

ABSTRACT

Diesel generator are widely used in important departments and occasions without electrical nets such as open country, acted as standby power supply or movable power supply. It plays a key role for generator running safely and steadily, and assuring power supply quality. But the existing former digital excitation voltage regulator of this generator can't meet the demand for automatically regulating voltage, because it has many defects such as the strict demand of electro circuit technics, the phenomenon of temperature excursion, a few of functions, the discommodiousness of maintenance and so on. This paper based on the company's demand, studied the excitation control system, and with respect to characteristic of harmonious wave excitation brushless generator, a new type of diesel generator excitation controller based on DSP(TMS320F2812) is designed.

We use TMS320F2812 DSP chip as a core to design the hardware and software of excitation controller, which is 32 bit pointing chip produced by TI Company, and give a detailed presentation of every module、hardware schematic diagram、software flowchart and a part of key subprogram. This newly designed excitation controller has three characteristics as below:

It combines exterior AD with interior AD to AC sampling. This dissertation choose a 16 bit exterior parallel ADC. ADS8364 to synchronous sampling to six electrical signal: U_a 、 U_b 、 U_c 、 I_a 、 I_b and I_c . With this, it can limit the quantitative and nonlinear error effectively, improve the sampling precision, and ensure the electrical parameters which be calculated be more close to real numerical value.

Fuzzy PID control algorithm has been choosen as the excitation control algorithm. This can be obtained by programming inside the DSP. In order to regulate excitation current, controller calculates high voltage level proportionment which output by PWM, to control the communication and close of IGBT. Comparing with tradidional PID, fuzzy PID control algorithm can overcome complicated system's localization, such as: nonlinear、time changing etc., and have a better effect on excitation control of generator.

ABSTRACT

Bases on excitation control, it extends a lot of modules, such as: LCD display、 keyboard、 SCI interface、 alarming、 closedown modules, etc. These can check and measure、 give an alarm to malfunction、 shutdown to diesel generator, and also can exchange parameter via a series of communicate interfaces .With these, carry out the remote control and remote survey to the diesel generator.

At last, from a practical experiment to excitation controlling, this controller exhibit a good result of voltage regulate characteristic and every module exhibit works well.

Keywords: excitation control; fuzzy PID control; DSP; AC sampling; FFT

学位论文独创性声明

本人声明所呈交的学位论文是本人在导师指导下进行的研究工作及取得的研究成果。据我所知，除了文中特别加以标注和致谢的地方外，论文中不包含其他人已经发表或撰写过的研究成果，也不包含为获得 南昌大学 或其他教育机构的学位或证书而使用过的材料。与我一同工作的同志对本研究所做的任何贡献均已在论文中作了明确的说明并表示谢意。

学位论文作者签名（手写）：张广栋 签字日期：2008年12月20日

学位论文版权使用授权书

本学位论文作者完全了解 南昌大学 有关保留、使用学位论文的规定，有权保留并向国家有关部门或机构送交论文的复印件和磁盘，允许论文被查阅和借阅。本人授权南昌大学可以将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、汇编本学位论文。同时授权中国科学技术信息研究所将本学位论文收录到《中国学位论文全文数据库》，并通过网络向社会公众提供信息服务。

（保密的学位论文在解密后适用本授权书）

学位论文作者签名：张广栋 导师签名：张广栋

签字日期：2008年12月20日

签字日期：2008年12月20日

第1章 绪论

1.1 引言

柴油发电机组是用途十分广泛的发电设备，适用于市电不能到达的通信局站、矿区、林区、牧区和国防工程等场合。能作为独立电源，提供照明电和动力电。在有市电供电的单位或地区，当供电要求很高，不允许停电或需要尽快恢复供电的场合，如电厂、高层建筑、车站、医院、宾馆和银行等，柴油发电机组可以作为应急备用电源，一旦市电停电，能迅速提供稳定的交流电源。当今，随着人们的生活节奏不断加快，信息交流与沟通越来越频繁重要，这使得在信息交流过程中占重要地位的邮电通信事业有了突飞猛进的发展，柴油自备电站在邮电通信及其他各行各业中的应急保障作用也变得十分重要，并随之有了长足的发展，柴油发电机组自备电站的发电机普遍采用同步发电机。

20世纪60年代前^[1]，由于技术的局限，柴油发电机组电站的同步发电机普遍采用直流励磁机励磁，以后又发展了自励恒压同步发电机，这些励磁方式的发电机由于存在电刷和滑环结构运行时无线电干扰较大且使用人员维护工作量大，已逐渐退出市场。目前广泛流行的无刷发电机因无滑动的电接触部件，使发电机运行时的无线电干扰得到了很大抑制，发电机运行的可靠性也大大提高。

20世纪80年代后期，随着集成电路技术的发展，可编程控制器件应用到了柴油电站中，使电站自动化程度有了较大提高。由它构成的柴油发电机自动化控制器降低了故障率和成本投入。但该类型控制器外围电路复杂，需配置转速、电压等判断电路及供电电源、端口扩展继电器等器件，造价相对较高。

随着计算机技术的发展及计算机控制技术在柴油发电电站中的应用，使柴油发电机组的三遥（遥控、遥测、遥信）成为现实^[2]，目前国外绝大多数柴油发电机组厂家的产品都具备了自动化及“三遥”手段，性价比也很高。相比之下，国内同类产品由于起步较晚，同国外产品有一定的差距，但近年来随着科研部门及企业的努力，结合计算机技术的“三遥”自动化柴油发电机组产品已经有多家国内企业能够生产，其性能也比较可靠，应用大规模专业芯片及计算机控制技术的全自动化柴油发电机组产品，将是今后较长时期内柴油发电电站的发展方向。

针对厂方原有励磁调节器调节性能差、功能单一的缺点，本课题以励磁控制器研究为核心，进行了励磁控制策略的改进，使用先进的参数自整定模糊 PID 控制算法进行励磁调节，并在此基础上研究了柴油发电机的智能控制，使该控制器具有对柴油发电机进行运行检测、故障报警、故障停机等功能，并可通过串口通讯与上位机进行数据交换，实现对柴油发电机的遥控和遥测。

1.2 励磁控制系统的作用

同步发电机励磁控制系统，是同步发电机控制系统的重要组成部分，其主要任务是通过调节发电机励磁绕组的直流电流，控制发电机机端电压恒定，满足发电机正常发电的需要，同时控制发电机组间无功功率的合理分配。它的性能对同步发电机系统的供电质量及其运行的可靠性和稳定性有着直接影响^[2]。

同步发电机的励磁系统一般由两部分组成^{[3][4]}。一部分用以向发电机的磁场绕组提供直流电流，以建立直流磁场，通常称之为励磁功率输出部分（功率单元）。另一部分用于在正常运行或事故时调节励磁电流，以满足运行的需要，它包括励磁控制器、强行励磁、强行减磁和自动灭磁等，一般称之为励磁控制单元。通常，由励磁调节器和励磁系统及其调节对象（同步发电机）共同组成的反馈控制系统，称为同步发电机励磁控制系统。励磁控制系统对提高发电机及电力系统的技术经济指标，使电力系统有令人满意的性能是至关重要的。励磁控制系统的主要作用包括以下几个方面^{[3][4][5][6]}：

（1）维持发电机端或系统指定控制点的电压在给定水平上

发电机正常运行时，负荷会随机波动，随着负荷的波动，需要对励磁电流进行调节，以维持机端或系统中某点电压在给定水平。当发电机空载电动势恒定时，发电机端电压会随发电机定子电流（负荷电流）的增加而降低；随发电机定子电流（负荷电流）的降低而增加。要保证发电机端电压 U 恒定，必须随发电机负荷电流的增加（或减小）而增加（或减小）发电机的空载电势 E_0 。而 E_0 是发电机励磁电流 I_{fd} 的函数，忽略饱和，则 E_0 和 I_{fd} 成正比。所以当发电机负荷电流变化引起发电机机端电压改变时，需要通过励磁装置的调节作用，自动增加或减少励磁电流，使端电压维持在给定水平。

（2）合理分配无功功率

当两台或两台以上发电机并列运行在同一母线上时，总的无功功率由各发电机组分担。对于无调差的多台发电机，各机组间会发生乱抢无功的现象，即多台无调差发电机是不能并联运行的。当它们具有调差特性时，发电机输出的

无功功率与其调差特性有关。调差小的机组分配到的无功多，调差大的机组分配到的无功少。通过调节发电机的励磁电流可改变其调差特性，即改变发电机的无功输出。

(3) 提高电力系统的静态稳定性

在电力系统中，按电压偏差调节的励磁调节器，功率因素角 $\delta < 90^\circ$ 时，系统是稳定的。功率因素角 $\delta = 90^\circ$ 时，当由于功率因素角 δ 的改变，引发的发电机定子电流变化使发电机机端电压反方向变化时，励磁调节装置将调节励磁电流使 E_q 正向变化，发电机的运行点将主动过渡到使系统更加稳定的功率特性曲线上，性能优良的励磁系统能够改善实际运行的功率特性，提高功率极限，而且可以扩大稳定区，使同步发电机工作在 $\delta > 90^\circ$ 的区间运行^[5]。

(4) 提高电力系统的暂态稳定性

电力系统暂态稳定是指电力系统在某一正常运行方式下突然遭受大扰动后，能否过渡到一个新的稳定运行状或者恢复到原来运行状态的能力。励磁顶值电压越高，电压响应比越快，励磁调节对改善暂态稳定的效果越明显。

当电力系统中发生短路故障时，由于常规调速系统的响应太慢，主要靠快速继电保护切除故障，而故障切除以后，快速励磁和强行励磁可以增大发电机电势，因而增大输出的电磁功率，增大了制动面积，防止发电机摇摆角过度增大，以利于暂态稳定性的提高。

(5) 提高电力系统的动态稳定性

当电力系统的负荷发生突变、线路结构参数改变，以及电力系统遭受突然短路等故障时，电力系统能否继续稳定运行，称为电力系统的动态稳定性。这也是同步发电机的重要性能之一。增加励磁调节系统强励能力，降低励磁调节系统的时间常数，是提高电力系统动态稳定性的有效措施^{[4][6]}。

综上所述，励磁控制系统控制同步发电机发出的电势，所以它不仅控制发电机的端电压，而且还控制发电机的无功功率、功率因数和电流等参量。由于这些参量直接影响系统的运行状态，因此在某种程度上也可以说，励磁控制器也控制着系统的运行状态，特别是系统的稳定和励磁控制方式密切相关。

1.3 励磁控制方式的发展状况

从二十世纪五十年代到现在，励磁控制方式的发展大致经历了三个发展阶段。

1.3.1 古典励磁方式

20 世纪 50 年代出现的自动电压调节器 (AVR) 大多采用机端电压偏差作为反馈量进行比例 (P) 调节或比例-积分-微分 (PID) 调节, 运用古典控制理论中频率响应法或根轨迹法来确定控制器参数。前苏联学者创造了一种强力式励磁调节器, 它在采用发电机端电压偏差的比例调节基础上, 还采用了发电机端电压偏差的一次微分、发电机端电压频率偏差及其一次微分、发电机定子电流及其一次微分等辅助反馈量。在 20 世纪 50 年代末期, 前苏联开始使用这种强力式励磁控制器, 现已普遍用于独联体各国电力系统中所有大型发电机的励磁系统上。我国电力系统中有些机组也配备了这种励磁调节系统^{[7][8]}。这种控制方式仅适用于容量等于或小于 10 万 KV·A 的发电机组。

1.3.2 AVR+PSS 方式

随着单机容量的增大, 古典控制方式越来越不能满足大电力系统对于抑制振荡及提高微动态稳定极限以及稳态电压调节精度等方面的要求^{[7][8][9]}。为了改善 AVR 式励磁控制器在调节精度和稳定性间的矛盾, 以及在提供人工阻尼方面的不足, 美国学者 F.D.Demello 和 C.Concordia 于 1969 年提出了电力系统稳定器 (PSS) 的辅助励磁控制策略, 从而形成了“AVR+PSS”结构的励磁控制器。该方式在调节规律中采用了除发电机机端电压偏差以外的其它辅助参量进行控制, 在原有的比例控制量的基础上叠加积分和微分的辅助控制量进行控制。目前运用得最普遍的还是采用机端电压的频率 f 或机组转速 ω , 亦或发电机电磁功率 P_e 等 (经过一定的超前校正环节) 作为调节器的辅助输入量这样一种方法。

研究结果及运行实践证明^{[9][10][11]}, PSS 励磁控制方式对抑制系统振荡, 提高系统微动态稳定性及维持机端电压能力方面较之古典控制方式具有明显的优越性。但是, PSS 控制方式在实际使用时, 辅助量的增益、超前校正环节的参数需要使用实验方法加以调整, 如果这些参数配合的不合适, 就达不到预期的结果, 而这种调整需要花费很大的精力; 其次, PSS 的这些参数只能在某一正常运行工况下调整到较好的配合数值, 在运行点发生变化以后 PSS 对振荡的抑制作用就会减弱。

1.3.3 智能励磁控制方式

随着现代控制理论和智能控制理论的发展, 运用现代控制理论进行电力系统运行性能的最优化控制的研究上有了迅速的发展, 对如何按最优化的方法设

计发电机励磁控制器也取得了不少研究成果。

(1) 线性最优励磁控制^{[12][13]}

线性最优励磁控制是在研究线性最优控制系统设计原理的基础上, 采用二次型性能指标, 设计发电机线性最优励磁控制系统, 该控制器以发电机状态量 $\Delta\delta$, ΔP_e , $\Delta\omega$, ΔU 作为输入, 以发电机励磁绕组电压 U_f 为输出, 能够在运行点保证系统的最优运行。此控制方式不仅提高了远距离输电系统对振荡的抑制能力和微动态稳定极限, 而且对系统的暂态稳定极限特别是对永久性故障下的暂态稳定极限也有所提高。但是, 当电力系统的运行偏离设计运行点时, 这种定常控制器将难以保证控制效果, 并且在线性最优控制系统设计过程中, 二次型性能指标中权矩阵的选取对系统的控制性能影响很大, 该矩阵的选取完全依赖设计者的经验, 需要经过反复的试验才可以达到较好的控制效果。在权矩阵确定以后, 还要通过求解 Riccati 方程才可以得到最优反馈增益, 计算过程相当复杂。

(2) 自适应励磁控制

自适应励磁控制方式^[14]可根据发电机运行工况的不同而引起的系统参数变化, 来不断地修正控制器参数, 达到跟踪系统运行状态的目的。总的来说, 由于自适应控制需要在线辨识系统参数的变化, 所以算法比较复杂, 实时运算量大, 应用于参数时变、要求响应速度快的发电机励磁控制有一定的难度。

(3) 模糊逻辑控制

模糊逻辑控制方式^{[15][16][17][18]}完全是在操作人员控制经验基础上实现对系统的控制, 不依赖对象的数学模型, 具有较强的鲁棒性, 并且可以离线计算得到控制查询表, 实际控制时只需查表即可, 提高了控制系统的实时性。有关文献提出了一种基于常规 PID 的模糊 PSS 励磁控制方式, 经实践验证能取得比较好的控制效果。其原理为在原有 $\Delta\omega$ 为信号的 PSS 基础上再引入一个模糊辅助信号, 模糊逻辑控制输入信号取自发电机每个瞬间速度偏差及加速度偏差, 经模糊推理算出注入励磁回路的阻尼信息, 确定输出是正或负, 以及其幅值大小, 并与原有的 PSS 控制信号一起加入励磁控制系统中。它不受系统振荡频率改变影响, 适应性强, 性能好, 可以有效的改善电力系统稳定性和动态品质, 对于系统参数和运行方式的变化及各种故障程度均有很强的鲁棒性。

(4) 神经网络控制

误差逆传播神经网络^{[19][20]}, 简称 BP 网络 (Back Propagation), 是一种单向

传播的多层前向网络，它成功地解决了多层网络中隐含层神经元连接权值的学习问题。BP神经网络具有逼近任意非线性函数的能力，通过神经网络自学习功能，可以实现PID控制参数在最优控制率下的自整定。神经网络PID控制系统由两部分组成：

1) 经典PID控制器，它直接对被控对象过程实现闭环控制，并且3个控制参数 K_p 、 K_i 、 K_d 为在线整定；

2) BP神经网络，根据系统运行状态自动整定PID控制参数来调节 I_f ，具有良好的静、动态品质。

人工神经网络以其能以任意精度逼近复杂的非线性映射和并行处理，以及自学习能力在电力系统中的应用日益增多。

(5) 遗传算法控制

遗传算法作为一种模仿生物进化过程的最优化方法，具有不要求梯度、能得到全局最优解、算法简单、可并行处理等优点，特别适合于在复杂多变、具有不确定性的空间中寻找其全局最优解，目前已经成功的应用于机器学习、组合优化和复杂的函数优化等许多领域^{[12][21][22]}。因此，基于遗传算法来优化励磁控制器也已经有了不少研究。

(6) 基于灰色预测理论控制

基于灰色预测的发电机励磁控制系统^[23]，采用三个广泛应用的GM(1, 1)模型(其中GM(1, 1)中前面的“1”是指灰色模型的阶数，而后面的“1”是指一个变量)。对发电机状态量 ΔP_e 、 $\Delta \omega$ 、 ΔU_i 进行预测，在此基础上进行发电机励磁控制系统的比例式预测控制，即控制量：

$$\Delta U = K_1 \Delta P_e(k) + K_2 \Delta \omega(k) + K_3 \Delta U_i(k) \quad (1-1)$$

从理论上讲，该励磁控制系统由于应用了“超前控制”思想，比起常规“滞后控制”有更好的效果。但是，在灰色预测理论的应用中，预测步长的选取对系统稳定性影响很大，并且在应用于励磁控制系统设计过程中，生成预测控制量的各状态量的比例因子的选取对控制器性能的影响也很大，目前只能根据经验进行选取，带有一定盲目性。

1.4 国内外励磁控制器的研究状况

早期的励磁控制器为振动型和变阻器型^{[24][25][26]}，它们都具有机械部件，称

为机电型励磁控制器。由于它们不能连续调节，响应速度缓慢，并有死区，早已被淘汰。

20世纪50年代，磁放大器出现后，电力系统广泛采用磁放大器和电磁元件组成的电磁型励磁控制器。电磁型励磁控制器具有时滞性，调节速度较慢，但可靠性较高，通常用于直流励磁机系统。

20世纪60年代，随着半导体技术的发展，电力系统开始采用由半导体元件组成的半导体励磁控制器。半导体元件几乎没有时滞，功率放大倍数也较高，半导体励磁控制器调节速度较快。

20世纪70年代，半导体励磁控制器获得广泛应用，通常用于他励交流励磁机系统。

以上的电磁型、半导体型励磁控制器均属于模拟式励磁调节器，其电压偏差的测量、综合放大、移相触发等均由硬件完成。如果需要实现自动升压、低励限制、过励限制、电力系统稳定器 PSS (Power System Stabilization) 等多种控制功能，就必须增加新的硬件电路。由于模拟式的调节器结构复杂、操作繁琐、维护困难，因此，励磁调节器进入了数字化时代。

从20世纪80年代初国内就开始研制数字式励磁调节器，并取得了显著进步，励磁装置基本上完成了由模拟向数字技术方向的战略转移，其控制技术、可靠性也获得国内用户的认可。如广西大学自动化研究所研制的可编程微机励磁调节器，其硬件采用可编程控制器，软件采用非线性智能控制方法，使产品的可靠性、励磁系统的动态和静态响应指标提高，装置的维护检修等方面达到了一个新的水平。原华中科技大学和东方电机厂合作研制了双数字式励磁调节器，该调节器由两套 CCSDK-86 微型计算机构成，采用 INTEL8086CPU 和线性最优励磁控制策略。电力部电力科学研究院与南京自动化设备厂合作研制了 WKKL 型微机双自动励磁调节器，于1991年在湖南耒阳电厂投入运行。它选用16位工控机 CCSDK-86，在控制规律上以 PID 调节为主，同时引入了 PSS 附加控制。武汉洪山电工技术研究所研制开发的 HWJT 型单片机数字式励磁调节器，于1993年在邯郸热电厂投入运行，它选用 8098 单片机作为微处理器，具有多种调节、控制和限制功能^[25]。

与此同时，国外的一些公司也已经进行数字式励磁控制器的研究。比较有影响的产品有：加拿大通用电气公司 (GE) 生产的 SILCO 型双通道微机励磁调节器，瑞士 ABB 公司生产的 UNITROL 型励磁调节器，德国西门子公司生产的

THYRIPOL 型励磁调节器, 奥地利伊林公司及日本东芝公司、三菱公司也都有定型产品。

目前国内外对 CD-AVR (紧凑式数字自动电压调节器), PSS (电力系统稳定器) 和 PSVR (电力系统电压调节器) 的研究非常多, 由于它们的低成本、高性能, 逐渐引起了人们的注意。英国的 Hitachi.ltd 公司已经增补了发电机励磁控制系统 HIACS-7000, 它是一个实时的、高可靠性的励磁系统, 适合于电力系统的稳定操作。美国 Basler 公司先后研制出 DCES-15、DCES-100、DCES-300 型电压调节器, 为脉冲宽度调节提供信号, 适用于各种型号的发电机。日本在 500KV 系统以及 275KV 系统连接的发电机组上设置了新型电压调节器(PSVR), 该调节器可提高并维持高压输电系统为一定值。许多其他的制造商也积极参与开发, 如国电南京自动化股份有限公司等生产的 WKKL 系列及 KKL-2 型集成电路式励磁调节器, 美国 GE 公司的 EX2000、美国西屋公司的 WDR2000M300 型及 ANSALDO 型、英国罗罗公司的 R-RSC 型、南京南瑞电气控制有限公司生产的 SJ-800 型及 SAVR-2000 型等数字式励磁调节器, 上海华通开关厂生产的 KFD-3 型等。

随着科学技术的进步和计算机技术的快速发展, 励磁装置的数字化趋势已毋庸置疑。计算机和大规模集成电路在电力工业中的广泛应用, 在大型电站中全数字式自动励磁调节器已经开始应用, 微机励磁调节器取代模拟式励磁调节器将成为不争的事实。

1.5 课题来源

本课题是来源于江西泰豪有限公司电机事业部的横向课题。课题任务为研制具有同步发电机端电压自调整, 电力参数自显示以及与上位机进行实时通讯功能的柴油发电机励磁控制器, 即在实现发电机励磁调节基础上增加控制器的高级扩展功能, 从而为实现柴油发电机的全面智能化奠定基础。该控制器应具备良好的环境适应性和稳定性。

励磁控制器的控制对象为 250KW 以下的小型柴油发电机, 其中三相同步发电机为厂方自产的三次谐波励磁无刷同步发电机。厂方与本校有关院所已经多次合作致力于柴油发电机励磁调节器的开发工作, 之前曾有过定型产品应用在实际中。但这些控制器存在实时性不高, 稳定性差, 以及功能单一等缺点。针

对之前产品的几点不足，该课题致力于研究一种同时具备励磁调节和电力参数检测显示功能的柴油发电机励磁控制器，并实现控制器的高级扩展功能，使上位机能够检测柴油发电机的运行状况并实时控制，从而向柴油发电机的全自动化方向迈进。

1.6 课题研究的主要内容

通过对厂方之前的励磁控制器分析得知，其控制核心大都采用单片机，个别采用 TMS320LF2407，这些芯片的 CPU 速度有限，在工业应用中的实时性不够高，影响了检测精度和控制效果。随着大规模集成电路和芯片技术的发展，TI 公司推出了一款高性能 DSP 处理器芯片 TMS320F2812，其主频可达 150MHz（远高于 2407 的 30MHz）。由于它运算能力强、片内外设丰富，特别适合于高实时性要求的工业控制场合^[27]，应用其作为柴油发电机励磁控制器的处理器将克服传统控制器的应用弊端，并实现其他扩展功能。

本课题选用 TMS320F2812 作为柴油发电机励磁控制器的微处理器，设计软、硬件来实现控制器的各种功能。本课题主要完成了以下工作内容：

(1) 为了克服传统 PID 励磁调节器的缺点，将普通 PID 控制和模糊控制结合起来，形成参数自适应的模糊 PID 控制策略，设计了模糊 PID 励磁控制器的数学模型，进行发电机的励磁调节。

(2) 采用模块化的思想，设计了控制系统各模块硬件电路并编程实现了各相应模块的软件设计，包括 AD 采样、测频、IGBT 驱动和报警跳闸等模块的软硬件设计。

(3) 通过 Matlab 仿真分析，比较了普通 PID、非线性 PID 和参数自适应模糊 PID 三种控制方式的优缺点，验证了理论分析得出的结论，将自适应模糊 PID 控制方式应用在控制器的励磁控制系统中，编程实现了模糊 PID 控制算法。

(4) 在实现励磁控制的基础上，增加了相应的硬件电路和软件，使该控制器具有对柴油发电机进行运行检测、故障报警、故障停机等功能，并可通过串行接口（SCI）与上位机进行数据交换，实现了对柴油发电机的遥控和遥测。

(5) 加入了键盘和 LCD 显示模块，用于各电参量及柴油机状态的实时显示，并方便现场人员对参数修改。

第2章 同步发电机特点及控制策略研究

2.1 三次谐波励磁无刷同步发电机的结构特点和工作原理

本课题所研究的对象是基于三次谐波励磁的三相无刷凸极同步发电机。谐波励磁是一种自励方式，它将交流励磁机和主发电机合为一体。其中主发电机为旋转磁场式三相同步发电机，励磁机为旋转电枢式交流发电机。主发电机的谐波绕组产生的三次谐波电压经过不可控全桥整流成直流，给励磁机的励磁绕组供电，相应地在励磁机的电枢绕组上感应出三相交流电，经过旋转整流器整流成直流供给主发电机的励磁绕组。主发电机转子、励磁机电枢和旋转整流器都装在同一个轴上一起旋转，励磁机磁极固定在转子内侧。由于使用了励磁机，使电机励磁实现了无刷化。该发电机结构（不含励磁调节部分）如图 2.1 所示：

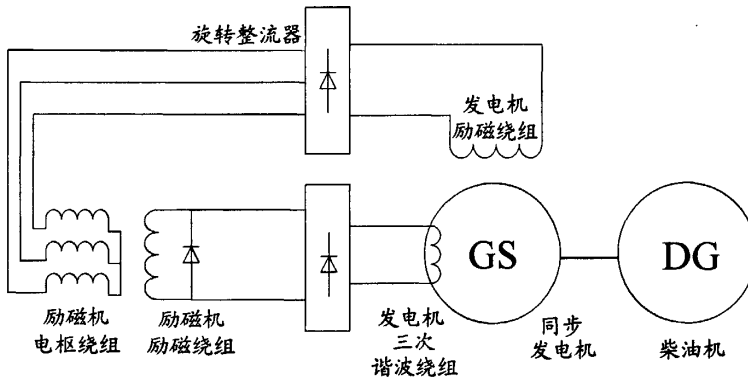


图 2.1 三次谐波励磁无刷同步发电机组结构示意图

该发电机结构在励磁功率单元有两大特点：一是采用发电机输出的三次谐波电压作为其自身的励磁源；二是采用无刷励磁方式。这两种励磁方式在小型同步发电机中，均得到了广泛的应用。

2.1.1 同步发电机无刷励磁工作原理与特点

同步发电机从有刷进化到无刷，交流励磁机和旋转整流器是其中的关键部件。在无刷发电机上，交流励磁机电枢、旋转整流器和主发电机励磁转子都安装在同一个轴上，旋转中彼此处于绝对静止状态，因此可以用固定的连接线进行连接，这样就省去了电刷、换向器和滑环等部件。交流励磁机的输出由整流

器整流后，直接送到同步发电机的转子励磁绕组中去。交流励磁机实质上是旋转电枢式的交流发电机，励磁绕组在定子上，用直流电来励磁，转子是电枢。目前无刷发电机中的旋转整流器普遍采用三相桥式全波整流电路^{[9][28][29]}。

无刷励磁结构的产生，取代了以往故障率高的碳刷滑环结构，使发电机制造技术得到一次飞跃。无刷励磁方式具有如下优点^{[30][31]}：

(1) 结构紧凑，维护方便；

(2) 由于增加了交流励磁机这个放大环节，使控制励磁的容量大大下降，因而电压自动调节系统的元件容量可以选择得较小。

无刷励磁系统方式也存在如下缺点：

(1) 该方式中同步发电机转子励磁电流的变化是由交流励磁机的磁场电流来调节的，由于采用了励磁机，使反馈控制发电机负载变化多了磁电转换环节，所以稳态控制反应速度相比有刷而言稍慢；

(2) 发电机转子回路没有检测仪表，因而对转子回路的运行情况无法进行实时监视。

2.1.2 三次谐波励磁工作原理与特点

对同步发电机的气隙磁场的要求是按正弦规律变化，但严格说来，同步发电机的气隙磁密波是非正弦形的。根据傅氏级数，可以将其分解为基波和一系列的奇次谐波分量，特别在气隙不均匀的凸极发电机内，谐波分量更大：

$$B(X) = B_m \sin \omega t + \frac{1}{3} B_m \sin 3\omega t + \frac{1}{5} B_m \sin 5\omega t + \dots \quad (2-1)$$

