

工程硕士学位论文

无位置传感器无刷直流电机
控制系统的研究

赵杰

哈尔滨理工大学

2014 年 3 月

哈尔滨理工大学硕士学位论文原创性声明

本人郑重声明：此处所提交的硕士学位论文《无位置传感器无刷直流电机控制系统的研究》，是本人在导师指导下，在哈尔滨理工大学攻读硕士学位期间独立进行研究工作所取得的成果。据本人所知，论文中除已注明部分外不包含他人已发表或撰写过的研究成果。对本文研究工作做出贡献的个人和集体，均已在文中以明确方式注明。本声明的法律结果将完全由本人承担。

作者签名：赵杰

日期：2014年 3月 31日

哈尔滨理工大学硕士学位论文使用授权书

《无位置传感器无刷直流电机控制系统的研究》系本人在哈尔滨理工大学攻读硕士学位期间在导师指导下完成的硕士学位论文。本论文的研究成果归哈尔滨理工大学所有，本论文的研究内容不得以其它单位的名义发表。本人完全了解哈尔滨理工大学关于保存、使用学位论文的规定，同意学校保留并向有关部门提交论文和电子版本，允许论文被查阅和借阅。本人授权哈尔滨理工大学可以采用影印、缩印或其他复制手段保存论文，可以公布论文的全部或部分内容。

本学位论文属于

保密 ☐ ，在 年解密后适用授权书。

不保密 ☒

（请在以上相应方框内打√）

作者签名：赵杰

日期：2014年 3月 31日

导师签名：孙喜刚

日期：2014年 3月 31日

国内图书分类号：TM351

工程硕士学位论文

无位置传感器无刷直流电机 控制系统的研究

硕 士 研 究 生： 赵杰

导 师： 高晗璿

申请学位级别： 工程硕士

学 科、专 业： 电气工程

所 在 单 位： 电气与电子工程学院

答 辩 日 期： 2014 年 3 月

授予学位单位： 哈尔滨理工大学

Classified Index: TM351

Dissertation for the Master Degree in Engineering

Study on Sensorless Control System of Brushless DC Motor

Candidate:	Zhao Jie
Supervisor:	Gao Hanying
Academic Degree Applied for:	Master of Engineering
Specialty:	Electrical Engineering
Date of Oral Examination:	March, 2014
University:	Harbin University of Science And Technology

无位置传感器无刷直流电机控制系统的研究

摘 要

随着经济体制的改革和市场经济的高速发展，人们对环境、能源问题日益关注。高效、节能、环保已成为市场发展的重要趋势，无刷直流电机因其具有效率高、调速性能好、结构简单等一系列的优点，正逐渐推广到工业自动化、军事装备和民用生活等各个领域。本文以无刷直流电机作为研究对象，对无位置传感器控制方法进行了深入的探讨和研究。

本文首先对直流无刷电机的组成及工作原理进行了详细分析，并搭建了数学模型。选择了三相六状态六开关驱动的拓扑结构，以及上桥臂 PWM、下桥臂恒通的调制方式。在传统反电势检测的基础上，提出了改进的直接反电势检测原理。并通过对 PWM-ON 和 PWM-OFF 两种不同采样方式进行数学分析，确定了在 PWM-OFF 下进行反电势采样。并在理论上设计了以意法半导体公司的 ST7MC2S4 为控制核心的控制系统，根据直流无刷电机的运行原理，提出了无位置传感器无刷直流电机的控制方式，并在 Matlab/simulink 的软件平台上搭建了系统的仿真模型，最后对该控制方式进行了仿真实验。根据仿真得到的实验数据进行了系统的硬件设计。为使系统获得良好的控制性能，采用了转速、电流双闭环控制策略，并结合反电势三电阻检测法实现系统的稳定控制。并对该系统进行实际测试，结果表明电机运行平稳，可方便实现电机自动换相、可靠运行和速度调节。

关键词 直流无刷电机；无位置传感器；反电动势检测；换相；起动

Study on Sensorless Control System of Brushless DC Motor

Abstract

Along with the rapid reform of the economic system and the development of market economy, people pay more attention to environment, energy issues. High efficiency, energysaving, environmental protection become an important development trend in the market, brushless DC motor which has high efficiency, good speed performance, simple structure and a series of advantages is gradually extended to the industrial automation, military equipment, and civilian life in every field. In this paper, take brushless DC motor as the research object, the position sensorless control method has been carried on in-depth study.

The composition and working principle of this paper brushless DC motor are detailed analyzed, and the mathematical model of brushless DC motor is also build. The topology of three-phase six switch driven selection and the modulation of H_PWM-L_ON are chosen in this paper. Based On the basis of traditional counter potential detection, this paper puts forward an improved direct counter potential detection principle. And through the PWM-ON and PWM-OFF two different sampling methods for mathematical analysis, the back EMF sampling during the PWM-OFF is determined. Based on ST7MC2S4 of St microelectronics Company, the control system of BLDC motors is designed according to the operation principle of brushless DC motor. The control method of sensorless brushless DC motor is presented, and the system's simulation model is established based on Matlab/simulink software platform in order to verify the design. The system of hardware was designed according to the experimental data obtained form the simulation. The control strategy of speed, current double loop, and combined with the back EMF three-resistance detection method was adopted which makes the system have good control performance. The results show that the control system of BLDCM can make the motor start smoothly and have automatic commutation with reliable operation and speed regulation.

Keywords: BLDCM; sensorless; BEMF detection; commutation; start-up

目 录

摘 要	I
Abstract	II
第 1 章 绪论	1
1.1 课题研究的意义及背景	1
1.2 国内外无刷直流电机的发展现状	2
1.3 无刷直流电机控制技术的发展方向	3
1.4 课题研究的主要内容	5
第 2 章 无刷直流电机的数学模型及控制原理	6
2.1 无刷直流电机的基本组成及数学模型	6
2.1.1 基本组成	6
2.1.2 数学模型	7
2.2 无刷直流电机的工作原理	8
2.2.1 主电路拓扑结构	8
2.2.2 无刷直流电机的控制方式	10
2.2.3 电机的控制策略	11
2.3 本章小结	14
第 3 章 无位置传感器转子位置检测及系统仿真研究	15
3.1 传统反电势检测方法分析	15
3.2 直接反电势检测法原理	16
3.2.1 直接反电势位置检测机理	16
3.2.2 方案的实现	20
3.3 无刷直流电机控制系统仿真	21
3.3.1 系统整体模型的建立	21
3.3.2 电机和逆变器模块	22
3.3.3 PWM 生成模块	22
3.3.4 换相检测模块	23
3.3.5 电流检测模块	24
3.3.6 仿真结果及分析	24
3.4 本章小结	27
第 4 章 无位置传感器控制系统设计	28
4.1 系统总体的方案设计	28

4.2 系统硬件设计	29
4.2.1 核心控制单元	29
4.2.2 主电路设计	30
4.2.3 驱动单元	31
4.2.4 检测单元	32
4.2.5 保护单元	33
4.3 系统软件设计	34
4.3.1 主程序	34
4.3.2 电机起动程序	35
4.3.3 换相事件管理中断子程序	37
4.3.4 速度的 PI 调节	39
4.4 本章小结	40
第 5 章 实验研究及结果分析	41
5.1 实验平台搭建	41
5.2 实验结果及分析	41
5.3 本章小结	43
结论	44
参考文献	45
攻读硕士学位期间发表的学术论文	49
致谢	50

第1章 绪论

1.1 课题研究的意义及背景

BLDCM 是伴随半导体电子技术发展而出现的新型机电一体化电机，它是现代电子技术、电机制造技术及控制理论结合在一起的产物。它具有优越的调速性能，主要表现在控制方法灵活多变、运行平稳、起动转矩大等方面，同时还具有低噪声、低成本和寿命长等特点，因此被众人所熟知^[1-3]。近几十年来，随着新材料的快速发展，电机技术和与驱动控制相关的电子技术的日新月异，BLDCM 得到了长足的发展。现在，为满足不断增长的市场需求，其功率的覆盖范围逐年增加。正逐渐推广到工业自动化、军事装备、和民用生活等各个领域，现已成为在市场中具有推广前景的电机类型^[4]。

伴随着计算机加入到自动控制领域中，以及新型功率开关器件的更新换代。通过 PWM 脉冲调制的方法，对无刷直流电机进行控制现已成为一种主流趋势^[5,6]。在半导体产业，各国的半导体公司不断对专用控制电路进行研制，用来解决电子电路与电机之间的结合问题。而功率模块的出现，完全改变了电机驱动控制的面貌，不仅使驱动器的体积大大减小，同时可控性、功率、及调速范围都成倍的增长^[7]。尽管无刷直流电机的发展历史只有几十年，但人们却已研制出了方波和正弦波两种直流无刷电机。经过多年的科学研究，直流无刷电机进行了不断的技术革新和功能完善，市场应用范围进一步得到扩展。在今天这样激烈的商业竞争中，占据着相当的市场份额。并凭借着其无所匹敌的优势，逐步取代了有刷电机等电机在现有领域中的应用^[8,9]。表 1-1 给出了常用几种电机之间的比较。

无刷直流电机市场蓬勃发展有多方面的原因：

- (1) 其自身性能明显的优势；
- (2) 高性能永磁材料和半导体等相关技术的进步，再加上现代控制理论在电机控制中的应用，促进了无刷直流电机在使用范围内的扩展和延伸；
- (3) 自我国加入 WTO 后，电机行业面临日益加剧的挑战和来自国际社会的竞争压力，且受到节能高效等环保要求。

为了跟上时代的发展潮流，高效的直流无刷电机推广到市场上是必然的趋势，也是产品的需求。于是，国际上就有专家断言，21 世纪是永磁无刷直流电机广泛推广应用的世纪，整个产业将会充满机会，前景一片光明。

表 1-1 三种电机之间的比较

Tab. 1-1 The differences of three kinds motor

	无刷直流电机	有刷直流电机	感应电机
定子	多相绕组	永磁	多相绕组
转子	永磁	绕组	线绕组或笼形绕组
位置传感器	需要	不需要	不需要
电火花	无	换向器与电刷	无
效率	高，转子几乎无损耗	较低	低，转子有损耗
寿命和可靠性	较高	低	高
转矩波动	大	小	小
可闻噪声	较低	高	低

1.2 国内外无刷直流电机的发展现状

有资料报道称，当今全球各种电动机消耗的电能占全世界的 65%。随着对环境问题的日益关注，采用高效率的电驱动被提到日程^[10]。因此，BLDCM 以其更高的效率、更高的功率密度获得了业内极大的关注。依据国内外电机会议专家分析，直流无刷电机正以每年 15% 的速度增长，并大有取代普通直流电机地位的趋势。直流无刷电机产品的性能比普通的产品节约 50% 以上，同时，可大大减少铜、铁、矽钢片在生产过程中的使用量，还能够节省材料，实现能源的节约和环境的保护^[11]。

目前，直流无刷电机行业在我国还处于成长期，产品的需求预计在未来几年内将大幅度增长^[12]。在汽车行业，主要应用在车轮驱动、空调压缩机、净化器、抽风机等。尤其是以环保为目的的电动汽车等交通工具中，作为主动力的驱动电机基本上选用了直流无刷电机。根据汽车工业协会发布的数据，2012 年全国汽车产量为 1927.18 万辆，销量为 1930.64 万辆。按照市场调查的分析预计，全国汽车的产量在 2015 年将达到 2200 万辆，而在这一领域中直流无刷电机的需求量更会达到 1 亿台以上。在家用电器行业，冰箱、空调是最主要的应用领域。在国外发达国家，家用电器由“交流变频”向“直流变频”转变，已是明显的发展趋势。中国未来的家用电器高端市场，将由拼价格向拼技术转变。根据国家统计局数据，2012 年我国空调累计销售达 13, 235 万台，家用电冰箱累计销售 8, 355 万台，按照目前日本等发达国家“直流变频”产品占比 90 % 以上估算，预计在家电领域直流无刷电机年需求将超过 2 亿台。在国外直流

无刷电机的应用起步较早。目前，全球最大的汽车零部件企业——美国德尔福汽车系统公司，研发的电动转向控制新技术就是由无刷直流电机进行驱动的，需求量在年产 300 万台以上。据日本 SAMSUNG MOTOR 集团介绍，大中型直流无刷电机一天销售量达到 400 多台，联合收割机达到 350 台，一季度的销售量预计值将比去年增长 50%。山社电机株式会社介绍，现在直流无刷发动机也供不应求，直流无刷电机签了好几千台，仅 2013 年 3 月份的签约数量就已完成了去年半年的生产量。因此，可以看出直流无刷电机的未来市场上将大有可为。

电机能源效率水平的提高对于能源节约、环境保护具有重要意义，效能指标已逐步成为市场的准入条件。甚至，各国纷纷制定了电机能效的国家标准、国际标准，并颁布相关法令强制执行^[13,14]。这就迫使工业驱动领域必须使用高效率的 BLDCM。而我国在“十一五”计划中对生产产能做了明确的规定，此期间国内产能耗能要降低 20%，并以此为标准来考核各省市。随着国家节能减排的积极推行、高效节能电机补贴政策的逐步落实势必会加快并且促进节能产品在中国的推广和使用。从另一个角度来说，我国是稀土元素矿藏量大，有着丰富的资源优势。含量占到世界总储量的 75%，为永磁电机的制造和大规模生产，提供了可靠的材料来源^[15]。

综上所述，直流无刷电机的发展不仅符合我国工业环境、能源节约和环境保护的发展趋势，并与国家的十一五规划中所提倡的内容是密切配合的。而且伴随能源的日渐紧缺，以及铜、铁等矿产资源的日渐匮乏，永磁直流无刷电机在市场领域将进一步的拓宽^[16]。同时，我国具备一定的物质基础和技术基础，为直流无刷电机的发展提供了广阔的市场，整个产业面临着前所未有的机遇和挑战。

1.3 无刷直流电机控制技术的发展方向

如前所述，BLDCM 性能的优势使其应用的范围日益广泛，国内外的专家对其控制技术进行了深入的探讨和研究。针对直流无刷电机的特点，目前研究热点主要集中在如何有效的抑制转矩波动，实现无位置传感器控制，以及将先进控制策略应用到电机控制中。

(1) 转矩波动

转矩波动，又称为转矩脉动，是 BLDCM 最突出的问题之一。近年来，转矩波动及其抑制技术成为大家关注的热点。转矩波动带来的问题制约了它在高精度控制及低纹波调速系统中的使用，同时它也是衡量 BLDCM 性能的一项重

要指标。尽管造成电机转矩波动的原因很多，主要归结为以下几个方面：电磁转矩产生的原理、电流换相、齿槽效应及电机机械加工缺陷和材料不一致引起的转矩波动^[17]。为减小转矩脉动带来的损害，关于它的研究受到了更多的关注，主要是分析形成的原因及问题的解决方法。许多文献提到了解决此问题的方法，常见的如下：

- a) 电流反馈调节法 常采用滞环控制法；
- b) 重叠换相法 在换相时，将本应该立即关断的开关管加一段延时，而提前开通尚不应该开通的开关器件，并引入定频采样的电流调节技术，抑制该问题的产生；
- c) PWM 斩波法 在开关断开前、导通后进行 PWM 斩波；
- d) 转矩直接控制法 利用两相导通模式，不需坐标变换。

(2) 无位置传感器控制

电机在控制过程中需要转子的位置信息，通常使用价格低廉的传感器进行检测，如霍尔位置传感器。不过，在现实情况中人们发现，传感器的使用增加了许多不便之处。如在高温、潮湿等环境恶劣的情况工作时，降低系统的可靠性；且接线较多，不易安装，占用电机结构空间，限制了电机的使用范围。因此，为了改善以上缺点，扩展电机的应用领域，无位置传感器控制已成为国内外研究的热点，并受到了不同程度的关注。无位置传感器技术的核心内容就是研究各种转子位置检测方法来替代位置传感器提供的转子位置信息^[18-20]。在提出的解决方案中，主要是反电动势检测法、电感测量法、扩展卡尔曼滤波法、状态观测法等。这些检测方案都或多或少的存在一些弊端，随着研究的不断深入，通过选择适当的控制策略，无位置传感器控制技术飞速发展，对电机的发展起着举足轻重的作用。

