

摘 要

从节约能源和保护环境出发, 电动汽车将成为车辆更新换代的发展方向。纯电动汽车虽然能做到“零排放”、无污染, 但受蓄电池技术的制约, 一次充电后的续驶里程较短, 目前尚不能实用。混合动力电动汽车拥有电机驱动和内燃机驱动, 不但性能优越, 而且降低排放, 减少污染, 这是目前既现实又迫切的环保车辆。

混合动力电动轿车是在较小的空间配置双驱动系统, 不仅要求电机驱动系统体积小、重量轻, 而且要求电机既能作电动机运行, 也能作发电机运行, 特别在车辆减速制动时, 即使转速较低, 也希望电机的发电电压高于蓄电池电压, 给蓄电池充电。这是目前混合动力电动轿车的一个前沿课题, 也是一个需要突破的难点。

本文就是针对混合动力电动轿车用无刷直流电机驱动系统进行基于 DSP 数字控制方式的研究。设计了基于 DSP 数字控制方式的集电动、发电于一体的混合动力轿车用稀土永磁无刷直流电机的控制系统; 给出在控制电路硬件不变的基础上, 通过软件来解决电动和发电运行的控制思路; 实现了电机转速较低时, 其发电电压高于蓄电池电压, 给蓄电池充电的功能; 详细阐述了控制系统总体方案设计、硬件设计和软件设计, 并进行了试制、调试及试验, 取得了满意的结果。

然后, 作者还设计了基于专用集成芯片的小功率稀土永磁无刷直流电机的调速控制系统, 进行了试制、调试及试验, 可适用于其它小功率辅助电机的控制。

最后, 作者分析了课题研究中存在的一些不足, 并提出了改进意见。

关键词: 稀土永磁 无刷直流电机 数字信号处理器 (DSP)
电动机 发电机 混合动力电动轿车

Abstract

To save energy sources and protect environment, electric vehicle should be the development direction instead of traditional vehicle. Pure electric vehicle can achieve no exhaust gas and no pollution, but its continuous journey is short due to technical limit of the storage battery. Pure electric vehicle can not be used now. Hybrid electric vehicle (HEV) has motor and gas engine drive. HEV is practical and exigent vehicle owing to its predominant performance, small exhaust gas and pollution.

The HEV fix two drive systems in smaller space. Motor drive system is required to not only possess small volume and light weight, but also achieve performance of electromotor and generator. Especially when the HEV applies the brake, in order to energize the storage battery, it is expected that voltage brought by generator is higher than voltage of the storage battery even if speed of generator is slower. At present, this is a new question for discussion and challenge to the HVC.

Brushless direct current motor drive system based on DSP in the HVC is researched by digital control manner in the paper. Integrating electromotor and generator, a rare earth permanent magnet brushless direct current motor (REPM BLDCM) control system based on DSP in the HVC is studied. The software control thought achieving performance of electromotor and generator is given on condition that the hardware of control circuit is not changed. It is realized that voltage brought by generator is higher than voltage of the storage battery even though speed of generator is slower. The overall project design, hardware and software design of the control system are presented particularly. The design scheme of the paper is tested and the sample has been manufactured. The satisfactory result is shown by the prototype trials.

Afterwards, velocity adjustment control system of REPM BLDCM based on Special Integrated Circuit is researched. The design scheme is tested and the sample has been manufactured. The satisfactory result is shown by the prototype trials. The control system is used mainly in small power accessorial electromotor control.

Finally, shortage in project research is analyzed and suggestion is given.

Key words: REPM BLDCM Digital Signals Processor (DSP)
Electromotor Generator Hybrid electric vehicle(HEV)

第一章 绪论

1.1 研究背景

1.1.1 开发电动汽车的必要性

汽车问世以来,汽车已成为人们生产和生活中不可缺少的工具,成为现代社会文明的重要组成部分。在汽车发展的过程中,伴生的两个主要问题——环保和能源。

汽车保有量高和使用集中的大城市,汽车噪声和尾气排放对城市环境已造成严重污染,对生态环境构成严重威胁。据环保部门提供的资料,城市空气中污染物的污染源 60%以上来自交通运输车辆的排放。汽车排放的废气中含有氮氧化物,一氧化碳,二氧化碳及碳氢化合物等有害气体。1981年,美国一些研究机构证明,这些废气是有毒的致癌物质。

据有关研究报告估计,大气污染在美国造成的经济损失每年约 2290 亿美元。我国汽车的总量及人均拥有量与发达国家相比有很大的差距,但汽车排放造成的大气污染已不容忽视。目前,我国汽车保有量已达 1700 多万辆,随着轿车进入家庭的启动和升温,我国的汽车保有量将会急增。

根据 2001 年的统计数据,世界汽车产量约为 5577 万辆,就我国而言,2002 年的汽车产量也超过了 300 万辆。作为汽车的能源,目前仍主要依赖于石油产品。根据专家预测,按照目前的石油开采量,世界石油已勘查的储藏量只能使用 79 年。

因此从节约资源,保护环境,降低汽车污染物的排放量,以绿色环保汽车代替燃油汽车也是社会可持续发展战略的需要,成为世界共同关注的问题。

电动汽车是融合了电力、电子、机械控制以及化工技术等多种高新技术的综合产品,是 21 世纪清洁有效的城市交通工具。它以电力为动力,解除了人们对石油资源日渐枯竭的担心,作为清洁、节能的新型交通工具,电动车具有无与伦比的优势,是唯一可以做到“零排放”的车辆,它在行驶过程中没有污染,热辐射低,噪音小,不消耗汽油,可应用多种能源,结构简单,使用维修方便,因此受到世界各国的欢迎。

电动汽车必然成为运输车辆更新换代的方向。电动汽车的推广使用也是当

第一章 绪论

1.1 研究背景

1.1.1 开发电动汽车的必要性

汽车问世以来,汽车已成为人们生产和生活中不可缺少的工具,成为现代社会文明的重要组成部分。在汽车发展的过程中,伴生的两个主要问题——环保和能源。

汽车保有量高和使用集中的大城市,汽车噪声和尾气排放对城市环境已造成严重污染,对生态环境构成严重威胁。据环保部门提供的资料,城市空气中污染物的污染源 60%以上来自交通运输车辆的排放。汽车排放的废气中含有氮氧化物,一氧化碳,二氧化碳及碳氢化合物等有害气体。1981年,美国一些研究机构证明,这些废气是有毒的致癌物质。

据有关研究报告估计,大气污染在美国造成的经济损失每年约 2290 亿美元。我国汽车的总量及人均拥有量与发达国家相比有很大的差距,但汽车排放造成的大气污染已不容忽视。目前,我国汽车保有量已达 1700 多万辆,随着轿车进入家庭的启动和升温,我国的汽车保有量将会急增。

根据 2001 年的统计数据,世界汽车产量约为 5577 万辆,就我国而言,2002 年的汽车产量也超过了 300 万辆。作为汽车的能源,目前仍主要依赖于石油产品。根据专家预测,按照目前的石油开采量,世界石油已勘查的储藏量只能使用 79 年。

因此从节约资源,保护环境,降低汽车污染物的排放量,以绿色环保汽车代替燃油汽车也是社会可持续发展战略的需要,成为世界共同关注的问题。

电动汽车是融合了电力、电子、机械控制以及化工技术等多种高新技术的综合产品,是 21 世纪清洁有效的城市交通工具。它以电力为动力,解除了人们对石油资源日渐枯竭的担心,作为清洁、节能的新型交通工具,电动车具有无与伦比的优势,是唯一可以做到“零排放”的车辆,它在行驶过程中没有污染,热辐射低,噪音小,不消耗汽油,可应用多种能源,结构简单,使用维修方便,因此受到世界各国的欢迎。

电动汽车必然成为运输车辆更新换代的方向。电动汽车的推广使用也是当

代车辆运输的又一次重大改革。世界发达国家都在纷纷开发研制，我国政府也将电动汽车的发展作为我国科技攻关的主要项目之一。

目前人们所说的电动汽车主要有三种类型，一是混合动力汽车，这种车的排放比传统汽车低得多；二是纯电动汽车，一般用蓄电池供电；三是燃料电池汽车，也就是通过氢、氧的化学反应产生电力。

这三种电动汽车各有各的优势。目前，电动与燃料混合车是最有可能取得突破、投入生产和投入实际使用的，尽管它对环境的污染还不是零；纯电动汽车碍于目前电池技术瓶颈，续航里程很有限，除非电池技术得到突破性的发展，否则不太可能得到实际应用；燃料电池汽车很有前途，并且对环境没有任何污染，但目前离实际应用还是很有一段距离。

1.1.2 电动汽车国内外发展现状

1.国外电动汽车发展概况：在美国、日本、欧洲等发达国家，电动汽车已开始进入实用化阶段。由于高新技术发展的推动和政府对于汽车排放越来越苛刻的要求，各大汽车公司投入了大量的人力、物力和财力用于电动汽车开发，不断推出自己的新产品。

2.国内电动汽车发展概况：国内电动汽车的研究始于20世纪60年代，但当时的研究开发都是零散和小规模的，投入也很少。自1980年开始，我国开始掀起电动汽车的研究高潮，电动汽车被国家列为“八五”、“九五”科技攻关项目。国内一些科研院所和生产企业相继开始研究电动汽车，并取得了一些成果。但与国外先进电动汽车相比还有一定差距。另外国家还建立电动汽车试验场和示范区。近几年我国电动汽车的研究开发工作进入了全面发展阶段，电动汽车市场已初露端倪。为此科技部在“十五”国家863计划，提出中央财政拨款8.8个亿，特别设立电动汽车重大专项，选择新一代电动汽车技术作为我国汽车科技创新的主攻方向，组织企业、高等院校和科研机构，以官、产、学、研四位一体的方式，联合攻关。

国内电动汽车研究的整体水平不高，特别在电动汽车的关键技术上。但我们与世界的差距尚未完全拉开，还没有形成像传统燃油汽车与国际先进水平差距那么大，我们应该抓住电动汽车发展的大好时机，改变我国汽车工业落后的局面。本论文就在此背景下进行选题并开展研究。

代车辆运输的又一次重大改革。世界发达国家都在纷纷开发研制，我国政府也将电动汽车的发展作为我国科技攻关的主要项目之一。

目前人们所说的电动汽车主要有三种类型，一是混合动力汽车，这种车的排放比传统汽车低得多；二是纯电动汽车，一般用蓄电池供电；三是燃料电池汽车，也就是通过氢、氧的化学反应产生电力。

这三种电动汽车各有各的优势。目前，电动与燃料混合车是最有可能取得突破、投入生产和投入实际使用的，尽管它对环境的污染还不是零；纯电动汽车碍于目前电池技术瓶颈，续航里程很有限，除非电池技术得到突破性的发展，否则不太可能得到实际应用；燃料电池汽车很有前途，并且对环境没有任何污染，但目前离实际应用还是很有一段距离。

1.1.2 电动汽车国内外发展现状

1.国外电动汽车发展概况：在美国、日本、欧洲等发达国家，电动汽车已开始进入实用化阶段。由于高新技术发展的推动和政府对于汽车排放越来越苛刻的要求，各大汽车公司投入了大量的人力、物力和财力用于电动汽车开发，不断推出自己的新产品。

2.国内电动汽车发展概况：国内电动汽车的研究始于20世纪60年代，但当时的研究开发都是零散和小规模的，投入也很少。自1980年开始，我国开始掀起电动汽车的研究高潮，电动汽车被国家列为“八五”、“九五”科技攻关项目。国内一些科研院所和生产企业相继开始研究电动汽车，并取得了一些成果。但与国外先进电动汽车相比还有一定差距。另外国家还建立电动汽车试验场和示范区。近几年我国电动汽车的研究开发工作进入了全面发展阶段，电动汽车市场已初露端倪。为此科技部在“十五”国家863计划，提出中央财政拨款8.8个亿，特别设立电动汽车重大专项，选择新一代电动汽车技术作为我国汽车科技创新的主攻方向，组织企业、高等院校和科研机构，以官、产、学、研四位一体的方式，联合攻关。

国内电动汽车研究的整体水平不高，特别在电动汽车的关键技术上。但我们与世界的差距尚未完全拉开，还没有形成像传统燃油汽车与国际先进水平差距那么大，我们应该抓住电动汽车发展的大好时机，改变我国汽车工业落后的局面。本论文就在此背景下进行选题并开展研究。

1.1.3 电动汽车的关键技术

电动汽车是集机、光、电、化于一体的综合技术产品，它需要汽车、机械、电力、化工、冶金、微电子、自动控制等多种技术协同合作，电动汽车高新技术含量高，难度大。

电动汽车发展的关键技术包括：整车技术、新型电源技术和电机与电控技术。电机及其控制技术是电动汽车动力系统的核心。

1.1.4 稀土永磁无刷直流电机的特点

直流电机具有运行效率高和调速性能好等诸多优点，但传统的直流电机均采用电刷，以机械方法进行换向，因而带来了噪声、火花、无线电干扰以及寿命短等致命弱点，再加上维修困难，从而大大地限制了它的应用范围。而无刷直流电机则既具备交流电机的结构简单、运行可靠、维护方便等一系列优点，又具备有刷直流电机的运行效率高、调速性能好等诸多特点，因此无刷直流电机得到广泛的应用。

随着社会生产力的发展，科学技术的进步，新技术新材料的不断涌现，更促进了电机产品的不断推陈出新。在上个世纪 30 年代，就已经有人针对传统有刷直流电机的弊病开始研究以电子换向来代替电刷机械换向的无刷直流电机，并取得了一定成果。进入上个世纪 70 年代以来，随着电力电子工业的飞速发展，许多新型的高性能半导体功率器件，如 GTR、MOSFET、IGBT 等相继出现，以及高性能永磁材料，如钕钴、钕铁硼等的问世，为无刷直流电机的广泛应用奠定了坚实的基础。

稀土永磁无刷直流电机采用稀土永磁代替电励磁，采用电子换向代替机械换向，具备体积小、重量轻、动态性能好、出力大、设计简便等特点，故用途更为广泛，特别适合于对性能、体积重量要求较高的场合，如航空、航天、电动汽车、精密电子仪器与设备、工业自动化和现代家用电器等领域。

电动汽车是当前汽车发展的新方向，而电机是电动汽车的心脏，稀土永磁无刷直流电机以其体积小、效率高、性能优异而成为各国研制新一代电动汽车的首选方案。

1.2 论文的主要内容

1.2.1 混合动力轿车用基于 DSP 的无刷直流电机控制系统总体方案

论文的主要工作：根据混合动力电动轿车的技术要求，研制出基于DSP数字控制方式的集电动、发电于一体的无刷直流电机控制系统。

控制系统的总体方案包括闭环控制技术、控制策略及其实现方法。该阶段的工作主要包括：

1.系统总体方案的论证：广泛查阅国内外相关技术资料，研究了各型 DSP 控制器芯片的不同特性以及稀土永磁无刷直流电机控制系统闭环控制技术、控制策略，并对基于 DSP 控制器的稀土永磁无刷直流电机驱动控制系统的各种实现方案进行了论证。

2.系统总体方案的设计：根据系统的实时性要求确定系统软硬件的比例，由于硬件结构和软件方案会相互影响，从简化电路结构，降低成本，减少故障率，提高系统的灵活性与通用性方面来考虑，提倡软件能完成的工作由软件来完成，但也应考虑软件代替硬件实际上是以降低系统的实时性为代价的，因此，系统的软、硬件分配应根据实际情况合理安排，统一考虑，确定系统的硬件总体方案和软件总体方案。

1.2.2 系统硬件电路设计

根据已确定的基于DSP集电动、发电于一体的无刷直流电机控制系统总体方案来完成系统硬件电路的设计，并完成硬件电路的调试工作。该阶段的工作主要包括：

1.系统硬件电路设计：根据确定的系统总体设计方案完成系统硬件电路的设计，包括电路原理图的设计、印制板图的设计、系统硬件组装等。

2.系统硬件电路调试：根据系统的原理，利用测试工具，先对各功能模块调试，再对系统整体进行调试。

1.2.3 系统软件设计及软硬件联调

根据系统软件的整体方案，对系统软件进行合理的分析、规划及设计，并对系统硬件、软件进行联合调试。该阶段的工作主要包括：

1.系统软件分析：根据系统技术指标的要求以及选用 DSP 控制器的特点对系统软件进行整体的分析与规划。

2.系统软件设计与实现：采用结构化、模块化软件设计方法设计软件。

1.2.1 混合动力轿车用基于 DSP 的无刷直流电机控制系统总体方案

论文的主要工作：根据混合动力电动轿车的技术要求，研制出基于DSP数字控制方式的集电动、发电于一体的无刷直流电机控制系统。

控制系统的总体方案包括闭环控制技术、控制策略及其实现方法。该阶段的工作主要包括：

1.系统总体方案的论证：广泛查阅国内外相关技术资料，研究了各型 DSP 控制器芯片的不同特性以及稀土永磁无刷直流电机控制系统闭环控制技术、控制策略，并对基于 DSP 控制器的稀土永磁无刷直流电机驱动控制系统的各种实现方案进行了论证。

2.系统总体方案的设计：根据系统的实时性要求确定系统软硬件的比例，由于硬件结构和软件方案会相互影响，从简化电路结构，降低成本，减少故障率，提高系统的灵活性与通用性方面来考虑，提倡软件能完成的工作由软件来完成，但也应考虑软件代替硬件实际上是以降低系统的实时性为代价的，因此，系统的软、硬件分配应根据实际情况合理安排，统一考虑，确定系统的硬件总体方案和软件总体方案。

1.2.2 系统硬件电路设计

根据已确定的基于DSP集电动、发电于一体的无刷直流电机控制系统总体方案来完成系统硬件电路的设计，并完成硬件电路的调试工作。该阶段的工作主要包括：

1.系统硬件电路设计：根据确定的系统总体设计方案完成系统硬件电路的设计，包括电路原理图的设计、印制板图的设计、系统硬件组装等。

2.系统硬件电路调试：根据系统的原理，利用测试工具，先对各功能模块调试，再对系统整体进行调试。

1.2.3 系统软件设计及软硬件联调

根据系统软件的整体方案，对系统软件进行合理的分析、规划及设计，并对系统硬件、软件进行联合调试。该阶段的工作主要包括：

1.系统软件分析：根据系统技术指标的要求以及选用 DSP 控制器的特点对系统软件进行整体的分析与规划。

2.系统软件设计与实现：采用结构化、模块化软件设计方法设计软件。

3.系统软、硬件联调：对系统硬件和软件进行联合调试。

1.2.4 小功率辅助无刷直流电机控制器

小功率辅助无刷直流电机闭环速度调节控制系统是一个独立的控制系统，该系统主要应用了专用集成芯片MC33035、MC33039及功率模块IRAMS10UP60A，并提出了用80C196KB单片机对系统进行了功能扩展的方案。该阶段的工作主要包括：

1.系统总体设计方案：熟悉专用集成芯片 MC33035、MC33039 及 IRAMS10UP60A 的内部原理和功能，确定系统总体设计方案。

2.硬件电路的设计与实现：根据已确定的系统总体设计方案来完成硬件电路原理图的设计、印制板图的设计和硬件电路的组装与调试。

3.样机的实验测试：对样机的各种功能及保护进行实验测试。

3.系统软、硬件联调：对系统硬件和软件进行联合调试。

1.2.4 小功率辅助无刷直流电机控制器

小功率辅助无刷直流电机闭环速度调节控制系统是一个独立的控制系统，该系统主要应用了专用集成芯片MC33035、MC33039及功率模块IRAMS10UP60A，并提出了用80C196KB单片机对系统进行了功能扩展的方案。该阶段的工作主要包括：

1.系统总体设计方案：熟悉专用集成芯片 MC33035、MC33039 及 IRAMS10UP60A 的内部原理和功能，确定系统总体设计方案。

2.硬件电路的设计与实现：根据已确定的系统总体设计方案来完成硬件电路原理图的设计、印制板图的设计和硬件电路的组装与调试。

3.样机的实验测试：对样机的各种功能及保护进行实验测试。

第二章 稀土永磁无刷直流电机的组成与原理

2.1 组成

无刷直流电机是由电子开关线路、永磁式同步电机以及位置传感器三部分组成的电机系统。整个系统框图如图 2.1 所示：

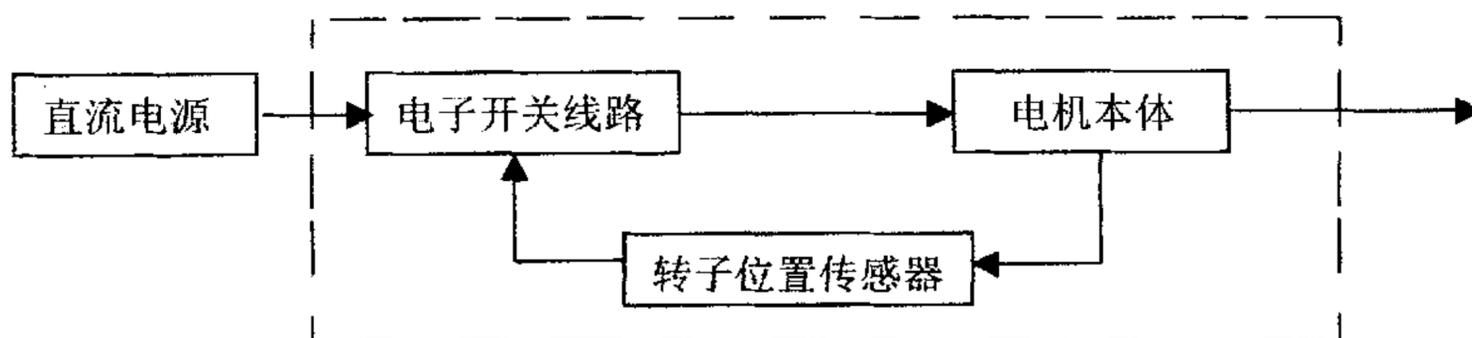


图 2.1 无刷直流电机系统框图

当某一相定子绕组通电时，该电流与转子永久磁钢的磁极所产生的磁场相互作用而产生电磁转矩，驱动转子旋转。由转子位置传感器将转子磁钢的位置变换成电信号，去控制电子开关线路，使定子各相绕组按一定次序导通，定子相电流随转子位置的变化而按一定的次序换相。由于电子开关线路的导通次序是与转子转角同步的，因而起到了机械换向器的换向作用。因此，所谓稀土永磁无刷直流电机，就其基本结构而言，可以认为是一台由电机本体、电子开关线路、以及转子位置传感器三者组成的“电机系统”。

1. 电机本体

稀土永磁无刷直流电机所采用的电机本体，其定子绕组一般制成多相（三相、四相、五相不等），转子由稀土永磁体按一定极对数（ $2p=2, 4, \dots$ ）组成。电机转子的稀土永磁体磁钢与稀土永磁有刷电机中所使用的永久磁钢的作用相似，均是在电机的气隙中建立足够的磁场，其不同之处在于无刷直流电机中永久磁钢安装在转子上，而有刷直流电机的磁钢安装在定子上。

2. 电子开关线路

无刷直流电机电子开关线路是用来控制电机定子上各相绕组通电的顺序和时间，主要由功率逻辑开关单元和位置传感器信号处理单元两个部分组成。功率逻辑开关单元是将电源的功率以一定逻辑关系分配给电机本体定子上各相绕组，以便使电机产生持续不断的转矩。位置传感器所产生的信号经过一定逻辑处理后来控制逻辑开关单元，进而决定各相绕组导通的顺序和时间。

第二章 稀土永磁无刷直流电机的组成与原理

2.1 组成

无刷直流电机是由电子开关线路、永磁式同步电机以及位置传感器三部分组成的电机系统。整个系统框图如图 2.1 所示：

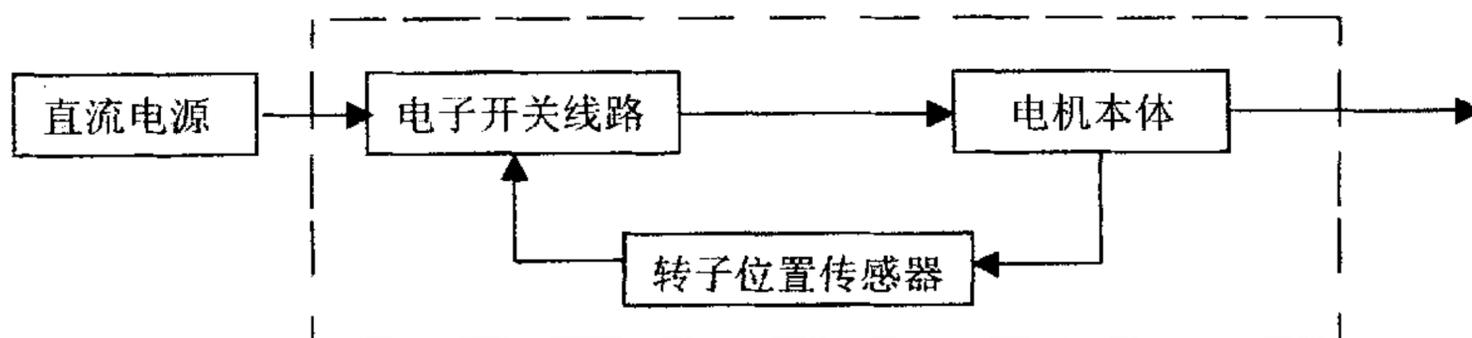


图 2.1 无刷直流电机系统框图

当某一相定子绕组通电时，该电流与转子永久磁钢的磁极所产生的磁场相互作用而产生电磁转矩，驱动转子旋转。由转子位置传感器将转子磁钢的位置变换成电信号，去控制电子开关线路，使定子各相绕组按一定次序导通，定子相电流随转子位置的变化而按一定的次序换相。由于电子开关线路的导通次序是与转子转角同步的，因而起到了机械换向器的换向作用。因此，所谓稀土永磁无刷直流电机，就其基本结构而言，可以认为是一台由电机本体、电子开关线路、以及转子位置传感器三者组成的“电机系统”。

1. 电机本体

稀土永磁无刷直流电机所采用的电机本体，其定子绕组一般制成多相（三相、四相、五相不等），转子由稀土永磁体按一定极对数（ $2p=2, 4, \dots$ ）组成。电机转子的稀土永磁体磁钢与稀土永磁有刷电机中所使用的永久磁钢的作用相似，均是在电机的气隙中建立足够的磁场，其不同之处在于无刷直流电机中永久磁钢安装在转子上，而有刷直流电机的磁钢安装在定子上。

2. 电子开关线路

无刷直流电机电子开关线路是用来控制电机定子上各相绕组通电的顺序和时间，主要由功率逻辑开关单元和位置传感器信号处理单元两个部分组成。功率逻辑开关单元是将电源的功率以一定逻辑关系分配给电机本体定子上各相绕组，以便使电机产生持续不断的转矩。位置传感器所产生的信号经过一定逻辑处理后来控制逻辑开关单元，进而决定各相绕组导通的顺序和时间。

与一般的交流异步电机不同，无刷直流电机在运行过程中，转子磁场的转速与定子电流产生的旋转磁场的转速相等，即保持同步。无刷直流电机的频率不是独立调节的，而是受安装在转子轴上的位置检测器的控制。随着转子位置的不同，位置检测器产生的信号也不同，这些信号经过处理后用来控制逆变桥的正确换流，从而改变电机定子绕组电流的频率，即控制电机转速。定子绕组所产生的磁场和转动中的转子磁钢产生的永磁磁场，在空间始终保持在 $(\frac{\pi}{2})$ rad 左右的电角度。

电子开关线路中的逆变桥电路有桥式和非桥式两种，虽然电枢绕组与逆变桥的联接形式多种多样，但应用最广泛的是三相星形六状态和三相星形三状态。早期的无刷直流电机的逆变桥多由晶闸管组成，由于其关断要借助于反电动势或电流过零，造成换流困难，而且晶闸管的开关频率较低，使得逆变桥只能工作在较低频率范围内。随着新型可关断全控型器件的发展，现在的逆变桥在大功率、低频时多由 GTO、GTR 器件组成，在中小功率的电机中逆变器多由功率 MOSFET 或 IGBT 构成，具有控制容易、开关频率高、可靠性高等诸多优点

3. 转子位置传感器

位置传感器在无刷直流电机中起着检测转子磁极位置的作用，为逻辑开关电路提供正确的换相信息，即将转子磁钢磁极的位置信号转换成电信号，然后去控制定子绕组换相。它有直接式和间接式两类。直接式位置传感器，由于其检测精度和可靠性高而被广泛采用。典型的直接式位置传感器有下列几种：

(1)电磁式位置传感器：电磁式位置传感器是利用电磁效应来实现其位置测量作用的，有开口变压器、铁磁谐振电路、接近开关等多种类型。在无刷直流电机中，用得较多的是开口变压器，其中用于三相无刷直流电机的开口变压器由定子和跟踪转子两部分组成。

电磁式位置传感器具有输出信号大、工作可靠、寿命长、使用环境要求不高、适应性强、结构简单和紧凑等优点；但这种传感器信噪比较大，体积较大，同时其输出波形为交流，一般需整流、滤波后方可应用。

(2)光电式位置传感器：光电式位置传感器是利用光电效应制成的，由跟随电机转子一起旋转的遮光板和固定不动的光源及光电管等部件组成。

光电式位置传感器性能较稳定，但存在输出信号信噪比较大、光源灯泡寿命短、使用环境要求较高等缺陷，不过现在已经有新型光电元件出现，可克服

这些不足之处。

(3)磁敏式位置传感器：磁敏式位置传感器是指它的某些电参数按一定规律随周围磁场变化的半导体敏感元件，其基本原理为霍尔效应和磁阻效应。目前，常见的磁敏传感器有霍尔元件或霍尔集成电路、磁敏电阻器及磁敏二极管等多种。

随着半导体集成技术的发展，将霍尔元件与半导体集成电路一起制作在同一块N型硅外延片上，这就构成了霍尔集成电路。这种集成电路包括线性型和开关型两种，一般而言，无刷直流电机的位置传感器宜选用开关型。

2.2 无刷直流电机的控制原理

控制器是稀土永磁无刷直流电机的三大组成部分之一，它主要包括控制电路、驱动电路和开关主电路，图 2.2 为无刷直流电机控制系统原理框图，下面将结合本图进行分析。

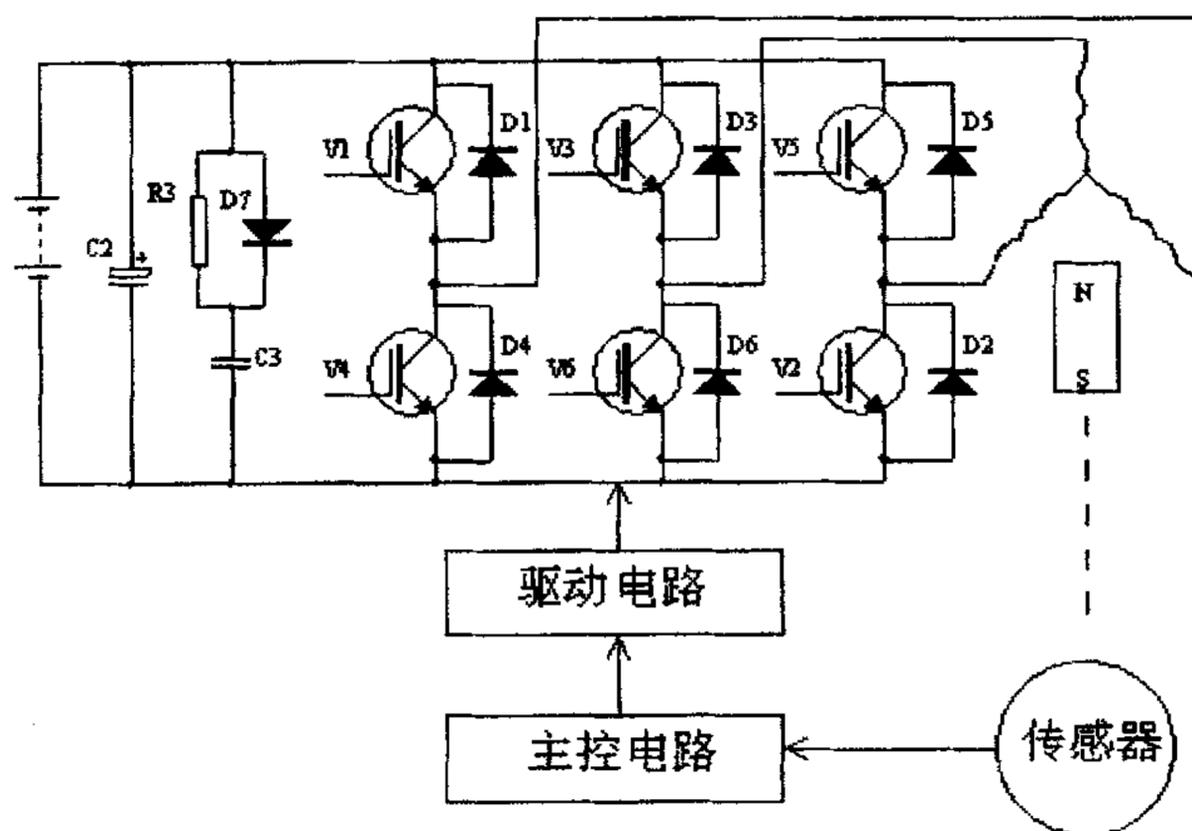


图 2.2 无刷直流电机控制系统原理框图

1. 开关主电路

如图 2.2 所示，由 R_3 、 C_3 、 D_7 组成的 RDC 缓冲电路主要是为了减少开关管承受的尖峰电压，提高主电路的可靠性，使开关管工作在安全工作区域内而设。缓冲电路可以分别设在各桥臂边，也可在直流电源侧采用一个整体型 RDC 缓冲电路。其中缓冲电容 C_3 应选用高频特性好的无感电容， D_7 应选择过渡正向

这些不足之处。

(3)磁敏式位置传感器：磁敏式位置传感器是指它的某些电参数按一定规律随周围磁场变化的半导体敏感元件，其基本原理为霍尔效应和磁阻效应。目前，常见的磁敏传感器有霍尔元件或霍尔集成电路、磁敏电阻器及磁敏二极管等多种。

随着半导体集成技术的发展，将霍尔元件与半导体集成电路一起制作在同一块N型硅外延片上，这就构成了霍尔集成电路。这种集成电路包括线性型和开关型两种，一般而言，无刷直流电机的位置传感器宜选用开关型。

2.2 无刷直流电机的控制原理

控制器是稀土永磁无刷直流电机的三大组成部分之一，它主要包括控制电路、驱动电路和开关主电路，图 2.2 为无刷直流电机控制系统原理框图，下面将结合本图进行分析。

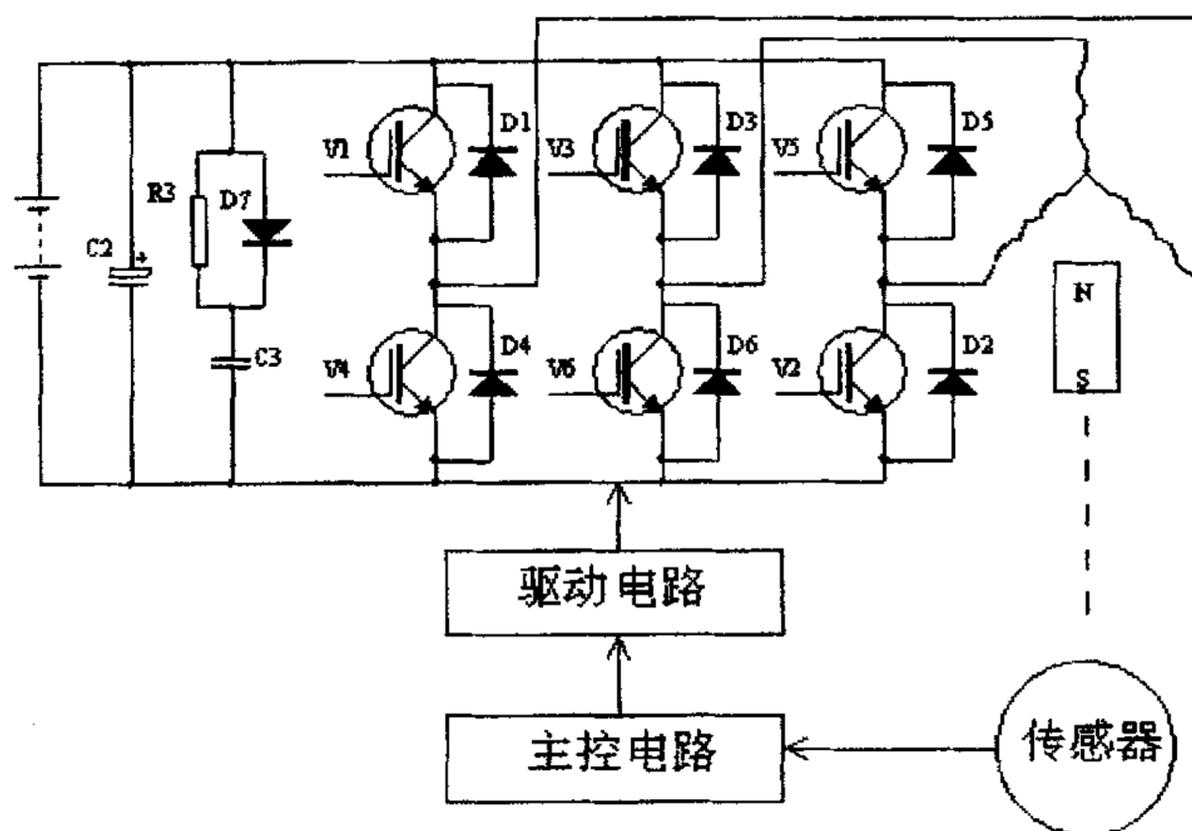


图 2.2 无刷直流电机控制系统原理框图

1. 开关主电路

如图 2.2 所示，由 R_3 、 C_3 、 D_7 组成的 RDC 缓冲电路主要是为了减少开关管承受的尖峰电压，提高主电路的可靠性，使开关管工作在安全工作区域内而设。缓冲电路可以分别设在各桥臂边，也可在直流电源侧采用一个整体型 RDC 缓冲电路。其中缓冲电容 C_3 应选用高频特性好的无感电容， D_7 应选择过渡正向

电压低、反向恢复时间短的快速恢复二极管。

逆变电路由功率开关管 V1~V6 等组成，是开关主电路的核心部分。功率开关管 V1~V6 通常为功率晶体管 GTR、功率场效应晶体管 MOSFET、绝缘栅晶体管 IGBT、可关断晶闸管 GTO 以及 MOS 栅控晶闸管 MCT 等功率电子器件。晶闸管适用于较大功率电机，晶体管适用于中小功率电机。各种晶体管由于容量、开关频率、价格等不同应按电机的实际工作状况进行合理选取。

在分立功率半导体器件方兴未艾的同时，功率集成电路（P-IC）也得到迅速发展。P-IC 将多个（如 2 个或 6 个）功率晶体管及其快速恢复二极管集成于一体。这样，稀土永磁无刷直流电机开关主电路的逆变电路就可以由一个功率开关管集成块来实现，大大提高了控制器的可靠性，有效地缩小了体积。在这种功率半导体器件与微电子技术结合的基础上，又诞生了智能化功率半导体器件。这种智能模块是将功率半导体器件与具有信号处理功能、自我保护功能、各种诊断功能等的电路集成或组装在一起，可以实现无刷直流电机的逆变电路、驱动电路和许多控制电路的功能，使得电机控制器具有体积小、重量轻、设计简单和可靠性高等显著特点，是高性能稀土永磁无刷直流电机的理想控制器件。

2. 驱动电路

驱动电路将控制电路的输出信号进行功率放大、并向各开关管送去能使其饱和导通和可靠关断的驱动信号。驱动电路的工作方式直接影响着开关管的一些参数和特性，从而影响着整个电机控制系统的正常工作。由于各开关管的种类不同，其对驱动信号的要求也不尽相同，因而对应的驱动电路也不同。传统的驱动电路大多是采用分立元件搭接而成，这种方法使得电路复杂、调试困难、可靠性差。随着集成电路技术的发展，现在已经把驱动电路制成有一定输出功率的专用集成电路，并已逐步在无刷直流电机中得到推广应用。驱动集成电路有单路 IC、双路 IC、三路 IC，也有六路 IC，分别对应于不同的开关管，品种很多。

3. 控制电路

控制电路是稀土永磁无刷直流电机正常运行并实现各种调速功能的指挥中心，它主要完成以下功能：

(1)对转子位置传感器输出的信号、PWM 调制信号、正反转和停车等信号进行逻辑综合，以给驱动电路提供各开关管的斩波信号和选通信号，实现电机的

正反转及停车控制。

(2)产生 PWM 调制信号,使电机的电压随给定速度信号而自动变化,实现电机调速。

(3)对电机进行速度闭环调节和电流闭环调节,使系统具有较好的动态和静态性能。

(4)实现短路、过流和欠压等故障保护功能等。

控制电路的形式多种多样,归纳起来主要有以下几种型式:①分立元件全模拟电路;②专用集成电路;③数模混合控制电路;④全数字控制电路。其中分立元件全模拟电路在以往的无刷直流电机中大量应用,目前在许多经济实用性无刷直流电机中仍占主导地位。由于模拟电路中不可避免地存在参数漂移和不一致问题,以及线路复杂、调试不便等因素,因而使电机的可靠性和性能受到影响。专用集成电路克服了分立元件带来的弊端,使控制电路体积小,可靠性高,对于特定环境下完成特定功能、并具有规模化生产的无刷直流电机来说,是首选方案。但其应用范围仅限于某类电机,难以扩展。

随着稀土永磁无刷直流电机应用领域的不断扩大,对其性能也提出越来越高的要求,因而其控制器由以硬件模拟电子器件为主,转向采用数字电路、微处理器、数字信号处理器(DSP)方向发展,实现半数字化的数模混合控制电路和全数字化的控制电路。控制规律由硬件实现转向以软件实现。对于高性能的稀土永磁无刷直流电机调速系统,由于微机和 DSP 的应用,在控制上由通常所采用的 PI(比例积分)或 PID(比例积分微分)控制规律,开始转向应用现代控制理论,同时引进模糊控制、神经网络等智能控制理论,发展智能化的稀土永磁无刷直流电机,从而实现复杂的控制算法和故障诊断。

4. 无刷直流电机控制系统工作原理

在图 2.2 所示的无刷直流电机控制系统中,电机本体的三相绕组为 Y 联结,逆变桥电路工作在全控桥两两通电方式。下面以这个系统为例来说明无刷直流电机控制系统的工作原理。

主控单元对转子位置传感器检测的转子位置反馈信号和外部给定的速度信号进行逻辑综合后产生控制信号,经过驱动电路放大送至逆变器各功率开关管 V1~V6,从而控制电机各相绕组按一定顺序分别导通工作,在电机气隙中产生跳跃式旋转磁场,从而使得无刷直流电机转子转起来。

在二二通星形三相六状态无刷直流电机工作的过程中，当永磁体转子位于图 2.3 (a) 的位置时，转子位置传感器输出磁极位置信号，经过控制电路逻辑变换后驱动逆变器使功率开关管 V1、V6 导通，即绕组 A、B 通电，电枢绕组在空间的合成磁势 F_a ，如图 2.3 (a) 所示。此时定转子磁场相互作用拖动转子顺时针方向转动。电流流通路径为：电源正极 → V1 管 → A 相绕组 → B 相绕组 → V6 管 → 电源负极。当转子转过 60° 电角度，到达图 2.3 (b) 中位置时，位置传感器输出信号，经逻辑变换后使开关管 V6 截止，V2 导通，此时 V1 仍导通。则绕组 A、C 通电，电枢绕组在空间合成磁场如图 2.3 (b) 中 F_a 。此时定转子相互作用使转子继续沿顺时针方向转动。电流流通路径为：电源正极 → V1 管 → A 相绕组 → C 相绕组 → V2 管 → 电源负极，以此类推。当转子继续沿顺时针每转过 60° 电角度时，功率开关管的导通逻辑为 V3 V2 → V3 V4 → V5 V4 → V5 V6 → V1 V6……，则始终受到定子合成磁场的作用并沿顺时针方向连续转动。同理，由此不难推出电机转子磁场沿逆时针方向连续转动时各功率开关管的导通逻辑为 V1 V6 → V5 V6 → V5 V4 → V3 V4 → V3 V2 → V1 V2 → V1 V6……。

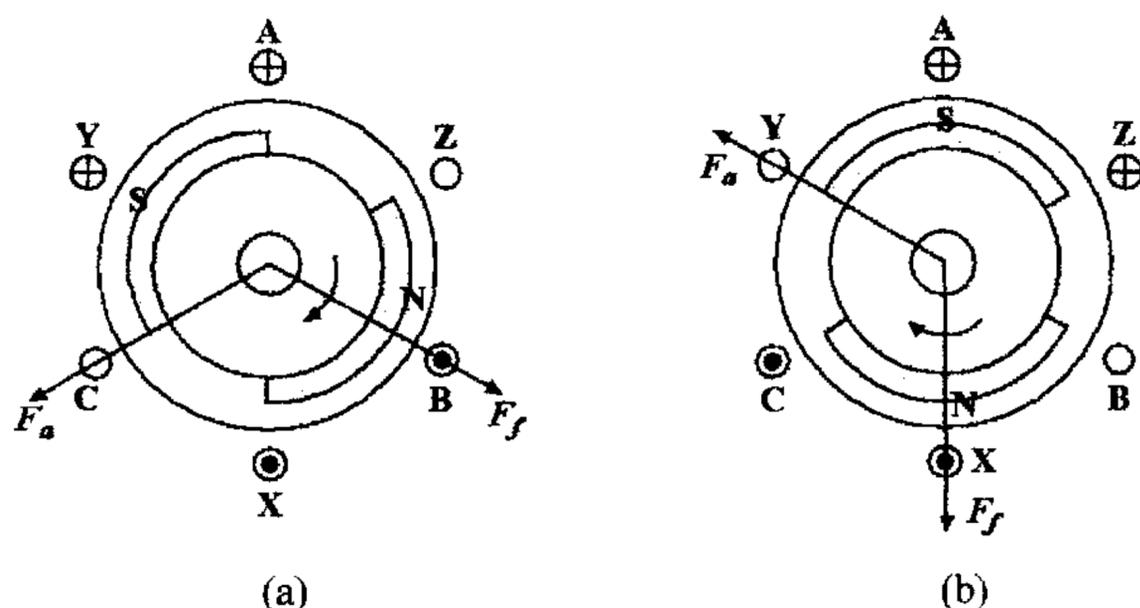


图 2.3 无刷直流电机工作原理示意图

在图 2.3 (a) 到 (b) 的 60° 电角度范围内，转子磁场顺时针连续转动，而定子合成磁场在空间保持图 2.3 (a) 中 F_a 的位置不动，只有当转子磁场转够 60° 电角度到达图 2.3 (b) 中 F_r 的位置时，定子合成磁场才从图 2.3 (a) 中 F_a 位置顺时针跃变至 (b) 中 F_a 的位置。可见定子合成磁场在空间不是连续旋转的磁场，而是一种跳越式旋转磁场，每个步进角是 60° 电角度。

