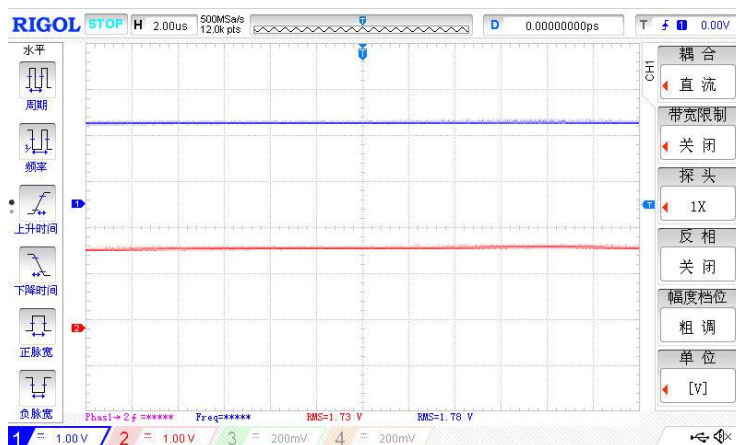
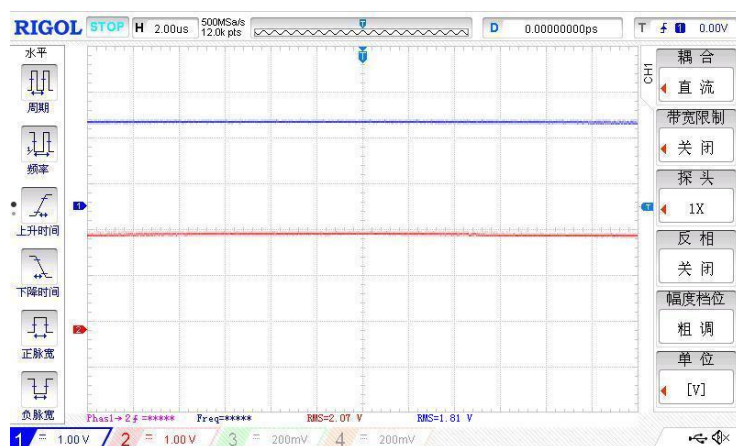
(b) 给定 $I_d=0, I_q=0$ 时, dq 轴电流波形(c) 给定 $I_d=0, I_q=0.2$ 时, dq 轴电流波形

图 4.14 PMSM 电流环 PID 控制测试结果

在图 4.14(a)可以看出, 在电机高速旋转的时候, A、B 相电流值波形接近正弦波; 在图 4.14(b)中, 当给定值 $I_q=0, I_d=0$ 时, 测量的 I_q 为 1.73V, I_d 为 1.78V; 在图 4.14(c)中, 当给定值 $I_q=0.2, I_d=0$ 时, 测量的 I_q 为 2.07V, I_d 为 1.81V。对比图 4.14(b)和图 4.14(c), dq 轴电流波形接近直流量, I_q 电压增加了 0.34V, I_d 的电压增加了 0.03v。由于 PWMscope 在输入量变化范围为-1.0 到 1.0 时候, 电压变化范围为 0 到 3.3v, 可以计算出归一化后的 I_q 为 0.206, I_d 为 0.018, 所以看出电流闭环控制后, dq 轴电流可以很好的跟踪给定电流。

以上三个阶段说明, 已经实现电流可控。电流环可以作为速度环的被控对象, 以下介绍速度环闭环控制的具体实现过程。

4.3.4 速度测量

搭建永磁同步电机速度测量模型, 验证速度反馈回路的功能。通过增量式编码器测

量 PMSM 转子的转速以及位置，并采用 DSP2812 的 QEP 模块能采集光电编码器信号，从而计算出转子转速与位置。

(1) 仿真模型的搭建

在上一小节的基础上增加电机转子角度的测量模块，搭建速度测量仿真模型如图 4.15 所示。

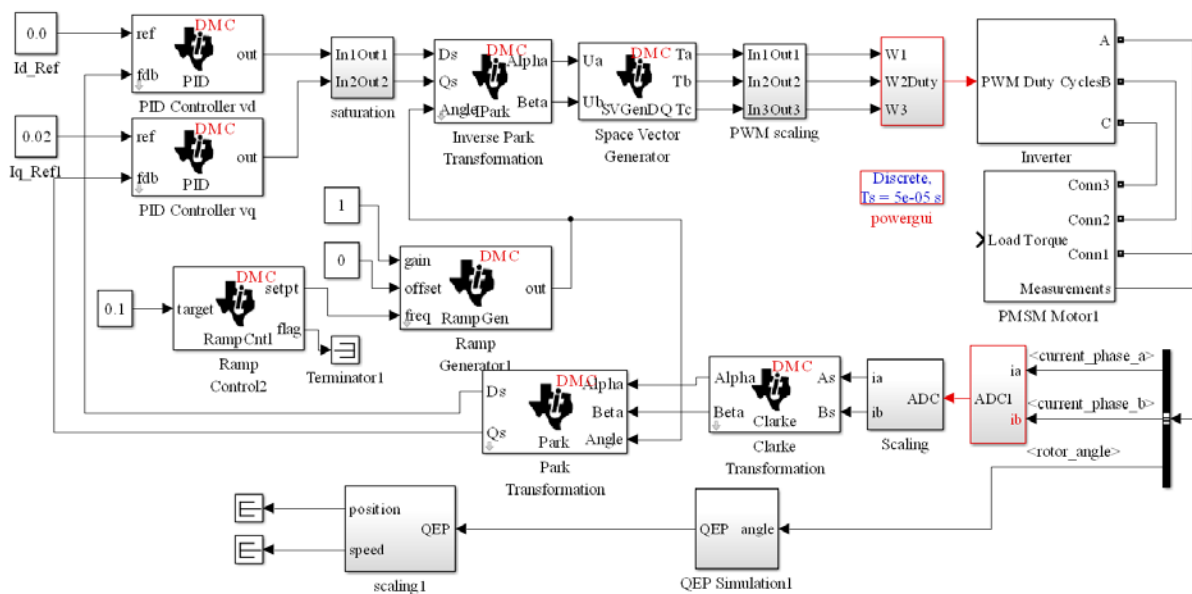


图 4.15 PMSM 速度测量仿真模型

在图 4.15 中，PMSM 电机模型输出转子角度，通过 QEP simulink 模块和 scaling 模块得到转子的电角度和转速。

(2) 仿真结果与分析

仿真测量 PMSM 模型经过计算后的输出电角度与给定斜坡波形，如图 4.16(a)所示；测量经过计算后的转子角速度与给定速度仿真波形，如图 4.16(b)所示。

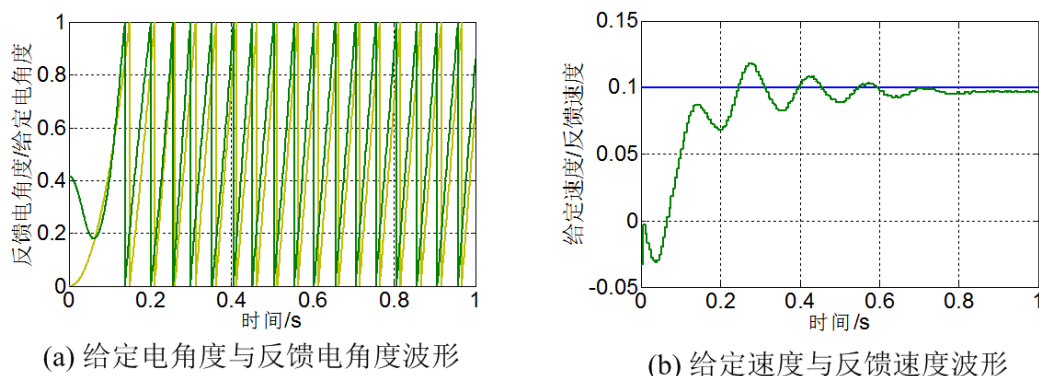


图 4.16 PMSM 速度测量仿真结果

由图 4.16(a)中可以看出通过 QEP 计算出转子的电角度与给定的电角度值相等，在相位上有一定的滞后；由图 4.16(b)中可以看出反馈速度不能迅速跟定给定速度。

