

## 摘 要

配电自动化在电力系统中占有极其重要的地位，而馈电终端单元又是配电系统自动化的一个重要组成部分，其主要功能是对电力系统的电参数进行实时测量，用以监视馈电线路运行状况。当馈电线路故障引起停电时，尽快判断、隔离故障区域，恢复对非故障区域的供电，是配电自动化的一项重要任务。

从当前的发展看，调度管理系统、神经网络、专家系统等智能控制理论在电力系统故障诊断中得以应用。综合已有的智能技术，并探索新的诊断理论和技术方法，研究开发完善的智能输配电网络故障诊断系统是摆在面前的重要课题。

本课题将现场总线技术、故障诊断技术和嵌入式 DSP 技术这些当今技术前沿融合起来，开发出智能的故障诊断单元，对配电系统的设备进行监视与控制，并与配电自动化主站通信，提供配电系统的运行控制以及管理所需的数据，执行主站给出的对配电设备的控制命令。

本文首先对系统的硬件构成做了简单介绍，在研究交流采样、电参量计算方法及算法的基础上，重叙述了故障诊断软件的设计和实现。同时本文还对软件抗干扰技术和硬件抗干扰技术作了初步的探讨。

**关键词：**铁路信号电源； 现场总线； 故障诊断； 嵌入式 DSP

## ABSTRACT

Distribution Electricity Automatization is very important in the power field, and FTU(Feeder Terminal Unit) is one of partion composing them. The FTU is used to monitor the status of circuitry, mainly supervising real-time parameter of power system. If the feeder circuitry of power system stop to work normally, the FTU is designed to accomplish some functions ,estimating brokn-down part and isolating the othe part from them. Resuming to supply power for the well-area is an of importance task for Distribution Electricity Automatization.

In view of developing control theory, DMS(Distribution Management System),Neural Network and Expert System are applied to Faults Diagnosis of power system. So combining those intelligent technology, exploring new theory of diagnosis and methods, studying and developing the intelligent Diagnosis system of power net all are important taskes at present.

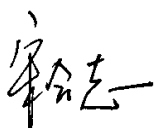
In this paper, Fieldbus, Faults Diagnosis and Embedded DSP are combined . And an unit of intelligent Faults Diagnosis is studied , used to monitor and control the distributed power equipments. It also communicates with the master station and transfers the data used to control and manage Distribution system.The unit excutes instructions from master station to distributed equipments as well as.

Firstly,the paper introduces the hardware of FTU in general and describes emphasisly the software design and method of Faults Diagnosis, based on study of AC sampling, algorithm for measuring electrical parameters of power system ,theory of Diagnosis. The paper also discusses simply the anti-jamming technology of software and hardware.

**Key words:** Signal Power for train; Fieldbus; Faults Diagnosis; Embedded DSP

## 学位论文版权使用授权书

本人完全了解北京机械工业学院关于收集、保存、使用学位论文的规定，同意如下各项内容：按照学校要求提交学位论文的印刷本和电子版本；学校有权保留学位论文的印刷本和电子版，并采用影印、缩印、扫描、数字化或其它手段保存论文；学校有权提供目录检索以及提供本学位论文全文或者部分的阅览服务；学校有权按有关规定向国家有关部门或者机构送交论文的复印件和电子版；在不以赢利为目的的前提下，学校可以适当复制论文的部分或全部内容用于学术活动。

学位论文作者签名：   
2006年3月16日

-----

经指导教师同意，本学位论文属于保密，在      年解密后适用  
本授权书。

指导教师签名：

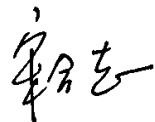
学位论文作者签名：

年 月 日

年 月 日

## 硕士学位论文原创性声明

本人郑重声明：所呈交的学位论文，是本人在导师指导下，进行研究工作所取得的成果。除文中已经注明引用的内容外，本学位论文的研究成果不包含任何他人创作的、已公开发表或者没有公开发表的作品的内容。对本论文所涉及的研究工作做出贡献的其他个人和集体，均已在文中以明确方式标明。本学位论文原创性声明的法律 responsibility 由本人承担。

签名：   
2006 年 3 月

## 第1章 引言

### 1.1 配电自动化的发展动向

配电自动化是一个庞大复杂的、综合性很高的系统性工程，包含电力企业中与配电系统有关的全部功能数据流和控制。从保证对用户的供电质量，提高服务水平，减少运行费用的观点来看，配电自动化是一个统一的整体。

配电自动化包含以下三个方面：

**馈线自动化：**馈线自动化完成馈电线路的监测、控制、故障诊断、故障隔离和网络重构。其主要功能有：运行状态监测、远方控制和就地自主控制、故障区隔离、负荷转移及恢复供电、无功补偿和调压等。

**变电站自动化：**应用自动控制技术和信息处理与传输技术，通过计算机硬件系统或装置替代人工变电站进行监控、测量和运行操作变电站自动化以信号数字化和计算机通信技术为标志，进入传统的变电站二次设备领域，使变电站运行和监控发生了巨大的变化。变电站自动化的基本功能有：数据采集、数据计算和处理、越限和状态监视、开关操作控制和闭锁、与继电保护交换信息、自动控制的协调和配合、与变电站其他自动化装置交换信息和与调度控制中心或集控中心通信等项功能。因此变电站自动化技术是配电自动化的重点。

**配电管理系统：**配电管理系统(DMS)是指用现代计算机、信息处理及通信等技术和相关设备对配电网的运行进行监视、管理和控制。它是配电自动化系统的神经中枢，整个配电自动化系统的监视、控制和管理中心。主要功能有：数据采集和监控(SCADA)、配电网运行管理、用户管理和控制、自动绘图/设备管理/地理信息系统(AM/FM/GIS)等。

作为代表配电自动化发展的变电站自动化即将进入数字化新阶段，其发展主要有以下几个特点：

#### 1、智能化的一次设备

一次设备被检测的信号回路和被控制的操作驱动回路采用微处理器和光电技术设计，简化了常规机电式继电器及控制回路的结构，数字程控器及数字公共信号网络取代传统的导线连接。换言之，变电站二次回路中常规的继电器及

其逻辑回路被可编程序代替，常规的强电模拟信号和控制电缆被光电数字和光纤代替。

## 2、网络化的二次设备

变电站内常规的二次设备，如继电保护装置、防误闭锁装置、测量控制装置、远动装置、故障录波装置、电压无功控制、同期操作装置以及正在发展中的在线状态检测装置等全部基于标准化、模块化的微处理机设计制造，设备之间的连接全部采用高速的网络通信，二次设备不再出现常规功能装置重复的I/O现场接口，通过网络真正实现数据共享、资源其享，常规的功能装置在这里变成了逻辑的功能模块。

## 3、自动化的运行管理系统

变电站运行管理自动化系统应包括电力生产运行数据、状态记录统计无纸化；数据信息分层、分流交换自动化；变电站运行发生故障时能及时提供故障分析报告，指出故障原因，提出故障处理意见；系统能自动发出变电站设备检修报告，即常规的变电站设备“定期检修”改变为“状态检修”。

## 1.2 馈电自动化终端（FTU）硬件平台的发展趋势

馈电自动化终端是用于配电系统变压器、断路器、重合器、柱上负荷开关、环网柜、调压器、无功补偿电容器的监视与控制，并与配电自动化主站通信，提供配电系统的运行控制以及管理所需的数据，执行主站给出的对配电设备的控制调节命令。

随着集成电路和计算机技术的飞速发展，馈电自动化终端硬件平台也有了新的发展。

处理器的发展。DSP器件的突出特点是计算能力强、精度高、总线速度快、I/O吞吐量大，尤其是采用专用硬件实现定点或浮点的乘加(矩阵)运算，极大地缩短了数字滤波、滤序和傅氏算法的计算时间，有助于保护动作速度的提高。目前，针对嵌入式应用的需求，DSP器件厂家在提高器件集成度、简化系统设计的同时大幅度降低了价格，以期替代单片机(MCU)占领嵌入式应用市场，这为继电保护厂家提高保护装置性能，进行产品更新换代提供了一个非常好的物质手段。

数据采集。微机保护装置中数据采集的速度、精度以及动态范围对其性能

有着十分重要的影响。近年来，以 ANN 为代表的人工智能技术和小波分析等理论，以及瞬态保护概念等逐步引入继电保护领域，这对采样率提出了更高的要求。由于采样率的提高导致了采样间隙的缩短，为了给 CPU 留出更多的时间进行数据预处理、起动计算和主保护计算，有必要大幅度压缩数据采集本身的时间开销。一种措施是增设专门的处理器，控制数据采集过程并进行预处理，然后将数据通过双口 RAM、FIFO 等方式传递给主 CPU 进行保护计算。这种方式虽节省了主 CPU 的数据采集时间，但由于增设了采集处理器和相应的外围电路与器件，使系统的开发、调试更为复杂。另一种方法是，采用高速转换器件并减少 CPU 干预，以减少其数据采集时间。为了进一步简化电路设计和调试，一些半导体元件厂家将完整的数据采集系统集成到一块芯片中，其能够自动完成所有输入通道的数据采集工作而无需 CPU 干预。这类器件以美国 MAXIM 公司的 MAX125/6 和 AD 公司的 AD7874 为代表，将会极大地提高数据采集能力，同时简化了电路设计与调试。

通信方式。为了减轻馈电自动化终端中微处理器的负担，将人机交互和文档管理任务通过通信接口与上层管理机或调试用微机交换，诸如整定值、采样值报告、故障报告、硬件测试命令与结果，以及一些实时测量参数等信息。目前常用的通信接口有 RS-232(需光隔)、RS-422/485 以及 Bitbus、Arcnet、Lonworks、CAN、GPIB 等工业局域网。由于后几者利用硬件自动实现检错、纠错、重发等差错控制功能，因而在具有较高传输速率的同时也有效地降低了误码率。此外，通过提供用户编程接口，极大地简化了通信软件的开发工作。

### 1.3 课题的背景和意义

#### 1.3.1 课题背景

长期以来铁路交通信号的供电电源的工作状态主要依靠人工的沿途巡查，判断其工作是否正常，工作效率低下，而且发现故障也不及时，往往是备用电源投入运行以后使十几个小时才能修复故障。为了适应铁路系统自动化改造的需要，确保列车的安全运行，铁路信号电源的自动监控已经迫在眉睫，要求在发生故障的数秒内把发生的故障类型、性质、时间、地点等报告给调度室，以便及时的进行抢修。这就要求必须在铁路沿线供电变压器的现场安装自动测控

设备--馈电自动化终端 (FTU)，将其工作的信息及时的向调度主机传送。

### 1.3.2 课题研究意义

基于 PROFIBUS-DP 协议的馈电自动化终端，结合了现场总线技术、故障诊断技术、嵌入式 DSP 技术的当今三项前沿技术，特别是现场总线与 DSP 的连接目前没有厂商技术资料。因此将这三项技术融合为一体是一种尝试。

### 1.4 课题研究的内容

课题主要研究的内容主要有以下几个方面：

- 1、对馈电终端单元的硬件平台做深入了解
- 2、研究交流采样方法、同步采样技术以及数据处理的方法，设计电量测量、控制功能的软件设计。
- 3、研究故障诊断算法，
- 4、设计故障诊断软件
- 5、理解 Profibus-DP 协议，研究、开发终端单元与现场总线通信的应用软件。



## 第2章 系统硬件平台的构成

馈电终端单元硬件平台主要由 DSP (TMS320F206)、16 路模拟输入通道、16 路隔离的数字输入通道、8 路隔离的数字输出、保存数据的 8KB NVRAM、数据缓冲、锁存电路模块(CPLD)、PROFIBUS-DP 协议芯片 SPC3、时钟芯片 DS1286、外部 RAM 以及地址拨码开关等部分组成,其结构图如图 2-1。