当转子每转过 60° 电角度时，逆变器开关管之间就进行一次换流，定子磁

状态就改变一次。可见电机有六个磁状态，每一状态都是两相导通，每相绕组中流过电流的时间相当于转子旋转 120° 电角度，每个开关管的导通角为 120° ，故该逆变器为 120° 导通型。二二通星形三相六状态无刷直流电机的三相绕组 A、B、C 与开关管 V1~V6 导通顺序的关系如图 2.4 所示。

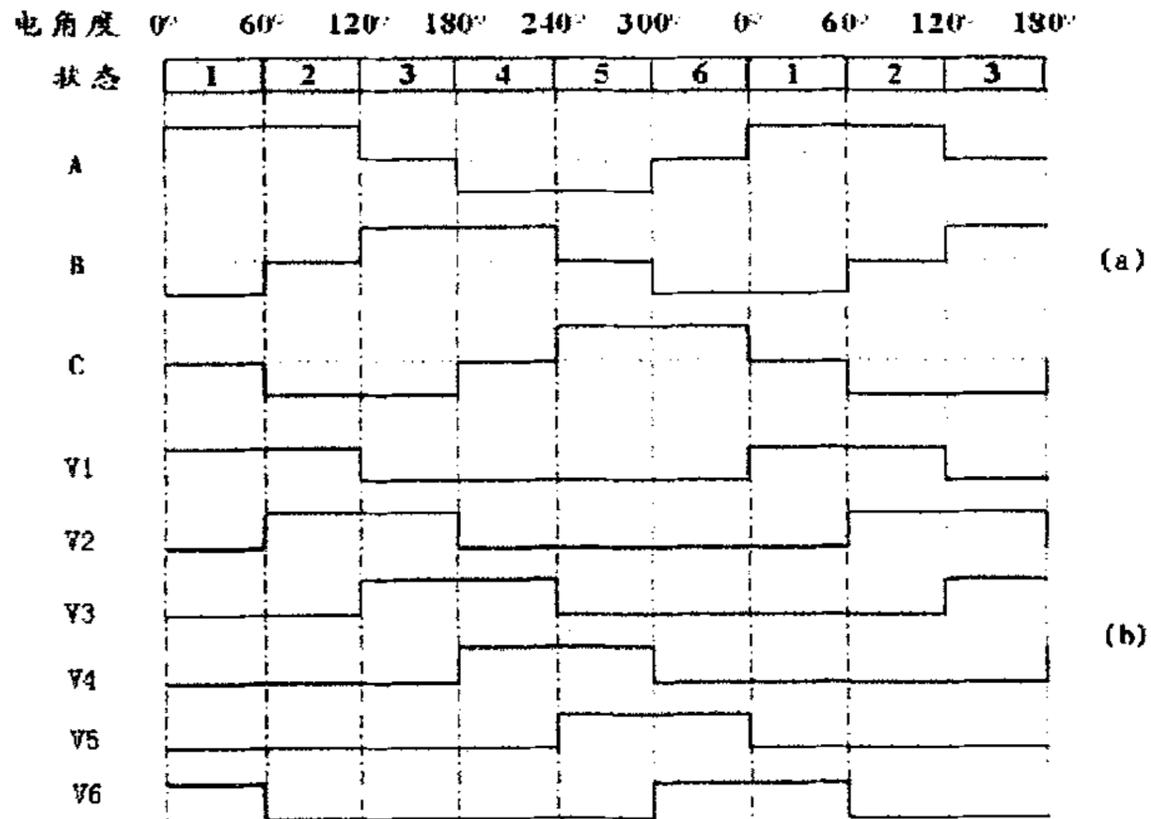


图 2.4 绕组与开关管导通关系图

第三章 混合动力电动轿车用基于 DSP 的无刷直流电机控制系统总体方案

根据混合动力电动轿车的技术要求，研制出基于 DSP 集电动、发电于一体的稀土永磁无刷直流电机控制系统，该系统使得在电机结构和控制电路硬件不变的情况下，电机既能作电动机运行，也能作发电机运行，特别在车辆减速制动时，即使转速较低，也希望电机的发电电压高于蓄电池电压，给蓄电池充电。这是目前混合动力电动轿车的一个前沿课题，也是一个需要突破的难点。图 3.1、图 3.2 分别给出无刷直流电机系统在混合动力电动轿车上的电动和发电工作方式。

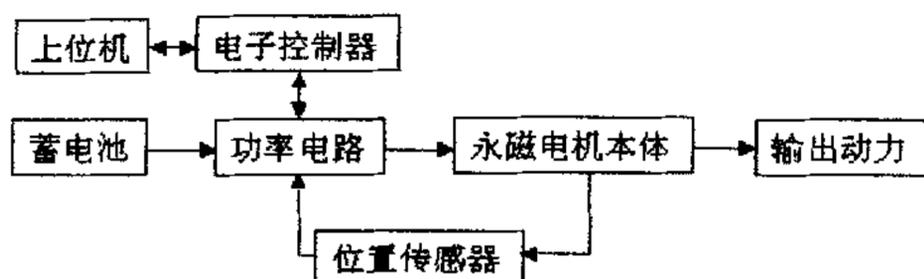


图 3.1 电动工作方式

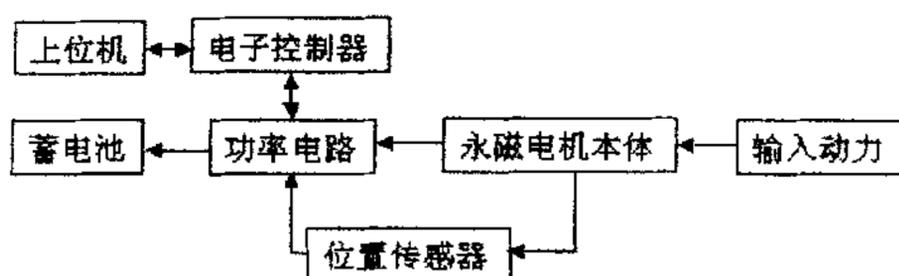


图 3.2 发电工作方式

3.1 系统总体方案

基于 DSP 集电动、发电于一体的稀土永磁无刷直流电机控制系统是在电机结构和控制电路硬件不变的情况下，由软件来实现各种工况的控制功能。软件控制的实时性和可靠性对精确实现各种功能非常重要，因此系统选用 DSP(TMS320LF2307A)作为主控芯片。TMS320LF2407A 是 TMS320C2000 系列中一种功能最全、速度最快的 DSP 芯片，基于该芯片的控制系统能提供优良的 DSP 控制方案，实现稀土永磁无刷直流电机控制系统在混合动力电动汽车上的全数字化控制。

本控制系统由上位机、控制板、功率电路、电机本体四部分组成。系统的结构框图如图 3.3 所示。

第三章 混合动力电动轿车用基于 DSP 的无刷直流电机控制系统总体方案

根据混合动力电动轿车的技术要求，研制出基于 DSP 集电动、发电于一体的稀土永磁无刷直流电机控制系统，该系统使得在电机结构和控制电路硬件不变的情况下，电机既能作电动机运行，也能作发电机运行，特别在车辆减速制动时，即使转速较低，也希望电机的发电电压高于蓄电池电压，给蓄电池充电。这是目前混合动力电动轿车的一个前沿课题，也是一个需要突破的难点。图 3.1、图 3.2 分别给出无刷直流电机系统在混合动力电动轿车上的电动和发电工作方式。

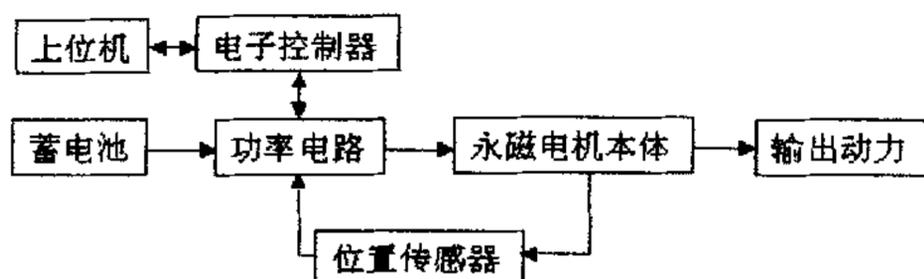


图 3.1 电动工作方式

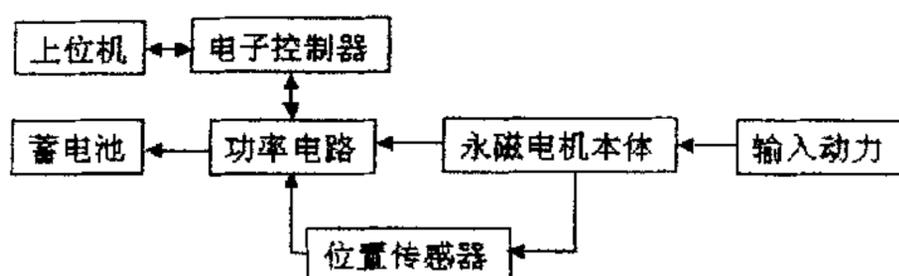


图 3.2 发电工作方式

3.1 系统总体方案

基于 DSP 集电动、发电于一体的稀土永磁无刷直流电机控制系统是在电机结构和控制电路硬件不变的情况下，由软件来实现各种工况的控制功能。软件控制的实时性和可靠性对精确实现各种功能非常重要，因此系统选用 DSP(TMS320LF2307A)作为主控芯片。TMS320LF2407A 是 TMS320C2000 系列中一种功能最全、速度最快的 DSP 芯片，基于该芯片的控制系统能提供优良的 DSP 控制方案，实现稀土永磁无刷直流电机控制系统在混合动力电动汽车上的全数字化控制。

本控制系统由上位机、控制板、功率电路、电机本体四部分组成。系统的结构框图如图 3.3 所示。

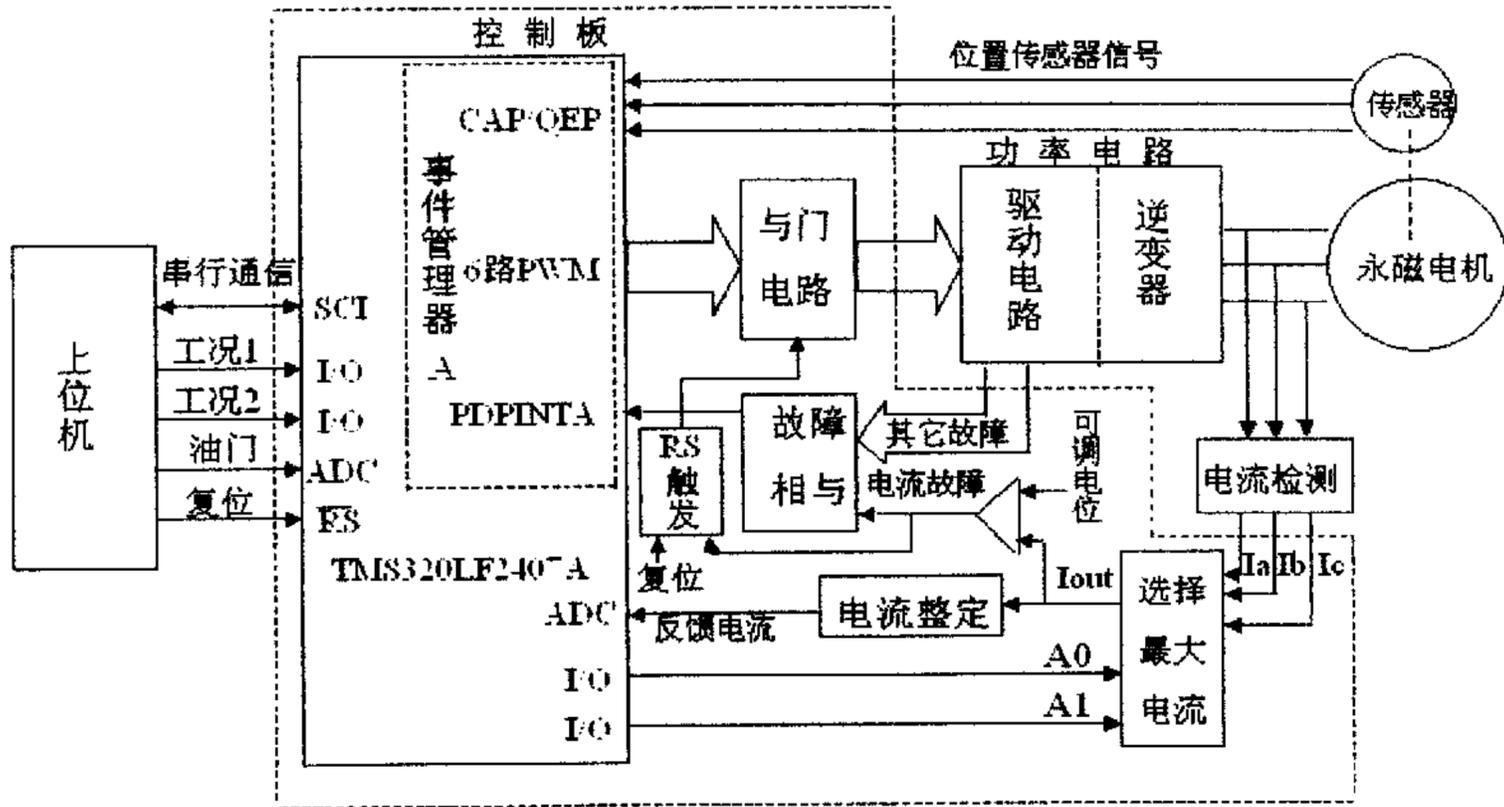


图 3.3 系统的结构框图

3.1.1 系统工作原理

1. 上位机对系统的控制

在硬件不变的情况下，控制板通过 DSP 的两个 I/O 口接收上位机发送的工况信号，根据工况信号，通过软件控制，系统将工作在电动、发电、制动、停止四种工况状态。控制板通过 DSP 的串行通讯接口（SCI），把电机的实时转速传递给上位机。上位机提供的油门信号经过 DSP 的 A/D 转换，作为系统电流闭环控制的参考电流。

2. 功率驱动电路

功率驱动电路包括由 IGBT 大功率模块构成的三相逆变桥电路、隔离、升压、驱动、保护电路和开关电源系统，功率可达到 20KW。永磁电机本体的定子为三相 Y 联结。逆变桥电路工作在全控桥两两通电方式。

3. 相电流检测电路

通过电流传感器将定子三相绕组的电流（ I_a I_b I_c ）分别送给选择最大电流电路。当 CAP 捕获电路捕获到任一变化的位置传感器信号时，DSP 将产生中断。在中断程序中，DSP 根据已捕获的三个传感器信号的情况，通过两个 I/O 口，给选择最大电流电路的 A0 和 A1 提供正确的控制信号，使输出电流 I_{out} 始终为三个输入电流（ I_a I_b I_c ）中最大的一个。 I_{out} 经过电流整定，再由 DSP 进行 A/D 转换，作为反馈电流信号，与给定的闭环控制的参考电流一起，经过 PID 控制

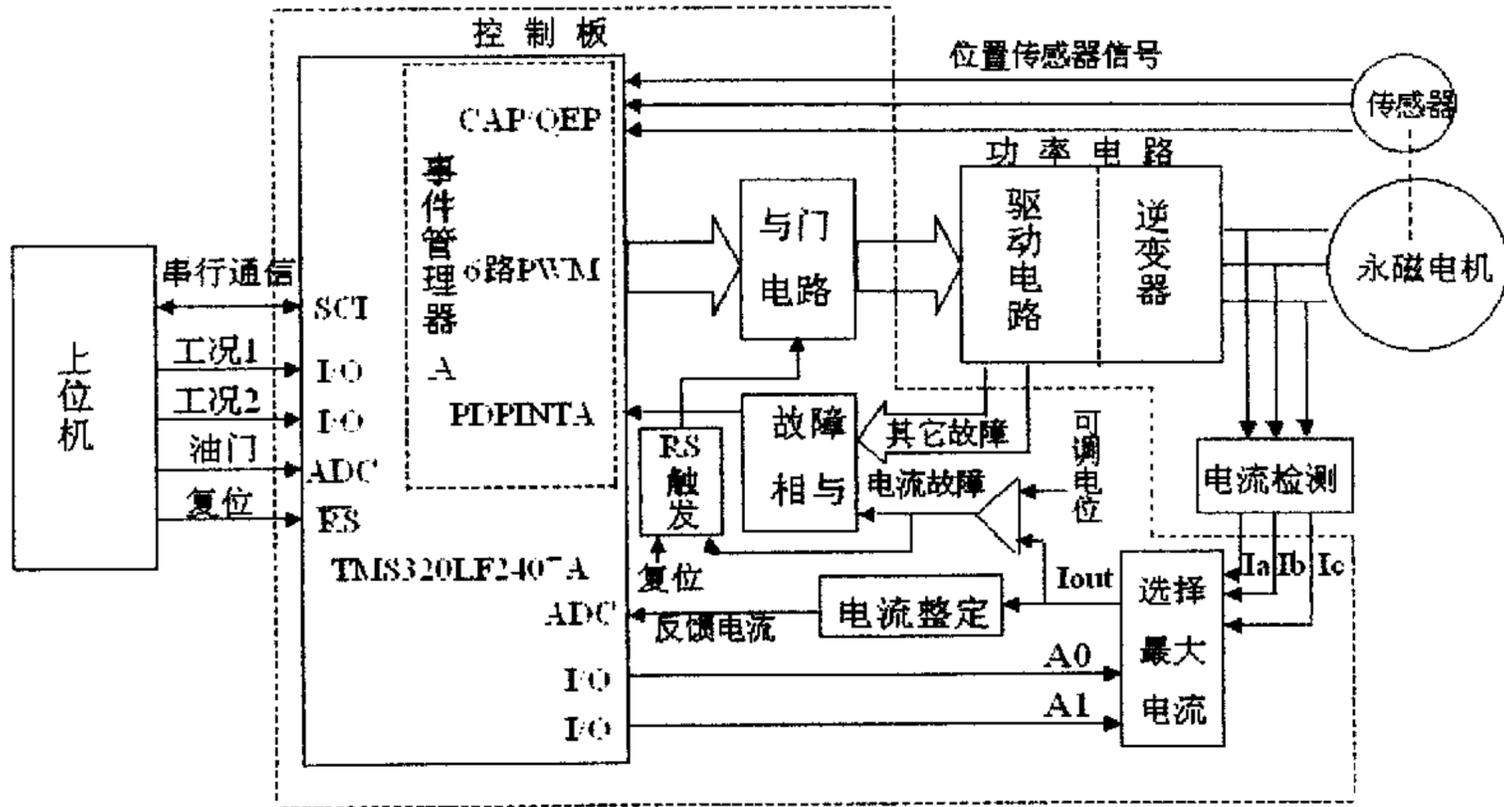


图 3.3 系统的结构框图

3.1.1 系统工作原理

1. 上位机对系统的控制

在硬件不变的情况下，控制板通过 DSP 的两个 I/O 口接收上位机发送的工况信号，根据工况信号，通过软件控制，系统将工作在电动、发电、制动、停止四种工况状态。控制板通过 DSP 的串行通讯接口（SCI），把电机的实时转速传递给上位机。上位机提供的油门信号经过 DSP 的 A/D 转换，作为系统电流闭环控制的参考电流。

2. 功率驱动电路

功率驱动电路包括由 IGBT 大功率模块构成的三相逆变桥电路、隔离、升压、驱动、保护电路和开关电源系统，功率可达到 20KW。永磁电机本体的定子为三相 Y 联结。逆变桥电路工作在全控桥两两通电方式。

3. 相电流检测电路

通过电流传感器将定子三相绕组的电流（ I_a I_b I_c ）分别送给选择最大电流电路。当 CAP 捕获电路捕获到任一变化的位置传感器信号时，DSP 将产生中断。在中断程序中，DSP 根据已捕获的三个传感器信号的情况，通过两个 I/O 口，给选择最大电流电路的 A0 和 A1 提供正确的控制信号，使输出电流 I_{out} 始终为三个输入电流（ I_a I_b I_c ）中最大的一个。 I_{out} 经过电流整定，再由 DSP 进行 A/D 转换，作为反馈电流信号，与给定的闭环控制的参考电流一起，经过 PID 控制

器，进而控制 PWM 的占空比。

4. 转子位置与速度检测

事件管理器 A 的 CAP 捕获单元把电机转子位置传感器输出的脉冲信号送入 DSP 作为转子位置和速度的反馈信号。当任意一相转子位置信号发生变化时，产生中断，在中断处理程序中相应地改变动作控制寄存器 ACTRA 中各位的值，进而实现 PWM 输出信号的改变，决定逆变桥的工作状态，实现电机换相。在电机转子每个旋转周期内霍尔位置传感器会产生六个交变信号，由于霍尔位置传感器相对电机位置是固定的，也就是两交变信号之间的相位差是不变的，即 $\Delta\theta$ 不变（每两个信号交变的相位差为 60° ），因此只要算出两次信号交变的时间差 ΔT ，就可以由 $\Delta\theta/\Delta T$ 得到电机实际速度值。

5. 保护电路

利用 TMS320LF2407A 的事件管理器 A 提供的外部中断 PDPINTA 来实现对系统的保护。系统将过流、过温、过压、桥臂故障保护信号处理为低电平有效的信号，把上述信号相“与”后的输出接到引脚 PDPINTA 上。当系统出现故障时，PDPINTA 中断程序将 PWM 输出置为高阻态，直到故障消失或系统复位。

过流保护对系统的安全很重要，因此保护必须快速、可靠。本系统除了采用上面的保护方法外，还采用了纯硬件的故障保护。RS 触发器将过流故障信号锁存到“0”输出，再用“0”信号分别和六路 PWM 输出相与，PWM 都变为低电位信号，保证功率管工作在截止状态，进而保护系统。复位信号可以使硬件的故障保护系统恢复正常。

3.1.2 硬件可靠性要求

可靠性指标是系统非常重要的一个指标，是系统设计必须考虑的重要问题。影响系统可靠性的因素有内部和外部因素。外部因素包括电源干扰、空间电磁干扰、机械震动等；内部因素包括元器件失效、内部电磁干扰、电气接触不良、元器件的功耗是否合适、输出信号的驱动能力、信号电平之间的匹配及软件故障等。

影响本系统硬件可靠性的因素很多：首先，元器件精度、元器件的功耗及输出信号的驱动能力都必须根据系统的性能要求来选择，在此基础上，也必须考虑信号电平之间的匹配。

器，进而控制 PWM 的占空比。

4. 转子位置与速度检测

事件管理器 A 的 CAP 捕获单元把电机转子位置传感器输出的脉冲信号送入 DSP 作为转子位置和速度的反馈信号。当任意一相转子位置信号发生变化时，产生中断，在中断处理程序中相应地改变动作控制寄存器 ACTRA 中各位的值，进而实现 PWM 输出信号的改变，决定逆变桥的工作状态，实现电机换相。在电机转子每个旋转周期内霍尔位置传感器会产生六个交变信号，由于霍尔位置传感器相对电机位置是固定的，也就是两交变信号之间的相位差是不变的，即 $\Delta\theta$ 不变（每两个信号交变的相位差为 60° ），因此只要算出两次信号交变的时间差 ΔT ，就可以由 $\Delta\theta/\Delta T$ 得到电机实际速度值。

5. 保护电路

利用 TMS320LF2407A 的事件管理器 A 提供的外部中断 PDPINTA 来实现对系统的保护。系统将过流、过温、过压、桥臂故障保护信号处理为低电平有效的信号，把上述信号相“与”后的输出接到引脚 PDPINTA 上。当系统出现故障时，PDPINTA 中断程序将 PWM 输出置为高阻态，直到故障消失或系统复位。

过流保护对系统的安全很重要，因此保护必须快速、可靠。本系统除了采用上面的保护方法外，还采用了纯硬件的故障保护。RS 触发器将过流故障信号锁存到“0”输出，再用“0”信号分别和六路 PWM 输出相与，PWM 都变为低电位信号，保证功率管工作在截止状态，进而保护系统。复位信号可以使硬件的故障保护系统恢复正常。

3.1.2 硬件可靠性要求

可靠性指标是系统非常重要的一个指标，是系统设计必须考虑的重要问题。影响系统可靠性的因素有内部和外部因素。外部因素包括电源干扰、空间电磁干扰、机械震动等；内部因素包括元器件失效、内部电磁干扰、电气接触不良、元器件的功耗是否合适、输出信号的驱动能力、信号电平之间的匹配及软件故障等。

影响本系统硬件可靠性的因素很多：首先，元器件精度、元器件的功耗及输出信号的驱动能力都必须根据系统的性能要求来选择，在此基础上，也必须考虑信号电平之间的匹配。

其次，针对电源及地线干扰和电磁干扰，本系统采取以下措施：

1. 电源与集成芯片去耦

经验表明，电源耦合对微机系统的干扰相当大，应在电源线与地线之间加去耦电容。另外，集成芯片工作在高速数字逻辑条件下，频繁的切换状态也会对电源造成干扰，对芯片进行去耦设计也是电源去耦设计的一部分。为此，对每个集成芯片的电源和地之间都加一个去耦电容。

2. 隔离技术

选用开关电源解决系统多组电源的要求，模拟部分与数字部分需要隔离，高频与低频也要隔离，这在印制板布局时需要考虑。

3. 电磁兼容设计

系统应具有一定的抗电磁干扰能力，同时，它的运行又能对周围的其它系统造成小的干扰。

在本系统中，为了增强系统的可靠性，在比较重要的信号支路上，均设计了隔离或滤波电路，增强系统的抗电磁干扰能力。

在比较重要的系统设计中，可增加屏蔽装置，使系统的电磁兼容能力得到进一步的提升。

最后，电气接触不良原因也会影响系统的可靠性，设计及调试时应注意避免。

3.2 系统的控制策略

根据上位机的控制信号，系统将工作在电动、发电、制动、停止四种工况状态。本文主要解决电动和发电两种工况。

PID 控制是最早发展起来的控制策略之一，由于 PID 控制器具有简单而固定的形式，算法简单、可靠性高，在很宽的操作条件范围内都能保持较好的鲁棒性，能给设计人员提供一种简单而直接的调节方式，故在工业控制过程中，PID 控制器是应用最多的一种控制方式。

常用的 PID 控制有两种控制算法：位置式控制算法和增量式控制算法。由于位置式控制算法的输出 $u(k)$ 和过去的所有状态有关，这不仅需要计算机对偏差 $e(k)$ 进行累加，而且计算机任何故障的出现， $u(k)$ 的变化将会使执行机构的位置大幅度地改变，这将给整个系统带来严重后果。而增量式控制算法因为输出

其次，针对电源及地线干扰和电磁干扰，本系统采取以下措施：

1. 电源与集成芯片去耦

经验表明，电源耦合对微机系统的干扰相当大，应在电源线与地线之间加去耦电容。另外，集成芯片工作在高速数字逻辑条件下，频繁的切换状态也会对电源造成干扰，对芯片进行去耦设计也是电源去耦设计的一部分。为此，对每个集成芯片的电源和地之间都加一个去耦电容。

2. 隔离技术

选用开关电源解决系统多组电源的要求，模拟部分与数字部分需要隔离，高频与低频也要隔离，这在印制板布局时需要考虑。

3. 电磁兼容设计

系统应具有一定的抗电磁干扰能力，同时，它的运行又能对周围的其它系统造成小的干扰。

在本系统中，为了增强系统的可靠性，在比较重要的信号支路上，均设计了隔离或滤波电路，增强系统的抗电磁干扰能力。

在比较重要的系统设计中，可增加屏蔽装置，使系统的电磁兼容能力得到进一步的提升。

最后，电气接触不良原因也会影响系统的可靠性，设计及调试时应注意避免。

3.2 系统的控制策略

根据上位机的控制信号，系统将工作在电动、发电、制动、停止四种工况状态。本文主要解决电动和发电两种工况。

PID 控制是最早发展起来的控制策略之一，由于 PID 控制器具有简单而固定的形式，算法简单、可靠性高，在很宽的操作条件范围内都能保持较好的鲁棒性，能给设计人员提供一种简单而直接的调节方式，故在工业控制过程中，PID 控制器是应用最多的一种控制方式。

常用的 PID 控制有两种控制算法：位置式控制算法和增量式控制算法。由于位置式控制算法的输出 $u(k)$ 和过去的所有状态有关，这不仅需要计算机对偏差 $e(k)$ 进行累加，而且计算机任何故障的出现， $u(k)$ 的变化将会使执行机构的位置大幅度地改变，这将给整个系统带来严重后果。而增量式控制算法因为输出

的是增量，手动/自动切换时冲击比较小，容易获得好的控制效果。另外，即使偏差长期存在，输出的控制增量信号 $\Delta u(k)$ 一次次积累，最终可使执行器达到极限位置，但只要偏差 $e(k)$ 换向， $\Delta u(k)$ 也立即变号，从而使输出脱离饱和状态，这就消除了发生积分饱和的危险。此外，增量式控制算法只输出增量，计算机误动作时造成的影响比较小。

在这两种工况状态下，系统均通过软件实现电流闭环的 PID 控制策略，PID 控制算法为增量式控制算法，控制原理框图如图 3.4 所示。

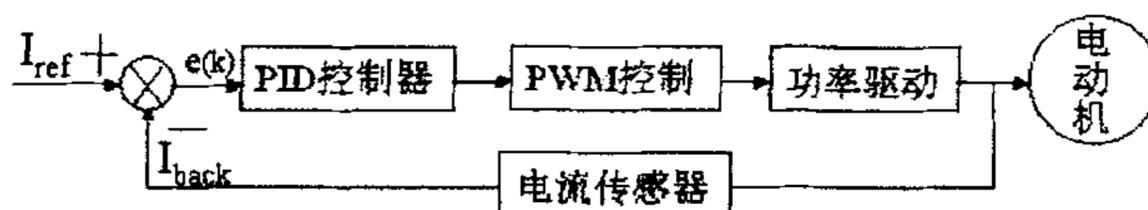


图 3.4 系统控制原理框图

电流的调整过程也就是新的脉宽调制 (PWM) 信号产生过程，而调整 PWM 信号的宽度又可以调整电流的平均值。

调整 PWM 信号的宽度是通过调整 DSP 事件管理器中比较寄存器 (CMPR) 的值实现的。电流参考值和电流反馈值相比较得到电流环输入误差 $e(k)$ ，该误差信号经过 PID 算法处理。处理后的结果定义为 COMP，把 COMP 写入比较寄存器 (CMPR) 中，就决定了新的 PWM 的占空比。

其典型 PID 增量式控制算法为：

$$\begin{aligned} COMP(k) = & COMP(k-1) + (K_{Pi} + K_{Ii}T_i + K_{Di}/T_i)e(k) \\ & - (K_{Pi} + 2K_{Di}/T_i)e(k-1) + K_{Di}e(k-2)/T_i \end{aligned}$$

其中： $COMP(k)$ —电流环的输出； K_{Pi} —电流环比例系数； K_{Ii} —电流环积分系数； K_{Di} —电流环微分系数； T_i —电流环采样周期； $e(k)$ —电流误差。

3.3 软件总体方案

对于一个计算机控制系统来说，控制任务与控制策略的实现最终是靠控制软件来完成的，控制软件设计的优劣直接决定了整个系统的控制性能。就本控制系统而言，其控制软件设计的基本要求为：

1. 实时性

DSP 控制器必须在一定的时间内，完成一系列的软件处理过程。对输入和反馈信号进行采样、计算、逻辑判断和分析，按照规定的控制算法进行数值计

的是增量，手动/自动切换时冲击比较小，容易获得好的控制效果。另外，即使偏差长期存在，输出的控制增量信号 $\Delta u(k)$ 一次次积累，最终可使执行器达到极限位置，但只要偏差 $e(k)$ 换向， $\Delta u(k)$ 也立即变号，从而使输出脱离饱和状态，这就消除了发生积分饱和的危险。此外，增量式控制算法只输出增量，计算机误动作时造成的影响比较小。

在这两种工况状态下，系统均通过软件实现电流闭环的 PID 控制策略，PID 控制算法为增量式控制算法，控制原理框图如图 3.4 所示。

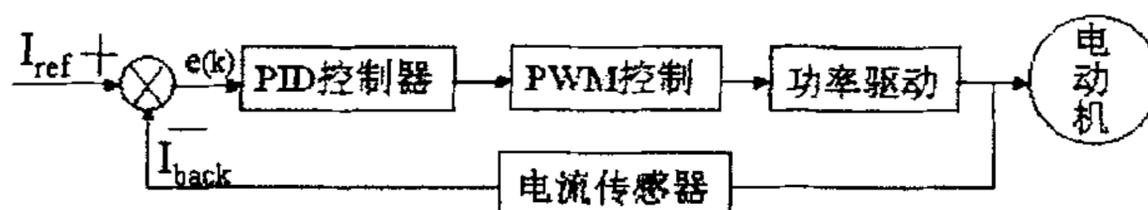


图 3.4 系统控制原理框图

电流的调整过程也就是新的脉宽调制 (PWM) 信号产生过程，而调整 PWM 信号的宽度又可以调整电流的平均值。

调整 PWM 信号的宽度是通过调整 DSP 事件管理器中比较寄存器 (CMPR) 的值实现的。电流参考值和电流反馈值相比较得到电流环输入误差 $e(k)$ ，该误差信号经过 PID 算法处理。处理后的结果定义为 COMP，把 COMP 写入比较寄存器 (CMPR) 中，就决定了新的 PWM 的占空比。

其典型 PID 增量式控制算法为：

$$\begin{aligned} COMP(k) = & COMP(k-1) + (K_{Pi} + K_{Ii}T_i + K_{Di}/T_i)e(k) \\ & - (K_{Pi} + 2K_{Di}/T_i)e(k-1) + K_{Di}e(k-2)/T_i \end{aligned}$$

其中： $COMP(k)$ —电流环的输出； K_{Pi} —电流环比例系数； K_{Ii} —电流环积分系数； K_{Di} —电流环微分系数； T_i —电流环采样周期； $e(k)$ —电流误差。

3.3 软件总体方案

对于一个计算机控制系统来说，控制任务与控制策略的实现最终是靠控制软件来完成的，控制软件设计的优劣直接决定了整个系统的控制性能。就本控制系统而言，其控制软件设计的基本要求为：

1. 实时性

DSP 控制器必须在一定的时间内，完成一系列的软件处理过程。对输入和反馈信号进行采样、计算、逻辑判断和分析，按照规定的控制算法进行数值计

算, 输出各种控制信号, 以及对可能出现的故障进行及时的报警和处理。

2. 可靠性

软件的可靠性是指软件在运行过程中避免发生故障的能力, 以及发生故障后系统的恢复和排除故障的能力。因此, 为了提高软件的可靠性, 软件设计时要考虑系统运行过程中可能出现的一切非正常情况, 且在系统出现故障时, 也要有一定的措施与对策, 迅速恢复系统, 减小故障损失。

在实际情况中, 针对不同的干扰后果, 采取不同的软件对策。

(1) 在实时数据采集系统中, 为了消除传感器通道中的干扰信号, 可采取软件数字滤波, 如算平均值法、比较取舍法、中值法、一级递推数字滤波法等。

(2) 在开关量控制系统中, 为了防止干扰进入系统, 造成各种控制条件、输出控制失误, 可采取软件冗余、设置当前输出状态寄存单元、自检程序等措施。

(3) 为了防止 PC 失控, 造成程序“乱飞”而盲目运行, 可设置软件“监视跟踪定时器”来监视程序运行状态, 也可在非程序区设置软件陷阱, 强行使程序回到复位状态。当然, 看门狗电路也是一种应该选用的好方法。

3. 可维护性

一个完整的控制软件通常需要一个不断地设计、调试、修改和完善过程, 才会最终满足系统所需的功能要求。因此, 在软件的总体设计时, 必须要有好的程序结构设计, 以便于程序的反复调试、修改和补充, 并保证最终的软件仍具有简洁明了的结构。

在本系统的电动和发电两种控制状态, 软件设计所要实现的基本功能主要包括: 驱动电路母线电流的检测、无刷直流电机转子位置的检测及电机转速的计算, 电流的 PID 闭环控制, PWM 信号的输出, 故障检测与保护、数据交换与通信等

本系统采用 TMS320LF2407A DSP 芯片为主控单元, 其强大的数据处理能力、丰富的片内外设和完善的中断管理系统, 不仅使系统的硬件设计得以简化, 而且使得系统控制软件的设计更有利于模块化、结构化。

由于 DSP 控制器高达 40 MIPS 的指令执行速度及多总线并行处理机制的特点, 使得电流环 PID 控制算法可直接嵌入到 A/D 转换中断服务子程序中, 而不影响控制程序其他代码的执行, 从而简化程序结构。DSP 控制器丰富的片内外设和完善的中断管理系统则可以使得系统各功能模块以中断的方式实现, 从而

使得整个控制软件结构化、模块化。因此，在电动和发电两种控制状态，系统的控制软件采用软件查询与中断相结合的结构形式。其中子程序主要完成系统的初始化，给上位机传送电机转速，工况状态的查询等。而中断服务子程序作为整个控制软件设计的主体，完成系统各基本功能要求，即通过 DSP 芯片外设中断功能模块服务子程序实现系统控制功能。采用这种软件设计方式不仅使系统控制软件的设计大为简化，而且使系统的实时性、可维护性更强。

同时为了提高控制软件的可靠性，在软件编写过程中采用了一些抗干扰措施，设置软件“监视跟踪”来监视程序运行状态，在非程序区设置软件陷阱，增加看门狗电路，以提高系统控制软件的可靠性。

第四章 系统硬件设计

在本系统方案中，作者选用了 DSP 家族中 TMS320C2000 系列的 TMS320LF2407A 作为主控芯片，通过基于该芯片的软硬件基本控制环节的设计，实现了稀土永磁无刷直流电机在混合动力电动轿车上的全数字化控制。

TMS320LF2407A 是 TMS320C2000 系列中的一种功能最全、速度最快的 DSP 芯片，是电机数字化控制的升级产品。

在本章内容中，作者结合 TMS320LF2407A 主控芯片设计了系统的控制电路，包括：复位电路、时钟电路、存储器的扩展电路、工况电路、油门采样电路、比较电路、三相反馈电流的选择电路、反馈电流整定电路和故障锁存及保护电路等。

4.1 TMS320LF2407A DSP 芯片

4.1.1 TMS320LF2407A DSP 芯片概述

TMS320LF240x 系列 DSP 芯片是 TI 公司新近推出的 DSP 控制器，作为 24x 系列的新成员，是 TMS320C2000 平台下的一种定点 DSP 芯片。而 TMS320LF2407A DSP 芯片则是所有 240x DSP 控制器中的一种功能最全、速度最快的 DSP 控制器，其功能结构图如图 4.1 所示。TMS320LF2407A DSP 芯片在与现存 24x DSP 控制器芯片代码兼容的同时，相对其他 TMS320F24x 系列 DSP 芯片而言具有处理性能更好、程序存储器更大、外设集成度更高、A/D 转换速度更快、功耗更低等特点，是电机数字化控制的升级产品。其主要特点如下：

- 采用高性能静态 CMOS 技术，使得供电电压降为 3.3V，减小了控制器功耗，40 MIPS 的执行速度使得指令周期缩短到 25ns，从而提高了控制器的实时控制能力；
- 片内高达 32K 字的 FLASH EEPROM，高达 2.5K 字的数据/程序 RAM，544 字双口 RAM (DARAM) 和 2K 字的单口 RAM (SARAM)；
- 两个事件管理器模块 EVA 和 EVB，每个包括：两个 16 位通用定时器；8 个 16 位脉宽调制 (PWM) 通道，3 个捕获单元，片内光电编码器接口电路；
- 10 位最小转换时间为 500ns 的 A/D 转换器，可选择由两个事件管理器

第四章 系统硬件设计

在本系统方案中，作者选用了 DSP 家族中 TMS320C2000 系列的 TMS320LF2407A 作为主控芯片，通过基于该芯片的软硬件基本控制环节的设计，实现了稀土永磁无刷直流电机在混合动力电动轿车上的全数字化控制。

TMS320LF2407A 是 TMS320C2000 系列中的一种功能最全、速度最快的 DSP 芯片，是电机数字化控制的升级产品。

在本章内容中，作者结合 TMS320LF2407A 主控芯片设计了系统的控制电路，包括：复位电路、时钟电路、存储器的扩展电路、工况电路、油门采样电路、比较电路、三相反馈电流的选择电路、反馈电流整定电路和故障锁存及保护电路等。

4.1 TMS320LF2407A DSP 芯片

4.1.1 TMS320LF2407A DSP 芯片概述

TMS320LF240x 系列 DSP 芯片是 TI 公司新近推出的 DSP 控制器，作为 24x 系列的新成员，是 TMS320C2000 平台下的一种定点 DSP 芯片。而 TMS320LF2407A DSP 芯片则是所有 240x DSP 控制器中的一种功能最全、速度最快的 DSP 控制器，其功能结构图如图 4.1 所示。TMS320LF2407A DSP 芯片在与现存 24x DSP 控制器芯片代码兼容的同时，相对其他 TMS320F24x 系列 DSP 芯片而言具有处理性能更好、程序存储器更大、外设集成度更高、A/D 转换速度更快、功耗更低等特点，是电机数字化控制的升级产品。其主要特点如下：

- 采用高性能静态 CMOS 技术，使得供电电压降为 3.3V，减小了控制器功耗，40 MIPS 的执行速度使得指令周期缩短到 25ns，从而提高了控制器的实时控制能力；
- 片内高达 32K 字的 FLASH EEPROM，高达 2.5K 字的数据/程序 RAM，544 字双口 RAM (DARAM) 和 2K 字的单口 RAM (SARAM)；
- 两个事件管理器模块 EVA 和 EVB，每个包括：两个 16 位通用定时器；8 个 16 位脉宽调制 (PWM) 通道，3 个捕获单元，片内光电编码器接口电路；
- 10 位最小转换时间为 500ns 的 A/D 转换器，可选择由两个事件管理器

来触发的两个 8 通道输入 A/D 转换器或一个 16 通道输入的 A/D 转换器；

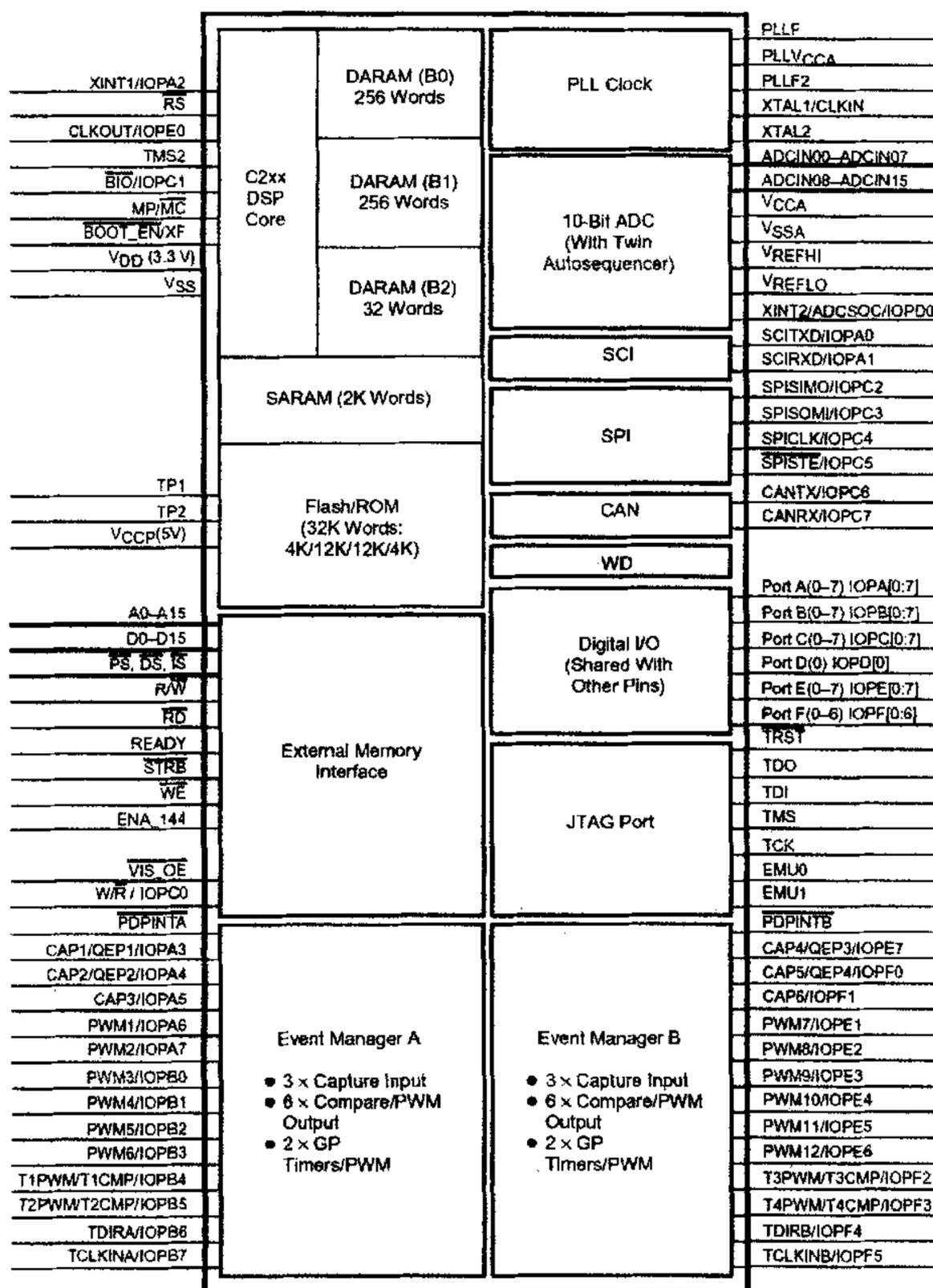


图 4.1 TMS320LF2407A DSP 控制器功能结构图

- 看门狗定时器模块 (WD)；
- 控制器局域网 (CAN) 2.0 B 模块；
- 串行通讯接口 (SCI)；
- 16 位的串行外设接口模块 (SPI)；
- 基于锁相环 (PLL) 的时钟发生器；
- 高达 41 个可单独编程或复用的通用输入/输出引脚 (GPIO)；
- 5 个外部中断 (两个驱动保护、复位和两个可屏蔽中断)；

