



Maxim 亚太区总监 Hemen Chang 先生

# Maxim 改善供货状况

## 供货难已成昨天

专访 Maxim 亚太区总监 Hemen Chang

本刊记者 裴 瞳

Maxim 是模拟与混合信号集成电路制造商，自 1983 年创建以来，该公司始终以提供创新方案、为客户产品提供增值服务为目标。Maxim 拥有 160 种先进的集成工艺，可以满足用户最严格的容限要求，并提供最低噪声、最高电压/电流处理能力、最高集成度以及未来模拟、混合信号设计所需的关键特性；250 种封装形式可以满足用户对模拟性能、尺寸、成本、可靠性的要求。25 年来，Maxim 一直以其创新能力而享誉全球，创新思维已植根于其企业文化，并渗透到公司的各个层面。Maxim 最近几年开发出的产品数量多于任何其他模拟与混合信号公司，平均每天都有有一款以上的新品推出。但是，据记者了解，很多客户在高度评价 Maxim 产品创新性的同时，也会抱怨 Maxim 芯片的市场紧缺情况。造成这种情况的原因是什么？目前这一问题是否已经得到解决呢？为此，记者采访了 Maxim 亚太区总监 Hemen Chang 先生。

### 市场紧缺的原因及解决措施

Hemen Chang 解释说：“造成这一现象的原因有多种，但其中一个主要原因是客户对其产量的预测与实际需求差距较大，从而导致供货紧缺；另外目前中国正处于一个快

速发展的时期，对于一些发展尚不成熟、透明度不高的产业，的确很难准确预测未来的产量需求。针对这一状况，Maxim 近几年采取了各种措施致力解决供货问题，以提高用户对公司的信任度；公司也从根本上改变对用户供货的认识，把按时交货作为一项重要的改革目标。同时，Maxim 对自己的五家晶圆厂的生产规模进行了长期规划，并投入巨资进行设备和制程的优化、改造，使得芯片的制造周期缩短了 1/4 以上。在短短的两年时间内，Maxim 晶圆厂的生产能力提高了一倍，大大提升了对客户供货需求的响应速度。”据了解，2007 年 2 月，Maxim 的战略合作伙伴爱普生(SEIKO-Epson)已经投产，开始生产 Maxim 芯片，这从另一方面提高了 Maxim 集成电路的产能，完全能够支持目前及未来几年生产增长的需求。另外，Maxim 还针对国内的小批量用户开设了相应的供货渠道，以充分满足不同客户的供货需求。

### 尽一切所能来 满足客户的需求

事实上，Maxim 与国内客户的合作非常密切，为战略客户配备了专门的 FAE 和客户经理，为用户提供前期产品测试的技术支持，以及协调产品投产后的供货问题。Hemen

Chang 介绍说：“我们的现场应用工程师和客户经理会在用户启动新项目的初期详细了解客户的需求，预测客户将要开发的产品规格，从而给出准确的产品定义，为客户的新产品研发提前做好准备。对于一些客户的特殊需求，Maxim 还会投资开发新的设计工艺，基于对客户产品的深入理解，综合评估用户提出的指标要求，为客户提供具有最高性价比的解决方案。为了满足客户的供货需求，Maxim 会根据客户项目的开发进度要求代理商及时介入，了解客户的生产进度，为客户提供必要的备货，保证客户的货源支持。”

另外，据 Hemen 先生介绍，对于具有产量预测能力的客户，Maxim 会按照客户的预测事先生产出芯片裸片，在最后接到客户的订单时，再对裸片进行测试和封装，从而有效地缩短了供货周期，保证对客户及时供货。国内还有许多客户不能给出产量的预测，需要根据既定情况及及时供货，对于这些客户，Maxim 会迅速协调其全球的库存（包括代理商的库存），尽一切所能来满足客户的供货需求。在没有任何库存的情况下，Maxim 还会根据客户的要求启动晶圆加急处理流程，争取以最快的速度为客户供货。■



# Rabbit 推出新模块 MiniCore™ RCM5700

(Digi 半导体公司中国上海代表处, 上海 200020)

微处理器的出现极大地促进了生产力的发展, 提高了人们的生活质量, 实现了工业的现代化和自动化。Internet 技术的飞速发展, 使得基于分组交换技术的通信性能、通信质量和可靠性得到稳步提高。基于 8 位和 16 位单片机的嵌入式设备(如仪器仪表、数据采集和显示、过程控制、工业自动化等)的实时应用、测控系统正在走向网络智能化。这就要求企业从现场控制层到管理层能实现全方位的无缝信息集成, 实现远程维护、智能诊断以及远程管理功能, 提供一个开放的基础构架, 并具有高可靠性、分散控制、集中监视和管理的功能。

Rabbit Semiconductor 公司专注于此, 推出的产品在行业内被广泛应用, 十几年来, 以其产品质量的高稳定性、容易开发、资源丰富、支持联网等优点获得业界的高度认可, 譬如 RCM3200、LP3500 在工控和水利、电力领域已经成为行业内的经典应用。这里要介绍的是 Rabbit 公司新推出的一款全新产品——MiniCore™ RCM5700 核心模块, 它价格低廉、尺寸小、开发容易、支持网络控制。

## 1 Rabbit 公司简介

Rabbit Semiconductor 是 Digi International(R)(Nasdaq: DGII)旗下的子公司, 是 Fabless 半导体协会的成员, 位于加利福尼亚州戴维斯市, 在旧金山以东 70 英里。致力于向全球的嵌入控制、通信及以太网与无线连接领域提供高性能的 8 位和 16 位微处理器为核心的产品。

## 2 产品种类

目前 Rabbit 的产品主要有 8 位和 16 位的微处理器、以微处理器为核心设计的模块和相应的单板机。微处理器有 Rabbit2000、Rabbit3000、Rabbit4000 和 Rabbit5000, 其中 Rabbit5000 是 2008 年新推出的 16 位的微处理器, 其他三款微处理器是 8 位处理器, 核心模块是以这些微处理器为核心开发的模块。板上集成了微处理器、FLASH、SDRAM、晶振电路以及以太网功能电路, 并将可用的引脚引到外围接口上, 供客户二次开发使用。而单板机集成了电源电路、各种外围接口电路、微处理器核心板部分, 用户几乎只需要开发自己的用户程序即可。

## 3 Rabbit 产品的主要特点和优势

(1)主频高: Rabbit2000、Rabbit3000、Rabbit4000 为 8 位机, 最高主频可达 59.8 MHz, 16 位的 Rabbit5000 微处理器支持高达 100 MHz 主频。

(2)串口多: 其中 Rabbit2000 有 4 个串口, Rabbit3000、Rabbit4000、Rabbit5000 提供 6 个串口。

(3)支持 10/100Base-T 网络功能, 提供免费源代码公开的 TCP/IP 协议栈, 支持绝大多数的网络协议。可以实现 TCP/UDP 数据传输, Web Server 等功能。

(4)GPIO 数目多: 支持 40~56 个 GPIO, 当需要很多 I/O 时, 无需扩展即可满足要求, 可以减少设计的复杂性。

(5)模块化设计: 充分考虑了 EMC 设计规则, 采用了多层板设计, 制作工艺精良, 保证了产品性能的可靠和稳定, 满足工业级的运行标准。

(6)快速开发性: Rabbit 提供配合硬件产品的开发环境 Dynamic C, 基于 C 语言开发, 提供大量的源例程以及代码库, 用户据此可以很快完成自己的软件设计。

(7)功能强大: 提供 Modbus Tcp、PPP、Rabbit Web、SNMP、UC/OS-II 等库, 以及 RFU 的源代码。

(8)开发系统简便: 不需要价格昂贵的在线仿真器, 使用编程电缆可以实现仿真调试功能。

(9)免费的开发环境: Dynamic C 以及技术文档, 均可以从 Rabbit 官网上免费下载。

## 4 Rabbit 核心模块中的新秀——MiniCore™ RCM5700

MiniCore™ RCM5700 是 Rabbit 半导体公司在 2008 年 9 月 30 日推出的一款尺寸紧凑的经济型核心模块, 设计人员可以将其用于小尺寸、低价格、可实现控制或采集且支持网络功能的系统中去, 是高性能低成本嵌入式解决方案。典型应用在远程数据记录和上传、储罐监控、自动抄表系统、远程能源管理等领域。其外形如图 1, 系统框图如图 2。



图 1 MiniCore™ RCM5700 外形图

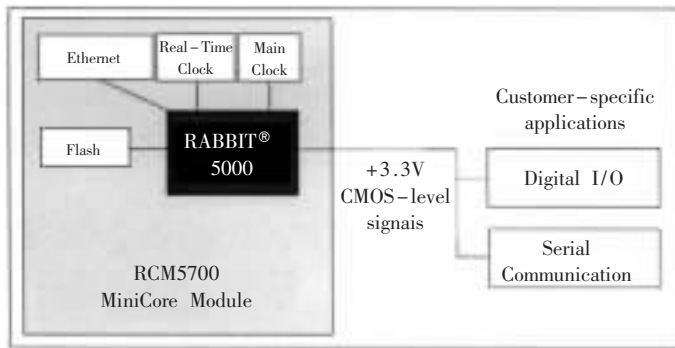


图 2 MiniCore™ RCM5700 系统框图

#### 4.1 RCM5700 产品的特性

- (1)微处理器为 Rabbit5000(内含 128 KB 的 SDRAM), 主频为 50 MHz;
- (2)程序存储器为 1 MB 闪存;
- (3)32 个 GPIO(可配置);
- (4)6 个(可配置)CMOS 兼容的串口;
- (5)带实时时钟(电池供电);
- (6)10 个 8 位定时器,10 位和 16 位定时器各 1 个;
- (7)有两路触发输入和两路正交解码输入;
- (8)带有看门狗;
- (9)支持 10/100Base-T 以太网功能;
- (10)接口为 Mini PCI Express 接口。

#### 4.2 如何使用 RCM5700 进行开发

Rabbit 公司为了加快客户学习和开发的过程,推出了两种 RCM5700 开发包,标准型限时优惠价 49 美元,豪华型为 99 美元。标准开发包包含 RCM5700 模块、开发底板、Dynamic C 开发光盘、用户手册以及编程下载线等。豪华版多了数字 I/O 接口板和一些附件。采用开发套件能够使工程师快速上手、加速开发过程,用户也可以直接使用开发包制作原型机。

Rabbit 的产品采用 Dynamic C 开发环境来开发应用程序,RCM5700 需要使用 Dynamic C10.46 的版本。Dynamic C 可以从开发套件中获得,也可以在 [www.rabbit.com](http://www.rabbit.com) 上免费下载。Dynamic C 基于标准 C,并根据嵌入式的特点进行了少量扩展,Rabbit 提供很多完整的例程和函数库可供使用或参考,还提供免费的 TCP/IP 及其源代码,用户开发应用程序非常快速。譬如一个嵌入式 Web Serve 构建,参照 Dynamic C 下的例程,半个小时就能完成。

Rabbit 的产品开发比较简便,不需要采用昂贵的在线仿真器,使用开发套件里 USB 接口的编程调试电缆就能够实现程序的下载和调试,并且支持单步及设置断点的调试。

MiniCore™ RCM5700 是 Rabbit 产品系列中一款高性能、小尺寸、低价格的产品,必将以其可靠的高性能和稳定性让工程师的设计更出色。

# MiniARM/TinyARM

## 在语音报站系统中的应用

随着嵌入式技术的发展和MP3编解码技术的广泛应用,针对语音报站系统中存在的这些问题,广州致远电子有限公司推出了支持客户二次开发的MiniARM/TinyARM模块,采用高性价比的ARM来播放MP3、WAV语音文件,为语音报站系统提供了全新的解决方案。

### 1 MiniARM/TinyARM模块简介

如图1所示的MiniARM/TinyARM模块以高性能的NXP LPC2300系列ARM处理器为核心,其大小分别为50mm×70mm(MiniARM)与33mm×45mm(TinyARM),非常容易集成到应用系统中,从而加快了产品的上市时间。



图1 MiniARM/TinyARM模块实物图

MiniARM/TinyARM模块内置58KB~122KB的SRAM和256KB~512KB的Flash,集成了10/100M以太网、2路CAN-bus、4路UART、USB Device、I<sup>2</sup>S总线、SD/MMC等丰富的硬件接口电路,非常适合语音报站系统的应用。

为方便用户进行二次开发,MiniARM/TinyARM模块还提供了丰富的软件资源:

- 预装μC/OS-II正版实时操作系统,用户无需解决版权问题;
- 内置I<sup>2</sup>S、UART、SD卡等众多底层驱动;
- 内置MP3解码算法IP和FAT文件管理系统;
- 内置TCP/IP协议栈,轻松实现以太网通信;
- 内置USB大容量设备类驱动软件包;
- 内置可选的CAN-bus/CANopen/DeviceNet/J1939协议。

如图2所示,MiniARM/TinyARM提供的软件资源经过多年的实践检验,稳定可靠、效率高。API函数层次清晰、

模块化程度高,使得用户编程非常简单。用户只需要直接调用API函数,就可以实现相应的功能。



图2 API函数示意图

MiniARM/TinyARM提供的软件资源减少了用户的“0”阶段开发,用户可以完全抛开底层驱动函数,不必深入研究ARM的体系结构,只要懂C语言,就可以直接开发应用软件。与传统的基于芯片级的产品开发相比,选用MiniARM/TinyARM模块开发项目只需简简单单几个流程就能实现强大的系统,大大降低了开发门槛,缩短了产品的研发周期,提高了产品的综合竞争力。

### 2 MiniARM/TinyARM在语音报站系统中的应用

MiniARM/TinyARM模块与外接的SD卡、音频CODEC芯片UDA1341TS一起,构成一个基本的语音播放系统,如图3所示。系统从SD卡读取MP3、WAV语音文件,通过I<sup>2</sup>S总线发送到UDA1341,实现语音播放。



图3 基本语音播放系统

系统中的UDA1341TS为NXP公司生产,它是嵌入式系统中常用的全双工I<sup>2</sup>S音频CODEC芯片,集成16位ADC和DAC,采样频率最高为48kHz,具有双声道立体声输出(信噪比可达95dB以上),音量控制、输入输出增益控制、高低音增益控制等功能,并带有录音、麦克风输入增益控制、DC滤波及其他各种滤波功能。与传统的语音芯片相比,UDA1341TS的音质有显著提高。

由MiniARM/TinyARM模块和UDA1341TS构成的基本语音播放系统，可广泛应用于电梯楼层报站系统、公交车报站系统、加油机、机房监控系统等需要语音提示的场合。图4所示为典型的电梯楼层报站系统框图，系统正常运作时在电梯内播放MP3背景音乐，当到达乘客指定的楼层时，电梯控制器通过CANbus总线将楼层信息发送到MiniARM模块，系统暂停正在播放的背景音乐，转而进行楼层报站、更新楼层显示等操作。完成之后，继续播放MP3背景音乐。选择合适的背景音乐，可以给乘客带来更舒适的享受，同时也可以给电梯楼层报站系统带来更丰厚的效益。

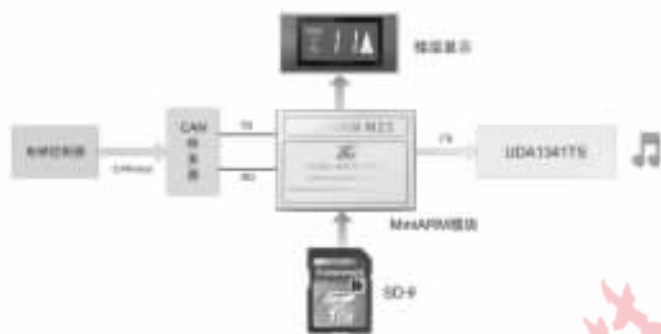


图4 电梯楼层报站系统框图

MiniARM/TinyARM丰富的硬件资源还可以应对更复杂语音报站应用。比如，在图5所示的机房动力/环境监测系统中，MiniARM模块可以通过RS-485总线监测机房发电机运行状况，也可以通过RS-232读取智能仪表的数据，同时利用SPI总线从数据采集模块中读取红外、震动、烟雾、水浸等外界环境参数，并将采集到的数据存入SD卡中。通过UDA1341TS实时语音报告环境信息。远程监控中心也可以通过以太网控制MiniARM模块的运行状况，并可以读取存储在SD卡上的环境数据。MiniARM/TinyARM提供的软件资源也使得系统应用程序设计变得非常简单，可大幅缩短产品的上市时间。

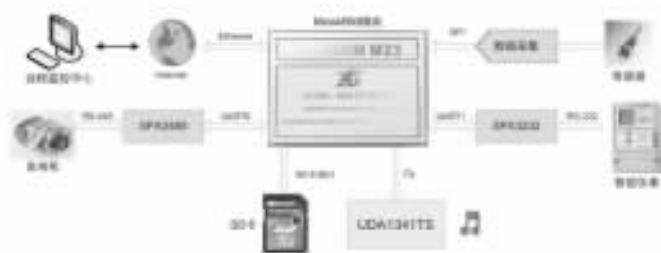


图5 机房动力/环境监测系统的原理框图

MiniARM/TinyARM集成的USB Device接口使得语音文件的更新变得非常方便，通过提供的USB大容量设备类驱动程序包，用户程序可以SD卡映射成一个U盘，通过USB线缆就可以直接和PC机进行连接，如图6所示。这样就可以在PC机上直接对SD卡里面的音乐文件进行更改、删除等操作，使用十分方便。



图6 USB的连接

### 3 结束语

随着多媒体的发展和普及，MP3以其高达10:1的压缩比和媲美CD的音质使其在语音报站系统中得到了越来越广泛的应用，但是面对MP3复杂的解码算法和对处理器性能的要求，传统的语音报站系统显得力不从心，加之传统语音报站系统中存在的语音文件更改不便、音质差的特点，使得这些系统很难满足消费者日益提高的音质要求。

建立在高性价比的LPC2300系列ARM基础上的MiniARM/TinyARM模块，为这些问题提供了新的解决方案。ARM处理器的强大性能，能够轻松完成MP3的软件解码；高性能的音频CODEC芯片UDA1341TS为语音报站的音质提供了保障；集成的USB、SD卡接口也使得语音文件的修改变得非常方便。此外，集成的10/100M以太网、CAN、UART等丰富的通讯接口，使得MiniARM、TinyARM模块在语音播放之外能够处理更加复杂的应用。

MiniARM/TinyARM提供的稳定、高效的底层驱动软件资源和API函数，减少了用户的“0”阶段开发，能够有效地降低研发成本和风险，大幅缩短研发周期，为提高产品的综合竞争力提供强力保障。

广州致远电子有限公司

地址：广州市天河区车陂路黄洲工业区3栋2楼 技术支持：(020)28872377  
销售电话：020-22644261 22644249 邮箱：arm.support@zigmcu.com

# 可靠易用的 短信技术/短信收发设备

短信作为一种使用方便、费用低廉的即时通讯方式，有着极广泛的群众基础。而且随着移动设备和手机技术日益成熟，短信收发也变得越来越可靠及时，特别适合数据量不大的场合使用，例如安防监控、交通市政、LED屏幕控制、银行、电器遥控等。

## 1 初识短信

人人都会收发短信，而短信也有其标准规范，内容通常有纯英文、纯中文和中英文混杂。

- 英文字符短信一般采用的是国际标准的ASCII码，手机发送这样短信，必需进行ASCII的压缩，每条短信最多可发送160个字符；

- 中文、中英文混杂短信采用的是Unicode编码，每条短信最多可发送70个字符；

- 实际上除了传输以上三种内容外，按照短信协议规定还可以发送16进制的任何数据。可发送0x00-0xFF的字符，最多可发送140个字符。一般的手机都不支持该编码方式。该编码方式主要用于发送图像数据等信息。

手机进行上述编码后，还要按照PDU（Protocol Data Unit即协议数据单元）数据格式进行发送。PDU编码中一般要包括特定的短信中心编码、目标号码编码、PID协议标识、编码方式等（由于PDU协议较为复杂这里就不做过多介绍）。

## 2 嵌入式系统如何发送短信

嵌入式系统要发送短信，通常需要一个GSM MODEM，然后由用户的单片机使用AT命令完成MODEM状态管理、短信内容编码转换、收发管理、错误处理等工作。短信收发虽然看似简单，但是要想实现稳定可靠、长时间无故障的工作，还是有许多地方需要注意的。

首先，嵌入式系统中存储的中文信息通常是GB编码的，要想发送中文短信，还必须将其转换为Unicode编码。通常采用的查表法效率低，消耗处理器资源大，一般的处理器无法满足要求。

其次，设备长期工作中还会遇到许多的特殊情况，如信号弱、手机卡欠费、无网络、垃圾短信过滤等；这些都有可能造成设备故障而且无法恢复。所以必需针对各种可能出现的故障制定有效的应对方法才能保证设备长期可靠的工作；

最后，在使用GSM MODEM时，其硬件设计也尤为重要，如果处理不好容易出现许多奇怪的问题而又难于处理。

## 3 如何快速可靠地实现短信收发

为了缩短用户在短信收发上的研发和稳定周期，广州致远电子有限公司在积累了丰富经验后，推出了一款非常易于使用而又稳定可靠，能够适应长期不间断工作的工业级智能短信收发设备 ZWG-03A。



图1 产品外形

### ● 产品特性

- ◎ 支持简单命令模式和全透明模式收发短信
- ◎ 支持中英文短信息自动识别转换
- ◎ 支持单条英文短信160个字符
- ◎ 支持单条中文短信70个字符
- ◎ 支持单条HEX短信140个字节
- ◎ 支持GB2312编码与Unicode编码自动转换
- ◎ 支持多种长短信读取
- ◎ 支持预设目标号码和垃圾短信过滤功能（透明模式）

- 支持国内号码、国际号码格式发送短信
- 支持短信配置
- 支持本地固件升级
- 支持5V~26V宽压供电
- 标准RS-232接口(三线制)
- 工作电流最大300mA、待机电流 $\leq 38\text{mA}$
- 多重软硬件可靠设计,复合式看门狗技术,使设备稳定运行

#### ● 命令模式

通过向串口发送AT+SENDSMS=目标号码,“短信内容”即可发送短信,“目标号码”即为用户要发送的目的地址,“短信内容”为任意GB编码字符。如图2所示,用户设备向号码13812345678发送“Hello广州致远电子欢迎您”。

同时用户设备也可以通过一条简单命令从ZWG-03A读取短信内容和发送者号码。

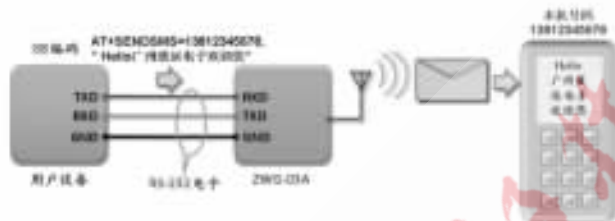


图2 命令模式下发送短信

#### ● 透明模式

发送短信时,用户输入的数据流被自动转换成传输效率最高的编码,发送到预先设定好的目标号码。如图3所示,用户设备最多可同时向5个号码发送“你好”。

透明工作模式下的ZWG-03A会根据预先设定好的接收号码来过滤无关的垃圾短信,有效防止无关短信干扰用户设备。

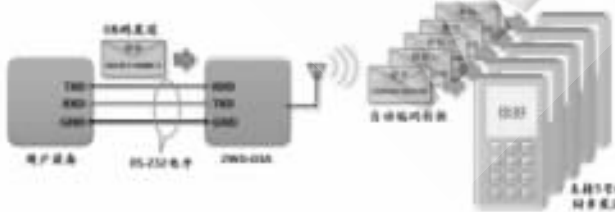


图3 透明模式下发送短信

另外因为发送一条短信需要数秒钟的时间,为了提高用户设备的执行效率,ZWG-03A在透明模式下,具有20条短信的发送缓存区,在命令模式下具有40条短信缓存,其中GB编码和十六进制短信各20条。

#### ● 设备配置

设备配置参数可以通过上位机软件配置,如图4所示,只需点击“进入配置”,写入需要配置的内容,点

击“提交更改”即可,设备还提供单片机配置命令,手机短信配置,使用户不用电脑也能轻松完成设备的参数调整。



图4 上位机配置软件

## 4 应用方案

通信设备组网简单,可实现点对点、点对多点、多点对多点等组网模式。如图5所示,ZWG-03A应用在LED屏幕广告内容刷新控制、数据采集报警监控系统、自动售货机监控系统,具体应用或者更多的应用方案请您访问我们的网站。

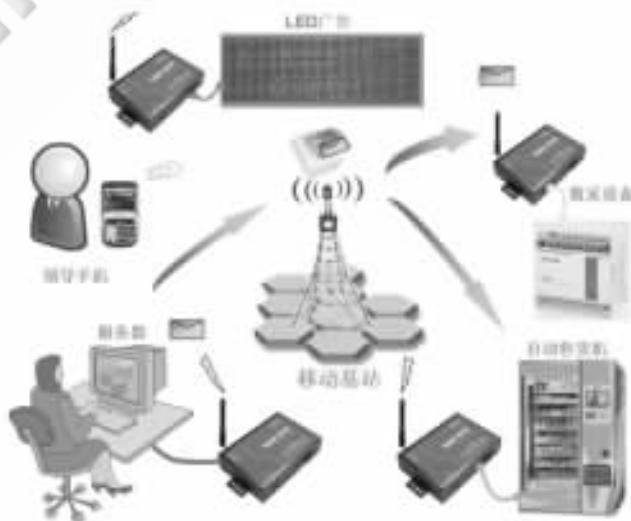


图5 短信设备组网模式

**广州致远电子有限公司**

地址:广州市天河区丰乐路美利工业区3栋2楼  
 销售电话:020-28872342 28872450

技术支持:020122644368  
 邮箱:www@embedcontrol.com

# S12 单片机 BDM 调试器使用技巧

薛涛, 邵贝贝

(清华大学 Freescale 单片机教学培训中心, 北京 100084)

**摘要:** 全国大学生“飞思卡尔杯”智能汽车竞赛推荐使用 Freescale 公司的 MC9S12 系列单片机为主控芯片; 有 USB 接口的 TTBDM 调试器是主要软件调试工具。TTBDM 调试器通过 USB 接口与 PC 通信, BDM 接口与目标 CPU 通信, 实现嵌入式软件的在线调试。根据往届车模竞赛中参赛者遇到的一些问题和本中心在长期支持国内 S12 系列单片机用户中积累的经验, 总结出 BDM 调试器的用法和注意事项, 提供一些使用技巧, 以求对参赛者和 S12 产品开发工程师有所帮助。

**关键词:** 9S12 单片机; BDM; TTBDM

第四届全国大学生“飞思卡尔杯”智能汽车竞赛推荐采用最新的 MC9S12XS128 (以下简称 XS128) 单片机作为主控芯片, 替代 MC9S12DG128。XS128 是 Freescale 公司推出的 S12 系列单片机中的一款增强型 16 位单片机。片内资源丰富, 接口模块有 SPI、SCI、IIC、A/D、PWM 等常见模块, 在汽车电子应用领域具有广泛用途。XS128 和以往大赛使用的 S12DG128 系列单片机一样, 调试接口都是使用 Freescale 公司传统的 BDM (Background Debug Module) 接口。

## 1 MC9S12XS128 单片机介绍

- (1) CPU: 增强型 16 位 HCS12 CPU, 片内总线时钟最高 40 MHz;
- (2) 片内资源: 8 KB RAM、128 KB 程序闪存、2 KB 数据闪存;
- (3) 串行接口模块: SCI、SPI;
- (4) 脉宽调制模块 (PWM) 可设置成 4 路 8 位或者 2 路 16 位, 逻辑时钟选择频率宽;
- (5) 1 个 16 路 12 位精度 A/D 转换器;
- (6) 控制器局域网模块 (CAN);
- (7) 增强型捕捉定时器。

MC9S12XS128 单片机有 112、80 和 64 引脚 3 种封装形式。80-pin 封装的单片机没有引出用于扩展方式的端口, 仅引出了一个 8 路 A/D 接口。竞赛可使用 112 或 80 引脚封装器件。

## 2 BDM 接口和使用

BDM 调试器内部有一个 8 位的 MC9HC08JB16 单片机, 该单片机有 USB 接口, 可与 PC 机信息交互。HC08 单片机和 S12 单片机间仅使用一根 I/O 线通信, 这根相连的信号线名为 BKGD。HC08 单片机将 BKGD 置为输出, 以串行发送命令, 发送完成后转为输入, 以接收信息。S12 单片机收到命令后转为输出, 根据调试器发来的

的命令回送信息, 然后立即转入接收态。BDM 工具以此方式实现 S12 单片机的在线调试、内部闪存的烧写等功能。关于 BDM 接口的实现, 读者可以参考 Freescale 任何一款 S12 单片机的器件手册, 其对 BDM 接口的命令字、交互模式等都有详细描述。这里主要介绍如何使用 BDM 接口。

BDM 接口虽然只有 BKGD 一根信号线, 但实际使用过程中, Freescale 规定用一个双排、6 引脚的接插件做 BDM 接口, 如图 1 所示, 引脚间距为 2.54 mm (100 mil)。

虽然使用的是 6 引脚接插件, 实际上有用引脚

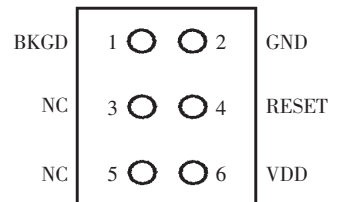


图 1 默认的 6 引脚 BDM 定义

只有 4 个。其中 BKGD 连接到 S12 处理器的 BKGD 引脚, RESET 连接到 S12 处理器的 RESET 引脚, GND 是 S12 目标板的地信号, 而 VDD 信号是来自目标板的电源信号。V<sub>DD</sub> 信号的连接将在下文中详细阐述。

BDM 接口的使用, 需要配合 PC 上安装的 CodeWarrior 软件和 BDM 调试工具 TTBDM。BDM 接口是 S12 单片机专用的调试接口, PC 上运行的调试软件需要通过 USB 接口连到 HC08 单片机, 经过 HC08 单片机的一根 I/O 线连到 S12 单片机的 BKGD 引脚实现 PC 和 S12 单片机的通信, 进而实现在线调试和烧写闪存功能。

## 3 利用“BDM for S12(TTBDM)”调试程序

BDM 调试工具主要实现三方面的功能:

- (1) 应用程序的下载与更新;
- (2) 单片机内部资源的配置与修复;
- (3) 应用程序的动态调试。

本中心提供面向 S12 系列单片机的 BDM 工具, TTBDM 在硬件设计上做了改进, 兼容 S12 和 S08 两种 BDM 调试

器。软件基于 Daniel Malik 的 TBDML(forums.freescale.com) 以及 open source BDM 软件。TTBDM 可以下载 S12 或者 S08 的 BDM 调试固件, 分别用于调试 S12 和 S08 单片机。本文仅从用户角度讲述“TTBDM”的使用方法和常见问题的解决办法。详情请登陆本中心网站 www.tsinghua-mot.net, 下载最新版本的“BDM for S12(TTBDM)”用户手册。

#### 4 TTBDM 硬件设置

BDM for S12(TTBDM) 设计了跳线开关, 允许用户对 TTBDM 进行一些特定配置, 以此满足不同用户的需求。打开 TTBDM 的硬件小盒, 能够看到 4 个可以设置的跳线, 分别是 J4、J5、J6 和 J7, 如图 2 所示。

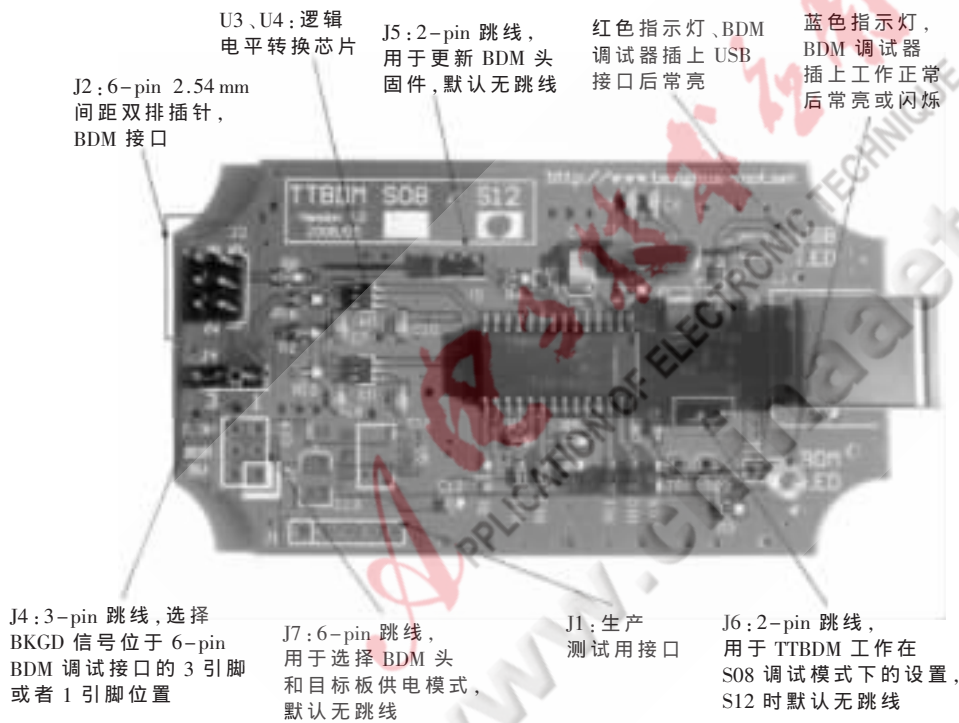


图 2 TTBDM 的跳线和指示灯说明

图 3 为 J4 跳线的引脚图。J4 用来选择 6-pin 双排插针 BDM 接口中 BKGD 信号是在第 1 引脚引出还是从第 3 引脚引出。当 J4 跳线连接在左侧靠近电路板边沿的标记 3 引脚时, BKGD 信号连接到 BDM 的第 3 引脚, 如图 3 (a); 当 J4 跳线连接在右侧靠近 R12 的标记引脚时, BKGD 信号连接到 BDM 接口的第 1 引脚, 如图 3(b)。

J4 端接线在 1 位置处适用于按照 Motorola 规定的 BDM 信号定义。采用这种定义时, BDM 头一定不能插反, 插反会导致 VDD 与 BKGD 短路, 烧毁 BDM 中 HC08 单片机的 I/O 端或 S12 单片机的 BKGD 端, 甚至两者都被损坏。J4 短接线在 3 位置处, 适用于专门为大学生车模竞赛设计的 S12XS 单片机小模块, 其优点是如果将

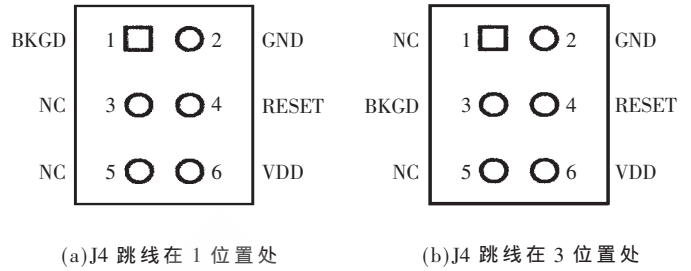


图 3 J4 跳线的引脚图

BDM 插反, 也不会损坏 S12 单片机和 BDM 调试器。

J5 用来给 TTBDM 的 HC08JB16 单片机编程。请注意一定不要在 J5 上插短接线。

J6 用于调试 S08 单片机, 在 S12 的调试中也一定不要插上短接线。

J7 是为了保留 BDM 调试接口的一些特性而设计的, J7 允许用户设定是否使用 PC 机的 USB 口上的电源给目标板供电, 供 3.3 V 还是供 5 V。建议不要用 PC 的 USB 口给目标板供电。默认情况下, J7 不焊接任何插件, 表示不向目标板供电。由于 PC 机的 USB 接口可提供 5 V/500 mA 的供电能力, 所以 TTBDM 调试头不需要从目标板上取电。但 TTBDM 并不知道目标板用的是 5 V 电源还是 3.3 V 电源, 也就是说 BDM 上的 VDD 是 5 V 还是 3.3 V。为了目标板的 VDD 电压适应 5 V 或 3.3 V 的 BKGD 和 Reset 电平, 需要从目标板取电, 以调整 BKGD 和 Reset 电平。如果目标板是 5 V 供电, 则 BDM 接口的信号电平为 5 V; 如果目标板是 3.3 V 供电, 则 BDM 接口的信号电平为 3.3 V。其他电平也可以工作, 如接口是 2.5 V 等。这部分实现电路如图 4 所示。

其中 VCC\_USB 是从 USB 接口来的 5V 电源, 用来给整个 TTBDM 调试器供电; 而 VCC\_SHIFT 是从目标板来的电压  $V_{DD}$ , 不同  $V_{DD}$  使得 RESET 信号和 BKGD 信号工作在不同的电压范围, 能够与目标板  $V_{DD}$  匹配。从目标板取出的  $V_{DD}$  电流小于 1mA。

5 TTBDM 使用中常见问题及解决办法

问题 1: 正确安装了 BDM for S12(TTBDM) 的驱动程序和动态链接库, 并用 BDM 连接了目标单片机后, 在

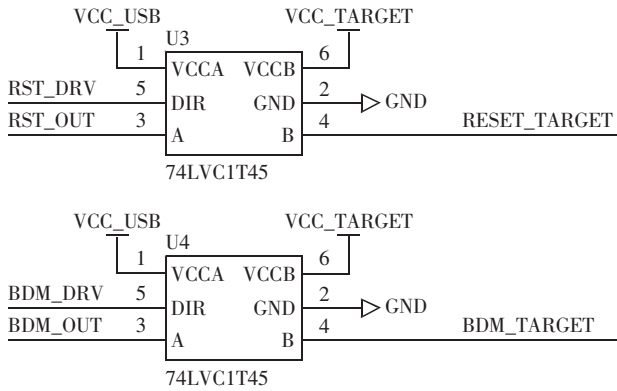


图4 具有不同电平接口的 BDM 接口电路

Hiwave.exe 的“TBDML HCS12”菜单中没有出现“Flash...”项,无法对目标单片机进行调试。

解决办法:首先,用户应该确保目标板供电正常,BDM for S12 (TTBDM)默认电源工作方式是目标板自供电。如果还有问题,用户应该打开 BDM 的包装小盒,查看跳线 J4 是否已经短接。

问题 2: 驱动程序安装正常,跳线没有问题,目标板供电,但 BDM 还是不工作。

解决办法:可能是用户的 CodeWarrior 版本不对,没有利用 CodeWarrior V4.7 以上的版本。安装高版本的 CodeWarrior 即可解决问题。

问题 3: BDM 调试目标板基本正常,能够下载程序、擦除闪存、设断点调试,但是,在某次使用中闪存突然被“锁死”,之后目标板无法继续使用。

解决办法: Freescale 公司的 HCS12 系列单片机具有片内闪存的加密功能,对于加密或保护后的闪存,用户无法通过 BDM 调试工具对其闪存进行程序擦除、读取等操作。同时,如果用户在利用 BDM 调试单片机时操作不当,同样会使单片机出现闪存、无法读取、擦除和下载等问题。监控程序在 \$F000 到 \$FFFF 这一段加了保护,但并没有加密。即使对加了密的 S12,也可以使用 TTBDM 工具方便地解锁和擦除。在决定使用擦除保护程序时,应考虑在出现单片机被锁定的情况下有没有能力解锁。对于闪存没有进入“保护模式”的单片机,如果利用 BDM for S12 (TTBDM) 调试单片机,当用户点击“TBDML HCS12”菜单下的“Flash...”命令时,会出现如图 5 所示的正常情况。从图中可以看出,当前目标板单

片机的 FLASH\_C000 存储区域已有下载程序,状态为“Programmed”,其余模块为空,状态为“Blank”。因此,可以继续对该单片机的闪存进行读取、擦除和下载等操作。但是,在出现上述闪存加密问题后,HCS12 系列单片机就进入了“闪存保护模式”,即 Secure Mode。这时,如果利用 BDM for S12 (TTBDM) 调试单片机,当用户点击“TBDML HCS12”菜单下的“Flash...”命令时,图 5 中部分 FLASH 区域的状态就会显示为“Skipped”。此时,用户便无法再对闪存进行正常操作。因此,需要解除闪存的“保护模式”(Secure Mode),执行 Unsecure 的操作。BDM for S12 (TTBDM) 提供了 Unsecure 的功能,具体操作过程较为复杂,请参阅用户手册。

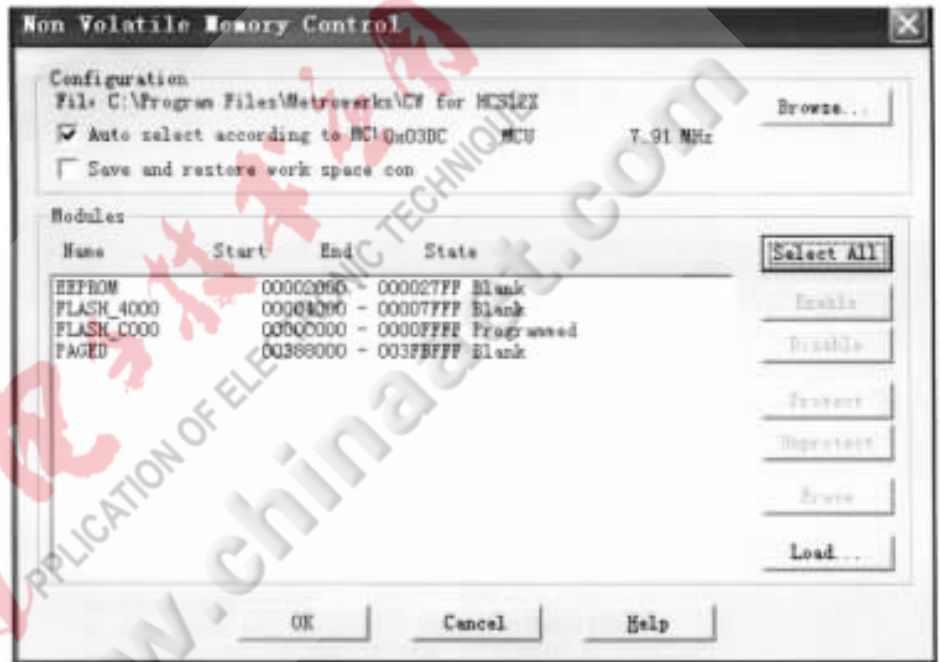


图5 Flash 的正常模式状态

以上提到的是在应用过程中发现的比较普遍的问题,也是用户经常咨询和讨论的一些问题。在设计之前最好能完整地阅读帮助文档以及芯片数据手册,了解各个工作状态。很多可能出现的问题在数据手册里已有明确说明。这样做在程序设计的前期可能会影响一些进度,但到后期调试阶段会带来极大的方便。至于工具使用上的问题, Freescale 单片机/DSP 应用开发研究中心会及时在大赛的官方网站上做出相应说明,请大家留意。

参考文献  
[1] 邵贝贝. 单片机嵌入式应用的在线开发方法. 北京: 清华大学出版社, 2004.

[2] MC9S12XS128 Device User Guide. Freescale semiconductor, 2008, 5.

(收稿日期: 2008-11-07)

# 飞思卡尔汽车远程无钥匙 进入系统(RKE)方案和 VKSP 安全协议

瞿晓谷

(飞思卡尔半导体 汽车电子中国区 市场部产品经理)

针对日益增长的汽车遥控无钥匙进入系统(RKE)市场,飞思卡尔半导体近期推出了包含硬件和软件安全协议(VKSP)的整体解决方案。

汽车遥控无钥匙进入系统(RKE)由发射端(遥控钥匙)和集成于车身控制模块中的接收端组成。发射端将用户按键命令通过数据编码、加密和组帧后通过射频发射电路发射;而车内接收端则将接收到的信号通过射频解调、数据解码和帧解密后,完成相应车门、车灯控制和报警等用户指令。系统框图如图1。

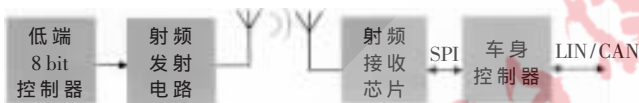


图1 飞思卡尔 RKE 系统简化框图

**发射端:**使用 Freescale 低端 8 bit MC9S08QG4/8(4KB/8KB Flash)微控制器完成用户按键的数据编码、加密组帧,再通过 SAW 声表面谐振器电路发射至 UHF 频段。

**接收端:**使用 UHF 射频接收芯片 MC33596 完成信号解调和数据曼彻斯特解码后,将数据传送到车身主控芯片(本参考设计选用了 8 bit MC9S08DZ 系列)进行数据解密和指令执行。

**加密协议:**采用 Freescale 研发的可变密钥安全协议(VKSP)。

可变密钥安全协议(VKSP)是飞思卡尔专门为遥控类应用市场开发的安全传输协议。其特点:

- 采用 128 bit 密钥加密验证,增强了安全性。
- 密钥中的 32 bit 可变密钥(计数器)部分随时间和按键而增加。
- 即使在遥控距离外被许多次按键操作之后,该钥匙仍可以继续正常使用,不需要与接收端重新进行该钥匙的学习流程。
- 最大支持 254 个不同指令传输。
- 除了采用 Freescale 提供的 AES 加密算法模块外,用户也可以根据需要(如缩小程序大小,减少解密时间)使用自己的加密算法模块。
- 纯软件实现,可以灵活地用于各类微控制器。

· 软件大小:不包含 AES 加密模块约为 1.5 KB,如果含 AES 模块接近 3 KB。软件以库函数的形式免费授权给采用飞思卡尔方案的客户使用。

VKSP 的发送过程如图 2。

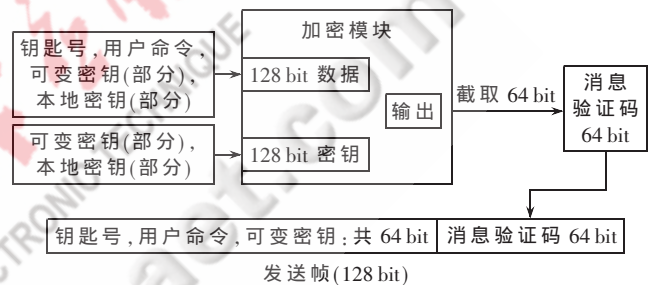


图2 VKSP 发送帧产生

每次按下钥匙,将会产生一个发送帧。发送帧有两个部分:数据部分和消息验证码(MAC)部分。数据部分不用加密,由三个部分共 64 bit 组成:钥匙号,3 个字节;用户命令,1 个字节;可变密钥,4 个字节。每次发送随时间和用户按键而增加,以确保即使用户命令相同,每次发送的消息帧内容也不会重复。消息验证码(MAC)部分则有 8 个字节,由加密模块产生。

接收过程分为三步,如图 3。

(1)接收端检查接收到的发送帧中的钥匙号是否存在于接收端存储的有效钥匙号数据库中,如果存在,则从接收端数据库中同时取出该钥匙对应的本地密钥(Local Key)和可变密钥(Variable Key),进入下一步骤,否则丢弃该帧。

(2)检查发送帧中的可变密钥是否大于步骤(1)中接收端数据库中该钥匙目前的可变密钥,如是,进入下一步骤,否则丢弃该帧。这一步骤保证了任何再次重复发送的帧不会被认为有效帧。

(3)进行消息码验证。由接收帧中的数据字段和从接收数据库中取出的该钥匙本地密钥通过加密模块生成消息验证码。由于发送端和接收端使用相同的加密模块,所以,如果发送端和接收端生成的两个消息验证码相同,则该帧被认为有效,用户命令被执行。同时,更新

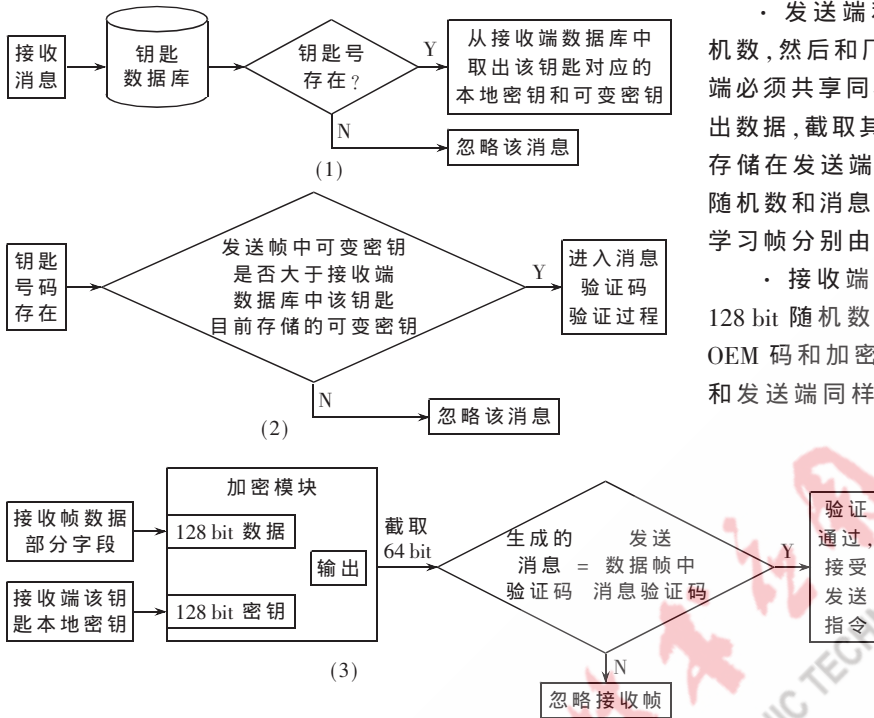


图3 VKSP接收帧的验证

该钥匙当前的可变密钥至接收端数据库中。

由上述过程可知,每一把新钥匙必须首先完成学习过程,即将该钥匙的钥匙号和本地密钥存储到接收端数据库以后,该钥匙才能被识别使用。为了系统的安全性,接收系统必须在指定的安全环境被激活的状态下才进行学习帧的识别,例如用户在接收端按下一个特定的按键或者开关。图4表示了学习过程和学习帧的结构。

接收端首先检查是否处于安全环境激活状态,从而决定是否进行学习帧识别。

· 发送端利用一个伪随机数发生器产生 128 bit 随机数,然后和厂商提供的 128 bit OEM 码(发送端和接收端必须共享同样的 OEM 码)通过加密模块产生 128 bit 输出数据,截取其中 64 bit 作为消息验证码,截取特定位数存储在发送端作为该钥匙本地密钥。同时,将该 128 bit 随机数和消息验证码通过两个连续的学习帧发送。两个学习帧分别由数值 0XFE 和 0XFF 特征码来识别。

· 接收端通过特征码检测到学习帧并提取其中的 128 bit 随机数,然后依靠和发送端同样的厂商 128 bit OEM 码和加密模块完成消息验证码比对验证,又按照和发送端同样的输出截取方式生成和发送端相同的该钥匙本地密钥,最后将该本地密钥和钥匙号存储在接收端数据库中,从而完成该钥匙的学习过程。

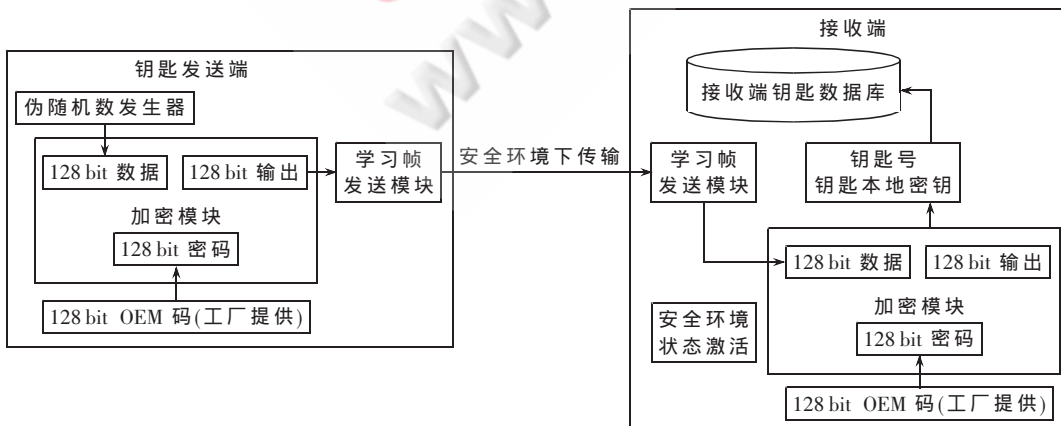
综上所述,飞思卡尔半导体的 RKE 整体方案主要特点及其优势如下:

· 系统选用通用 MCU 控制器,客户可以根据需要添加应用功能,增强了灵活性。

· 接收端不需要单独的解密芯片,解密算法集成在车身控制器中实现,简化了方案,节约了成本。

· 钥匙端系统当没有用户按键时候,处于休眠状态,节省系统功耗。

· UHF 接收芯片 MC33596(或者双向收发芯片 MC33696)支持 304 MHz~915 MHz 的 OOK 和 FSK 解调;片内支持数据曼彻斯特解码,节省了外部微控制器解码软件系统占用;具有片内定时唤醒、片脚唤醒并可设置特定帧唤醒外部 MCU 功能,节省系统功耗;同时支持两套系统参数配置。上述特性也使得该芯片还可以应用于被动无钥匙门禁系统(PKE)和胎压检测(TPMS)系统中。



学习帧 1	钥匙号 24 bit	\$FE	信息的 127-32 bit
学习帧 2	钥匙号 24 bit	\$FF	信息的 31-0 bit 消息验证码

图4 VKSP学习过程和学习帧

· VKSP 数据协议:纯软件实现,采用 128 bit AES 加密,增加了安全性;本地密钥在钥匙每次的学习过程中通过伪随机数发生器产生,所以对每把钥匙的每次学习过程将产生和存储不同的钥匙密钥,增强了保密性。

本文中所提芯片均已量产,数据资料

可至飞思卡尔官方网站检索, VKSP 协议详情也可参考: [www.freescale.com/vksp](http://www.freescale.com/vksp)。

# 基于 TMS320C6713 的 McBSP 和 EDMA 实现串口通信

林培杰, 黄比得, 黄春晖  
(福州大学 物理与信息工程学院, 福建 福州 350002)

摘要: 针对 TI 公司的 DSP 芯片 TMS320C6713, 利用片上同步多通道缓冲串行口(McBSP)和增强型直接存储器存取(EDMA)实现了串口通信功能。该方案解决了芯片只有同步串口而不能进行异步传输的问题, 丰富了接口功能。

关键词: TMS320C6713; 多通道缓冲串行口; 增强型直接存储器存取; 串口通信  
中图分类号: TP311 文献标识码: A

## The implementation of serial communication based on McBSP and EDMA of TMS320C6713

LIN Pei Jie, HUANG Bi De, HUANG Chun Hui  
(College of Physics and Information Engineering, Fuzhou University, Fuzhou 350002, China)

Abstract: According to the TMS320C6713 of TI Inc, the paper realizes the function of serial communication based on on-chip multi-channel buffered serial port(McBSP) and enhanced direct memory access(EDMA). The method resolves the problem that the chip only with synchronous serial ports but not asynchronous communication, and also enriches the chip's interface function.

Key words: TMS320C6713; McBSP; EDMA; serial communication

数字信号处理器因其高性能及强大的数据处理能力, 而在通信和信号处理、自动控制等领域得到越来越广泛的应用。TMS320C6713(简称 C6713)作为 TI 公司 TMS320C6000 系列的 DSP, 经常被用于图像、语音处理等方面。在大多数应用系统中, 往往需要实现 DSP 与 PC 机或者其他外设之间的异步串行通信。但 C6713 所提供的串口是同步串口, 并不支持通用异步串行收发器标准<sup>[1-2]</sup>。本文设计了一种利用 C6713 已有的同步串口 McBSP 与 EDMA 实现异步串口通信的方法<sup>[3]</sup>。

### 1 硬件接口电路设计

C6713 有两个 McBSP(McBSP0, McBSP1)口, 每个端口有 7 个引脚, 除数据收发引脚(DX、DR)之外, 还包括发送时钟(CL KX)、接收时钟(CL KR)、发送帧同步(FSX)、接收帧同步(FSR)和外部输入时钟(CL KS)等引脚, 分别用于传送数据、时钟和帧同步, 实现同步串行通信。

当 McBSP 工作在串行口方式时, McBSP 与串口的连接图如图 1 所示。对于 McBSP 而言, 不论外部如何连接, 始终认为工作在同步方式下。当串口发送的数据中有帧信息和数据信息时, 串口的 Tx 与 McBSP 的 DR、

FSR 相连, 就可以将数据线上的电平跳变直接引入到 FSR 端; 当 FSR 检测到数据线上帧的第一个下跳沿时, McBSP 认为帧同步信号到来。

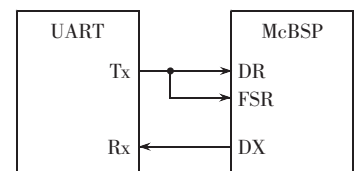


图 1 McBSP 与串口连接图

### 2 C6713 上的程序设计

为了实现 McBSP 与 UART 通信, 本文使用过采样的方法将同步串口模拟成异步串口进行通信, 即将 McBSP 发送接收数据的时钟频率设置为 UART 发送接收波特率的 16 倍。当 McBSP 发送数据时, 软件将每一位扩展为 16 bit 发送出去, 即 1 被编码为 0xffff, 0 被编码为 0x0000; 当 McBSP 接收数据时, 软件同样也要将接收到的每个 16 bit 字解码还原为 1 bit。这样做使同步串口以比特为单位发送数据, 可以很方便地模拟出异步串口的数据格式。同时, 为了让 DSP 不需要频繁地对 McBSP 进行读/写操作, 采用 EDMA 方式发送接收数据, 提高了 DSP 的工作效率。McBSP 与数据缓存之间的数据传送由 EDMA 的通道 14 和通道 15 完成。通道 14 完成数据发送, 通道 15 完成数据接收。

## 2.1 初始化程序

初始化程序流程如图 2 所示。在初始化程序中主要对 McBSP 及 EDMA 的一些参数进行设置。

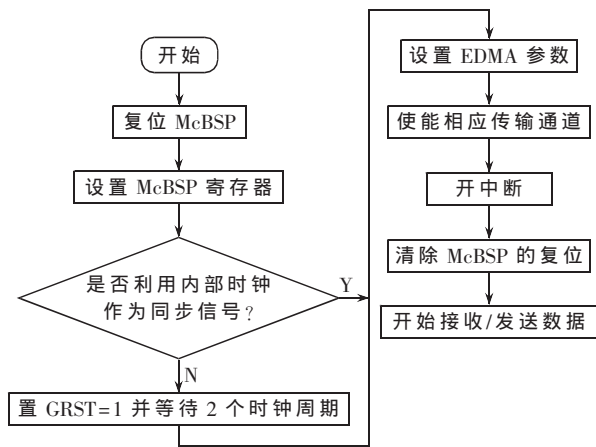


图 2 初始化程序流程图

假设传输以 8IN1 的格式, 发送接收都设为双相帧模式, 第一相是开始位和 8 个数据位, 第二相是停止位。停止位编码为 8 bit 字, 以便于调整为 1.5 bit 停止位。应该对 McBSP 相关寄存器位的值初始化, 以及 EDMA 进行相应操作<sup>[4]</sup>。

### 2.1.1 McBSP 的参数配置

#### (1) 引脚控制寄存器 (PCR) 的配置

FSXM=1 FSXP=1: 允许采样率发生器产生低电平有效的起始位;

FSRM=0 FSRP=1: 低电平有效的起始位用作 McBSP 的接收帧同步输入端;

CLKRM=1 CLKXM=1: 用内部采样率发生器产生串行时钟;

PCR 的值为 0xB0C。

#### (2) 接收/发送控制寄存器 (RCR/XCR) 的配置

(R/X)PHASE=1: 使能双相位帧传输模式;

(R/X)FRLEN1=8: 数据帧的前半部为 9 个字;

(R/X)FRLEN2=1: 数据帧的后半部为 2 个字;

(R/X)WDLEN1=2: 数据帧的前半部均为 16 位的字;

(R/X)WDLEN2=0: 数据帧的后半部均为 8 位的字;

(R/X)COMPAND=0: 不进行压缩;

(R/X)FIG=1: 忽略帧同步的数据传输;

(R/X)DATDLY=0: 数据传输不延迟;

RCR 和 XCR 的值都为 0x11040840。

#### (2) 采样率发生器寄存器 (SRGR) 的配置

FSGM=0: 当数据从 DXR 向 XSR 拷贝时产生接收帧同步信号;

CLKSM=1: 采样率发生器的时钟来源于内部 CPU 时钟信号;

CLKGDV=(McBSP 的时钟频率)/(16×波特率)-1, 时钟频率必须进行适当的配置, 以便产生 16 倍波特率的

频率。本文采用的 C6713 的 CPU 时钟频率为 225 MHz, McBSP 的时钟频率为 112.5 MHz, 波特率为 57600 b/s。此时计算得到 CLKGDV=121; SRGR 的值为 0x20000079。

### 2.1.2 EDMA 的设置

(1) 打开通道: 采用 CSL 中的 EDMA\_open 函数打开相应的通道, 返回值赋给 hEdma14、hEdma15。设置如下:

```
hEdma14=EDMA_open(EDMA_CHA_XEVT1, EDMA_OPEN_RESET);
```

```
hEdma15=EDMA_open(EDMA_CHA_REVT1, EDMA_OPEN_RESET);
```

#### (2) 分配链接表地址

采用 CSL 中的 EDMA\_allocTable(-1) 函数, 系统将自动随机地在参数 RAM 中专门为链接提供的地址空间内分配一个地址作为链接使用。函数的返回值就是分配到的地址, 把它分别赋值给 hEdmaLINK 与 hEdmaLINK2。设置如下:

```
hEdmaLINK=EDMA_allocTable(-1);
```

```
hEdmaLINK2=EDMA_allocTable(-1);
```

设置源和目的地址: CSL 中方便地提供了一个获得 McBSP 的 DRR 和 DXR 寄存器的地址函数。只需要定义一个句柄 MCBSP\_Handle hMcbsp1, 在主程序中必须先对 hMcbsp1 进行赋值, 利用 MCBSP\_open 函数打开一个 McBSP 通道, 如:

```
hMcbsp1=MCBSP_open(MCBSP_DEV1, MCBSP_OPEN_RESET);
```

定义完 hMcbsp1 后就可以把 hMcbsp1 作为参数带入 MCBSP\_getXmtAddr 函数。引用结构体成员, 就能对其赋值:

```
edmaXmitParam.dst=MCBSP_getXmtAddr(hMcbsp1);
```

```
edmaRcvParam.src=MCBSP_getRcvAddr(hMcbsp1);
```

#### (3) 配置 EDMA 链接

根据 CSL 中提供的函数, 采用以下方法进行链接:

```
EDMA_config(hEdma14, &edmaXmitParam);
```

```
EDMA_config(hEdma15, &edmaRcvParam);
```

```
EDMA_link(hEdma14, hEdmaLINK);
```

```
EDMA_link(hEdmaLINK, hEdmaLINK);
```

```
EDMA_link(hEdma15, hEdmaLINK2);
```

```
EDMA_link(hEdmaLINK2, hEdmaLINK2);
```

#### (4) 使能 EDMA 通道与关闭

采用 CSL 提供的库函数进行使能 EDMA 通道:

```
EDMA_enableChannel(hEdma14);
```

```
EDMA_enableChannel(hEdma15);
```

同时, 在 EDMA 使用完之后要用如下语句对其复位及关闭操作。

```
EDMA_RSET(CIER, 0x0);
```

```
EDMA_close(hEdma14);
```

```
EDMA_close(hEdma15);
```

## 2.2 发送子程序

发送时,用发送转换子程序 void ProcessTransmitData(void)把一块数据转变为 UART 发送的字,即扩展每个数据位为 16 bit 的字。发送转换子程序把这个发送字块放入发送缓冲器,并且帧开始位(0x0000)和停止位(0xffff)也放在了特定的位置。发送子程序框图如图 3 所示。

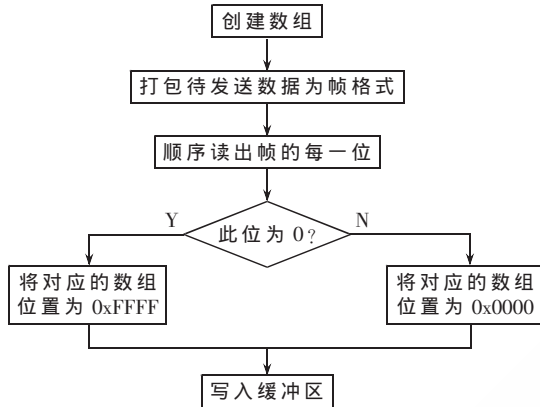


图 3 发送子程序框图

## 2.3 接收子程序及容错程序

接收时,EDMA 从 DRR 寄存器中读取扩展的数据,并把数据写入接收缓冲区。当 EDMA 将所有数据移入接收缓冲区后,会发出中断给 CPU,然后软件才调用接收转换子程序 void ProcessReceive-Data(void),把接收到的数据进行解码。接收子程序框图如图 4 所示。

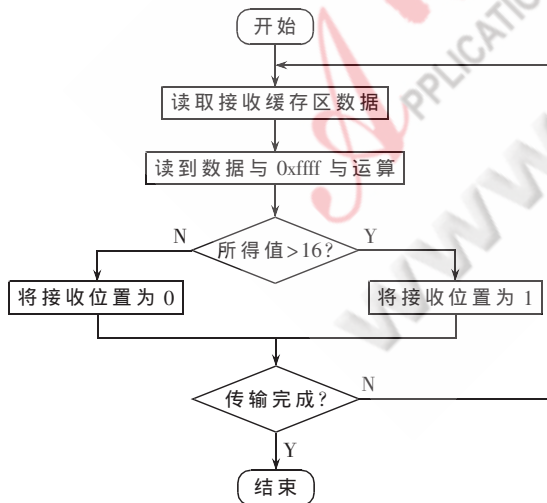


图 4 接收子程序框图

值得注意的是:由于 McBSP 在接收数据过程中使用的是内部时钟方式,接收的数据可能会有一定的偏移量,所以解码过程应对数据进行容错处理。调用一个数据逻辑判断子程序 unsigned short vote logic(unsigned short value),用以确定每一个数据位的值,每解码一个字时该函数先屏蔽掉高 6 位和低 6 位,只检测中间的 4 bit

数据;当等于 1011、1100、1101、1110、1111、0111 时,对应解码为“1”,否则为“0”。

## 3 PC 机程序设计

本方案利用 PC 机与 C6713 进行串行通信。下传时通过对数据文件读取,将数据传入 DSP;上传时在主机端把数据写入文件进行保存。PC 机软件采用 VC++ 平台开发,其中包括以下几部分功能<sup>[5]</sup>:

(1)串口初始化。采用 CreateFile() 函数获得串口设备的句柄,利用 SetupComm() 函数设置缓冲区,并使用 SetCommState() 重新初始化串口;

(2)串口读写:调用 ReadFile() 函数进行串口数据接收,调用 WriteFile() 函数进行串口数据发送;

(3)关闭串口:利用 PurgeComm() 停止收发数据,清除缓冲区,调用 CloseHandle(hCom) 关闭串口设备句柄。

在进行批量数据传输,例如静态图像传输时,还规定了主机与从机双方必须共同遵守一些协议,包括控制命令、数据收送、超时重发等协议来完成通信,确保数据发送的完整性。

## 4 传输性能分析

将系统应用于静态图像压缩应用,以传输图像为例,下载一幅 256×256 的 BMP 图像,上传压缩后的 JPEG 图像,一次传输的缓存区设置为 2 048 B。先来讨论下载过程中的实际用时,实际下载时间=数据传输时间+程序运行时间。图像下载的理论用时可以用下式来表示:

$$T_{\text{下载}} = \frac{\text{图像大小}}{\text{波特率}} = \frac{256 \times 256 \times 3 \times 8 \text{ bit}}{57\,600 \text{ b/s}} = 27.31 \text{ s}$$

图像上传的理论用时可用以下公式表示:

$$T_{\text{上传}} = \frac{\text{图像大小}}{\text{波特率}} = \frac{8\,455 \times 8 \text{ bit}}{57\,600 \text{ b/s}} = 1.17 \text{ s}$$

估算结果表明,实际用时大约是理论用时的 1.5 倍。对于实际用时大于理论用时并不难理解,实际下载时间=数据传输时间+程序运行时间。其中,程序运行时间又包括串口缓冲区的读写时间以指令执行时间。这里的缓冲区读写时间是双方面的,包括上位机与 DSP。在 VC++ 中,由于使用的是 MsCommon 控件,在接收数据包时,这个控件通常用于传输控制命令,并不适用于做大量数据通信,需要手动进行延时 350 ms 才能完整地收到大小为 2 048 的数据包。这里的 350 ms 包括了等待每一帧 2 048 数据传输的时间 0.28 s 加上 VC++ 中读缓冲区的延时时间。对于下载来说,图像大小正好是 2 048 的整数倍,可分为 96 次来传输。对于上传 JPEG 数据流来说,压缩后实际大小是 8 455 B,并且  $\frac{8\,455}{2\,048} \approx$

4.13,但程序中可分为 5 次来传输。因此实际传输时间是  $5 \times 0.28 = 1.4 \text{ s}$ ,再加上延时间与代码执行时间就大概符合实际测试的 2.2 s。

通过 C6713 的 McBSP 和 EDMA 实现异步串行通信。目前,已经完成了软硬件调试,并已将它应用静态图像数据的传输。试验结果表明,该方法硬件结构简单可靠,基本满足实时性要求,取得了很好的效果,具有一定的应用价值。

### 参考文献

- [1] TMS320C6000 McBSP: UART, TI Incorporated[J/OL], 2004. <http://www.TI.com>.
- [2] TMS320C6000 Peripherals Reference Guide, TI Incorporated [J/OL], 2004. <http://www.ti.com>.
- [3] TMS320C6000 DSP enhanced direct memory access(EDMA) controller reference guide, TI Incorporated[J/OL]. <http://www.ti.com>.
- [4] 任丽香,马淑芬,李方慧.TMS320C6000 系列 DSPs 的原理与应用[M].北京:电子工业出版社,2000.
- [5] 龚建伟,熊光明.VC++/Turbo C 串口通信编程实践[M].北京:电子工业出版社,2004.

(收稿日期:2008-08-28)

电子技术应用  
APPLICATION OF ELECTRONIC TECHNIQUE  
www.chinaaet.com

# 基于 DSP 的图像采集及处理系统的设计与实现

刘红喜<sup>1</sup>, 李长江<sup>1</sup>, 孙俊喜<sup>2</sup>

(1. 长春工程学院 电信学院, 吉林 长春 130012; 2. 长春理工大学 电信学院, 吉林 长春 130022)

**摘要:** 介绍了一种利用 CCD 摄像头、SAA7111 视频解码芯片、高速可读写存储器 SRAM, 基于 DSP 与 CPLD 的图像采集与处理系统。系统完成了图像的快速采集、存储及数据处理。文章详细论述了系统的总体结构、部分硬件设计, 简要叙述了相应图像算法的实现方法。给出了系统实例和实验结果。

**关键词:** DSP; 图像采集; 图像处理; 边缘提取

中图分类号: TN911.7

文献标识码: A

## Design and implementation of video image acquisition and data processing system based on DSP

LIU Hong Xi<sup>1</sup>, LI Chang Jiang<sup>1</sup>, SUN Jun Xi<sup>2</sup>

(1. College of Electronic & Information, Changchun Institute of Technology, Changchun 130012, China;

2. College of Electronic & Information, Changchun University of Science and Technology, Changchun 130022, China)

**Abstract:** A system of image acquisition and processing of the video is introduced in this paper. This system is based on programmable logic chip CPLD and high speed signal processor DSP, it includes CCD camera, video decoding chip SAA7111 and read-write memory SRAM. The system completes the image acquisition fast, data storing and processing. This paper discusses the systemic entire structure and a part of the hardware detailed, it recites briefly some methods for image's algorithms. The systemic example and experimental result are also given in this paper.