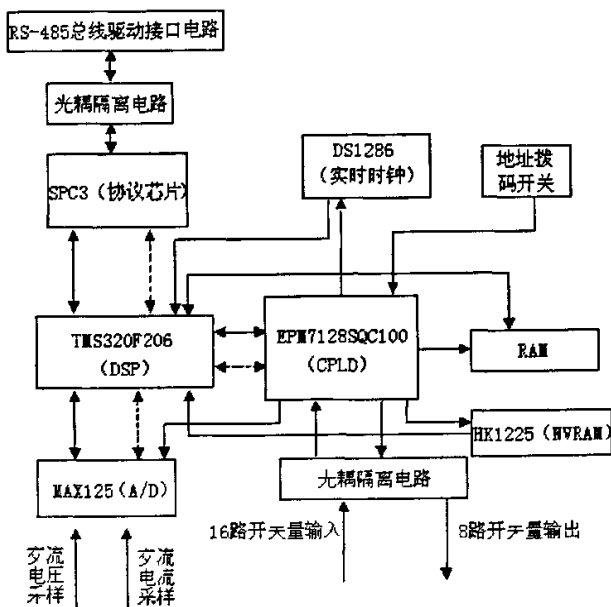


图 2-1 硬件结构图

### 2.1 主要部分的介绍

#### (1) TMS320F206

TMS320F206 是 TI 公司的 MS3202XX 系列产品的一种 16 位定点 DSP, 运算速度为 40MIPS。它是采用静态 CMOS 集成电路工艺制造的, 其结构以 C5x 为基础, 采用改进的哈佛结构, 有一条程序总线和 3 条数据总线, 流水线操作, 有高度并行 32-bit 算术逻辑单元、16×16-bit 并行的硬件乘法器、片内存贮器、片内外设和高度专业化的指令集, 从而使该芯片速度高、操作灵活。片内资源还有:

内部时钟发生器，可以对外接时钟源进行×1、×2、×4和/2来产生CPU时钟；片内还有RAM4.5K，FLASH32K，能够适合于许多工程应用，特别是32k FLASH作为程序存储器，给系统的设计和程序的调试带来很大的方便；3个外部中断INT1、INT2、INT；1个同步串口和一个异步串口；1个软件可编程定时器；具有4个独立可编程的I/O引脚，1个输出引脚XF和1个输入引脚/BIO；JTAG扫描仿真接口，用来实现在线仿真测试。

### (2) 通信接口芯片 SPC3

SPC3是专用于从站开发的智能通讯芯片，具有完整的PROFIBUS-DP协议。在PROFIBUS上自动检测波特率，自9.6K至12M，RS485传输。

SPC3内部集成了1.5K的双口RAM，其地址空间从00H到5FFH。内部以8字节为一单元，分为192个段。根据功能可分为三个区域：

00H到015H为方式设定和状态指示寄存器区域。

016H到03FH为参数配置区域，各种BUF的指针与长度在此区域设置。

040H到5FFH为用户区域，用来接收来自IO应用和主站的数据，这些BUF的配置，包括BUF的长度和初始地址必须在SPC3的“离线”状态下完成，在操作过程中除输入输出BUF的长度可变外，其他的配置不能更改。

SPC3内部还集成了一个看门狗定时器，可工作于三种不同的状态：波特率监测、波特率控制和DP控制。

本课题研究中，是将馈电终端单元作为PROFIBUS-DP的一个从站，馈电终端单元诊断的故障信息通过SPC3传送到主站。对SPC3来说，诊断有状态诊断和外部诊断之分，状态诊断由SPC3自动执行。因此在编程时只编写外部诊断程序，不需考虑SPC3的状态诊断。

### (3) 数据缓冲、锁存电路模块 (CPLD)

CPLD是一种数字集成电路的半成品，在其芯片上按一定的排列方式集成了大量的门和触发器等基本逻辑元件。使用者可对其进行编程，使之完成自己特定的功能。

本课题的馈电终端单元中，CPLD模块主要用于16路输入开关量8路开关输出量的处理和终端设备上的译码。以降低系统的成本，提高系统的集成度和可靠性。

### (4) 模拟信号输入通道：

外部的模拟输入信号首先经RC滤波器，再经放大器连接到A/D转换器的

输入端。本课题中采用两片 MAX125，可完成 8 路模拟量输入信号的同时采样，分时转换。MAX125 的分辨率为 14 位，转换率为每通道 76KSPS，输入范围为  $\pm 5V$ 。每片 MAX125 内含有 4 个采/保，每个采/保的输入对应一个 2 选 1 的模拟输入（共有 8 个模拟输入通道，4 个一组，分为 A 和 B 二组），经过 4 选 1 开关到 A/D 转换器，从通道 1 到通道 4 顺序转换，存入片内  $4 \times 14$  位缓冲器中，最后给出转换完成信号，CPU 顺序读出每个通道的 A/D 数据。

在馈电终端单元的故障诊断中，需要计算有功功率、无功功率以及视在功率，这就要求每一回线的交流电压和电流信号必须保证同时采样。根据此要求可将两回线的交流电压和电流信号输入通道分配如下：

设定 L1 回线为贯通回路，L2 为自闭回路

两片 MAX125（1#和 2#）通道分配（只用到 A、B 组的前三个通道）：

	L1 回线		L2 回线	
1#	Ua	CHA1(0 号通道)	Ua	CHB1(6 号通道)
	Ub	CHA2(1 号通道)	Ub	CHB2(7 号通道)
	Uc	CHA3(2 号通道)	Uc	CHB3(8 号通道)
2#	Ia	CHA1(3 号通道)	Ia	CHB1(9 号通道)
	Ib	CHA2(4 号通道)	Ib	CHB2(10 号通道)
	Ic	CHA3(5 号通道)	Ic	CHB3(11 号通道)

#### (5) 数字量输入

数字量输入信号首先经过光电隔离器，再经过数据缓冲器(CPLD 完成，可读写)输入给 TMS320F206。

数字量输入信号的指标为：

输入电压：3~12V DC

输入阻抗：3.6K, 0.5W

隔离电压：2500V DC

为了节省资源和操作方便，每一路输入数字量对应于缓冲器的一位，其对应关系定义如下：

数字输入量：	DI15	DI14	DI13	DI12	DI11	DI10	DI9	DI8
	DI7	DI6	DI5	DI4	DI3	DI2	DI1	DI0
数据缓冲器：	D15	D14	D13	D12	D11	D10	D9	D8

D7 D6 D5 D4 D3 D2 D1 D0

(6) 数字量输出

数字量输出信号首先锁存到数据锁存器(CPLD 完成, 可读写)上, 再经过光电隔离输出。每位数字量输出均由输出使能和相应的数字输出控制位控制。当输出使能控制位为“0”时, 该路数字输出为“接通”, 否则该路数字输出为“断开”状态。

数字量输出信号的指标:

输出电压: 5~12V DC, 射极输出

输出电流: 200mA max

隔离电压: 2500V DC

数字量输出控制位于数据总线各位的对应定义如下:

数据总线: D7 D6 D5 D4 D3 D2 D1 D0

数字量输出控制位: D07 D06 D05 D04 D03 D02 D01 D00

(7) 实时时钟

系统中使用时钟芯片 DS1286, 实现实时时钟以及系统看门狗的作用。DS1286 内含精确到 10ms 的时钟, 用来记录每个报警的时刻。内置的看门狗, 可在系统发生死机时自动恢复, 从而提高 FTU 的抗干扰能力。

全局数据存储空间

NVRAM C000H—DFFFH
TIME--DOG E800H---EFFFH
SPC3 F000H—F800H
I/O ADR F800H—FFFFH

2.2 系统资源分配

(1) 存储器分配

存储器分为程序存储器和数据存储器。片外 64K 的 RAM 可设置为程序存储器, 也可设置为数据存储器。NVRAM、DS1286、SPC3 及 I/O 使用数据空间, 映射到全局数据空间。

(2) I/O 端口地址:

F800H— $\overline{AD0}$ ; 第 0 片 A/D

F801H— $\overline{AD1}$ ; 第 1 片 A/D

F802H— $\overline{RDDI}$ ; 读开关输入量

F803H—— $\overline{WEDO}$ ； 写开关输出量

F804H—— $\overline{A/DFE}$ ； 触发 A/D

F805H—— $\overline{ADR-SW}$ ； 读站地址

F806H—— $\overline{HADTIM}$ ； 硬件定时器（集成在 CPLD 中的定时器）

(3) TMS320F206 片上外设的使用：

I/O0	开出使能（0 状态）
I/O1	产生 RTS 信号（DSP 中的通信发送请求）
I/O2	硬件定时器控制信号（硬件定时器的使能端）
I/O3	SPC3 复位信号
XF	控制发光二极管熄灭/点亮

(4) 外部中断分配：

$\overline{INT1}$ ——A/D 转换完成中断请求信号

$\overline{INT2}$ ——SPC3 中断信号

$\overline{INT3}$ ——看门狗定时器定时中断

(5) 复位电路设置：

复位有三种：上电复位，手动复位以及看门狗复位。其中看门狗电路是由 DS1286 的  $\overline{INTB}$  端输出复位脉冲。

## 第 3 章 系统的功能和技术指标

### 3.1 实现的功能

根据实际的需要，本课题的系统对供电变压器进行监测，并根据电压、电流、相位、频率以及变压器性能指标等变化性质、趋势作出计算、诊断和处理，并将信息传送给主站，同时可通过主站对从站进行控制。

课题研究要实现的功能：

#### 1、模拟量的采集和电量计算

采集并存储采样数据，计算各相电压电流的有效值、功率和功率因数等参数。

#### 2、存贮和越限报警功能

当发生过流跳闸时，从采集滚动区锁定故障前后 10 个周波的数据，记忆故障的类型和发生时间，并将该信息保存到 NVRAM 中。共能存储 4 次故障数据。

#### 3、谐波分析功能

能够分析 2 至 7 次谐波量。

#### 4、遥控、遥信功能

每个从站实时采集自闭和贯通线路电压和电流信号，计算各种参数并将其参数传送到主站。从站可根据主站的指令进行相应的操作。

#### 5、赋值功能

可通过主站对从站报警的限数值等设置

#### 6、系统自检和死机自恢复功能

从站内置看门狗电路，在发生死机时能自动恢复运行。系统上电时进行完善的自检处理最大限度的保留死机或受扰复位前的有用数据。

### 3.2 技术指标

根据要求，系统达到的详细指标如下：

#### (1) 总体指标

- ✓ 系统测量综合误差小于 1%
- ✓ 设备环境温度：-25℃~60℃

- ✓ 相对湿度：5%~95%

(2) 电量测量指标

- ✓ 调整电压，电压的显示数值随之变化
- ✓ 调整负载，电流的显示数值随之变化
- ✓ 电压、电流的测量误差小于1%

(3) 赋值指标

- ✓ 可通过主站设置电流上限及时限
- ✓ 可通过主站设置电压上限及时限
- ✓ 可通过主站设置录波启动条件
- ✓ 设置掉电不丢失

(4) 报警指标

- ✓ 临界值检测正确
- ✓ 相位、相序错误报警正确
- ✓ 电流越上限报警正确
- ✓ 电压越上限报警正确
- ✓ 电压越下限报警正确
- ✓ 开关非正常变位报警正确
- ✓ 短时越限未达到设定时间不报警
- ✓ 一次越限应只报警一次
- ✓ 报警期间发生越限报警正确
- ✓ 操作开关正常变位不应报警
- ✓ 先越限后过流报警正确
- ✓ 自闭和贯通切换时报警正确
- ✓ 设备自检报警正确

(5) 录波指标

- ✓ 过流跳闸时故障录波
- ✓ 记录故障发生时刻前后10个周波的采集值

## 第4章 实现方法和算法研究

馈电终端单元实现监测，主要是通过对六路电压和六路电流进行采样并计算其需要的电参量等信息实现的。因此，计算方法的选取将直接影响是否能够实现第三章中所要求的功能和技术指标。

### 4.1 被采样信号频率波动对测量的影响

在正弦周期信号的测量处理中，离散傅立叶变换的应用极其广泛。离散傅立叶变换的准确性主要与以下因素有关：一是否满足采样定理；二是否在整数个采样周期内正好有整数个采样点。如果被测信号的频率发生波动而采样频率和采样总点数没有随着做相应调整，则频域的抽样结果：即离散傅立叶变换结果就会存在泄漏误差。在DFT的频谱分析中使得测的幅值、频率以及相角偏离实际值。下面对当被测信号频率发生波动，而采样频率保持不变时DFT的误差进行一定描述。

设周期为 $T_0$ 的模拟信号，其复指数形式为：

$$x_a(t) = \sum_{k=-m}^m F_k e^{j(k\Omega_0 t + \phi_k)} \quad [2] \quad (4.1)$$

其中  $m$  — 信号的最高谐波次数

$F_k$ 、 $\phi_k$  — 第 $k$ 次谐波的傅立叶系数和初相角

$\Omega_0 = 2\pi/T_0$  — 基波角频率

以 $T_s$ 为采样周期，得离散信号：

$$x(n) = x_a(t)|_{t=nT_s} = \sum_{k=-m}^m F_k e^{j\phi_k} e^{jkn\Omega_0 T_s} = \sum_{k=-m}^m F_k e^{j\phi_k} e^{jkn\omega_0} \quad (4.2)$$

式中  $\omega_0 = \Omega_0 T_s = 2\pi T_s/T_0$

设在  $T = s \cdot T_0$  内采样，采样点数为  $N$ ，相当于原周期序列  $x(n)$  用矩形窗  $d(n)$  截短，窗函数为：

$$d(n) = \begin{cases} 1, 0 \leq n \leq N-1 \\ 0, n < 0, n \geq N \end{cases}$$



(4.3)