(3) 先进控制策略的研究

受到控制理论和器件的限制，BLDCM 一直采用经典的 PID 控制，尽管存在鲁棒性差的问题，但在实际工程使用中满足了系统的各项要求^[21]。控制对象的复杂性及环境的不确定性日趋变化，将智能控制应用到电机控制领域已成为必然的趋势。它是现代控制理论在广度和深度上的拓展，是控制理论发展的高级阶段，包括模糊控制、神经网络控制、变结构控制。智能控制无需人的干预，具备了自组织、自适应的功能。通过这些先进的控制理论的应用，可以取得令人比较满意的效果。目前，已有一些较为成熟的智能控制方法应用到直流无刷电机的控制中。常见的有：结合了模糊控制和 PID 控制的 Fuzzy-PID 控制、神经网络和模糊控制的复合控制、隶属度参数经遗传算法优化的模糊控制

等^[22]。

1.4 课题研究的主要内容

在参阅大量国内外文献和 ST7MC 微控制器学习的基础上，设计了基于 ST7MC 为控制核心的电机控制器，具体研究内容如下：

（1）文章首先分析 BLDCM 的市场背景和发展潜力。介绍 BLDCM 的优良性能极其在市场上的广泛应用，并提出其主要的研究方向。

（2）其次，建立 BLDCM 的数学模型，并分析其工作原理。在此基础上进一步研究电机的无位置传感器，深入分析涉及到电机控制的转子位置检测、电机起动等关键技术。设计合理的控制方案，并利用 Matlab/simulink 进行直流无刷电机控制系统的仿真，进一步为系统的建立提供理论依据。

（3）选择合适的控制策略和实验平台，以 ST7MC 为核心控制芯片，并结合一台 4 极 2kW 电机设计传感器直流无刷电机控制器。具体包括该系统的硬件和软件的实现方案，其中软件设计包括电机的主程序、起动程序、换相程序、加速和减速等。

（4）通过对电机的实际调试证明所采用位置检测方法和控制方案的正确性，实现对电机的控制。

第2章 无刷直流电机的数学模型及控制原理

对电机控制技术的研究逐渐转向软件和控制算法，从而降低硬件结构的复杂性。为便于对直流无刷电机进行有效的分析和控制，本章详细介绍其基本结构和工作原理，数学模型的推导及电机的控制策略。

2.1 无刷直流电机的基本组成及数学模型

2.1.1 基本组成

无刷直流电机可以看做是永磁同步电机的一种特殊形式，具有梯形波的反电势，简称 BLDCM。采用直流电源作为输入，通过逆变器将其转化为三相交流电源并带有位置反馈的永磁同步电机。它主要有电机本体、位置检测器、逆变器及控制器三部分构成^[23]。如图 2-1 所示。

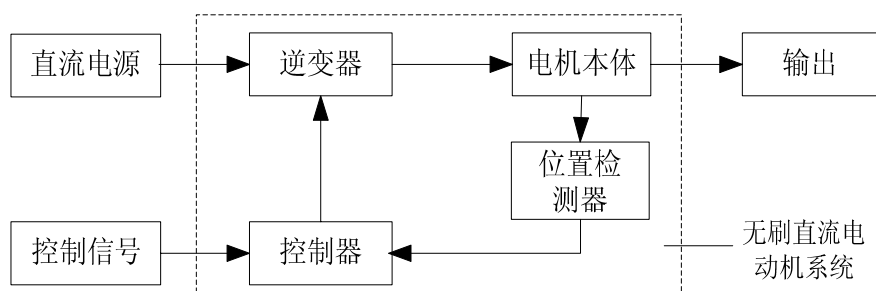


图 2-1 无刷直流电机系统构成框图

Fig. 2-1 Composition diagram of BLDCM system

电机本体包括定子和转子两部分，定子用来放置多相交流绕组，转子由永磁体构成。转子可分为内转子和外转子，在原理方面没有区别，主要是在电磁结构方面不同，但内转子的电机具有高速方面的优势。

位置检测主要是用来检测转子磁场的位置信息，并将位置检测获取的输出信号进行接收、放大、整形等处理进而得到矩形波信号，在送给控制器。一般分为：有位置传感器检测和无位置传感器检测^[24]。对于无位置传感器控制方式来说，依然需要从电机的相关信息获取某种与转子位置相关的信息，并由特定的软件或电路来估算进而获得转子位置信号。近年来，无位置传感器检测技术

是国内外研究的热点，其核心是研究各种间接的转子位置方法来替代位置传感器提供换相信号^[25]。

控制器和逆变器也常被称为驱动部分。该电路的硬件和软件通过接收位置信号、调速指令信号及转速、电流的反馈信号，经过逻辑处理和各种综合运算，得到适合各相绕组导通的逻辑信号，或适合的占空比的 PWM 控制信号。并提供给逆变电路，由功率器件组成的各种非桥式逆变电路或桥式电路连接到电机的绕组，通过绕组的接通或关断是实现电机运行过程中的正确换相，并完成各项控制指令要求。

此外，为了使电机能够正常、安全和稳定的运行，通常情况下还包含有各种保护电路。包含对电流、电压、转速、温度等不同反馈信号的采样电路及其相应的保护电路和处理电路。控制电路可以通过软件或硬件电路接收来自外界的起动、停止、正反转等各种信息，甚至可以向上位机发送电机的某些运行状态的信息。

2.1.2 数学模型

无刷直流电机的反电动势是梯形波，因此 d-q 变换原理不在适用直流无刷电机。为获得准确的结果，利用相变量建立数学模型。并作以下假设：

- (1) 忽略齿槽效应；
- (2) 不考虑电枢反应，气隙磁场在空间成梯形分布；
- (3) 不计电机的磁滞和涡流损耗；
- (4) 三相绕组完全对称，且在空间互差 120°。

三相绕组的电压方程为：

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r & 0 & 0 \\ 0 & r & 0 \\ 0 & 0 & r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (2-1)$$

其中， u_a 、 u_b 、 u_c 分别为 A 相、B 相、C 相绕组的电压， i_a 、 i_b 、 i_c 为 A 相、B 相及 C 相的定子电流； e_a 、 e_b 、 e_c 分别为电机 A 相、B 相、C 相的反电动势； L 为电机绕组间等效的电感； M 为任意两相绕组的互感。

电机三相绕组采用 Y 连接，并且没有中心线时，可得：

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (2-2)$$

得到：

$$Mi_a + Mi_b + Mi_c = 0 \quad (2-3)$$

则电压方程进一步简化为：

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r & 0 & 0 \\ 0 & r & 0 \\ 0 & 0 & r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L-M & 0 & 0 \\ 0 & L-M & 0 \\ 0 & 0 & L-M \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (2-4)$$

电机的电磁转矩是由定子绕组中的电流与转子磁场发生相互作用而产生的，表达式可写成：

$$T_e = \frac{e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c}{w} \quad (2-5)$$

其中， w 为电机的转速。

电机的运动方程为：

$$T_e - T_l = Bw + J \frac{dw}{dt} \quad (2-6)$$

式中 B 是电机的阻尼系数， T_e 是电机的负载转矩， J 则是电机的转动惯量。

2.2 无刷直流电机的工作原理

无刷直流电机从本质来说交流电机，在定子上放置多相绕组。运行方式与普通交流电机不同，它的绕组相数存在多种选择，各相绕组的连接方式也多种多样，可以根据不同的电路拓扑结构和导通方式，获得不同的性能。

2.2.1 主电路拓扑结构

常见的电机绕组连接方式有星形绕组和封闭绕组。星形绕组：各相绕组的端部连接在一起，且各相绕组的头与功率开关管连接。封闭绕组：每相绕组端部连接都下一相的头部，所有绕组形成封闭回路，并将每个连接点与功率管相连。电机运行时使封闭绕组中产生谐波电流环流，导致电机的损耗增加，效率降低。因此大多数电机采用星形连接。

电机驱动控制的逆变电路可分为两类基本拓扑结构：电压源逆变（VSI）和电流源逆变（CSI），还可以按照所用开关器件及不同的控制策略进一步分类。而最为典型和常见就是桥式电路和非桥式电路的 VSI 拓扑结构。在兼顾性

能的前提下，要求尽可能的降低电路的成本。而解决驱动控制成本的问题主要是通过改变电路的拓扑结构和改变控制策略，所以在电路拓扑结构方面，要设法减少功率器件使用的数目，使电路的成本最小化。对非桥式电路而言它的结构简单，各相绕组独立控制，成本较低，但存在绕组利用率低、效率低下等缺点，仅限于小功率电机的驱动，在实际工程中应用较少。桥式电路在电路结构上又分为 H 桥和全桥两种，对于相同相数的电机，H 桥电路需要的功率器件比全桥电路多一倍。所以电机主要采用的是全桥电路驱动星形绕组电机。

经过研究发现，随着相数的增加尽管有利于降低电机换相时产生的转矩脉动。但逆变桥功率器件的增加，会使电机控制的成本就会上升。而且三相绕组的利用率优于四相和五相绕组。所以，综合考虑绕组相数、连接方式和控制成本等因素，选取了星形连接三相桥式的主电路拓扑结构^[26-28]。主电路拓扑结构如图 2-2 所示，表 2-1 给出了 6 开关逆变器和无刷电机工作状态。

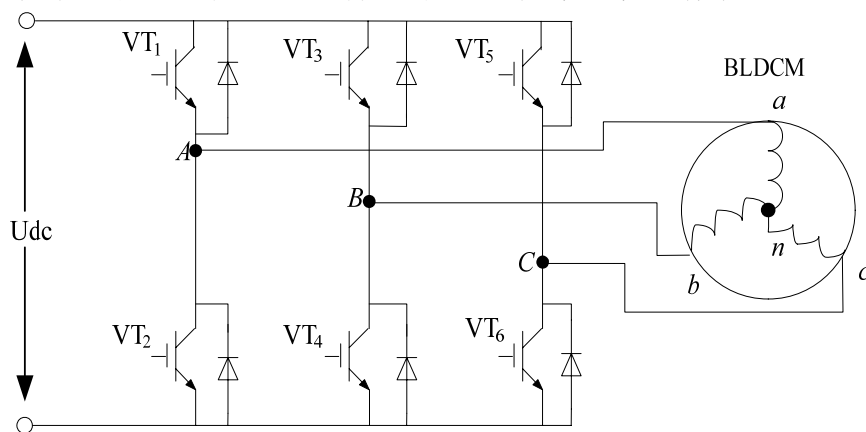


图 2-2 星行连接三相桥式主电路拓扑结构

Fig. 2-2 Main circuit topological structure with three-phase star connection

表 2-1 逆变器 6 开关工作状态

Tab. 2-1 Working condition of six switch inverter

状态模式	转子角/ (°)	导通相	逆变桥开关
1	0~60	A-B	VT1-VT4
2	60~120	A-C	VT1-VT6
3	120~180	B-C	VT3-VT6
4	180~240	B-A	VT3-VT2
5	240~300	C-A	VT5-VT2
6	300~360	C-B	VT5-VT4

2.2.2 无刷直流电机的控制方式

为了对电机实现有效的控制，必须了解其工作原理和控制方式。主电路采用三相星形连接桥式逆变电路，并选择两两导通方式。在任意时刻，只有两相绕组导通，每当转子转过 60° 的电角度时，功率开关管就进行一次换流，并完成定子的磁状态的改变。在一个周期内电机的工作状态共有六种，且每个功率管在一个周期内导通时间为 120° 。因此，这种工作方式常被称为三相六状态 120° 的导通方式。本文选取的就是这种工作方式，并以此为例来分析电机的工作原理。电机的控制系统如图 2-3 所示。

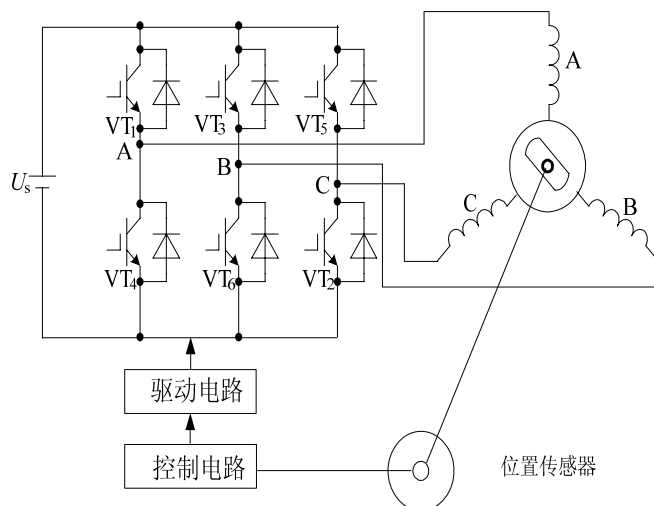


图 2-3 无刷直流电机控制系统

Fig. 2-3 The control system of BLDCM

假设电机转子的初始值为 0° ，此时使正向电流流入电机的 A 相绕组，反向电流流入电机的 B 相绕组，C 相无电流输入，则转子在电枢绕组合成的磁动势 F_a 将与转子磁场的共同作用下，按照逆时针的方向转动。当电机转子转过 60° 时，位置如图 2-4b) 所示，并在此作用下继续转动。到达 2-4c) 的位置。此时，为避免同一磁极电枢绕组中电流流过的方向不一致，从而导电磁场削弱和电机转矩的减小。对电机进行换相，给电机的 C 相绕组通以反方向的电流，使 B 相绕组断电。电机继续转动，在经过 60° 之后在进行下一次换相。按照这样的步骤，转子每转过 60° ，就要进行一次换相，电机就可以平稳的运行下去。

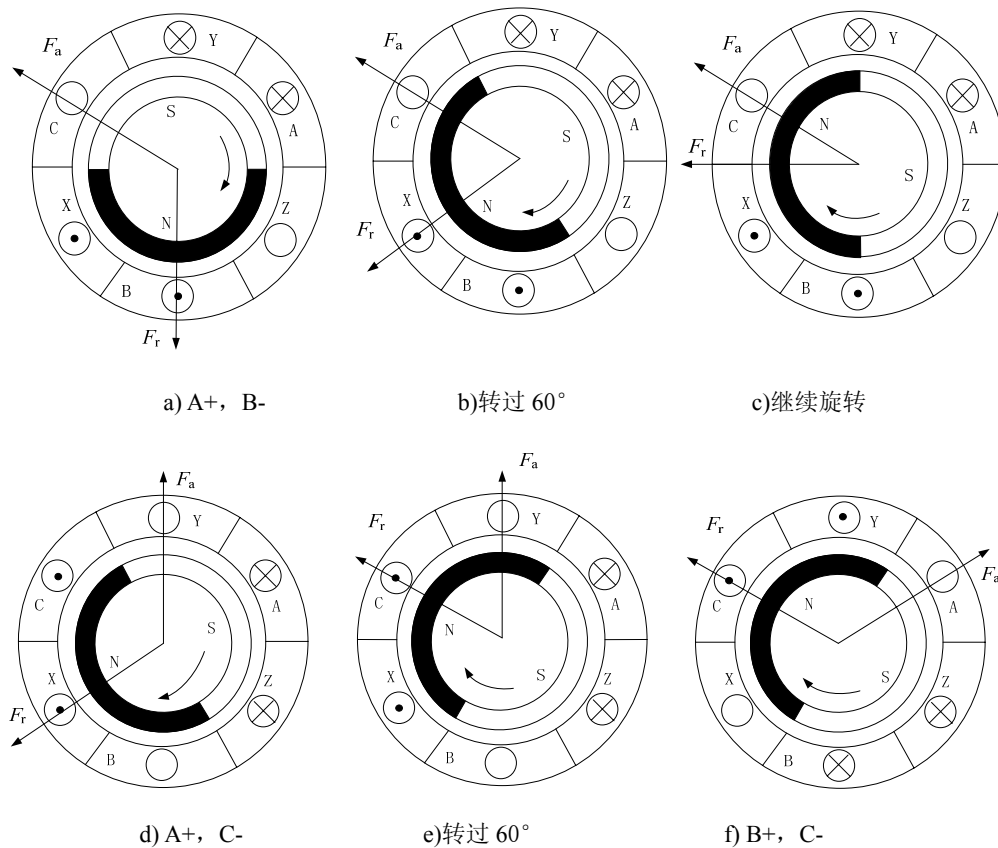


图 2-4 无刷直流电机换相原理

Fig. 2-4 The commutation principle of BLDCM

2.2.3 电机的控制策略

从电机控制方法进行分类, 可将电机控制系统分为开环及闭环控制两种。其中开环控制适用于对精度要求较低的场合, 如航模用的直流无刷电机。随着人们对生产和技术要求水平的提高, 需要获得较好的控制性能。因此对电机控制的要求也越来越高。为此, 不仅需要选择合适的电路结构, 还要有适合的控制策略。