**Key words:** DSP; image acquisition; image processing; edge abstract

图像采集处理系统大都基于摄像机、图像采集卡和计算机, 图像理解和处理算法全部以软件方式实现。这是因为实时数字图像处理信息量和计算量大, 而大多数采集卡基于成本考虑没有处理器和大容量的存储器, 绝大部分任务必须依靠计算机来完成。但是, 这种计算机参与的系统在工业或军事等复杂环境下应用极为不便。基于这种要求, 许多专用图像处理系统应运而生<sup>[1]</sup>。

随着数字图像处理系统在当今工业及医疗领域的应用日益广泛, 对图像处理系统的实时性和准确性也提出了更高的要求。而一个完整的视频图像处理系统不但要具备图像信号的采集功能, 还要求能对图像进行实时显示, 且要求完成图像信号的分析及处理算法。通常这些算法的运算量大, 同时又要满足实时显示要求。DSP 芯片以其适应于高速数字信号处理的内部结构, 在图像处理领域得到不可替代的地位。

### 1 系统的结构框图

本系统采用 CCD 摄像头、视频解码芯片 SAA7111、CPLD、高速可读写存储器 SRAM、AL250、缓冲器 SN74LVC16245 及数字信号处理器 DSP 等核心部件。由于采集的是一幅静态图像, 所以选择了 TI 公司 C54X 系列的 TMS320VC5416 作为系统的核心处理器。系统框图如图 1 所示。

系统采用主从结构, 其中单片机是主机, 主要负责系统工作的协调及利用 PC 对 SAA7111 及 AL250 初始化。DSP 作为从机, 主要完成图像的算法处理。这样, 在充分发挥单片机在任务调度方面优势的同时, 也发挥了 DSP 在数字信号处理方面的优势, 可以专注地完成图像处理, 使系统的效率达到最优。CPLD 是用来最终完成图像采集的器件, 实质上起到了总线控制器的作用, 通过编写的 VHDL 程序实现系统要求。

图像采集是通过 CCD 图像传感器采集一帧 PAL 制的视频图像, 利用视频解码芯片 SAA7111 将它转化为数

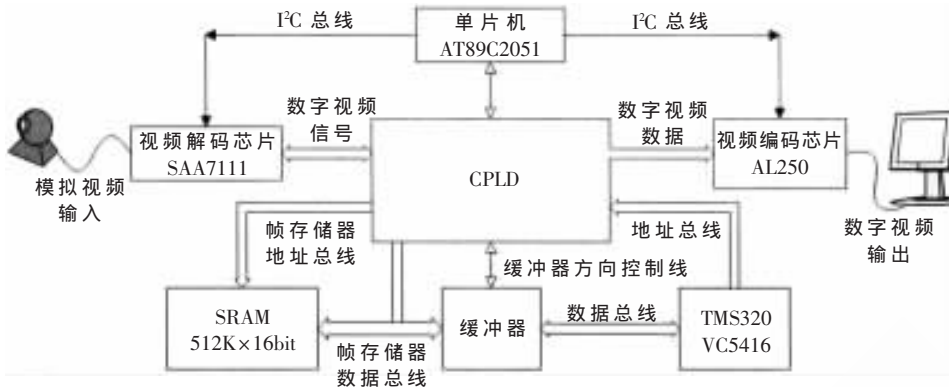


图 1 基于 DSP 的图像采集系统框图

数字视频数据, 通过 CPLD 将图像数据存储到 SRAM 中, DSP 通过 CPLD 将数据从 SRAM 中读到内部数据存储器中, 然后对其进行算法上的处理, 再把经过处理后的数据又存储到 SRAM 中去。通过 AL250 将 YUV 格式的数字视频图像数据转换成 RGB 格式的数字视频数据, 在 CRT 显示器上显示。

## 2 系统硬件

DSP 主要应用在图像算法的实现上。系统选用 TI 公司 C54 系列的 TMS320VC5416 芯片。它的程序 ROM 为 16 K 字, RAM 为 128 K 字, 1 个并行口, 3 个多通道缓冲串口, 设备电压 3.3 V, 核心电压 1.6 V, 指令周期为 6.25 ns<sup>[2]</sup>。

### 2.1 系统前端图像采集

图像获取模块处于系统最前端, 其性能的优劣将直接影响整个系统视频图像信号的质量。因为本文还要对采集的图像做后期处理, 对图像的成像质量要求比较高, 所以采集设备选用 CCD 摄像头。

由于 CCD 的视频输入信号是 PAL 制模拟信号, 所以需要视频解码芯片将模拟信号转换成数字视频信号数据, 通过解码芯片对其进行解码, 变成可编程的数字信号。

SAA7111 是 Philips 半导体公司生产的一种视频输入处理器, 在视频采集系统中, 通常需要这类的视频解码器作为视频前端。将 PAL 制式的模拟视频信号转换为 YUV 格式的数字图像信号输出。它采用 CMOS 工艺, 其功耗小、电压低、体积小、温度适应范围广, 具有以下特点:

- (1) 四路模拟输入信号通道, 如(4 \* CVBS, 2 \* Y/C) 或者(2 \* CVBS, 1 \* Y/C);
- (2) 所有不同的制式标准只需同一频率的晶振(24.576 MHz);
- (3) 自动进行 50/60 Hz 场频的检测, 自动进行标准 PAL 制式和 NTSC 制式之间的转换;
- (4) 具有实时状态信息输出;
- (5) 数据输出格式多样, 具体格式如下: 4:1:1 的 YUV 格式(12 位)、4:2:2 的 YUV 格式(16 位)、4:2:2 的 YUV 格式[按照 CCIR—656 标准](8 位)、5:6:5 的 RGB 格式(16 位)、8:8:8 的 RGB 格式(24 位);

(6) 可通过 I<sup>2</sup>C 总线接受外部控制器的完全控制。

在本系统中, 将图像解码后的输出数字视频数据设计为 YUV422 (16 bit) 格式, 分辨率为 768×625, 每行的有效数据为 720 个像素点, 每个像素点占用 16 bit 的存储空间。其中每个像素点包含一个亮度信号(Y), 两个色差信号(U 分量、V 分量)。其中“Y”表示明亮度(Luminance 或

Luma), 也就是灰阶值; 而“U”和“V”表示的则是色度(Chrominance 或 Chroma), 作用是描述影像色彩及饱和度, 用于指定像素的颜色。以四个像素点为例, 解码后产生的 YUV422 的格式数据与其原图像数据及其显示图像数据如下:

原图的四个像素为: [Y<sub>0</sub> U<sub>0</sub> V<sub>0</sub>] [Y<sub>1</sub> U<sub>1</sub> V<sub>1</sub>] [Y<sub>2</sub> U<sub>2</sub> V<sub>2</sub>] [Y<sub>3</sub> U<sub>3</sub> V<sub>3</sub>]

YUV422 存放的码流为: Y<sub>0</sub> U<sub>0</sub> Y<sub>1</sub> V<sub>1</sub> Y<sub>2</sub> U<sub>2</sub> Y<sub>3</sub> V<sub>3</sub>

映射出的四个像素为: [Y<sub>0</sub> U<sub>0</sub> V<sub>1</sub>] [Y<sub>1</sub> U<sub>0</sub> V<sub>1</sub>] [Y<sub>2</sub> U<sub>2</sub> V<sub>3</sub>] [Y<sub>3</sub> U<sub>2</sub> V<sub>3</sub>]

SAA7111 在将视频信号解码的同时, 另外还输出行参考 HREF、场参考 VREF、行同步 HS、场同步 VS、行锁定信号 LLC(27M)、像素时钟信号 LLC2(13.5 MHz)、时钟参考信号 CREF(相对 LLC2 有一定的延时)、奇偶场信号 RST0 等。这些信号与解码后的数字视频数据一起输入到 CPLD 中, CPLD 由这些信号产生像素信号在 SRAM 中的存储地址信号和写控制信号。当存储完一帧图像数据时, CPLD 就不再向 SRAM 存储数据, 并通知 DSP 进入图像处理的运算。SAA7111 的硬件原理图见图 2。

### 2.2 存储器 SRAM

本文采集的图像数字像素数据为 720×576=414 720 个像素点, 又因为数字视频格式是 YUV422 格式, 每个像素点占用 16 bit 个存储空间, 所以一副图像的存储空间最少需要 420 K×16 bit 的存储器空间。

所以选用的存储器是用两片 512 K×8 bit 存储器合并在一起产生 512 K×16 bit 的存储空间, 可以适用本方案的需要。

因为原输入的 CVBS 视频信号时采用隔行扫描的方式, 所以解码后产生的数据先是奇数行的视频数据, 然后才是偶数行的数据, 以奇偶场信号 RST0 和场参考(VREF)信号为标志。为了后期对数据的处理方便, 本系统在存储数据时将奇偶行信号合并存储, 如图 3 所示。

### 2.3 视频编码

因为要在 CRT 显示器上实时显示出采集的图像和经过算法处理过的图像, CRT 显示器的数据显示格式为

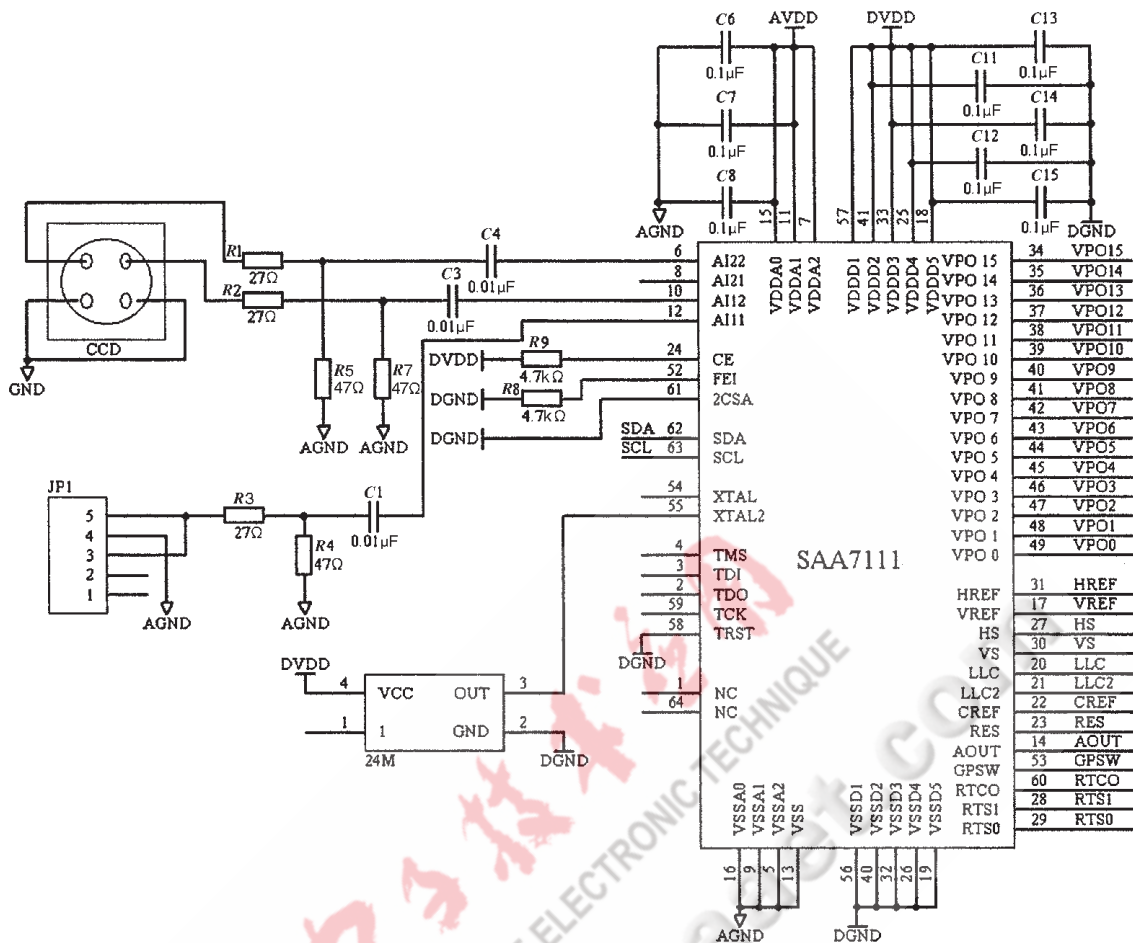


图2 SAA7111 的硬件原理图

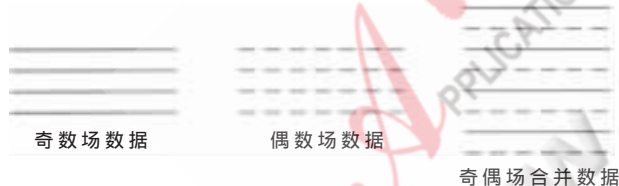


图3 视频奇偶场数据存储图

逐行显示的VGA信号，所以需要将YUV格式转换成RGB格式。本文选用一个专用的视频编码芯片AL250来实现，这样可减少软件设计的复杂度。虽然在硬件上增加了系统复杂度，但却使系统的模块化设计更加清楚，流程更简洁，接口的设计也简单了。

AL250是AVER Logic公司生产的一款显示转换控制芯片，主要用于LCDVGA显示。它能够接收隔行NTSC或PAL、ITU-RBT601(CCIR601)或平方像素、YUV422或RGB565数字信号，将其转换成普通CRT显示器可以接收的模拟RGB格式视频信号RGB565格式的逐行数字视频信号。AL250有多种控制功能，可由微处理器通过I<sup>2</sup>C接口控制。该芯片供电电压为3.3V或5V，采用64引脚QFP封装形式。AL250电路原理图如图4所示。

## 2.4 I<sup>2</sup>C 总线

由于SAA7111和AL250都是利用I<sup>2</sup>C总线进行初始化编程及方式选择，因此需要用单片机的模拟I<sup>2</sup>C总线接口，从而实现单片机对SAA7111和AL250的初始化与控制。将单片机的P1.2、P1.3设为I<sup>2</sup>C总线的两条线SCL、SDA；P3.4、P3.5设置为CPLD与AT89C2051控制线的交换接口，CPLD通过这两条线设置单片机的I<sup>2</sup>C总线控制量；利用P1.6、P1.7的两个I/O口可以对整个系统的操作过程人为进行控制。I<sup>2</sup>C总线电路原理图如图5。

## 3 软件部分

### 3.1 图像算法

DSP的软件编程既可以使用汇编语言，也可以使用C语言。使用汇编语言的优点是可使系统的执行速度很快，但编写起来比较费时费力；使用C语言可以提高开发效率，使程序可以和高级语言接轨，但是CCS对C语言的编译效率较低，大约在30%左右。在系统的运算量不大、实时性要求不强的情况下，使用C语言比较合适；而在系统运算量大、实时性要求较高的情况下，使用汇编语言比较合适。由于本系统的视频数据的处理算法运算量不大、实时性要求又不高，所以采用C语言进行软件编程。

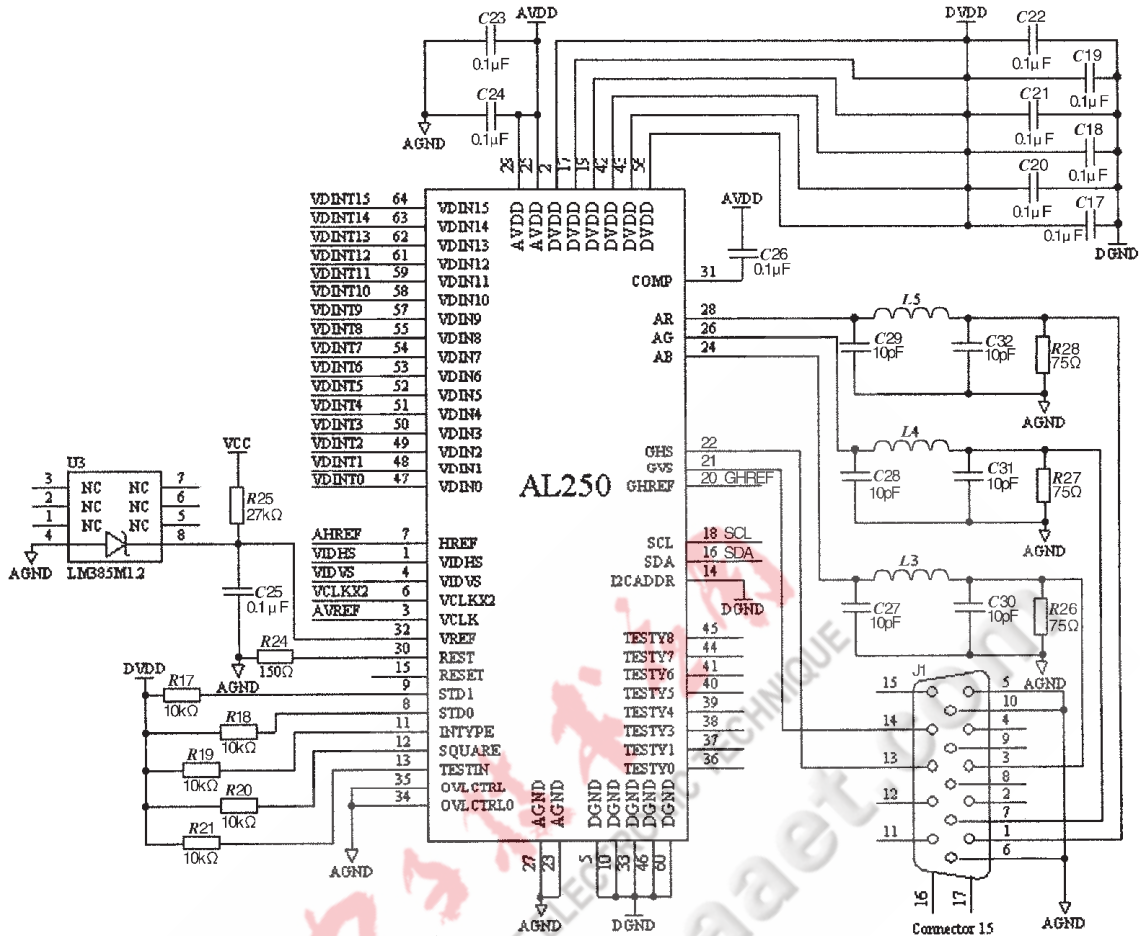


图4 AL250 硬件电路原理图

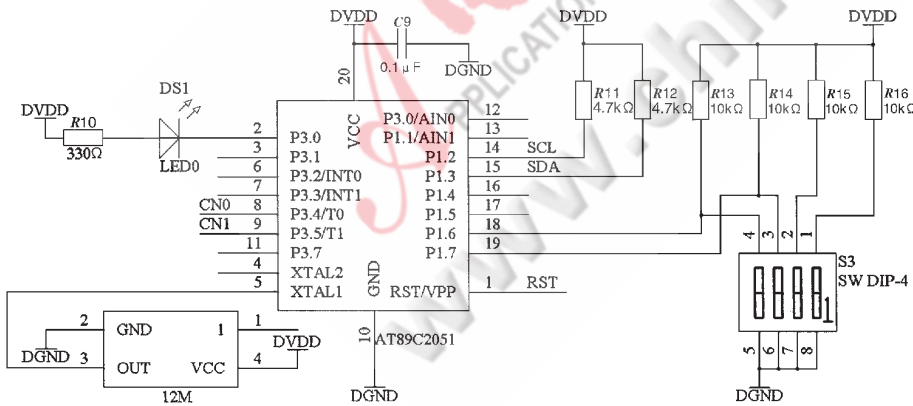


图5 AT89C2051 模拟 I2C 总线电路原理图

系统利用 CPLD 将 DSP 的三个 I/O 口空间定义为地址总线接口和数据总线接口。因为 SRAM 数据共有 512 K×16 bit 个存储空间,地址线有 19 条,数据线 16 条。所以将 I/O 口空间的 0000H 定义为地址总线的高 3 位地址,将 I/O 口空间的 0001H 定义为地址总线的低 16 位地址,将 I/O 口空间的 0002H 定义为数据总线的 16 位地址。这样做可以不占用 DSP 的数据及地址总线,方便系统以后外扩存储器,做这两个接口也加强了系统板的通用性。

由于最终存储的数字视频格式是 YUV 数据格式,所以进行算法设计时要针对这种格式进行设计。进行灰度算法设计时可以将色度信号也就是 UV 信号的数据全部置 0。实现的结果是亮度信号 Y 信号被分成 0~255 种格式,再将色度信号置零,就实现了灰度算法。而反色算法就是在将灰度算法的亮度信号 Y 信号数据按位取反,所得的结果就是反色算法的结果。而边缘

提取算法是在首先进行灰度图像算法的基础上,得到的灰度运算结果后进行的运算。

图像上区域的边缘反映为相邻像素间灰度图像的跃变。边缘检测可借助空域微分算法通过卷积和类似卷积的运算实现。对于数字图像,求导实际上运用的是求差分。图像处理中最为常用的边缘检测算法有梯度法、Roberts 梯度、Sobel 算法和 Laplacian 算法等。本系统采用的是 Sobel 算法<sup>[3]</sup>。3×3 邻域内像素的编码如图 6,采用的算法见式(1)。

A <sub>0</sub>	A <sub>1</sub>	A <sub>2</sub>
A <sub>7</sub>	C	A <sub>3</sub>
A <sub>6</sub>	A <sub>5</sub>	A <sub>4</sub>

图6 3×3 邻域内像素的编码

$$S(C) = \text{Max} \left\{ \begin{array}{l} |(f(A_0) + 2f(A_1) + f(A_2)) - (f(A_6) + 2f(A_5) + f(A_4))| \\ |(f(A_0) + 2f(A_7) + f(A_6)) - (f(A_2) + 2f(A_3) + f(A_4))| \end{array} \right\} \quad (1)$$

### 3.2 系统软件流程

系统软件流程图如图 7 所示,系统执行上电加载

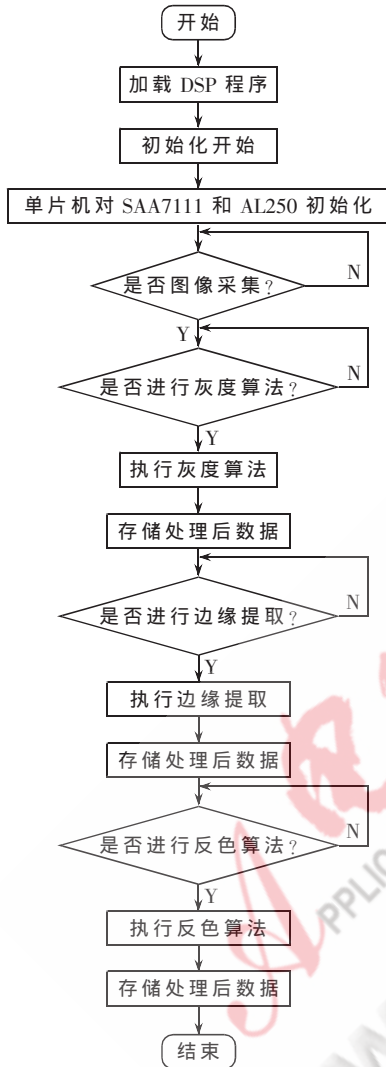


图 7 DSP 系统软件流程图

DSP 程序、初始化程序后,用 I<sup>2</sup>C 初始化 SAA7111 及 AL250 芯片。然后 DSP 即发送开始采集指令给 CPLD,实现总线控制权的交接,CPLD 获得总线控制权。通过 CCD 采集一帧图像,利用 SAA7111 进行数字视频解码,存储到 SRAM 中。当一帧数据写入帧缓存后,CPLD 关闭 SAA7111A 的视频输出,放弃总线控制权,并发送信号给 DSP,通知 DSP 进入图像处理程序。DSP 通过 CPLD 及缓冲器从 SRAM 中取得帧视频数据,同时将数据通过 AL250 视频编码芯片在 CRT 显示器上显示。

本文给出了基于 DSP 和 CPLD 结构的图像采集和处理系统的一种设计方法。描述了系统的 CCD+CPLD+DSP 的硬件构成框图。利用 CCD 和 SAA7111 进行前端的视频采集,SRAM 作为帧存储器,AL250 作为图像的编码显示,AT89C2051 模拟 I<sup>2</sup>C 总线对 SAA7111 及 AL250 进行初始化,CPLD 实质上起总线控制器的作用,DSP 只作图像算法使用,图像采集独立自主进行,不参与采集过程,节省了 DSP 的时间,实时性好,实现了模块化设计的思想。系统在软件上对图像实现了灰度、边缘提取、反色的算法。

该系统工作速率高、实时性强、结构清晰、智能度高,具有在线可编程的特点。且以它作为硬件平台编写图像处理的算法方便。该系统在实际中可以应用于视频监控、图像自动检测、医疗及军事检测等场所。系统的软、硬件环境已通过应用性、稳定性等测试,具有良好的市场前景。

#### 参考文献

- [1] 徐婉莹,刘建军,黄新生.基于 CPLD 和 DSP 的高速图像采集技术研究[J].电子工程师,2004(6).
- [2] TMS320VC5416 Fixed-Point Digital Signal Processor.Texas Instruments Incorporated, Literature[Z]Number:SPRS095H, 2001
- [3] 陆宗骥.C/C++图像处理编程[M].北京:清华大学出版社,2005.

(收稿日期:2008-08-10)

# 基于 Petri 网的嵌入式软件组件的实时性研究\*

刘雪艳<sup>1</sup>, 张强<sup>1,2</sup>, 寇晓东<sup>3</sup>

(1.西北师范大学 数学与信息科学学院, 甘肃 兰州 730070;

2.西安理工大学 管理学院, 陕西 西安 710048;

3.西北工业大学 自动化学院, 陕西 西安 710072)

**摘要:** 根据嵌入式系统软件的特点和发展需求, 设计了一种新的嵌入式软件组件模型 SECOM, 给出了模型的基本组成元素。同时, 利用时间 Petri 网 TPN 建立一个 TPN 计时器 timer, 对该组件模型 SECOM 非功能性约束中的实时性进行建模与分析, 形式化地验证了该组件的实时性。

**关键词:** Petri 网; TPN; 组件; 非功能性约束

中图分类号: TP309

文献标识码: A

## Real-time study of embedded software component based on Petri net

LIU Xue Yan<sup>1</sup>, ZHANG Qiang<sup>1,2</sup>, KOU Xiao Dong<sup>3</sup>

(1.College of Mathematics and Information Science, Northwest Normal University, Lanzhou 730070, China;

2.School of Business Administration, Xi'an University of Technology, Xi'an 710048, China;

3.College of Automation, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072, China)

**Abstract:** This paper provides a new component model based on the characteristics and application requirements of embedded systems, the essential elements are also presented. At the same time, time Petri net is introduced. Especially, we set up a timer using time Petri net to model and analysis the non-functional constraints of SECOM, which satisfies the real-time requirement of embedded component software.

**Key words:** Petri net; TPN; component; non-functional constraints

随着科技的发展, 大多数的电子系统和产品含有特定的硬件器件和功能模块, 显然这些系统是多种类、嵌入式的。嵌入式的软/硬件设计是一项复杂工作, 为了满足系统的可靠性、运行效果、内存受限等要求, 嵌入式系统除了需要实现功能需求外, 非功能性的约束 (Non-functional constraints) 也是非常重要的。非功能性约束包括实时性、程序性能、稳定性、可靠性、安全性、内存限制、存储空间限制等<sup>[1-2]</sup>。对于非功能性约束的考虑方法可以分为两大类: 面向过程 (process-oriented) 的方法和面向产品的方法 (product-oriented)。面向过程的方法, 指使用非功能性约束信息指导软件的开发过程。面向产品的方法, 指在组件内部描述非功能性约束信息, 并检查组件构成的产品的非功能性约束信息判断软件是否满足要求的非功能性约束。本文中使用的

面向产品的方法对嵌入式组件模型 SECOM (Simple Embedded Component Object Model) 的非功能性约束进行分析, 在组件内部采用 Petri 网方法描述非功能性约束信息。

### 1 时间 Petri 网

Petri 网是一种可用图形表示的组合模型, 具有直观、易懂和易用的优点, 可用于模拟带有并发性、异步性、分布式、非确定性、并行性等特性的系统。而用时间 Petri 网<sup>[3-4]</sup> (简称时间网 TPN) 建立系统的动态模型, 可进一步将系统中事件从发生到结束所需的时间描述出来。

时间网 TPN 中表示事件的持续时间的方法有两种: 一种是将各事件的持续时间标在库所的旁边, 表示库所中产生的托肯要经过一定的时间后才能参与网中的运

\* 基金项目: 教育部科学技术研究重点项目 (208148)

行;另一种方法是将时间标注在变迁的旁边,表示当该变迁具有发生条件时要延迟一段时间后才能发生,或该变迁发生后,立即从相应的输入库中所移走相应的托肯,但要延迟一段时间后才在相应的输出库中所产生相应的托肯<sup>[5-6]</sup>。在下面的时间 P/T 网定义中采用的是后一种方法。

**定义 1:** 当某一变迁的发生条件满足时,若该变迁要延迟一段时间后才从相应的输入库中所移走相应的托肯并得到发生后果,或该变迁发生后,立即从相应的输入库中所移走相应的托肯,但要延迟一段时间后才得到发生后果,则称这样的变迁为时间变迁。

**定义 2:** 当某一变迁的发生条件满足时,若该变迁立即从相应的输入库中所移走相应的托肯,且立即得到发生后果,则称这样的变迁为立即变迁。

在时间 P/T 网的图形表示中约定,用矩形框表示时间变迁,用黑线表示立即变迁。下面是时间 P/T 网模型的形式化定义。

**定义 3:** 设  $N_0 = \{0, 1, 2, \dots\}$ , 则时间 P/T 网模型是一个 7 元组:  $\Sigma = (P, T, I, O, K, M_0, F)$ , 其中: (1)  $P = \{P_1, P_2, \dots, P_n\}$  是一个有限库所集,  $n \geq 0$ ; (2)  $T = \{t_1, t_2, \dots, t_m\}$  是一个有限变迁集,  $m \geq 0$ , 且  $T = T_1 \cup T_2, T_1 \cap T_2 = \emptyset$ , 其中  $T_1$  为时间变迁的有限集,  $T_2$  为立即变迁的有限集; (3)  $I: P \times T \rightarrow N_0$  是输入函数矩阵( $\times$ 为笛卡儿积); (4)  $O: P \times T \rightarrow N_0$  是输出函数矩阵; (5)  $K: P \rightarrow N \cup \{\infty\}$  为  $P$  上的容量函数,  $N$  为正整数集合; (6)  $M_0: P \rightarrow N_0$  是初始标识集; (7)  $F: T \rightarrow R$  是  $T$  上的时间函数, 且对于任意的  $t \in T$ , 当  $t \in T_1$  时,  $F(t)$  代表延迟时间; 当  $t \in T_2$  时,  $F(t) = 0$ 。

根据延迟时间是一个固定值还是一个区间值, TPN 还可分为固定延迟时间 P/T 网和不固定延迟时间 P/T 网。在固定延迟时间 P/T 网中, 对于任意的变迁  $t \in T_1$ , 都有一个非负的实数  $r$  与之相对应, 使得变迁  $t$  的延迟时间为  $r$ 。在不固定延迟时间 P/T 网中, 对于任意的变迁  $t \in T_1$ , 都有一个对偶  $[Bcet, Wcet]$  与之相对应 ( $Bcet \geq 0, Wcet \geq 0$ ), 使得若在  $a$  时,  $t$  的发生条件成立, 则  $t$  可在时间区间  $[a+Bcet, a+Wcet]$  内执行, 即  $t$  有效时, 其相应的输入库所中的托肯将至少保留  $Bcet$  s, 直至  $(a+Wcet)$  s 时才移出, 或  $t$  有效时, 其相应的输入库所中的托肯立即移出, 但至少保持  $Bcet$  s, 直至  $(a+Wcet)$  s 时才产生后继标识, 本文中采用第一种方式。

## 2 SECOM 组件模型

基于嵌入式系统高度可裁剪性、资源受限的特点和对当前现状的分析<sup>[6]</sup>, 本文给出一种新的、基于源代码复用的、精简的嵌入式组件模型 SECOM。该组件模型包含以下元素:

(1) 瘦组件: SECOM 组件是设计、开发、重用的单元, 是程序的基本组成块, 是在完成基本功能前提下的极小化, 所以称之为“瘦组件”。组件与接口相互独立, 是接

口功能的具体实现者。组件之间通过接口通信, 互相协作完成软件功能。组件的定义是可递归的。

(2) 简接口: 接口用来定义功能函数, 是一组相关函数的集合, 分离了瘦组件的定义与实现, 彻底消除了接口调用者和实现者之间的耦合关系, 增强了信息封装性。接口具有唯一性、不变性、继承性和多态性。同一接口在不同组件内有不同的实现方式。接口分为两类: ① 服务接口 (Provide Interface), 接口所在组件已经实现了此接口类型的功能, 可以向组件外部提供服务; ② 请求接口 (Require Interface), 接口所在组件内没有实现此接口的功能, 组件需要向外部请求此接口的实现。

(3) 灵敏桥接器: 桥接器完成接口之间的连接。根据现有条件的不同, 采取不同的连接模式。连接模式有: 直接连接 (connecting), 选择连接 (selecting) 和代码块粘连 (gluing)。接口之间的消息交换是通过一个桥接器连接两个或更多的接口实例来实现<sup>[7-9]</sup>。组件模型类图如图 1 所示。

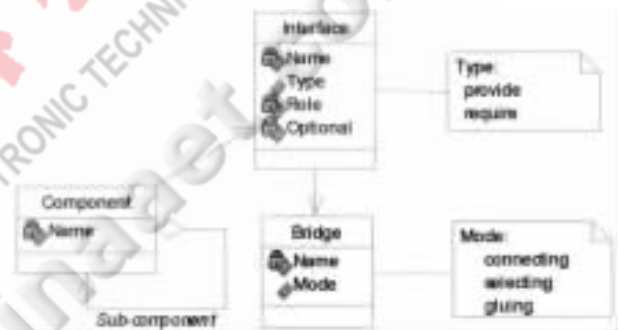


图 1 组件模型类图

## 3 建模实时分析

嵌入式系统通常都是强实时性的, 为了对实时性更有效地建模和分析, 首先建立一个如图 2 所示的 TPN 计时器 timer, 其中  $T_1$  是一个时间变迁, 延迟时间是一个固定值  $r$ , 且  $r = Wcet$ 。经过时间  $r$  s 后,  $P_{01}$  中的托肯才会移出,  $P_{02}$  中则会出现托肯; 否则, 当小于时间  $r$ , 并且有其他条件满足时, finish 变迁会发生。

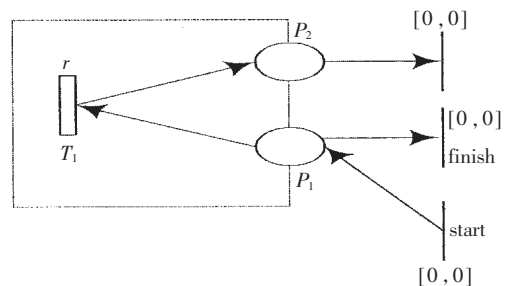


图 2 一个 TPN 计时器 timer

下面对 SECOM 组件模型进行实时建模分析。图 3 中圆圈表示组件状态, timer 是前面利用 TPN 建立的计

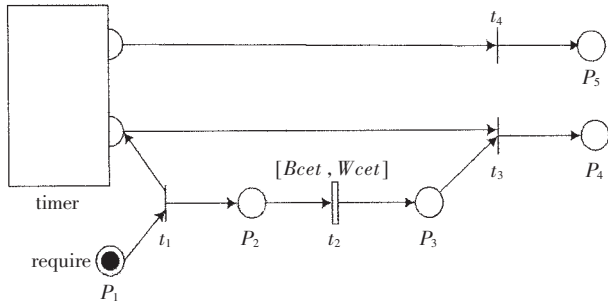


图3 组件实时分析 TPN 模型

时器。其中  $M_0 = \{1, 0, 0, 0, \dots\}$  是初始标识;  $P = \{P_1, P_2, \dots, P_3, P_4, P_5\}$  是一个有限库所集;  $P_1$ : 接收其他组件访问该组件的一个请求 *require*;  $P_2$ : 该组件处于连接和开始工作状态;  $P_3$ : 该组件处于工作结束状态;  $P_4$ : 请求得到响应后返回成功信息;  $P_5$ : 请求得不到响应, 返回错误信息。

$T = \{t_1, t_2, t_3, t_4\}$  是一个有限变迁集,  $t_1$ : 请求  $P_1$  经过变迁  $t_1$  连接要访问的组件, 同时激发计时器 *timer* 开始计时;  $t_2$ : 这是一个时间变迁, 延迟时间是一个区间值  $[Bcet, Wcet]$ , 至少经过时间  $Bcet$  s,  $P_2$  中的托肯才会移出, 则  $P_3$  中经过至少  $Bcet$  s 时间才会出现托肯;  $t_3$ : 当  $t_2$  的变迁时间小于等于  $Wcet$  时间时, 库所  $P_3$  和计时器中的库所  $P_{01}$  都拥有托肯, 则变迁  $t_3$  的发生条件满足, 即  $t_3$  变迁发生, 返回结果;  $t_4$ : 当  $t_2$  的变迁时间大于  $Wcet$  时间时, 计时器中的  $P_{02}$  中拥有托肯, 则变迁  $t_4$  会发生, 返回失败消息。

以上是对一个基本组件的实时建模。从  $P_1$  状态经过  $P_2$  和  $P_3$  到达  $P_4$  状态, 表明了该组件从收到请求、建立连接开始工作到结束工作, 返回成功信息。而从  $P_1$  状态不经过  $P_2$  和  $P_3$  到达  $P_5$  状态, 则说明请求未能得到满足, 返回错误信息。在 SECOM 模型中,  $t_2$  变迁发生的时间处于  $[Bcet, Wcet]$  区间, 从而说明该组件模型满足实时性的要求。

当访问一个不太复杂的复合组件时, 有些访问子组件步骤之间会出现顺序问题, 即会出现同步问题, 因而需采取措施防止冲突发生。所采取的措施为: 在两个请求之间加入一个控制库所  $P_{00}$ , 由它来控制访问的次序。从  $P_{11}$  到  $t_{21}$  的虚边体现了 *require1* 比 *require2* 有优先权: 非空的  $P_{11}$  阻止了  $t_{21}$  的点火, 其 Petri 网模型如图 4 所示。

对复合组件的分析, 比较简单的方法就是将每一个子组件作为一个子网连接起来, 循环执行。当访问一个非常复杂的复合组件、甚至整个系统时, 调度任务繁琐, 可以考虑引进一个单独的调度决策, 由它完成对所有子组件的调度。

本文根据嵌入式系统的特点及其应用需求, 设计了一种新的、简单的嵌入式组件模型 SECOM, 给出了模型的基本组成元素。同时, 引入了时间 Petri 网, 并使用时间 Petri 网 TPN, 建立了一个 TPN 计时器 *timer*, 利用

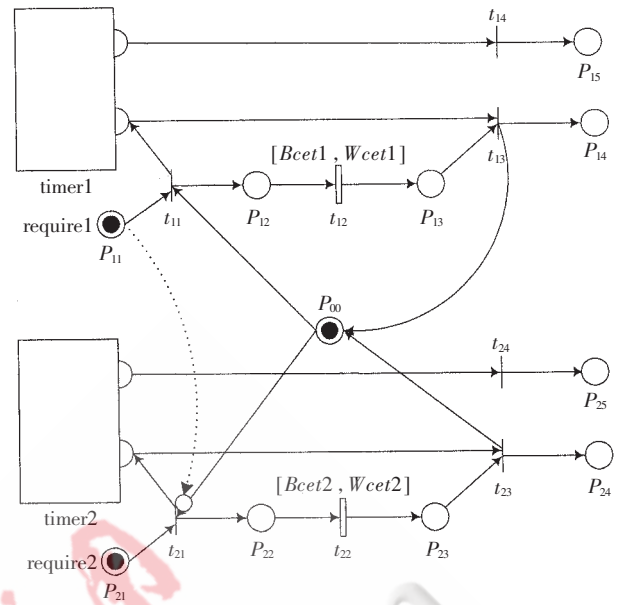


图4 同步问题建模

其对该组件模型 SECOM 非功能性约束中的实时性进行建模与分析, 从而形式化地验证了该组件具有很好的实时性。

参考文献

- [1] HUMMET T, FENGLER W. Design of embedded control systems using hybrid Petri nets. The International Workshop on Discrete-Event System Design, DESDes'01, June 27-29, 2001 Przystok near Zielona Gora, Poland
- [2] Thomas Thomas GenBler, Oscar Nierstrasz, Bastiaan Schonhage. Components for embedded software[J]. CASES 2002, 10.
- [3] Time Petri Nets. www.daimi.au.dk/PetriNets.
- [4] Berthomieu B, Diaz M. Modeling and verification of time dependent systems using time petri nets. IEEE Trans. Software Eng, 1991, 17: 259-273.
- [5] 袁崇义. Petri 网原理. 北京: 电子工业出版社, 1998.
- [6] CAI X, Michael R. Lyu, WONG Kam Fai. Component-based embedded software engineering: development framework, quality assurance and a generic assessment environment[J]. International Journal of Software Engineering and Knowledge Engineering, 2002, 2(12): 107-133.
- [7] Rob van Ommering, Frank van de Linden. The Koala Component Model for Consumer Electronics Software[J]. IEEE, 2000: 78-85.
- [8] Wolfgang Emmerich, Nima Kaveh. Component technologies: java beans, COM, CORBA, RMI, EJB and the CORBA Component Model[J]. ACM2001: 311-312.
- [9] L. Fernando Friedrich, John Stankovic. A survey configurable component-based operating systems for embedded applications[J]. IEEE, 2001(1): 54-68.

(收稿日期: 2008-08-05)

# 基于嵌入式技术的智能机器人系统研究

郝卫东<sup>1</sup>, 陈亮<sup>1</sup>, 曹德新<sup>2</sup>

(1. 桂林电子科技大学 机电工程学院, 广西 桂林 541004;

2. 优利特医疗电子(集团)有限公司, 广西 桂林 541001)

**摘要:** 结合当前机器人技术和嵌入式技术的融合发展方向, 提出了一种基于 ARM9 和  $\mu\text{C}/\text{OS}-\text{II}$  的智能机器人系统, 给出了机械结构设计、硬件设计、软件设计等系统设计过程, 研究分析了采用的巡线控制算法。

**关键词:** 嵌入式技术; 智能机器人; 实时操作系统; 巡线算法

中图分类号: TP242

文献标识码: A

## The research of intelligent robot system based on embedded technology

HAO Wei Dong<sup>1</sup>, CHEN Liang<sup>1</sup>, CAO De Xin<sup>2</sup>

(1. School of Mechatronics Engineering, Guilin University of Electronic Technology, Guilin 541004, China;

2. Uritest Medical Electronic (Group) Co., Ltd, Guilin 541001, China)

**Abstract:** The combination of robot and embedded technology is becoming more and more popular in various fields. Thus, in this paper it is discussed how to develop an intelligent robot platform based on embedded system. The discussion is focused on some important technical problems, including mechanical structure, design of hardware and software, and algorithm of line-tracking.

**Key words:** embedded technology; intelligent robot; real-time OS; algorithm of line-tracking

近年来, 机器人技术的应用开始从制造业向非制造领域扩展, 如宇宙探索、海底探查、管道铺设和检修、医疗、军事、服务、娱乐等, 基于非结构环境、极限环境的先进机器人技术及应用研究已成为机器人技术研究和发展的主要方向。同时, 随着嵌入式处理器的高度发展, 嵌入式系统在体积、价格、功耗、性能、稳定性等方面表现出明显的优势。如果将嵌入式系统很好地与机器人技术融合, 前景不可估量, 因此, 研究在嵌入式条件下的机器人技术也更有现实意义。

本设计将嵌入式技术应用于机器人系统, 采用基于 ARM920T 核的 S3C2410 芯片作为主控 CPU, 使用实时嵌入式操作系统  $\mu\text{C}/\text{OS}-\text{II}$  作为操作系统, 并集成必要的中间件  $\mu\text{C}/\text{GUI}$  和相应的驱动程序与应用程序, 构建一个完整的智能移动机器人系统, 完成周围环境的图像、声音等信息的采集, 实现机器人的越障等功能。系统具有广阔的发展空间和应用前景, 将来可用于在恶劣条件下的军事侦察攻击及反恐防爆等领域。

### 1 智能机器人系统机械平台的搭建

对国内外移动机器人及仿生机器人的研究发现, 智能移动机器人系统机械机构大致分为三类, 分别为轮

式、履带式 and 腿式, 这三种机械模型各有优缺点。其中, 轮式移动机器人以其地面适应性强、运行可靠和控制方便而成为移动机器人首要的选择方案, 也是本文所介绍机器人采用的结构。

该机器人由前部机构、主体机构、侧向机构、后部机构四部分组成。系统共配有 6 个车轮, 每个直径均为 100 mm, 均为主动轮。其中, 前后轮上各安装有两个电机, 一个电机驱动转向, 另一个驱动机器人的前进后退; 其余四个车轮分布在主体的两侧, 每个轮上各有一个电机驱动前进后退。

机器人前部为一四杆机构, 使前轮能够在一定范围内调节其高度, 主要功能是在机器人前部遇障碍时, 前向连杆机构随车轮上抬, 而遇到下凹障碍时前车轮先下降着地, 以减小震动, 提高整机平稳性。在主体的左右两侧, 分别配置了平行四边形侧向被动适应机构, 该平行四边形机构与主体之间通过铰链与其相连接, 是小车行进的主要动力来源。利用两侧平行四边形可任意角度变形的特点, 实现自适应各种障碍路面的效果。改变平行四边形机构的角, 可使左右两侧车轮充分与地面接触, 使机器人的 6 个轮子受力尽量均匀, 加强机器人对

不同路面的适应能力,更加平稳地越过障碍,并且更好地保证整车的平衡性。主体机构主要起到支撑与连接机器人各个部分的作用,同时,整个机器人的控制系统就安装在主体之中。后部机构与主体刚性连接,配备有电机驱动车轮,主要起支撑作用,并配合前轮实现转向。

## 2 智能机器人控制系统硬件结构设计

### 2.1 控制系统总体硬件结构

智能机器人控制系统的硬件系统方案设计如图 1 所示。远程监控端由台式 PC 主机通过 RS232 或网络接口连接无线收发模块,完成图像、语音的收集和显示播放再现,监视现场机器人的周围环境,必要时可以通过无线收发模块发送控制命令,完成控制任务。由于研制的进度,本部分即虚线框内的功能正在开发,是今后研究的重点;现场机器人控制端由核心控制板模块、视频采集模块、语音采集模块、人机交互模块、程序下载模块、电机驱动模块、电源模块、无线收发模块等组成。

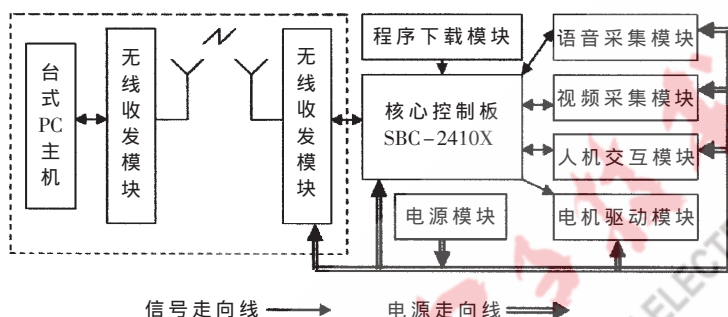


图 1 系统总体硬件图

### 2.2 语音视频采集模块

因为机器人需要收集周围环境的信息,监听周围的情况,提供与图像信息同步的语音信息,以便控制人员准确地掌握周围所发生的情况,及时做出决策,所以设计了语音采集模块以完成此项功能。本设计采用了 Philips 公司的 UDA1341TS 芯片与微处理器 S3C2410 相连,提供了完整的语音录制和播放功能。S3C2410 提供了 IIS 接口,能够读取 IIS 总线上的数据,同时也为 FIFO 数据提供 DMA 的传输模式,这样能够同时传送和接收数据。在 S3C2410 处理器中,音频数据的传输可以使用两个 DMA 通道。如声音播放,先将数据送到内存,然后传到 DMA 控制器通道 2,再通过 IIS 控制器写入 IIS 总线并传输给音频芯片,而通道 1 则主要用于录音功能。

本系统采用基于 CMOS 图像传感器直接输出数字信号的方案设计视频采集模块。此方案具有模块简单、外围电路少、直接输出数字信号、不用经过中间转换就可以提供进一步的图像处理的诸多特点。本课题选用 C3188A 摄像头构成视频采集模块。C3188A 是 1/3" 镜头的彩色数字输出的摄像头模块,摄像头芯片采用 OmniVision 公司的 CMOS 图像传感器 OV7620。C3188A 摄像头模块采用数字和模拟信号输出接口,并提供 8/16 的

数据总线宽度,通过 PC 串行通信协议,可以对 OV7620 内部的寄存器进行编程,如修改曝光率、白平衡、窗口大小、饱和度、色调和图像输出格式等。

### 2.3 电机驱动和电源模块

驱动部分是机器人的重要组成部分,它和电机组成机器人的执行机构,完成机器人行走运动。直流电机具有良好的线性调速特性、简单的控制功能、较高的效率、优异的动态特性,被广泛应用在控制系统中。本系统将采用 4 片 L298N 电机驱动芯片驱动 8 个直流电机,采用 PWM 调速原理控制直流电机达到控制机器人的速度。

为了消除电机运转对系统核心开发板 SBC2410 的干扰,从核心开发板的控制引脚输出的信号,经过 16 路光电耦合器(需 4 片 TLP521-4)进行信号隔离,脉宽调制 PWM 控制光电耦合器的开关,以达到控制 L298N 驱动芯片的目的,并驱动电机按照所需的速度运转。

在电源方面,设计的系统电源主要供给核心控制板模块、电机驱动模块、人机交互模块所用的 640 \* 480TFT/LCD 显示器、视频采集模块、无线收发模块(预留扩展)和语音采集模块。系统最终选用 12V 的电瓶供电,可直接给电机驱动芯片和 LCD 显示器供电。但由于系统模块多,所需电流大,所以在提供 12V 转 5V 电压时,选择开关电源芯片 LM2576 作为电压变换核心器件,它能承受最大 3A 的电流输出。

## 3 智能机器人控制系统软件结构设计

机器人控制系统的实时性好坏对于整个机器人系统的性能极其重要,控制系统的实时性越强,机器人处理异常情况的能力越强。由于  $\mu C/OS-II$  是一种源代码公开、可移植、可固化、可裁剪、占先式的实时多任务操作系统,所以本设计就采用  $\mu C/OS-II$  提供多任务支持,再整合人机界面  $\mu C/GUI$  和底层驱动程序及应用程序等构建机器人软件控制系统,实现对整个机器人的实时控制,完成智能控制任务。

### 3.1 控制系统总体软件结构

软件系统主要由应用软件、内核、系统服务、驱动程序等组成。其构成示意图如图 2。

图 2 中硬件平台是指核心控制模块及其外围扩展模块,如视频采集模块、语音采集模块等;驱动程序是指系统对 LCD、直流电机、摄像头模块、语音采集模块等程序;内核是指嵌入式操作系统,本系统采用的是  $\mu C/OS-II$

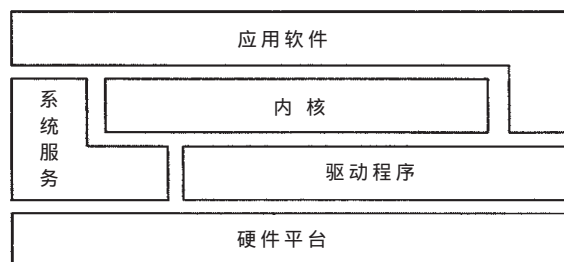


图 2 软件系统示意图

操作系统；系统服务是指图形界面  $\mu\text{C}/\text{GUI}$  和文件系统等；应用程序是指为完成控制系统所规划的任务等程序。

### 3.2 基于 $\mu\text{C}/\text{GUI}$ 的界面设计

本设计中，在嵌入式 GUI 方面选择了 Micrium 公司开发的通用的嵌入式图形用户界面软件  $\mu\text{C}/\text{GUI}$ ，它是  $\mu\text{C}/\text{OS-II}$  的专用 GUI，可以实现与  $\mu\text{C}/\text{OS-II}$  实时操作系统的完美结合。使用它可以方便地定制自己的图形用户界面，完成各种应用程序的开发。

中间件  $\mu\text{C}/\text{GUI}$  界面应用程序向用户提供了丰富的 API 接口函数，为窗口设计提供了方便。在设计中，为了绘制一幅背景图片，首先使用位图转换工具把 bmp 格式的位图转换成  $\mu\text{C}/\text{GUI}$  支持的 C 文件，供  $\mu\text{C}/\text{GUI}$  函数调用。然后根据  $\mu\text{C}/\text{GUI}$  提供的 API 函数设计系统界面。用到的 API 函数主要有位图显示函数、窗口创建函数、窗口客户区句柄获取函数、按钮创建函数、文本框创建函数和滑动进度条创建函数等。设计的界面最终在 8 英寸 LCD 液晶屏上显示。本系统设计的窗口主要由两个子窗口组成：上方窗口主要用于视频显示，可以通过触摸屏点击开始或结束，视频数据将自动存入规划好的内存图像存储区，以便进一步处理利用，并可选择机器人所处环境的特定算法程序，且运行相应的程序；下方的窗口工具条主要完成机器人现场音频数据的收集、播放及停止采集，录制的音频信息将自动存入规划好的内存音频数据存储区 Sound\_Buffer 中，而播放的音频数据放在内存 Play\_Buffer 中，它们采用的都是内存映射技术。

### 3.3 用户任务设计

基于  $\mu\text{C}/\text{OS-II}$  的任务管理机制，根据系统的功能要求，划分为 6 个系统任务，并设置每个任务的优先级，如表 1 所示。

表 1 系统任务划分

任务名	任务说明	优先级
Motor_Drive_Task	电机驱动任务	1
Image_Analyze_Task	特定环境下的算法分析图像任务	2
Image_Collect_Task	图像采集任务	3
Sound_Record_Task	环境声音信息采集任务	4
Sound_Play_Task	声音播放任务	5
GUI_Update_Task	界面窗口回调信息更新任务	6

(1)Motor\_Drive\_Task——定时中断节拍进行计时，在任务循环块中，接收图像处理控制算法中形成的电机驱动参数，即 Image\_Analyze\_Task 任务中产生的电机驱动参数，更新 PWM 输出，完成机器人所需运动轨迹姿态的调整，随后挂起自身。

(2)Image\_Analyze\_Task——获取在内存循环队列中的图像数据，在任务循环块中检测图像信号量。如果没有在一定时期内进行任务调度，则挂起自身；若有则对获取内存循环队列中的图像数据进行分析处理，得出电机驱动参数并发送该信息至消息队列中，然后释放图像信

号量，再挂起自身。

(3)Sound\_Record\_Task——用于采集、存储机器人周围环境声音信息数据到声音队列中。

(4)Sound\_Play\_Task——定时从内存声音播放存储处，即 Play\_Buffer 中提取数据放到队列中进行播放。

(5)Image\_Collect\_Task——建立窗口界面，在任务循环块中检测图像信号量。如果没有在一定时期内进行任务调度，则挂起自身；如果检测到图像信号量，则采集一幅图像到图像存储循环队列中，采集完成，再释放图像信号量，挂起自身。

(6)GUI\_Update\_Task——按照  $\mu\text{C}/\text{GUI}$  手册规定，当其使用窗口回调机制，建议把它设为最低优先级的任务，用来更新回调信息，并且该任务必须实现，且要定期调用。

## 4 试验研究分析

设计并完成装配的机器人的样机如图 3 所示，其中 A 为摄像头模块，B 为麦克风，C 为液晶屏，D 为喇叭，E 为 12 V 电瓶。摄像头离地的高度为 450 mm，摄像头光轴与水平面角度为  $60^\circ$ 。

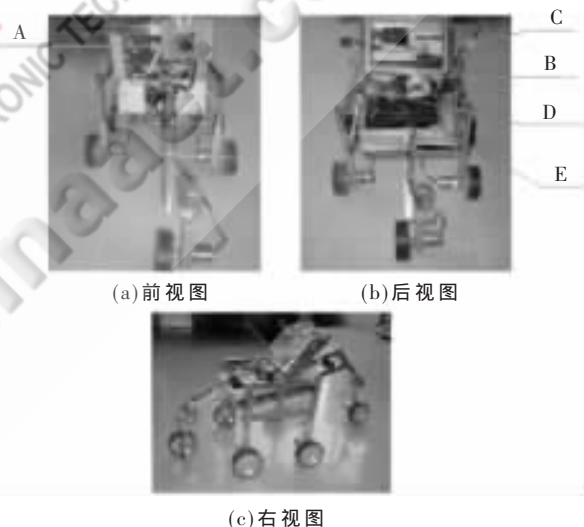


图 3 智能机器人系统效果图

### 4.1 视频图像采集试验

由于本文采用的核心控制板的 I/O 口资源有限，因此，对图像采集的控制信号线用普通的 I/O 口，而不是用中断 I/O 口与其摄像头模块相连，因此只能用软件实时检测 I/O 的电平状态，决定何时采集开始，何时读数据，何时结束。为了能够采集到图像数据并能分辨出来，必须能够跟踪控制信号的变化状态，如果不对摄像头模块进行降频处理，则由于 I/O 口电平的变化频率远低于摄像头控制信号的变化频率，将导致 I/O 口无法跟踪控制信号变化，即将无法判断帧、行、点何时开始与结束这些状态信息。当摄像头的最高频率（点像素频率最高）降到 1 MHz 左右，系统就能跟踪并完整地采集到图像信息，并进一步处理之后完好地显示出来。采集到的实验

数据如表 2 所示(示波器采用 x10 档)。

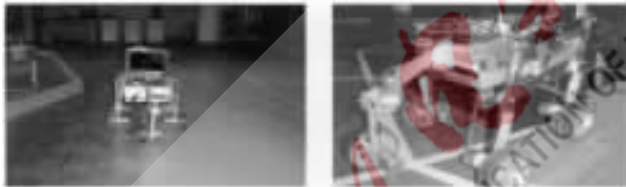
表 2 视频图像采集实验数据

	峰-峰/mV	平均值/mV	周期	频率
YSYN	552	6.66	177.2 ms	5.643 Hz
	552	5.80	176.6 ms	5.663 Hz
HREF	584	329	566.0 $\mu$ s	1.767 kHz
	584	315	566.0 $\mu$ s	1.767 kHz
PCLK	576	257	0.9997 $\mu$ s	1.000 MHz
	568	255	1.0000 $\mu$ s	1.000 MHz
Y0	576	239	3.000 $\mu$ s	333.3 kHz
	568	247	3.000 $\mu$ s	333.4 kHz

从以上的图与表可以清楚地看出:系统的控制信号非常完整和稳定,没有出现毛刺、变形等情况,给检测读取带来了方便。Y0 数据信号也很规整,其他数据信号,如 Y1~Y7 也是如此。Y0 的波形图中有些段是低电平,出现的位置不一样,这是因为摄像头移动的时候,环境光发生了变化,引起整个 Y 数据变化,从 Y0 数据也可以清楚看出这一点,并且从图像上也能很明显地感到图像在实时移动变化着。

### 4.2 直线爬坡试验

对于移动机器人来说,在非结构化环境中,最典型的情况就是平地、斜坡与台阶,对其走直线与爬坡的试验如图 4 所示。



(a) 直线行走效果图 (b) 爬坡效果图

图 4 走直线与爬坡试验

实验场地是绿色毛毯状物质。机器人上电工作之后,就开始在控制算法下运行电机控制任务,输出控制信号,驱动电机运行,机器人就沿着直线方向以 0.17 m/s (理论计算值最高可达 0.183 m/s) 的速度前进。反复进行 10 次路径长为 5 m 的直线行走实验,发现最大偏差为 0.25 m,最小偏差为 0.08 m,平均偏差为 0.184 m。分析其原因,是由于电机的负载能力、启动特性、机械结构、机器人的重心位置及轮子与地面的摩擦阻力等因素所造成的。

在爬坡实验中,主要测试的是机器人单侧爬坡的能力和效果。斜坡的倾斜角度是可调整的。对其进行了 9 次的爬坡实验,角度从 20°~60° 的范围变化,发现随着角度每增加,爬坡的难度将变得越来越困难。当在 36° 左右时,机器人还能够保持整体结构平衡,能够沿着斜坡运动前进并能越过障碍,而在 41° 左右时就无法前进。这些结果显示,机器人爬坡能力较强,能够翻越比较大的斜坡。但有些地方需要改进,如运动轮子摩擦不够,

轮子宽度较窄,后轮驱动力稍有不足,与其相连的机械结构臂刚度不够等。今后需对其进行仿真优化。

### 4.3 智能巡线试验

机器人的巡线可用于机器人比赛、自动化无人工厂、仓库、服务机器人等领域,因此研究巡线实现过程有一定的现实意义。试验如图 5 所示。



(a) 图像显示效果图 (b) 巡线实时过程

图 5 巡线试验

实验场地是绿色毛毯状物质,其中白线宽度为 30 mm。在启动试验平台之前要调整摄像头视角,如果视角太大,则循线精度很难保证,甚至会脱离预期的轨迹。经过试验验证,当摄像头光轴与地面夹角大约为 60° 左右时,其循线可靠性及精度能够得到很好的保证。

(1) 控制算法描述:机器人的动态巡线过程,需要提取并能检测判断机器人相对白线的位置情况,形成控制策略,完成机器人的运动姿态调整。其算法实现流程如图 6 所示,巡线偏移情况如图 7 所示。

(2) 特征匹配:图像匹配技术是数字图像处理领域中的一项重要研究,基本原理就是根据已知模式(模板图),到另一幅图中搜索相匹配的子图像,该过程被称为模板匹配。通常,图像的模板匹配技术可以分成直接基于灰

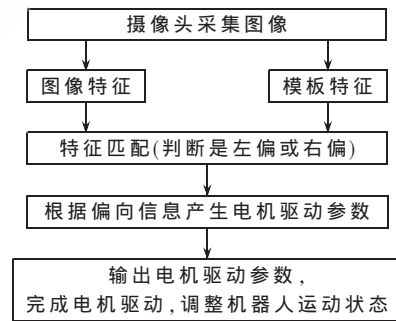


图 6 核心算法实现流程方框图

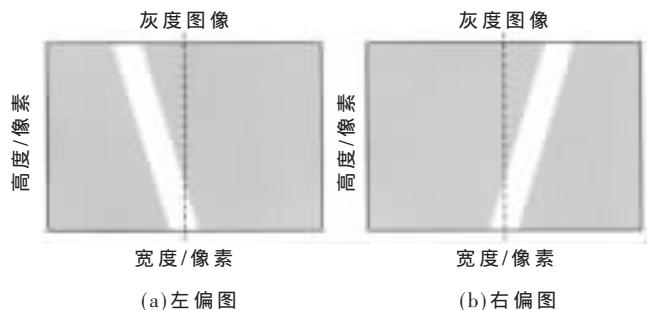


图 7 巡线偏移情况

度值的方法以及基于特征提取的方法两大类。

这两种算法共同的缺陷是时间复杂度高,不利于实时操作,特别是在在线检测、机器人视觉伺服等需要从大量视频信号实现数字处理海量图像的匹配场合。由于本课题采用的处理器 S3C2410 硬件不支持浮点运算,无法采用上述方法识别机器人相对于白线的位置是左偏还是右偏。为此,结合机器人应用环境的特殊情况,对二维图像匹配算法进行了改进与简化,其基本思路和实现过程如下:

①在现场采集一幅图像,如图 8(a)所示(理想情况),大小为 320×240 像素。

②把图像分成三个图像带:A0,像素从 L0~L1;A1,像素从 L2~L3;A2,像素从 L4~L5;再把每个带分成左右两半,其像素从中间开始向两边递增,即从 p0~p159,并分别给出权值,求其每点的灰度值与相应点权值并求出总和,其表达式为:

$$S_j = V_1 * 1 + V_2 * 2 + \dots + V_i * i + \dots + V_n * n$$

( $V_i$  为灰度值,  $i$  为权值;  $0 \leq n \leq 159$ ,  $n$  为整数;  $L_0 \leq j \leq L_1$  或  $L_2 \leq j \leq L_3$ ,  $j$  整数)

③用  $A_i$  右边区的总和减去  $A_i$  左边区的总和的差值,看是否落在误差的允许范围  $[-\delta, \delta]$  之内,即表达式为:

$$T_m = (S_{j \text{ 右}} - S_{j \text{ 左}}) \in [-\delta, \delta] \quad (m=0, 1, 2)$$

④根据  $T_m$  值的大小就可以确定机器人的位置是左偏、右偏,或在误差范围之内,随之就能产生机器人的控制策略。

由于本图像识别是特定情况的应用,图像处理数据量少、处理快、巡线稳定、可靠性高,经过现场的实验验证,相对于模板在整个搜索图中搜索匹配效率高,避免了复杂的运算,具有很高的实时性。

实验结果表明,本课题设计的机器人能够很好地实现直线爬坡、巡线行走等功能,并可以实时采集声音和图像信息。在数据处理上,采用 ARM9 核的 S3C2410 处理

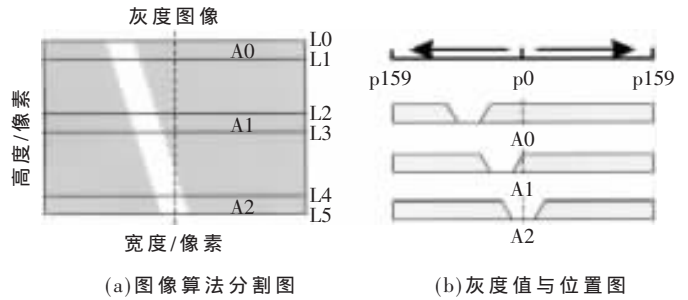


图 8 特征提取与匹配

器,数据处理快、实时性强、稳定可靠、效率高。本文所设计的嵌入式智能机器人系统,对研究嵌入式技术和机器人技术有一定的参考意义。该技术也可以应用于机器人比赛、自动化无人工厂、仓库、服务机器人等领域。

### 参考文献

- [1] ROLAND S, PIERRE L, THOMAS E, et al. Innovative design for wheeled locomotion in rough terrain. *Robotics and Autonomous Systems*, 2002, 40(2-3).
- [2] JLABROSSE J.  $\mu C/OS-II$  the real time kernel[M]. New York: CMP media Inc, 1996.
- [3] 刘志雄. 基于嵌入式系统的室内移动机器人的应用研究[D]. 中国优秀博硕士学位论文文库: 昆明理工大学硕士论文, 2007, 3.
- [4] Labrosse J J. 嵌入式实时操作系统  $\mu C/OS-II$  第 2 版[M]. 邵贝贝译. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2005.
- [5] 李翠兰, 马培荪. 一种新型的可被动适应崎岖表面的六轮月球漫游车[J]. *传动技术*, 2005, 19(1): 9-13.
- [6] LISA G. R. A Survey of image registration techniques[J]. *ACM Computing Surveys*, 1992, 24(4): 235-376.
- [7] 李强, 张钺. 一种基于图像灰度的快速匹配算法[J]. *软件学报*, 2006, 17(2): 216-222.

(收稿日期: 2008-08-13)

# 自动门控时钟技术在聚芯 SoC1000C 中的应用 \*

王伊蕾<sup>1</sup>, 李 涛<sup>2</sup>, 宋丽华<sup>1</sup>, 孙玉娟<sup>1</sup>

(1.鲁东大学 计算机科学与技术学院, 山东 烟台 264025;

2.鲁东大学 网络中心, 山东 烟台 264025)

**摘要:** 针对 SoC 中时钟网络的自动门控时钟技术进行应用方法的研究, 主要以聚芯 SoC1000C 的 CPU 核为基础, 通过对其内部时序逻辑特点的分析, 提出以精确可靠的时序分析为基础的时钟网络设计方案, 从而在不增加物理设计复杂度的情况下大大降低 SoC 的时钟功耗, 同时达到改善时序性能和芯片面积的效果。

**关键词:** SoC1000C; 单片机; 门控时钟

中图分类号: TP302

文献标识码: A

## Application of automatic gating clock technology in SoC1000C

WANG Yi Lei<sup>1</sup>, LI Tao<sup>2</sup>, SONG Li Hua<sup>1</sup>, SUN Yu Juan<sup>1</sup>

(1.Department of Computer Science & Technology, LuDong University, Yantai 264025, China;

2.The Network Center, LuDong University, Yantai 264025, China)

**Abstract:** This paper researches on the application methods of the automatic gating clock technology in SoC based on the CPU nucleus of Soc1000C. This paper puts forward a clock network design scheme that can exactly and credibly analyzes the sequence. It can reduce the SoC clock power dissipation without adding physical design complexity and also can improve the sequence capability and the CMOS chip unilateralism.