- 电源管理包括 3 种低功耗模式，且能独立将外设器件转入低功耗模式。

4.1.2 TMS320LF2407A 事件管理器

在微机控制系统中，两类事件是非常重要的，一类是与时间有关的事件，另一类是中断事件。一个微机控制系统是否优良，与这两类事件使用好坏有着直接的关系。在控制程序中经常采用定时采样、定时显示、定时查询等方式，以及要求输出各种各样的控制波形，这些都需要通过与时间有关的事件来完成。此外，通过对时间分片还可以实现多进程的控制方式。

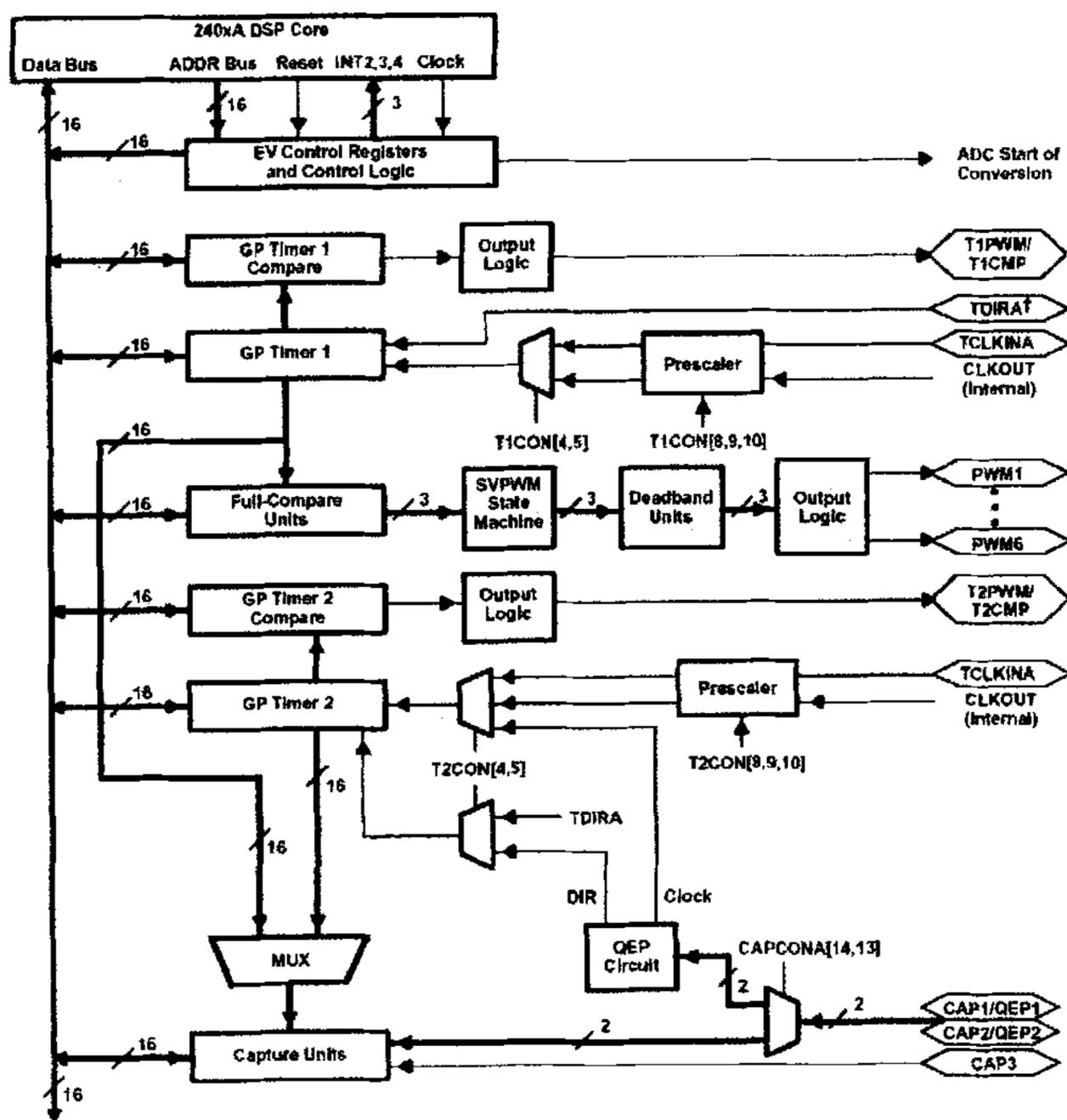


图 4.2 事件管理器 A 结构框图

DSP 控制器的事件管理器模块主要涉及与时间有关的事件，它提供了一整套用于电机运动控制应用的功能和特性。TMS320LF2407A DSP 芯片包含有两个结构功能完全相同的事件管理器模块 EVA 和 EVB，每个事件管理器模块都包括：两个通用定时器（GP）、三个比较单元、三个捕获单元、二个正交编码脉

- 电源管理包括 3 种低功耗模式，且能独立将外设器件转入低功耗模式。

4.1.2 TMS320LF2407A 事件管理器

在微机控制系统中，两类事件是非常重要的，一类是与时间有关的事件，另一类是中断事件。一个微机控制系统是否优良，与这两类事件使用好坏有着直接的关系。在控制程序中经常采用定时采样、定时显示、定时查询等方式，以及要求输出各种各样的控制波形，这些都需要通过与时间有关的事件来完成。此外，通过对时间分片还可以实现多进程的控制方式。

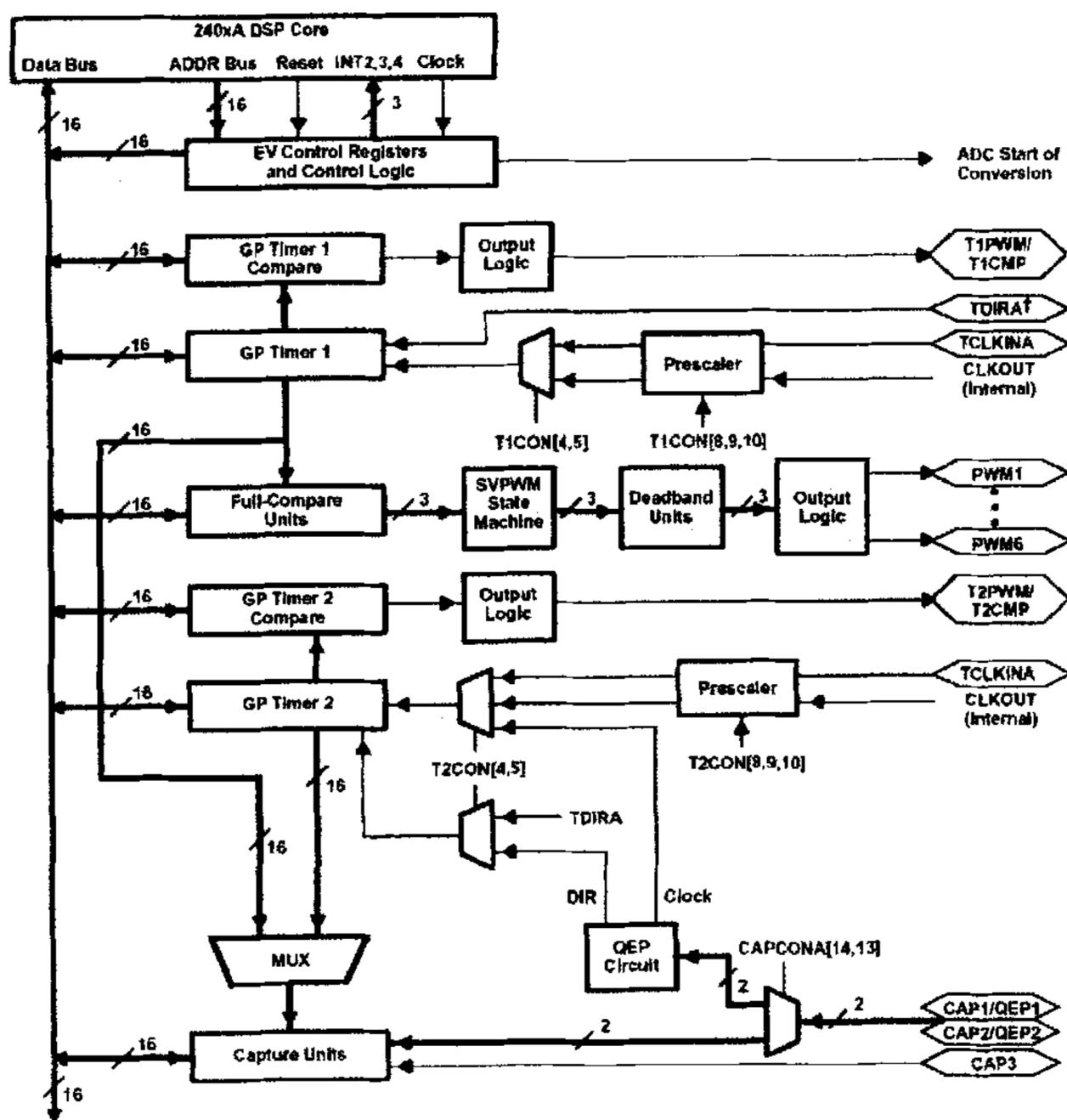


图 4.2 事件管理器 A 结构框图

DSP 控制器的事件管理器模块主要涉及与时间有关的事件，它提供了一整套用于电机运动控制应用的功能和特性。TMS320LF2407A DSP 芯片包含有两个结构功能完全相同的事件管理器模块 EVA 和 EVB，每个事件管理器模块都包括：两个通用定时器（GP）、三个比较单元、三个捕获单元、二个正交编码脉

冲电路。每个事件管理器模块可同时产生多达 8 路的 PWM 波形输出。由 3 个全比较单元产生 3 对（即 6 路输出）带可编程死区控制的 PWM 输出，以及由 2 个通用定时器比较产生 2 路独立的 PWM 输出总共 8 路。在电机控制应用中，事件管理器 PWM 电路极大地减少产生 PWM 波形的 CPU 开销和用户的工作量。由于事件管理器 EVB 模块的功能与 EVA 模块一样，只是把定时器 1、2 改为定时器 3、4，比较单元 1、2、3 改为比较单元 4、5、6，捕获单元 1、2、3 改为捕获单元 4、5、6，故在此只给出了事件管理器 A 的结构框图，如图 4.2 所示。

通用定时器：各个通用定时器之间可以彼此独立工作或相互同步工作。与每个通用定时器有关的比较寄存器可用作比较功能或 PWM 波形发生。对每个通用定时器在增/减计数方式中，有 3 种连续的工作方式。每个通用定时器的内部或外部的输入时钟都可进行可编程的预定标。通用定时器还向事件管理器的子模块提供时基，如为正交编码脉冲电路和捕获单元的操作提供时基，为比较单元和 PWM 电路提供时基。其周期寄存器和比较寄存器的双缓冲可以根据需要编程改变 PWM 周期和 PWM 脉冲宽度。

比较单元：每个事件管理器模块中有 3 个全比较单元，每个全比较单元可输出一对带可编程死区控制的比较/PWM 脉冲。

捕获单元：每个事件管理器有 3 个捕获单元，捕获单元可以捕获电机转子位置信号的跳变，交给 CPU 以实现电机的换相。

正交编码脉冲电路：每个事件管理器模块都有 2 个正交编码脉冲（QEP）电路。正交编码脉冲电路可用于连接光电编码器以获得旋转机械的位置和速率等信息。

4.1.3 TMS320LF2407A 中断管理系统

中断是计算机一种特殊的运行方式。在正常情况下 CPU 按照程序预定的路线运行；当外围设备（片内或片外）有事件产生需要 CPU 来处理，即发出中断请求信号，CPU 暂停工作，保存好现场；然后转向到该中断请求对应的服务子程序的入口处；待服务子程序运行完毕，CPU 自动恢复现场，从原停顿点继续往下运行。计算机采用中断方式，可以节省 CPU 资源，CPU 可以不花时间去轮询外围设备是否要服务。每一种计算机都有多个中断源，CPU 对中断的响应也需要按序进行，因此需要一个中断管理系统模块对中断源进行管理控制。

冲电路。每个事件管理器模块可同时产生多达 8 路的 PWM 波形输出。由 3 个全比较单元产生 3 对（即 6 路输出）带可编程死区控制的 PWM 输出，以及由 2 个通用定时器比较产生 2 路独立的 PWM 输出总共 8 路。在电机控制应用中，事件管理器 PWM 电路极大地减少产生 PWM 波形的 CPU 开销和用户的工作量。由于事件管理器 EVB 模块的功能与 EVA 模块一样，只是把定时器 1、2 改为定时器 3、4，比较单元 1、2、3 改为比较单元 4、5、6，捕获单元 1、2、3 改为捕获单元 4、5、6，故在此只给出了事件管理器 A 的结构框图，如图 4.2 所示。

通用定时器：各个通用定时器之间可以彼此独立工作或相互同步工作。与每个通用定时器有关的比较寄存器可用作比较功能或 PWM 波形发生。对每个通用定时器在增/减计数方式中，有 3 种连续的工作方式。每个通用定时器的内部或外部的输入时钟都可进行可编程的预定标。通用定时器还向事件管理器的子模块提供时基，如为正交编码脉冲电路和捕获单元的操作提供时基，为比较单元和 PWM 电路提供时基。其周期寄存器和比较寄存器的双缓冲可以根据需要编程改变 PWM 周期和 PWM 脉冲宽度。

比较单元：每个事件管理器模块中有 3 个全比较单元，每个全比较单元可输出一对带可编程死区控制的比较/PWM 脉冲。

捕获单元：每个事件管理器有 3 个捕获单元，捕获单元可以捕获电机转子位置信号的跳变，交给 CPU 以实现电机的换相。

正交编码脉冲电路：每个事件管理器模块都有 2 个正交编码脉冲（QEP）电路。正交编码脉冲电路可用于连接光电编码器以获得旋转机械的位置和速率等信息。

4.1.3 TMS320LF2407A 中断管理系统

中断是计算机一种特殊的运行方式。在正常情况下 CPU 按照程序预定的路线运行；当外围设备（片内或片外）有事件产生需要 CPU 来处理，即发出中断请求信号，CPU 暂停工作，保存好现场；然后转向到该中断请求对应的服务子程序的入口处；待服务子程序运行完毕，CPU 自动恢复现场，从原停顿点继续往下运行。计算机采用中断方式，可以节省 CPU 资源，CPU 可以不花时间去轮询外围设备是否要服务。每一种计算机都有多个中断源，CPU 对中断的响应也需要按序进行，因此需要一个中断管理系统模块对中断源进行管理控制。

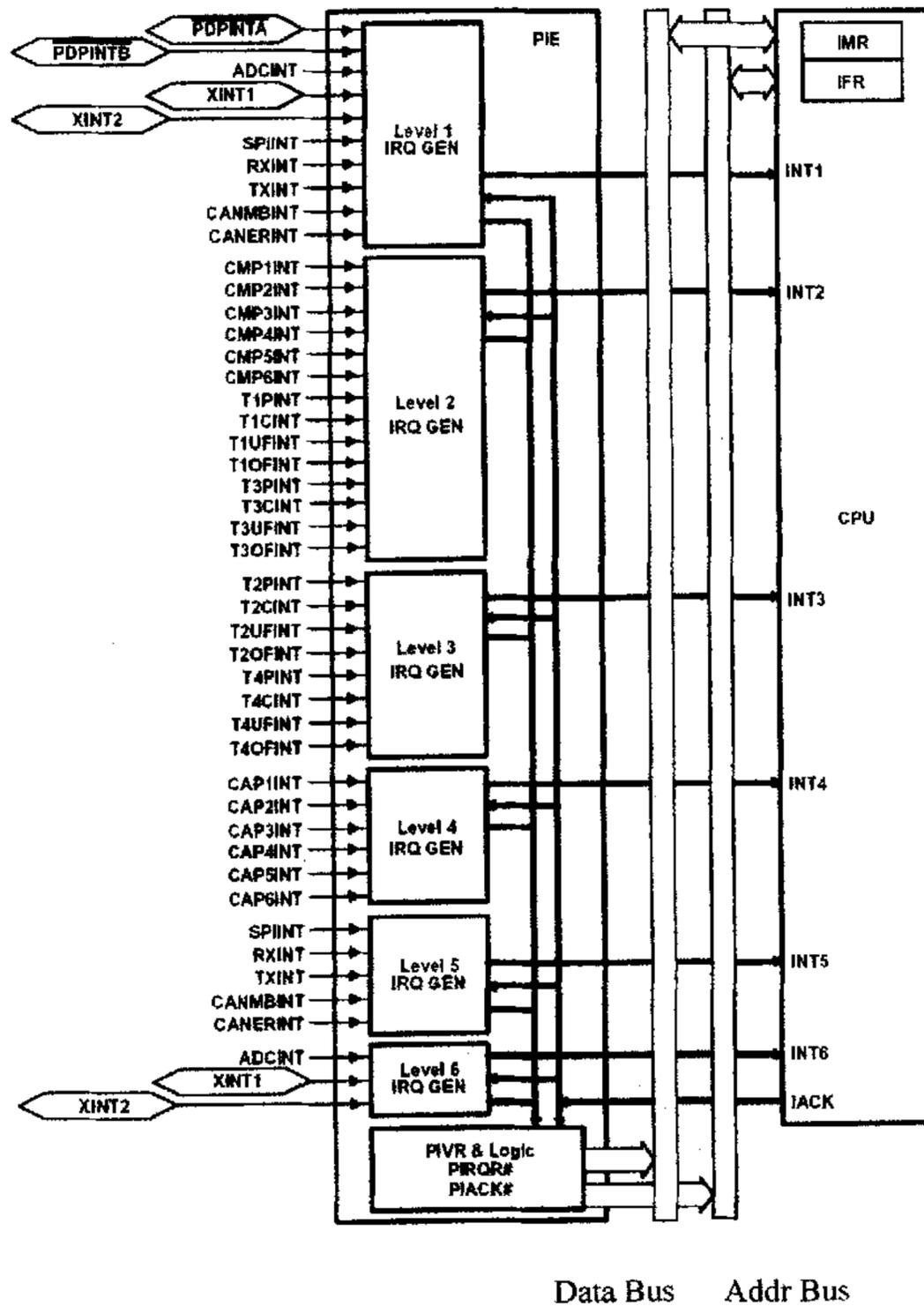


图 4.3 外设中断扩展模块图

TMS320LF2407A DSP 控制器中断管理系统由 DSP 内核中断、事件管理器模块的中断和系统模块中断组成，事件管理器模块的中断和系统模块中断统称外部中断，为 DSP 控制器的二级中断。图 4.3 为外设中断扩展模块图。DSP 内核中断包括：由指令 INTR、NMI、TRAP 产生的软件中断和来自复位 \overline{RS} 、非屏蔽 NMI 和可屏蔽 INT_x ($x=1, 2, 3, 4, 5, 6$) 的硬件中断；事件管理器模块的中断包括：通用定时器的周期事件中断、通用定时器的比较事件中断、通用定时器的溢出事件中断、全比较中断、捕获中断和电源驱动保护中断；系统模块中断包括：A/D 转换中断、串行通讯 SCI 的接收中断、串行通讯 SCI 的发送中断、CAN 邮箱中断、CAN 错误中断、串行外设接口 SPI 中断、外部引脚 $XINT_x$ ($x=1, 2$) 产生的可屏蔽中断和外部非屏蔽引脚 NMI 中断。

DSP 内核中断: DSP 内核中断为 DSP 控制器的一级中断, DSP 控制器的 CPU 可以直接响应 DSP 内核中断, 但事件管理器模块的中断和系统模块中断要通过 DSP 内核中断与 CPU 挂接。DSP 控制器给每个内核中断分配了一个特定的入口地址, 称为中断向量, 当某个中断发出请求, 而且允许它中断, 则 CPU 先将当前的 PC 加 1 压入堆栈, 即保护返回(断点)地址; 然后, CPU 自动地将该请求中断的向量地址送入 PC, CPU 便转入该请求中断的服务子程序运行; 当碰到服务子程序的返回指令 RET, CPU 自动将堆栈中的返回地址弹出到 PC 中, 恢复中断前的程序继续运行。

事件管理器模块中断: 事件管理器模块的中断分为四组, 分别对应 DSP 内核中断中的 INT1、INT2、INT3 和 INT4。由于事件管理器模块的每组多个事件中断复用同一个 DSP 内核中断与 CPU 打交道, 必然要求有一种区别的方法, 才不会混乱。为此, DSP 控制器为事件管理器模块的每一个中断分配了一个偏移向量地址, 又称为中断子向量, 当每个事件管理器模块中断发出了请求信号, 会自动地将该中断的偏移向量地址写入到对应的事件中断向量寄存器中。这样一来, 当进入到 DSP 内核中断的服务子程序后, 将事件中断向量寄存器的内容送到累加器, 然后经分支指令便可转入到专为该事件管理器模块中断所写的中断服务子程序的入口上。采用偏移向量地址的方法, 只需二条指令即可把涉及到的中断分辨出来, 而采用传统中断标志分辨的方法则需要进行许多次条件判断才能完成中断的分辨任务。因此, 这种采用偏移向量地址的方法相对传统中断标志分辨的方法来说, 既可节约 CPU 时钟开销, 又可减小程序存储器的存储开销。

系统模块中断: 系统模块中断分为五组, 分别对应 DSP 内核中断中的 INT1、INT2、INT5、INT6 和 NMI。与事件管理器模块类似, DSP 控制器也给系统模块的每一个中断(除 NMI 外)分配了一个偏移向量地址, 并且当某个系统模块中断发出了请求信号, 会自动地将该中断的偏移向量地址写入到系统模块中断向量寄存器 SYSIVR 中, 这样一来, 当进入到 DSP 内核中断的服务子程序后, 将系统模块中断向量寄存器 SYSIVR 的内容送到累加器, 然后经分支指令便可转入到专为该系统模块中断所写的中断服务子程序的入口上, 执行该模块中断服务子程序。

4.2 以 DSP 控制芯片为核心的控制电路

4.2.1 复位电路

复位功能不必由 CPU 仲裁，并且立即取得压倒任何正在执行指令的优先权。复位操作保证器件有一个有序的启动顺序。

在TMS320LF240X中，有二种复位源，即：看门狗定时器溢出，外部复位引脚有效。外部复位引脚和看门狗定时器复位在一起，是通过逻辑或操作来驱动CPU复位信号的。

复位引脚为一个I/O引脚。如果看门狗定时器上溢，或有一个不正确的值写入看门狗密钥寄存器或写入看门狗控制寄存器，就会产生一个看门狗定时器复位。当有内部复位事件（看门狗定时器）发生，则该引脚被设置为输出方式，并且被拉为低电平，向外部电路表明DSP正在自己复位。也可将DSP的复位信号送给其它的外围器件，为了使DSP有效复位与RS引脚相连的外部设备，必须使RS引脚保持最少8个SYSCLK周期的有效低电平。

外部复位是由RS引脚控制产生的。复位引脚需要一个有效的低电平脉冲作为RS引脚上的外部复位脉冲，通常脉冲宽度不低于SYSCLK时钟周期，以保证DSP芯片能够识别复位信号。TMS320LF2407A的外部复位电路如图4.4所示，该电路完成上电复位和手动复位功能。

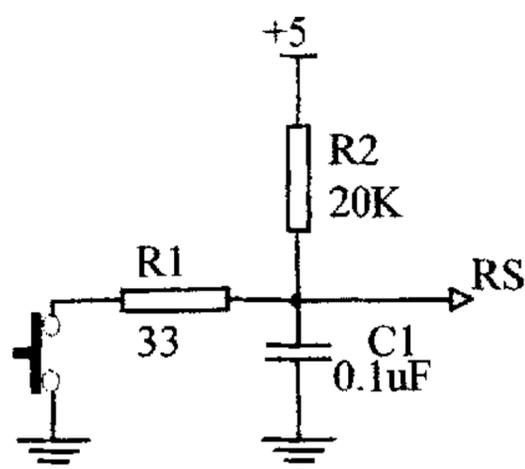


图 4.4 复位电路

4.2.2 时钟电路

TMS320LF240X 片内具有基于 PLL（锁相环）的时钟模块，支持从0.5—4倍于输入时钟频率的乘法因子。此模块为器件提供所有必须的时钟信号以及用于低功耗方式输入控制。

4.2 以 DSP 控制芯片为核心的控制电路

4.2.1 复位电路

复位功能不必由 CPU 仲裁，并且立即取得压倒任何正在执行指令的优先权。复位操作保证器件有一个有序的启动顺序。

在TMS320LF240X中，有二种复位源，即：看门狗定时器溢出，外部复位引脚有效。外部复位引脚和看门狗定时器复位在一起，是通过逻辑或操作来驱动CPU复位信号的。

复位引脚为一个I/O引脚。如果看门狗定时器上溢，或有一个不正确的值写入看门狗密钥寄存器或写入看门狗控制寄存器，就会产生一个看门狗定时器复位。当有内部复位事件（看门狗定时器）发生，则该引脚被设置为输出方式，并且被拉为低电平，向外部电路表明DSP正在自己复位。也可将DSP的复位信号送给其它的外围器件，为了使DSP有效复位与RS引脚相连的外部设备，必须使RS引脚保持最少8个SYSCLK周期的有效低电平。

外部复位是由RS引脚控制产生的。复位引脚需要一个有效的低电平脉冲作为RS引脚上的外部复位脉冲，通常脉冲宽度不低于SYSCLK时钟周期，以保证DSP芯片能够识别复位信号。TMS320LF2407A的外部复位电路如图4.4所示，该电路完成上电复位和手动复位功能。

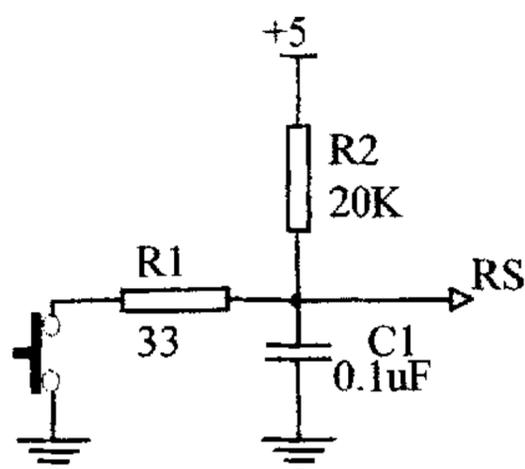


图 4.4 复位电路

4.2.2 时钟电路

TMS320LF240X 片内具有基于 PLL（锁相环）的时钟模块，支持从0.5—4倍于输入时钟频率的乘法因子。此模块为器件提供所有必须的时钟信号以及用于低功耗方式输入控制。

TMS320LF240X具有两个基本的时钟域，CPU时钟域(CPUCLK)以及系统时钟域(SYSCLK)。CPU、存储器、外部存储器接口以及事件管理器属于CPU时钟域。所有其它外设的系统时钟域内。

在TMS320F240X 工作时，基于锁相环(PLL)的时钟模块提供了两种操作模式，晶振工作模式和外部时钟源模式。晶振工作模式允许使用一个外部晶体振荡器或谐振器，来提供器件的时钟基频。外部时钟源模式允许内部的振荡器被旁路,器件的时钟来自于连接到XTAL1/CLKIN引脚的外部时钟源输入。

PLL模块使用外部滤波器电路回路来拟制信号抖动和电磁干扰，使信号抖动和电磁干扰最小。滤波器电路回路的元件为R1、C1和C2，电容C1和C2必须是无极性的。本系统的时钟电路如图4.5所示，晶振连接到XTAL1/CLKIN和XTAL2引脚之间，内部振荡器能被使能，晶振应该具有30欧姆的有效串阻和1mW的功耗，另外它还应该给定一个20pF的负载电容。滤波器电路回路连接到PLL和PLL2引脚,在不同振荡器频率下选择合适的R1、C1和C2值。

因为时钟信号频率较高，而且波形较好的时钟信号是DSP芯片正常工作的保证，为了避免它与信号线的互相干扰，所以在布线时应遵循一些原则，一般的做法都是尽量避免在晶体下面布线，而且最好还要让晶体靠近芯片，这样可以防止过长的时钟信号线，同时时钟信号线要粗一些，如果有可能，让时钟线包在两根地线之间来进一步去除干扰信号，提高时钟信号的品质。

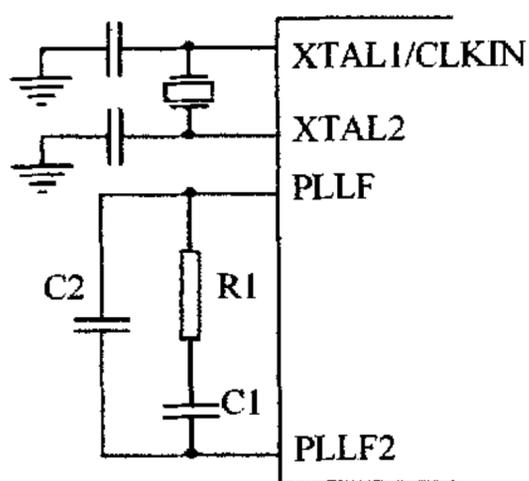


图4.5 时钟电路

4.2.3 PWM 波形的产生与 PWM 电路

脉宽调制信号(PWM)是一系列脉宽不断变化的脉冲。这些脉冲平均分布在一段定长的周期中，从而每个周期中都有一个脉冲。该定长周期被称为PWM(载波)周期，它的倒数被称为PWM(载波)频率。PWM脉冲的宽度根据调

TMS320LF240X具有两个基本的时钟域，CPU时钟域(CPUCLK)以及系统时钟域(SYSCLK)。CPU、存储器、外部存储器接口以及事件管理器属于CPU时钟域。所有其它外设都在系统时钟域内。

在TMS320F240X工作时，基于锁相环(PLL)的时钟模块提供了两种操作模式，晶振工作模式和外部时钟源模式。晶振工作模式允许使用一个外部晶体振荡器或谐振器，来提供器件的时钟基频。外部时钟源模式允许内部的振荡器被旁路，器件的时钟来自于连接到XTAL1/CLKIN引脚的外部时钟源输入。

PLL模块使用外部滤波器电路回路来抑制信号抖动和电磁干扰，使信号抖动和电磁干扰最小。滤波器电路回路的元件为R1、C1和C2，电容C1和C2必须是无极性的。本系统的时钟电路如图4.5所示，晶振连接到XTAL1/CLKIN和XTAL2引脚之间，内部振荡器能被使能，晶振应该具有30欧姆的有效串阻和1mW的功耗，另外它还应该给定一个20pF的负载电容。滤波器电路回路连接到PLL和PLL2引脚，在不同振荡器频率下选择合适的R1、C1和C2值。

因为时钟信号频率较高，而且波形较好的时钟信号是DSP芯片正常工作的保证，为了避免它与信号线的互相干扰，所以在布线时应遵循一些原则，一般的做法都是尽量避免在晶体下面布线，而且最好还要让晶体靠近芯片，这样可以防止过长的时钟信号线，同时时钟信号线要粗一些，如果有可能，让时钟线包在两根地线之间来进一步去除干扰信号，提高时钟信号的品质。

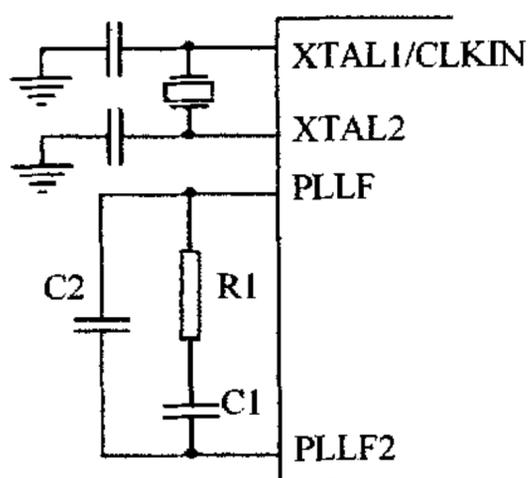


图4.5 时钟电路

4.2.3 PWM波形的产生与PWM电路

脉宽调制信号(PWM)是一系列脉宽不断变化的脉冲。这些脉冲平均分布在一段定长的周期中，从而每个周期中都有一个脉冲。该定长周期被称为PWM(载波)周期，它的倒数被称为PWM(载波)频率。PWM脉冲的宽度根据调

制信号序列的预定值决定或调制而成的。在电机控制系统中，PWM被用来控制开关电源器件的开关时间，来调节电机绕组的端电压实现对电机的控制。

在TMS320LF2407A DSP芯片事件管理器模块中，每个比较单元和通用定时器1（EVA模块）或通用定时器3（EVB模块），死区单元及输出逻辑可在两个特定的器件引脚上产生一对具有可编程死区以及输出极性的PWM输出。在每个EV模块中有6个这种与比较单元相关的PWM输出引脚，这6个特定的PWM输出引脚可用于控制三相交流感应电机和无刷直流电机。PWM电路还可用于控制其他类型的电机，如开关磁阻电机、同步磁阻电机、有刷直流电机和用于控制单轴与多轴的步进电机。对事件管理器相应的寄存器进行不同的配置，比较单元和PWM电路可产生三种PWM波形：非对称PWM波形、对称PWM波形、空间矢量PWM波形。

1. 非对称 PWM 波形

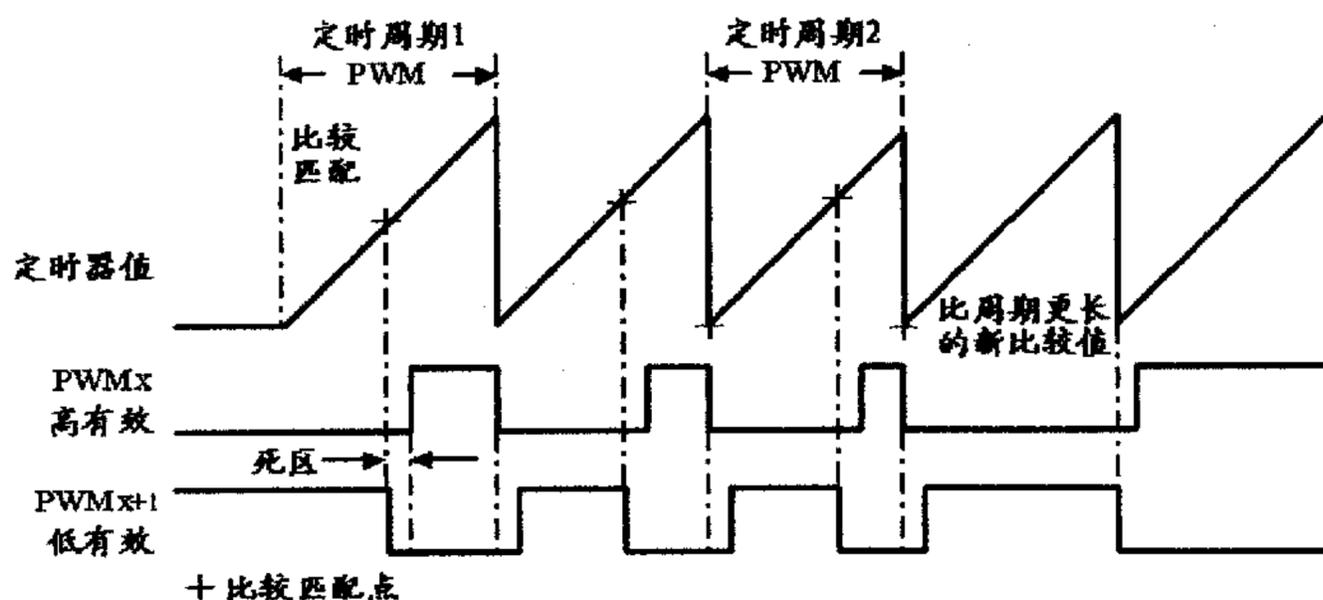


图 4.6 比较单元和 PWM 电路产生非对称的 PWM 波形

非对称 PWM 波形的特性由 PWM 周期中心非对称的调制脉冲决定，每个脉冲的宽度只能从脉冲的一边开始变化。图 4.6 给出了 EVA 模块下非对称的 PWM 波形，图中 $x=1, 3$ 和 5 ，对于 EVB 模块也类似。为了产生非对称的 PWM 信号需将通用定时器 1 设置成连续增计数模式。通用定时器 1 的周期寄存器中装入了所需 PWM 载波周期的值。COMCONA 寄存器中的相应位用来设置比较操作使能，再将选中的输出引脚置成 PWM 输出并且使能这些输出。如果死区使能，则通过软件将所需的死区值写入到 DBTCON [11~8] 中，并将它作为 4 位死区定时器的周期。一个死区值将用于所有的 PWM 输出通道。用软件对 ACTRA 寄存器进行正确配置后，与比较单元相关的一个 PWM 输出引脚上将产

生 1 路正常的 PWM 信号，与此同时，另一个输出引脚可在 PWM 周期的开始、中间和末尾处保证低电平（关闭）或高电平（开启）。这种用软件控制的 PWM 输出尤其适用与开关磁阻电机的控制。通用定时器 1 启动后，比较寄存器在每个 PWM 周期中可重新写入新的比较值，以调整用于控制功率器件的导通与关断时间的 PWM 输出的宽度（即占空比发生变化）。因为比较寄存器是带影子寄存器的，所以在一个周期的任何时候都可以将新值写入。同样，在周期的任何时候可以将新值写入到周期寄存器（T1PR）和比较方式控制寄存器（ACTRA）中，以改变 PWM 周期或强制改变 PWM 的输出方式。

2. 对称 PWM 波形

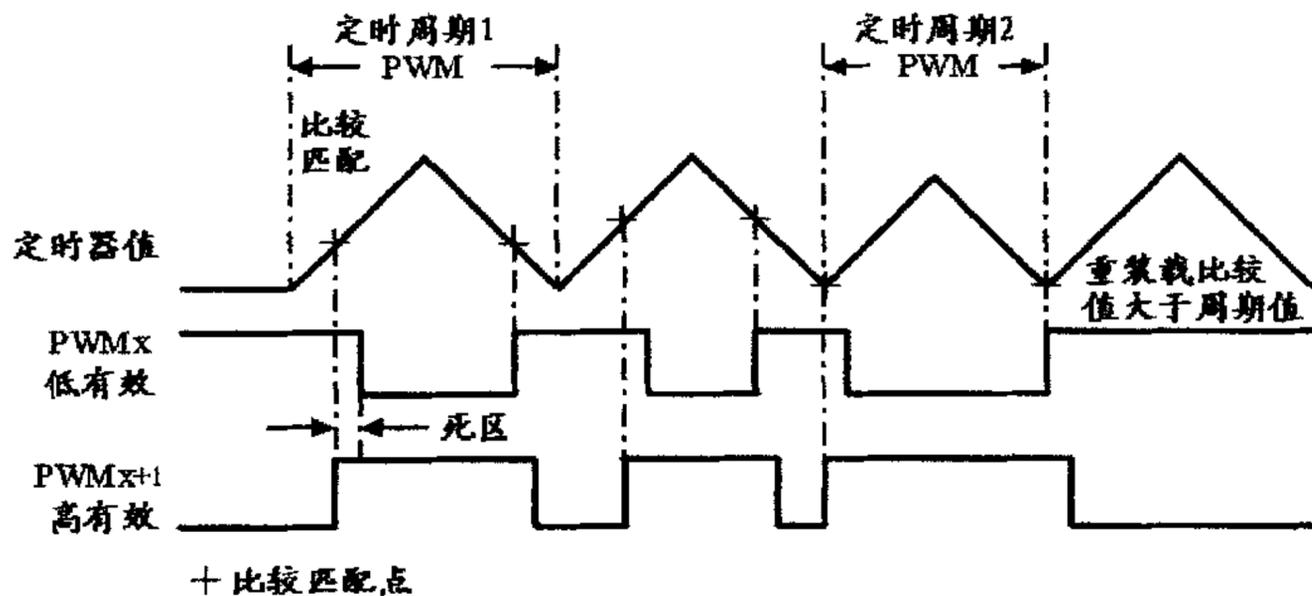


图 4.7 比较单元和 PWM 电路产生对称的 PWM 波形

对称 PWM 波形的特性由 PWM 周期中心对称的调制脉冲决定。对称 PWM 信号比非对称 PWM 信号的优势在于它在一个周期内有两个无效的区段（每个 PWM 周期的开始和结束处）。在对称 PWM 波形发生的一个周期内通常有两次比较匹配，一次在周期匹配前的增计数期间，另一次在周期匹配后的减计数期间。新的比较值在匹配后就更新了比较寄存器中的值，从而可以提前或推迟 PWM 脉冲的第二个边沿的到来。这种修改 PWM 波形的特性可以弥补由交流电机或无刷直流电机控制中的死区所导致的电流误差。而在交流电机（如感应电机）和无刷直流电机的相电流中，对称的 PWM 信号比非对称的 PWM 信号引起的谐波失真更小，而且更有利于相电流的采样。图 4.7 给出了 EVA 模块下对称的 PWM 波形。对称 PWM 波形的产生与非对称的情况相似，唯一不同的是通用定时器的计数模式应设置为连续增/减计数模式。

3. 空间矢量 PWM 波形

空间矢量是一种针对三相交流电路的新型调制技术,空间矢量PWM是指三相功率转换器的6个功率晶体管的一种特殊转换机制,它可以使在三相交流电机的绕组中产生的电流谐波失真最小。它比用正弦波调制法更有效地利用电源电压。由于其一般适用于三相交流同步电机的控制,而并不适用于方波无刷直流电机的控制,故在此就不详述了。

在本系统中的PWM硬件电路设计采用对称PWM波形输出方式来实现。以TMS320LF2407A DSP芯片自带的事件管理器A产生6路高精度对称PWM波形,将6路PWM信号送入驱动电路,驱动电路自带隔离电路,实现对6路PWM信号的隔离,再经过放大,进而控制逆变桥电路,实现无刷直流电机的驱动控制。

4.2.4 速度及转子位置检测

无刷直流电机转子位置传感器输出的脉冲信号通过CAP捕获电路送入DSP作为转子位置和速度的反馈信号。当任意一相转子位置信号发生变化时,产生中断,在中断处理程序中根据新的转子位置脉冲信号,通过软件控制,进而实现PWM输出信号的改变,实现电机换相。

由于霍尔位置传感器相对电机位置是固定的,也就是两交变信号之间的相位差是不变的,即 $\Delta\theta$ 不变,因此只要算出两次信号交变的时间差 ΔT ,就可以由 $\Delta\theta/\Delta T$ 得到电机实际速度值。

4.2.5 存储器的扩展

TMS320LF2407A芯片片内有高达32K字的FLASH闪速电可擦除可编程只读存储器(EEPROM),高达2.5K字的数据/程序RAM,544字双口RAM(DARAM)和2K字的单口RAM(SARAM)。对于一般的控制系统来说,其存储器已完全能满足程序、数据的存储要求,而不必另行再外扩程序或数据存储器。但在对控制系统进行软件、硬件联调时,需要不断地修改控制程序,这就要求每次修改控制程序后必须对FLASH程序存储器进行一次擦除和写入。这样做显然是比较麻烦费时的,而且太频繁的擦除和写入对DSP芯片本身是非常不利的,尽管在理论上FLASH程序存储器可以擦写上万次。因此,在控制系统的研制阶段可以为TMS320LF2407A芯片外扩RAM,以便有利于系统的调试。在控制系统调试成功后将控制系统产品化时可以省去外扩的RAM。

TMS320LF2407A芯片除了支持片内存储器外,还提供了通过外部存储器接

空间矢量是一种针对三相交流电路的新型调制技术,空间矢量PWM是指三相功率转换器的6个功率晶体管的一种特殊转换机制,它可以使在三相交流电机的绕组中产生的电流谐波失真最小。它比用正弦波调制法更有效地利用电源电压。由于其一般适用于三相交流同步电机的控制,而并不适用于方波无刷直流电机的控制,故在此就不详述了。

在本系统中的PWM硬件电路设计采用对称PWM波形输出方式来实现。以TMS320LF2407A DSP芯片自带的事件管理器A产生6路高精度对称PWM波形,将6路PWM信号送入驱动电路,驱动电路自带隔离电路,实现对6路PWM信号的隔离,再经过放大,进而控制逆变桥电路,实现无刷直流电机的驱动控制。

4.2.4 速度及转子位置检测

无刷直流电机转子位置传感器输出的脉冲信号通过CAP捕获电路送入DSP作为转子位置和速度的反馈信号。当任意一相转子位置信号发生变化时,产生中断,在中断处理程序中根据新的转子位置脉冲信号,通过软件控制,进而实现PWM输出信号的改变,实现电机换相。

由于霍尔位置传感器相对电机位置是固定的,也就是两交变信号之间的相位差是不变的,即 $\Delta\theta$ 不变,因此只要算出两次信号交变的时间差 ΔT ,就可以由 $\Delta\theta/\Delta T$ 得到电机实际速度值。

4.2.5 存储器的扩展

TMS320LF2407A芯片片内有高达32K字的FLASH闪速电可擦除可编程只读存储器(EEPROM),高达2.5K字的数据/程序RAM,544字双口RAM(DARAM)和2K字的单口RAM(SARAM)。对于一般的控制系统来说,其存储器已完全能满足程序、数据的存储要求,而不必另行再外扩程序或数据存储器。但在对控制系统进行软件、硬件联调时,需要不断地修改控制程序,这就要求每次修改控制程序后必须对FLASH程序存储器进行一次擦除和写入。这样做显然是比较麻烦费时的,而且太频繁的擦除和写入对DSP芯片本身是非常不利的,尽管在理论上FLASH程序存储器可以擦写上万次。因此,在控制系统的研制阶段可以为TMS320LF2407A芯片外扩RAM,以便有利于系统的调试。在控制系统调试成功后将控制系统产品化时可以省去外扩的RAM。