(3) 代码模型的搭建

在仿真模型的基础上搭建代码模型，添加外设 QEP 驱动模块、PWM 驱动模块和 ADC 驱动模块。搭建的模型如图 4.17 所示。

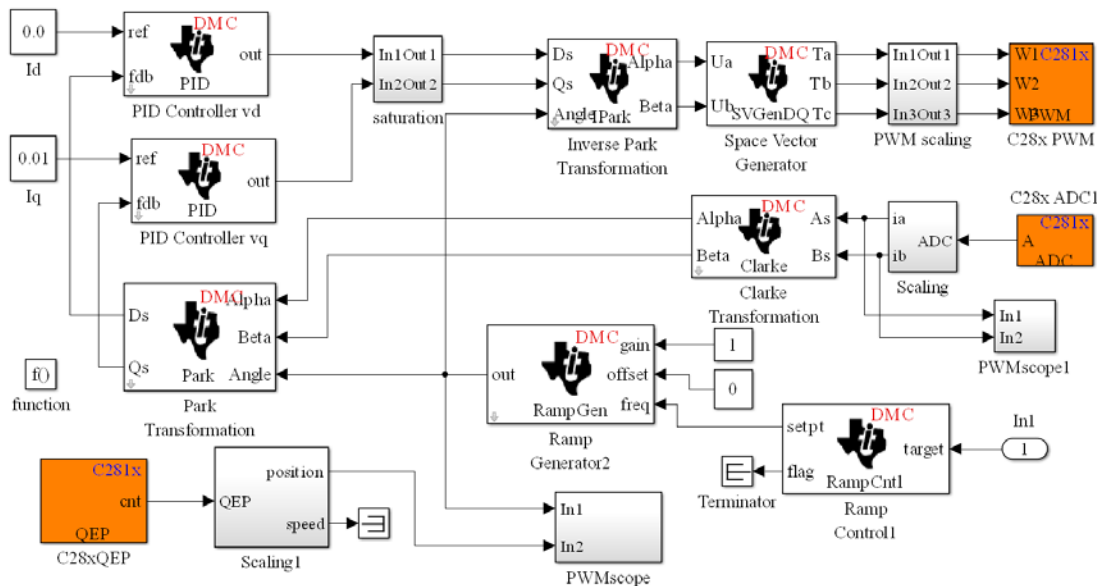


图 4.17 PMSM 速度测量代码模型

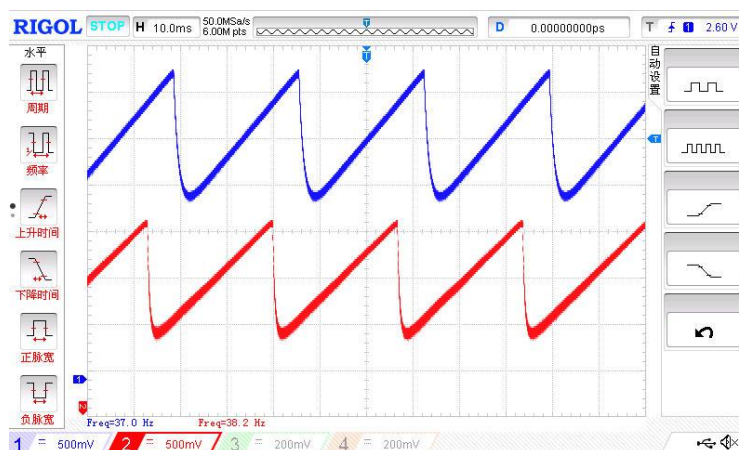
在图 4.17 中 QEP 模块设置的主要参数有：使用事件管理器 A，用作计数方式，初始值为 0，计数周期为 65535，设置速度环采样周期为 5ms。

在电动机转动之前，转子位置是未知的，为了知道转子位置，必须对转子的相位进行初始化。可以电机启动时候首先使用斜坡信号开环启动电机，当利用 QEP 的 Z 脉冲检测到电机转动后再切换到闭环控制。

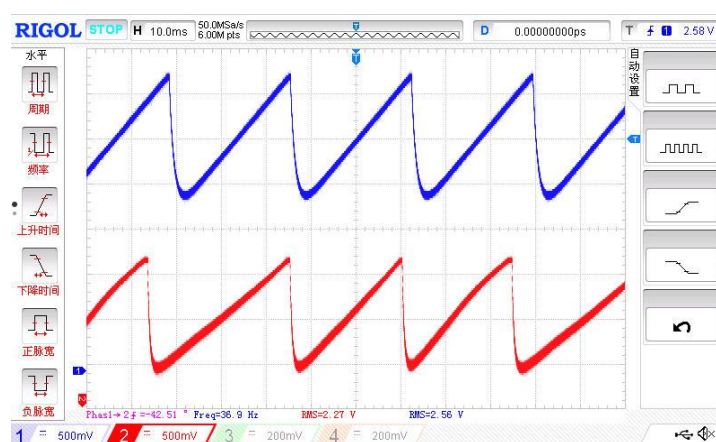
转子位置测量是在检测到 Z 脉冲后，开始利用光电编码器测量转子的位置，由于安装的不同，转子初始位置与 Z 脉冲有一个相位上的偏移量，需要做标定。通过标定后，光电编码器才能正确测量转子电角度。

(4) 测试结果与分析

利用示波器测得相位偏移量未标定前给定电角度、测量电角度波形如图 4.18(a)所示，相位偏移量标定后给定电角度、实测电角度波形图 4.18(b)所示。



(a) 相位偏移量未调整时，电角度波形



(b) 相位偏移量调整后，电角度波形

图 4.18 PMSM 速度测量测试结果

在图 4.18(a)中，上行波形为给定电角度，下行波形为测量电角度波形，可以看出给定电角度波形和测量电角度波形有一定的相位差，由图 4.18(b)可以看出，通过调整相位偏移量后，测量电角度相位稍微滞后给定电角度，验证了 QEP 测量电角度的正确性。

4.3.5 速度电流双闭环控制

搭建永磁同步电机速度电流双闭环控制模型，目的是使电机速度能快速跟踪给定速度。

(1) 搭建仿真模型

搭建 PMSM 速度电流双闭环仿真模型如图 4.19 所示。

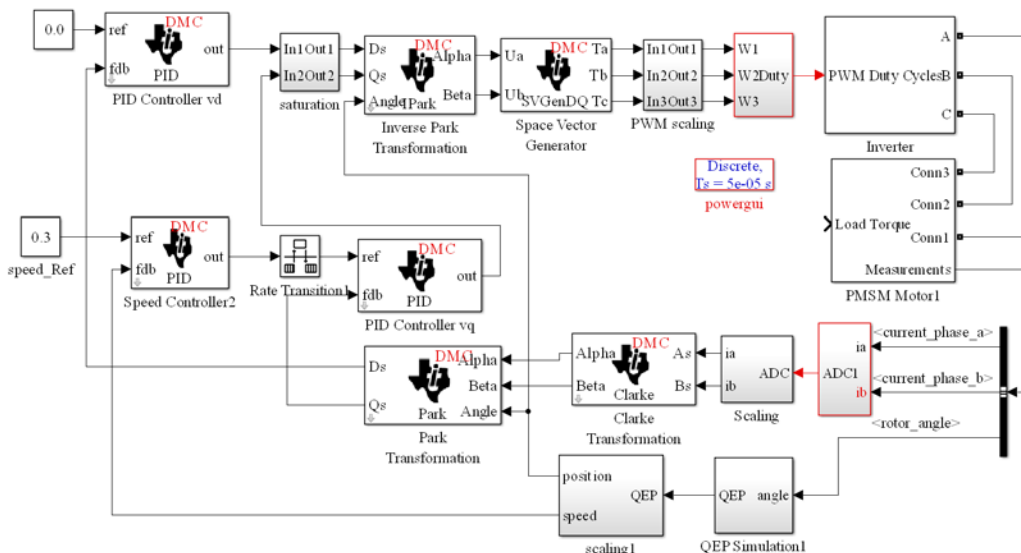


图 4.19 PMSM 速度电流双闭环仿真模型

在 PMSM 速度测量中已经正确测量电机转子的电角度和速度，在电流环控制中已经完成了电流环的 PID 闭环控制，因此速度电流双闭环控制中只需要调节速度环的 PID 参数。

(2) 仿真结果与分析

调节好参数后测量给定速度和反馈速度如图 4.20 所示。

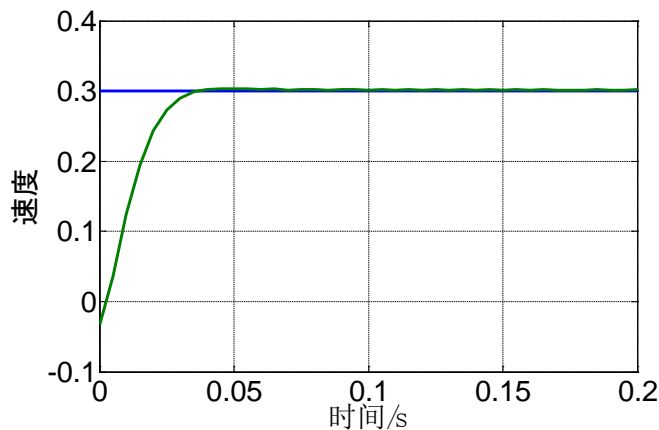
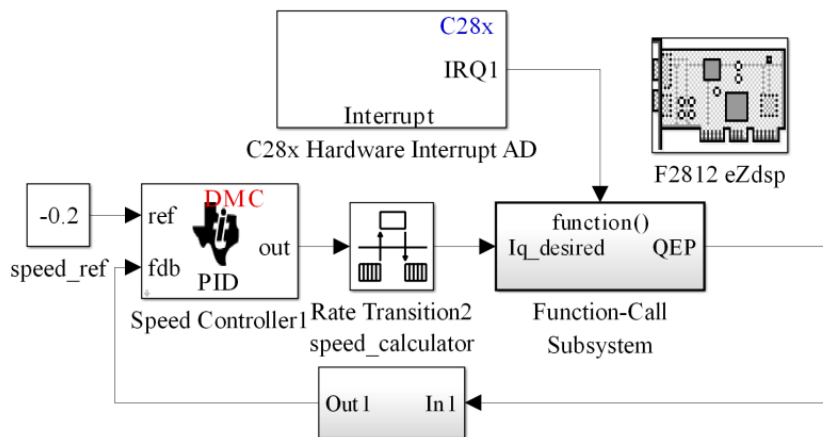