式(2-1)中除基波外，以三次谐波幅值最大，频率为基波频率的3倍。

如果在同步发电机定子槽内单独嵌置一套附加三次谐波绕组，并使它在电路上与主绕组互相绝缘，其极数为基波的3倍，其线圈节距等于极距的1/3。当电机的磁极旋转时，就会在三次谐波绕组中感应出150Hz的三相对称电势。由于谐波绕组与主绕组无电的联系，且节距为电机主绕组极距的1/3，故谐波的绕组中感应出的三相基波电势，由于相位互差120°，大小相等，因此互相抵消，基波电势之和为零，只有三次谐波电势。该三次谐波电势中还含有9次、15次...等高次谐波分量，但由于其含量较少，故仍将其统称为三次谐波^{[32][33]}。

三次谐波电势经桥式整流器整流后，送给发电机的转子励磁绕组，成为发电机自身的励磁电源。当发电机带有负载时，在不考虑磁路饱和时，三次谐波

磁场可由转子磁极磁场的三次谐波分量和定子电枢反应磁场的三次谐波分量叠加而成。

当发电机的负载增加时，由于电枢反应，输出端电压会降低，电枢电流增大。三次谐波电势将随着电枢电流的增大，主回路输出电流的增大而自动增大。利用这一特性，去抵消发电机主绕组电枢反应，即可维持端电压的恒定，反之同理。因此，三次谐波励磁系统是一种按扰动控制实现的自立恒压的励磁系统，具有类似相复励一样的自动补偿作用。

谐波励磁发电机相当于1台主发电机、1台励磁发电机和1台自动励磁控制器的组合。这种励磁方式，使主发电机省掉了独立的励磁机，体积缩小了，成本也相应降低，同时降低了对控制器的要求。三次谐波励磁，无论是凸极或隐极同步发电机均可采用。此外在发电机突然短路后的过渡过程中，随着励磁电流的突增，三次谐波磁密也增大，会产生显著的强励作用^{[5][34-36]}。

这种励磁方式的主要优点是：

- (1) 结构简单，制造方便，运行可靠，通用性强，维护方便；
- (2) 稳态和动态性能都较好。这种发电机的励磁电流的对负载的变化就有良好的跟踪能力，这种跟踪能力不仅使发电机在稳态运行时有一定的恒压特性，而且在动态过程中，也具有好的特性，稳态电压调整率可达 $\pm(5\sim 10)\%$ 。

但是该方式也存在一定的缺点：

- (1) 自建压困难，必须附加起励装置；
- (2) 稳态电压调整率较差，电压波形正弦性畸变较大；
- (3) 不宜采用分流方式，否则在负载状态时，分流太大，将会烧坏谐波绕组或整流器件。

2.2 励磁 PID 控制策略

励磁控制单元是励磁控制系统的重要组成部分。整个励磁系统动、静态特性的优劣，在很大程度上取决于励磁控制单元。控制算法的改进紧紧依赖于控制理论的发展，励磁控制方式的每一次突破都是以控制理论的发展为契机的。控制理论及其应用的提高和发展趋势总是由单变量到多变量，由线性到非线性，最后到包含智能化的控制方式，励磁控制方式的发展也经历了一条与之相适应的过程。下文分析了三种励磁 PID 控制算法，比较了它们各自的优缺点，并通

过仿真实验验证了本章结论（见第 5 章），为课题设计提供了理论依据。

2.2.1 普通 PID 励磁控制

2.2.1.1 模拟 PID 励磁控制

PID 控制器^{[3][37]}由比例控制、积分控制和微分控制三个部分组成，是一个二阶超前滞后校正装置。PID 调节器从上世纪 40 年代问世以来，至今已有半个多世纪的历史。PID 控制之所以在生产过程中普遍采用，主要由于它具有良好的控制性能、鲁棒性好、可靠性高；控制算法简单、使用方便、灵活等优点。

在模拟控制系统中，常规模拟 PID 控制系统原理框图如（图 2.2）所示。系统由模拟 PID 控制（虚框内部分）和被控对象组成。

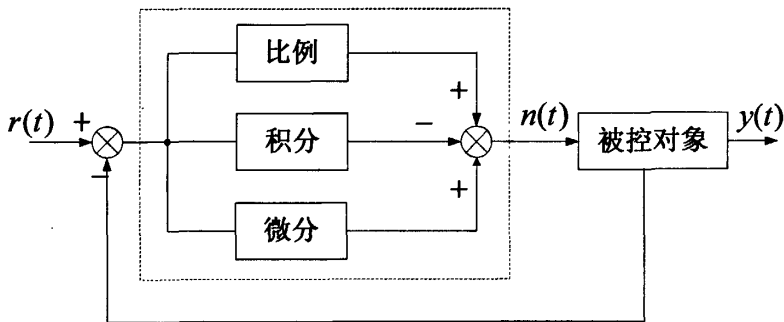


图 2.2 模拟 PID 控制系统原理图

PID 控制器将偏差比例、积分和微分控制，通过线性组合构成控制量，对被控对象进行控制，其控制规律为

$$u(t) = K_p [e(t) + \frac{1}{T_i} \int e(t) dt + T_d \frac{de(t)}{dt}] \quad (2-2)$$

式中： K_p ——比例系数；

T_i ——积分时间常数；

T_d ——微分时间常数

励磁控制系统中采用的 PID 调节，输入量是端电压的偏差 $e(t)$ 。在励磁控制系统中，应用 PID 调节可以达到：

(1) 稳态时有较大的放大倍数，使机端电压接近恒定调节精度 0.1% 以内，从而有较大的小干扰稳定极限；

(2) 暂态时有较小的放大倍数，以避免超调和振荡。

但是，模拟器件自身的固有缺点，如器件的工作状态极易受温度影响而产生漂移，破坏已调整好的系统运行状态；模拟器件的分散性，使系统调整困难，工作点不易准确的调整到设定值；特别是模拟器件缺乏柔性，缺乏复杂的计算能力，不能发挥出软件技术优势这一缺陷极大的限制了模拟 PID 的应用，使其难以实现高精度、高性能的控制要求。

2.2.1.2 数字 PID 励磁控制

计算机技术的不断发展为数字化控制技术提供了良好的物质基础。由于计算机具有运算速度快、精度高、存储量大、编程灵活及很强的通信能力等特点，因此广泛应用于各种工业控制中。特别是近年来，由于微处理器技术的进步及其成本的降低，为数字控制技术提供了强有力的工具。

在计算机控制系统中^{[25][26][38]}，PID 控制算法是在计算机内以程序实现的，计算机作为一种数字运算工具，采用的是离散化方法，因此使用的是数字 PID 控制，所谓数字 PID，即在模拟 PID 控制算法的基础上，以采样时刻点 kT 代替连续时间 t ，以矩形法数值积分近似代替积分，以一阶后向差分近似代替微分，即：

$$\left\{ \begin{array}{l} \int e(t)dt = T \sum_{j=0}^k e(jT) = T \sum_{l=0}^k e(l) \quad (k=0,1,2,3,\dots) \quad (2-3) \\ \frac{de(t)}{dt} \approx \frac{e(kT) - e[(k-1)T]}{T} = \frac{e(k) - e(k-1)}{T} \end{array} \right.$$

式中 T 为采样周期， k 为采样序号， $k=0, 1, 2, \dots$ 。为书写方便，将 $e(kT)$ 简化表示成 $e(k)$ ，即略去了 T 。

显然，上述离散化过程中，采样周期 T 必须足够短，才能保证有足够的精度。将 (2-3) 代入 (2-2)，可得离散的 PID 表达式为：

$$u(k) = K_p e(k) + k_i \sum_{j=0}^k e(j) + K_d [e(k) - e(k-1)] \quad (2-4)$$

式中： $u(k)$ ——第 k 次采样时刻的计算机输出值；

$e(k)$ ——第 k 次采样时刻输入的偏差值；

$e(k-1)$ ——第 $(k-1)$ 次采样时刻输入的偏差值；

$$K_i \text{——积分系数, } K_i = \frac{K_p T}{T_i};$$

$$K_d \text{——微分系数, } K_d = \frac{K_p T_D}{T}$$

由式 (2-4) 根据递推原理得:

$$u(k-1) = K_p e(k-1) + K_i \sum_{j=0}^{k-1} e(j) + K_d [e(k-1) - e(k-2)] \quad (2-5)$$

用式 (2-4) 减式 (2-5) 得:

$$\begin{aligned} \Delta u(k) &= K_p [e(k) - e(k-1)] + K_i e(k) + K_d [e(k) - 2e(k-1) + e(k-2)] \\ &= K_p \Delta e(k) + K_i e(k) + K_d [\Delta e(k) - \Delta e(k-1)] \end{aligned} \quad (2-6)$$

式中: $\Delta e(k) = e(k) - e(k-1)$

式 (2-4) 称作位置式数字 PID 算法, 式 (2-6) 称作增量式数字 PID 算法。

在位置式控制算法中, 由于采用全量输出, 所以每次输出都与原来位置量有关。位置式算法需要对 $e(k)$ 量进行累加, 由于初始阶段系统偏差 $e(k)$ 比较大, 累加后, 可能会引起 $\Delta u(kT)$ 的溢出, 造成数据不准确, 引起误动作。而从式 (2-6) 可以看出, 当采用恒定的采样周期 T 时, 一旦确定了 k_p , k_i , k_d , 只要使用前后三次测量值的偏差, 就可以求出控制量。

增量式 PID 算法与位置式 PID 算法的区别在于将计算机的一部分累加功能转化为由执行机构去完成^[37-39], 这种区别使增量式 PID 有如下优点:

(1) 由于控制器只输出增量, 所以当计算机误动作时, $\Delta u(kT)$ 虽可能有较大幅度的变化, 但对系统造成的影响比位置式 PID 控制算法小, 控制的作用不会发生大幅度变化, 必要时还可用逻辑判断的方法去除;

(2) 算法中不需做累加, 控制增量 $\Delta u(kT)$ 只跟最近几次采样值有关, 容易通过加权处理获得较好的控制效果并且消除了当偏差存在时发生饱和的危险;

(3) 采用增量式 PID 算法, 易于实现手动到自动的无冲击切换。

但增量式 PID 算法也有不足之处: 积分截断效应大, 有静态误差, 溢出影响较大。

2.2.2 非线性 PID 励磁控制

PID 控制是工业控制中应用最广泛的一种控制规律^{[40][41]}，它结构简单，具有一定的鲁棒性，容易实现，稳态无静差，控制精度高。实际运用的经验和理论分析均表明，将这种控制规律用于大多数工业对象能够得到比较满意的结果。但是，由于许多控制对象（如柴油发电机）存在着大惯性、非线性、纯滞后、强干扰等特性，用一组事先整定的 PID 参数实施控制难以达到很好的控制效果，尤其当对象参数变化超过一定的范围时，系统性能会明显变差，甚至超出许可范围。因此，这种线性的 PID 控制方式存在控制弊端，采用分段调节的非线性 PID 控制方式，可以改善控制效果。

非线性 PID 控制器的原理图如图 2.3 所示^{[40][42][43]}。

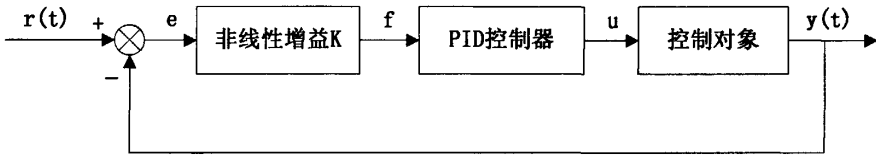


图 2.3 非线性 PID 控制器框图

它由以下方法组成，即一个非线性增益 k 与一个线性具有固定增益的 PID 控制器相串联，非线性增益 k 是一个关于误差 $e(t)$ 的函数，在这里， $e(t) = y(t) - r(t)$ 式中， $y(t)$ 为系统的实际输出， $r(t)$ 为系统的期望输出。

这一非线性增益 k 作用在误差 $e(t)$ 上产生了一个非线性误差 $f(t) = k(e)e(t)$ ， $f(t)$ 作用在 PID 控制器上，根据普通 PID 控制规律即可推导出非线性 PID 控制规律：

$$\begin{aligned}
 u(t) &= [k_p + k_i \int dt + k_d \frac{d}{dt}] f(t) \\
 &= k_p [k(e)e(t)] + k_i \int [k(e)e(t)] dt + k_d \frac{d}{dt} [k(e)e(t)]
 \end{aligned}
 \tag{2-7}$$

非线性增益 k 在满足 $0 \leq k \leq k_{\max}$ 的条件下，可以是误差 e 的任意一个非线性函数。图 2.4 中描绘出有限区域下的非线性增益 k 的输入—输出特性。其中， $f = ke$ 落在 $0 \leq f \leq k_{\max} \times e$ 的阴影部分中。

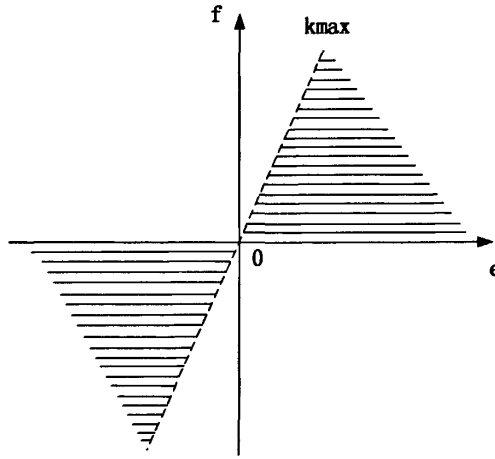


图 2.4 非线性增益的输入—输出特性

对于非线性增益 k 有很多选择，本课题根据同步发电机励磁控制系统的特
点，采用式 (2-8) 的形式：

$$\begin{cases} k_p = k_1 k_{p0} \\ k_i = k_{i0} \quad |e| < e_k, \\ k_d = k_{d0} \end{cases} \quad \begin{cases} k_p = k_2 k_{p0} \\ k_i = 0 \quad e_k < |e| < 1, \\ k_d = 0 \end{cases} \quad (2-8)$$

其中， k_{p0} 、 k_{i0} 、 k_{d0} 是按常规 PID 控制器的整定方法获取的参数； k_1 、 k_2
是对 k_{p0} 的修正系数， $k_1 < k_2$ ； e_k 为小误差范围内的最大值。

非线性增益取为式 (2-8) 的原因可解释为：当偏差 e 的绝对值较小（即稳
态值附近）时， k_p 取较小值，相反时取较大值，这样有利于加快控制系统的调
节速度，减少调节时间，同时保证有很好的稳定性；积分系数 k_i 在偏差 e 的绝对
值较小（稳态值附近）时取较大值，在偏差 e 的绝对值较大时取 0 值，这样既有
利于保证稳态无静差，又不会引起积分饱和而使超调增大、调节时间延长；微
分系数 k_d 在偏差 e 的绝对值较小（稳态值附近）时取较大值，在偏差 e 的绝对
值较大时取 0 值，这样有利于加快对小偏差的反应速度，提高控制器对干扰的
灵敏度，出现干扰时及时调节。励磁调节系统的非线性 PID 调节示意图如图 2.5
所示。

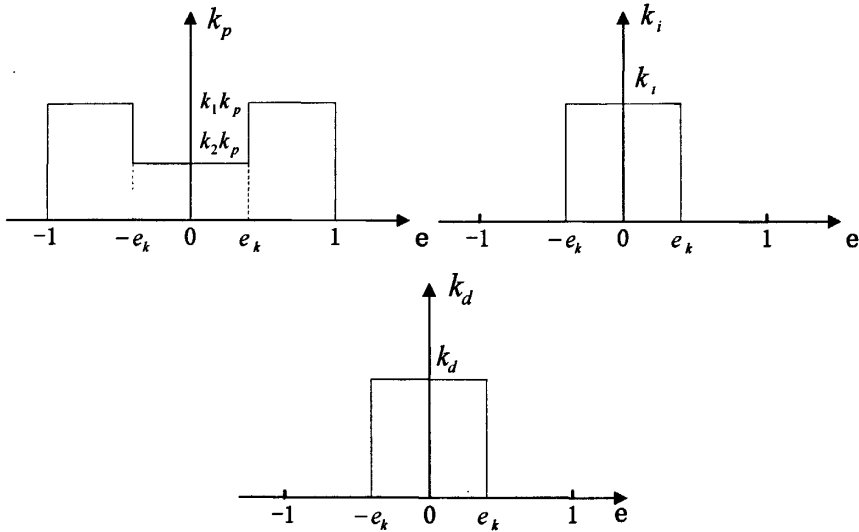


图 2.5 非线性 P、I、D 调节示意图

由于非线性 PID 综合了 PID 线性调节和柴油发电机的运行特点，因此同普通 PID 调节方式相比，可以做到启动过程快速、超调小、稳态无静差^[42,43]。

2.2.3 模糊 PID 励磁控制

模糊控制技术是以计算机技术、模糊数学、模糊集合论等为基础，通过模糊逻辑推理形成具有反馈系统的数字控制系统。它的实现不依赖于被控制对象的精确数学模型，而是在总结实际操作经验的基础上模仿人的思维方式，通过逻辑推理形成模糊控制决策规则表，然后通过规则表确定控制量补偿值的大小。它具有不需要建立精确数学模型，控制灵活适应性强，动态响应品质优于常规 PID 控制，运行速度和稳定性良好，系统鲁棒性和容错性良好等传统控制方法不可比拟的优点，因而常用来解决用传统控制方法难以实现的复杂控制问题^[44,47]。

传统的 PID 控制算法是在被控对象建立数学模型（传递函数、状态方程）的基础上实现的，而实际被控对象的情况往往比较复杂，受外界各种因素的影响，建立数学模型比较困难；环境和被控量的变化需要不断对 PID 的参数进行整定，使得控制品质严重下降。

从上述模糊控制和 PID 控制各自的优势和局限性可以看出，如果把传统线

性 PID 和模糊控制结合起来，取长补短，可使系统的控制性能得到提高，是一种很实用的控制方法。利用模糊推理判断的思想，根据不同的偏差 e 和偏差变化率 ec 对 PID 的参数 K_p 、 K_i 、 K_d 进行在线自整定，就可以兼顾两者的优点，这就是参数自适应模糊 PID 控制器。参数自适应模糊 PID 励磁控制器的结构如图 2.6 所示，它由模糊控制器和 PID 调节器构成^[45-47]。

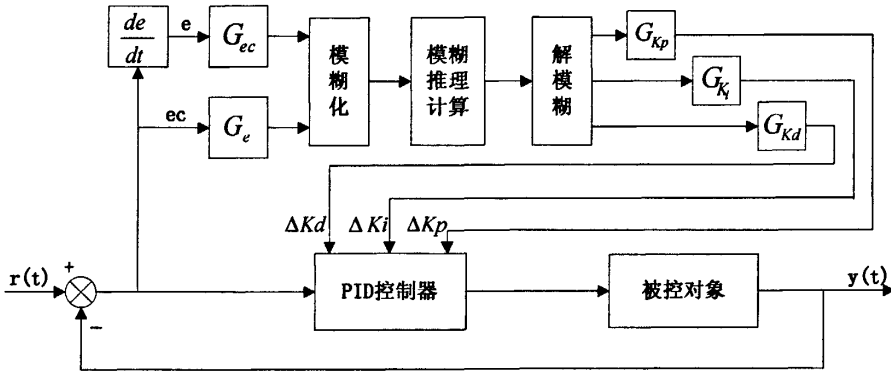


图 2.6 自适应模糊 PID 控制器结构框图

模糊控制器的输入变量为电压偏差值 e 和电压偏差变化率 ec ，输出变量为 PID 控制器的三个参数 k_p 、 k_i 、 k_d 的变化量 Δk_p 、 Δk_i 、 Δk_d 。它首先进行模糊化计算，然后根据模糊控制规则进行逻辑推理和判决，并通过解模糊法将模糊量变为精确量，最后得到三个输出变量 Δk_p 、 Δk_i 、 Δk_d 。在图 2.6 中， G_e 和 G_{ec} 分别为 e 和 ec 的量化因子， G_{kp} 、 G_{ki} 和 G_{kd} 分别为输出量 Δk_p 、 Δk_i 、 Δk_d 的比例因子。量化因子 G_e 、 G_{ec} 的作用是将输入变量从基本论域转换到相应的模糊集的论域，比例因子 G_{kp} 、 G_{ki} 和 G_{kd} 将由模糊控制算法给出的控制量转换到控制对象能接受的基本论域中。设定误差 e 的基本论域为 $[-e, e]$ ，误差变化率的基本论域为 $[-ec, ec]$ ，输出量的基本论域 $[-u, u]$ ，则

$$G_e = \frac{n}{e}, \quad G_{ec} = \frac{m}{ec}, \quad G_{kp} = G_{ki} = G_{kd} = \frac{u}{l} \quad (2-9)$$

其中， n ， m ， l 分别为 e ， ec 和输出量 Δk_p 、 Δk_i 、 Δk_d 的模糊集论域的最大值。

为了实现模糊控制器的标准化设计，将偏差值 e 和偏差变化率 ec 的变化范围一般设定为 $(-6, +6)$ 区间连续变化量。习惯上将 $(-6, +6)$ 之间变化的连续量分成为 7 个等级，每个等级作为一个模糊变量，与某个模糊集合相对

应：“正大 (PB)” 在+6 附近，“正中 (PM)” 在+4 附近，“正小 (PS)” 在+2 附近，“零 (ZO)” 在零附近点的地方，“负小 (NS)” 在-2 附近，“负中 (NM)” 在-4 附近，“负大 (NB)” 在-6 附近。等级的多少反映了控制分辨率的高低，等级越多分辨率越高。

模糊控制规则表的制定原则如下：

(1) 当 ($e < 0, ec > 0$) 时，系统输出趋向稳态值的速度越快越好，即应尽快消除偏差，加大偏差的权；当快接近稳态值时，为减少超调，应加大偏差变化的权，适当减小积分作用，以避免积分超调及随之而带来的振荡，有利于控制。

(2) 当 ($e > 0, ec > 0$) 时，系统输出值已超过稳态值，向偏差增大的方向变化，在此时，控制作用应该尽力减小超调，应加大偏差变化的权。

(3) 当 ($e > 0, ec < 0$) 时，误差开始减少，系统在控制作用下已呈现向稳态变化的趋势，所以控制作用应逐渐减少，以免系统出现回调。

(4) 当 ($e < 0, ec < 0$) 时，系统出现向下超调，如果下超不太大，即可保持 Δk_d 为一个较小值，使系统尽快稳定。

(5) 在系统进入稳定状态时，恢复调整初始时的 PID 参数。

按上述规则制定的模糊规则表，如表 2.1~2.3 所示，可视具体情况进行修改。

表 2.1 k_p 模糊规则表

$e \backslash ec$	NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
NB	PB	PB	PM	PM	PS	ZO	ZO
NM	PB	PB	PM	PS	PS	ZO	NS
NS	PM	PM	PM	PS	ZO	NS	NS
ZO	PM	PM	PS	ZO	NS	NM	NM
PS	PS	PS	ZO	NS	NS	NM	NM
PM	PS	ZO	NS	NM	NM	NM	NB
PB	PB	PB	PB	PB	PB	PB	PB

表 2.2 k_i 模糊规则表

$e \backslash ec$	NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
NB	NB	NB	NM	NM	NS	ZO	ZO
NM	NB	NB	NM	NS	NS	ZO	ZO
NS	NB	NM	NS	NS	ZO	PS	PS
ZO	NM	NM	NS	ZO	PS	PM	PM
PS	NM	NS	ZO	PS	PS	PM	PB
PM	ZO	ZO	PS	PS	PM	PB	PB
PB	ZO	ZO	PS	PM	PM	PB	PB

表 2.3 k_d 模糊规则表

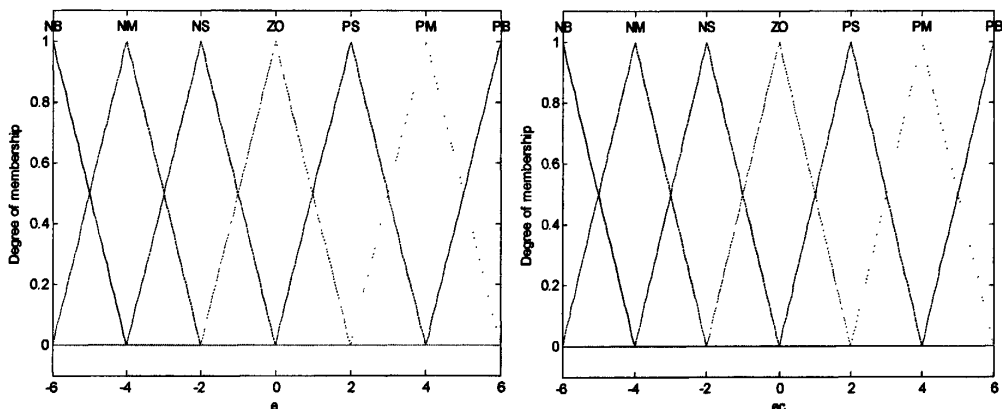
$e \backslash ec$	NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
NB	PS	PS	NB	NB	NB	NM	PS
NM	PS	NS	NB	NM	NM	NS	ZO
NS	ZO	NS	NM	NM	NS	NS	ZO
ZO	ZO	NS	NS	NS	NS	NS	ZO
PS	ZO	ZO	ZO	ZO	ZO	ZO	ZO
PM	PB	PS	PS	PS	PS	PS	PB
PB	PB	PM	PM	PM	PS	PS	PB

上述表中, $e, ec = \{NB, NM, NS, ZO, PS, PM, PB\}$ 为模糊子集, 子集中元素分别代表负大, 负中, 负小, 零, 正小, 正中, 正大。

确定 e, ec 的模糊论域为:

$$e = [-6 \ -4 \ -2 \ 0 \ 2 \ 4 \ 6]; \quad ec = [-6 \ -4 \ -2 \ 0 \ 2 \ 4 \ 6]$$

其隶属函数分布及赋值表分别示于图 2.7 和表 2.4。



(a) 偏差 e 的隶属函数

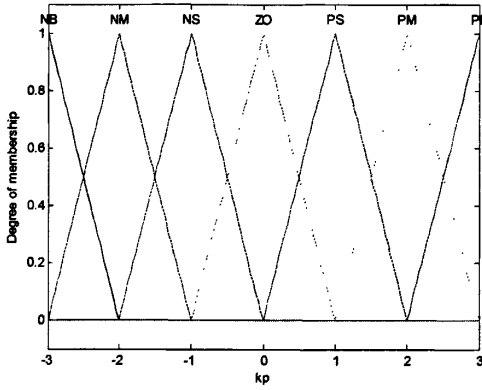
(b) 偏差变化率 ec 的隶属函数

图 2.7 e 和 ec 的隶属函数分布曲线

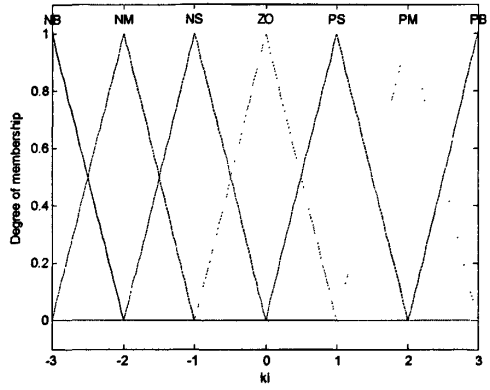
表 2.4 e/ec 的隶属函数赋值表

$e \backslash ec$	-6	-4	-2	0	2	4	6
$e (ec)$	-6	-4	-2	0	2	4	6
PB	0	0	0	0	0	0.5	1
PM	0	0	0	0	0.5	1	0
PS	0	0	0	0.5	1	0.5	0
ZO	0	0	0.5	1	0.5	0	0
NS	0	0.5	1	0.5	0	0	0
NM	0	1	0.5	0	0	0	0
NB	1	0.5	0	0	0	0	0

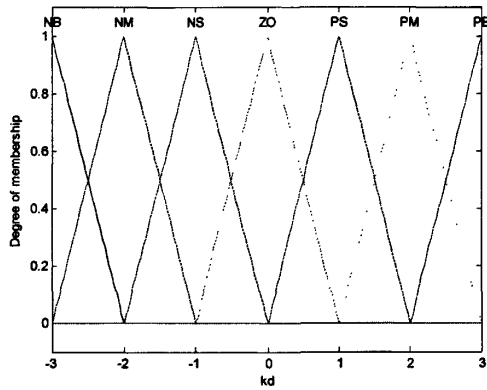
同理，模糊推理机输出 K_p 、 K_i 、 K_d 的隶属函数定义分别参考图 2.8 (a) (b) (c)。各个参数赋值表可以同样写成表 2.3 的形式。