**Key words:** SoC1000C; CMOS chip; gating clock

近年来, 芯片的内部时钟频率飞速增长, 由于其时钟树的翻转率固定为时钟频率的 2 倍, 而其他信号每个周期的平均翻转率通常要远小于 1, 因此时钟树以及触发器单元的功耗消耗要比处理器中其他非时序单元的功耗消耗大得多。芯片中的时钟网络包括时钟树以及时钟树所驱动的触发器两大部分, 这两部分由于具有翻转频率高、分布广、连线长等特点, 所以不论从延迟、可靠性, 还是从功耗的角度看, 时钟网络都是处理器中需要细心考虑的关键部分。根据功耗分析的结果, 由时钟树和触发器组成的时钟网络虽然在单元数目上只占处理器所有单元数目的不到百分之十, 但这部分的时钟功耗却通常占处理器总功耗的 30% 以上。例如在 Alpha 21264 中占总功耗的 32%<sup>[1]</sup>, Itanium2 中占总功耗的 33%<sup>[2]</sup>, 在龙芯 2E 处理器中达到 47%<sup>[3]</sup>。

### 1 自动门控时钟技术原理

门控时钟技术是在寄存器排的时钟网络上插入

门控电路, 产生一个消除寄存器不必要活动的控制信号, 减少了电路中不必要的信号翻转, 从而降低功耗。当前, 支持自动门控时钟技术的 EDA 工具, 如 Synopsys 公司的 Power Compiler, 可以将以上三种类型的 RTL 代码自动映射为如图 1 所示的电路, 触发器原先的使能端 EN 同时关闭时钟。为此, 需要在时钟树上增加一个基本门控单元, 它由一个逻辑与门 (AND) 和一个用来防止生成毛刺的锁存器 (LATCH) 组成, 从而保证时序的正确性。当 EN 端为低时, 寄存器排的时钟被自动关闭, 有效

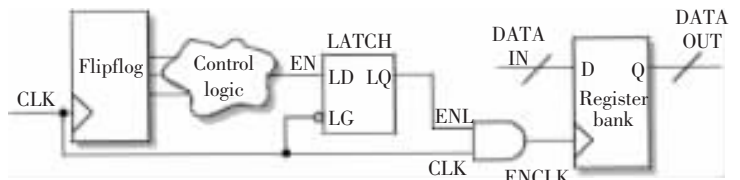


图 1 加入自动门控时钟后的等价电路

\* 基金项目: 国家“863”高新技术资助项目 (2003AA1Z2320)

降低了功耗；而当 EN 端为高时，寄存器排的时钟被自动打开，从而确保了电路的正常工作。当 EN 越长时间为低时，功耗优化效果会越明显。

根据门控时钟原理不难看出，门控时钟的引入可以带来如下好处：首先门控使能关闭时，位于门控单元后面的时钟不再翻转，因此节省了相应的时钟树与触发器上的时钟功耗；其次，加入门控逻辑后，被门控的每个触发器不再需要一个单独的多路选择器，因此进一步减少了功耗和面积；第三，面积的缩小可以降低物理设计时的布线拥塞度，对芯片的时序会有所改善，意味着芯片性能的提升。但与此同时会增加门控单元的代价以及时钟线的负载，并且带来了一系列与物理设计相关的问题，包括时序分析、可测性设计和验证等<sup>[4]</sup>。

## 2 自动门控时钟技术的应用问题与解决方法

虽然自动门控时钟技术理论上可以有效降低芯片功耗，甚至同时达到提高性能和减少面积的效果，但在当今 EDA 工具发挥重要作用的芯片设计流程中，还缺乏完备的支持。例如在中科 SoC 和聚芯 SoC1000A 两个版本中，都没有采用这种方法。如果依靠全定制设计来解决，就限制了 ASIC 设计流程对自动门控方法的使用。

### 2.1 时序分析问题

时序问题是自动门控时钟技术使用过程中最棘手的问题，其严重限制了这种技术的使用与推广。本文分析了自动门控时钟潜在的时序问题，并说明非理想时钟情况下，传统方法仍然可能导致门控后的时钟产生毛刺并针对工程实现给出解决方法。

图 2 所示是一个基本的门控单元。由于与门(AND)在时钟树上，CLK 传递到 ENCLK 的延迟变大，因此 DATAIN 数据推迟到达寄存器排的 Q 端，DATAOUT 后面

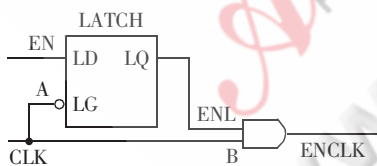


图 2 基本门控单元

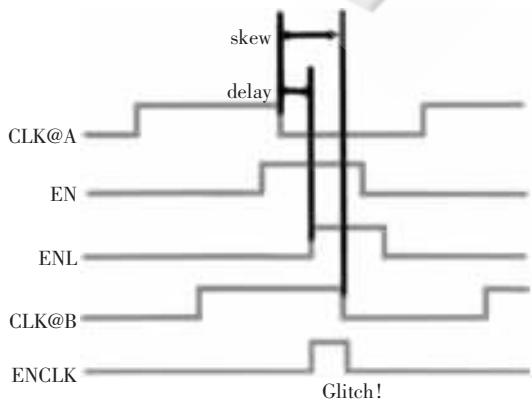


图 3 基本门控单元在非理想时钟下的波形图

的组合电路将要在不足一个时钟周期内完成，从而造成时序紧张。这种时序紧张只可能导致性能的下降而不会造成错误，但性能的下降也会带来严重的后果。如图 3 所示，EN 由于其之前组合逻辑的作用产生一个毛刺（不足一个时钟周期），此时经过 LATCH 延迟 delay 时间后传递到 ENL。假设 CLK 到达 B 点的延迟大于到达 A 点的延迟，即存在时钟偏斜 skew 且大于 delay，这样 EN-CLK 仍然会产生一个毛刺而不会被屏蔽，从而造成严重后果。

为了防止时钟产生以上分析的毛刺，只要门控时钟的建立时间和保持时间都得到满足，ENCLK 就不会出现毛刺，并且可以在理论上得到占空比为 1 的时钟波形。因此只要对布线后网表的门控逻辑进行精确的静态时序分析（简称 STA）<sup>[4]</sup>，就可以保证自动门控时钟技术的可靠性。在一个电路中，门控时钟的建立时间和保持时间如何计算是一个复杂的过程，本文将针对 Artisan 0.18 μm 工艺进行实验和分析。

### 2.2 可测性设计问题

半导体在制造过程中可能带入各类失效，例如材料的缺陷以及工艺偏差都可能造成芯片中电路的短路、断路以及器件节点间穿通等问题，而这样的物理失效必然导致电路功能或者性能方面的故障。结构化测试可以定位生产制造过程中的故障，并且确保连线、晶体管等基本成分生产制造的正确性。为此原始设计需要加入只在测试过程中才使用的测试逻辑，以便于高质量测试向量的自动产生，同时也提供诊断失效器件的高效率方法，通常称这一过程为可测性设计（简称 DFT）<sup>[5]</sup>。

本文关注的主要内容并不是 DFT，但加入自动门控而不对原有 DFT 进行改动则会影响到设计的可测性。例如，在没有加入自动门控时钟的设计中，所有触发器链接成一条扫描链，它们的 CLK 端（时钟端）与芯片时钟直接相连，以促使测试数据的传递。而在加入自动门控时钟之后（如图 4 所示），门控触发器的 CLK 端并不与时钟直接相连，当其之前的门控使能信号 EN 为低时，深色区域的电路将不具有可测性，从而影响扫描链的正常工作。当然可以将这类触发器从扫描链中删除，但后果

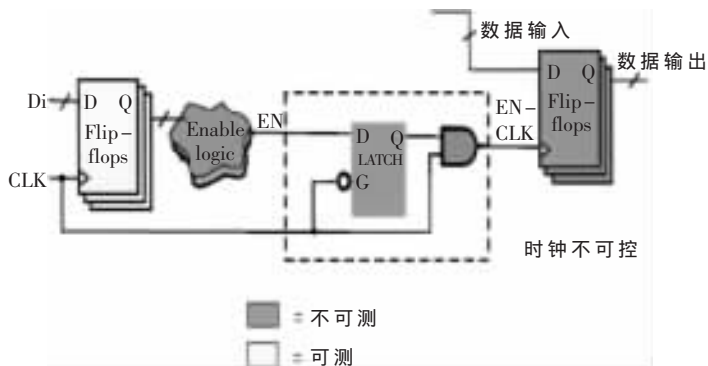


图 4 加入门控时钟电路之后的电路可测性

是部分电路的可控性和可观察性都将降低,而当这类触发器占有相当大数量时,芯片的故障覆盖率(Fault Coverage)将会大幅度降低。

### 2.3 面积问题

自动门控时钟方法除了可以降低时钟网络的功耗,还可以减少综合后逻辑的面积,这是因为门控时钟方法可以消除大量反馈电路的多选器,取而代之的是一个 LATCH 和一个与门。表 1 列出 Artisan 0.18  $\mu\text{m}$  工艺库中的一组真实的多选器、LATCH 以及与门的面积。数据表明,如果使用该工艺库,两个多选器的面积相当于一个门控单元(含一个 LATCH 和一个与门)的面积。因此当寄存器排中触发器的数量即位宽(Bit Width)超过 2 时,使用门控时钟方法将减少面积,而当位宽增大时,面积减小的效果会更加明显。

表 1 Artisan 0.18  $\mu\text{m}$  工艺库中多选器、LATCH 和与门器件的面积对比

单元类型	器件名称	面积
多选器	MX2X1M	19.76
LATCH	TLATX1M	28.54
与门	AND2X1M	10.98

EDA 工具提供了灵活的选项供设计者使用,用户可以选定当寄存器排中触发器数量超过特定数值时,才自动插入门控时钟单元。例如使用 Artisan 0.18  $\mu\text{m}$  库时,可以选择当寄存器排的位宽超过 2 时,对该寄存器排插入门控。

### 2.4 等价性验证问题

等价性验证比较 RTL 级与门级或门级与门级来保证设计没有偏离初始的设计意图。在一个典型的流程中,用户经常使用等价性验证比较 RTL 源码与综合后门级网表的逻辑功能等效性。这个过程通常用于整个设计周期,例如在扫描链插入、时钟树综合、优化、手工网表编辑等流程中,以便在流程的每一阶段都能在门级维持原始的功能。这样,在整个设计周期中就不再需要耗时的门级仿真,大幅度提高了设计和验证效率。

Formality 是 Synopsys 公司推出的高性能、高速度的全芯片的形式验证工具<sup>[6]</sup>,但是在自动门控插入后,RTL 源代码与其门级网表不再等价。为此,需要在 Formality 环境中添加涉及门控时钟插入的配置如下:

```
fm_shell>set verification_clock_
Gate_hold_mode any
```

这样,就可以精确得出 RTL 源代码与其综合而成的门级网表是否逻辑等价。

## 3 实验结果与分析

### 3.1 自动门控时钟技术的逻辑综合与结果分析

选择对聚芯 SoC1000C 的 CPU 核进行实验,这是因为其功耗比重最大(原始方法达 70%),时钟单一(除接口模块和 EJTAG 模块之外整个 CPU 核只有一个时钟),

功耗优化过程易于实现且效果明显。为保证功耗分析的精度,实验采用 Artisan 公司 0.18  $\mu\text{m}$  工艺库进行综合并进行物理设计,对带有电容和延迟信息的门级网表进行功耗计算。实验工具选用了工业界主流的 EDA 软件:综合选用 Synopsys 公司内嵌 Power Compiler 的 Design Compiler,仿真选用 Cadence 公司的 NCVerilog,功耗计算选择 Synopsys 公司的 Power Compiler 和 Prime Power,物理设计选用 Synopsys 公司的 Astro。

与自动门控时钟技术实现相关的综合脚本如图 5 所示,包含门控时钟单元风格的定义、最小位宽定义、门控相关的时序检查、DFT 信号的连接等命令。为保险起见,参考前述 Hspice 的仿真结果,将门控时钟的建立时间和保持时间检查保守地设为 0.25 ns。

```
set_clock_gating_style
_pos{and} \
-setup 0.25 -hold 0.25 \
-minimum_bitwidth 2 \
-max_fanout 128 \
-control_point before \
-control_signal test_mode \
-observation_point true \
-observation_logic_depth 5
insert_clock_gating
hookup_testports-tm_port test_mode-verbose
uniquify
propagate_constraints-gate_clock
set_clock_gating_check-setup 0.25 -hold 0.25
```

图 5 自动门控的综合脚本 insert\_clk\_gating.tcl

对聚芯 SoC 中除 CPU 核以外的其他部分的寄存器和可以门控的寄存器数量进行了统计。由于 CPU 核中触发器数量占整个聚芯 SoC 的一半以上,甚至超过 PowerPC 405LP 的门控触发器比例(Power PC 405LP 中 CPU 和其他部分分别为 80%与 50%[Nowka02]),所以这种方法的效果将会非常明显,甚至可以超过 PowerPC 405LP。

为了分析自动门控时钟技术芯片性能的影响,对比了原始版本和自动门控时钟版本(分别采用 test\_mode 和 scan\_enable 两种不同 DFT 方式),综合后的时序结果如表 2 所示。保持时间(hold time)通常可以在后端物理设计时加以考虑和解决,因此可以暂时忽略。就建立时间(setup time)而言,门控的两个版本的时序结果都会略优于不带门控的原始版本,其主要原因是由于面积从原始的 6 053 441  $\mu\text{m}^2$  分别减少到 5 690 474  $\mu\text{m}^2$ (test\_mode)

表 2 聚芯 SoC1000C CPU 核原始版本与门控版本的各时钟域时序对比

时钟域	原始版本		门控版(test_mode)		门控版(scan_enable)	
	setup	hold	setup	hold	setup	hold
AXB	-0.26	0	-0.08	-0.09	-0.01	-0.09
CPU	-0.02	-0.02	-0.02	-0.39	0	-0.39
EJTAG	0	0	0	-0.05	0	-0.05

和  $5\,527\,114\mu\text{m}^2$ (scan\_enable), 分别减少了 6% 和 9%, 从而使布线拥塞度显著降低, 更加便于物理上的布局布线。

### 3.2 功耗仿真与分析

本文最终利用 test\_mode 的门控版本网表进行进一步的物理设计和功耗分析实验。在运行 Dhrystone 测试下, 整个聚芯 SoC1000C 功耗为 0.564 W, 内部各 IP 核功耗分布如图 6 所示, 其中 CPU 核功耗为 0.252 W, 其内部各模块功耗分布如图 7 所示。研究发现, 即使在聚芯 SoC1000C 中添加了 MAC 和 CAN 等 IP 核, 同聚芯 SoC1000A 的 0.99 W 功耗相比, 整个芯片仍然降低了 43% 的功耗。由于 CPU 采用了自动门控时钟技术, 功耗比例降低为整个芯片的 47%, 而内部 RAM 所占的比例加大, 这是由于自动门控时钟技术降低带有触发器的时钟网络功耗, 但并没有能够有效降低 RAM 功耗。

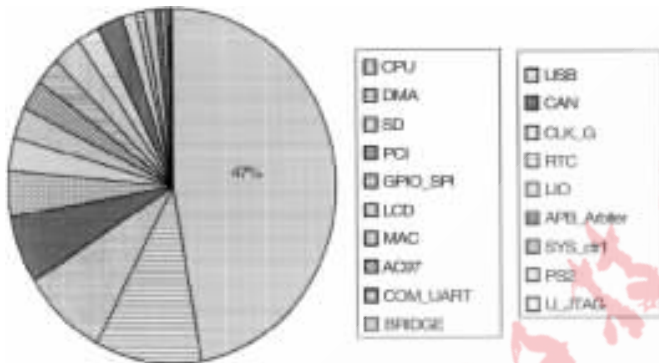


图 6 聚芯 SoC1000C 各 IP 核功耗分布

本文以降低 SoC 中的时钟网络功耗为出发点, 分析了现有自动门控时钟技术的工作原理, 并提出该技术在 ASIC 设计应用过程中的困难, 结合当今 EDA 厂商提供的软件特性, 提出了相应的解决方案, 从事实上缓解了设计难度并提高了设计的可靠性。本文提出的解决方法在聚芯 SoC1000C 的 CPU 核中进行实验, 结果表明, 该方法可以使整个芯片的功耗降低 43% 以上。在今后的工作中, 将进一步考虑这种方法在复杂的多时钟域设计中可

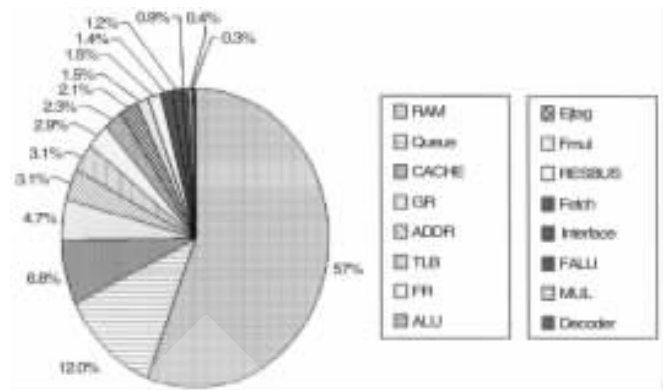


图 7 聚芯 SoC1000C 中 CPU 核中各模块功耗分布

能存在的问题, 并有望在聚芯 SoC2000 中得到进一步应用, 从而大大降低 SoC 的时钟功耗。此外, 由于 RAM 的功耗比例变大, 已经成为功耗的瓶颈, 因此下一步的工作将研究低功耗的 RAM 结构。

#### 参考文献

- [1] GOWAN M K, BIRO L L, JACHSON D B. Power considerations in the design of the alpha 21264 microprocessor[J]. In: Proceedings of the 35th Annual Design Automation Conference(DAC'98), Los Alamitos USA, 1998.
- [2] NAFFZIGER S, Colon-Bonet G, FISCHER T, et al. The implementation of the itanium 2 microprocessor[J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2002, 37(11).
- [3] 张戈. 高性能通用处理器核的低功耗技术研究[D]. 博士学位论文, 中国科学院计算技术研究所, 2006.
- [4] Synopsys Prime Time User Guide[M]. Release U-2005.06-QA, 2005, 6.
- [5] BUSHNELL M L, AGRAWAL V D. Essentials of electronic testing for digital, memory, and mixed-signal VLSI circuits [M]. Kluwer Academic Publishers, 2000.
- [6] Synopsys Formality User Guide[M]. Release U-2005.06-QA, 2005, 6.

(收稿日期: 2008-08-23)

# H.264 在 ADSP-BF561 上的实现与优化

李洪, 胥秦秦

(电子科技大学 电子科学技术研究院, 四川 成都 610041)

**摘要:** 研究了 H.264 编码关键技术的实现, 并结合 ADSP-BF561 的特点提出了有效的优化方案, 包括帧内帧间快速算法、存储空间分配、Cache 应用、C 和汇编语言优化等。测试结果表明, 优化后的算法编码效率得到显著提高。

**关键词:** H.264; BF561; 优化

中图分类号: TN919.81

文献标识码: A

## Realization and optimization of H.264 based on ADSP-BF561

LI Hong, XU Qin Qin

(Research Institute of Electronic Science and Technology, University of Electronic Science and Technology, Chengdu 610041, China)

**Abstract:** The paper researches H.264 key encoder techniques, combines ADSP-BF561's characteristic, puts forward effective optimization strategies, including intra/inter fast algorithm, memory storage distributing, Cache application, C and assembly optimization and so on. The testing result shows that the algorithm's encoding efficiency is improved much.

**Key words:** H.264; BF561; optimization

目前, 音视频技术日新月异, 其中, 视频实时编码传输极具代表性。在视频压缩算法领域, 新一代视频压缩标准 H.264 以其优异的压缩性能和图像质量使视频实时编码传输技术的实现成为可能。但该标准的计算复杂度高, 用一般的图像处理芯片难以达到实时编解码的要求, 它需要快速、稳定的处理器作为硬件平台。ADSP-BF561 是 ADI 公司推出的高性能多媒体处理器。其主要特点是具有两个 ADSP-BF533 处理器核心 (以下简称核心 A 和核心 B), 最高时钟频率达到 600MHz, 其内部采用哈佛总线结构, 存储模型层次化。其典型应用模式是 A 核运行嵌入式操作系统, B 核运行多媒体处理算法, 如 H.264。本文提出了一套采用 ADSP-BF561 芯片实现 H.264 视频压缩算法的设计方案, 结合该 DSP 平台对算法进行了针对性的优化, 充分发挥了 ADSP-BF561 强大的处理能力。

### 1 算法介绍

#### 1.1 H.264 编码模型框架

H.264 以其高压缩比、高图像质量和良好的网络亲和性广受业界欢迎。在同质量条件下, H.264 的数据压缩比比 MPEG-2 高 2~3 倍, 比 MPEG-4 高 1.5~2 倍。其需要的带宽只有 MPEG-4 的 50%, MPEG-2 的 12.5%。

H.264 标准采用分层体系结构, 系统分为: 视频编码层 VCL (Video Coding Layer), 负责高效的数字视频压缩; 网络抽象层 NAL (Network Abstraction Layer), 负责对数据进行打包和传送。H.264 编码图像通常分为三种类型: I 帧、P 帧、B 帧。I 帧为帧内编码帧, 其编码不依赖于已编码的图像数据。P 帧为前向预测帧, B 帧为双向预测帧, 编码时都需要根据参考帧进行运动估计。同时, H.264 在提高图像传输容错性方面做了大量工作, 重新定义了适于图像的结构划分。在编码时, 图像帧各部分被划分到多个 Slice 结构中, 每个 Slice 都可以被独立编码, 不受其他部分影响。Slice 由图像最基本的结构——宏块组成, 每个宏块包含一个 16×16 的亮度块和两个 8×8 的色度块。H.264 标准的整体编码框图如图 1 所示。编码过程中, 原始数据进入编码器后, 当采用帧内编码时, 首先选择相应的帧内预测模式进行帧内预测, 随后对实际值和预测值之间的差值进行变换、量化和熵编码, 同时编码后的码流经过反量化和反变换之后重构预测残差图像, 再与预测值相加得出重构帧, 得出的结果经过去块滤波器平滑后送入帧存储器。采用帧间编码时, 输入的图像块首先在参考帧中进行运动估计, 得到运动矢量。运动估计后的残差图像经整数变换、量化和熵编码后与运动矢量一起送入信道传输。同时另一路码流以相同的

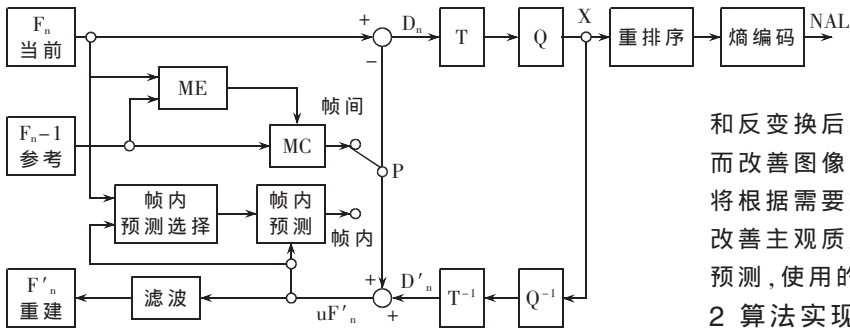


图 1 H.264 标准的整体编码框图

方式重构后,经去块滤波后送入帧存储器作为下一帧编码的参考图像。

## 1.2 H.264 关键技术

### 1.2.1 帧内预测

H.264 引入了帧内预测以提高压缩效率。帧内预测编码就是利用周围邻近的像素值来预测当前的像素值,然后对预测误差进行编码。这种预测是基于块的。对于亮度分量,块的大小可以在  $16 \times 16$  和  $4 \times 4$  之间选择,  $16 \times 16$  有 4 种预测模式,  $4 \times 4$  有 9 种预测模式;对于色度分量,预测是对整个  $8 \times 8$  块进行的,有 4 种预测模式。

### 1.2.2 帧间预测

帧间预测时所用块的大小可变。假设基于块的运动模型,其块内的所有像素都做了相同的平移,在运动比较剧烈或者运动物体的边缘外,这一假设会与实际出入较大,从而导致较大的预测误差,这时减小块的大小可以使假设在小块中依然成立。另外小块所造成的块效应相对也小,因此,小块可以提高预测的效果。H.264 一共采用了 7 种方式对一个宏块进行分割,每种方式下块的大小和形状都不相同,编码器可以根据图像的内容选择最好的预测模式。与仅使用  $16 \times 16$  块进行预测相比,使用不同大小和形状的块可以使码率节约 15% 以上。

同时,帧内预测采用了更精细的预测精度,H.264 中亮度分量的运动矢量使用  $1/4$  像素精度。色度分量的运动矢量使用  $1/8$  像素精度。

### 1.2.3 多帧参考

H.264 支持多帧参考预测,最多可以有 5 个在当前帧之前的解码帧作为参考帧产生对当前帧的预测,提高 H.264 解码器的错误恢复能力。

### 1.2.4 整数变换

H.264 对残差图像的  $4 \times 4$  整数变换技术,采用定点运算来代替以往 DCT 变换中的浮点运算。以降低编码时间,同时也更适合硬件平台的移植。

### 1.2.5 熵编码

H.264 支持两种熵编码方法,即 CAVLC(基于上下文的自适应可变长编码)和 CABAC(基于上下文的自适应算术编码)。其中 CAVLC 的抗差错能力比较高,但编码效率比 CABAC 低;而 CABAC 的编码效率高,但需要的

计算量和存储容量更大。

### 1.2.6 去方块滤波

去方块滤波的作用是消除经反量化和反变换后重建图像中由于预测误差产生的块效应,从而改善图像的主观质量和预测误差。经过滤波后的图像将根据需要放在缓存中用于帧间预测,而不是仅仅用来改善主观质量,因此该滤波器位于解码环中。对于帧内预测,使用的是未经滤波的重建图像。

## 2 算法实现

### 2.1 平台选择

#### 2.1.1 ADSP-BF561 芯片介绍

ADSP-BF561 是 Blackfin 系列中的一款高性能定点 DSP 视频处理芯片。其主频最高可达 750 MHz,内核包含 2 个 16 位乘法器 MAC、2 个 40 位累加器 ALU、4 个 8 位视频 ALU,以及 1 个 40 位移位器。该芯片中的两套数据地址产生器(DAG)可为同时从存储器存取双操作数提供地址,每秒可处理 1 200 兆次乘加运算。芯片带有专用的视频信号处理指令以及 100KB 的片内 L1 存储器(16 KB 的指令 Cache,16 KB 的指令 SRAM,64 KB 的数据 Cache/SRAM,4 KB 的临时数据 SRAM)、128 KB 的片内 L2 存储器 SRAM,同时具有动态电源管理功能。此外,Blackfin 处理器还包括丰富的外设接口,包括 EBIU 接口(4 个 128 MB SDRAM 接口,4 个 1 MB 异步存储器接口)、3 个定时/计数器、1 个 UART、1 个 SPI 接口、2 个同步串行接口和 1 路并行外设接口(支持 ITU-656 数据格式)等。Blackfin 处理器在结构上充分体现了对媒体应用(特别是视频应用)算法的支持。

#### 2.1.2 ADSP-561 EZkite

ADSP-BF561 视频编码器平台采用 ADI 公司的 AD-SP-BF561 EZ-kit Lite 评估板。此评估板包括 1 块 AD-SP-BF561 处理器、32 MB SDRAM 和 4 MB Flash,板中的 AD-V1836 音频编解码器可外接 4 输入/6 输出音频接口;而 ADV7183 视频解码器和 ADV7171 视频编码器则可外接 3 输入/3 输出视频接口。此外,该评估板还包括 1 个 UART 接口、1 个 USB 调试接口和 1 个 JTAG 调试接口。摄像头输入的模拟视频信号经视频芯片 ADV7183A 转化为数字信号,此信号从 ADSP-BF561 的 PPI1(并行外部接口)进入 ADSP-BF561 芯片进行压缩,压缩后的码流则经 ADV7179 转换后从 ADSP-BF561 的 PPI2 口输出。此系统可通过 Flash 加载程序,并支持串口及网络传输。编码过程中的原始图像、参考帧等数据可存储在 SDRAM 中。

### 2.2 算法选取与优化方案

#### 2.2.1 算法选取

H.264 实现的源代码不止一种,其中最常见有 JM、X264 和 T264。对比这三种实现源代码,X264 比 T264 具有更高的效率。而且相比广泛采用的 JM 编码模

型, X264 在兼顾编码质量的同时大幅度地提升了编码速度, 所以选取 X264 作为算法原型。

## 2.2.2 优化方案

该优化方案从三个层次对算法进行优化: 算法层次、代码层次、平台层次。下面介绍具体优化方法。

### 2.2.2.1 编码器具体参数的选择

该编码器使用 main 档次, I、B、P 帧量化值分别为 26、31、29, 流控参数选为 CBR。IDR 帧间隔为 50, B 帧间隔为 2 帧。这样的选择是为了在速度和运算量上取折中。选用 B 帧并将其量化值加大, 可比 baseline 档次、IPPP 结构提高约 10% 的压缩率。而 B 帧的计算量, 因其不用做参考帧, 故无需进行去块滤波和插值计算, 在 31 的 qp 下, 很多块会被判做 skip 模式编码, 因而多数时 B 帧总运算量候反而较 P 帧低。

### 2.2.2.2 算法层次的优化

算法层次的优化主要是指在参数选定的情况下, 对部分算法所作的替换或优化。和参数的选择一样, 算法层次优化也主要受优化策略的指导。如运动匹配准则是选用 SSD、SAD 或 SATD。如果只看中准确程度, 则选择 SSD 最佳; 如果只看中运行速度, 则选择 SAD 最佳; 如果要兼顾二者, 则选用 SATD 是比较好的一个方案。在进行算法优化时还应该注意一个问题, 即要考虑实际运行平台的支持情况。如在追求速度的策略下, 匹配准则选用 SAD, 如果只计算一半的点则会大大降低运算速度。但是如果考虑 ADSP-BF561 汇编指令的设计情况, 就会发现这样做反而会增加指令数, 会使速度更低。算法层次优化包括如下几个部分:

(1) 除法求余。改进策略是浮点型算法尽量改为整型, 64 位尽量改为 32 位, 32 位尽量改为 16 位。而对于某些计算比较多的, 则改为查表计算。在 ADSP-BF561 平台上, 一次 32 位整形除法需耗时 300 个 CYCLE, 而查表仅需几个 CYCLE, 这样的改进能显著提高速度。

(2) 饱和函数。在视频的计算中, 几乎每次像素的计算都会调用饱和函数, X264 代码的实现中已将这部分代码改为查表函数, 在其他的编解码器实现中也有将这部分改为一个判断和几个逻辑运算的形式。对大部分 DSP 平台, 采用判断跳转会打断流水线, 即使平台有比较好的跳转预测功能, 打断流水仍然会造成 stall。所以查表方法是一种高效方法。而在 ADSP-BF561 汇编指令中, 可以通过设置指令后缀或使用某些特殊指令来进行饱和工作。甚至不用查表, 在不同的场合使用不同的饱和函数能大大提高代码的执行效率。

(3) MC 部分函数。实测中发现 MC 部分函数运行效率不如 ffmpeg 解码器中 MC 部分效率高, 所以将这部分代码用 ffmpeg 中的相应部分替换。此外 qpel16\_hv 函数中计算有冗余, 减少这些冗余能提高代码运行效率。

(4) 算法替代和改进。帧间预测的改进: 关于算法的

改进主要集中在对 me (motion estimation) 的改进上, 流程如图 2 所示。costmin1 = min(cost16, cost8, cost16 × 8, cost8 × 16), costmin2 = min(costmin1, costsub), 依次在 16 × 16、8 × 8、16 × 8 和 8 × 16 大小宏块的整像素位置做预测, 再做次像素估计和帧内预测, 选用匹配准则函数 (采用 sad 作为匹配准则函数) 取得最小值的模式进行编码。每计算一种模式, 都将 sad 值与一个经验阈值做比较。当 sad 值小于这个阈值时, 立即结束运动估计, 从而减少运算量。

帧内预测的改进: H.264 标准所采用的帧内预测模式除了 DC 模式都具有方向性, 相邻 4 × 4 块都具有相关性。根据这样的相关性, 只将当前 4 × 4 块上边和左边选用预测模式及其相邻的两种预测模式作为当前 4 × 4 块的预测模式, 当其阈值都大于一个经验阈值时, 才采用 DC 模式。这样的方案不用一一计算 9 种预测模式, 在复杂度、编码效率、质量和速度上取了一个折中。流程如图 3 所示。

### 2.2.2.3 代码层次优化

针对 ADSP-BF561 平台, 代码层次的优化工作包括以下几个方面:

(1) 内联函数。将经常调用的函数体较小的函数改为内联。编译条件中有关于内联函数优化的选项。内联函数的使用是将代码的大小和运行效率取一个折中。根据实际情况, 代码的大小并非限制条件, 所以应尽可能多地使用内联函数。在项目配置中选中 when declared inline 选项。

(2) 跳转预测。ADSP-BF561 采用了静态预测的方式来预测有条件判断情况, 预测不成功会造成 4~8 个内核时钟 (CCLK) 的延误。如果事先知道某些跳转的概率, 将可能性最大的分支放在最前面, 可以从概率上降低预测不成功而造成的 stall。

(3) 使用硬件支持循环。对于大部分平台, 将一些循环体小的循环展开也能提高效率。ADSP-BF561 有两组硬件计数器用以支持循环。所以除非是展开三层以上的

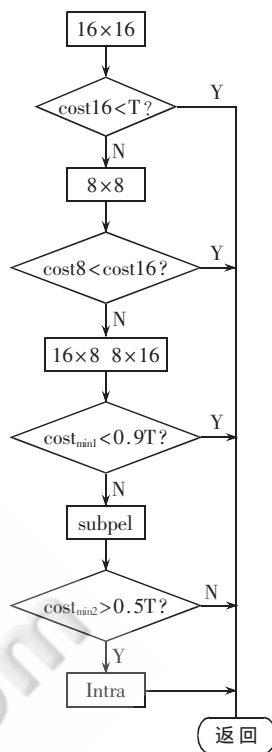


图 2 运动估计流程图

当其阈值都大于一个经验阈值时, 才采用 DC 模式。这样的方案不用一一计算 9

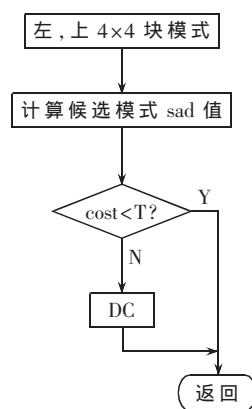


图 3 帧内预测流程图

循环,否则,展开循环体不能提高效率。

(4)内存。嵌入式系统的内存是非常宝贵的资源。避免频繁的动态申请和释放内存,能减少碎片产生,提高内存的利用率。X264工程也不会频繁地申请释放内存。在项目中,具体做法是编写平台相关的 malloc 和 free 函数。将经常使用的中间数据在 L1 数据空间中分配。

(5)注释不需要代码。去掉代码中不需要的部分,主要会去掉 CAVLC 以及部分码率控制、esp、cpu、信息统计、调试和 psnr 计算等部分代码,这样做的目的是为了减小文件大小和去除代码中的一些跳转。不建议删除代码,可以使用注释符或用宏切换的方式,以防止以后参数改变时需要使用未使用过的代码。

### 2.2.2.4 平台层次优化

ADSP-BF561 相应的编程参考和硬件参考对其平台特性有详细介绍。一些平台自带的优化功能,如 CACHE 的开启和配置等不专门在此讨论。

#### (1)汇编代码编写

使用汇编优化有两个方法:对于 LEAF 函数(函数体中不再调用其余函数),采用整个函数完全用汇编指令重写的方式;而对于 NONLEAF 函数则可使用 asm 关键字,在 C 代码中嵌入汇编代码。在汇编代码的编写过程中一些情况会造成流水线 stall,在编写汇编代码时要特别注意避免这些情况。IDE 集成了 PIPELINE VIEWER 工具,如图 4 所示。在编写完成汇编代码后,可使用该工具观察运行时流水线的情况。如果有 stall 等出现,会给出原因,优化人员根据工具分析结果重新更改代码,提高执行效率。

ADI 公司提供的 IDE 具有非常灵活的设置,能根据用户的需要生成针对不同限制的代码。如内存有限,用户可以设置生成文件更小的代码;如果用户更注重运行速度,则设置编译器生成运行速度更快的代码,或是在其间取一个折中。

ADSP-BF561 有专门用于处理视频相关的一些专用 DSP 指令(video pixel operations、vector operations 等),这些

专用指令通过 SIMD 技术或者操作专门硬件支持某些特殊运算(累加、多参数取均值,同时完成加减法等),以提高运行速度。如前文求 SAD 情况,汇编指令中有指令专门计算连续 4 个像素与另外连续 4 个像素之差的绝对值之和,结果与累加器的值相加。如果要隔点算(即取一半的点计算),反而需要增加指令后对数据进行下采样,既耗时而且不准确。所以采用计算一半像素点的策略并不适用于 ADSP-BF561。编译器自动生成的代码中不会使用到这些专用指令。所以只能根据对算法的理解和对平台的熟悉程度来对算法进行汇编优化。

在编写汇编代码时还需注意部分寄存器的使用,如 I0、I1,其值不仅用做地址索引,还会影响许多指令的计算结果。在使用这些寄存器时,一定要注意将其压栈或置为适当的值。此外,关于数据的载入,一般应遵循对齐原则,但在做运动估计计算匹配准则函数时,这样的要求往往达不到。故如能将两者分开来计算,将更能提高效率。

此外,应尽量合理地使用寄存器,多使用并行指令也能提高代码的执行效率。

#### (2)分级存储器结构

ADSP-BF561 处理器采用改进的哈佛结构和分级的存储器结构。Level 1(L1)存储器以全速运行,只有很少的延迟。在 L1 级,指令存储器存放指令。两个数据存储器存放数据,一个专用的临时数据存储器存放堆栈和局部变量信息。由多个 L1 存储器组成的模块,可进行 SRAM 和 CACHE 的混合配置。存储器管理单元(MMU)提供存储器保护功能,对运行于内核上的独立任务,可保护系统寄存器免于意外的存取。L1 存储器是 ADSP-BF561 处理器内核中性能最高、最重要的存储器。通过外部总线接口单元(EBIU),片外存储器可以由 SDRAM、FLASH 和 SRAM 进行扩展,可以访问多达 132 MB 的物理存储器。根据这样的特点,将执行率更高的代码放入 L1 指令缓存中,能使代码更快地运行。IDE 提供了 Profile 工具,能在运行时统计各个函数所占的 CYCLE 数和

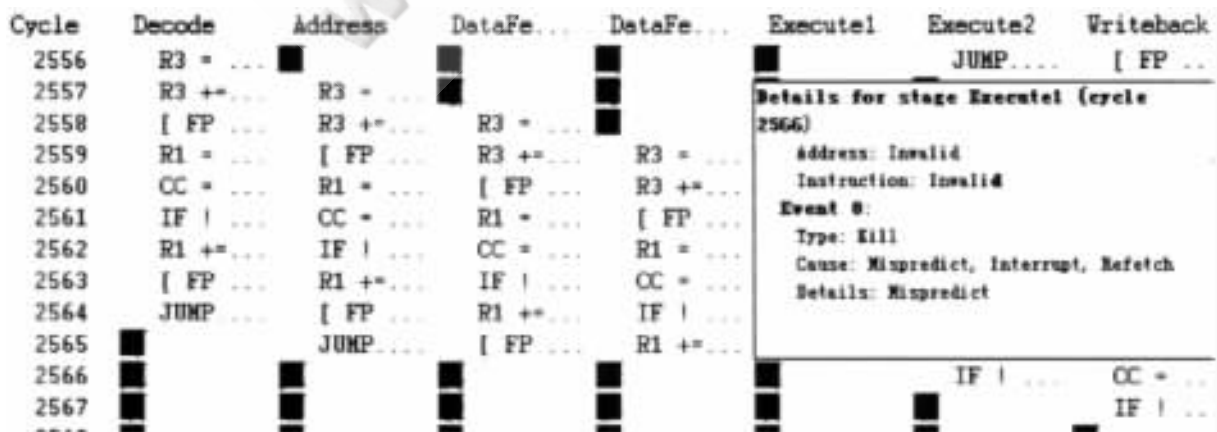


图 4 PIPELINE VIEWER

占总 CYCLE 数的百分比。通过将 X264 中比较耗时的部分算法代码,如模式选择部分代码放入 L1 指令空间,能进一步提升运行效率。Profile 工具统计结果同样也是选择需要使用汇编优化函数的依据,IDE 可根据 Profile 结果对代码进行优化。X264 代码 Profile 统计结果与测试数据有很大关系,选用更类似以后应用场所的数据作为测试数据,能使统计结果更接近以后的应用环境。为达到比较准确的统计结果,最好在 Simulation 阶段进行统计。虽然这样非常耗时,但为得到一个准确的统计作为参考依据是值得的。此外 CACHE VIEWER 工具能提供运行时 CACHE 的使用情况,使用它来分析 CACHE 的使用,对于提高代码运行效率很有用处。

### 3 实验结果评估

#### 3.1 关键函数优化测试结果

采用以上优化方法对编码关键函数进行优化,优化前后函数耗时如表 1 所示。可见,以上优化方法能大幅度减少编码时间。

表 1 优化前后关键函数耗时

优化函数	优化前/cycle	优化后/cycle	提高百分比/%
x264_pixel_sad_4x4	3 983	2 055	48.38
x264_pixel_sad_4x8	1 988	1 103	44.51
x264_pixel_sad_16x16	877 315	432 426	50.71
qpel8_v	738 000	378 000	48.78
qpel8_hv	834 000	483 600	42.01
qpel8_hv_2	661 200	384 000	41.92
add4x4_idct	332 400	223 200	32.85
sub4x4_dct	211 200	145 200	31.25

#### 3.2 测试序列测试结果

对三种测试序列在总线频率 120MHz 下进行优化前后帧率测试,结果如表 2 所示。从表 2 可以看出,采用以上优化方法能显著提高帧率。

#### 3.3 不同数据总线频率下测试结果

对于不同的总线频率,优化后编码帧率不同,结果

表 2 测试序列优化前后帧率测试结果

测试序列	优化前/(f/s)	优化后/(f/s)	PSNR Y/dB	PSNR U/dB	PSNR V/dB
foreman	7.4	11.5	27.404 9	40.281 5	42.137 6
paris	8.1	13.8	27.735 3	36.649 9	37.841 4
highway	9.2	15.4	31.318 5	38.354 1	39.365 3

表 3 优化后不同总线频率下编码帧率测试结果

总线频率/MHz	75	100	120
帧率/(f/s)	9.25	10.72	11.5

如表 3 所示,采用的测试序列为 foreman。

本文介绍了 H.264 标准的框架,研究了 X264 软件的实现方案,对 ADSP-BF561 处理器体系结构进行分析,提出了一套 X264 优化方案,包括:算法替代和改进、内联函数、汇编代码编写、高速存储器应用等。测试结果表明,优化后的算法编码效率有显著提高,具有很强的实用价值。但是,本文主要从编码速度和效率两方面对编码器进行优化,在复杂度和编码质量上仍需不断对关键算法进行分析整合,提出新的优化算法。同时,编码器的码率控制尚未完善,如何在降低计算复杂度的前提下有效进行码率控制,需进一步研究。

#### 参考文献

- [1] 毕厚杰.新一代视频压缩编码标准——H.264.北京:人民邮电出版社,2005.
- [2] 刘峰.视频图像编码技术及国际标准.北京:北京邮电大学出版社,2005.
- [3] 李玉山.数字视觉视频技术.西安:西安电子科技大学出版社,2006.
- [4] MICHAELURAPIS A, STTHRING K, SULLIVAN G.H.264/MPEG-4 AVC reference software manual.Joint Video Team (JVT)of ISO/IEC MPEG&ITU-T VCEG(ISO/IEC JTC1/SC29/WG11 and ITU-T SG16Q.6)14th Meeting, Hong Kong, PRC China 17-21, 2005.

(收稿日期:2008-09-16)

## G.723.1 语音编码算法的 DSP 实现\*

黄冰,雷婷,王涛

(桂林电子科技大学 信息与通信学院,广西 桂林 541004)

**摘要:** 提出了在 TMS320C5416 DSP 硬件开发平台上实时实现 G.723.1 的解决方案。根据 G.723.1 标准实时实现的要求对程序进行了优化,最终在 TMS320C5416 DSP 上实时实现了该标准。语音质量良好,达到了通信质量的要求。

**关键词:** 语音编码;ITU-T G.723.1 协议;ACELP;MPE\_LPC;DSP 芯片;算法优化

中图分类号:TN253

文献标识码:A

### DSP realization of G.723.1 speech coding algorithm

HUANG Bing, LEI Ting, WANG Tao

(Information & Communication College, Guilin University of Electronic Technology, Guilin 541004, China)

**Abstract:** In this paper, a solution of real-time implementation of G.723.1 on the hardware development platform TMS320C5416 DSP was proposed. Compared with the performance goal for real-time implementation of G.723.1 standard, algorithm brought forward by this standard was improved. Finally the standard was realized on the hardware development platform TMS320C5416 DSP. The voice quality was good enough to meet the requirements of communication quality.

**Key word:** speech coding; ITU-T G.723.1; ACELP; MPE\_LPC; DSP chip; algorithm optimization

随着通信、计算机网络等技术的飞速发展,日益增加的客户需求和现有的通信信道容量之间的矛盾愈发突出。如何在有限的信道资源下,通过压缩信源以提高传输效率已成为当前急需解决的问题之一。为此诞生了许多语音压缩处理方法,G.723.1 语音编码算法便是 ITU-T(国际电信联盟电信标准化部门)制定的 H.324 协议簇首推的标准算法,主要用于低比特率多媒体业务的话音或其他音频信号分量的压缩。它是一种双速率语音编码标准,其中 6.3 kb/s 的速率提供了良好的语音质量,而 5.3 kb/s 的速率在提供较好通话质量的同时,也为系统设计者提供了更灵活的灵活性<sup>[1]</sup>。

#### 1 算法原理

G.723.1 语音编码算法按帧(Frame)对语音数据进行压缩和解压缩,每帧 240 个采样点,压缩传递的参数包括线性预测系数、自适应码本的延时和增益、激励脉冲位置、符号及格点比特等。

首先进行高通滤波,去掉直流分量;接着把一帧信号分成 4 个子帧,每个子帧 60 个采样点,分别进行 10 阶线性预测分析(LPC),得到各子帧的 LPC 参数,把最后

一个子帧的 LPC 参数转化成线谱对(LSP)参数进行矢量量化编码,送到解码器。利用未量化的 LPC 参数构造短时感知加权滤波器,信号滤波后得到感知加权的语音信号。每 2 个子帧(120 样点)搜索一个开环基音值,并以此为依据为每一个子帧构造一个谐波噪声成形滤波器,对感知加权的语音信号进行滤波。每一子帧的 LPC 综合滤波器、感知加权滤波器和谐波噪声成形滤波器联起来,构成一个联合滤波器,利用它的冲激响应和开环基音周期,对每一子帧进行闭环基音搜索,对开环搜索的结果进行修正。同时通过一个五阶基音预测器对信号进行预测,得到相应子帧的残差信号。最后进行固定码本搜索,也就是对每一子帧的残差信号进行矢量量化,对应两种不同的编码速率采用两种不同的方法:编码速率为 6.3kb/s 时,采用多脉冲最大似然量化(MP-MLQ)的方法,具有较高的重建语音质量;编码速率为 5.3kb/d 时,采用代数码本激励线性预测(ACELP)方法。

算法的解码也是按帧进行,主要对符合 ITU-T G.723.1 的码流进行解码,得到相应的参数,根据语音产生的机理,合成语音信号。读入一帧码流后,分别进行 LSP 参

\* 基金项目:广西科学基金项目资助(桂科自 0640167)

数、基音周期和激励脉冲信号解码,对 LSP 参数插值,然后转化成各子帧的线性预测系数,构成 LPC 综合滤波器。通过基音周期和激励脉冲得到每一子帧的残差信号,经过基音后滤波,输入到 LPC 综合滤波器,产生合成语音信号。经过共振峰后滤波和增益控制,形成高质量的重建语音信号。

## 2 算法实现

### 2.1 硬件设计

在选择 DSP 芯片时,考虑了语音压缩编码算法的复杂度以及运算量,并对 DPS 芯片本身的运算能力、存储空间大小、性能价格比、开发软件的完整性等多方面进行综合比较,最终选用 TIC54xx 系列的定点运算处理器 TMS320C5416,开发平台是 TMS320C5416 DSK。

TMS320C5416 的单指令周期为 6.25 ms,每秒执行的指令数为 160M,使用了 6 级指令流水线结构,这些都适合 G.723.1 语音编码算法的实现。采用一个 40 bit ALU、128K×16 bit 片内 RAM(包括 64 kB 的片内 DARAM 和 64KB 的片内 SARAM)、3 个独立的 16 bit 数据内存总线、1 个程序内存总线、3 个 McBSP、6 信道 DMA 控制器、1 个 8/16 bit 并行增强主机端口接口及 2 个 16 bit 计时器<sup>[2,3]</sup>。

在 DSK 的基础上,可以搭建出语音开发硬件系统平台,如图 1 所示。

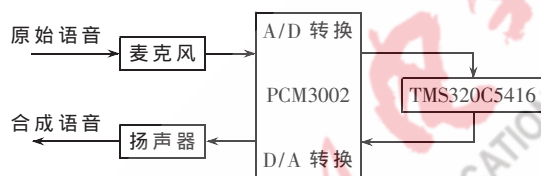


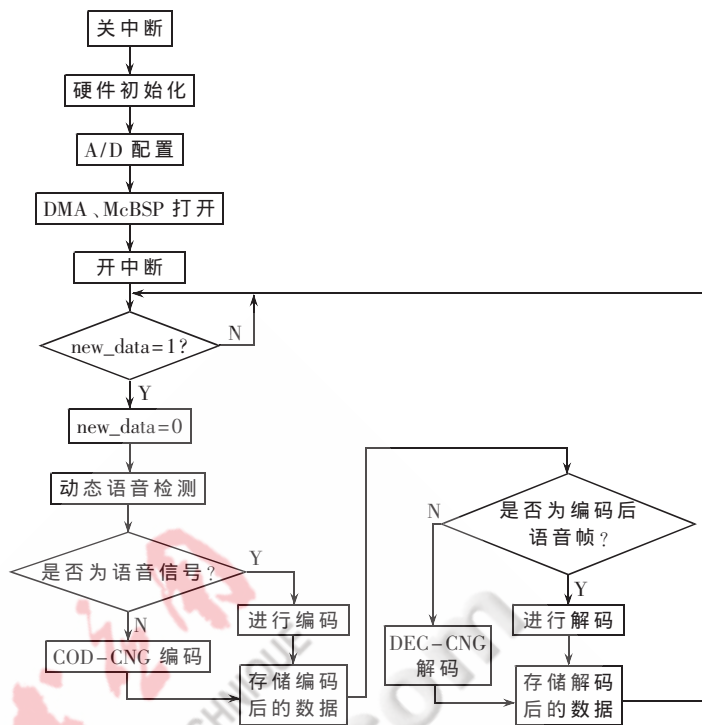
图 1 基于 DSK 的语音压缩硬件系统

输入语音信号由麦克风输入,经过立体声音频多媒体数字信号编码芯片 PCM3002 A/D 转换后成为数字信号,接着送入 DSP 内进行编码压缩处理。处理后的数据经过解压得到重建的语音信号,最后送入 PCM3002 D/A 转换为模拟信号,通过耳机或扬声器得以收听到。

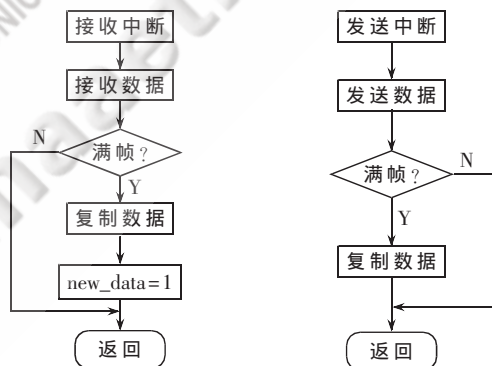
### 2.2 算法实现流程

根据 G.723.1 算法,设计实现流程如图 2 所示。

从流程图中可以看到,首先关闭中断、初始化 DSP 芯片和开发平台;然后进行程序运行前的硬件配置,主要是配置外设,打开 DMA 和 McBSP。配置结束后打开中断屏蔽控制寄存器,等待中断的到来。McBSP 接收中断发生时,DMA 接收 PCM3002 发来的数据并存入缓冲区,并判断是否满一帧 240 个数据。如果不满帧,就直接等待下一次 McBSP 接收中断;如果满一帧,通过 DMA 通道 3 将 240 个语音数据复制到缓冲区 BUFF1,同时置位新帧标志位 new\_data,然后对数据进行编解码处理。整个编解码结束后,将得到的一帧 240 个合成语音数据复



(a) 主程序



(b) 中断程序

图 2 程序流程图

制到缓冲区 BUFF2 中,等待新帧标志位重新置 1 后进行下一帧的编解码处理。McBSP 发送中断时,DMA 把发送缓冲区的一个数据发送给 PCM3002 后,判断是否满一帧。如果不满帧,就直接等到下一次 McBSP 发送中断;如果满一帧,即 PCM3002 接收到了 240 个数据,则把 BUFF2 中新一帧 240 个合成语音数据复制到发送缓冲区,等待下一次 McBSP 发送中断。

### 2.3 DSP/BIOS 的配置

将成功实现的算法移植到 TI 公司提供的 TMS320C5416 上,采用 DSP/BIOS 技术编程实现。DSP/BIOS 配置工具主要是设置 DSP/BIOS 各个模块的参数和创建 API 调用对象<sup>[4]</sup>。用 DSP/BIOS 配置工具,对象可以被预先创建和设置,使用这种方法创建静态对象,不仅可以合理利用

内存空间、减小代码长度、优化数据结构,还有利于程序编译前通过验证对象的属性预先发现错误。

### 3 程序优化

实时实现语音信号的编解码最基本的要求是编解一帧语音信号的时间要少于采集一帧语音信号的时间,即要求 G.723.1 的一帧语音编解码时间要少于 30 ms。对 G.723.1 标准算法进行时间评估时发现,一帧的运算量大概需要 49 M 个时钟周期,约为 300 ms,这显然无法在 TMS320C5416 DSP 上实时运行。因此有必要从多方面进行优化。

#### 3.1 循环优化

G.723.1 实现中的很多运算是在循环内完成的,在循环内部特别是嵌套较深的循环内部,减少一条指令可以大大降低程序的操作次数。固定码本搜索中为了确定四个脉冲的位置和幅度,用到了四重嵌套循环,每重循环 8 次,在最内层循环减少一条指令,整个程序就减少  $8^4=4096$  条指令。因此在 G.723.1 的实现过程中,尽量将内层循环的指令搬到外层,外层循环的指令搬到整个循环体外,从而缩短程序执行时间,满足实时性的要求。

此外,适当选择循环指令,如 RPT(重复下条指令),RPTZ(累加器清零并重复下条指令)和 RPTB(块重复指令)等,也能缩短循环时间。如 RPT 允许重复执行紧随其后的一条指令,由于要重复的指令只需要取指一次,与利用跳转指令 BANZ 进行循环相比,效率要高得多。特别是对于乘累加和数据传送多周期指令(MAC、MVDK 和 MVPD 等),在执行一次之后就变成了单周期指令,大大提高了执行效率。

#### 3.2 使用内联函数

CCS 提供的内联函数集中有一些常用的基本运算函数,如加、饱和加、减、饱和减、长数乘等。这些函数可以很方便地被调用,就像调用 C 函数一样,只要在函数名前加一个“\_”,例如 \_L\_SUB(a,b)。这些内联函数是用汇编语句编写的,编译时 C 编译器将这些内联函数用对应的汇编语句代替,所以执行效率很高。在程序的开始部分头文件中,用 #include“intrinsic.h”,代替 #include“basic.h”,就是把文件“basic.c”从工程中去掉,从而实现了对“basic.c”中许多基本运算函数的优化,提高了执行效率。

#### 3.3 使用宏定义

在 G.723.1 标准的定点 C 程序中,所有基本运算都以调用子函数的形式执行。这样做对程序的规范化设计有好处,同时也在很大程度上降低了程序的运算效率。将基本运算由子函数调用改为宏定义可以去掉函数调用的开销,加快运算速度,程序的运算效率明显提高。这种优化方式会带来代码量的增大,但还是在芯片存储空间的容许范围内。

#### 3.4 合理使用流水线操作

C54 芯片具有 6 级深度的流水线,可以完成预取指、取指、译码、产生操作数地址、读取操作数和执行等 6 个

操作,这就出现了指令的重叠。然而 CPU 总线、寄存器资源是有限的,当不同级别的流水线试图利用同一条总线或访问同一资源时,就可能发生时序上的冲突。如果流水线冲突,CPU 自动通过指令延迟的方法解决,有些冲突指令延迟后可以避免,有些则不能避免,需要在指令中间加入 NOP 空指令才能解决。但这样消耗了额外的时钟周期。重新安排指令顺序有时可以避免冲突,提高程序执行效率,尤其是当 NOP 指令在循环内部时,可以节省不少的开销。分析程序编译后生成的汇编语言程序,观察分析是否可以优化。可以用创建相关图,重新分配运算单元和寄存器、创建排序表重新调整指令顺序等方法去掉 NOP 指令,同时避免流水线冲突。

#### 3.5 优化效果

G.723.1 语音编解码程序经过优化保证了该算法在 DSP 中的实时实现。G.723.1 协议帧长 30 ms,另外有 7.5 ms 的前瞻,故总帧长为 37.5 ms。在硬件仿真模式下对整个程序运行进行测试,结果表明,一帧语音信号的编解码在 5.3 kb/s 模式下需要 3 402 338 clocks,约 20.3 ms;在 6.3 kb/s 模式下需要 5 134 901 clocks,约 22.83 ms,均低于算法要求的 30 ms,在 TMS320VC5416 上最终完成了 G.723.1 标准的实时实现。其中各主要模块和主要代码段在优化前后占用周期和空间的对比分别如表 1 和表 2 所示。

表 1 G.723.1 主要模块优化前后占用周期列表

函数名	函数功能	优化前/cycle	优化后/cycle	提高倍数
Vec_Norm	矢量量化	168 455	16 356	10.31
Error_wgh	感知加权滤波	1 887 900	139 926	13.49
Estim_pitch	开环基音预测	5 172 895	104 412	49.54
Find_Best	固定码本搜索	14 696 615	461 484	31.85

表 2 G.723.1 主要段优化前后占用空间列表

名称	优化前占用空间/KB	优化后占用空间/KB	提高倍数
数据空间	14.2	11.3	1.26
程序空间	34.7	30.3	1.15

信噪比是衡量语音编解码质量的客观标准,计算时常用长时信噪比和短时(分段)信噪比两种准则。短时(分段)信噪比采用分段(通常是 10 ms~30 ms)的方法来分别计算每一段语音信号的信噪比,因此很适合反映量化器对不同电平输入段的量化质量。本文采用短时(分段)信噪比作为衡量标准。

设每段有  $N$  个语音采样点,则第  $m$  段的分段信噪比定义为:

$$\text{SNR}(\text{dB})=10 \log(q^2)$$

$$\text{其中, } q^2=\exp(L)-1, L=\frac{1}{M} \sum_{l=1}^M \log \left\{ 1+\frac{\sum_{n=1}^N x(n)}{\sum_{n=1}^N [y(n)-x(n)]^2} \right\},$$

$x(n)$ 是原始信号, $y(n)$ 是输出信号, $N$ 是帧长, $M$ 是帧的总数。

本文对 G.723.1 标准进行测试,就图 3 所示语音信号计算其短时信噪比。图中总帧数 150 帧,帧长为 240 个采样点,按照上式计算  $SNR=13.56\text{dB}$ 。因此可知 G.723.1 有较高的短时信噪比,语音编解码质量较好,得到的语音信号比较清晰。

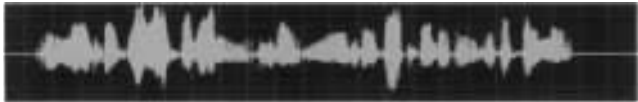


图 3 编码后一段语音信号波形图

### 参考文献

[1] ITU-T. ITU-T Recommendation G.723.1 dual rate speech coder multimedia communications transmitting at 5.3 and

6.3 Kb/s[S].2006, 5.

[2] Texas Instruments. TMS320VC5416 DSK technical reference [R].2002.

[3] Texas Instruments. TMS320VC5416 fixed-point digital signal processor data manual[R].2004.

[4] Texas Instruments. TMS320C54x DSP/BIOS application programming interface(API) reference guide[R].SPRU404g, 2004.

[5] 彭启琮,管庆. DSP 集成开发环境-CCS 及 DSP/BIOS 的原理与应用[M].北京:电子工业出版社,2004.

[6] 赵力.语音信号处理[M].北京:机械工业出版社,2003, 4.

[7] 韩纪庆.语音信号处理[M].北京:清华大学出版社,2004.

[8] 黄永峰.因特网语音通信技术及其应用[M].北京:人民邮电出版社,2002.

(收稿日期:2008-08-15)

电子技术应用  
APPLICATION OF ELECTRONIC TECHNIQUE  
www.chinaaet.com

# DA9034 在多功能数码相框中的应用

刘 伟,高明煜,杨建军  
(杭州电子科技大学,浙江 杭州 310018)

摘要:介绍了 Dialog 公司的 DA9034 芯片在多功能数码相框中的应用。利用 DA9034 的电源管理功能及音频子系统,实现嵌入式处理器及外设的电源供给和音频编解码。实验证明,DA9034 的应用使系统集成度大大提高,功耗大幅下降,稳定性也有一定提升,并且成本不高,具有广泛的应用前景。

关键词: DA9034; 电源管理; 音频子系统; 数码相框; 软件模型  
中图分类号: TP392 文献标识码: A

## Application of DA9034 in multi-functional digital photo frame

LIU Wei, GAO Ming Yu, YANG Jian Jun  
(Hangzhou Dianzi University, Hangzhou 310018, China)

Abstract: Application of Dialog's DA9034 in digital photo frame is introduced. Using power management and audio subsystem of DA9034, we implement power supply and audio code decode of embedded processor and peripheral equipment. Experiments prove that because of DA9034, the integration greatly enhanced, power consumption dropped significantly, and stability is enhanced a certain extent. Furthermore, the cost is not high, so the system has a broad prospect.

Key words: DA9034; power management; audio subsystem digital photo frame; software model

近年来,消费类电子产品的集成度和功耗受到越来越多的关注,特别是对于一些使用电池供电的手持产品,消费者的要求越来越高。在这样的背景下,若选用传统的、使用分立元件设计电源模块的设计方案,不但其集成度达不到要求,而且功耗也难以降低。而电源管理芯片的应用将使这样的情况大大改善,不但可以有效减小 PCB 尺寸、提高系统集成度,而且可以方便地实现功耗的控制,动态智能地切换系统的功耗模式以延长电池的使用时间。这对于生产厂家和消费者来说均具有重要的现实意义,也是衡量一个产品优劣的重要标准。

### 1 基于 DA9034 的电源管理模块设计

图 1 所示为 DA9034 模块框图,DA9034 集电源管理、音频编解码及触摸屏接口于一体,是为快速增长的新兴产品(如智能手机、便携式多媒体播放机、PDA 及数码相框等)所采用的最新一代应用处理器量身打造的高集成度芯片。DA9034 在基于 PXA310 的多功能数码相框中的使用,使系统更加小型化、轻巧化;先进的电源管理功能使系统根据实际情况选择合适的功耗模式,有效延长电池寿命。

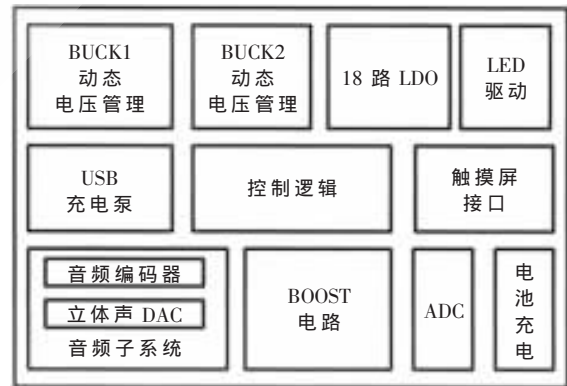


图 1 DA9034 模块框图

#### 1.1 处理器及外设电源分配

由图 1 可知,DA9034 集成了两路高效 BUCK 电路、一路升压变换电路(BOOST)、18 路高性能可编程 LDO 稳压器(具有极高的电源电压抑制比和极低的静态电流)<sup>[1]</sup>,可向多功能数码相框的 CPU 及所有其他 IC 提供低噪声的可调电压,表 1 所示为系统电源分配表。通用 LED 驱动电路可以驱动工作状态指示灯,根据不同的功耗模式

表 1 系统电源分配表

电源名称	用途	电压值及供给对象描述
BUCK1	V_APPS	1.4V, 处理器内核, 最大电流 1.4A
BUCK2	V_MEN, V_IO, V_DDR	1.8V, PXA310 片内存储器、DDR、上拉
LDO1	V_MVT	1.8V, PLL、13M 晶振
LDO2	V_SRAM	1.4V, PXA310 内部 SRAM
LDO3	V_IO_3	3.0V, 使用 3V 电压的外设
LDO4	V_LDO_1P8	1.8V, DA9034 的 nIRQ、UART 信号上拉
LDO6	V_CAM_ANA	2.6V, 摄像头接口
LDO7	V_LCD	3.0V, LCD 控制器
LDO9	V_RF	3.0V, 射频发射模块
LDO11	V_ULPI	3.0V, USB 模块
LDO12	V_BIAS_3	3.0V, PXA310 偏置电压
LDO13	V_DF	2.9V, NAND FLASH
LDO14	V_SDIO	2.9V, SD 卡等设备
LDO15	V_CI	2.9V, PXA310 的 VCC_CI 电压
OTG_CP	V_USB_VBUS	5.0V, USB OTG 电荷泵
LDO_GPADC	V_ADC	2.6V, 10 位 ADC 及触摸屏
LDO_AUDIO	V_AUDIO	2.6V, DA9034 音频模块

及是否充电，点亮不同颜色的 LED 灯并控制其闪烁的频率。

上述各组电源的输出电压大小都可以编程调节，处理器通过 I<sup>2</sup>C 总线设置 DA9034 相应的寄存器，控制各组电源的开或关以及电压大小。当进入低功耗模式时，可以通过关闭各外设电源来达到减小功耗的目的。

### 1.2 LCD 背光设计

因为电池电压为 4.2V 左右，不能满足背光电源的要求，所以使用 DA9034 的 BOOST 电路将电池电压升至背光所需电压(最高可达 25V, 1.3A)，其电路如图 2 所示。BOOST\_SW 是一个脉冲宽度可调的 PWM 信号，用于控制 Q1(场效应管)的导通或关闭。I<sub>F</sub> 为电流反馈信号，用作过流监控，V<sub>F</sub> 为输出电压反馈信号，DA9034 可根据反馈来调整 PWM 波的占空比，从而调节背光亮度。图中 I<sub>F</sub> 与 V<sub>F</sub> 信号分别与 DA9034 的 BOOST\_SENSEP、BOOST\_FB 相连。

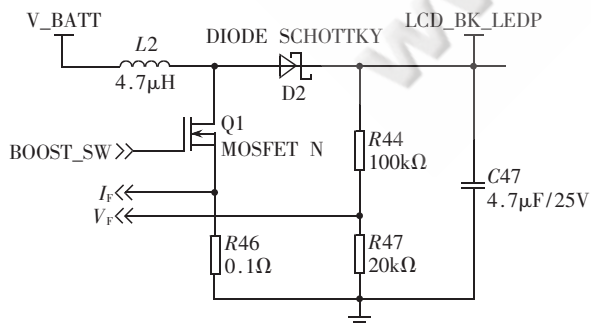
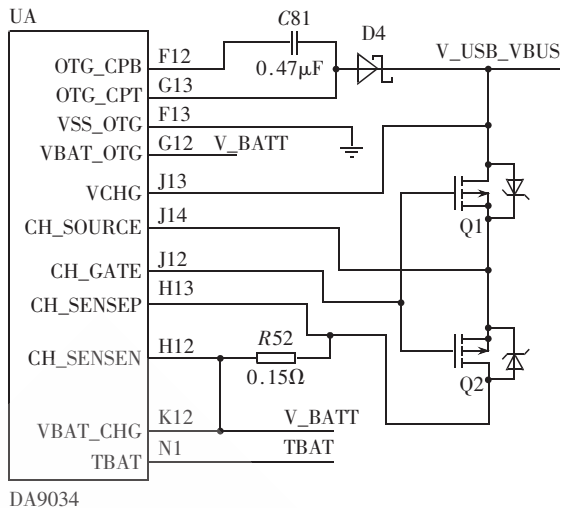


图 2 LCD 背光电源

### 1.3 电池充电电路

基于 DA9034 的嵌入式系统使用电池供电，并能对电池进行充电，电路如图 3 所示。VBAT\_OTG 为 OTG (On The Go) 充电泵 DC/DC 变换器的输入电压，由电池



DA9034

图 3 电池充电电路

电压提供；OTG\_CP 和 OTG\_CPT 为电压输出端，可以在 OTG 模式下为外部从设备供电。Q1 和 Q2 为 P 型场效应管，作为开关控制充电电路的导通和关闭，CH\_GATE 和 CH\_SOURCE 引脚作为控制端，分别与两个场效应管的栅极、源极相连。VCHG 为外部电源检测引脚，与 DA9034 内部电压比较器相连，用来检测是否有充电器插上。若检测到有充电器插上，则给处理器发送一个中断请求信号以启动充电。电阻 R52 通过 CH\_SENSEP、CH\_SENSEN 引脚与内部比较器相连，监控充电电流，当充电电流大于预设值时，就会自动关闭充电，以免损坏电池和充电电路。VBAT\_CHG 和 TBAT 引脚分别对电池电压和电池温度进行检测，根据检测到的电池电压决定采用预充电模式还是快速充电模式；若检测到电池电压过高也可以自动关闭充电电路。

## 2 音频模块及触摸屏接口设计

DA9034 的音频子系统具有先进的电源管理控制，使静态电流最小化，可以在控制功耗的前提下为便携式嵌入式产品提供高品质的音乐，图 4 为由 DA9034 实现的音频模块。

DA9034 音频子系统的扬声器驱动器输出功率可达 0.5W，带音量及杂音控制，播放效果较好，还包括无电容失真 16Ω 耳机驱动器及麦克风放大器。音频模块与主处理器之间的控制数据通过 I<sup>2</sup>C 总线传输，音频数据通过另外两组总线传输，其中使用 I<sup>2</sup>S 总线的是采样频率可编程(最高可达 48kHz)的 24 位高保真立体声 DAC 接口 (HiFi stereo DAC interface)，与 PXA310 的第三个 SSP 接口 (Synchronous Serial Ports, 同步串行口) 相连；使用 PCM 总线的是滤波可编程、采样频率可为 8kHz、16kHz 或 32kHz 的语音编码器接口，与 PXA310 的第四个 SSP 接口相连。该音频子系统具有先进的电源管理控制，可使静态电流最小化，其功耗在 8kHz 声音模式下仅为 9mW，在 48kHz 高保真模式下为 35mW<sup>[2]</sup>。

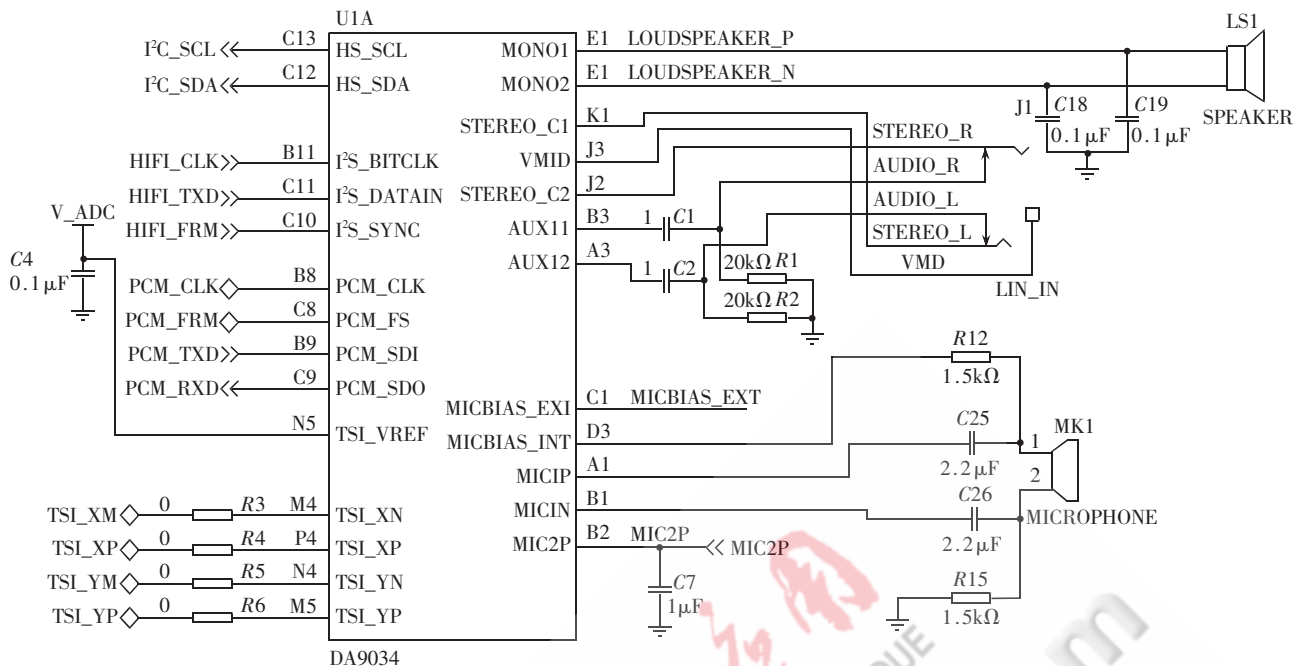


图4 音频模块硬件电路

DA9034 还集成了触摸屏接口, TSPX、TSMX、TSMY、TSPY 4 根信号连接到四线制电阻式触摸屏上。

### 3 软件设计

相关的软件主要包括 DA9034 的驱动模型设计以及与电源管理(BUCK 电路、LDO、BOOST 电路、电池充电等)、音频编解码、触摸屏等相关寄存器的设置。

#### 3.1 DA9034 软件模型

DA9034 软件模型如图 5 所示。位于最上层的应用程序通过调用操作系统的函数(系统调用)与操作系统

交互。操作系统介于应用程序与驱动程序之间,它不需要直接与硬件进行交互,操作系统会公开一些预先定义的驱动程序接口,而驱动程序则会实现这些接口<sup>[3]</sup>。操作系统就通过这些接口与驱动程序交互。

驱动程序是操作系统与硬件之间的桥梁,DA9034 中最主要的驱动程序有: BACKLIGHT(背光)、POWER BUTTON(电源按键)、TOUCH(触摸屏)、BATTERY(电池充电)、PMIC(电源管理)、AUDIO(音频)。这些驱动程序通过“事件”和“驱动函数接口”的形式与 DA9034 服务层交互(DA9034 服务层和底层 I<sup>2</sup>C 操作以动态链接库 Micco.dll 形式存在)。

DA9034 服务层通过 ISR(中断服务例程)和底层 I<sup>2</sup>C 操作与 PXA310 的硬件联系,最终将上层软件的操作映射为对 PXA310“IO 终端”和“I<sup>2</sup>C 控制器”的硬件操作。PXA310 的硬件部分通过外部中断信号及 I<sup>2</sup>C 总线与 DA9034 的相应接口进行连接,实现与 DA9034 的通信。

DA9034 与 PXA310 之间音频数据的传输通过 I<sup>2</sup>S 总线和 PCM 总线实现,DA9034 的 I<sup>2</sup>S 接口与 PCM 接口分别与 PXA310 的 SSP 控制器接口相连。与音频相关的驱动 AUDIO 直接通过操作 SSP 控制器进行数据传输。

#### 3.2 DA9034 寄存器设置

程序通过 I<sup>2</sup>C 总线对 DA9034 的寄存器进行读写,从而对电源进行管理、对音频数据进行编解码。下面以 BUCK1 为例说明 DA9034 寄存器的设置方法。

BUCK1 是一路带有动态电压控制 DVC(Dynamic Voltage Control)的 DC-DC 变换器,默认的输出电压和最大电流为 1.4 V 和 800 mA,最大输出电流

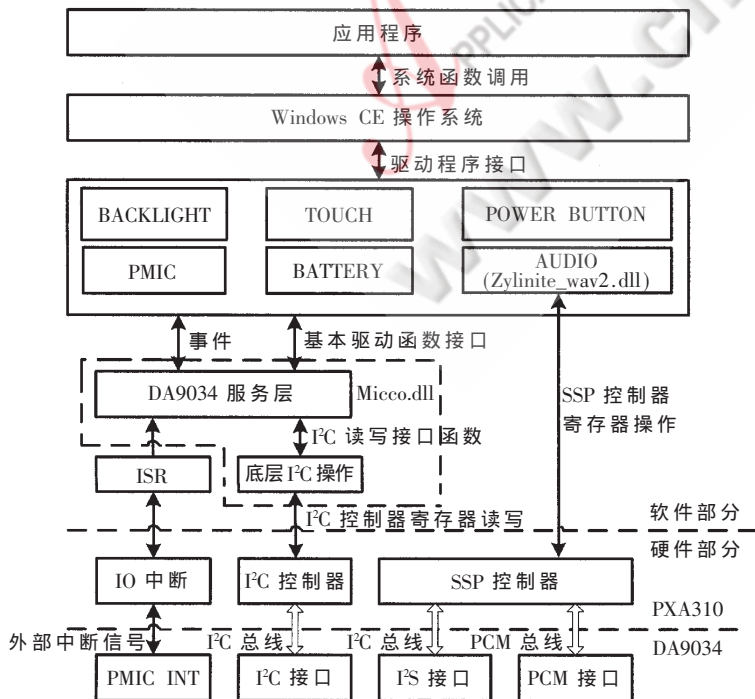


图5 DA9034 软件模型

为 1.4 A<sup>[4]</sup>。与 BUCK1 有关的寄存器设置步骤如下：

(1) 将寄存器 VCC1 (地址为 0x20) 的 APPS\_GO 位设置为 0, 表示暂时先维持 BUCK1 的当前设置。

(2) 设置输出电压选择。有两个寄存器 (ADTV1 和 ADTV2, 地址分别为 0x23 和 0x24) 可以设置 BUCK1 的输出电压值, 由 VCC1 寄存器的 APPS\_SEL 位来选择其中一个。该位置 0 表示选择 ADTV1 的设置; 置 1 表示选择 ADTV2 的设置。

(3) 设置输出电压大小。寄存器 ADTV1 和 ADTV2 都可以设置输出电压大小, 并且这两个寄存器结构完全一样。下面以 ADTV1 为例说明, 表 2 所示为 ADTV1 寄存器的结构。

表 2 寄存器 ADTV1 结构

寄存器名称: ADTV1	地址: 0x23	默认值: 0x1B			类型: 可读写	
Unused (MSB)	APPS_TRIM1 <4>	APPS_TRIM1 <3>	APPS_TRIM1 <2>	APPS_TRIM1 <1>	APPS_TRIM1 <0> (LSB)	

该寄存器的低 5 位用来设置输出电压大小, 当 APPS\_TRIM1<4:0>=00000 时, 输出电压为 0.725 V; 当 APPS\_TRIM1<4:0>=11111 时, 输出电压为 1.500 V, 中间 APPS\_TRIM1<4:0>的值每增加 1, 输出电压递增 25 mV。

(4) 设置电压变化率。通过 BUCK1\_AVRC 寄存器设置, 包括电压变化步长和时间轴步长的设置, BUCK1\_AVRC 寄存器结构如表 3 所示。

表 3 寄存器 BUCK1\_AVRC 结构

寄存器名称: BUCK1_AVRC	地址: 0x25	默认值: 0x02			类型: 可读写	
Unused (MSB)	APPS_STEP <1>	APPS_STEP <0>	APPS_RATE <2>	APPS_RATE <1>	APPS_RATE <0> (LSB)	

APPS\_RATE<2:0>用来设置时间轴步长, APPS\_RATE<2:0>从“000”到“111”可以将时间轴变化步长设置为从 1 μs~64 μs。

APPS\_STEP<1:0>用来设置电压变化步长, APPS\_STEP<1:0>从“00”到“11”可以将电压变化步长设置为从 3.125 mV~12.5 mV。

(5) 设置生效。将寄存器 VCC1 的 APPS\_GO 位置 1, 使以上设置生效。

BUCK1 还有一种睡眠模式, 该模式下 BUCK1 运行在高效率的极低电流状态。睡眠模式的实现需要先将 BUCK\_SLEEP 寄存器的 BUCK1\_nSLEEP\_ENABLE 位置 1, 以允许当 nSLEEP 引脚上出现有效的低电平时使 BUCK1 进入睡眠模式。

本文详细介绍了 DA9034 在基于 PXA310 的多功能

数码相框中的应用, 包括电源分配、LCD 背光电路、电池充电电路、音频及触摸屏电路等部分的设计, 并且分析了 DA9034 的软件模型及通过寄存器设置控制 DA9034 各模块的方法。DA9034 的应用使 PCB 尺寸大大减小, 功耗控制更加合理, 系统稳定性也有了很大提升, 而且成本较低, 可以在较为复杂的嵌入式系统中广泛应用。

#### 参考文献

- [1] 何旭东. 2006 年十大热门模拟器件新品大赏[DB/OL]. [http://www.esmchina.com/ART\\_8800073743\\_1100\\_0\\_0\\_4300\\_d1186538.HTM](http://www.esmchina.com/ART_8800073743_1100_0_0_4300_d1186538.HTM), 2007-02-01.
- [2] Marvell Corporation. PXA30x and PXA31x processors graphics and input controller developers manual[DB/OL]. <http://www.marvell.com>, 2007-12-14.
- [3] 周毓林, 宁杨, 陆贵强, 等. Windows CE.net 内核定制及应用开发[M]. 北京: 电子工业出版社, 2006: 213-215.
- [4] Dialog Semiconductor Corporation. DA9034DSza. Datasheet [DB/OL]. <http://www.dialog.com>, 2007.