图 4.20 PMSM 速度电流双闭环速度仿真结果

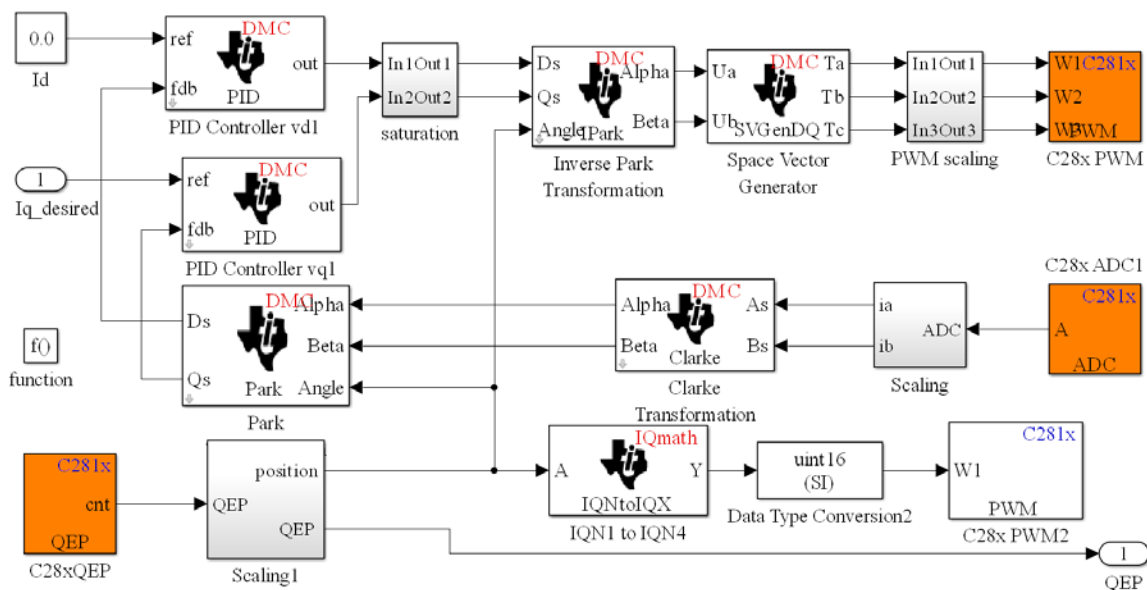
由图 4.20 可见，实际测量速度能够快速达到给定值，表明了系统的响应性能良好。

(3) 代码模型的搭建

在仿真模型的基础上搭建速度电流双闭环代码模型，设定速度环控制周期为 5ms，电流环控制周期为 50us。搭建的模型如图 4.21 所示。



(a) 中断函数



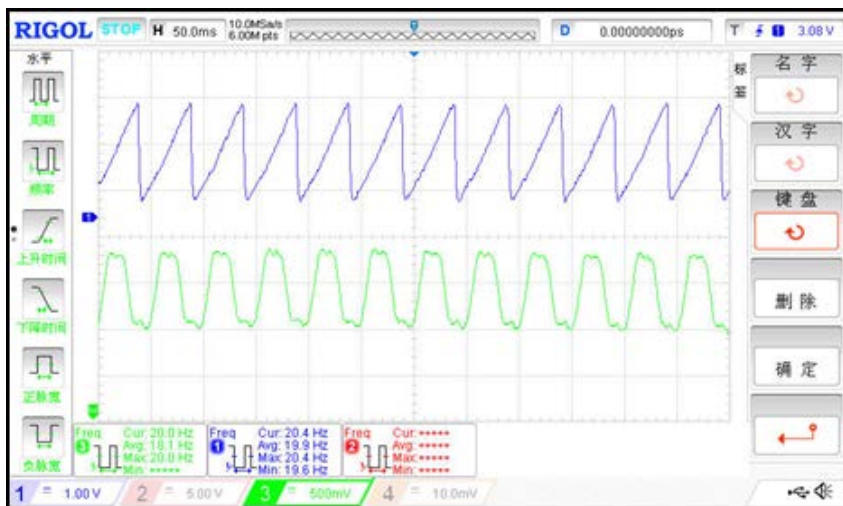
(b) Function-Call Subsystem具体实现

图 4.21 PMSM 速度电流双闭环控制代码模型

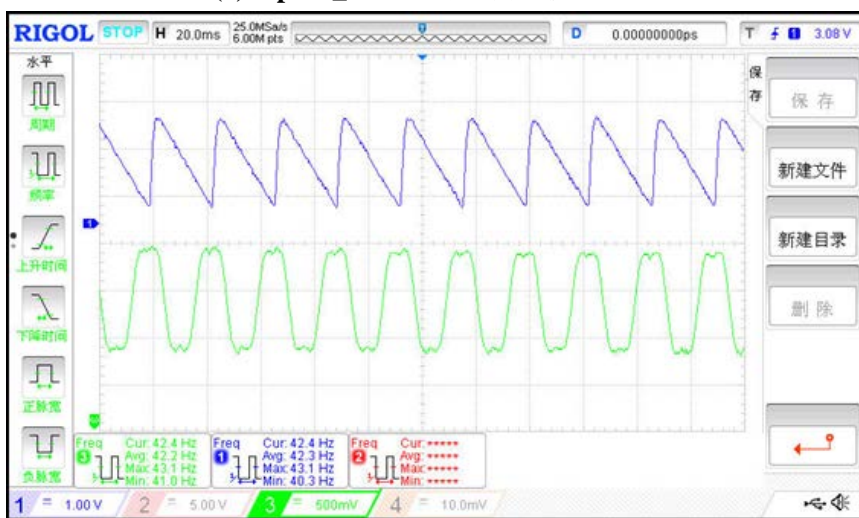
如图 4.21 所示的双闭环控制代码模型是通过在仿真模型基础上加入 QEP 模块得到的，PID 模块中的 PI 参数值和仿真模型中一致。

(4) 测试结果与分析

给定速度为 0.1 和-0.2 时，用示波器测量电角度波形如图 4.22(a)、图 4.22(b)所示。



(a) Speed_ref=0.1时，测试波形



(b) Speed_ref=-0.2时，测试波形

图 4.22 PMSM 速度电流双闭环测试结果

图 4.22(a)中电机角频率为 20HZ，归一化后为 0.1，与设定值相等(设定为 1 时电机角度达到额定频率 200HZ)。图 4.22(b)中电机角频率发生了反向，而且频率变为 40HZ，归一化后为-0.2，也等于设定值。表明速度能跟踪给定速度，控制算法是有效的。

4.4 本章小结

本章主要进行永磁同步电机控制算法实现方法的设计，采用基于模型设计的方法，依托 Embedded Coder 工具箱，搭建永磁同步电机的空间矢量控制仿真模型及代码模型，以递进的方式完成了 PMSM 矢量控制的递进式系统构建。

第五章 实验平台界面设计及平台测试结果分析

为了能更直观、系统地学习永磁同步电机矢量控制算法，本章基于 MATLAB/GUI 设计了一个基于永磁同步电机的 GUI 界面，用于对第四章中介绍的各算法实验进行测试，主要包括对仿真模型及代码模型的相关测试。

5.1 MATLAB 相关技术介绍

5.1.1 MATLAB 下的 GUI 介绍

本文是在 MATLAB 的 GUIDE (Graphical User Interface Development Environment) 环境下进行实验平台 GUI 界面设计的。GUIDE 提供了一系列用于建立 GUI 对象的工具，极大地简化了设计和建立 GUI 的过程，将系统建模、离线仿真和实时控制高度集于一体，可分别完成 GUI 图形界面布局和 GUI 编程工作。