(a) K_p 隶属函数分布曲线



(b) K_i 隶属函数曲线



(c) K_d 隶属函数曲线

图 2.8 K_p 、 K_i 、 K_d 隶属函数分布曲线

模糊 PID 参数的整定公式如下：

$$k_p = k_p(0) + Gkp \times \Delta k_p \quad (2-10)$$

$$k_i = k_i(0) + Gki \times \Delta k_i \quad (2-11)$$

$$k_d = k_d(0) + Gkd \times \Delta k_d \quad (2-12)$$

根据式 (2-9) 及 (2-10) ~ (2-12)，模糊自适应整定的 PID 数学模型

为：

$$\{\Delta k_p \quad \Delta k_i \quad \Delta k_d\} = e(t)(Ge + Gec(e(t) - e(t-1)))f(e, ec) \quad (2-13)$$

$$\begin{aligned} u(t) &= (k_p(0) + Gkp \times \Delta k_p)e(t) + (k_i(0) + Gki \times \Delta k_i) \int e(t)dt + (k_d(0) + Gkd \times \Delta k_d) \frac{de}{dt} \\ &= k_p e(t) + k_i \int e(t)dt + k_d \frac{de(t)}{dt} \end{aligned} \quad (2-14)$$

其中， k_p 、 k_i 、 k_d 是经过模糊PID励磁调节器调节后的3个参数修正值， $k_p(0)$ 、 $k_i(0)$ 、 $k_d(0)$ 是模糊PID励磁调节器的3个参数的初始值， Δk_p 、 Δk_i 、 Δk_d 是模糊控制器根据实时变化校正的PID励磁调节器的3个参数的变化值， Gkp 、 Gki 和 Gkd 是 Δk_p 、 Δk_i 、 Δk_d 三个量的比例因子。 $e(t)$ 为误差值， $u(t)$ 为最终输出控制量。

综上所述，普通PID结构简单、控制精度高、稳态无静差、具有一定的鲁棒性，并在大多数工业控制系统中取得不错的控制效果，但普通PID调节器的增益参数是固定的，即“线性组合”，用它设计柴油发电机励磁控制系统常引起快速性和超调量之间的矛盾，当系统的非线性较强或被控对象特性发生变化时，传统的基于线性化模型的PID设计方法难以获得好的控制效果；文中所述的非线性PID调节器在一定程度上克服了普通PID调节器的不足，能够按照一定规律对普通PID的参数进行修改（对误差分段调节），从而达到更佳的调节效果，但这种非线性PID调节方式是在事先熟悉被控对象特性基础上对普通PID的改进，当对象特性发生变化或对象模型不清晰的情况下难以实现有效控制；模糊PID结合了模糊控制技术和PID控制的优点，能够在不建立精确数学模型的情况下获得良好的控制效果，该控制方式适应性强，具有良好的动态特性和稳态特性以及鲁棒性和容错性，是值得推广的一种控制方式。

2.3 本章小结

课题研究的对象为三次谐波励磁的三相无刷同步发电机，它有两个特点：无刷和三次谐波励磁。无刷励磁方式是将发电机转子励磁绕组、整流器和交流励磁机电枢都在同一轴上旋转而彼此处于绝对静止状态，因此可以用固定的连接线进行连接，这样就不用电刷和换向器、滑环等部件。由于发电机定子绕组为三相旋转的大小相等的旋转磁场，三次谐波励磁是在电枢上安装了谐波绕组，

利用磁场中的三次谐波产生感应电动势，将谐波绕组的出线端经整流装置接到交流励磁机的励磁绕组，作为励磁电源。三次谐波励磁具有自励恒压的作用，是一种按扰动补偿的励磁方式。

接着阐述了三种励磁装置的 PID 控制规律，即普通 PID 控制、非线性 PID 控制和模糊 PID 控制，给出了三种控制方式的励磁控制模型，并对其控制性能进行了对比分析，通过分析可知，与普通 PID 和非线性 PID 相比，模糊 PID 控制方式具有不需要建立精确数学模型，控制灵活、适应性强、动态响应品质好、运行速度和稳定性突出、系统鲁棒性和容错性好等优点，是一种高效的励磁控制方式，因此本课题设计的励磁控制器采用模糊 PID 励磁控制算法。

第3章 柴油发电机励磁控制器硬件系统的设计

3.1 控制器总体硬件设计方案

本课题设计的柴油发电机励磁控制器总体设计方案如图 3.1 所示。

该控制器采用单 CPU 方式，利用 TI 公司生产的 TMS320F2812 数字信号处理器强大的功能对发电机的端电压、端电流、励磁电流等电信号以及柴油机油温、油压、水温等信号进行采样测量并在线显示。控制器通过比较实测机端 A 相电压与给定值得到偏差及偏差的变化率，采用模糊 PID 控制策略对发电机三次谐波励磁绕组的电流进行调节，从而控制发电机的端电压在恒定范围内。在发电机正常运行时，控制器应能维持发电机端电压在给定水平上。当发电机负荷改变而端电压随之改变时，由于控制器的调节作用，励磁系统将能够相应增加或减少励磁电流，使发电机端电压恢复到给定的水平上，保证有一定的调压精度；当机组甩负荷时，通过控制器的调节作用，应限制机端电压，使之不致过分升高^{[4][6]}。另外，控制器还能通过采集到的各参数数值实现运行检测、故障报警、故障停机等功能，并可通过串行通讯与上位机进行数据交换，实现对柴油发电机的遥控和遥测。

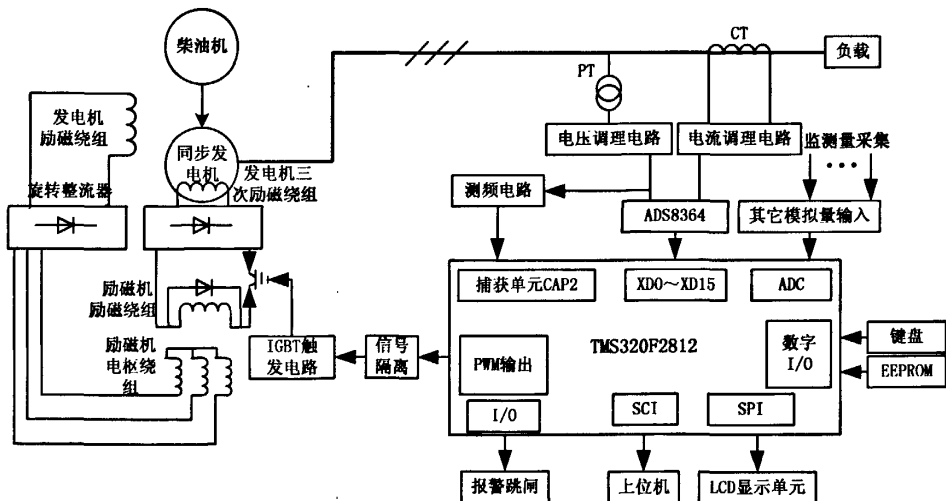


图 3.1 柴油发电机励磁控制器总体硬件框图

控制器总体可分为前端信号采集模块，A/D 转换模块，测频模块，IGBT 驱动控制模块以及 LCD 显示、上位机通讯、键盘、报警跳闸等模块。本课题设计的柴油发电机组励磁控制器由主电路板和控制电路板组成，控制器的内部结构图如图 3.2 所示。

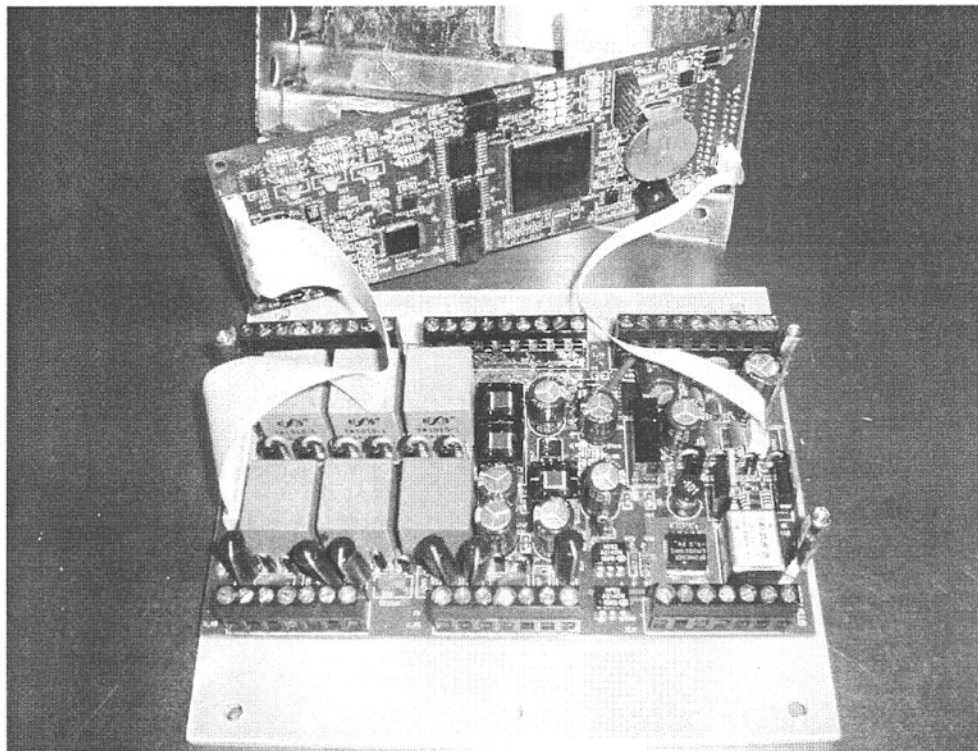


图 3.2 柴油发电机励磁控制器内部结构图

经过改进的励磁控制器具有如下几个特点：

(1) 由于采用外部 16 位高精度 A/D 转换芯片 ADS8364 对三相电压和电流（共 6 路信号）进行 A/D 转换，并以每周波 256 点的采样速率采样信号，使控制器的测量精度比之前产品有明显提高。并且该控制器可以通过显示单元（LCD）对多个监测量在线显示，如三相电压有效值、三相电流有效值、有功功率、无功功率、功率因数、励磁电流、油温、油压、水温等。

(2) 为克服在非线性、时变和模型不确定的复杂系统中应用传统 PID 控制器的困难，将先进的模糊控制技术和传统 PID 控制技术相结合，采用模糊 PID 控制算法作为励磁控制策略，使该控制器具有参数自适应能力，并且控制精度和实时性比之前有所提高，这体现在控制器的稳态电压调整率、瞬态电压调整

率和电压稳定时间等技术指标上。

(3) 利用测量到的各种电参数和柴油机状态参数, DSP 通过执行内部监控程序, 可以随时发现柴油发电机的不正常运行状况, 并自动报警和跳闸, 实现了控制器的智能化。

(4) 控制器通过串行口通信 (SCI) 可将检测的各种参数传送至上位机 PC, PC 机可以随时监控柴油发电机的运行状况, 并能在线修改控制器的参数, 实现了对控制器的遥信、遥测和遥控。

3.2 TMS320F2812 介绍

3.2.1 DSP 概述

DSP (Digital Signal Processor) 是新世纪数字化革命的核心。它是一种独特的微处理器, 它不仅具有可编程性, 而且其实时运行速度远远超过通用微处理器。它的强大数据处理能力和高运行速度, 是最值得称道的两大特色。DSP 芯片是一种特别适合进行数字信号处理的微处理器, 它强调运算处理的实时性, 因此除了具备普通微处理器所强调的高速运算和控制功能外, 主要针对实时数字信号处理, 在处理器结构、指令系统和数据流程上做了很大的改动。它与模拟信号处理相比, 具有灵活、精确、可靠性好、体积小、功耗低和易于大规模集成等优点。目前, 采用 DSP 实现数字化处理和控制在未来的发展趋势 [48][49]。

3.2.2 DSP 的特点

数字信号处理器 (DSP) 为了适应快速数字信号处理、运算的要求, 普遍采用了特殊的硬件和软件, 具有如下特点 [48][50]:

(1) 改进的哈佛 (Harvard) 结构

哈佛结构是不同于传统的冯·诺依曼 (Von Neumann) 结构的并行体系结构, 其主要特点是将程序和数据存储在不同的存储空间中, 即程序存储器和数据存储器是两个相互独立的存储器, 每个存储器独立编址独立访问。与两个存储器相对应的是系统中设置了程序总线 and 数据总线两条总线, 从而使数据的吞吐率提高了一倍。而冯·诺依曼结构则是将指令、数据、地址存储在同一存储器中, 统一编址, 依靠指令计数器提供的地址来区分是指令、数据还是地址。取指令

和取数据都访问同一存储器，数据吞吐率低。在哈佛结构中，由于程序和数据存储器在两个分开的存储空间中，允许同时取指令和取操作数，允许在程序空间和数据空间之间互相传送数据。为了进一步提高运行速度和灵活性，TMS320系列 DSP 芯片在基本哈佛结构的基础上作了改进，改进的方案有三种：

第一种方案是允许数据存放在程序存储器中，并可以被算术指令直接使用；

第二种方案是将指令存储在高速缓存（Cache）中；

第三种方案是存储器块的改进结构，允许在一个存储周期内同时读取指令和两个操作数，具有更高的访问能力。

（2）专用的硬件乘法器

在通用的微处理器中，乘法是由软件实现的。它实际上是由时钟控制的一连串的移位和加法操作，乘法需要多个指令周期来完成。而在数字信号处理过程中，乘法和加法是最重要的运算。因此，提高乘法的运算速度也就是提高 DSP 芯片的运算性能。在 DSP 芯片中，有专用的硬件乘法器，使得一次甚至两次乘法运算可以在一个单指令周期内完成，从而提高了 DSP 的运算速度。

（3）指令系统的流水线结构

DSP 执行一条指令，需要经过预取指、取指、译码、寻址、取操作数和执行等流水线阶段。在流水线操作中，一个任务被分解为若干个子任务。这样，它们可以在执行时相互重叠。DSP 处理指令系统的流水线操作是与其哈佛结构相配合的，增加了处理器的处理能力，把指令周期减小到最小值，同时也就增加了信号处理器的吞吐量。

（4）特殊的 DSP 指令

为了更好地满足数字信号处理器的应用，在 DSP 系统中采用了特殊的 DSP 指令。不同系列的 DSP 芯片都具有一些特殊的 DSP 指令，以充分发挥 DSP 算法及各系列特殊的功能。

（5）硬件配置强

新一代 DSP 的接口功能愈来愈强，片内具有串行口、主机接口（HPI）、DMA 控制器、软件控制的等待状态产生器、锁相环时钟产生器以及符合 IEEE1149.1 标准的 JTAG 测试仿真口，更易于完成系统设计。许多 DSP 芯片都可以工作在省电模式下，使系统功耗进一步降低。

（6）多总线结构

许多 DSP 芯片内部采用多总线结构，这样可以保证在一个周期内多次访问

程序空间和数据空间。

(7) 多处理单元

DSP 内部一般包括多个处理单元,如算术逻辑运算单元 (ALU)、辅助寄存器运算单元 (ARAU)、累加器 (ACC)、硬件乘法器 (MUL) 等,它们可以在一个指令周期内同时进行运算。

正是由于上面所述的 DSP 芯片改进的哈佛结构、流水线结构、专用的硬件乘法器、片内外两级存储结构、专门为数字信号处理而设计的指令系统、快速的指令周期和良好的多 DSP 并行运行特性,使 DSP 芯片非常适合于实时的数字信号处理。

3.2.3 DSP 芯片的选择

选择 DSP 除了考虑运算速度外,还要对其总线结构、数据的传输能力、运算精度、存储容量、可编程能力、功耗、价格等因素进行综合考虑,同时还要有功能完善的开发工具(软、硬件仿真)支持,这样才能使所选的芯片满足励磁控制器的设计要求。

在 DSP 领域,美国 TI 公司的产品具有较强的竞争力,相应的软件和技术支持也比较多。TMS320 系列是美国 TI 公司于 2002 年推出的测控应用的定点 DSP 芯片,其主流产品为四个系列: C20x、C24x、C27x、C28x。TMS320C28x 系列是 TI 公司最新推出的 DSP 芯片,是目前国际市场上先进的 32 位定点 DSP 芯片,它既具有数字信号处理能力,又具有事件管理能力和嵌入式控制功能,特别适用于有大量数据处理的测控场合,如工业自动化控制、电力电子技术应用、智能化仪器仪表及电机、马达伺服控制系统等。

综合考虑以上各因素,本课题决定采用 TMS320F2812 芯片作为柴油发电机励磁控制器的微处理器。

3.2.4 TMS320F2812 基本特征

TMS320F2812 是美国 TI 公司 2002 年推出的主频可达 150MHz 的 32 位定点 DSP 芯片,采用 TMS320C28xCPU 内核,其强大的数字信号处理能力、多级的流数线指令、丰富的片内外设资源使其非常适合于工业控制领域。具体来讲 TMS320F2812 有如下特征^{[49][50]}:

- (1) 采用高性能的静态 CMOS 技术,能在一个周期内完成 32×32 位的乘

法累加运算，或者两个 16×16 位的乘法累加运算；

(2) 时钟频率最高可达 150MHz 即 6.67ns 的指令周期，外部采用低频时钟，通过片内锁相环倍频；

(3) 低功耗设计（核心电压 1.8V，I/O 口电压 3.3V），FLASH 编程电压为 3.3V；

(4) 16 通道的 12 位模数转换器（ADC）含两路采样保持器，一个转换单元，可实现双通道同步采样，输入电压范围为 0~3V，最小转换时间为 80ns；

(5) 片上含两个事件管理单元（EVA，EVB），每个单元模块均包括 2 个 16 位通用定时器（GPT）、3 个比较器、8 通道 16 位 PWM 单元、3 个捕获单元和 3 个正交编码脉冲电路（QEP）；设计用于 PWM 输出，转速测量、脉宽测量等；

(6) 通讯接口，含 2 个通用异步串口（SCI）；

(7) 2 个通用同步串口（SPI）；

(8) 1 个 CAN 总线接口（eCAN）；

(9) 2 个多通道缓冲串口（McBSP）；

(10) 56 个独立配置的通用多功能 I/O（GPIO）；

(11) 片内存储器包括 $8K \times 16$ 位的 Flash 存储器， $1K \times 16$ 位的 OTP 型只读存储器，两块 $4K \times 16$ 位的单口随机存储器，一块 $8K \times 16$ 位的单口随机存储器，两块 $1K \times 16$ 位的单口随机存储器。外部存储器接口可实现多达 1M 存储器的扩展；

(12) 外部扩展模块（PIE）可支持 96 个外部中断，45 个可用。

TMS320F2812 片内的大量外设接口简化了柴油发电机励磁控制器电路设计，提供了足够的数据处理能力，使一些复杂实时控制算法的应用成为可能，同时，它为控制器升级和功能扩充提供了备用资源。

3.3 前向通道模块设计

3.3.1 交流信号调理电路设计

本系统采用三相采样方式，对发电机端三相电压和电流同时采样，这种方式能够实时监测三相发电机的输出端电压不平衡状况，比以前的采用两相的采样更为准确、合理。在对发电机端电压和电流等信号进行检测时，由于这些信

号都为交流大信号,无法将其直接送到模数转换器进行采样,因此采用交流互感器将其按比例减小,再经调理电路后转换成0~5V(相对于ADS8364)或0~3.3V(相对于DSP内部的ADC)的电压信号。

互感器实质上是一种特殊的变压器^[51],其基本结构和工作原理与变压器基本相同。互感器的作用是将电力系统一次侧的高电压大电流转换成低电压小电流,以便使测量仪表、继电器等二次设备与一次主电路隔离,保证测量仪表、继电器和工作人员的安全。

电流互感器由一次绕组、铁芯、二次绕组组成。结构特点是:一次绕组匝数少且粗,串接在一次电路中;二次绕组匝数很多,导体较细,与仪表、继电器电流线圈串联,形成闭合回路,由于这些电流线圈阻抗很小,工作时电流互感器二次回路接近短路状态。电流互感器的电流比(电流互感器的变比)用 K_i 表示,即

$$K_i = \frac{I_{1N}}{I_{2N}} = \frac{N_2}{N_1} \quad (3-1)$$

式中, I_{1N} 、 I_{2N} 分别为电流互感器一次和二次侧的额定电流值; N_1 、 N_2 为其一次和二次绕组匝数。

电流互感器的接线选择三相星形接线方式,由于每相均装有互感器,故能检测各相电流。本课题采用北京创四方公司的TA1015-1型母线内置式小型交流电流互感器。它输入线圈为内置式,印刷线路板直接焊接安装,外形美观;体积小、精度高;全封闭、机械和耐环境性好、电压隔离能力强、安全可靠。其性能参数如下表所示。

TA1015-1有两种典型用法:用电阻法直接获得采样电压以及用IC法获得采样电压。本课题采用的是第二种方法,输入电压在0~380V之间。

表 3.1 TA1015-1 型电流互感器性能参数表

型号	额定输入电流	额定输出电流	相移	非线性度	耐压
TA1015-1	5A	5mA	≤5'	≤0.1%	≥2000V

电压互感器原理与电流互感器相同,只是其一次绕组并联在线路上,且一次绕组的匝数较多,二次绕组的匝数较少,相当于降压变压器。电压互感器采用的是北京创四方公司的TV1013-1型微型精密交流电压互感器。可以工作在

20Hz~20kHz 的频率范围内；它的安全特性也非常好，绝缘电阻常态时大于 1000MΩ；可承受工频 2000V/1min；阻燃性符合 UL94-Vo 级，它是一种电流型电压互感器。其性能参数如下表所示。

表 3.2 TV1013-1 型电流互感器性能参数表

型号	输入电压	输出电压	相移	额定电流	耐压
TV1013-1	≤1000Vac	≤1/2 倍 IC 电源电压	≤5′	2mA/2mA	≥2000V

课题设计的电压调理电路（以其中一相 UA 为例）如图 3.4 所示，发电机端的电压信号首先经过电压互感器 TV1013-1 转换成 -2.5V~+2.5V 之间的双极性交流小信号，之后经过一个运算放大器，通过 +2.5V 参考电压将信号电平抬高 2.5V，转换为 0~5V 的交流信号送入 ADS8364 进行采样。

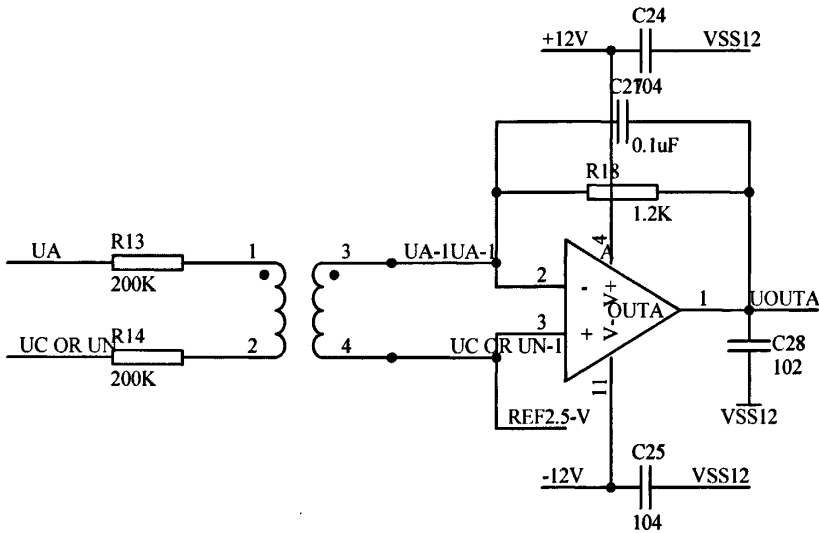


图 3.4 电压调理电路

其中，运算放大器选用 Analog Device 公司生产的 AD620 芯片，该芯片具有如下特性：

- 1) 8 腿双列直插式 SOIC 封装；
- 2) 工作电压范围：±2.3V~±18V；
- 3) 精度高，最大非线性度为 40ppm，最大输入电压偏移量 50μV，输入电流偏置量 1.0nA，最大温漂 0.6μV/°C；

- 4) 低功耗, 最大供电电流 1.3mA;
- 5) 增益范围 1~1000, 仅需一个外部电阻调节增益;
- 6) 工作温度范围: -40C~+85C。

电流调理电路与电压调理电路类似, 在此不再赘述。

3.3.2 油温、水温、油压等采集模块设计

由于对柴油发电机油温、水温、油压等参数采集的目的主要是进行监视柴油机的运行状态, 仅需要其超过一定的设定值时进行报警。对于温度测量, 由于油温、水温等参数的值都不是很高, 因此本课题采用热电阻式传感器^[51]。对于柴油发电机的油压选用常用的压阻传感器。课题选用的各传感器型号如表 3.3 所示:

表 3.3 温度、压力传感器选型

名称	型号	温度范围
水温传感器	WG927	60~120° C
油温传感器	WG947	60~140° C
油压传感器	YG962	0~862KPa

压力和温度传感器会随着压力和温度的变化而改变输出阻值的大小, 而且在我们考虑的范围内可近似当作线性关系来处理。具体的硬件实现电路如图 3.5 所示。本课题采用高精度全桥式采集电路, 采集电路后跟采样保持、放大电路, 信号放大后直接输入到 TMS320F2812 的相应 A/D 转换输入通道, 进行 A/D 转换。DSP 根据设定值与采集值相比较, 通过相应逻辑判断, 最后决定是否进行报警和跳闸。

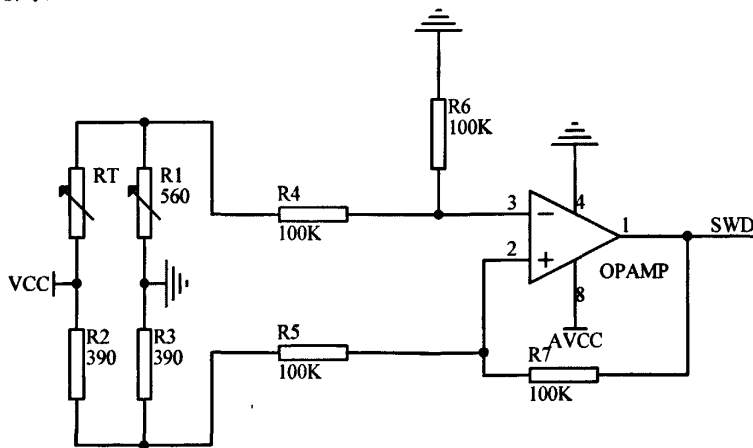


图 3.5 油温、油压等信号采集电路

3.4 A/D 转换模块硬件设计

柴油发电机端电信号的交流采样环节是控制器中的一个基本环节，采样过程的好坏直接影响交流电信号的测量精度，从而影响柴油发电机励磁控制器的控制效果。厂方对电力参数的测量精度及励磁调节各指标提出较高要求，如何满足这种要求，主要应该从采样精度和控制算法来考虑。

交流电信号的采样可分为直流采样和交流采样两种方式^[26]。直流采样是将交流量经过互感器后再经过整流桥及滤波电容后变成直流量后进行采样；交流采样法则直接将交流电信号经互感器后直接进行采样。

直流采样方法只能反映某段时间内无谐波的交流量有效值的大小，它不能反映出电参量的瞬时值也不能及时的反映电参量动态变化情况，要实时反映电压和电流参量之间的相位关系必须另加检测电路，由于硬件电路存在滤波电路这样的大惯性元件，所以会产生较大的滞后，实时性较差，这远远不能满足励磁控制的实时性要求，并且整流桥是非线性元件，其非线性的特性会影响到检测精度，这样势必会影响励磁控制器的性能，因此直流采样法只适用于要求比较低的励磁控制场合。

交流采样法能实时反映出电参量瞬时值的大小以及动态变化情况，这就使同步采样或准同步采样成为可能，也使实时检测电压和电流的相位差成为可能。由于采样电路不存在直流滤波大电容，所以不存在滞后，有利于实时控制励磁，也不存在非线性因素的影响，因此检测的精度可以达到很高。

为了能实时检测各信号的瞬时特性，本课题采用交流采样方式，考虑到励磁控制器电量检测的重要性和其对电量采集精度、速度的较高要求，决定选用外置的 16 位 AD 芯片，综合考虑多通道同步采样的需求特点和多种 AD 芯片外部硬件方案的性价比，我们选用了 TI 公司所推出的六通道 16 位模数转换器 ADS8364 用于三相电压和电流信号（共 6 路）的采样。另外，对于其他信号的检测，由于这些信号不需要太高的精度，使用 TMS320F2812 内部自带的 ADC 已经足够了。