TMS320LF2407A芯片除了支持片内存储器外,还提供了通过外部存储器接

空间矢量是一种针对三相交流电路的新型调制技术,空间矢量PWM是指三相功率转换器的6个功率晶体管的一种特殊转换机制,它可以使在三相交流电机的绕组中产生的电流谐波失真最小。它比用正弦波调制法更有效地利用电源电压。由于其一般适用于三相交流同步电机的控制,而并不适用于方波无刷直流电机的控制,故在此就不详述了。

在本系统中的PWM硬件电路设计采用对称PWM波形输出方式来实现。以TMS320LF2407A DSP芯片自带的事件管理器A产生6路高精度对称PWM波形,将6路PWM信号送入驱动电路,驱动电路自带隔离电路,实现对6路PWM信号的隔离,再经过放大,进而控制逆变桥电路,实现无刷直流电机的驱动控制。

4.2.4 速度及转子位置检测

无刷直流电机转子位置传感器输出的脉冲信号通过CAP捕获电路送入DSP作为转子位置和速度的反馈信号。当任意一相转子位置信号发生变化时,产生中断,在中断处理程序中根据新的转子位置脉冲信号,通过软件控制,进而实现PWM输出信号的改变,实现电机换相。

由于霍尔位置传感器相对电机位置是固定的,也就是两交变信号之间的相位差是不变的,即 $\Delta\theta$ 不变,因此只要算出两次信号交变的时间差 ΔT ,就可以由 $\Delta\theta/\Delta T$ 得到电机实际速度值。

4.2.5 存储器的扩展

TMS320LF2407A芯片片内有高达32K字的FLASH闪速电可擦除可编程只读存储器(EEPROM),高达2.5K字的数据/程序RAM,544字双口RAM(DARAM)和2K字的单口RAM(SARAM)。对于一般的控制系统来说,其存储器已完全能满足程序、数据的存储要求,而不必另行再外扩程序或数据存储器。但在对控制系统进行软件、硬件联调时,需要不断地修改控制程序,这就要求每次修改控制程序后必须对FLASH程序存储器进行一次擦除和写入。这样做显然是比较麻烦费时的,而且太频繁的擦除和写入对DSP芯片本身是非常不利的,尽管在理论上FLASH程序存储器可以擦写上万次。因此,在控制系统的研制阶段可以为TMS320LF2407A芯片外扩RAM,以便有利于系统的调试。在控制系统调试成功后将控制系统产品化时可以省去外扩的RAM。

TMS320LF2407A芯片除了支持片内存储器外,还提供了通过外部存储器接

口模块访问外部存储器的能力。该接口有 16 根外部地址线、16 根外部数据线以及选择数据、程序和 I/O 空间的相关控制线。只有当 TMS320LF2407A 芯片正在访问映射至外部存储器单元的地址范围内存储单元时，外部数据和地址总线才有效。TMS320LF2407A 芯片最多可寻址 64K 字的外部程序空间、64K 字的外部数据空间和 64K 字的 I/O 寻址空间。

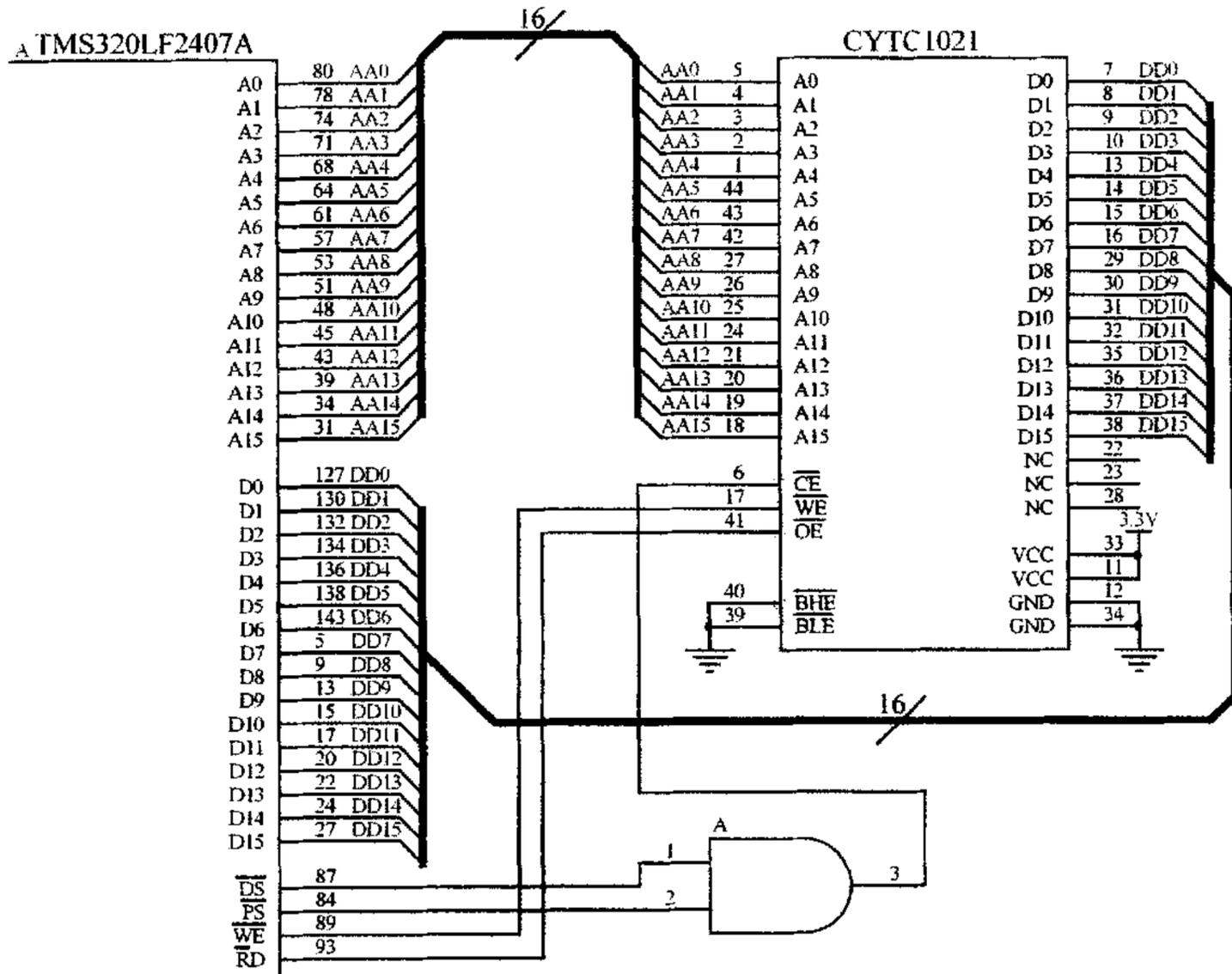


图 4.8 存储器扩展电路

本控制系统在设计外部存储器部分时相应地分为程序存储器和数据存储器两部分设计。当控制器访问片内程序和数据空间时,引脚 \overline{PS} (程序空间选择信号)和 \overline{DS} (数据空间选择信号)都处于高电平状态,外部存储器不工作。当控制器访问片外的存储空间时这些引脚处于低电平状态,外部存储器就被选通工作。在与外部存储器接口时,一定要考虑外部存储器的速度。若使用较慢的外部存储器时,必须使用片内等待状态发生器,在访问周期内插入一个等待状态,等待状态一直持续到外部存储器提供准备就绪的信号才能解除。如果需要一个以上的等待状态,就需要产生相应的等待状态逻辑,这时可通过 READY 管脚建立等待状态,以便和低速外部存储器器件接口。在硬件实现时,为了避免等待

信号的频繁发生, 选用快速 RAM 与 TMS320LF2407A 芯片实现零等待接口。根据时序要求, 当 TMS320LF2407A 工作于 30MHz 时钟时, 快速 RAM 的存取速度必须小于 33ns。本控制系统根据控制对象的要求, 采用了 TI 公司生产的 12ns 快速 RAM—CY7C1021, 其规格为 64K×16 位, 存储器的扩展如图 4.8 所示。通过 CMD 命令文件, 其存储空间被分作上下两部分, 上半部分的空间工作于程序存储器的方式, 下半部分的空间工作于数据存储器的方式。而程序存储空间和数据存储空间的访问则通过一个“与”门逻辑电路实现。这样控制系统只用一片 RAM 芯片就完成了外部存储器的扩展, 不仅大大方便了系统的软件、硬件联调, 而且有效地缩小了印制板的面积。

4.2.6 工况电路

电磁杂波的干扰可能引起工况状态突然改变, 这种干扰都是随机尖脉冲干扰, 频率较高。在每个工况输入引脚加上几个滤波电容, 如图 4.9 所示, 另外在软件上也加一些判断, 这种现象基本得到抑制。

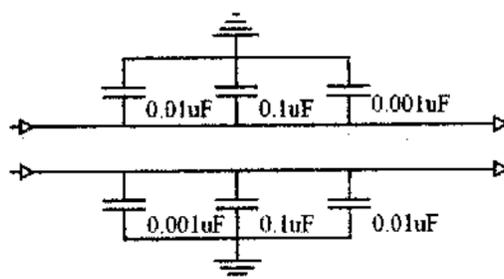


图 4.9 工况电路

4.2.7 AD 转换与电流检测

TMS320LF2407A DSP 芯片的模数转换模块 (ADC) 是一个带有内部采样/保持电路 (S/H) 的 10 位模数变换器, 共有 16 个模拟输入通道。两个独立的最多可选择 8 个模拟转换通道的排序器 (SEQ1 和 SEQ2) 可以独立工作在双排序器模式, 或者级连之后工作在一个最多可选择 16 个模拟转换通道的二合一排序器 (SEQ) 模式。TMS320LF2407A 的模数转换模块 (ADC) 结构图如图 4.10 所示。在这两种工作模式下, ADC 模块都能够序列转换并进行自动排序。其通过模拟输入通道的多路选择器来选择要转换的通道, 转换结束后, 转换后的数值结果保存在该通道相应的结果寄存器 (RESULTn) 中。即第 0 通道的转换结果保存在 RESULT0 中, 第 1 通道的转换结果保存在 RESULT1 中, 依次类推。而且, 用户可以对同一个通道进行多次采样, 即对某一通道实行“过采样”, 这

信号的频繁发生, 选用快速 RAM 与 TMS320LF2407A 芯片实现零等待接口。根据时序要求, 当 TMS320LF2407A 工作于 30MHz 时钟时, 快速 RAM 的存取速度必须小于 33ns。本控制系统根据控制对象的要求, 采用了 TI 公司生产的 12ns 快速 RAM—CY7C1021, 其规格为 64K×16 位, 存储器的扩展如图 4.8 所示。通过 CMD 命令文件, 其存储空间被分作上下两部分, 上半部分的空间工作于程序存储器的方式, 下半部分的空间工作于数据存储器的方式。而程序存储空间和数据存储空间的访问则通过一个“与”门逻辑电路实现。这样控制系统只用一片 RAM 芯片就完成了外部存储器的扩展, 不仅大大方便了系统的软件、硬件联调, 而且有效地缩小了印制板的面积。

4.2.6 工况电路

电磁杂波的干扰可能引起工况状态突然改变, 这种干扰都是随机尖脉冲干扰, 频率较高。在每个工况输入引脚加上几个滤波电容, 如图 4.9 所示, 另外在软件上也加一些判断, 这种现象基本得到抑制。

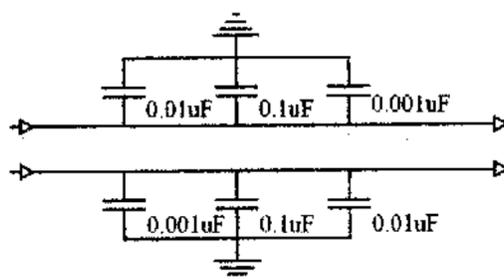


图 4.9 工况电路

4.2.7 AD 转换与电流检测

TMS320LF2407A DSP 芯片的模数转换模块 (ADC) 是一个带有内部采样/保持电路 (S/H) 的 10 位模数变换器, 共有 16 个模拟输入通道。两个独立的最多可选择 8 个模拟转换通道的排序器 (SEQ1 和 SEQ2) 可以独立工作在双排序器模式, 或者级连之后工作在一个最多可选择 16 个模拟转换通道的二合一排序器 (SEQ) 模式。TMS320LF2407A 的模数转换模块 (ADC) 结构图如图 4.10 所示。在这两种工作模式下, ADC 模块都能够序列转换并进行自动排序。其通过模拟输入通道的多路选择器来选择要转换的通道, 转换结束后, 转换后的数值结果保存在该通道相应的结果寄存器 (RESULTn) 中。即第 0 通道的转换结果保存在 RESULT0 中, 第 1 通道的转换结果保存在 RESULT1 中, 依次类推。而且, 用户可以对同一个通道进行多次采样, 即对某一通道实行“过采样”, 这

信号的频繁发生, 选用快速 RAM 与 TMS320LF2407A 芯片实现零等待接口。根据时序要求, 当 TMS320LF2407A 工作于 30MHz 时钟时, 快速 RAM 的存取速度必须小于 33ns。本控制系统根据控制对象的要求, 采用了 TI 公司生产的 12ns 快速 RAM—CY7C1021, 其规格为 64K×16 位, 存储器的扩展如图 4.8 所示。通过 CMD 命令文件, 其存储空间被分作上下两部分, 上半部分的空间工作于程序存储器的方式, 下半部分的空间工作于数据存储器的方式。而程序存储空间和数据存储空间的访问则通过一个“与”门逻辑电路实现。这样控制系统只用一片 RAM 芯片就完成了外部存储器的扩展, 不仅大大方便了系统的软件、硬件联调, 而且有效地缩小了印制板的面积。

4.2.6 工况电路

电磁杂波的干扰可能引起工况状态突然改变, 这种干扰都是随机尖脉冲干扰, 频率较高。在每个工况输入引脚加上几个滤波电容, 如图 4.9 所示, 另外在软件上也加一些判断, 这种现象基本得到抑制。

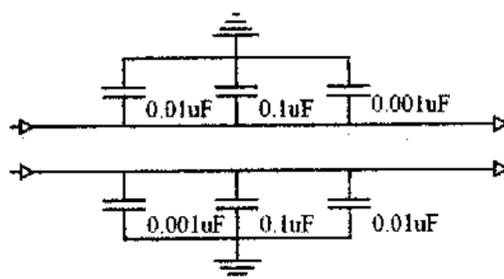


图 4.9 工况电路

4.2.7 AD 转换与电流检测

TMS320LF2407A DSP 芯片的模数转换模块 (ADC) 是一个带有内部采样/保持电路 (S/H) 的 10 位模数变换器, 共有 16 个模拟输入通道。两个独立的最多可选择 8 个模拟转换通道的排序器 (SEQ1 和 SEQ2) 可以独立工作在双排序器模式, 或者级连之后工作在一个最多可选择 16 个模拟转换通道的二合一排序器 (SEQ) 模式。TMS320LF2407A 的模数转换模块 (ADC) 结构图如图 4.10 所示。在这两种工作模式下, ADC 模块都能够序列转换并进行自动排序。其通过模拟输入通道的多路选择器来选择要转换的通道, 转换结束后, 转换后的数值结果保存在该通道相应的结果寄存器 (RESULT_n) 中。即第 0 通道的转换结果保存在 RESULT0 中, 第 1 通道的转换结果保存在 RESULT1 中, 依次类推。而且, 用户可以对同一个通道进行多次采样, 即对某一通道实行“过采样”, 这

样得到的采样结果比传统的采样结果分辨率高。

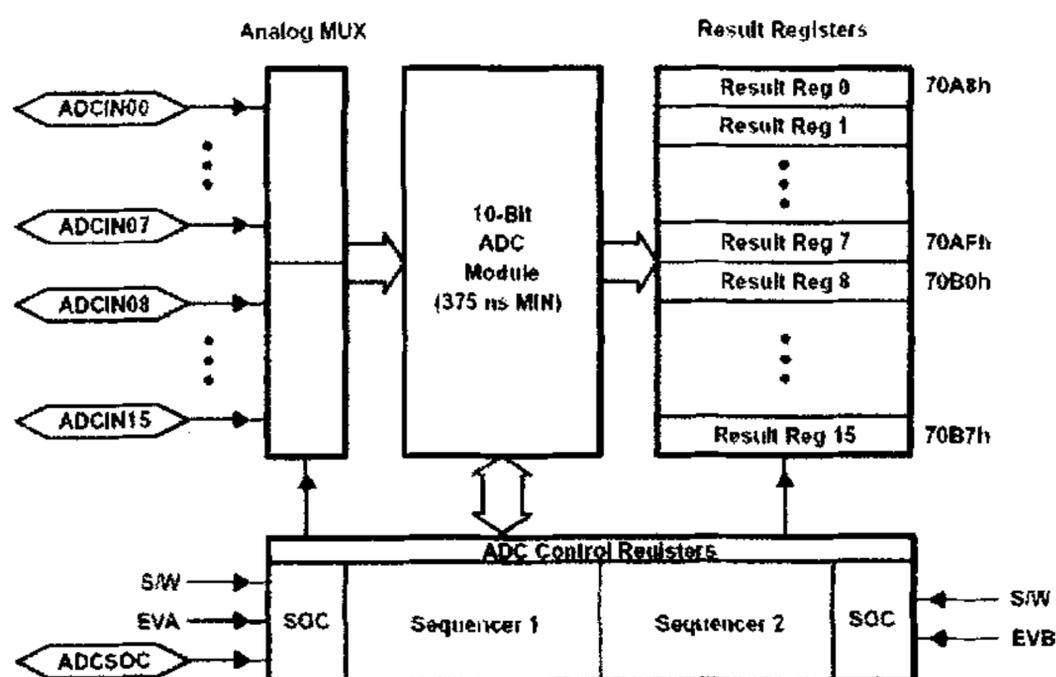


图 4.10 模数转换模块结构框图

ADC 模块的参考电压连接到 VREFHI (ADC 模拟电压上级参考电压) 和 VREFHO (ADC 模拟电压下级参考电压) 引脚，上级参考电压和下级参考电压可以设置为小于或等于 3.3VDC 的任意值。VCCA (模拟供电正电压) 和 VSSA (模拟供电负电压) 引脚必须连接到 3.3VDC 和模拟地上，这是保证 DSP 芯片进行模数转换工作的电压。

本系统是通过实时选择三相绕组电流的最大电流值作为反馈电流，如图 3.3 所示。通过 DSP 的控制，使输出电流 I_{out} 始终为三个输入电流 (I_a I_b I_c) 中最大的一个。 I_{out} 经过电流整定，再由 DSP 进行 A/D 转换，作为反馈电流信号。

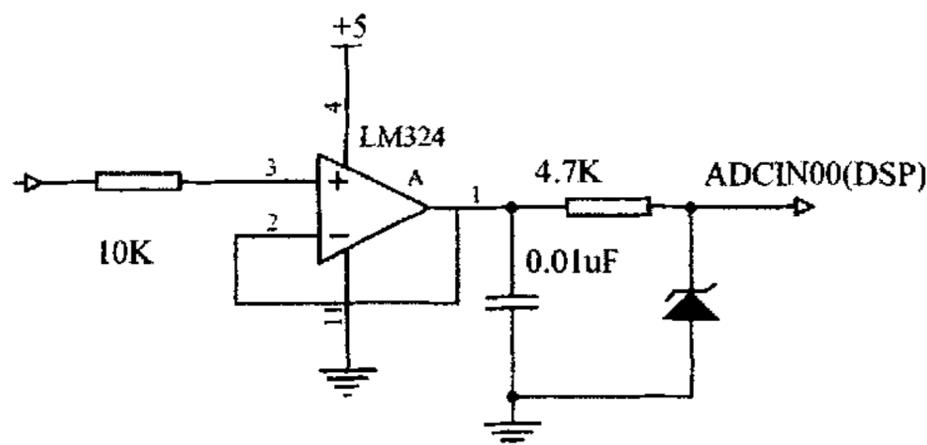


图 4.11 油门采样电路

上位机提供的油门信号经过 DSP 的 A/D 转换，作为系统电流闭环控制的参考电流。这里并没有将这个模拟量简单地接在 DSP 的 A/D 转换引脚上，而是采用一个电压跟随、滤波、限压电路。电压跟随电路有很高的输入内阻，输入电流低，功耗小，信号衰减小。油门采样电路如图 4.11 所示 (图中的 LM324

芯片是一个运算放大器)。

4.2.8 反馈电流的选择及整定电路

1. 反馈电流的选择电路

通过实时选择三相绕组电流的最大值电流，作为系统的反馈电流，图 4.12 给出了三相反馈电流的选择电路。电流传感器将定子三相绕组的电流 (I_a I_b I_c) 分别送给选择最大电流电路，当 CAP 捕获电路捕获到任一变化的位置传感器信号时，DSP 将产生中断。在中断程序中，DSP 根据已捕获的三个传感器信号的情况，通过两个 I/O 口，给选择最大电流电路的 A0 和 A1 提供正确的控制信号，使输出电流 I_{out} 始终为三个输入电流 (I_a I_b I_c) 中最大的一个。 I_{out} 经过电流整定，都转换为在 0~3.3V 之间变化的模拟电压信号，再由 DSP 进行 A/D 转换，作为反馈电流信号，与给定的闭环控制的参考电流一起，经过 PID 控制器，进而控制 PWM 的变化。

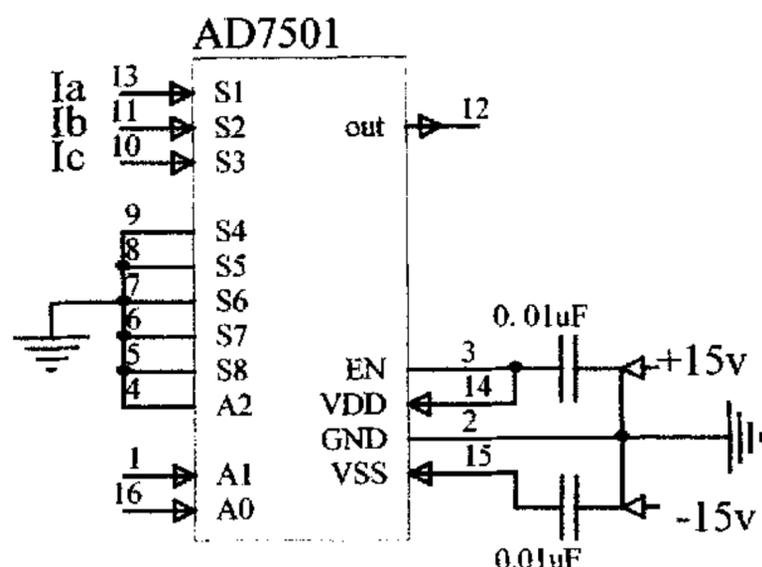


图 4.12 三相反馈电流的选择电路

2. 电流整定电路

电流整定电路是用来处理 AD7501 输出的反馈电流信号，如图 4.13 所示。这是一个比较复杂的模拟电路，包括四个高频运算放大器和其他一些外围器件。图中的 AD713 是高频运算放大器，是个集成电路芯片。

运算放大器 A、运算放大器 B 及外围的电阻、电容构成绝对值电路，不管输入信号的极性，运算放大器 B 的 1 脚输出的都为正极性的信号。运算放大器 C 为积分电路，主要起滤波作用。运算放大器 D 起比例放大作用。

芯片是一个运算放大器)。

4.2.8 反馈电流的选择及整定电路

1. 反馈电流的选择电路

通过实时选择三相绕组电流的最大值电流，作为系统的反馈电流，图 4.12 给出了三相反馈电流的选择电路。电流传感器将定子三相绕组的电流 (I_a I_b I_c) 分别送给选择最大电流电路，当 CAP 捕获电路捕获到任一变化的位置传感器信号时，DSP 将产生中断。在中断程序中，DSP 根据已捕获的三个传感器信号的情况，通过两个 I/O 口，给选择最大电流电路的 A0 和 A1 提供正确的控制信号，使输出电流 I_{out} 始终为三个输入电流 (I_a I_b I_c) 中最大的一个。 I_{out} 经过电流整定，都转换为在 0~3.3V 之间变化的模拟电压信号，再由 DSP 进行 A/D 转换，作为反馈电流信号，与给定的闭环控制的参考电流一起，经过 PID 控制器，进而控制 PWM 的变化。

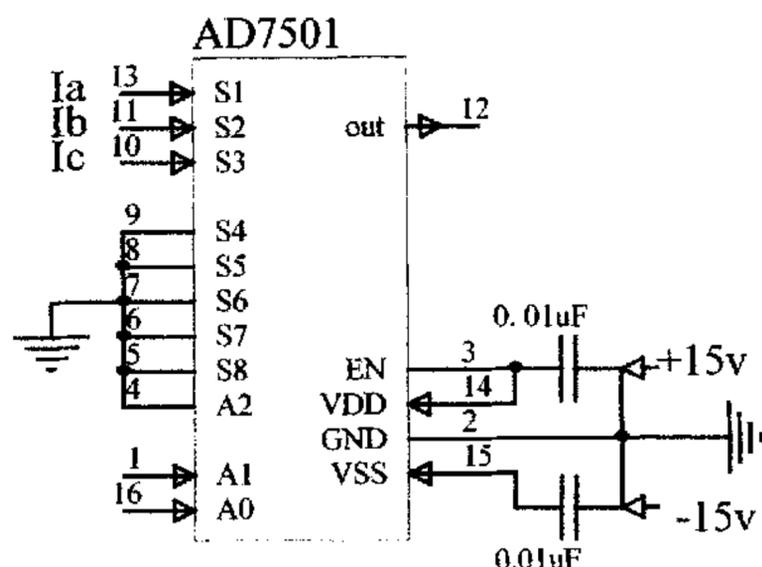


图 4.12 三相反馈电流的选择电路

2. 电流整定电路

电流整定电路是用来处理 AD7501 输出的反馈电流信号，如图 4.13 所示。这是一个比较复杂的模拟电路，包括四个高频运算放大器和其他一些外围器件。图中的 AD713 是高频运算放大器，是个集成电路芯片。

运算放大器 A、运算放大器 B 及外围的电阻、电容构成绝对值电路，不管输入信号的极性，运算放大器 B 的 1 脚输出的都为正极性的信号。运算放大器 C 为积分电路，主要起滤波作用。运算放大器 D 起比例放大作用。

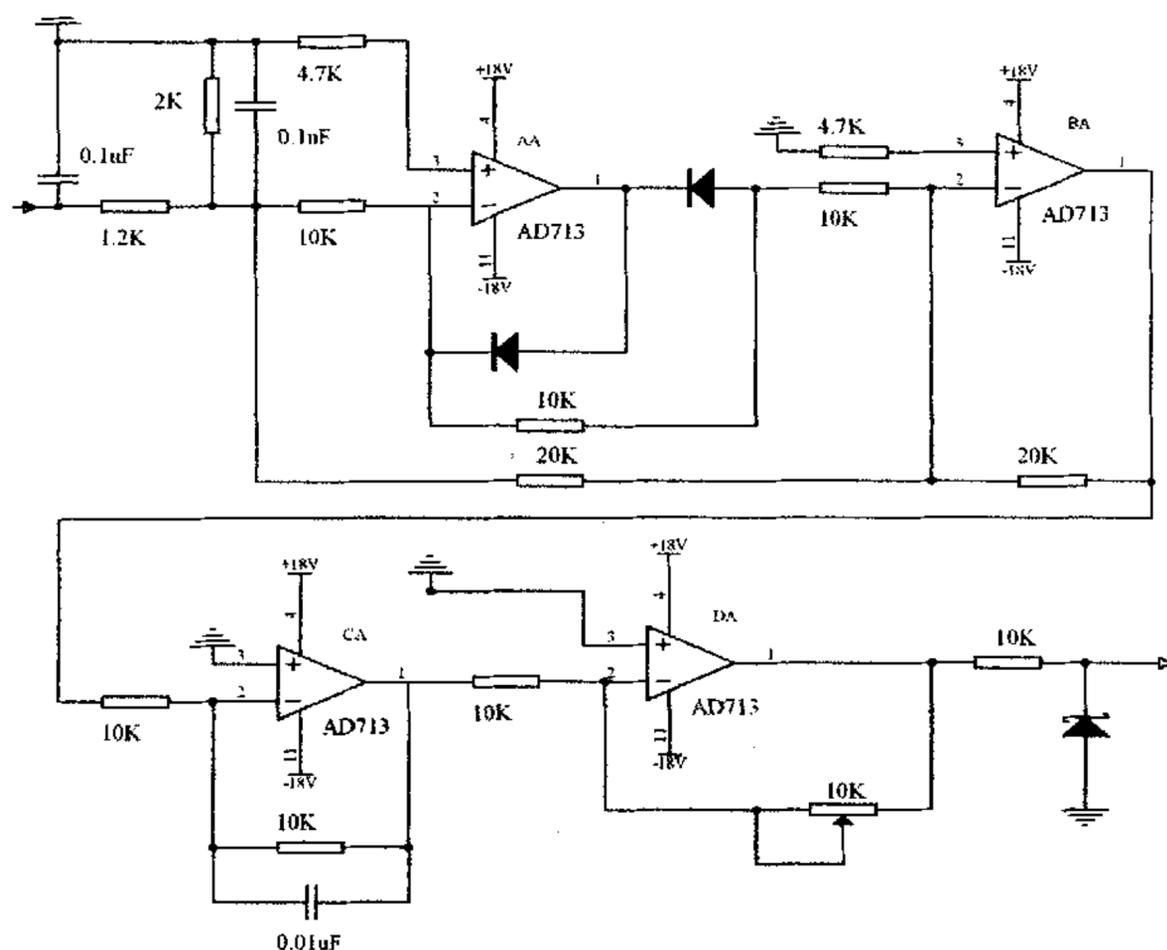


图 4.13 电流整定电路

4.2.9 故障的分析及保护

1. 电路故障分析

电机在运转过程中，由于种种随机的因素，特别是汽车的运行环境比较恶劣，难免会发生各种故障，当故障发生时，要求系统能迅速作出反应，以避免损坏电机。

一般地，可能的故障分为下面五类：

- 主电压检测故障（模拟量）
- 温度检测故障（模拟量）
- 桥臂电流检测故障（模拟量）
- 桥臂故障（主要防止同一桥臂上下两个开关管同时导通，数字量）
- 过热保护故障（数字量）

另外还有一个水冷底座热敏元件信号，这个信号是模拟量，在其值超过某一个设定值后，应该接通水温继电器以散热，这个功能通过硬件电路即可实现。

2. 比较电路

在这五个故障信号中，我们最终需要的是数字量，但是主电压检测、温度检测和桥臂电流检测信号都是模拟量，需要转换成数字量。在这里，作者采用

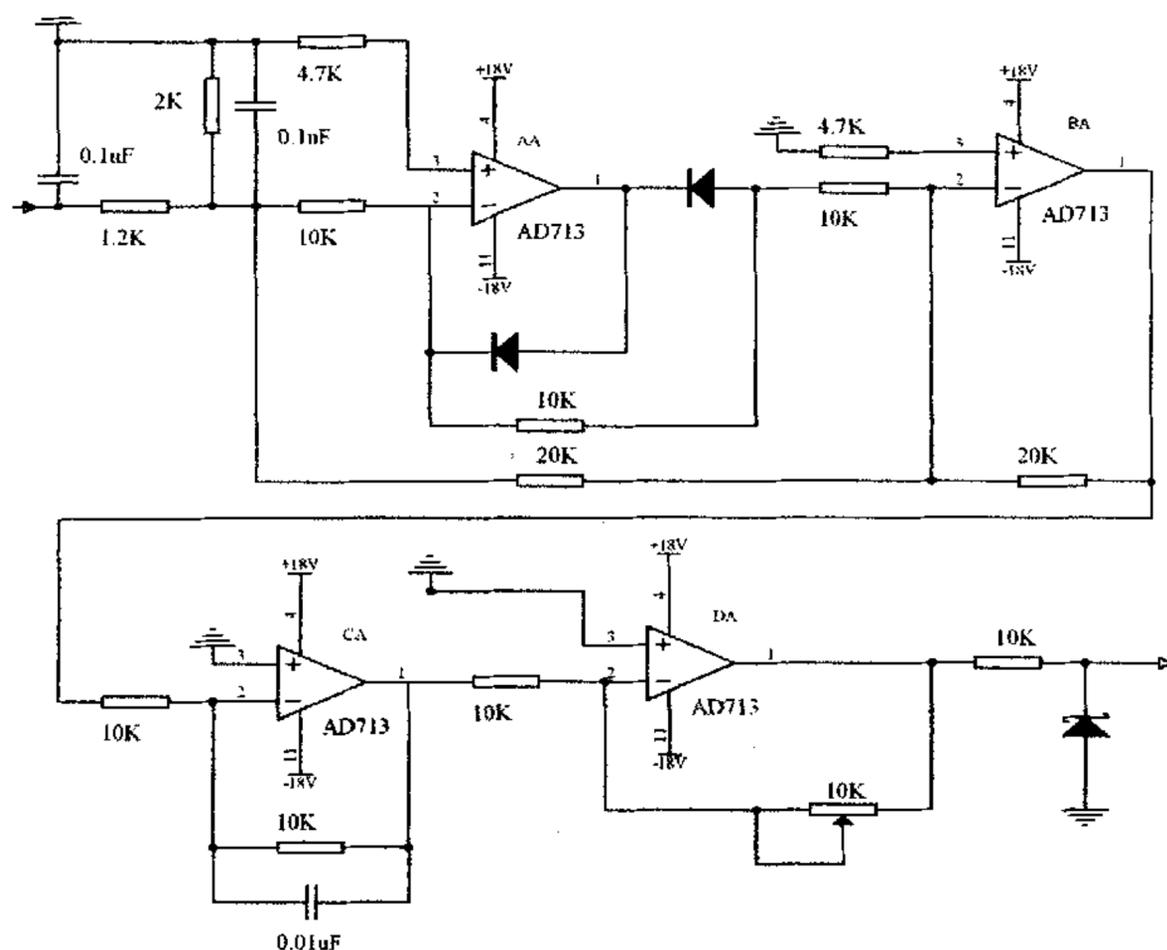


图 4.13 电流整定电路

4.2.9 故障的分析及保护

1. 电路故障分析

电机在运转过程中，由于种种随机的因素，特别是汽车的运行环境比较恶劣，难免会发生各种故障，当故障发生时，要求系统能迅速作出反应，以避免损坏电机。

一般地，可能的故障分为下面五类：

- 主电压检测故障（模拟量）
- 温度检测故障（模拟量）
- 桥臂电流检测故障（模拟量）
- 桥臂故障（主要防止同一桥臂上下两个开关管同时导通，数字量）
- 过热保护故障（数字量）

另外还有一个水冷底座热敏元件信号，这个信号是模拟量，在其值超过某一个设定值后，应该接通水温继电器以散热，这个功能通过硬件电路即可实现。

2. 比较电路

在这五个故障信号中，我们最终需要的是数字量，但是主电压检测、温度检测和桥臂电流检测信号都是模拟量，需要转换成数字量。在这里，作者采用

芯片 LM393 来转换，这是一个专用的比较器芯片，输出的为数字信号。基于 LM393 芯片的比较电路如图 4.14 所示。

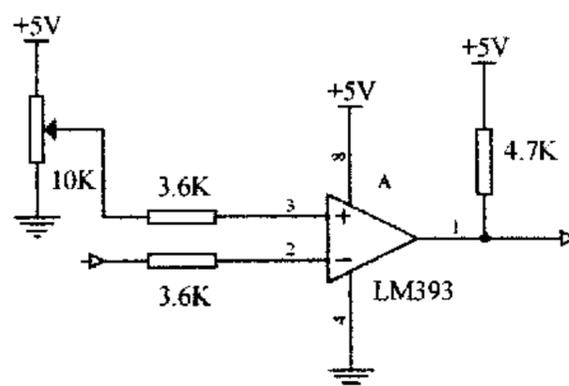


图 4.14 比较电路

3. 故障锁存及保护

本系统采用双故障保护措施，既利用了 TMS320LF2407A 的事件管理器 A 提供的外部中断 PDPINTA 来实现系统的故障保护，同时还设计了纯硬件的故障锁存电路，保证快速、可靠的故障保护。

模拟故障信号经过比较电路产生数字故障信号，再将过流、温度、过热、过压、桥臂故障保护信号处理为低电平有效的数字信号，把上述故障信号相“与”后的输出接到引脚 PDPINTA 上，当系统出现故障时，PDPINTA 中断程序将 PWM 输出置为高阻态，直到故障消失或系统复位。

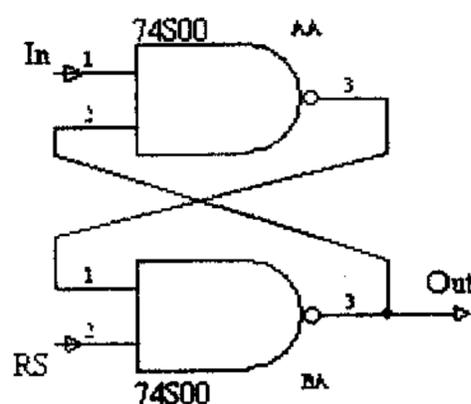


图 4.15 R-S 触发电路

本系统除了采用上面的保护方法外，还采用了纯硬件的故障保护。利用 R-S 触发器将故障信号（低电位）锁存到“0”输出，再用“0”信号分别和六路 PWM 输出相与，PWM 都变为低电位信号，保证功率管工作在截止状态，进而保护系统。当系统复位(RS)时，可以使锁存电路恢复正常，图 4.15 为 R-S 故障锁存电路。

4.3 功率驱动电路

本系统的功率驱动电路包括由 IGBT 大功率模块构成的三相逆变桥电路、

芯片 LM393 来转换，这是一个专用的比较器芯片，输出的为数字信号。基于 LM393 芯片的比较电路如图 4.14 所示。

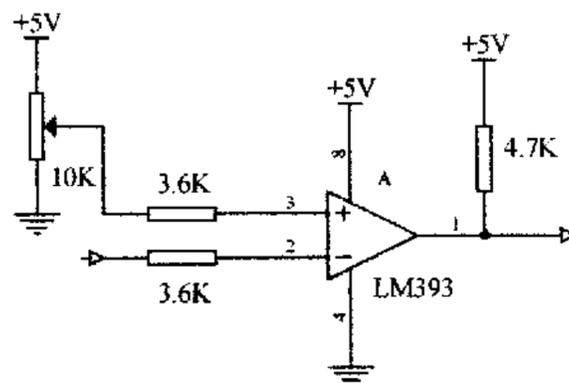


图 4.14 比较电路

3. 故障锁存及保护

本系统采用双故障保护措施，既利用了 TMS320LF2407A 的事件管理器 A 提供的外部中断 PDPINTA 来实现系统的故障保护，同时还设计了纯硬件的故障锁存电路，保证快速、可靠的故障保护。

模拟故障信号经过比较电路产生数字故障信号，再将过流、温度、过热、过压、桥臂故障保护信号处理为低电平有效的数字信号，把上述故障信号相“与”后的输出接到引脚 PDPINTA 上，当系统出现故障时，PDPINTA 中断程序将 PWM 输出置为高阻态，直到故障消失或系统复位。

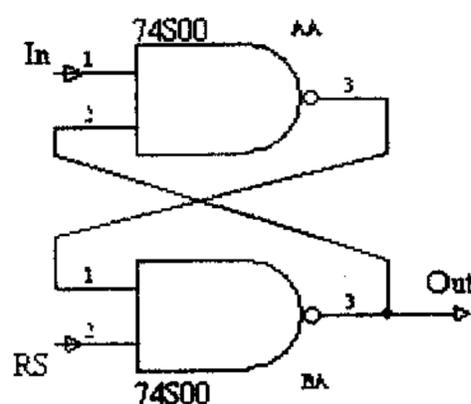


图 4.15 R-S 触发电路

本系统除了采用上面的保护方法外，还采用了纯硬件的故障保护。利用 R-S 触发器将故障信号（低电位）锁存到“0”输出，再用“0”信号分别和六路 PWM 输出相与，PWM 都变为低电位信号，保证功率管工作在截止状态，进而保护系统。当系统复位(RS)时，可以使锁存电路恢复正常，图 4.15 为 R-S 故障锁存电路。

4.3 功率驱动电路

本系统的功率驱动电路包括由 IGBT 大功率模块构成的三相逆变桥电路、

隔离、升压、驱动、保护电路和开关电源系统。

4.4 电路板设计

基于 DSP 集电动、发电于一体的大功率稀土永磁无刷直流电机控制系统是一个很复杂的系统，因而电路板的布线是一个非常重要的环节，不合理的布线可能会导致板子自身产生较强的电磁干扰，严重影响系统的功能实现及系统的稳定性和可靠性，因此电路板的设计也很关键。

4.4.1 电路板布线的一些基本规则

1.当信号工作频率很高时，地线阻抗变得很大，此时应尽量降低地线阻抗，采用就近多点接地。如果接地线很细，接地电位则随电流的变化而变化，致使电子设备的信号电平不稳，抗噪声性能变坏，因此应将接地线尽量加粗。

2.设计数字电路组成的印制电路板的地线系统时，将接地线做成闭环路可以明显的提高抗噪声能力。其原因在于：印制电路板上有很多集成电路元件，尤其遇有耗电多的元件时，因受接地线粗细的限制，会在地结上产生较大的电位差，引起抗噪声能力下降，若将接地结构成环路，则会缩小电位差值，提高电子设备的抗噪声能力。

3.由于瞬变电流在印制线条上所产生的冲击干扰主要是由印制导线的电感成分造成的，因此应尽量减小印制导线的电感量。印制导线的电感量与其长度成正比，与其宽度成反比，因而短而精的导线对抑制干扰是有利的。时钟引线、行驱动器或总线驱动器的信号线常常载有大的瞬变电流，印制导线要尽可能地短。对于分立元件电路，印制导线宽度在 1.5mm 左右时，即可完全满足要求；对于集成电路，印制导线宽度可在 0.2~1.0mm 之间选择。采用平等走线可以减少导线电感，但导线之间的互感和分布电容增加，如果布局允许，最好采用井字形网状布线结构。为了抑制印制板导线之间的串扰，在设计布线时应尽量避免长距离的平等走线，尽可能拉开线与线之间的距离，信号线与地线及电源线尽可能不交叉。在一些对于干扰十分敏感的信号线之间设置一根接地的印制线，可以有效地抑制串扰，为了避免高频信号通过印制导线时产生的电磁辐射，在印制电路板布线时，还应注意以下几点：

- 尽量减少印制导线的不连续性，例如导线宽度不要突变，导线的拐角应大于90度禁止环状走线等。

隔离、升压、驱动、保护电路和开关电源系统。

4.4 电路板设计

基于 DSP 集电动、发电于一体的大功率稀土永磁无刷直流电机控制系统是一个很复杂的系统，因而电路板的布线是一个非常重要的环节，不合理的布线可能会导致板子自身产生较强的电磁干扰，严重影响系统的功能实现及系统的稳定性和可靠性，因此电路板的设计也很关键。

4.4.1 电路板布线的一些基本规则

1.当信号工作频率很高时，地线阻抗变得很大，此时应尽量降低地线阻抗，采用就近多点接地。如果接地线很细，接地电位则随电流的变化而变化，致使电子设备的信号电平不稳，抗噪声性能变坏，因此应将接地线尽量加粗。

2.设计数字电路组成的印制电路板的地线系统时，将接地线做成闭环路可以明显的提高抗噪声能力。其原因在于：印制电路板上有很多集成电路元件，尤其遇有耗电多的元件时，因受接地线粗细的限制，会在地结上产生较大的电位差，引起抗噪声能力下降，若将接地结构成环路，则会缩小电位差值，提高电子设备的抗噪声能力。

3.由于瞬变电流在印制线条上所产生的冲击干扰主要是由印制导线的电感成分造成的，因此应尽量减小印制导线的电感量。印制导线的电感量与其长度成正比，与其宽度成反比，因而短而精的导线对抑制干扰是有利的。时钟引线、行驱动器或总线驱动器的信号线常常载有大的瞬变电流，印制导线要尽可能地短。对于分立元件电路，印制导线宽度在 1.5mm 左右时，即可完全满足要求；对于集成电路，印制导线宽度可在 0.2~1.0mm 之间选择。采用平等走线可以减少导线电感，但导线之间的互感和分布电容增加，如果布局允许，最好采用井字形网状布线结构。为了抑制印制板导线之间的串扰，在设计布线时应尽量避免长距离的平等走线，尽可能拉开线与线之间的距离，信号线与地线及电源线尽可能不交叉。在一些对于干扰十分敏感的信号线之间设置一根接地的印制线，可以有效地抑制串扰，为了避免高频信号通过印制导线时产生的电磁辐射，在印制电路板布线时，还应注意以下几点：

- 尽量减少印制导线的不连续性，例如导线宽度不要突变，导线的拐角应大于90度禁止环状走线等。

隔离、升压、驱动、保护电路和开关电源系统。

4.4 电路板设计

基于 DSP 集电动、发电于一体的大功率稀土永磁无刷直流电机控制系统是一个很复杂的系统，因而电路板的布线是一个非常重要的环节，不合理的布线可能会导致板子自身产生较强的电磁干扰，严重影响系统的功能实现及系统的稳定性和可靠性，因此电路板的设计也很关键。

4.4.1 电路板布线的一些基本规则

1.当信号工作频率很高时，地线阻抗变得很大，此时应尽量降低地线阻抗，采用就近多点接地。如果接地线很细，接地电位则随电流的变化而变化，致使电子设备的信号电平不稳，抗噪声性能变坏，因此应将接地线尽量加粗。

2.设计数字电路组成的印制电路板的地线系统时，将接地线做成闭环路可以明显的提高抗噪声能力。其原因在于：印制电路板上有很多集成电路元件，尤其遇有耗电多的元件时，因受接地线粗细的限制，会在地结上产生较大的电位差，引起抗噪声能力下降，若将接地结构成环路，则会缩小电位差值，提高电子设备的抗噪声能力。