在 MATLAB 的命令行输入 `guide` 可以启动 GUIDE。在 GUIDE 快速启动对话框中可以选择以下 4 种 GUI 样板：(1) Blank GUI: 一个空的样板，打开后编辑区域不会有任何 figure 子对象存在，必须由用户添加；(2) GUI with UIcontrols: 打开包含一些 uicontrol 对象的 GUI 编辑器，这些 GUI 对象有单位换算功能；(3) GUI with axes and Menu: 打开包含菜单栏和一些坐标轴图形对象的 GUI 编辑器，这些 GUI 对象具有数据描绘功能；(4) Modal Question Dialog: 打开一个模态对话框的编辑器，默认为一个问题对话框。

以默认的 Blank GUI 样板介绍 GUI 编辑界面，如图 5.1 所示。

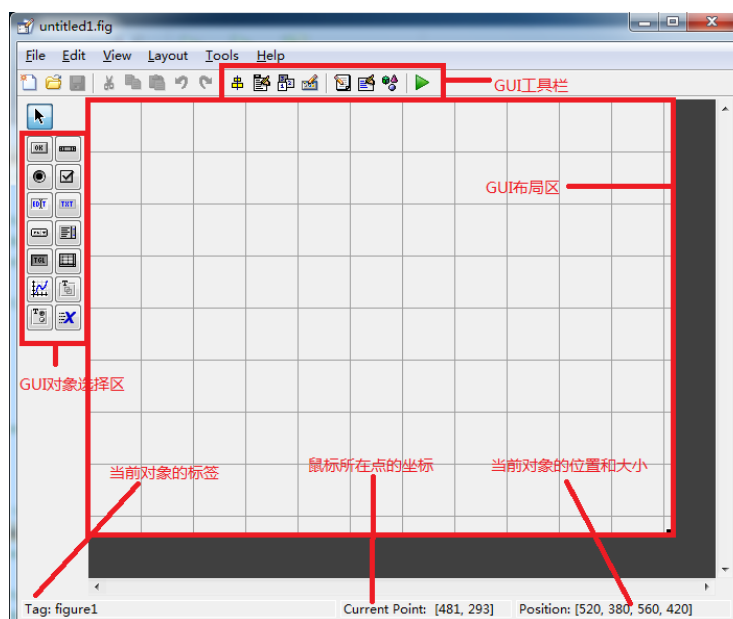


图 5.1 GUI 开发界面

如图 5.1 所示, GUI 开发界面主要包含 GUI 对象选择区, GUI 布局区, GUI 工具栏以及状态栏和菜单栏。GUI 对象选择区中包含有 UIcontrol 对象(按钮、滑动条、单选按钮、复选框、可编辑文本、静态文本标签、弹出式菜单、列表框、切换按钮)、UI 对象(面板和按钮组)、使数据观测更加直观的数据可视化处理对象(表格和坐标轴)以及使 MATLAB 界面更加美观的 ActiveX 控件。鼠标单击 GUI 对象选择区中的某个对象,便可以在 GUI 布局区绘制出该对象。鼠标双击对象则可以打开属性检查器,可查看、设置或修改对象的属性。GUI 的菜单可以通过 GUI 工具栏上的菜单编辑器进行设计。

在 GUIDE 编辑器下设计 GUI 时,要分别编辑两个文件:一个是 FIG 文件(.fig),包含了 GUI 对象的属性设置及其分布信息;另一个是 M 文件(.m),包含了控制 GUI 对象执行的回调函数。设计 GUI 的步骤为:首先进行 GUI 对象属性设置和布局,然后编辑回调函数。

5.1.2 MATLAB 的实时数据交换技术

实时数据交换(Real-Time Data Exchange, RTDX)是 MATLAB 与 CCS3.3(在较高版本的 CCS 上可以用 TCP/IP 或 UDP 替代 RTDX)交互式开发最有效的一种方式。RTDX 可以利用 JTAG 仿真器建立起计算机与 DSP 器件数据实时交换的桥梁。它可以在无需停止目标 DSP 运行的情况下实时地、连续了解目标 DSP 的运行状态^[32]。

Embedded IDE Link 中提供了多组函数对 CCS3.3 IDE 连接对象和 RTDX 连接对象的操作。如操作 CCS3.3IDE 连接对象常用的函数有可以创建连接对象 ticcs 函数;可以改变 CCS IDE 的工作路径的 cd 函数;加载文件的 open 函数以及运行目标程序的 run 函数。操作 RTDX 连接对象常用的函数有打开一个 RTDX 通道的 open 函数;使能打开 RTDX 通道的 enable 函数,从指定的 RTDX 通道中读信息的 readmsg 函数以及向指定的 RTDX 通道中写信息的 writemsg 函数等。在利用 RTDX 通道进行数据传输的时候,就需要这些函数来建立连接关系。

RTDX 数据交换的工作原理如图 5.2 所示^[33],目标 DSP 向主机发送数据必须创建一个输出通道,在目标 DSP 上,通过对 RTDX 目标机库中用户接口的调用,将发送的数据写入 RTDX 目标机库文件所定义的缓冲区中,然后通过 RTDX 数据传输函数将缓冲区中的数据通过 JTAG 送入主机;在主机上,通过 RTDX 主机库将数据存入缓冲区或 log 文件中。主机程序(如 MATLAB GUI)通过接口函数访问指定通道的数据,再经过处理以一种有意义的方式显示,供调试与分析。当目标 DSP 从主机接收数据

需要创建一个输入通道。目标 DSP 通过 RTDX 程序接口从输入通道请求数据，RTDX 库文件中的请求查询函数通过 JTAG 接口查询主机端 RTDX 缓冲区中的数据是否准备好，当主机应用程序通过函数接口将数据发送到缓冲区后，主机的数据传输函数将通过 JTAG 接口直接发送到目标 DSP 的缓冲区中^[34]。

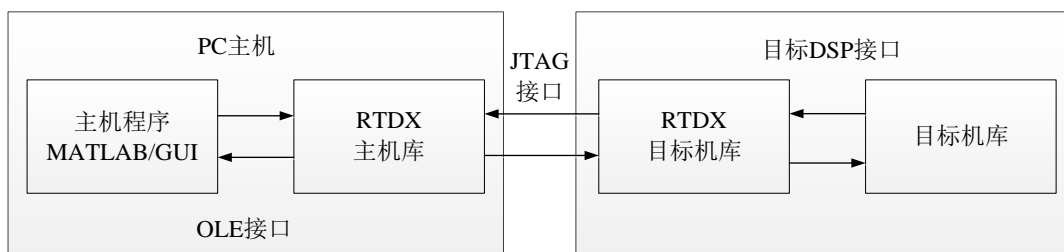


图 5.2 RTDX 数据交换原理

5.2 实验平台 GUI 界面设计

5.2.1 总体设计方案

如图 5.3 所示，整个 GUI 的设计构架由主界面、仿真界面与硬件在环界面构成。主界面是所有实验的入口，任意一个仿真界面或硬件在环界面都可以从主界面直接跳转进入；不同的算法实验拥有其对应的 GUI 仿真界面，每个仿真界面可以实现的功能主要包括：打开对应实验的 simulink 仿真模型、在界面中修改仿真参数、显示仿真结果；在硬件在环界面中，每个界面可以实现的功能主要有：建立与 DSP 硬件的通信接口，打开对应实验的 simulink 代码模型，编译下载代码到 DSP 中，在不停止程序运行的状态下修改模型参数以及显示重要数据监控结果。