(收稿日期: 2008-08-01)

# 基于 ADE7758 的配变电安全监控系统设计

袁湘民, 赵望达

(中南大学 防灾科学与技术研究所, 湖南 长沙 410075)

**摘要:** 介绍了一种电量计量芯片 ADE7758。采用 PHILIPS 公司的 ARM 微控制器 LPC2210 和 ADE7758 芯片, 开发了一种智能无功补偿控制器。设计了相对应的电力远程监控系统总体结构以及现场无功补偿控制单元的硬件电路和 CDMA 通信监控系统, 实现了对电力参数的远程数据传输和控制。监控系统具有较好的实时性、稳定性和可扩展性。

**关键词:** 配变电安全监控(VCC); FFT; 无功补偿; 谐波分析

中图分类号: TP332.3

文献标识码: A

## Design of an electric power safety monitoring system based on ADE7758

YUAN Xiang Min, ZHAO Wang Da

(Institute of Disaster Prevention Science and Safety Technology, Central South University, Changsha 410075, China)

**Abstract:** An energy measure chip ADE7758 is introduced. An intelligent VCC is developed by ARM7 MCU of PHILIPS and ADE7758 of ADI. The total construction of the remote monitoring system is given. Then, the VCC hardware circuit and ADE7758, CDMA software monitoring system is designed. At last, power remote parameter transmission and control system is realized. The special mode with embedded MCU and CDMA model of the VCC makes the monitoring system have best property of real-time, stability and extensionality.

**Key words:** LPC2210; power monitoring system; var compensation controller; AT+I instruction

随着国内电网改造和电力系统规模的不断扩大, 传统的配电变压器终端装置已不能满足配电自动化系统的要求<sup>[1-3]</sup>。由于 ARM 嵌入式处理器运行频率高、内存大, 所以能够充分保证智能仪器和测控系统中网络协议的可靠运行, 也便于 LINUX 嵌入式操作系统的移植。其操作系统能将应用分解成若干个任务调度运行, 系统实时性强, 软件开发方便易行, 特别适宜于测控系统中现场控制器的升级换代。因此, 嵌入式单片机已成为智能仪器和测控系统的主流微控制器。

### 1 系统总体设计

本系统以 ARM 为控制核心, 配合 CDMA MODERM 通信模块, 实现远程自动化控制、数据和参数复位、参数设置、请求实时数据、请求历史数据、异常信息报警、负荷管理等功能, 如图 1 所示。图中 CDMA 模块是指具有登录 CDMA 网络功能的芯片。处理器与 CDMA 模块通过串行协议通信, 从数据采集器得到数据后, CDMA 模块负责以 CDMA 资料包的形式通过 CDMA 网络把资料发送到中国联通的内部网(UNINET), 然后由中国联通通过 CDMA 服务节点(GSN), 把资料发送到 Internet 上。由于

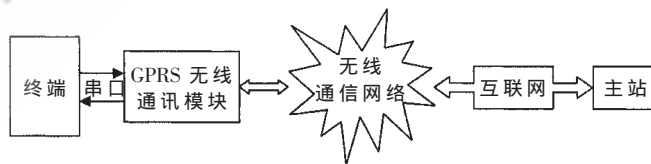


图 1 远程无线通信监控系统

CDMA 网络以 IP 寻址为基础, 所以主站只需要简单接入 Internet, 并具备公网分配的 IP 地址即可。

### 2 监控系统硬件设计

#### 2.1 ARM 单片机及存储器接口设计

##### (1) ARM 单片机 LPC2214 简介

LPC2214<sup>[4]</sup>是基于一个支持实时仿真和跟踪的 16/32 位 ARM7TDMI-S<sup>TM</sup>CP 的微控制器, 并带有 128 KB 的嵌入式高速片内 Flash 存储器。片内 128 位宽的存储器接口和独特的加速结构使 32 位代码能够在最大的时钟频率下运行。对代码规模有严格控制的应用可使用 16 位 Thumb 模式将代码规模降低超过 30%, 而性能的损失却很小。

由于 LPC2214 较小的 144 脚封装、极低的功耗、多个

32 位定时器、8 路 10 位 ADC 以及多达 9 个外部中断，使其特别适用于工业控制、医疗系统、访问控制和 POS 机。

LPC2214 可使用的 GPIO 高达 76 个(使用了外部存储器)或 112 个(单片应用)。由于内置了宽范围的串行通行接口，它也非常适用于通信网关、协议转换器、嵌入式软 Modem 以及其他各种类型的应用，电路结构如图 2 所示。

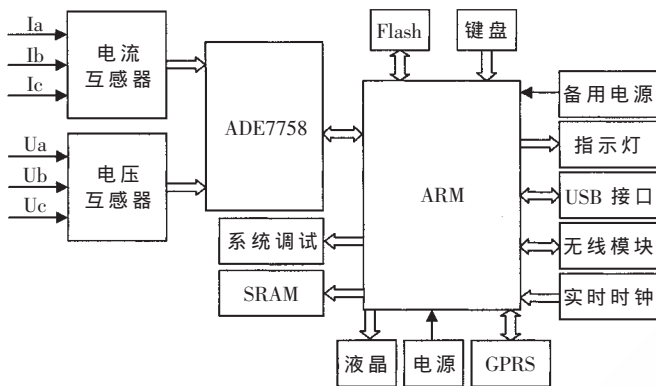


图 2 配变安全监控装置结构

## (2) 存储器接口设计

存储器接口电路如图 3 所示。

## 2.2 电量计量电路设计

### (1) ADE7758 简介

ADE7758<sup>[5]</sup>是一款多相多功能电能测量 IC 芯片，带有一个串行口、两路脉冲输出。ADE7758 集成了数字积分、参考基准电压源、温度敏感元件等。带有可用于有功

功率、复功率、视在功率、有效值的测量以及以数字方式校正系统误差(增益、相位和偏移等)所必须的信号处理电路。该芯片适用于各种三相电路(不论三线制或者四线制)中测量有功功率、复功率、视在功率。

### (2) ADE7758 应用与 ARM 接口

本系统测量的额定电压有效值为 220 V，电流有效值为 5 A。负载的电压和电流分别通过电压互感器和电流互感器接到 ADE7758 的模拟口，如图 4 所示。分压电阻和电流采样电阻大小的选择，既要充分利用 ADE7758 的 A/D 转换位数，以提高精度，还要保证过量程时不至于测量溢出。最终输入到 ADE7758 模拟端的电压大小还与 GAIN 寄存器有关。

①为了增加 A/D 转换精度和模拟抗干扰性，应当提高 ADE7758 模拟端口的信号幅值，故设定 GAIN 的放大倍数等于 LVAP 端和 IAP 端的最大输入幅值为 0.5 V。

②电压通道以 220 V 额定值，根据变压器的变比和 0.5 V 的末端电压，粗略计算分压电阻的个数和阻值；电流通道类似，换成考虑电流互感的变比，来估算采样电阻的值。

③在调试时，读出 ADE7758 的电压、电流、功率等内部寄存器的原始值，来验证电阻值是否合适。

REF 端为 A/D 转换的参考电压端，芯片内部可产生 2.5 V 基准电压，它对测量精度的影响很大，所以用 22  $\mu$ F 的钽电容和 0.1  $\mu$ F 独石电容并联去藕。

APCF 和 VARCF 端采用光电隔离的方式输出脉冲

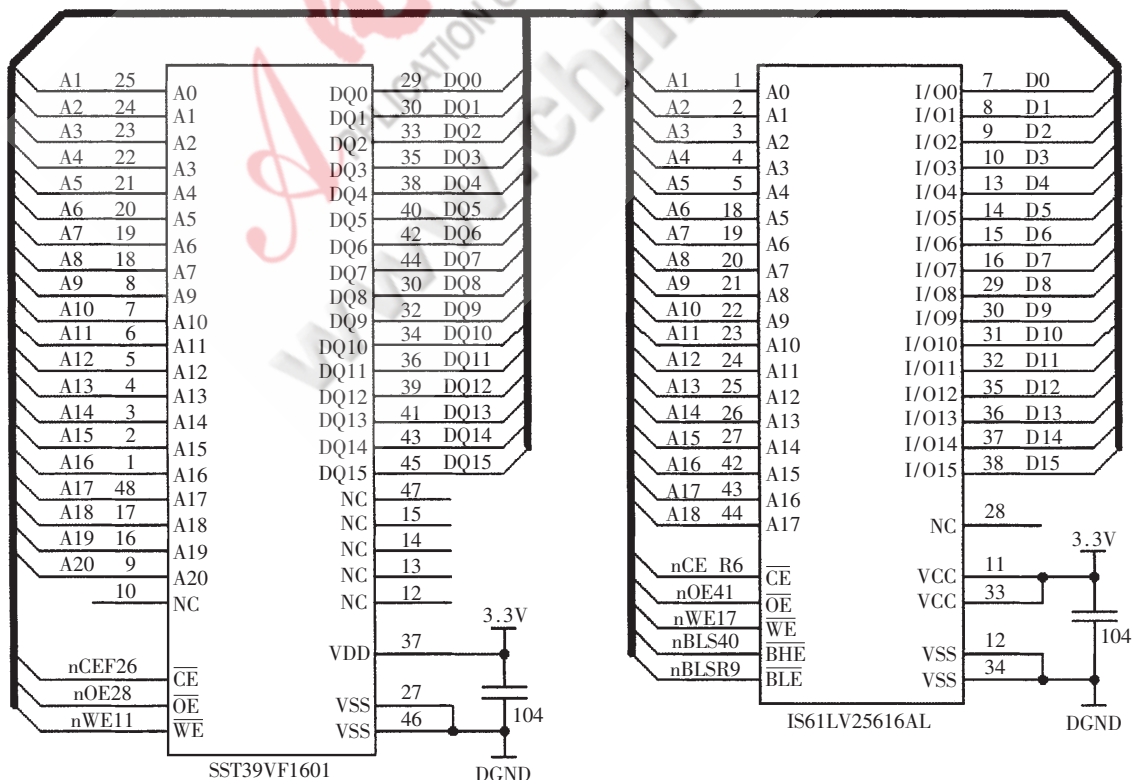


图 3 存储器接口电路图

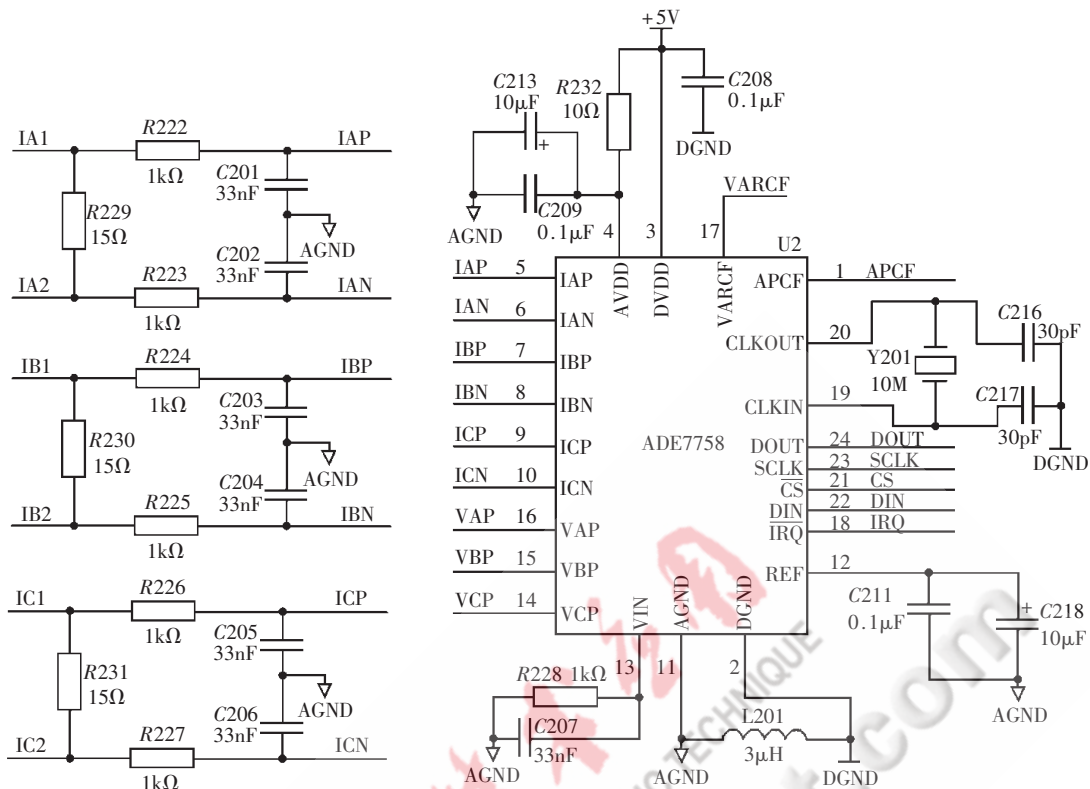


图 4 ADE7758 硬件连接图

信号,以供校准和电能计算。

### 3 软件设计

#### 3.1 配置 ARM 的 FIFO 模块

只有正确设置 CDMA 模块的参数,才能保证终端与主站正常通信。由于等待设置 CDMA 模块参数指令的返回值的延时时间不能确定,为了能正确接收返回值,本系统利用了 ARM7 串口自带的 FIFO 寄存器实现中断接收<sup>[6]</sup>。每次接收清空接收缓冲区,这样保证接收判断无误,不会由于“错误”的判断产生错误的指令输入到 CDMA 模块。ARM7 串口配置程序如下:

```

.....
PINSEL0=(PINSEL0&(~0x0f)) | 0x00000005;
//设置 I/O 连接到 UART0
UOLCR=0x83; //DLAB=1,允许设置波特率
Fdiv=(Fpclk / 16) / UART_BPS; //设置波特率
UODLM=Fdiv / 256;
UODLL=Fdiv % 256;
UOLCR=0x03;
UOFCR=0x81; //使能 FIFO,并设置出发点
UOIER=0x01;
VICIntSelect=0x00000000; //设置为 IRQ 中断
VICVectCntl0=0x20|(1<<6); //设置终端优先级
VICVectAddr0=(uint32)UART0_FIFO_Rx;
//保存中断服务程序的入口地址
VICIntEnable |= (1<<6); //使能 UART0 的中断允许
.....

```

#### 3.2 远程升级

远程升级是一项十分复杂的任务。为了防止传输错误,采用校验和来检验升级报文的正确性。如果升级报文为多帧传输,则应接收检验完最后一帧报文后,再通过串口输出“+++”到 CDMA 模块,令其进入命令模式。然后将接收的升级报文备份到 SST39VF160 中,不要覆盖之前备份的升级报文,防止升级未完成时,仍能继续工作。升级是一件比较重要的事件,因此,升级开始时,要置升级标志,在升级完成后,再清该标志,重新发指令,让 CDMA 模块拨号,最后发送升级确认报文给主站。

#### 3.3 ARM 启动代码

(1)异常向量表。ARM 处理器从逻辑地址 0x00000000 处读取中断向量表,而此地址初始映射为 Flash 地址,所以,如果要在 RAM 中运行程序且响应中断,则应利用地址重映射功能(REMAP)将 RAM 中包含中断向量表的地址映射到 0x00000000 处。

(2)VIC 初始化。程序首先禁止所有中断,以避免一个中断没有响应又载入程序,从而因向量中断控制器状态错误而不能正确识别中断。设置 VICVectAddr 寄存器的值为 0,最后将所有中断设置为 IRQ 中断。

(3)设置 CPSR 寄存器的 I 位。因为使用 UART0 的 FIFO 中断接收且设置为 IRQ 中断,所以必须开启 IRQ,即清 CPSR 的 I 位,在启动代码中使用“MSR CPSR\_c, #0x5F”指令。

此外,监控系统还应用了带扩展 AT+I 指令集功能的 CDMA 通信软件。其指令集以及实现编程不赘述。

由于移动通信系统为一个现有的平台,在电力监控系统中采用 CDMA1X 网进行数据传输,可以大大降低通信系统的一次性投资,而且可减少工程实施中调试通信系统的时间,降低通信系统的维护费用,减轻工作人员的劳动强度,提高工作效率及配网自动化管理水平。该系统已在广西某电力部门应用一年多。现场实际应用效果证明采用 ARM 嵌入式控制器 LPC2210 和高精度电量计量芯片 ADE7758 使智能无功补偿控制器工作更加稳定,实时性更好,是一种理想的无功补偿控制器升级换代产品,具有很好的推广应用前景。

## 参考文献

- [1] 王云,贾清寒,胡晓龙.基于无线网的配电变压器监测系统应用[J].电力系统自动化,2002,26(16):75-78.
- [2] 林功平,徐石明,罗剑波.配电自动化终端技术分析[J].电力系统自动化,2003,27(12).
- [3] 杨彩虹,王芙蓉,贺德华.GSM 的数据业务和承载能力[J].电讯技术,2002,42(1):101-105.
- [4] 广州周立功单片机发展有限公司.LPC2210/2220 User Manual[EB/OL].www.zlgmcu.com,2005.
- [5] Analog Devices.ADE7758 DateSheet,Poly Phase Multifunction Energy Metering IC with per Phase Information[Z].ANALOG DEVICES,2006.
- [6] 杜春雷.ARM 体系结构与编程[M].北京:清华大学出版社,2003.

(收稿日期:2008-08-12)

电子技术应用  
APPLICATION OF ELECTRONIC TECHNIQUE  
www.chinaaet.com

# 基于 FPGA 的数字下变频设计与实现

赵远鸿, 宋学瑞

(中南大学 信息科学与工程学院, 湖南 长沙 410083)

**摘要:** 介绍了扩频通信中的数字下变频, 通过查找表的方式进行了混频和 FIR 低通滤波的设计及实现, 并通过了 FPGA 仿真验证。实现的 DDC 具有结果误差小、读存时间短、占用资源少等特点。

**关键词:** DDC; 查找表; FIR 滤波; FPGA

中图分类号: TN92

文献标识码: B

## Design and realization of digital down converter based on FPGA

ZHAO Yuan Hong, SONG Xue Rui

(School of Information Science and Engineering, Central South University, Changsha 410083, China)

**Abstract:** This paper introduces digital down converter in spread spectrum communication, designs and realizes mixing and FIR lowpass filter by look-up table which is tested by simulation verification based on FPGA. The DDC has distinguishing features of little error, short reading time, less occupying time and so on.

**Key words:** DDC; look-up table; FIR filter; FPGA

在扩频通信中, 数字下变频 (DDC) 是一种很重要的技术, 它包括数字混频器、数控振荡器以及数字滤波器三部分。而传统的 DDC 大多采用专用芯片, 虽然其外围电路简单、功能实现容易控制, 但其大部分功能已经固化, 存在兼容性较差、产品开发灵活性低、后续升级困难等缺陷。本文利用 FPGA 运算快速、易于升级等优点, 在简化算法的基础上, 用最短的时间进行混频滤波得到两路相交信号。用 Verilog 语言对整个下变频进行行为描述建模, 并给出相应的仿真综合结果。

### 1 正交下变频方案理论分析

因为 DDC 的数据流是采样信号的速率, DSP 处理芯片很难完成高频实时处理任务, 而且 FPGA 中通常有大容量 ROM 资源, 满足查找表所需 ROM 资源, 所以更适合用 FPGA 实现数字正交下变频。数字正交下变频是借助数控振荡器 NCO 通过查找表的方式产生本地正交载波信号, 与输入信号进行正交混频, 经过低通滤波得到 I—Q 基带信号。图 1 为其方案框图。

接收机收到的高频信号表达式为:

$$r(t) = \sqrt{p} d(t-\tau) c(t-\tau) \cos[(f_c + f_d)t + \varphi] + n(t) \quad (1)$$

式中,  $\sqrt{p}$  为接收信号的幅值,  $d(t)$  为数据信息的波形,  $c(t)$  为伪码波形,  $f_c = 891 \text{ MHz}$ ,  $f_d = 18.176 \text{ MHz}$  为信号频偏,  $n(t)$  为高斯白噪声。根据带通采样定理, 引入单位冲激函数  $\delta(t)$  构成冲激函数  $P(t)$ :

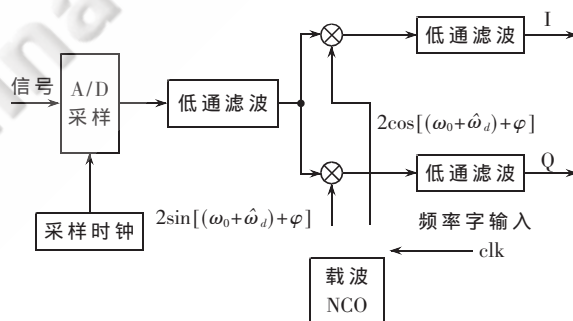


图 1 数字下变频方案框图

$$\begin{aligned}
 P(t) &= C_n \sum_{n=-\infty}^{+\infty} e^{j \frac{2\pi}{T_s} nt} \\
 &= \frac{1}{T_s} \int_{-\frac{T_s}{2}}^{+\frac{T_s}{2}} \delta(t) \times e^{-j \frac{2\pi}{T_s} nt} dt \times \sum_{n=-\infty}^{+\infty} e^{j \frac{2\pi}{T_s} nt} \\
 &= \frac{1}{T_s} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} e^{j \frac{2\pi}{T_s} nt} \quad (2)
 \end{aligned}$$

输入信号为  $x(t)$ , 其傅里叶变换为  $x(\omega)$ , 则用  $f_s$  抽样后得到抽样信号可表示为:

$$\begin{aligned}
 x_s(t) &= P(t) \times x(t) = \left[ \frac{1}{T_s} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} e^{j \frac{2\pi}{T_s} nt} \right] \times x(t) \\
 &= \frac{1}{T_s} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \left[ e^{j \frac{2\pi}{T_s} nt} \times x(t) \right] \quad (3)
 \end{aligned}$$

由傅里叶变换性质得到  $X_s(\omega)$ , 可表示为:

$$X_s(\omega) = \frac{1}{T_s} \sum_{-\infty}^{+\infty} x(\omega - \frac{2\pi}{T_s}n) = \frac{1}{T_s} \sum_{-\infty}^{+\infty} x(\omega - n\omega_s) \quad (4)$$

由式(5)可知, A/D 采样使信号频谱发生了周期延拓。中心频率  $f_c=891$  MHz (如图 2) 经带通欠采样后将信号频谱搬移至  $f_o=18.533$  MHz。  $f_o$  是  $f_c$  除以  $f_s$  后的余数。这样 A/D 采样实现了一个下变频功能。

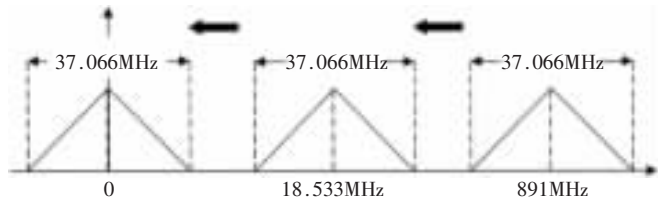


图 2 信号频谱变化示意图

接收信号经 A/D 采样后可表示为:

$$r(nT_s) = Ad(nT_s)c(nT_s)\cos[2\pi(f_o+f_d)nT_s+\varphi]+n(nT_s) \quad (5)$$

其中,  $T_s$  为 A/D 采样时钟的周期,  $A$  为信号幅度的量化,  $d(nT_s)$  表示二进制数据信息,  $c(nT_s)$  表示伪码序列信息。

经过 A/D 后, 信号通过一个数字低通滤波器, 滤掉噪声和寄生信号, 然后与本地 NCO 输出的频率为 18.533 MHz 的正交载波相乘, 完成数字下变频, 再经过低通滤波, 滤除倍频分量, 就可以得到基带扩频信号。

从图 2 可以看出, 本地 NCO 产生的同相和正交载波

$2\cos[2\pi(f_o+\hat{f}_d)nT_s+\hat{\varphi}]$  和  $2\sin[2\pi(f_o+\hat{f}_d)nT_s+\hat{\varphi}]$  经过正交下变频和低通滤波之后, 不考虑噪声的影响, 输出信号可以表示为:

$$I(nT_s) = Ad(nT_s-\tau)c(nT_s-\tau)\cos(2\pi\Delta f_nT_s+\Delta\varphi) \quad (6)$$

$$Q(nT_s) = Ad(nT_s-\tau)c(nT_s-\tau)\sin(2\pi\Delta f_nT_s+\Delta\varphi) \quad (7)$$

其中,  $\hat{f}_d=378$  kHz,  $\Delta f_o=f_d-\hat{f}_d=17.798$  MHz 为本地载波与

接收信号的频差,  $f_o+\hat{f}_d=18.911$  MHz 为 NCO 的载波频率,  $\Delta\varphi=\varphi-\hat{\varphi}$  为起始相位差。

## 2 下变频实现方案

由上面分析可知, 下变频的核心方案是 FIR 滤波器的实现。其中  $\Delta f_o=17.798$  MHz,  $f_o+\hat{f}_d=18.911$  MHz, 其归一化截止频率  $\omega_n = \frac{\Delta f_o}{f_o+\hat{f}_d} = 0.94$ , 设计指标如表 1 所示。根

据设计指标, 利用 MATLAB 中的 FIR 滤波器系数设计命令 `fircls1(10, 0.94, 0.02, 0.008, 'both')` 设计滤波器的系数, 如表 2 所示。其抽头系数和幅频特性曲线如图 3 所示。

表 1 11 阶 FIR 滤波器的设计指标

设计指标	高低通	截止频率	阶次	数据宽度
	低通	0.94	11	8

## 3 下变频器模块实现

本文将输入  $r$  正弦信号分为 16 相, NCO 通过 `clk` 信号脉冲作为控制信号以查找表的形式找出其对应的正余弦值, 与  $r$  信号混频, 得到两路信号  $i_0$  和  $q_0$ , 再经过低通滤波器, 最后得到两路正交信号  $i$  和  $q$ , 如图 4 和图 5 所示。从仿真结果可以看出, 从第二个 `clk` 脉冲开始工作到最后结果输出, 仅仅用了 52 ns 的时间。

本文针对扩频通信接收的数字下变频在特定的输入信号下, 通过查找表的方式进行了混频和低通滤波的设计及实现。仿真结果在软件 Matlab 上的建模结果完全一致, 表明了设计的正确性。在 Xilinx 公司的 FPGA 集成设计软件 ISE7.1 环境下选用 `xc3s5000-4fg900` 实现了综合和映射。本文的创新点是: 用移位代替滤波器乘法运算, 节约了硬件资源; 对抽头系数进行扩大, 将结果误差

表 2 11 阶 FIR 滤波器的抽头系数

	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
h	0.0215	-0.0305	0.0456	-0.0595	0.0693	0.9272	0.0693	0.0595	0.0456	-0.00305	0.0215

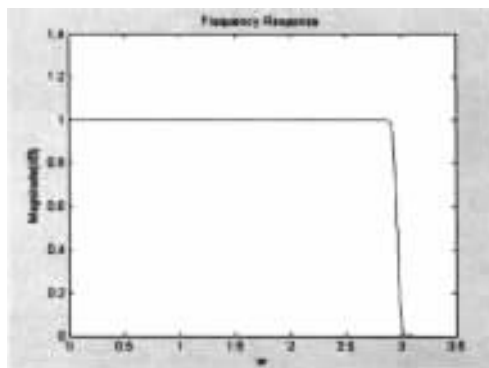
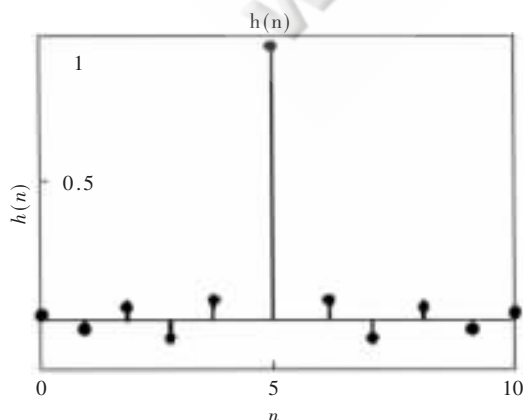


图 3 11 阶 FIR 滤波器的抽头系数和幅频特性曲线

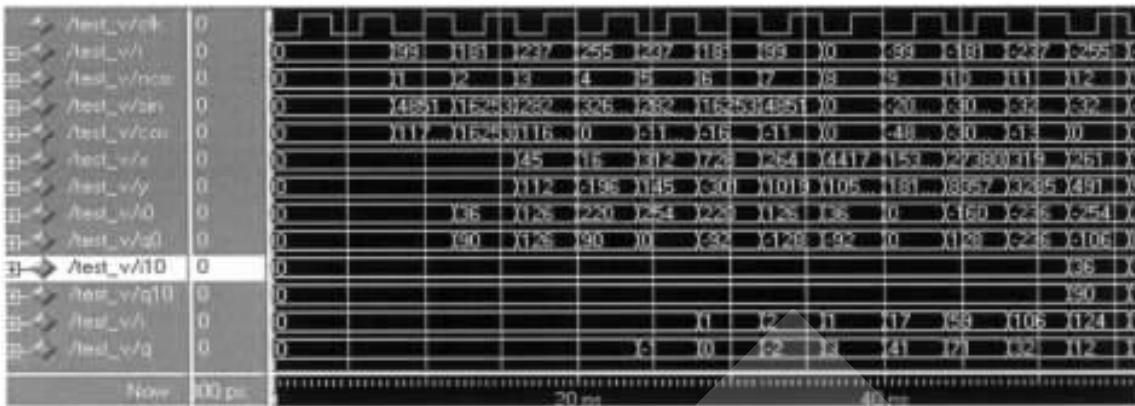


图 4 数字下变频工作的初始阶段



图 5 数字下变频部分仿真时序图

减小到了 1%；根据抽头系数的对称性减少了寄存器的使用，节约了读取存储的时间。

### 参考文献

[1] 张欣.扩频通信数字基带信号处理算法及其 VLSI 实现[M].北京:科学出版社,2004.  
 [2] 薛年喜.MATLAB 在数字信号处理中的应用[M].北京:清华大学出版社,2003.

[3] 张欣.VLSI 数字信号处理.设计与实现[M].北京:科学出版社,2003.  
 [4] 王华.基于低通滤波器的数字下变频性能[J].舰船电子对抗,2008,31(2).  
 [5] 张进,苏凯雄.基于 FPGA 的数控振荡器的设计与实现[J].福州大学学报(自然科学版),2005(5):584-587.

(收稿日期:2008-07-23)

# 基于软件无线电的短波多路并行处理系统的设计与实现\*

李国振,葛临东,欧阳喜,刘世刚  
(解放军信息工程大学 信息工程学院,河南 郑州 450002)

**摘要:** 针对短波窄带信号的实时处理需求,设计实现了一种基于软件无线电思想的短波多路并行处理系统。该系统采用四片高性价比 DSP 处理器,并行实时处理四路短波信号;采用一片高性能的 FPGA,实现全局控制和协处理工作,具有完全可重复编程和配置功能。在此基础上,开发了 FPGA 程序和主机应用程序,实现了基于 DSP 的短波 PSK 信号解调算法。通过在软件无线电接收系统中的实际应用,证实系统使用灵活、性能优良。

**关键词:** 软件无线电;数字信号实时处理;TMS320C6711D;DFPLL

中图分类号: TN919.5 文献标识码: A

## The design and implimentation of short-wave multi-channel parallel processing system based on software defined radio

LI Guo Zhen, GE Lin Dong, OU Yang Xi, LIU Shi Gang

(Institute of Information Engineering, PLA Information Engineering University, Zhengzhou 450002, China)

**Abstract:** This paper centers the design and implementation of short-wave multi-channel parallel processing system based on software defined Radio, for the demand of the short-wave narrow band signal real-time processing. The board applies four DSP chips which has the high performance-cost ratio to process four channel parallel signals realltime and a high-powered FPGA to controll and co-process the system, and the system can be programmed and configured repeatly. Then, the paper develops the programs of FPGA and host, and implements a demodulation algorithm based on DSP. In the end, a practical application example of the system in software defined radio receiveing system is provided, and practice proves that the system has good performance and flexibility.

**Key words:** software defined radio; digital signal real-time processing; TMS320C6711D; DFPLL

软件无线电的基本思想是把硬件作为无线通信的基本平台,通过软件实现尽可能多的功能。本文基于软件无线电的思想,应用 PCI 总线协议设计实现了一种短波多路并行处理系统。该系统硬件体积小、成本低,集信号采集和处理于一体,能够并行实时处理四路短波信号;DSP 软件加载灵活方便,用户可以根据需求加载不同的软件算法,符合软件无线电开放化、标准化、模块化的基本要求<sup>[1]</sup>,具有较强的实用性和灵活性,可以广泛应用于短波通信、数字信号实时处理等领域。

### 1 系统硬件设计与实现

系统硬件结构如图 1 所示。系统硬件采用四 DSP+

FPGA 架构,从功能结构上分为以下几个部分:运放和 A/D 采样模块、FPGA 模块、多 DSP 模块、PCI 接口模块、存储器模块等。运放和 A/D 采样模块完成信号放大和模数转换;FPGA 控制管理系统上的各种资源,并为外部接口提供访问的控制时序;多 DSP 模块完成短波中频数字信号的实时处理;PCI 接口模块完成主机与系统之间的通信和数据传输。

#### 1.1 运放和 A/D 采样模块

运放的选型基于以下几点考虑:频率响应范围、多通道和单电源供电。经过比较,最终选用 ADI 公司的低功耗、四通道运放 AD8544。

\* 基金项目:国防预研资助项目(6130320)

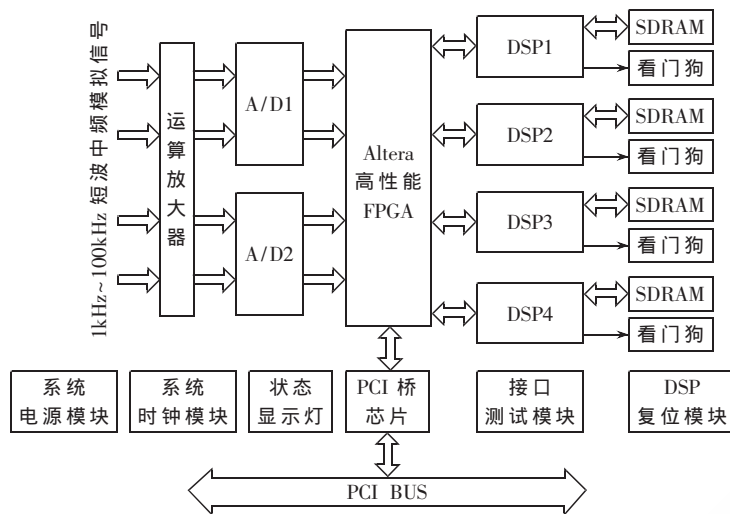


图1 系统硬件结构框图

A/D 采样芯片是系统中一个重要的组成部分。本系统对 A/D 采样芯片的要求有三点：采样率、分辨率和通道数。经过选型，A/D 采样芯片采用 AD7654<sup>[2]</sup>，它是 ADI 公司推出的低功耗、双通道、电荷再分布式 A/D 转换器，最高采样频率 500 kHz。设计采样时钟时，由高稳晶振产生稳定度高达  $10^{-8}$ 、频率为 10 MHz 的时钟，经过专用的时钟倍频芯片 ICS501，将时钟倍频到 20 MHz，同时提高了时钟驱动能力。该时钟经过 FPGA 内设计的分频电路后送给 A/D 转换器，作为转换时钟，因此通过对 FPGA 编程可以灵活改变 A/D 转换器的采样频率。短波中频模拟信号送入 A/D 转换器进行 16 bit 采样量化，输出模式分为串行和并行两种，本文采用并行输出模式。由于 FPGA 的 I/O 接口电平为 3.3 V，A/D 输出接口电平设计为 3.3 V。

### 1.2 FPGA 模块

FPGA 选用 Altera Cyclone II 系列的 EP2C35F484C6N 芯片，该芯片内部有 33 216 个逻辑单元，能够根据需求完全重新配置，是一款高性能、高密度的可编程逻辑器件。它的管脚支持大部分的标准接口电平，能够方便地与多种外部接口互连，实现高速的数据 I/O，另外还提供了其他资源，方便开发者根据需要设计出更多的功能模块。

### 1.3 多 DSP 模块

短波中频信号的实时处理对处理器的处理速度提出了很高的要求，因此，DSP 作为系统的核心信号处理单元，需要选择处理能力强的芯片。考虑到芯片的性价比，DSP 选用 TI 公司的 TMS320C6711D<sup>[3]</sup>。TMS320C6711D 最高工作频率 250 MHz，是一款高性价比 16 位浮点型 DSP。其内核电压 1.2 V，I/O 电压 3.3 V。I/O 方面，该器件提供了 16 个独立通道的增强型 DMA 控制器、一个 32 位的外部存储器接口(EMIF)、一个 16 位的主机口(HPI)、两个 32 位的通用定时器(TIMER)和两个多通道缓冲串

口(McBSP)。FPGA 和四片 DSP 之间采用星型网络结构设计，两片 A/D 的 4 路输出和四片 DSP 之间可以两两任意结合，每片 DSP 独立处理一路信号，四片 DSP 可同时实时处理四路信号；多片 DSP 也可以通过不同分工，处理同一路信号。因此该结构使用灵活、处理能力强。

### 1.4 PCI 接口模块

目前常见的 PCI 接口电路实现方案主要有以下三种：采用可编程逻辑器件的 IP 核、采用部分可编程的 PCI 接口芯片、采用专用的接口芯片。其中，IP 核价格昂贵，部分可编程的半定制 PCI 接口芯片开发成本高且控制复杂。相比之下，采用 PLX 公司专用的 PCI-IO 桥接器 PCI9054 实现 PCI 接口电路，该芯片应用广泛，具有很高的性价比。后续设备驱动程序的开发与局部总线接口模块的设计均以 PCI9054 的工作机理为基础，所以它是系统的一个很重要的组成部分。

PCI9054 的主要特点如下：内部具有两个独立的可编程 DMA 控制器；支持复用/非复用的 32 位地址/数据；PCI 总线端支持 32 位/33 MHz，本地总线端最高时钟 50 MHz，最高传输速率 132 Mb/s。

### 1.5 其他模块

高精度高稳定性的电源是系统正常工作的关键，因此电源芯片的选型显得尤为重要。系统中需要 5 种电源：1.2 V、2.5 V、3.3 V、5 V 和 12 V，其中 5 V 和 12 V 由 PCI 总线提供，1.2 V 由 TPS54612 提供，2.5 V 由 AD780 提供，3.3 V 由 TPS54616 提供。由于 TMS320C6711D 要求内核电压不迟于 I/O 电压上电，因此 1.2 V 和 3.3 V 电源之间采用肖特基二极管进行隔离。

存储器模块选用存储容量为 512 Mbit 的同步 RAM-MT48LC16M16A2。

## 2 系统软件设计与实现

系统中的四片 DSP 是独立并行工作的。A/D 采样后的数据直接送给 FPGA。一方面，FPGA 通过 DSP 的 HPI 口将每路数据分别送至对应的 DSP，DSP 处理完毕后通过 McBSP 口传回 FPGA，FPGA 中设计的合路模块，采用轮询机制将四路信号合并成一路，通过 PCI 接口传送至主机；另一方面，A/D 采样数据也可以不经过 DSP 处理，直接通过 PCI 接口传送至主机。根据系统的工作方式和功能，系统软件分为几个模块，下面加以介绍。

### 2.1 4DSP 复位及程序引导加载

系统的主要特点是四片 DSP 独立并行工作，因此系统中四片 DSP 的复位初始化、程序引导加载等环节的设计是一项十分重要的工作。

系统中设计了三种 DSP 复位方式：按键复位、看门狗复位和 FPGA 复位。按键复位和看门狗复位属于硬件复位，FPGA 复位属于软件复位。看门狗只在 DSP 工作

异常或电源工作异常时,自动复位 DSP。用户可以根据需要,灵活选择不同的 DSP 复位方式。每片 DSP 的复位都是独立的,任何一片 DSP 复位不影响其他 DSP 的正常工作。

DSP 程序的引导采用 HPI 口引导方式,设计流程如下:首先将编译好的 DSP 程序通过仿真器下载到 DSP 内存,主机依次通过 PCI 通道、FPGA 模块和 DSP 的 HPI 口将 DSP 内存读取到主机存盘,DSP 工作时只需将该存盘文件通过 PCI 通道加载至 DSP 内存,然后向 HPIC 寄存器的 DSPINT 位写 1,DSP 程序即可从地址 0 处开始运行。与一般采用的 DSP 程序从 Flash 启动方式相比,该方式具有以下优点:

(1)省掉了 Flash 芯片,降低了成本,减小了系统硬件面积;

(2)DSP 程序的更新方式与通过仿真器下载程序并对 Flash 编程的方式相比更方便快捷,因此该方式很好地体现了软件无线电的特点。

调试过程中发现,该下载方式存在以下问题:如果 DSP 程序使用 DSP/BIOS,用仿真器将编译好的 DSP 程序下载到 DSP 内存,读取内存后存盘,使用时直接加载文件,程序即可正常启动;如果没有使用 DSP/BIOS,按照上述步骤加载 DSP 程序,程序加载后不能正常运行。通过大量实验找到了原因:带 DSP/BIOS 的 DSP 程序在地址 0 处有一条跳转指令,程序从地址 0 启动之后,会自动跳转到通过仿真器下载程序后程序指针所指向的首地址 c\_int00。而研究发现不带 DSP/BIOS 的 DSP 程序没有该跳转指令。因此如果使用不带 DSP/BIOS 的 DSP 程序,应该首先建立一个中断向量表文件,在开始位置添加跳转指令,然后在 cmd 文件中定义中断向量的内存映射从地址 0 处开始,这样程序通过引导加载后才能正常运行。

## 2.2 FPGA 接口逻辑

平台上所有数据流的交互、A/D 和 DSP 的工作方式全由 FPGA 控制。针对要实现的功能,FPGA 的接口逻辑分为以下几个部分:PCI 接口时序模块、地址译码模块、A/D 控制模块、DSP 引导加载模块、DSP 内存读取模块、A/D 与多 DSP 互联模块、McBSP 输出模块、合路模块。FPGA 内部逻辑框图如图 2 所示。其中合路模块采用状态机轮询机制,状态转移图如图 3 所示。

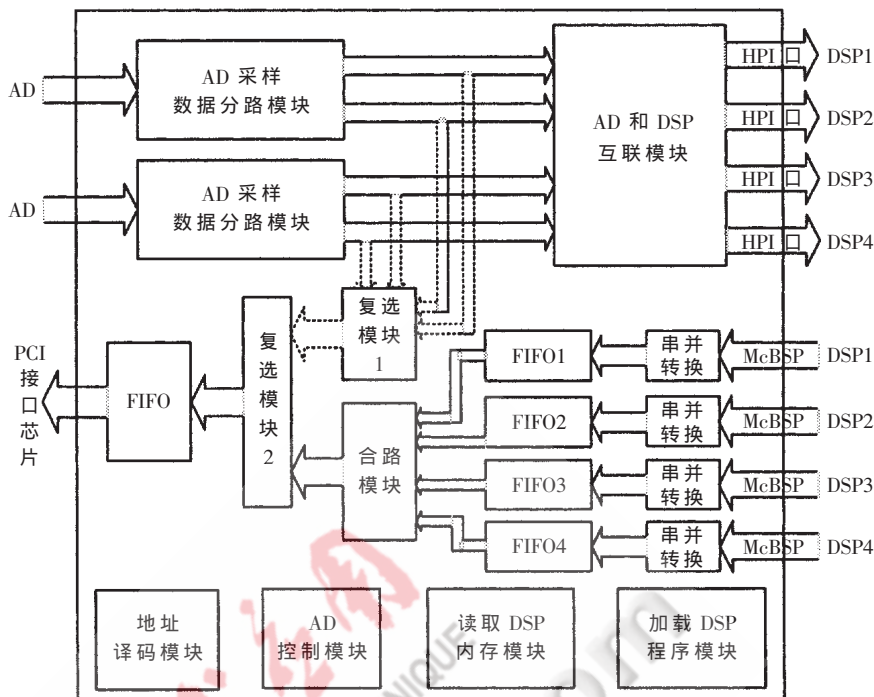


图 2 FPGA 内部逻辑框图

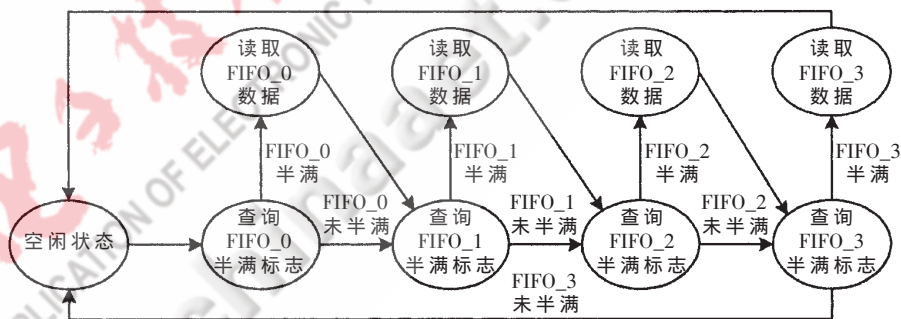


图 3 合路模块状态转移图

为了避免数据的丢失,理论上,DSP 对应的 FIFO 的读时钟最小应等于写时钟的 4 倍,本文取为 8 倍,保证了四片 DSP 处理完的数据安全有序地传送到主机。

## 2.3 PCI 设备驱动程序

驱动程序的基本功能是对设备进行识别和初始化,对内存和 I/O 端口进行操作,对中断进行设置、响应和调用等,从而实现 PCI 总线上的数据控制<sup>[4]</sup>。本系统中,PCI 设备的驱动程序由 PLX 公司的软件开发包(SDK)提供。

## 2.4 主机应用程序

主机应用程序完成系统所有的控制及主机与系统的交互工作,主要功能包括:控制 A/D 工作模式和采样时钟、选择数据通道、读取 DSP 内存、加载 DSP 程序、设置 DSP 程序相关参数、显示星座、判决存盘等。主机应用程序的开发基于 PLX SDK 提供的 API DLL,实际应用时和 DSP 的应用程序需进行任务协调。

## 2.5 基于 DSP 的 PSK 信号解调程序

针对短波中频信号的特点,基于 DSP 的 PSK 信号解

调程序采用了如下几种关键技术:数字 AGC、基于判决反馈环的载波同步(DFPLL)、Gardner 符号同步和基于 CMA 的盲均衡。其中 DFPLL 的基本思想是:由于在码元同步点附近,信号的码间串扰最小,因此对于每个码元,利用码元同步附近的采样点计算码元的相位,并根据基带信号码元的相位特点,计算出参考载波与信号载波的差值,利用此差值调整 VCO 的相位,从而进行载波恢复。由于 DSP 选用的是浮点型,因此信号处理算法很容易在 DSP 上实现。

经过实际工作测试,上述各个软件模块较好地达到了设计的效果。

### 3 系统测试方案及结果

搭建如图 4 所示的测试环境。

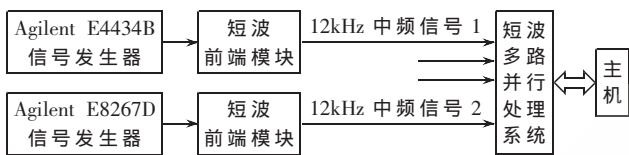


图 4 硬件测试环境框图

由于信号源有限,本方案只测试两个通道。信号发生器采用安捷伦 E4434B 和 E8267D,短波前端模块负责将短波射频信号下变频至中心频率为 12 kHz 的中频信号。其中 E4434B 参数设置如下:信号类型 8PSK,载频 12 MHz,符号速率 1 500 S/s(samples per second);E8267D 参数设置如下:信号类型 QPSK,载频 15 MHz,符号速率 2 400 S/s。信号发生器输出信号幅度统一设置为 -25 dBm,系统中 A/D 采样频率设置为 96 kHz。

测试时,首先对信号发生器按照上述参数进行设置,然后启动系统主机程序,对 A/D 工作模式和采样时钟进行如上配置。在此基础上,进行如下两项测试。

#### 3.1 信号采集实测

通过 A/D 数据通道直接采集经 A/D 采样后的数据,将采集到的数字化中频信号存盘,使用 CoolEdit Pro 软件进行回放,分析数据的波形和频谱,检验采集效果。

信号时域波形如图 5 所示,信号频谱如图 6 所示。从时域波形可以看出:QPSK 存在明显的倒  $\pi$  现象。从频谱可以看出:采样信号信噪比为 50 dB,中心频率为 12 kHz,带宽为 2 400 Hz。测试结果证明:经过运放、A/D 变换、FPGA 以及 PCI 接口的传输,系统可以准确采集到中心频率为 12 kHz 的短波中频信号。

#### 3.2 信号解调和系统整体性能实测

通过主机程序选择 DSP 处理后的数据通道,分别设置两片 DSP 的解调参数、加载 DSP 解调程序并运行。主



图 5 QPSK 信号的时域波形

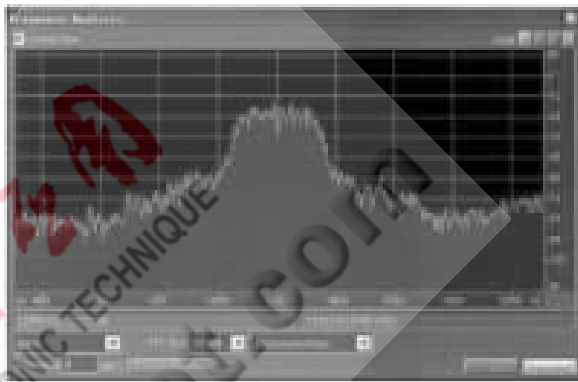


图 6 QPSK 信号的频谱

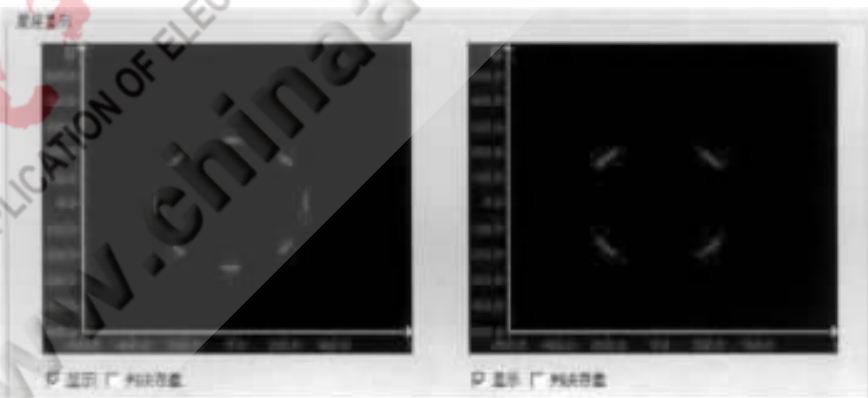


图 7 主机程序界面显示的信号星座图

机程序界面显示的信号星座图如图 7 所示。

从星座图可以看出:基于 DSP 的 PSK 信号解调程序性能较好。信号发生器采用预设的基带数据流,对 I/Q 数据判决存盘后检测误码率为 0。

本文采用多片 DSP 和 FPGA 相结合的方法,设计并实现了一种基于软件无线电思想的短波多路并行处理系统。该系统具有完全可重复编程和配置功能,通过加载不同的 DSP 程序,实现对不同制式 and 不同规格信号的采集和处理。不仅功能配置和参数变化十分灵活,而且系统性能的升级和提高也十分方便,可适应于不同短波信号环境需求;同时系统硬件采用 PCI 插卡式设计,体

积小、成本低,能够并行实时处理四路短波信号,具有很高的性价比。因此该系统在短波通信和数字信号实时处理领域具有较好的应用前景。

### 参考文献

- [1] 杨小牛,楼才义,徐建良.软件无线电原理与应用[M].北京:电子工业出版社,2001.
- [2] 16-Bit, 500 kSPS PulSAR<sup>®</sup> Dual, 2-Channel, Simultaneous

Sampling ADC AD7654. Analog Devices, 2005.

- [3] TMS320C6711D FLOATING-POINT DIGITAL SIGNAL PROCESSOR. Texas Instruments, 2006.

- [4] 李贵山,陈金鹏.PCI局部总线及其应用[M].西安:西安电子科技大学出版社,2003.

(收稿日期:2008-07-16)

电子技术应用  
APPLICATION OF ELECTRONIC TECHNIQUE  
www.chinaaet.com

# 应用于开关电源的 CMOS 电流控制振荡器\*

詹科<sup>1</sup>, 张志勇<sup>1</sup>, 赵武<sup>1</sup>, 蒋敏<sup>1</sup>, 程卫东<sup>2</sup>

(1.西北大学 信息科学与技术学院, 陕西 西安 710127;

2.西安微电子研究所, 陕西 西安 710054)

**摘要:** 提出了一种结构简单的 CMOS 电流控制模式振荡器。该电路利用系统内部参考电压和外接电阻产生的电流信号对电容进行充放电, 通过调节外接电阻大小, 振荡器输出频率在 660 kHz~4.15 MHz 内可调。

**关键词:** 振荡器; CMOS; 频率

中图分类号: TN752.4

文献标识码: A

## A CMOS current controlled oscillator for switching power supply

ZHAN Ke<sup>1</sup>, ZHANG Zhi Yong<sup>1</sup>, ZHAO Wu<sup>1</sup>, JIANG Min<sup>1</sup>, CHENG Wei Dong<sup>2</sup>

(1.School of Information Science and Technology, Northwest University, Xi'an 710127, China;

2.Xi'an Institute of Microelectronics, Xi'an 710054, China)

**Abstract:** A CMOS current controlled oscillator is presented, in which reference current sources produced by reference voltage and an outside resistor are used to charge and discharge capacitors. Its frequency could be adjusted in the range of 660 kHz~4.15 MHz by changing the value of the resistor.

**Key words:** oscillator; CMOS; frequency

振荡器在许多电子系统中应用广泛。作为时钟产生电路, 常用于单片集成电路中<sup>[1]</sup>, 其主要功能是: 产生周期性的脉冲信号, 输出控制逻辑电路的时序, 使其和驱动模块结合产生驱动功率器件的驱动信号。它对电路的信号处理性能有很大影响。但在一般的应用场合, 要求在电源电压、温度等变化或漂移的条件下, 振荡电路能够产生频率稳定的信号输出<sup>[2]</sup>。

在开关电源的时钟产生电路中, 常用到电流控制振荡器。在传统的电流控制振荡器中, 元件参数确定后, 振荡器输出频率固定不变<sup>[3]</sup>, 不能满足时钟信号和驱动信号可变的需求。

文中振荡器通过对电容充放电产生锯齿波, 经过迟滞比较器实现矩形波输出。根据外接电阻大小确定电容充放电电流, 通过调节外接电阻大小, 设定振荡输出波形的频率, 实现频率在 660 kHz~4.15 MHz 范围内可调。具有很强的实用性。

### 1 电路结构及原理分析

#### 1.1 电路原理

振荡器电路的基本原理图如图 1 所示, 包括电流产生

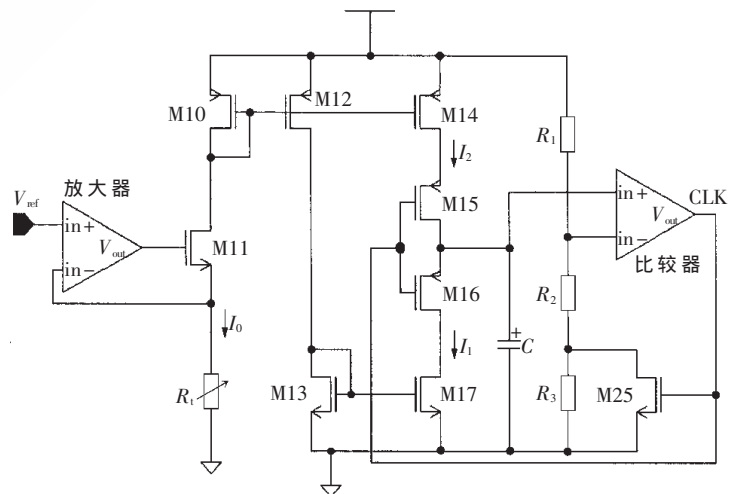


图 1 振荡器原理图

\* 基金项目: 教育部“春晖”计划项目(Z2005-1-61001)

电路、迟滞比较器、恒流源充放电回路、控制电路四部分。

该电路利用带隙基准源与外接电阻产生精确电流  $I_0$ ，采用电流镜产生镜像电流  $I_1$ 、 $I_2$ ，通过电流  $I_1$  对电容  $C$  进行放电，通过电流  $I_2$  对电容  $C$  进行充电，从而形成了一个振荡周期。

电路工作原理：通过  $V-I$  变换电路产生充放电电流，当电容电压低于比较器正向阈值电压时，电流源  $I_2$  开始向电容  $C$  充电，使电容电压升高，超过正向阈值电压时，比较器电压状态转换，电容  $C$  通过  $M16$  放电。电路如此循环工作，便在输出端产生振荡信号。

## 1.2 振荡器电路分析

图 2 是图 1 振荡器原理图的具体实现电路。由于在集成电路中不易直接实现精确的电流源，所以先产生一个精确的参考电压  $V_{ref}$ ，然后通过一个  $V-I$  变换电路，产生两个精确的充放电电流： $I_1$  和  $I_2$ 。图 2 中的电阻  $R_1$  是外接的精密电阻，电路中  $M1 \sim M9$  构成的运算放大器将 A 点箝位在参考电压  $V_{ref}$ ，因此流过  $R_1$  的电流为：

$$I_0 = V_{ref}/R_1 \quad (1)$$

$M12$  与  $M10$ 、 $M17$  与  $M13$  以及  $M14$  与  $M10$  组成三组电流镜<sup>[4]</sup>，如果  $M12$  与  $M10$ 、 $M17$  与  $M13$  以及  $M14$  与  $M10$  的宽长比分别是  $(W/L)_{12}/(W/L)_{10}$ 、 $(W/L)_{17}/(W/L)_{13}$  和  $(W/L)_{14}/(W/L)_{10}$ ，则充放电电流  $I_1$  和  $I_2$  可表示为：

$$I_1 = \frac{(W/L)_{17}/(W/L)_{12}}{(W/L)_{13}/(W/L)_{10}} \frac{V_{ref}}{R_1} = k_1 \frac{V_{ref}}{R_1} \quad (2)$$

$$I_2 = \frac{(W/L)_{14}}{(W/L)_{10}} \frac{V_{ref}}{R_1} = k_2 \frac{V_{ref}}{R_1} \quad (3)$$

$M19 \sim M29$  构成迟滞比较器，在以往的比较器电路中，一般单级增益不高，并以牺牲输出电压范围来提高增益，进而不能达到满幅度输出，导致电路性能不好<sup>[5]</sup>。本设计的比较器电路采用三级放大，第一级是差分输入级将双端变单端输出， $M21$  和  $M22$  作为输入对管， $M23$  和  $M24$  作为电流源负载；第二级为 CMOS 共源放大器，由  $M26$  和  $M27$  组成；第三级为推挽式 CMOS 单级放大器，由  $M28$  和  $M29$  组成，由于 CMOS 反相器作为输出

级，所以能达到满幅度输出。迟滞比较器在开环条件下工作，因此不需要考虑放大器闭环稳定工作的频率补偿问题。

如果输出初始状态为低电平， $M15$  导通， $M16$  截止，电流经过  $M14$ 、 $M15$  对电容  $C$  充电，由于电流恒定不变，所以电容两端的电压线性上升，同时由于比较器输出为低电平，使得  $M25$  截止，比较器的负向输入端电压被箝位在正向阈值电压  $V_{OH}$ ，其中：

$$V_{OH} = V_{DD}(R_2 + R_3)/(R_1 + R_2 + R_3) \quad (4)$$

当电容  $C$  两端的电压超过了正向阈值电压时，比较器输出变为高电平， $M16$  导通， $M15$  截止，电容  $C$  经过  $M16$ 、 $M17$  放电，同样电容两端的电压亦线性下降；又因为  $M25$  导通，比较器负向输入端电压被箝位到负向阈值电压  $V_{OL}$ ，其中：

$$V_{OL} = \frac{(V_{DD} - V_{DS25})R_2}{(R_1 + R_2)} + V_{DS25} \quad (5)$$

## 1.3 输出频率计算

振荡器信号的频率由恒定电流源对电容的充放电时间决定。

放电时间：

$$T_1 = \frac{C(V_{OH} - V_{OL})}{I_1} = \frac{C(V_{OH} - V_{OL})R_1}{k_1 V_{ref}} \quad (6)$$

充电时间：

$$T_2 = \frac{C(V_{OH} - V_{OL})}{I_2} = \frac{C(V_{OH} - V_{OL})R_1}{k_2 V_{ref}} \quad (7)$$

分析式(6)和式(7)可知，改变  $k_1$ 、 $k_2$  的值可以调整电流  $I_1$  和  $I_2$  的大小，从而改变充电时间和放电时间，达到设定占空比的目的。

输出振荡信号的周期就是电容  $C$  的充电时间和电容  $C$  的放电时间之和，因此输出频率为：

$$f = \frac{1}{T_1 + T_2} = \frac{k_1 k_2 V_{ref}}{C(V_{OH} - V_{OL})(k_1 + k_2)R_1} \quad (8)$$

分析式(2)、式(3)和式(8)，通过控制外接电阻  $R_1$  的大小，改变电流  $I_1$ 、 $I_2$  的大小，实现调节振荡器频率的功能。

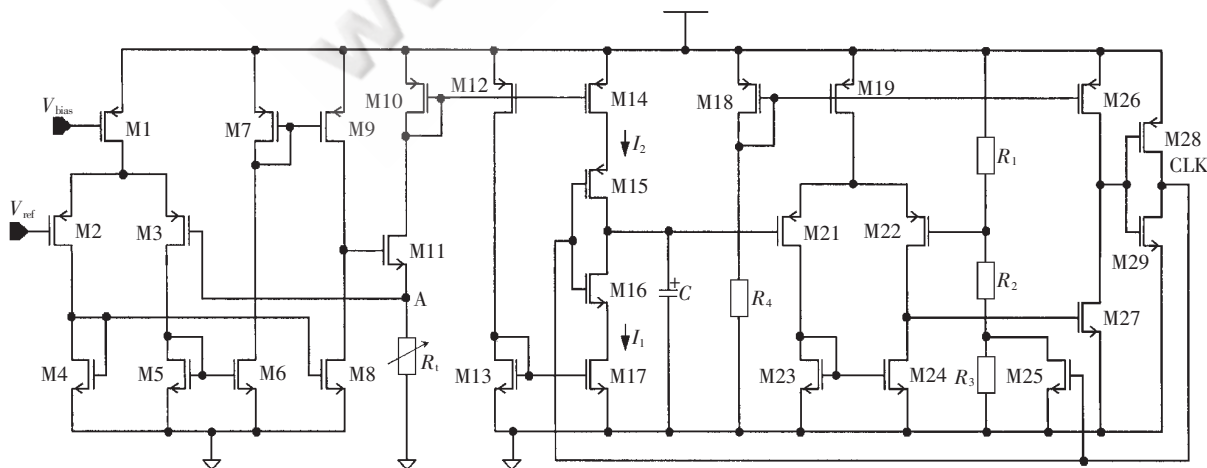


图 2 振荡器的整体电路图

## 2 仿真结果

根据上面的分析结果,基于  $0.5\ \mu\text{m}$  标准 CMOS 工艺模型,利用 HSPICE 对电路进行模拟仿真。在模拟仿真过程中,各器件的参数有所优化。电路输出波形如图 3 所示,其中  $V_{\text{DD}}=5\ \text{V}$ ,  $R_1$  固定  $150\ \text{k}\Omega$  不变,放电电流  $I_1$  等于充电电流  $I_2$ ,故输出占空比为 50% 的方波。

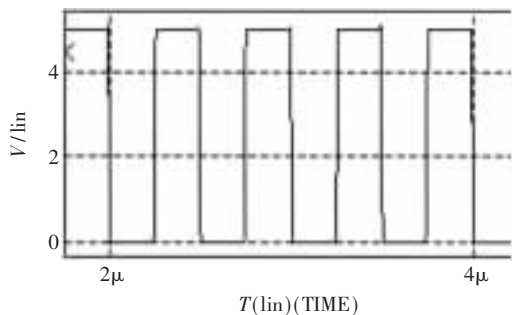


图 3 振荡器输出波形

图 4 为输出频率与电阻  $R_1$  的关系曲线,其中  $V_{\text{DD}}=5\ \text{V}$ ,  $R_1$  从  $50\ \text{k}\Omega$  变化到  $750\ \text{k}\Omega$ ,振荡器输出频率由  $4.15\ \text{MHz}$  变化到  $660\ \text{kHz}$ 。因此,本文提出的振荡器很好地实现了频率可控。

## 3 结论分析

利用内部基准源和外接精密电阻调节电容的充放电电流,在  $5\ \text{V}$  电源电压下,经过比较器电路作用后,上升时间和下降时间非常小,使产生的输出振荡波形更接近理想矩形波;通过调节外接电阻大小,设定振荡器输出波形在频率范围  $660\ \text{kHz}\sim 4.15\ \text{MHz}$  内可调,实现了一种结构简单的电流控制振荡器。

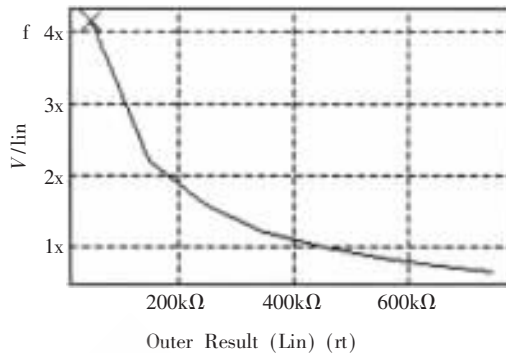


图 4 振荡频率与电阻  $R_1$  的关系曲线

## 参考文献

- [1] Yeong Tsair Lin, Mei Chu Jen, Wen Yaw Chung, et al. A monolithic buck DC - DC converter with on chip PWM circuit[J]. Micro-electronics, 2007, 38(8-9): 923-930.
- [2] YU Shu Huan, CHEN Yi Ming, GUO Wei Dong, et al. A digital trim controlled on-chip RC oscillator[A]. Proceedings of the 44th IEEE 2001 Midwest Symposium Circuits and Systems[C]. 2001: 882-885.
- [3] 孙嘉兴,于晓鹏.一种简单的电流控制振荡器[J].辽宁大学学报(自然科学版)2008, 35(1): 21-23.
- [4] BEHZAD RAZAVI. Design of analog CMOS integrated circuit [M]. New York: McGraw Hill, 2001: 135-139.
- [5] ALLEN P E, HOLBERG D R. CMOS analog circuit design 2nd ed[M]. Oxford: Oxford University Press, Inc. 2002: 439-483.

(收稿日期: 2008-08-03)

# AVS 解码器中帧内预测模块的设计与实现

袁 鲲, 张卫宁, 李晓燕, 赵建全

(山东大学 信息科学与工程学院, 山东 济南 250100)

摘要: 阐述了 AVS 视频解码器的总体框架, 详细分析了帧内预测的原理与算法, 提出了一种可行的帧内预测解码器的硬件设计, 给出了每一模块的功能和结构的详细介绍, 并建立了一种高效的存储机制。通过 FPGA 平台的验证, 表明本设计完全满足 AVS 标清视频的实时解码要求。

关键词: 音视频编码标准; 解码器; 帧内预测; 现场可编程门阵列

中图分类号: TN919.8

文献标识码: A

## Design and implementation of intraframe prediction module for AVS decoder

YUAN Kun, ZHANG Wei Ning, LI Xiao Yan, ZHAO Jian Quan

(School of Information Science and Engineering, Shandong University, Jinan 250100, China)

Abstract: After the overview framework of AVS video decoder, principle and arithmetic of intraframe prediction are introduced, we propose a rational hardware design of intraframe prediction decoder, introduce the function and structure of all the module, and set up an efficient storage mechanism. The results of FPGA testing show that this design completely satisfy the real-time decoding demand of AVS standard definition video.