3.由于瞬变电流在印制线条上所产生的冲击干扰主要是由印制导线的电感成分造成的，因此应尽量减小印制导线的电感量。印制导线的电感量与其长度成正比，与其宽度成反比，因而短而精的导线对抑制干扰是有利的。时钟引线、行驱动器或总线驱动器的信号线常常载有大的瞬变电流，印制导线要尽可能地短。对于分立元件电路，印制导线宽度在 1.5mm 左右时，即可完全满足要求；对于集成电路，印制导线宽度可在 0.2~1.0mm 之间选择。采用平等走线可以减少导线电感，但导线之间的互感和分布电容增加，如果布局允许，最好采用井字形网状布线结构。为了抑制印制板导线之间的串扰，在设计布线时应尽量避免长距离的平等走线，尽可能拉开线与线之间的距离，信号线与地线及电源线尽可能不交叉。在一些对于干扰十分敏感的信号线之间设置一根接地的印制线，可以有效地抑制串扰，为了避免高频信号通过印制导线时产生的电磁辐射，在印制电路板布线时，还应注意以下几点：

- 尽量减少印制导线的不连续性，例如导线宽度不要突变，导线的拐角应大于90度禁止环状走线等。

- 时钟信号引线最容易产生电磁辐射干扰，走线时应与地线回路相靠近。
- 数据总线的布线应每两根信号线之间夹一根信号地线。最好是紧紧挨着最不重要的地址引线放置地回路，因为后者常载有高频电流。

4.为了减少干扰和加强电源，最好布成四层板，最外两层为信号层，这两层的信号线尽量垂直分布，一方面可以减少干扰，另一方面可以使布线简单；中间两层为电源和地层。模拟电和数字电分开，以防止数字电对模拟电的干扰。

4.4.2 系统电路板的设计

由于本系统采用了双面印制板，同时受板子空间的限制，因此电路板的设计不可能完全符合上面的布线要求，电源及地线不能和信号线完全分布在不同的层面，但在布线时作者还是尽量按上面的规则进行布线，尽量降低电路板设计引起的内部干扰。

- 时钟信号引线最容易产生电磁辐射干扰，走线时应与地线回路相靠近。
- 数据总线的布线应每两根信号线之间夹一根信号地线。最好是紧紧挨着最不重要的地址引线放置地回路，因为后者常载有高频电流。

4.为了减少干扰和加强电源，最好布成四层板，最外两层为信号层，这两层的信号线尽量垂直分布，一方面可以减少干扰，另一方面可以使布线简单；中间两层为电源和地层。模拟电和数字电分开，以防止数字电对模拟电的干扰。

4.4.2 系统电路板的设计

由于本系统采用了双面印制板，同时受板子空间的限制，因此电路板的设计不可能完全符合上面的布线要求，电源及地线不能和信号线完全分布在不同的层面，但在布线时作者还是尽量按上面的规则进行布线，尽量降低电路板设计引起的内部干扰。

第五章 系统软件设计

本章给出了作者关于系统软件的总体设计和具体子程序流程框图，主要为了在电机结构和控制电路硬件不变的条件下，达到能控制电机实现各种工况的正常运行。

本章在给出实现电动和发电两种工况状态的主程序及各功能模块中断服务子程序的同时，也给出了由软件控制实现电动和发电两种工况的逆变桥电路工作时序图。

5.1 软件设计概述

对于一个计算机控制系统来说，应根据系统的实时性要求确定系统的软硬件比例，由于硬件结构和软件方案会相互影响，从简化电路结构，降低成本，减少故障率，提高系统的灵活性与通用性方面来考虑，提倡软件能完成的工作由软件来完成，但也应考虑软件代替硬件实际上是以降低系统的实时性为代价的，因此，系统的软、硬件分配应根据实际情况而合理安排，统一考虑。

软件设计与硬件设计是相辅相成的，在进行系统硬件设计时必须考虑到后一阶段控制软件设计实现的可能，而控制软件的设计则是以系统硬件的设计为基础的。可以这样认为硬件是控制系统的躯体，软件是控制系统的灵魂，任何一方面的设计缺陷，都将导致整个控制系统的设计失败。同时，控制系统的控制策略与控制方法都是通过软件的设计来实现的。因此，要想达到理想的控制效果，就必须设计出完善的控制软件。

在本系统中，根据上位机提供的工况信号，通过软件控制，系统将工作在电动、发电、制动、停止四种工况状态。制动和停止是两种比较简单的工况控制，电动和发电是两种比较复杂的工况控制，下面将简要给出制动工况的控制原理，详细介绍电动和发电工况的软件实现。

在电动和发电两种工况状态，基于 TMS320LF2407A 控制器的软件设计所要实现的功能主要包括：

- 驱动电路电流的检测、无刷直流电机转子位置的检测、无刷直流电机定子上各相绕组通电的顺序和时间及电机转速的计算；
- 实现电机电流的闭环反馈控制，通过 PID 调节，输出一定的 PWM 波，

第五章 系统软件设计

本章给出了作者关于系统软件的总体设计和具体子程序流程框图，主要为了在电机结构和控制电路硬件不变的条件下，达到能控制电机实现各种工况的正常运行。

本章在给出实现电动和发电两种工况状态的主程序及各功能模块中断服务子程序的同时，也给出了由软件控制实现电动和发电两种工况的逆变桥电路工作时序图。

5.1 软件设计概述

对于一个计算机控制系统来说，应根据系统的实时性要求确定系统的软硬件比例，由于硬件结构和软件方案会相互影响，从简化电路结构，降低成本，减少故障率，提高系统的灵活性与通用性方面来考虑，提倡软件能完成的工作由软件来完成，但也应考虑软件代替硬件实际上是以降低系统的实时性为代价的，因此，系统的软、硬件分配应根据实际情况而合理安排，统一考虑。

软件设计与硬件设计是相辅相成的，在进行系统硬件设计时必须考虑到后一阶段控制软件设计实现的可能，而控制软件的设计则是以系统硬件的设计为基础的。可以这样认为硬件是控制系统的躯体，软件是控制系统的灵魂，任何一方面的设计缺陷，都将导致整个控制系统的设计失败。同时，控制系统的控制策略与控制方法都是通过软件的设计来实现的。因此，要想达到理想的控制效果，就必须设计出完善的控制软件。

在本系统中，根据上位机提供的工况信号，通过软件控制，系统将工作在电动、发电、制动、停止四种工况状态。制动和停止是两种比较简单的工况控制，电动和发电是两种比较复杂的工况控制，下面将简要给出制动工况的控制原理，详细介绍电动和发电工况的软件实现。

在电动和发电两种工况状态，基于 TMS320LF2407A 控制器的软件设计所要实现的功能主要包括：

- 驱动电路电流的检测、无刷直流电机转子位置的检测、无刷直流电机定子上各相绕组通电的顺序和时间及电机转速的计算；
- 实现电机电流的闭环反馈控制，通过 PID 调节，输出一定的 PWM 波，

使得无刷直流电机运转连续、平稳、无超调、具有快速的响应能力；

- 实现与上位机的数据交换与通讯。

本系统控制软件设计采用软件轮询与中断相结合的结构形式，系统主程序采用轮询的形式，电动和发电工况程序采用轮询加中断服务子程序的形式。

系统主程序主要实现系统初始化及各种工况的判断，进而执行相应的工况程序。

在电动和发电两种工况状态，控制软件采用软件轮询与中断相结合的结构形式。其中主程序主要完成系统的初始化，给上位机传送电机转速，工况状态的查询等。而中断服务子程序作为整个控制软件设计的主体，完成系统各基本功能要求，主要包括捕获中断子程序、A/D 转换中断子程序、功率保护中断子程序等。A/D 转换中断子程序完成电流采样和电流闭环 PID 控制，捕获中断子程序完成逆变桥的正确换流，功率保护中断子程序完成系统的故障保护。

在电动和发电两种工况状态，系统均采用电流闭环的 PID 控制策略来控制 PWM 的变化。

5.2 控制方式及时序

为了说明电动、发电和制动三种运行控制方式及时序，图 5.1 给出了无刷直流电机控制系统原理框图。

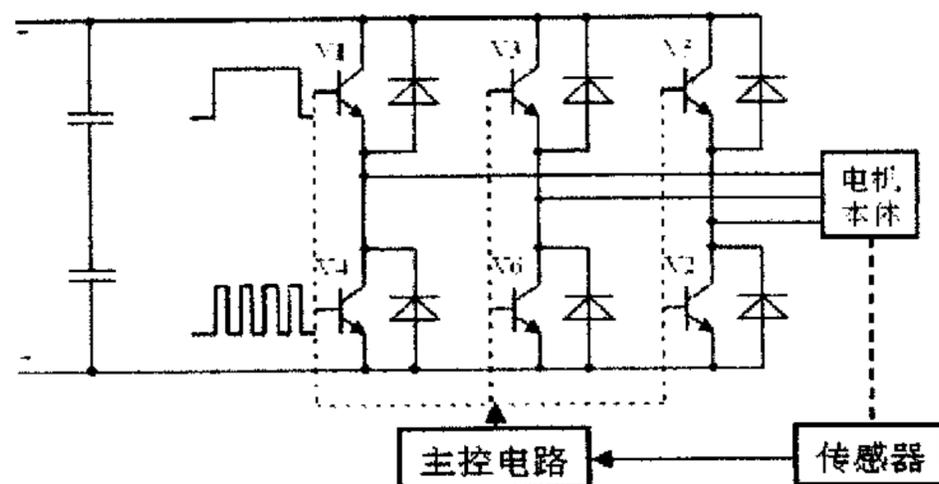


图 5.1 无刷直流电机控制系统原理框图

5.2.1 电动运行控制

在电动运行状态时，采用二相通六状态的控制方式，任一时刻只有两只功率开关管导通，分别属于上半桥和下半桥，但不处于同一桥臂，通过下半桥功率开关管工作于 PWM 状态进行调速控制，电动状态控制信号波形如图 5.2 所示。

使得无刷直流电机运转连续、平稳、无超调、具有快速的响应能力；

- 实现与上位机的数据交换与通讯。

本系统控制软件设计采用软件轮询与中断相结合的结构形式，系统主程序采用轮询的形式，电动和发电工况程序采用轮询加中断服务子程序的形式。

系统主程序主要实现系统初始化及各种工况的判断，进而执行相应的工况程序。

在电动和发电两种工况状态，控制软件采用软件轮询与中断相结合的结构形式。其中主程序主要完成系统的初始化，给上位机传送电机转速，工况状态的查询等。而中断服务子程序作为整个控制软件设计的主体，完成系统各基本功能要求，主要包括捕获中断子程序、A/D 转换中断子程序、功率保护中断子程序等。A/D 转换中断子程序完成电流采样和电流闭环 PID 控制，捕获中断子程序完成逆变桥的正确换流，功率保护中断子程序完成系统的故障保护。

在电动和发电两种工况状态，系统均采用电流闭环的 PID 控制策略来控制 PWM 的变化。

5.2 控制方式及时序

为了说明电动、发电和制动三种运行控制方式及时序，图 5.1 给出了无刷直流电机控制系统原理框图。

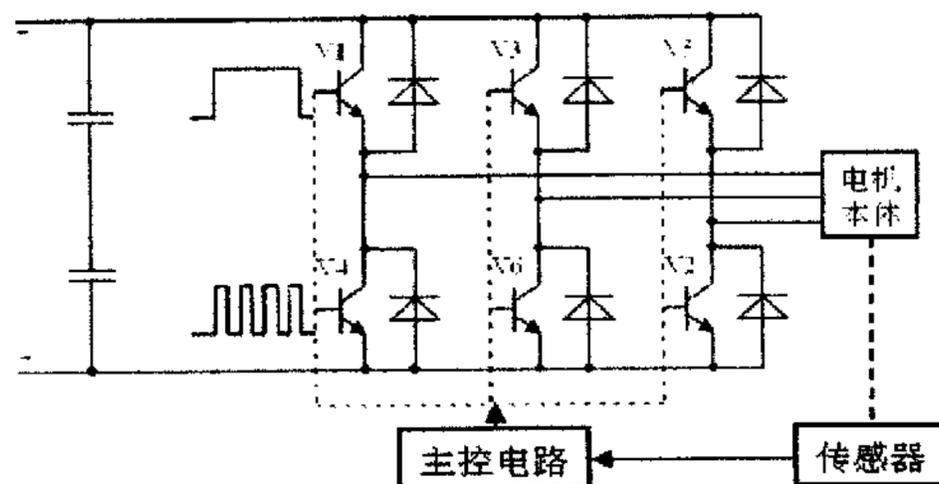


图 5.1 无刷直流电机控制系统原理框图

5.2.1 电动运行控制

在电动运行状态时，采用二相通六状态的控制方式，任一时刻只有两只功率开关管导通，分别属于上半桥和下半桥，但不处于同一桥臂，通过下半桥功率开关管工作于 PWM 状态进行调速控制，电动状态控制信号波形如图 5.2 所示。

使得无刷直流电机运转连续、平稳、无超调、具有快速的响应能力；

- 实现与上位机的数据交换与通讯。

本系统控制软件设计采用软件轮询与中断相结合的结构形式，系统主程序采用轮询的形式，电动和发电工况程序采用轮询加中断服务子程序的形式。

系统主程序主要实现系统初始化及各种工况的判断，进而执行相应的工况程序。

在电动和发电两种工况状态，控制软件采用软件轮询与中断相结合的结构形式。其中主程序主要完成系统的初始化，给上位机传送电机转速，工况状态的查询等。而中断服务子程序作为整个控制软件设计的主体，完成系统各基本功能要求，主要包括捕获中断子程序、A/D 转换中断子程序、功率保护中断子程序等。A/D 转换中断子程序完成电流采样和电流闭环 PID 控制，捕获中断子程序完成逆变桥的正确换流，功率保护中断子程序完成系统的故障保护。

在电动和发电两种工况状态，系统均采用电流闭环的 PID 控制策略来控制 PWM 的变化。

5.2 控制方式及时序

为了说明电动、发电和制动三种运行控制方式及时序，图 5.1 给出了无刷直流电机控制系统原理框图。

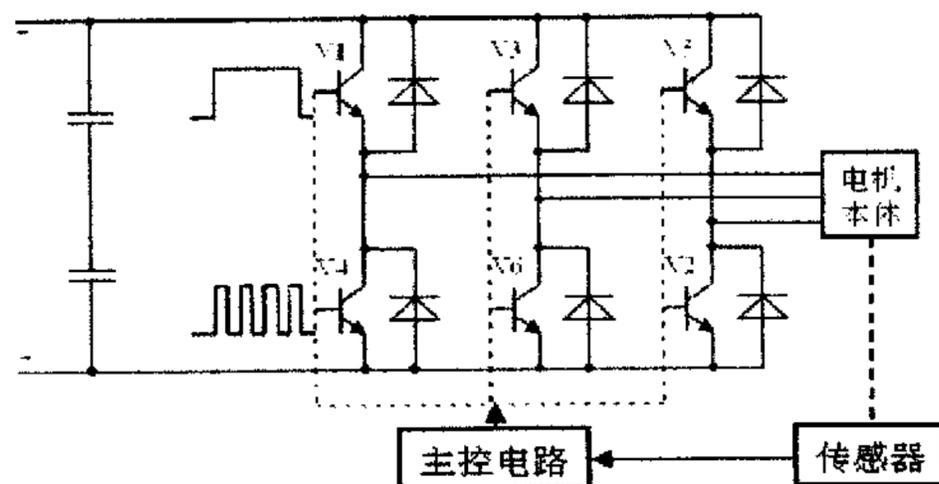


图 5.1 无刷直流电机控制系统原理框图

5.2.1 电动运行控制

在电动运行状态时，采用二相通六状态的控制方式，任一时刻只有两只功率开关管导通，分别属于上半桥和下半桥，但不处于同一桥臂，通过下半桥功率开关管工作于 PWM 状态进行调速控制，电动状态控制信号波形如图 5.2 所示。

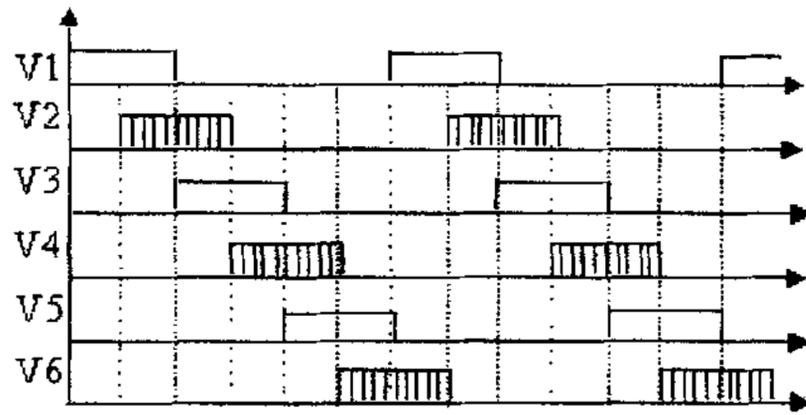


图 5.2 电动状态控制信号波形

5.2.2 发电运行控制

在发电运行状态时，通过主控板的控制信号关闭上半桥功率管 V1、V3、V5，而下半桥的 V2、V4、V6 分别按一定规律进行 PWM 控制。因上半桥续流二极管的作用，其等效电路似同一个半控整流电路。电机在发电工作时，其发电电压必须高于蓄电池电压，才能给蓄电池充电，所以发电运行的控制方法是通过半控整流的 PWM 升压工作原理。发电状态控制信号波形如图 5.3 所示。

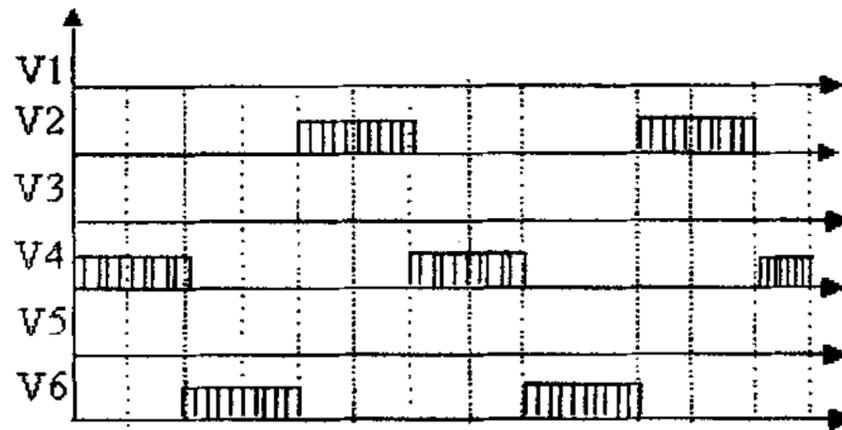


图 5.3 发电状态控制信号波形

5.2.3 制动运行控制

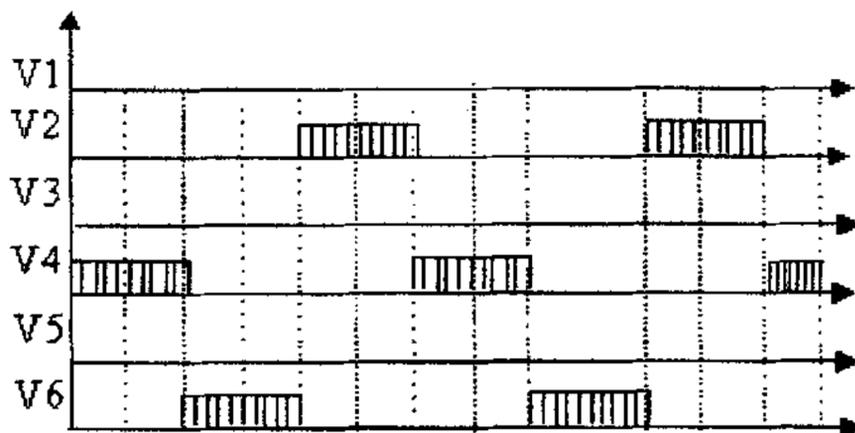


图 5.4 制动状态控制信号波形

在制动运行状态时，其控制方法与发电运行的一样，但这时候的发动机并不工作，而是把车辆的惯性动能转化为电能，向蓄电池充电。此时由于电机电流方向与电动运行时相反，因而获得制动性质的电磁转矩，实现汽车能量回馈

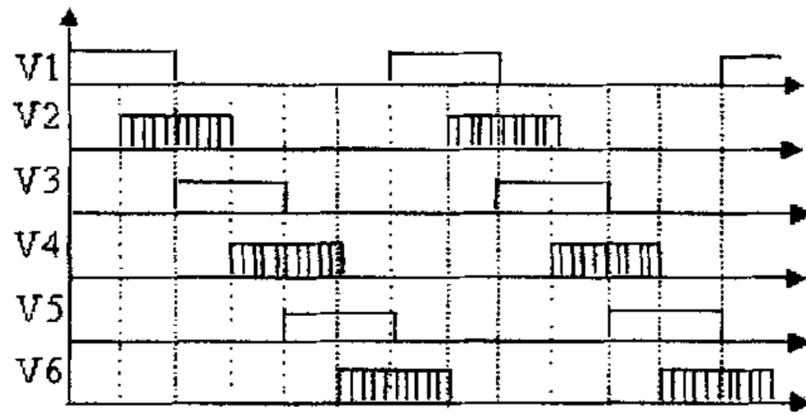


图 5.2 电动状态控制信号波形

5.2.2 发电运行控制

在发电运行状态时，通过主控板的控制信号关闭上半桥功率管 V1、V3、V5，而下半桥的 V2、V4、V6 分别按一定规律进行 PWM 控制。因上半桥续流二极管的作用，其等效电路似同一个半控整流电路。电机在发电工作时，其发电电压必须高于蓄电池电压，才能给蓄电池充电，所以发电运行的控制方法是通过半控整流的 PWM 升压工作原理。发电状态控制信号波形如图 5.3 所示。

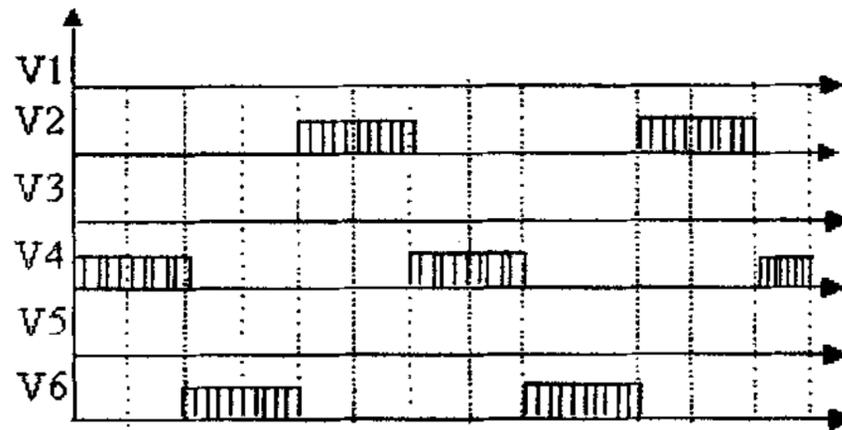


图 5.3 发电状态控制信号波形

5.2.3 制动运行控制

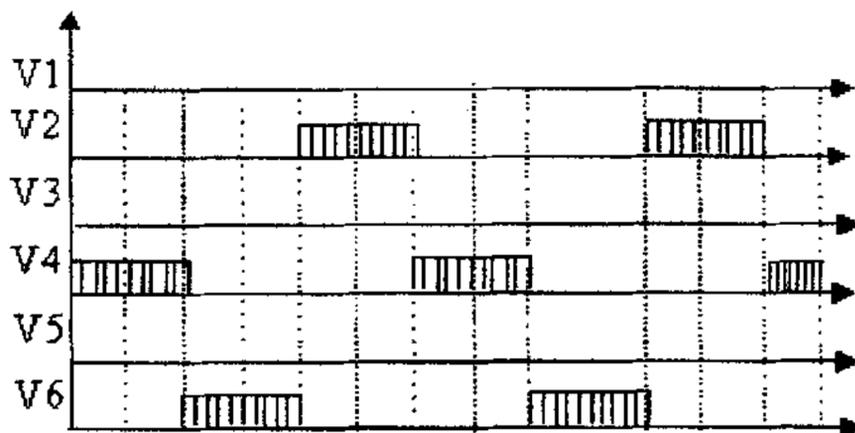


图 5.4 制动状态控制信号波形

在制动运行状态时，其控制方法与发电运行的一样，但这时候的发动机并不工作，而是把车辆的惯性动能转化为电能，向蓄电池充电。此时由于电机电流方向与电动运行时相反，因而获得制动性质的电磁转矩，实现汽车能量回馈

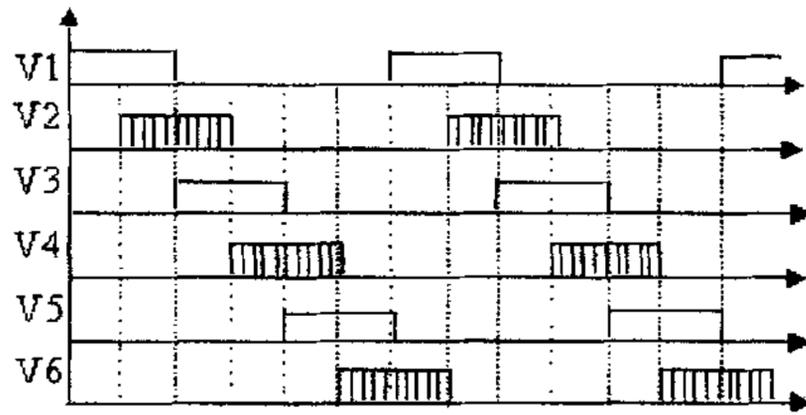


图 5.2 电动状态控制信号波形

5.2.2 发电运行控制

在发电运行状态时，通过主控板的控制信号关闭上半桥功率管 V1、V3、V5，而下半桥的 V2、V4、V6 分别按一定规律进行 PWM 控制。因上半桥续流二极管的作用，其等效电路似同一个半控整流电路。电机在发电工作时，其发电电压必须高于蓄电池电压，才能给蓄电池充电，所以发电运行的控制方法是通过半控整流的 PWM 升压工作原理。发电状态控制信号波形如图 5.3 所示。

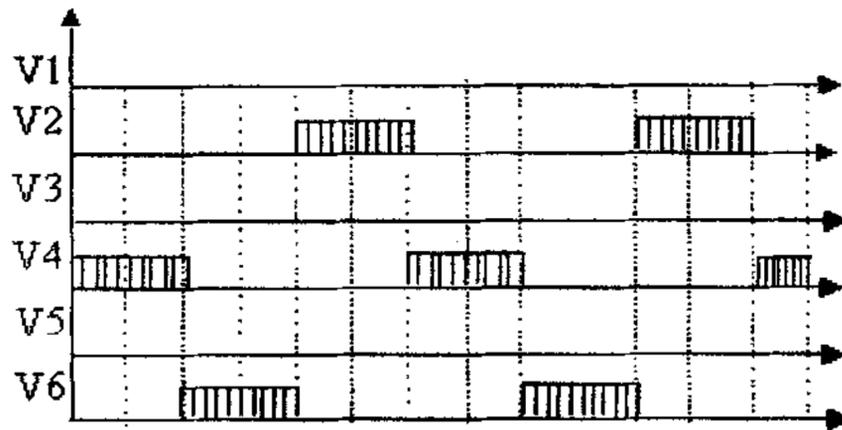


图 5.3 发电状态控制信号波形

5.2.3 制动运行控制

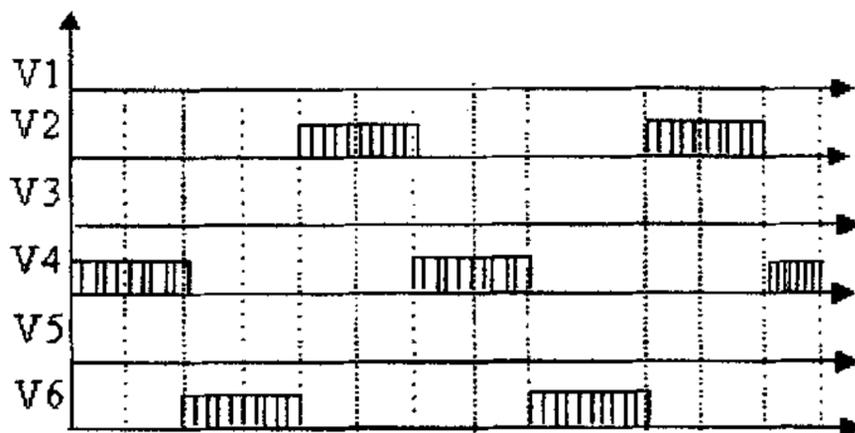


图 5.4 制动状态控制信号波形

在制动运行状态时，其控制方法与发电运行的一样，但这时候的发动机并不工作，而是把车辆的惯性动能转化为电能，向蓄电池充电。此时由于电机电流方向与电动运行时相反，因而获得制动性质的电磁转矩，实现汽车能量回馈

的电气制动。制动状态控制信号波形如图 5.4 所示。

5.3 程序设计

5.3.1 主程序设计

主程序完成上电初始化，如锁相环、看门狗、系统控制寄存器、事件管理器寄存器、ADC 模块及串行通信接口，建立和分配各种初始化数据区。系统主程序采用轮询方式，根据上位机提供的工况信号，控制程序运行。表 5.1 给出了控制信号与工况状态的关系，图 5.5 给出系统主程序流程图。

表 5.1 工况信号

工况一	工况二	
0	0	不动
0	1	电动
1	0	发电
1	1	制动

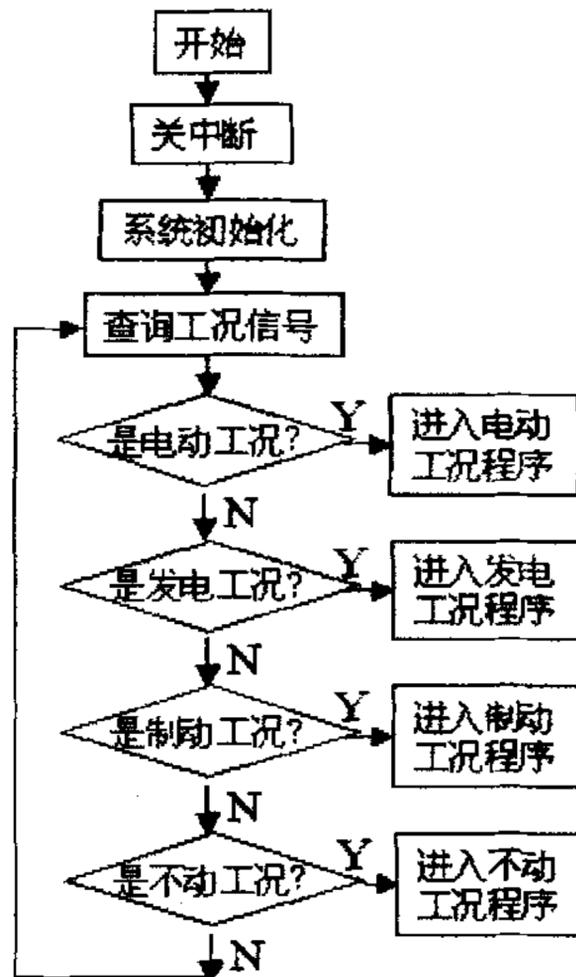


图 5.5 系统主程序流程图

的电气制动。制动状态控制信号波形如图 5.4 所示。

5.3 程序设计

5.3.1 主程序设计

主程序完成上电初始化，如锁相环、看门狗、系统控制寄存器、事件管理器寄存器、ADC 模块及串行通信接口，建立和分配各种初始化数据区。系统主程序采用轮询方式，根据上位机提供的工况信号，控制程序运行。表 5.1 给出了控制信号与工况状态的关系，图 5.5 给出系统主程序流程图。

表 5.1 工况信号

工况一	工况二	
0	0	不动
0	1	电动
1	0	发电
1	1	制动

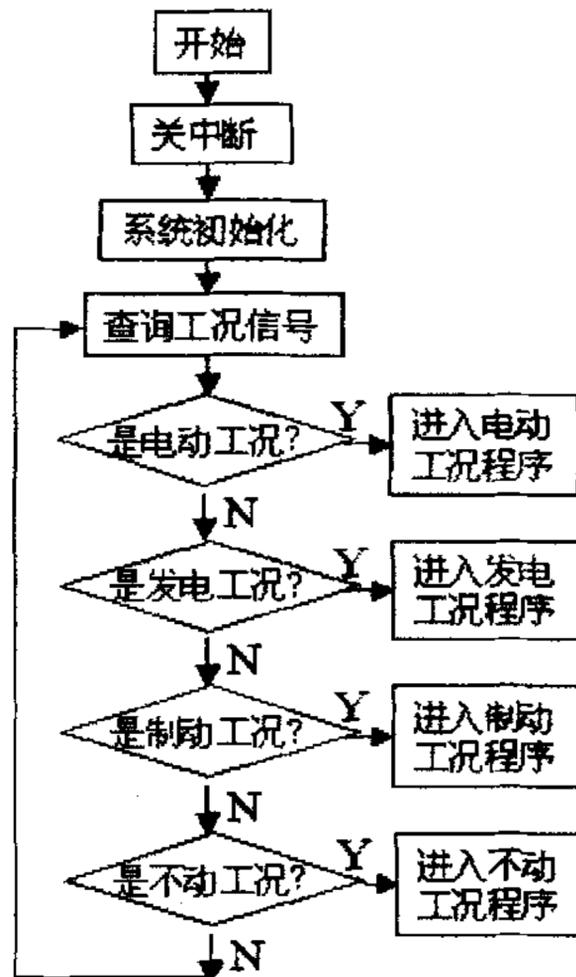


图 5.5 系统主程序流程图

5.3.2 电动工况

5.3.2.1 电动工况主程序

电机在电动工况状态时, 逆变桥工作在六状态, 如图 5.2 所示。为了便于电动工况软件的说明, 表 5.2 给出了无刷直流电动机正转控制中的 6 个换相状态。

表 5.2 无刷直流电动机正转控制中的 6 个换相状态

H ₁	H ₂	H ₃	导通的管子	状态
1	0	1	V ₁ 、V ₂	状态 1
1	0	0	V ₂ 、V ₃	状态 2
1	1	0	V ₃ 、V ₄	状态 3
0	1	0	V ₄ 、V ₅	状态 4
0	1	1	V ₅ 、V ₆	状态 5
0	0	1	V ₆ 、V ₁	状态 6

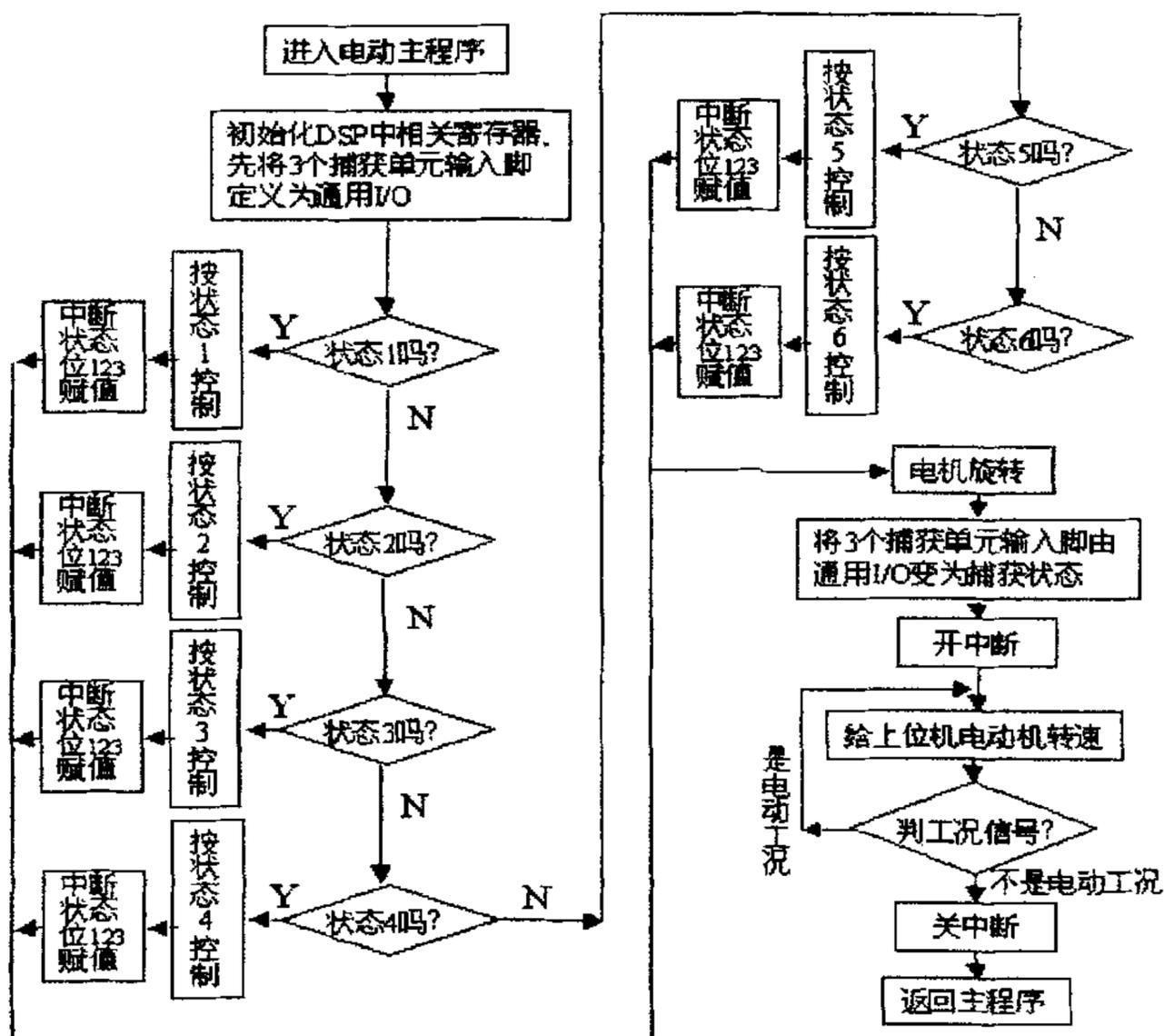


图 5.6 电动工况主程序流程图

电动工况的主程序主要完成系统的初始化, 判断转子位置初始状态并驱动电机, 给上位机传送电动机转速, 判断工况状态。电动工况主程序流程图如图 5.6 所示。

为了方便准确地判断转子位置初始状态，在初始化时先将 3 个捕获单元输入脚定义为通用 I/O，在电动机开始旋转后，再将 3 个捕获单元输入脚由通用 I/O 变为捕获状态。无刷直流电动机正转的循环换相控制如图 5.7 所示，按一定顺序循环往复。电动机初始位置处在那个状态，就从那个状态开始循环换相。

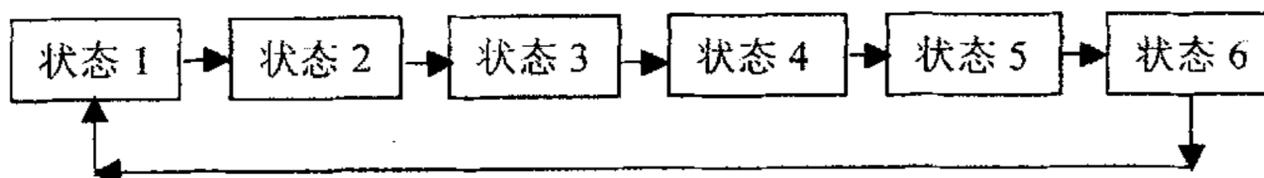


图 5.7 无刷直流电动机正转的循环换相控制顺序

5.3.2.2 电动工况捕获中断子程序

电动机按一定规律的循环换相控制是电动功能被实现的基础，是实现最大电动效率的保证，由 3 个捕获中断子程序完成，每个中断子程序控制 2 种换相状态，这 2 种状态的选择由作者定义的状态位的值决定，位 1 为中断子程序 1 服务，位 2 为中断子程序 2 服务，位 3 为中断子程序 3 服务。状态位的初始值由电动机的初始状态决定，状态位的初始值如表 5.3 所示。

表 5.3 状态位的初始值与电动机的初始状态关系

电动机初始状态	位 1, 位 2, 位 3	电动机初始状态	位 1, 位 2, 位 3
状态 1	0 1 0	状态 4	1 0 1
状态 2	0 1 1	状态 5	1 0 0
状态 3	0 0 1	状态 6	1 1 0

3 个捕获单元都设置为上升沿、下降沿均检测，捕获中断子程序 1 控制按状态 1 和状态 4 换相，捕获中断子程序 2 控制按状态 3 和状态 6 换相，捕获中断子程序 3 控制按状态 5 和状态 2 换相，在每个捕获中断子程序中，2 个控制状态的选择由相应状态位的值决定，在每次换相后状态位要重新赋值。在捕获中断子程序 1 中，执行完状态 1 后，状态位 1 赋值 0，执行完状态 4 后，状态位 1 赋值 1。在捕获中断子程序 2 中，执行完状态 3 后，状态位 2 赋值 0，执行完状态 6 后，状态位 2 赋值 1。在捕获中断子程序 3 中，执行完状态 5 后，状态位 3 赋值 0，执行完状态 2 后，状态位 3 赋值 1。捕获中断子程序流程图如图 5.8 所示。

转速计算：CAP 捕获单元把电机转子位置传感器输出的脉冲信号送入 DSP

作为转子位置和速度的反馈信号。在电机转子每个旋转周期内霍尔位置传感器会产生六个交变信号，由于霍尔位置传感器相对电机位置是固定的，也就是两交变信号之间的相位差是不变的，即 $\Delta\theta$ 不变(每两个信号交变的相位差为 60°)，因此只要算出两次信号交变的时间差 ΔT ，就可以由 $\Delta\theta/\Delta T$ 得到电机实际速度值。

在捕获中断处理程序中，使用 DSP 内部定时器来计算相邻两个中断的时间间隔 ΔT 。在应用 DSP 内部定时器计数时，必须使用定时器的溢出中断来判断定时器的溢出，保证计数的准确性。

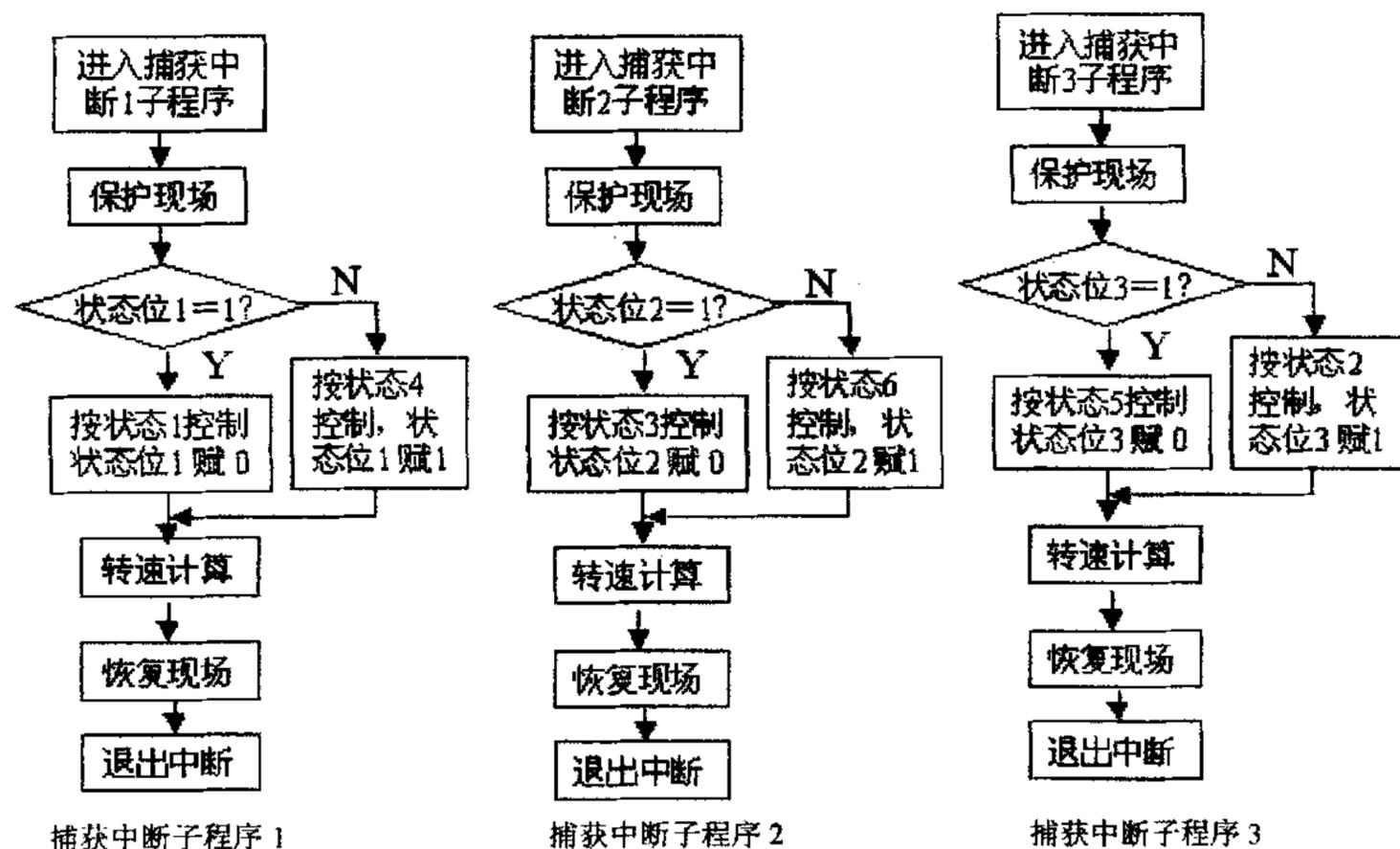


图 5.8 电动工况捕获中断子程序流程图

5.3.2.3 电流环调节

为了保证电流采样的精度，在硬件电路上采用了一些措施，采用一个电压跟随、滤波、限压电路接油门输入信号，防止信号衰减；采用选择电路和整定电路来处理反馈电流，最后把处理后的电流信号送入 DSP 进行 A/D 转换，后面的工作由 A/D 转换中断子程序来完成。

在本系统中，电流调节是在 ADC 中断服务子程序中实现的。电流的调整过程也就是新的脉宽调制 (PWM) 信号产生过程，而调整 PWM 信号的占空比又可以调整电流的平均值。