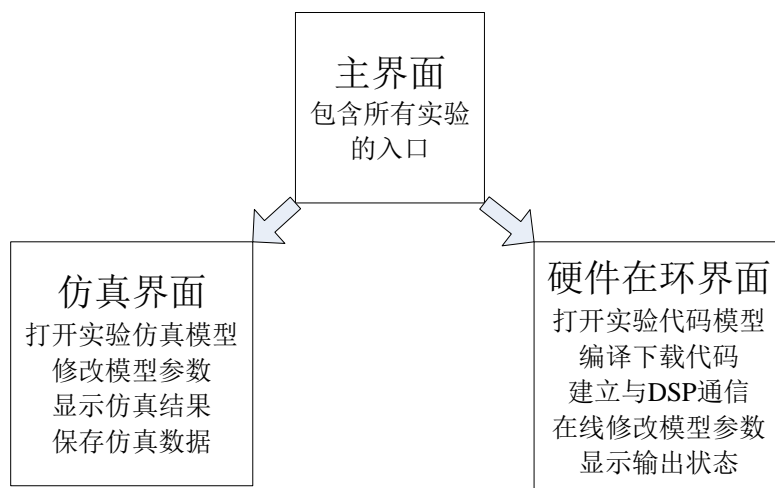


图 5.3 GUI 总体设计框图

5.2.2 主界面设计

主界面是进行所有实验的入口，是所有算法实验共用的界面，因此，主界面中应

包含所有算法实验的列表，最终设计如图 5.4 所示。在主界面中，用鼠标选中某个实验对应的选项框后，点击 OK 按钮，便可进入相应的实验界面。

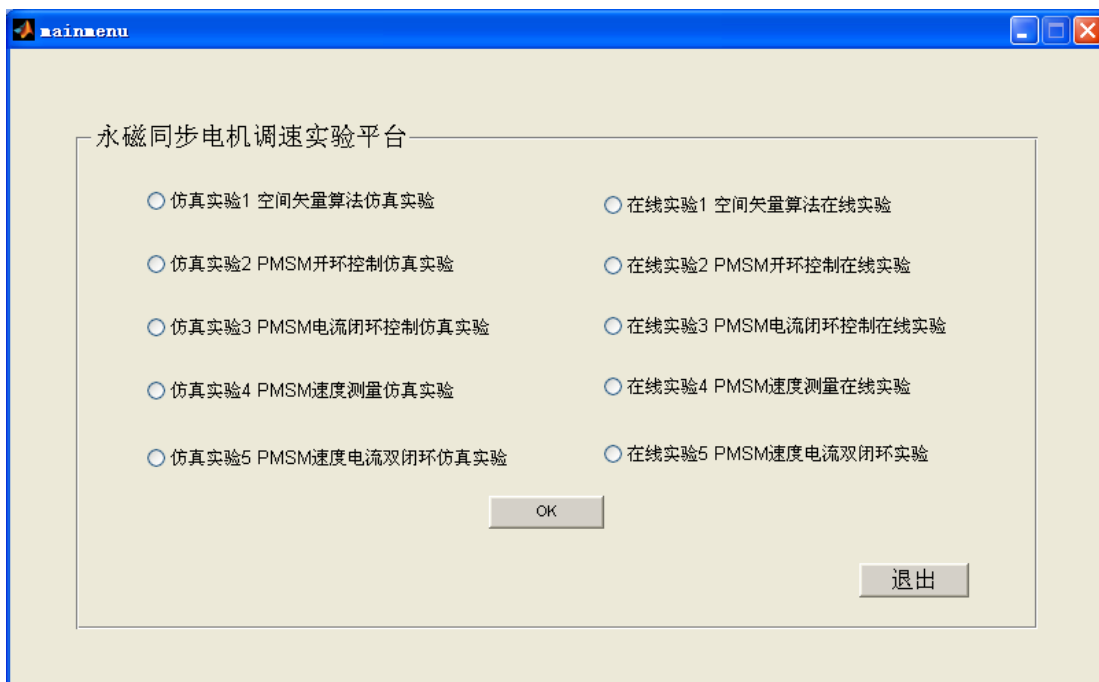


图 5.4 GUI 主界面

5.2.3 仿真界面设计

对于不同的算法实验，其对应的仿真界面也略有不同，但是，仿真界面实现的主要功能却基本相同^[35]。在此，以 PMSM 速度电流双闭环的仿真实验和在线实验界面为例进行介绍。图 5.5 为 PMSM 速度电流双闭环控制算法实验对应的仿真界面，界面包含参数配置区域和仿真结果显示区域。在该界面中，可以设定仿真模型的速度参数、修改电流环和速度环的 PID 参数、通过“打开按钮”和“关闭按钮”实现对仿真模型的深入研究以及显示速度和电流的仿真结果等。下面将主要围绕仿真界面如何控制 Simulink 仿真过程以及如何显示 Simulink 仿真结果两方面进行介绍。

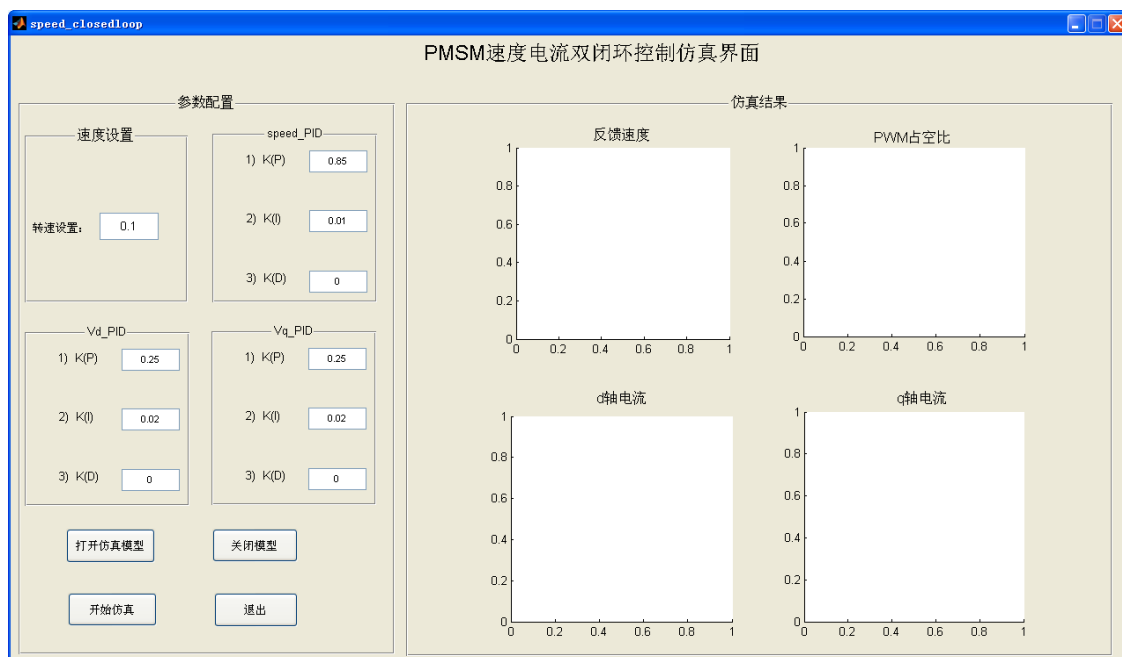


图 5.5 速度电流双闭环控制仿真界面

1) 在 GUI 中控制 simulink 仿真过程

通过改变 GUI 界面中系统的控制参数，如速度环 PID 参数，电流环 PID 参数等，可实现对 simulink 仿真过程的控制。具体实现方式如下：

(1) 通过“打开模型”按钮打开仿真模型

调用 `open_system('pmsm_level5_sim.mdl')` 函数可打开 simulink 模型。由于 simulink 模型是放在当前工作空间，因此，路径名称没有采用相对路径名称。模型打开后，可以对控制模型做进一步的了解与分析或对相关参数进行修改。

(2) 通过“关闭模型”按钮关闭仿真模型

调用 `close_system('pmsm_level5_sim.mdl')` 函数可关闭 simulink 模型。

(3) 通过“编辑框”来配置参数

调用 `get()` 函数可以得到要修改的参数值，接着通过 `str2num()` 函数将参数由字符变为数字送至相关变量并保存在工作空间。当输入的数字不符合参数设定范围时，界面会弹出如图 5.6 所示的对话框，提示请输入正确的数字。

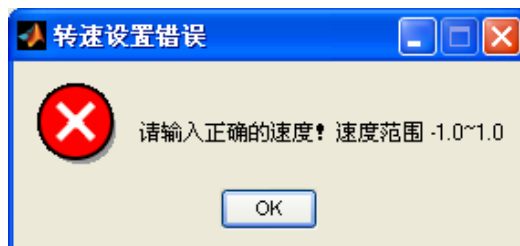


图 5.6 错误提示

(4) 通过“开始”仿真按钮实现启动仿真过程

调用 `sim('pmsm_level5_sim')` 函数可启动仿真模型，其中 `pmsm_level5_sim` 为 PMSM 速度电流双闭环控制的仿真模型名称。

2) 在 GUI 中显示 Simulink 仿真结果

通过“to Workspace”模块可将 simulink 的输出结果保存至 MATLAB 的基本工作空间，通过 `plot()` 函数则可绘制出其对应的仿真波形。

5.2.4 硬件在环界面设计

硬件在环界面，也称为电机监控界面，用于实现 MATLAB/GUI 与目标 DSP 进行通信，实时了解 DSP 的运行状况。在硬件在环界面设计中，主要应包含以下两方面内容：

(1) 给定速度参数设置

监控平台可通过参数设置界面设定系统的给定速度参数。其主要回调函数功能实现如下：通过可编辑文本框设定相应参数值，设定完成后，通过调用 `get()` 函数得到所需设置的参数值，然后通过 `str2num()` 函数将字符串转换为数字，通过“执行”按钮向相应的 RTDX 通道加载到 DSP 控制器中，实现远程实时控制功能。

(2) 使用坐标轴动态显示电机运行相关波形

坐标轴 `axes` 可以显示图形或者图像，本文利用 `axes` 来动态显示从 RTDX 通道发送来的数据，如电机转速，电流波形。本文使用背景擦除法来动态显示波形，在通过 RTDX 每接收一组数据就改变坐标系 `XData`, `YData` 值。