1. PWM 调制方式的选择

现在的电机大部分采用 PWM 调制方式, 即通过改变 PWM 控制信号的占空比进而对电机的控制部分进行调节。根据 PWM 调制时间和作用于功率器件的不同, 分为单管调制和双管调制^[29-32]。单管 PWM 调制对于直流无刷电机而言, 不管是上桥臂进行斩波还是下桥臂斩波, 断开相在换相期间都会产生续流, 致使其他两相的电流产生波动。而且随着电机转速的提高, 电流的波动幅

度也会加大。若是采用双管调制，则电机在运行时始终有两相导通，断开相就不会产生续流。相应电机的电流和转矩脉动都比较小，但从功率器件的开关损耗分析它是单管 PWM 调制的 2 倍。因此，在调制方式上优先选择单管调制方式。而许多理论和研究表明，H_PWM-L_ON 调制方式的换相转矩波动较低。所以，系统选取此调制方式能够减小电机的换相转矩波动。PWM 调制波形如图 2-5 所示。

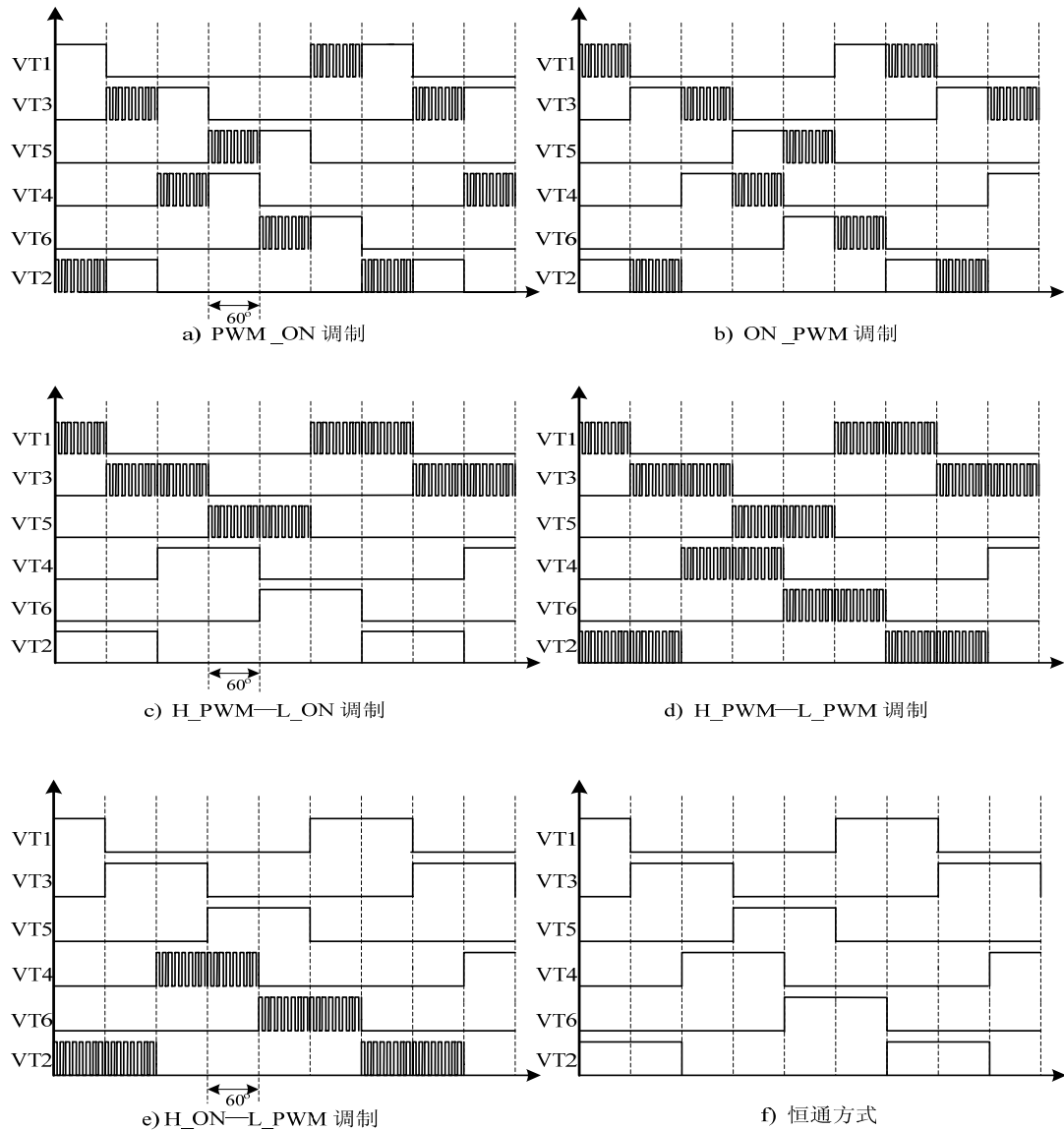


图 2-5 PWM 调制方式

Fig2.5 The modulation of PWM

2. 电机起动策略

电机的起动包括硬件起动和软件起动两种方式^[33-35]。硬件方式起动电机因需要增加额外的电路，加大了电机的尺寸，对于电机的微型化造成了不小的障碍。为克服硬件方式起动的缺陷，本文中系统采取软件控制电机的起动。先由程序给电机的任意两相绕组通电，一段时间后转子会处于电机预设的位置。然后让电机按照预设的正转或反转方向由程序给对应的绕组馈电，则电机起动。同时还要检测反电势的过零点，这时电机处于开环起动运行的阶段，检测信号并没有参与电机的换相控制。然后，通过对 PWM 控制实现电机转速的提高。当可以连续检测到过零点，就跳出开环换相的过程，进入自换相状态。实现电机的整个起动过程。

3. 电机系统的控制策略

由于受到控制理论和功率器件的限制，BLDCM 一直采用经典的 PID 控制，该控制策略能够满足系统的静态、动态指标要求，但系统鲁棒性能差^[36]。尽管人们尝试将各种智能控制算法加入到电机的控制系统中，用以解决非线性控制问题及其它较为复杂的问题，并提高系统稳定性、鲁棒性及系统稳定性等性能指标。但在实际的工程操作中还有些难度，因此仍采用了 PID 控制的速度电流双闭环控制，其原理框图如图 2-6 所示。

该系统的工作原理是：首先，速度指令与反馈的速度经过速度调节器进行 PI（比例和积分）调节，输出值与电流反馈值在经电流调节器进行放大和校正，调节后的信号结合转子位置信息并经过一定的处理，产生所需的各相 PWM 控制信号。该信号被送至驱动电路，进而驱动三相逆变电路，控制相应开关器件的通、断，驱动电机绕组。此外，系统常具有过压、过流、欠压等异常情况的保护。当输入电压、负载变化或存在外界扰动时，该系统会进行自动调节，使转速能够跟踪并重现速度指令的要求。

转速环是电机控制系统的外环，主要是控制电机的转速，在电机正常运行时，速度跟随给定的转速变化。当转速出现较大的偏差时，能够迅速的达到最大最大输出电压，并作为电流环的输入，电流快速上升进而实现系统的快速响应。减小负载波动的干扰，使系统既能调速还能稳速；电流环则是电机控制系统中的内环，保证电机在起动时获得较大的电流；堵转或过载时限制电机的最大输出电流，预防电机及驱动器的损坏；电流环的增加使电流调节能力得到增强，在控制性能上有很大的提高。

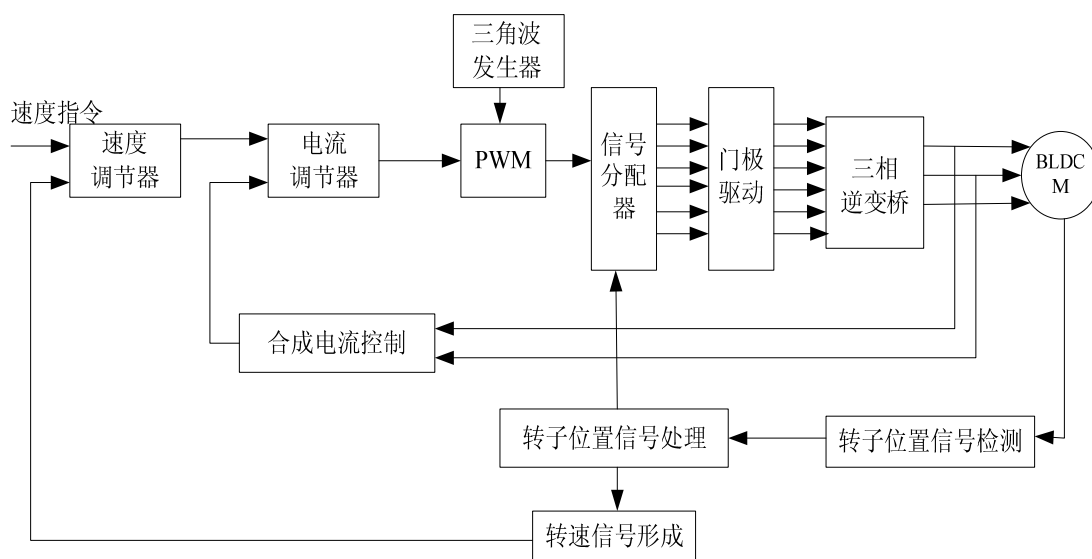


图 2-6 系统的控制原理

Fig.2-6 The principle of control system

2.3 本章小结

本章实现介绍了电机的构成及数学模型，根据不同拓扑结构的优缺点确定了电机采用的主电路拓扑结构。接着对电机的控制方式做了详细的介绍，给出了电机 PWM 调制方式及电机的起动策略。最后介绍了电机的双闭环控制原理，并给出了原理框图。

第3章 无位置传感器转子位置检测及系统仿真研究

电机的工作原理必须有转子位置信息，目前有诸多的转子位置检测方法用于无位置传感器电机的控制。依据电机不同的性能、特点及应用场合，选取的控制方法也不同，以实现最优化的控制。合理的方案、适合的检测电路和方法通常在整个系统中起着重要的作用。

3.1 传统反电势检测方法分析

在了解电机工作原理后，我们知道它必须有转子磁场位置信息，去控制逆变器开关管的开通和关断，实现电机绕组的换相。由此可知转子位置检测的重要性，近年来常利用反电势进行位置检测。且只有转子产生的磁场和感应电势才是我们所要求得的，包含着有用的信息。但其中包含有大量的电枢反应反电势成分，进而提出的过零点信号往往携带大量的干扰信号，并产生较大的误差。而电机换相过程中二极管续流引起的电压脉冲信号也会对反电势信号进行覆盖。因此，在控制中需要采取滤波电路消除高频干扰，并进行相位补偿。由于电机的中性点在实际应用场合中不一定引出，传统的反电势基本上是建立一个虚拟中性点对反电势进行检测，加之滤波电路和相位的补偿等措施，使其成为电机的换相信息。电路如图 3-1 所示。

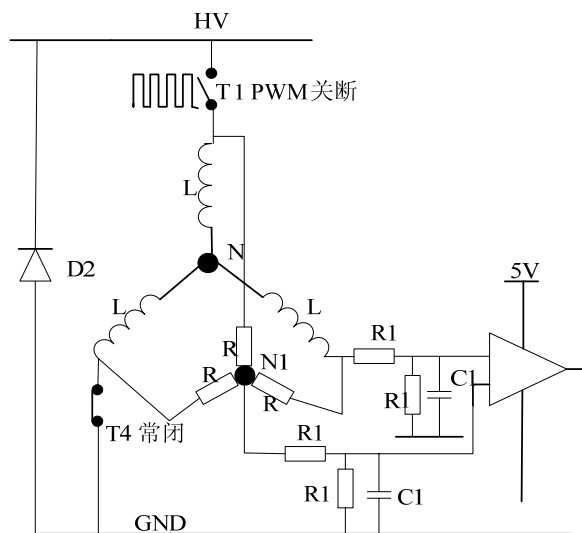


图 3-1 传统反电势检测电路

Fig.3-1 Detection circuit of conventional BEMF

在众多的位置检测方法中，反电势是最为成熟的。并在这一理论的基础上不断的发展了各种检测法，如常见的端电压检测法、反电势积分及参考电压比较法、3次谐波反电势检测法^[37]。这些检测方法具有各自的优势，针对不同的电机和用户需求的不同，做出了不少的贡献。但他们大多存在一些的缺点：由于反电势与转子速度成正比，不适用在低速或电机静止的情况，这是所有反电势法检测的共同缺点。PWM斩波信号与中性点电压叠加，诱发大量的噪音信号，需要滤除高频干扰，而产生信号延迟，要采取补偿措施。这种方法的调速范围狭窄、起动特性不好。

3.2 直接反电势检测法原理

直接反电势检测法是在基于传统反电势法原理的进一步改进而来的。为便于理解和进行分析，将根据采样方式、数学理论分析、实施方案等几个步骤进行具体的介绍。

3.2.1 直接反电势位置检测机理

为改善以上方法的缺点，提出了反电势直接检测法。采用此方法电机的中性点不必引出，而是直接检测电机绕组的端电压，并与 PWM 调制方式及适当的导通策略共同配合下完成过零点的检测。PWM 斩波信号只调制上桥臂，并在 PWM 关断期间进行采样反电势。信号不经过衰减和过滤，可以得到较为精确的过零信号。本章首要分析了反电动势过零检测算法及具体实施方案。

1. 反电势的采样方式

在使用 ST7MC 检测反电动势时，一般有四种过零点采样方式。

第一种是我们采用的 PWM 关断时采样，如图 3-2 所示，采样频率为 f_{PWM} ，即与 PWM 调制波的频率相同。

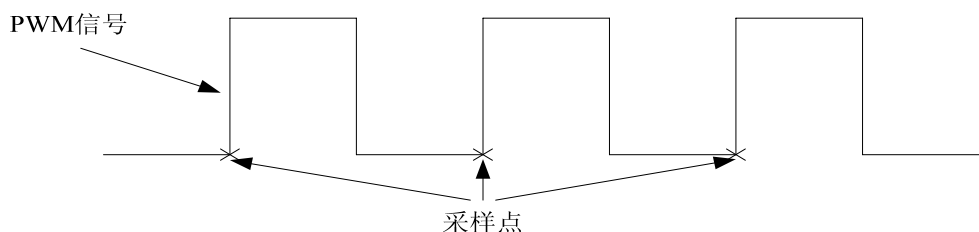


图 3-2 PWM 关断时采样反电动势

Fig.3-2 Sampling during PWM OFF State

第二种方法是在 PWM 开通后，延迟一定时间在进行采样，如图 3-3 所示， d 为延迟的时间，采样频率为 f_{PWM} ，即与 PWM 调制波频率相同。

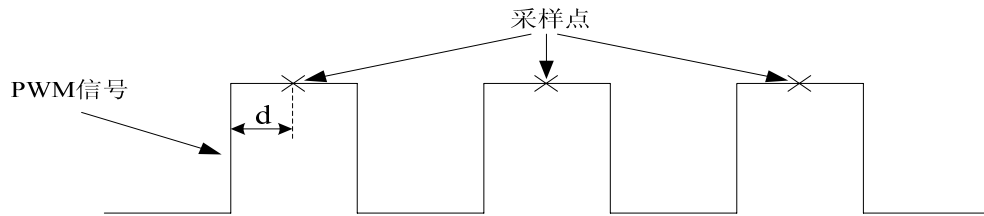


图 3-3 PWM 开通时采样反电动势

Fig.3-3 Sampling during PWM ON State

第三种方法是在 PWM 开通后进行高频采样，在开通时刻延迟一定时间后在采样，如图 3-4 所示， d 为设置的延迟时间，反电势过零采样频率的为 f_{SCf} 。

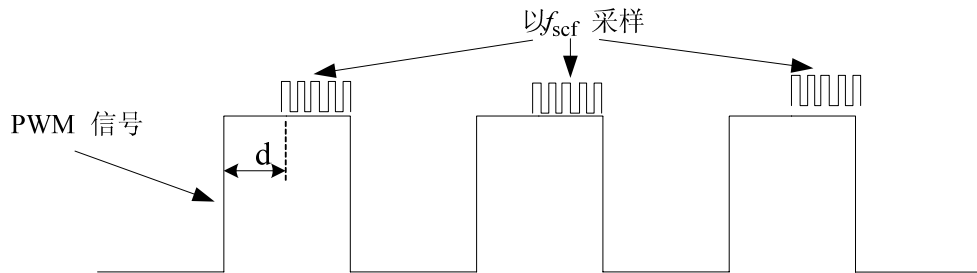


图 3-4 PWM 开通时高频采样反电动势

Fig.3-4 Sampling during PWM ON State at high frequency

第四种方法是在不论是在 PWM 开通还是关断时均进行采样反电动势，如图 3-5 所示，反电势过零检测的采样频率为 f_{SCf} ，通常在 125kHz 至 1MHz 之间。