$x(n)$ 、 $d(n)$  的离散序列傅立叶变换 DTFT 分别为<sup>[2]</sup>:

$$\begin{aligned} X(e^{j\omega}) &= DTFT[x(n)] \\ &= \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x(n)e^{-jn\omega} \\ &= 2\pi \sum_{k=-m}^{+m} F_k e^{jk\omega_0} \left( \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta(\omega - k\omega_0 - n \cdot 2\pi) \right) \end{aligned}$$

(4.4)

$$\begin{aligned} D(e^{j\omega}) &= DTFT[d(n)] \\ &= \sum_{n=0}^{N-1} e^{-jn\omega} \\ &= \frac{1 - e^{-j\omega N}}{1 - e^{-j\omega}} = e^{-j\omega(N-1)/2} \frac{\sin(\omega N/2)}{\sin(\omega/2)} \end{aligned}$$

(4.5)

$x(n)$  经矩形窗截短后所得序列记为:

$$x_d(n) = x(n)d(n)$$

其离散序列傅立叶变换为

$$\begin{aligned} X_d(e^{j\omega}) &= DTFT[x(n)d(n)] \\ &= \frac{1}{2\pi} X(e^{j\omega}) \cdot D(e^{j\omega}) \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{+\pi} X(e^{j\theta}) D(e^{j(\omega-\theta)}) d\theta \\ &= \sum_{k=-m}^m \{ F_k e^{jk\omega_0} \int_{-\pi}^{+\pi} \left( \sum_{n_1=-\infty}^{+\infty} \delta\theta - k\omega_0 - n_1 \cdot 2\pi \right) \cdot \sum_{n_2=0}^{N-1} e^{-2jn_2(\omega-\theta)} d\theta \} \end{aligned}$$

(4.6)

当满足  $N \geq 2m \cdot s$  时, 可简化为

$$X_d(e^{j\omega}) = \sum_{k=-m}^m F_k e^{jk\omega_0} \left[ \sum_{n=0}^{N-1} e^{-jn(\omega - k\omega_0)} \right]$$

(4.7)

对  $X_d(e^{j\omega})$  在频域抽样，抽样点数仍为  $N$ ，那么每两点之间的频率间隔为  $2\pi/N$ 。

抽样后所得结果即为  $X_d(n) = x(n)d(n)$  的离散傅立叶变换 DFT 的结果：

$$\begin{aligned} X(l) &= DFT[x_d(n)] \\ &= \sum_{n=0}^{N-1} x(n)e^{-j\frac{2\pi}{N}nl} \\ &= X_d(e^{j\omega}) \Big|_{\omega=l\frac{2\pi}{N}} = \sum_{k=-m}^m F_k e^{j\frac{2\pi}{N}kl} D(e^{j\frac{2\pi}{N}kl}) \end{aligned} \quad (4.8)$$

采样频率和采样点数保持不变，而被测信号频率发生波动（设由  $f$  变为  $f'$ ），这就相当于在  $s$  个周期内采样点数并不正好为整数或采样周期实际上不为整数个周期，即

$$\frac{sT_0}{T_s} \neq N$$

$N$  — 总采样点数

令  $\lambda = \frac{NT_s}{sT_0}$ ，则有<sup>[2]</sup>

$$\begin{aligned} \lambda &= \frac{f}{f'} = 1 + \frac{f-f'}{f'} = 1 + \Delta\lambda \\ \omega_0 &= \frac{2\pi}{T_0} T_s = \frac{2\pi}{N} \cdot \lambda \end{aligned} \quad (4.9)$$

这样我们可以将误差分为两部分：

(1) 当  $\lambda > \frac{N}{2m}$  时，(4.6) 式中可能有存在  $n_1 \neq 0$  使得

$$|k\omega_0 + n_1 \cdot 2\pi| \leq \pi$$

从而产生频域混叠。造成这样的原因就是由于被测信号的频率变化，而采样频率不变的话，不能满足采样定理。

(2) 在频域不产生混叠的情况下，(4.8) 式可写为：

$$\begin{aligned}
 X(l) &= \sum_{k=-m}^m [F_k e^{j\theta_k} \sum_{n=0}^{N-1} e^{jn(l-ks)\frac{2\pi}{N}}] \\
 &= \sum_{k=-m}^m F_k e^{j\theta_k} D(e^{jn(l-ks)\frac{2\pi}{N}})
 \end{aligned}$$

(4.10)

由  $D(e^{j\omega}) = \sum_{n=0}^{N-1} e^{-jn\omega}$  的性质可知, 由于  $\lambda \neq 1$ , 上式中, 第  $l = ks$  个抽样点的抽样值不仅受被测信号  $k$  次谐波幅值和相位的影响, 而且还受其他各次谐波的影响——序列,  $x_d(n) = x(n)d(n)$  的离散傅立叶变换结果存在泄漏误差。

在式 (4.10) 中, 当  $l = k_0 s$  时, 所得结果为第  $k_0$  次谐波的幅值和相位, 重写如下:

$$X(k_0 s) = F_{k_0} e^{j\theta_{k_0}} D(e^{j(k_0 s - k_0 s)\lambda \frac{2\pi}{N}}) + \sum_{k=-m(k \neq k_0)}^m F_k e^{j\theta_k} D(e^{j(k_0 s - k_0 s)\lambda \frac{2\pi}{N}})$$

(4.11)

当  $\lambda = 1 + \Delta\lambda (\Delta\lambda \neq 0)$  时, 第  $k_0$  次谐波计算结果的幅值相对误差  $E_{k_0}$  为:

$$E_{k_0} = \frac{|X(k_0 s)| - NF_{k_0}}{NF_{k_0}}$$

(4.12)

在  $|\Delta\lambda|$  较小的情况下, 上式可写为

$$E_{k_0} \approx \frac{|D(e^{jk_0 s \Delta\lambda \frac{2\pi}{N}})| - N}{N} + \frac{\sum_{k=-m(k \neq k_0)}^{+m} F_k |D(e^{j(k_0 s - k_0 s)\frac{2\pi}{N} - jk s \Delta\lambda \frac{2\pi}{N}})|}{NF_{k_0}}$$

(4.13)

由于  $D(e^{j\omega})$  的主瓣远较其他各边瓣陡峭, 所以由于主瓣处  $\omega$  偏离零值点而导致的误差要比边瓣处  $\omega$  偏离  $\frac{2k\pi}{N}$  造成的误差大得多。因此, 误差表达式

(4.13) 中, 第一项是占主导地位, 可以得到如下结论:

- (1)  $\Delta\lambda \neq 0$  ( $\omega$  偏离零值) 时,  $D(e^{j\omega})$  总是小于N的, 所以误差表达式 (4.13) 中第一项总是为负的, 由于其主导地位, 使得大多数情况下, 总误差也取负值;
- (2) (4.13) 式第一项中,  $\omega$  偏离零值的大小  $\Delta\omega = k_0 s \Delta\lambda \frac{2\pi}{N}$  与谐波次数  $k_0$ 、被测信号周期数  $s$  以及  $\Delta\lambda$  成正比, 因此谐波次数越大、被测信号周期数越多、被测信号频率相对偏移量  $\Delta\lambda = \frac{f' - f}{f}$  越大, 则第一项误差就越大, 从而总的误差也就越大, 总误差为负值的趋势就越明显。

经上分析看出, 当被测信号周期发生变化, 而采样频率不变则会带来误差, 特别是谐波次数高的时候更加明显。因此被测信号频率有波动的情况下, 应采用软件方法减小这种波动造成的误差, 或者采用硬件方法 (如采用锁相环) 跟踪被测信号频率的波动, 以尽量达到在整数个被测信号周期内抽取整数个采样点这一要求。

## 4.2 用傅立叶计算时几种常用的减小误差的方法

上一节的分析可以看出, 采样频率不随被测信号频率波动而变化时会产生较大的误差。在电网电压和电流的基波幅值的测量分析, 通常是采用快速傅立叶变换 (FFT) 实现的。当频率偏离 50 Hz 时, FFT 算法的栅栏效应和泄漏现象将会导致电流、电压的测量精度很难满足实际需求。因此必须采取抑制的方法。下面对几种常用的减小误差的方法进行初步的分析和比较。

### 4.2.1 准同步 DFT 法

准同步算法首先实现非同步采样时的高准确度平均值计算, 然后通过一个新构造的函数, 把傅立叶变换转化成求解一个周期函数的平均值的问题, 将准同步算法和傅立叶变换结合。

引入周期函数  $g(t)$ , 一周期内平均值为

$$g(t) = \frac{1}{T} \int_0^T g(t) dt = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} g(t) dt$$

(4.14)

$$\text{令 } t = x/\omega, \quad f(x) = g(t/\omega), \quad \text{则有 } f(t) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} f(x) dx = \frac{1}{2\pi} \int_x^{2\pi+\alpha} f(x) dx$$

当没有实现整周期采样, 则存在误差  $\Delta$ , 则有

$$f(t) \neq \frac{1}{2\pi + \Delta} \int_x^{2\pi+\alpha+\Delta} f(x) dx$$

(4.15)

实际测量值将存在误差。所以定义一递推式:

$$F^n(x) = \frac{1}{2\pi + \Delta} \int_x^{x+2\pi+\Delta} F^{n-1}(x) dx$$

(4.16)

可以证明:

$\lim_{n \rightarrow \infty} F^n(x) = f(x) = A_0$ , 其中  $A_0$  为基波幅值。为简化计算, 用求和代替积分,

则有

$$F^n = \frac{1}{\sum_{i=0}^W \eta_i} \sum_0^W \eta_i f_i = \frac{1}{N^n} \sum_{i=0}^W \eta_i f_i$$

(4.17)

其中:  $\eta_i$  为权系数,  $W=nN$ ,  $n$  一般为 3~5。

实际应用中,  $\Delta$  一般不大, 收敛速度快。令  $g(t) = f(t) \cos(\omega t)$ , 可以想象,  $f(t)$  偏离等分点, 而  $\cos(\omega t)$  恰好在等分点时, 得到

$g(t) = \frac{1}{N^n} \sum_{i=0}^W \eta_i g_i$ , 从而得到基波系数:

$$a = 2g(t) = 2 \frac{1}{N^n} \sum_{i=0}^W \eta_i g_i = 2 \frac{1}{N^n} \sum_{i=0}^W \eta_i \cos \left| \frac{2\pi}{N} i \right| f_i$$

$$b = 2g(t) = 2 \frac{1}{N^n} \sum_{i=0}^W \eta_i \sin \left| \frac{2\pi}{N} i \right| f_i$$

其中:  $N, n, \eta_i, \cos \left| \frac{2\pi}{N} i \right|, \sin \left| \frac{2\pi}{N} i \right|, W$  都是常数, 则得到:

$$a_k = \sum_{i=0}^W R_i f_i, b_k = \sum_{i=0}^W I_i f_i \quad (4.18)$$

准同步法的系数  $R_i$ 、 $I_i$  可以事先生成, 运算非常简单, 处理量小, 满足实时性的要求。准同步法使用了多个周期, 抗干扰性大于一般的DFT, 但是相位误差比较大。

#### 4.2.2 基于相位差的相位校正

对于相同频率的信号, 以相同的采样点和采样频率做非整周期采样, 其泄漏误差基本相同。通过构造与测量信号同频率的信号, 经过FFT求出相角, 再与真实信号求出的相角求差, 即可得到准确的相角值。

信号  $x(t) = A \cos(2\pi f_i t + \phi)$ , 经过FFT变换后, 得到

$$\begin{cases} X = A \frac{\sin \pi d}{\sin(\pi d / N) N} \\ \phi = \phi + \pi d - \frac{\pi d}{N} \end{cases} \quad (4.19)$$

其中:  $f_i = (1+d)f_0$ , 关键是求出  $d$ 。将原周期数据序列分段, 然后将后一段置为零, 得到新周期数据序列  $x_0(n)$ , 表达式为:

$$x_0(n) = \begin{cases} x(n) & 0 \leq n \leq M-1 \\ 0 & M \leq n \leq n-1 \end{cases} \quad (4.20)$$

其中:  $M$  为偶数,  $N$  为 2 的幂次方。对  $x_0(n)$  做傅立叶变换, 得到相位公式

$$\phi = \phi + \frac{M\pi d}{N} - \frac{\pi d}{N}$$

$$\Delta\phi = (N-M)\frac{\pi d}{N}, \text{ 得到 } d = \frac{N\Delta\phi}{(N-M)\pi} \text{ [5]}.$$