同样，以 PMSM 速度电流双闭环控制算法实验为例，根据上述两项设计需求，其对应的硬件在环界面最终设计如图 5.5 所示，该界面可实现打开、编译对应的 Simulink 代码模型以及速度设置与硬件运行结果的动态显示。其中，在“选择显示波形”窗口，可以通过下拉框选择需要显示的波形；在“参数配置”中，可以设定速度大小；可以通过“编译下载”按钮控制代码模型与 CCS 的连接和模型的编译下载；可以通过“运行程序”按钮控制 CCS 的程序运行；通过“停止程序”按钮控制 CCS 中程序的停止。当需要修改和查看相应调试模型的时候，可以点击“打开模型”按钮。单击“退出按钮”则可以断开与 CCS 的链接退出界面。

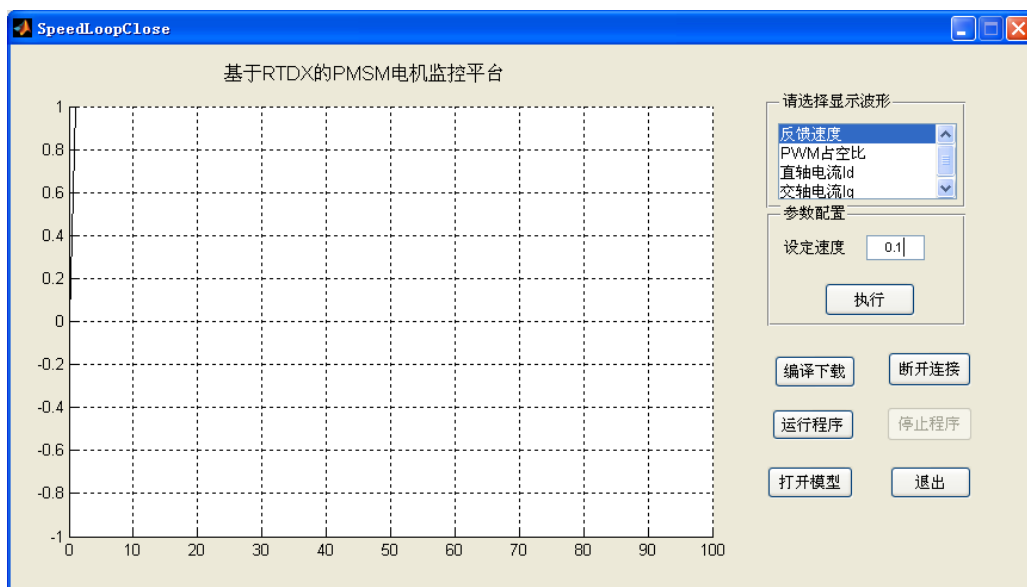


图 5.7 速度电流双闭环硬件在环界面

5.3 平台测试及结果分析

在此实验平台上，采用额定电压为 24V，额定电流为 4.0A，额定转矩为 0.2Nm。额定转速为 3000rpm，定子绕组的极对数为 4 的小功率永磁同步电机进行速度电流双闭环控制算法实验。实验中对所有参数都进行归一化处理。SVPWM 为该同步电机对应的控制算法，其载波频率为 20KHZ，电流环为内环，调节周期为 50us，速度环为外环，速度的变化比电流变化慢得多，是大惯性环节，调节周期为 5ms，监控界面的采样周期为 1ms。在 PMSM 速度电流双闭环控制算法实验中，将转速设定为 0.2。仿真结果如图 5.8 所示，硬件测试结果如图 5.9 所示。

由图 5.8 中的反馈速度波形可以看出：在大约 0.03s 时，速度可达到设定值且一直维持在稳定的状态。从图 5.9(a)中也可以看出电机的速度可以长期地稳定在设定值。将图 5.8 中的 pwm 占空比波形与图 5.9 (b)对比可知：不管是仿真还是实际硬件测试，SVPWM 都能够产生正确的马鞍形波。将图 5.8 中的电流反馈波形和图 5.9 (c)、(d)对比可得：当速度达到稳定时，d 轴电流值约等于 0，q 轴电流值也能一直稳定在一个恒定值。

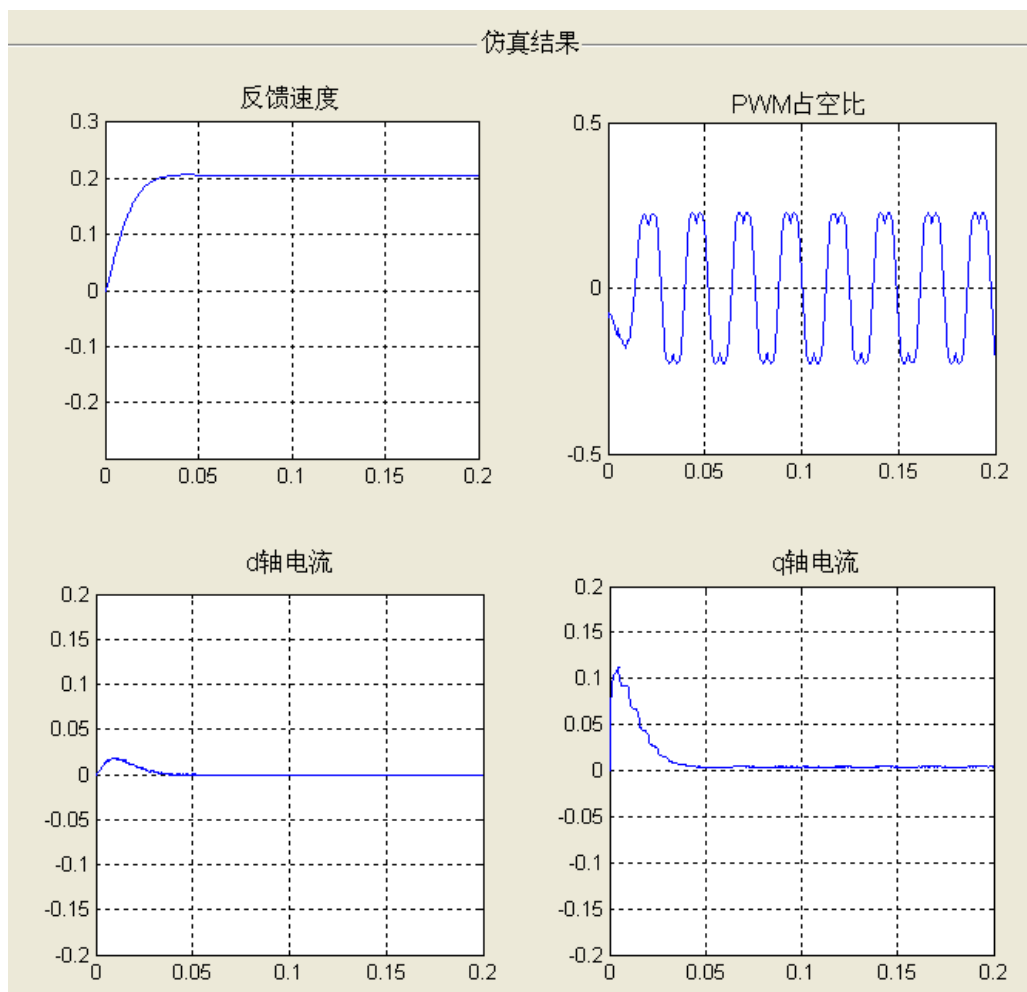
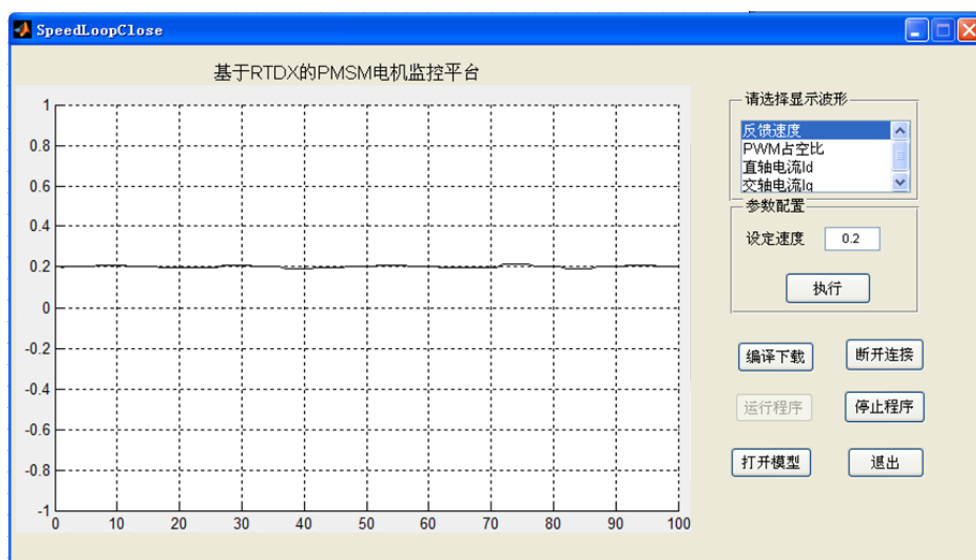
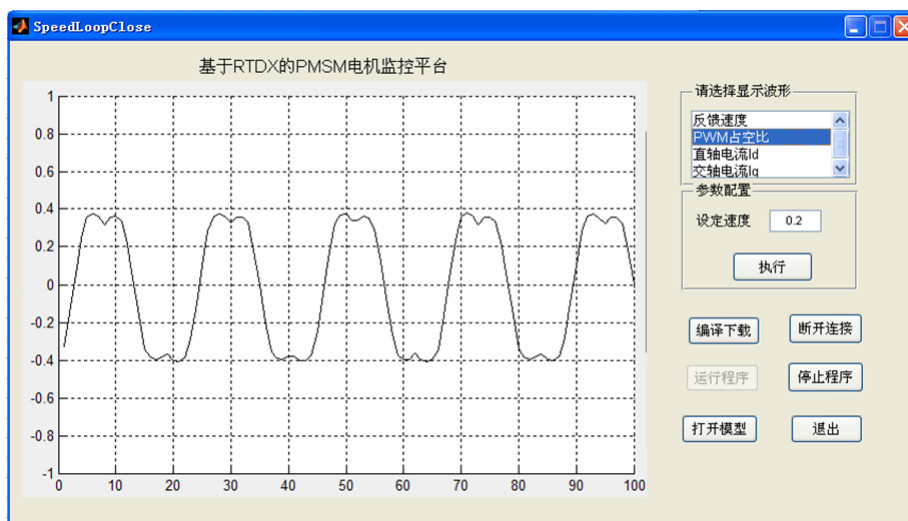