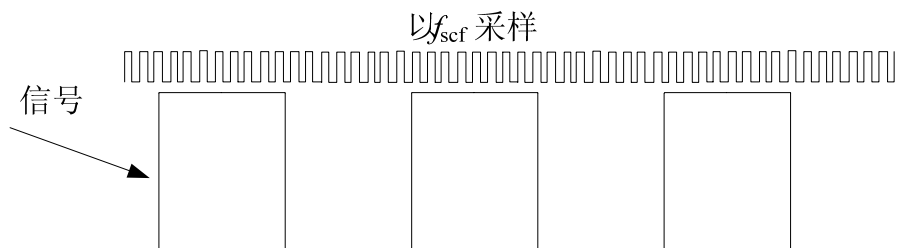


图 3-5 PWM 开通、关断均采样反电动势

Fig.3-5 Sampling either during PWM ON or OFF State

采样方式的不同，则电机控制对应的采样电路也会不同。针对在 PWM-ON 和 PWM-OFF 的这两种不同的状态分别做了系统的理论分析，这两种采样

方式的分析都是基于 H-PWM—L-ON 的 PWM 调制方式。图 3-6 和 3-7 为电机在这两种状态下的电路，并分别标注了相应状态下的电流流向。当 PWM 开通时电流从 T1 和 T4 两个功率器件流过，断开相 C 绕组没有电流；当 PWM 处于关断时，电流的方向不能立即改变，通过二极管 D2 进行续流^[38]。

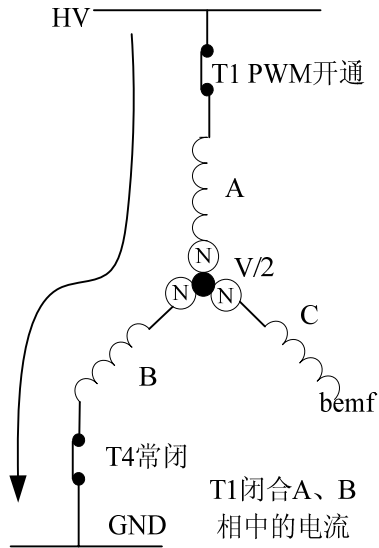


图 3-6 PWM 开通时的电路

Fig.3-6 Sampling circuit during
PWM ON State

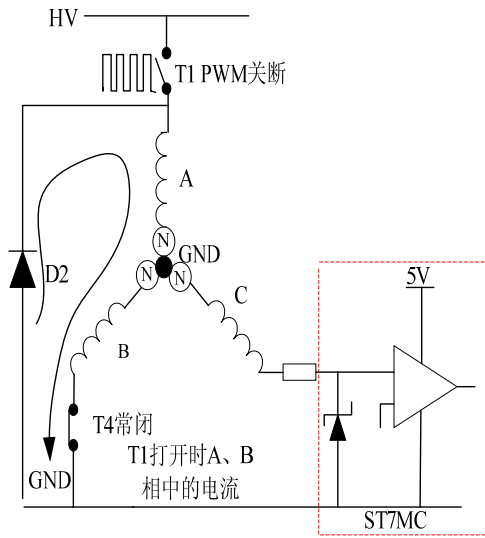


图 3-7 PWM 关断时的电路

Fig.3-7 Sampling circuit during
PWM OFF State

2. PWM-OFF 状态下 BEMF 采样电路的分析

为了对直接反电势的原理进行深入的理解，采用数学的方法对分析采样电路。从电路中可以看到在 PWM-OFF 期间，上桥臂的 T1 关闭，电流流过 A、B 两相绕组，在 C 相检测反电势。根据图 3-8 的电路可以很容易看出 C 相的端电压就是电机中性点与 C 相反电势之和，即 $V_c = e_c + V_n$ 。

对于 A 相绕组，如果忽略续流二极管的正向导通压降，我们可以得到：

$$V_n = 0 - ri - L \frac{di}{dt} - e_a \quad (3-1)$$

对于 B 相绕组，忽略功率开关上的电压降，可得到：

$$V_n = ri + L \frac{di}{dt} - e_b \quad (3-2)$$

结合以上两式，得

$$V_n = -\frac{e_a + e_b}{2} \quad (3-3)$$

由于采用的是三相全桥逆变电路，且电机绕组完全对称，可以忽略三次谐波的影响，则电机的反电势 $e_a + e_b + e_c = 0$ 。最终可得到：

$$V_n = \frac{e_c}{2} \quad (3-4)$$

$$V_c = e_c + V_n = \frac{3e_c}{2} \quad (3-5)$$

从以上方程的结果可知，在 PWM 关断期间电机的端电压可以看成反电势，其过零点就是需要的换相信号。没有经过阻容滤波，可直接与微控制器的引脚相连，结构简单易实现，就能获取所需要的信息。并且在关断期间采样反电势，无高频信号的干扰和中性点的叠加。可以在较低的速度运行，起动转矩大，只是占空比无法达到 100% 的控制。

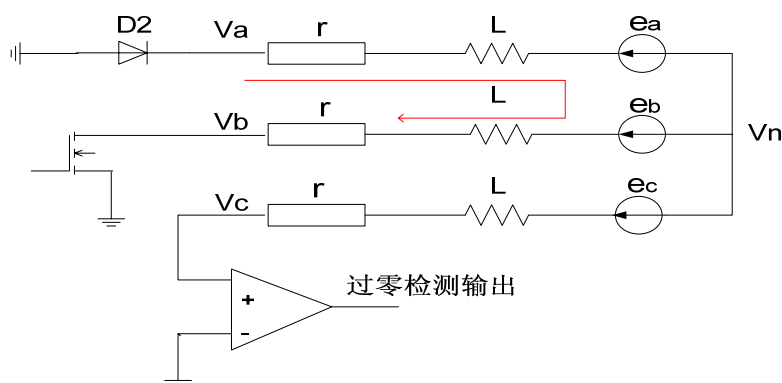


图 3-8 PWM 关断时 BLDCM 等效回路

Fig.3-8 Equivalent circuit of BLDCM during PWM OFF State

3. PWM-ON 状态下 BEMF 采样电路的分析

在 PWM-ON 状态下采样也可以采用相同的数学方法进行分析，也是假设 A、B 相导通，C 相悬空的条件下得到等效电路。

这时，对 A 相、B 相绕组有：

$$U_n = V_{dc} - ri - L \frac{di}{dt} - e_a \quad (3-6)$$

$$U_n = ri + L \frac{di}{dt} - e_b \quad (3-7)$$

忽略二极管压降，通过(3-6) 和(3-7)进一步得到：

$$U_n = \frac{V_{dc}}{2} - \frac{e_a + e_b}{2} \quad (3-8)$$

由于 $e_a + e_b + e_c = 0$ ，可推出：

$$U_n = \frac{V_{dc}}{2} + \frac{e_c}{2} \quad (3-9)$$

$$\text{因此，端电压为：} U_c = e_c + U_n = \frac{3}{2}e_c + \frac{V_{dc}}{2} \quad (3-10)$$

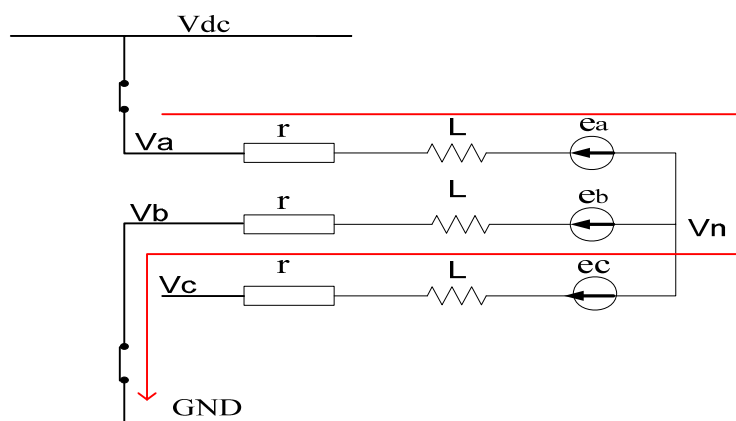


图 3-9 PWM 关断时 BLDCM 等效回路

Fig.3-9 Equivalent circuit of BLDCM during PWM OFF State

据以上分析可知：在 PWM-ON 期间检测的端电压信号含有直流母线电压一半的直流偏置量，在此种情况下，对于芯片来说是很高的电压，有很大可能会烧毁芯片。为减小共模电压的干扰，需要先衰减电压在检测不导通相端电压。该方法的优点是能够使 PWM 信号的占空比达到最大值 100%，并运行在高速状态下。但是附加的衰减电路会使电路成本上升，端电压的幅值大大减小。端电压的波形变得更加平滑，但是降低了反电势过零点采样的精度。其中衰减系数也需要合理的计算和选择，使其衰减后大电压幅值不超过 5V，参考电压为直流母线的一半，衰减后应不大于 2.5V。因此，通过对比两种方式的利与弊，最终选取了在 PWM-OFF 状态下采样反电势，并设计了相应的电机控制系统。

3.2.2 方案的实现

基于以上转子位置检测的原理，在 PWM-OFF 下的直接反电势位置检测法相对于传统的反电势检测方案，准确性更高、且具有较宽的调速范围。无需构造电机中性点，也不需要它作为参考电压值。与 PWM-ON 下采样反电势相比

省去衰减电路，而随着集成电路的发展，检测方案的实现也容易实现。如图 3-10 所示。

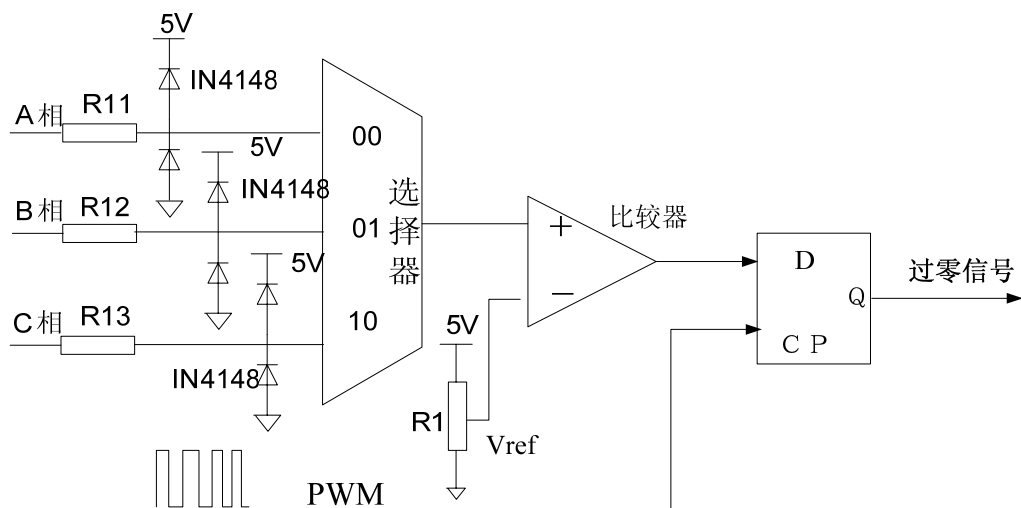


图 3-10 反电动势的检测电路

Fig.3-10 Detection circuit of BEMF

绕组的端电压信号通过 R11、R12、R13 三个限流电阻，每一相在两个钳位二极管的作用下使其幅值限制在 5V 后，直接连接到电路的多路复用选通器。控制器将按照电机换相不同步骤去选择相应要进行反电势检测的那一相，在与可选择的参考电压比较，其值一般很小，大约在 0.2-0.7V 之间。在 PWM 关断期间对过零点信号进行检测，检测的信号经过进一步的处理，直接参与到电机的控制中。在 PWM-ON 时不进行检测，通过 D 触发器封锁比较器的输出。

3.3 无刷直流电机控制系统仿真

3.3.1 系统整体模型的建立

依据电机工作原理及控制策略在 Matlab/simulink 的平台上搭建了系统的仿真模型。通过选取合适的器件，有效的控制方式和适当的参数对该系统进行仿真。控制系统包含了电机本体、PWM 生成模块、检测模块和换相等模块，控制策略为双闭环控制，内外环均采用 PID 控制，调制方式选择性能优越的 H_PWM-L_ON。图 3-11 为电机控制系统的仿真模型。

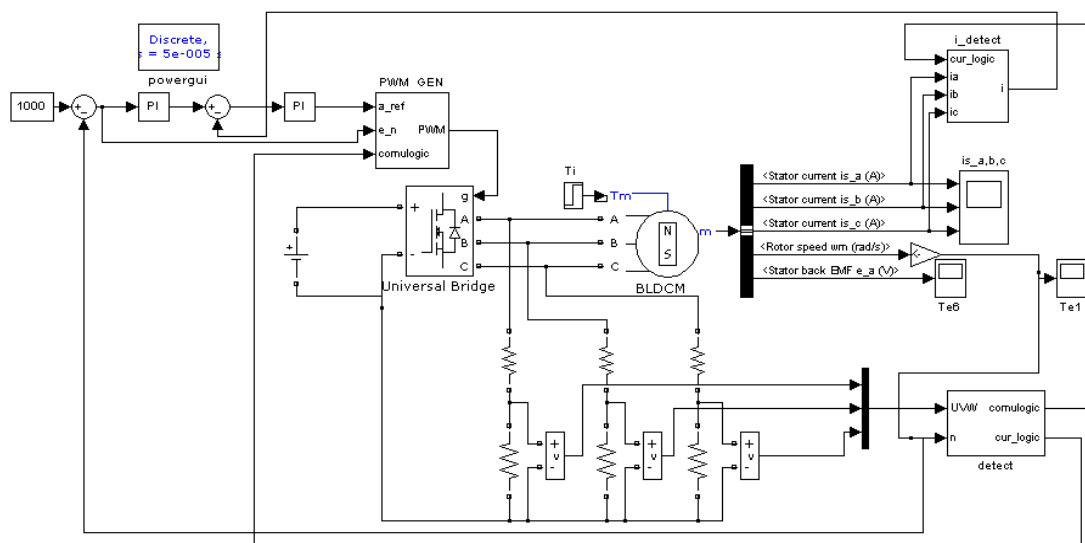


图 3-11 系统的整体仿真模型

Fig.3-11 System simulation model

3.3.2 电机和逆变器模块

其中，系统中的电机选取了 Matlab/simulink 自带的电机模型，在属性中将反电势平顶角度改成 120° ，作为系统中的电机本体模型，主电路选取三相星型全桥逆变电路，电机的极对数设置为 2，转动惯量为 $J=0.08 \times 10^{-4} \text{kg/m}^2$ 。逆变部分选择了通用桥，并在参数中设置为三相桥臂，器件选取 MOSFET，作为系统的逆变电路。

3.3.3 PWM 生成模块

如图 3-12 所示。PWM 生成模块包含了电机的起动过程和控制信号 PWM 的产生。其中电机的预定位和加速过程是由函数编写而成的，预先设定了一段定位时间，之后导通电机绕组的任意两相，并逐渐缩短导通的时间间隔，此阶段的换相逻辑也是由程序控制的。在电机加速阶段是由斜坡信号通过控制 PWM 占空比而进行加速的。阶跃信号 step 主要是对电机切换到自同步的时间加以控制，切换点时间的选取决定了电机能否成功切换到自同步运行状态，进入闭环运行时换相逻辑是由 comulogic 控制的。

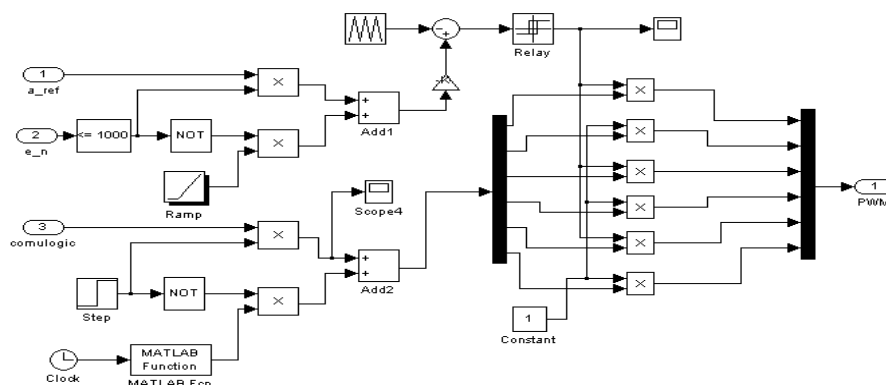
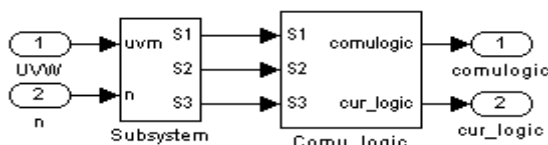