调整 PWM 的占空比是通过调整 DSP 事件管理器中比较寄存器 (CMPR)

的值实现的。 I_{ref} 定义为油门输入的参考电流, I_{back} 定义为系统的反馈电流, $e(k)$ 定义为 I_{ref} 和 I_{back} 相比较得到的电流环输入误差, 该误差信号经过 PID 算法处理的结果定义为 COMP, 把 COMP 写入比较寄存器 (CMPR) 中, 就决定了新的 PWM 的占空比。电动工况 A/D 转换中断子程序流程图如图 5.9 所示。

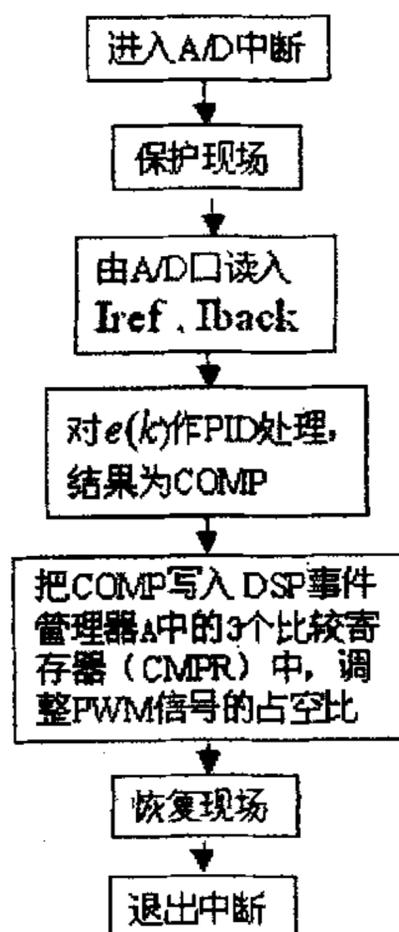


图 5.9 电动工况 A/D 转换中断子程序流程图

5.3.3 发电工况

5.3.3.1 发电工况主程序

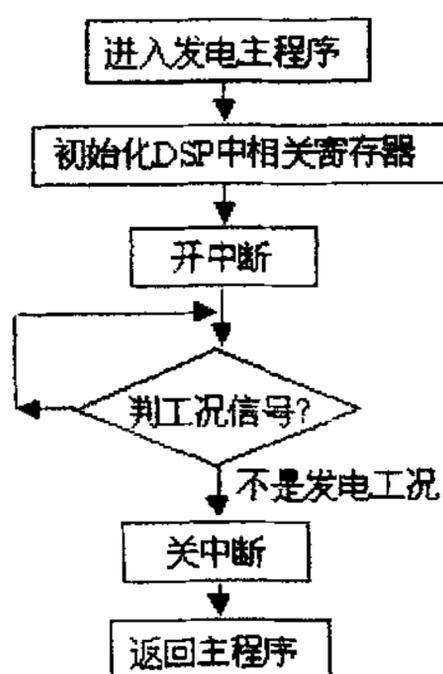


图 5.10 发电工况主程序流程图

的值实现的。 I_{ref} 定义为油门输入的参考电流, I_{back} 定义为系统的反馈电流, $e(k)$ 定义为 I_{ref} 和 I_{back} 相比较得到的电流环输入误差, 该误差信号经过 PID 算法处理的结果定义为 COMP, 把 COMP 写入比较寄存器 (CMPR) 中, 就决定了新的 PWM 的占空比。电动工况 A/D 转换中断子程序流程图如图 5.9 所示。

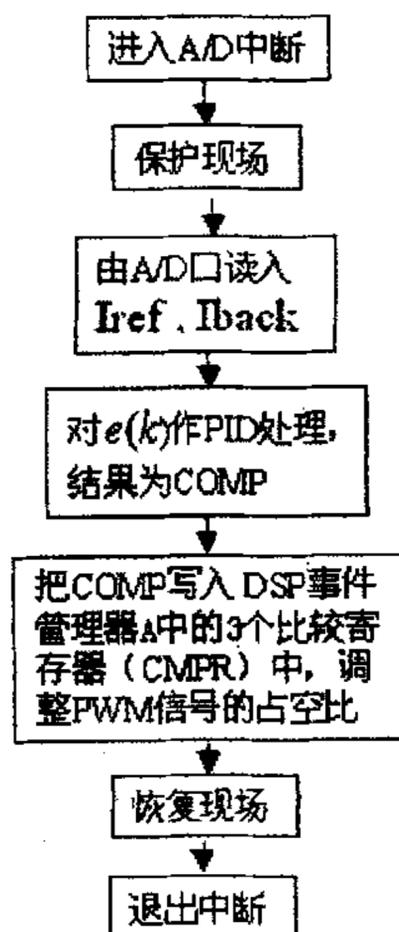


图 5.9 电动工况 A/D 转换中断子程序流程图

5.3.3 发电工况

5.3.3.1 发电工况主程序

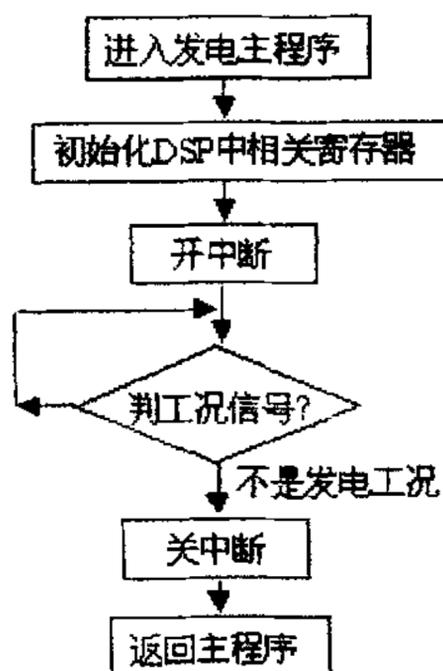


图 5.10 发电工况主程序流程图

电机在发电工况状态时, 逆变桥工作在三状态, 如图 5.3 所示。发电工况的主程序主要完成系统的初始化, 判断工况状态, 发电工况的功能主要由中断子程序完成, 发电运行的控制方法是通过半控整流的 PWM 升压工作原理, 发电工况主程序流程图如图 5.10 所示。

5.3.3.2 发电工况捕获中断子程序

电机按一定规律的循环换相控制是发电功能被实现的基础, 是实现最大发电效率的保证, 它由 3 个捕获中断子程序完成, 每个中断子程序控制 1 种换相状态。为了便于发电工况软件的说明, 表 5.4 给出了发电工况的 3 个换相状态。

表 5.4 发电工况的 3 个换相状态

H_1	H_2	H_3	导通的管子	状态
1	0	0	V_2	状态 1
0	1	0	V_4	状态 2
0	0	1	V_6	状态 3

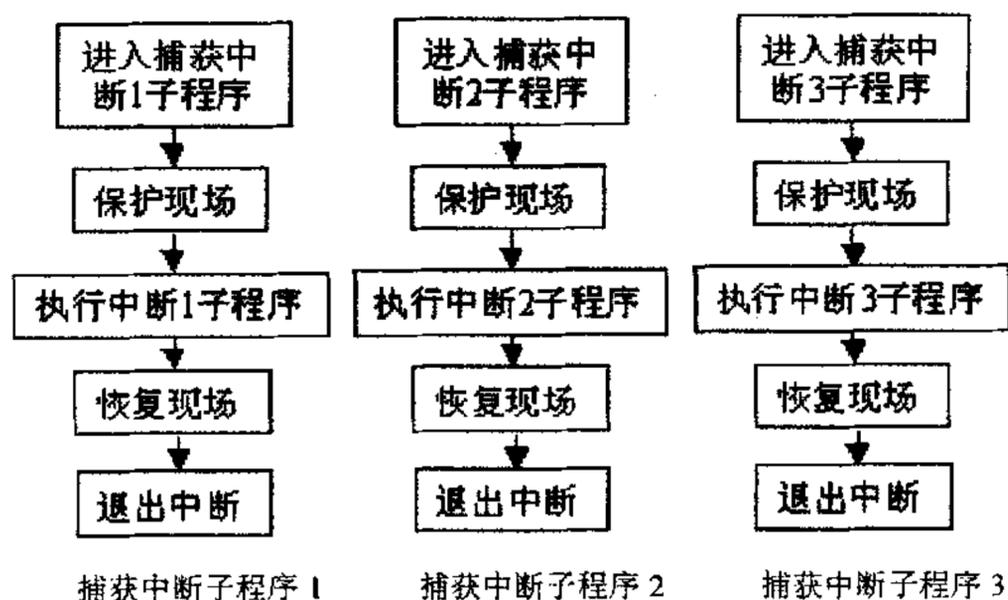


图 5.11 发电工况捕获中断子程序流程图

3 个捕获单元都设置为上升沿检测, 捕获中断子程序 1 控制按状态 1 换相, 捕获中断子程序 2 控制按状态 2 换相, 捕获中断子程序 3 控制按状态 3 换相, 发电工况捕获中断子程序流程图如图 5.11 所示。

5.3.3.3 发电工况电压的控制

只有保证发电电压高于蓄电池电压, 才能给蓄电池充电。主控板的控制信号关闭上半桥功率管 V_1 、 V_3 、 V_5 , 而下半桥的 V_2 、 V_4 、 V_6 分别按一定规律进行 PWM 控制, 通过对 PWM 的控制来实现升压工作。

发电工况 PWM 信号的调整和电动工况 PWM 信号的调整一样, 都是在 ADC

中断服务子程序中来实现，实现的方法也基本一样，不过它们的作用是不一样的。在电动工况，根据油门电流的变化，PWM 的控制使电机线圈电流迅速达到并尽量维持在这样一个电流状态。在发电工况，根据电机的运动状态，PWM 的控制使发电的电压既要高于蓄电池的电压，给它充电，但也不能太高，以致于烧坏电机。

调整 PWM 信号的占空比是通过调整 DSP 事件管理器中比较寄存器 (CMPR) 的值实现的。发电工况 A/D 转换中断子程序流程图如图 5.12，流程图中的未知参数定义参考 5.3.2.3 节。

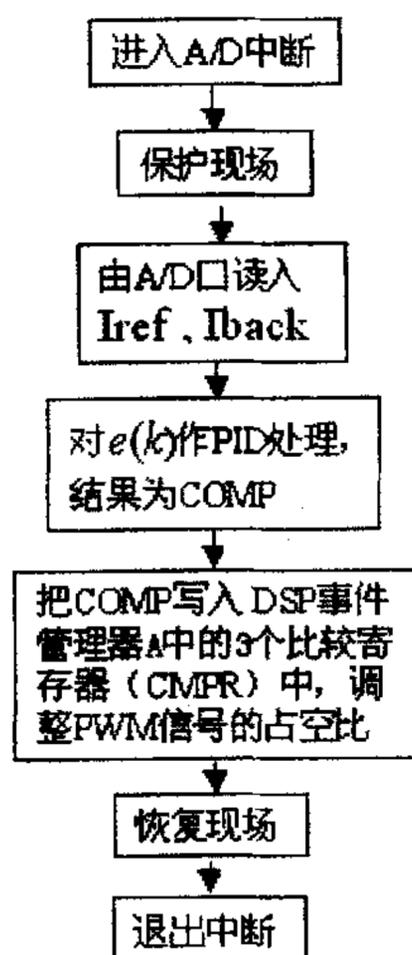


图 5.12 发电工况 A/D 转换中断子程序流程图

5.3.4 功率保护中断子程序

在本系统中，由软件实现的功率保护中断由 TMS320LF2407A 芯片事件管理器 A 的外部中断引脚 $\overline{PDPINTA}$ 来触发。当系统出现过流、过压、过热、温度和桥臂故障的任何一种或多种故障时，控制器外围电路将事件管理器 A 外部中断引脚 $\overline{PDPINTA}$ 的正常高电平 3.3V 拉低为 0V，从而触发功率保护中断服务子程序。这个保护子程序在系统的四种工况都起故障保护作用，功率保护中断子程序流程图如图 5.13 所示。

在功率保护中断子程序中，通过对控制寄存器 ACTRA 的相应位的设置，

中断服务子程序中来实现，实现的方法也基本一样，不过它们的作用是不一样的。在电动工况，根据油门电流的变化，PWM 的控制使电机线圈电流迅速达到并尽量维持在这样一个电流状态。在发电工况，根据电机的运动状态，PWM 的控制使发电的电压既要高于蓄电池的电压，给它充电，但也不能太高，以致于烧坏电机。

调整 PWM 信号的占空比是通过调整 DSP 事件管理器中比较寄存器 (CMPR) 的值实现的。发电工况 A/D 转换中断子程序流程图如图 5.12，流程图中的未知参数定义参考 5.3.2.3 节。

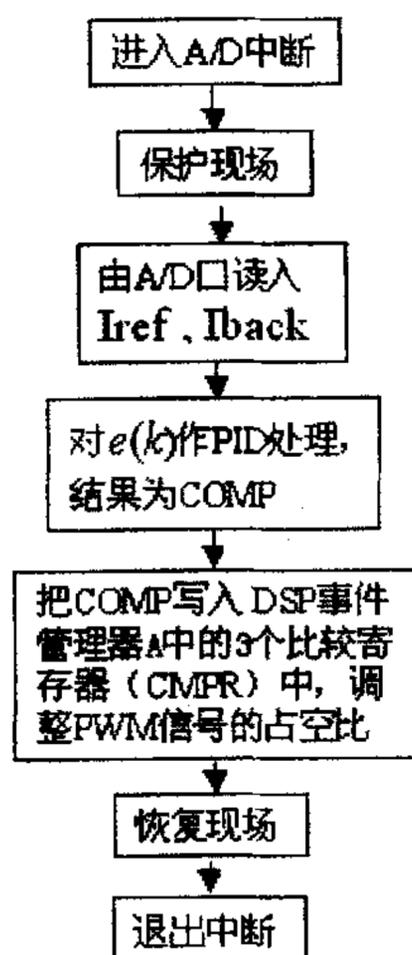


图 5.12 发电工况 A/D 转换中断子程序流程图

5.3.4 功率保护中断子程序

在本系统中，由软件实现的功率保护中断由 TMS320LF2407A 芯片事件管理器 A 的外部中断引脚 $\overline{PDPINTA}$ 来触发。当系统出现过流、过压、过热、温度和桥臂故障的任何一种或多种故障时，控制器外围电路将事件管理器 A 外部中断引脚 $\overline{PDPINTA}$ 的正常高电平 3.3V 拉低为 0V，从而触发功率保护中断服务子程序。这个保护子程序在系统的四种工况都起故障保护作用，功率保护中断子程序流程图如图 5.13 所示。

在功率保护中断子程序中，通过对控制寄存器 ACTRA 的相应位的设置，

使 PWM1、PWM2、PWM3、PWM4、PWM5、PWM6 的输出方式位强制低，保证逆变桥电路的功率管工作在截止状态，进而保护系统。

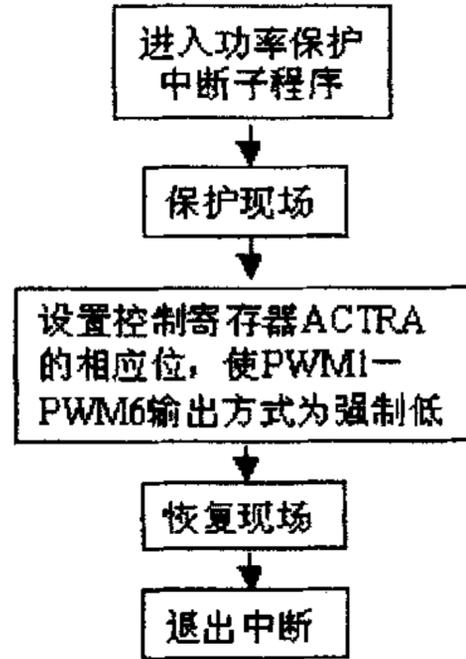


图 5.13 功率保护中断子程序流程图

第六章 调试、试验结果及分析

本章主要阐述了基于 DSP 集电动、发电于一体的大功率稀土永磁无刷直流电机控制系统的调试、试验结果及分析。

6.1 DSP 系统的调试

作者首先编写了简单的调试程序，对硬件进行调试，解决硬件可能存在的问题，然后在硬件可靠的基础上，再对系统软件进行调试。

就电动和发电两种工况运行的调试过程来讲，电动工况的调试相对较容易，经过反复的调试和试验，电动运行及其保护功能都比较好地实现了设计要求。发电工况是在控制电路硬件不变的基础上，通过改变软件来调试发电运行，发电功能得以实现，目前发电量还偏少。

调试过程遇到的一些问题：

1. PCB 板设计得过于紧凑，造成 PCB 板上元器件的排列过于紧密，给调试工作带来许多不便。在以后新品研制时，应记住这个教训，研制阶段的 PCB 板应该留有一定的余量，以便于调试。调试好的正式 PCB 板可以紧凑一些，当然也必须符合电路板设计规则。

2. 在调试初期，只要通上电源，功率模块就会给出逻辑错误信号，仔细检查与功率模块有关的所有输入信号，并没有发现有错误，反复试验都解决不了这个问题，令调试一度陷入困境。最后才发现智能功率模块对+24V 上电速率是有要求的，上电时间应该小于 50us，而电路设计时，只考虑了更好地虑掉电源上的干扰，加在电源上的滤波电容有点大，充电时间大于 50us，因此，功率模块不能正常工作，将+24V 电源上的大电容去掉，问题得以解决。

3. 在调试时，发现在两路工况信号没有人为改变的情况下，工况运行状态会有突变现象，这是一个非常严重的问题。通过用示波器对两路工况的输入信号进行跟踪观察，发现是由于高频脉冲干扰引起工况信号的突变，导致系统改变运行状态。这种高频干扰信号是由于电磁干扰引起的，为了消除高频干扰，在硬件上加了滤波电容，如图 4.9 所示；在软件上，主要采用了对工况信号进行 3 次采样，因为干扰信号是瞬间的，不可能 3 次的结果都是干扰，对这 3 次采样结果进行分析，就可以消除误动作，保证按正确工况运行。

第六章 调试、试验结果及分析

本章主要阐述了基于 DSP 集电动、发电于一体的大功率稀土永磁无刷直流电机控制系统的调试、试验结果及分析。

6.1 DSP 系统的调试

作者首先编写了简单的调试程序，对硬件进行调试，解决硬件可能存在的问题，然后在硬件可靠的基础上，再对系统软件进行调试。

就电动和发电两种工况运行的调试过程来讲，电动工况的调试相对较容易，经过反复的调试和试验，电动运行及其保护功能都比较好地实现了设计要求。发电工况是在控制电路硬件不变的基础上，通过改变软件来调试发电运行，发电功能得以实现，目前发电量还偏少。

调试过程遇到的一些问题：

1. PCB 板设计得过于紧凑，造成 PCB 板上元器件的排列过于紧密，给调试工作带来许多不便。在以后新品研制时，应记住这个教训，研制阶段的 PCB 板应该留有一定的余量，以便于调试。调试好的正式 PCB 板可以紧凑一些，当然也必须符合电路板设计规则。

2. 在调试初期，只要通上电源，功率模块就会给出逻辑错误信号，仔细检查与功率模块有关的所有输入信号，并没有发现有错误，反复试验都解决不了这个问题，令调试一度陷入困境。最后才发现智能功率模块对+24V 上电速率是有要求的，上电时间应该小于 50us，而电路设计时，只考虑了更好地虑掉电源上的干扰，加在电源上的滤波电容有点大，充电时间大于 50us，因此，功率模块不能正常工作，将+24V 电源上的大电容去掉，问题得以解决。

3. 在调试时，发现在两路工况信号没有人为改变的情况下，工况运行状态会有突变现象，这是一个非常严重的问题。通过用示波器对两路工况的输入信号进行跟踪观察，发现是由于高频脉冲干扰引起工况信号的突变，导致系统改变运行状态。这种高频干扰信号是由于电磁干扰引起的，为了消除高频干扰，在硬件上加了滤波电容，如图 4.9 所示；在软件上，主要采用了对工况信号进行 3 次采样，因为干扰信号是瞬间的，不可能 3 次的结果都是干扰，对这 3 次采样结果进行分析，就可以消除误动作，保证按正确工况运行。

4.在电动工况运行调试初期,由于作者遗忘了 TMS320LF2407A 的一个重要知识点,无法准确判断出电动运行时电机本体的初始状态,而是按顺序用 6 种状态中的每一种来控制电机运行,通过有无反馈电流来判断电机是否开始转动,然后按顺序循环控制电机运动,另外,作者用 6 个子程序对应 6 个运动状态,这些算法都非常复杂、麻烦,根本不能突出 DSP 的优势。

通过反复查看 TMS320LF2407A 芯片的功能,才发现芯片的 3 个捕获输入口都是复用口,既可以当捕获中断输入口,也可以当 I/O 口,一下子就简化了电机初始状态的判断。另外作者还设置了 3 个状态标志位,大大简化了电机 6 状态的运行控制,具体见 5.3.2 节。

5.电动工况运行的 PWM 频率应该怎么确定:一开始 PWM 频率设定在 4KHZ,电机可以正常运行,但电磁噪声太大;PWM 频率过高又会使功率管因消耗功率过大而发热;最后, PWM 的频率定为 14KHZ,电磁噪声大大减小,功率管也可以正常工作。

6.发电工况运行的 PWM 频率应该怎么确定:按照本系统在发电运行时的控制规律, PWM 的最大频率不能小于发电运行中电机本体最高转速频率的三倍,当然频率也不能太大,必须保证半控整流的 PWM 升压高于蓄电池电压。在满足蓄电池充电的要求下,在相同时间内,选择小频率 PWM 的充电次数会少,每次充电量较大;选择大频率 PWM 的充电次数会多,每次充电量较小。所以必须选择一个合理的 PWM 频率,使充电量最大。作者在调试时先把 PWM 的频率暂定为 14KHZ,在以后的实际运行中,要参考发动机的性能和混合动力电动轿车的用途来确定发电运行状态 PWM 的频率。

7.在电机可以电动运行时,作者发现油门的变化方式影响电机的正常运行,快速加大油门,且加大幅值超过一定值,电机就有可能不起动,或停止运动。同时可以看到过电流故障指示灯变亮,说明硬件进行了过流故障保护;用示波器观察 PWM 方波,可以看到由软件实现的功率保护中断子程序将 6 路 PWM 强制为低,使功率管工作在截止状态,对电机实行过电流保护。这可以说明硬软件的双重故障保护都是实时、有效的,但油门变化引起的电机不正常运行,是一个必须解决的问题。

在快速加大油门,且加大幅值超过一定值时,油门信号就会突然变大,电流闭环系统就会突然加大 PWM 的占空比,而电机的加速有一个过程,因而造成

电机线圈中的电流过大，系统就会进行有效保护。

作者通过软件的调试来解决这个问题，在快速加大油门时，软件根据电机允许的最大电流和油门变化的幅值大小，选用不同的斜率来加大油门信号，避免瞬间过流。当幅值小于某一定值时，可以突然加大；当幅值大于某一定值时，就要分两段来加大，先突然加大一定幅值，然后再根据剩下幅值的大小来决定加大的斜率。这样就可以解决油门变化引起的过电流保护，通过观察 PWM 的变化，可以看到 PWM 的占空比也是逐渐变大。

6.2 试验结果

本系统没有进行装车试验，试验是在实验室进行的，由于试验条件的限制，系统只进行模拟工况试验。

不能和上位机进行联机试验，因而应该由上位机提供的工况信号和油门信号只能通过实验室模拟。

1.由试验可以看出，电机在四个状态的切换过程中，电机运行平稳，振动很小，转换过程中 PWM 都是从零开始。

2.电动工况：各种控制功能都比较好地得以实现。

用示波器可以清楚看到，在油门和负载变化时，PWM 占空比明显变化。调试中曾出现的油门变化引起的过电流保护现象已经没有了。

通过观察相应故障指示灯和 PWM 的变化，说明各种故障保护是实时、有效的。故障指示灯的变化，说明硬件进行了有效的故障保护；用示波器观察 PWM 方波，可以看到由软件实现的功率保护中断子程序将 6 路 PWM 强制为低，保证功率管工作在截止状态，对电机实现有效的故障保护。

3.发电工况：电机实现了发电功能，但还不是很理想，发电量偏少，有待于改进。

4.制动工况：制动功能得以实现，电机的动能转化为电能储入蓄电池。

以上的试验都是在实验室进行的，不能准确模拟混合动力电动轿车实际运行的复杂状况，因此，在实际装车运行中，系统可能还会有许多问题，有待于进一步解决。

电机线圈中的电流过大，系统就会进行有效保护。

作者通过软件的调试来解决这个问题，在快速加大油门时，软件根据电机允许的最大电流和油门变化的幅值大小，选用不同的斜率来加大油门信号，避免瞬间过流。当幅值小于某一定值时，可以突然加大；当幅值大于某一定值时，就要分两段来加大，先突然加大一定幅值，然后再根据剩下幅值的大小来决定加大的斜率。这样就可以解决油门变化引起的过电流保护，通过观察 PWM 的变化，可以看到 PWM 的占空比也是逐渐变大。

6.2 试验结果

本系统没有进行装车试验，试验是在实验室进行的，由于试验条件的限制，系统只进行模拟工况试验。

不能和上位机进行联机试验，因而应该由上位机提供的工况信号和油门信号只能通过实验室模拟。

1.由试验可以看出，电机在四个状态的切换过程中，电机运行平稳，振动很小，转换过程中 PWM 都是从零开始。

2.电动工况：各种控制功能都比较好地得以实现。

用示波器可以清楚看到，在油门和负载变化时，PWM 占空比明显变化。调试中曾出现的油门变化引起的过电流保护现象已经没有了。

通过观察相应故障指示灯和 PWM 的变化，说明各种故障保护是实时、有效的。故障指示灯的变化，说明硬件进行了有效的故障保护；用示波器观察 PWM 方波，可以看到由软件实现的功率保护中断子程序将 6 路 PWM 强制为低，保证功率管工作在截止状态，对电机实现有效的故障保护。

3.发电工况：电机实现了发电功能，但还不是很理想，发电量偏少，有待于改进。

4.制动工况：制动功能得以实现，电机的动能转化为电能储入蓄电池。

以上的试验都是在实验室进行的，不能准确模拟混合动力电动轿车实际运行的复杂状况，因此，在实际装车运行中，系统可能还会有许多问题，有待于进一步解决。

6.3 结果分析

发电运行是最复杂的一种工况，这里作者主要分析发电运行的一些复杂因素：

系统在电机结构和控制电路硬件不变的情况下，只能通过软件的调整来调试发电运行，而发电过程又存在着许多不确定性的问题，因此设计及调试难度较大。

发电运行的控制方法是采用半控整流的 PWM 升压工作原理。系统通过软件来合理设置 PWM 的周期、通过电流闭环的方式自动调整 PWM 的占空比，PWM 的适当变化是发电过程中最重要的因素。系统通过 PWM 占空比的变化来控制逆变桥电路中下半桥相应管子导通的时间，进行电感磁场能量储存和释放，电感磁场能量储存的多少决定了它在充电时释放电压的高低，蓄电池充电是电感磁场通过逆变桥电路上的续流二极管释放能量来实现。这在理论上很简单，但实际控制是比较难的，电压必须升到比蓄电池电压高，但又不能超过蓄电池充电允许的最高电压，这主要是通过 PWM 占空比的变化来实现。

本系统发电运行过程是一个很复杂的过程，保证发电安全和提高发电效率是有一定矛盾的，这也是目前混合动力电动轿车存在的一个难点问题，希望通过以后的努力，对这个问题能有质的突破。

第七章 小功率无刷直流电动机控制器的设计

前面完成了混合动力电动轿车用基于 DSP 的无刷直流电机控制系统的设计,本章作者还设计了一个小功率无刷直流电动机控制器。

本控制器设计过程遇到一个比较麻烦的问题,系统选用了美国 IR 公司最新推出的性能优良的功率模块 IRAMS10UP60A,功率可以达到 750W,由于缺少该芯片的详细资料,作者在设计初期用面包板和一些旧的电路板作了一些实验,主要是为了了解 IRAMS10UP60A 芯片的使用,同时也为后面的系统设计打下基础。

本系统是建立在专用集成电路的基础上,是基于专用集成芯片 MC33035、MC33039 及功率模块 IRAMS10UP60A 的无刷直流电动机闭环速度调节控制系统。

7.1 专用集成芯片介绍

7.1.1 MC33035

MC33035 是 Motorola 公司的第二代无刷直流电动机控制器专用集成电路系列。可用来控制三相(全波或半波)、两相或四相绕组的无刷直流电动机,还可以对有刷直流电动机进行控制。

1. MC33035 集成电路的主要组成

- 转子位置传感器译码器电路;
- 带温度补偿的内部基准电源;
- 频率可设定的锯齿波振荡器;
- 误差放大器;
- 脉宽调制(PWM)比较器;
- 输出驱动电路;
- 欠电压封锁保护、芯片过热保护等故障输出;
- 限流电路。

2. MC33035 的典型控制功能

MC33035 的典型控制功能包括 PWM 开环速度控制、使能控制(启动或停止)、正反转控制和能耗制动控制。

第七章 小功率无刷直流电动机控制器的设计

前面完成了混合动力电动轿车用基于 DSP 的无刷直流电机控制系统的设计,本章作者还设计了一个小功率无刷直流电动机控制器。

本控制器设计过程遇到一个比较麻烦的问题,系统选用了美国 IR 公司最新推出的性能优良的功率模块 IRAMS10UP60A,功率可以达到 750W,由于缺少该芯片的详细资料,作者在设计初期用面包板和一些旧的电路板作了一些实验,主要是为了了解 IRAMS10UP60A 芯片的使用,同时也为后面的系统设计打下基础。

本系统是建立在专用集成电路的基础上,是基于专用集成芯片 MC33035、MC33039 及功率模块 IRAMS10UP60A 的无刷直流电动机闭环速度调节控制系统。

7.1 专用集成芯片介绍

7.1.1 MC33035

MC33035 是 Motorola 公司的第二代无刷直流电动机控制器专用集成电路系列。可用来控制三相(全波或半波)、两相或四相绕组的无刷直流电动机,还可以对有刷直流电动机进行控制。

1. MC33035 集成电路的主要组成

- 转子位置传感器译码器电路;
- 带温度补偿的内部基准电源;
- 频率可设定的锯齿波振荡器;
- 误差放大器;
- 脉宽调制(PWM)比较器;
- 输出驱动电路;
- 欠电压封锁保护、芯片过热保护等故障输出;
- 限流电路。

2. MC33035 的典型控制功能

MC33035 的典型控制功能包括 PWM 开环速度控制、使能控制(启动或停止)、正反转控制和能耗制动控制。

3. MC33035 的内部电路及引脚功能

MC33035 采用 24 脚双列直插塑料封装，内部电路如图 7.1 所示，引脚功能如下所示：

- | | |
|------------|--|
| 1, 2, 24 | 集电极开路输出，最大允许电压 40V，最大吸入电流为 50mA，驱动上侧场效应管。输出低电压是 0V，输出高电压是随动的，与 17 脚的电压值一致。 |
| 3 | 确定电动机转向，初始值是高电平，可以通过接地来拉低。 |
| 4, 5, 6 | 转子位置传感器输入端，接转子位置传感器。 |
| 7 | 使能控制，逻辑高电平使电动机启动，逻辑低电平使电动机关闭，初始值是高电平，可通过电阻接地以拉低。 |
| 8 | 基准电压输出，典型值 6.24V，作传感器、单稳态电路、速度调整电路的电源。 |
| 9 | 电流检测比较器的同相输入端。 |
| 10 | 震荡器，产生锯齿波，进而与调速电压比较，以产生 PWM 信号，其震荡频率由外接电阻电容决定。 |
| 11, 12 | 误差放大器同相、反相输入端。 |
| 13 | 误差放大器输出，在闭环控制时连接校正阻容元件，开环控制时直接短接。 |
| 14 | 故障信号输出，集电极开路输出，正常时输出高电平，故障时输出低电平。 |
| 15 | 电流检测反相输入端，与 9 脚对应。 |
| 16 | 电源地。 |
| 17 | Vcc，给本芯片提供电源，同时也给上驱动输出提供电源。 |
| 18 | Vc，给下驱动输出提供正电源。 |
| 19, 20, 21 | 下侧驱动输出端。 |
| 22 | 传感器电角度选择，高电平对应传感器 60 度电角度，低电平对应 120 度电角度。 |
| 23 | 制动输入，逻辑低电平使上下侧驱动正常译码，电动机正常运转，逻辑高电平使电动机上下侧驱动均输出高电平，电动机制动减速。 |

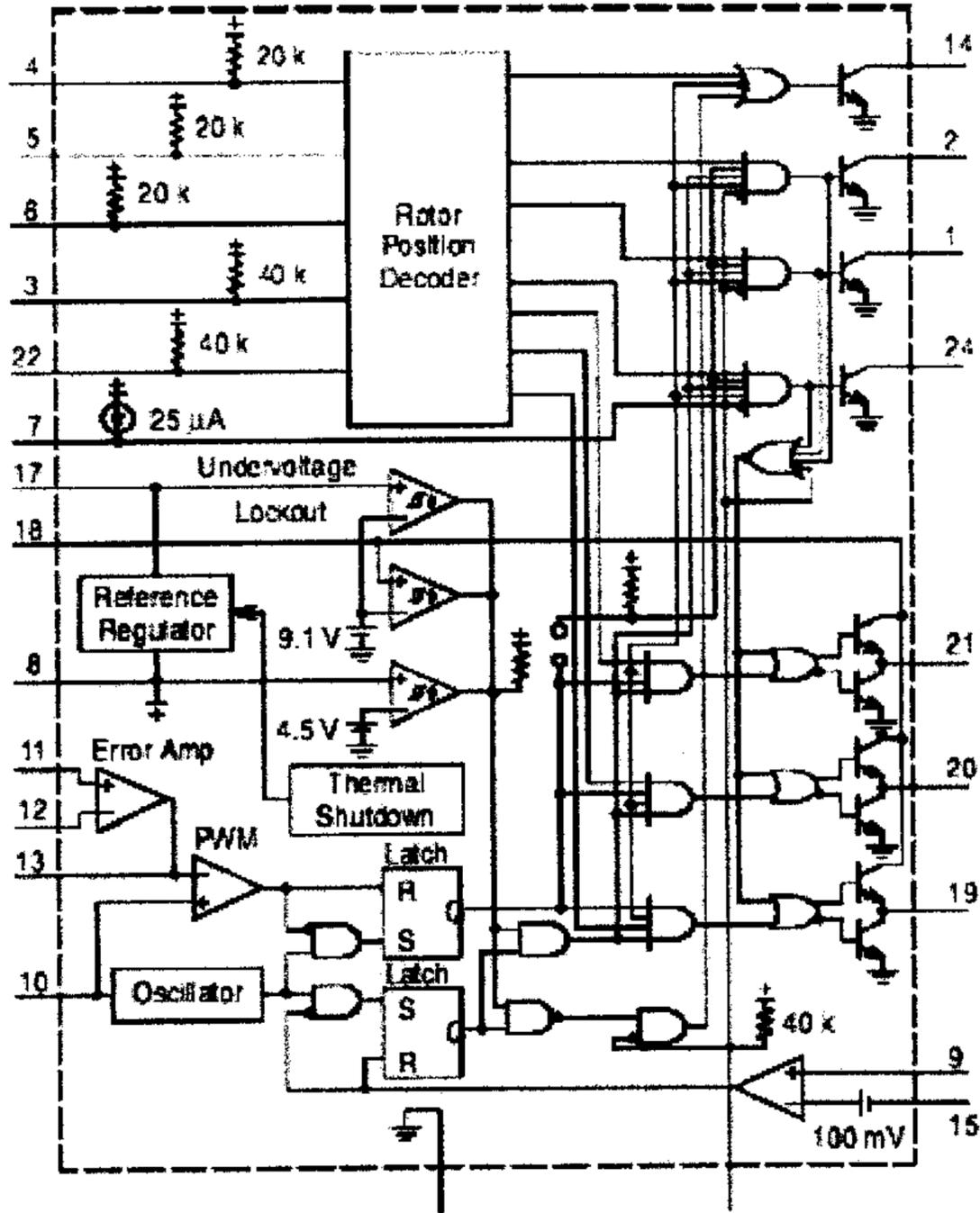


图 7.1 MC33035 内部电路

7.1.2 MC33039

MC33039 是 Motorola 公司为无刷直流电动机闭环速度控制专门设计的集成电路。

MC33039 直接利用三相绕组无刷直流电动机转子位置传感器的三个方波输出信号，经 F/V 变换成正比电动机转速的电压信号。

MC33039 的 1、2、3 脚接受位置传感器三个信号，经有滞后的缓冲电路，以抑制输入噪声。经“或”运算得到相当于电动机每对极下 6 个脉冲的信号，再经有外接定时组件的单稳态电路 (R1,C1)，从 5 脚输出信号的占空比与电动机转速有关，其直流分量与转速成正比。此信号在外接低通滤波器处理后 (R3, C3)，即可得到与转速成正比的测速电压 (上面提到的 R1,C1, R3,C3 见图 3.5 所示)，MC33039 的内部电路图如图 7.2 所示。

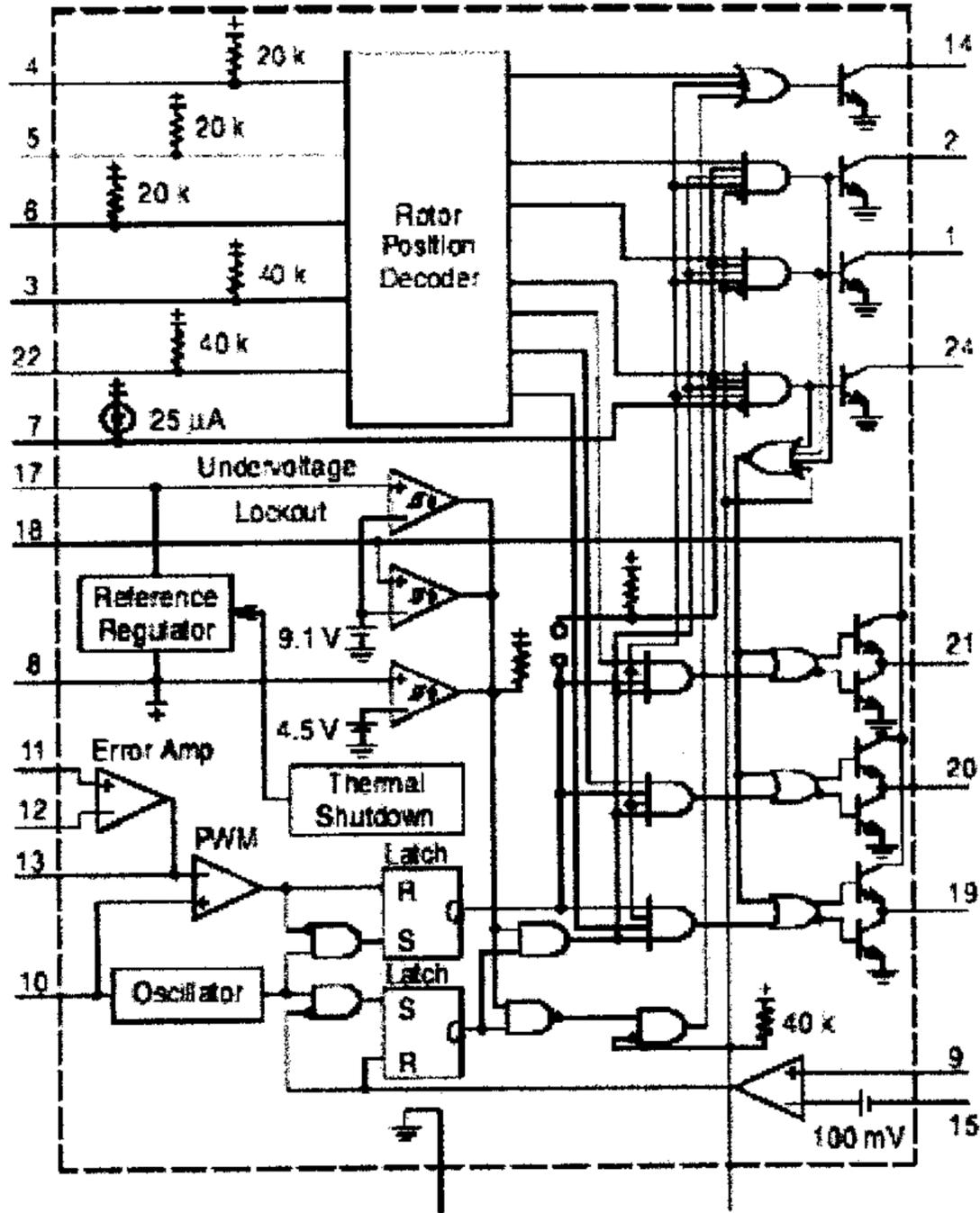


图 7.1 MC33035 内部电路

7.1.2 MC33039

MC33039 是 Motorola 公司为无刷直流电动机闭环速度控制专门设计的集成电路。

MC33039 直接利用三相绕组无刷直流电动机转子位置传感器的三个方波输出信号，经 F/V 变换成正比电动机转速的电压信号。

MC33039 的 1、2、3 脚接受位置传感器三个信号，经有滞后的缓冲电路，以抑制输入噪声。经“或”运算得到相当于电动机每对极下 6 个脉冲的信号，再经有外接定时组件的单稳态电路 (R1,C1)，从 5 脚输出信号的占空比与电动机转速有关，其直流分量与转速成正比。此信号在外接低通滤波器处理后 (R3, C3)，即可得到与转速成正比的测速电压 (上面提到的 R1,C1, R3,C3 见图 3.5 所示)，MC33039 的内部电路图如图 7.2 所示。

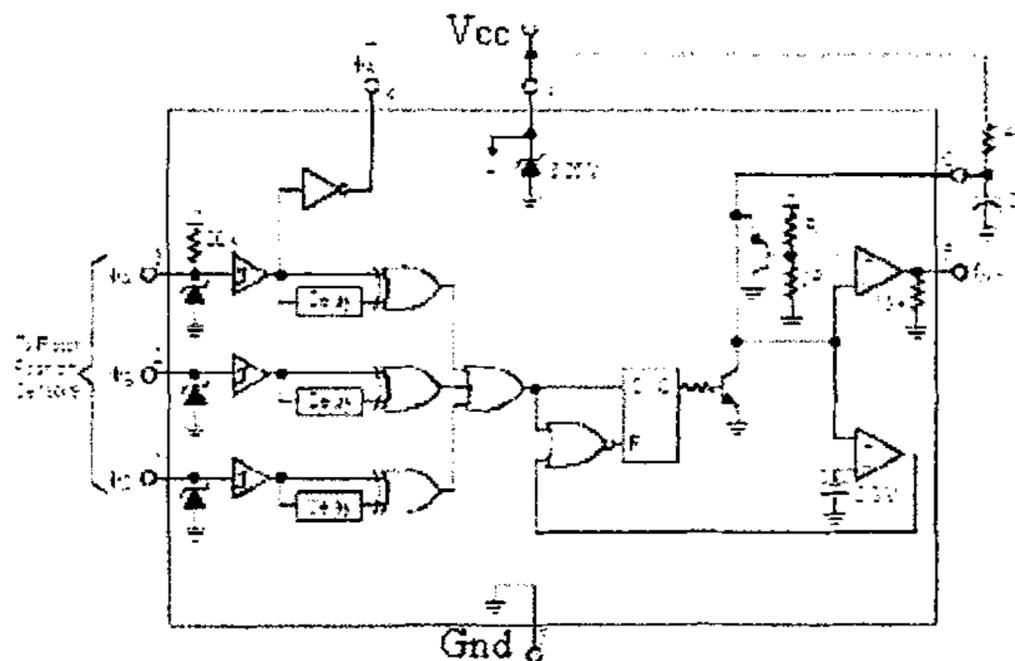


图 7.2 MC33039 内部电路

7.1.3 IRAMS10UP60A

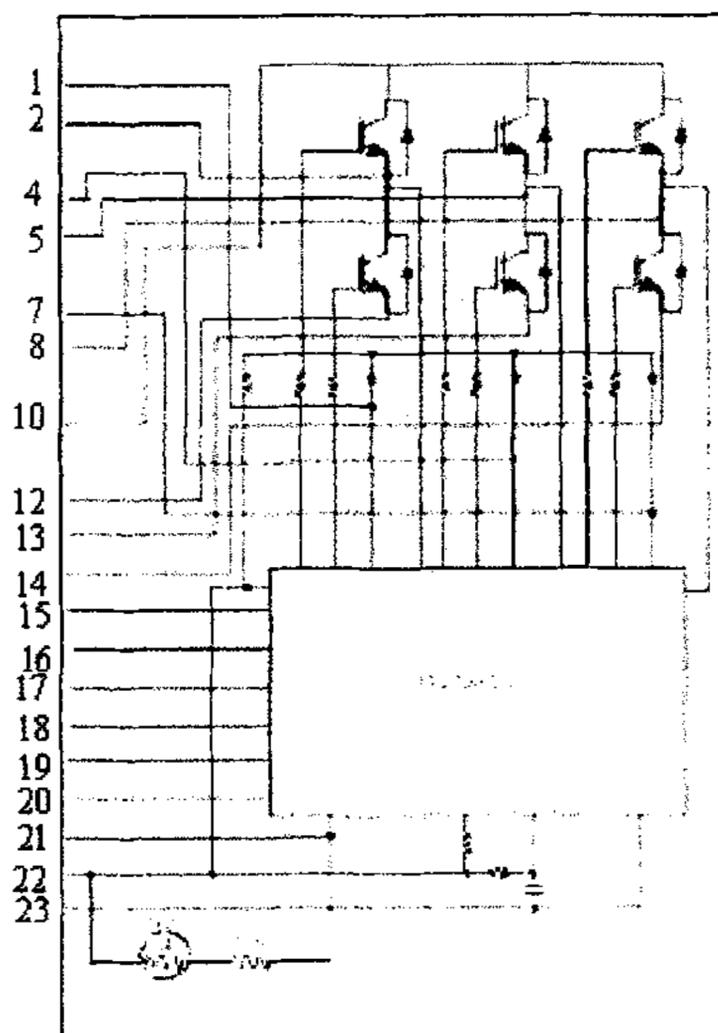


图 7.3 IRAMS10UP60A 内部电路

IRAMS10UP60A 是 IR 公司生产的电动机驱动芯片，内置逆变桥、升压、驱动、保护电路。模块电流大、损耗低、体积小、调试方便、功率可达到 750W。IRAMS10UP60A 的内部电路图如图 7.3 所示，引脚功能如表 7.1 所示。