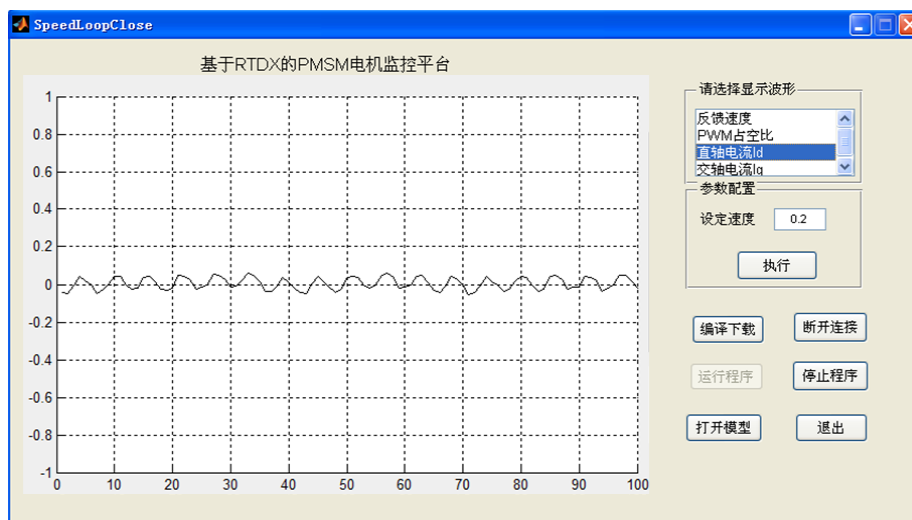
图 5.8 仿真结果界面



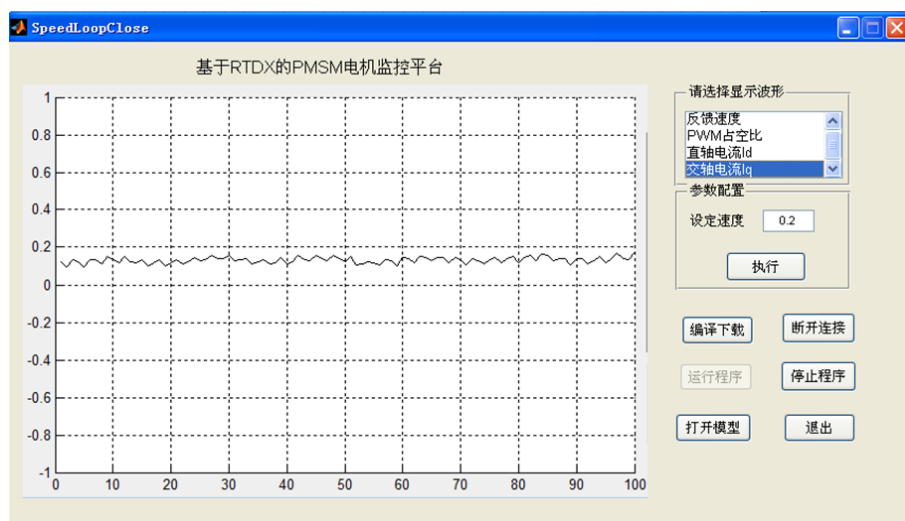
(a) 速度反馈值



(b) pwm 占空比波形



(c)直轴电流 I_d 测试结



(d) 交轴电流 I_q 测试结果

图 5.9 硬件测试结果界面

由上述的实验结果与分析可知,本文设计的实验平台基本可以满足相关算法实验的测试要求。但是,通过进一步观察与对比可知:实验中实际测量的电流波形震荡幅度比仿真波形要大,调速曲线也存在一定的波动,仿真结果与硬件测试结果仍然存在一定的差异。差异产生的原因包含以下几方面因素:

(1) 测量误差。由于电流的硬件检测精度以及增量式光电编码器测速的硬件检测精度都不够高,这将造成电流与转速反馈的测量误差。

(2) 参数未能调节到一个最佳值。

(3) 硬件电路中隔离电路的转换速率、保护电路和滤波电路还需要调整和优化来提高系统的稳定性。

(4) 仿真电机特性与实际电机有误差。Matlab/Simulink 环境中建立的电机数学模型是在 dq 坐标系下的线性模型,电感和磁链参数是固定的,忽略了电机磁路饱和性和电感的非线性等因素的影响^[36]。

综上所述,在本文设计的实验平台上进行相关算法实验测试时,仿真测试结果和硬件测试结果的速度都能快速地稳定在给定值,该性能表明:本实验平台离线仿真与硬件测试能有效的衔接,仿真测试结果可以指导硬件测试实验的进行;该实验平台利用基于模型的设计方法,建立了离线仿真和硬件测试联系的纽带。

5.4 本章小结

本章首先介绍了 MATLAB/GUI 的开发环境和 MATLAB 的实时数据交换技术,然后阐述了本文实验平台的总体设计方案,并以 PMSM 速度电流双闭环控制算法实验为例,对其中的各部分设计进行了详细的介绍与说明,主要包括:主界面设计、仿真界面设计和硬件在环界面设计。最后,对 PMSM 速度电流双闭环控制算法的实验结果进行了分析与说明,并对实验中误差产生的原因进行了分析。

结 论

总结

高性能的控制策略的发展与应用使永磁同步电机具备了与直流电机相媲美的调速性能,但因其控制策略的复杂性和仿真与硬件测试平台的独立性,使得永磁同步电机调速系统的设计和测试难度大,系统的开发效率低,时间成本高。本文以简化永磁同步电机调速系统的设计和测试流程、实现仿真与硬件测试的有机结合为目标,采用基于模型设计的方法,以由简及繁、由局部到整体的思路设计和开发永磁同步电机调速实验平台,验证基于模型设计方法实现永磁同步电机调速的可行性、有效性。本文的工作主要包括以下几个方面:

(1) 进行了永磁同步电机矢量控制研究。介绍永磁同步电机的工作原理,给出其数学模型,并以简化控制、提高性能为出发点,引入了以坐标变换为核心矢量控制方法。分析了矢量控制的原理,介绍了 SVPWM 调制技术及其数字实现方法。

(2) 搭建了永磁同步电机调速系统控制实验平台的硬件系统。以 TMS320F2812 为控制核心搭建了永磁同步电机调速控制系统,以 IRAMS06UP60B 为核心搭建了永磁同步电机功率驱动系统,并完成了控制系统与功率驱动系统外围电路的设计。

(3) 设计了永磁同步电机调速的实现方法。通过对永磁同步电机算法实现流程的设计,介绍了永磁同步电机矢量控制方法,采用基于模型的设计方法,以由简及繁、从局部到整体的方式构建了永磁同步电机矢量控制的递进式调速系统,逐步完成了控制算法的软件实现。

(4) 在 MATLAB/GUI 环境下设计了一个基于永磁同步电机实验平台的 GUI 界面,主要包括主界面设计、仿真界面设计和硬件在环界面设计。该实验平台利用基于模型的设计方法,省去了传统手工编写 C 代码的过程,提高了开发效率。