Key words: AVS; decoder; intraframe prediction; FPGA

随着信息技术和计算机互联网的飞速发展, 多媒体信息已成为人类获取信息的重要载体。经数字化处理后的多媒体信息具有易加密、抗干扰、可再生等优点, 但其数据量大的特点也对信息存储设备及通信网络均提出了很高要求。因此, 寻找更有效的编解码技术已成为目前电子领域的主要研究问题之一。

AVS (Audio Video Coding Standard) 标准是由中国数字音视频编解码技术标准工作组 (简称 AVS 工作组) 提出、具有自主知识产权的数字音视频编解码技术标准。AVS 标准包括系统、视频、音频、移动视频等 9 个部分, 其中《第 2 部分 视频》<sup>[1]</sup> (简称 AVS 视频) 于 2006 年 3 月实施, 主要面向高清晰度和高质量数字电视广播、数字存储媒体和其他相关应用。它具有四个主要特点<sup>[2]</sup>: (1) 先进性, 以 H.264 标准为起点, 选用的技术具有国际前沿水平; (2) 性能高, 编码效率比 MPEG-2 高 2 倍以上, 与 H.264 的编码效率相当; (3) 复杂度低, 算法复杂度明显低于 H.264; (4) 专利授权模式简单, 费用明显低于同类标准。

本文就 AVS 解码器的帧内预测模块的设计与实现进行讨论, 介绍了 AVS 解码器总体设计的架构和

各功能模块。在介绍了帧内预测原理的基础上, 详细描述了一种适于 AVS 帧内预测解码的硬件实现方法, 提出了可行的流水线并行操作与存储机制。最后给出了实验数据与仿真波形。

### 1 解码器总体设计结构

解码器的结构<sup>[3]</sup>由系统控制模块(System controller)和各功能模块(Data processing)两大部分组成, 如图 1 所示。

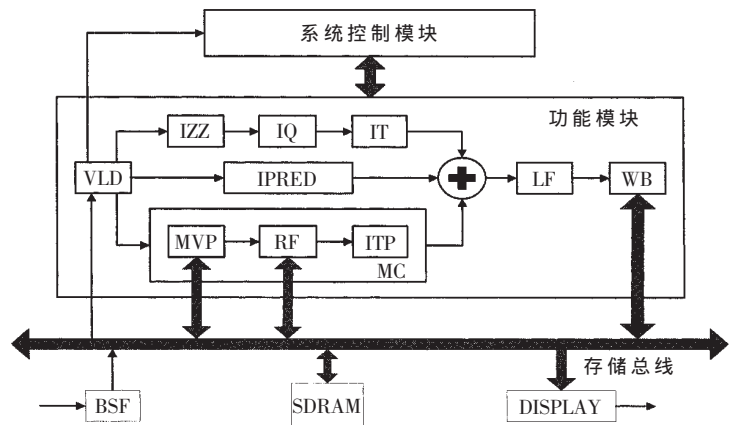


图 1 解码器总体结构

功能模块之间的数据以  $8 \times 8$  块为单位流水处理, 输入的码流经过变长解码模块 VLD(Variable Length Decoder) 解析后, 一部分反馈给系统控制模块, 该模块可以接收标志信号、转换相应控制状态、发出使能信号、并统一时序等, 控制各功能模块之间的数据传递与通信; 一部分经过反扫描模块 IZZ(Inverse ZigZag)、反量化模块 IQ(Inverse Quantizer) 和反变换模块 IT(Inverse Transformer) 恢复原始残差数据; 一部分经过帧间预测 (interframe prediction) 或者帧内预测 IPRED (Intraframe PREDiction) 模块恢复预测值, 并与残差值叠加, 由环路滤波模块 LF(Loop Filter) 处理, 重建的数据回写入 WB(Write Back)SDRAM, 为显示 (Display) 输出使用和后续的预测提供参考。

## 2 帧内预测模块的原理与设计

帧内预测技术是一项提高 I 帧压缩性能的关键技术。帧内预测的压缩原理是利用图像内部特别是图像平滑部分相邻像素间的相关性来降低编码码率, 也就是通过减少空间冗余来实现压缩的目的。

### 2.1 帧内预测原理

帧内预测是利用当前块左边和上边可用的相邻块的边缘像素进行预测, 得到当前块的预测值, 再将预测值与实际的像素值相减得到预测残差。编码时只对量值较小的预测残差进行熵编码, 以减少码流的大小, 这样就可以达到既精确又高效的压缩目的。

解码时用已解码的相邻块边缘像素值和当前块的预测模式求得当前块的预测值, 再与 IT、IQ 处理后恢复的残差值叠加, 即可重构原始图像像素值。这里用作参考的像素值是没有经过环路滤波的数据, 环路滤波过程要在一帧的数据预测完成时才进行。

### 2.2 AVS 帧内预测算法

AVS 解码器的帧内预测都是以  $8 \times 8$  块为单位, 分为亮度 (luma) 和色度 (chroma) 预测两种, 如图 2 所示。其

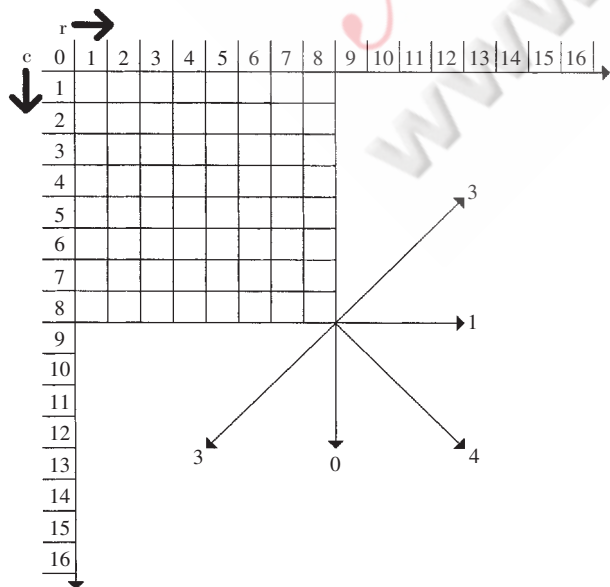


图 2  $8 \times 8$  亮度块帧内预测模式

中, 色度预测包括 17 个参考像素点, 有 4 种预测模式; 亮度预测包括 33 个参考像素点, 有 5 种预测模式。

亮度和色度的某些预测模式相同, 综合起来包括以下 6 种<sup>[1]</sup>(其中,  $r[i]$  和  $c[i]$  ( $i=0 \sim 16$ ) 分别为上边和左边参考像素点 ( $r$ 、 $c$  可表示亮度或色度), 预测完成后得到一个  $8 \times 8$  的预测样本矩阵  $\text{predMatrix}$ ):

#### (1) Vertical 模式

若  $r[i]$  ( $i=1 \sim 8$ ) 可用, 则利用上边沿像素垂直预测:

$$\text{predMatrix}[x, y] = r[x+1] \quad (x, y=0 \sim 7)$$

#### (2) Horizontal 模式

若  $r[i]$  ( $i=1 \sim 8$ ) 可用, 则利用左边沿像素水平预测:

$$\text{predMatrix}[x, y] = c[x+1] \quad (x, y=0 \sim 7)$$

#### (3) DC 预测模式

(a) 若  $r[i]$ 、 $c[i]$  ( $i=0 \sim 9$ ) 都可用, 则利用当前像素值对应上边、左边参考像素的低通滤波值预测:

$$\text{predMatrix}[x, y] = ((r[x] + 2 \times r[x+1] + r[x+2] + 2) \gg 2 + (c[y] + 2 \times c[y+1] + c[y+2] + 2) \gg 2) \gg 1 \quad (x, y=0 \sim 7);$$

(b) 若  $r[i]$  ( $i=0 \sim 9$ ) 可用, 则利用当前像素值对应上边参考像素的低通滤波值预测:

$$\text{predMatrix}[x, y] = (r[x] + 2 \times r[x+1] + r[x+2] + 2) \gg 2 \quad (x, y=0 \sim 7);$$

(c) 若  $c[i]$  ( $i=0 \sim 9$ ) 可用, 则利用当前像素值对应左边参考像素的低通滤波值预测:

$$\text{predMatrix}[x, y] = (c[y] + 2 \times c[y+1] + c[y+2] + 2) \gg 2 \quad (x, y=0 \sim 7);$$

(d)  $\text{predMatrix}[x, y] = 128 \quad (x, y=0 \sim 7)$ 。

#### (4) Down\_left 预测模式

若  $r[i]$ 、 $c[i]$  ( $i=1 \sim 16$ ) 均可用, 则利用当前像素所在的对应连线两端的参考像素的低通滤波值预测为:

$$\text{predMatrix}[x, y] = (r[x, y+1] + 2 \times r[x, y+2] + r[x, y+3] + 2) \gg 2 + (c[x, y+1] + 2 \times c[x, y+2] + c[x, y+3] + 2) \gg 2) \gg 1 \quad (x, y=0 \sim 7)$$

#### (5) Down\_right 预测模式

若  $r[i]$ 、 $c[i]$  ( $i=0 \sim 16$ ) 均可用, 则利用当前像素所在的对应连线顶端的参考像素的低通滤波值预测:

$$\text{如果 } x=y, \text{predMatrix}[x, y] = (c[1] + 2 \times r[0] + r[1] + 2) \gg 2 \quad (x, y=0 \sim 7);$$

$$\text{如果 } x>y, \text{predMatrix}[x, y] = (r[x-y+1] + 2 \times r[x-y] + r[x-y-1] + 2) \gg 2 \quad (x, y=0 \sim 7);$$

$$\text{如果 } y>x, \text{predMatrix}[x, y] = (c[y-x+1] + 2 \times c[y-x] + c[y-x-1] + 2) \gg 2 \quad (x, y=0 \sim 7)。$$

#### (6) Plane 预测模式

若  $r[i]$ 、 $c[i]$  ( $i=1 \sim 8$ ) 均可用,

$$\text{predMatrix}[x, y] = \text{Clip1}((i a + (x-3) \times i b + (y-3) \times i c + 16) \gg 5) \quad (x, y=0 \sim 7)。$$

$$i h = \sum_{i=0}^3 (i+1) \times (r[5+i] - r[3-i])$$

$$iv = \sum_{i=0}^3 (i+1) \times (c[5+i] - c[3-i])$$

其中：

$$ia = (r[8] + c[8]) \ll 4,$$

$$ib = (17 \times ih + 16) \gg 5,$$

$$ic = (17 \times iv + 16) \gg 5.$$

### 2.3 帧内预测的硬件设计

文中所设计的帧内预测总体结构如图3所示。包括三部分：TopIICT模块、TopIntrapred模块和Topcombination模块。TopIICT模块完成经过反整数余弦变换IICT(Inverse Integer Cosine Transformer)求得残差数据；TopIntrapred模块完成由预测模式和相邻参考值求得预测值；Topcombination模块完成对上述两组数据的重建，恢复原始数据并存储。因为对于4:2:0采样格式的视频序列，一个宏块的亮度包含四个8×8块，而两个色度均只包含一个8×8块的特点，这就决定了一个宏块的亮度和两种色度预测是可以并行执行的，所以如图3的总体结构对亮度和色度均适用。其中加入FIFO的设计是为了缓冲两路数据，并统一时序，使系统能够并行操作。

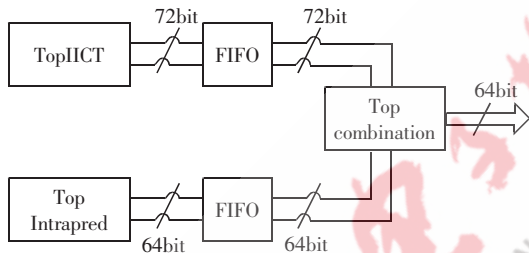


图3 帧内预测的总体架构

#### 2.3.1 TopIICT子模块结构

TopIICT模块是帧内和帧间预测都会使用到的模块，并且由于其复杂的运算过程使得其耗时较多，其他与之并行的模块都要等待该模块，以便统一时序进行下一步处理。该模块设计的效率偏低，不仅会影响系统效率，还会造成存储其他等待数据对空间的占用和浪费。因此，本文针对该模块提出了如图4所示的一种高效可

行的并行流水操作的硬件设计方法。

处理的数据以8×8块为单位，TopIICT模块在第一个时钟以8×16bit并行接收一组8个像素的数据，送入第一级的行处理子模块row1，并由EN1sign控制模块控制行处理子模块rowN(N=2~8)，对接下来7个时钟依次接收的7组行数据流水处理。同样，由EN2sign控制模块控制第二级的列处理子模块colN(N=1~8)，对第一级的数据按列重分组后流水处理，最后由Rdsign控制模块控制第二级的数据再次按行重分组，从位宽8×9bit的输出端口经过八个时钟串行输出，完成对一个8×8块的变换。由于设计中前两级都采用了流水例化8个子模块，使得8组数据可以在系统中并行操作，虽然硬件开销有所增加，但实验表明，TopIICT模块的运行速度显著提高。

#### 2.3.2 TopIntrapred子模块结构

前面指出，由于亮度和色度预测模式具有相容性，所以可以将两种预测设计在一个模块中，如图5所示。

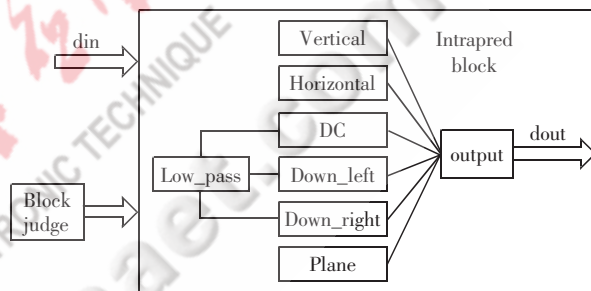


图5 帧内预测子模块结构图

设计中，Blockjudge子模块的功能是由系统计数的BlockNum变量判断当前块在一帧图像中的位置，从而决定当前块的相邻块边缘像素的可用性，为下一子模块提供参考像素。Intrapred子模块的功能是利用参考像素值及其可用性，结合解析出来的预测模式语法元素，共同求得当前块的预测值。其中，六种预测模式都已并行挂起，某个块具体解码时由当前块的预测模式所决定。该部分设计同样是以8×8块为单位，一个8×8块的预测结束后，位宽8×8bit的输出端口由8个时钟依次输出得到的8组行数据。

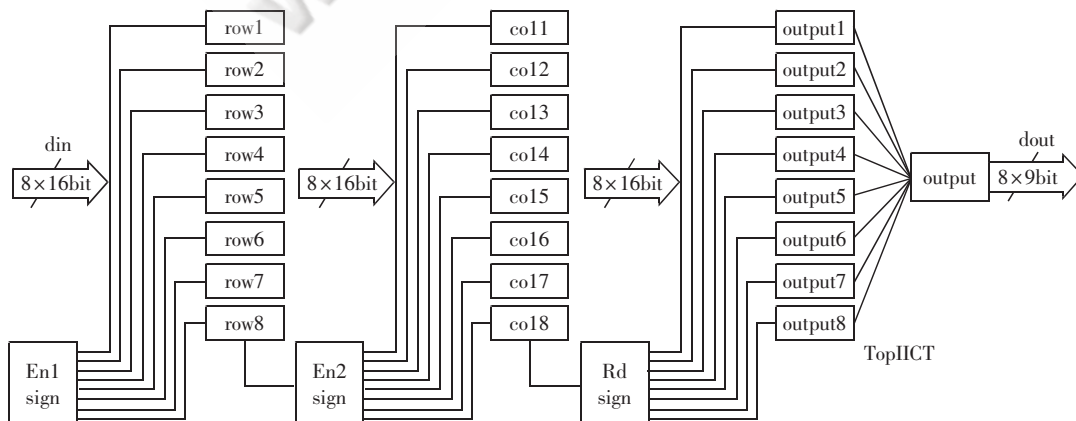


图4 IICT模块结构图

## 2.3.3 Topcombination 子模块及存储机制

该部分主要实现将预测值和残差值两组数据的叠加,重建原始数据并存储于 RAM 空间。对处理完的数据存储有两条途径:一是将所有数据存储于外部 RAM 空间,以备帧间预测时用作参考像素,或是一帧像素存储完成后进行环路滤波;二是将当前块的边缘像素存储于片内 RAM,以备当前帧其他块帧内预测时用作参考像素,避免因频繁从外部 RAM 读取数据造成的耗时。以色度 Cb 的存储机制为例介绍,如图 6 所示。

对于 4:2:0 采样格式的视频序列,一个宏块的亮度对应一个 8×8 块的色度,所以设计中开辟的片内 RAM 空间位宽 64 bit,深度由一帧图像以亮度宏块为单位的长度 LengthinMB 决定,大小为 2×LengthinMB+1。其中,地址 addr0 始终用来存储每个色度块的最右列的八个重建后的像素值。由于重建的过程以行数据为基本单位,所以要等一个块的最后一行数据重建完才能将每一行的最后一个重建值组成一个新的 64 bit 数据存入 addr0。由于每一个块的最右列像素仅被其右边的一个块用作参考像素,且右边块在解码顺序上又是紧接着当前块,所以每个预测完成块的最右列都可以覆盖前一块的最右列的存储地址,使该空间重复利用以达到节省的目的。而一帧图像每一行最后一个块的右边缘不再存入 addr0,而是以 0x80 代替,以便下一行第一个块使用。

地址 addrN (N=2M-1, M=1~LengthinMB) 用来存储一行 LengthinMB 个块的每个块最下列八个像素,以备下一行对应块用作参考,且在下一行对应块最下列重建后被覆盖。因为当前块的最下列要等待一行的数据重建后才会被下一行的对应块用作参考像素。

而地址 addrN (N=2M, M=1~LengthinMB) 则是用来存储一行 LengthinMB 个块的每块右下一个像素,以备下一行对应块的右边块用作左上参考值。由于该像素的特殊性,对于这些数据的存储也要特殊对待。在当前

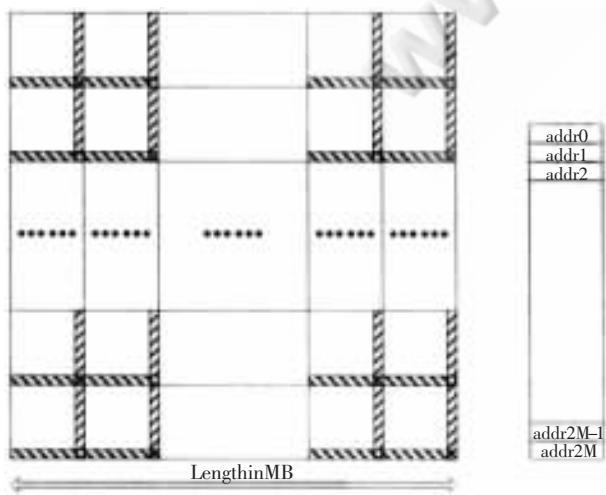


图 6 色度 Cb 的片内、片外存储空间

块重建完成并存储该像素点于对应地址之前,先将对应地址的原数据左移 8 位,以备下一块用作左上参考值,再将当前块该像素存入对应地址的低 8 位。当重建一帧图像的最后一行的块时,用 0x80 代替最下列和右下像素,以便下一帧第一行块的使用。

色度 Cr 的存储机制与 Cb 完全相同,且二者是顺序执行的,而亮度也和色度的存储机制基本一致,且与色度并行。只是由于亮度预测需要更多的参考点,RAM 空间的深度也要相应增加。这一片内 RAM 存储机制的建立,大大减少了系统与外部 RAM 的数据通信,缩短了系统的运行周期,有助于实时性的提高。

## 3 实验结果

按此方案设计的帧内预测解码单元,在 Xilinx 的 ISE 环境下,用 Verilog HDL 硬件描述语言实现,并采用 Xst 工具进行综合,Modelsim 工具进行仿真,与 C 语言实现的 AVS 解码器参考代码 rm52j 的中间结果进行比较,结果表明二者完全一致。该设计完全满足帧内预测解码器的要求,仿真结果如图 7 所示。



图 7 Modelsim 仿真结果

根据 AVS 帧内预测的特点,提出了一种 AVS 帧内预测解码器的硬件结构,充分利用了流水线、并行、资源复用等设计思想,并尽可能少使用存储器资源,非常适合于 ASIC 设计。用 Xilinx 公司的 Virtex4 系列的 XC4VSX35 型 FPGA,综合出来的频率达到 133 MHz,完全满足 AVS 标准清晰度(720×576, 30 f/s)视频的实时解码要求。

## 参考文献

- [1] 数字音视频编码技术标准工作组. 信息技术 先进音视频编码 第 2 部分: 视频(GB/T 200090.2-2006). 中国国家标准化管理委员会, 2006.
- [2] 生滨. AVS 视频编解码芯片关键部件的体系结构研究与设计 博士毕业论文.
- [3] 胡倩, 张珂, 虞露. AVS 视频解码器的一种结构设计与硬件实现[J]. 浙江大学学报, 2006(12).
- [4] 高文, 黄铁军. 信源编码标准 AVS 及其在数字电视中的应用[J]. 电视技术, 2003(11).
- [5] 王争, 刘佩林. AVS 帧内预测算法及其解码器的硬件实现[J]. 计算机工程与应用, 2006(19).

(收稿日期: 2008-07-10)

# 一种用于改善燃料电池动态特性的模糊控制系统

余达太, 马欣

(北京科技大学 信息工程学院, 北京 100084)

**摘要:** 燃料电池及其应用在汽车上的性能主要依赖于当前温度、湿度、纯度及流速等参数。重点研究流控制在单电池电极装配中的实现。提出一种基于递归最小方差辨识的算法来计算非线性参数, 本文设计了一种基于模糊控制的系统来取代传统的流控制系统。

**关键词:** 流速; 模糊控制; 燃料电池

中图分类号: TM92

文献标识码: A

## A fuzzy control system for improvements of fuel cell dynamic performance

YU Da Tai, MA Xin

(School of Information Engineering, University of Science and Technology Beijing, Beijing 100084, China)

**Abstract:** Fuel cell and its vehicle application's capability depend upon many parameters such as correct temperature, humidity, purity and flow rate. Our research focused on flow control in single cell membrane electrode assembly. An algorithm based on recursive least squares identification was used on computing non-linear parameters. We designed a new system based on fuzzy control to substitute traditional flow control system.

**Key words:** flow rate; fuzzy control; fuel cell

燃料电池(Fuel Cell)在国外作为新型能源被广泛应用在车辆及其他高污染发电工具上。随着全球原油价格的不断攀升以及空气污染和温室效应的日益加重, 国际国内燃油市场对燃料电池的需求大大增加。燃料电池所使用的“氢”燃料可以来自于任何的碳氢化合物, 例如天然气、甲醇、乙醇、水的电解、沼气等。

传统方法根据电化学、流体动力学、热力学等原理来对燃料电池的复杂非线性动态特性进行建模。早期的研究集中于建立用 Nernst 公式、气体传播公式等来描述物理变化的稳定状态模型。近期研究更多集中在对动态子系统进行建模<sup>[1]</sup>, 通过一阶系统来管理空气压缩、惯性传导和能量守恒; 进一步的研究包括结合静态和动态特性、建立时域空域模型等。这些研究的共同特点是对动态模型进行建模, 但是无法表征燃料电池的非线性特性和系统响应。事实上, 燃料电池内部的非线性特性及时变特性难以用系统辨识和控制的传统方法来描述, 而模糊控制方法可改善传统模型的局限性。

### 1 燃料电池原理

燃料电池的基本原理如图 1 所示。电池含有阴阳两

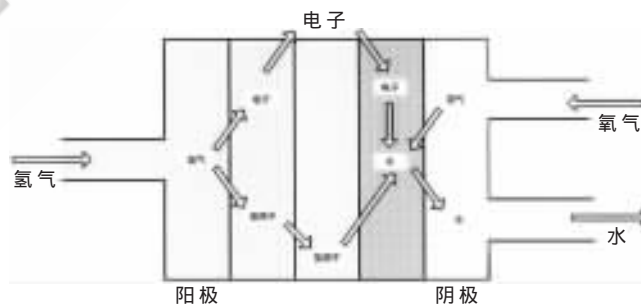


图 1 燃料电池结构图

个电极, 分别充满电解液, 两个电极间为具有渗透性的薄膜。氢气由燃料电池的阳极进入, 氧气(或空气)由阴极进入燃料电池。经由催化剂使得阳极的氢原子分解, 其中质子被氧“吸引”到薄膜的另一边, 电子则经由外电路形成电流后到达阴极。在阴极催化剂作用下, 氢质子、氧及电子发生反应形成水分子。聚合物电解质膜(polymer electrolyte membrane)技术具有设计紧凑、重量轻、可在低温下操作和快速启动等特点, 所使用的固体聚合物更具有便于构造和快速负载响应的特性。

传统研究采用 Nernst 公式、阳极阴极气体传播和动力学等对燃料电池进行控制策略的建模。从系统角度看,氢气和氧气以可调整的流速形式做为输入变量输入系统,燃料电池的电压和电流做为输出变量。如图 2 所示。

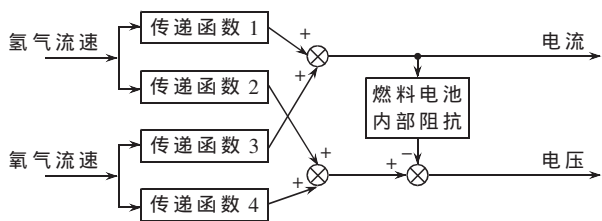


图 2 燃料电池输入输出流程图

## 2 燃料电池系统辨识模型

### 2.1 模型辨识的模型

模型辨识的步骤通常为：先选取适当的模型形式,再确定模型的阶,最后估计模型的参数。根据燃料电池的特性,选用 ARX 模型<sup>[2]</sup>,它可直接利用所测的输入输出数据,反映对象的动态过程,还能方便地用于控制系统中。

ARX 模型为:

$$A(Z)P(k)=B(Z)Q(k-n)+e(k) \quad (1)$$

其中,  $P(k)$ 代表输出序列,  $Q(k)$ 代表输入序列。

$$A(Z)=1+a$$

$$B(Z)=b \quad (2)$$

$$k=1, 2 \dots \text{纯滞后拍数。}$$

为了确保燃料电池的安全性,防止谐波引起数据过大而溢出,采用诸如伪随机二进制序列做为系统激励信号。

### 2.2 递推最小二乘法辨识

根据模型类型和结构以及筛选出来的输入输出数据,采用递推最小二乘法辨识模型参数。递归最小二乘法可利用过去的输入输出信号对系统进行预测,同时不断更新系统辨识参数。由于燃料电池具有非线性特性,递推最小二乘法可跟踪其特性变化。其中  $w(k)$ 为估计误差,在第  $k$  步之后对数据进行更新,新的输出信号和参数计算如下:

$$\hat{y}(n)=\phi^T(n-1)\hat{\theta}(n-1) \quad (3)$$

$$\phi(n-1)=\begin{bmatrix} -y(n-1) \dots -y(n-i)u(n-1) \\ \dots u(n-j)\omega(n-1) \dots \omega(n-t) \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$\hat{\phi}^T = [\hat{a}_1, \hat{a}_2, \dots, \hat{a}_r, \hat{b}_0, \hat{b}_1, \dots, \hat{b}_\beta] \quad (5)$$

$$\hat{\theta}(n)=\hat{\theta}(n-1)+K(n)[y(n)-\phi^T(n-1)\hat{\theta}(n-1)] \quad (6)$$

$$K(n)=P(n-1)\phi(n-1) \times [\lambda + \phi^T(n-1)P(n-1)\phi(n-1)]^{-1} \quad (7)$$

$$P(n)=[I-K(n)\phi^T(n-1)] \frac{P(n-1)}{\lambda} \quad (8)$$

其中  $K(n)$ 为估计的增益,表示参数估计的相关信息。 $P(n)$ 为协方差矩阵,表示估计值和实际值之间的差异, $P(0)$ 为初始化值。 $\lambda$ 为遗忘因子,介于 0 和 1 之间。

### 2.3 递推最小二乘法仿真结果

假设输入流为氢气流速和氧气流速,输出为电池的电流和电压,采用递推最小二乘法来获得系统传递函数的参数。图 3 为采用二阶的递推最小二乘法得到的输出功率响应。图中两条线分别表示原始传递函数输出的功率响应和采用二阶的递推最小二乘法输出的功率响应。从图中可知递推最小二乘法可较好地反映系统特性。

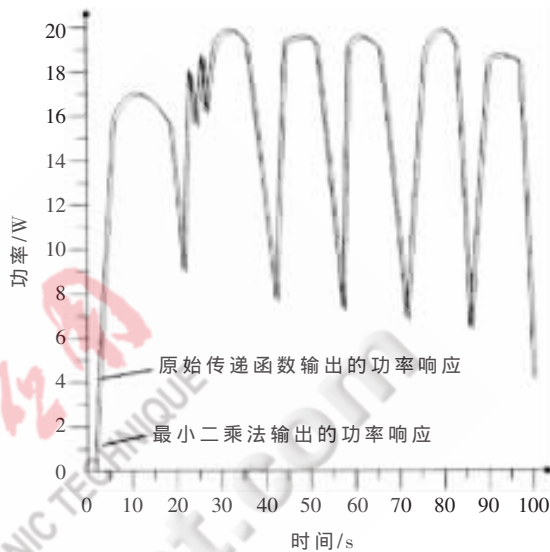


图 3 实时功率响应和仿真功率响应对比图

## 3 燃料电池的模糊控制系统

### 3.1 模糊控制系统原理

模糊逻辑控制(Fuzzy Logic Control)简称模糊控制(Fuzzy Control),是以模糊集合论、模糊语言变量和模糊逻辑推理为基础的一种计算机数字控制技术。它直接采用语言型控制规则,出发点是现场操作人员的控制经验或相关专家的知识,在设计中不需要建立被控对象的精确数学模型,因而使得控制机理和策略易于接受与理解,设计简单,便于应用。典型的模糊控制系统如图 4 所示<sup>[3]</sup>。

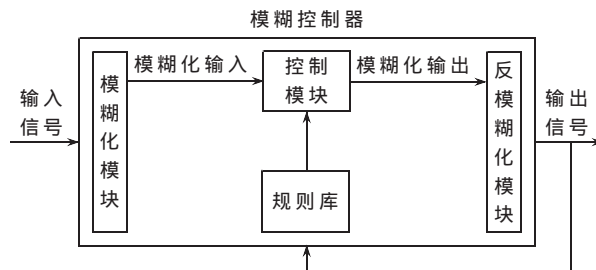


图 4 典型的模糊控制系统

由于模糊控制能够很好地表征非线性系统,因此在燃料电池控制系统中被用来描述非线性特性。

### 3.2 本文采用的模糊控制规则

燃料电池的动态控制是一个非线性控制问题。可以采用试验数据来控制其电压输出,根据这些输入、输出数据对集合设计一个模糊系统。模糊系统采用的算法就

是查表法。

该系统的设计目标是设计一个对任何输入都对应着一个输出的控制器。 $V$  和  $V_c$  代表加载时需要的输入电压和当前设置点的电压,  $\Delta u$  表示流控制的输出范围。其中  $V \in [-5, 5], V_c \in [-5, 5], \Delta u \in [-2, 2]$ 。在  $V \in [-5, 5]$  上定义 5 个模糊集, 在  $V_c \in [-5, 5]$  上定义 7 个模糊集, 在  $\Delta u \in [-2, 2]$  上定义 5 个模糊集, 如公式(9)和(10)所示。

它们的隶属函数的图形见图 5(a)和图 5(b), 其中 S3、S2、S1、CE、B1、B2、B3 分别代表负极值、负中值、负小值、零值、正小值、正中值和正极值。表 1 则为模糊控制器的规则库, 逆模糊控制采用离散质心算法来计算。

$$V = \begin{cases} 0 \text{sgn}(v) & \left| \frac{v}{V_{\text{上限}}} \right| < \frac{1}{30} \\ 1 \text{sgn}(v) & \frac{2}{27} > \left| \frac{v}{V_{\text{上限}}} \right| \geq \frac{1}{30} \\ 2 \text{sgn}(v) & \frac{1}{5} > \left| \frac{v}{V_{\text{上限}}} \right| \geq \frac{2}{27} \\ 3 \text{sgn}(v) & \frac{2}{5} > \left| \frac{v}{V_{\text{上限}}} \right| \geq \frac{1}{5} \\ 4 \text{sgn}(v) & \frac{2}{3} > \left| \frac{v}{V_{\text{上限}}} \right| \geq \frac{2}{5} \\ 5 \text{sgn}(v) & \left| \frac{v}{V_{\text{上限}}} \right| \geq \frac{2}{3} \end{cases} \quad (9)$$

$$V_c = \begin{cases} 0 \text{sgn}(vc) & \left| \frac{vc}{V_c \text{ 上限}} \right| < \frac{1}{30} \\ 1 \text{sgn}(vc) & \frac{2}{27} > \left| \frac{vc}{V_c \text{ 上限}} \right| \geq \frac{1}{30} \\ 2 \text{sgn}(vc) & \frac{1}{5} > \left| \frac{vc}{V_c \text{ 上限}} \right| \geq \frac{2}{27} \\ 3 \text{sgn}(vc) & \frac{2}{5} > \left| \frac{vc}{V_c \text{ 上限}} \right| \geq \frac{1}{5} \\ 4 \text{sgn}(vc) & \frac{2}{3} > \left| \frac{vc}{V_c \text{ 上限}} \right| \geq \frac{2}{5} \\ 5 \text{sgn}(vc) & \left| \frac{vc}{V_c \text{ 上限}} \right| \geq \frac{2}{3} \end{cases} \quad (10)$$

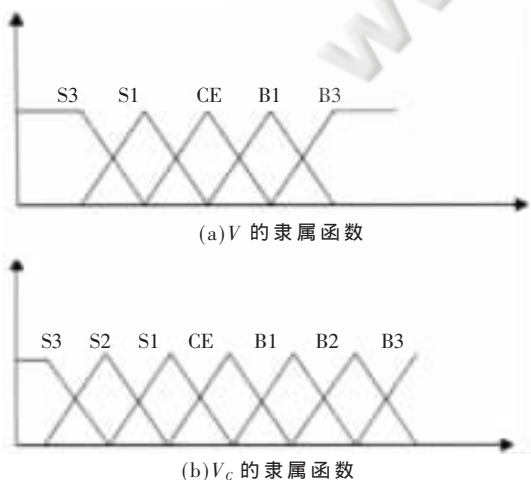


图 5 隶属函数的图形

表 1 燃料电池的模糊控制规则表

$\Delta u$	$vc$							
	S3	S2	S1	CE	B1	B2	B3	
$v$	S3	CE	CE	CE	S3	CE	CE	CE
	S1	CE	CE	CE	S1	CE	CE	CE
	CE	S3	S2	S1	CE	B1	B2	B3
	B1	CE	CE	CE	B1	CE	CE	CE
	B3	CE	CE	CE	B3	CE	CE	CE

4 仿真实验

如图 6 所示为采用不同的控制方式对燃料电池进行控制器设计的仿真结果。图中横轴表示时间, 纵轴表示输出功率, 两条曲线分别代表典型 PID 控制的响应曲线和模糊控制的响应曲线。从图中可知, 模糊控制器的响应相对 PID 的响应更加快速, 并且更早到达稳定状态。

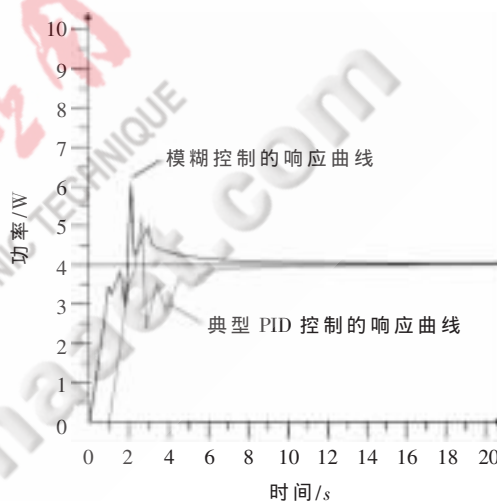


图 6 PID 控制和模糊控制响应

从实验可知, 模糊控制器可以控制跃变过程并使得功率泄漏较小; 在大型燃料电池组中模糊控制算法表现更优; 负载需求增加时模糊控制的方法可以降低内部的抖动。

进一步的工作会将该模糊控制策略扩展为在线的方法, 通过调整时变处理算法来更好地跟踪燃料电池的特性并得到更大的增益。

参考文献

[1] PUKRUSHPAR J T, STEFANNOPOULOU A G, PENG H. Control of fuel cell breathing. IEEE Control Systems Magazine, 2004, 24(2): 30-46.  
 [2] PATHAPATI P R, XUE X, TANG J. A new dynamic model for predicting transient phenomena in a PEM fuel cell system. Renewable Energy, 2005, 30(1): 1-22.  
 [3] LIN Chin Teng, JUANG Chia Feng, HUANG Jui Cheng. Temperature control of rapid thermal processing system using adaptive fuzzy network[J]. Fuzzy Sets and Systems, 1999, 103: 49-65.

(收稿日期: 2008-08-11)

# 一种工作在亚阈值超低功耗带隙基准源的设计

杨盛波,唐宁,覃贤芳

(桂林电子科技大学 信息与通信学院,广西 桂林 541004)

**摘要:** 基于 RFID 标签芯片的低功耗要求,设计了一种超低功耗的带隙基准电压源,电路中的主要 MOS 管都工作在亚阈值状态。在 spectre 环境下仿真表明,当电源电压为 3 V~7 V,温度在 -30 °C~+120 °C 变化时,输出基准电压为  $1.8\text{ V} \pm 0.001\text{ V}$ 。电源电压抑制比 (PSRR) 为 69.5 dB,并且电路工作电流维持在  $1.5\text{ }\mu\text{A} \sim 7\text{ }\mu\text{A}$  的范围内。

**关键词:** 亚阈值;带隙基准源;电源抑制比;低功耗

中图分类号:TN432

文献标识码:A

## A design of ultra-low-power bandgap reference base on the subthreshold region

YANG Sheng Bo, TANG Ning, QIN Xian Fang

(School of Information and Communication Engineering, Guilin University of Electronic Technology, Guilin 541004, China)

**Abstract:** Based on the RFID tags chip's low power requirements, this paper designs an ultra-low-power bandgap reference, almost all the MOS of this circuit are working in sub threshold state. Simulation results under the spectre show that, a reference voltage of  $1.8\text{ V} \pm 0.001\text{ V}$  is obtained, in the range of power supply from 3 V to 7 V, and the temperature from -30 °C to +120 °C. The power supply rejection ratio is 69.5 dB, and the working current of this circuit maintain  $1.5\text{ }\mu\text{A}$  to  $7\text{ }\mu\text{A}$ .

**Key words:** sub threshold; bandgap reference; PSRR; low-power

电压基准源广泛应用于各种模拟集成电路、数模混合信号集成电路和系统集成芯片中,它的精度和稳定性直接决定着整个系统的精度。在 RFID 无源标签芯片的设计中,系统要从感应线圈中获得足够的能量,进行数据还原和相关的信号处理,因而电源产生电路本身的功耗就要足够小,带隙电路作为电源产生电路的主要组成部分,正是重点研究的意义所在。本文设计的超低功耗带隙基准源正是基于这一要求所设计出来的。

为实现低功耗的要求,本文充分运用了 MOS 管亚阈值工作状态,工作在亚阈值区的 MOSFET 不仅电流非常小,而且适合在低电压下工作,适合用来设计高精度的低压低功耗电流基准源。

### 1 带隙基准源的原理

带隙基准电路发展至今,已取得了许多成就,为了满足不同的需求,有很多不同的电路框架。为满足高精度和低功耗的要求,本设计利用双极型晶体管基射极电压  $V_{BE}$  的负温度系数与两个晶体管之间的  $\Delta V_{BE}$  的正温度系数相互抵消来实现低温漂、高精度的基准电压。图 1

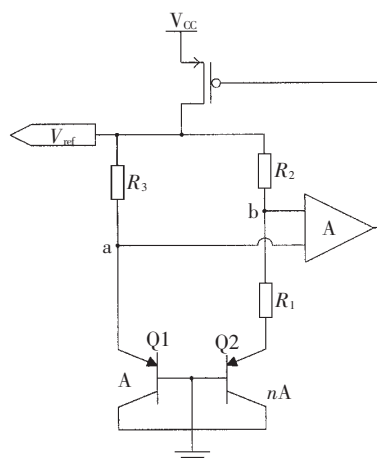


图 1 带隙基准源原理图

为本设计中所用到的电路结构。其中 A 为运算放大器, Q1 和 Q2 是在标准 CMOS 工艺中制作的集电极接地的 PNP 管。A 为 Q1 的面积, nA 为 Q2 的面积,且 Q2 的面积是 Q1 的 n 倍。

由于运放的作用  $V_a = V_b$ , 所以有:

$$V_{ref} = V_{EB1} + \left[ \frac{R_2}{R_1} \right] (V_{EB1} - V_{EB2})$$

根据半导体物理的知识有:

$$V_{EB} = V_{G0} \left( 1 - \frac{T}{T_0} \right) + V_{EB0} \left( \frac{T}{T_0} \right) + \frac{\gamma k T}{q} \ln \left( \frac{T_0}{T} \right) + \frac{k T}{q} \ln \left( \frac{J_C}{J_{C0}} \right)$$

$$\Delta V_{EB} = V_{EB1} - V_{EB2} = \frac{k T}{q} \ln \left( \frac{J_{C1}}{J_{C2}} \right), \text{ 所以}$$

$$V_{ref} = V_{EB1} + \left[ \frac{R_2}{R_1} \right] V_T \ln \left[ \frac{R_2}{R_3} n \right]$$

其中,  $V_{G0}$  为硅的带隙电压,  $J_C$  为 PNP 管集电极电流密度,  $\gamma$  为工艺相关的温度系数,  $k$  为玻尔兹曼常数,  $V_{EB0}$  和  $J_{C0}$  是在温度为  $T_0$  时的对映值。如果设  $J_C$  与温度的关系为  $T^\alpha$ , 则:

$$\left. \frac{\partial V_{EB}}{\partial T} \right|_{T=T_0} = \frac{V_{EB} - V_{G0}}{T_0} + (\alpha - \gamma) \left[ \frac{k}{q} \right],$$

在 300 K 时,  $V_{EB}$  关于温度的变化为  $-2.2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ 。所以  $V_{ref}$  的前半部分具有负温度系数, 后半部分具有正温度系数。通过调节电阻  $R_1$ 、 $R_2$ 、 $R_3$  和  $n$  的大小, 可以抵消  $V_{EB}$  的一次项, 降低温度对输出电压  $V_{ref}$  的影响, 得到一个比较恒定的电压输出。

## 2 基准源的整体电路设计

如图 2, 该基准电压产生电路由启动电路、偏置电路、运算放大电路和基准电压产生主体部分组成。其中, M15、M11、M16、M12 构成启动电路; M14、M9、M8 构成偏置电路; Q1、Q2、 $R_1$ 、 $R_2$  和  $R_3$  构成带隙核心电路, 且 Q1~Q2 采用环形窄基区的横向寄生 PNP 管, 以增大集电极的电流收集能力, 抑制纵向寄生效应的影响; 运算放大器为两级放大结构, 基准电压的产生是利用运算放大器虚短特性和电流镜结构, 将电源扰动和温度引起的误差放大后送入调整管, 从而得到与电源电压依赖性很小的带隙基准电压。在电路的设计中, 构成运算放大电

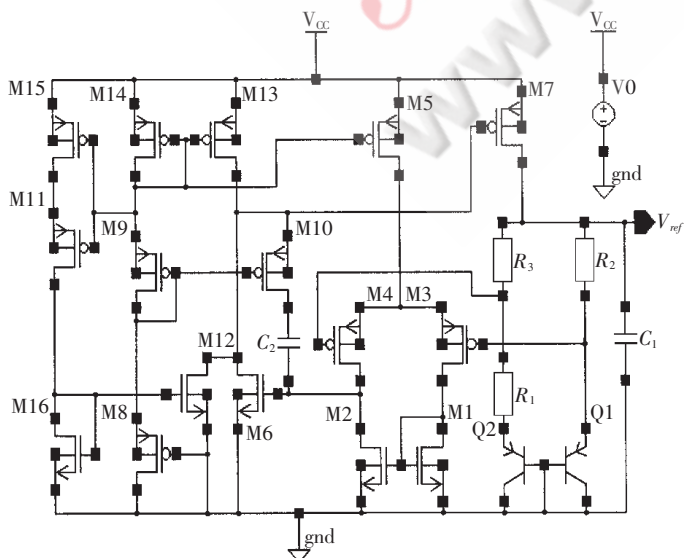


图 2 基准源电路图

路的 M1、M2、M3、M4、M5、M6、M13 管均工作在亚阈值状态。为了达到这一目的, 可以通过调节偏置电流, 使其大小为纳安级, 在运放的设计中, 最重要的是保证它有足够的开环增益和相位裕度。

M10 和  $C_2$  在电路中起频率补偿作用, 三极管 Q2 管为 49 个 PNP 管并联, Q1 仅为一个 PNP 管。其他电路参数如表 1。

表 1 电路参数表

MOS 管	M1	M2	M3	M4	M5	M6	M7	M8
W/L	4 $\mu$ /1 $\mu$	4 $\mu$ /1 $\mu$	15 $\mu$ /1 $\mu$	15 $\mu$ /1 $\mu$	10 $\mu$ /1 $\mu$	6.4 $\mu$ /1 $\mu$	1 $\mu$ /20 $\mu$	400n/20 $\mu$
MOS 管	M9	M10	M11	M12	M13	M14	M15	M16
W/L	400n/20 $\mu$	400n/6 $\mu$	1 $\mu$ /1 $\mu$	6.4 $\mu$ /1 $\mu$	10 $\mu$ /1 $\mu$	11 $\mu$ /350n	1 $\mu$ /1 $\mu$	2 $\mu$ /1 $\mu$

## 3 电路分析

### 3.1 CMOS 亚阈值差分电路的分析

在亚阈值区, MOSFET 漏电流  $I_D$  随  $V_{gs}$  的变化呈指数关系, 其  $I$ - $V$  跨导特性为:

$$I_{ds} = n\mu C_{ox} \left( \frac{W}{L} \right) \left( \frac{KT}{q} \right)^2 \left\{ \exp \left[ \frac{q}{nkT} (V_{gs} - V_{th}) \right] \right\} \left[ -\exp \left( -\frac{qV_{ds}}{kT} \right) \right] \quad (1)$$

式(1)中,  $C_{ox}$ 、 $(W/L)$ 、 $V_{ds}$ 、 $V_{th}$ 、 $V_T = (KT/q)$ 、 $n$  和  $\mu$  分别为单位面积栅氧电容、MOSFET 宽长比、漏源电压、阈值电压、热电压、亚阈值斜率因子和迁移率。亚阈值斜率因子可以表示为:

$$n = 1 + \frac{C_{dep}}{C_{ox}} \approx 1.5$$

其中,  $C_{dep}$  为沟道表面耗尽电容。迁移率  $\mu$  与温度有关, 可以表示为:

$$\mu(T) = \mu(T_0) \left( \frac{T}{T_0} \right)^{-m}$$

其中,  $\mu(T_0)$  是参考温度  $T_0$  的迁移率,  $1 \leq m \leq 2$ 。

将式(1)做一整理可得:

$$I_{ds} = \left( \frac{W}{L} \right) I_{D0} \exp \left( \frac{V_{gs}}{nV_T} \right) \left[ 1 - \exp \left( -\frac{qV_{ds}}{kT} \right) \right] \quad (2)$$

其中  $I_{D0} = n\mu C_{ox} V_T^2 \exp \left( -\frac{V_{th}}{nV_T} \right)$ , 可以看成是温度与工艺的函数。

实际电路中, 漏极电压比热电压大得多, 所以式(1)、式(2)最后一项可以忽略不计, 从而得到以下关系式:

$$I_{ds} = \left( \frac{W}{L} \right) I_{D0} \exp \left( \frac{V_{gs}}{nV_T} \right) \quad (3)$$

不难看出, 这一关系式与双极型晶体管的  $I$ - $V$  特性极为相似, 基于这一点, 可以设计如图 3 所示的差分放大电路。

由式(3)可知:

$$I_{ds3} = \left( \frac{W}{L} \right)_3 I_{D0} \exp \left( \frac{V_{gs3}}{nV_T} \right)$$

$$I_{ds4} = \left( \frac{W}{L} \right)_4 I_{D0} \exp \left( \frac{V_{gs4}}{nV_T} \right), \text{ 又因为:}$$

$$I_{ee} = I_{ds3} + I_{ds4}$$

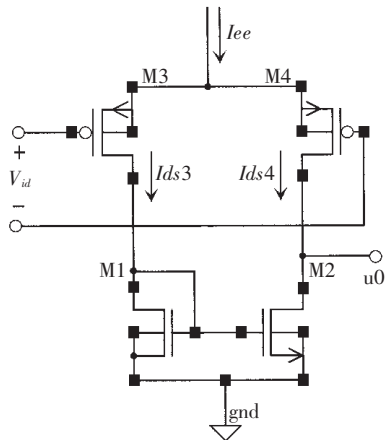


图3 亚阈值差分输入对

$$u_{id} = V_{ds3} - V_{ds4}$$

所以：

$$I_{ds3} = \frac{I_{ee}}{1 + e^{-\frac{u_{id}}{nV_T}}}$$

$$I_{ds4} = \frac{I_{ee}}{1 + e^{\frac{u_{id}}{nV_T}}}$$

$$g_{md} = \frac{\partial i_{ds3}}{\partial u_{id}} = \frac{I_{ee}}{(1 + e^{-\frac{u_{id}}{nV_T}})^2} e^{-\frac{u_{id}}{nV_T}}$$

在  $-nT \sim nT$  范围内，输入输出近似存在线性关系：

$$g_{md} = \frac{I_{ee}}{4nV_T} \quad (4)$$

$$g_{ds} = \frac{\partial i_{ds}}{\partial v_{ds}} = I_{D0} \left( \frac{W}{L} \right) \frac{1}{V_T} \exp\left(\frac{V_{GS}}{nV_T}\right) \exp\left(-\frac{v_{ds}}{V_T}\right) \quad (5)$$

所以第一级电压增益为  $A_{V1} = -\frac{g_{md}}{g_{ds2} + g_{ds4}}$ 。由于分子分母都

是关于温度的函数，所以第一级的输出是一个关于温度的函数，并且两项作用也可以抵消一些温度的影响。

### 3.2 整体电路的分析

运放第二级为单管反相放大，由式(3)可得：

$$g_m = \frac{\partial i_{ds}}{\partial v_{gs}} = \frac{I_{ds}}{nV_T} \quad (6)$$

所以： $A_{V2} = -\frac{g_m}{g_{ds6} + g_{ds13}}$

运算放大器的增益为：

$$A_V = A_{V1} \times A_{V2} = -\frac{g_{md}}{g_{ds2} + g_{ds4}} \times \frac{g_m}{g_{ds6} + g_{ds13}} \quad (7)$$

式(7)中  $g_{ds2}$ 、 $g_{ds4}$ 、 $g_{ds6}$ 、 $g_{ds13}$  可以由式(5)计算得出，运算放大器的总开环增益也是温度的一个函数，在温度从  $-25^\circ\text{C} \sim 120^\circ\text{C}$  变化时，运放的增益在 55 dB~79 dB 区间变化，符合设计所需要的增益要求。

## 4 基准源性能仿真

表征基准电压源性能的主要参数有基准电压温度系数和基准电压对电源变化的抑制能力。高精度基准源要求较小的温度系数和强的电源抑制能力，而且还要求基准电路要功耗小。基于  $0.35 \mu\text{m}$  CMOS 工艺的

BSIM3V3 模型，采用 Spectre 进行仿真，仿真结果如下文。

### 4.1 基准电压温度系数

带隙基准电路的一项关键技术指标就是电压温度系数，它表征由于温度的变化而引起输出电压的漂移量，其计算公式为：

$$\alpha_T = \frac{1}{V_{ref}} \times \frac{dV_{ref}}{dT}$$

对基准源电路进行温度扫描，其输出波形见图 4，根据仿真曲线，可以计算出基准电压的温度系数为  $\pm 1.13 \times 10^{-5}/^\circ\text{C}$ 。

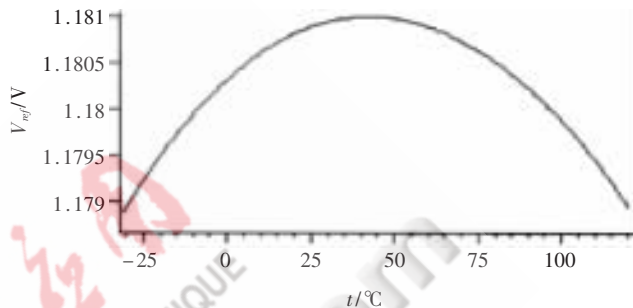


图4 基准电压随温度的变化

### 4.2 电源抑制比 (PSRR)

电源抑制比 (PSRR) 是表征电源抑制能力的交流小信号参数，其定义为：

$$PSRR = \frac{V_{CC, ripple}}{V_{ref, ripple}}$$

图 5 为基准源电源纹波抑制的仿真曲线。从图中可以看出该电路在较宽的频率范围内 PSRR 约为 69.5 dB，具有较高的电源纹波抑制能力。

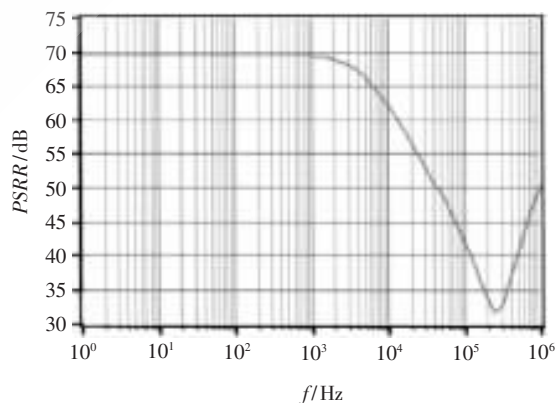


图5 电源抑制比

### 4.3 基准电路的功耗

在 RFID 标签芯片的设计中，基准电路功耗的大小直接决定了后续电路能否正常工作，所以在这里作为一个重要的指标进行考虑。图 6 为基准电路工作总电流随电源电压和温度变化的情况，由图中结果可以得到，电路工作电流在电源电压  $3 \text{V} \sim 7 \text{V}$ ，温度从  $-30^\circ\text{C} \sim 120^\circ\text{C}$  变化时，电路工作电流在  $1.5 \mu\text{A} \sim 7 \mu\text{A}$  之间变化，并且

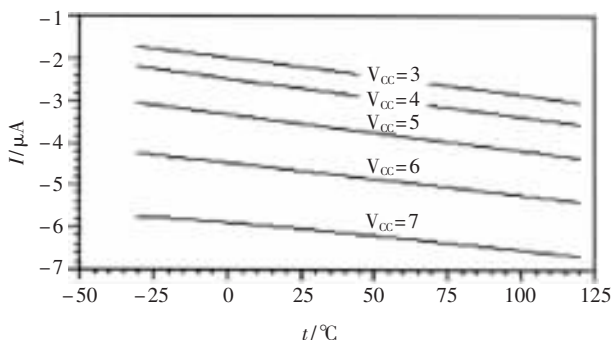


图 6 电路工作电流随电源电压和温度的变化

在电源电压为 3.3 V 时，电路工作电流在  $2\ \mu\text{A}\sim 2.5\ \mu\text{A}$  之间，此时电路的功耗仅为  $7\ \mu\text{W}\sim 8\ \mu\text{W}$ 。

文中所设计的基准电压源，为 RFID 标签芯片的电源电路设计提供了一种比较好的解决方案。一方面要求电路有较高的精度；另一方面又要求有很低的静态功耗。对于前者文中使用了经典 PNP 管架构的结构；对于

后者采用了 MOS 管亚阈值工作状态，并设计了一款全亚阈值工作状态的运放。虽然此运放的增益也是关于温度的函数，但在所变化的温度范围内增益都符合要求，即都满足虚短的要求，且绝对是低功耗，这也为运放在辅助性的设计中提供了一个好的借鉴。

参考文献

- [1] 毕查德·拉扎维. 模拟 CMOS 集成电路设计[M]. 陈贵灿, 程军, 张瑞智, 等译. 西安: 西安交通大学出版社, 2003.
- [2] PHILLIP E A, DOUGLAS R H. CMOS analog circuit design [M]. 北京: 电子工业出版社, 2002.
- [3] 杨卫丽, 汪西川, 邓霜. 一种低功耗差动 CMOS 带隙基准源[J]. 微计算机信息, 2005, 21(06Z): 120-121.
- [4] 朱樟明, 杨银堂, 刘帘曦, 等. 一种高性能 CMOS 带隙电压基准源设计[J]. 半导体学报, 2004, 25(5): 542-546.
- [5] BANBA H, SHIGA H, UMEZAWA H, et al. A CMOS bandgap reference circuit with sub 1V operation[J]. IEEE Journal Solid state Circuits, 1999, 34(5): 670-674.

(收稿日期: 2008-09-11)

## 基于蚁群算法和特征融合的空间目标分类\*

方建<sup>1</sup>, 曹占辉<sup>1,2</sup>, 李言俊<sup>1</sup>

(1. 西北工业大学 航天学院, 陕西 西安 710072;

2. 炮兵指挥学院, 河北 廊坊 065000)

**摘要:** 针对支持向量机核参数和误差惩罚因子较难选择以及采用单一特征分类效果较差的问题, 提出了一种基于蚁群算法与特征融合的空间目标分类算法, 克服了以往反复试验以确定其参数的缺点, 优化了特征。该方法分类正确率达 90% 左右, 与采用单一特征分类的结果相比, 效果较好。验证了方法的有效性。

**关键词:** 空间目标; 支持向量机; 蚁群算法

中图分类号: TP301

文献标识码: A

### Space object classification based on SVM and ACO

FANG Jian<sup>1</sup>, CAO Zhan Hui<sup>1,2</sup>, LI Yan Jun<sup>1</sup>

(1. College of Astronautic, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072, China;

2. Artillery Command College, Langfang 065000, China)

**Abstract:** The selection problem of kernel-parameter and error punish index is analyzed. An optimization method based on the ant colony algorithm is used to select the two parameters. It avoids repeating experiments to determine the two parameters. With the new designed SVM, the classification of space targets is effective.

**Key words:** space object; support vector machine(SVM); ant colony optimization(ACO)

随着开发太空步伐的加快, 人类航天活动越来越频繁, 由此产生的空间碎片日益增多, 导致了空间环境逐步恶化, 这对人类航天活动构成了严重的威胁, 使卫星的发射和监测面临越来越严峻的挑战<sup>[1]</sup>。为了确保航天活动的安全可靠, 保卫本国太空安全, 促进人类航天事业的发展, 对空间目标(卫星、碎片等)进行有效监视、识别和编目将具有重要意义。

由于保密的原因, 不可能获得大量的相关数据, 即分类的样本较少, 这样导致普通的分类器无能为力。而在统计学习理论上发展起来的支持向量机(SVM)<sup>[2]</sup>在解决小样本学习方面表现出许多特有的优势。作为一门新兴的学科, SVM 存在一些尚未完善的地方, 其参数选取就是亟待解决的问题之一。参数选取的好坏直接影响分类器泛化性能的好坏, 因此, 如何选取参数常被认为是 SVM 从理论走向实际应用的一个“瓶颈”问题。传统的参数选取方法多是采用反复试验的方法确定, 这需要很大的工作量。

由于空间环境复杂多变, 影响空间目标的因素较多。抽取单一种类的特征进行目标识别, 误识率较难降低, 且抗干扰性不易提高。

本文提出了一种基于蚁群算法和特征融合的空间目标分类方法, 用蚁群算法优选 SVM 参数, 同时, 采用特征融合技术将多种互补的特征结合以获取优化特征, 并将其在空间目标分类中运用。

#### 1 支持向量机参数范围的确定

支持向量机在解决小样本、非线性及高维模式识别问题中表现出许多特有的优势, 已经在模式识别、函数逼近和概率密度估计等方面取得了良好的效果。对于核函数的选择, 目前尚无成熟理论。经过分析和比较, 本文采用径向基函数作为核函数:

$$K(x, x_i) = \exp\left(-\frac{|x - x_i|^2}{\sigma^2}\right) \quad (1)$$

Vapnik 等人在研究中发现, 核函数的参数和误差惩罚因子  $C$  是影响支持向量机性能的关键因素。

$C$ : 用于控制模型复杂度和逼近误差的折中,  $C$  越大则对数据的逼近误差越小, 但模型也越复杂, 学习机器的推广能力也越差。

$\sigma$ : 用于控制回归逼近误差的大小, 从而控制支持向量的个数和泛化能力, 其值越大, 则支持向量数越少, 但

\* 基金项目: 国家自然科学基金(60575103)

精度不高,否则,支持向量数越多,精度越高。

由于没有理论上的指导,传统的参数选取都是通过反复的试验,人工选取出令人满意的解。这种方法需要人的经验做指导,并且它的选取需要付出较高的时间代价,因此,传统的参数选取方法并不能适应支持向量机的发展。

Keerthi 的研究表明<sup>[3]</sup>,对于某一确定的足够大的  $C$ ,当  $\sigma^2 \rightarrow 0$  时,会发生严重的“过学习”现象,此时径向基函数支持向量机能把训练样本正确分开,但对测试样本不具有任何推广能力;而当  $\sigma^2 \rightarrow \infty$  时,会发生严重的“欠学习”现象,此时径向基函数支持向量机把所有训练样本都划分到样本数较大的一类。从核函数  $K(x_i, x_j) = \exp(-\|x_i - x_j\|^2 / \sigma^2)$  可以看出,  $\sigma^2$  的大小完全是针对  $\|x_i - x_j\|^2$  而言的。因此,在实际应用中,只要  $\sigma^2$  的取值比训练样本之间的最小距离小得多,就能达到  $\sigma^2 \rightarrow 0$  的效果;当  $\sigma^2$  比训练样本之间的最大间隔大得多时,就可以达到  $\sigma^2 \rightarrow \infty$  的效果。基于这一考虑,实验中,本文确定  $\sigma^2$  的搜索空间为:  $[\min(\|x_i - x_j\|^2) \times 10^{-3}, \max(\|x_i - x_j\|^2) \times 10^{-3}]$ 。

在构造分类面方程时惩罚因子  $C$  的作用是对拉格朗日因子  $\alpha$  的取值加以限制。当  $C$  超过一定值时就丧失了其对  $\alpha$  取值的约束作用,相应的支持向量机的复杂度也达到了数据子空间所允许的最大值,此时,经验风险和推广能力几乎不再发生变化。为此采取了如下的启发式思维确定  $C$  值(例如 10 000),用其训练支持向量机求解出一组  $\alpha_i (i=1, 2, \dots, L)$ ,其中  $L$  为训练样本总数,令  $C^*$  作为  $C$  的取值上限。否则说明  $C$  仍对  $\alpha$  的取值构成约束,换一个更大的  $C$  训练支持向量机,直至等到的  $C^*$  远小于  $C$  为止。这样就得到了  $C$  的搜索空间  $(0, C^*)$ 。

期望在分类精度接近条件下获得结构尽可能简单的分类面,所以在设计目标函数时,附加了两个复杂度控制项  $C_1 N_1 / n_1$  和  $C_2 N_2 / n_2$ ,此时,目的函数为:

$$T(\sigma^2, C) = \frac{1}{1 + E + C_1 N_1 / n_1 + C_2 N_2 / n_2} \quad (2)$$

式中,  $E$  是支持向量机在训练样本集上的错分率,  $N_1$ 、 $N_2$ 、 $n_1$ 、 $n_2$  分别对应两类的支持向量数和训练样本数。  $C_1$  和  $C_2$  值可取得较小,从而弱化分类面复杂度在适值函数中的比重;当对结构的简单性要求较高、对精度要求一般时,可相应地增加  $C_1$  和  $C_2$ 。

## 2 基于蚁群算法的参数优化

蚁群算法 ACO(Ant Colony Optimization)是意大利学者 DORIGO M 等人<sup>[4-5]</sup>于 20 世纪 90 年代通过模拟蚁群的觅食行为提出的一种新型模拟进化算法,它运用了正反馈、分布式计算和贪婪启发式搜索。该算法适应性强,无需计算目标函数的偏导数,搜索效率高,寻优能力突出,克服了其他算法容易陷入局部最优的缺点。鉴于蚁群算法以上的优点,本文采用该算法来实现对核函数参数和误差惩罚因子的优化搜索。

参考文献[6]指出,单独调整核函数  $g$  和惩罚因子  $C$  都可以使模型的推广能力得到提高,但如要同时获得

小的经验风险就必须两个参数综合调整。因此本文设定  $g$  为横坐标,  $C$  为纵坐标,  $g-C$  在平面上寻优。

在取值范围内将  $g-C$  平面平均等分成  $M \times N$  个子块(以下称区域),区域大小为  $m \times n$ ,其中  $m=L/M, n=L/N$ , (为了保证各区域内目标函数值相差不会太大,避免陷入局部最优,区域的形状应尽量保证是正方形,即  $m=n$ )。

每个区域分配一只蚂蚁,则共有  $M \times N$  只蚂蚁。初始时刻,蚂蚁在各区域的中心点或最靠近中心的某一点。蚂蚁的转移概率定义为:

$$p(i_1, j_1)(i_2, j_2) = \frac{(\tau_{i_2, j_2})^\alpha (\eta_{(i_1, j_1)(i_2, j_2)})^\beta}{\sum_{i, j=1}^{M, N} (\tau_{ij})^\alpha (\eta_{(i, j)(\bar{i}, \bar{j})})^\beta} \quad (3)$$

式中,  $i_2 \in \{1, 2, \dots, M\}, j_2 \in \{1, 2, \dots, N\}, \tau_{ij}$  称为区域  $(i, j)$  的吸引强度,即信息素的浓度,在初始时刻,每个区域信息素的量都是相等的,设  $\tau_{ij}(0) = C$  ( $C$  为一定常数)。令  $target(s, t)$  是以  $(s, t)$  计算得到的目标值,  $\eta_{(i_1, j_1)(i_2, j_2)}$  定义为  $\max\{target(s, t), (s, t) \in tabuk(i_2, j_2)\} - \max\{target(s, t), (s, t) \in tabuk(i_1, j_1)\}$ ,即以两个区域中的向量计算得到的最大目标值之间的差值,表示区域  $(i_1, j_1)$  中的蚂蚁向区域  $(i_2, j_2)$  转移的期望程度。当  $\eta_{(i_1, j_1)(i_2, j_2)} \geq 0$  时,区域  $(i_1, j_1)$  的蚂蚁按概率  $p_{ij}$  移动至区域  $(i_2, j_2)$ ; 当  $\eta_{(i_1, j_1)(i_2, j_2)} < 0$  时,区域中的蚂蚁在本区域  $(i_1, j_1)$  中搜索,即蚂蚁要么移动至其他区域,要么在本区域中搜索,  $tabuk(i, j)$  表示区域  $(i, j)$  中已经计算过的向量。  $\alpha$  为信息启发式因子,反映了各区域信息素浓度即  $\tau_{ij}$  在蚂蚁运动过程中所起的作用,其值越大,蚂蚁之间的协作性越强。  $\beta$  为期望启发式因子,反映了启发信息即  $\eta_{(i_1, j_1)(i_2, j_2)}$  在蚂蚁移动过程中受重视的程度,其值越大,则转移概率越接近于贪婪规则。  $\alpha, \beta \in [1, 5]$ 。则强度更新方程为:

$$\tau_{ij}^{t+1} = (1 - \rho) \tau_{ij}^t + \Delta \tau_{ij} \quad (4)$$

$$\Delta \tau_{ij} = Q \times L_{ij} \quad (5)$$

式中,  $\Delta \tau_{ij}$  反映区域  $(i, j)$  蚂蚁在某次移动完后吸引强度即信息素浓度的增加;  $Q$  表示信息素调节因子,调节信息素增加的速度,它在一定程度上影响算法的收敛速度,  $0 < Q < 10\ 000$ ;  $L_{ij}$  表示某次移动完成后区域  $(i, j)$  中蚂蚁的数量。为了避免残留信息素过多引起残留信息淹没启发信息,引入信息素挥发系数  $\rho$  ( $0 \leq \rho < 1$ ),根据经验,取 0.7 为最佳。

可见,当区域足够小,蚂蚁数量足够大,即在  $g-C$  平面中每个点对应一只蚂蚁时,就变成了穷尽搜索。因此,最佳目标值的寻找是借助  $M \times N$  只蚂蚁的不断移动来进行的。

为了避免重复计算,提高计算效率,对于已经计算过的目标值向量不再计算,同时,记录各个区域的最优值。

基于蚁群算法的最优值选取步骤如下:

- (1) 将迭代次数  $count$  置 0; 对所有  $\tau_{ij}$  和  $\Delta \tau_{ij}$  初始化。
- (2) 将  $M \times N$  只蚂蚁置于各区域中,每个蚂蚁按概率  $p_{ij}$  移动至其他区域或在本区域内搜索。

(3)以每只蚂蚁对应向量计算目标值,并记录各区域的最优解。

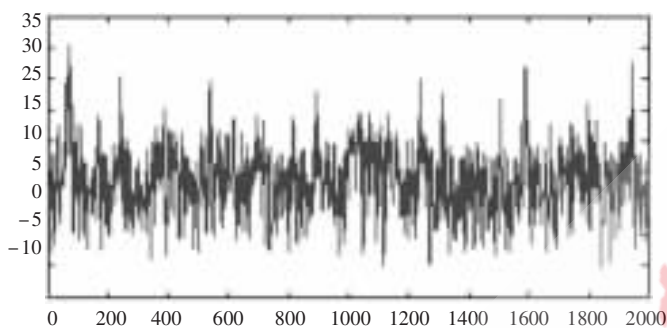
(4)计算  $\Delta\tau_{ij}$ ,按更新方程(4)更新各区域的吸引强度。

(5) $count \leftarrow count + 1$ ,若  $count$  小于预定的迭代次数,则返回到(2)。

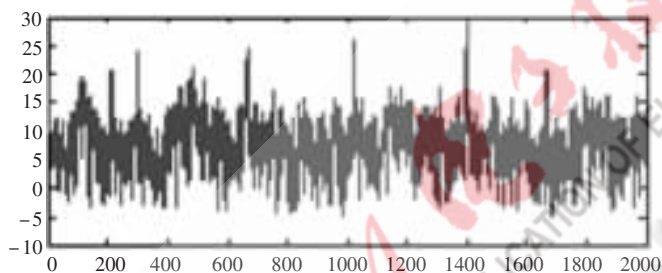
(6)输出目前的最优解。

### 3 空间目标分类

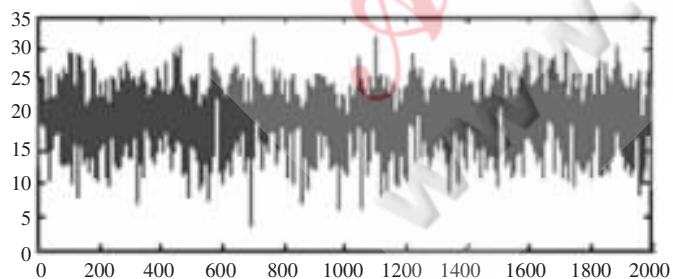
本文采用实测数据对空间目标进行分类,由于篇幅和保密的原因,本文只列出以下具有代表性的四组两种目标类型的 RCS 序列,如图 1 所示。



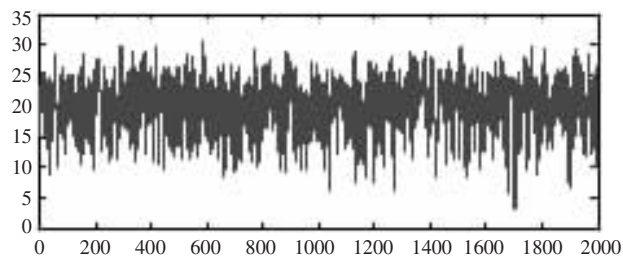
(a) 旋转目标 1



(b) 旋转目标 2



(c) 三轴稳定目标 1



(d) 三轴稳定目标 2

图 1 空间目标 RCS 序列图

表 1 空间目标 RCS 序列的特征值

目标类别	旋转目标 1	旋转目标 2	三轴稳定目标 1	三轴稳定目标 2
关联维数	1.345 3	1.359 6	1.519 9	1.518 4
Kolmogorov 熵	0.093 0	0.095 5	0.111 0	0.112 2
最大 Lyapunov 指数	0.030 479	0.033 543	0.094 558	0.089 966
功率谱指数	0.600 5	0.623 2	0.103 6	0.121 7
盒维数	1.638 1	1.655 6	1.685 8	1.696
Hurst 指数	0.547 2	0.553 7	0.531 2	0.528 9

本文基于非线性理论提取空间目标 RCS 序列的特征。为了便于分类,选择能够定量描述的特征,如关联维数<sup>[7]</sup>、Kolmogorov 熵<sup>[8]</sup>、最大 Lyapunov 指数<sup>[9]</sup>、功率谱指数<sup>[10]</sup>、盒维数<sup>[11]</sup>、Hurst 指数<sup>[12-13]</sup>等,舍弃只能定性描述而不能定量描述的特征,本文选择的相关特征及所列出的空间目标 RCS 序列的特征值如表 1 所示,计算过程详见相应参考文献。

为了提高识别的正确率,对于每种目标,应努力获取尽可能多的空间目标 RCS 序列作为训练样本。考虑到保密的原因,本文只能获得 30 组空间目标 RCS 序列。任意抽取 20 组作为训练样本,其余 10 组为测试样本。采用传统的径向基函数作为核函数进行训练。最后分类的结果为 90%,也就是说,10 个测试样本中只有一个样本被误分。表 2 是核参数、惩罚因子和分类正确率随迭代次数的变化表。图 2 是运用蚁群算法在优选参数过程中分类正确率的变化曲线图。表 3 是采用单一特征所得的惩罚因子、核函数参数和分类正确率。由表 3 可以看出,无论采用哪一类特征,其分类的正确率都要低于基

表 2 支持向量机参数及分类正确率变化表

迭代次数	惩罚因子	核函数参数	分类正确率
1	108.305 7	0.294 64	0.4
2	88.451 5	2.724 8	0.4
3	95.715 9	34.104 1	0.5
4	99.640 8	14.475	0.6
6	100.688 4	14.991	0.7
11	95.084 6	65.720 1	0.7
15	97.194 5	14.211 5	0.8
16	92.933 1	4.51	0.9
25	92.933 1	4.51	0.9

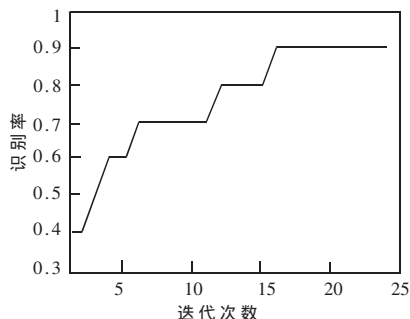


图 2 识别率变化曲线

表 3 单一特征分类器的分类结果

目标特征	惩罚因子	核函数参数	分类正确率
关联维数	98.556	21.231	0.5
Kolmogorov 熵	96.573	23.591	0.5
最大 Lyapunov 指数	93.720	15.662	0.6
功率谱指数	110.254	3.476	0.4
盒维数	87.028	30.581	0.7
Hurst 指数	99.539	27.492	0.6

于特征融合的分类正确率,也就是说,采用特征融合的分类效果要好于采用单一特征。

本文将蚁群算法与特征融合相结合,提出了一种优选支持向量机参数的方法,克服了以往反复试验以确定其参数的缺点,节省了工作量。同时,采用特征融合来替代单一特征,克服了抽取单一种类的特征进行目标识别误识率较难降低且抗干扰性不易提高的问题。利用实测的空间目标 RCS 序列进行实验,分类正确率达 90%,说明基于蚁群算法和特征融合的方法是有效的,具有一定的实际应用价值。

#### 参考文献

- [1] 何远航,王萍. 空间碎片环境的研究与控制方法[J]. 中国航天,2003(7):27-31.
- [2] VAPNIK V N.The nature of statistical learning theory[M]. 2th ed, New York: USA Springer,1999.
- [3] KEERTHI S S, LIN C J. Asymptotic behaviors of support vector machines with gaussian kernel[J]. Neural Computation,2003,15(7):1667-1689.
- [4] DORIGO M, MANIEZZO V, COLORNI A. Ant system: optimization by a colony of cooperating agents. IEEE Transactions on Systems,Man ,and Cybernetics-Part B, 1996,26(1):29-41.
- [5] 段海滨. 蚁群算法原理及其应用[M].北京:科学出版社,2005.
- [6] 王春林,周昊,周樟华,等. 基于支持向量机的大型电厂锅炉飞灰含碳量建模[J]. 中国电机工程学报,2005,25(20):72-76.
- [7] GRASSBERGER P,PROCACCIA I. Characterization of strange attractors[J]. Phys Rev Lett,1983,50:346-355.
- [8] BENETTIN G G, SGRELCYN J M. Kolmogorov entropy and numerical experiments. Phys Rev, A, 1976,14:2338-2345.
- [9] ROSENSTEIN M T,COLLINS J J. A practical method for calculating largest lyapunov exponents from small data sets [J]. Physica D,1993(65):117-134.
- [10] SHAW R. Strange attractors, chaotic behavior,and information flow. Z. Naturf. 1981,36a:80-112.
- [11] MANDELBROT B B. The fractal geometry of nature[M]. San Francisco:Freeman,1982.
- [12] MANDELBROT B B,WALLIS J R. Some long-run properties of geophysical records[J]. Water Resource Research,1969,5(2):321-340.
- [13] MANDELBROT B B,Wallis J R. Robustness of the rescaled ranged R/S in the measurement of noncyclic long-run statistical dependence[J]. Water Resource Research,1969,5(5):967-988.