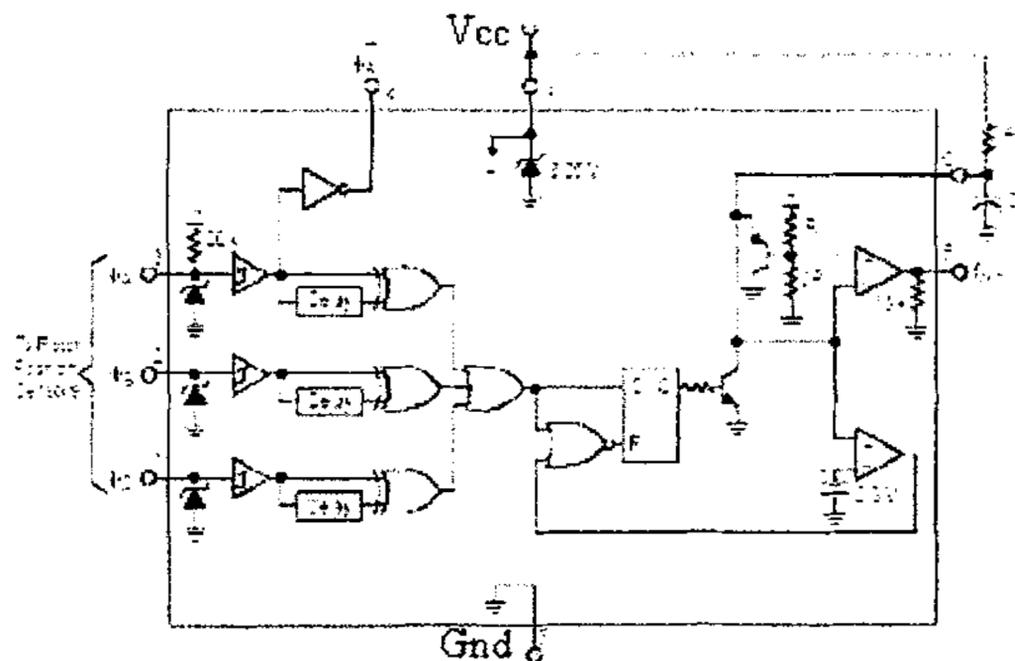


图 7.2 MC33039 内部电路

7.1.3 IRAMS10UP60A

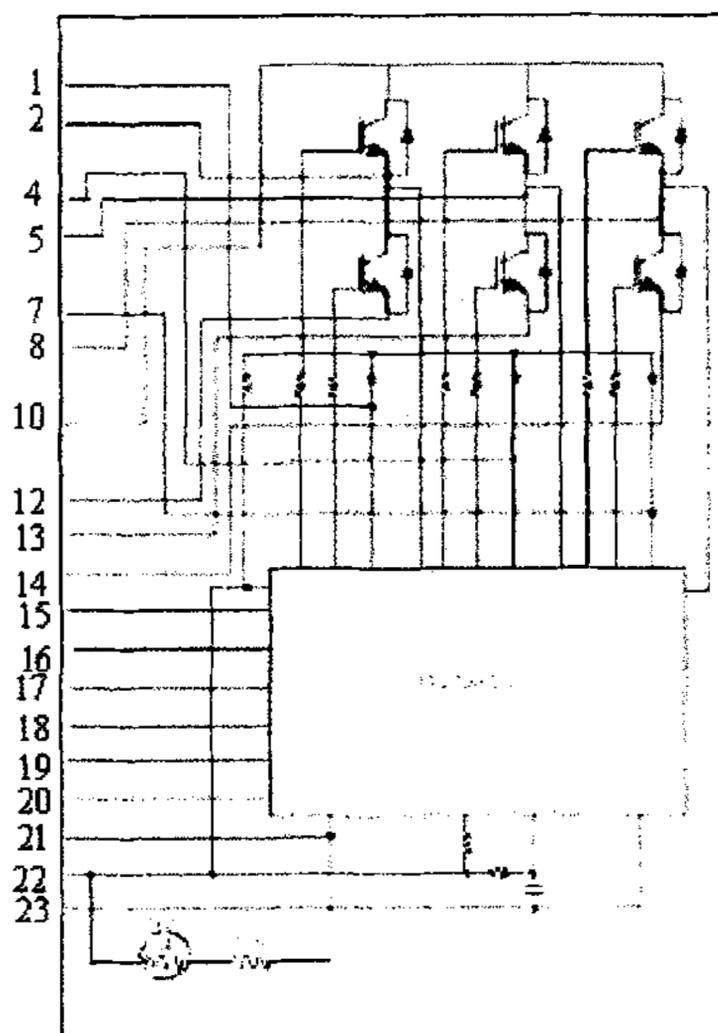


图 7.3 IRAMS10UP60A 内部电路

IRAMS10UP60A 是 IR 公司生产的电动机驱动芯片，内置逆变桥、升压、驱动、保护电路。模块电流大、损耗低、体积小、调试方便、功率可达到 750W。IRAMS10UP60A 的内部电路图如图 7.3 所示，引脚功能如表 7.1 所示。

表 7.1 IRAMS10UP60A 引脚功能

引脚	描述
1	高压侧浮动电源 3
2	高压侧浮动电源偏置电压—输出 3
3	空脚
4	高压侧浮动电源 2
5	高压侧浮动电源偏置电压—输出 2
6	空脚
7	高压侧浮动电源 1
8	高压侧浮动电源偏置电压—输出 1
9	空脚
10	直流母线正输入端
11	空脚
12	低压侧 IGBT 发射极连接点—相 1
13	低压侧 IGBT 发射极连接点—相 2
14	低压侧 IGBT 发射极连接点—相 3
15	高压侧门极驱动器逻辑输入—相 1
16	高压侧门极驱动器逻辑输入—相 2
17	高压侧门极驱动器逻辑输入—相 3
18	低压侧门极驱动器逻辑输入—相 1
19	低压侧门极驱动器逻辑输入—相 2
20	低压侧门极驱动器逻辑输入—相 3
21	温度检测和停机
22	+15V 主电源端
23	主电源负端

7.2 系统构成

基于 MC33035、MC33039、IRAMS10UP60A 的无刷直流电动机闭环速度调节控制系统原理框图如图 7.4 所示。

在本系统中，MC33035 为主控电路，MC33039 为电子测速器，IRAMS10UP60A 为功率电路。位置传感器反馈信号经主控电路译码成六路驱动输出信号，控制逆变桥电路正常工作；位置传感器的信号反馈到测速电路，测

表 7.1 IRAMS10UP60A 引脚功能

引脚	描述
1	高压侧浮动电源 3
2	高压侧浮动电源偏置电压—输出 3
3	空脚
4	高压侧浮动电源 2
5	高压侧浮动电源偏置电压—输出 2
6	空脚
7	高压侧浮动电源 1
8	高压侧浮动电源偏置电压—输出 1
9	空脚
10	直流母线正输入端
11	空脚
12	低压侧 IGBT 发射极连接点—相 1
13	低压侧 IGBT 发射极连接点—相 2
14	低压侧 IGBT 发射极连接点—相 3
15	高压侧门极驱动器逻辑输入—相 1
16	高压侧门极驱动器逻辑输入—相 2
17	高压侧门极驱动器逻辑输入—相 3
18	低压侧门极驱动器逻辑输入—相 1
19	低压侧门极驱动器逻辑输入—相 2
20	低压侧门极驱动器逻辑输入—相 3
21	温度检测和停机
22	+15V 主电源端
23	主电源负端

7.2 系统构成

基于 MC33035、MC33039、IRAMS10UP60A 的无刷直流电动机闭环速度调节控制系统原理框图如图 7.4 所示。

在本系统中，MC33035 为主控电路，MC33039 为电子测速器，IRAMS10UP60A 为功率电路。位置传感器反馈信号经主控电路译码成六路驱动输出信号，控制逆变桥电路正常工作；位置传感器的信号反馈到测速电路，测

速电路经 F/V 变换，将位置传感器的输出信号变换成正比于电动机转速的电压信号，经主控电路实现电动机精确调速控制；在本系统中，电动机本体的三相绕组为 Y 联结，逆变桥电路工作在全控桥两两通电方式。

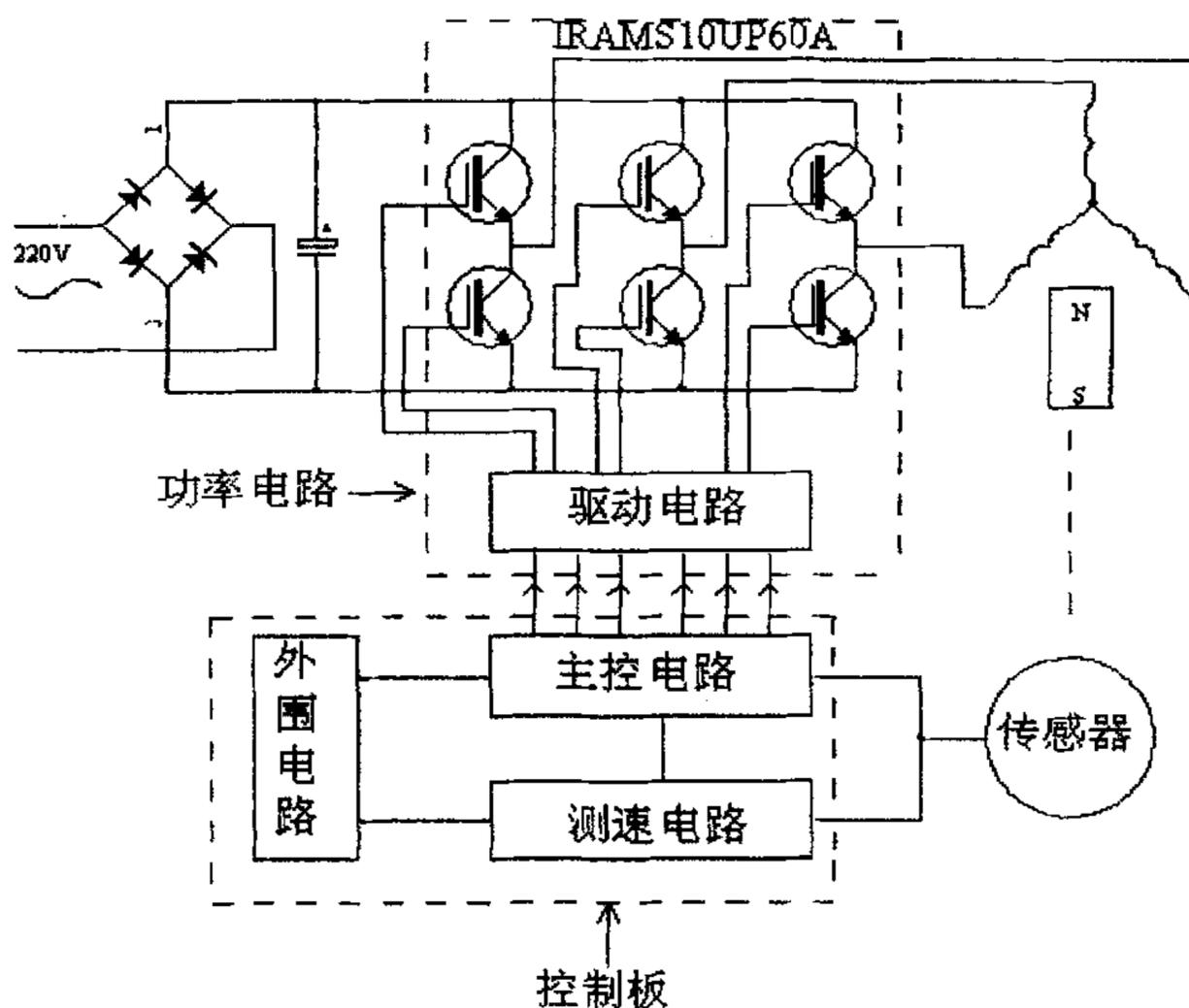


图 7.4 系统原理框图

7.3 具体控制电路

图 7.5 给出了基于 MC33035、MC33039、IRAMS10UP60A 的无刷直流电动机的闭环速度调节控制系统的具体电路。

速电路经 F/V 变换，将位置传感器的输出信号变换成正比于电动机转速的电压信号，经主控电路实现电动机精确调速控制；在本系统中，电动机本体的三相绕组为 Y 联结，逆变桥电路工作在全控桥两两通电方式。

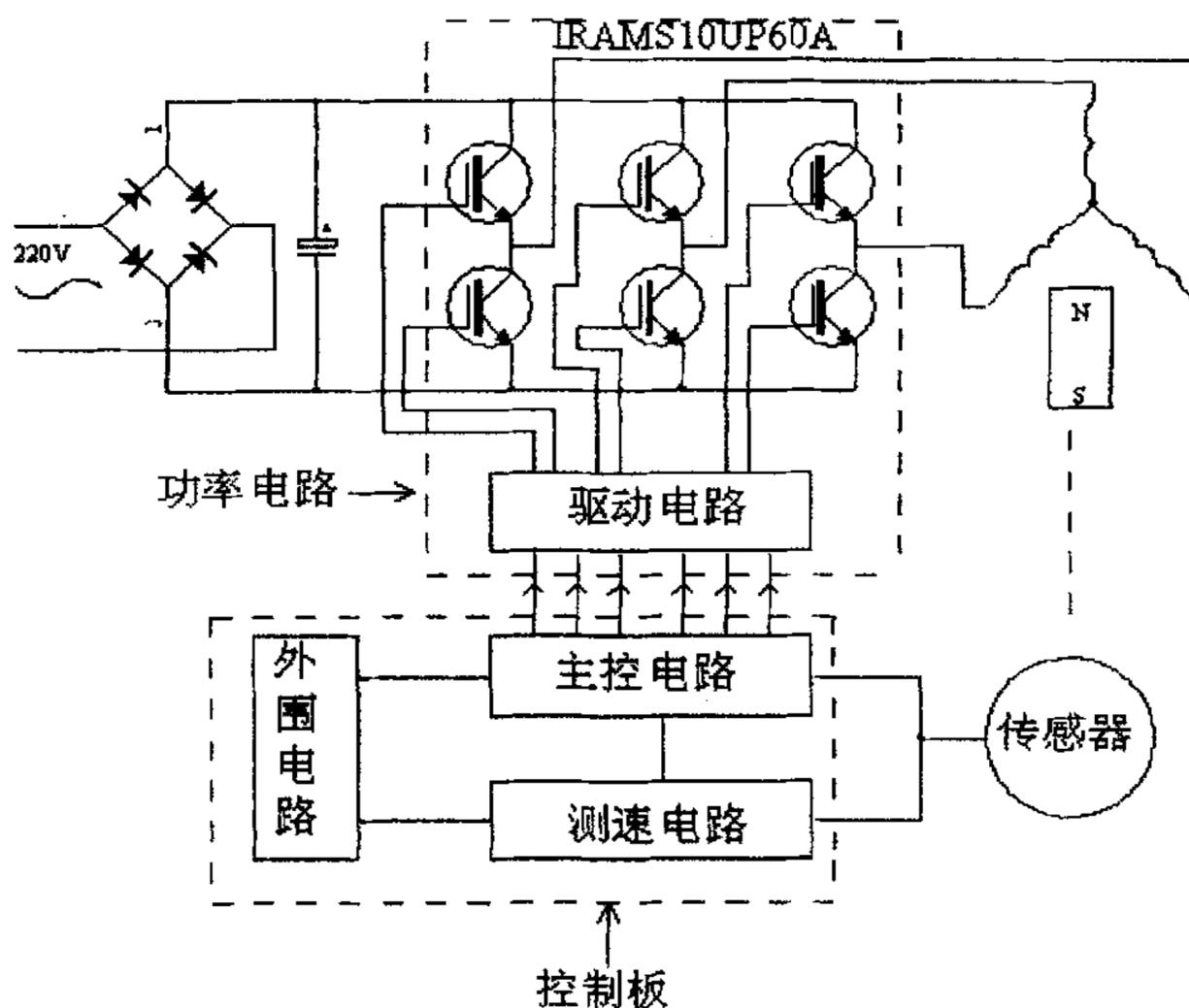


图 7.4 系统原理框图

7.3 具体控制电路

图 7.5 给出了基于 MC33035、MC33039、IRAMS10UP60A 的无刷直流电动机的闭环速度调节控制系统的具体电路。

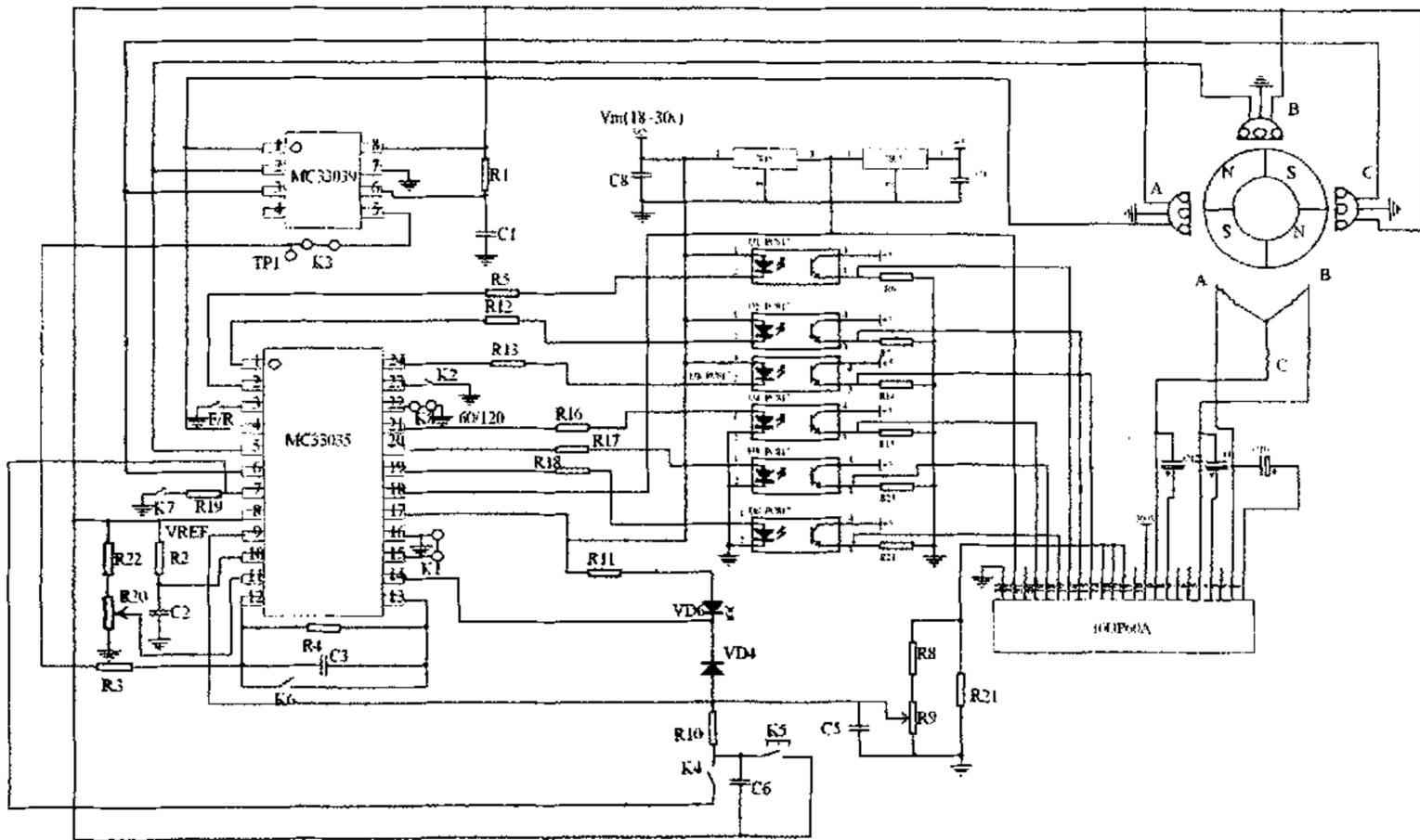


图 7.5 基于 MC33035 MC33039 IRAMS10UP60A 的无刷直流电动机闭环速度调节控制系统电路图

7.3.1 脉宽调制 PWM

该控制系统采用 PWM 方式控制电动机的转矩和转速，在 MC33035 的外围加上电容、电阻及可调电位器即可产生我们所需要的闭环脉宽调制信号。其电路如图 7.6 所示。PWM 信号的频率可以由外部电路调节，其频率由公式 $\frac{1}{2\pi\sqrt{R_2 \cdot C_2}}$ 决定，只要将 R2 换成一个可变电阻，通过调节 R2，即可改变 PWM 信号的频率。

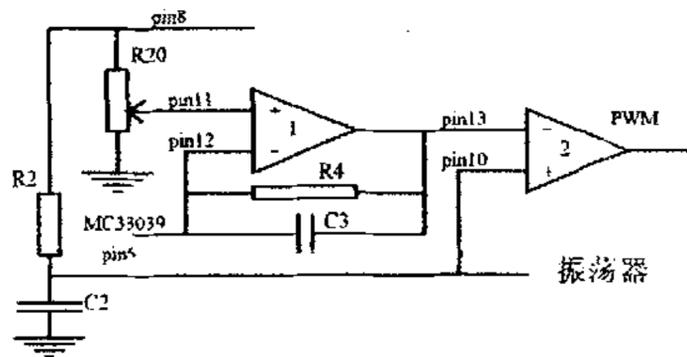


图 7.6 脉宽调制 PWM

每个周期由基准电压 6.24V(8 脚)经 R2 向 C2 充电，然后 C2 上的电荷通过内部一晶体管迅速放电而形成锯齿波振荡信号，其波峰和波谷分别是 4.1V 和 1.5V，所以 10 管脚的输入近似一三角波，其频率由 $\frac{1}{2\pi\sqrt{R_2 \cdot C_2}}$ 决定。R20 为控制无刷电动机转速的电位器。误差放大器 1 由外部接成一个增益为 10 的放大器，

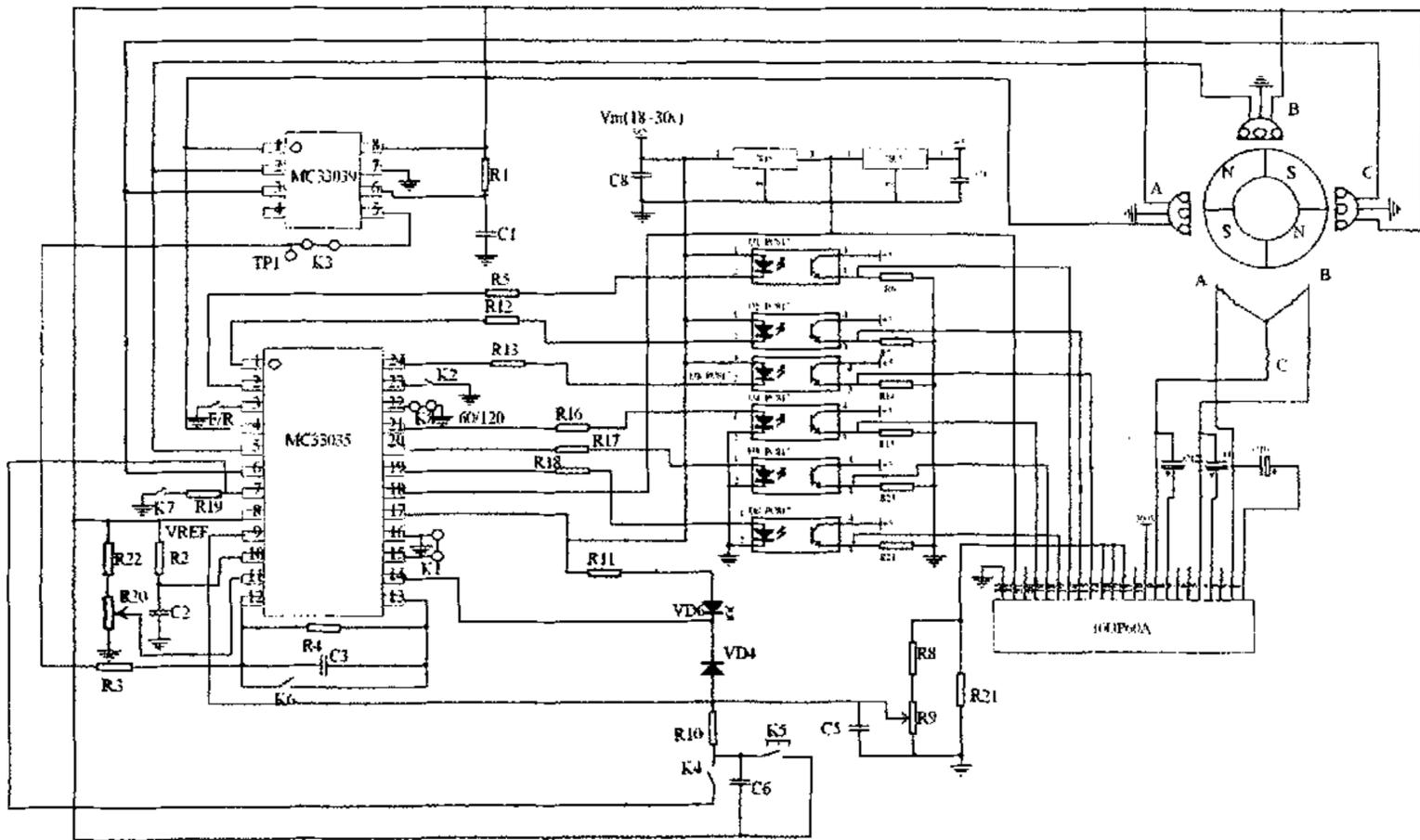


图 7.5 基于 MC33035 MC33039 IRAMS10UP60A 的无刷直流电动机闭环速度调节控制系统电路图

7.3.1 脉宽调制 PWM

该控制系统采用 PWM 方式控制电动机的转矩和转速，在 MC33035 的外围加上电容、电阻及可调电位器即可产生我们所需要的闭环脉宽调制信号。其电路如图 7.6 所示。PWM 信号的频率可以由外部电路调节，其频率由公式 $\frac{1}{2\pi\sqrt{R_2 \cdot C_2}}$ 决定，只要将 R2 换成一个可变电阻，通过调节 R2，即可改变 PWM 信号的频率。

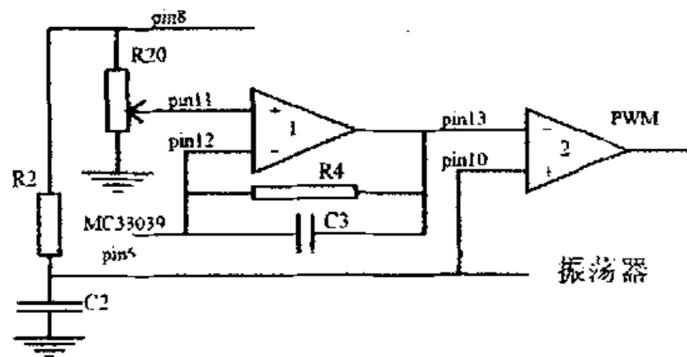


图 7.6 脉宽调制 PWM

每个周期由基准电压 6.24V(8 脚)经 R2 向 C2 充电，然后 C2 上的电荷通过内部一晶体管迅速放电而形成锯齿波振荡信号，其波峰和波谷分别是 4.1V 和 1.5V，所以 10 管脚的输入近似一三角波，其频率由 $\frac{1}{2\pi\sqrt{R_2 \cdot C_2}}$ 决定。R20 为控制无刷电动机转速的电位器。误差放大器 1 由外部接成一个增益为 10 的放大器，

MC33039 的输出经低通滤波器平滑，引入 MC33035 的误差放大器 1 的反相输入端 12 管脚，而转速给定信号输入 MC33035 的误差放大器 1 的同相输入端 11 管脚，误差放大器输出与振荡器输出锯齿波信号比较后，产生脉宽调制 (PWM) 信号，控制三个下侧驱动输出，改变输出脉冲宽度，相当于改变供给电动机绕组的平均电压，从而控制其转速和转矩。脉宽调制时序如图 7.7 所示：

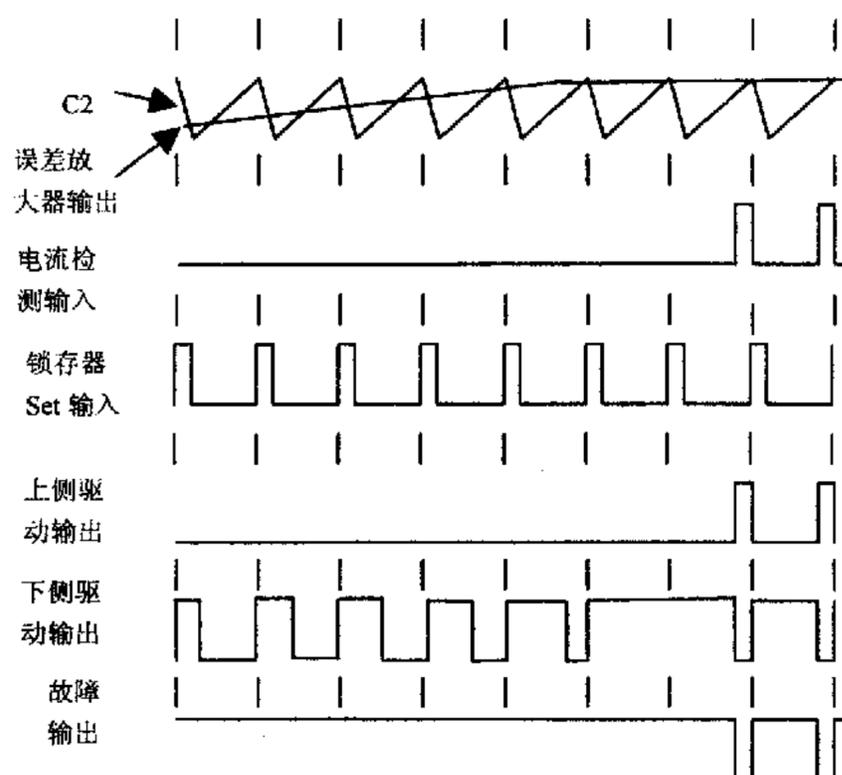


图 7.7 脉宽调制时序图

7.3.2 转子位置传感器译码电路

采用电动机内置的霍尔传感器检测转子位置，由 MC33035 接收霍尔传感器的位置信号，并对其译码，以决定各相绕组通电的顺序，对应的真值表见表 7.2 (传感器信号相差 120 度)。

7.3.3 电流限制和欠电压保护

注：在 7.3.3 和 7.3.4 中提到的管脚均指 MC33035 的管脚。

逆变桥经电阻接地，作电流采样。采样电压由 9 脚输入至电流检测比较器，比较器反相输入端设置有 100mV 基准电压，作为电流限流基准。在图 7.5 中 R8、R9 和 R21 起限流作用， I_{max} 为电动机最大允许电流， $I_{max} = \frac{0.1 \times (R8 + R9 + R21)}{R21 \times R9}$ ，在 9 脚输入前用 C5 作低通滤波，以避免由换相尖峰脉冲引起电流检测误动作。

MC33035 内设欠电压保护电路，在下列情况下关闭驱动输出：17 脚、18 脚电压值低于 9.1V，内部基准电压值低于 4.5V。以保证芯片内部全部工作正常和向下侧驱动输出提供足够的驱动电压。

MC33039 的输出经低通滤波器平滑，引入 MC33035 的误差放大器 1 的反相输入端 12 管脚，而转速给定信号输入 MC33035 的误差放大器 1 的同相输入端 11 管脚，误差放大器输出与振荡器输出锯齿波信号比较后，产生脉宽调制 (PWM) 信号，控制三个下侧驱动输出，改变输出脉冲宽度，相当于改变供给电动机绕组的平均电压，从而控制其转速和转矩。脉宽调制时序如图 7.7 所示：

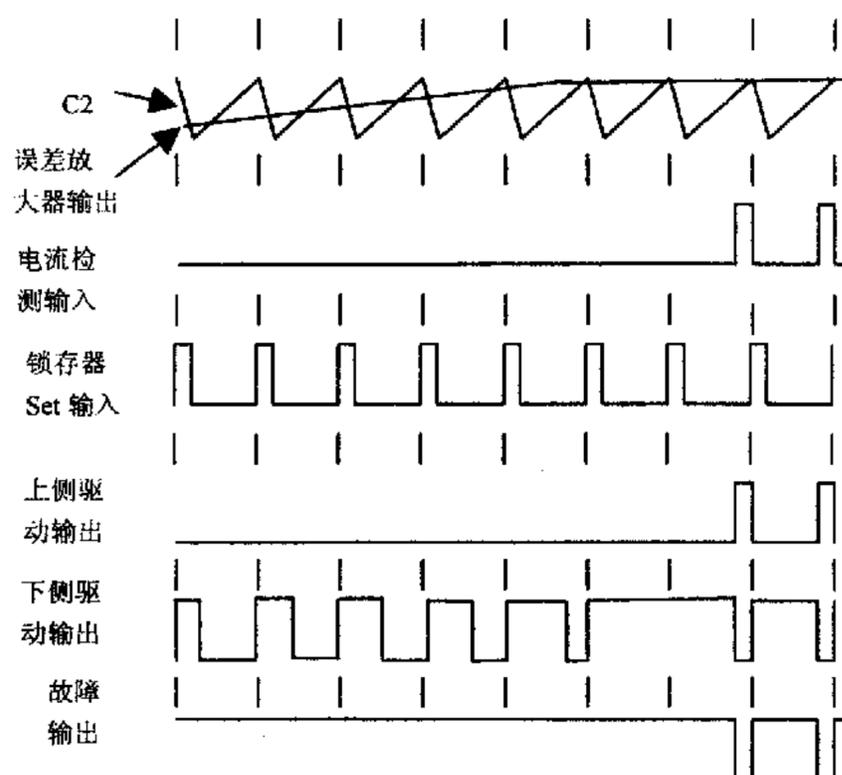


图 7.7 脉宽调制时序图

7.3.2 转子位置传感器译码电路

采用电动机内置的霍尔传感器检测转子位置，由 MC33035 接收霍尔传感器的位置信号，并对其译码，以决定各相绕组通电的顺序，对应的真值表见表 7.2（传感器信号相差 120 度）。

7.3.3 电流限制和欠电压保护

注：在 7.3.3 和 7.3.4 中提到的管脚均指 MC33035 的管脚。

逆变桥经电阻接地，作电流采样。采样电压由 9 脚输入至电流检测比较器，比较器反相输入端设置有 100mV 基准电压，作为电流限流基准。在图 7.5 中 R8、R9 和 R21 起限流作用， I_{max} 为电动机最大允许电流， $I_{max} = \frac{0.1 \times (R8 + R9 + R21)}{R21 \times R9}$ ，在 9 脚输入前用 C5 作低通滤波，以避免由换相尖峰脉冲引起电流检测误动作。

MC33035 内设欠电压保护电路，在下列情况下关闭驱动输出：17 脚、18 脚电压值低于 9.1V，内部基准电压值低于 4.5V。以保证芯片内部全部工作正常和向下侧驱动输出提供足够的驱动电压。

MC33039 的输出经低通滤波器平滑，引入 MC33035 的误差放大器 1 的反相输入端 12 管脚，而转速给定信号输入 MC33035 的误差放大器 1 的同相输入端 11 管脚，误差放大器输出与振荡器输出锯齿波信号比较后，产生脉宽调制 (PWM) 信号，控制三个下侧驱动输出，改变输出脉冲宽度，相当于改变供给电动机绕组的平均电压，从而控制其转速和转矩。脉宽调制时序如图 7.7 所示：

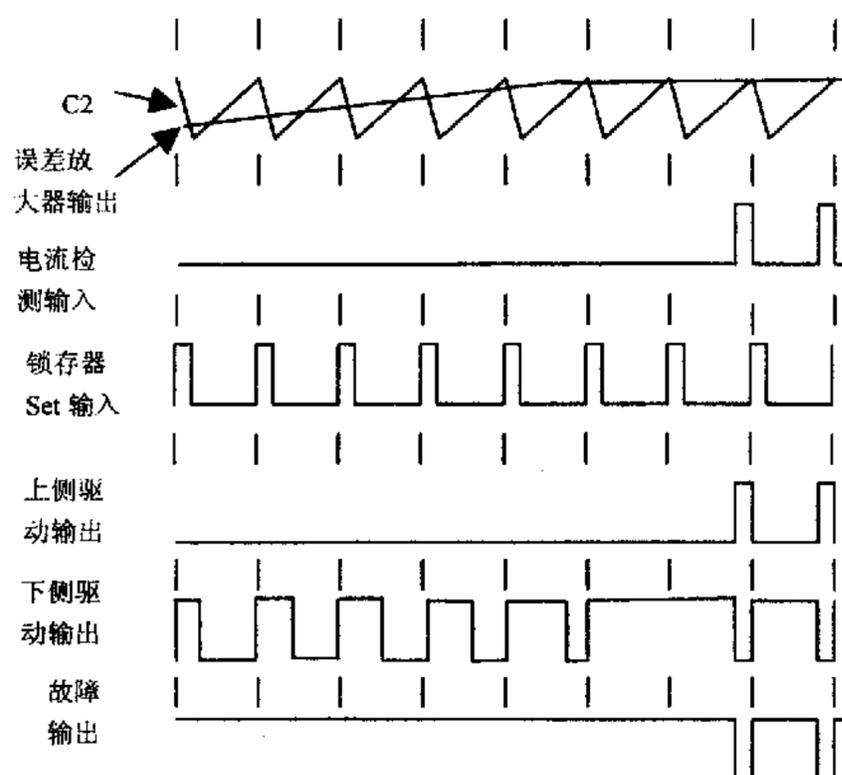


图 7.7 脉宽调制时序图

7.3.2 转子位置传感器译码电路

采用电动机内置的霍尔传感器检测转子位置，由 MC33035 接收霍尔传感器的位置信号，并对其进行译码，以决定各相绕组通电的顺序，对应的真值表见表 7.2 (传感器信号相差 120 度)。

7.3.3 电流限制和欠电压保护

注：在 7.3.3 和 7.3.4 中提到的管脚均指 MC33035 的管脚。

逆变桥经电阻接地，作电流采样。采样电压由 9 脚输入至电流检测比较器，比较器反相输入端设置有 100mV 基准电压，作为电流限流基准。在图 7.5 中 R8、R9 和 R21 起限流作用， I_{max} 为电动机最大允许电流， $I_{max} = \frac{0.1 \times (R8 + R9 + R21)}{R21 \times R9}$ ，在 9 脚输入前用 C5 作低通滤波，以避免由换相尖峰脉冲引起电流检测误动作。

MC33035 内设欠电压保护电路，在下列情况下关闭驱动输出：17 脚、18 脚电压值低于 9.1V，内部基准电压值低于 4.5V。以保证芯片内部全部工作正常和向下侧驱动输出提供足够的驱动电压。

表 7.2 三相六步控制真值表

输入										输出						
位置传感器信号						正向/反向 F/R	使能	制动	电流 检测	上侧驱动			下侧驱动			故障 输出
60°			120°							A _T	B _T	C _T	A _B	B _B	C _B	
S _A	S _B	S _C	S _A	S _B	S _C											
1	0	0	1	0	0	1	1	0	0	0	1	1	0	0	1	1
1	1	0	1	1	0	1	1	0	0	1	0	1	0	0	1	1
1	1	1	0	1	0	1	1	0	0	1	0	1	1	0	0	1
0	1	1	0	1	1	1	1	0	0	1	1	0	1	0	0	1
0	0	1	0	0	1	1	1	0	0	1	1	0	0	1	0	1
0	0	0	1	0	1	1	1	0	0	0	1	1	0	1	0	1
1	0	0	1	0	0	0	1	0	0	1	1	0	1	0	0	1
1	1	0	1	1	0	0	1	0	0	1	1	0	0	1	0	1
1	1	1	0	1	0	0	1	0	0	0	1	1	0	1	0	1
0	1	1	0	1	1	0	1	0	0	0	1	1	0	0	1	1
0	0	1	0	0	1	0	1	0	0	1	0	1	0	0	1	1
0	0	0	1	0	1	0	1	0	0	1	0	1	1	0	0	1
1	0	1	0	0	0	x	x	0	x	1	1	1	0	0	0	0
0	1	0	1	1	1	x	x	0	x	1	1	1	0	0	0	0
✓	✓	✓	✓	✓	✓	x	0	0	0	1	1	1	0	0	0	0
✓	✓	✓	✓	✓	✓	x	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1
✓	✓	✓	✓	✓	✓	x	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0
✓	✓	✓	✓	✓	✓	x	1	0	1	1	1	1	0	0	0	0

7.3.4 转向控制、起停控制和制动控制

当 3 脚逻辑状态改变时, 传感器信号在译码器内将原来的逻辑状态改变成非, 再经译码后, 得到反相序的换向输出, 使电动机反转。

当 7 脚悬空时, 内部有 40 μ A 电源电流使驱动输出电路正常工作; 当 7 脚接地, 三个上侧驱动输出开路 (1 状态), 三个下侧驱动输出为低电平 (0 状态), 使电动机失去激励而停车, 同时故障信号输出为零。

23 脚悬空时为高电平 (内部电路保证), 电动机进行制动操作, 它使三个上侧驱动输出开路, 三个下侧驱动输出为高电平, 外接逆变桥下侧三个功率管开关导通, 使电动机三个绕组端对地短接, 实现能耗制动。芯片内部电路确保避免逆变桥上下开关出现同时导通的危险。23 脚接地时, 电动机正常运转。

7.3.5 主要外围元器件功能

此电路涉及到较多的外围器件, 现将主要元器件的功能说明如下:

表 7.2 三相六步控制真值表

输入										输出						
位置传感器信号						正向/反向 F/R	使能	制动	电流 检测	上侧驱动			下侧驱动			故障 输出
60°			120°							A _T	B _T	C _T	A _B	B _B	C _B	
S _A	S _B	S _C	S _A	S _B	S _C											
1	0	0	1	0	0	1	1	0	0	0	1	1	0	0	1	1
1	1	0	1	1	0	1	1	0	0	1	0	1	0	0	1	1
1	1	1	0	1	0	1	1	0	0	1	0	1	1	0	0	1
0	1	1	0	1	1	1	1	0	0	1	1	0	1	0	0	1
0	0	1	0	0	1	1	1	0	0	1	1	0	0	1	0	1
0	0	0	1	0	1	1	1	0	0	0	1	1	0	1	0	1
1	0	0	1	0	0	0	1	0	0	1	1	0	1	0	0	1
1	1	0	1	1	0	0	1	0	0	1	1	0	0	1	0	1
1	1	1	0	1	0	0	1	0	0	0	1	1	0	1	0	1
0	1	1	0	1	1	0	1	0	0	0	1	1	0	0	1	1
0	0	1	0	0	1	0	1	0	0	1	0	1	0	0	1	1
0	0	0	1	0	1	0	1	0	0	1	0	1	1	0	0	1
1	0	1	0	0	0	x	x	0	x	1	1	1	0	0	0	0
0	1	0	1	1	1	x	x	0	x	1	1	1	0	0	0	0
✓	✓	✓	✓	✓	✓	x	0	0	0	1	1	1	0	0	0	0
✓	✓	✓	✓	✓	✓	x	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1
✓	✓	✓	✓	✓	✓	x	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0
✓	✓	✓	✓	✓	✓	x	1	0	1	1	1	1	0	0	0	0

7.3.4 转向控制、起停控制和制动控制

当 3 脚逻辑状态改变时，传感器信号在译码器内将原来的逻辑状态改变成非，再经译码后，得到反相序的换向输出，使电动机反转。

当 7 脚悬空时，内部有 40 μA 电源电流使驱动输出电路正常工作；当 7 脚接地，三个上侧驱动输出开路（1 状态），三个下侧驱动输出为低电平（0 状态），使电动机失去激励而停车，同时故障信号输出为零。

23 脚悬空时为高电平（内部电路保证），电动机进行制动操作，它使三个上侧驱动输出开路，三个下侧驱动输出为高电平，外接逆变桥下侧三个功率管开关导通，使电动机三个绕组端对地短接，实现能耗制动。芯片内部电路确保避免逆变桥上下开关出现同时导通的危险。23 脚接地时，电动机正常运转。

7.3.5 主要外围元器件功能

此电路涉及到较多的外围器件，现将主要元器件的功能说明如下：

表 7.2 三相六步控制真值表

输入										输出						
位置传感器信号						正向/反向 F/R	使能	制动	电流 检测	上侧驱动			下侧驱动			故障 输出
60°			120°							A _T	B _T	C _T	A _B	B _B	C _B	
S _A	S _B	S _C	S _A	S _B	S _C											
1	0	0	1	0	0	1	1	0	0	0	1	1	0	0	1	1
1	1	0	1	1	0	1	1	0	0	1	0	1	0	0	1	1
1	1	1	0	1	0	1	1	0	0	1	0	1	1	0	0	1
0	1	1	0	1	1	1	1	0	0	1	1	0	1	0	0	1
0	0	1	0	0	1	1	1	0	0	1	1	0	0	1	0	1
0	0	0	1	0	1	1	1	0	0	0	1	1	0	1	0	1
1	0	0	1	0	0	0	1	0	0	1	1	0	1	0	0	1
1	1	0	1	1	0	0	1	0	0	1	1	0	0	1	0	1
1	1	1	0	1	0	0	1	0	0	0	1	1	0	1	0	1
0	1	1	0	1	1	0	1	0	0	0	1	1	0	0	1	1
0	0	1	0	0	1	0	1	0	0	1	0	1	0	0	1	1
0	0	0	1	0	1	0	1	0	0	1	0	1	1	0	0	1
1	0	1	0	0	0	x	x	0	x	1	1	1	0	0	0	0
0	1	0	1	1	1	x	x	0	x	1	1	1	0	0	0	0
✓	✓	✓	✓	✓	✓	x	0	0	0	1	1	1	0	0	0	0
✓	✓	✓	✓	✓	✓	x	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1
✓	✓	✓	✓	✓	✓	x	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0
✓	✓	✓	✓	✓	✓	x	1	0	1	1	1	1	0	0	0	0