图 3-12 PWM 生成模块

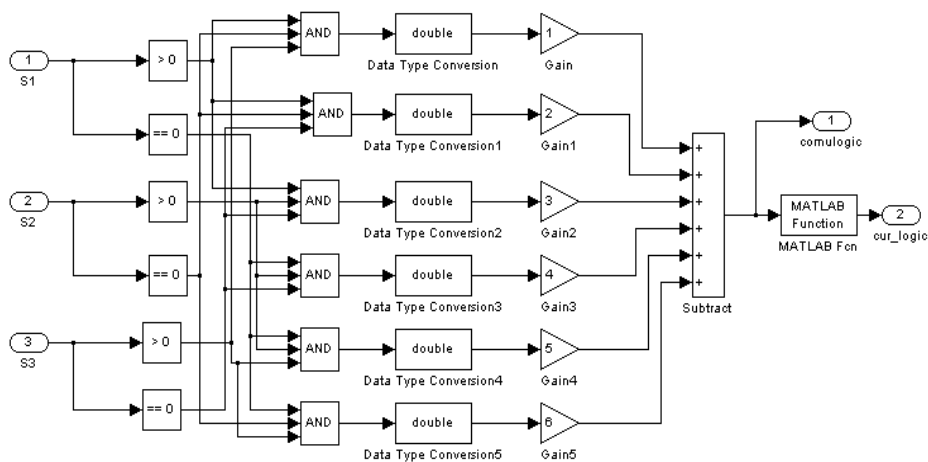
Fig.3-12 PWM generation model

3.3.4 换相检测模块

此模块包含过零点检测及换相逻辑如图 3-13 所示。



a)检测模块



b) 换相检测模块

Fig.3-13 Commutation detection model

电机在一个周期内要进行换相 6 次，也就对应的有六种不同的换相状态。换相逻辑就是根据检测点的组合的不同，对换相信号分别进行编号。当接受到编号后，就输出相对应的逻辑。

3.3.5 电流检测模块

电流也参与到了系统的控制中，每一时刻都要将导通的电流测量出来，参与系统的控制。每一路信号都对应一个上桥臂和下桥臂，如图 3-14 所示。

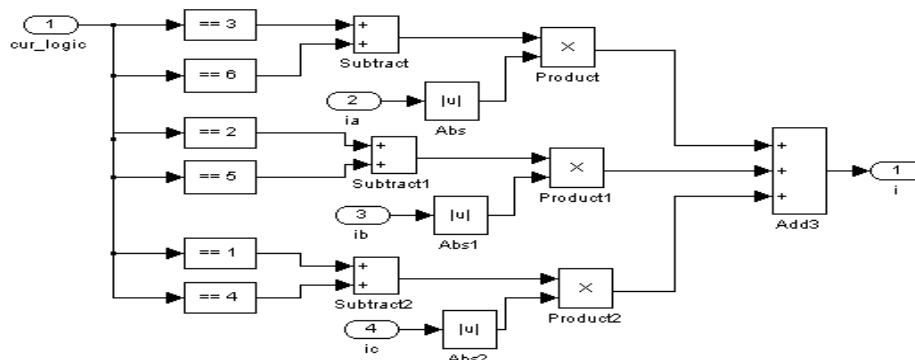


图 3-14 电流检测模块

Fig.3-14 Current detection model

3.3.6 仿真结果及分析

根据以上原理建立的电机控制系统进行仿真，首先在给定转速为 1000r/min 及恒定负载转矩为 3N·m 的条件下，对系统进行测试。

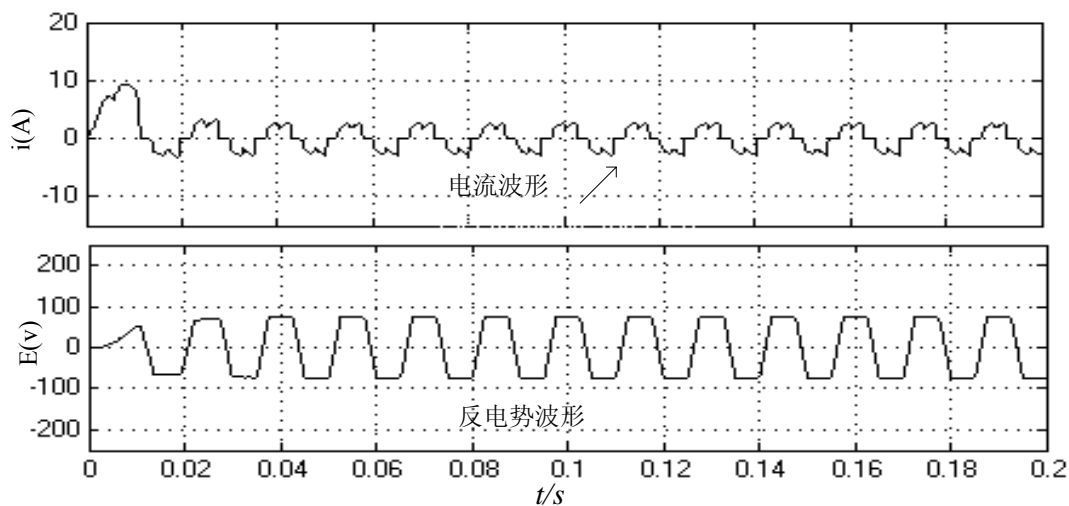


图 3-15 稳态运行的电流和反电势波形

Fig.3-15 The waveform of current and BEMF in steady state

图 3-15 为电机的电流和反电势波形,在理想的情况下电机的反电势波形为梯形,从图中可以看出,仿真波形基本上是与理论相符的。反电势波呈梯形

波，平顶宽度为 120° 。由于电机绕组内部电感的存在，是电流变化有一个过渡的过程。因此，电机的电流波形并非是方波，而是出现前后高而中间低的形状。

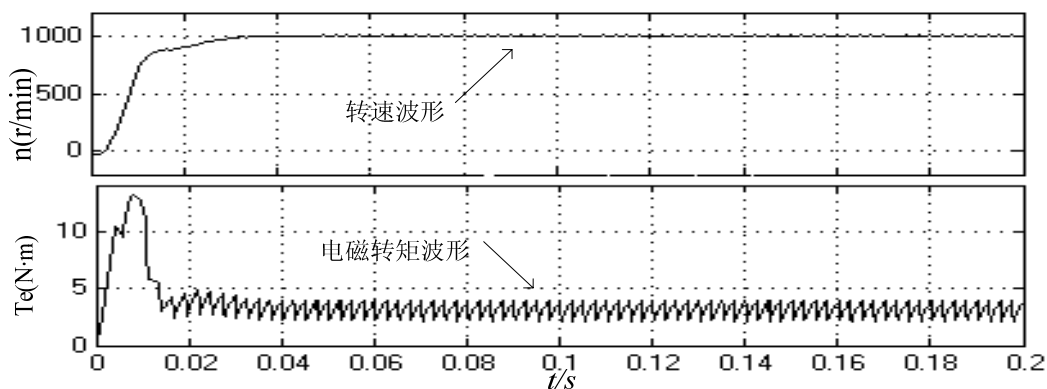


图 3-16 稳态运行的转速和电磁转矩波形

Fig.3-16 The waveform of speed in steady state

图 3-16 为电机的转速和电磁转矩波形。我们可以看到在恒定负载转矩和给定转速不变的条件下，转速的波形比较平滑，且电磁转矩波形脉动小。在 0.04s 时，转速稳定在给定转速 1000r/min，电磁转矩也达到稳定。

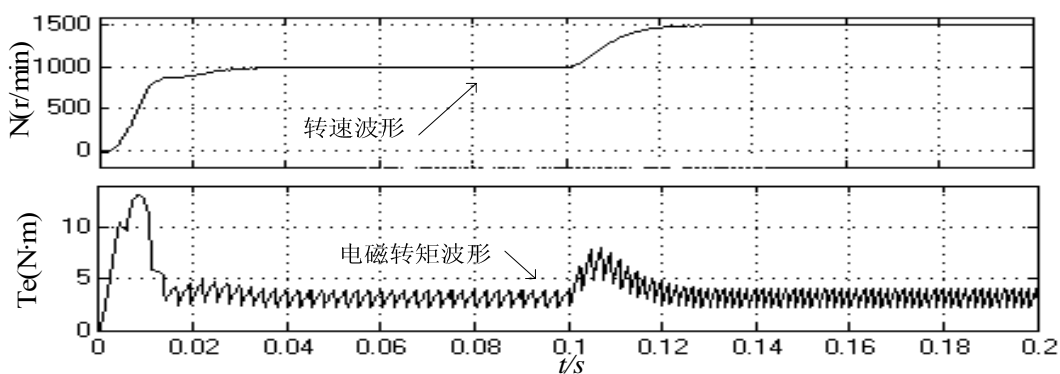


图 3-17 给定转速变化时转速、转矩波形

Fig.3-17 The waveform of speed、torque with changing given speed

良好的控制系统具备对外界扰动、负载及转速等条件变化做出及时而准确的动态反映，为观测该系统的动态特性，由阶跃信号输入给定的转速值，并在 0.1s 时，将转速由 1000r/min 提高到 1500r/min。观测在此条件下系统的电流和转速及转矩波形。波形分别为图 3-17 和 3-18 所示，可以看出该系统对转速能够进行很好地跟踪和调整，在 0.1s 转速改变后系统进行调整后，转速在 1500

r/min 保持稳定。而电磁转矩在 0.1s 波动后脉动达到稳定。

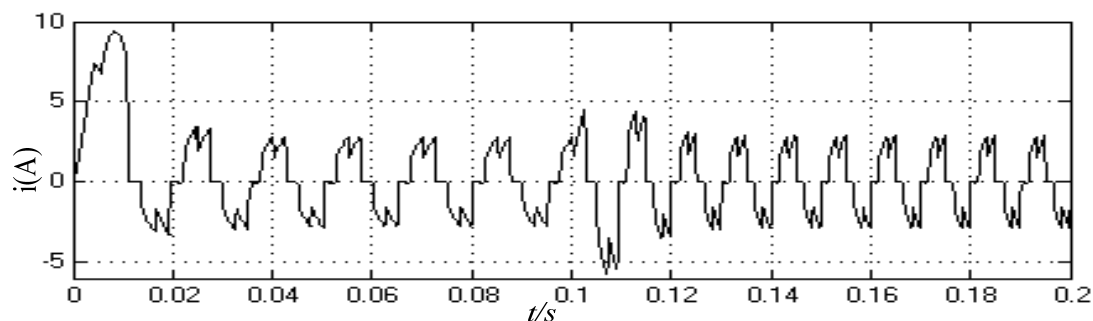


图 3-18 给定转速变化时电流波形

Fig.3-18 The waveform of current with changing given speed

为观测转矩变化对系统的影响，使施加的负载转矩发生变化，在时间为 0.1s 时负载由 3N·m 变化为 5N·m，图 3-19、3-20 给出了在此条件下的转速、电流及电磁转矩波形。图 3-19 可以看出负载在 0.1s 变化后，转速尽管有些波动但很快就稳定在 1000r/min，而电磁转矩随着负载转矩的增加而变大。电流的幅值也随着负载转矩的增加而变大。

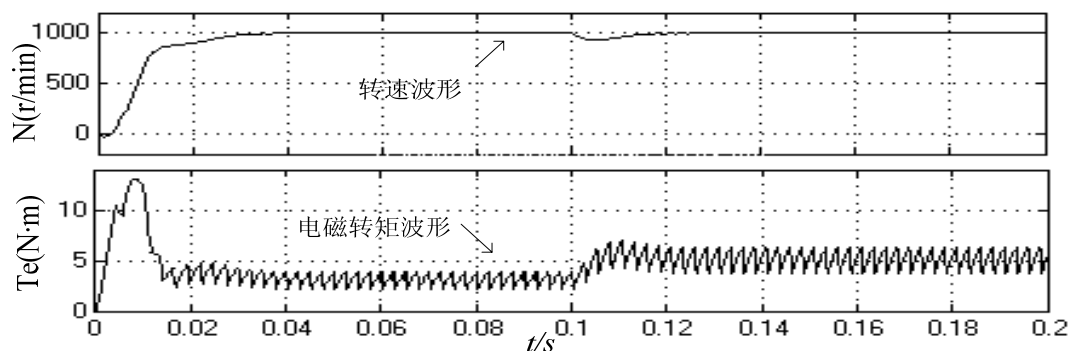


图 3-19 负载变化时的转速、电磁转矩波形

Fig.3-19 The waveform of speed、torque of with changing load

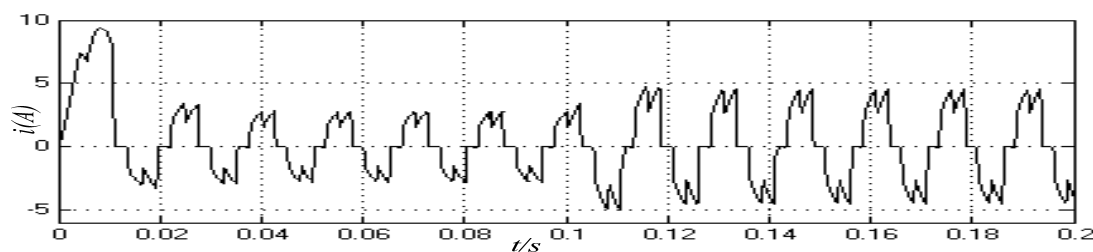


图 3-20 负载变化时的电流波形

Fig.3-20 The waveform of current with changing load

3.4 本章小结

转子位置检测是无位置传感器控制中的关键，本章详细介绍了直接反电势转子位置检测的原理，和四种不同的反电势采样方案，并对 PWM-ON 和 PWM-OFF 这两种采样方式分别作了细致的数学分析，最后结合两种方式的优缺点及系统的要求选取了 PWM-OFF 的采样方案。建立了系统的仿真模型并进行了仿真实验，为整个系统硬件及软件的实现奠定理论基础。

第4章 无位置传感器控制系统设计

本章主要介绍无位置传感器控制系统的总体构成，以 ST7MC 为控制核心基础并结合 ST 三电阻位置检测法，设计了系统的硬件电路和软件程序。首先对电机的总体设计方案进行简要的介绍，然后分别对其软件设计和硬件部分做了细致的描述。

4.1 系统总体的方案设计

系统的控制框图如 4-1 所示。控制过程为：ST7MC 单片机的电机专用控制模块根据电机给定的速度指令与反馈的速度经过 PI 调节后，去控制 PWM 信号占空比。此外，该系统利用 R1、R2、R3 电阻限流后经过内部反电势的检测处理与 PWM 管理器共同实现控制该系统，同时利用软件计算出电机的实时速度不断的反馈给系统。还有一个专门供给电机的限流模块，通过绕组电流的采样，监视其动态并作相应的处理。

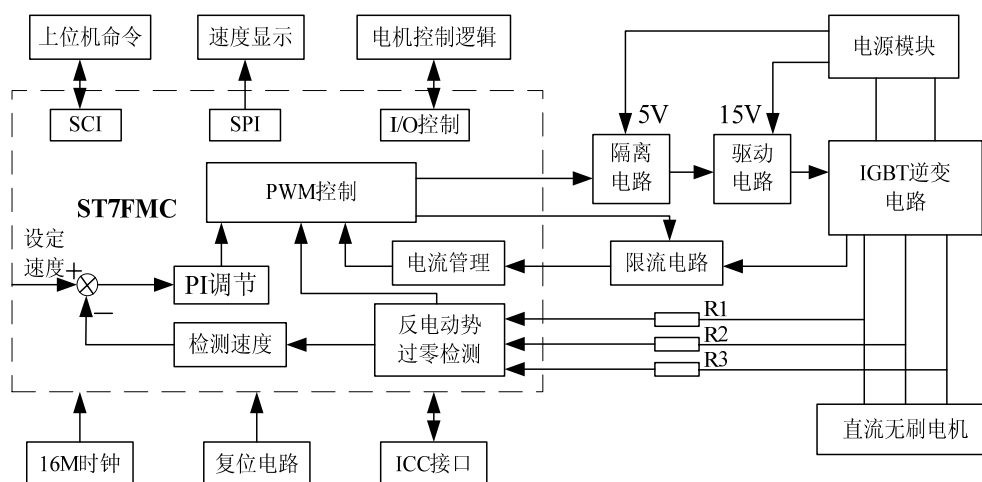


图 4-1 控制系统框图

Fig.4-1 The diagram of control system

根据对系统性能的要求，无位置传感器控制系统主要由基于 ST7MC 的控制核心单元、功率驱动单元及检测和保护单元组成。系统完成的主要工作内容是：整个主电路是根据交-直-交负载换流逆变的原理工作的，先是由调压器给电机控制系统提供电源的输入，经过单相全桥整流实现对输入电源的整流，在经过滤波电路变成稳定的直流，作为逆变电路的输入。作为控制核心的