校正后的相位为

$$\phi = \phi - \frac{N\Delta\phi}{N-M} + \frac{\Delta\phi}{N-M} \tag{4.21}$$

若  $M=N/2$ , 则  $d = 2\Delta\phi/\pi$ ,

$$\phi = \phi - 2\Delta\phi + \frac{\Delta\phi}{N} \tag{4.22}$$

这时的精度最高。

此方法速度较快, 思路简单, 计算方便, 不考虑窗函数, 求解的相位精度高。

### 4.2.3 改进 FFT 算法

为了减小谐波的频谱泄漏分量, 提高谐波检测精度, 需要使频谱分布中谱线幅值的衰减速度尽量快。构造新的频谱分布序列:

$$x_1(n) = \bar{x}_m(n) - \frac{1}{2}[\bar{x}_m(n-1) + \bar{x}_m(n+1)] \tag{4.23}$$

$\bar{x}_m(n)$  是信号频谱分布,

$$\bar{x}_m(n) = A_m N \frac{\sin[(n-k_1)\pi - r\pi]}{2[(n-k_1)\pi - r\pi]} e^{j\theta} e^{-j[(n-k_1)\pi + r\pi]}$$

$$\text{令 } \bar{x}_m(n) = \frac{M}{t}, t = n - k_1 - r, M = \frac{-A_m N \sin(r\pi) \exp[j(\theta + r\pi)]}{2\pi}$$

从而频谱分布主要集中在离实际频率最近的谱线上, 而在其他的谱线上幅值减小, 从而减少了频谱泄漏分量。这种变换方法称为FFT的3点变换算法, 简称3点算法。3点算法相当于加窗FFT算法(海宁窗)。与加窗算法比较, 此算法不用构造窗函数, 只需要对  $x_m(n)$  做简单的变换, 实现方便, 频率特性分析简单。还可以构造5点算法, 7点算法。

对于3点算法有<sup>[6]</sup>

$$x_1(n) = \frac{-M}{t(t^2 - 1)}$$

对于5点算法有

$$x_1(n) = \frac{M}{t(t^2 - 1)(t^2 - 4)}$$

对于7点算法有

$$x_1(n) = \frac{M}{t(t^2 - 1)(t^2 - 4)(t^2 - 9)}$$

对应  $n = k1$  和  $n = k1 + 1$  的两条谱线的幅值最大, 利用这两条谱线的参数可以实现非整数次谐波频率、幅值和相位的检测。

$$\alpha = \left| \frac{\bar{x}_m(k_1)}{\bar{x}_m(k_1 + 1)} \right| = \frac{1-r}{r}$$

$$r = \frac{1}{1+\alpha}$$

幅值和相位如下:

$$\theta = \text{phase}[\bar{x}_m(k_1)] - r\pi$$

$$A = \left| \frac{2\pi M}{N \sin(r\pi)} \right| = \left| \frac{2\pi \bar{x}_m(k_1)r}{N \sin(r\pi)} \right|$$

(4.24)

此方法的相位计算结果非常准确, 3点法的相位误差百分率为0.8%, 5点法和7点法的准确度更高, 可以根据实际情况采用。

#### 4.2.4 其他算法

除上面三种方法外, 还有自适应采样算法和加窗信号插值法。电网的频率变化较缓慢, 也变化不大, 所以可以采用自适应采样算法; 加窗后的计算精度提高了三、四个数量级, 尤其是相位, 计算结果非常准确。



### 4.2.5 上述方法的总结

经过以上的分析可看出, 准同步DFT 算法和加窗后插值算法都使用了多周期采样, 虽然精度高, 但是实时性差; 改进FFT算法相当于加窗算法, 精度非常高, 但是算法复杂; 自适应采样算法虽然是一种比较理想的计算方法, 对于采样率要求较高的情况下, 增加了数据采集软件的难度; 基于相位差的相位校正方法计算速度快, 思路简单, 计算方便, 是一种比较好的方法;

## 4.3 同步采样的实现

经过 4.2.2 和 4.2.3 的分析可看出, 对于含有大量数据处理的系统中, 使用 FFT 时降低泄漏效应比较适用、简单的方法是根据电网频率的波动而改变采样频率, 即采用频率跟踪的方法。

### 4.3.1 频率跟踪的思想

电力系统是一个极其庞大和复杂的系统。对于电力信号来说, 不光信号成分复杂、幅度可变, 而且基波频率也不是恒定不变的。如果按照固定的基波频率为 50Hz 来确定采样率, 就必然产生频谱泄漏效应, 而正在采样的那个周波的频率又是无法事先直接测到的。尽管如此, 由于系统的惯性, 相邻两个周波或相邻几个周波的频率变化却很小。因此, 在软件频率跟踪方案中, 设法测得与要采样的那个周波相邻的前一个(或几个)周波的频率, 以此来代替要采样的那个周波的频率, 进而来确定采样率。所以, 软件频率跟踪的任务就转化为如何快速、准确地测得一个周期信号的频率; 在硬件频率跟踪方案中, 采用了高精度的锁相环电路, 再造一个和取样信号严格同步的信号来直接控制信号的采样和转换, 保证采样频率和信号基波频率的比值为固定值 16, 也就是说保证每一个工频周期内都能采样 16 点, 实现取样频率和信号基波频率的准确跟踪。

### 4.3.2 频率跟踪的实现

频率跟踪的实现有硬件和软件两种方案。用硬件实现的频率跟踪方案, 由

于全部由硬件完成，因此速度快，实时性好，但同时也增加了成本和硬件的复杂程度，不适于仪器向微型化、便携化和柔性化方向发展。用软件实现的频率跟踪方案，主要由软件来实现，实时性较硬件方案稍差，但由于不增加硬件电路，不增加更多的成本投资和电路复杂程度，便于仪器向微型化、便携化和柔性化方向发展。

考虑到电力系统频率变化较为缓慢的特点，可以用软件频率跟踪代替硬件的频率跟踪。尤其在设计便携式数据采集与谐波分析仪时，要兼顾考虑仪器的体积和功耗，用软件实现的频率跟踪就更有优势。

### 4.3.3 软件实现频率跟踪

软件跟踪频率是一种补偿式的方法，它是根据基波的频率差来调整采样频率的。其原理如下：

当信号频率与样品函数的频率有偏差时，信号与样品函数的相位就会不断变化。如图4-1所示，图中实线为信号波形（基波），虚线为样品函数波形。

设相邻的两个相位差分别是 $\varphi_1$ 和 $\varphi_2$ ，则有

$$\begin{aligned}\Delta\varphi &= \varphi_2 - \varphi_1 \\ \Delta T &= T_k \cdot \Delta\varphi / 2\pi \\ T_{k+1} &= T_k + \Delta T\end{aligned}$$

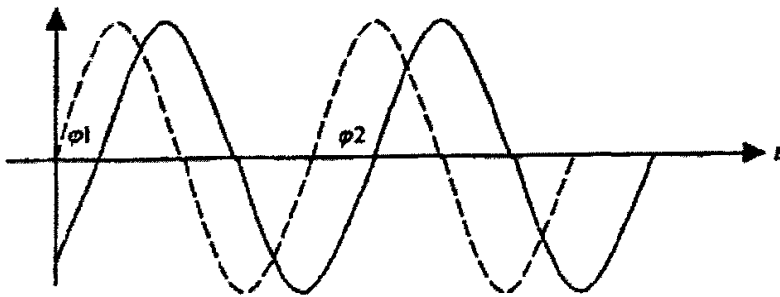


图 4-1 信号与样品函数的相位

其中  $\Delta T$  为采样周期修正量， $T_{k+1}$  为下一个采样周期。若采样点数为  $N$ ，则信号的周期为  $T = N \times T_{k+1}$ ，于是可计算出信号的频率<sup>[8]</sup>：

$$f = 1 / (N \times T_{k+1}) \tag{4.25}$$

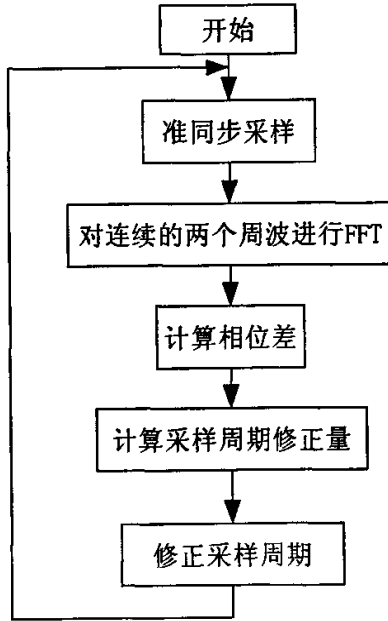


图 4-2 同步采样流程图

同步采样的流程图如图 4-2 所示。

这种方法的缺点是每次补偿需要两个周期，且只有存在误差时才进行修正，有一定的滞后，当频率变化较大或变化频繁的时候，会造成一定的误差。但在实际的电网中。电容量一般较大，频率的变化比较缓慢，因此此种方法可满足需求。

#### 4.4 FFT 算法及在课题系统中实现

从第 3 章中的功能要求看出，系统需要有谐波分析的功能。而谐波分析的经典方法是傅立叶分析方法。快速傅立叶变换（FFT）作为系统的核心算法，是

为了减少离散傅立叶变换 (DFT) 的计算量而产生的一种快速有效的方法。较常见的 FFT 算法有: 按频率抽取的 FFT 的算法、按时间抽取的 FFT 算法、N 为复合数的 FFT、分裂基 FFT 算法、线性调频 Z 变换算法以及 ZFFT 等。FFT 的计算速度直接影响着系统的速度。本课题所选用的是基 2 时间抽取的 FFT 算法。它可将运算量从  $N^2$  降为  $N \log_2 N$  [9]

#### 4.4.1 基 2 时间抽取的 FFT 算法的原理

设有限长序列  $x(n)$  的 DFT 为 :

$$X(k) = \sum_n^{N-1} W_N^{nk} \quad , \text{其中 } k = 0, 1, 2, 3, \dots \dots N-1$$

N 为采样点数,  $x(n)$  是列长度为 N 的输入序列。由于 N 是 2 的整数次幂, 所以称为基 2FFT 傅立叶快速算法。一般按: n 的奇、偶性, 将输入序列分成两部分:

$$\text{原序列: } X(k) = X_1(k) + W_N^k X_2(k)$$

$$\text{偶序列: } X_1(k) = \sum_{r=0}^{\frac{N}{2}-1} x_1(r) W_{\frac{N}{2}}^{rk} = \sum_{r=0}^{\frac{N}{2}-1} x(2r) W_{\frac{N}{2}}^{rk}$$

$$\text{奇序列: } X_2(k) = \sum_{r=0}^{\frac{N}{2}-1} x_2(r) W_{\frac{N}{2}}^{rk} = \sum_{r=0}^{\frac{N}{2}-1} x(2r+1) W_{\frac{N}{2}}^{rk}$$

又由于 W 因子具有对称性, 也可以把输入序列分为前后两个子序列。

$$\begin{aligned} X(k) &= \sum_{r=0}^{N/2-1} e(r) W_{\frac{N}{2}}^{2rk} + W_N^k \sum_{r=0}^{N/2-1} f(r) W_{\frac{N}{2}}^{2rk} \\ &= E(k) + W_N^k F(k) \end{aligned}$$

(4.26)

$$\begin{cases} E(k) = \sum_{r=0}^{N/2-1} e(r) W_{\frac{N}{2}}^{2rk}, 0 \leq k \leq \frac{N}{2}-1 \\ F(k) = \sum_{r=0}^{N/2-1} f(r) W_{\frac{N}{2}}^{1rk}, 0 \leq k \leq \frac{N}{2}-1 \end{cases}$$

根据 DFT 有关性质:

$$E(k) = E(k + N/2); \quad F(k) = F(k + N/2)$$

所以,

$$\begin{cases} X(k) = E(k) + W_N^k F(k) \\ X(k + N/2) = E(k) - W_N^k F(k) \end{cases}$$

上式表明, 只要求出两个  $N/2$  点 DFT 的  $E(k)$  和  $F(k)$ , 经过上式的线性组合, 既可以求出全部  $N$  点的  $X(k)$ 。

$X(k)$  的运算表达式子又可以用下面的蝶形流图来表示:

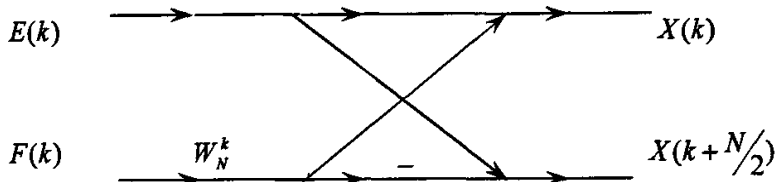


图 4-3 FFT 蝶形流图

上面的流图, 左边表示输入部分, 右边表示输出, 交叉表示加、减法运算, 箭头表示乘法,  $W_N^k$  表示乘法运算系数, 当没有标注任何系数时, 表示系数为 1。