7.3.4 转向控制、起停控制和制动控制

当 3 脚逻辑状态改变时，传感器信号在译码器内将原来的逻辑状态改变成非，再经译码后，得到反相序的换向输出，使电动机反转。

当 7 脚悬空时，内部有 40 μA 电源电流使驱动输出电路正常工作；当 7 脚接地，三个上侧驱动输出开路（1 状态），三个下侧驱动输出为低电平（0 状态），使电动机失去激励而停车，同时故障信号输出为零。

23 脚悬空时为高电平（内部电路保证），电动机进行制动操作，它使三个上侧驱动输出开路，三个下侧驱动输出为高电平，外接逆变桥下侧三个功率管开关导通，使电动机三个绕组端对地短接，实现能耗制动。芯片内部电路确保避免逆变桥上下开关出现同时导通的危险。23 脚接地时，电动机正常运转。

7.3.5 主要外围元器件功能

此电路涉及到较多的外围器件，现将主要元器件的功能说明如下：

1. R1, C1 这两个元件的选择要依据电动机极对数和电动机最高转速来确定;
2. R2, C2 这两个元件跟 R1, C1 一样, 构成另外一个单稳态电路。这个单稳态电路是利用电容 C2 的冲放电来产生锯齿波的, 锯齿波频率一般为 5KHZ~20KHZ, 确定锯齿波频率的原则是既要能抑制杂波的干扰, 又要不影响功率管的效率;
3. R3, C3 这两个元件构成一个低通滤波电路, 主要作用是把方波脉冲的直流成分取出来;
4. R8, R9, R21, 这三个电阻主要是为了限制电动机电流, C5 是滤波电容;
5. R20 为可调电位器, 以提供电动机速度控制所需要的输入电压;
6. R10, C6 实现系统的故障暂时锁定功能;
7. PC817 实现电平转换, 以满足电动机驱动芯片 IRAMS10UP60A 的电位要求。

7.4 电路板设计和调试

在布板时, 一定要将为电动机驱动芯片 IRAMS10UP60A 的 10 管脚(300V)供电的电源电路和其它弱电电路分开, 高压直流(300V)和低压直流(5V, 15V)的地线一定分开并在较远的地方连在一起。

在调试时, 首先进行开环控制调试, 再进行闭环控制调试。

具体步骤: 首先要检查几组电源是否正常, 电动机驱动芯片 IRAMS10UP60A 的 10 管脚供电的电源应先加上十几伏, 等电路调通后, 再将电压慢慢加到 300V; 其次看是否有传感器信号, 通过上侧和下侧驱动输出判断传感器信号译码后的逻辑是否正常, 通过下侧驱动输出查看 PWM 信号; 最后要检查电容 C10, C11, C12 上是否能充上电压, 以保证功率电路 IRAMS10UP60A 的正常工作。

7.5 实验结果

在实验室中用这个闭环控制系统完成了一台 200W 的无刷直流电动机样机, 并对样机进行了实验。

1. R1, C1 这两个元件的选择要依据电动机极对数和电动机最高转速来确定;
2. R2, C2 这两个元件跟 R1, C1 一样, 构成另外一个单稳态电路。这个单稳态电路是利用电容 C2 的冲放电来产生锯齿波的, 锯齿波频率一般为 5KHZ~20KHZ, 确定锯齿波频率的原则是既要能抑制杂波的干扰, 又要不影响功率管的效率;
3. R3, C3 这两个元件构成一个低通滤波电路, 主要作用是把方波脉冲的直流成分取出来;
4. R8, R9, R21, 这三个电阻主要是为了限制电动机电流, C5 是滤波电容;
5. R20 为可调电位器, 以提供电动机速度控制所需要的输入电压;
6. R10, C6 实现系统的故障暂时锁定功能;
7. PC817 实现电平转换, 以满足电动机驱动芯片 IRAMS10UP60A 的电位要求。

7.4 电路板设计和调试

在布板时, 一定要将为电动机驱动芯片 IRAMS10UP60A 的 10 管脚(300V)供电的电源电路和其它弱电电路分开, 高压直流(300V)和低压直流(5V, 15V)的地线一定分开并在较远的地方连在一起。

在调试时, 首先进行开环控制调试, 再进行闭环控制调试。

具体步骤: 首先要检查几组电源是否正常, 电动机驱动芯片 IRAMS10UP60A 的 10 管脚供电的电源应先加上十几伏, 等电路调通后, 再将电压慢慢加到 300V; 其次看是否有传感器信号, 通过上侧和下侧驱动输出判断传感器信号译码后的逻辑是否正常, 通过下侧驱动输出查看 PWM 信号; 最后要检查电容 C10, C11, C12 上是否能充上电压, 以保证功率电路 IRAMS10UP60A 的正常工作。

7.5 实验结果

在实验室中用这个闭环控制系统完成了一台 200W 的无刷直流电动机样机, 并对样机进行了实验。

1. R1, C1 这两个元件的选择要依据电动机极对数和电动机最高转速来确定;
2. R2, C2 这两个元件跟 R1, C1 一样, 构成另外一个单稳态电路。这个单稳态电路是利用电容 C2 的冲放电来产生锯齿波的, 锯齿波频率一般为 5KHZ~20KHZ, 确定锯齿波频率的原则是既要能抑制杂波的干扰, 又要不影响功率管的效率;
3. R3, C3 这两个元件构成一个低通滤波电路, 主要作用是把方波脉冲的直流成分取出来;
4. R8, R9, R21, 这三个电阻主要是为了限制电动机电流, C5 是滤波电容;
5. R20 为可调电位器, 以提供电动机速度控制所需要的输入电压;
6. R10, C6 实现系统的故障暂时锁定功能;
7. PC817 实现电平转换, 以满足电动机驱动芯片 IRAMS10UP60A 的电位要求。

7.4 电路板设计和调试

在布板时, 一定要将为电动机驱动芯片 IRAMS10UP60A 的 10 管脚(300V)供电的电源电路和其它弱电电路分开, 高压直流(300V)和低压直流(5V, 15V)的地线一定分开并在较远的地方连在一起。

在调试时, 首先进行开环控制调试, 再进行闭环控制调试。

具体步骤: 首先要检查几组电源是否正常, 电动机驱动芯片 IRAMS10UP60A 的 10 管脚供电的电源应先加上十几伏, 等电路调通后, 再将电压慢慢加到 300V; 其次看是否有传感器信号, 通过上侧和下侧驱动输出判断传感器信号译码后的逻辑是否正常, 通过下侧驱动输出查看 PWM 信号; 最后要检查电容 C10, C11, C12 上是否能充上电压, 以保证功率电路 IRAMS10UP60A 的正常工作。

7.5 实验结果

在实验室中用这个闭环控制系统完成了一台 200W 的无刷直流电动机样机, 并对样机进行了实验。

1. 动态特性：主要是跟随性和抗干扰性。通过试验，发现系统能很好地实现电动机的启动、停止、正反转、制动和速度控制，系统的各种保护也是灵敏而可靠的。

2. 静态特性：由表 7.3 可见，系统开环时，随着负载的增加转速下降；系统闭环后，体现了速度跟踪控制，速度基本不随负载变化的特性。

表 7.3 静态特性表

转速 r/min		负载 Nm				
		0	0.5	1	1.5	2
1000 设定	开环	1000	970	920	871	813
	闭环	1000	1005	1008	995	993

7.6 系统扩展

上面介绍的系统只能进行单机控制，缺乏智能性。为了使系统既能由上位机控制，也能由本系统单独控制，用 80C196KB 单片机对系统进行扩展（如图 7.8 所示）。

在扩展部分，既可以通过键盘控制电动机的运动状态，也可以按一定要求编程，用软件程序化控制电动机的运动状态。同时，显示器可以实时显示电动机的转速。通过 CAN 总线，扩展部分可以和上位机通讯，接收上位机的工况控制信号。

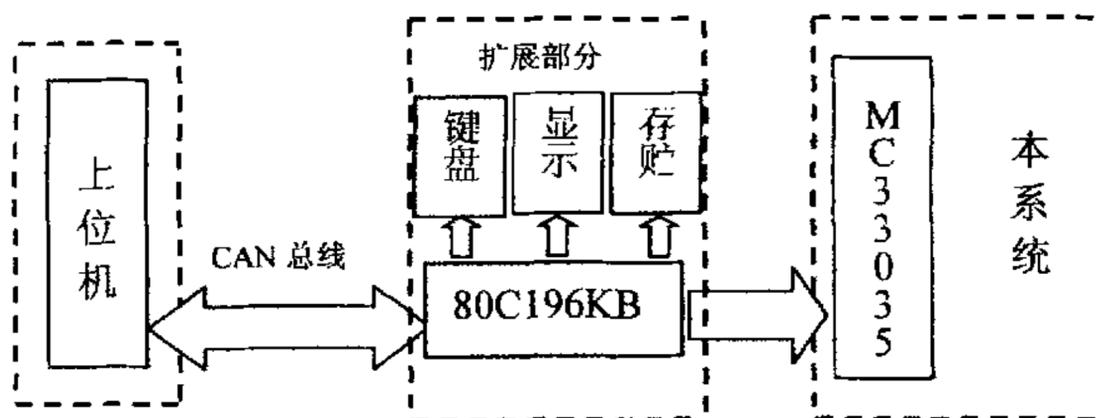


图 7.8 系统扩展图

7.7 结论

经过笔者的实践应用，基于 MC33035、MC33039、IRAMS10UP60A 的无刷直流电动机控制系统（图 7.9 所示）具有电路简单、可靠、体积小、成本低的特点。系统具有调速性能好，抗干扰性强，可靠性高，稳定性好等优点。系

1. 动态特性：主要是跟随性和抗干扰性。通过试验，发现系统能很好地实现电动机的启动、停止、正反转、制动和速度控制，系统的各种保护也是灵敏而可靠的。

2. 静态特性：由表 7.3 可见，系统开环时，随着负载的增加转速下降；系统闭环后，体现了速度跟踪控制，速度基本不随负载变化的特性。

表 7.3 静态特性表

转速 r/min		负载 Nm				
		0	0.5	1	1.5	2
1000 设定	开环	1000	970	920	871	813
	闭环	1000	1005	1008	995	993

7.6 系统扩展

上面介绍的系统只能进行单机控制，缺乏智能性。为了使系统既能由上位机控制，也能由本系统单独控制，用 80C196KB 单片机对系统进行扩展（如图 7.8 所示）。

在扩展部分，既可以通过键盘控制电动机的运动状态，也可以按一定要求编程，用软件程序化控制电动机的运动状态。同时，显示器可以实时显示电动机的转速。通过 CAN 总线，扩展部分可以和上位机通讯，接收上位机的工况控制信号。

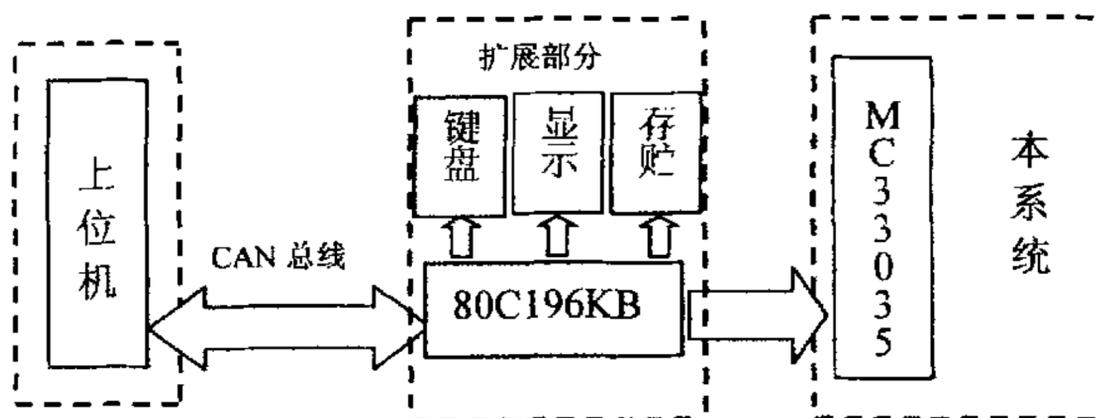


图 7.8 系统扩展图

7.7 结论

经过笔者的实践应用，基于 MC33035、MC33039、IRAMS10UP60A 的无刷直流电动机控制系统（图 7.9 所示）具有电路简单、可靠、体积小、成本低的特点。系统具有调速性能好，抗干扰性强，可靠性高，稳定性好等优点。系

1. 动态特性：主要是跟随性和抗干扰性。通过试验，发现系统能很好地实现电动机的启动、停止、正反转、制动和速度控制，系统的各种保护也是灵敏而可靠的。

2. 静态特性：由表 7.3 可见，系统开环时，随着负载的增加转速下降；系统闭环后，体现了速度跟踪控制，速度基本不随负载变化的特性。

表 7.3 静态特性表

转速 r/min		负载 Nm				
		0	0.5	1	1.5	2
1000 设定	开环	1000	970	920	871	813
	闭环	1000	1005	1008	995	993

7.6 系统扩展

上面介绍的系统只能进行单机控制，缺乏智能性。为了使系统既能由上位机控制，也能由本系统单独控制，用 80C196KB 单片机对系统进行扩展（如图 7.8 所示）。

在扩展部分，既可以通过键盘控制电动机的运动状态，也可以按一定要求编程，用软件程序化控制电动机的运动状态。同时，显示器可以实时显示电动机的转速。通过 CAN 总线，扩展部分可以和上位机通讯，接收上位机的工况控制信号。

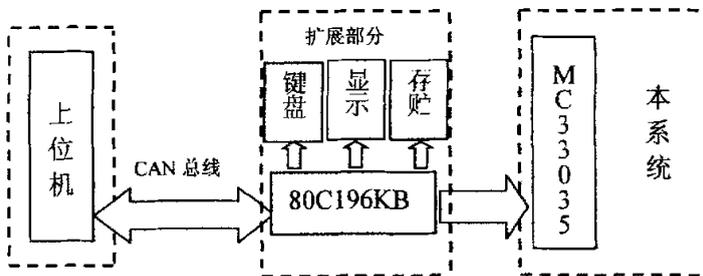


图 7.8 系统扩展图

7.7 结论

经过笔者的实践应用，基于 MC33035、MC33039、IRAMS10UP60A 的无刷直流电动机控制系统（图 7.9 所示）具有电路简单、可靠、体积小、成本低的特点。系统具有调速性能好，抗干扰性强，可靠性高，稳定性好等优点。系

统非常适合于小功率无刷直流电动机的控制，尤其适用于伺服机构、机电一体化的调速设备。

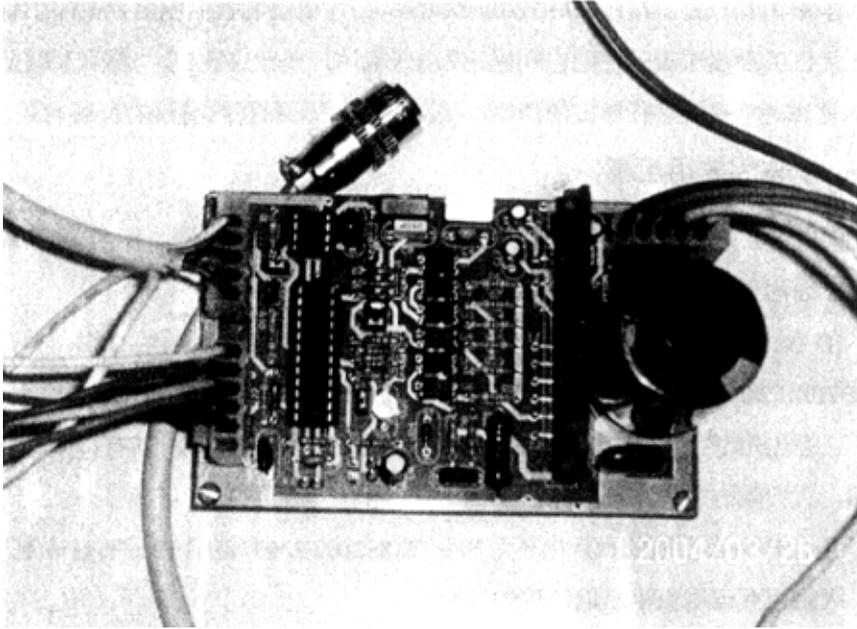


图 7.9

第八章 总结及展望

本章作者首先总结了 TMS320LF2407A 芯片在无刷直流电机控制中的优缺点，给出了系统实现安全发电和提高发电效率的一些改进建议，然后又提出用 CAN 总线对总系统进行整改的思路，最后展望了无刷直流电机的发展前景。

8.1 DSP 芯片的用后感

DSP 芯片和单片机相比，是一次伟大的飞跃，有质的变化，不可相提并论。前面已经阐述了 DSP 芯片的强大功能，这里不再多述。

TI 公司的 TMS320C2000 系列是专门应用于控制领域的 DSP 芯片，TMS320LF2407A 是所有 TMS320C2000 系列中一种功能最全、速度最快的 DSP 芯片，是电机数字化控制的升级产品，有专门的事件管理器，还有许多丰富的资源，大大地方便了系统设计。

但是作者在系统的设计中还是感觉 TMS320LF2407 芯片有一些设计不足，主要表现在对无刷直流电机换相的控制中。

无刷直流电机按一定规律的循环换相控制是电动功能被实现的基础。在本系统中，电机工作在全控桥两两通电方式，换相控制在六状态之间按一定顺序循环往复，如图 8.1 所示。电机初始位置处在那个状态，就从那个状态开始循环换相。

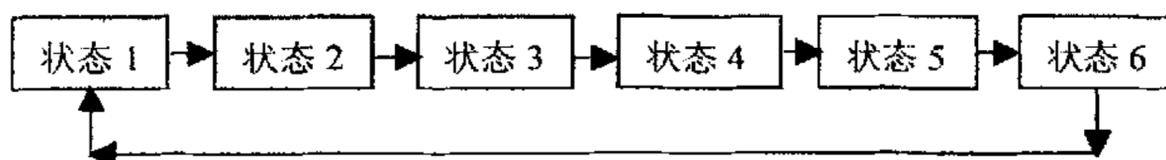


图 8.1 无刷直流电机循环换相控制顺序

从上图可以看出无刷直流电机的控制换相非常简单、清晰，作者的观点是可以将电机的换相逻辑写入小的可编程控制器或 EPROM 中，用它来做逻辑译码电路，从而实现纯硬件的电机换相译码，这样不仅可以实时准确地控制电机换相，而且可以给 CPU 节约大量的时间，让 CPU 去实时处理其他的响应，如：实时处理系统中断、进行 PWM 的控制、和上位机通信、和键盘及显示器通信等。

TMS320LF2407A 芯片虽然提供了比较方便的事件管理器，但在控制无刷直流电机的换相时，还需要软件做一些工作，浪费 CPU 资源，也影响控制的实时准确性，作者感觉应该给主控芯片中集成一个这样的单元，方便控制，在技

第八章 总结及展望

本章作者首先总结了 TMS320LF2407A 芯片在无刷直流电机控制中的优缺点，给出了系统实现安全发电和提高发电效率的一些改进建议，然后又提出用 CAN 总线对总系统进行整改的思路，最后展望了无刷直流电机的发展前景。

8.1 DSP 芯片的用后感

DSP 芯片和单片机相比，是一次伟大的飞跃，有质的变化，不可相提并论。前面已经阐述了 DSP 芯片的强大功能，这里不再多述。

TI 公司的 TMS320C2000 系列是专门应用于控制领域的 DSP 芯片，TMS320LF2407A 是所有 TMS320C2000 系列中一种功能最全、速度最快的 DSP 芯片，是电机数字化控制的升级产品，有专门的事件管理器，还有许多丰富的资源，大大地方便了系统设计。

但是作者在系统的设计中还是感觉 TMS320LF2407 芯片有一些设计不足，主要表现在对无刷直流电机换相的控制中。

无刷直流电机按一定规律的循环换相控制是电动功能被实现的基础。在本系统中，电机工作在全控桥两两通电方式，换相控制在六状态之间按一定顺序循环往复，如图 8.1 所示。电机初始位置处在那个状态，就从那个状态开始循环换相。

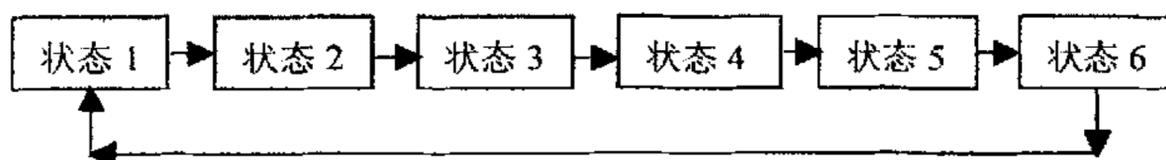


图 8.1 无刷直流电机循环换相控制顺序

从上图可以看出无刷直流电机的控制换相非常简单、清晰，作者的观点是可以将电机的换相逻辑写入小的可编程控制器或 EPROM 中，用它来做逻辑译码电路，从而实现纯硬件的电机换相译码，这样不仅可以实时准确地控制电机换相，而且可以给 CPU 节约大量的时间，让 CPU 去实时处理其他的响应，如：实时处理系统中断、进行 PWM 的控制、和上位机通信、和键盘及显示器通信等。

TMS320LF2407A 芯片虽然提供了比较方便的事件管理器，但在控制无刷直流电机的换相时，还需要软件做一些工作，浪费 CPU 资源，也影响控制的实时准确性，作者感觉应该给主控芯片中集成一个这样的单元，方便控制，在技

术上也没有任何难度。

8.2 对发电运行的一些改进建议

系统要求在电机结构和控制电路硬件不变的条件下,进行电动和发电,这是目前混合动力电动轿车的一个前沿课题,也是一个需要突破的难点。

在电机结构和控制电路硬件不变的情况下,系统只能通过软件的调整来调试发电运行,而发电过程又存在着许多不确定性的问题,因此设计及调试难度较大。作者认为系统要实现安全发电和提高发电效率,那么就必須了解电机本体的各种设计参数,同时也要尽量准确掌握电机在发电运行状态的运行规律,主要包括各种非常规的干扰信号,干扰信号一般没有准确的规律,但可以总结出他们的大致规律。

根据这些情况,首先对硬件进行调整;在此基础上,再选择一种或几种有针对性的现代控制理论算法,并结合传统 PID 控制理论,对系统进行几种算法的综合控制。作者认为现代控制理论和传统控制理论的有机结合应该可以大大提高控制的准确性、可靠性,能比较好的解决本系统存在的问题。

8.3 系统的整改意见

在整个大系统的各部分及小系统内部的不同部分,通信协议都是点对点的定义,这样的定义很难让模块标准化,给系统造成许多不便,繁琐、不容易排故、不容易扩展等。

作者建议使用 CAN 总线对系统重新定义,可以简化点对点协议造成的不方便。CAN 总线是一种标准总线,方便了系统扩展,有利于数据通信和数据共享。

8.4 无刷直流电机的前景展望

稀土永磁无刷直流电机是近年来迅速发展起来的一项新技术、新产品,它集有刷直流电机和交流异步变频调速电机优点于一身,并很好地克服了上述两种电机的不足之处,起动转矩大、调速方便、运转平稳、噪音低、工作可靠,是理想的节能、降噪的环保型产品,在各个领域内得到了广泛的应用。

稀土永磁无刷直流电机作为一个系统,它的发展涉及到电机本体的设计技术、稀土永磁材料技术、电力电子技术、计算机控制技术、检测技术等一系列

术上也没有任何难度。

8.2 对发电运行的一些改进建议

系统要求在电机结构和控制电路硬件不变的条件下,进行电动和发电,这是目前混合动力电动轿车的一个前沿课题,也是一个需要突破的难点。

在电机结构和控制电路硬件不变的情况下,系统只能通过软件的调整来调试发电运行,而发电过程又存在着许多不确定性的问题,因此设计及调试难度较大。作者认为系统要实现安全发电和提高发电效率,那么就必須了解电机本体的各种设计参数,同时也要尽量准确掌握电机在发电运行状态的运行规律,主要包括各种非常规的干扰信号,干扰信号一般没有准确的规律,但可以总结出他们的大致规律。

根据这些情况,首先对硬件进行调整;在此基础上,再选择一种或几种有针对性的现代控制理论算法,并结合传统 PID 控制理论,对系统进行几种算法的综合控制。作者认为现代控制理论和传统控制理论的有机结合应该可以大大提高控制的准确性、可靠性,能比较好的解决本系统存在的问题。

8.3 系统的整改意见

在整个大系统的各部分及小系统内部的不同部分,通信协议都是点对点的定义,这样的定义很难让模块标准化,给系统造成许多不便,繁琐、不容易排故、不容易扩展等。

作者建议使用 CAN 总线对系统重新定义,可以简化点对点协议造成的不方便。CAN 总线是一种标准总线,方便了系统扩展,有利于数据通信和数据共享。

8.4 无刷直流电机的前景展望

稀土永磁无刷直流电机是近年来迅速发展起来的一项新技术、新产品,它集有刷直流电机和交流异步变频调速电机优点于一身,并很好地克服了上述两种电机的不足之处,起动转矩大、调速方便、运转平稳、噪音低、工作可靠,是理想的节能、降噪的环保型产品,在各个领域内得到了广泛的应用。

稀土永磁无刷直流电机作为一个系统,它的发展涉及到电机本体的设计技术、稀土永磁材料技术、电力电子技术、计算机控制技术、检测技术等一系列

术上也没有任何难度。

8.2 对发电运行的一些改进建议

系统要求在电机结构和控制电路硬件不变的条件下,进行电动和发电,这是目前混合动力电动轿车的一个前沿课题,也是一个需要突破的难点。

在电机结构和控制电路硬件不变的情况下,系统只能通过软件的调整来调试发电运行,而发电过程又存在着许多不确定性的问题,因此设计及调试难度较大。作者认为系统要实现安全发电和提高发电效率,那么就必須了解电机本体的各种设计参数,同时也要尽量准确掌握电机在发电运行状态的运行规律,主要包括各种非常规的干扰信号,干扰信号一般没有准确的规律,但可以总结出他们的大致规律。

根据这些情况,首先对硬件进行调整;在此基础上,再选择一种或几种有针对性的现代控制理论算法,并结合传统 PID 控制理论,对系统进行几种算法的综合控制。作者认为现代控制理论和传统控制理论的有机结合应该可以大大提高控制的准确性、可靠性,能比较好的解决本系统存在的问题。

8.3 系统的整改意见

在整个大系统的各部分及小系统内部的不同部分,通信协议都是点对点的定义,这样的定义很难让模块标准化,给系统造成许多不便,繁琐、不容易排故、不容易扩展等。

作者建议使用 CAN 总线对系统重新定义,可以简化点对点协议造成的不方便。CAN 总线是一种标准总线,方便了系统扩展,有利于数据通信和数据共享。

8.4 无刷直流电机的前景展望

稀土永磁无刷直流电机是近年来迅速发展起来的一项新技术、新产品,它集有刷直流电机和交流异步变频调速电机优点于一身,并很好地克服了上述两种电机的不足之处,起动转矩大、调速方便、运转平稳、噪音低、工作可靠,是理想的节能、降噪的环保型产品,在各个领域内得到了广泛的应用。

稀土永磁无刷直流电机作为一个系统,它的发展涉及到电机本体的设计技术、稀土永磁材料技术、电力电子技术、计算机控制技术、检测技术等一系列

新技术，它的发展与这一系列新技术息息相关，可以说每一项技术的进步都促进了它的发展。

8.4.1 电力电子技术

电力电子技术自 20 世纪 50 年代后期诞生以来，发展速度很快，其功率器件经历了晶闸管、GTR、MOSFET、IGBT 的发展过程，使功率半导体器件的性能得以逐步提高，同时与其相应的驱动电路也获得了飞速发展，现在可以做到使用一片驱动电路、一个驱动电源就可驱动三相 6 个开关管，从而大大简化了外围电路尤其是驱动电路的设计。近几年，随着微电子技术的快速发展，智能功率集成电路得以进一步发展和普及，为功率器件实现智能化、高频化、小型化等创造了条件，这些都为稀土永磁无刷直流电机的驱动线路性能的提高开辟了道路。

电力电子技术作为一门极具发展潜力的新兴技术，相信在崭新的 21 世纪，必将获得更快更大的发展，从而为稀土永磁无刷直流电机技术的高速发展提供永不枯竭的动力。

8.4.2 计算机及控制技术

微型计算机（含单片机）自 20 世纪 60 年代后期诞生以来，发展速度十分迅猛，如今已成功进入国民经济及社会发展的各个领域，电机控制领域也不例外。由于稀土永磁无刷直流电机性能的改善和提高，除了与转子磁钢的材料及电子驱动电路有关外，更与其控制器密切相关，而永磁材料及功率半导体器件性能的提高受着许多客观因素的制约和影响，在一定条件下具有一定的局限性，因此，自上世纪 80 年代以来随着微型计算机及控制技术的飞速发展，特别是 DSP 芯片的出现和应用，人们更多的是从提高控制器的性能这条途径着手来提高永磁无刷电机的性能，并取得了一些可喜的成果。进入 90 年代以后，控制技术尤其是控制理论发展十分迅猛，而借助于一些高性能 DSP 芯片的发展和应用，使得人们得以不断尝试着将一些先进的控制策略（滑模控制、变结构控制、模糊控制、专家系统等）引入到稀土永磁无刷直流电机控制器中，从而推动了永磁无刷直流电机朝着高智能化、柔性化、全数字化方向发展，为其更好地满足新世纪数字化时代发展的需要开辟了道路。

8.4.3 检测技术

新技术，它的发展与这一系列新技术息息相关，可以说每一项技术的进步都促进了它的发展。

8.4.1 电力电子技术

电力电子技术自 20 世纪 50 年代后期诞生以来，发展速度很快，其功率器件经历了晶闸管、GTR、MOSFET、IGBT 的发展过程，使功率半导体器件的性能得以逐步提高，同时与其相应的驱动电路也获得了飞速发展，现在可以做到使用一片驱动电路、一个驱动电源就可驱动三相 6 个开关管，从而大大简化了外围电路尤其是驱动电路的设计。近几年，随着微电子技术的快速发展，智能功率集成电路得以进一步发展和普及，为功率器件实现智能化、高频化、小型化等创造了条件，这些都为稀土永磁无刷直流电机的驱动线路性能的提高开辟了道路。

电力电子技术作为一门极具发展潜力的新兴技术，相信在崭新的 21 世纪，必将获得更快更大的发展，从而为稀土永磁无刷直流电机技术的高速发展提供永不枯竭的动力。

8.4.2 计算机及控制技术

微型计算机（含单片机）自 20 世纪 60 年代后期诞生以来，发展速度十分迅猛，如今已成功进入国民经济及社会发展的各个领域，电机控制领域也不例外。由于稀土永磁无刷直流电机性能的改善和提高，除了与转子磁钢的材料及电子驱动电路有关外，更与其控制器密切相关，而永磁材料及功率半导体器件性能的提高受着许多客观因素的制约和影响，在一定条件下具有一定的局限性，因此，自上世纪 80 年代以来随着微型计算机及控制技术的飞速发展，特别是 DSP 芯片的出现和应用，人们更多的是从提高控制器的性能这条途径着手来提高永磁无刷电机的性能，并取得了一些可喜的成果。进入 90 年代以后，控制技术尤其是控制理论发展十分迅猛，而借助于一些高性能 DSP 芯片的发展和应用，使得人们得以不断尝试着将一些先进的控制策略（滑模控制、变结构控制、模糊控制、专家系统等）引入到稀土永磁无刷直流电机控制器中，从而推动了永磁无刷直流电机朝着高智能化、柔性化、全数字化方向发展，为其更好地满足新世纪数字化时代发展的需要开辟了道路。

8.4.3 检测技术

新技术，它的发展与这一系列新技术息息相关，可以说每一项技术的进步都促进了它的发展。

8.4.1 电力电子技术

电力电子技术自 20 世纪 50 年代后期诞生以来，发展速度很快，其功率器件经历了晶闸管、GTR、MOSFET、IGBT 的发展过程，使功率半导体器件的性能得以逐步提高，同时与其相应的驱动电路也获得了飞速发展，现在可以做到使用一片驱动电路、一个驱动电源就可驱动三相 6 个开关管，从而大大简化了外围电路尤其是驱动电路的设计。近几年，随着微电子技术的快速发展，智能功率集成电路得以进一步发展和普及，为功率器件实现智能化、高频化、小型化等创造了条件，这些都为稀土永磁无刷直流电机的驱动线路性能的提高开辟了道路。

电力电子技术作为一门极具发展潜力的新兴技术，相信在崭新的 21 世纪，必将获得更快更大的发展，从而为稀土永磁无刷直流电机技术的高速发展提供永不枯竭的动力。

8.4.2 计算机及控制技术

微型计算机（含单片机）自 20 世纪 60 年代后期诞生以来，发展速度十分迅猛，如今已成功进入国民经济及社会发展的各个领域，电机控制领域也不例外。由于稀土永磁无刷直流电机性能的改善和提高，除了与转子磁钢的材料及电子驱动电路有关外，更与其控制器密切相关，而永磁材料及功率半导体器件性能的提高受着许多客观因素的制约和影响，在一定条件下具有一定的局限性，因此，自上世纪 80 年代以来随着微型计算机及控制技术的飞速发展，特别是 DSP 芯片的出现和应用，人们更多的是从提高控制器的性能这条途径着手来提高永磁无刷电机的性能，并取得了一些可喜的成果。进入 90 年代以后，控制技术尤其是控制理论发展十分迅猛，而借助于一些高性能 DSP 芯片的发展和应用，使得人们得以不断尝试着将一些先进的控制策略（滑模控制、变结构控制、模糊控制、专家系统等）引入到稀土永磁无刷直流电机控制器中，从而推动了永磁无刷直流电机朝着高智能化、柔性化、全数字化方向发展，为其更好地满足新世纪数字化时代发展的需要开辟了道路。

8.4.3 检测技术

稀土永磁无刷直流电机本体作为一种机电一体化装置，其自身是一个闭环系统，必须利用转子磁极位置信号作为电子开关线路的换向信号，而实现转子磁极位置检测，早期大都是通过安装位置传感器来实现对转子位置的实时检测，这种方法又称直接检测法。但由于稀土永磁无刷直流电机体积偏小，尤其是小功率驱动系统，往往直接安装上述位置传感器有些不便，同时加之所安装位置传感器为硬性器件，在使用过程中不免要磨损，因此，不仅难以长期保持所要求的检测精度，而且也加大了维护难度。为此，人们一直都在致力于无需安装位置传感器、而根据同步电机通过辨识的方法来实现转子磁极位置间接测量的研究，即利用定子绕组的感应电动势间接获得转子磁极位置信息，因此，这种检测方法被称为间接检测法。与直接检测法相比，由于省去了位置传感器，从而简化了原电机本体结构的复杂性，特别适合于小尺寸、小容量无刷电机。但是早期由于受到微机技术等发展的限制，难以满足精度和实时性的要求，20世纪80年代以后，随着微机技术的快速发展，使得无转子位置传感器的稀土永磁无刷直流电机得以进入实用化阶段。另外，随着多功能传感器的问世，在稀土永磁无刷直流电机伺服驱动系统中已有用一个传感器同时检测转子磁极位置、速度及伺服位置的实用化应用成果，从而大大简化了系统结构。随着检测技术及相关技术的进一步发展，一些更为先进的速度及转子位置辨识方法将会应运而生，从而将推动稀土永磁无刷直流电机应用的普及。

8.4.4 结束语

随着这些新技术新理论的迅速发展以及在电机控制中的成功应用，对把调速性能作为主要发展方向的稀土永磁无刷直流电机系统，困扰其性能提高的转矩脉动、电流控制等问题将会有有一个突破性的进展，特别是现代控制理论和智能控制理论的发展将使该系统的性能更加优越。

稀土永磁无刷直流电机作为一种极具发展前景的新型电机，在新的世纪里将持续目前良好的发展势头，并将赢得更为广阔的发展空间和获得更加广泛的应用。

稀土永磁无刷直流电机本体作为一种机电一体化装置，其自身是一个闭环系统，必须利用转子磁极位置信号作为电子开关线路的换向信号，而实现转子磁极位置检测，早期大都是通过安装位置传感器来实现对转子位置的实时检测，这种方法又称直接检测法。但由于稀土永磁无刷直流电机体积偏小，尤其是小功率驱动系统，往往直接安装上述位置传感器有些不便，同时加之所安装位置传感器为硬性器件，在使用过程中不免要磨损，因此，不仅难以长期保持所要求的检测精度，而且也加大了维护难度。为此，人们一直都在致力于无需安装位置传感器、而根据同步电机通过辨识的方法来实现转子磁极位置间接测量的研究，即利用定子绕组的感应电动势间接获得转子磁极位置信息，因此，这种检测方法被称为间接检测法。与直接检测法相比，由于省去了位置传感器，从而简化了原电机本体结构的复杂性，特别适合于小尺寸、小容量无刷电机。但是早期由于受到微机技术等发展的限制，难以满足精度和实时性的要求，20世纪80年代以后，随着微机技术的快速发展，使得无转子位置传感器的稀土永磁无刷直流电机得以进入实用化阶段。另外，随着多功能传感器的问世，在稀土永磁无刷直流电机伺服驱动系统中已有用一个传感器同时检测转子磁极位置、速度及伺服位置的实用化应用成果，从而大大简化了系统结构。随着检测技术及相关技术的进一步发展，一些更为先进的速度及转子位置辨识方法将会应运而生，从而将推动稀土永磁无刷直流电机应用的普及。

8.4.4 结束语

随着这些新技术新理论的迅速发展以及在电机控制中的成功应用，对把调速性能作为主要发展方向的稀土永磁无刷直流电机系统，困扰其性能提高的转矩脉动、电流控制等问题将会有有一个突破性的进展，特别是现代控制理论和智能控制理论的发展将使该系统的性能更加优越。

稀土永磁无刷直流电机作为一种极具发展前景的新型电机，在新的世纪里将持续目前良好的发展势头，并将赢得更为广阔的发展空间和获得更加广泛的应用。

附 录

攻读硕士学位期间以第一作者发表的论文:

1. 韦敏, 季小尹, MC33035在直流无刷电机控制中的应用, 电工技术杂志, 2004年, 第11期。
2. 韦敏, 季小尹, 基于DSP的无刷直流电机在混合动力电动汽车上的控制研究, 微电机, 2005年, 第2期。

致 谢

在整个课题的研究和论文的撰写过程中，始终伴随着各位老师的关怀及同学们的帮助。

深深地感谢我的导师季小尹副教授，他以广博的专业知识和严谨的工作态度，从论文的选题、研究到撰写都给予了无私的指导和真诚的帮助。他精益求精，一丝不苟的作风以及渊博的学识，都深深地影响了我，使我在整个研究生课程学习以及论文工作阶段都受益非浅。在此我对季小尹老师对我学业上的指导和生活上的关心表示衷心的感谢。

深深地感谢西北工业大学通用电气研究所的符向荣老师，在论文完成的过程中，符老师自始至终给予我无私的帮助和指导，他严谨、务实的工作作风、诲人不倦的人格魅力，将令我终生难忘，在此深表谢意。

感谢我的师弟程众悦对我的帮助。

感谢我的父母、姐妹多年来对我学业的支持和鼓励，他们给予我物质上和精神上的大力支持，使我能坚持不懈，最终顺利完成学业。

感谢所有关心、帮助过我的老师、同学和朋友。

韦 敏

2005年3月

参考文献

- 1 季小尹,符向荣. 集电动和发电功能于一体的无刷直流电机控制, 微电机, 2004, (1)
- 2 舒红,秦大同,胡建军. 混合动力汽车控制策略研究现状及发展趋势, 重庆大学学报, 2001, (6)
- 3 江思敏. TMS320LF240x DSP 硬件开发教程, 机械工业出版社, 2003
- 4 陈伯时, 电力拖动自动控制系统, 机械工业出版社, 1995
- 5 陈桂明等, 应用 MATLAB 建模与仿真, 科学出版社, 2001
- 6 金先级, 机电系统的计算机仿真, 清华大学出版社, 1991
- 7 李成、邹建华, 基于 MC33035 的小功率无刷电机 PWM 系统, 电气传动自动化, 2000, 第 22 卷 (6)
- 8 梁恩主, 梁恩维, Protel 99 SE 电路设计与仿真应用, 清华大学出版社, 2002
- 9 邓隐北、姜彦珍, 电动汽车的电机驱动系统, 河南交通科技, 1999, 第 19 卷 (2)
- 10 李焯、严欣平, 永磁无刷电机技术发展水平及应用前景, 微电机, 2001, 第 34 卷 (1)
- 11 闵庆云等, 电动汽车用永磁无刷直流电机的控制与驱动, 中小型电机, 1998, 第 25 卷 (4)
- 12 谭建成, 电机控制专用集成电路, 机械工业出版社, 1999
- 13 游琳娟、吴汉光、雷顿森, 电动车电机及其控制技术的发展, 中小型电机, 2001, 第 28 卷 (1)
- 14 杨彬、江建中, 永磁无刷直流电机调速系统的仿真, 上海大学学报 (自然科学版), 2001, 第 7 卷 (6)
- 15 张琛, 无刷直流电机原理及应用, 机械工业出版社, 1996
- 16 赵良炳, 现代电力电子技术基础, 清华大学出版社, 2000
- 17 刘刚、王宏雁, 电动车电机及其控制技术的发展, 上海汽车, 1997
- 18 Bose BK, Power Electronics and AC Drives. Prentice-Hall, Englewood Cliffs, New Jersey 07632, 1986

- 19 .RaShid MH. Power Electronics. Prentice-Hall, Inc, 1988
- 20 John G, Kassakian. Principles of Power Electronics. Addison Wesley publishing company, 1991
- 21 刘和平、严利平、张学锋、卓清锋编著, TMS320LF240x DSP 结构、原理及应用, 北京航空航天大学出版社, 2002
- 22 陈桂明、张明照、戚红雨、张宝俊编著, 应用 Matlab 建模与仿真, 科学出版社, 2001
- 23 欧阳文、谭菲娃、金如麟、姚若萍, 基于 DSP 的无刷直流电机的控制设计, 微电机, 2002, (1)
- 24 白雷石、杨华, 基于 DSP 的无刷直流电机控制系统, 电气自动化, 2002, (4)
- 25 薛迎成、潘俊民, 基于 DSP 永磁无刷直流电机位置伺服系统, 仪表技术与传感器, 2001, (7)
- 26 韦彩兵、任永德、谢宝昌, 无刷直流电机的无位置传感器 DSP 控制, 中小型电机, 2002, (3)
- 27 边晓燕、张祺、李日隆, 无刷直流电机调速系统设计, 微特电机, 2001, (5)
- 28 张争争、任永德、谢宝昌, 基于 DSP 的无刷直流电机控制系统, 微特电机, 2001, (2)
- 29 任海鹏、刘丁、李琦, DSP 在无刷直流电机伺服系统中的应用, 微电机, 2000, (2)
- 30 刘丁、余志平、杨延西, 基于 DSP 的无刷直流电机无传感器控制系统设计, 电机与控制学报, 2002, (3)
- 31 刘和平、王维俊、江渝、邓力等编著, TMS320LF240x DSP C 语言开发应用, 北京航空航天大学出版社, 2003
- 32 章云、谢莉萍、熊红艳编著, DSP 控制器及其应用, 机械工业出版社, 2002
- 33 张卫宁编著, TMS320C2000 系列 DSP 原理及应用 (第 2 版), 国防工业出版社, 2001
- 34 张雄伟、曹铁勇编著, DSP 芯片的原理与开发应用, 电子工业出版社, 2000
- 35 王念旭编著, DSP 基础与应用系统设计, 北京航空航天大学出版社, 2001

- 36 黄英哲、董胜源编著, TMS320C240 原理与 C 语言控制应用实习, 中国水利水电出版社, 2003
- 37 张万峰, 电动汽车的电机驱动及控制技术发展概况, 微电机, 1997, 第 30 卷 (2)
- 38 周雪琴主编, 计算机控制系统, 西北工业大学出版社, 1998
- 39 金雍、羊彦等, 稀土永磁无刷直流电机数字 PID 控制的研究, 电气传动自动化, 2001, (4)
- 40 TMS320LF/LC240xA DSP Controllers System and Peripherals Reference Guide, Texas Instruments, 2002
- 41 TMS320LF/LC240xA DSP Controllers CPU and Instruction Set Reference Guide, Texas Instruments, 2002
- 42 TMS320LF240xA DSP Controllers, Texas Instruments Incorporated, 2001
- 43 Implementation of a Speed Controlled Brushless DC Drive Using TMS320F240, Texas Instruments Europe, 1997
- 44 Implementation of a Sensorless Speed Controlled Brushless DC Drive Using TMS320F240, Texas Instruments Europe, 1997
- 45 DSP Solutions for BLDC Motors, Texas Instruments Europe, 1997

西北工业大学 学位论文知识产权声明书

本人完全了解学校有关保护知识产权的规定，即：研究生在校攻读学位期间论文工作的知识产权单位属于西北工业大学。学校有权保留并向国家有关部门或机构送交论文的复印件和电子版。本人允许论文被查阅和借阅。学校可以将本学位论文的全部或部分内 容编入有关数据库进行检索。可以采用影印、缩印或扫描等复制手段保存和汇编本学位论文。同时本人保证，毕业后结合学位论文研究课题再撰写的文章一律注明作者单位为西北工业大学。

保密论文待解密后适用本声明。

学位论文作者签名：韦敏

2005年4月4日

指导教师签名：李河

2005年4月4日

西北工业大学 学位论文原创性声明

秉承学校严谨的学风和优良的科学道德，本人郑重声明：所呈交的学位论文，是本人在导师的指导下进行研究工作所取得的成果。尽我所知，除文中已经注明引用的内容和致谢的地方外，本论文不包含任何其他个人或集体已经公开发表或撰写过的研究成果，不包含本人或他人已申请学位或其它用途使用过的成果。对本文的研究做出重要贡献的个人和集体，均已在文中以明确方式标明。

本人学位论文与资料若有不实，愿意承担一切相关的法律责任。

学位论文作者签名：韦敏

2005年4月4日