(收稿日期:2008-08-18)

# 一款基于通用 IC 的低成本汽车日行灯 HB LED 驱动电路的设计

刁智海, 马皓

(浙江大学 电气工程学院, 浙江 杭州 310027)

**摘要:** 设计了一款基于通用 IC LM5022 的低成本汽车日行灯 HB LED 驱动电路, 实现了 HB LED 的恒流驱动和 PWM 调光, 并能满足日行灯的有关驱动要求。详细介绍了调光控制线路的设计, 并对调光信号的时序和调光比影响因素等进行了分析, 给出了主要实验参数和实验结果, 输入电压 6~19 V, 输出电压 40~57 V, PWM 调光占空比可调 5%~100%, 输出 LED 电流 200 mA, 有关实验验证了本设计的可行性。

**关键词:** 高亮度 LED; LM5022; 恒流; PWM 调光

中图分类号: TM46

文献标识码: A

## A low cost design of HB LED driver of DRL based on general IC

DIAO Zhi Hai, MA Hao

(School of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China)

**Abstract:** In this paper, a design of a low cost HB LED driver of DRL based on LM5022 is presented, with constant current drive and PWM dimming realized smoothly. Also, the requirements of DRL can be achieved. The design of the proposed PWM dimming control method is introduced in detail. And time sequence of dimming signals and the influence on dimming ratio are analyzed. The main parameters and experimental results are presented, with the input voltage 6~19 V, the output voltage 40~57 V, the PWM dimming duty cycle adjustable 5%~100%, and the output LED current 200 mA. The proposed method is verified by the experimental results.

**Key words:** high bright LED; LM5022; constant current; PWM dimming

高亮度 LED (HB LED) 及其驱动得到了越来越多的关注, 并取得了许多研究成果<sup>[1-2]</sup>。其中高亮度 LED 前灯是目前国际汽车灯具领域的研究热点。高亮度 LED 用于汽车大灯是未来的发展方向, 其中 HB LED 日行灯已开始作为产品应用于一些高档轿车。汽车前灯主要包括信号单元、日行灯和前大灯。由于 HB LED 的光效、成本和散热所限, 暂时仅有信号单元广泛商品化, 前大灯仍在开发阶段, 尚未大规模生产。目前日行灯已有几种样式, 自 2004 年首次应用于奥迪 A8 型汽车以来, 已开始在西国家普及<sup>[3]</sup>。

日行灯对 HB LED 驱动要求较高: 输入输出电压范围大, 输出电压高, 占空比大, 恒流驱动, 可 PWM 调光, 可耐受汽车级温度等<sup>[1,4]</sup>。在 HB LED 的专用驱动 IC 中, 凌特、美信、国半等公司有相关 IC, 但能全部符合上述条件的 IC 并不多。LT3478、LT3517 等由于内部集成主

MOS 管, 使开关管电压和电流受限; MAX16816、MAX16831 等由于受最大占空比限制, 在输入低压、输出电压较高场合应用有难度; LT3755、LTC3783、LM3423 等 IC 可满足要求, 这些 IC 性能较强, 调光比高, 功耗较低。但是目前专用 IC 成本较高, 而且日行灯不需要如此高的调光比。

针对这种现状, 可以考虑通用芯片的方案。通用芯片的问题是不容易实现 PWM 调光, 如果能够通过添加简单的外围电路来解决, 就可以在满足性能的基础上压缩成本。

本文选用通用电流型电源管理芯片 LM5022, 基于其价格相对较低、输入输出电压范围大和最大占空比大等优点<sup>[5]</sup>, 设计了一款汽车日行灯 HB LED 的驱动电路, 通过控制软启动引脚和补偿网络的方法实现了 HB LED 的 PWM 调光, 并对有关设计进行了探讨。满足有关驱动

要求,降低了成本。

## 1 驱动电路的设计要求和设计原理

### 1.1 设计要求

输入电压 6~19 V, 标称值 12 V, 输出电压 40~57 V, PWM 调光频率 100 Hz(其占空比可调 5%~100%), LED 灯型号为 LW G6SP-CADB-2K6L-1, 输出 LED 电流恒定 200 mA。

### 1.2 电路框图与原理图

将整个电路划分为若干功能模块, 确定其相互关系, 如图 1 所示。



图 1 电路框图

根据上述电路框图, 对每个模块进行设计, 得到整个电路的原理图, 如图 2 所示。

输入电路: 包括输入端滤波以及通过 MOS 管 Q1 作电源防反接保护。

主功率拓扑<sup>[2,5,6]</sup>: 采用 BOOST 电路, 工作在 CCM 模式。

输出电路: LC 滤波减小输出纹波, LED 负载串联, 低端串联一电流检测电阻 R21, 以其电压作反馈实现恒流驱动。

PWM 调光电路: 调光 MOS 管 Q4 串联在 LED 负载低端, 通过控制门极驱动占空比线性调节 LED 平均电流, 实现 PWM 调光。门极驱动电路主要是为 Q4 提供足够的驱动电压和电流, 同时也为控制电路提供与调光 PWM 同相的信号。

控制电路<sup>[5,7]</sup>: 以 LM5022 为核心元件, 控制方式为

峰值电流模式, 芯片内置斜坡补偿。电路还有输入欠压、输出过压、输入过流和热保护。PWM 调光的控制电路是整个设计的关键。

## 2 PWM 调光控制电路的研究和设计

### 2.1 LM5022 DEMO<sup>[7]</sup>的 PWM 调光控制

LM5022 DEMO 板中的 PWM 调光控制电路如图 3 所示。

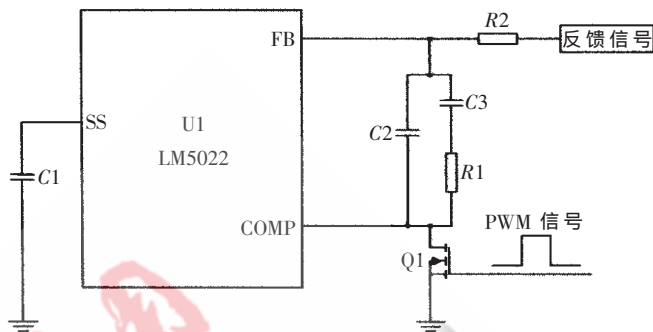


图 3 芯片 DEMO 的 PWM 调光控制电路

当 Q1 导通时, COMP 端接地, 主电路停止工作。C2 和 C3 不会保持之前恒流工作时的电荷状态。当 Q1 再次关断时, C2 和 C3 要经过重新调整才能到达所设电流值的稳态。会影响输出电流方波的上升沿, 以及影响调光比和调光效果。

### 2.2 改进的 PWM 调光控制

改进后的 PWM 调光控制电路如图 4 所示。

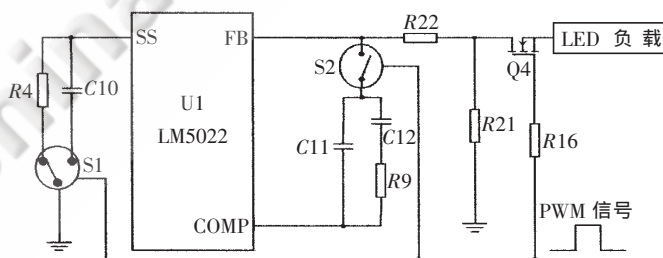


图 4 改进后的 PWM 调光控制原理电路

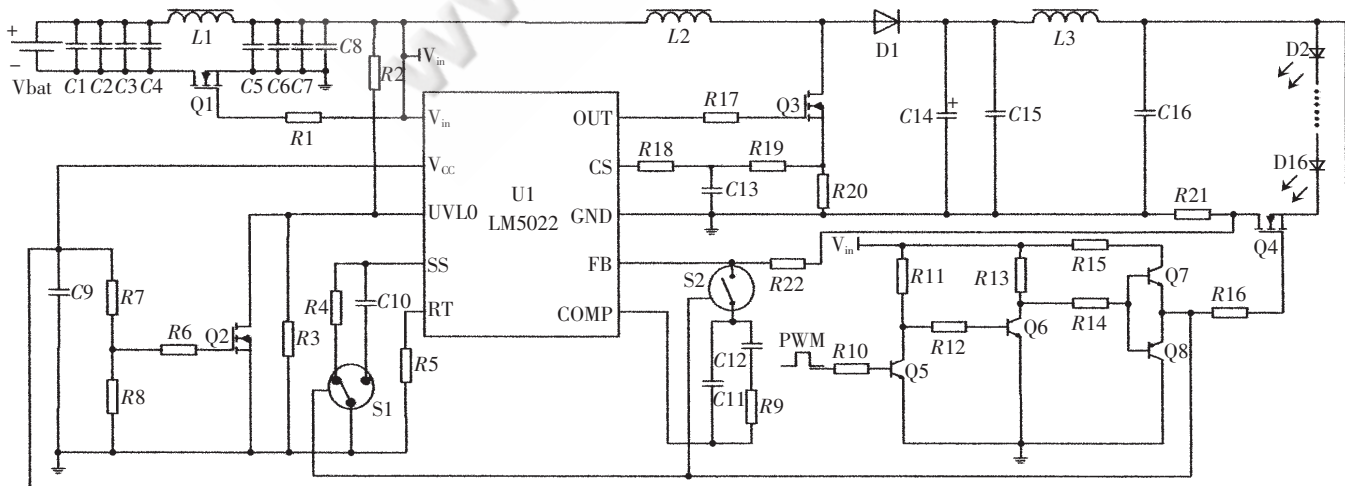


图 2 整个电路原理图

当 Q4 关断时,控制电路要完成两个任务:(1)开关 S2 快速切断反馈回路,反馈环上的电容 C11 和 C12 保存电荷,记忆恒流控制状态,从而当 Q4 再次导通时,LED 电流无需调整,直接稳定工作。(2)通过开关 S1 切换,使 SS 脚通过 R4 接地,主开关管 Q3 截止,BOOST 主电路停止工作,电路不会因空载而输出过压,同时软启动电容 C10 处于悬空状态,故 C10 上电荷得到保存。当 Q4 再次导通时,S2 接通,切换 S1 使 C10 接地,电路不需经过软启动重新建立。这样输出方波电流的上升沿就很陡,调整时间较短,可实现较高的调光比和比较好的调光效果。

## 2.3 相关器件的选择

两个开关 S1 和 S2 的选择非常重要。电容需要充放电通道,开关的双向都要求能通过电流;漏电流要很小;响应时间要很快;电流通路阻抗越小越好。综上所述,比较合适的选择是模拟开关,S1 为单刀双掷模拟开关,S2 为单刀单掷模拟开关。

## 2.4 调光信号的时序问题

为了确保 PWM 调光的顺利实现,即相关电容上的电荷在 Q4 关断期间能尽量保持,需要着重注意以下几个信号的时序问题:芯片 SS 脚动作的边沿信号,单刀单掷模拟开关动作的边沿信号,调光 MOS 管动作的边沿信号。为表述方便,分别将其切换时间记为  $t_{SS}$ 、 $t_{\text{反馈环}}$  和  $t_{\text{调光管}}$ 。对于较好的动作过程,理论上希望有以下关系:

开通时刻:  $t_{\text{调光管}} < t_{SS} < t_{\text{反馈环}}$

关断时刻:  $t_{\text{反馈环}} < t_{SS} < t_{\text{调光管}}$

并且三者的间隔时间越小,电路调光效果越好,可实现的调光比越高。

用图 5(a)和(b)表示上述关系,可以看到,这三个信号的脉冲宽度一个比一个大,因此需要添加特殊的延时电路来实现,这样操作起来就会很复杂,而且影响调光精度。

经过实验研究比较,发现:只要这三个边沿信号的时间间隔足够短(本例中小于  $5\mu\text{s}$ ),三者的顺序不必严格遵守上述排列,电路的正常工作不会受到影响。而且比较容易实现。这是因为,如果时间间隔足够短,即使相关电容有放电,损失电荷也极少,需要恢复调整的时间也就极短,对电路工作影响较小。当然,时间间隔越短,时序关系越正确,调光也就越高。

## 2.5 关于调光比

对 PWM 调光而言,调光比是一个比较重要的指标,下面作相关分析说明。

$$(1) \text{调光比} = \frac{1}{\text{调光占空比}} = \frac{1}{t_{ON,pwm} \times f_{PWM}}$$

(2)PWM 调光频率越低调光比越大(最低频率一般不低于 100 Hz)。

(3)BOOST 频率越高调光比越大,但会增加开关损耗,一般有  $t_{ON,pwm} = \frac{3}{f_{SW}}$ ,  $f_{SW}$  为 BOOST 主开关频率。

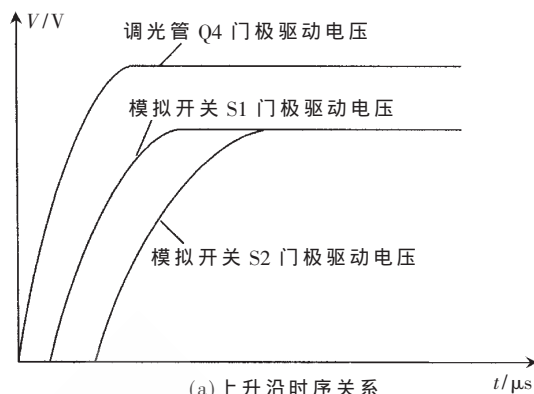


图 5 调光信号的时序

(4)一般情况下,输出电容值越大,主电感值越小,肖特基二极管的反向漏电流越小,则调光比会越大。

(5)上节中曾提到,调光信号的时序越正确,间隔越小,则调光比越大。

这些也适用于其他 LED 驱动。

## 2.6 PWM 调光的其他控制方法

不是所有的通用芯片都有 SS 脚,但调光原理是相通的。其他引脚如 RT、主 MOS 管门极驱动电源、UVLO、Enable 等,只要可以使能和止能芯片输出,并符合上述调光原则,就有可能与补偿网络配合控制实现 PWM 调光。

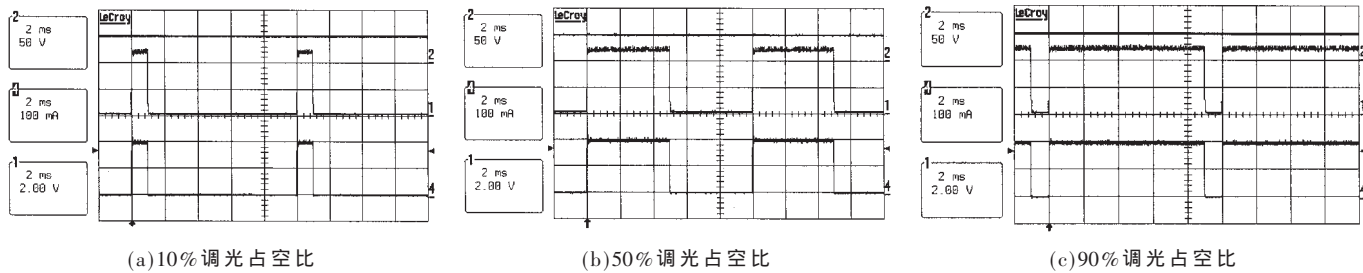
## 3 实验参数与实验结果

主要实验参数如下:主电路工作频率  $f_{SW}=500\text{ kHz}$ , BOOST 主电感  $L2=100\mu\text{H}$ ,输出电容  $C14=47\mu\text{F}$ ,输出电流检测电阻  $R21=6.2\Omega$ ,峰值电流检测电阻  $R20=0.1\Omega$ 。

图 6 分别给出了输入 12 V 输出 48 V 时,在 10%、50%、90% 调光占空比下 SS 端电压、输出电压和输出电流的波形。随着调光占空比增大,输出电压和 200mA 输出电流表现稳定,且纹波小,软启动脚电压表现正常,达到预期效果。

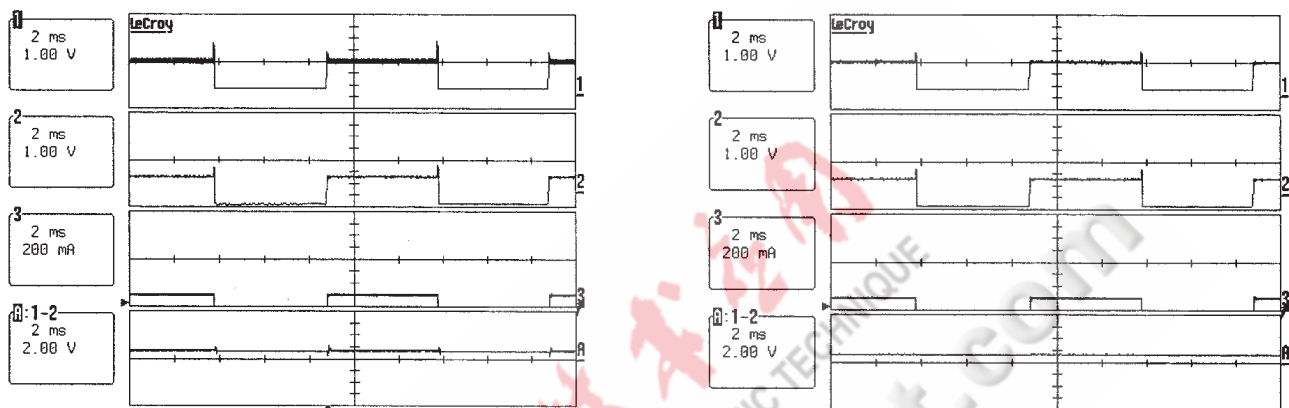
图 7 给出了输入 12 V 输出 48 V 时,50% 调光占空比下反馈网络电容 C11 和 C12 两端电压波形,电压几乎恒定,模拟开关表现正常。

图 8 给出了输入 12 V 输出 48 V 时,50% 调光占空比下输出电流瞬态响应曲线,输出电流动态性能较好。



(1: SS 端电压; 2: 输出电压; 4: 输出电流)

图 6 SS 端电压、输出电压和输出电流波形



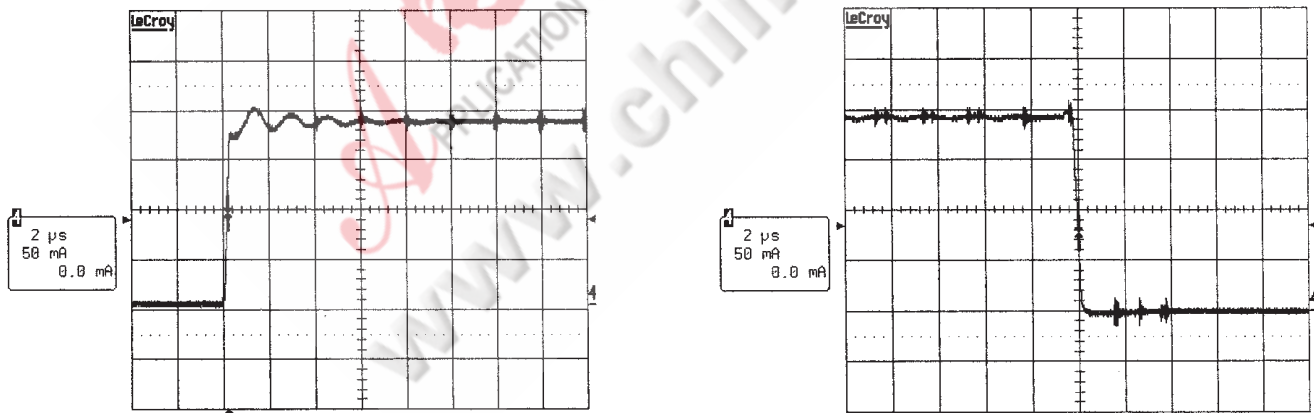
(1: C11 高端对地电压; 2: C11 低端对地电压; 3: 输出电流; A: C11 两端电压)

(1: C12 高端对地电压; 2: C12 低端对地电压; 3: 输出电流; A: C12 两端电压)

(a) 反馈网络电容 C11 两端电压波形

(b) 反馈网络电容 C12 两端电压波形

图 7 反馈网络电容 C11 和 C12 两端电压波形



(a) 输出电流上升沿

(b) 输出电流下降沿

图 8 输出电流瞬态响应曲线

图 9 给出了输入电压 12 V、输出电压 48 V、不同调光占空比时, LED 负载下的输出平均电流调光曲线, 可以看到调光线性度较好。

图 10 给出了输出电压为 48 V、不同输入电压时的 50% 调光占空比, LED 负载下的输出平均电流曲线, 可以看到恒流特性较好。

设计实现了基于通用电流型芯片 LM5022 的汽车日行灯 HB LED 驱动电路, 在输入输出电压范围很宽的情

况下, 稳态精度高, 动态响应快, PWM 调光线性度和恒流特性较好, 电路简单。在满足性能的基础上, 有可能降低整机成本。

本文所提出的 PWM 调光控制方法, 也可用于其他一些通用芯片, 对调光比影响因素的分析也适用于其他 LED 驱动。

参考文献

[1] GEORG S, DIRK H, HARALD R, et al. Driver electronics

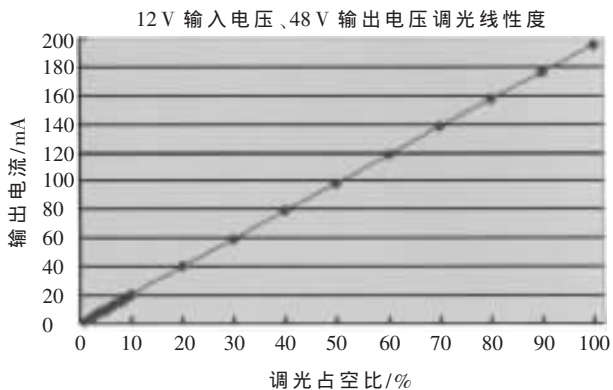


图 9 LED 负载输出平均电流调光曲线

for LEDs[C].41st IEEE IAS Annual Meeting, 2006: 2621-2626.

- [2] HEINZ V B, GEORG S, MATTHIAS W. Power driver topologies and control schemes for LEDs[C]. Twenty second annual. Applied power electronics conference, IEEE APEC 2007: 1319-1325.

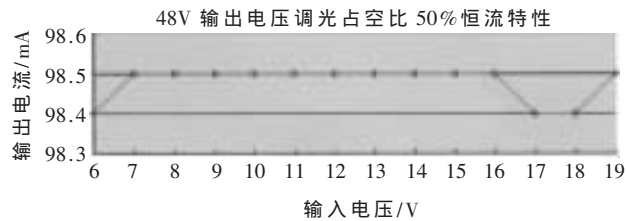


图 10 LED 负载恒流特性曲线

- [3] 申功烈. 汽车工业点亮 LED 应用[J]. 汽车电子, 2006(12): 23-28.
- [4] 周志敏, 周纪海, 纪爱华. LED 驱动电路设计与应用[M]. 北京: 人民邮电出版社, 2006.
- [5] LM5022 60V low side controller for Boost and SEPIC. National Semiconductor Data Sheet, 2007.
- [6] 徐德鸿, 马皓, 汪樵生. 电力电子技术[M]. 北京: 科学出版社, 2006.
- [7] Designing a boost LED driver using the LM5022. National Semiconductor Application Note 1696, 2008.

(收稿日期: 2008-08-18)

电子技术应用  
APPLICATION OF ELECTRONIC TECHNIQUE  
www.chinaaet.com

## 基于 DSP 的电线加塑恒张力模糊变结构控制系统的设计

王磊<sup>1</sup>, 冯茜<sup>2</sup>, 崔桂梅<sup>3</sup>, 江杰<sup>3</sup>

(1. 河北理工大学 图书馆, 河北 唐山 063009;

2. 河北理工大学 机械工程学院, 河北 唐山 063009;

3. 内蒙古科技大学 信息工程学院, 内蒙古 包头 014010)

**摘要:** 针对电线加塑生产过程中张力系统中存在的加塑不均匀、铜芯易被拉断或堆挤等问题, 提出利用数字信号处理器 (DSP) 对张力进行控制的方案。硬件设计以美国 TI 公司生产的 TMS320LF2407A DSP 芯片为主控单元, 软件设计是利用 DSP 集成开发环境 CCS 2.2, 采用 C 语言和汇编语言混合编译的方法进行控制程序的开发, 在控制策略上采用模糊变结构控制。

**关键词:** 张力控制; 模糊变结构控制; DSP

中图分类号: TP 273

文献标识码: B

### The design for tension fuzzy variable-structure control system of electric cable plastic wrapping process based on DSP

WANG Lei<sup>1</sup>, FENG Qian<sup>2</sup>, CUI Gui Mei<sup>3</sup>, JIANG Jie<sup>3</sup>

(1. Library, Hebei Polytechnic University, Tangshan 063009, China;

2. College of Mechanical Engineering, Hebei Polytechnic University, Tangshan 063009, China;

3. Information Engineering Institute, Inner Mongolia University of Science and Technology, Baotou 014010, China)

**Abstract:** According to the problem such as plastic wrapping nonuniform, copper prone to pull and break or clump and squeeze etc. of tension control system for electric cable plastic wrapping process, this paper presents a method of tension control in the system of electric cable plastic wrapping process using DSP. The design of hardware use TMS320LF2407A DSP as the main unit and use corresponding peripheral device as subsidiariness; the design of software uses C language and assembler language hybrid method to control the development process which in CCS 2.2 intergration development environment, fuzzy variable-structure control algorithm is applied.

**Key words:** tension control; fuzzy variable-structure control; DSP

在电线加塑生产过程中, 张力是一个极为重要的参数, 卷取电机间电线所承受的张力为常数是生产过程处于平衡状态的一个基本条件。任何因素对张力的影响而产生的波动不仅会破坏本部分的平衡状态, 而且还会通过电线顺流和逆流而影响整个系统的平衡状态。因此, 维持各卷取电机间张力恒定对加塑过程的顺利进行及提高产品质量有重要的意义<sup>[1]</sup>。本文提出利用数字信号处理器 (DSP) 对电线加塑系统中张力进行控制的方案, 在张力控制的应用中取得了较好的效果。

### 1 电线加塑生产张力系统的特点及控制方案

#### 1.1 电线加塑生产中张力系统的特点

单芯裸铜线的加塑生产过程中, 主牵引机带动裸铜线经过挤塑机塑封上塑料, 经水冷、耐压测试后由收线机收卷成盘。控制放线、牵引和收线环节的恒张力运行, 才能保证加塑均匀、铜芯不被拉断或堆挤, 卷取排列整齐、松紧适度。由于线径大小的变化、卷筒直径的变化、放线电机、挤塑电机和收线电机速度的变化等, 都会影响到系统的张力, 影响产品质量, 因此有必要开发一种

实时、高效的控制系统。

## 1.2 张力控制策略

线缆的张力主要取决于系统的卷取速度和主牵引速度。当系统稳定运行时,主牵引速度达到设定值,张力只取决于卷取速度。当系统变速运行时,则通过实时调节卷取机转速来改变张力以达到控制要求。

要解决好张力控制问题,采用传统算法的张力闭环系统很难达到令人满意的效果,因此,设计了电流、速度、张力三环变结构串级控制系统。建张过程中投入速度调节器,系统为转速电流双闭环调速系统,PID型调节律,通过控制转速间接控制张力,属于间接张力控制系统;建张完成后,即张力偏差小于15%时,张力环投入工作,形成张力电流双闭环系统,并引入模糊控制策略,系统为直接张力控制系统<sup>[2]</sup>。模糊控制运用模糊数学的基本理论方法,把有关系统的评价指标模糊化<sup>[3]</sup>,控制器根据系统的实际响应情况,通过模糊推理实现对控制量的实时调整,进而得到很好的效果。通过模糊控制来提高系统的鲁棒性<sup>[4]</sup>,从而消除参数变化带来的张

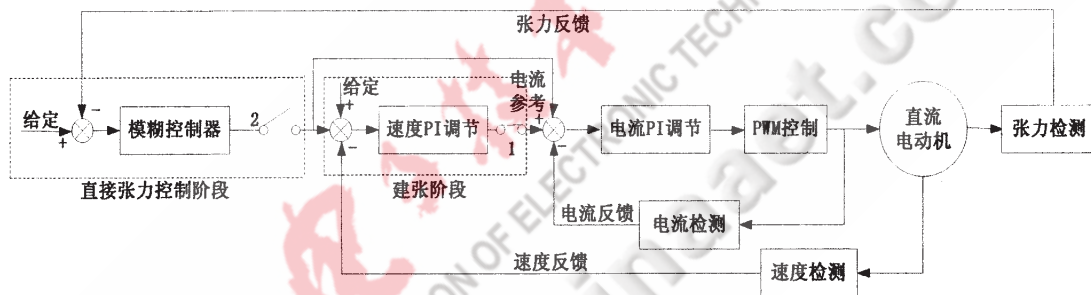
力波动。系统控制结构如图1所示。

## 2 系统的硬件设计

在上述控制策略的基础上,本系统采用美国TI公司生产的电动机专用控制芯片DSP TMS320LF2407A<sup>[5-6]</sup>为主控单元,辅以相应外围设备,应用智能控制技术和电力电子技术,设计了一套卷取张力控制系统,总体硬件设计结构如图2所示。系统硬件部分主要包括:整流装置、功率驱动电路、张力检测、电压检测、转速检测、电流检测等。

### 2.1 信号采集

卷取电动机的速度检测装置是测速发电机。测速发电机是模拟式速度传感器,它将电动机的机械转速转换成与其成正比的连续变化的电压信号,该信号经过电压传感器SPT604和接口电路送入DSP的模拟数字转换模块(ADC模块)。电阻应变片式MCL-T2型张力传感器(输出范围0~5V对应相应的张力范围是0~100N)和电流检测(使用TDC103LTA直流电流传感器的)检测信号都是模拟量,经过接口电路送入DSP的ADC模块,ADC模



(建张阶段开关1闭合,2打开;直接张力控制阶段开关1打开,2闭合。)

图1 张力控制系统结构框图

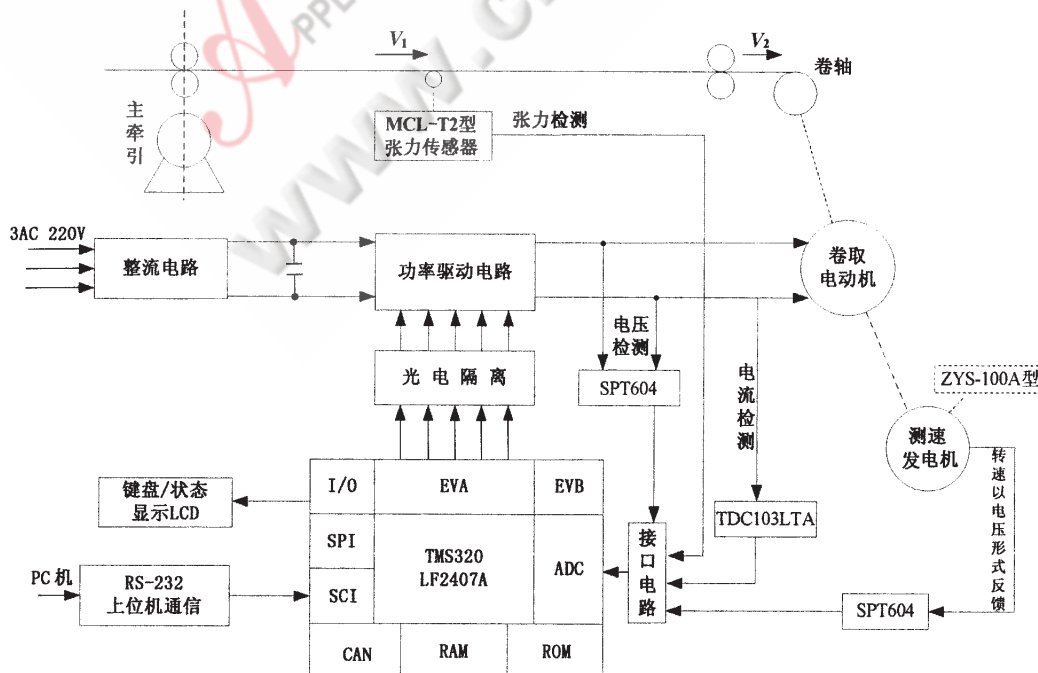


图2 系统的硬件设计图

块张力检测电路原理图如图 3 所示,其他检测环节与电流检测相类似。

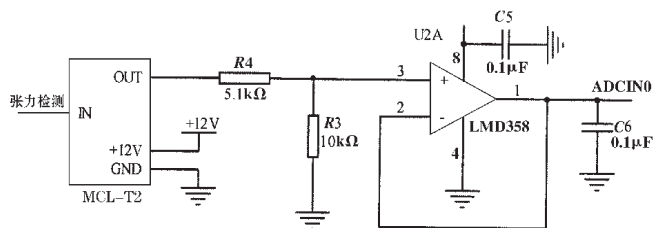


图 3 张力检测电路

## 2.2 PWM 驱动电路

TMS320LF2407A 自带 16 路 PWM 波形输出功能<sup>[7]</sup>,采样信号送到 DSP 后,经过处理产生一定占空比的 PWM 输出,通过驱动电路控制 IGBT 芯片的导通与关断来控制直流卷取电机的转矩,从而达到恒张力控制的目的。本设计绝缘栅双极性晶体管 (IGBT) 选用三菱公司生产的 CT 30SM-12 型 IGBT 模块(额定电压 600 V,额定电流 30 A),其栅极驱动芯片采用富士电机公司生产的型号为 EXB840 高速型(最大 40 kHz)驱动器。驱动电路如图 4 所示。

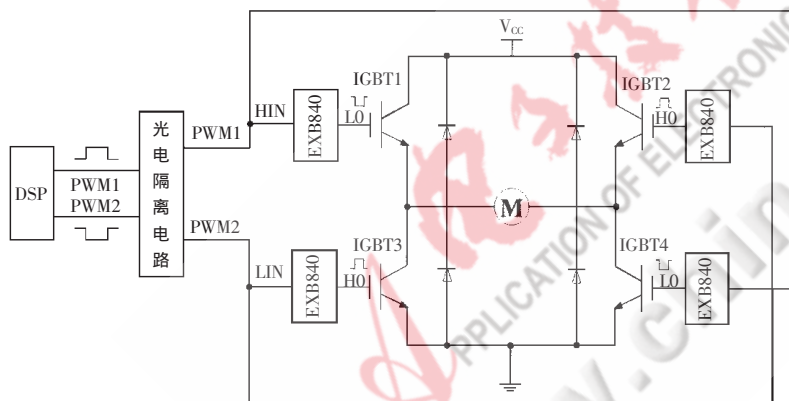


图 4 驱动电路总体框图

## 3 系统的软件设计

整个系统的软件开发在集成开发调试环境 CCS2.2 下进行,采用汇编语言和 C 语言混合编程。TMS320LF2407A 通过事件管理器启动 ADC 模块,获得电压信号并计算求得电流、张力和转速等检测量,经控制算法计算后输出 PWM 信号驱动直流电动机,实现对磁通、转矩的控制,进而实现恒张力控制。

卷取张力系统的所有控制都是在 DSP TMS320LF2407A 的定时器周期中断程序中完成的。在控制程序中,建张阶段对卷取电动机进行电流转速双闭环控制时,电流每 5 ms 控制一次,速度每 50 ms 控制一次。在建张完成后对电线张力的调节控制中,卷取电动机的电流每 5 ms 控制一次,电线张力每 50 ms 控制一次。同时,为了得到性能稳定的控制系统,在程序中加入了限速、过流保护和过压保护等功能。程序流程图如图 5 所示。

《电子技术应用》2009 年第 2 期

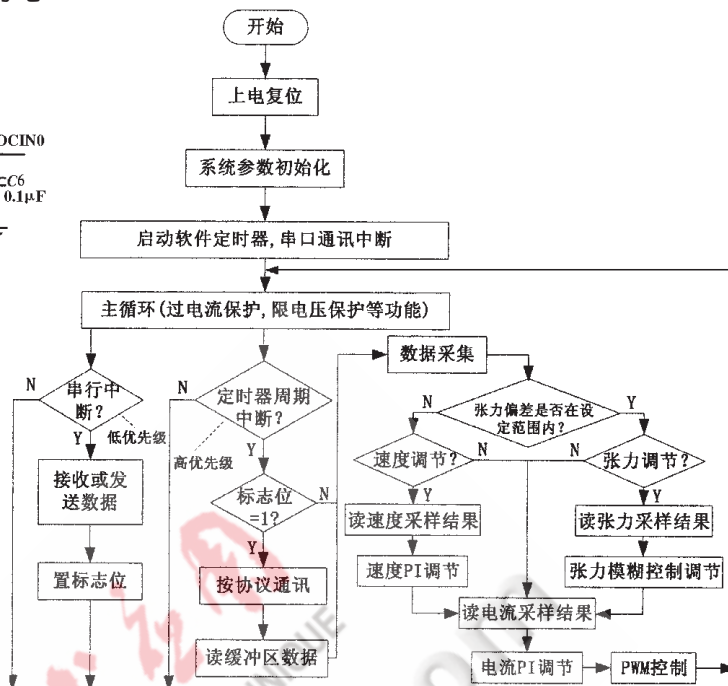


图 5 主程序流程图

## 4 实验结果及结论

对上述张力控制方案在“电线生产线自动化控制系统实验平台”上进行实验。实验设定张力传感器的目标电压值为 2.7 V 时,系统稳定后张力传感器的输出电压信号如图 6 所示。可以看出,电压信号稳定在目标值 2.7 V 处,稳定误差约为 3%。由此可见,本研究设计的张力系统有良好的稳态性能,很好地满足了生产的基本要求。

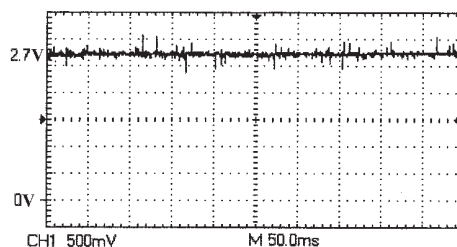


图 6 系统稳定后张力传感器的输出电压信号

以上设计的张力控制硬件系统,以 TMS2320LF2407A 为主控制芯片,具有结构紧凑、抗干扰能力强、反应灵敏、性价比高等优点,在控制过程中取得了良好的效果;软件方面采用模糊变结构法控制 DSP 输出可变占空比的 PWM,并通过 IGBT 模块来控制直流卷取电机,实现了对电线张力的精确控制。为进一步实现微小张力的恒张力控制提供了新思路。

## 参考文献

- [1] 徐鹤贤. 冷轧钢带张力及其控制工艺探讨. 特钢技术, 2001(3):12-17.
- [2] 安世奇. 简单自适应控制的应用研究[D]. 北京: 北京科技大学, 2005.
- [3] 诸静. 模糊控制原理与应用[M]. 北京: 机械工业出版社, 1995.
- [4] 肖佐无, 刘任庆, 肖爱武. 模糊控制技术在砌块养护窑中的应用[J]. 微计算机信息, 2007(7):63-65.
- [5] KAURA V, BLASKO V. Operation of a voltage source converter at increased utility voltage. IEEE Trans on Power Electronics, 1997.
- [6] 张卫宁. TMS320C2000 系列 DSPs 原理及应用. 北京: 国防工业出版社, 2002.
- [7] 江思敏. TMS320L F240×DSP 硬件开发教程. 北京: 机械工业出版社, 2003.

(收稿日期: 2008-09-19)

电子技术应用  
APPLICATION OF ELECTRONIC TECHNIQUE  
www.chinaaet.com

# 带钢磁悬浮防抖系统的研究\*

纪历, 徐龙祥

(南京航空航天大学, 江苏 南京 210016)

**摘要:** 在镀锌生产线中垂直带钢水平晃动会造成镀层不均。基于磁悬浮技术能够实现无接触稳定的特点, 研制了用于带钢防抖的磁悬浮系统。分析建立了系统的数学模型, 设计了PID控制器。研究设计了包括传感器、控制器、功率放大器的磁悬浮电控系统。在模拟试验台上对系统的性能进行了试验研究。通过试验证明了该磁悬浮系统能够稳定地悬浮带钢, 减小带钢在外力扰动下的振幅和回到稳态所需的调节时间, 并且在激振试验中成功地使带钢的振幅减小了71.4%。

**关键词:** 磁悬浮; 带钢; 数字控制器

中图分类号: TF345.1

文献标识码: A

## Research on electromagnetic suspension system of steel strip

Ji Li, XU Long Xiang

(Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 210016, China)

**Abstract:** In continuous hot dip galvanizing line, shaking of vertical steel strip in horizontal direction will cause unevenness of the coating thickness. As magnetic levitation technology can keep object stable without any contact, a system of electromagnetic suspension was developed to keep vertical steel strip stable in horizontal. Based on research on the mathematic model of the system, PID controller was designed. And the electric control system which including sensors, controller and power amplifier was designed. The experimentation was implemented in the test-bed and the results were given out. It proved that the system not only can keep vertical steel strip stable in horizontal direction but also can reduce amplitude of vertical steel in the effect of outside force. Moreover, as shown in the excitation experimentation, the amplitude of system was reduced by 71.4%.

**Key words:** electromagnetic suspension; steel strip; digital controller

在连续镀锌生产线中, 带钢在传送辊的驱动下从镀锌槽中垂直抽出以使凝固中的锌层附着在带钢表面, 同时锌槽出口处的气刀向带钢上呈液态的锌层喷射气体以去除多余的锌。能否准确控制锌层的厚度, 主要取决于喷射气体的气压以及气刀与带钢表面的气隙距离<sup>[1]</sup>。由于垂直上升的带钢比较长, 在外界干扰下容易抖动, 从而影响到气刀与带钢表面气隙距离的稳定性, 造成镀层不均匀<sup>[2]</sup>。

借助于磁悬浮技术能够实现无接触稳定的特点, 在不接触带钢的前提下将一对对称的电磁铁安放在带钢的左右两侧, 利用电磁铁产生的电磁力使带钢稳定在两电磁铁的中间位置(以下称为平衡位置), 从而抑制带钢的抖动。

### 1 带钢磁悬浮防抖系统数学模型的建立

带钢磁悬浮防抖系统的工作过程如图1所示, 在上下固定辊之间安放一对电磁铁, 通过调节两电磁铁对带钢的吸力来抑制带钢的抖动。

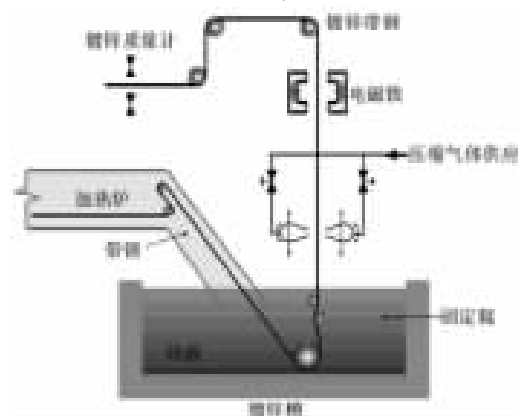


图1 镀锌过程示意图<sup>[1]</sup>

\* 基金项目: 国家“863”高科技资助项目(2006AA05Z205)和江苏省“六大人才高峰”项目(07-D-013)

图2为带钢的受力示意图。带钢的质量视为固定值  $m$ ，两电磁铁的间距固定为  $\delta_1 + \delta_2$ 。当带钢与电磁铁1和电磁铁2的距离相等时，带钢处于平衡位置 ( $\delta_1 = \delta_2 = \delta_0$ )，此时传感器检测到的位移偏差信号为零，控制电流为零，线圈中只存在偏置电流  $I_0$ ，两个电磁铁对带钢的吸力相等，合力为零。当带钢偏离平衡位置时，有一个靠近电磁铁1的位移  $x$ ，此时带钢与电磁铁1和2间的气隙分别为  $\delta_1 = \delta_0 - x$ ， $\delta_2 = \delta_0 + x$ 。为了使带钢回到平衡位置，两个电磁铁线圈中的电流分别为  $I_1 = I_0 - i$ ， $I_2 = I_0 + i$  ( $i$  是由位移  $x$  引起的控制电流)，此时带钢受到总的电磁吸力为：

$$F = F_1 - F_2 = \mu_0 N^2 A \left[ \left( \frac{I_0 - i}{\delta_0 - x} \right)^2 - \left( \frac{I_0 + i}{\delta_0 + x} \right)^2 \right] \quad (1)$$

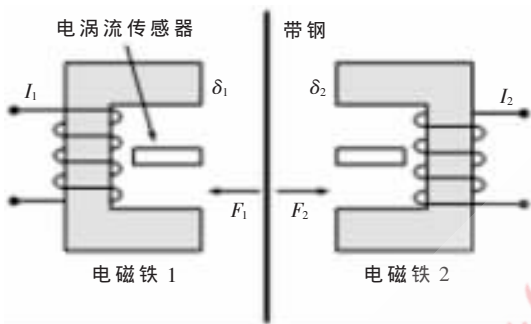


图2 带钢受力示意图

式中， $N$  为电磁铁线圈的匝数， $A$  为磁极的面积， $\mu_0$  为真空磁导率。在平衡位置处有  $x=0$ ， $i=0$ 。将上式在平衡位置处进行泰勒展开得：

$$F = K_x x - K_i i \quad (2)$$

式中： $K_x = \frac{\mu_0 A N^2 I_0^2}{\delta_0^3}$ ， $K_i = \frac{\mu_0 A N^2 I_0}{\delta_0^2}$

带钢的运动方程为  $F = m\ddot{x}$ ，即：

$$m\ddot{x} - K_x x - K_i i = 0 \quad (3)$$

对上式进行拉氏变换得：

$$(ms^2 - K_x)X(s) + K_i I(s) = 0 \quad (4)$$

式中， $X(s)$ 、 $I(s)$  分别是位移  $x$  和控制电流  $i$  的拉氏变换。根据上式可以得到磁悬浮系统的传递函数为：

$$\frac{X(s)}{I(s)} = \frac{K_i}{ms^2 - K_x} = \frac{K_p \omega_0^2}{s^2 - \omega_0^2} \quad (5)$$

式中： $\omega_0 = \sqrt{\frac{K_x}{m}}$ ， $K_p = \frac{K_i}{m} \times$

$$\frac{1}{\omega_0^2} \quad [3]$$

## 2 控制器的设计及仿真

从式(5)可以看出，该磁悬浮系统是典型的不稳定系统<sup>[4]</sup>。为使系统稳定并有足够的阻尼，采用 PD 控制，即取控制器为  $K(s) = K_c(1 + T_d s)$ 。所

构成的系统闭环特征方程为：

$$s^2 + K_c K_p T_d \omega_0^2 s + (K_c K_p - 1) \omega_0^2 = 0 \quad (6)$$

可得系统的固有频率  $\omega_n = \omega_0 \sqrt{K_c K_p - 1}$ ，阻尼比  $\xi = \frac{K_c K_p T_d \omega_0}{2 \sqrt{K_c K_p - 1}}$ 。

从式(6)看出，当  $\omega_n > \omega_0$  时，对象  $G(j\omega)$  将按 -40 dB/dec 的衰减率很快衰减，所以如果系统的固有频率大于  $\omega_0$ ，控制系统的能耗将会很大。因此磁悬浮系统的  $\omega_n \leq \omega_0$ ，即  $K_c K_p \leq 2$ 。但是由于某种原因，如功放的惯性和系统中的噪声等要求， $K_c K_p$  也不能小于 1.2。

在实际应用中，对于反馈控制只保证  $K_c K_p \leq 2$  并不能满足控制要求，还应该满足性能要求，如带钢磁悬浮系统中，要求系统具有一定的刚度。因此在控制规律中还应加一积分环节，得：

$$K(s) = K_c \left( 1 + \frac{1}{T_i s} \right) (1 + T_d s) \quad (7)$$

加积分控制的目的是提高低频段的增益。为了不影响中频段的稳定性，积分项在到达中频段前应衰减掉，可取  $\frac{1}{T_i} \approx \frac{\omega_n}{10}$ <sup>[5]</sup>。

代入带钢防抖模拟实验台的参数计算：真空磁导率  $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{H/m}$ ，带钢质量  $m = 22.464 \text{kg}$ ，磁极面积  $A = 5 \times 10^{-2} \text{m}^2$ ，电磁铁线圈的匝数  $N = 820$  匝，气隙  $\delta_0 = 0.02 \text{m}$ ，线圈中的偏置电流  $I_0 = 8 \text{A}$ 。由式(2)得  $K_x = 760$ ， $K_i = 304117$ 。再由式(5)得  $\omega_0 = 116.346$ ， $K_p = 0.0025$ 。

根据  $1.2 \leq K_c K_p \leq 2$  的要求，取  $K_c K_p = 1.5$ ，得  $K_c = 1.5 / K_p = 600$ ，取  $\xi = 0.5$  得  $T_d = 0.004$ ， $\omega_n = 82.269$ ，得  $\frac{1}{T_i} = 8.2269$ 。

被控系统在 MATLAB 中的 SIMULINK 下仿真得到的响应曲线如图3所示。

从图3(a)中可以看出，由于引入了 PID 控制，原先不稳定的系统最终收敛，但是系统存在较大的稳态误差，PID 的参数需要进行调整。适当的减小积分常数  $T_i$  以增大积分作用，来消除系统的稳态误差。调节后的响应曲线如图3(b)所示。可以看出虽然系统的超调有所增大，但是由于积分作用增强，系统的稳态误差缩小到了一个

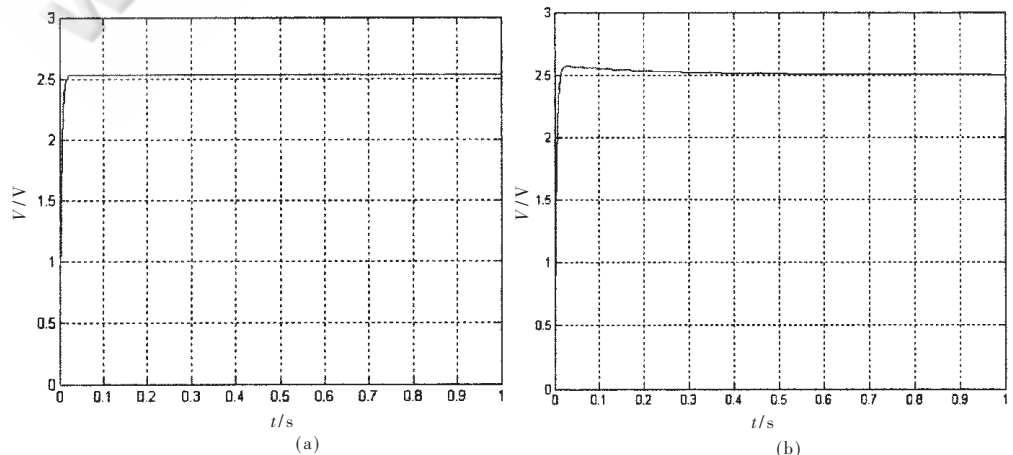


图3 系统的响应曲线

很小的数量级。

### 3 磁悬浮防抖系统电控部分的研究

磁悬浮防抖系统的电控部分主要由位移传感器、控制器、功率放大器以及电磁铁组成,如图4所示。

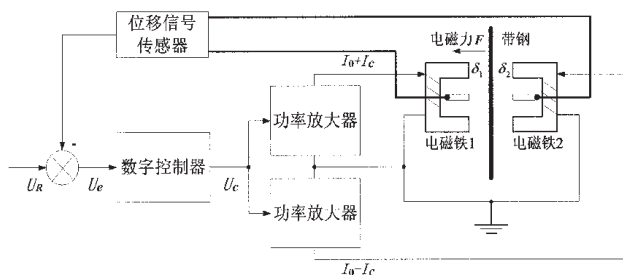


图4 磁悬浮电控系统的结构框图

由于电磁力的作用带钢将稳定悬浮于平衡位置( $\delta_1 = \delta_2$ )。当带钢在外力作用下偏离设定的平衡位置向电磁铁2靠近时,传感器将测得的带钢实际位置送入控制器,控制器根据PID算法产生控制信号,使功率放大器产生相应的控制电流 $I_c$ 。电磁铁1以偏置电流 $I_0$ 与控制电流 $I_c$ 之和激磁;而电磁铁2则利用两者之差激磁,使电磁铁1产生的电磁力大于电磁铁2产生的电磁力。因而,在带钢上产生与位置偏离方向相反的电磁力作用,使带钢克服外力回到平衡位置。

#### 3.1 位移传感器的选择

系统采用的位移传感器是电涡流传感器,为了减小温度影响,将电涡流传感器接成差动方式<sup>[6]</sup>,即一对传感器探头分别位于带钢的两侧,形成一对差动信号,经过调理电路后输出0~5V的直流电压信号来反映带钢的位移。如图5所示,当带钢吸死在电磁铁1上时, $\delta_1 = 0\text{ mm}$ 、 $\delta_2 = 40\text{ mm}$ ,传感器给出的信号是0V(图5(a));处于平衡位置时, $\delta_1 = 20\text{ mm}$ 、 $\delta_2 = 20\text{ mm}$ ,传感器给出的信号是2.5V(图5(b));吸死在电磁铁2上时, $\delta_1 = 40\text{ mm}$ 、 $\delta_2 = 0\text{ mm}$ ,传感器给出的信号是5V(图5(c))。在两个电磁铁40mm的间隙内,带钢的位移与传感器输出的电压呈线性关系。对应传感器的灵敏度为125mV/mm。

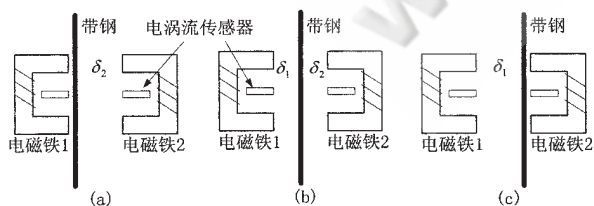


图5 带钢位置与传感器输出关系示意图

#### 3.2 数字控制器的硬件设计

数字控制器是整个磁悬浮系统的核心,它主要由CPU模块、A/D模块、D/A模块3部分组成。其中CPU模块由DSP和FPGA组成,它们协同工作完成控制算法以及A/D芯片、D/A芯片的启动。A/D模块包括低通滤波器以及A/D转换器。它的功能是将传感器检测到的位移

《电子技术应用》2009年第2期

信号转换成数字信号发送给DSP。D/A模块包括D/A转换器以及电压跟随器。它将DSP的运算结果转换为模拟信号并输送到功率放大器。

#### 3.2.1 CPU模块的硬件构成

磁悬浮系统对控制速度存在很高的要求(文中设计的控制周期为30μs),并且在极短的控制周期内要完成大量的运算,因此对DSP的运算速度是一个很大的考验。

基于这一原因,本系统选用了TI公司推出的TMS320VC33(以下简称VC33)作为控制芯片。VC33是32位浮点运算DSP,目前被广泛地运用于数字信号处理、控制等领域。它拥有13ns的指令周期,每秒75兆次指令(MIPS),150兆次浮点运算(MFLOPS)<sup>[7]</sup>。此外,VC33支持大量的浮点运算指令,编程方便,且数据的动态范围很大,几乎不用考虑数据的溢出问题。因此选用VC33作为磁悬浮系统的控制芯片是非常合适的。

VC33的运算功能非常的强大,但是事件管理能力相对薄弱,可用的I/O引脚很少。因此,本系统选用了Cyclone系列的EP1C6T144C8 FPGA芯片来弥补这一不足。EP1C6T144C8芯片是Altera公司推出的一款高性价比FPGA,有98个可用I/O口。它具有强大的嵌入式控制能力。与VC33配合使用,共同构成磁悬浮系统的控制核心。

#### 3.2.2 A/D模块的硬件构成

由于VC33芯片没有片内的A/D模块,所以必须外扩A/D芯片。系统选用MAXIM公司的MAX1304模数转换芯片。该芯片为8通道、12位、同步采样ADC芯片,输入电压范围为0~5V(与传感器输入范围相匹配),可以在0.9μs内完成2个通道的转换,在1.98μs内完成多达8个通道的转换,非常适合用作磁悬浮系统的模数转换。图6为MAX1304与DSP以及FPGA的接口电路。

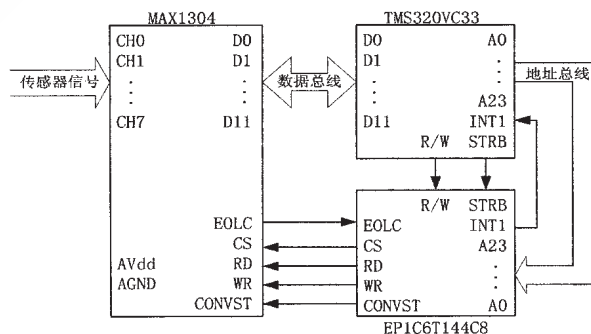


图6 MAX1304与VC33及FPGA的接口电路

#### 3.2.3 D/A模块的硬件构成

考虑到后级功放的输入范围设计为-5V~+5V,系统选用了TI公司的一款D/A转换芯片——DAC813。DAC813为单通道12位双缓冲D/A芯片,5μs的转换时间,双极性-5V~+5V的输出电压。由于DAC813的输出范围和功放电路的输入电压范围相匹配,故信号输出模

块无需电压转换电路，只需 D/A 转换芯片和电压跟随器即可。图 7 是 DAC813 与 DSP 以及 FPGA 的接口电路。

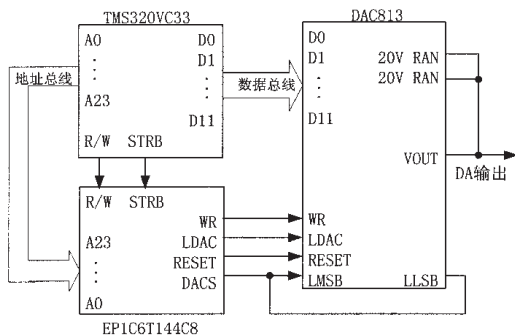


图 7 DAC813 与 VC33 及 FPGA 的接口电路

### 3.3 功率放大器的设计

磁悬浮系统的功率放大器采用的是三电平 PWM 功放<sup>[6]</sup>，主电路采用的拓扑结构如图 8 所示。

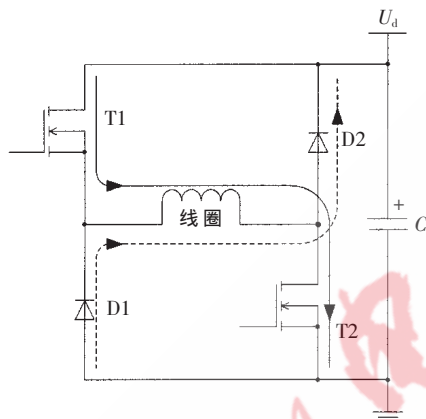


图 8 功率放大器主电路结构

将控制器输出的电压信号通过与三角波比较调制成两路相位相差 180° 的 PWM 信号，分别驱动功放中的两只功率管 T1 和 T2。当电流给定信号  $I_c$  大于线圈中的电流  $I$  时，两个功率管栅极的驱动信号占空比都大于 50%，当 T1、T2 同时导通时，线圈中流过驱动电流， $I$  增加；当  $I_c$  等于  $I$  时，两驱动信号的占空比等于 50%，T1、T2 任何时刻只有一个导通， $I$  不变；当  $I_c$  小于  $I$  时，两驱动信号的占空比都小于 50%，在 T1、T2 同时关断的时刻里，线圈通过 D1、D2 续流，线圈中的电流  $I$  减小。

## 4 试验研究

### 4.1 带钢磁悬浮防抖试验台的结构

为检验该磁悬浮防抖系统在实际生产中能否有效地抑制带钢的抖动，文中在带钢磁悬浮防抖试验台上进行了试验研究。试验台的结构如图 9 所示。长度为  $l=3\text{ m}$  的带钢上端固定在支架上，下端通过可调节张紧力的弹簧与支架连接。支架的中部有一横梁用于固定电磁铁，电磁铁的下方安装了激振器用于对带钢施加干扰力。

### 4.2 带钢稳态悬浮试验

带钢稳态悬浮试验是在没有外力干扰的情况下对

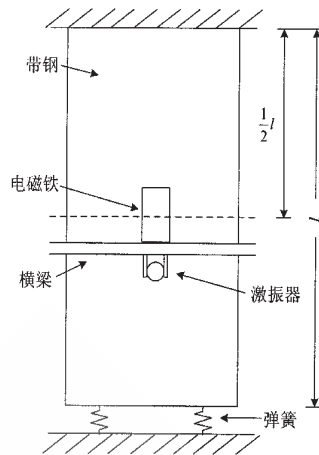


图 9 带钢防抖模拟试验台

带钢施加磁悬浮控制以观察带钢是否能够稳定悬浮。图 10 为施加磁悬浮控制后带钢的位移波形，传感器的输出信号恒定为 2.5V (传感器输出信号与带钢位置的对应关系见 3.1 节)，可以看出带钢稳定悬浮于两电磁铁中间的平衡位置。

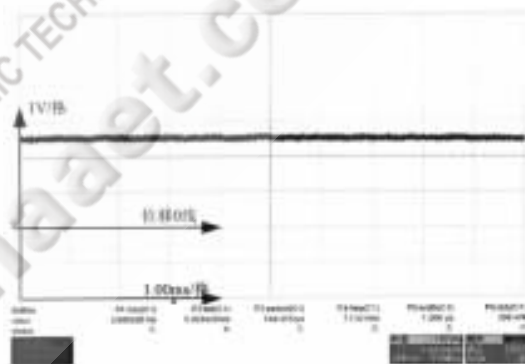


图 10 带钢静态悬浮时的位移波形

### 4.3 带钢抗干扰试验

抗干扰试验是当带钢稳定时人为地施加一个外力将带钢推向电磁铁 1，此时传感器的输出接近 0V。迅速撤去外力，以观察带钢回到稳态所需的调节时间。不施加磁悬浮控制时，带钢的响应波形如图 11 所示，可以看出，在所测的 40s 内带钢仍在抖动。施加磁悬浮控制后，

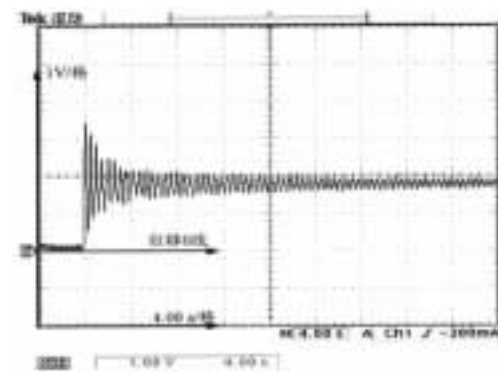


图 11 未施加磁悬浮控制时带钢的阶跃响应

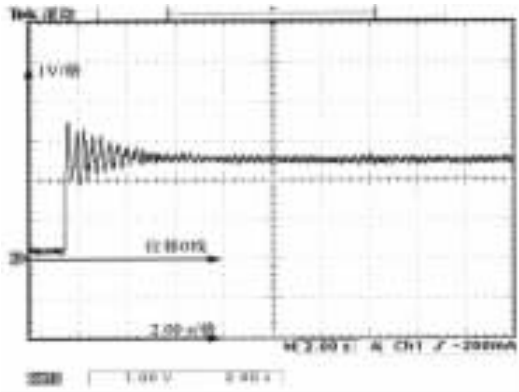


图 12 施加磁悬浮控制后带钢的阶跃响应

重复上述过程,带钢的响应波形如图 12 所示,带钢在 5 s 内回到平衡位置重新稳定悬浮。相比之下,施加磁悬浮控制后系统的调节时间大大缩短。

#### 4.4 带钢激振试验

激振试验是通过激振器在带钢上加入一个固定频率固定幅值的干扰力,使带钢产生抖动,再施加磁悬浮控制,从而检验磁悬浮防抖系统的性能。当不加磁悬浮控制时,带钢的位移信号如图 13 所示。此时由于激振器的作用,带钢以 2.3 Hz 的频率抖动。位移信号的峰峰值为 1.75 V,传感器的灵敏度为 125 mV/mm,可以得出此时带钢抖动的幅度为  $\pm 7$  mm。

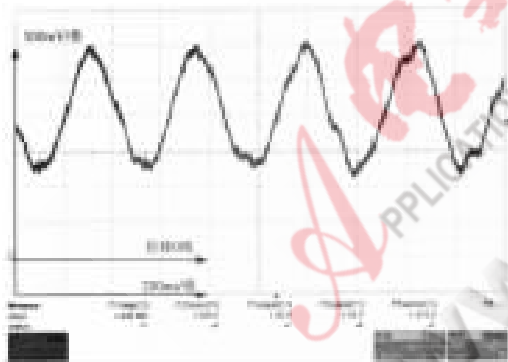


图 13 未施加磁悬浮控制时带钢抖动的波形

施加磁悬浮控制之后,控制器将自动调节控制电流,以改变电磁力的大小,减小带钢抖动的幅度。施加磁悬浮控制后带钢的位移信号如图 14 所示。

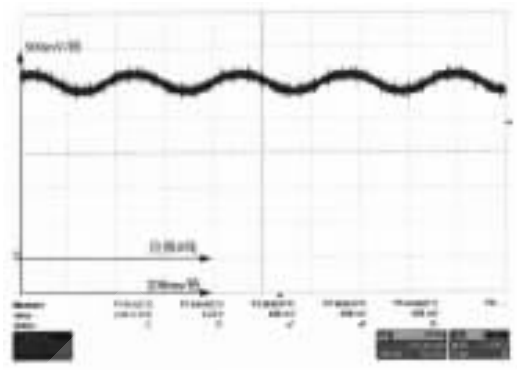


图 14 施加磁悬浮控制后带钢抖动的波形

可以看出,施加磁悬浮控制之后,原先抖动的幅值被大幅缩减,带钢仅在平衡位置附近作小幅抖动。此时位移信号的峰峰值为 500 mV,可以得出带钢的抖动幅度为  $\pm 2$  mm。对比未施加磁悬浮控制时的  $\pm 7$  mm,带钢抖动的幅度减小了 71.4%。

通过以上试验可以看出,本文研制的带钢磁悬浮防抖系统能够稳定地悬浮带钢,并能很好的抑制带钢的抖动。证明了磁悬浮技术在带钢防抖领域中应用的可行性,为进一步的研究提供了很好的参考。

#### 参考文献

- [1] VOSS G, WALLACE G. Automation and crossbow control of hot dip galvanizing lines. SEASIS Taiwan Conference, Kaohsiung Taiwan, May 1999.
- [2] 尚玲艳,周坚刚.垂直带钢磁力位控系统研究[J]. 计算机仿真, 2007(6): 307-314.
- [3] 徐龙祥,欧阳祖行.机械设计[M].北京:航空工业出版社, 1999:250-251.
- [4] 胡寿松.自动控制原理[M].北京:科学出版社, 2001: 137-138.
- [5] 王广雄,袁欣,何朕.不稳定对象的PID控制[J].控制与决策, 2002(5): 611-613.
- [6] 曾学明.磁悬浮轴承电控系统研究[D].南京:南京航空航天大学, 2002.
- [7] 尹国华.基于 VC33 DSP 磁悬浮轴承系统数字控制器的研究[D].南京:南京航空航天大学, 2007.

(收稿日期: 2008-09-19)

# 一种用于多媒体教学的无线鼠标

吴大中

(南京信息工程大学, 江苏 南京 210044)

**摘要:** 介绍了一种无线鼠标设计电路,它不仅保持了有线鼠标全部功能和结构,而且在不影响有线鼠标工作的前提下,具有远距离遥控鼠标左键和滚轮的功能。用编译码模块 PT2262/PT2272 和射频发射/接收电路互相配合,可以在较远距离灵活操纵鼠标,符合操作习惯,而且制作时无须对原有鼠标的外观及内部电路做任何改动。可广泛用于多媒体教学、会务演示等远距离使用计算机的场合。

**关键词:** 无线鼠标; 射频模块; 多媒体教室

中图分类号: TP211 文献标识码: B

## A wireless mouse used for multimedia teaching

WU Da Zhong

(Nanjing University of Information Science & Technology, Nanjing 210044, China)

**Abstract:** A kind of wireless mouse bid is introduced designs a circuit, which is to solve the reality when the computer operation once they leave the computer so that the computer will not be able to continue to work. Be a circuit's turn to use PT2262/PT2272 and radio frequency compiling and translating the code circuit to launch/ the received module interwork, can be nimble in more distant distance controlling the mouse bid, change and needing not act as any to the original mouse bid outward appearance and inside circuit, be put into use according with operation habit. May be used for remote usage computer occasion such as multi-media teaching, committee affairs demonstration broadly.