3.4.1 ADS8364 的工作原理

ADS8364 是 TI 公司推出的一款高速、低功耗的高性能模数转换器^[52]，主要应用于电机控制和多轴定位系统等方面，其内部结构原理图如图 3.5 所示：

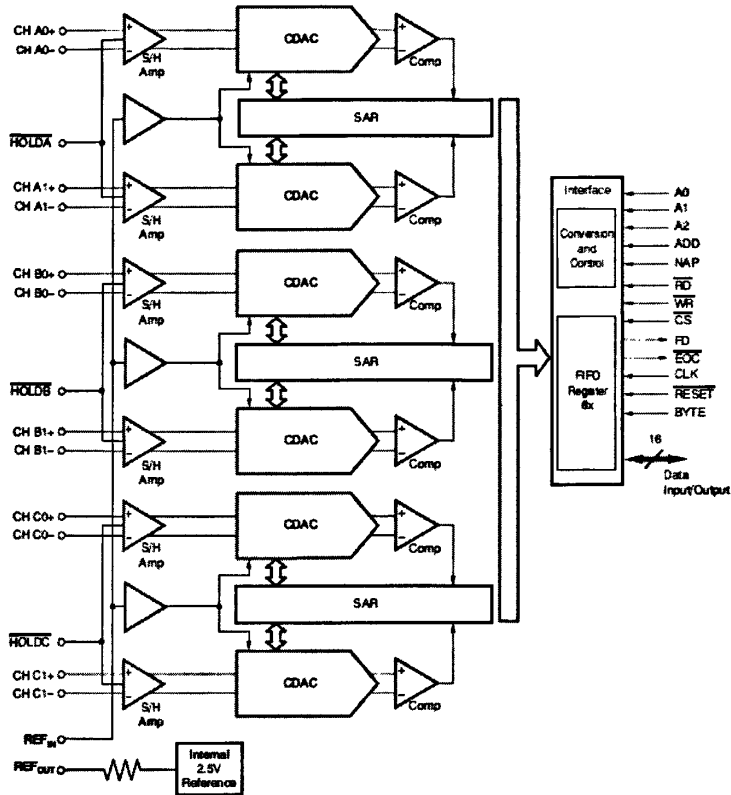


图 3.5 ADS8364 结构原理图

ADS8364 是一款六路模拟输入、16 位并行输出的模数转换器。六路模拟输入分为三组 (A, B 和 C)，每个输入端都有一个保持信号来实现所有通道的同时采样与转换功能，非常适合于多路采集系统的需要。ADS8364 的最大工作频率可达 5MHz，采样/转换可在 20 个转换时钟周期内完成。ADS8364 的六个通道可以同时进行采样/转换。吞吐率最大可达 250ksps，并带有 80DB 共模抑制的全差分输入通道以及六个 4 μ s 连续近似的模数转换器、六个差分采样放大器。另外，在 REFIN 和 REFOUT 引脚内部还带有 +2.5V 参考电压。ADS8364 的差分输入可在 -VREF 到 +VREF 之间变化。三个保持信号 (HOLDA、HOLDB、HOLDC) 可以启动指定通道的转换。当三个保持信号同时被选通时，其转换结果将保存在六个寄存器中。对于每一个读操作，ADS8364 均输出十六位数据，地址/模式信号 (A0, A1, A2) 可以选择如何从 ADS8364 读取数据，也可以选择单通道、单周期或 FIFO 模式。在 ADS8364 的 HOLDX 保持至少 20ns 的低电平时，转换开始。这个低电平可使各个通道的采样保持放大器同时处于保持状态从而使每

个通道同时开始转换。当转换结果被存入输出寄存器后，引脚 EOC 的输出将保持半个时钟周期的低电平。另外，通过置 RD 和 CS 为低电平可使数据读出到并行输出总线。

3.4.2 ADS8364 与 DSP2812 的接口电路

模数转换接口电路如图 3.6 所示^[53]，ADS8364 采用 +5V 模拟电源 (AVDD) 和数字电源 (DVDD) 供电，而其内部的缓冲器电压 (BVDD) 允许接受的电压范围为 +3V~+5V，因此设计中将 BVDD 接 +3.3V 电压，这样 ADS8364 便可与 TMS320F2812 直接相连而不需要电平转换电路。

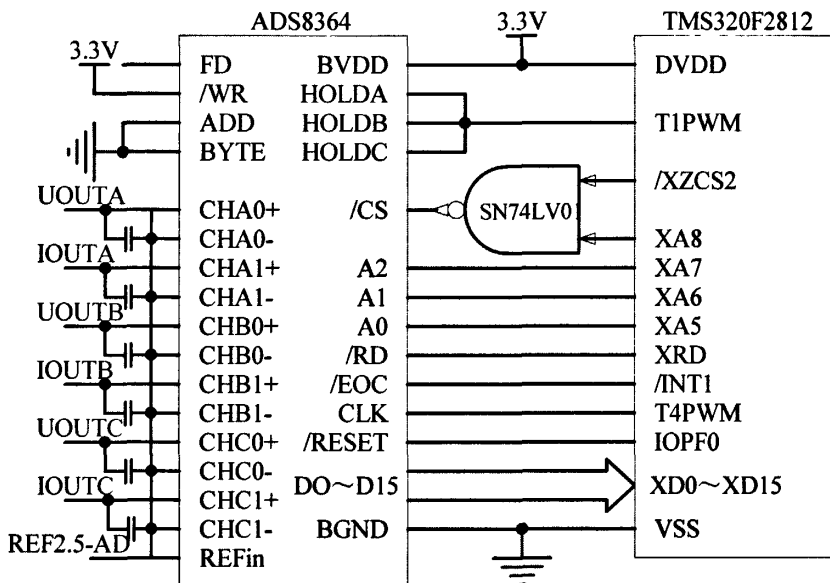


图 3.6 ADS8364 的接口电路

在 ADS8364 的每通道的差分输入 V_{+N} 前都经比例运算放大器和电平自举电路将双极性交流信号转化为 0~5V 量程的合格输入信号，6 通道（三对）的采样保持触发信号来源于 DSP2812 的 T1PWM（设置为外部 I/O 模式，由定时器 T1 对其触发，详细介绍见 4.3 节），当每对通道转换完毕后由 EOC 向 XINT1 发出一个外部中断请求，表示一次转换完毕，DSP2812 响应中断请求后，通过地址线选通对应通道后将转换所得数据由数据线 (XD0~XD15) 读入。ADS8364 芯片的最大时钟为 5MHz，此时采样速率可达 250KSPS。该电路设计中 ADS8364 的时钟信号由 T4PWM 提供，将其编程设置为 4.4MHz，此时采样速率最大可达

220KSPS，可以满足每周采样 256 点多通道并行同步采样的时间要求。

ADS8364 的芯片选通由 DSP2812 的外部 I/O 选通信号 XZCS2 和 XA8 共同决定，具体方式为 XZCS2 和 XA8 经过与非门 (SN74LV00) 接入片选 (CS) 信号，当 CS 为高电平时，ADS8364 的数据输出端为高阻状态；当 CS 为低电平时数据输出端反映转换结果。三根地址控制线 A2、A1、A0 分别与外部地址总线 X7、X6、X5 连接。这样 XZCS2 和 XA5 决定了 ADS8364 在 DSP2812 扩展 I/O 空间的基地址，XA2-XA4 确定了 6 个不同通道的偏移地址，具体地址分配见表 3.4。

表 3.4 ADS8364 各通道地址定义

功能	地址
选通 CH_A0 (基地址)	0x80100
选通 CH_A1	0x80120
选通 CH_B0	0x80140
选通 CH_B1	0x80160
选通 CH_C0	0x80180
选通 CH_C1	0x801A0
CYCLE 输出模式	0x801C0
FIFO 输出模式	0x801E0

ADS8364 的复位启动由 DSP2812 的输出口 IOPF0 决定，当 DSP2812 上电正常后，IOPF0 输出一个低脉冲信号使 ADS8364 复位，确保 AD 转换的输出序列为 A0, A1, B0, B1, C0, C1。ADS8364 的三个通道有各自的保持启动信号 HOLDA、HOLDB、HOLDC，可有选择性的分别同时采样两个、四个、六个通道，当 HOLDX 变为低电平时使对应通道开始采样转换。转换需要 16 个时钟周期，加上采样时间，一个转换周期仅需要 20 个时钟周期，在 5MHz 时钟时，仅耗时 4 μ s。本电路将三个启动信号一起与 DSP2812 的 T1PWM 相连，此信号同时启动六通道采样转换，转换所得结果分别储存在各自事先设置好的数据缓冲器内^{[52][53]}。

ADS8364 的数据输出有多种形式，以配合 8 位/16 位的并行数据接口，以及带地址输出的数据格式。因为 DSP2812 具有 16 位的外部数据总线，在此将 ADD 和 BYTE 引脚直接连到数字地，选择直接并行输出 16 位数据模式，使输出简洁

而高效。

在本设计中，参考电压 V_{REF} 选用外部方式，设为 +2.5V，共模电压 U_{CM} 也为 2.5V。2.5V 的基准电压源由图 3.7 所示的电路产生。

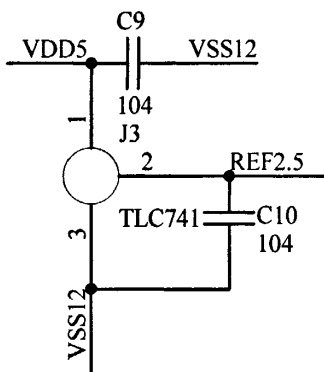


图 3.7 2.5V 参考电压产生电路

经 ADS8364 转换后的数据直接为补码形式，转换结果的原码用下式表示：

$$A/D \text{ 转换结果(原码)} = \frac{U_1 + U_{CM} - U_{REF}}{2U_{REF}} \times 65535 \quad (3-2)$$

将 $U_{CM} = 2.5V$ 和 $U_{REF} = 2.5V$ 带入上式，计算结果取整。可见，该 AD 转换器的最大量化误差仅为 $\pm 38 \mu V$ ，转换精度远高于 DSP2812 自带的 12 位 ADC。

3.5 测频电路设计

频率的测量在励磁系统中具有重要的地位，实时准确地测量到系统频率是实现跟踪采样、脉冲形成以及限制保护的基础。在交流采样中，需要实时地跟踪频率的变化调整采样周期，从而尽量减小因非同步采样带来的误差，提高电参数的检测精度。

本课题中测频电路和同步电路采用同一电路，发电机端 U_a 相电压经调理电路之后变为同比例的小信号 U_{OUTA} ，作为测频输入信号。同步测频电路原理图如图 3.8 所示。

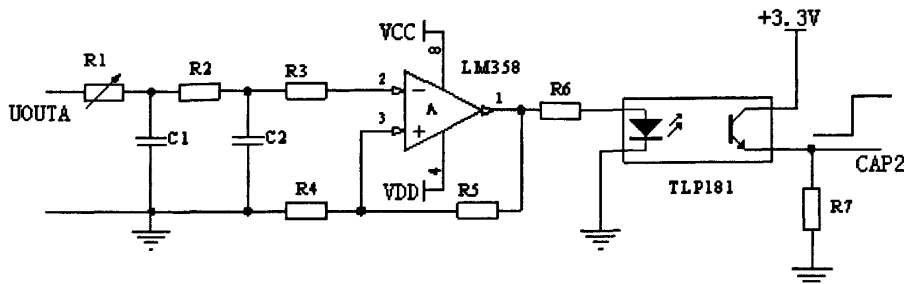


图 3.8 同步测频电路原理图

同步电压 U_{OUTA} 经电压比较器整形成方波，并经过光耦隔离接入 TMS320F2812 的事件管理器的捕获单元 CAP2，当 CAP2 捕获到方波信号的上升沿时，作为移相脉冲的同步信号；当再次捕获到方波信号的上升沿时，记下两次跳变的时间差，从而得到系统当前频率。

同步测频电路主要由滤波电路、LM358 过零比较电路、TLP181 光电隔离器件等元件组成。在同步电压输入到 LM358 之前，采用了低通滤波电路对输入的同步电压信号进行滤波，滤除同步电压中的高频干扰信号。通过 LM358 完成同步电压的过零点检测，形成同步方波信号。最后经过光电隔离器件 TLP181 与 DSP 进行隔离。

3.6 电源电路设计

本课题设计的控制器通过 24V 的工业直流电源供电^[54]。考虑到工业应用中的各种意外情况及各种电磁干扰，首先设计了 24V 电源的保护和滤波电路，如图 3.9 所示。其中，保险丝用来防止电流过大，该保护电路能够应付电源突增和线路电流突增等意外情况，以及对高频噪声和低频噪声进行滤波，使输出端始终输出稳定的 24V 电压。

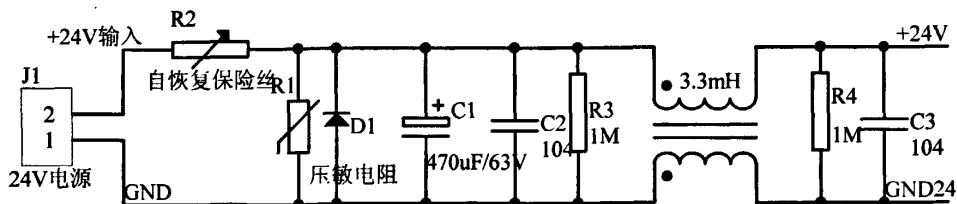


图 3.9 24V 直流源保护滤波电路

由于各数字和模拟器件的工作电压有差别，因此要对 24V 电源进行转换。首先，24V 电源要经过 DC-DC-12V 电平转换芯片，转换成 $\pm 12V$ 电压，作为运算放大器 AD620 的正端和负端电源以及其他芯片电源。24V $\sim\pm 12V$ 转换电路如图 3.10 所示。其中，BNX002 型村田滤波器能有效地抑制电网噪声，提高电子设备的抗干扰能力及系统的可靠性。为了保证电平的质量，采用了 $470\mu F$ (C4 和 C7) 和 $0.1\mu F$ (C5/C6/C8/C9) 电容进行旁路和滤波。 $+12V$ 电源再经过 LM317 芯片转换为 $+5V$ ，作为 A/D 转换芯片 ADS8365 和其他外围接口芯片的供电，电路图如图 3.11 所示。

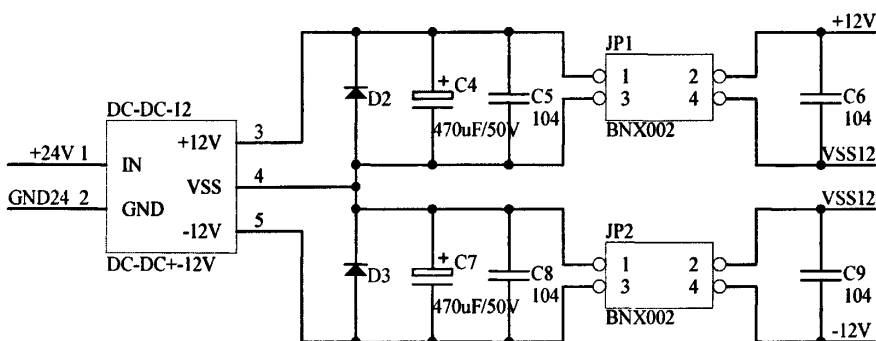


图 3.10 24V 到 $\pm 12V$ 电源转换电路

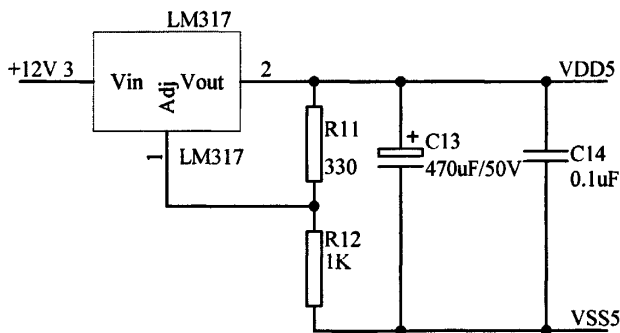


图 3.11 12V 到 5V 电源转换电路

TMS320F2812 属于低功耗定点芯片，采用双电源供电。它的电源由内核电源和 I/O 电源两部分构成，其中内核电源为 1.8V，I/O 电源为 3.3V。内核电源采用 1.8V 供电可以降低功耗；I/O 电源采用 3.3V 供电使得芯片可以直接与外部低压器件接口，而不需要额外的电平转换电路。本系统采用 TI 公司的 TPS73HD318

作为电源转换芯片，它提供的两路输出电压一路为 3.3V、另一路为 1.8V。电平转换电路如图 3.12 所示。

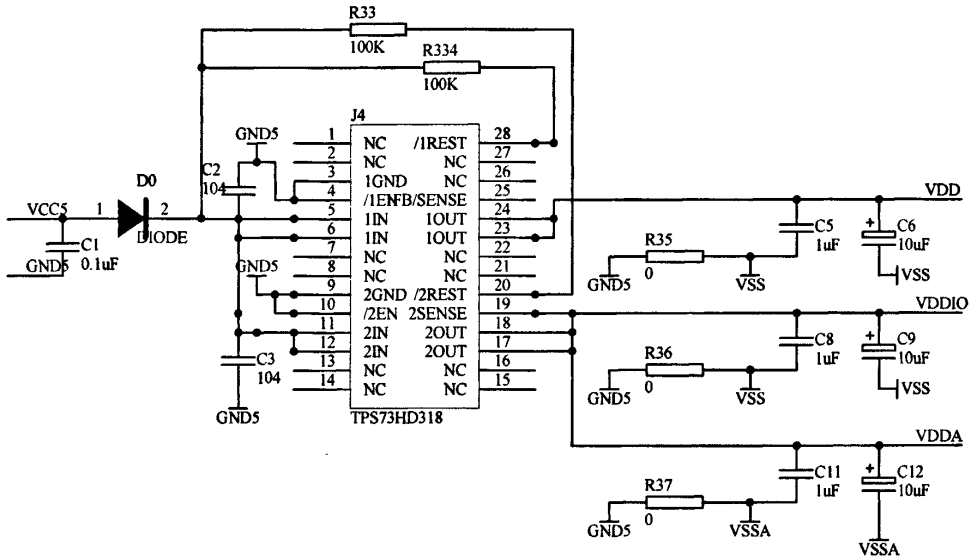


图 3.12 3.3V 和 1.8V 电平转换电路

3.7 IGBT 驱动电路设计

IGBT 驱动控制电路如下图所示，励磁绕组的电源来自于同步发电机三次谐波绕组或者经变压器降压后的低压交流电源。然后送入图 3.13 励磁控制回路的 S1 和 S2 端，再经过整流桥整流以及大电容滤波变为低压直流电。当 IGBT 导通时，在励磁绕组两端（E1 和 E2 端）有电压差，此时励磁绕组上有电流通过，可产生励磁；当 IGBT 截止时，E1、E2 两端压差为零，没有电势，无法形成回路，不产生励磁。PWM 波形就是通过改变其占空比来控制 IGBT 的通断时间，从而实现励磁电流的控制。

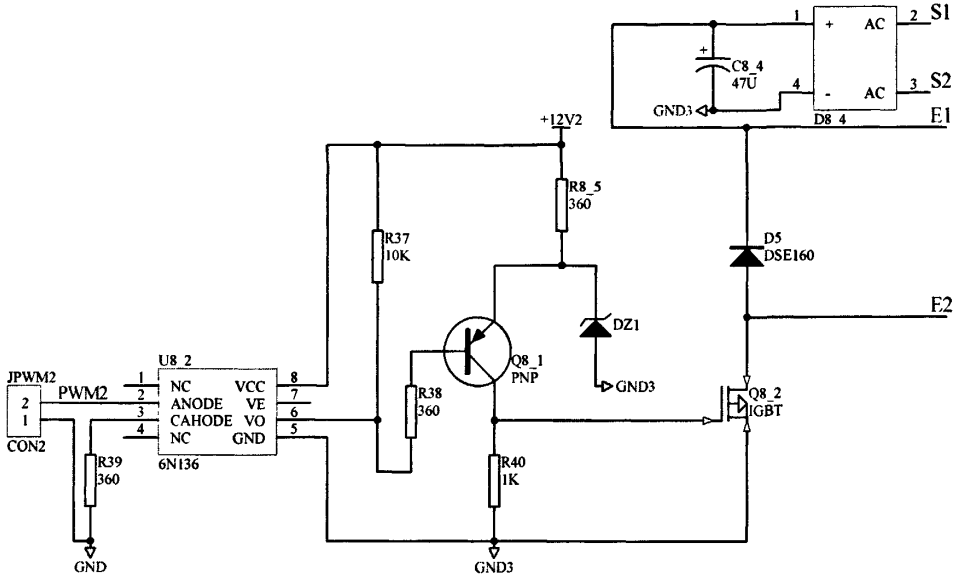


图 3.13 IGBT 驱动控制回路

(1) IGBT 的驱动电路

控制器输出的控制信号是占空比可调的 PWM 波,用于控制开关管的通断时间,达到调节励磁电流的目的。在本电路中脉冲频率固定,宽度可调。当发电机端电压在额定值时,脉冲的占空比为 55%;当发电机端电压高于额定值时,减少 PWM 波的占空比,励磁电流减小,使发电机端电压降低,趋于额定值;当发电机端电压低于额定值时,则增大 PWM 波的占空比,使端电压升高达到额定值。

IGBT 模块的驱动电路对于 IGBT 的工作效率起着决定性的作用。对驱动电路的要求是既要减小开关损耗,又要求驱动波形好,振荡小,缓冲小。IGBT 工作于开关状态时,必须对栅极进行充放电,并且驱动 IGBT 需要一定的电荷量,也就是驱动电路必须提供一定的驱动电压及驱动功率。

(2) 光电耦合芯片 6N136

光耦芯片的作用是使信号单向传输,输入端与输出端完全实现了电气隔离,输出信号对输入端无影响,增强控制器的抗干扰能力,使电路工作稳定。由于 DSP2812 的 PWM 输出电压就是 I/O 的电压 (3.3V),不能直接去驱动可控硅导通。而且因为主电路电压均为高电压、大电流情况,而控制单元为弱电电路。为了保护 DSP 不受到主电路的干扰,以提高系统的稳定性,采用 6N136 光电隔

离芯片进行信号隔离。

光电耦合芯片 6N136 主要性能参数如下：双列 8 脚封装，1 个单元光敏晶体管耗合器，光敏晶体管：最大工作电压 15V，输出电流 8mA，耗散功率 100mW，两侧耐受电压（DC/AC）3.0kV，工作频率 2.0MHz；光反射侧：输入最大电流 25mA，输入最大电压 5V，耗散功率 45mW，1.7V/16mA，极间电容 60pF；。

3.8 其他外围电路设计

3.8.1 外扩存储器接口设计

在励磁控制器调试运行阶段中，控制参数需要根据具体对象和运行环境进行在线修改。由于 EEPROM 能在不脱离系统的情况下修改其存储单元中的内容，具有掉电保持功能和可电擦除特点，在调试过程中可以方便地实时在线修改参数，且掉电后所保存的参数不丢失。故在 DSP 中的应用愈来愈广泛，本设计中，加入了 EEPROM 电路。

本系统采用串行外设接口 SPI 进行存储器的扩展^[55]。串行外设接口 SPI 是一个高速同步串行 I/O 口，允许可编程位长的串行位流（1~16）以可编程的位传输率移入或者移出器件。TMS320F2812 支持一个 16 级深度的接收和发送 FIFO，用来减少 CPU 的开销。EEPROM 选用 ATMEL 公司的 AT93C66，它提供了 4KB 的字节容量，是 3 根串口控制线的电可擦除只读存储器。AT93C66 的一些基本性能参数如下：

- (1) 宽电压范围：+2.5V~+5.5V，单电源供电；
- (2) 低功耗设计：在工作电压 5.5V 时，静态电流为 100nA，最大写操作电流为 3mA，最大读操作电流为 400 μ A；
- (3) 串行通信的最高时钟频率可达 2MHz（5V），最大写周期为 5ms；
- (4) 硬件写保护功能，可当串行 ROM 使用，在同一总线下可级联 8 个器件，存储空间达 2M 位；
- (5) 具有连续读、随机读、字节写和高达 64 字节的页写等多种操作方式；
- (6) 高可靠性：可擦写一百万次的寿命，数据保存可持续 100 年以上。

EEPROM 的接口电路图如图 3.14 所示：

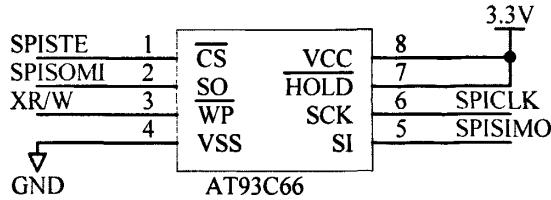


图 3.14 存储器 AT93C66 的接口电路图

如图所示，SPISOMI、SPISIMO、SPISTE、SPICLK 分别对应 DSP 的四个 SPI 串行口，/WP 接 DSP 的 XR/W 管脚。

3.8.2 串行通讯接口设计

本课题利用 DSP 的串行通信接口模块^[56]，经过电平转换电路，通过 RS232 连接到上位机的串口，完成 DSP 与上位机的通信，实现 DSP 与上位机的数据双向传输。通过上位机界面，完成监控和数据的实时显示和保存的功能。

串行通信电路如图 3.15 所示：

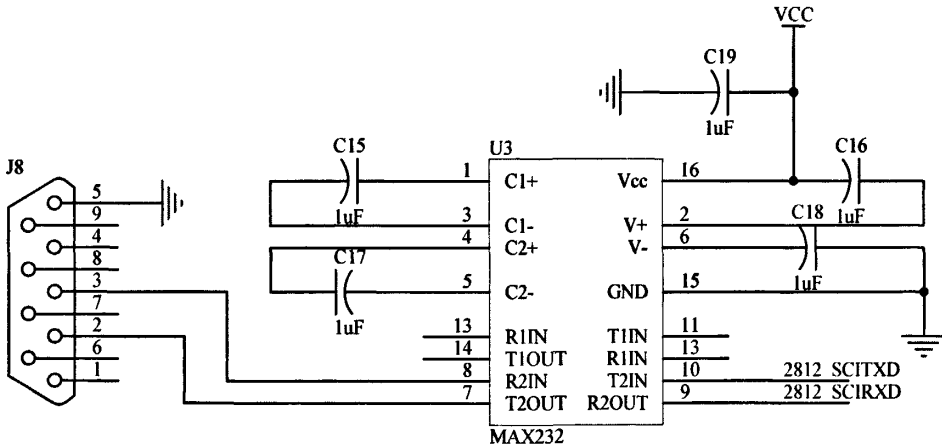


图 3.15 串口通信接口电路

DSP 串行通信接口模块由发送和接收两部分组成。串行通信引脚包括 SCIRXD/IO（串行通信数据接收）引脚和 SCITXD/IO（串行通信数据发送）引脚，其中控制类的寄存器有 8 个，分别用来设置数据格式（由寄存器 SCICCR 设置）、中断使能（由 SCICTLI 和 SCICTL2 设置）、中断优先级（由 SCIPRI 设置）、波特率（由 15 位 SCI 波特率寄存器 SCIHBAUD 和 SCILBAUD 设置）、引脚复用功能的选择（由 SCIPC2 设置）、反映通信的状态（SCIRXST）等；数据类寄存

器有 3 个, 分别是数据发送缓冲寄存器 SCITXBUF、数据接收缓冲寄存器 SCIRXBUF 和仿真数据接收缓冲寄存器 SCIRXEMU。SCI 串行通信有两种处理器唤醒方式, 一种是空闲线唤醒方式, 另一种是地址位唤醒方式, 它们由 SCICCR 的 ADDR/IDLE MODL 来确定, 当 SCICCR.3=0 时通信方式是空闲线唤醒模式, SCICCR.3=1 时通信方式是地址位唤醒方式。由 SCICTL1 的 SLEEP、SCICTL1 的 TXWAKE 和 SCIRXST 的 RXWAKE 的逻辑组合来控制收发进程。

本课题采用 MAX232 芯片作为电平转换的芯片, MAX232 芯片是 MAXIM 公司生产的低功耗、单电源+5V、双 RS232 发送/接收器 (只使用了其中的一个收发器 T2,R2), 适用于各种 EIA-232E 和 V.28/V.24 的通信接口。DSP 的 I/O(SCI) 管脚的输出电压是 3.3V, 高于 MAX232 的输入高电压的典型阈值 1.7V, 因此完全可以正常工作。MAX232 芯片内部有一个电源电压变换器, 可以把输入的+5V 电源变换成 RS232 输出电平所需的 $\pm 10V$ 电压, 所以采用此芯片接口的串行通信系统只要单一的+5V 电源就可以了。

MAX232 外围需要 4 个电解电容 C15、C16、C17、C18, 这些是内部电源转换所需要的电容, 取值均为 $1\mu f/25V$, 最好是选用钽电容, 放置位置尽量靠近芯片。

MAX232 的引脚 T2IN、R2OUT 接 TTL/CMOS 电平的引脚, 引脚 T2OUT、R2IN 接 RS232 电平的引脚。因此 TTL/CMOS 电平的 T2IN 引脚应接 DSP 的串行发送引脚 SCITXDB; R2OUT 应接 DSP 的串行接收引脚 SCIRXDB; 相应地 RS232 电平的 T2OUT 应接 PC 机的接收端 RD; R2IN 应接 PC 机的发送端 TD。

RS232 作为连接接头有九根线, 在本课题中采用最实用的连接方式使用了其中三根, 即 2、3、5 引脚, 分别连接 RXD、TXD 和 GND。

3.8.3 液晶显示、键盘与报警电路设计

3.8.3.1 LCD 显示模块硬件设计

本课题采用 LCD 液晶显示以实现良好的人机对话界面。LCD 液晶显示相比于传统的计量仪表式输出显示具有很多优点, 比如显示质量高, 可以实现图形和汉字显示, 功耗小, 数字式接口等。这种简单可靠、低成本、高稳定性的人机界面在生产生活中得到广泛的应用, 比如医疗设备、机电控制以及各种便携式仪表、智能电器、消费类电子产品的显示输出模块。