采用这种方法, 可以将  $N = 2^{l-1}$  个 DFT 运算, 最终分解为  $2^{l-1}$  个 2 点的 DFT 运算。大大减少计算工作量。

在本课题设计中, 每个信号周期采样 16 点, 即  $N = 16, = 2^4$  共需要进行 4 级蝶形运算, 在  $N = 4$  的 DIT-FFT 流图中, 可以看到, 在正序输入情况下, 输出并不是按顺序排列的, 乱序的原因是由于按时间抽取 FFT 算法造成的。当我们将输入端按“倒位序变址”处理后, 便会得到正序输出。这就是为什么在基 2FFT 傅立叶快速算法的程序实现中, 首先进行“倒位序变址”处理的原因。

蝶形因子  $W_N^k$  是 FFT 运算中的重要参数, 下面以 16 点采样为例, 详细论述蝶形因子的选择过程:

第一级蝶形运算因子  $W_N^k$ :  $W_{16}^0$

第二级蝶形运算因子  $W_N^k$ :  $W_{16}^0$ 、 $W_{16}^8$

第三级蝶形运算因子  $W_N^k$ :  $W_{16}^0$ 、 $W_{16}^2$ 、 $W_{16}^4$ 、 $W_{16}^6$

第四级蝶形运算因子  $W_N^k$ :  $W_{16}^0$ 、 $W_{16}^1$ 、 $W_{16}^2$ 、 $W_{16}^3$ 、 $W_{16}^4$ 、 $W_{16}^5$ 、 $W_{16}^6$ 、 $W_{16}^7$

另外,从 DIT-FFT 傅立叶流图中可以看到,如果输入信号  $x(n)$  存放到一条寄存器内,最后得到的结果仍然存放在同一寄存器中。这便是 DIT-FFT 傅立叶计算中的原位运算。

FFT 的优点非常明显,尤其是当  $N$  值较大时,按时间抽取法要比直接计算快 1-2 个数量级,且  $N$  值越大效果越明显。

#### 4.4.2 FFT 算法的实际应用

在系统中,需要计算三相交流电的电压和电流值,三相电压、电流的采样值均为实数,为了进一步提高速度,缩短计算时间,可以将电压、电流的 FFT 运算,组合成一个复序列进行 FFT 运算,仅需要一次复序列 FFT,就可以求得电压、电流的各次谐波。

设  $\{x(n)\}$  为  $N$  点的复序列,则其 FFT 为:  $X(k) = FFT[x(n)] = XR(k) + jXI(k)$ , ( $0 \leq k \leq N-1$ )。其中,  $XR(k)$ ,  $XI(k)$  分别是  $X(k)$  的实部和虚部。假若已经通过采样得到两个序列  $\{u(n)\}$ 、 $\{i(n)\}$ ,则我们可以按照下面的方法构造一个复序列  $\{x(n)\}$ :

$$x(n) = u(n) + ji(n), (0 \leq n \leq N-1) \text{ 则有:}$$

$$\begin{aligned} X(k) &= FFT[x(n)] = FFT[u(n)] + jFFT[i(n)] \\ &= U(k) + jI(k) \end{aligned}$$

可以证明电压、电流的频谱为:

$$\begin{cases} U(k) = \frac{1}{2}[XR(k) + XR(n-k)] + \frac{1}{2}j[XI(k) - XI(n-k)] \\ I(k) = \frac{1}{2}[XI(k) + XI(n-k)] + \frac{1}{2}j[XR(k) - XR(n-k)] \end{cases}$$

(4.27)

由此可见, 只要进行一次  $N$  复序列  $\{x(n)\}$  的离散 FFT 变换, 就能够利用上式计算出电压、电流的频谱, 继而由下面的式子计算出各次谐波参数<sup>[10]</sup>。

从而可以求出各次谐波的幅值和相位

$$\begin{cases} a_k = \frac{1}{2}[U(k) + U^*(k)] \\ b_k = \frac{1}{2j}[U(k) - U^*(k)] \\ c_k = \frac{1}{2}[I(k) + I^*(k)] \\ d_k = \frac{1}{2j}[I(k) - I^*(k)] \end{cases} \quad (4.28)$$

根据上面的推导计算结果, 可以求得相关参数,  $U_{km}$ 、 $I_{km}$ 、 $\alpha_k$ 、 $\beta_k$

$$\begin{cases} U_{km} = \sqrt{a_k^2 + b_k^2} & ; U_0 = a_0, \alpha_k = \arctg\left(\frac{a_k}{b_k}\right) \\ I_{km} = \sqrt{c_k^2 + d_k^2} & ; I_0 = c_0, \beta_k = \arctg\left(\frac{c_k}{d_k}\right) \end{cases}$$

可以证明, 最终的交流电参数计算公式如下:

$$\begin{aligned} U &= \sqrt{\frac{1}{2} \sum_{k=0}^l U_{km}^2}, \quad I = \sqrt{\frac{1}{2} \sum_{k=0}^l I_{km}^2} \\ P &= \sum_{k=0}^l P_k = \frac{1}{2} \sum_{k=0}^l U_{km} I_{km} \cos(\alpha_k - \beta_k) \\ Q &= \sum_{k=0}^l Q_k = \frac{1}{2} \sum_{k=0}^l U_{km} I_{km} \sin(\alpha_k - \beta_k), \quad \cos(\phi) = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2}} \end{aligned} \quad (4.29)$$

## 4.5 软件抗干扰技术的研究

馈电单元需长期工作在野外，高压电磁的干扰和雷电的干扰，虽不能造成硬件系统的损坏，但常常使软件系统不能正常运行，致使控制失灵，造成重大事故。因此馈电单元抗干扰能力不可能完全依靠硬件解决，因此，软件抗干扰问题是十分重要的问题。

### 4.5.1 软件干扰的特点

在不同的控制系统中，系统软件虽然完成的功能不同，但就其结构来说，一般具有如下特点：

**实时性：**控制系统中有些事件的发生具有随机性，要求控制软件能够及时地处理随机事件。

**周期性：**控制软件在完成系统的初始化工作后，随之进入主程序循环。在执行主程序过程中，如有中断申请，则在执行完相应的中断服务程序后，继续主程序循环。

**相关性：**控制软件由多个任务模块组成，各模块配合工作，相互关联，相互依存。

**人为性：**控制软件允许操作人员干预系统的运行，调整系统的工作参数。在理想情况下，控制软件可以正常执行。但在现场环境的干扰下，软件的周期性、相关性及实时性受到破坏，程序无法正常执行，导致控制系统的失控，其表现是：

程序计数器 PC 值发生变化，破坏了程序的正常运行。PC 值被干扰后的数据是随机的，因此引起程序执行混乱，在 PC 值的错误引导下，程序执行一系列毫无意义的指令，最后常常进入一个毫无意义的“死循环”中，使系统失去控制。

输入/输出接口状态受到干扰，破坏了控制软件的相关性和周期性，造成系统资源被某个任务独占，使系统发生“死锁”。

数据采集误差加大。干扰侵入系统的前向通道，叠加在信号上，导致数据采集误差加大。特别是当前向通道的传感器接口是小电压信号输入时，此现象更加严重。

RAM 数据区受到干扰发生变化。根据干扰窜入渠道、受干扰数据性质的不同，



系统受损坏的状况不同,有的造成数值误差,有的使控制失灵,有的改变程序状态,有的改变某些部件(如定时器/计数器、串行口等)的工作状态等。

## 4.5.2 抗干扰措施

在馈电单元的现场,由于电磁干扰会产生比较严重的情况主要有:RAM 出错和程序状态失常。

### 4.5.2.1 RAM 出错

在实时过程中干扰造成比较严重的危害之一就是冲毁 RAM 中的数据,由于 RAM 中保存的是各种原始数据、标志、变量等,如果被破坏,会造成系统出错或无法运行,根据数据被冲毁的程度,一般可分为:整个 RAM 数据被冲毁;RAM 中某片数据被冲毁;个别数据被冲毁。在控制系统中,RAM 的大部分内容是为了进行分析、比较而临时存放的,不允许丢失的数据只占极少部分。在这种情况下,除了这些不允许丢失的数据外,其余大部分内容允许短时间被破坏,最多只引起系统的一个很短时间的波动,很快能自动恢复正常。因此,只要注意对少数不允许丢失的数据保护,一般常用的方法有“校验法”和“设标法”。这两种方法各有千秋,校验法比较烦琐,但查错的可信度高。设标法简单,但对数据表中个别数据冲毁的情况,查错则无能为力。在编程中一般应综合使用。其具体的做法为:

- \* 将 RAM 工作区重要区域的始端和尾端各设置一个标志码“0”或“1”;
- \* 对 RAM 中固定不变的数据表格设置校验字。

在程序的执行过程中,每隔一定的时间通过事先设计的查错程序来检查其各标志码是否正常,如果不正常,则利用数据冗余技术通过抗干扰处理程序来进行修正;冗余数据表的一般做法

- \* 各数据表应相互远离分散设置,减少冗余数据同时被冲毁的概率。

#### 4.5.2.2 控制状态失常

在条件控制系统中，人们关注的问题是能否确保正常的控制状态。如果干扰进入系统，会影响各种控制条件、造成控制输出失误。为了确保系统安全可以采取下述软件抗干扰措施：

##### 1) 软件冗余

对于条件控制系统，将控制条件的一次采样、处理控制输出，改为循环采样、处理控制输出。这种方法具有良好的抗偶然因素干扰作用

##### 2) 设置当前输出状态寄存单元

当干扰侵入输出通道造成输出状态破坏时，系统可以及时查询当前输出状态寄存单元的输出状态信息，及时纠正错误的输出状态。

##### 3) 设置自检程序

在微机系统内的特定部位或某些内存单元设状态标志，在运行中不断循环测试，以保证系统中信息存储、传输、运算的高可靠性

##### 4) 看门狗技术

看门狗技术是一种通过不断监视程序循环运行时间使程序脱离死循环困境的软件抗干扰技术。其中，硬件看门狗技术可以通过选用具有看门狗电路的集成芯片实现，能有效监视程序陷入死循环故障，但它对中断关闭故障无能为力；软件看门狗技术可以通过监视程序运行状态观测单元编程实现，对高级中断服务程序陷入死循环故障无能为力，但能监视全部中断关闭故障。将硬件看门狗技术和软件看门狗技术有机结合起来，可以获得良好的抗干扰效果。

## 第5章 软件设计与实现

### 5.1 系统的软件设计

根据技术指标的要求,系统的软件采用模块化的形式实现。其主程序主要完成系统硬件的初始化、中断初始化、变量初始化、回路判断、电量计算、故障判断处理、故障录波、修正采样频率、电参量主站传递、外部诊断处理、主站对从站进行遥信和遥调等任务。主程序的执行中,根据不同的条件调用相应的功能函数。在每个循环中,电量的计算和故障录波采用查询标志的形式调用,故障判断处理、修正采样频率、电参量主站传递、外部诊断处理、主站对从站进行遥信和遥调则在每次相应的循环中都被调用一次。程序框图如图 5-2 所示。

馈电终端单元对供电变压器的监测是不间断的,因此系统的电压和电流采样也必须是不间断的,因此,设计中采用中断的方式进行采样。

### 5.2 功能实现

#### 5.2.1 电参量计算

本课题需要计算的有各相电压有效值、电流有效值、有功功率、无功功率、视在功率、功率因数以及各次的谐波分量。为了能将计算出的电参量以报文形式传送到主站,在发送报文的时候将电参量拷贝到报文结构体中。

```
typedef struct
{
    int TelegrmType; //数据类型号
    int RunSt;
    struct { int Ua;
            int Ub;
            int Uc; } U;
    struct { int Ia;
            int Ib;
```

```

        int Ic; } I;
    struct { int Pa;
            int Pb;
            int Pc; } P;
    struct { int Qa;
            int Qb;
            int Qc; } Q;
    struct { int Sa;
            int Sb;
            int Sc; } S;
    struct { int CosFaiA;
            int CosFaiB;
            int CosFaiC } CosFai;
} POW_PRM;
    
```

系统的采样值是电流和电压信号，均为实数，为了提高运算的速度，将两个通道的采样值组成一个复数，即一个通道的采样值作为输入  $X(k)$  的实部，另一个通道的采样值作为  $X(k)$  的虚部。该复数 FFT 计算后，将输出结果裂变得得到两个通道的各次谐波值。其 FFT 算法流程如图 5-1 所示。