**Key words:** wireless mouse; RF; multimedia classroom

在多媒体教室中进行的课堂教学有着传统课堂教学没有的许多优势,但也有不足。操作多媒体课件的鼠标的连线使得教师在讲课时必须一直在电脑旁,这使教学内容和教学形式受到一定的限制,缺乏常规黑板教学中应有的身体语言,缺少师生面对面的交流和活跃的课堂气氛,教师的个性、主动性和讲课艺术难以发挥,影响了教学效果。在多媒体教室中利用无线鼠标来操作计算机,可以为教师自由发挥讲课艺术创造有利条件。

目前已有的无线鼠标,一般是通过红外或蓝牙来传输,红外有一定的方向性和距离限制,而蓝牙技术比较复杂,价格比较高,传输距离短,还受物体阻挡的影响。现有的无线鼠标是通过 USB 协议与计算机通信。协议是一个较复杂的环节,设计周期长,而且成本也较高。

本文介绍的一种无线鼠标,是通过无线收发模块来实现无线传输的。应用无线遥控编解码电路和通常的有线鼠标,实现无线遥控的鼠标操作。遥控有效距离可达 20 m 以上,实现容易,价格低廉,而且无线遥控无指向性、耗电量低,能大大增强多媒体教室的人机交互性能<sup>[1]</sup>。

### 1 无线收发模块

鼠标是用来控制屏幕光标移动的一种装置,是计算机最重要的外部输入设备之一。用遥控器控制鼠标,是用遥控器的按键信号控制鼠标的上下左右移动和左右键,只需要考虑发射和接收电路,不需要考虑接口协议。本设计只考虑左键和滚轮的滚动方向来控制 PPT 的翻页。基本方案如图 1 所示。

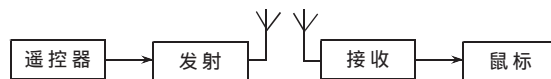


图 1 遥控鼠标基本方案

#### 1.1 发射部分

无线发射编码模块主要由 315 MHz 无线数据发射和编码芯片 PT2262 组成,如图 2 所示。发射电路由声表谐振器稳频,工作频率为 315 MHz,以 AM 方式调制,240 mm 小拉杆天线发射信号。

发射模块具有较宽的工作电压范围。当电压变化时发射频率基本不变,与发射模块配套的接收模块无需任

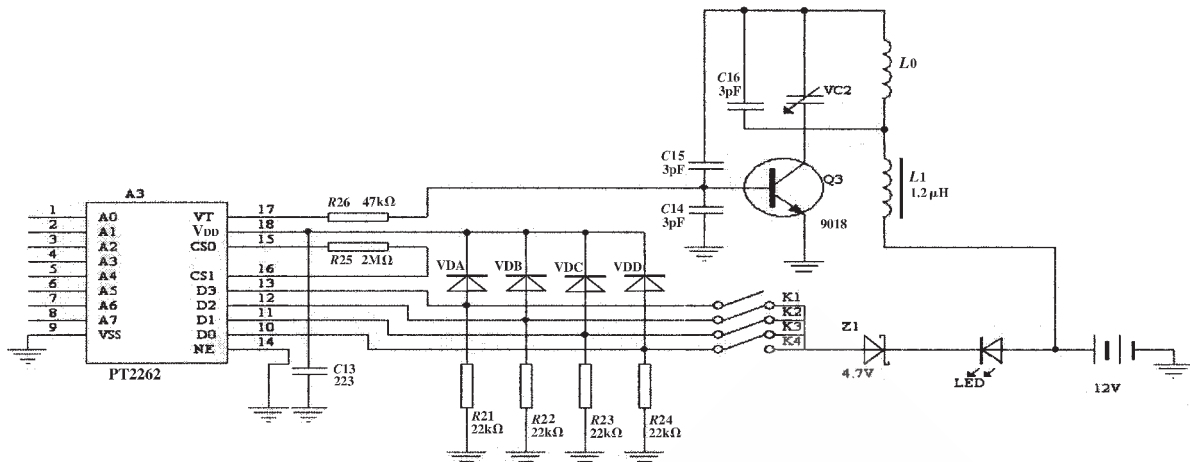


图2 发射编码模块电路

何调整就能稳定地接收。当发射电压为3V时。空旷地传输距离约20~50m。发射功率较小；当电压5V时约100~200m；当电压9V时约300~500m；当发射电压为12V时，为最佳工作电压，具有较好的发射效果，此时发射电流约60mA，空旷地传输距离700~800m，发射功率约500mW；当电压大于12V时功耗增大，有效发射功率不再明显提高。发射模块用ASK方式调制，以降低功耗。当数据信号停止时，发射电流降为零<sup>[2]</sup>。

### 1.2 接收部分

无线接收解码模块主要由315MHz无线数据接收模块、解码芯片PT2272及继电器驱动电路组成。如图3所示。315MHz无线数据接收模块有超再生式接收模块和超外差式接收模块两种。这里用的是超再生式接收模块，采用SMD贴片工艺制造生产，工作电压为5V，静态电流4mA，接收灵敏度为105dBm。它内含放大整形及

解码电路，使用极为方便。天线输入端有选频电路，而不依赖1/4波长天线的选频作用，控制距离较近时可以剪短甚至去掉外接天线。由于频率受温度漂移影响大，采用了带骨架的铜芯电感将频率调整到315MHz后封固<sup>[3]</sup>。

无线接收模块没有接收到空间的315MHz信号时，输出的只是干扰信号，解码芯片PT2272输出端D0~D5均为低电平。当无线接收模块收到空间的315MHz信号时，经放大、变频、滤波等处理后输出控制信号，送到解码芯片第14脚进行解码。只有PT2272的地址端的电平状态与发射部分的PT2262的地址端一致时，对应的数据端才有高电平输出。本方案设计的地址为FF，即全部悬空，也可以另行设定地址码，最重要的就是不要相互干扰。输出时通过继电器控制电路的工作状态，同时还有对应的发光二极管指示。

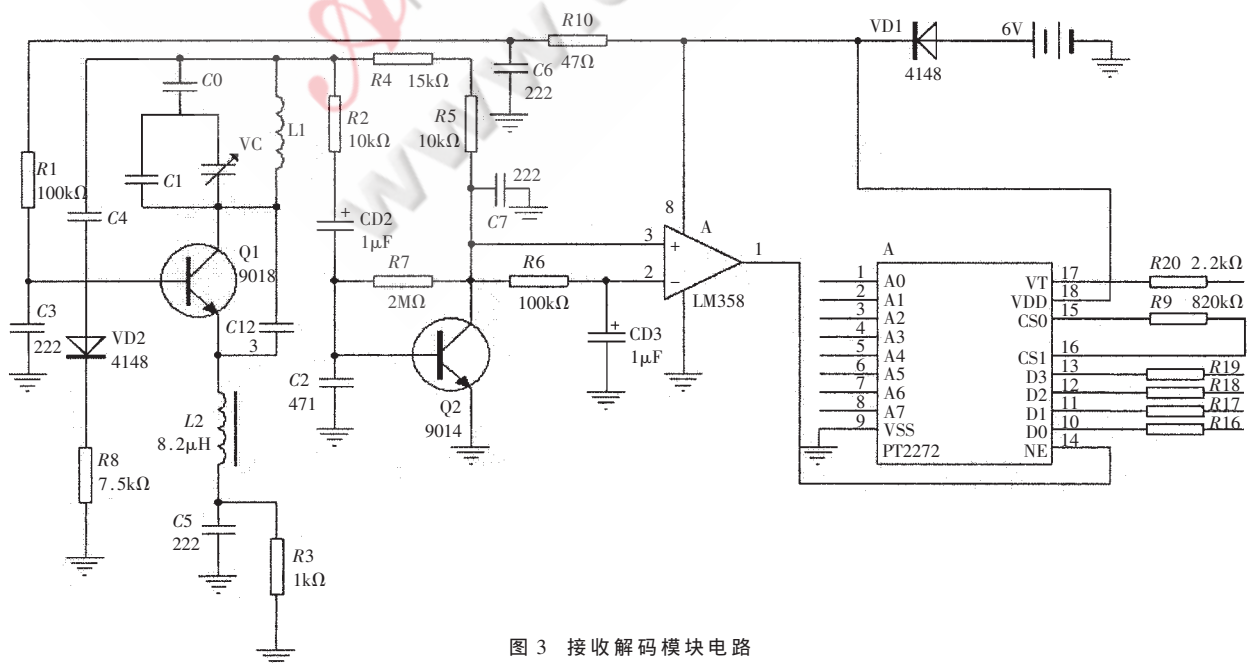


图3 接收解码模块电路

2 编解码电路

2.1 PT2262/PT2272

PT2262/PT2272 是一种 CMOS 工艺制造的低功耗低价位通用编解码电路,最多可有 12 位(A0~A11)三态地址端管脚,任意组合可提供 531441 个地址码,最多可有 6 位(D0~D5)数据端管脚,设定的地址码和数据码从 17 脚串行输出,可用于无线遥控发射电路。编码芯片 PT2262 发出的编码信号由地址码、数据码、同步码组成一个完整的码字。解码芯片 PT2272 接收到信号后,其地址码经过两次比较核对后,VT 脚才输出高电平,同时相应的数据脚也输出高电平,如果发送端一直按住按键,编码芯片也会连续发射。当发射机没有按键按下时,PT2262 不接通电源,其 17 脚为低电平,315 MHz 的高频发射电路不工作;当有按键按下时,PT2262 上电工作,其第 17 脚输出经调制的串行数据信号,当 17 脚为高电平时,315 MHz 的高频发射电路起振并发射等幅高频信号,当 17 脚为低电平时,315 MHz 的高频发射电路停止振荡,所以高频发射电路完全受控于 PT2262 的 17 脚输出的数字信号,从而对高频电路完成幅度键控(ASK)调制,相当于调制度为 100%的调幅。

2.2 地址编码设定和修改

通常使用中,一般采用 8 位地址码和 4 位数据码,这时编码电路 PT2262 和解码电路 PT2272 的第 1~8 脚为地址设定脚,有三种状态可供选择:悬空、接正电源、接地。3 的 8 次方为 6561,所以地址编码不重复度为 6561 组,只有发射端 PT2262 和接收端 PT2272 的地址编码完全相同,才能配对使用,PT2262 和 PT2272 出厂时的 8 位地址编码端全部悬空,这样可以便于选择各种编码状态,用户如果想改变地址编码,只要将 PT2262 和 PT2272 的 1~8 脚设置相同即可。当两者地址编码完全一致时,接收机对应的 D1~D4 端输出约 4V 互锁高电平控制信号,同时 VT 端也输出解码有效高电平信号。用户可将这些信号加一级放大,便可驱动继电器、功率三极管等进行负载遥控开关操作<sup>[4]</sup>。

2.3 抗干扰的的处理

通过 PT2272 的 VT 脚 (17 脚) 是否为高电平去判断是否有键按下,若为高,则去判断 PT2272 的 D0~D3 中哪个键按下,但其中忽略了一点,即:这些数据接收到的是干扰,系统将错误判断影响正常运行。由于干扰脉冲是窄脉冲,故可通过软件来滤除干扰,从而有效的解决该问题。也就是说,只有在接收到 PT2272 的 VT 脚由低变高至少保持 20 ms 以上时系统才确认按钮按下。

3 无线遥控鼠标的设计和实现

在普通的光电鼠标基础上,研究鼠标的按键电平和滚轮的波形来实现鼠标的左键和滚轮的功能,从而达到无线远距离的实现。无线遥控鼠标设计方案如图 4 所示。

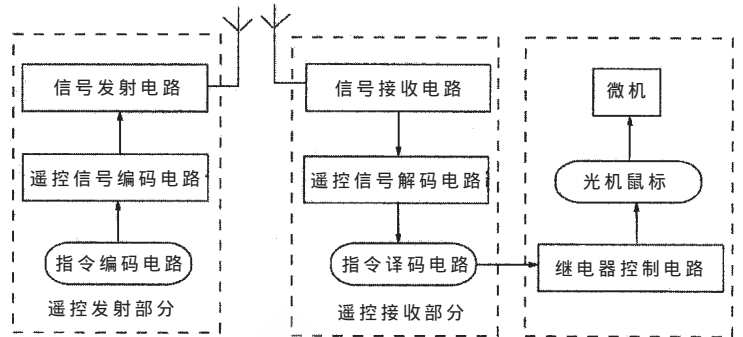


图 4 无线遥控鼠标设计方案

3.1 无线鼠标左键的实现

通过对光电鼠标的研究,发现鼠标上的所有按键都是低电平有效,也就是说按键是一个按钮开关,一端连接地另一端连接鼠标芯片。当键按下鼠标芯片的那一端就接地呈低电平,当按钮松开时呈高电平。

根据此情况,只要在接收电路中有一信号连接到按键那一端,当接收到低电平时,也就是鼠标芯片那一端为低电平,鼠标的点击就可以实现,如图 5 所示。

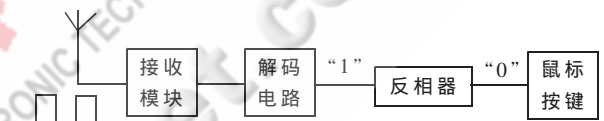


图 5 无线鼠标左键实现原理

图 5 对收发模块是串行通信的,所以接收到的是一组方波信号,这组方波信号经过解码电路解码后就可以知道得到的是高电平或者是低电平。由于设计了用高电平发射,所以接收到的是高电平。然后经过反相后给鼠标按键连接芯片的那一端,这样就可以实现鼠标的点击功能。这种电路不仅能实现鼠标的左击功能,而且鼠标所有的点击都能实现。由于本设计只针对多媒体教学中放映 PPT 文件,因此实现鼠标的左击就可以了。

3.2 无线鼠标滚轮的实现

如图 6 所示的鼠标滚轮的实现是本设计的核心之一。在多媒体教学中放映 PPT 文件时,实现页面上翻和下翻就是用鼠标的滚轮来实现的<sup>[5]</sup>。

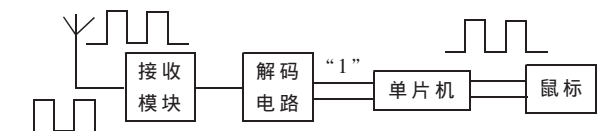


图 6 无线鼠标滚轮实现原理

根据鼠标滚轮的特点,其实现的重点在于滚轮波形处理方面。由于要产生两个信号方波而且还有相位差的存在,在实现上翻和下翻时相位差还是不同的,这在设计电路时会造成很多的麻烦。因此,在设计电路时考虑到用单片机来实现方波的产生和在不同的情况下产生不同的相位差,最终实现滚轮的上翻和下翻功能。利用

单片机来实现与利用 IC 芯片相比较, 单片机的外围电路要比 IC 芯片的外围电路少很多。单片机不仅可以产生方波电路, 在鼠标左击时还可以实现反相功能。单片机实现相应功能的程序相对比较简单, 其流程图如图 7 所示。

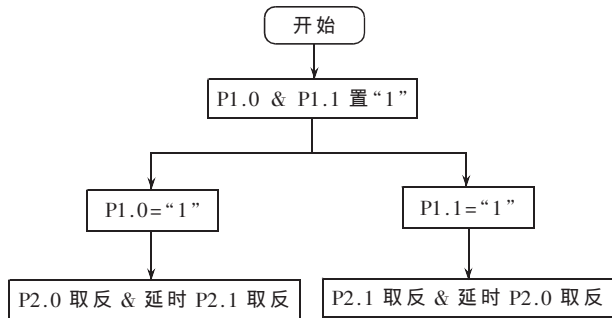


图 7 软件流程图

应该注意的是, 方波的频率的大小与鼠标滚轮的反应速度成正比, 频率选取是否适当决定了鼠标滚轮能否实现, 因此应当选择适当的频率。经过调试, 方波的频率在 50~100 Hz 的范围内比较合适, 可在软件中延时来实现方波频率的控制。

#### 4 安装与调试

无线收发模块虽然在传输距离上有优势, 但它对天线和电压的要求相对要高一些, 电压的大小和天线的制作直接影响到传输距离。在调试时用了 9 V 的干电池, 天线用了 25 cm 的螺旋型天线。资料表明, 当电压 9 V 时传输距离约 300~500 m。根据调试情况, 实际上很难达到这个距离。但对于本设计, 实际范围只要有 20~30 m 就已经足够了。

利用单片机产生方波电路虽然程序非常简单, 但是频率有比较高的要求。根据鼠标滚轮的资料和反复的调试, 最终把方波的频率定为 100 Hz 比较合适。最重要的是在调试过程中发现单片机的晶振出来的高频信号会影响到模块的接收距离。通过采取相应的措施, 把原来用的 12 MHz 晶振改成 4 MHz 的, 而且晶振离接收模块尽可能地远。在接收模块的电源附近加上滤波电容, 这也是相对比较重要的。采取这些措施后, 其传输距离得到一定的改善。

本文利用光电式鼠标和编解码遥控电路模块的结合, 可实现低成本高性能的无线鼠标, 并具有全方位遥控的特点, 能有效地解决多媒体教室普遍存在的教师教学活动离开电脑控制台就无法操纵鼠标的问题。当今各大小学校的多媒体教室正在以较快的速度普及, 这种鼠标能大大地改善多媒体教室的人机交互性能, 因此具有很好的实际应用价值。

#### 参考文献

- [1] 史舒人. 多媒体教室遥控鼠标功能的开发[J]. 中国电化教育, 2003(10):86-87.
- [2] 王月琴, 王海涛. 简易鼠标无线控制器的制作[J]. 中国电化教育, 2004(10):39.
- [3] 吴文佳. PT2262/PT2272 编解码 IC 在视频切换矩阵设计中的应用[J]. 电视技术, 2003(2):69-71.
- [4] 王视听, 尹志宏. 一种无线射频收发模块的应用[J]. 电子技术应用, 2005, 31(8):69-71.
- [5] 邵平, 杨路明, 周善东. 一种无线遥控鼠标编译码电路的设计[J]. 云南大学学报(自然科学版), 2005, 27(5A).

(收稿日期: 2008-09-12)

# 基于波形高速采样的伽马能谱采集系统设计

汤天知<sup>1</sup>, 陈宝<sup>1</sup>, 刘付火<sup>1</sup>, 何绪新<sup>1</sup>, 徐碧峰<sup>1</sup>, 孙钦涛<sup>1</sup>, 胡耀明<sup>1</sup>, 严胜刚<sup>2</sup>, 朱云周<sup>2</sup>

(1. 中国石油集团测井有限公司技术中心, 陕西 西安 710021;

2. 西北工业大学 电子信息工程学院, 陕西 西安 710072)

**摘要:** 使用多功能数字信号处理器(DSP)及高速 A/D 等器件组成高速、高性能和高可靠电路, 完成对伽马能谱脉冲的高速采样、基线处理、数据传输和能谱处理等。该设计可以提高采样速率、降低系统干扰、简化电路、提高可靠性并具有良好的通用性。

**关键词:** 数字处理器; 高速采样; 伽马能谱

中图分类号: TP274

文献标识码: B

## Gamma energy spectrum acquisition system based on high-speed sampling

TANG Tian Zhi<sup>1</sup>, CHEN Bao<sup>1</sup>, LIU Fu Huo<sup>1</sup>, HE Xu Xing<sup>1</sup>, XU Bi Feng<sup>1</sup>, SUN Qin Tao<sup>1</sup>, HU Yao Ming<sup>1</sup>,  
YAN Shen Gang<sup>2</sup>, ZHU Yun Zhou<sup>2</sup>

(1. China Petroleum Logging Co. Ltd. Xi'an 710021, China; 2. Northwest Polytechnical University, Xi'an 710072, China)

**Abstract:** The high speed, high capability, high credibility electrocircuit is composed of multifunctional digital signals processor (DSP) with Formidable capability and high speed A/D device which process high-speed sample for the pulse of gamma ray, process base line, process data transmission, process energy spectrum and etc. In this way, the design can improve sample speed, reduce disturb of system, predigest electrocircuit, improve reliability and have benign universality.

**Key words:** digital signals processor; high-speed sample; gamma energy spectrum

随着电子技术和电路集成技术的发展,以 DSP 为核心的超大规模集成电路芯片具有全面和强大的采集与处理能力,使信号采集系统的设计变得日益简单和可靠。基于波形高速采样的伽马能谱采集系统通过使用性能强大的多功能数字处理器(DSP)以及高速 A/D 转换器,在实现对伽马能谱脉冲的高速采样的同时,进行脉冲的基线处理和能谱处理,此外还通过改变测量系统闭环增益完成系统的温度补偿调节,从而形成稳定的采集系统。与电容峰值检测采样多道采集系统相比,有如下 4 个显著的特点:(1)在探测器出口就进行全波数字化,而不是在离探测器一段距离外,从而降低了由于长线带来的干扰,改善了采集质量;(2)采样速率显著提高,从 300 kS/s 提高到接近 1 MS/s;(3)极大地减少了电路体积和元器件数量,降低了故障诊断和维修难度;(4)是在基本不改动硬件的情况下,改进软件就能满足几乎所有能谱信号采集的要求,具有良好的通用性。

### 1 系统硬件设计

信号采集电路主要由前置放大器、A/D 转换电路、D/A 转换电路、DSP 以及高压发生器组成,如图 1 所示。

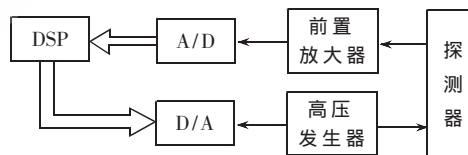


图 1 系统硬件构成图

而 DSP 和 A/D 转换电路是整个硬件电路的核心。

ADI 公司是世界领先的高性能信号处理集成电路制造商,是全球主要的可编程 DSP 芯片供应商之一。Blackfin DSP 是目前 ADI 主推的旗舰 DSP,由 ADI 公司和 Intel 公司共同开发,采用了 MSA (Micro Signal Architecture) 结构。这种体系结构将艺术级的 dual-MAC DSP 引擎、简洁的 RISC 式微处理器指令集的优点以及单指令多数据(SIMD)多媒体能力结合起来,形成了一套独有的指令集体系。ADSP-BF537 是 Blackfin DSP 系列产品中最新成员之一,它可以实现 600 MHz 的持续工作,峰值运算能力 1 200 MACs,能满足本系统高速数据处理需求。ADSP-BF537 芯片配置中:L1 数据存储器包括 2 个 32 KB SRAM 的 Bank,每个 Bank 均由 2 个 16 KB SRAM 组成,

用于系统数据缓冲器;SPI 口可用于程序加载;CAN2.0B 接口用于系统的数据传输;支持 DMA 请求的 PPI 接口用于与 A/D 转换器的数据传输;其片内自带 1~63 倍的 PLL 用于设置系统时钟;内核电压可在 0.8V~1.2V 设置,用于控制功耗。可见 DSP-BF537 芯片配置十分强大、功能齐全,非常适合数据采集和过程控制场合,能充分满足本设计所需高速采样的需求,并留有一定余量。

A/D 转换器采用 AD9225,它是 ADI 公司生产的单电源供电、12 位精度、时钟驱动、25 MS/s 高速模数转换器,片内集成高性能的采样保持放大器和参考电压源。AD9225 采用带有误差校正逻辑的四级差分流水结构,以保证在 25 MS/s 采样率下获得精确的 12 位数据。除了最后一级,每一级都有一个低分辨率的闪速 A/D 与一个残差放大器(MDAC)相连。该残差放大器用来放大重建 DAC 的输出和下一级闪速 A/D 的输入差,每一级的最后一位作为冗余位,以校验数字误差。AD9225 采用单一的时钟信号来控制内部所有的转换,A/D 采样在时钟的上升沿完成。在 25 MS/s 的转换速率下,采样时钟的占空比保持在 45%~55%之间;如果转换速率降低,占空比也可以随之降低。它还具有并行外设接口(PPI),通过这个接口把数字化后的数字信息并行输出。

探测器输出的反映伽马射线能量大小的电脉冲,通过电容耦合进入前置放大器,经放大和跟随驱动后,送入 AD9225 高速 A/D 转换器对输入信号进行 25 MHz 的高速采样,然后通过 DMA 方式送到 DSP 内部缓冲区,缓冲区设置成双缓冲形式,当一个缓冲区填满后,DMA 自动指向下一缓冲区,同时 DSP 对上一个缓冲区数据进行峰值检测。由于伽马脉冲采用电容耦合,电容的充放电就不可避免地要导致测量信号的基线发生漂移,因此在进行全波采集时要包括基线值采集,然后与脉冲采样值相减,得到实际的脉冲幅度。其实最合理的做法应采用基线恢复器,将采样的基线电压值再通过数模转换作为基线恢复器控制输入,以便在脉冲过后对电容进行快速放电,使电容两端电压差始终保持在零电平。特别是在脉冲频率高、信号幅度大的情况下,电容所充电荷难以在脉冲间隙时间内自然放电,使基线逐渐抬高,可能造成高幅度脉冲的丢失。温度等外界环境变化会对系统测量产生影响,其结果是导致测量的信号幅度下降,使测量不能得到正确的能谱,因此增加了高压控制功能,DSP 将常温下某个标准特征能量窗口计数率的变化换算成调整电压量,通过 D/A 调节探测器光电倍增管高压大小,实质上是改变测量信号的输出幅度,也即系统的放大倍数,从而调节探头输出信号幅度,严格保证所测信号能谱稳定不变。为保证 DSP 的有效运行,增加了时钟电路、复位电路、程序加载电路等;为保证 AD9225 的有效采集,增加了减噪滤波、信号箝位以及电平转换等电路。

## 2 系统软件设计

系统软件实现功能包括:能谱数据采集及高压控制等。按照工作流程分为:系统初始化程序、能谱测量程序和稳谱控制程序等,具体程序流程如图 2 所示。

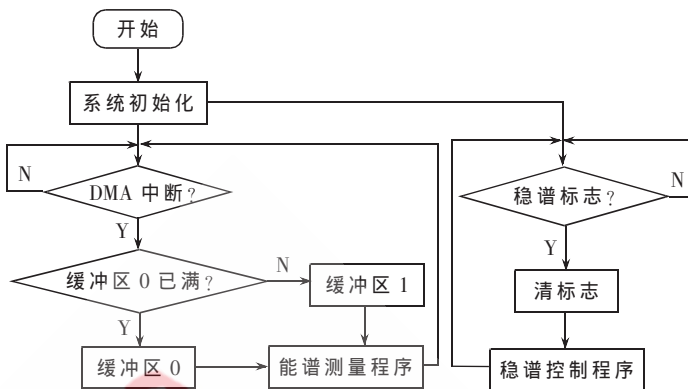


图 2 系统软件程序流程图

程序开始后首先进行初始化,包括:时钟频率初始化、存储器初始化、同步串口初始化、CAN 初始化、PPI 和 DMA0 初始化。初始化完成后,系统就进入了正常状态。通过不断查询 DMA 中断标志位判断当前 A/D 采样缓冲区是否已满,如果已满,则查询缓冲区标志位,判断是双缓冲区中的哪一个缓冲区满,然后将数据指针指向已满缓冲区。随后能谱测量程序对数据指针指向的缓冲区进行峰值检测,检测到脉冲峰值后,将峰值对应地址处的数据加 1,然后程序又进行 DMA 中断判断,继续判断 A/D 采样缓冲区是否已满,如此周而复始完成能谱测量。

能谱测量程序的功能是检测 A/D 采样缓冲区的数据峰值,每检测到一个峰值,就将峰值对应地址的数据加 1,随着时间的累积就得到了所测量的信号伽马射线能谱。具体程序流程图如图 3 所示。

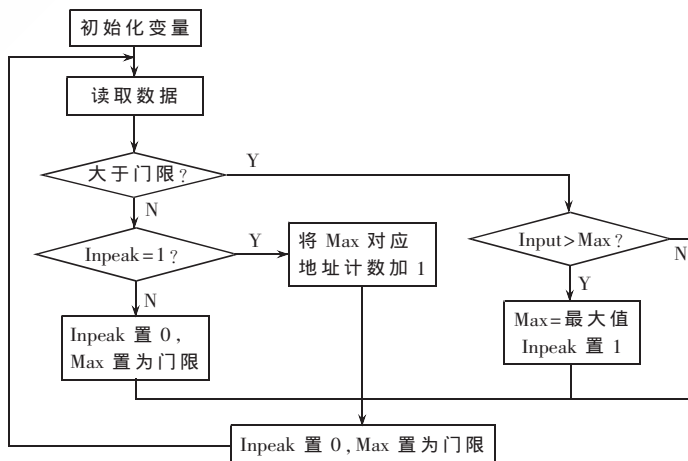


图 3 能谱测量程序流程图

能谱测量程序的核心是获取信号脉冲的峰值,并按照峰值大小寻址。变量 Max 保存当前比较的最大值,变

量 Inpeak 表示当前点是否是处于脉冲信号内,1 表示在,0 表示不在。程序开始首先初始化变量,然后进入循环体,循环长度设为  $N$  次, $N$  与缓冲区数据点数相同,循环长度主要取决于信号脉冲本身的频率大小以及系统能够提供的采样速率。进入循环体后,首先读取缓冲区的第一个数并赋给变量 Input,由于 A/D 采样位数为 12 位,可形成 1024 道能谱,但从系统要求和系统精度考虑,256 道能谱就能满足使用要求,所以将 Input 右移 4 位,仅用高 8 位数据。随后 Input 与噪声门限作比较,如果小于门限,则判断上一个点是否处于该脉冲信号内,如果是则说明此时已经跳出脉冲,当前最大值 Max 即为信号峰值,如果上一个点不在脉冲信号内,则此时没有信号峰值。如果与门限比较的结果为高于门限,则将 Inpeak 置 1,说明当前处于脉冲信号内,然后比较当前 Input 是否大于 Max,如果大于,则将 Max 值用 Input 值替换,循环体末尾将地址指针递增,指向下一个数据。如此循环往复,就可准确地获得每一个信号脉冲的峰值,进而形成伽马射线能谱。

稳谱控制程序的核心是将被监测的伽马射线特征能量窗口计数率的变化,换算成系统控制电压的变化,通过调整光电倍增管高压进而调整系统的闭环增益,从而使系统处于稳定状态。采用四窗判别法,在特征能量窗两边各取两个窗口,计数率分别为  $N_1$ 、 $N_2$ 、 $N_3$ 、 $N_4$ ,在采集系统稳定时,它们之间应该符合如下关系:

$$SF = \frac{[N_2 - (N_1 - N_4)/3] - N_3}{[N_2 - (N_1 - N_4)/3] + N_3} = 0$$

SF 就是所谓的稳谱因子。实际上 SF 严格为零是不可能的,只能逼近于零。SF 因子和系统增益能够建立清晰关系,当  $SF < 0$  时,表明能谱往左漂移,系统增益减小,需要增加高压以增大增益,使能谱右移;当  $SF > 0$  时,表明能谱往右漂移,系统增益增加,需要减少高压以降低增益,使能谱左移。程序首先计算 SF 值,如果  $SF > 0.3$ ,则采用比较大的高压调节步距,以便系统能比较快速地达到稳定状态;如果  $SF < 0.3$ ,则采用较小的高压调节步距,以便缓慢接近稳定状态,避免造成系统震荡而达不到稳定状态; $SF < 0.2$  时,采用更小的调节步距;而  $SF \leq 0.1$  时,则认为系统基本稳定,不再进行调整。SF 取值范围越宽,取值点越多,则调整更精确、系统更稳定,但一个稳谱周期占用时间也越长,因此应进行整体考虑。

### 3 系统测试

对高速采样进行测试。在高速 A/D 端输入频率为 10 kHz 的正弦信号,A/D 采样频率为 25 MHz,采样 4000 个点,即得到 4000 个数据,对这 4000 个数据进行软件恢复可得如图 4 所示波形。

从图 4 可以看出,正弦波一个周期点数为 2500 个点,根据 25 MHz 的采样频率可以换算出信号频率为 10 kHz,与信号一致,从而证实 A/D 的工作正常。

使用实际的天然伽马能谱探头进行测试,输出信号

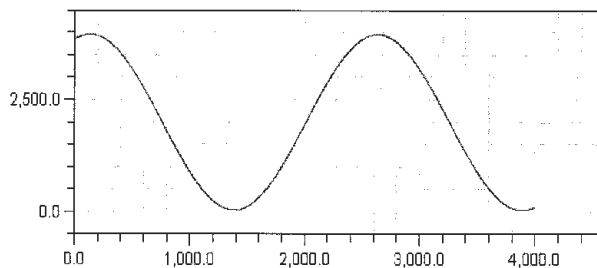


图 4 采样数据波形

脉冲宽度为  $2 \mu s$  左右,幅度在 4 V 以内,信号干扰小于 15 mV。图 5 为采集时间为 3 min 的能谱,图中横坐标为能谱道数,纵坐标为对应的能谱值。与原有的电容取样的峰值测量多道分析器比较,能谱形状和幅度完全一致。但在模拟脉冲信号的测试中,当输入脉冲频率大于 300 kHz 时,电容取样的多道分析器已不能正常运转,而本系统在 900 kHz 情况下还能准确采集能谱数据。

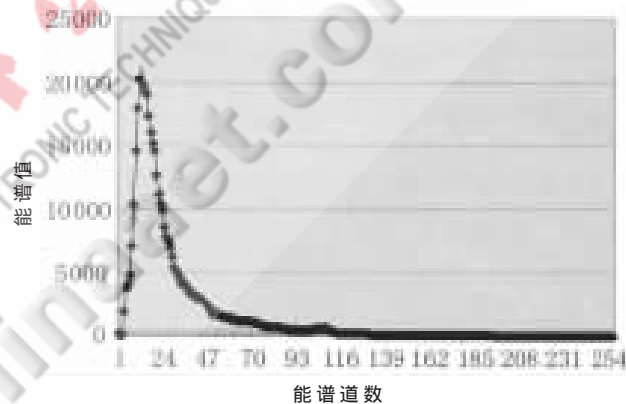


图 5 采集时间 3 min 的能谱

基于波形高速采样的能谱采集系统的实现,为核测并能谱测量提供了一种可供选择的技术与手段,并在实际的使用中取得了效果,表明系统采用的采集方法正确,电路与软件设计可靠合理,必将在核测井应用中发挥应有的作用。

### 参考文献

- [1] 丁次乾. 矿场地球物理[M]. 北京: 中国石油大学出版社, 2007.
- [2] Analog Devices Inc. ADSP-BF537 Blackfin® Processor Hardware Reference. 2005.
- [3] 袁祖贵. 测井技术的发展及其应用[J]. 测井科技, 1997(4):6-8.
- [4] 安尼瓦尔·阿木提. 石油与国家安全[M]. 乌鲁木齐: 新疆人民出版社, 2003.

(收稿日期: 2008-06-20)

# 实序列并行 IFFT 在 Blackfin DSP 上的实现

李刚, 高峰, 林凌

(天津大学 天津市生物医学检测技术与仪器重点实验室, 天津 300072, China)

**摘要:** 针对 DSP 上常用的实序列 IFFT 算法运算速度慢的缺陷, 采用两行实序列合并为一行复序列进行 IFFT 运算的方法编制了在 Blackfin 系列 DSP 上进行实序列基-2 IFFT 运算的程序。实验表明, 结合 DSP 指令的并行性及硬件并行结构的软件设计提高了运算速度, 完成两行 512 点实序列的 IFFT 运算只需要 11864 个时钟周期, 为原来方法所需时间的一半。该方法应用于基于 BF561 的并行频域 OCT 图像处理系统中, 满足系统实时处理的要求。

**关键词:** 实序列 IFFT; Blackfin DSP; 并行

中图分类号: TP911.7 文献标识码: B

## Implementation of real-number parallel IFFT algorithm in Blackfin DSP

LI Gang, GAO Feng, LIN Ling

(Tianjin Key Laboratory of Biomedical Detecting Techniques & Instruments, Tianjin University, Tianjin 300072, China)

**Abstract:** To calculate real-number IFFT, and avoid low processing speed of existing real-number IFFT algorithm in DSP, a new program of real-number radix-2 IFFT in the Blackfin DSP is designed, which combines two real-number rows to one complex-number row. Results of experiment show that software based on parallel instruction and hardware parallel architecture improves the processing speed, can process two real-number rows (512 points per row) IFFT during 11864 cycles, which is half of time of former algorithm. The new program has been applied to the PSDOCT image pre-process system based on BF561, and satisfy the real-time imaging.

**Key words:** real-number IFFT; Blackfin DSP; parallel

离散傅里叶逆变换 (IDFT) 是一种将离散信号从频域转变为时域表示的变换手段, 其快速算法——快速傅里叶逆变换 (IFFT) 在数字信号处理过程中得到广泛使用。

实际应用中经常遇到实序列的 IFFT 运算<sup>[1-2]</sup>。如在如图 1 所示的并行频域 OCT (Parallel Spectral-Domain Optical Coherence Tomography, PSDOCT) 图像处理系统中, 需要对摄像机输入的像素为  $180 \times 512$  的频域图像在 DSP 内进行逐行 IFFT 运算及幅度谱运算后得到反映样品深度信息的空域层析图像<sup>[3]</sup>并输出显示。由于系统需要进行 25 帧/s 视频速度的实时处理, 而常用的把实数数据当作虚部为 0 的复数数据进行 IFFT 运算的方式浪费了其中一半的运算量和存储量, 不能满足实时处理的要求。鉴于此, 本文介绍了一种将两行实序列合并为一行复序列进行 IFFT 运算的方法<sup>[4]</sup>, 并且结合 ADI 公司 Blackfin 系列 DSP 指令的并行性及硬件的并行结构<sup>[5-6]</sup>, 编制了 512 点实序列 IFFT 并行运算程序。实验表明, 该方法对两行实序列运算所需的周期数约为直接进行复数计算周期数的一半, 可以满足并行频域 OCT 图像处理

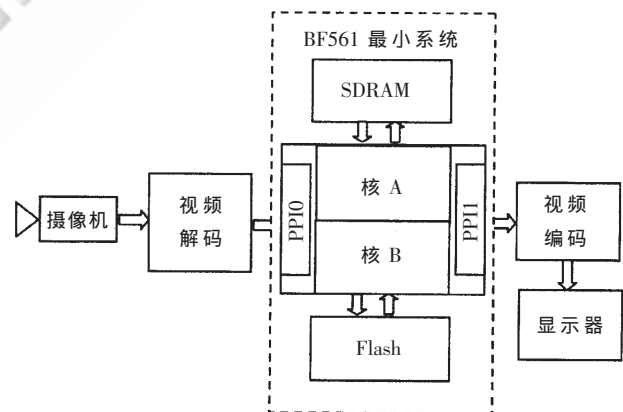


图 1 PSDOCT 图像处理系统结构图

系统实时处理的要求。

### 1 实序列 IFFT 并行运算原理

进行  $N$  点实数  $X(k)$  的 IFFT 运算时, 一般的方法是把实数数据当作虚部为 0 的复数数据来处理。由于这种函数的时域呈现如式 1 所示的复数共轭对称的性质, 所以运算所需的  $2N$  个存储单元中有一半是多余的, 并且所耗的运算量与复数 IFFT 相同, 没有达到优化设计的

目的。为了节约 DSP 片内资源并且加快运算速度,可以将两行实序列组合为复序列进行处理。设有两个  $N$  点的实序列  $X(k)$  与  $Y(k)$ , 整合为复序列  $Z(k)=X(k)+Y(k)j$ 。根据 IDFT 的线性和对称性可得  $X(k)$  与  $Y(k)$  处理结果  $x(n)$ 、 $y(n)$  与  $Z(k)$  的结果  $z(n)$  的关系式, 如式(2)、(3)所示。

$$x(n)=x^*(N-n) \quad (n=1,2,\dots, N/2-1) \quad (1)$$

$$\operatorname{Re}[x(n)]=\operatorname{Re}[z(n)+z(N-n)]/2$$

$$\operatorname{Im}[x(n)]=\operatorname{Im}[z(n)-z(N-n)]/2$$

$$\operatorname{Re}[y(n)]=\operatorname{Im}[z(n)+z(N-n)]/2$$

$$\operatorname{Im}[y(n)]=-\operatorname{Re}[z(n)-z(N-n)]/2$$

$$(n=1,2,\dots, N/2-1) \quad (2)$$

$$\operatorname{Re}[x(0)]=\operatorname{Re}[z(0)]$$

$$\operatorname{Re}[y(0)]=\operatorname{Im}[z(0)]$$

$$\operatorname{Re}[x(N/2)]=\operatorname{Re}[z(N/2)]$$

$$\operatorname{Re}[y(N/2)]=\operatorname{Im}[z(N/2)] \quad (3)$$

这样就将  $x(n)$ 、 $y(n)$  从  $z(n)$  中分离出来。该方法将运算速度提高了近一倍, 并且运算需要的存储量减少了一半。

## 2 算法在 Blackfin DSP 上的实现

Blackfin 系列 DSP 是 ADI 公司和 Intel 公司合作推出的基于微信号体系结构(Micro Signal Architecture)技术的定点 DSP, 整合了传统体系结构 DSP 和 RISC 控制器的优点。该系列器件具有多级流水线结构, 含有 2 个乘加运算(MAC)单元, 并集成了大量的外围设备和存储器接口, 每秒最高可执行 1.2 亿次乘加运算, 适用于实时图像处理。由于在图像处理过程中经常会遇到对实序列进行离散傅里叶逆变换的问题, 所以需要设计一种优化的实序列 IFFT 程序。下面选用 Blackfin 系列中的 BF561 进行实序列并行基-2 IFFT 程序设计, 该程序适用于 Blackfin 系列所有的 DSP。算法程序采用汇编语言编写, 可以通过 C 语言调用, 具有良好的接口性能和可扩展性能。

### 2.1 实序列 IFFT 并行算法流程

在 BF561 上进行  $N$  点实序列基-2 IFFT 运算流程如图 2 所示 ( $N=2^m, m \geq 3$ ), 具体功能块描述如下:

(1) 程序初始化。由于 BF561 为定点 DSP, 如果进行浮点运算(如“块浮点”运算<sup>[7]</sup>)将会影响计算的实时性。所以对输入输出数据及旋转因子都做了定点处理, 规

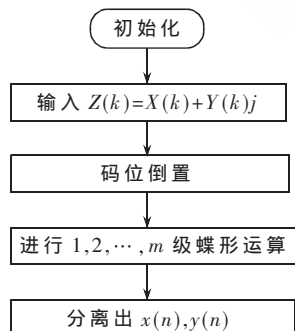


图 2 BF561 上 IFFT 运算流程图

定数据都为如图 3 所示的 16 位有符号小数格式(即 Q15 格式)。IFFT 运算的旋转因子可由 Matlab 产生并以  $\cos(2\pi k/N)$ 、 $\sin(2\pi k/N)$  ( $k=0,1,2,\dots, 2^m-1$ ) 的格式进行实部、虚部交替排列成表, 通过“#include”语句填充到 BF561 上的 L1 数据 SRAM 中, 需要  $N$  字节容量存储空间。L1 数据 SRAM 以内核速度访问, 使得查表的速度达到最快。在 L1 数据 SRAM 中开辟了  $4N$  字节容量的存储区进行中间结果的存放。

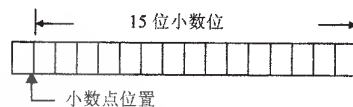


图 3 16 位有符号小数

(2) 将两行  $N$  点实数数据  $X(k)$ 、 $Y(k)$  合并成为  $N$  点复数数据  $Z(k)$ , 并完成复数数据的位反转操作。Blackfin DSP 有专为 IFFT 算法设计的反序间接寻址, 可实现增/减 1 或增/减一个变量的间接寻址方式, 可以直接实现各种方式的位反转操作。

(3) 计算  $N$  点复数数据基-2 IFFT 运算的蝶形运算结构如图 4 所示。IFFT 运算过程中需要大量的循环运算, 而 BF561 支持“零开销的硬件循环控制”及“硬件循环缓存”功能, 即利用硬件寻址功能实现循环构造, 并且循环体的指令在每次执行后暂时存放在循环缓存中以备下次使用, 极大地加快了循环运算速度。

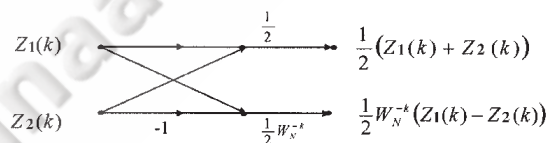


图 4 IFFT 蝶形运算结构

(4) 分离还原。根据式(2)、(3)将两行  $N$  点实数数据 IFFT 运算结果  $x(n)$ 、 $y(n)$  从  $z(n)$  中分离出来。

### 2.2 利用并行指令进行程序设计

Blackfin 系列 DSP 的多级流水线结构可以实现多个乘加及算术逻辑运算, 并且可以实现运算与存储器读写的并行执行。充分利用指令的并行性可以加快 IFFT 的运算速度。

#### 2.2.1 32 位数据寄存器的并行操作

Blackfin DSP 的数据寄存器可以作为一个 32 位字 ( $R_n$ ) 或是 2 个 16 位半字 ( $R_n.H$  与  $R_n.L$ )。并且由于 Blackfin DSP 具有 2 个 MAC, 所以在一个指令周期内可以进行 4 个 16 位半字的操作。利用该并行指令进行如图 4 的蝶形运算的程序如式(4)、式(5)、式(6)所示, 其中寄存器 R1 与 R2 的低位、高位分别存放  $Z_1(k)$  与  $Z_2(k)$  的实部、虚部, R3 的低位、高位分别存放  $w_N^{-k}$  的实部、虚部。完成一次蝶形运算只需要 3 个指令周期。

$$R1=R1+R2, R2=R1-R2(ASR);$$

$$/*16 位加减并行运算, 结果右移一位*/ \quad (4)$$

$$A1=R2.L*R3.H, A0=R2.L*R3.L;$$

/\*16 位乘法并行运算 \*/ (5)

R3.H=(A1+=R2.H\*R3.L),R3.L=(A0-=R2.H\*R3.H);

/\*16 位乘法并行运算 \*/ (6)

## 2.2.2 运算与存储器读写的并行指令

Blackfin DSP 支持下列 3 种并行指令语句:

(1) A 32-bit ALU/MAC instruction || A 16-bit instruction || A 16-bit instruction; //

(2) A 32-bit ALU/MAC instruction || A 16-bit instruction; //

(3) MNOP || A 16-bit instruction || A 16-bit instruction; //

其中: (1)表示 1 个指令周期内可以同时执行一条 32 位逻辑/乘加运算及 2 条 16 位指令; (2)表示 1 个指令周期内可以同时执行 1 条 32 位逻辑/乘加运算及 1 条 16 位指令; (3)表示 1 个指令周期内可以同时执行 2 条 16 位指令。其中 16 位指令包括对数据的读取和存储指令。

结合上述两种并行指令的蝶形运算程序如式(7)、(8)、(9)所示。由程序可以看出: 3 个指令周期内不仅可以完成一次蝶形运算, 还可以实现旋转因子的查表读入、数据的读入和运算结果的储存等操作, 大大减少了运算周期数。

$R1=R1+I+R2, R2=R1-I-R2$  (ASR) ||  $R3=[I1] || I1-=M1;$  (7)

$A1 = R2.L * R3.H, A0=R2.L*R3.L || [I2++M2]=R1 || R4=[I1-M1];$  (8)

$R3.H=(A1+=R2.H * R3.L), R3.L=(A0-=R2.H * R3.H) || R3=[I3++M2] || [I2++]=R2;$  (9)

## 2.3 硬件的并行处理

Blackfin DSP 的 L1 数据 SRAM 采用分块设计, 如 BF561 的 64 KB 容量的 L1 数据 SRAM 分为 16 个独立的存储块(每块容量为 4 KB), 并且内核与 DMA 可以同时访问不同的存储块, 所以可以通过“乒乓操作”的方式进行数据传输和处理的并行执行。这种流水线式算法完成了数据的无缝缓冲与处理, 大大加快了 IFFT 运算速度。

## 3 实验结果

在 Blackfin 集成开发环境 Visual DSP++4.5 上编制

512 点实序列基-2 IFFT 程序。并用该程序在 BF561 上对两行 512 点正弦数据进行计算, 通过集成开发环境中的 CYCLES 计数器进行周期计数表明两行数据 IFFT 运算需要 11 864 个周期。而直接计算两行数据需要的周期数为 21 098。前者所用的运算时间约为后者的一半。以 MATLAB 计算的 32 位精度结果作为基准进行比较, 该程序计算结果误差为 0.009%。在如图 1 的系统中对一帧频域图像(180×512)进行 IFFT 运算, 其中 BF561 的内核时钟为 600MHz, 运算需要的时间仅为 1.7 ms。

结合实序列 IFFT 运算、Blackfin 系列 DSP 指令的并行性及硬件的并行结构设计了在 BF561 定点 DSP 上对实序列进行基-2 IFFT 运算的程序。实验证明, 该程序比以往的方法运算周期减少了约一半, 并且误差小于万分之一, 满足快速精确计算的要求。运用于并行频域 OCT 图像处理系统中, 满足系统实时处理的要求。该程序同样适用于 Blackfin 系列中其他的 DSP。

## 参考文献

- [1] 马振鹤, 王瑞康, 张帆, 等. 快速高分辨率的频谱光学相干层析成像系统研究[J]. 纳米技术与精密工程, 2005, 3(3): 232-235.
- [2] 陈燕东, 刘景琳, 孟志强. 新型实时光电混合图像识别系统设计[J]. 电子测量与仪器学报, 2007, 21(3): 103-107.
- [3] 李刚, 任钊, 吴开杰, 等. Parallel spectral-domain optical coherence tomography for non-scattering object imaging[J]. 天津大学学报(英), 2007, 13(2): 107-112.
- [4] 胡广书. 数字信号处理理论-算法与实现[M]. 北京: 清华大学出版社, 2003.
- [5] ADSP-BF53x/BF56x Blackfin® processor programming reference[Z]. USA: AD Inc., 2006.
- [6] 陈峰. Blackfin 系列 DSP 原理与系统设计[M]. 北京: 电子工业出版社, 2004.
- [7] 杨向萍. 提高 FFT 运算速度的几项措施[J]. 中国纺织大学学报, 1999, 25(1): 42-62.

(收稿日期: 2008-06-27)

# 基于本体和会话策略的多主体交互协议描述方法

姚永雷, 马利

(南京信息工程大学 计算机与软件学院, 江苏 南京 210044)

**摘要:** 提出一种基于会话策略的多主体交互协议描述方法。交互协议中的消息用言语动作来表示, 这些言语动作被描述为 WS-Agreement 的 schema; 会话策略则描述了消息传递的流程以及交互过程中的上下文信息, 如参与者属性、时间阈值等等, 所有这些会话策略组成了一个多主体交互协议; 采用本体描述语言 OWL 作为会话策略的表示语言。这种方法使得主体在一个开放、动态的环境中可以灵活地选择交互协议。

**关键词:** 多主体系统; 交互协议; 本体; 会话策略

中图分类号: TP18

文献标识码: A

## Specification of multi-agent interaction protocols based on ontology and conversation policy

YAO Yong Lei, MA Li

(School of Computer and Software, Nanjing University of Information & Science, Nanjing 210044, China)

**Abstract:** This paper presents a conversation policy based method to specify multi-agent interaction protocols. Specifically, a multi-agent interaction protocol includes speech-acts as the individual messages, and such speech-acts are modeled as WS-Agreement schemas. Then conversation policies define the order in which speech acts can be performed and specify the context information of the interaction process. All of these conversation policies collectively describe an interaction protocol. These conversation policies are expressed by the ontology language, OWL. This enables the agents to choose protocols flexibly in a dynamic and open environment.

**Key words:** multi-agent system; interaction protocol; ontology; conversation policy

多主体系统 MAS(Multi-Agent System)由一组相对自治的主体组成。交互是多主体系统的一个基本特性, 使得多主体系统表现出了任何单个主体都不具有的复杂行为。主体交互的一个非常有效的方式是会话, 会话是多主体系统中主体合作活动的基石。为了结构化主体间的会话过程, 有关交互协议的研究热情日益高涨。

主体使用结构化主体通信语言 ACL (Agent Communication Language) 进行通信。许多基于言语动作的 ACL 已经研究出来, 如 KQML<sup>[1]</sup>、FIPA ACL<sup>[2]</sup>, 但是决定何时使用交互协议、传递什么信息以及如何描述会话结构等问题还是留给了多主体系统的设计者。对于封闭的多主体系统, 可以直接编码, 因为系统中用到的交互协议都可以事先预料并设计好。随着多主体系统理论和实践研究的日益深入, 多主体系统和 Internet 平台的融合趋势日益明显。在 Internet 这样一个开放、动态环境中, 主体之间的交互是一件复杂而困难的事情, 每个主体对于交

互(Interaction)都有着不同的理解和不同的要求。而且, 根本无法预料到所有的交互协议, 因为有很多情况都会产生新的交互协议, 如新实体的加入、新服务的加入等。显而易见: 任何一个特定的交互协议都无法适用于所有的场景, 满足所有主体的需求。

针对这一问题, 本文提出一种开放多主体系统交互协议的表示方法, 用描述性的语言表示多主体交互协议。交互协议中的消息用言语动作表示, 这些言语动作被描述为 WS-Agreement 的 schema; 会话策略则描述了消息传递的流程以及交互过程中的上下文信息, 如参与者属性、时间阈值等, 所有这些会话策略就组成了一个多主体交互协议; 采用本体描述语言 OWL 作为会话策略的描述语言。因此从形式上, 一个主体交互协议就是一些用 OWL 语言表示的会话策略。利用这种方法, 担当服务提供者角色的主体使用 OWL 描述并发布与自己交互的协议, 即若干会话策略; 而对服务请求者的主体来

说,只要能够理解这些基于 OWL 的会话策略,就可以与之进行交互。基于 OWL 的描述特性,主体的通信模块与交互协议的耦合度大大降低,主体可以根据自己的需求发布任何形式的交互协议,而其他主体可以参加任何形式的交互(只要它能够理解其他主体的协议描述语言),不仅极大地提高了灵活性,而且简化了软件主体的结构。

## 1 消息描述

为了定义一个多主体交互协议,一方面必须定义消息的表示方法,因为消息是交互过程中基本的信息单元。在 FIPA 的言语动作库<sup>[3]</sup>中规定了一些基本的言语动作,如 request、propose、accept、reject 等,语义丰富而灵活,能够支持主体之间的灵活交互。另一方面,WS-Agreement<sup>[4]</sup>是一种基于 XML 的语言,具有描述性的特点。因此,本文扩展 WS-Agreement 的 Schema 已包括这些言语动作,用这些言语动作表示一个多主体交互协议中的个体消息。

逻辑上,一个消息的结构为:

Message = Speech Act (sender, receiver, proposal)

Speech Act 定义了消息的类型,表达了消息的意图。言语动作是根据消息的语义来划分的,交互协议就是由这些基本的言语动作组合而成的。sender 和 receiver 表示了这个言语动作的参与者;proposal 则是这个言语动作的内容,描述了 sender 对服务的期望。

可以用扩展 WS-Agreement 的 Schema 来表示这些言语动作。例如,offer 消息是一个“take-it-or-leave-it”的提议,接收者或者接受这个提议,或者拒绝,而不能回应另一个提议。一个 offer 消息类型可以表示为:

```
<wsag:offer>
  <wsag:SpeechAct>"offer"</wsag:SpeechAct>
  <wsag:context>
    <wsag:sender>xs:anytype</wsag:sender>
    <wsag:receiver>xs:anytype</wsag:receiver>
  </wsag:context>
  <wsag:terms>
    <wsag:ServiceDescriptionTerm>
      ....
    <wsag:ServiceDescriptionTerm>
    <wsag:GuaranteeTerm>
      ....
    <wsag:GuaranteeTerm>
  </wsag:terms>
</wsag:offer>
```

其中,Speech Act 规定了消息的语义;而 Wsag:Terms 这个 tag 则封装了主体交互过程中的一个提议,表达了对服务的期望。

其他 Speech act 可以以同样的方式予以定义。

## 2 交互协议描述

在主体交互过程中,为了进行有组织的信息交换,仅仅定义个体消息是不够的,还必须定义主体交互过程

中的消息传递流程以及交互的上下文信息,即主体交互协议。形式上,一个多主体交互协议就是一个会话的过程,本文采用会话策略来描述这些多主体交互协议。

会话是多个主体为了达到一定的目标而交换的言语动作序列。为了使会话有意义,会话必须遵守一定的规约:(1)必须规定言语动作的交换顺序,例如,当收到一个 Request 消息,可以回应一个 Accept 或者 Reject 消息;(2)必须规范会话的上下文信息,如消息的内容、通信动作的发送者和接收者的属性、时间约束等。而会话策略<sup>[5]</sup>则是一些描述性的规约,这些规约起着约束主体之间消息交换的作用,并且对所有参与者公开。更确切地讲,一个会话策略就是一个细粒度的约束集合,针对主体会话的某一特定方面。这些约束是公开的、共享的和标准的,并能以不同的方式组合。不同的会话适用不同的策略集合。当主体为了交互而同意遵守某些会话策略时,也就意味着它们接受这些约束集合来管理它们之间的交互。

策略规则是策略的基本单元。一个策略规则表示为参与交互的主体特定条件下被允许(permission)、禁止(prohibition)或强制(obligation)发送的言语动作,其逻辑结构表示为:

Deontic (Actor, Speech Act, Conditions)

其中,Deontic 表示了允许、禁止或强制等概念;Actor 是策略规则的约束对象,Speech Act 是被约束对象的动作;Conditions 表示 Actor 能够发送 Speech Act 的前置条件。例如,一个策略规则“任何一方在收到对方的 accept 消息后,必须回应一个 Acknowledge 消息”,可以表示为:

Obligation (X, Acknowledge (X, Y, Proposal), Y. Accepted)

其中,X、Y 是两个变量,分别表示 Acknowledge 这个 Speech Act 的发送者和接收者;Y. Accepted 表示当前状态是 Y 接受了 X 的一个提议。

一个会话策略是一个策略规则的集合,通常对应主体交互过程中的某一方面的全部或部分特征,如终止、同步、异常处理,等等;这也符合“一个会话策略就是一个细粒度的约束集合”的概念。所有描述多主体交互过程的会话策略共同定义了一个多主体交互协议。

一个策略的逻辑结构如下所示:

CP= Operator {r<sub>1</sub>,r<sub>2</sub>,...,r<sub>n</sub>}

其中,Operator 是一个逻辑操作符。如果 Operator 是“All”,则所有策略规则都生效;如果 Operator 是“Exactly-One”,则只有一个策略规则生效;如果 Operator 是“One-Or-More”,则至少一个规则生效;r<sub>i</sub> 是一个策略规则。

采用本体语言 OWL 作为会话策略的描述语言,会话策略相关的概念被定义为 OWL 的 class,所有 class 组成一个本体。会话策略上层本体如图 1 所示。

Policy,即会话策略,定义了对主体交互过程的某些约束。一个 Policy 可能包含多个策略规则,并且用“All”、

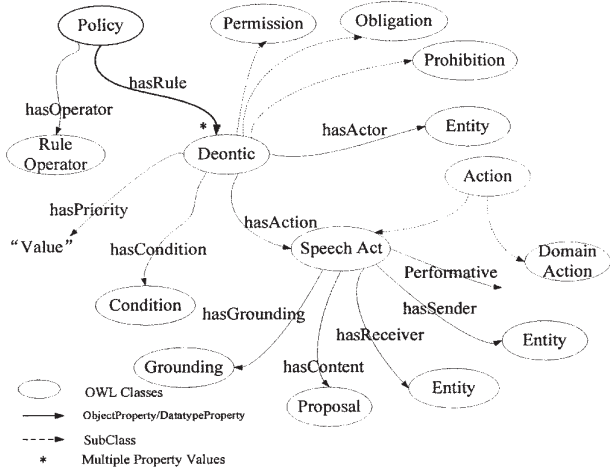


图 1 会话策略上层本体

“ExactlyOne”和“OneOrMore”等逻辑操作符组合成这些策略规则；

一个策略规则就是一个 Deontic concept, 定义了特定条件下某个主体被允许(Permission)、禁止(Prohibition)或强制(Obligation)发出的 Speech Act, 其逻辑结构是一个“Condition-action”的声明。一个策略规则可能具有一个优先级属性, 用以解决可能发生的冲突; 而且, Actor 可以是一个变量;

Speech Act 定义了一个发送消息的行为; Performative 表征了消息的语义, Sender 和 Receiver 表示参与者, Proposal 表示消息的内容并且由特定的领域本体来描述, 而 Grounding 将这个 Speech Act 映射到一个具体的用 WS-agreement schema 定义的消息。根据具体需要, 可以将 Propose、Accept、Reject、Inform 等具体的言语行为定义为 Speech Act 的子类。

Condition 定义了行动的前置条件, 其逻辑形式是一个 (Subject, Predicate, Object) 的三元组。比如, 条件“Mike 是电子工程系的学生”定义为 (Mike, StudentOf, EE)。

### 3 示例: FIPA 提议协议

作为一个示例, 用基于本体和会话策略的方法来描述 FIPA 提议协议(FIPA Propose Protocol), 如图 2 所示。

主体 Initiator 向主体 Participant 发送一个 Propose 消息, 而 Participant 可以回应一个 Accept 或者 Reject 消息。这三个消息都可以用 WS-Agreement schema 来定义, 如第 2 节所述。

对图 1 的上层本体进行扩展, 将 Propose、Accept 和 Reject 三个言语行为定义为类 Speech Act 的子类。则 FIPA 提议协议可以用同步策略和终止策略来表示。

#### 3.1 同步策略

Permission (Initiator, Propose (Initiator, Participant, Proposal), -);

Obligation (Participant, Speech Act, Initiator.proposed);

Permission (Participant, Reject-proposal (Participant, Ini-

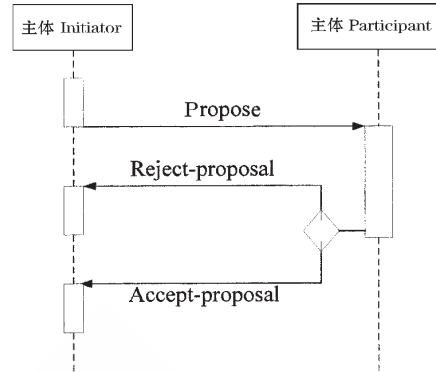


图 2 FIPA 提议协议

tiator, Proposal), Initiator.proposed);

Permission (Participant, Accept-proposal (Participant, Initiator, Proposal), Initiator.proposed);

这个策略包括 4 条策略规则, 用 and 操作符连接:

- (1) 主体 Initiator 随时可以给主体 Participant 发送 Propose 消息;
- (2) 主体 Participant 收到 Propose 消息后必须回应;
- (3) 主体 Participant 收到 Propose 消息后可以回应 Accept 消息;
- (4) 主体 Participant 收到 Propose 消息后可以回应 Reject 消息。

#### 3.2 终止策略

Prohibition (Participant, Speech Act, Participant.rejected);

Prohibition (Participant, Speech Act, Participant.rejected);

Prohibition (Initiator, Speech Act, Participant.rejected);

Prohibition (Initiator, Speech Act, Participant.accepted);

这个策略同样包含 4 个规则, 用 and 操作符联结:

- (1) 主体 Participant 发送 Reject 消息后不能再发送消息;
- (2) 主体 Participant 发送 Accept 消息后不能再发送消息;
- (3) 主体 Initiator 收到 Accept 消息后不能再发送消息, 会话过程终止;
- (4) 主体 Initiator 收到 Reject 消息后不能再发送消息, 会话过程终止。

主体 Initiator 使用 OWL 语言描述这两个会话策略, 即描述这个提议协议 (由于篇幅所限, 本文不再给出协议的 OWL 表示), 并发布出去。任何一个其他主体, 只要能够理解 OWL, 就可以通过这个提议协议和 Initiator 进行交互。

研究人员在多主体交互协议方面已经作了大量工作, 取得了许多有代表性的阶段性成果<sup>[6-7]</sup>。

随着多主体系统和互联网平台的融合<sup>[8]</sup>, 需要一种全新的方法, 在互联网这样一个开放、动态环境中描述多主体协议, 使得主体能够灵活地参与多种形式的交互。本文用描述性的方法来表示一个主体交互协议。交互

协议中的个体消息被表示为 WS-agreement Schema, 交互协议则被描述为一个会话策略集合, 采用描述性的本体语言 OWL 作为会话策略的表示语言, 将主体的内部结构和具体的交互协议完全解耦合。主体可以自由地选择、发布交互协议, 使得主体间的交互具有最大限度的灵活性。

### 参考文献

- [1] GENESERETH M R, KETCHPEL S P. Software agents [J], Comm. of the ACM, 1994, 37(7): 49-53.
- [2] FIPA. FIPA agent communication language specifications. <http://www.fipa.org/repository/aclspecs.html>, 1998.
- [3] FIPA. FIPA communicative act library specification. [www.fipa.org/specs/fipa00037/SC00037J.pdf](http://www.fipa.org/specs/fipa00037/SC00037J.pdf), 2002.
- [4] ANDRIEUX A, CZAJKOWSKI C, DAN A, et al. Web services agreement specification(WS-Agreement), June 29th 2005.
- [5] GREAVES M, HOLMBACK H, BRADSHAW J. What is a conversation policy[C]. Autonomous Agents '99 Workshop on Specifying and Implementing Conversation Policies, 1999.
- [6] 赵志崑, 盛秋戩, 高翔, 等. 多主体交互协议的表示和实现[J]. 计算机工程与应用, 2004(24):8-11.
- [7] 杨建池, 张新宇, 黄柯棣. 本体论在 Agent 间通信中的应用[J]. 系统仿真学报, 2007, 19(6):1199-1201.
- [8] 伍春晖, 龚正虎. Web 服务与 Agent 技术结合的研究[J]. 微处理机, 2006, 27(4):96-98.

(收稿日期: 2008-09-15)

电子技术应用  
APPLICATION OF ELECTRONIC TECHNIQUE  
www.chinaaet.com

# 基于 CMMB 系统的同步设计与实现

毛剑慧, 黑勇, 乔树山

(中国科学院微电子研究所, 北京 100029)

**摘要:** 同步实现对于 OFDM 基带接收系统而言至关重要, 对于面向移动多媒体的基带芯片设计, 同步的性能和低功耗设计更是很大的挑战。结合中国移动多媒体广播系统(CMMB)帧结构、调制及其传输信道的特征, 提出了适用于多径衰落信道、高载波频偏环境下的 OFDM 系统时间和载波频率同步方案, 并在硬件实现中从算法优化、硬件构架设计两个方面进一步降低同步功耗。

**关键词:** CMMB; OFDM; 同步; 低功耗

中图分类号: TN4 文章标识码: A

## Design and implementation of synchronization for CMMB system

MAO Jian Hui, HEI Yong, QIAO Shu Shan

(Institute of Microelectronics of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100029, China)

**Abstract:** Implementation of synchronization is very important in OFDM receiver baseband systems. For design of baseband chips facing mobile multimedia, synchronization performance and low power are challenge in the design. A robust scheme of timing and frequency synchronization in CMMB system adapted for multi-path fading and high carrier frequency offset environment is presented in this paper. For the implementation of the hardware, the paper will reduce synchronization power in two aspects, algorithm optimization and hardware structure.