根据本课题的实际要求, 设计了一种成本低、功能全面、能耗小、实用性强的 LCD 显示系统模块。显示模块的工作原理: 采用 TMS320F2812 直接控制

LCD 模块显示成像，包括传送控制指令和发送显示数据。LCD 模块数据线接连 TMS320F2812 的 GPIOF 数据总线，实现与 DSP 的直接通信，外部晶振为系统工作提供统一时序。

课题选用日本 SEIKO EPSON 公司生产的液晶显示控制器 SED1335，它由振荡器、功能逻辑电路、显示 RAM 管理电路、字符库及其管理电路，以及产生驱动时序的时序发生器组成。振荡器工作频率可在 1M~10MHz 范围内选择，SED1335 能在很高的工作频率下迅速地解译 CPU 发来的指令代码，将参数置入相应的寄存器内并触发相应的逻辑功能电路进行显示^[57]。

SED1335 在同类产品中功能很强，它的主要特点如下：

- (1) 有较强功能的 I/O 缓冲器，SED1335 随时准备接受 CPU 的访问，并在内部时序下及时地把 CPU 发来的指令、数据传输就位；
- (2) 指令功能丰富；
- (3) 四位数据并行发送最大驱动能力为 640×256 点阵。

TMS320F2812 引脚资源较丰富，拥有 56 个独立配置的通用多功能 I/O 口，其中 GPIOF6~GPIOF13 作为 LCD 显示的数据线。SED1335 液晶控制器与 DSP 的硬件接口示意图如图 3.16 所示：

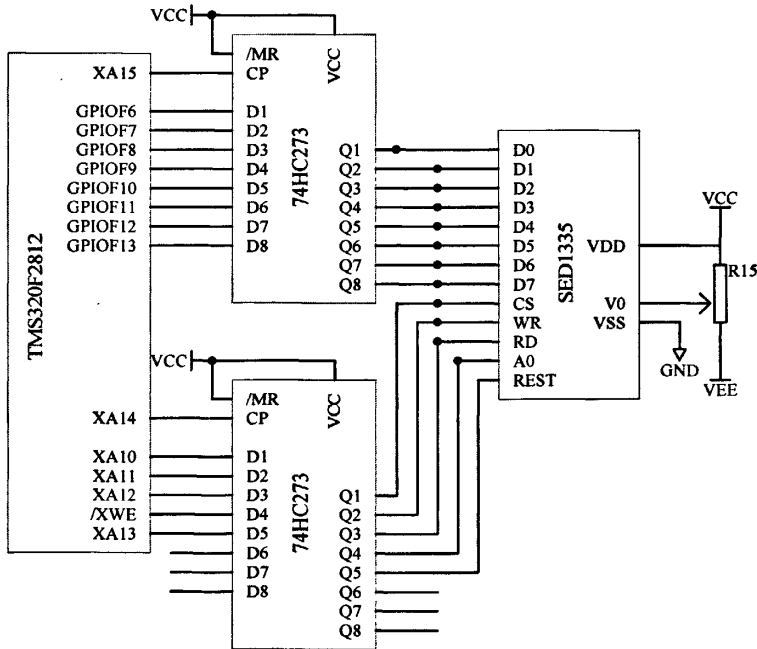


图 3.16 DSP 与 LCD 的接口示意图

如图所示，由于 TMS320F2812 的工作电压是 3.3V，而 SED1335 液晶模块采用 5V 的工作电压，这里采用两片 74HC273 做电平转换。芯片 74HC273 为正脉冲上升沿触发，其中/MR 接高电平，CP 作为选通信号，处于上升沿的时候，输入引脚 Dn 的数据从 Qn 输出，3.3V 电平转换为 5V 高电平。接口电路使用了 2 片 74HC273 作电平转换之用。SED1335 的 D0~D7 为数据总线，WR 为写信号，RD 为读信号，CS 为器件选通信号，RST 为复位信号，A0 决定是数据还是指令，VO 为 LCD 驱动电压。TMS320F2812 没有专门的读写控制线与 SED1335 相连，这里采用间接访问模式。

3.8.3.2 键盘接口电路设计

考虑到 DSP 计算的任务繁重，为了节约资源，而且照顾到抗干扰和扩展问题，键盘接口采用独立式按键，共有 6 个键进行控制。根据实际需要，在励磁控制器的硬件设计中使用了 6 个按键来操作液晶显示数据，分别是“↑”、“↓”、“→”、“调整”、“确认”和“复位”。这六个按键分别与 DSP 的 GPIOB0~GPIOB5 管脚相连，把它们设置为输入方式，通过键盘实现参数查询和修改功能。这 6 个按键分别起如下作用：

“↑” ——在查询或修改状态下，向前翻页；

“↓” ——在查询或修改状态下，向后翻页；

“→” ——选择是查询参数还是修改参数状态；

“调整” ——调整参数时使用；

“确认” ——记录所修改的参数并将修改后的参数存入 Flash ROM；

“复位” ——恢复到修改参数前的状态，不记录“复位”按键按下前的修改动作。

在课题设计中，按键是否按下是根据查询相应的 6 个 I/O 是否为低电平得出的，在一般状态下，这 6 个 I/O 引脚保持高电平。键盘接口电路如图 3.17 所示。

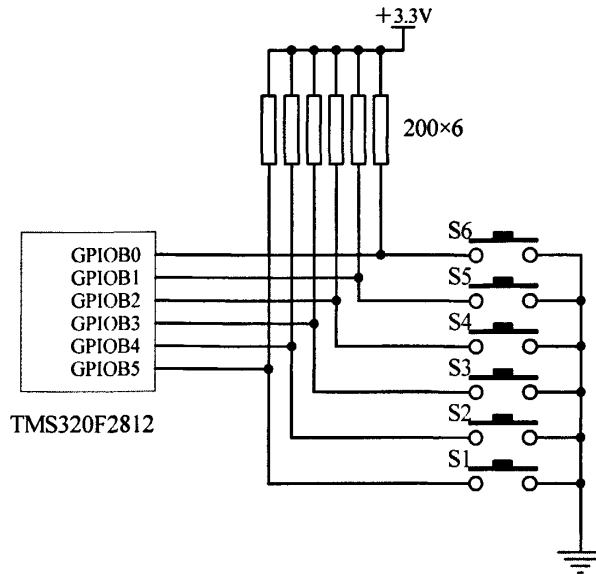


图 3.17 键盘接口电路

另外，DSP 自身需要有一个外部复位电路，以便系统出现故障时使 DSP 回到初始状态。

3.8.3.3 故障报警电路设计

该励磁控制器通过检测柴油机和发电机的各个参数，编程实现了对柴油发电机运行状况的实时监控。当有参数超过设定范围时，比如润滑油低压、冷却水温过高、三相电严重不对称等现象出现时，控制器向报警电路输出高电平启动报警装置进行报警。这部分硬件电路比较简单，主要工作由软件完成。

本课题设计的报警跳闸电路的工作电压为 24V，电路主要选用了光耦 PS250-4、大功率晶体管 TIP122 和逻辑非门 74HC04D 等相关电子器件。光耦 PS250-4 是 NEC 公司生产的贴片式四路输入光电耦合器，工作电压为 5V，发光二极管发光式激励，转换速度为 $5\mu s$ 。

为了保证柴油发电机出现故障（比如油温过高、三相电压严重不对称等）或 DSP2812 发出错误命令时，控制器能产生报警信号，在硬件设计中，报警输出端连接在晶体管 TIP122 的发射极上。因为晶体管 TIP122 发射极连接电源地极，所以在系统复位或光耦元件损坏的情况下，也能保证系统高可靠性。具体的报警跳闸电路如图 3.18 所示：

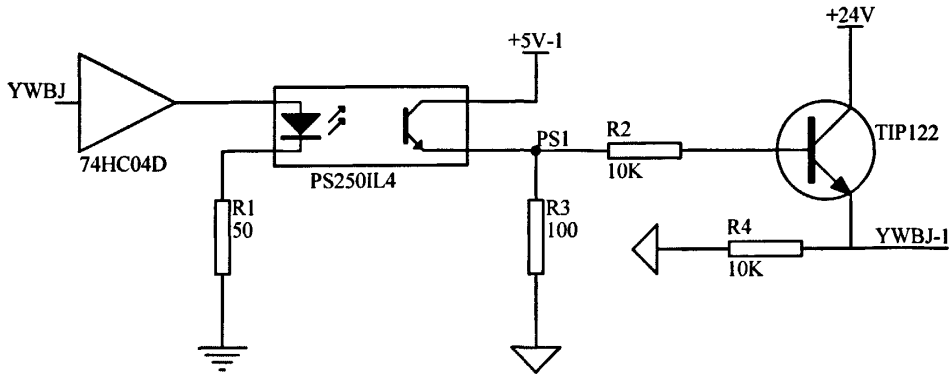


图 3.18 报警、跳闸电路

3.9 本章小结

本章首先给出了励磁控制器的整体设计方案，阐述了发电机的励磁控制原理，并指出了本励磁控制器的几点改进之处。接着对所选用的微处理器芯片 TMS320F2812 的特点和片上资源作了简单介绍。然后详细分析了各硬件模块的实现过程，给出了硬件原理图及控制器的内部结构图。为了减小采样时的量化误差，课题额外采用了一片外部 16 位的并行模数转换器 ADS8364 对发电机端六路电信号进行交流采样，并通过测频电路产生的同步信号进一步减小了非同步采样误差，提高了信号检测精度。文中给出了 ADS8364 与 TMS320F2812 的硬件接线图，并详细阐述了它的工作原理。另外，对测频电路以及其他模块电路（IGBT 驱动、SCI 串口、液晶显示、电源等模块）也进行了较详细的说明。

第 4 章 柴油发电机励磁控制器软件系统的设计

4.1 软件开发工具介绍

4.1.1 集成开发环境 CCS

CCS (Code Composer Studio) 是 TI 公司推出的基于 Windows、界面友好的 DSP 集成开发环境^[58]。它提供了各种代码生成工具和实时分析工具, 集系统调试、信号探测于一体, 使设计者能够在相同的环境下创建、管理项目, 编辑源程序文件, 编译生成可执行文件, 并进行程序调试工作, 加快了编制嵌入式信号处理应用程序的进程。CCS 并不仅仅是代码产生工具和调试工具的简单集成, 它同时提供了实时分析和数据的可视化功能, 极大地降低了 DSP 系统的开发难度, 使设计者能够将精力集中在算法的实现上。

集成开发环境 CCS 不仅提供了传统的调试方法, 同时为适应复杂的信号处理算法, CCS 采用三种新的调试手段: DSP/BIOS、实时数据交换 (RTDX) 和探针 (Probe point)。可以使设计者对正在运行的程序进行实时分析和算法分析。

(1) DSP/BIOS

传统的调试利用独立于用户程序以外的代码, 在用户程序停止运行以后, 对程序运行结果进行收集监视。DSP/BIOS 完全不同于这种方式, 它由众多的 DSP/BIOS API 模块构成, 用户程序在链接 (link) 过程中将 DSP/BIOS API 模块与用户程序链接成一个完整的可执行程序, 因此在用户程序运行的过程中就能监视程序运行情况, 从而能够较早的发现程序运行中一些潜在的问题。为减少对用户资源的占用, DSP/BIOS API 模块代码经过了优化。每个模块都有各自的 C 语言头文件或汇编语言宏文件, 可以独立地包含于应用程序文件中, 以尽量减少应用程序的大小。

DSP/BIOS 提供的运行期服务包括基于优先级的任务调度、中断处理、I/O 服务。在软件的开发阶段, 通过 DSP/BIOS API 可轻易地实现各种对底层硬件的操作, 从而使程序设计者更专注于算法的实现和程序性能的分析。

(2) 实时数据交换 (RTDX)

传统的开发工具实现开发系统与用户板之间的数据交换, 必须在应用程序中加入断点, 中断程序的运行, 这种方法比较麻烦, 而且不能实时的跟踪数据

的变化情况。RTDX 解决了上述问题,允许 DSP 开发人员在不打断程序运行的情况下,通过可视化工具连续的观察 DSP 应用程序的运行情况,当使用 RTDX 时,目标机通过调用一个较小的软件库,利用 JTAG 接口实现目标机与主机之间的数据交换。由于该软件库代码较短,对 DSP 应用程序的实时性不会产生较大的影响。

(3) 探针 (Probe point)

探针是 CCS 提供的另一种对应用程序进行算法分析的方法。它可以很方便地在应用程序的任何位置建立一个 I/O 数据流,使应用程序与主机中的文件建立联系,实现用户程序中定义的存储区与主机中的数据进行交换。这一种调试方法不同于前两种,它并非实时数据交换,它的使用方法类似于在程序中加断点,当用户程序运行至这一点时,便停止运行,完成与主机的文件 I/O 功能,然后再恢复程序运行。这是一种测试用户程序算法较为简便的方法,它可以在硬件条件不具备时(例如在开发前期,硬件系统尚未完成,没有 A/D 数据采样电路),测试应用程序的运行结果,同时借助于 CCS 中数据可视化工具,可以方便地查看 DSP 系统存储区中的数据。

4.1.2 实时硬件仿真系统

本课题采用的仿真器为 XDS510 扩展开发系统。与传统的仿真器不同,DSP 芯片内部集成有符合 IEEE1149.1 标准的 JTAG 接口,XDS510 通过这一接口实现对 DSP 的扫描仿真,用户程序可通过这一接口下传至 DSP 系统的程序存储器,同时在用户系统运行过程中可方便地读取各寄存器和数据存储器中的数据。通过这种仿真方式,解决了利用传统仿真方式难以实现的对高速 DSP 芯片可靠仿真的困难。同时使得用户板在做好以后,DSP 芯片已焊接在电路板的情况下,也可以进行仿真调试,给在生产过程中调试 DSP 系统带来了极大地方便。

基于 XDS510 的硬件仿真系统没有采用传统的插入仿真的方法,而是通过 DSP 芯片上提供的几个仿真引脚实现仿真功能。这种方法为 TI 公司所开发,可用来解决高速 DSP 芯片的仿真。由于高速 DSP 芯片具有高度并行的结构、快速的指令周期、高密度的封装等特点,采用了传统的电路仿真方法很难实现可靠的仿真。扫描仿真消除了传统的电路仿真存在的问题,例如,仿真电缆过长会引起信号失真,仿真插头会引起可靠性差等问题。用户程序可在目标系统的片内或片外存储器实时运行,而不会因仿真器引入额外的等待状态。并且,该仿

真器的用户界面均采用了 C/汇编源代码调试器界面，与软件模拟器的用户界面完全相同。目标代码可通过扫描接口从 PC 机下载到目标系统的存储器中，一般下载 1K 字节的代码约需 100ms 的时间。

4.2 控制器主程序设计

程序设计是柴油发电机励磁控制器设计中极为重要的环节，软件编写质量的高低直接影响到励磁控制器的控制效果，包括控制的实时性，准确性以及抗干扰性等因素。为调试和维护方便，软件设计遵循结构化、模块化、自顶向下、逐步细化的编程思想^[59]。

本课题软件编程主要完成如下几个方面的功能：

(1) A/D 转换模块：测量采集到的数据必须经过 A/D 转换才能进行处理和计算，本课题涉及到外部 ADS8364 的转换和内部 ADC 的转换，二者同时进行；

(2) 数据处理模块：数据处理模块完成的任务是利用采集的波形数据计算相关的电参量，包括电压有效值 U_a 、 U_b 、 U_c ，电流有效值 I_a 、 I_b 、 I_c ，视在功率 S ，功率因数 λ ，有功功率 P ，无功功率 Q ，励磁电流 I_f 以及水温、油温和油压等。其中涉及到大量的数学运算和数值转换。这是软件设计的重要组成部分。

(3) 频率测量模块：为了减小因电网频率波动所带来的测量误差，控制器必须实时检测电网的频率，通过该频率计算采样周期进行每周波 256 点的同步采样。

(4) 自适应模糊 PID 控制模块：根据数据处理后得到的电参数 (U_a) 与设定值比较，得到控制输入量 e 和 ec ，再通过模糊 PID 控制算法，产生宽度可调的 PWM 波形用来触发 IGBT，实现对励磁电流的调节。

另外，还有串口通信模块、LCD 显示模块以及报警跳闸模块等，用来实现对柴油发电机运行状态的实时检测和控制以及上位机对柴油发电机的遥测和遥控功能。

控制器主程序流程图如图 4.1 所示。

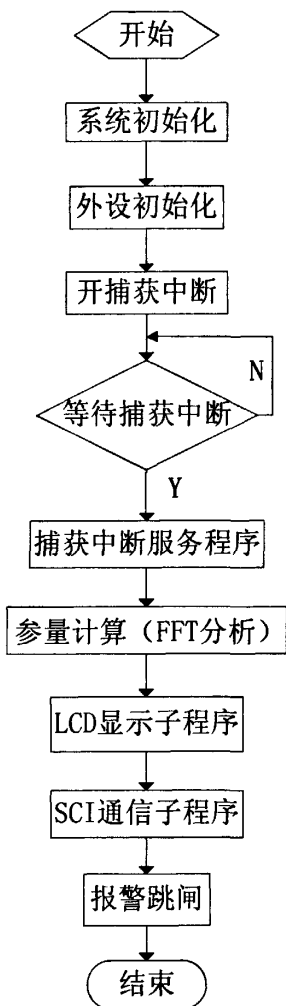


图 4.1 控制器主程序流程图

DSP 系统上电复位后, 首先根据 CMD 文件所选定的模式自举加载程序, 跳转到主程序入口, 在主程序中对 DSP 主控制器和外围扩展电路进行初始化, 然后主程序内部循环执行, 等待响应捕获中断。程序的初始化包括各种片内外设模块的初始化如为 RAM 中的数组清零, 外围复用 I/O 口的设置, 系统控制寄存器的设置等, 还包括外围硬件设备的初始化, 如 ADS8364 的初始化。

下面为主程序中事件管理器 EVA 的初始化程序:

```
void init_eva(void)
{
    EvaRegs.CAP2FIFOA.bit. CAP2 FIFO =0;
```



```
IER =M_INT3;
EvaRegs.EVAIMRC.bit.CAP2INT=1;
EvaRegs.EVAIFRC.bit.CAP2INT=1;
EvaRegs.T2PR=0xFFFF;
EvaRegs.T2CNT=0x0000;
EvaRegs.T2CON.all=0x1540;
EvaRegs.CAPCONA.all=0x2050;
PieCtrl.PIEIFR3.bit.INTxS =0;
PieCtrl.PIEACK.all=PIEACK GROUP3
PieCtrl.PIEIER3.all=0x0010;
}
```

4.3 捕获中断服务子程序

捕获中断服务程序完成的任务包括：

- (1) 计算发电机端交流电信号的周期；
- (2) 启动 DSP 内部 A/D 外设和外部扩展 A/D 芯片，打开事件管理器 EVA 中断，并设置定时器 T2 的周期值；
- (3) 等待定时器 T2 中断，中断发生后即进入中断服务子程序；
- (4) 在定时中断服务子程序中，采样交流信号，计算发电机端电压 U_a 的有效值并调用参数自适应模糊 PID 控制子程序，计算出 IGBT 触发信号的占空比。最后根据计算好的周期值和占空比，计算比较器 T1CMP 计数值，并使用 T1 控制 PWM 信号的产生。

在捕获中断服务子程序中，使用事件管理器 EVA 的捕获单元 CAP2 来捕获同步信号发生电路产生的上升沿，通过定时器 T2 的计数值来确定发电机端电压的周期值。同时使用此上升沿捕获中断初始化 AD 采样周期。由于本励磁控制器要求每周期波采样 256 个点，所以还要使用一个定时器中断用来作为采样同步信号，在本课题中采用定时计数器 T1 作为采样同步信号。将 T2 的时间除以 256 便是每次采样间隔 T_s ($T_s=T2/256$)，将这个时间 T_s 写入 T1 周期值，通过 T1 周期中断来控制信号的采样。对于外部模数转换器 ADS8364，将 T1PWM 设置成输出模式，在 T1 中断到来时把它拉低用来触发 ADS8364 六个通道的采样转换。

捕获中断服务子程序的流程图如图 4.2 所示。

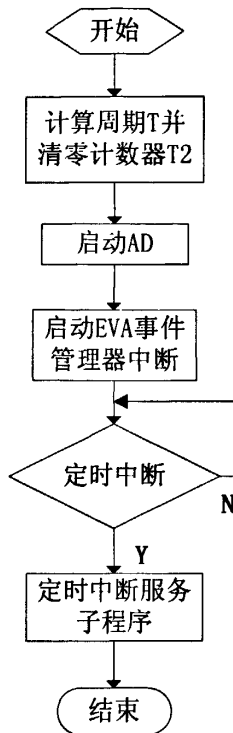


图 4.2 捕获中断服务程序

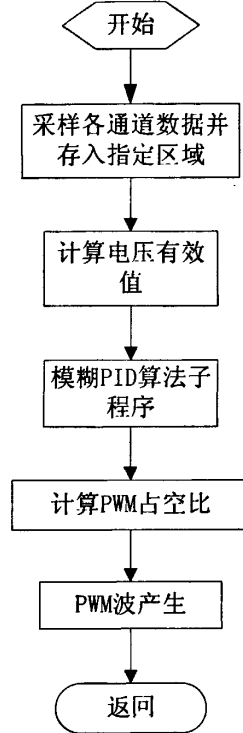


图 4.3 定时中断服务子程序

4.3.1 A/D 采样程序设计

4.3.1.1 ADS8364 初始化

ADS8364 的复位启动由 TMS320F2812 的输出引脚 IOPFO 决定。当 TMS320F2812 上电正常后，使 IOPFO 输出一个低脉冲信号使 ADS8364 复位，确保 AD 转换的输出序列依次为 A0, A1, B0, B1, C0, C1。ADS8364 的时钟由 DSP2812 的 T4PWM 提供，在 DSP2812 的上电初始化程序中，需要对 IOPFO 进行配置并延时翻转发出低脉冲。下面为 ADS8364 的初始化程序：

```

void InitGpio(void)
{
    EALLOW;
    //配置 GPIOA, GPIOA8 配置为捕获引脚以测量频率, GPIOA0~5 为 PWM1-PWM6
    //配置 GPIOB, GPIOB7 配置为 T4PWM, 以备在外部时钟不满足要求时, 提供
    //可编程设置的的 4~5MHz 时钟
    //配置 GPIOF, 将 GPIOF0 配置为输出 I/O 给 ADS8364 提供复位信号
    GpioMuxRegs. GPAMUX.all=0xFFFF;
}
  
```

```

GpioMuxRegs. GPBMUX. all=0xFFFF;
GpioMuxRegs. GPFMUX. all=0xFFFO ;
GpioMuxRegs. GPFDIR. bit. GPIOFO=0x000F ;
GpioDataRegs. GPFSET. all=0x0001;
//配置 GPIOE 为 XINT1, XINT2
GpioMuxRegs. GPEMUX. all=0x0003;
GpioMuxRegs. GPEDIR. all=0x0003;
GpioMuxRegs. GPEQUAL. all=0x0000;
EDIS;
//复位 ADS8364
void ResetADS8364(void)
{
    GpioDataRegs. GPF CLEAR. all=0x0001; //产生低电平
    asm(" RPT #250 || NOP");           //延时 250 个 CPU 时钟周期
    GpioDataRegs. GPFSET. all=0x0001; //恢复为高电平
}

```

ADS8364 的时钟由 T4PWM 提供,则在初始化过程中需要对通用定时器 T4 的运行方式、周期以及比较值进行配置:

```

void init evb()
{
//初始化 EVB 定时器 4
    EvbRegs. T4PR=0x0011;           // GPT4 频率为 4.4MHz( 0x0011=150M/2/4.4M)
    EvbRegs. T4CNT=0x0000;         // GPT4 计数计数器清零
// TMODE=10 此处为增计数
// Timer enable
// Timer compare enable
    EvbRegs.T4CON.all=0x1042;
    EvbRegs.GPTCONB.bit.TCOMPOE=1;
// Polarity of GP Timer4 Compare=Active high
    EvbRegs.GPTCONB.bit.T4CMPOE =1;
    EvbRegs.GPTCONB.bit.T4PIN =2;
    EvbRegs. T4CMPR= 0x0008;       //占空比为 8: 17 (约为 50%) 的方波提供 AD
                                    转换的时钟
}

```

4.3.1.2 读取转换结果

硬件电路将三个启动信号 HOLDA, HOLDB, HOLDC 一起与 DSP2812 的 T1PWM 相连,利用此同步信号同时启动六通道采样转换,当 HOLD 变为低电

平时使对应通道开始采样转换，转换需要 16 个时钟周期，加上采样时间，一个转换周期仅需要 20 个时钟周期，在 4.4MHz 时钟时，仅耗时 4.5 μ s，当每对道转换完毕后 ADS8364 的 EOC 发出低脉冲到 DSP2812 的外部扩展中断 XINT1，提出中断请求，中断响应后将模数转换所得数据由各自的数据缓冲器读入到 M1 数据存储区的指定位置。下面为 DSP2812 读取转换结果的子程序，由它完成的 6 通道信号的一次转换、读取时序如图 4.8 所示。

```
void ReadAds8364(int Channel, int *Volt, int *Current)
{
    unsigned int *Ads8364Port;
    unsigned int Temp;
    Ads8364Port=(unsigned int*)C_Ads8364Addr;
    //采样时序
    {
        Ads8364A0=0;
        Ads8364A1=0;
        Ads8364A2=0;
        Ads8364CS=0;
        Ads8364CS=0;
        Temp=*Ads8364Port;
        *Volt=(int)(Temp);//-0x8000);
        *Volt=C_Ua_Zero;
        Ads8364CS=1;
        Ads8364A0=1;
        Ads8364A1=0;
        Ads8364A2=0;
        Ads8364CS=0;
        Ads8364CS=0;
        delay(1);
        Temp=*Ads8364Port;
        *Current=(int)(Temp);//-0x8000);
        *Current=C_Ia_Zero;
        Ads8364CS=1;
    }
}
```

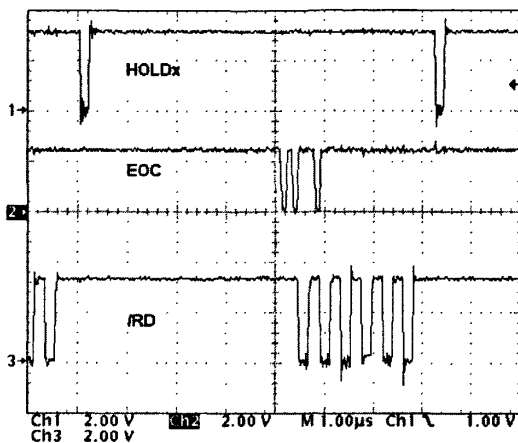


图 4.4 ADS8364 六通道转换结果读取时序图

另外，其他信号如油温、水温、油压、励磁电流等信号的采样要用 DSP2812 内部的模数转换器，内部 ADC 的触发信号在 T1 定时器中断中完成。处理器的定时器每隔一个 T_s 产生一次定时中断，A/D 转换开始，A/D 转换结束后会产生一个转换结果中断，程序进入 A/D 中断服务程序，此时存储 A/D 转换结果。

4.3.2 模糊 PID 程序设计

在预设初值后，经过电压采样，得到偏差 e 及其微分 ec ，经限幅后将其模糊化，模糊化过程中采用了自适应方法改变偏差及其微分的权重，经过查询模糊表以及反模糊化过程得到 Δk_p 、 Δk_i 、 Δk_d ，将它们与偏差量 e 共同送入传统 PID 控制器中，控制器输出为 PWM 波形的占空比，以此信号去控制电路，达到调节励磁电流的目的。

预设参数包括输入、输出变量以及控制量的基本论域 $e[-X_e, X_e]$ 、 $ec[-X_{ec}, X_{ec}]$ 、 $u[-X_u, X_u]$ ，量化因子 G_{kp} 、 G_{ki} 、 G_{kd} ，采样周期 T ，电压的设定值等；限幅部分包括对 $e(k)$ 、 $ec(k)$ 超过论域范围的处理。

在精确量的模糊化过程中，本课题在试验过程中，分别采用了两种方法，一种是根据人们对事物的判断常采用正态分布的思维的特点，对于模糊子集的隶属函数采用正态函数来表示；另外一种是将某个区间的精确量模糊化成这样一个模糊子集，它在点 x 处隶属度为 1，除此点以外的任何点的隶属度均取 0。分析两种方法可知第一种方法的精确度更高，第二种方法无论是程序编制，处理速度，还是后处理模块等均具有优势，同时试验证明第二种方法的精准度完全满足试验的要求，故采用了第二种方法。