电参量计算 L1 回线保持寄存器的分配图

A 相 相	电压有效值	L1Ua
	电流有效值	L1Ia
	有功功率	L1Pa
	无功功率	L1Qa
	视在功率	L1Sa
	功率因数	L1Fa

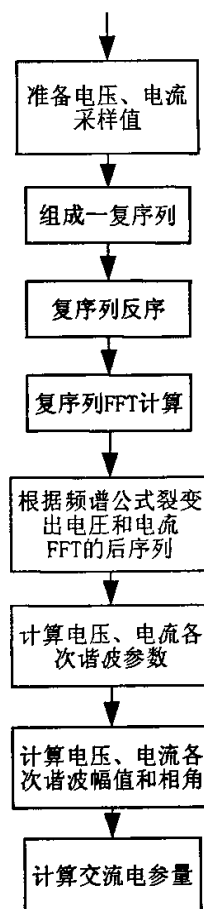


图 5-1 FFT 计算电参量流程图

B 相	同 A 相	同 A 相
C 相	同 A 相	同 A 相

### 5.2.2 谐波分析数据处理

为保存谐波分析的结果，设置 12 个寄存器组（两个回路，三个电压和三个电流），每个寄存器组包含 12 个寄存器，用以保存 0~7 次谐波的有效值、THD 值、基波幅角。数组 AK[0~11]与这 12 个寄存器相对应，AK 指向数组寄存器的首地址。

保持寄存器的分配

直流分量	AK[0]
基波有效值	AK[1]
2 次谐波有效值	AK[2]
.....	.....
7 次谐波有效值	AK[7]
THD	AK[8]
THDEven	AK[9]
THDOdd	AK[10]
基波幅角	AK[11]

其中：THD 为总谐波畸变率

$$THD = \sqrt{\sum_{n=2}^7 \left(\frac{U_n}{U_1}\right)^2} \times 100\%$$

$U_1$  为基波有效值， $U_n$  为 2~7 次谐波有效值。当 n 取奇数时，可得奇次谐波畸变率 THDOdd；当 n 取偶数时，可得偶次谐波畸变率 THDEven。

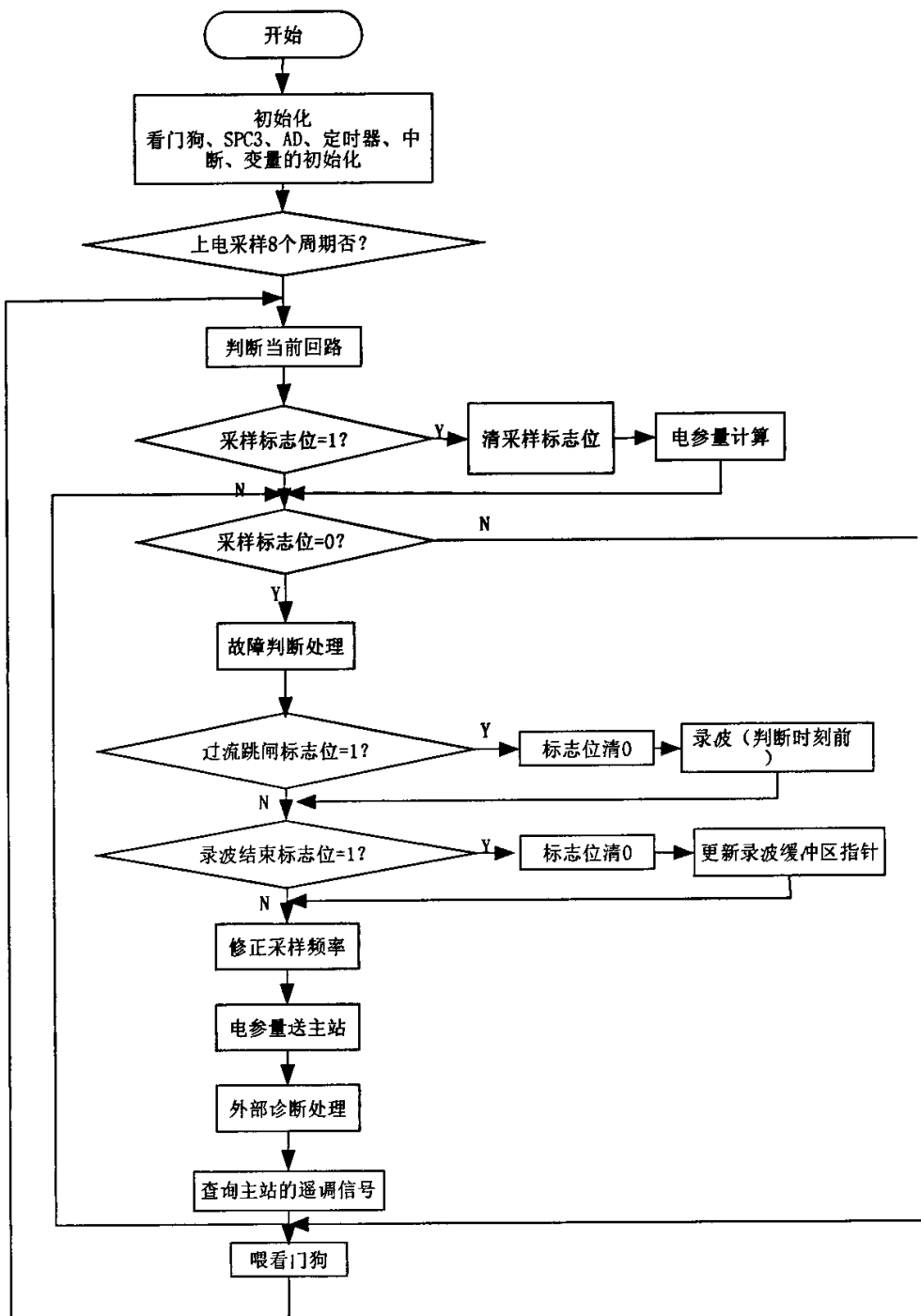


图 5-2 主程序流程图

### 5.2.3 波形记录

当系统过流跳闸时，需要将发生故障时刻前后的情况以采集值的形式记录 10 个周波。在实际中分配两个缓冲区，一个用来存储单次录波，另一个用来循环记录多次录波。

其结构体的定义如下：

```
typedef struct
{
    int  TelegmType;    //数据类型号
    int  LoopNum;
    int  LoopNum;
    int  SecondMs;
    int  HourMinute;
    int  MonthDay;
    int  Year;
    int  Wave[6][20*16];
}REC_SAMP_DATA;
REC_SAMP_DATA  RecData;
REC_SAMP_DATA  SampData[MaxNub];
```

RecData 一次录波信息，SampData[MaxNub]为录波存储缓冲区。一次的录波信息中，不仅包括 6 个通道（三个电压通道、三个电流通道）前后 10 个周波的信息，还包含过流跳闸的回路号和过流跳闸的时间（年、月、日、小时、分、秒、毫秒）。这样每次记录所占的字节数：

$$\text{所占字节数} = 5 \text{ (附加信息)} + 6 \text{ (通道)} \times 20 \text{ (20 个周波)} \times 16 \text{ (每个周波采样点数)} = 1925 \text{ 字节}$$

这样对应外部系统存储器的字节数为  $1925 \times 2 = 3850$  字节（外部存储器为 8 位）。记录缓冲区可存储 4 次录波，采用循环的方式，最新的记录覆盖最旧的记录。

过流跳闸系统录波分为两部分完成，对发生时刻前的部分是从采样点缓冲区 ADBuf[] 中直接拷贝，对于发生时刻后的部分，则是通过设置标志的形式，在采样中断中判断是否有过流跳闸，当有时，将采样值送入采样点缓冲区 ADBuf[] 的同时拷贝到 Wave[6][20\*16]；

为了能准确的记录过流跳闸发生时刻前的各通道的波形，由于 ADBuf[] 是

采用循环的方式存储的，因此在录波程序中需要判断过流跳闸发生时刻 ADBuf[] 指针的位置，从而正确的将前 10 个周波拷贝到 Wave[6][20\*16]中去。

#### 5.2.4 报警事件

报警事件有越限报警和故障报警。越限报警有：电流越上限报警、电压越上限、电压越下限报警、开关非正常变位报警；故障报警主要指过流跳闸报警，过流跳闸除报警外还要记录波形。

当系统发生报警或者故障时，从站需要将报警信息传送到主站。在本设计中，将报警信息以外部诊断的形式处理。发生报警时将该报警信息，首先判断 SPC3 是否有可用的诊断缓冲区，如果有则将该报警信息发送出去，若无可用诊断缓冲区则将该报警信息存储到报警缓冲区。同时在每次主程序的循环中，若有可用的诊断缓冲区将报警信息存储到报警缓冲区中最新的报警信息发送给主站。

其结构体定义如下：

```
typedef struct
{ int  TelegmType; //数据类型号
  int  Reason;
  int  RunSt;
  int  Value;
  int  SecondMs;
  int  HourMinute;
  int  MonthDay;
  int  Year;
  int  Spare; } ALM_DATA;
ALM_DATA      AlarmData;
ALM_DATA      AlmRec[MaxAlmNum]; //报警信息存贮缓冲区
```

报警信息包括报文类型号、报警原因、报警时间（年、月、日、小时、分、秒、毫秒）以及备用信息。报警信息缓冲区存储的信息数可调节，本次设计为 4 个。报警信息的存储采用循环存储的形式，最新的报警信息覆盖最旧的信息。



### 5.2.5 通信功能实现

从站与主站通过的通信是以 PROFIBUS-DP 通信协议进行的。主站能周期地读取从站的输入信息并周期的向从站发送输出信息。现场总线技术、故障诊断技术、嵌入式 DSP 技术当今三项前沿技术，为本课题的研究的重点和难点。因为目前没有现场总线与 DSP 连接的厂商技术资料。

本课题中，通信的实现主要分为从站（馈电终端单元）的配置、报文分配、通信中断程序以及调试系统的组态和配置。

#### 5.2.5.1 从站配置

从站的配置主要是对通信协议芯片 SPC3 进行初始化操作，使其工作在要求状态。对 SPC3 的初始化包括设置 SPC3 允许的中断，写入从站识别号和地址，设置 SPC3 方式寄存器，设置诊断缓冲区，参数缓冲区，配置缓冲区，地址缓冲区，初始长度，并根据以上初始值求出各个缓冲区的指针及辅助缓冲区的指针。同时还对 SPC3 内的 RAM 进行清零。

在初始化程序中设置 SPC3 允许的中断有新的参数报文事件；全局控制命令报文事件；进入或退出数据交换状态事件；新的配置报文事件；监测到波特率事件；看门狗溢出事件和主站输出报文。

设置 SPC3 的工作模式：不监测 UART 的起始和停止位、中断时低电平、支持同步模式和零模式、工作在 DP 模式下、中断脉冲宽度至少 1ms。

PROFIBUS-DP 从站（即馈电终端单元）的站地址是由硬件的拨码开关决定，因此设置 SPC3 模式为主站不能设置从站地址。

根据报文的情况，设置诊断缓冲器的长度为 18 个字节。输入输出缓冲器的长度为 244 字节。在系统工作过程中，除输入输出缓冲器的长度能改变外，其他缓冲器的长度不能改变。

#### 5.2.5.2 通信报文的分配

本课题中，在主站与从站的通信需要的报文有诊断报文、输入输出报文以及参数报文。在设计中将电参量、录波数据以输入报文、故障诊断信息以外部

诊断报文形式、主站对从站的控制和参数设置以输出报文的形式。参数报文是主站对从站设置的常数数据，在本课题中不使用用户参数。

各种数据报文格式如下：

参数报文：

```
struct parameter—telegrams
{ unsigned wd_fact_1;
  unsigned wd_fact_2;
  unsigned t_sdr_min;
  unsigned ident_number_high;
  unsigned ident_number_low;
  unsigned group_ident;
  unsigned first_user_prm_byte; }
```

参数报文的前 6 个字节为系统的信息，自动生成。用户的参数从第 7 字节开始。

诊断报文：

```
struct diag—telegrams
{ unsigned state_1;
  unsigned state_2;
  unsigned state_3;
  unsigned master_add;
  unsigned ident_number_high;
  unsigned ident_number_low;
  unsigned first_header_byte; }
```

诊断报文的前 6 个字节为系统的内部诊断，自动形成。馈电终端的诊断信息则从第 7 个字节开始。

输出数据（报文）：

```
typedef struct
{ int ParamIden; //数据类型号
  int ParamValue; } RECV_SET_PRM;

typedef struct
{ int ParamIden; //数据类型号
```

```
int SecondMs;  
int HourMinute;  
int MonthDay;  
int Year; } RECV_SET_TIME;
```