展望

本文构建的基于模型设计的永磁同步电机调速实验平台,验证了利用基于模型的设计方法简化永磁同步电机调速系统开发与测试的可实行性。但设计过程中仍存在一定的不足与改进空间,具体可以从以下几方面进行进一步的研究与完善:

(1) 为获得良好的转矩控制性能,本文仅采用了矢量控制算法实现永磁同步电机的调速控制。在后期的研究工作中,为了获取更加优越的控制性能,可以尝试更加高级的智能控制算法。TMS320F2812 性能优越,为神经网络、模糊逻辑等高级控制算

法在永磁同步电机调速系统中的实现提供了可能。

(2) 本文搭建的永磁同步电机调速实验平台具有良好的调速性能，验证了将基于模型设计方法应用于电机调速系统的可行性与有效性。在后期的研究工作中，可将该方法拓展到其他类型的电机调速控制系统中。

参考文献

- [1] 王海稳, 张井岗, 张敏,等. 基于 DSP 的全数字交流调速系统实验平台开发[J]. 电气电子教学学报, 2010, 32(2):67-80
- [2] Santiago S. S. , Maria B. , Ernesto D. T. , et al. Model-based Design Methodology for Rapid Development of Fuzzy Controllers on FPGAs[C]. IEEE Transactions on Industrial Informatics , 2013,9(3):1361-1370.
- [3] Liao Haode, Jiang Jun, Zhang Yuxin. A Study of Automatic Code Generation[C]. 2010 International Conference on Computational and Information Sciences,2010, 171:689-691.
- [4] 周好.永磁同步电机矢量控制调速系统研究[D].辽宁:大连理工大学,2010
- [5]Wu R, Slemon G R. A permanent magnet motor drive without a shaft sensor[J]. Industry Applications, IEEE Transactions on, 1991, 27(5): 1005-1011
- [6]Bose B K. An adaptive hysteresis-band current control technique of a voltage-fed PWM inverter for machine drive system[J]. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 1990, 37(5): 402-408
- [7] 林海.基于 DSP 的永磁同步电机控制方法研究[D].陕西:西北工业大学,2007
- [8] 崔茂振.基于 DSP 的永磁同步电机调速系统的研究[D].湖南:湖南工业大学,2012
- [9] 潘先喜.永磁同步电机的伺服控制系统研究与实现[D].武汉:武汉理工大学,2013
- [10] 姜颖异.基于 DSP 的永磁同步电机弱磁控制系统的研究[D].广东:华南理工大学,2013
- [11] 张晓光.永磁同步电机调速系统滑模变结构控制若干关键问题研究[D].黑龙江:哈尔滨工业大学,2014
- [12] 单家元, 孟秀云, 丁艳. 半实物仿真[M]. 北京: 国防工业出版社, 2008:43-87
- [13]Crawford L. , Erwin J. , Grimaldi S. , et al. A Study of Automatic Code Generation for Safety-Critical Software[C] Preliminary Report. Proceedings of the Eighth IEEE International Symposium on High Assurance Systems Engineering (HASE'04), 2004, Vol.04:1-2
- [14]Weigert T. , Weil F. , Aswin van den Berg, et al.. Automated Code Generation for Industrial-Strength Systems[C]. Annual IEEE International Computer Software and Applications Conference, 2008, Vol.08:464-472
- [15] Pieter J. Mosterman. Automatic Code Generation: Facilitating New Teaching Opportunities in Engineering Education[C]. 36th ASEE/IEEE Frontiers in

Education Conference, 2006, S1F:1-6

[16]高闯. 基于模型设计的永磁同步电机空间矢量控制系统的研究与实现[D]. 西安: 长安大学,2014

[17]刘杰. 基于模型的设计及其嵌入式实现[M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2010:345-408

[18]王建锋. 航空发动机快速控制原型与实时仿真技术研究[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2011:35-60

[19] Ghani Z. A. , Hannan M. A. ,Mohamed A. Renewable energy inverter development using Dspace DS1104 controller board[C]. 2010 IEEE International Conference on Power and Energy(PECon). 2010,69-73

[20] 金绍勋. 基于模型的线控转向半实物仿真实验平台研究[D]. 杭州: 杭州电子科技大学,2014

[21] Mathworks.用户案例[EB/OL]

http://www.mathworks.com/tagteam/65880_91868v00_UserStory_Lear_CN_final.pdf

[22]张斌. 基于 DSP 的永磁同步电机伺服控制系统的研究与实现[D]. 南京: 东南大学,2010

[23] 贺昱曜. 运动控制系统[M].西安: 西安电子科技大学出版社, 2009:302-310

[24] 徐旭明. 永磁同步电机矢量控制系统开发[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2013

[25]李爱平,邓海洋,徐立云. 基于模糊PID的永磁同步电机矢量控制仿真[J]. 中国工程机械学报,2013,1:25-30

[26]孙鹏飞, 冯晓云. 基于 DSP 异步电动机矢量控制系统的设计与实现[J]. 电力电子技术, 2010,44(7):40-41

[27]田亚菲, 何继爱, 黄智武. 电压空间矢量脉宽调制(SVPWM)算法仿真实现及分析[J]. 电力系统及其自动化学报, 2004, 16(4): 68-71

[28]杨贵杰, 孙立, 崔乃政, 等. 空间矢量脉宽调制方法的研究[J]. 中国电机工程学报, 2001, 21(5): 79-81

[29]顾卫刚.手把手教你学 DSP-基于 TMS320X281X[M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2011:32-38

[30]朱军, 程相雷, 李万魁. 基于 DSP 和 IRMCK201 的 PMSM 控制器研究[J]. 电气传动, 2013, 43(07): 12-18

- [31] Santiago S. S. , Maria B. , Ernesto D. T. , et al. Model-based Design Methodology for Rapid Development of Fuzzy Controllers on FPGAs[C]. IEEE Transactions on Industrial Informatics , 2013,9(3):1361-1370.
- [32] 徐海丽, 张茂青, 严震宇, 等. 基于 MATLAB 的 DSP2812 RTDX 实时绘制电机转速曲线[J]. 苏州大学学报 (工科版), 2012, 32(5):47-50
- [33] 朱文亮, 廖洪波, 杜卯春. 基于 RTDX 的光电伺服控制软件调试工具开发[J]. 航空兵器, 2014, 2:12-15
- [34] 张飞, 敖志伟, 陈勇.RTDX 在弹载软件代码调试中的应用[J]. 计算机系统应用, 2014, 23(2) :214-215
- [35] 方环. 永磁同步电机伺服控制系统开发平台的设计及研究[D]. 上海: 东华大学, 2014
- [36] 林潜. 永磁同步电机驱动系统的硬件在环半实物仿真平台研究[D]. 北京: 北京交通大学, 2014

攻读学位期间取得的研究成果

- [1] 鲁庭勇,张丽君. 基于到达时间差的声音定位系统研究[J]. 数字化用户, 2014, 19(35):108

致 谢

时光飞逝，三年的研究生生活即将结束，在即将离开呆了七年的母校奔赴社会工作岗位之际。暮然回首，看着自己这些年走过的那些脚印，有挫折与汗水，也有欢笑与喜悦，感慨颇多。当我在科研上顿足不前的时候，有人为我指点迷津，有人给我鼓励；当我被生活上的烦恼困扰的时候，有人和我交流，同时有人给我鼓励。谨向所有曾给予我帮助的老师与同学，致以最诚挚的感谢。

首先，我要感谢我的导师汪贵平教授，汪老师的严谨认真让我紧张而又踏实，汪老师渊博的知识、诚恳负责的态度、宏远的人生目标与高尚认真的品德树立了我正确的三观。他关于工程技术做事方法独特的见解，以及许许多多为人处事的经验之谈，是我整个研究生期间宝贵的财富。他耐心的指导与教诲，犹如夜空中最亮的星，指引着我走向正确的人生方向。

另外，感谢实验室龚贤武老师，龚老师不仅为我们提供了舒适的工作环境，还在我论文的选题，方案选择，论文的修改中都给予了我很好的指导和提出了很多宝贵的意见。龚老师认真的工作态度，高效的工作方式，包容的心态是我学习的榜样。

同时，感谢师门各位师兄师姐、师弟师妹以及同届的同学们，感谢你们在学习、科研以及生活中给予我的帮助和支持，感谢你们陪伴我度过了三年研究生生活，在这短暂而美好的三年中，因为你们的存在而让我的生活变得多姿多彩，和你们在一起的每一刻将是我今后最美的回忆。

此外，感谢我的家人，感谢父母在我漫长的求学路上，一直尽其所能地在物质与精神方面给予我无微不至地支持与关怀。他们给了我继续深造学习的勇气，他们的相伴、信任与支持激励着我不断前行。

最后，对参加论文评审和答辩的各位专家教授表示最诚恳的谢意。