本课题设计的参数自适应模糊 PID 控制流程图如图 4.5 所示。

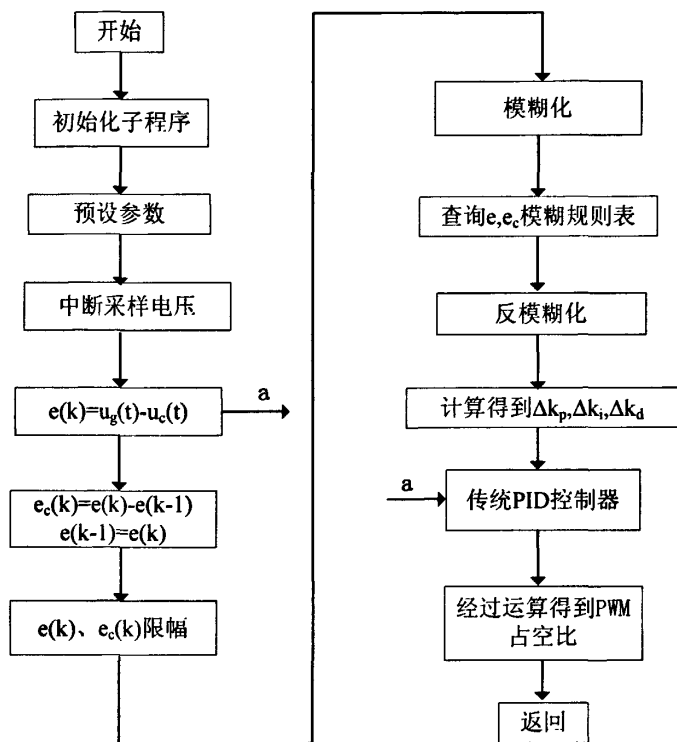


图 4.5 自适应模糊 PID 控制流程图

下面为参数自适应模糊 PID 励磁控制子程序：

```

void FUZZYPID()
{  参数定义
    /*采用离线反模糊用下面定义 */
    /*根据模糊规则表得到模糊控制数组*/
    float ukp[7][7]={{6,6,6,6,2,0,-2},{6,6,4,4,0,-2,-4},
                    {6,4,4,2,-2,-4,-6},{0,0,0,0,0,0,0},
                    {-6,-4,-2,2,4,4,6},{-4,-2,0,4,6,6,6},
                    {-2,0,2,6,6,6,6}};
    float uki[7][7]={{6,6,6,-6,-6,4,-2},{6,6,4,-4,0,2,4},
                    {6,4,4,-2,4,6,6},{0,0,0,0,0,0,0},
                    {6,6,4,-2,4,4,6},{4,2,0,-4,4,6,6},
                    {-2,-4,-6,-6,6,6,6}}
    float ukd[7][7]={{6,6,6,-6,-6,-4,-6},{6,6,4,-4,0,2,4},
                    {6,4,4,-2,4,6,6},{0,0,0,0,0,0,0},
                    {6,6,4,-2,4,6,6},{0,0,0,0,0,0,0},
                    {6,6,4,-2,4,6,6}};
}
    
```

```

        {6,6,4,-2,4,4,6},{4,2,0,-4,4,6,6},
        {-2,-4,-6,-6,6,6,6}}
/*计算偏差 e 及偏差的微分 ec */
/*e 为第 K 次采样时输入的偏差, e1 为第 K-1 采样时的偏差, e2 为 K-2 次采
样时的偏差*/
e2=e1;e1=e;
e=VREF-(VaRMS+VbRMS+VcRMS/3);
ec=e-e1;
/*Ke, Kec 分别为模糊控制器的偏差和微分的量化因子, 将 e, ec 模糊化*/
e=round (e*Ke) *2;           //e=floor (e*Ke+0.5) *2 可替换
ec=round (ec*Kec)*2;         //ec=floor (ec*Kec+0.5) *2 可替换
/* 自适应模糊控制, 自适应改变误差和误差变化率的权重*/
if(e<=-6 && e>=-6)
    { alfa=(1/(1+exp(-1.7*fabs(e)))-0.5)*2;
      e=(float)(alfa*e);ec=(float)((1-alfa)*ec);
    }
//自适应权重公式, 可根据要求改变
/*将误差和误差变化率对应倒模糊控制规格数组*/
if((e>=-6)&&(e<-4))      {IndexE=0;}
else if((e>=-4) &&(e<-2)) {IndexE=1;}
else if((e>=-2) &&(e<0))  {IndexE=2;}
else if((e>=0) &&(e<2))  {IndexE=3;}
else if((e>=2) &&(e<4))  {IndexE=4;}
else if((e>=4) &&(e<6))  {IndexE=5;}
else if(e<-6)            {IndexE=0;}           //限幅
else if(e>6)             {IndexE=6;}           //限幅

if((ec>=-6) &&(ec<-4))    {IndexEC=0;}
else if((ec>=-4) &&(ec<-2)) {IndexEC=1;}
else if((ec>=-2) &&(ec<0)) {IndexEC2;}
else if((ec>=0) &&(ec<2))  {IndexEC=3;}
else if((ec>=2) &&(ec<4))  {IndexEC=4;}
else if((ec>=4) &&(ec<6))  {IndexEC=5;}
else if(ec<-6)           {IndexEC=0;}         //限幅
else if(ec>6)            {IndexEC=6;}         //限幅

/*离线生成的 deltakp deltaki deltakd 程序*/
deltakp=ukp[IndexE][IndexEC];
deltaki=uki[IndexE][IndexEC];
deltakd=ukd[IndexE][IndexEC];

```

```

// kup、kui、kud 即为比例因子
kp=kp0+kup*deltakp;
ki=ki0+kui*deltaki;
kd=kd0+kud*deltakd;
//输出 PWM 控制量定时器 2 的比较寄存器值
deltaU=kp*(e-e1)+ki*e+kd*(e+e2-2*e1);           //PID 算法
if(deltaU>10000)      deltaU=10000;             //限幅作用
if(deltaU<-10000)    deltaU=-10000;           //限幅作用
    cmp=cmp-deltaU;
if(cmp<=100)        cmp=100;
if(cmp>=(cmp0-100))  cmp=cmp0-100;
EvaRegs.T2CMPR=cmp;
}

```

4.4 电参量的算法处理

本课题设计的励磁控制器不仅要有励磁调节功能，还要对各种电参量计算并显示，以便实时监测发电机的运行状况，发现三相发电机的输出端电压不平衡问题。功率因数的高低，直接关系到电网中的功率损耗和电能损耗，影响到供电线路的电压损失和电压波动，而且关系到节约电能和整个供电区域的供电质量。

4.4.1 常用的电参量测量方法

电力系统基本参数的测量主要包括：电流有效值、电压有效值、谐波分量、有功功率、无功功率、视在功率、功率因数等。下面将电力参数测量中常用的两种方法作简单介绍。

4.4.1.1 均方根算法

设 $u(t) = \sqrt{2}U \sin(\omega t + \alpha)$ ， $i(t) = \sqrt{2}I \sin(\omega t + \beta)$ 则电压、电流、有功功率的有效值分别为：

$$U = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2 dt}, \quad I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt}, \quad P = \frac{1}{T} \int_0^T u(t)i(t)dt \quad (4-1)$$

因为计算机只能处理数字信号，所以上面公式不能直接应用，须将公式离散后进行数字化。离散后的电压、电流、有功功率的交流采样计算公式为：

$$U = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} U^2(n)}, \quad I = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} i^2(n)}, \quad P = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} u(n)i(n) \quad (4-2)$$

其中, U 、 I 为电压、电流的有效值, $u(n)$ 、 $i(n)$ 为电压、电流的同时间的等间隔采样值, T 为信号周期, N 为每周期信号的采样点数。进而可以求得视在功率、无功功率、功率因数分别为:

$$S = UI, \quad Q = \sqrt{S^2 - P^2}, \quad \cos \varphi = \frac{P}{UI} \quad (4-3)$$

功率因数的表达式为:

$$\lambda = \frac{P}{S} = \frac{\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} u_n i_n}{UI} = \frac{\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} u_n i_n}{\sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} u_n^2} \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} i_n^2}} \quad (4-4)$$

由式(4-2)可以看出, 均方根算法虽然可以算出电量的幅值, 但却不能计算出电量的相角。因此, 在电参量计算程序模块中本课题采用能计算电压、电流相角的 FFT 算法。

4.4.1.2 快速傅里叶变换

基于傅立叶变换的信号处理, 经常简称为“频域”分析, 在工程上应用很广。由于傅立叶变换同卷积和相关有着紧密联系, 所以用基于 FFT 的算法来实现信号的分析处理往往比传统的时域处理方法更高效。

快速傅立叶变换最早由库利和图基在 1965 年提出, 它显著地减少了 DFT 的运算强度。FFT 将 DFT 所需要的 N^2 次复数乘法降低到 FFT 所需的复数次数 $= N \log_2(N)$, 运算速度得到很大的提高。

FFT 算法的原理是通过许多更小的容易进行的变换去实现大规模的变换。有两种变换分解的办法: 第一种方式称为时域抽选法 DIT, 这种方法是将输入序列的奇数点和偶数点分别抽出来选出组成两个 $N/2$ 点的序列进行 DFT, 产生的中间结果再通过 $N/2$ 次的 2 点 DFT 合成, 得到我们所需的输出结果。第二种方式称为频域抽选法 (DIF), 同样也是将序列分成两组, 不同的是输入序列先成对地进行 $N/2$ 次 2 点 DFT, 然后再进行 2 个 $N/2$ 点的 DFT。

一般的, 两点的 DFT 和旋转因子的乘法组合在一起, 成为一个称作“蝶形结”的处理运算。图 4.6 和图 4.7 是分别用 DIT 和 DIF 算法将一个 8 点 DFT 分

解成 4 点变换的“碟形结”。

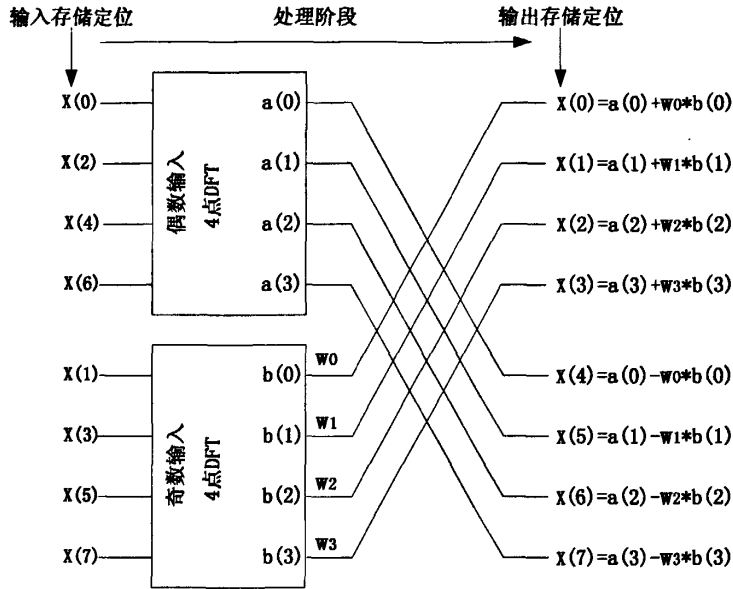


图 4.6 用 DIT 算法将一个 8 点 DFT 分解成两个 4 点变换

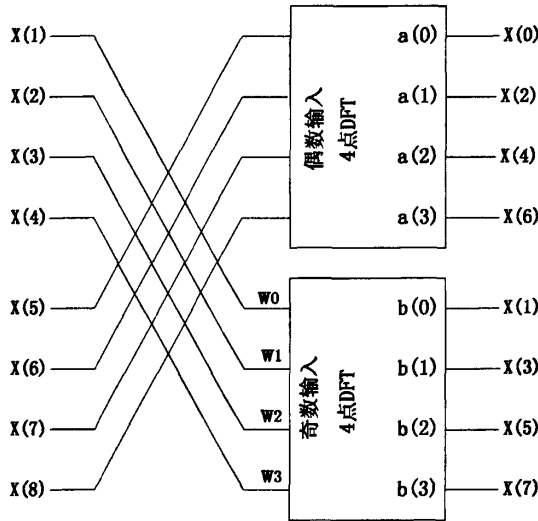


图 4.7 用 DIF 算法将一个 8 点 DFT 分解成两个 4 点变换

正如我们所看到的，FFT 的运算核心是叫做“碟形结”的单位运算处理过程。而基 2 碟形结就是有两个输入和输出的碟形结。图 4.8 是 DIF 碟形结的传统符号：

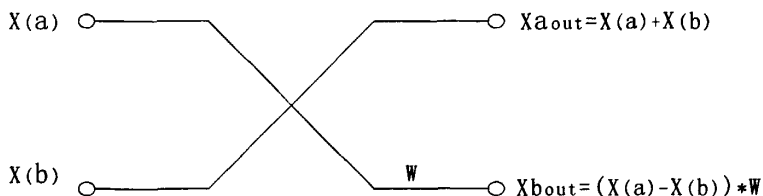


图 4.8 传统的 DIF 蝶形结符号

如果输入的复信号采样点为 $X(a)$ 和 $X(b)$ ，则蝶形结的输入可以分别表示为 $(X_{ar}+X_{ai})$ 和 $(X_{br}+X_{bi})$ 。 W_r 和 W_i 分别表示为旋转因子的实部和虚部。这样的话，蝶形结的输出可以表示为：

$$Xa_{out} = (Xa_r + Xb_r) + j(Xa_i + Xb_i) \quad (4-5)$$

$$\begin{aligned} Xb_{out} &= [(Xa_r) - (Xb_r) + j(Xa_i - Xb_i)] [Wr + jWi] \\ &= [(Xa_r - Xb_r)Wr - (Xa_i - Xb_i)Wi] + j[(Xa_r - Xb_r)Wi + (Xa_i - Xb_i)Wr] \end{aligned} \quad (4-6)$$

如果蝶形结的输入信号是实数 $X(a)$ 和 $X(b)$ ，也就是虚部为零，输入也就成为 Xa 和 Xb ，上式可以化简为：

$$Xa_{out} = Xa + Xb \quad (4-7)$$

$$\begin{aligned} Xb_{out} &= (Xa - Xb)(Wr + jWi) \\ &= (Xa - Xb)Wr + j(Xa - Xb)Wi \end{aligned} \quad (4-8)$$

图 4.9 是基 2DIT 算法蝶形结的传统符号表示图：

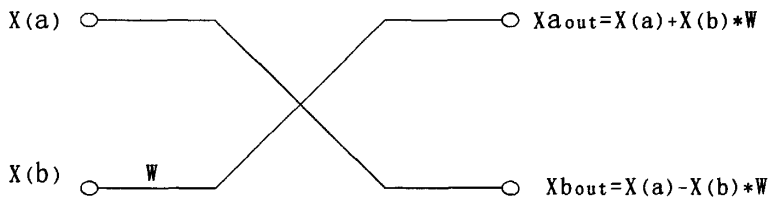


图 4.9 基 2DIT 的蝶形结传统符号

在这种情况下，输出结果可以计算如下：

$$\begin{aligned} Xa_{out} &= [Xa_r + jXa_i] + [(Xb_r + jXb_i)(Wr + jWi)] \\ &= [Xa_r + Xb_rWr - Xb_iWi] + j[Xa_i + Xb_rWi + Xb_iWr] \\ Xb_{out} &= [Xa_r + jXa_i] - [(Xb_r + jXb_i)(Wr + jWi)] \end{aligned} \quad (4-9)$$

$$= [Xa_r - Xb_r W_r + Xb_i W_i] + j [Xa_i - Xb_r W_i - Xb_i W_r] \quad (4-10)$$

当 DFT 的长度为 2 的幂次方时，整个计算可以完全使用基 2 蝶形结来完成。方法是：将 N 点的变换分解成两个 X 点的变换，然后进一步将每个 X 点的变换分解成两个 N/4 点的变换，重复着一过程，直到分解成只剩下两点的变换。图 4.10、图 4.11 分别是基于 DIT 和 DIF 的实现方法。

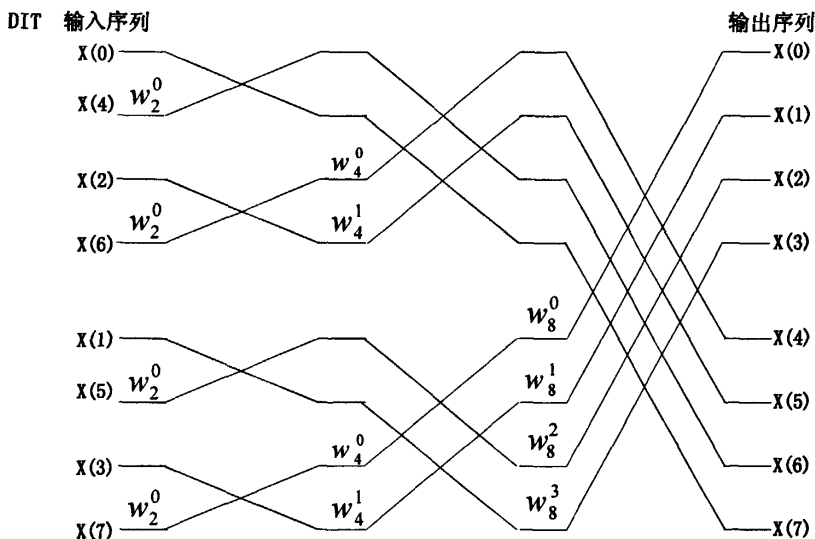


图 4.10 基于 DIT 的 FFT 实现方法

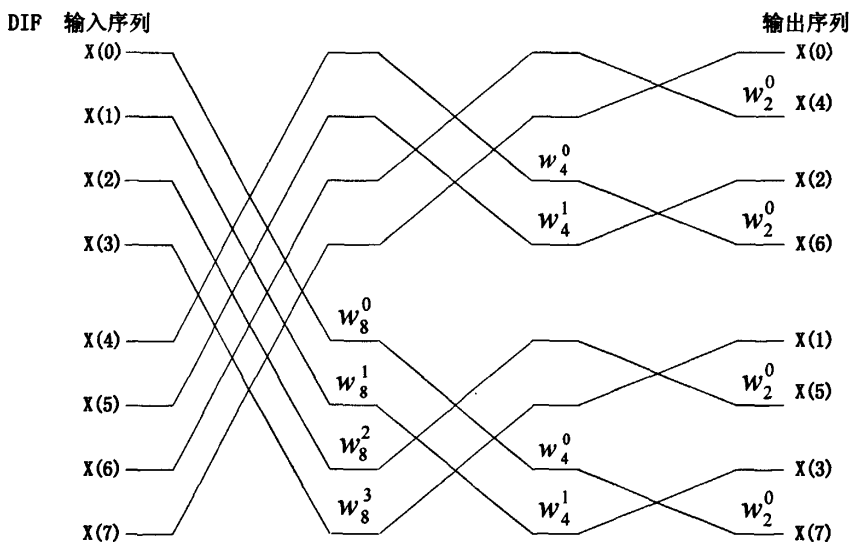


图 4.11 基于 DIF 的 FFT 实现方法

可见,相对于直接实现 DFT 所需要的 N^2 次复幂乘,FFT 仅需要 X 次复乘^[60]。

4.4.2 电参量的 FFT 算法实现

采用 FFT 计算的最大优点是可以计算出电量的相角,在计算过程中涉及到求和、乘法和除法。DSP2812 具有 32 位的累加器和专用的硬件乘法器,有专门用于加法和乘法的指令,且有效执行时间均为一个 CPU 时钟周期;对于除法,可以利用特殊的减法指令,只需简单编程就能实现。

为保证实时性要求,本课题巧妙的使用了压缩算法:对 $2N$ 点的实数做 N 点复数 FFT,最后再劈分还原,得到 $2N$ 点实数 FFT 计算的真正结果。具体做法是:同时处理采集得到的电流电压信号,将存贮电流电压信号的两个数组放进一个复数序列,经过 FFT 运算,可得到我们需要的电流电压的实部和虚部,从而为后面的电参数的计算和分析作好数据处理准备。式(4-11)表示直接对电压信号进行傅立叶分析的结果,式(4-12)表示直接对电流信号进行傅立叶分析的结果,式(4-13)表示将电压电流分别放入一个复数序列,电压信号放入实部,电流信号放入虚部,对此复数序列进行傅立叶分析的结果。为了实时得到电压电流的傅立叶分析结果,通过式(4-13)和式(4-14)推理演算得到式(4-15)。

$$U(k) = \sum_{n=0}^{N-1} u(n)W_N^{nk} = \sum_{n=0}^{N-1} u(n)(\text{Re}W_N^{nk} + j \text{Im}W_N^{nk}) \quad (4-11)$$

$$I(k) = \sum_{n=0}^{N-1} i(n)W_N^{nk} = \sum_{n=0}^{N-1} i(n)(\text{Re}W_N^{nk} + j \text{Im}W_N^{nk}) \quad (4-12)$$

$$\begin{aligned} W(k) &= \sum_{n=0}^{N-1} [u(n) + j^* i(n)]W_N^{nk} \\ &= \sum_{n=0}^{N-1} [u(n) + j^* i(n)](\text{Re}W_N^{nk} + j \text{Im}W_N^{nk}) \\ &= \sum_{n=0}^{N-1} [u(n) \text{Re}W_N^{nk} - i(n) \text{Im}W_N^{nk}] + j[i(n) \text{Re}W_N^{nk} + u(n) \text{Im}W_N^{nk}] \end{aligned} \quad (4-13)$$

$$\begin{aligned} W(N-k) &= \sum_{n=0}^{N-1} [u(n) + j^* i(n)](W_N^{nk})^* \\ &= \sum_{n=0}^{N-1} [u(n) \text{Re}W_N^{nk} + i(n) \text{Im}W_N^{nk}] + j[i(n) \text{Re}W_N^{nk} - u(n) \text{Im}W_N^{nk}] \end{aligned} \quad (4-14)$$

$$\begin{cases} \operatorname{Re}(U(k)) = \frac{\operatorname{Re}(W(k)) + \operatorname{Re}(W(N-k))}{2} \\ \operatorname{Im}(U(k)) = \frac{\operatorname{Im}(W(k)) - \operatorname{Im}(W(N-k))}{2} \\ \operatorname{Re}(I(k)) = \frac{\operatorname{Im}(W(N-k)) + \operatorname{Im}(W(k))}{2} \\ \operatorname{Im}(I(k)) = \frac{\operatorname{Re}(W(N-k)) - \operatorname{Re}(W(k))}{2} \end{cases} \quad (4-15)$$

经过复数 FFT 后，可以根据算出的各相电压、电流的幅值和相角，计算出功率因数 φ 、功率因数 $\cos \varphi$ 、各相的视在功率 S 、有功功率 P 和无功功率 Q 。计算公式为：

功率因数角： $\varphi = \cos(\text{电压相角} - \text{电流相角})$

功率因数： $\cos \varphi = \cos(\text{电压相角} - \text{电流相角})$

视在功率： $S = U \times I$

有功功率： $P = S \times \cos \varphi$

无功功率： $Q = S \times \sin \varphi$

其中， U 为电压幅值， I 为电流幅值。

FFT 及电量计算子程序流程如图所示：

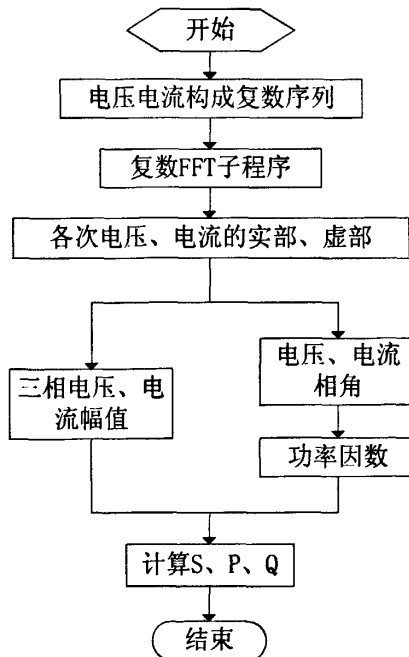


图 4.12 FFT 及电量计算子程序流程图

下面给出了各电参量计算的子程序:

```

//计算详细的电参量
void AC_CAL()
{ int loop=0;
  float F1=0,F2=0;
  FFT(Va, Ia);
  F1=0;F2=0;
  for(loop=1;loop<15;loop=loop+2)
  {      F1=F1+VaR[loop]*VaR[loop]+Val[loop]*Val[loop];
        F2=F2+IaR[loop]*IaR[loop]+Ial[loop]*Ial[loop];
  }
/*忽略高于15次的谐波分量*/
  VaRMS=sqrt(F1);    //A相电压幅值
  IaRMS=sqrt(F2);    //A相电流幅值
  FFT(Vb, Ib);
  F1=0;F2=0;
  for(loop=1;loop<15;loop=loop+2)
  {      F1=F1+VaR[loop]*VaR[loop]+Val[loop]*Val[loop];
        F2=F2+IaR[loop]*IaR[loop]+Ial[loop]*Ial[loop];
  }
  VbRMS=sqrt(F1);    //B相电压幅值
  IbRMS=sqrt(F2);    //B相电流幅值
  FFT(Vc, Ic);
  F1=0;F2=0;
  for(loop=1;loop<15;loop=loop+2)
  {      F1=F1+VaR[loop]*VaR[loop]+Val[loop]*Val[loop];
        F2=F2+IaR[loop]*IaR[loop]+Ial[loop]*Ial[loop];
  }
  VcRMS=sqrt(F1);    //C相电压幅值
  IcRMS=sqrt(F2);    //C相电流幅值
}
//只计算三相电压基波的FFT程序
void V_CAL()
{ float F1=0; F2=0;
  FFT(Va, Ia);
  F1=VaR[1]*VaR[1]+Val[1]*Val[1];
  F2=IaR[1]*IaR[1]+Ial[1]*Ial[1];
  VaRMS=sqrt(F1);    //A相基波电压幅值
}

```

```

IaRMS=sqrt(F2); //A 相基波电流幅值
φ=atan(Val[1]/ VaR[1]) //A 相相位角
Pa=0.5*( VaR[1]* IaR[1]+ Val[1]* IaI[1]) //A 相基波有功功率
Qa=0.5*( Val[1]* IaR[1]- VaR[1]* IaI[1]) //A 相基波无功功率
    FFT(Vb,lb);
F1=0;F2=0;
F1=VaR[1]*VaR[1]+Val[1]*Val[1];
F2=IaR[1]*IaR[1]+IaI[1]*IaI[1];
VbRMS=sqrt(F1); //B 相基波电压幅值
IbRMS=sqrt(F2); //B 相基波电流幅值
φ=atan(Val[1]/ VaR[1]) //B 相相位角
Pb=0.5*( VaR[1]* IaR[1]+ Val[1]* IaI[1]) //B 相基波有功功率
Qb=0.5*( Val[1]* IaR[1]- VaR[1]* IaI[1]) //B 相基波无功功率
    FFT(Vc,lc);
F1=0;F2=0;
F1=VaR[1]*VaR[1]+Val[1]*Val[1];
F2=IaR[1]*IaR[1]+IaI[1]*IaI[1];
VcRMS=sqrt(F1); //C 相基波电压幅值
IcRMS=sqrt(F2); //C 相基波电流幅值
φ=atan(Val[1]/ VaR[1]) //C 相相位角
Pc=0.5*( VaR[1]* IaR[1]+ Val[1]* IaI[1]) //C 相基波有功功率
Qc=0.5*( Val[1]* IaR[1]- VaR[1]* IaI[1]) //C 相基波无功功率
}

```

4.5 报警跳闸子程序

当柴油机发电机的状态参数（油温、水温、油压等）超过一定的限制时，DSP 应当发出报警和跳闸信号，通过报警和跳闸电路产生报警和跳闸。例如，可以通过软件判断机端三相电压是否存在严重不对称情况，如果存在，则发出报警信号，超过一定时间（一般为 3 分钟）若无人处理便自动切断柴油机油路。

报警和跳闸模块的功能在于保护柴油发电机，同时确保输出电的品质。其程序框图如图 4.13 所示：

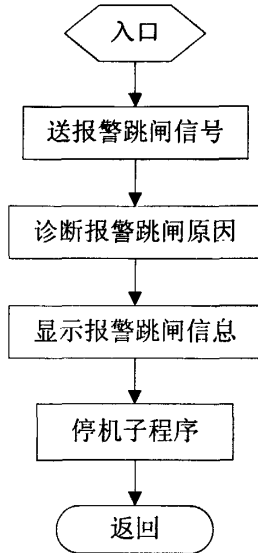


图 4.13 报警、跳闸子程序流程图

4.6 SCI 通讯软件设计

TMS320F2812 的 SCI 和以往的 DSP 的 SCI 相比具有两个特点：一是传送、接收都具有独立的 FIFO；二是波特率可以自动检测。自动波特率检测逻辑主要解决通信过程中终端波特率的确定问题。而其 16 字的 FIFO 可大大减少通信中断次数，提高通信速率。

串口通信程序采用的是中断方式，当串行口产生中断时，先向 DSP 申请中断，DSP 响应中断后就暂时中断自己的程序，执行相应的串口中断服务程序，执行完后又返回主程序，它能使信息得到及时处理，DSP 串行通信程序流程图如图 4.14 所示。