ST7FMC 芯片主要完成系统相关的软件程序设计,当电机接收到起动命令时,实现电机快速平稳的起动;通过正反转按键的选择,以绕组的通电相序的不同,最终实现电机的转向控制;根据用户对系统的要求,实现对速度变化的跟踪和调节,即电机速度闭环的调节,使电机在电压变化、负载变化或其他外界扰动时,能够实现系统的自动调整,使转速更够跟踪速度指令做出快速反应,保证系统的稳定运行;为保证控制系统安全工作,必须对电机各相绕组的电压、电流进行实时的检测,一旦出现错误的逻辑组合,立即关断功率开关器件的 PWM 控制信号,从而避免造成功率器件烧坏、电机受损的情况发生。

4.2 系统硬件设计

系统的硬件部分包含了系统的核心控制单元、主电路、驱动单元及检测和保护单元,是系统中至关重要的一部分。涵盖整个硬件电路的设计,并以 ST7MC2S4 为控制核心,根据需要配备电机控制系统的外围电路。合理的硬件设计,对系统是否具有更加优越的性能起着至关重要的作用。下面将详细介绍硬件系统涉及到的各个模块。

4.2.1 核心控制单元

1. ST7MC 微控制器的介绍

ST7MC2S4 是 ST 公司生产的基于工业标准的 8 位单片机,主要面向电机控制专用电路,特别定位在低成本、高效率的三相感应式永磁无刷直流电机控制系统中。芯片内部集成了与电机控制单元相关的模拟和数字单元,10 位的 A/D 转换器和 SCI、SPI 等通信单元,并且支持低成本的开发。其指令系统在占用存储空间和运行时间上,效率较高,中断响应典型的时间为 $1.5\mu\text{s}$ 。不管你使用的是高级的 C 语言还是低级的汇编语言,都可以产生高效率的代码,中断嵌套的软件结构进一步强化了 ST7 单片机的实时应用功能。

特别是 ST7 内部独特设计的 MTC 模块(专门电机控制单元)大大强化了软件的设计功能,进而降低了控制系统的硬件电路的设计成本,在市场的竞争方面具有很大的优势。ST7MC 电机控制单元(MTC)可以看作一个将三相 PWM 调制于六通道,并具有反电动势过零检测功能的无刷直流电机控制模块,适用于无刷电机的驱动控制,内部含有电压和电流两种控制模式^[39]。可采用软件滤波的方法消除换相点附近干扰,进行多次检测,确保检测结果的准确性。用户可以根据系统的需求及不同控制模式的优劣性对比,选取电压控制模式或电流控制模式。其中,电压控制模式下外环的作用就是通过端电压的改变

进而实现速度的控制，内环则是限定电流值；电流控制模式下则直接进行转矩控制，调节绕组的电流^[40,41]。它既可以与霍尔位置传感器配合，也可以与 ST 三电阻的无位置传感器控制方法配合，并结合数字 PI 调节，实现电机的最优化控制。

2. 控制电路

控制电路是整个电路中的灵魂所在，是 ST7 最小系统附加外围电路实现的，对整个系统进行组织和分工处理。主要包括驱动信号的输出接口，PWM 事件管理器会产生六路控制信号，用来驱动逆变电路的功率器件；反馈信号输入接口，包含转子位置检测信号的捕获，处理后送入单片机的 MTC 模块，参与系统的换相控制。电流信号的检测也送入到微控制中，参与电机的限流控制。还包含了各种保护信号接口，如过热、过流或故障产生等，送至 I/O 口等待单片机做出反应。

4.2.2 主电路设计

整个主电路的设计是基于交-直-交负载换流逆变原理工作的，它先是通过一个单相全桥逆变电路进行整流，并经过滤波使其成为稳定的直流，在作为三相全桥逆变的输入。

经过单相全波整流后的电压值为：

$$U_{DC} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} 220\sqrt{2} \sin \omega t d(\omega t) \approx 0.9 \times 220 = 198V \quad (4-1)$$

通过滤波后可得到电压值为：

$$U_{DC} = \sqrt{2}U_i = \sqrt{2} \times 220 \approx 311V \quad (4-2)$$

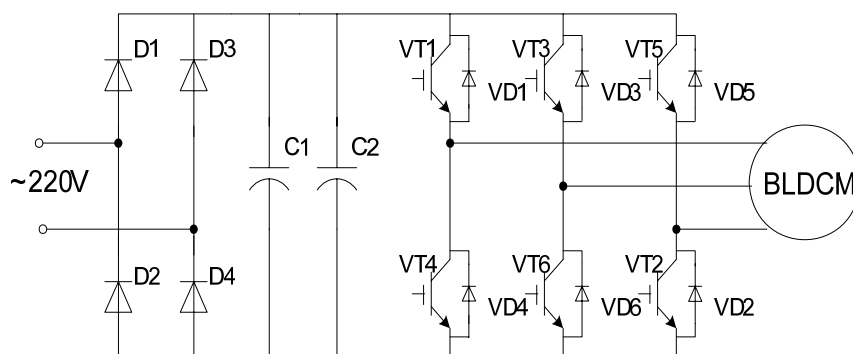


图 4-5 系统主功率电路

Fig. 4-5 Main power circuit of the system

系统主功率电路如 4-5 所示。选用的单相整流桥为 GBJ3510，其具体参数如表 4-1 所示。逆变电路的开关管选用了仙童公司型号为 FGA25N120 的晶体管，开关频率设置为 10kHz。单相不可控整流电路输出直流电压的理论值在 311V 左右，考虑到电压存在一定的波动，一般不超过 10%，所以在设计中采用了两个 470 μ F/450V 的电解电容并联。

表 4-1 单相整流桥参数
Tab. 4-1 Main parameters of single-phase rectifier bridge

电压-峰值 反向最大	电流-DC 正 向	二极管类 型	速度	安装类型	封装/外壳	包装
1000V	35A	单相	标准	通孔	GBJ	管件

4.2.3 驱动单元

ST7MC 发出的六路 PWM 控制信号，不能直接驱动电机，因此增加了光耦隔离和由 L6386 构成的驱动电路使信号放大后输出给驱动功率开关管。

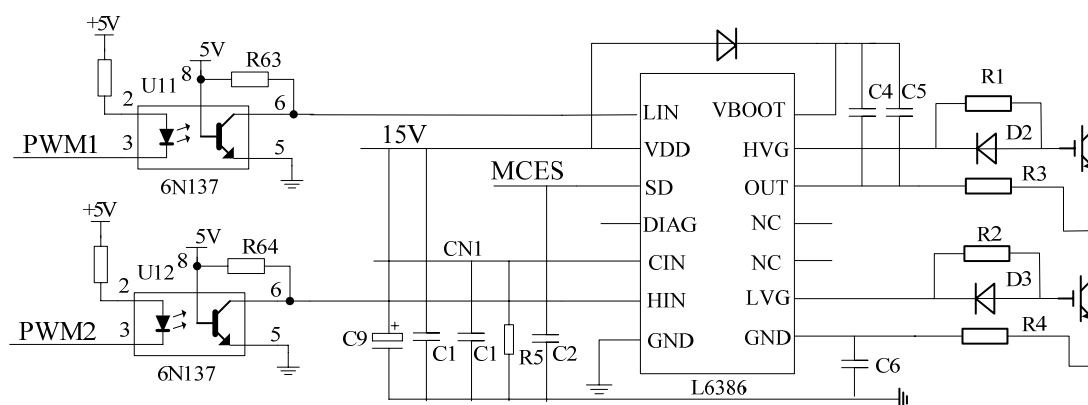


图 4-6 隔离驱动电路

Fig. 4-6 Isolating and driving circuits

每个桥臂需要一片 L6386 芯片进行驱动，电源电压可达到 600V。电流的驱动能力很强，其中拉电流可达到 400mA，灌电流达到 650mA。另外，芯片自身设计了过流保护的功能。如下图所示。上管通过 D1、C4 和 C5 构成自举电路，通过自举电路的原理在下管导通时储能进而驱动上桥臂。在上桥臂关断下桥臂导通时，通过自举电容充电，驱动上桥功率管的栅极。同时在栅极串联电阻，消除功率管开通和关断中产生的振荡。在栅极串联电阻上反向并联了一个二极管，加快关断过程。

4.2.4 检测单元

1. 反电势检测

对于 ST7 芯片来讲, 无位置传感器模式使用的是 ST 公司的反电势检测法专利——三电阻法^[42]。反电势信号直接取自逆变器的三个输出端, 并分别串接一个电阻, 然后分别接入 MCIA、MCIB、MCIC 引脚。反电势采样电路有限流回路和放电回路。其中检测反电势回路的电流不能超过 5mA, 一般在实际中要将 MCIA、MCIB、MCIC 的电流限制在 2mA 左右, 根据电流的大小和加在直流母线端电压, 来计算串接的限流电阻的大小。计算公式为:

$$R = V_{dc} / 2mA = 311V / 2mA = 155.5k \quad (4-3)$$

其中, 直流母线电压是根据单相整流滤波后得到的, 为了安全可靠、快速散热, 串接的限流电阻选用了 150k/0.5W 的电阻。由于芯片内部存在寄生电容, 进行反电势检测后放电回路需要给寄生电容提供快速放电回路, 放电回路是由二极管和放电电阻串联而成。其中, 二极管型号为 FR107。放电电阻的取值一般为 5k 以下, 本电路选取 1k, 目的是为了缩短电路的放电时间。在进行过零检测时的参考电压一般由 ST7MC 内部的寄存器设置, 也可以由外部的 MVCREF 端口提供。采样电路如图 4-7 所示:

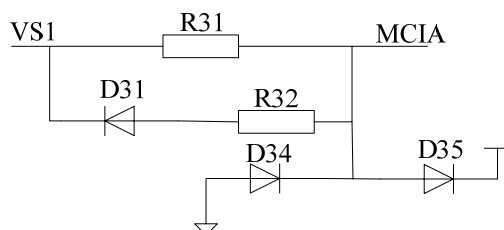


图 4-7 反电势检测电路

Fig.4-7 BEMF detection circuit

2. 电流检测

为了实现对电流母线电流的检测, 就要对电流进行采样, 进而对电流进行限制或调节。为保证电路的安全, 选取型号为 CHB-25NP 的闭环霍尔电流传感器, 基于霍尔磁补偿原理对电流进行测量, 并实现原边被测电流与副边输出电流的电气隔离, 根据实际中测量的电流值可选取适当的匝数比。具体参数如表 4-2 所示。在实践中, 由于输出的采样信号存在高次谐波和其他信号的干扰, 因此设计滤波器将这些干扰信号抑制掉。使用了带有电压跟随的二阶低通滤波器的检测电路, 将采集到的电流信号转换成电压信号, 经过二阶低通滤波器和钳位电路处理, 送至 ST7MC 单片机的 OAN 口, 参与到电机

的控制中。检测原理如 4-8 所示。

表 4-2 霍尔电流传感器主要参数

Tab.4-2 Main parameters of hall current sensor

额定电流/A	25	测量范围/A	0~±36	测量电流/A	25mA
电源电压/V	±15	匝数比	1:1000	线性度	<0.1%
精度	±0.8%	频带范围/kHz	0~100	反应时间/ μs	≤ 1

在实践中，由于输出的采样信号存在高次谐波和其他信号的干扰，因此设计滤波器将这些干扰信号抑制掉。使用了带有电压跟随的二阶低通滤波器的检测电路，将采集到的电流信号转换成电压信号，经过二阶低通滤波器和钳位电路处理，送至到 ST7MC 单片机的 OAN 口，参与到电机的控制中。检测原理如 4-8 所示。

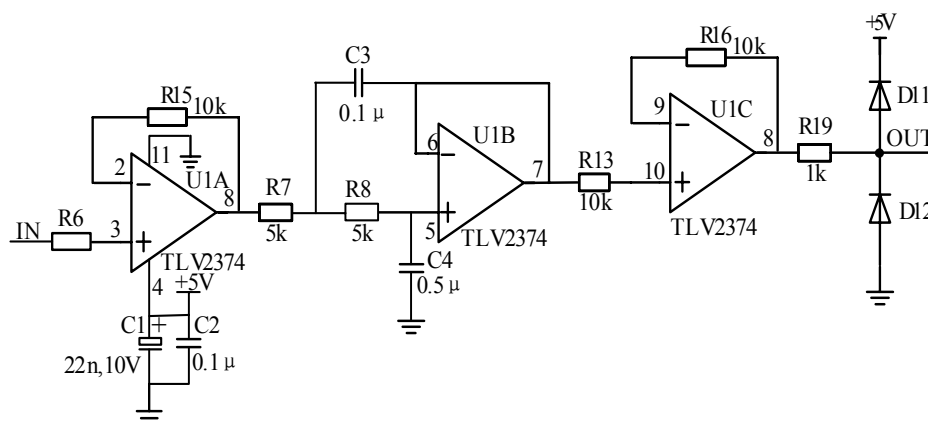


图 4-8 电流检测电路

Fig. 4-8 Current measuring circuit

4.2.5 保护单元

为保证电机控制系统安全稳定的运行，加入了各种保护电路，例如过热保护、过流保护和紧急状态制动等。电机在长时间持续工作时，为防止功率管过热，在功率管散热器上安放有温度开关对 IGBT 进行温度检测和过热报警。与 ST7 的 I/O 引脚相连接，当温度超过设定值时，输出高电平，系统停止运行。该系统还设有过流保护功能，将检测的电流信号转变后得到的电压信号直接连接到 ST7MC 控制器的 OAP 引脚，经过放大电路与外部电位器给设定值进行比较。一旦超过设定值，就会出现过流现象，ST7 就立即反应关闭功率开关管，警示灯亮，进而实现了对系统的保护。

4.3 系统软件设计

实际上,无位置传感器技术是从控制的软件和硬件两方面着手,以增加控制的复杂性换取电机结构复杂性的降低。由此可见,软件的设计在电机控制系统的作用不容忽视。系统的开发需要合适的软、硬件开发工具,该系统的软件平台采用的是 ST 公司的 ST7VD 调试环境,以 RLINK 仿真器连接将程序下载到目标板。该环境适合 ST 系列单片机的集成开发,提供了所需要的编辑、调试、在线仿真和下载功能,并同时支持汇编语言、C 语言的编译,能够很方便的进行系统的开发和调试。

该系统的软件设计是整个系统的中心环节,合理的程序设计是解决问题的关键点。本系统的软件主要是由电机起动程序、换相程序、主程序组成,通过调用 PI 调节模块,使 PWM 占空比更新。通过对电机换相事件、过零检测事件和退磁时间的管理,实现对电机的闭环控制,以满足用户的不同需求。这些程序模块都需要在电机调试过程中经过反复的测试,查看电机运行状态是否良好,以确定换相时间、PI 调节、PWM 占空比等运行中各个参数。

4.3.1 主程序

主程序就是在系统复位后进入主循环去实现电机的闭环控制,也就是说首先要对整个控制系统进行初始化,其中包括 I/O 的初始化、定时器的初始化、MTC 单元的初始化。MTC 的初始化尤为重要,基本根据相关寄存器进行配置实现的。其中,需要对 ST7 的六个输出口进行设置:MCO0、MCO2、MCO4 设置为 PWM 模式输出,MCO1、MCO3、MCO5 设置为方波输出的模式,也就是前面提到的 H_PWM-L_ON 的调制方式^[43]。使用 U 相 PWM 作为六通道的端口输出,并设置 MTC 模块的时钟频率、输出极性、采样延迟和占空比及电压控制模式,以便在电机程序运行时进行调用。

主程序流程图如图 4-9 所示,主要功能是实现电机运行状态的控制,并不断检查电机的工作情况,按照各种指令做出相应的动态反映,通过调用速度调节模块来实现 PWM 的占空比的更新,并监视电机绕组电流、温度,同时完成 C、D、Z 事件的管理,保证电机的稳定运行。其控制思想是按下起动按键时电机就进入起动状态,完成参数的初始化及转子初始位置的对齐,并为电机加速进入准备,实现电机的开环运行。当检测到至少两次的连续过零信号且实现电机的自同步运行时电机就成功起动,否则起动失败。根据用户的设定的加减速按键,实现速度的调整。若在运行中出现突发事件,如过温、过流、故障等错误