输出数据由两种格式，一种为控制数据 RECV\_SET\_PRM；一种为时间设置数据 RECV\_SET\_TIME。

由于 SPC3 完全集成了完整的 DP 协议，标准的诊断信息由 SPC3 自动形成并传输，因此用户将与 DP 主站通信的信息存放到指定的缓冲器中即可，当用户需接收主站传来的信息，也只需访问指定的缓冲区。

标准规定了报文的最大长度为 244 个字节，可以通过设置 SPC3 的工作寄存器来设定各报文的长度。在工作过程中，故障诊断报文的长度设置只能在“离线”状态下完成。

根据本课题的实际需要，采用固定长度报文和可变长度报文两种格式。电参量输入数据的长度设置为 40 (20×2) 个字节，故障诊断信息诊断数据的长度设置为 18 (9×2) 个字节长度。以输出报文的长度为 4 (2×2) 个字节和 10 (5×2) 个字节。

#### 5.2.5.4 通信中断

在进行数据交换前，从站接受主站的参数报文、配置报文以及地址设置报文等报文，以保证主站设置的参数和工作模式与从站一致。这功能是通过中断实现的。

本课题设计中，中断事件包括：新的参数报文事件；全局控制命令报文事件；进入或退出数据交换状态事件；新的配置报文事件；监测到波特率事件；看门狗溢出事件和主站部分输出数据报文。图 5-3 为中断程序框图。

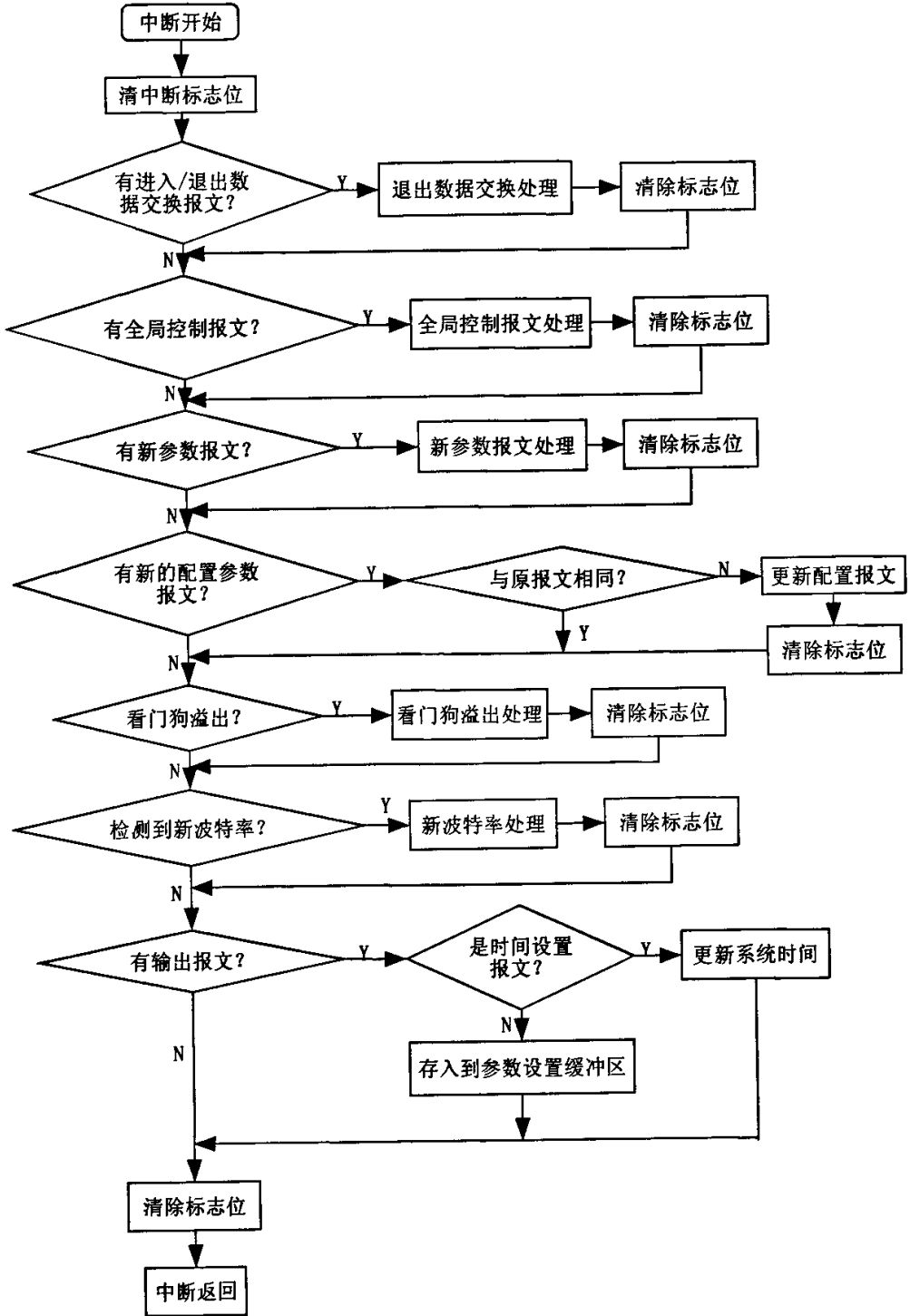


图 5-3 SPC3 中断程序流程图

### 5.2.5.5 数据交换时间要求

在主从站的数据交换中，为了保证输入输出数据的正确性，需满足从站数据准备周期大于 DP 总线信息的循环周期。

DP 总线信息的循环时间计算如下：

$$T_{MC} = (T_{SYN} + T_{ID1} + T_{SDR} + Header + I \times 11Tbit + O \times 11Tbit) \times Slaves$$

$T_{MC}$  = 信息循环时间按位时间计

$T_{ID1}$  = 在主站的空闲时间 = 典型的 75 个位时间

$T_{SDR}$  = 在从站的延迟时间 = 典型的 11 个位时间

$Header$  = 在请求和响应帧中的电文头 = 198 个位时间

$I$  = 每个从站的输入字节数

$O$  = 每个从站的输出字节数

$Slaves$  = 从站的个数

在本课题中有 1 个从站，输入输出字节分别为 40 和 10 个字节，其 DP 循环时间：

$$T_{MC} = (33 + 75 + 11 + 198 + 40 \times 11 + 10 \times 11) \times 1 = 867Tbit$$

$$867Tbit(9.6KBaud) \approx 91ms$$

加上 10%到 20%的余量，约为 100ms。也就是说，为保证数据正确的传送到主站，主程序的每个循环应大于 100ms。

### 5.2.5.6 SPC3 的软件操作

由于 TMS320F206 的速度快，在与 SPC3 进行数据交换时候就需速度一致。我们可以通过软件设置 F206 的等待时间使两者的速度相匹配。

设计中对 SPC3 可采用结构体类型的寄存器方法，可方便的对其进行操作。首先定义一个与 1.5K 的双口 RAM 相对应的结构体类型数据“SPC3”，然后 F206 寄存器的头文件中定义一个“SPC3”类型的寄存器“spc3”，这样就可方便灵活的对其进行操作了。

结构体 SPC3 定义如下:

```
typedef struct {
    /*-- start of the processor-registers --*/
    union {
        WORD w;
        UBYTE b[2];
    } int_req;
    .....
    UBYTE r_len_prm_buf;           /* 0x2f */
    UBYTE r_prm_buf_ptr;          /* 0x30 */
    UBYTE r_len_cfg_buf;          /* 0x31 */
    UBYTE r_cfg_buf_ptr;          /* 0x32 */
    UBYTE r_len_read_cfg_buf;     /* 0x33 */
    UBYTE r_read_cfg_buf_ptr;     /* 0x34 */
    .....
    UBYTE r_gc_command;           /* 0x3c */
    UBYTE r_len_spec_prm_buf;     /* 0x3d */
    UBYTE reserved_3e_3f[2];      /* 0x3e - 0x3f */
    UBYTE user[1472];             /* 0x40: Speicherbereich fuer User */
} SPC3;
```

头文件定义

```
#define spc3 (*(volatile SPC3)0xE800)
/* SPC3 影射到全局数据空间的 0xE800*/
```

初始化操作:

```
GREG = GLOBAL_16K; /*影射到 16K 全局数据空间*/
...
spc3.mode_reg0_L = 0x00d3;
spc3.mode_reg0_H = 0x0003; /* 设置 SPC3 的工作方式 */
spc3.is_reg.mask[0] = 0x001e;
spc3.is_reg.mask[1] = 0x002d; /* 设置 SPC3 的中断源, 设置输出数据处理为 SPC3 硬件中断 */
```

```

...
spc3.r_len_diag_buf[0] = 18;
spc3.r_len_diag_buf[1] = 18;
...
spc3.r_len_dout_buf = 244;          /* 初始化各缓冲器的长度*/
UserInputBufferPtr = DPS2_GET_DIN_BUF_PTR(); /* 获取第一个输入缓冲器的地址*/
UserDiagBufferPtr = DPS2_GET_DIAG_BUF_PTR(); /* 获取第一个诊断缓冲器的地址*/
UserDiagFlag = TRUE;
...

```

### 5.2.5.7 通信组态和调试

本课题的通信功能是在 SIEMENS 的 Development Kit4 开发包和 COM PROFIBUS 总线组态软件及演示软件下实现。

开发包 4 是专门对 Siemens 公司的从站 ASIC 芯片 SPC3 开发而提供的。通过配置，可通过演示软件 DMPT.EXE 对从站的数据进行查看和操作。

COM PROFIBUS 是用于 PROFIBUS 现场总线的组态软件，可以组成 PROFIBUS-DP 和 PROFIBUS-FMS 总线系统的控制网络，可以配置主站与从站，直接读取从站与主站的输出数据、输入数据，设置总线数据传输速率等功能。在组建控制网络的设备都是通过读取 GSD 文件将不同厂商生产的设备集成在同一总线系统中。

### 5.2.5.8 GSD 文件编写

GSD 文件对每一种类型设备的特性用一个确切定义的格式作了明确而又全面的描述。GSD 数据库文件分别由每种类型设备的生产厂准备，并向用户提供。这种明确定义的数据格式允许组态系统从 PROFIBUS-DP 设备的设备数据文件中方便地读出，并在组态总线系统时自动使用这些信息。