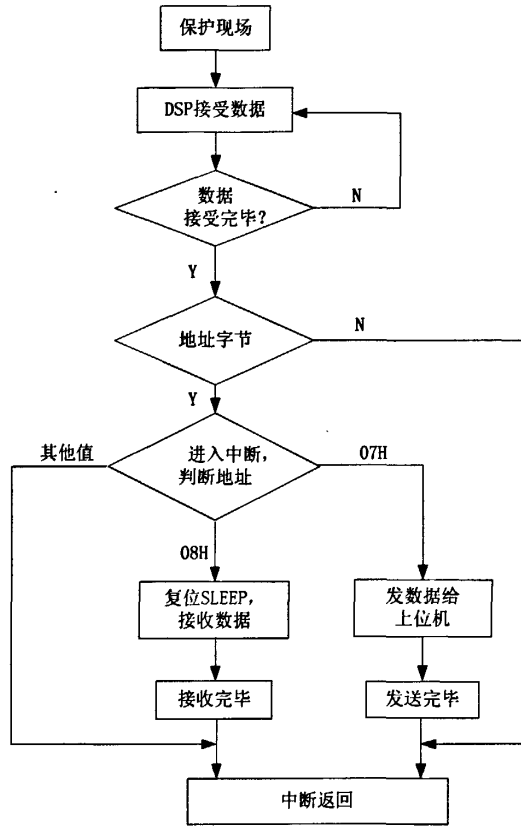


图 4.14 串行通信程序流程图

要实现 DSP 的串行通信，解决双方之间的数据发送和接收除了一般串行通信设置外，还必须正确设置 SLEEP 位。方法如下：将 DSP 的 SLEEP 位设为 1，使得 DSP 仅在接收到地址字节时才被中断。在中断服务程序中，将接收到的地址与相应软件设置的地址进行比较，若相同则用户程序清除 SLEEP 位确保串行通信接口在收到每个数据字节时都产生一个中断，否则 SLEEP 位保持 1 以接收下一个地址。此种通信方式称为地址唤醒模式。在程序中设置 DSP 有两个地址，一个地址为 07H，另一个为 08H，它们分别作为上位机控制 DSP 发送或接收数据的命令。即若上位机以地址 07H 呼叫，则下位机收到地址 07H 后，就发送 N 个数据（本课题发送的是机端电压以及频率等电参量）给上位机；若上位机以地址 08H 呼叫，下位机接收到地址后，就置 SLEEP 位为零，等待接收上位机下传的数据。

4.7 LCD 显示软件设计

根据液晶显示控制器SED1335的工作原理，并结合DSP的硬件资源，给出了以下软件设计流程：

TMS320F2812集成高性能CMOS技术，时钟频率高达150MHz，而SED1335的晶振频率在1MHz到10MHz之间，所以DSP全速访问SED1335是不可行的，这里采用扫描延时的办法，在每条指令间加一个延时程序。DSP可以随时访问SED1335，而不需要判别其当前的工作状态，SED1335及时地接收DSP送来的指令代码参数或显示数据，或把显示数据送到系统的数据总线供DSP读取。以下是液晶显示流程图和部分程序源代码。

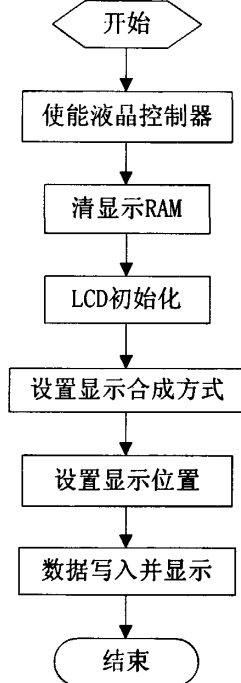


图4.15 LCD液晶显示的软件流程图

```

#include "DSP2812.h"
#define lcd_cs1 port0004
#define lcd_cs2 port0005
void delay(unsigned int count) //延时子程序
{
    unsigned int i;
    for(i=0;i<count;i++);
}
  
```

```
void transcmd(uint cmd)          //传送指令子程序
{
    lcd_cs2=0x57;    //E=1,DI=1
    delay(11);
    lcd_cs2=0x07;    //E=0,DI=0
    delay(11);
    lcd_cs2=0x47;    //E=1,DI=0
    delay(11);
    lcd_cs1=cmd;     //set data
    delay(11);
    lcd_cs2=0x07;    //E=0,DI=0
    delay(11);
    lcd_cs2=0xDF;
    delay(11);
}

void transdata(uint data)       //数据写入子程序
{
    uint tmp;
    if(rightorleft==1) tmp=0x01;
    else tmp=0x02;
    delay(13);
    lcd_cs2=0x44;    //E=1,DI=0
    delay(11);
    lcd_cs2=0x54|tmp;    //E=1,DI=1
    delay(11);
    lcd_cs1=data;     //set data
    delay(11);
    lcd_cs2=0x14|tmp;    //E=0,DI=1
    delay(11);
    lcd_cs2=0xDF;    //E=1,DI=1*/
    delay(11);
    lcd_cs1=0x00;
    delay(11);
}
```

4.8 本章小结

本章首先介绍了集成开发环境 (CCS) 和实时仿真器 XDS510, 软件的开发、

调试和系统测试都要围绕它们展开。在程序设计时使用了 C 语言和汇编语言混合编程的方式，使代码既有很强的可读性又能满足实时性要求。文中详细介绍了系统主程序以及其他功能模块的子程序，给出了程序流程图，并做了阐述。重点介绍了片外模数转换器 ADS8364 的软件设计过程和电参量的 FFT 算法处理过程以及模糊 PID 控制算法程序设计，并给出了一些关键模块的程序代码。软件开发遵循结构化、模块化、自顶向下、逐步细化的设计思想，使整个软件设计看起来条理清晰，结构合理，具有很好的扩展性，为以后软件升级和功能扩展打下了良好基础。

第 5 章 系统仿真与测试结果分析

5.1 Matlab 仿真和结果分析

5.1.1 建立仿真模型

利用强大的 MATLAB 仿真工具中的 Simulink 工具箱, 对本课题第二章分析过的三种励磁控制方式(普通 PID 控制, 非线性 PID 控制和参数自适应模糊 PID 控制) 分别进行了算法仿真^[61]。目的是通过对三种控制方式的仿真对比, 分析三种 PID 控制方式各自的优缺点, 进而选择一种最符合同步发电机励磁调节规律的控制方式应用到本课题设计的柴油发电机励磁控制器中去。

为了接近实际运行方式, 考虑到发电机对象参数辨识的误差以及饱和因数的影响, 本课题仿真时采用 Matlab7.0 电力仿真工具箱中的同步发电机非线性模型。Matlab 的同步发电机模型电气部分为 6 阶状态空间方程, 机械部分为转速的一阶微分方程, 它考虑了定子、磁场和阻尼绕组的动态特性, 因而比一般的模型更能反映实际发电机的状况^[5]。进行仿真的三相同步发电机参数如图 5.1 所示, 其额定功率为 10000W, 线电压为 380V, 运行在 50HZ 下。

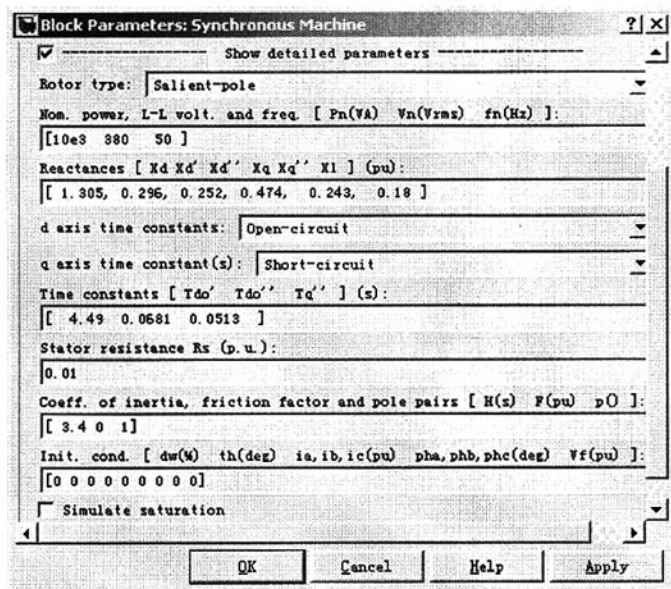


图 5.1 三相同步发电机模型参数表

在仿真建模过程中，将普通 PID、非线性 PID 和模糊 PID 控制算法分别封装成单独的子模块，如图 5.2、5.3 和 5.4 所示。子模块建立完成后，引入一个 Multiport Switch 模块来实现三种控制方法的选择，从而实现将三种控制方式的模块集成在一个模型中，如图 5.5 所示，并封装成图 5.6 所示的 Excitation Controller 控制模块。最后将控制模块与外接负载（纯阻性负载或感性负载）的同步发电机联立进行仿真，整个仿真系统如图 5.6 所示。

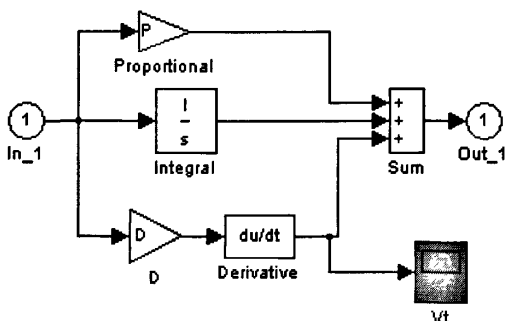


图 5.2 普通 PID 控制模型

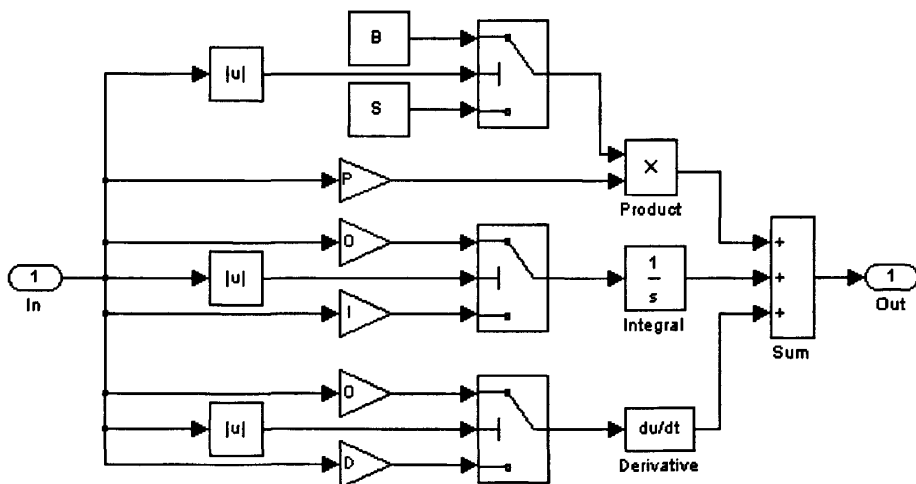


图 5.3 非线性 PID 控制模型

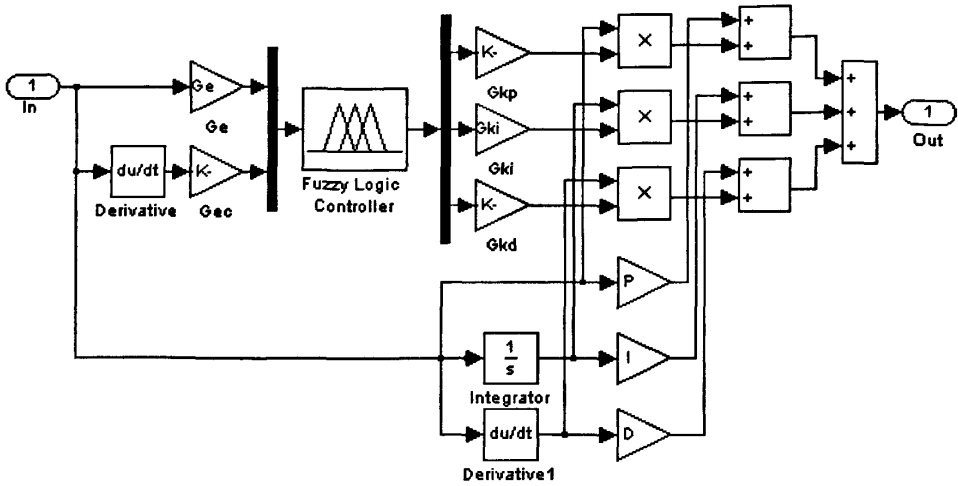


图 5.4 模糊 PID 控制模型

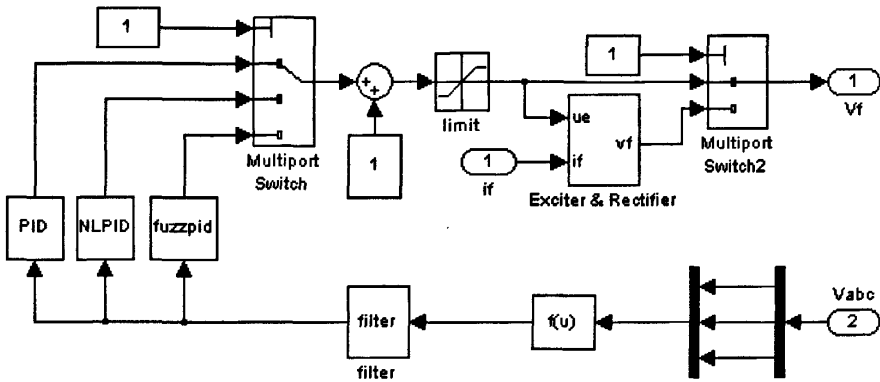


图 5.5 模型 5.6 中的 Excitation Controller 模块

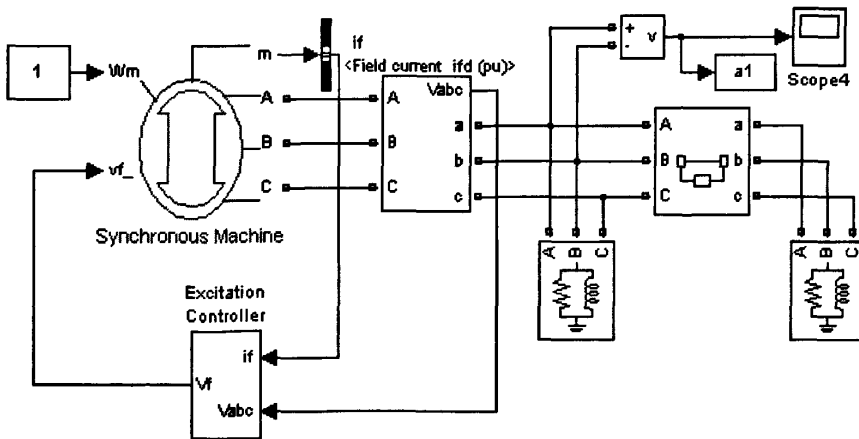


图 5.6 三种 PID 控制方式的仿真模型

5.1.2 最佳参数调节

经过精心的调试参数，最终确定了三种控制方式的最佳参数设置：

(1) 根据先比例，再积分，最后微分的调试顺序，最终确定的普通 PID 的参数为： $K_p=20$ ， $K_i=10$ ， $K_d=0.1$ ；

(2) 对于非线性 PID，按照 2.3.2 节介绍的原理，以大于 0.15 的误差作为大误差，以小于 0.15 的误差作为小误差。非线性 PID 的最佳参数为： $P=5$ ， $P_1=30$ ， $P_2=28$ ， $I=28$ ， $D=0.3$ 。即：

$$K_p = \begin{cases} K_1 K_{p0} = 30 \times 5 = 150, & |e| < 0.15 \\ K_2 K_{p0} = 28 \times 5 = 140, & 0.15 \leq |e| < 1 \end{cases} \quad (5-1)$$

$$K_i = \begin{cases} K_{i0} = 28, & |e| < 0.15 \\ 0, & 0.15 \leq |e| < 1 \end{cases} \quad (5-2)$$

$$K_d = \begin{cases} K_{d0} = 0.3, & |e| < 0.15 \\ 0, & 0.15 \leq |e| < 1 \end{cases} \quad (5-3)$$

式 (5-1) ~ (5-3) 可描述为：当偏差在小于 0.15 的小范围内时， K_p 取 150， K_i 取 28， K_d 取 0.3；当偏差大于 0.15 时， K_p 取 140， K_i 和 K_d 都取 0。

(3) 第二章建立的模糊 PID 模型有 8 个调节参数，分别是 PID 控制中的比例系数 K_{p0} 、积分系数 K_{i0} 和微分系数 K_{d0} 以及模糊控制中量化因子 G_e 、 G_{ec} 和比例因子 G_{kp} 、 G_{ki} 、 G_{kd} ，模糊 PID 控制可以看作以普通 PID 为主调，模糊控制为辅调的控制方式，本课题按照先主调后辅调的先后顺序进行参数调试。最终确定的最佳调节参数为： $G_e=6$ ， $G_{ec}=0.01$ ， $G_{kp}=20$ ， $G_{ki}=25$ ， $G_{kd}=0$ ， $K_{p0}=200$ ， $K_{i0}=3$ ， $K_{d0}=0$ 。

本课题采用的模糊规则表见 2.2.3 节，采用中位值法去模糊化。另外，微分因子和 PID 的微分环节被置零的原因是：经反复测试，发现微分因子和 PID 的微分环节的引入没有给端电压输出性能的提高带来好的效果，反而经常会发生机端电压超调的现象。

5.1.3 仿真波形及分析

本课题分别对上述三种 PID 控制方式进行了仿真，并给出了仿真结果。图 5.7，5.8 和 5.9 为普通 PID、非线性 PID、模糊 PID 控制方式在 5 秒钟突加 100

%感性负载 ($\cos\varphi = 80\%$) 时的线电压 U_{ab} 瞬态曲线; 图 5.10, 5.11 和 5.12 为普通 PID、非线性 PID、模糊 PID 控制方式在 5 秒钟突加 100% 纯阻性负载时的线电压 U_{ab} 瞬态曲线; 图 5.13, 5.14 和 5.15 为普通 PID、非线性 PID、模糊 PID 控制方式在 5 秒钟突减 100% 感性负载 ($\cos\varphi = 80\%$) 的线电压 U_{ab} 瞬态曲线;

由图 5.7~5.9 可见, 在负载突变之前的零起升压阶段, 普通 PID 控制方式的零起升压阶段明显要长, 甚至到 5 秒钟负载突变的时刻电压 U_{ab} 还没有稳定下来, 而非线性 PID 控制曲线 (图 5.8) 和模糊 PID 控制曲线 (图 5.9) 早已经稳定; 同为突加感性负载 ($\cos\varphi = 80\%$) 的情况, 非线性 PID 控制和模糊 PID 控制的调节时间明显比普通 PID 控制方式短; 在超调量方面, 普通 PID 控制方式也稍微高于后两者, 但差别不太明显;

由图 5.10~5.12 可见, 在突加纯阻性负载时, 三种控制方式的超调量都比较小, 从调节时间上看, 结果和突加感性负载的情况相似, 非线性 PID 和模糊 PID 比普通 PID 明显要快速;

由图 5.13~5.15 可见, 突减感性负载 ($\cos\varphi = 80\%$) 时, 与突加感性负载的情况类似, 在调节快速性上模糊 PID 最优, 非线性 PID 次之, 普通 PID 最差; 超调量方面有相同结论。

同时, 观察模糊 PID 控制方式下的 U_{ab} 瞬态曲线, 基本没有稳态误差或出现稳定值附近震荡的情况, 这说明三种控制方式中, 模糊 PID 控制方式性能最优。

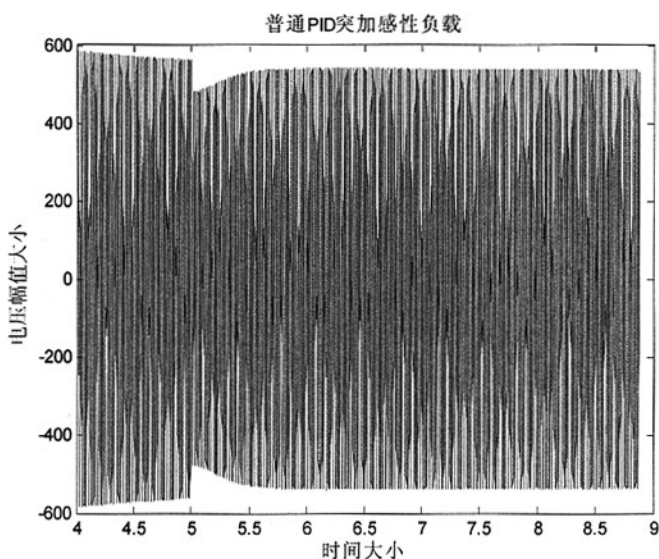


图 5.7 普通 PID 突加负载 100%, $\cos=0.8$, U_{ab} 瞬态曲线

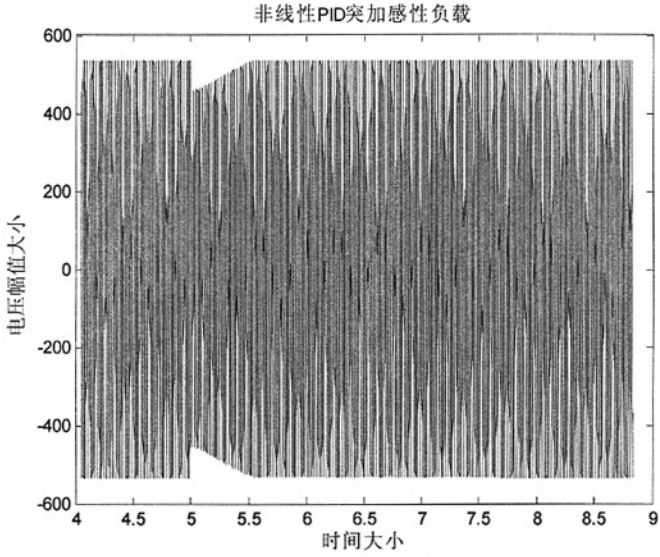


图 5.8 非线性 PID 突加负载 100%， $\text{Cos}=0.8$ ， U_{ab} 瞬态曲线

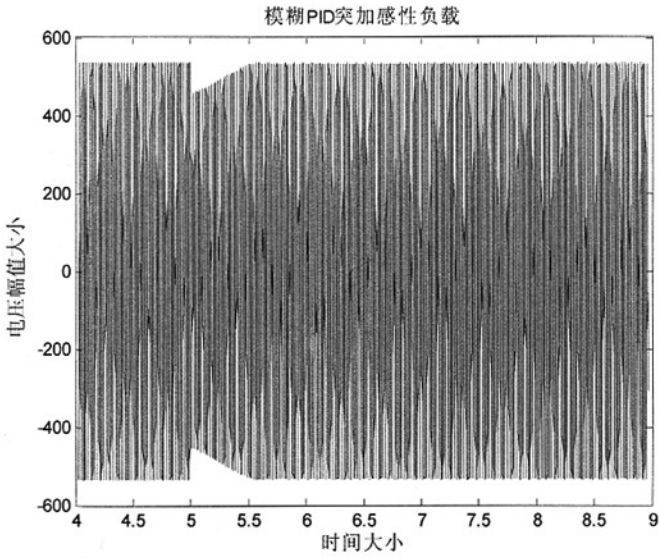


图 5.9 模糊 PID 突加负载 100%， $\text{Cos}=0.8$ ， U_{ab} 瞬态曲线

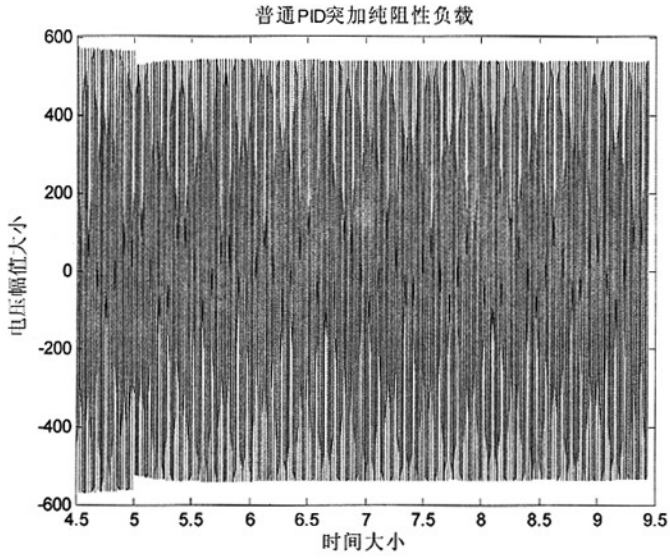


图 5.10 普通PID突加负载 100%， $\text{Cos}=1$ ， U_{ab} 瞬态曲线

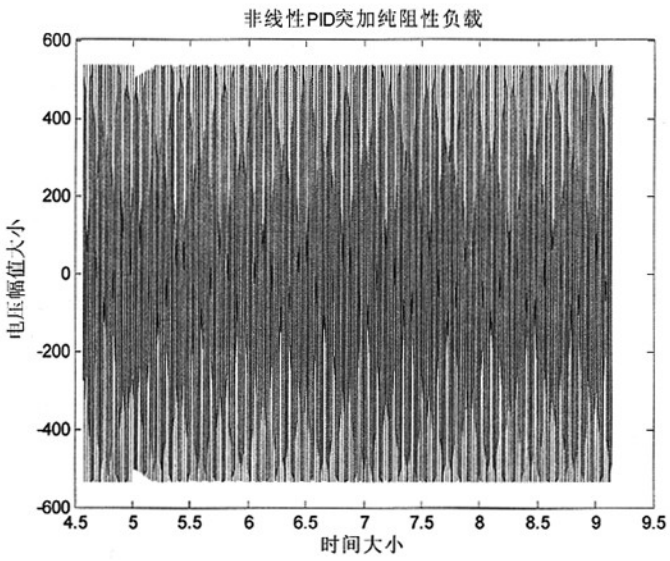


图 5.11 非线性PID突加负载 100%， $\text{Cos}=1$ ， U_{ab} 瞬态曲线

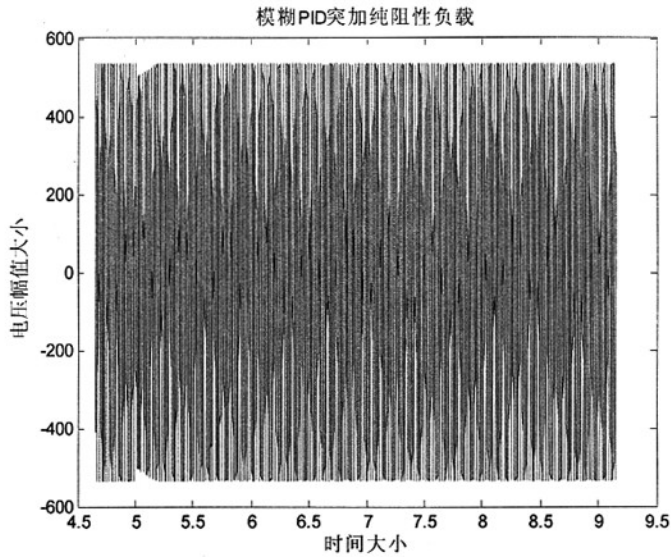


图 5.12 模糊 PID 突加负载 100%， $\text{Cos}=1$ ， U_{ab} 瞬态曲线

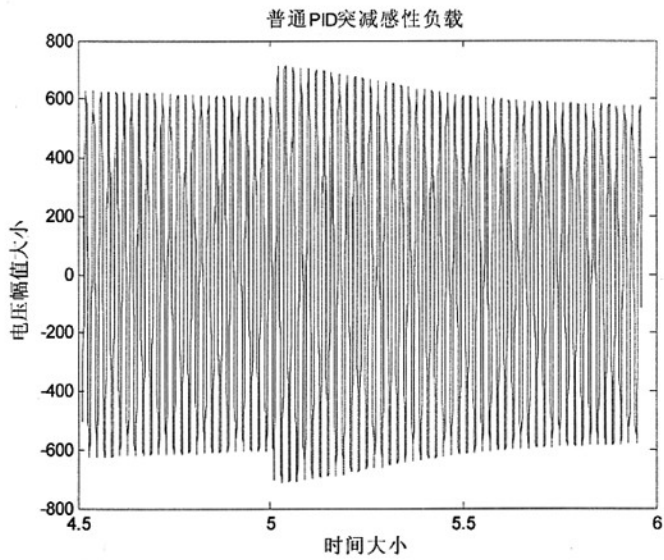


图 5.13 普通 PID 突减负载 100%， $\text{Cos}=0.8$ ， U_{ab} 瞬态曲线

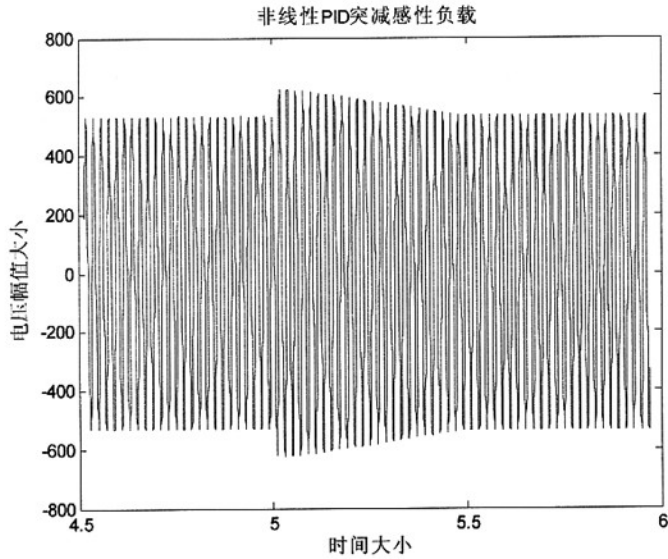


图 5.14 非线性 PID 突减负载 100%， $\text{Cos}=0.8$ ， U_{ab} 瞬态曲线

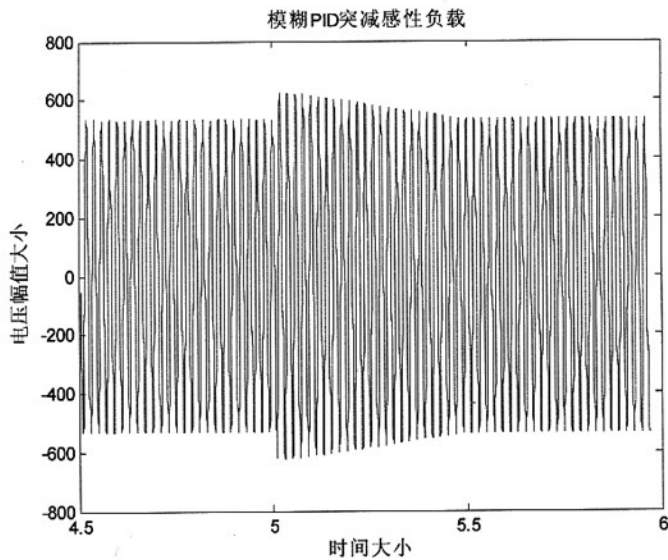


图 5.15 模糊 PID 突减负载 100%， $\text{Cos}=0.8$ ， U_{ab} 瞬态曲线

从上述仿真波形中，我们得到表 5.1。

表 5.1 三种 PID 控制方式仿真结果比较

仿真实验		突加负载 100% cos=0.8	突加负载 100% cos=1	突减负载 100% cos=0.8
普通 PID 控制	最低或最高电压	460.6V	478.2V	699.1V
	超调量	11.5%	8.07%	16.9%
	调节时间	0.83s	0.76s	0.92s
非线性 PID 控制	最低或最高电压	469.1V	488.7V	611.3V
	超调量	9.82%	5.96%	7.19%
	调节时间	0.59s	0.37s	0.58s
参数自 适应模 糊 PID 控制	最低或最高电压	475.3V	495.5V	601.1V
	超调量	8.65%	4.79%	5.26%
	调节时间	0.51s	0.30s	0.51s