的情况时，电机就停止运行。

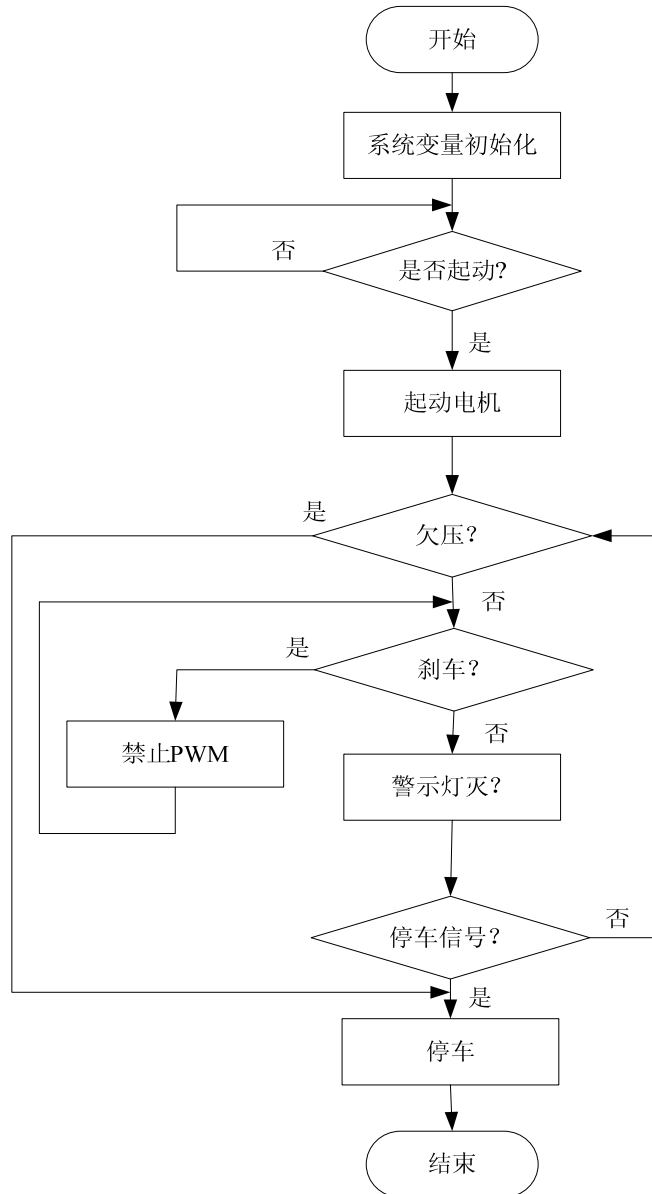


图 4-9 主程序流程图

Fig.4-9 The flow chart of the main program

4.3.2 电机起动程序

电机的起动是控制其中的一个难点，采用的是三段式起动控制原理。完全由软件编程实现，需要进行多次的参数选取和实验调试，最终确定最佳的换相时刻、加速曲线和 PWM 占空比等具体的参数，以确保电机能够顺利、平稳的

起动。如图 4-10 所示。

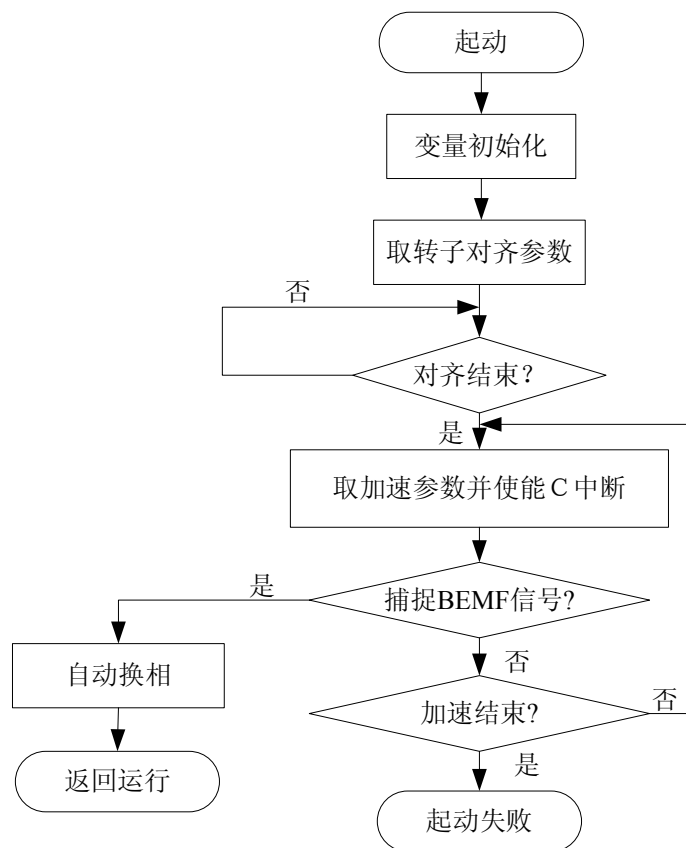


图 4-10 电机起动程序流程图

Fig.4-10 The flow chart of motor starting program

电机的起动控制：首先控制程序选择预先设定的任意两相绕组强制导通，并利用 PWM 控制其绕组电流，在经过一个较短的时间后，转子的位置停在预定的位置附近。我们把这个过程成为定位。各种实验的研究表明，只有在 $60^\circ \sim 180^\circ$ 范围之间的夹角，对后面电机的升速的影响才会很小。然后，采用变频恒压的方式进行电机的加速。

在电机的升速阶段，通过 PWM 控制逐渐提高给电机的外加电压，并通过软件控制时间间隔逐渐减小，使电机的转速慢慢提高。由 ST7 控制器产生的预先设定的转子转速理想变换的曲线常被成为加速曲线。它主要是通过多次试验获得优化的加速曲线，以升频升压的方式时电机不失步地软起动，最终平稳地达到较高转速的目的。

当持续检测到至少两次以上的过零事件时，就切换到自动换相模式。要注意的是：当检测反电势过零点时，我们直接对其进行检测，并没有排除一些偶

然因素，有时 Z 事件并不是真的过零点，而是外界引起的误检测。我们可以使用 Z 事件过滤寄存器，检测的过零点个数由 ZEF 决定，确保检测到的是真正的过零点，实现电机成功起动。

当电机负载惯量不同或是带不同的负载进行起动时，加速曲线就需要进行调整，在此试验和更改参数，否则可能会引起电机的起动失败。

4.3.3 换相事件管理中中断子程序

电机在运行的过程中需要不断的进行换相才能实现运转，在 ST7MC 电机的控制中存在手动换相和自动换相两种模式，分别应用于电机起动过程中的加速和闭环控制中的自同步换相^[44-46]。因此，它的管理机制也会有所不同，在对寄存器进行配置时必须注意。在换相事件管理中涉及到 C（换相事件）、D（退磁事件）、Z（过零检测）三种事件，主要实现的是：根据转子的位置信息预加载电机下一步换相控制字、反电势边沿的捕捉方式、退磁模式，并计算电机的实时转速，以及电机步数进行控制。流程图如 4-3 所示。必须注意的是：在自动模式下，要严格按照 C、D、Z 的顺序进行，且顺序不可打乱。下面将详细讨论涉及到的具体问题，流程图如 4-11 所示。

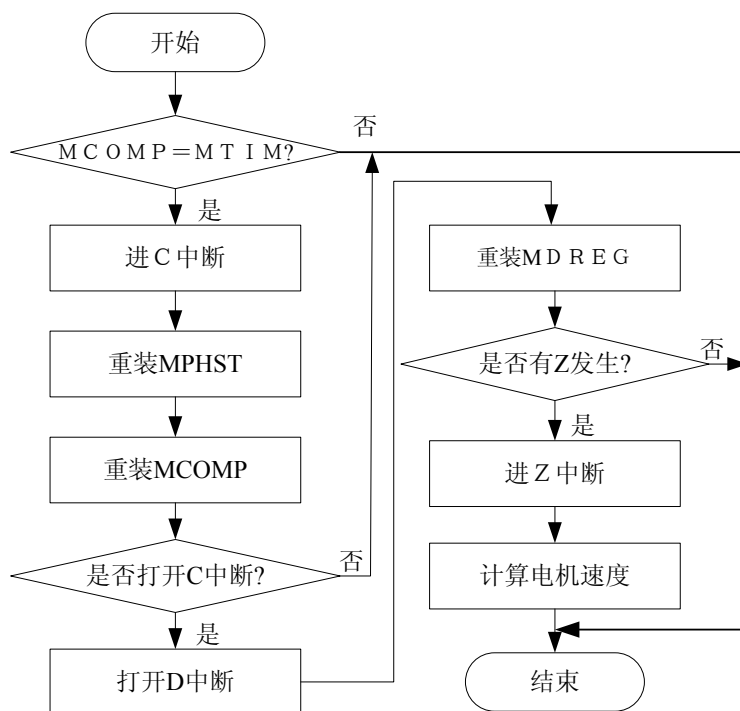


图 4-11 C、D、Z 中断流程图

Fig.4-11 The flow chart of C、D、Z interrupt program

1. 换相时间的计算

反电势过零信号延迟 30° 才能作为电机的换相点，但增加的延时若用硬件实现会增加控制电路的复杂性。而电路本身带来相移误差，需要对信号进行修正。在 ST7MC 中可以完全使用软件的计算来实现相角的延时以得到换相点。依据的原理是：相邻的两个过零点之间相差 60° ，那么将此次过零点与上一次过零点的间隔时间除以 2，就可以得到延时时间 30° 。而在这一过程中可能反电势波形存在差异，需要进行调节。换相时刻计算的公式为：

$$MCOMP = Z_n \times MWGHT / 256 \quad (4-4)$$

$$MCOMP = Z_{n-1} \times MWGHT / 256 \quad (4-5)$$

其中， Z_n 为 Z 事件发生时存在计数器中一步的计数值； Z_{n-1} 为上一次 Z 事件发生时一步的计数值； $MWGHT$ 为换相延时因子寄存器，范围为 0-255 之间，通过它可以调节换相角度。

2. 速度的计算

要实现对速度的控制就需要计算出电机的实时转速，并反馈给系统参与电机的控制，该系统转速也是通过软件计算得到的^[47]。当 ST7MC 电机发生过零检测事件，计数值会自动的存储在 $MZREG$ 中和 $MZPRV$ 中，相邻两次过零之间的差值，可以计算出电机的转速。当电机的速度发生变化时，寄存器的数值也会产生变化。电机转动一圈时，包含 6 次过零点。因此，为获得较为平稳的转速，读取 6 次 Z 中断中的计数值，并得到电机的转速。计算公式如下：

$$F_{motor} = \frac{f_{mtc}}{\sum_{i=0}^6 MZREG * 2^{ratio}} \quad (4-6)$$

其中， f_{mtc} 为定时器的频率； $MZREG$ 为发生过零时间时的计数值，将六次过零的技术做和得到电机转动一圈的计数之和； $ratio$ 为预分频值。

3. 退磁技术

当电机换相时，例如电机由 A、B 换相变为 A、C 相导通。在换相刚开始的一段时间内，由于电机的定子绕组是感性负载，有一定的惯性，B 相被关断，会通过二极管进行续流。续流电流需要等待一段时间才会消失，此时 B 相无电流流过。从 B 相续流到续流结束的过程我们称为去磁的过程。电机换相时，被关断相的电流续流，当续流电流减小为 0 时，D 事件发生。用硬件检测到某个时刻发生的 D 事件时，将事件称为硬件 D 事件。当我们根据其他的信息来推算出 D 事件发生的时刻，将事件称为软件 D 事件。

当上桥臂换相时，关断相电压钳位在地线，此时对应电压及反电势下降

沿，我们检测硬件退磁事件。当下桥臂换相时，此时对应的电压及反电势的上升沿，若此时采用硬件退磁事件，则会烧毁芯片。所以一般可以在检测硬件 D 事件时加入一段延时事件，在下降沿时采用硬件检测 D 事件，在上升沿时采用软件计算 D 事件，为使电机加速度更快，上升沿采用软件计算 D 事件和硬件检测 D 事件。由于干扰或电压抖动等因素的存在，为使 D 事件准确可靠，需要检测多个 D 事件。

4.3.4 速度的 PI 调节

随着相关技术和电机自身技术的进步，各行各业对电机调速控制的要求日益严格，需要满足不同领域的需求。因此，系统设计的过程中，为同时满足动、静态指标，需要具备一定的动态校正能力，能够实时的对速度指令进行跟踪和控制^[48]。PID 控制以其简单、有效及实用的特性，广泛用于电机控制中。该系统选用了数字 PID 中的增量式算法对电机进行控制，输出部分仅需要控制量的增量 $\Delta u(k)$ ^[49]。

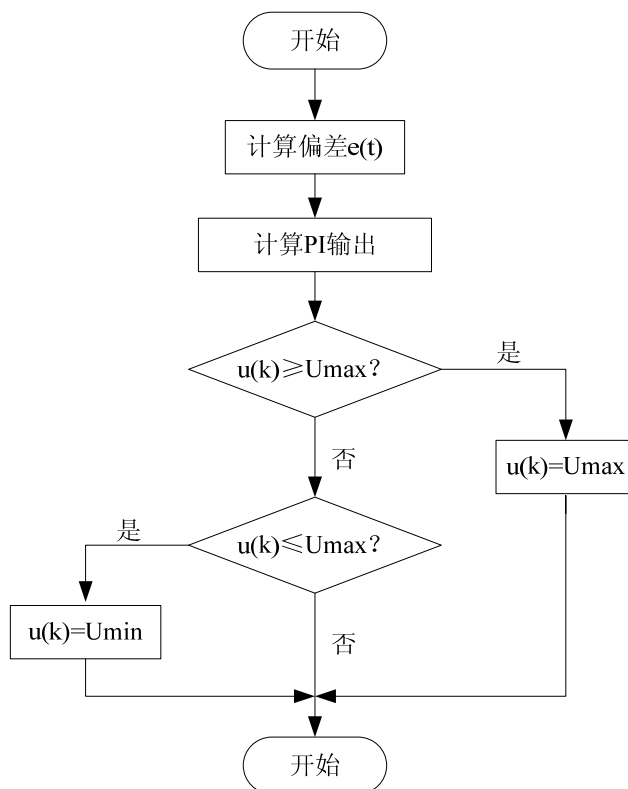


图 4-12 PI 调节流程图

Fig.4-12 The flow chart of PI control program

增量式 PI 调节的表达式为:

$$\Delta u(k) = u(k) - u(k-1) = K_p [e(k) - e(k-1)] + K_I e(k) + K_D (e_k - 2e_{k-1} + e_{k-2}) \quad (4-7)$$

$$u(k) = u(k-1) + \Delta u(k) \quad (4-8)$$

然而在实际应用中, 由于 PID 控制直接获取目标和实际电机转速之间的误差, 这样就会由于初始控制力太大而出现超调, 从而无法解决快速性和稳定性之间的矛盾。考虑到饱和和超调现象, 对输出的上下限进行限幅设置, 确定了防积分饱和的 PID 程序进行控制。如图 4-5 所示, 其中 U_{\max} 为最大上限值, U_{\min} 为下限最小值。在速度的 PI 调节中, 先根据给定的速度与电机实时反馈计算得到误差信号 $e(t)$, 在由增量式 PI 控制算法计算出输出值, 并进行限幅判定。

4.4 本章小结

本章主要完成无位置传感器电机控制系统的硬件电路和软件程序的设计, 硬件部分包括主电路的选择, 微控制器系统的进行简要介绍, 以及保护电路、反电势采样电路及驱动电路的设计和相关参数的选取, 使系统的安全性能更可靠; 软件部分则主要给出了主程序和电机起动程序、换相事件管理子程序等重要部分的流程图, 并对其中设计到的一些重点理论和技术做了细致的描述, 包含电机起动原理、速度调节中涉及到的速度计算以及反电势检测中设计的 C、D、Z 事件的处理。

第5章 实验研究及结果分析

根据上面讲述的控制方案，在现有的条件下对实验平台进行搭建，并对系统的性能进行测试。

5.1 实验平台搭建

无位置传感器控制系统主要有控制电路、驱动电路、检测电路及附加的保护电路构成。其中，直流无刷电机的机型号为 H92176NS2000，电机参数如表 5-1 所示；该实验平台包括以 ST7MC2S4 为核心的控制板和实验样机，还需要 ST7 仿真器用于下载程序代码，以及示波器一台，用于观测和记录信号的波形。

表 5-1 直流无刷电机参数

Tab. 5-1 The parameters of BLDCM

磁极对数	额定功率	额定电流	额定转速	额定转矩	机械时间常数
4	2kW	9A	$6000\text{r}\cdot\text{min}^{-1}$	$6\text{N}\cdot\text{m}$	1.98ms