GSD 文件可分为三个部分。

#### (1) 总体说明

这部分包括生产厂商和设备的名称，硬件和软件的版本状况，所支持的波特率，可能的监视时间间隔以及总线插头的信号分配。

(2) 与 DP 主站相关的规范

这部分包括只适用于 DP 主站的各项参数(如连接从站的最多台数或加载和卸载的能力)。

(3) 与 DP 从站相关的规范

GSD 文件要与从站类型相符, 否则将会导致主站对从站的误操作。

根据课题开发从站, 调试时编写的 GSD 文件如下:

```

; =====
; GSD-File for BIM
; ORDER NUMBER : FBPRO/DP-FTU001
; Freeze_Mode_supp, Auto_Baud_supp, 9.6KBaud
; Date: 10.03.2005
; File : FTU001.GSD
; =====
#Profibus_DP
; <Unit-Definition-List>
GSD_Revision = 1 ; GDS 版本号
Vendor_Name = "BIM Product" ; 生产商
Model_Name = "FBPRO/DP-FTU" ; 模块名称
Revision = "ReV1.0" ; DP 设备版本号
Ident_Number = 0x0008 ; DP 设备标识号
Protocol_Ident = 0 ; DP 设备使用的协议 PROFIBUS-DP
Station_Type = 0 ; DP 设备类型, 从站
FMS_supp = 0 ; DP 设备不支持 FMS
Hardware_Release = "A1.0" ; 硬件版本号
Software_Release = "Z1.0" ; 软件版本号
9.6_supp = 1 ; 支持波特率 9.6Kbit/s
19.2_supp = 1 ; 支持波特率 19.2Kbit/s
93.75_supp = 1 ; 支持波特率 93.75Kbit/s
187.5_supp = 1 ; 支持波特率 187.5Kbit/s
500_supp = 1 ; 支持波特率 500Kbit/s
1.5M_supp = 1 ; 支持波特率 1.5MKbit/s
    
```



```
3M_supp = 1 ; 支持波特率 3Mbit/s
6M_supp = 1 ; 支持波特率 6Mbit/s
12M_supp = 1 ; 支持波特率 12Mbit/s
MaxTsdr_9.6 = 60 ; 波特率 9.6Kbit/s 时最大延迟时间
MaxTsdr_19.2 = 60 ; 波特率 19.2Kbit/s 时最大延迟时间
MaxTsdr_93.75 = 60 ; 波特率 93.75Kbit/s 时最大延迟时间
MaxTsdr_187.5 = 60 ; 波特率 187.5Kbit/s 时最大延迟时间
MaxTsdr_500 = 100 ; 波特率 500Kbit/s 时最大延迟时间
MaxTsdr_1.5M = 150 ; 波特率 1.5MKbit/s 时最大延迟时间
MaxTsdr_3M = 250 ; 波特率 3Mbit/s 时最大延迟时间
MaxTsdr_6M = 450 ; 波特率 6Mbit/s 时最大延迟时间
MaxTsdr_12M = 800 ; 波特率 12Mbit/s 时最大延迟时间
Redundancy = 0 ; 支持冗余
Repeater_Ctrl_Sig = 2
24V_Pins = 2 ; M24V 和 P24V 未连接

; Slave-Specification:
Implementation_Type = "SPC3" ; 使用芯片 SPC3
Bitmap_Device = "BIM001" ; 设备图标
Bitmap_SF = "bimsf" ; 特殊操作时设备图标

Sync_Mode_supp = 1 ; 支持同步
Freeze_Mode_supp = 1 ; 支持锁定
Auto_Baud_supp = 1 ; 自动波特率识别
Set_Slave_Add_supp = 0 ; 不支持设置从站地址
Min_Slave_Intervall = 1 ; 最小从站间隔
Modular_Station = 1
Max_Module = 1
Max_Input_Len = 8 ; 最大输入长度
Max_Output_Len = 8 ; 最大输出长度
Max_Data_Len = 16 ; 最大输入输出长度
```

```

Modul_Offset = 255
User_Prm_Data_Len = 0           ; 最大参数长度
Fail_Safe = 0
Slave_Family = 0               ; 从站类型
Max_Diag_Data_Len = 24        ; 最大诊断数据长度
OrderNumber = "BIM-FTU001"    ; 定货号

; <Module-Definition-List>
Module = "8 Byte In,8 Byte Out" 0x17,0x27
                                   ; 8 字节输入, 8 字节输出

EndModule

```

GSD 编写完成后, 可使用 GSDCheck.exe 对其进行检验, 看是否符合 GSD 协议。

### 5.2.5.9 参数配置文件形成

在使用演示软件 DMPT 调试的时候, 需要对主站 IM180 进行参数设置。

有了 GSD 文件, 即可在 COM PROFIBUS 组态软件中进行总线组态并配置参数。将设备的 GSD 文件拷贝到 COM PROFIBUS 的相应目录下, 建立新的项目, 在项目中加入各个设备, 并设置好设备的属性和总线参数, 可通过输出 ASIC 文件验证系统是否符合要求, 检查无误后导出一个二进制文件 (例如: shz.2bf), 在 DMPT 的参数设置中将该二进制文件送到主站参数化块中。

## 5.2.6 自检和死机恢复

### 5.2.6.1 自检

自检主要有外部 RAM 自检、NVRAM 自检和输出开关 DO 自检。

RAM、NVRAM 的自检是通过取反校验的方法。首先设置一测试缓冲区 HoldReg[HRTestArea], 将其缓冲区 HoldReg[HRTestArea]的数据取反写入 RAM、NVRAM, 然后再读出 RAM、NVRAM 的数据, 与 HoldReg[HRTestArea]的反相比较, 若相等则表示 RAM、NVRAM 自检正确, 反之则表示错误

输出开关 D0 自检类似，只是要设置一定的延迟时间，因为从写输出逻辑到开关动作需要一定的时间。

### 5.2.6.2 死机恢复

根据课题的特点，死机恢复功能是通过外部实时时钟的看门狗实现的。在主程序的每个循环中，均将看门狗定时器清零。当程序跑飞或进入软件陷阱时候，看门狗定时将对 CPU 硬复位，从而实现死机恢复的功能。同时在程序存储空间 FLASH 不使用的区域开始，写入跳转指令，当程序进入软件陷阱时使程序跳转到程序首地址。

### 5.2.7 数据空间的分配

在 DSP (TMS320F206) 的程序编写中，可通过 CMD 文件根据需要将数据定位到特定的空间。

在本课题的设计中，由于通信协议芯片 SPC3 使用的是全局数据空间，因此为了保证通信正确和程序中的操作方便，须将与 SPC3 进行通信的变量所在的局部数据空间与全局数据空间在逻辑不重叠。因此自定义数据段如下：

```
#pragma DATA_SECTION(PowerParamer,"powprm");
#pragma DATA_SECTION(AlarmData,"almdata");
#pragma DATA_SECTION(AlmRec,"almrec");
#pragma DATA_SECTION(ReceivedSetPrm,"recvprm");
#pragma DATA_SECTION(ReceivedSetTime,"recvtime");
```

段分配存储空间：

MEMORY

{

PAGE 0:

```
VECS      : origin = 0000h, length = 40h      /* 64 字中断向量*/
PROG      : origin = 0040h, length = 7fc0h    /* 程序空间 32k- 64kb*/
SARAM_P   : origin = 8000h, length = 1000h    /*4K 内部单访问 RAM，可影射到
                                                程序空间*/
```

```

PAGE 1:
    B0B1      : origin = 0200h, length = 0200h /* 512 字 内部双口 RAM B0 和 B1 合
              并 */
    B2        : origin = 0600h, length = 0020h /*32 字 内部双口 RAM B2*/
    SARAM_D   : origin = 0800h, length = 1000h /*4K 内部单访问 RAM, 可影射到数
              据空间*/
    SPC3DATA  : origin = 1800h, length = 0100h /*设定 256 字节与 SPC3 通信的数据
              区*/
    DATA     : origin = 1900h, length = 7800h /*外部数据存贮空间, 30K*/
}
SECTIONS
{
    .vectors   : {} > VECS      PAGE 0 /* 中断向量.vectors 放在 PAGE0 的 VECS*/
    .text      : {} > PROG      PAGE 0
    .cinit     : {} > PROG      PAGE 0
    .bss       : {} > DATA     PAGE 1
    /*将与 SPC3 通信的数据段定位到 SPC3DATA*/
    powprm     : {} > SPC3DATA   PAGE 1
    almdata    : {} > SPC3DATA   PAGE 1
    almrec     : {} > SPC3DATA   PAGE 1
    recvprm    : {} > SPC3DATA   PAGE 1
    recvtime   : {} > SPC3DATA   PAGE 1
}

```

## 第6章 总结

本课题是在馈电终端单元硬件平台上开发故障诊断软件。本课题对配电自动化方面的交流采样、FFT 以及使用傅立叶计算时常用的减小误差算法做了一些研究,同时还对软件抗干扰技术以及硬件抗干扰技术做了一定研究。在算法的基础上,根据技术指标设计软件并实现。

本课题是基于 PROFIBUS-DP 协议的馈电自动化终端,结合了现场总线技术、故障诊断技术、嵌入式 DSP 技术的当今三项前沿技术,因此将这三项技术融合为一体是一种尝试。

通过对算法和 PROFIBUS-DP 协议的学习研究,课题通过软件得以实现。特别是现场总线与 DSP 的连接目前没有厂商技术资料,而且也没有关于现场总线与 DSP 相结合的报道。通过本课题证明,现场总线与 DSP 相融合完全可行,这使得馈电终端的诊断能力更加智能化。

在故障预报方面,本课题对基于统计规律的变压器诊断和预报也做了初步的研究,限于篇幅,论文中没有进行论述。相信随着技术和预报方法进一步发展,故障预报算法必将能在配电自动化方面有广阔的应用。

## 致谢

两年多的研究生学习生活即将结束，值此毕业论文完成之际，谨向导师王东兴教授致以诚挚的感谢！在整个课设阶段，从设计方案的确立到最终硕士论文的完成，得到了我的导师王东兴老师的悉心关注与指导，王老师严谨的学术风格给我留下了深刻的印象。

在课题的研究中，还得到了侯明等老师和计小军、张春雷同学的大力协助和支持，在这里向他们表示衷心的感谢！向学习生活中帮助过我的同学和朋友表示感谢！

祝愿各位老师和同学在今后的工作学习中，百尺竿头，更进一步！

2006年3月

## 参考文献

- [1] 毛晓波, 赵文丽, 黄俊杰. 交流采样技术及其 DSP 实现方法. 微计算机信息, 2005 年第 21 卷第 2 期
- [2] 王茂梅, 刘会金, 彭辉. 采样信号频率偏离设计值情况下离散傅立叶变换的误差分析. 电测与仪表, 2001-1
- [3] 刘春玲, 阎新堂, 孟宪宇. 交流电参量的同步采样方法研究. 辽宁工学院学报, 2004-6
- [4] 闫常友, 张涛, 杨奇逊. 基于 DFT 的非同步采样情况下相量测量误差研究综述. 继电器, 2004-5
- [5] 薛蕙, 杨仁刚. 基于 FFT 的高精度谐波检测算法. 中国电机工程学报, 2002 -22(12)
- [6] 陈华丽, 陆怀恩等. 一种提高谐波测量精度的新算法. 继电器, 2003 -31(3)
- [7] 黄益庄, 李恒. 提高工频电流电压基波计算精度的 Fourier 均值算法. 清华大学学报, 2002 -9
- [8] 田雨聪, 倪晓明. 基于 PROFIBUS-DP 开发的 FTU 及同步采样方法的研究. 自动化与仪器仪表, 2003-7
- [9] 王世一. 数字信号处理. 北京工业大学出版社, 2002
- [10] 于生海, 潘松峰, 吴贺荣. 基于复序列 FFT 和锁相原理的电参数测量. 电网技术, 2000-3
- [11] 段玉倩, 贺家李. 基于人工神经网络的距离保护[J]. 中国电机工程学报, 1999, 19 (5): 67- 71.
- [12] 周步祥, 李烈忠. 提高电流保护灵敏性的在线整定技术[J]. 继电器, 1999, 27 (4) 18~21.
- [13] 戴学安. 综论工频变化量继电器[J]. 电力系统自动化, 1995, 19 (1): 41~47.
- [14] 沈国荣, 隋凤梅, 陈涛等. 超高压线路成套快速保护装置[J]. 电力系统自动化, 1993, 17 (6): 52~56.
- [15] 陈曙玲, 温阳东. 工频变化量原理在单电源系统中的应用. 合肥工业大学学报, 2003-6
- [16] 许建安. 电力系统微机继电器保护. 中国水利水电出版社, 2003, 90~93
- [17] 葛耀中等. 论利用故障分量的继电保护检测原理. 中国电机工程学报, 1991-1, (增刊): 50~57
- [18] 熊小伏, 叶一麟, 李小秋. 在电力系统振荡情况下提取故障分量的新方法. 重庆大学学报, 1994, 4: 45~52
- [19] 熊小伏, 叶一麟. 相继暂态过程中故障叠加分量的提取方法. 重庆大学学报, 1992, (4): 81~87
- [20] 方崇智, 萧德云. 过程辨识. 北京: 清华大学出版社
- [21] 熊小伏, 刘剑欣, 王官洁, 李家祥. 自适应预报方法用于电力系统故障信息检测的研究. 电力系统自动化, 1997-4

## 参考文献

---

- [22] 刘守彬. 在线检测变压器早期故障. 农业机械化与电气化, 2005-2
- [23] 许建安. 电力系统微机继电器保护. 中国水利水电出版社, 2003, 59~60
- [25] PROFIBUS Development Kit 4 Manuals. Siemens.1998.
- [26] IM 183-1 PROFIBUS Interface Module. Siemens.1996
- [27] COM PROFIBUS Manual. Siemens 1999.
- [28] SPC3 and DPS2 User Description. Siemens.1996
- [29] TMS320F206 DIGITAL SIGNAL PROCESSOR. SPRS050A 1996, 10
- [30] DS1286 Watchdog Timekeeper. DALLAS SEMICONDUCTOR. 1999, 11
- [31] TMS320C2XX 数字信号处理器用户指南. 武汉力源电子股份有限公司, 1998, 8
- [32] 刘国林, 王福来, 吴世红. 带 PROFIBUS-DP 接口的智能电动机控制器开发 电气传动, 2001(1).
- [33] 何立民. 单片机高级教程-应用与设计. 北京航空航天大学出版社, 2000, 8
- [34] 徐爱钧, 彭秀华. 单片机高级语言 C51 应用程序设计. 电子工业出版社, 2000, 12



## 个人简历 在读期间发表的学术论文与研究成果

### 个人简历:

宋合志, 男, 1977年10月生

2001年7月毕业于北京机械工业学院 工业自动化专业

### 已发表论文:

[1] 宋合志, 王东兴. 基于 TMS320F206 的 PROFIBUS-DP 从站设计. 仪表技术, 2005, 5:27-28