通过上面的波形分析和数据表，可以得出如下结论：

(1) 从调节时间上看，模糊 PID 对同步发电机端电压的调节时间明显短于普通 PID 调节时间，比非线性 PID 调节的时间也短。这说明模糊 PID 控制方式具有最好的动态调节特性，上升速度快、调节时间短。

(2) 从超调量上看，普通 PID 调节方式的超调量最大，其次是非线性 PID 调节方式，模糊 PID 调节方式超调量最小且过渡平稳；

(3) 从静态误差上看，三种控制方式的稳态误差都很小，基本可以忽略。这说明模糊 PID 控制方式也有良好的稳态特性，克服了单纯模糊控制方式下稳态特性不好的缺点；

综上所述，基于参数自适应模糊 PID 控制方法在解决快速性与超调量之间的矛盾方面有着很好的控制效果，而这正是普通 PID 控制方法最大的缺陷。由于模糊 PID 对普通 PID 进行先粗调、再微调的控制方案，使系统稳定能力得到增强，有效提高了稳态控制精度，具有良好的控制性能。

5.2 现场试验及结果分析

现场测试的指标要求见表 5.2，指标包括励磁调节性能指标（稳态电压调整率、瞬态电压调整率和电压稳定时间）和参数测量精度指标（电压有效值精度、电流有效值精度、功率因数精度和频率精度）。因此现场试验分为两个部分，一部分是励磁控制试验，另一部分是参数测量试验。

表 5.2 励磁调节器性能指标和参数测量指标要求

序号	项目	技术指标
1	稳态电压调整率 (%)	± 0.5
2	瞬态电压调整率 (%)	± 15
3	电压稳定时间 (s)	0.5
4	电压有效值精度 (%)	± 0.5
5	电流有效值精度 (%)	± 0.5
6	功率因数精度 (%)	± 1.0
7	频率精度 (%)	± 1.0

5.2.1 励磁控制试验

由于对模糊 PID 控制模型的仿真取得了良好效果，本课题的励磁控制器采用了参数自适应模糊 PID 控制算法，并实现了模糊 PID 控制算法的软件设计。同时，本课题设计完成了柴油发电机励磁控制器的全部硬件和软件，经过多次硬软件调试和实验，最终完成了控制器的全部设计工作，现将设计完成的柴油发电机励磁控制器作现场试验以观察控制器的调节性能能否满足预期指标要求。

励磁调节试验中，使用厂方提供的 25 千瓦工频柴油发电机进行测试，测试内容为对发电机进行突加、突减负载。突加突减负载实验是指发电机起动进入稳态后，对发电机突加负载，待其稳定后，再突减负载。在负载角为 1 和 0.8 两种情况下，分别进行了实验。图 5.16、5.17 和 5.18 为使用厂方的瞬态波形记录仪记录下的波形。将其汇总后得到参数表 5.2。

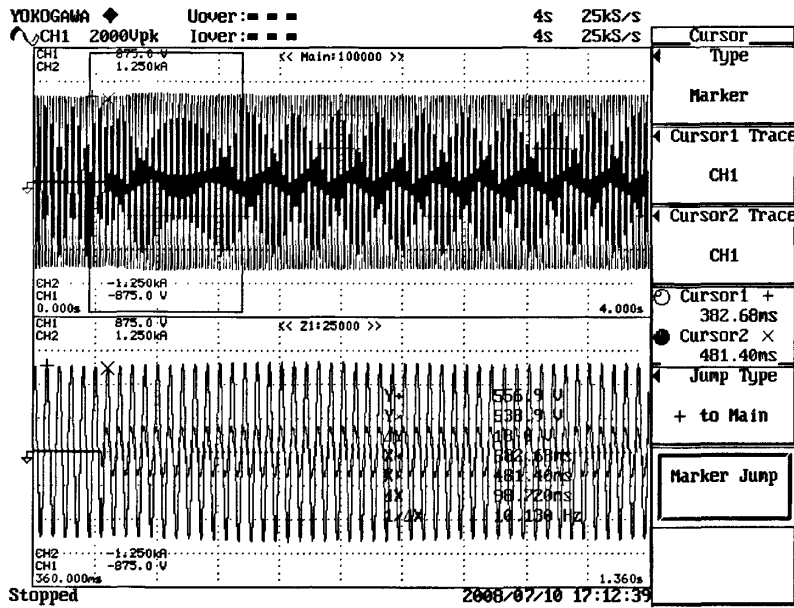


图 5.16 突加负载 100%，cos=1，线电压 Uab 瞬态曲线

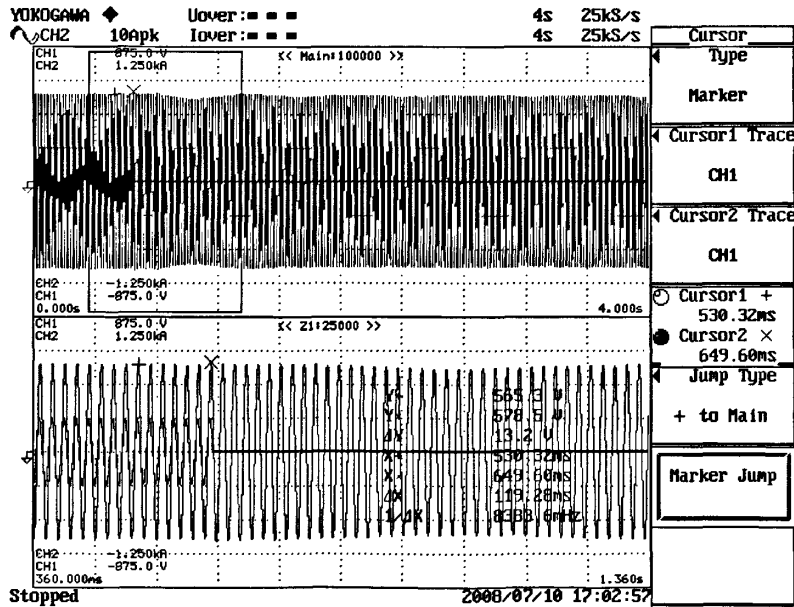


图 5.17 突减负载 50%，cos=1，线电压 Uab 瞬态曲线

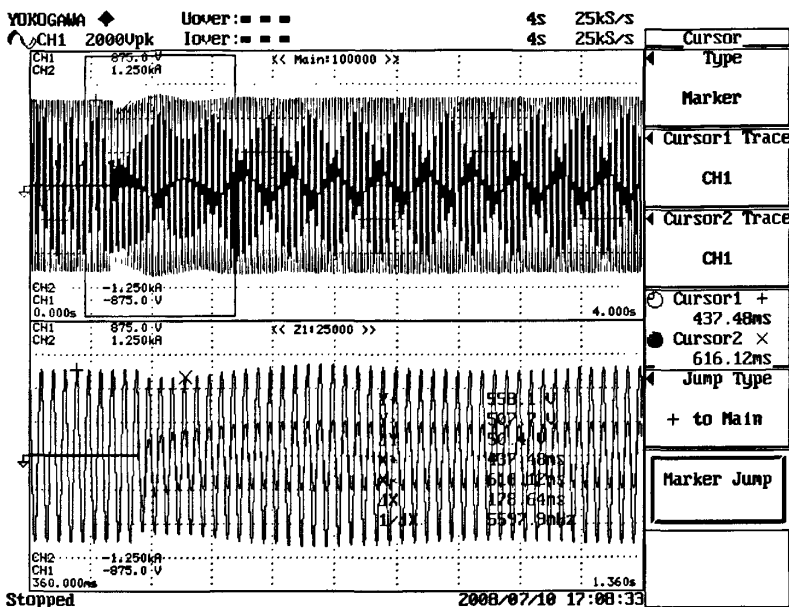


图 5.18 突加负载 100%，cos=0.8，线电压 Uab 瞬态曲线

表 5.3 柴油发电机励磁控制器调节特性表

实验项目	励磁控制器各项数据			
	最低或最高电压	超调量	调节时间	静态误差
突加负载 100%， cos=1	538.9v	3.23%	0.29s	0.36%
突减负载 50%，cos=1	578.5v	2.32%	0.46s	0.32%
突加负载 100%， cos=0.8	507.7v	9.03%	0.53s	0.31%

通过表 5.3 可见，柴油发电机突加负载时线电压 Uab 的最大超调量是 9.03%，纯阻性负载情况下的超调量仅 2.32%，调节时间最长也只有 0.53 秒。而且由图可见，在达到稳定状态后线电压能够稳定在±0.5%范围内。

总结：采用参数自适应模糊 PID 算法的柴油发电机励磁控制器，具有良好的励磁调节特性。它调节速度快，超调量小，稳态指标也完全能满足要求。同时，模糊 PID 控制算法具有良好的鲁棒性，是值得推广的一种控制算法。

5.2.2 参数测量试验

本课题设计的柴油发电机励磁控制器配有高亮 LCD 显示屏，现场测量的参

数能够实时显示在上面，操作人员只需要按动键盘翻屏查看所需数据即可。现场分别进行了电压、电流、功率和功率因数的测量。测量是在高精度电能表上进行的，通过对比控制器显示屏上数据和标准值便可计算出测量精度的大小。表 5.4~5.7 为现场试验时记录的控制器显示屏上的各电参量数值，参数在工频下测量。通过对比分析可知，该励磁控制器具有很高的测量精度，完全满足了厂方规定的指标要求。

表 5.4 电压测试数据 (50HZ)

标准值 (V)	被测显示值 (V)		
	相别		
	A	B	C
176.0	176.3	175.9	175.8
200.0	200.5	200.1	200.4
220.0	220.2	219.6	219.3
242.0	242.2	239.9	241.5

表 5.5 电流测试数据 (50HZ)

标准值 (A)	被测显示值 (A)		
	相别		
	A	B	C
0.500	0.501	0.496	0.499
1.000	1.002	0.997	0.995
2.500	2.505	2.495	2.496
5.000	5.004	4.993	4.993

表 5.6 功率测试数据 (W)

参比电压	功率因数	被测显示值 (W)	被测实际值 (W)		
			相别		
			A	B	C
220V	1.0	100.0	100.1	99.6	100.5
		220.0	220.7	218.9	220.3
		550.0	550.9	551.7	549.6
		1000.0	1002.4	1003.6	996.5
	0.5L	50.00	50.08	49.81	49.90
		500.0	502.4	500.6	501.2

表 5.7 功率因数测试数据

标准值	被测显示值 (A)		
	相别		
	A	B	C
1.000	0.995	0.993	0.9986
0.5 (L)	0.503	0.497	0.504
0.866 (C)	0.862	0.871	0.860

5.3 本章小结

为了提高柴油发电机励磁控制器的励磁调节性能,本课题利用 Matlab 分别对普通 PID、非线性 PID 和模糊 PID 三种励磁控制模型进行了仿真分析,对比它们的控制效果后决定采用性能最优的模糊 PID 控制算法进行励磁控制器的设计。

经过软硬件设计和调试工作,将设计完成的柴油发电机励磁控制器进行了现场试验,结果表明参数自适应模糊 PID 控制在同步发电机自动励磁控制系统中的应用取得了很好的控制效果,系统稳态和暂态性能指标完全符合发电机对励磁系统的要求,即很快的响应速度、足够的调整容量以及运行及调节过程的稳定性,各性能指标都能满足厂方的要求。

第6章 结论与展望

6.1 本课题工作的总结

本课题按照项目指标要求,对柴油发电机励磁控制器进行了研制工作。采用当前最流行的 TMS320F2812 作为励磁控制器的核心,该芯片具有运算速度快、片内外设丰富的特点,非常适合应用于电机控制领域。以此芯片为核心设计的柴油发电机励磁控制器硬件结构简单、功能完善、稳定性高;软件设计按照模块化设计,结构清晰,可读性强,便于在线修改;励磁控制算法上,采用参数自适应模糊 PID 控制方式,调节快速而准确;扩展性上,能够实时显示各个电力参数,进行在线检测并发出故障报警信号,并能与上位机进行数据交换,实现了对柴油发电机的遥信、遥测和遥控。

具体来讲,本课题主要的研究成果有如下几个方面:

(1) 从硬件设计来说,本课题设计的励磁控制器包括两个电路板,第一个电路板上包括 DSP 主控芯片及外围芯片、SCI 接口电路以及 LCD 显示模块;第二个板为控制板,包括信号检测电路、IGBT 驱动控制电路、电源电路及报警跳闸电路。整个硬件设计布局合理,操作方便,功能全面。并进行了硬件抗干扰设计,主要包括对弱电和强电的隔离,采用电容对电信号旁路、滤波和去耦,加大电阻对电路限流进行等;另外在 PCB 板设计时全面考虑了元器件布置和走线问题。

(2) 从软件设计来说,本课题按照结构化、模块化、自顶向下、逐步细化等软件设计规则进行设计,大大提高了软件系统的稳定性、可靠性以及可扩展性。开发的软件主要包括:系统主程序、测频子程序、A/D 采样子程序(包括内部 AD 和外部 AD 的采样)、模糊 PID 控制算法子程序、电量计算子程序以及串口通信、液晶显示和报警跳闸子程序等。并将各个功能模块无缝地嵌入到总体软件框架之中。另外,为了加强软件可靠性,设计中加入了看门狗中断、假中断等软件抗干扰措施。总之,本课题设计的励磁控制器软件具有可靠性高、可读性好、调试和升级方便的等特点。

(3) 通过对三种 PID 励磁调节算法(普通 PID、非线性 PID、参数自适应模糊 PID)的 Matlab 仿真分析,对比了三种控制方式的性能优劣,最终选用模

糊 PID 控制算法进行励磁控制器的研制。经现场试验证明, 该控制方式在发电机端电压调节中的动态和静态指标都能达到指标要求, 弥补了普通 PID 控制方式对励磁调节动态特性差、超调量大的缺点。

(4) 本课题将模拟信号的交流采样分作两部分, 对精度要求高的发电机端电压和电流共 6 路信号的采样使用了外部 16 位模数转换器 ADS8364, 对其他模拟量(油温、水温、油压等)的采样使用 DSP 自带的内部 ADC。事实证明, 这种方式对提高电参量的检测精度是有帮助的。

(5) 另外, 本课题还设计了跳闸报警电路及相关软件, 通过软件进行发电机运行状况的判断和超限报警功能, 并通过上位机对发电机运行状况进行实时监测和控制, 实现了对柴油发电机的遥测和遥控。

总之, 本课题所设计的柴油发电机励磁控制器的硬件和软件配合良好, 完成了厂方指标要求, 达到了最初设计目的。

6.2 对本课题工作的展望

本课题的研究虽然取得了初步的成功, 但由于时间的限制, 还有一些需要改进和完善的地方:

(1) 模糊控制规则的获得仍然比较困难, 目前主要由经验及对控制器各个参数不同的作用综合考虑来制定, 受人为因素影响较大, 系统的控制性能变化较大。在设计模糊 PID 励磁控制器的算法中, 考虑到软件编程的难易程度, 只使用了最简单的三角形控制规则, 反模糊化环节也只选用了简单的中位值法, 以后还需要对模糊 PID 控制规则作深入研究, 选取更合适的控制规则(例如可采用难度较大的吊钟形隶属函数)应用到励磁控制算法中。

(2) 课题设计的柴油发电机励磁控制器完成了基本的励磁调节功能和一些扩展功能, 但功能还不完善, 还有一些工作要做。为了适应以后的发展, 需要实现励磁控制器的网络扩展功能; 另外, 该控制器缺少一些限制保护措施, 如过流保护电路, 短路保护电路、欠压保护电路等; 软件设计上, 可以考虑增加故障分析功能, 提高励磁控制器的智能化。

(3) 本课题仅是对一台柴油发电机的励磁控制器进行了研究, 没有考虑多台机组并联运行的情况, 考虑到机组并网运行的需要, 以后的研究内容应该包括机组间的自动切换以及自动调节各机组间无功功率的分配; 在多机组通信控

制方面，可以考虑利用 TMS2812 上的增强型 CAN 控制器模块实现各机组间的信息交换和分布控制，利用 CAN 总线的优势保证在恶劣环境下机组间通信的可靠性。

致 谢

时光飞逝，转眼间两年半的研究生生活即将结束。在论文完稿之际，首先要感谢我的导师汪庆年副教授。导师深厚的理论知识、渊博的学识和开放式的思维给我留下了深刻的印象，两年多孜孜不倦的教诲使我终生受益无穷。导师严谨的治学态度，务实的工作作风，忘我的工作热情时刻影响着学生；他那种乐观豁达的处世态度，平易近人的为人风格，虚怀若谷的高尚品德更是令学生铭记于心。两年多来，学生所取得的点滴进步与成绩，无一不凝聚着导师的心血。在此，谨向尊敬的汪老师致以崇高的敬意和最诚挚的谢意！

感谢黄劭刚教授和徐龙权老师，他们在学习和生活上给予我许多指导和帮助，另外在论文的撰写过程中提出许多有指导性的建议。在此，向两位导师表示忠心的谢意！

在课题设计和现场实验阶段，得到了泰豪集团电机事业部的领导们和工程师以及现场实验人员的大力支持和协助，他们是黄天诚总工、陈永清所长和张伟工程师，在此向他们表示真诚的感谢！

感谢我的师兄姜玉龙和师姐史凤娟，我的同学孙丽兵、赵鲁、桂爱刚、李红艳、黄利平、王洋、王丽华，以及我的师妹闫坤和师弟李斌等等，他们在生活上的互相帮助，学习上的取长补短，人生道路上的相互启迪，使我在南昌大学度过了充实而有意义的每一天。我将永远怀念这段美好时光！

最后，还得把深深的感激送给我的家人和朋友，他们对我的关心与支持，伴我度过了漫漫的求学之路；他们的鼓励与鞭策，更是我勇往直前的动力源泉。感激之情，无以言表，谨以此文献给他们！

张广栋

二零零六年五月于南昌大学

参考文献

- [1] 袁春, 张寿珍.柴油发电机组[M].北京:人民邮电出版社, 2003.8
- [2] 王俊.嵌入式网络控制器在柴油智能发电机中的应用[D].南昌大学, 2007
- [3] 李素玲.基于 DSP 的新型励磁控制系统的研制[D].河北工业大学, 2007
- [4] 李基成.现代同步发电机励磁系统设计及应用[M].北京:水利水电出版社, 2002
- [5] 汤蕴缪, 史乃.电机学[M].北京, 机械工业出版社, 2001, 3
- [6] 刘增煌.同步发电机励磁控制的任務及其设计思想比较[J].电网技术, 1999, 23(8)
- [7] 李家坤.同步发电机励磁控制方式发展综述[J].电力学报, 2005, Vol 20, NO.1 26~29
- [8] 韩英铎, 谢小荣, 崔文进.同步发电机励磁控制研究的现状与走向[J].清华大学学报(自然科学版), 2001, 41(4):142~145
- [9] 杨小林.数字信号处理器在同步发电机励磁控制系统中的应用研究[D].重庆大学, 2006
- [10] Richard C Schaefer. Excitation control of the synchronous generator[J].IEEE Transactions on Industry Applications, 1999, 35(3):694~702
- [11] Schaefer RC, Kim K. Excitation control of the synchronous generator[J].IEEE Industry Applications Magazine, 2001, 7(2):37~43
- [12] 李士勇, 模糊控制、神经控制和智能控制论[M], 哈尔滨工业大学出版社, 199.89 第二版.
- [13] 孙增昕, 张再兴.智能控制理论与技术[J].控制与决策, 1996, 11(1):1~8
- [14] D.R.Romero, G.T.Heydt.一种随机环境下的自适应励磁控制器[J].电力情报, 1990, No.1: 39~47
- [15] Yuan-Yih Hsu, Chin-Hsing Cheng. A Fuzzy Controller for Generator Excitation Control. IEEE Trans on Power System, 1993, 23(2): 532~539
- [16] 韩峻峰, 李玉惠.模糊控制技术[M].重庆大学出版社, 2003
- [17] 郭培源, 彭显刚, 周永旺.同步发电机励磁系统模糊逻辑控制[J].电力系统及其自动化学报, 1999, 11(3): 23~27
- [18] 王红君, 赵辉, 华岩.模糊参数自适应 PID 控制器在同步发电机励磁系统中的应用[J].电气传动, 2000, No.2: 37~40
- [19] 杨行峻, 郑君里, 人工神经网络[M], 北京:高等教育出版社, 199.2
- [20] 胡守仁, 神经网络应用技术[M], 长沙:国防科技大学出版社, 199.3
- [21] Jinyu Wen, Shijie Cheng, O.P.Malik. A Synchronous Generator Fuzzy Excitation Controller Optimally Designed with a Genetic Algorithm. IEEE Trans on Power Systems, 1998, 13(3): 884~889
- [22] J.Y.Wen, Q. H. Wu, D.W.Shimmin. Population Diversity Based Genetic Algorithm For Fuzzy Control of Synchronous Generator. Proceeding of 1999 IEEE, International Symposium on Computer Aided Control System Design, pp504~509
- [23] 胡兆庆, 毛承雄, 陆继明.基于灰色预测的发电机励磁控制系统[J].电力系统及其自动化学报, 2002, 14 (1) : 30~33

- [24]朱新宇.飞机电源智能监控系统[M].成都:西南交通大学出版社,2002
- [25]区干生.基于 DSP 微机励磁调节器的设计与实现[D].华中科技大学硕士论文,2004
- [26]郭建波.基于 DSP 励磁调节器的开发研究[D].河北工业大学硕士论文,2004
- [27]张雄伟,曹铁勇.DSP 芯片的原理与开发应用[M].北京:电子工业出版社,2000
- [28]吴积善.1FC6 系列无刷三相同步发电机[J].中小型电机,1991,18(6).
- [29]Jinyu Wen, Shijie Cheng, O.P.Malik. "A synchronous generator fuzzy excitation controller optimally designed with a genetic algorithm". IEEE Transactions on Power Systems, 1998, 13(3): 884~889
- [30]Kingsley Fregene, Diane Kennedy. "Control of a high-order power system by neural adaptive feedback linearization". Proceedings of the IEEE International Symposium on Intelligent Control/Intelligent Systems and Semiotics Cambridge, MA,1999,September 15-17: 100~108
- [31]T.Lahdhiri, A.T.Alouani. "Design of a robust nonlinear excitation controller for a single machine infinite-bus power system". 2002: 228~232
- [32]何建峰,项安,季国瑜.基于 DSP 控制的电压调节器的研制[J].江西电力,2003, Vol.26(2), 1~3
- [33]周元芳.三次谐波励磁同步发电机不能自励的原因及处理方法[J].广西电力,2002, (2),25~26
- [34]Shibata F, NaoeN. "Characteristics of Brushless and Exciterless Self-excited Synchronous Generators". Industry Applications Society Annual Meeting, 1990, Conference Record of the 1990 IEEE.1990,11:293~300
- [35]Shibata F, Naoe N. "A Brushless and Exciterless, Self-excited Three-phase Synchronous Generator Having an Armature Winding Supplied with DC Exciting Current from a Voltage-current Transformer". Industry Applications Society Annual Meeting, 1989, Conference Record of the 1989 IEEE.1989, 11:301~307
- [36]邓秋玲,肖锋,胡国恒.谐波励磁的同步发电机[J].湖南电力,2001(2)期.17~19
- [37]陶永华主编.新型 PID 控制及应用[M].北京:机械工业出版社,2002.9
- [38]何克忠,李伟编著.计算机控制系统.北京:清华大学出版社,1998
- [39]谢剑英,贾青.微型计算机控制技术(第3版)[M].北京:国防工业出版社,2001.9
- [40]任婕.基于非线性理论的同步发电机励磁控制研究[D].湖南大学硕士学位论文,2004.3
- [41]李啸骢,程时杰,等.一种高性能的非线性励磁控制[J].中国电机工程学报,2003, 23(12)
- [42]周学松,等.微机非线性励磁控制的理论研究[J].中国电力,1997, 30(3):3~6
- [43]T.Lahdhiri, A.T.Alouani. "Design of a robust nonlinear excitation controller for a single machine infinite-bus power system". 2002: 228~232
- [44]王立新,王迎军著.模糊系统与模糊控制教程[M].北京清华大学出版社,2003
- [45]黄燕.规则自调整的自适应模糊控制研究[D].汕头大学,2000
- [46]刘曙光等.模糊控制的发展与展望[J].机电工程,2000, 17(1):9~12.
- [47]韩峻峰,李玉惠著.模糊控制技术[M].重庆大学出版社,2003
- [48]苏奎峰,李强等.TMS320F2812 原理与开发[M].电子工业出版社,2005

参考文献

- [49]徐科军,张瀚,陈智渊等.TMS320X281X DSP 原理与应用[M].北京航空航天大学出版社,2006
- [50]TMS320F2810/TMS320F2812 Digital Signal Processors Data Manual.Texas Instruments.2002
- [51]林德杰.电气测试技术[M].机械工业出版社,2002
- [52]Data sheet:ADS8364,6 Channel,Simultaneous Sampling Parallel ADC,SBAS219,Texas Instruments Inc, Nov.2003
- [53]Application Report:Interfacing the ADS8364 to the TMS320F2812 DSP(literature Number SLAA163),Texas Instruments Inc.,Dec.2002
- [54]段荣行,孙懋珩.DSP 应用系统的电源设计[J].电子产品世界,2003,(10)
- [55]朱广斌,朱德明,孟小利.MCU与DSP的SPI通信设计[J].单片机与嵌入式系统应用,2008,(01),33~35
- [56]TMS320x281x,280x Serial Communications Interface (SCI) Reference Guide (Rev. B).Texas Ins
- [57]秦刚,杨雪芹,陈超波.SED1335 在数据采集系统中的应用[J].现代电子技术,2005,(06)
- [58]尹勇,欧光军,关荣锋.DSP 集成开发环境 CCS 开发指南[M].北京航空航天大学出版社,2003
- [59]刘和平.TMS320LF240xDSP C 语言开发应用[M].北京:北京航空航天大学出版社,2003
- [60]Andrew Bateman,Iain Paterson-Stephens.DSP 算法、应用与设计[M].机械工业出版社,2003.7
- [61]刘金琨.先进 PID 控制 MATLAB 仿真(第2版)[M].北京:电子工业出版社,2004

攻读学位期间的研究成果

已发表论文:

[1] 汪庆年, 张广栋, 李桂勇. 嵌入式视频监控系统的设计与实现.《江西能源》, 2008, Vol.4:30—32

待发表论文:

[2] 汪庆年, 张广栋, 李桂勇. 嵌入式Linux视频采集系统设计与实现.《微计算机信息》(将于2009年8月刊登)