搭建的实验平台如图 5-1 所示。



图 5-1 BLDCM 控制系统

Fig.5-1 The control system of BLDCM

5.2 实验结果及分析

该系统主要实现电机在一定范围内的速度调节和定速稳速控制，并对情况

的突变做出良好的反应。能够根据用户的指令完成电机的平滑启动、加减速控制及对外界扰动做出动态调整。对硬件电路和软件电路进行调试后，进行实验。根据电机转动时的具体问题，对相应参数做些调整。如图 5-2 给出负载转矩为 $2.5\text{N}\cdot\text{m}$ 时电机启动的转速响应波形，可以看出经过一段时间的调整后速度最终稳定在给定转速左右，且比较平滑；图 5-3 为电机在相同条件下稳定运行时的端电压波形。

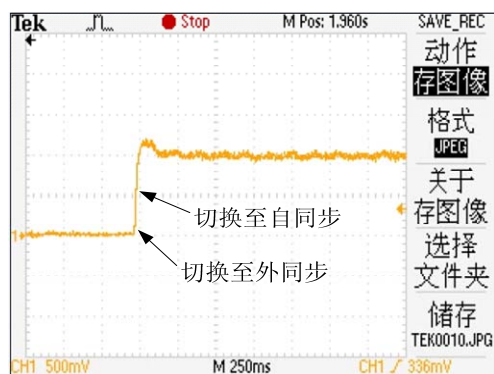


图 5-2 给定转速为 1000 r/min 负载转矩为 $2.5\text{N}\cdot\text{m}$ 时的转速波形

Fig. 5-2 Speed response waveform with $2.5\text{N}\cdot\text{m}$ load, given speed 1000 r/min



图 5-3 给定转速为 1000 r/min 负载转矩为 $2.5\text{N}\cdot\text{m}$ 时的电压波形

Fig. 5-3 Voltage response waveform with $2.5\text{N}\cdot\text{m}$ load, given speed 1000 r/min

图 5-3 是同一桥臂逆变器开关管的驱动波形，上桥臂对应的是 PWM 斩波，下桥臂则无斩波；图 5-4 是电机定子电流的波形，可以看出实际的电流波形并不是理想的方波，而且存在较大的尖峰，电流波形的前后高而中间低。主要原因反电势不是理想的梯形波，在电机换相过程由于绕组电感的存在使电流变化有一个过度的过程，即续流引起的。

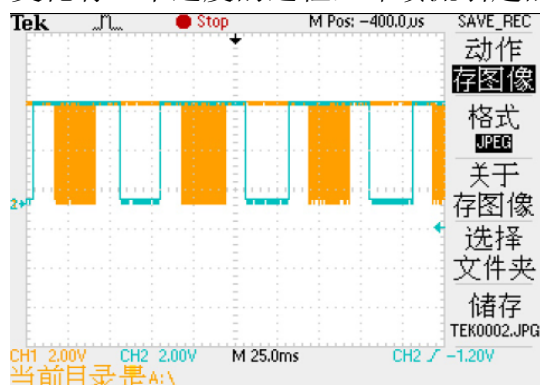


图 5-4 同一桥臂开关管的驱动波形

Fig. 5-4 Driving response waveform of the same bridge arm

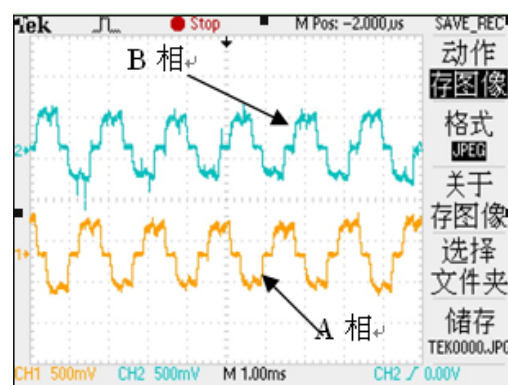


图 5-5 给定转速为 1000 r/min、负载转矩为 $2.5\text{N}\cdot\text{m}$ 时 A、B 相电流响应波形

Fig. 5-5 Phase A and B response waveform when $2.5\text{N}\cdot\text{m}$ load, given speed 1000 r/min

5.3 本章小结

本章根据上面研究的控制方案，选用的实验对象是 2kW 功率的直流无刷电机。在现有的实验室条件下，对系统的功能进行试验。结果表明该控制系统能够使电机顺利的起动，运行平稳且很好地实现了自动换相。并可按照要求完成转速的增减以及正反转的控制。

结论

本文查阅大量的国内外文献，深入学习电机控制理论。了解当前直流无刷电机的发展现状和应用前景，通过选取适用的拓扑结构和 PWM 调制方式及控制策略，在以 ST7MC 为控制核心的基础上，搭建了完整的电机控制系统。在实验中电机运行情况良好，表明系统设计的合理性。

研究内容及成果总结如下：

1. 首先，通过建立 BLDCM 的数学模型，熟悉和掌握其工作原理。确定了系统采用由 IGBT 构成的三相桥式逆变电路拓扑结构，H-PWM—L-ON 的 PWM 调制方式，以及电机在运行中使用转速电流双闭环控制系统。

2. 通过对比传统位置检测的优缺点，详细介绍了直接反电势过零检测原理，并针对 PWM-ON 和 PWM-OFF 两种不同情况分别进行分析，根据系统的要求，选取了最优的过零采样方法。

3. 在 Matlab/Simulink 软件平台上搭建了整个无位置传感器控制系统的仿真模型，并模拟在实际运行中可能遇到的转速及负载变化等情况，对系统性能进行了试验。

4. 以 ST7MC 为控制核心并结合三电阻检测法搭建了无位置传感器的 BLDCM 控制系统，通过软件编程实现电机功能的完善，并在调试过程中观察系统的运行情况，确定合理的参数，并对系统中存在问题进行修正和改善。

虽然该系统能够实现电机的稳定运行，但仍存在一些缺点和不足，还需要跟深入的研究：

1. 电机起动时设置的参数与电机及负载存在很大的关系，在实际操作中需要不断的调节加速曲线，确保不同电机的成功起动。

2. 系统在控制的过程中，采用 PI 进行调节。当 PI 参数确定后，无法对其在线进行调整以适应被控对象遇到干扰后发生的变化，而且不同的转速需要多组 PI 参数来进行调节。

3. 本文采用的是在 PWM 关断时对反电势采样，但是占空比无法达到 100%，在某些特殊场合需要高速状态运行。而在 PWM 开通时采样可以满足，但需要对端电压进行衰减，此方法还有待进一步的研究。

4. 由于电机定子为感性元件，当换向时必然会产生续流，该续流无法消除，只能抑制。本文通过改变 PWM 调制方式来消除续流，但还需要进行深入研究。

参考文献

- [1] 詹瑜坤. 直流无刷电机原理及其数字化控制发展方向[J]. 中国科技信息, 2010: 251-252.
- [2] 张烨. 直流无刷电机的应用于发展 [J]. 中国电子科技信息, 2013, (2): 112 -113.
- [3] 孔祥伟, 邓子伦. 浅谈永磁无刷直流电机的发展与应用[J]. 湖北函授大学学报, 2012,25(9): 124-125.
- [4] Freeman, Michael, Jayasooriya, Thimal, A hardware IP-core for information retrieval [J]. Proceedings of the 9th EUROMICRO Conference on digital system design: Architectures, Methods and Tools, 2006: 115-122.
- [5] Hao Wu. Analysis, design and control of a double-input contactless resonant converter. [M].Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2012 IEEE,2012.
- [6] 龚春雨, 施进浩. 无刷直流电机的发展现状和质量特点[J]. 微特电机, 2006(8): 38-40.
- [7] 莫会成. 永磁无刷电动机系统发展现状[C]. 第八届全国永磁电机学术交流会, 2007: 226-233.
- [8] 李运德. 无刷直流电机控制策略的研究[D]. 广州: 广东工业大学, 2011: 3-5.
- [9] 莫会成. 永磁无刷直流电机系统发展现状[C]. 第八届全国永磁电机学术交流会, 2007: 12-14.
- [10] 谭建成. 永磁无刷直流电机技术[M]. 北京: 机械工业出版社, 2011: 13-15.
- [11] 付涛. 基于模糊 PI 控制的无刷直流电机控制系统[J]. 电源技术与应用, 2013: 230-232.
- [12] 张勇, 程小华. 智能控制在无刷直流电机控制中的应用研究[J]. 微电机, 2013, 46(10): 87-89.
- [13] 纪铁生. 无位置传感器永磁无刷直流电机控制策略的研究[D]. 成都: 西南交通大学, 2013: 27-30.
- [14] 谭建成. 新编电机控制专用集成电路与应用[M]. 北京: 机械工业出版社, 2006: 1-7.

- [15] 张坤. 直流无刷电动机原理及应用[M]. 北京: 机械工业出版社, 2006: 182-218.
- [16] 白浩. 永磁无刷直流电机控制系统的研究[M]. 安徽: 合肥工业大学, 2004: 104-107.
- [17] 沈建新, 方宗喜. 现代电机发展方向与关键技术[J]. 微特电机, 2008(6): 55-57.
- [18] 李文生. 基于反电势直接检测法的直流无刷电动机控制系统[J]. 微特电机, 2012,40(6): 42-45.
- [19] Shao Jianwen, Nolan D, Hopkins T. A novel direct back EMF detection for sensorless brushless DC(BLDC) motor drives [A]. APEC's 02 [C].Dallas,USA:IEEE Press, 2002:33-38.
- [20] 车培谦. 无刷电机转子状态的无位置传感器检测方法[J]. 硅谷, 2012 :32-33.
- [21] 王晓明. 电动机的单片机控制[M]. 第 1 版. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2002: 73-77.
- [22] 陈伟, 周小波. 基于模糊优化的 PID 直流无刷电机控制[J]. 电子设计工程, 2010, 18(6):146-149.
- [23] 孙建忠. 特种电机及其控制[M]. 北京: 中国水利水电出版社, 2005: 102-112.
- [24] 朱晓宇. 无刷直流电机无位置传感器控制技术的研究[D]. 长春: 吉林大学, 2013: 6-17.
- [25] 曾丽, 吴浩烈, 肖莹. 基于 DSP 的无位置传感器无刷直流电机控制系统的设计[J]. 微特电机, 2010: 63-66.
- [26] 韩光鲜, 王宗培, 等. 无刷直流电机定子绕组的星形和三角形联接[J]. 微电机, 2003, 36(1): 123-125.
- [27] Bimal K.Bose. Modern Power Electronics and AC Drives [M]. London: Prentice Hall PTR, 2001: 455-464.
- [28] Moreira,J.C. Indirect sensing for rotor flux position of permanent magnet ACmotors operating over a wide speed range.Industry Applications,IEEE Transactions,1996:1394-1401.
- [29] Takeshita T., Matsui N. Sensorless brushless DC motor drive with EMF constant identifier. 20th International Conference on Industry Electronics, Control and Instrumentation, 1994, Vol.1 1994: 14-19.

- [30] Peter Klapproth.General Architectural concepts for IP core re-use proceedings of the 15th International conference on VLSI design [J]. 2002: 688-692.
- [31] 周美兰, 高肇明, 吴晓刚, 李志. 五种 PWM 方式对直流无刷电机系统换相转矩脉动的影响[J]. 电机与控制学报 2013, 17(7): 16-20.
- [32] 王正仕, 张朝立, 陈辉明. 直流无刷电机换相转矩脉动抑制研究[J]. 控制工程, 2010, 17(3):332-334.
- [33] Rossiter J A,Kouvaritakis B,Gossner J R.Stable generalized predictive control with constraints and bounded disturbances[J]. Automatica, 1997,33(4):551-568.
- [34] 林东轩. 直流无刷电机无传感器启动方法研究[D]. 广州: 华南理工大学(硕士学位论文), 2012: 20-25.
- [35] 许鹏, 曹建波, 曹炳刚. 无位置传感器软件起动[J]. 电机与控制学报 2013, 13(5): 734-737.
- [36] 林东轩. 直流无刷电机无传感器启动方法研究[D]. 广州: 华南理工大学(硕士学位论文), 2012: 29-44.
- [37] 周群. 基于 ST7MC 反电势过零检测的电压暂态分析及方案改进[J]. 微电机, 2008, 41(8): 73-75
- [38] 刘家宽, 向加其. 基于 ST7MC 的无刷直流电机控制模式分析[J]. 家电科技, 2008, 43-45
- [39] Ahmed Rubaai,rai Kotaru and Masayuki Terashima.A Continually On-line-Trained Neural Network Controller for brushless DC motors Drives,IEEE Transactions on Industry Applications, 2000,36(2):475-483.
- [40] 肖军. 解读直流无刷永磁电机[J]. 电气工程应用, 2012: 23-28.
- [41] Shen JX,Zhu ZQ,Howe D. Sensorless Flux-Weakening Control of Permanent Brushless Machines Using Third-Harmonic Back-EMF [C]. Record of the 2003 IEEE International Electric Machines and Drives Conference, 2003:1299-1235.
- [42] ST Microelectronics. Sensorless BLDC Motor Control and BEMF Sampling Methods with ST7MC [Z].Shanghai: ST Microelectronics. 2005.
- [43] ST Microelectronics. ST7MC datasheet[Z]. Shanghai: ST Microelectronics. 2005.
- [44] 刘闯. 基于 ST7MC 的无刷直流电机控制系统设计[D]. 浙江: 浙江大(硕士学位论文), 2007: 56-61.
- [45] Peter Klapproth.General Architectural concepts for IP core re-use proceedings

- of the 15th International conference on VLSI design [J]. 2002: 688-692.
- [46] Shen J X, Tseng K J. Analyses and compensation of rotor position detection error in sensorless PM brushless DC motor drives [J]. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 2003, 18(1): 87-93.
- [47] KIM TaeHyung, EHANI M. Sensorless control of the BLDC motors from near-zero to high speeds [J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2004, 19(6): 1635-1645.
- [48] 曹建波, 江佳, 徐婉璐. 直流无刷电机模糊 PID 控制[J]. 科技信息, 2011: 9-10.
- [49] 刘刚等. 永磁无刷直流电机控制技术与应用[M]. 北京: 机械工业出版社, 2009: 1-4.

攻读硕士学位期间发表的学术论文

- [1] 高晗璎, 赵杰. 无位置传感器无刷直流电机控制系统研究. 哈尔滨理工大学电气与电子工程学院第四届研究生学术论坛: 已录用.
- [2] 高晗璎, 杨忠生, 赵杰. 双单片机飞轮储能系统控制器: 中国, ZL201320410997.9 [P]. 2013-12-04.

致谢

时光荏苒，岁月如梭。转眼之间，两年半的研究生生活即将结束。站在毕业的门槛上，回首往昔，走过的足迹点点滴滴，艰辛和努力成为丝丝回忆，欢乐和微笑也已尘埃落定。哈尔滨理工大学以其优良的学习作风、严谨治学的氛围教我求学，以包容的态度和轻松的环境育我成人。在毕业论文完成之际，我向所有关心、爱护、帮助我的亲朋好友、老师、同学献上我最美好的祝福，祝福他们的生活美满幸福、万事顺利。

本论文是在高晗璿导师的细心指导下完成的，对此我要向我的导师表示由衷的感谢和祝福。两年半的时间，导师以其精湛的专业知识、严谨的治学态度、精益求精的作风，对我影响深远。不仅为我们传道、授业、解惑，还教我们做人的道理，让我受益无穷。从选题立题、实验设计到具体实验、结果分析直至论文的最终撰写和修改，每一步都是在老师的指导下完成，倾注了导师大量的心血。感谢您在我求知路上孜孜不倦的教导，让我不断前行；感谢您的严格要求，让我在以后的生活中受益匪浅。吾生也有涯，而知无涯。在此，我由衷的祝福老师和家人身体健康、万事如意、工作顺利。

本论文的完成同样也离不开同学、朋友的关心和帮助，感谢我的同门师兄妹，感谢你们在这段时间中同我一起成长、一起学习，并给予我鼓励和帮助。感谢好友对我的爱护、包容和帮助，和你们度过的日子让我终生难忘。回想过去的两年半学习生活，虽有不易，却让我收获颇丰。经历了这段宝贵的成长过程，更加深切的体会到唯有珍惜现在，才能收获明天。

当然还要感谢在我求学生涯中给予了无微不至的关怀和照顾的父母和家人，是你们的支持和关爱让我勇敢面对一切困难。祝你们平安幸福、岁月静好！

最后，感谢评阅论文的老师、专家、教授们，谢谢你们抽出宝贵的时间并提出中肯的意见！祝你们万事如意！