**Key words:** CMMB; OFDM; synchronization; low power

中国的 CMMB(中国移动多媒体广播)规范以中国的自有技术 STiMi 为基础, 现已成为中国手机电视的行业标准。CMMB 系统帧结构<sup>[1]</sup>如图 1 所示, 物理层信号为 1 S/s, 划分为 40 个时隙, 每个时隙的长度为 25 ms, 包括一个信标和 53 个 OFDM 符号, 其中信标由发射机标识信号以及两个相同的同步信号序列组成。该系统载波频率为 2.6 GHz, 带宽 10 MHz, 每个 OFDM 符号包括 4 096 个子载波, 其中包含 82 个连续导频信号和 384 个离散导频信号。CMMB 系统物理层调制方式采用正交频分复用(OFDM)结构, OFDM 调制利用许多并行的、传输低速率数据的子载波来实现高速率的通信, 它具有能有效抵抗信道的频率选择性衰落和脉冲噪声的优点。然而, OFDM 系统对于多普勒(Doppler)频移以及载波振荡器的不稳定引起的频率偏移十分敏感, 由于频率偏移将破坏 OFDM 系统子载波之间的正交性, 引起载波间干扰(ICI), 并且, 随着频率偏移的增加, 误码率(BER)性能恶化加剧。此外, 多径衰落也将使传输信号发生畸变, 从而恶化系统性能。因此, 系统的时间同步、频率同步成为 CMMB 数字接收机设计的关键。

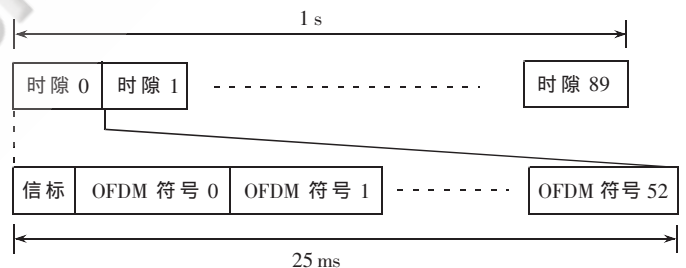


图 1 CMMB 帧结构

由于基带芯片面向移动手持终端, 因此在同步的算法选择和硬件框架结构上必须考虑功耗的影响, 应该尽量选择低功耗算法和低复杂度硬件结构; 本文在同步设计中为了进一步降低同步功耗, 将优化传统算法和硬件结构。

### 1 CMMB 系统同步设计概述

本系统设计的帧同步及频率同步均在时域中完成<sup>[2]</sup>, 算法利用信标中的两个相同长度的同步序列的相关性。由于系统的载波频率较高, 接收端与发射端晶振微小的不匹配将引入较大的频率偏差, 这会影响到同步的性能, 因此在设计帧同步时使用无数据辅助(粗同步)+数据辅

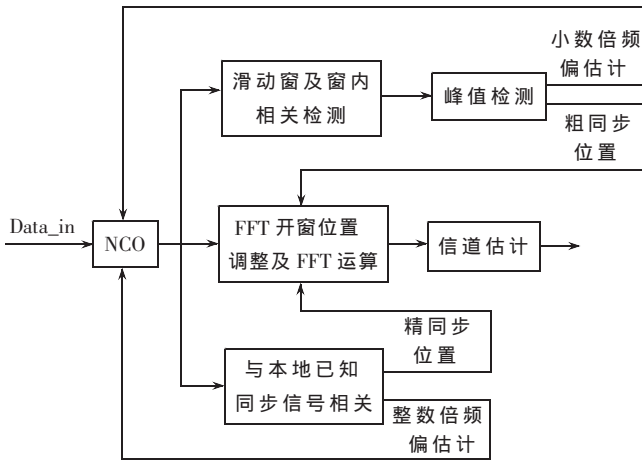


图2 同步结构算法框图

助(精同步)的方案<sup>[3]</sup>,同步结构算法框图如图2所示。

(1) 利用无数据辅助的方法,利用信标中两个相同重复的 2048 点 OFDM 同步信号之间的相关性,以 4096 点为窗长,窗内的前 2048 点与后 2048 点做相关运算,搜索峰值可以求出 OFDM 符号开始的位置,并且利用所求出的峰值可以求出小数倍载波间隔频率的频偏估计;

(2) 在时间域中完成小数倍频偏<sup>[4]</sup>和整数倍频偏的估计并通过 NCO 进行补偿;

(3) 利用本地已知的 2048 点同步信号,与接收到的数据在小范围(一个保护间隔长度)搜索滑窗求相关,用阈值方法找到多径的第一径,从而找到 FFT 窗的精确位置。

## 2 CMMB 系统粗同步设计

### 2.1 常规滑窗相关硬件结构

在 CMMB 系统中,需要同步信号间卷积相关:

$$Corr(n) = \sum_{k=0}^{2047} r_n(k) \cdot conj(r_n(k+2048)), n=-l, \dots, l \quad (1)$$

这样需要一块 2048×26(实部虚部各 13 位存储在同一地址中)的 RAM 存储接收到的信号,以延迟 2048 后和新进入数据做相关运算;此外还需要一块 2048×40 的 RAM 存储卷积后结果的实部和虚部以进行相关运算结果的累加运算,前 2048 个相关运算结果存储在 RAM 中,第 2049 个相关运算结果存储在第 0 地址前,先将和减去第 0 地址中原有的相关运算结果,再加上新的相关运算结果,并将新的相关运算结果存储在第 0 地址中<sup>[5]</sup>,RAM 的其他地址读写以此类推,即:

$$sum_{addr} = sum - ram_{addr} + new \quad (2)$$

new 即新进入的相关运算结果。

RTL 设计完后采用 0.13 μm SMIC 库进行 Design Compiler 综合,工作时钟为 80 MHz,综合结果如表 1 所示。

由表 1 中的结果可以看出,RAM 读写功耗占整个粗同步模块的功耗的比例很大,因此需要用新的算法以减少粗同步模块 RAM 的大小,从而减小系统粗同步的功耗。

表 1 DC 综合结果

RASP2048X26M16	2.784 7 mW
RASP2048X40M16	3.453 3 mW
Multss(乘法器,个数:2,位数:13×13)	0.066 7×2=0.1334 mW
累加器(个数:2;位数:20+20)	0.036 1+0.035 2=0.0713 mW
Atan(cordic)	0.629 0 mW
Cell internal power	7.765 1 mW
Net switching power	226.681(μW)

### 2.2 改进的粗同步硬件结构

参考文献[5]提出了设计一个低通滤波器代替图3中相关运算结果的累加运算部分,见图4所示。

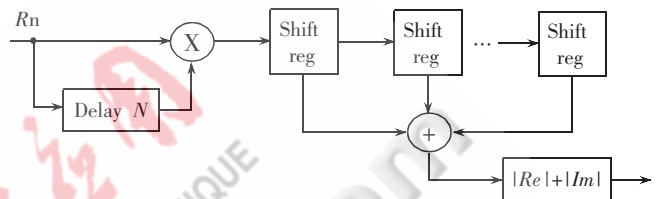


图3 粗同步滑窗相关硬件结构

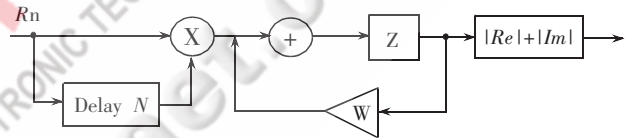


图4 改进算法的同步设计

该算法用一个乘法器代替了传统算法中的 RAM,系数 w 经仿真选为 1-2<sup>-9</sup>。仿真以估计位置和理想位置的距离作为评价标准,即(delta=pos-pos\_ideal),系统仿真如图5所示,仿真环境:典型动态多径,0.001%载波频偏,150 Hz 多普勒频移。

由图5可以看出,当信噪比下降到 6 dB 以下,即 delta<0,粗同步位置进入 symbol 内,引起 ISI 干扰,会造成系统性能的恶化,因此同步失败;当信噪比大于 6 dB 时同步位置在 CP 内,虽然该算法与传统累加运算算法

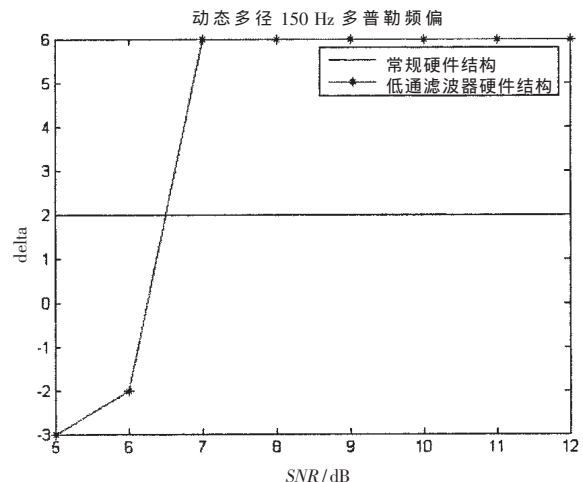


图5 两种粗同步算法仿真

相比,误差比较大,但是完全可以容忍,不会造成系统恶化(最终误码率在 $10^{-6}$ 以下)。RTL设计中,传统方法的 $2048 \times 40$ 的RAM由两个 $20 \times 10$ 的乘法器替代,完成后RTL设计后采用 $0.13 \mu\text{m}$  SMIC库进行Design Compiler综合,工作时钟为80 MHz,综合结果如表2所示。对比表2和表1,可以得出结论:改进的算法硬件比传统的累加结构的硬件的功耗降低3.2 mW,这样可以降低系统在粗同步时所消耗的功耗,这对于面向手持设备的基带芯片而言是极其重要的。

表2 DC综合结果

RASP2048X26M16	2.784 7 mW
Multss(乘法器,个数:2,位数:13×13)	$0.066 \times 2 = 0.1334$ mW
Atan(cordic)	0.629 0 mW
Cell internal power	4.505 4 mW
Net switching power	45.213 7 $\mu\text{w}$

### 3 CMMB系统整数倍频偏估计和精同步硬件设计

由于整数倍频偏估计和精同步都需要用到本地已知同步序列,因此将这两个算法放入同一硬件模块中,复用存储本地已知同步序列的ROM。

#### 3.1 整数倍频偏估计

CMMB系统整数倍频偏估计在时域中完成,其算法主要应用同步序列:

$$\text{sync}_{l,m}(k) = \text{sync}(k) \cdot e^{-j2\pi m f k} \quad (3)$$

$$k = 0, 1, \dots, 2047; m = -\max, \dots, \max$$

max为整数倍频偏扫频范围;

$$\text{Corr}(m) = \sum_{k=0}^{2047} r_l(k) \cdot \text{sync}_{l,m}(k) \quad (4)$$

但是在实际硬件设计中,需要计算 $e^{-j2\pi m f k}$ ,可以说给硬件设计带来了很大的麻烦,尤其是K在 $0 \sim 2048$ 中变化,这样每完成一次m的计算,需要计算 $e^{-j2\pi m f k}$ 共2048次,需要耗费大量功耗与时间,本文设计该硬件模块时,将计算公式打开,首先假设m固定:

$$\begin{aligned} \text{Corr}(m) &= \sum_{k=0}^{2047} r_l(k) \cdot \text{sync}_{l,m}(k) \\ &= \sum_{k=0}^{2047} r_l(k) \cdot \text{sync}(k) \cdot e^{-j2\pi m f k} \\ &= r_l(0) \cdot \text{sync}(0) \cdot 1 + r_l(1) \cdot \text{sync}(1) \cdot e^{-j2\pi m f} + \dots \\ &\quad + r_l(2047) \cdot \text{sync}(2047) \cdot e^{-j2\pi m f \cdot 2047} \\ &= r_l(0) \cdot \text{sync}(0) \cdot 1 + r_l(1) \cdot \text{sync}(1) \cdot e^{-j2\pi m f} + \dots + e^{-j2\pi m f \cdot 2046} \cdot [r_l(2046) \cdot \text{sync}(2046) + r_l(2047) \cdot \text{sync}(2047) \cdot e^{-j2\pi m f}] \\ &= r_l(0) \cdot \text{sync}(0) \cdot 1 + e^{-j2\pi m f} \cdot [r_l(1) \cdot \text{sync}(1) + e^{-j2\pi m f} \cdot [r_l(2) \cdot \text{sync}(2) + \dots + e^{-j2\pi m f} \cdot [r_l(2046) \cdot \text{sync}(2046) + r_l(2047) \cdot \text{sync}(2047) \cdot e^{-j2\pi m f}]]] \end{aligned} \quad (5)$$

这样可以发现,式中惟一的指数为 $e^{-j2\pi m f}$ ,而不再随着k的变化而变化了,这就是该模块设计的核心思想。

从公式中可以得出所需要的硬件代价:

(1)RASP2048X26M16, RAM用来存储收到的同步信号的实部和虚部;

(2)DROM2048X24M8, ROM用来存储已知的同步序列实部和虚部;

(3) $e^{-j2\pi m f}$ 值在该模块设计中采用查找表的方式,用ROM存储 $e^{-j2\pi m f}$ ( $m = -\max, \dots, \max$ ),因为 $e^{-j2\pi m f}$ 的值比较小,所以需要较大位宽进行存储,实部和虚部分别用22 bit表示,本模块设计中 $\max = 5$ ,因此需要DROM64X44M8( $0.13 \mu\text{m}$  SMIC库ROM地址只能是 $2^n$ ,该DROM可以扩展存储到 $-32 \sim 32$ 扫频范围);

(4)另外还需要开销乘法器:2个 $13 \times 12$ 的乘法器和2个 $22 \times 22$ 的乘法器分别计算实部和虚部。

硬件结构如图6所示。

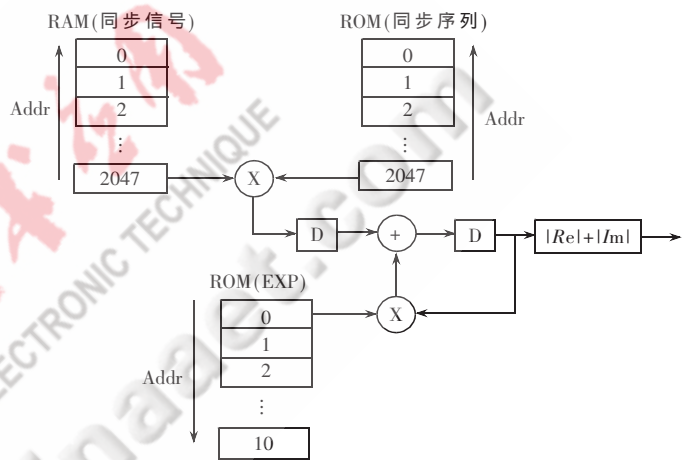


图6 整数倍频偏估计硬件结构

插入两个寄存器,进行两级 pipeline 结构,即 $13 \times 12$ 乘法器和 $22 \times 22$ 乘法器流水运算,从而加快整数倍频偏估计的速度并且减小硬件功耗。

#### 3.2 精同步硬件实现

精同步的算法即如何寻找多径的第一径。其算法是利用完成频偏补偿后的同步序列和已知同步序列相关求峰值的思想。

假设粗同步误差为2,即同步位置偏移实际位置两个子载波,仿真环境为典型动态多径信道,利用精同步算法可以得到图7所示的峰值。

可以清楚地看出多径间径的关系,本文算法和硬件实现时将搜索范围定为 $[-100, 100]$ ,在该范围内所有相关值求平均后,用 $64 * \text{mean}$ 作为阈值进行判断,可以找出位置2处的峰值,从而找到帧起始的精确位置。

在硬件设计上,该模块与整数倍频偏估计算法共用一个模块,该模块中有两块RAM:

(1)RASP2272X26: 该RAM首先使用前2048 X26存储粗同步和小数倍频偏补偿后的同步序列的实部和虚部,该序列与本地已知同步序列相关求出整数倍频偏估计;

完成整数倍频偏补偿后,将使用2248 X26存储粗

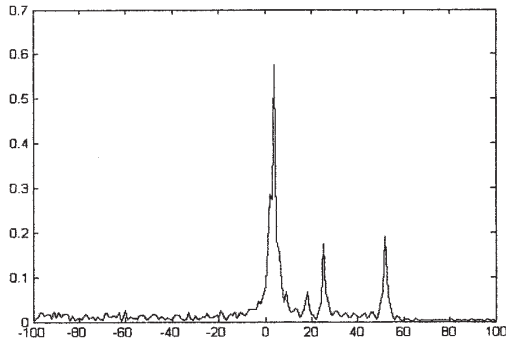


图 7 精同步算法仿真

同步序列位置前后 100 子载波范围内的数据的实部和虚部,存储后该序列以 2048 为窗与本地已知序列求相关运算。

(2) RASP224X24M16: 该 RAM 用来存储精同步相关运算后的 201 个相关值的能量,用来求均值和判断精同步位置。

此外模块中还有两块 ROM:

(1) DROM64X44M8: 存储  $e^{-j2\pi m f}$ , 用来计算整数倍频偏估计,这在上一小节中有详细说明,该方法可以降低 RASP2272X26 的读写次数,提高整数倍频偏估计的速度。

(2) DROM2048X24M8: 存储本地已知同步序列。

此外乘法器也共用 13×12 乘法器和 22×22 乘法器。

完成 RTL 设计后采用 0.13 μm SMIC 库进行 Design Compiler 综合,工作时钟为 80 MHz,综合结果如表 3 所示。

#### 4 NCO 硬件设计

NCO 硬件为了补偿载波频偏给系统带来的恶化,该模块硬件主要由 16 级流水的 cordic 算法<sup>[6]</sup>实现,综合结果见表 4。

本文提出了适用于多径衰落信道、高载波频偏环境下的 CMMB 基带接收系统时间和载波频率同步方案,并在硬件实现中从算法优化、硬件构架设计两个方面进一步降低同步硬件功耗。

#### 参考文献

[1] CMMB 广播信道帧结构、信道编码和调制。

表 3 DC 综合结果

RASP2272X26M16	2.921 3 mW
DROM64X44M8	4.219e-5 mW
DROM2048X24M8	2.176 3
Multss_short (乘法器, 个数: 2, 位数: 13×13)	0.076 3×2=0.153
Multss (乘法器, 个数: 2, 位数: 22×22)	0.096 5×2=0.193
RASP224X24M16	1.909e-4
Cell internal power	6.929 7 mW
Net switching power	86.7371 μW

表 4 DC 综合结果

Cell internal power	2.451 7 mw
Net switching power	707.967 7 μW

[2] ZHAO Xiang, LIM M S. A novel cyclic-shifted preamble scheme for symbol synchronization based on OFDM WLANs. ICACT, 2006: 919-922.

[3] FORT A, WEIJERS J W, DERUDDER V, et al. A performance and complexity comparison of auto-correlation and across-correlation for OFDM burst synchronization. ICASSP 2003: 341-344.

[4] YU Zh.H., CHEN Kai, HUANG Yu Mei, et al. OFDM timing and frequency offset estimation based on repeated training sequence. Wireless Communications, Networking and Mobile Computing, 2007. WiCom 2007. International Conference on Volume, Issue, 21-25 Sept. 2007: 264-266.

[5] ZHENG Hua Rong, TANG Jue, SHEN Bo. Low-complexity joint synchronization of symbol timing and carrier frequency for OFDM systems. IEEE Transaction on Consumer Electronics, 2006, 52: 317-320.

[6] DAWID H, MEYR H. VLSI implementation of the cordic algorithm using redundant arithmetic. 1992 IEEE: 1089-1092.

(收稿日期: 2008-09-25)

# 基于最小均方误差的多用户 MIMO 下行预编码\*

王伟达, 何旭, 武刚

(电子科技大学 通信抗干扰技术国家级重点实验室, 四川 成都 610054)

**摘要:** 在多输入多输出(MIMO)多用户下行链路中,可联合收发处理和功率分配,从而获得更好的通信性能。提出的多用户 MIMO 预编码方法分解成两步实现:首先消除用户间的干扰使之等效为多个单用户系统,在此基础上以最小均方误差(MMSE)为准则,进行收发的联合优化和功率分配,从而改善系统的误码率(BER)性能。仿真表明,所提出的方法与现有的一些方法相比,可以获得较大的信噪比(SNR)增益。

**关键词:** 预编码; 多输入多输出; 多用户; 功率分配

中图分类号: TN92

文献标识码: A

## Linear precoding based on MMSE in multi-user MIMO downlink

WANG Wei Da, HE Xu, WU Gang

(National Key laboratory of Communication, UESTC, Chengdu 610054, China)

**Abstract:** Joint precoding and power allocation scheme is proposed for the downlink of multi-user MIMO systems. This method is decomposed into two separate steps. We can get several single user systems after canceling inter-user interference. On the basis of the pre-canceling, joint transmit and receive optimization, power allocation, as a result that the system bit error rate (BER) performance is enhanced. The simulation results show that the proposed method can achieve significant performance improvement relative to some existing schemes.

**Key words:** precoding; multiple-input multiple-output (MIMO); multi-user; power allocation

与单天线系统相比, MIMO 技术由于利用了多个并行的空间信道,带来了显著的容量或分集增益,因此受到了普遍的重视。到目前为止,这一领域的研究还主要着眼于单用户点对点多天线通信系统。近几年,多用户 MIMO 系统引起了人们广泛的研究兴趣。由于下行链路具有各个用户接收机之间不能协同接收的特点,所以对多用户 MIMO 系统的下行链路的研究成为热点。下行链路中,基站向不同的用户发射多个数据流,可进一步提高系统的传输速率和频谱利用率。但是,每个用户的接收信号中存在用户间干扰,如果没有得到很好的处理,将会引起系统性能的严重恶化。参考文献[1]介绍了基于最大信噪比的发射预编码器(MRT)设计,使每个用户接收信号的信噪比(SNR)最大。由于未考虑 CCI 的影响,故而系统性能很差。当基站已知所有用户的信道状态信息(CSI)时,通过预编码的设计可以抑制和消除用户间干扰。目前对多用户 MIMO 系统中用户间的干扰消除已有大量的研究。参考文献 [2] 中提出了块对角化

(BD)来消除用户间的干扰,并通过注水原理进行功率分配,使系统总容量最大。参考文献[3]中在等功率分配下,通过块对角化(BD)来消除用户间的干扰,基于符号错误率考虑,利用选择分集来优化性能。

本文提出了一种基于最小化均方误差(MMSE)的预编码方法。该方法通过用户间干扰消除、收发的联合优化和用户内部数据流间的功率分配,从而降低系统的误码率(BER)。本文提出的方法中基站需要知道完善的信道信息,在时分系统(TDD)中,基站可以通过互易性估计出信道信息。

符号说明:  $I_m$  表示  $m$  阶单位矩阵;  $T, H$  和  $+$  分别表示矩阵的转置、共轭转置和 Moore-Penrose 伪逆;  $|\cdot|$  表示绝对值;  $\text{tr}(\cdot)$  表示对方阵求迹;  $E(\cdot)$  表示数学期望;  $\lambda_i(\cdot)$  表示矩阵的奇异值。

### 1 系统模型

下行链路多用户 MIMO 系统结构如图 1 所示。

该多用户 MIMO 系统包括一个基站和  $k$  个用户,其中基站有  $N$  个发射天线,第  $k$  个用户有  $M_k$  个接收天

\* 基金项目: 国家自然科学基金资助青年科学基金项目(NO:60702073)

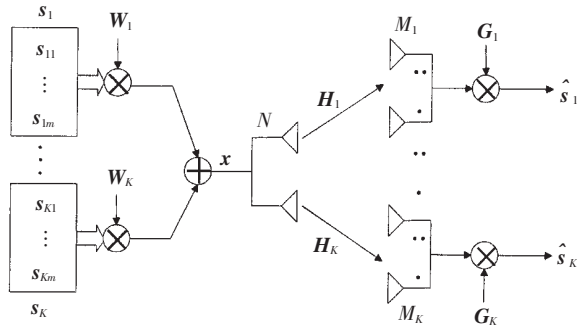


图 1 多用户 MIMO 系统结构

线,第  $k$  个用户需要传输  $M_k$  个独立的数据流。则第  $k$  个用户的接收信号为:

$$\begin{aligned} y_k &= H_k \sum_{i=1}^K W_i s_i + n_k \\ &= H_k W_k s_k + H_k \sum_{i=1, i \neq k}^K W_i s_i + n_k \end{aligned} \quad (1)$$

式(1)中,  $H_k$  为第  $k$  个用户的  $M_k \times N$  信道矩阵,且  $H_k$  是独立同分布瑞利频率非选择性衰落信道,即  $H_k$  服从  $CN(0,1)$ ;  $W_k$  为第  $k$  个用户的  $N \times M_k$  的预编码矩阵,需满足  $\text{tr}(W_k W_k^H) = m_k$ ;  $s_k$  是  $m_k$  维的列矢量,为第  $k$  个用户的发射符号,并且  $E(s_k s_k^H) = I_{m_k}$ ;  $n_k$  是  $M_k$  维的列矢量,为第  $k$  个用户的独立同分布的噪声,并且  $E(n_k n_k^H) = \sigma_k^2 I_{M_k}$ 。式(1)第一项为该用户的有用信号,第二项为其他用户对该用户的干扰,第三项为噪声。

在接收端,用户  $k$  用一个线性解码器  $G_k$  来恢复发送符号:

$$\hat{s}_k = G_k H_k \sum_{i=1}^K W_i s_i + G_k n_k \quad (2)$$

假设用户使用 MMSE 线性解码器,所以接收天线必须满足:  $M_k \geq m_k$ , 考虑用户端的能耗及处理复杂度等因素,本文考虑的接收天线数目为线性解码所需的最小值,即  $M_k = m_k$ 。

## 2 预编码方案

### 2.1 基于矩阵块对角化的干扰消除

为了消除用户间的干扰,参考文献[2]、[3]提出了通过设计预编码矩阵  $W$  使得等效信道  $H$  被对角化 BD (Block Diagonalization),也就是说  $HW$  是块对角化的,其中  $H$  是  $K$  个用户信道矩阵  $H_k$  的垂直级联,  $W$  是  $K$  个用户预编码矩阵  $W_k$  的水平级联,即:  $H = [H_1^T \dots H_k^T \dots H_K^T]^T$ ,  $W = [W_1 \dots W_k \dots W_K]$ 。经过块对角化处理后,就可以完全消除用户间干扰,从而等效为多个单用户系统,只剩下用户内部数据流间的干扰。

如果  $W_k$  的列位于  $\hat{H}_k$  的零空间内 (null-space),则可以块对角化,其中  $\hat{H}_k = [H_1^T \dots H_{k-1}^T \quad H_{k+1}^T \dots H_K^T]^T$ 。

$$W_k \in \text{null}(\hat{H}_k) \Leftrightarrow \hat{H}_k W_k = 0 \quad (3)$$

存在满足上式的  $W_k$ ,发射天线和接收天线有如下限制:

$$M \geq \sum_{j=1, j \neq k}^K M_j + m_k \quad (4)$$

在满足块对角化时,  $H_k W_j = 0 (j \neq k)$ ,即接收信号中用户间干扰被完全消除。

为了求解这样的预编码矩阵  $W_k$ ,参考文献[3]引入了两个矩阵  $Q_k$  和  $D_k$ ,矩阵  $W_k$  定义为:

$$W_k = Q_k D_k \quad (5)$$

式(5)中的  $Q_k$  是  $\hat{H}_k$  零空间的正交基,用于消除用户间干扰,  $D_k$  则用于优化系统的性能。

由矩阵分析可知:

$$\hat{H}_k (I - \hat{H}_k^+ \hat{H}_k) = 0 \quad (6)$$

则说明  $I - \hat{H}_k^+ \hat{H}_k$  的列位于  $\hat{H}_k$  的零空间内,可以通过正交化或 QR 分解求得正交基。

记  $I - \hat{H}_k^+ \hat{H}_k$  的 QR 分解为:

$$I - \hat{H}_k^+ \hat{H}_k = Q_k R_k = (Q_k \bar{Q}_k) \begin{pmatrix} R_k \\ 0 \end{pmatrix} \quad (7)$$

$Q_k$  是  $N \times (N - \sum_{j=1, j \neq k}^K M_j)$  的酉矩阵。

### 2.2 收发联合优化及用户内部数据流间的功率分配

用户间的干扰完全消除后,第  $k$  个用户的接收信号变为:

$$y_k = H_k Q_k D_k s_k + n_k = \vec{H}_k D_k s_k + n_k \quad (8)$$

其中:  $\vec{H}_k = H_k Q_k$  是第  $k$  个用户的等效信道。

接收信号经过线性解码器  $G_k$  后,得到发送符号的估计值:

$$\hat{s}_k = G_k \vec{H}_k D_k s_k + G_k n_k \quad (9)$$

因为:

$$\text{tr}(W_k W_k^H) = \text{tr}(Q_k D_k D_k^H Q_k^H) \stackrel{Q_k^H Q_k = I}{=} \text{tr}(D_k D_k^H) \quad (10)$$

设计目标:满足  $\text{tr}(D_k D_k^H) = m_k$  限制条件下,联合优化  $G_k$  和  $D_k$  使得均方误差最小,即:

$$\min_{G_k, D_k} E \left\{ \left\| \hat{s}_k - s_k \right\|^2 \right\} \quad (11)$$

限制条件下的最优化问题可用拉格朗日乘法求解,拉格朗日函数表示如下:

$$L = E \left( \left\| G_k \vec{H}_k D_k s_k + G_k n_k - s_k \right\|^2 \right) + \lambda (\text{tr}(D_k D_k^H) - m_k) \quad (12)$$

令  $\frac{\partial L}{\partial D_k} = 0$ , 可得:

$$D_k = (\vec{H}_k^H G_k^H G_k \vec{H}_k + \lambda I)^{-1} \vec{H}_k^H G_k \quad (13)$$

给定  $\vec{H}_k, D_k$  后,可求得  $G_k$ :

$$G_k = D_k \vec{H}_k^H (\sigma_k^2 I + \vec{H}_k D_k D_k^H \vec{H}_k^H)^{-1} \quad (14)$$

由(11)、(12)式可知  $D_k, G_k$  互为函数, 直接求解较为困难。

对  $\vec{H}_k$  进行奇异值分解(SVD):

$$\vec{H}_k = U_k \Sigma_k V_k^H \quad (15)$$

其中:  $\Sigma_k = \text{diag}(\sqrt{\lambda_1}, \dots, \sqrt{\lambda_{m_k}})$ , 并且  $\lambda_1 \geq \dots \geq \lambda_{m_k}$ 。

经过推倒可求得  $D_k^{[4-5]}$ :

$$D_k = V_k \text{diag}(\sqrt{\gamma_1}, \dots, \sqrt{\gamma_{m_k}}) \quad (16)$$

$\gamma_i$  表达式如下:

$$\gamma_i = \frac{\sigma_k^2}{\lambda_i} \left( \sqrt{\frac{\lambda_i}{\alpha \sigma_k^2}} - 1 \right)_+, \quad i=1, \dots, m_k \quad (17)$$

其中:  $(x)_+ = \max(0, x)$ , 并且  $\alpha$  必须满足功率限制条件:

$$\sum_{i=1}^{m_k} \gamma_i = m_k$$

因为  $\vec{H}_k D_k = H_k Q_k D_k = H_k W_k$ , 可得解码矩阵:

$$G_k = W_k^H H_k^H (\sigma_k^2 I + H_k W_k W_k^H H_k^H)^{-1} \quad (18)$$

消除用户间干扰后, 本文基于最小均方误差, 对用户内部数据流进行功率分配; 参考文献[2]则通过注水原理对用户内部数据流进行功率分配, 实现了系统容量最大化, 虽然两者预编码矩阵结构相似, 在随后的仿真分析中, 可以知道在误码率性能上前者要优于后者。

### 3 仿真分析

为了验证本文所提出的算法, 在 MATLAB 仿真平台下进行了仿真。假设多用户 MIMO 信道是独立同分布平坦的瑞利衰落信道, 基站完美地知道信道状态信息。

考虑两种天线配置:  $\{2, 2\} \times 4$  和  $\{2, 2\} \times 5$ , 即: 系统中有 2 个用户, 每个用户的接收天线数为 2, 基站发射天线数为 4 和 5 的两种情况。每个用户发射 2 个独立的数据流, 采用 QPSK 调制, 用户间等功率分配, 用户采用最小均方(MMSE)接收机。

图 2 和图 3 给出了两种不同天线配置下各种算法的误码率性能曲线。由图可见, 基于最大信噪比的设计方法<sup>[1]</sup>性能最差, 由于用户间干扰的存在, BER 并没有随信噪比(SNR)的增加而下降; 其余三种方法则完全消除用户间干扰, 系统的 BER 性能有大幅度的提高。文中基于最小均方误差提出的收发联合处理及功率分配的

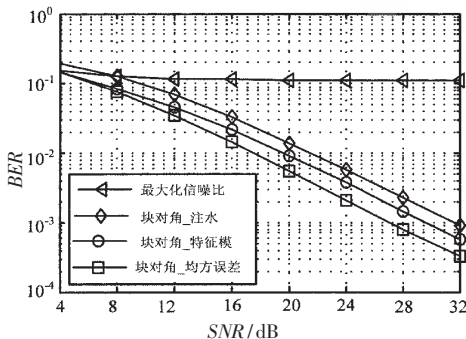


图 2  $\{2, 2\} \times 4$  的误码率性能比较

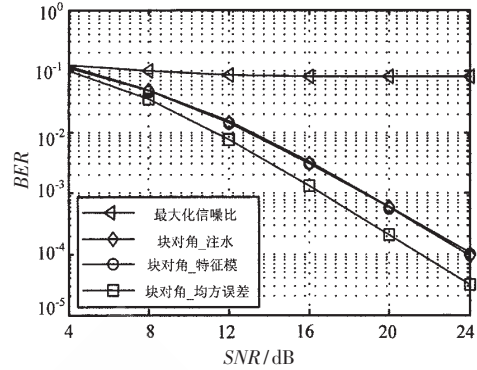


图 3  $\{2, 2\} \times 5$  的误码率性能比较

预编码算法最优, 在  $\{2, 2\} \times 4$  的天线配置下,  $BER = 10^{-3}$  时, 与块对角化注水分配功率<sup>[2]</sup>和块对角化主特征模传输<sup>[3]</sup>相比, 可获得 5 dB 和 3 dB 的增益。此外, 在基站增加发射天线后, 用户的分集增益都得到了提高, 从而进一步降低了系统的误码率(BER)。

本文提出了一种多用户 MIMO 下行的预编码方案, 在发送端消除用户间的干扰, 而后进行收发联合优化和功率分配, 从而改善了系统的误码率性能。文中提出的预编码方案适用于基站完美的信道信息, 但是在频分系统(FDD)中则较难实现, 利用非完美的信道信息进行预编码的设计将是本文的下一步工作。

### 参考文献

- [1] LARSSON E G, STOICA P. Space-time block coding for wireless communications. New York: Cambridge University Press, 2003.
- [2] SPENCER Q H, SWINDLEHURST A L, HAARDT M. Zero-forcing methods for downlink spatial multiplexing in multi-user MIMO channels. IEEE Transaction on Signal Processing, 2004, 52(2):461-471.
- [3] CHEN Run Hua, HEALTH R W. Transmit selection diversity for unitary precoded multi-user spatial multiplexing systems with linear receivers. IEEE Transactions on Signal Processing, 2007, 55(3):1159-1173.
- [4] SAMPATH H, PAULRAJ A J. Joint transmit and receive optimization for high data rate wireless communication using multiple antennas. Signals, Systems and Computers, 1999, (1):215-219.
- [5] SCAGLIONE A, BARBAROSSA S, GIANNAKIS G B. Redundant filterbank precoders and equalizers part I: Unification and optimal designs. IEEE Transactions on Signal Processing, 1999, 47(7):1988-2006.
- [6] 唐万斌, 李少谦. 基于最大化信干噪比的多用户下行预编码[J]. 电子学报, 2007, 35(6):157-160.
- [7] 车小林, 何晨, 蒋铃鸽. 多用户多输入多输出系统下行链路的线性预编码和功率分配. 上海交通大学学报, 2007, 41(8):1370-1373.
- [8] 王亚峰, 张峻峰, 章健等. 多用户 MIMO 系统下行链路的空分多址发送预滤波技术研究. 电子与信息学报, 2006, 28(4):732-735. (收稿日期: 2008-08-19)

# 基于凌阳单片机的 CAN 总线智能节点的开发

吴 杰, 詹习生, 刘金华, 张先鹤  
(湖北师范学院 控制科学与工程系, 湖北 黄石 435002)

**摘 要:** 以凌阳 SPCE061A 处理器和 CAN 总线控制器 SJA1000 为核心, 设计了一种通用的 CAN 总线智能节点。给出了 CAN 总线智能节点的整体结构, 重点阐述了它的软硬件设计、实现与注意事项。试验表明: 该系统结构简单、可靠性高、应用灵活, 且易扩展, 具有广泛的应用前景。

**关键词:** 凌阳单片机; CAN 总线; 智能节点; SJA1000

中图分类号: TP368 文献标识码: B

## The development of CAN bus intelligent node based on sunplus MCU

WU Jie, ZHAN Xi Sheng, LIU Jin Hua, ZHANG Xian He  
(Department of Control Science and Engineering, Hubei Normal University, Huangshi 435002, China)

**Abstract:** A kind of the current intelligent node of CAN is designed, with the core of SPCE061A microprocessor and CAN controller SJA1000. The whole structure of the intelligent node of CAN is given. The main concerns are software and hardware design, the realization and the rules of the intelligent node of CAN. The result of the tests shows that the system is simple, highly reliable and agile for application. Moreover, it is expanded easily, and widely applied.

**Key words:** sunplus MCU; CAN bus; intelligent node; SJA1000

随着计算机科学的发展, 以其为核心的 4C 技术(计算机技术、自动控制技术、通信技术、CRT 显示技术)越来越深入地应用到工业生产的各个环节, 并引起了自动化系统结构的优化和变革, 逐步形成了以网络集成自动化为基础的控制系统。现场总线就是顺应这一趋势发展起来的。控制器局域网 CAN (Controller Area Network) 属于现场总线的范畴<sup>[1]</sup>。由于 CAN 总线具有较强的抗干扰能力、通信中没有地址的概念及节点数不受限制等优点, 已经被广泛应用于汽车、仪器仪表、现场总线控制等领域。CAN 总线的智能节点是由微处理器和可编程的 CAN 控制芯片组成, 它们有合二为一的, 如 PHILIPS 公司的 P8XC592、MOTOROLA 公司的 68HC05X4 等, 也有由独立的通信控制芯片与单片机接口构成的。由于前者设计时需专用的开发工具, 而且价格相对较高, 而后者可以采用通用的单片机仿真器, 在设计时更为灵活, 变化也更多, 因此, 本文以凌阳 SPCE061A 处理器和 CAN 总线控制器 SJA1000 为核心, 设计了一种通用的 CAN 总线智能节点。该智能节点利用凌阳公司的 61 板仿真器进行调试, 能模拟实现通信功能, 在此基础上构建 CAN 总线控制系统具有实际意义, 同时针对不同的控制系统, 只要在软件上作相应的改动, 就可以满足控制系统的要

求。该设计作为 CAN 总线节点的一个模块, 能够和仪器仪表等设备相结合, 使其具有网络通信的能力, 有着广阔的应用前景。

### 1 CAN 智能节点的系统构成

由于 CAN 总线采用多自主方式工作, 可挂多达 110 个节点。控制系统的构成由计算机和智能节点组成。如图 1 所示, 与 DCS 控制系统不一样的是它的拓扑结构。不是所有的下位机都以上位机为中心, 而是所有的节点

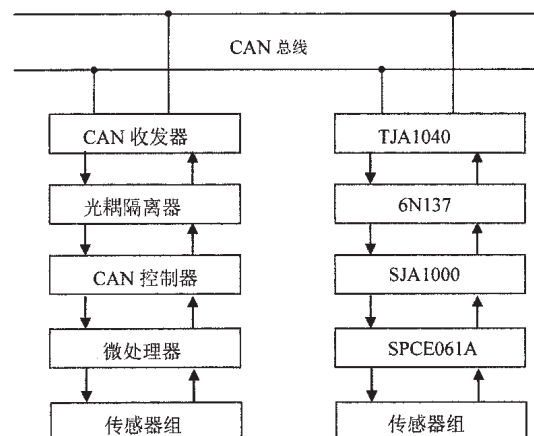


图 1 CAN 总线系统结构图

(包括上位计算机)都以“平等主体”的形式挂在总线上。智能节点能够采集现场数据,并根据接收到的命令或者主动将数据发送到 CAN 总线。可以通过事先设置验收码和验收屏蔽码控制智能节点从总线上接收哪些数据或命令。如果某些数据需要进一步复杂的处理,则上位计算机可以从总线上接收数据。当上位机需要对某个节点施加控制动作时,可以采用点对点方式与该节点通信;而当它需要同时对所有节点施加控制动作时,可以采用广播方式将命令发送到总线。这样当系统正常运行时完全可以没有上位机的参与,大大减少了数据的传输量,同时提高了系统的实时性和可靠性。本文以开发设计 CAN 总线智能节点为重点。

## 2 智能节点的硬件设计

本文 CAN 总线智能节点采用凌阳公司的 SPCE061A 单片机作为 CAN 智能节点的微处理器。SPCE061A 是凌阳公司推出的一款 16 位单片机,内嵌 32 KB Flash,其核心具有较高的处理速度,能够更容易、更快速地处理复杂的数字信号<sup>[2]</sup>。CAN 控制器采用 PHILIPS 公司生产的 SJA1000,它是集成的独立 CAN 控制器(与 PHILIPS 早期的 CAN 控制器 PCA82C200 完全兼容),负责完成 CAN 总线通信协议的物理层和数据链路层的功能<sup>[3]</sup>。CAN 驱动器采用的是 TJA1040,它提供了 CAN 控制器与物理总线之间的接口以及对 CAN 总线的差动发送和接收功能,可以向下兼容 PCA82C250/251,并可以在很多已有的 PCA82C250/251 应用中使用,而对硬件和软件不需要做任何修改。

CAN 智能节点的电路原理图如图 2 所示。虽然整个电路比较简单,但结合本文设计、现场调试的体会,给出下面几点说明:

(1)SJA1000 的片选、读、写、复位、中断、锁存引脚由 SPCE061A 的 IOA2~IOA7 口来控制,因为 SPCE061A 的 IOA0~IOA7 用做输入口时具有唤醒功能(即输入电平变化引起 CPU 中断),能降低功耗。

(2)SJA1000 并没有和单片机共用复位电路,而是通

过 SPCE061A 的 IOA2 口来控制,这样,SJA1000 的复位就可以方便地由单片机通过软件来控制。

(3)SJA1000 的地址/数据端和单片机的 P0 口相连时,不需要再加锁存器,因为它内部已经有地址/锁存功能<sup>[4]</sup>。

(4)SJA1000 的 TX1 脚悬空,RX1 引脚的电位必须维持在约 0.5 V 以上,否则将不能形成 CAN 协议所要求的逻辑电平。

(5)总线上电阻 R1、R2 一定不能省略,它们对匹配总线阻抗起着相当重要的作用,如果去掉它们<sup>[5]</sup>,系统通信的可靠性和抗干扰能力就会大大降低,甚至不能正常工作。

## 3 CAN 智能节点的软件设计

CAN 智能节点的软件设计大体可以分为两部分:一部分为初始化,其中包括单片机 SPCE061A 的初始化和 CAN 控制器 SJA1000 的初始化;另一部分为节点实际要完成的数据采集和对执行机构的控制功能,初始化以后,节点就可以工作。但要完成实际的任务,还要设计出应用层软件。对于基于 SPCE061A 单片机的 CAN 总线系统,初始化的流程基本是一致的,下面给出了 SPCE061A 单片机初始化程序。

由于 SPCE061A 没有专用的片选、读、写、复位、中断、锁存引脚,因此须用 SPCE061A 编写出实现 SPCE061A 对 SJA1000 的读写操作功能的函数程序,分别记做 read( ) write( )。

```

_SP_InitRead SJA1000: .PROC
F_SP_InitRead:(SPCE061A 对 SJA1000 PUSH R1 TO [SP]
读时,IOA8~IOA15
R1=OX00FF 接地址线,设置为带下拉电阻的输入
[P_IOA_Dir]=R1
[P_IOA_Attrib]=R1 IOA2~IOA7 接 SJA1000
[P_IOA_Data]=R1 的控制线设置为同相高 POP
R1 FROM [SP] 电平输出)
RETF
    
```

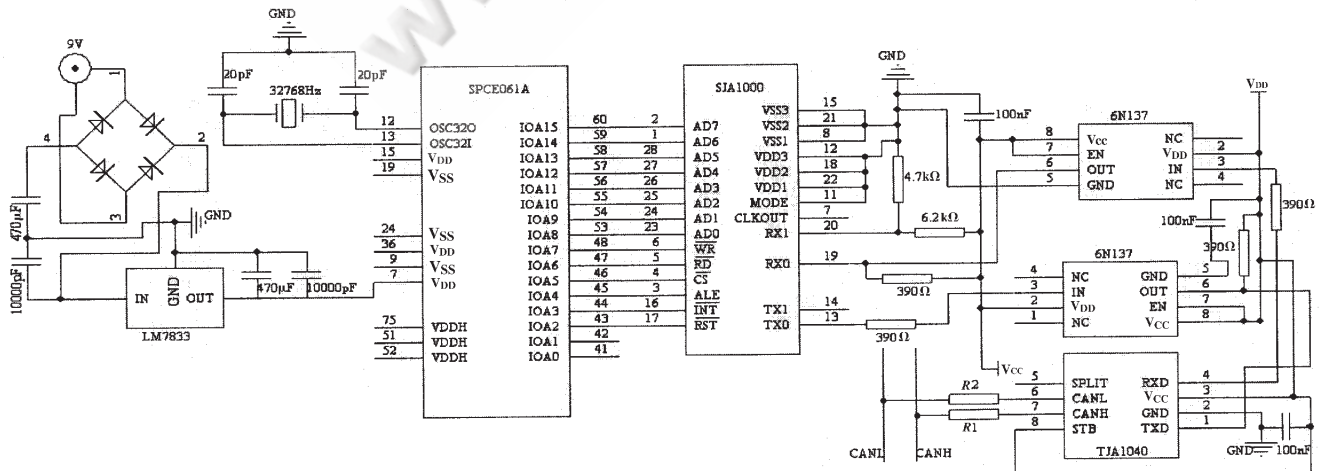


图 2 CAN 智能节点的电路原理图

```
.ENDP
_SP_InitWrite SJA1000: .PROC
F_SP_InitWrite: (SPCE061A 对 PUSH R1
TO [SP] SJA1000 写时,接地址 IOA8-IOA15 线,设置
为同相高电平输出,
R1=OXFFFF IOA2-IOA7 接 SJA1000 的控制线设
[P_IOA_Dir]=R1 为同相高电平输出)
[P_IOA_Attrib]=R1
[P_IOA_Data]=R1
POP R1 FROM [SP]
RETF
ENDP
```

CAN 具有较强的纠错能力,适用于高噪声环境,并具有较远的传输距离<sup>[6]</sup>,现已广泛应用于许多领域,该智能节点利用凌阳公司的 61 板仿真器进行调试,能模拟实现通信功能。在此基础上构建 CAN 总线控制系统具有实际意义,但针对不同的控制系统,在硬件和软件上需作相应的改动。该设计作为 CAN 总线节点的一个模块,

能够与仪器仪表等设备相结合,使其具有网络通信的能力,有着广阔的应用前景。

#### 参考文献

- [1] 阳宪惠. 现场总线技术及其应用. 北京: 清华大学出版社, 1998.
- [2] 罗亚非. 凌阳 16 位单片机应用基础. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2003.
- [3] 饶运涛. 现场总线 CAN 原理和应用技术. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2002.
- [4] 刘光, 梁涛. CAN 总线智能节点的设计和实现[J]. 微机计算机信息, 2006, 22(6-2): 102-104.
- [5] 谢立, 纪荣. 基于 C8051F023 和 CAN 总线的数据采集通信系统设计[J]. 测控技术, 2006, 25(5): 71-74.
- [6] 张云洲, 吴成东. 基于 CAN 总线的分布式消防报警系统[J]. 控制工程, 2007, 14(3): 307-309.

(收稿日期: 2008-09-05)

电子技术应用  
APPLICATION OF ELECTRONIC TECHNIQUE  
www.chinaaet.com

## 802.16e 协议中降低 PAPR 的方案设计及实现

张在兴, 焦淑红

(哈尔滨工程大学, 黑龙江 哈尔滨 150001)

**摘要:** 介绍了 802.16e 协议中关于减低峰均功率比的要求, 提出了一种优化的预留子载波算法, 并基于此算法设计了适用于 802.16e 协议实现的降低 PAPR 方案。该设计较传统的预留子载波法计算量小很多, 更加适合实际应用。通过仿真分析, 确定预留子载波数和迭代次数。该方法在基带系统中实现, 通过时域对比图证明了其降低峰均比效果明显。

**关键词:** 802.16e 协议; 峰均功率比(PAPR); 预留子载波

中图分类号: TN911

文献标识码: A

## The design and realization of reducing PAPR in 802.16e protocol

ZHANG Zai Xing, JIAO Shu Hong

(The Harbin Engineering University, Harbin 15001, China)

**Abstract:** With the demand of reducing PAPR in 802.16e protocol, an advanced method of reversed subcarriers is presented, and a scheme of reducing PAPR that based on the method adapting to 802.16e protocol is designed. The magnitude of calculating of the scheme is much less than the traditional reversed subcarriers method, so it is good for application. The number of reversed subcarriers and the times of iteration are defined by simulations. The design is realized on the baseband system, and the effect of reducing PAPR is obvious confirmed by the contrastive plots in time domain.

**Key words:** 802.16e protocol; PAPR; revered subcarriers

宽带无线接入技术作为下一代通信网络中最具发展潜力接入技术之一, 正受到业界越来越多的关注<sup>[1]</sup>。IEEE 802.16e 协议是工作在 2 GHz~6 GHz 频段支持移动性的宽带无线接入空中接口标准。制订 IEEE 802.16e 的目的是为了实现既能提供高速数据业务又使用户具有移动性的宽带无线接入解决方案<sup>[1]</sup>。

IEEE 802.16e 规定了 OFDM 和 OFDMA 两种多载波技术。OFDMA 技术可以最大限度地利用频谱资源, 由于子载波之间的正交性, 允许子信道的频谱相互重叠; 正交调制和解调可以基于 IDFT 和 DFT; 可以通过动态子信道分配的方法充分利用信噪比较高的子信道, 克服频率选择性衰落。但是 OFDMA 技术的一个缺点是具有较高的峰均功率比 PAPR (Peak-to-Average Power Ratio)。这就要求功率放大器具有较大的线性动态范围, 以避免由非线性失真引起的传输信号的频谱扩散及带内失真引起的误码率的增加, 这就增加了系统实现的难度和成本<sup>[2]</sup>。

本文结合协议中对降低系统 PAPR 的要求, 从具体实现成本、复杂程度、灵活性方面考虑, 提出了一种优化的预留子载波算法——受控修剪法。该方法不仅具有传统方法在削峰过程中不增加误码率的优点, 而且计算量

大大降低, 且降峰效果明显, 所以在实现上有资源利用少、实现灵活等方面的优势。

## 1 802.16e 协议中对降低 PAPR 的要求

OFDM 信号的峰均功率比定义为信号的最大功率和平均功率之比:

$$PAPR = \frac{\max |x(t)|^2}{E[|x(t)|^2]} \quad (1)$$

在发射端功放的线性范围不够大时, 高峰均比会导致信号的非线性失真, 破坏 OFDM 信号在子载波之间的正交性, 使系统性能恶化, 增加带外干扰, 同时造成功放的功率利用率下降。

802.16 协议专门为 PAPR 开辟了资源, 即预留了一部分载波专门用于降低峰均功率比, 同时需要满足以下几个要求<sup>[3]</sup>:

- (1) 发射信号必须要有比较低的峰均比。
- (2) 接收机必须能有效地从接收信号中分解出有用信息, 而且最好不要有性能上的降低。最理想的情况是接收机并不需要来自发射机的任何信息。
- (3) 由于发射机需要计算每个发射符号的峰均比, 所以降低峰均比的算法必须要简单。

(4) 预留的载波数不应该使有用数据的传输速率下降很多。

(5) 该方法不能影响其他编码技术的使用(如块编码、卷积编码、Turbo 编码等)。

(6) 要求上行用户共用预留的载波来降低峰均比。

### 2 降低 PAPR 的方案设计

根据协议对降低 PAPR 的要求,选用预留子载波法。传统的预留子载波法属于概率类算法,较直接修剪法有实现过程不增加误比特率的优势,相比编码类方法对数据传输率的损失也大大降低了,但是其较大的计算量仍是其应用过程中的瓶颈。本方案提出了一种改进算法——受控修剪法,使计算量从  $O(N \log_{10}^N)$  降低到  $O(N)$ ,而且增加的发射信号功率值也相对较小,使其可以在实际系统中得以应用。

#### 2.1 方案算法描述

定义  $g(x^m) = x^{m,clip}$  为被修剪后的时域信号,假设修剪阈值为  $A$ ,则:

$$x^{m,clip} = x^m - \sum_{|x_{n_i}^m| > A} \beta_i \delta[(n-n_i)/L] \quad (2)$$

式(2)中,  $x^m$  表示原始的时域信号,  $\beta_i$  表示被修剪的幅度值。进一步定义:

$$c^{clip} = - \sum_{|x_{n_i}^m| > A} \beta_i \delta[(n-n_i)/L] \quad (3)$$

则有  $x^{m,clip} = x^m + c^{clip}$ , 并且此时发射信号  $x^{m,clip}$  的动态范围一定在  $(-A, A)$  之内,因此,用于降低峰均比的附加信号  $C^{clip}$  可以看成是被加权了的各种脉冲信号的总和。通常多个脉冲信号的和,其频域值  $C^{clip} = DFT(C^{clip})$  不可能在所有频率上都等于零,这样就会造成对其他有用数据的干扰。另一方面,如果  $\delta[n/L]$  能被某一  $p[n/L]$  近似,则  $C^{clip}$  可以近似表示为:

$$C^{clip} = - \sum_{|x_{n_i}^m| > A} \alpha_i p[((n-n_i)/L)_{NL}] \approx - \sum_{|x_{n_i}^m| > A} \beta_i \delta[(n-n_i)/L] \quad (4)$$

这里  $p[((n-n_i)/L)_{NL}]$  表示对  $p = p[n/L]$  圆周  $n_i$  移位。为了能够采用上述方法进行峰均功率比的降低,又不在频域上干扰其他有用数据,  $p$  必须满足以下 2 个条件:

(1)  $p = p[n/L] = [p_0, p_1, \dots, p_{N-1}]$ , 尽可能地接近理想脉冲  $\delta[n/L]$ 。因此,  $p$  应当满足  $p_0 = 1$ , 而  $[p_1, \dots, p_L, p_{L+1}, \dots, p_{N-1}]$  的值尽量小;

(2)  $C^{clip} = DFT(C^{clip})$ , 在一小部分的频率上取值为非零,记  $C^{clip} \in S(R)$ , 其中  $S(R)$  表示在  $R$  上取值为非零的矢量构成的集合,且  $R \ll N$ 。

根据 DFT 的一些简单性质,可以知道  $p$  只要满足  $DFT(p) = P \in S(R)$  即可。

假设频域核  $P \in S(R)$ , 则:

$$p[n/L] \xrightarrow{DFT} P_k = \begin{cases} P_{i_r}, & k = i_r \in R \\ 0, & k \notin R \end{cases} \quad (5)$$

根据 DFT 的圆周移位性质,有:

$$p[((n-n_i)/L)_{NL}] \xrightarrow{DFT} P_k e^{-j(2\pi k/NL)n_i} = \begin{cases} P_{i_r} e^{-j(2\pi i_r/NL)n_i}, & k = i_r \in R \\ 0, & k \notin R \end{cases} \quad (6)$$

最后,再利用 DFT 的线性性质,有:

$$\sum_i \alpha_i p[((n-n_i)/L)_{NL}] \xrightarrow{DFT} \sum_i \alpha_i P_k e^{-j(2\pi k/NL)n_i} = \begin{cases} \sum_i \alpha_i P_{i_r} e^{-j(2\pi i_r/NL)n_i}, & k = i_r \in R \\ 0, & k \notin R \end{cases} \quad (7)$$

因此,如果  $P \in S(R)$ , 则一定有  $\sum_i \alpha_i P_k e^{-j(2\pi k/NL)n_i} \in S(R)$ 。

这样如果  $C^{clip}$  能够表示成  $C^{clip} = - \sum_i \alpha_i p[((n-n_i)/L)_{NL}]$ , 则  $C^{clip} = DFT(C^{clip}) \in S(R)$  也将只有  $R$  个非零值。

在理想情况下,核  $p$  应该是离散脉冲,即  $p = [1 \ 0 \ \dots \ 0]^T = e_0$ , 这样,每次迭代计算不仅能降低峰值处的信号,而且对旁边的时域信号不会造成任何影响。但这只能是一种理想情况,因为只要  $p$  是离散脉冲信号,就必然导致在所有的预留子载波上的值都为非零,从而干扰频域上的有用数据,因此核  $p$  的设计只能是尽可能地接近  $e_0$ , 并且满足  $R \ll N$ 。

另外,根据核  $p$  的圆周移位性质可知,所有信号对应的加权核都是根据该基本核  $p$  经过若干次圆周移位得到的,而且该基本核  $p$  依赖于预留子载波,即只有预留子载波改变了,才需要重新计算基本核  $p$ 。

#### 2.2 方案实现步骤

实现框图如图 1 所示。

具体步骤描述如下:

(1) 获取预留子载波的载波位置  $a = \{a_1, a_2, a_3, \dots, a_n\}$  ( $n < N$ )。式中  $n$  为预留子载波的总数,  $N$  为一个 OFDMA 符号的长度。

(2) 通过预留子载波的位置,产生预留子载波序列  $b(i) = \begin{cases} 1, & i \in a \\ 0, & i \notin a \end{cases} \quad i \in [1, N]$ 。

(3) 将预留子载波序列  $b(i)$  作为实部, 0 为虚部, 进行 IFFT 运算, 得到消峰初始序列  $kernel(i) = ifft(b(i)), i \in [1, N]$ 。该序列第一点数据的峰值最大。

(4) 根据公式  $\{power, pos\} = module(data(i)), i \in [1, N]$ , 计算待处理的 OFDMA 符号数据的功率峰值, 并记录下

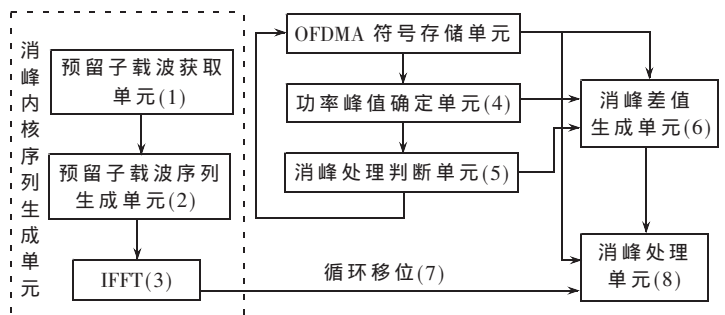


图 1 实现框图

每个数据的功率峰值及其位置。

(5) 在消峰之前,对各 OFDMA 符号的每个点的  $PAPR$  值进行判断。根据统计的平均功率值和步骤(4)得出的功率峰值  $power$ , 计算出各点的峰均功率比, 即  $PAPR$  值。若  $PAPR$  值低于规定的门限值,则不进行降低峰均比的处理,直接传送给外围设备;否则,进行削峰处理。这样只有  $PAPR$  值超过门限值的符号才会继续降低峰均比,从而达到在降低整体峰均功率比的基础上改善数据处理效果的目的。

(6) 根据公式  $extra=(power-target)*e^{j\theta}$ , 计算削峰差值  $extra$ , 这是整个设计中计算复杂度最高的一步。其中  $power$  为功率峰值,  $target$  为削峰后欲达到的目标功率峰值,是常数; $\theta$  为功率峰值  $power$  所对应的数据  $data(i)$  的相位角。公式中最关键的就是计算归一化值  $e^{j\theta}=\cos\theta+j\sin\theta$ 。本方案利用 CORDIC (COordinate Rotation Digital Computer) 算法计算此归一化值。CORDIC 算法就是利用移位、加法和很小的查找表(Look-Up Table)将复杂的  $\cos\theta$ 、 $\sin\theta$ 、 $\arctg\theta$  等计算转化为简单的线性计算,是一种非常有效且精度很高的计算方法,同时也符合降低硬件资源成本的要求<sup>[5]</sup>。

(7) 根据公式  $kernel'(i)=kernel(\text{mod}(i+1-pos,N))$ ,  $i \in [1,N]$ , 对削峰初始序列  $kernel(i)$  进行循环移位,得到  $kernel'(i)$ 。经过循环移位后,该序列的最大峰值点(第一点数据)将对准待处理数据的功率峰值的位置,以此达到削峰的目的。

(8) 根据公式  $data'(i)=data(i)-extra(i)*kernel'(i)$ ,  $i \in [1,N]$ , 进行降低功率峰值的处理,得到消峰处理的最终结果  $data'(i)$ 。

以上步骤(1)~(3)为预留子载波算法中初始消峰序列的产生方法,步骤(4)~(5)为对序列是否进行消峰处理的判断,步骤(6)~(8)为一次消峰处理的过程。如果要得到较好的消峰效果,可用步骤(8)之后的数据重新进行步骤(4)~(5)判断,进行迭代消峰。当迭代消峰处理完成后,即完成一次消峰处理的全过程。

### 3 仿真及实现论证

为了验证方案的可行性,并且选择最佳的迭代次数及预留载波个数方式,对不同情况进行了仿真,结果如下:

由图 2 可知,迭代次数在 10 次以上时,效果改善的并不明显,而迭代次数的多少和处理时间成正比,所以此算法在实际应用中建议设计迭代次数为 10 次或以内。

根据 802.16e 协议规定,1 个子信道 24 个子载波,图 3 中对比了预留 1 个和 2 个子信道的  $PAPR$  效果图。可见在 CCDF 值为  $10^{-4}$  时(万分之一),预留 48 个子载波比 24 个子载波的  $PAPR$  值改善不到 0.5dB,但是对于运营商来讲就要降低更多的系统传输速度,所以建议采用预留一个子信道(24 个子载波)来进行降低峰均比处理。

根据 802.16e 协议 10 MHz 带宽参数配置(每个符号

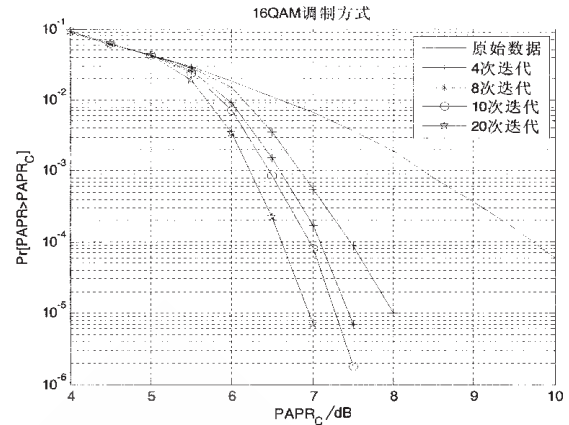


图 2 不同迭代次数 CCDF 对比图

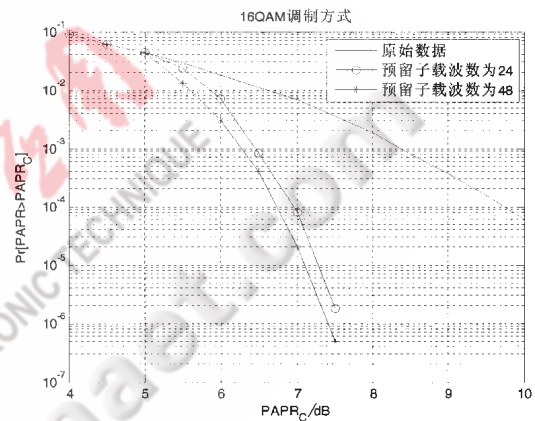


图 3 不同预留子载波数 CCDF 对比图

1024 个子载波),图 4、图 5 给出本方案采用 16 QAM 调制方式预留 24 个子载波迭代 10 次的  $PAPR$  处理后的时域对比效果图。可见,降低低峰均比效果明显。

本文根据 802.16e 协议中对降低系统峰均功率比的要求,提出了优化的预留子载波法——以受控修剪法为基础的降低  $PAPR$  的方案,并通过仿真验证找到最佳预留子载波个数和迭代次数,以最小的资源利用和最低的传输速率损失来换取较高的降低  $PAPR$  效果,进而提升系统性能;最后给出基带实现的效果对比图,证明此方案降低峰均功率比效果明显。

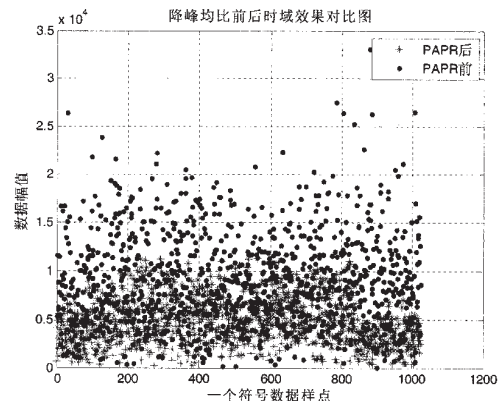


图 4 一个符号降  $PAPR$  处理后时域效果图

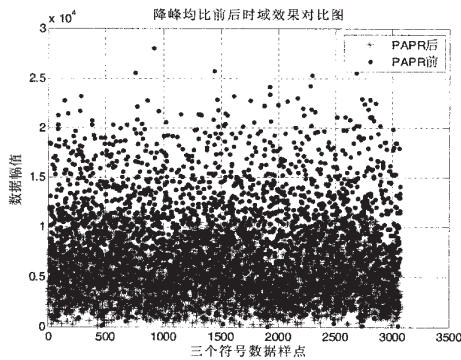


图 5 三个符号降 PAPR 处理后时序效果图

参考文献

[1] 曾春亮, 张宁, 王旭莹. WIMAX/802.16 原理与应用.

北京: 机械工业出版社, 2007:189-207.

[2] 谭泽富, 聂祥飞, 王海宝. OFDM 的关键技术及应用. 成都: 西南交通大学出版社, 2005.

[3] IEEE Std 802.16e. IEEE standard for local and metropolitan area networks, Part 16: Air interface for fixed broadband wireless access systems, amendment for physical and medium access control layers for combined fixed and mobile operation in licensed bands, 2005.

[4] 居敏, 许宗泽. 基于正交映射的 OFDM 峰均比控制快速算法. 南京航空航天大学学报, 2005, 37(1):57-60.

[5] TAN M, LATINOVIC Z, NESS, Y B. STBC MIMO-OFDM Peak-to-Average power ratio reduction by Cross-Antenna rotation and inversion. IEEE Commun. Lett. 2005, 9(7): 592-594. (收稿日期: 2008-10-09)

电子技术应用  
APPLICATION OF ELECTRONIC TECHNIQUE  
www.chinaaet.com

# 基于不同小波的 CWOFFDM 系统的仿真与分析

王学伟, 陈雷

(北京化工大学 信息科学与技术学院, 北京 100029)

**摘要:** DWT 比 DFT 在子信道间有更高的频谱约束力, 可以去除 COFDM(编码正交频分复用)系统中必须的 CP(循环前缀), 从而提高带宽利用率。对不同小波下 CWOFFDM(编码小波正交频分复用)系统在无线信道下的传输性能进行仿真。结果表明, CWOFFDM 系统抗噪声和多径衰落性能优于 COFDM, 而且小波的滤波器长度和分解层数都会影响 CWOFFDM 系统抗噪声和多径衰落的性能。

**关键词:** 编码正交频分复用; 离散小波变换; 编码小波正交频分复用; 小波分解层数

中图分类号: TN/913.6

文献标识码: A

## Analysis and simulation of CWOFFDM system based on different wavelet bases

WANG Xue Wei, CHEN Lei

(College of Information Science and Technology, Beijing University of Chemical Technology, Beijing 100029, China)

**Abstract:** Due to discrete wavelet transform, which can eliminate CP that is a must in COFDM system, thus improving BW efficiency, has higher spectral containment among sub channels than DFT. We simulate and analysis the performance of CWOFFDM system based on different wavelet bases transform on various wireless channels. Results show that the filter effective length of different wavelets and different decomposition scales of the same wavelet will influence the performance of the CWOFFDM system with antinoise and anti multipath fading.

**Key words:** COFDM; discrete wavelet transform; CWOFFDM; wavelet decomposition scale

在 4G 通信系统中, OFDM 已经被证明是一种处理高速数据流的有效方法, 每一个 COFDM 帧之前增加的循环前缀可以避免多径衰落信道带来的 ISI(符号间干扰)和 ICI(码间干扰), 但这样将大大降低带宽利用率。为了提高带宽利用率, 一方面将 OFDM 系统做得越来越复杂, 将高效的纠错码与 OFDM 系统相结合, 构成更高性能的 COFDM 系统<sup>[1]</sup>; 另一方面寻找新的变换替代傅里叶变换, 其中用离散小波变换去替代傅里叶变换是最受关注的。这是因为 OFDM 系统频谱旁瓣较大, 而小波变换则能克服这一问题, 因此可以在 OFDM 系统中不加循环前缀的情况下, 避免 ISI 和 ICI<sup>[2]</sup>。由于 OFDM 系统中循环前缀长度一般为 FFT 长度的 1/4, 因此, 去除循环前缀的 WOFFDM 系统比 OFDM 系统可提高近 20% 的带宽利用率。同时, WOFFDM(小波正交频分复用)在复杂信道环境中尤其是电力线通信中的优势, 使人们有理由相信 CWOFFDM 在 4G 通信中具有重要地位<sup>[3,4]</sup>。目前, 对于 CWOFFDM 的研究更多地关注高效的纠错码, 参考文

献[5]对比了不同正交基的 OFDM 系统在频率选择性信道中的性能优劣, 但没有对小波进行比较选取。参考文献[6-8]分别从 Turbo 码、LDPC 码和 MLC 码角度去分析 CWOFFDM 在 AWGN 和瑞利衰落信道中的性能, 但是这几种不同的信道编码方案中所采用的都只是 Haar 小波, 没有分析比较其他小波。因此本文对采用不同小波的 CWOFFDM 系统在多种信道中的传输性能进行研究。

### 1 编码小波正交频分复用系统

图 1 给出了 CWOFFDM 的系统框图。

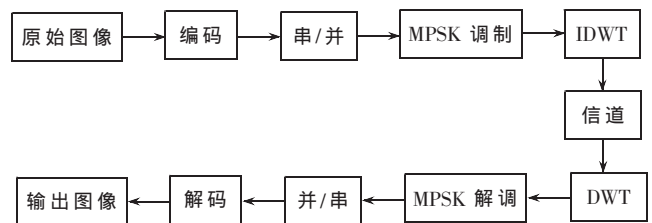


图 1 CWOFFDM 系统框图

本文主要研究小波对于整个 CWOFDM 系统的影响,为了降低系统运行复杂度,图 1 中编解码结构采用一种最简单的线性分组码——(7,4)汉明码,它的最小码距为 3,这种码只能纠正一个错误或检测两个错误。

### 2 离散小波变换原理

离散小波变换之所以能够替代傅里叶变换在多载波系统中得到应用,不仅仅因为离散小波能克服 OFDM 系统频谱旁瓣较大这一问题,而且离散小波也同时具有快速算法: Mallat 塔式快速算法。在实际的应用中,这种快速算法主要通过高低滤波器来实现。一般来说,将离散信号的一次小波分解与重构电路结构称作双通道多采样率滤波器组,如图 2 所示。

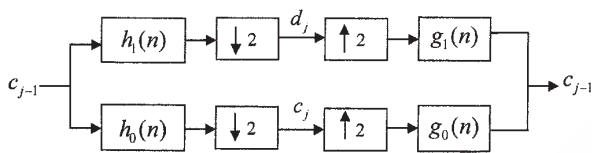


图 2 双通道多采样率滤波器组

其中  $h_0(n)$ 、 $h_1(n)$  由尺度函数  $\phi(t)$  和小波函数  $\psi(t)$  决定,与具体尺度无关。

$$h_0(n) = \langle \phi_{10}(t), \phi_{0n}(t) \rangle, h_1(n) = \langle \psi_{10}(t), \phi_{0n}(t) \rangle \quad (1)$$

分析滤波器和综合滤波器在正交分解时是相通的,高通滤波器与低通滤波器之间是时序反转的关系,公式如下:

$$g_0(n) = h_0(n), h_n = (-1)^n h_{-n+1} \quad (2)$$

而且,由同一尺度下尺度函数和小波函数正交性可推得:

$$\langle h_0(n-2k), h_1(n-2l) \rangle = 0 \quad (3)$$

(3) 式说明滤波器之间是偶次移位正交的。

### 3 系统性能分析

#### 3.1 离散小波

目前,所有可以应用到快速算法的小波族如表 1 所示。由于 Morlet、Gaussian、Mexican hat、Complex Gaussian、Shannon、Frequency B-Spline 和 Complex Morlet 等小波不具有离散小波变换, Meyer 小波虽然具有离散小波变换,但不具有 FWT(快速小波变换),因此,文中没有对它们

表 1 具有快速算法的小波函数的特性

小波函数	Haar	Daubechies	Coiflets	Symlets	Biorthogonal	Reverse Biorthogonal	Discrete Meyer
表示形式	haar	dbN	coifN	symN	biorNr,Nd	rbiorNr,Nd	dmey
正交性	有	有	有	有	无	无	有
双正交性	有	有	有	有	有	有	有
紧支撑性	有	有	有	有	有	有	有
离散小波变换	可以	可以	可以	可以	可以	可以	可以
滤波器长度	2	2N	6N	2N	Max(2Nr, 2Nd)	Max(2Nr, 2Nd)	102
对称性	对称	近似	近似	近似	不对称	不对称	对称
小波函数消失矩	1	N	2N	N	Nr-1	Nr-1	-

进行分析对比。

#### 3.2 不同小波下系统抗噪声性能分析

文中采用的高斯白噪声信道是用 Matlab 构造的相同随机种子的白噪声信道,这样可以保证各种小波是在同一种信道环境中对系统的影响。

##### 3.2.1 Haar 小波

Haar 小波具有最小的消失矩,又是对称的,因此频带划分效果不是很好。

##### 3.2.2 Daubechies 小波

本文将 Daubechies 小波族中的所有小波用在 CWOFDM 系统中,并在高斯白噪声信道下对整个系统性能进行了仿真。表 2 给出了 CWOFDM 基于不同 db 小波在高斯白噪声信道下的误码率。

表 2 db 小波族系统误码率

SNR/dB	1	2	3	4	5	6	7	8	9
COFDM	0.4226	0.3911	0.3427	0.2856	0.2334	0.1862	0.1477	0.1098	0.0715
haar	0.3435	0.311	0.2627	0.2072	0.1286	0.0898	0.0644	0.0244	0.0136
db4	0.3754	0.3476	0.2695	0.2094	0.1342	0.092	0.0556	0.0383	0.0126
db11	0.3547	0.3071	0.2414	0.174	0.1137	0.0795	0.0319	0.0239	0.0119
db20	0.3435	0.311	0.2627	0.2072	0.1286	0.0898	0.0644	0.0244	0.0136
db33	0.3159	0.2702	0.217	0.174	0.1127	0.0737	0.0463	0.0385	0.0083
db40	0.3239	0.2766	0.208	0.165	0.1174	0.0847	0.0551	0.0405	0.0214
db44	0.3081	0.2507	0.2402	0.1823	0.1347	0.0883	0.052	0.0246	0.0129
db45	0.2282	0.215	0.1962	0.1823	0.1721	0.1638	0.1523	0.1423	0.1345

表 2 中只是从所有的 db 小波中选取 7 个有特点的小波,并与 Haar 小波和 COFDM 性能进行比较。Daubechies 小波族中随着 N 的增大,小波滤波器长度逐渐增大,消失矩阶数逐渐增大,频带划分效果更好,系统误码率也逐渐变好。随着信噪比的增大,信号功率逐渐增强,系统对抗噪声的性能要求逐渐减弱。在低信噪比时,即 SNR < 5,系统误码率性能是随着滤波器长度的增大而变好, Haar 小波滤波器长度最短,因此性能最差,但还是比 COFDM 系统误码率好。在大信噪比时,随着 SNR 的逐渐增大, Haar 小波系统误码率比 db 小波系统误码率逐渐降低。因此, CWOFDM 系统更适合在恶劣的环境中传递数据,例如电力线载波。

##### 3.2.3 Coiflets 小波

表 3 给出了 CWOFDM 基于不同 coif 小波在高斯白噪声信道下的误码率。

从表 3 中可以看出,随着 coifN 中 N 的增大, coif 小波滤波器有效长度不断增加,在低信噪比情况下,系统误码率性能也是渐渐变好,大信噪比情况下,性能恰恰

表 3 Coif 族小波下系统误码率

SNR/dB	1	2	3	4	5	6	7	8	9
haar	0.3435	0.311	0.2627	0.2072	0.1286	0.0898	0.0644	0.0244	0.0136
coif1	0.3447	0.2822	0.2082	0.1672	0.1174	0.0654	0.0434	0.0222	0.0222
coif2	0.3601	0.2902	0.2373	0.1994	0.1315	0.0886	0.0461	0.0183	0.0156
coif3	0.3464	0.3005	0.2388	0.1936	0.1692	0.1204	0.082	0.0479	0.0208
coif4	0.334	0.3012	0.2044	0.134	0.0713	0.0425	0.0227	0.0112	0.0037
coif5	0.291	0.2366	0.167	0.1191	0.086	0.0503	0.0222	0.0156	0.0156

相反。对于 Haar 小波, Coif 小波具有更大的消失矩, 因此在频域内更好的局部性, 系统性能也更优, 尤其是 coif4 和 coif5, 系统误码率性能始终优于 Haar 系统, 只是 coif3 小波在高信噪比时误码率性能较差。

### 3.2.4 Symlets 小波 和 Discrete Meyer 小波

表 4 给出了 CWOFFDM 基于不同 sym 小波和 dmey 小波在 Gaussian 白噪声信道下的误码率。虽然 Symlets 小波滤波器长度与 dB 小波滤波器长度一样, 随着 SymN 中 N 的增大, 滤波器长度也是逐渐增大的, 但是性能却截然相反。从表中可以看出, 基于 Symlets 小波的 CWOFFDM 系统误码率性能是随着滤波器长度的增大而逐渐减弱, 而且相同滤波器长度下, 它的运行时间是 db 小波的 9.6 倍。dmey 小波的滤波器长度是所有小波中最长的, 但它的性能却优于最短滤波器长度的 Haar 小波。

表 4 sym 族小波下系统误码率

SNR/dB	1	2	3	4	5	6	7	8	9
sym3	0.3493	0.2807	0.2065	0.1633	0.127	0.0925	0.0593	0.0247	0.0161
sym7	0.3547	0.3071	0.2644	0.1924	0.1438	0.094	0.0386	0.0208	0.0117
sym12	0.3789	0.3303	0.2507	0.2119	0.1379	0.0806	0.063	0.0356	0.0166
sym18	0.3919	0.3281	0.261	0.2114	0.1196	0.095	0.0542	0.0164	0.0076
sym20	0.2488	0.2	0.1653	0.127	0.0967	0.0737	0.0496	0.0393	0.0288
dmey	0.3293	0.2773	0.2143	0.1748	0.1101	0.0793	0.0452	0.0308	0.0103

### 3.2.5 Biorthogonal 小波和 Reverse Biorthogonal 小波

Bior 族小波与 Rbior 族小波性质几乎一样, 因此在整个系统中, 它们的性能也是一样的。表 5 给出了 CWOFFDM 基于不同 bior 小波在 Gaussian 白噪声信道下的误码率。

表 5 bior 和 rbior 族小波下系统误码率

SNR/dB	1	2	3	4	5	6	7	8	9
bior1.1	0.3435	0.311	0.2627	0.2073	0.1287	0.0898	0.0645	0.0244	0.0137
rbior1.1	0.3435	0.311	0.2627	0.2073	0.1287	0.0898	0.0645	0.0244	0.0137
bior2.2	0.3562	0.2983	0.2288	0.1663	0.117	0.0664	0.0554	0.0305	0.0151
bior3.1	0.3442	0.2915	0.2568	0.2136	0.1801	0.1257	0.1086	0.0784	0.0688
bior4.4	0.282	0.239	0.1768	0.1238	0.0833	0.0439	0.0232	0.0149	0.0112
bior5.5	0.3801	0.3328	0.2986	0.2304	0.1587	0.1287	0.0564	0.0366	0.0334
bior6.8	0.3276	0.2717	0.2127	0.1677	0.1191	0.0686	0.0471	0.0317	0.0134

从表 5 可以看出基于 bior3.N 和 rbior3.N 小波的 CWOFFDM 系统误码率比基于其他 bior 和 rbior 族小波的 CWOFFDM 系统误码率高出  $5e-2$ , 即近半个数量级。这是因为, bior 与 rbior 小波的滤波器有效长度不是规律性的增加, 因此误码率也不是规律性的变化, 但依然是随着滤波器有效长度增加而降低。

### 3.3 不同小波下系统抗多径衰落性能分析

这里的多径模式采用 3 径, 第二径伴随着 3 dB 的衰落, 第三径伴随着 2.5 dB 的衰落。对所有小波下的 CWOFFDM 系统抗多径衰落性能进行研究分析, 发现只是 bior3.N 小波、rbior3.N 和 symN ( $N > 32$ ) 这三个系列小波性能较其他小波性能差。其他的性能与抗噪声系统一样,

由于篇幅所限, 不一一列举。

### 3.4 小波不同层数下系统性能分析

基于相同小波分解不同层数时 CWOFFDM 系统抗噪声性能如图 3 所示, 小波为 coif2, 分解的层数从 1~4, 从图 3 中可以看出小波分解层数越多, 系统误码率性能越好, 这是因为小波分解层数越深, 小波分解的频谱上低频分量所占的带宽越小, 受噪声影响的效果越小, 在恢复的时候抗噪声性能越好。

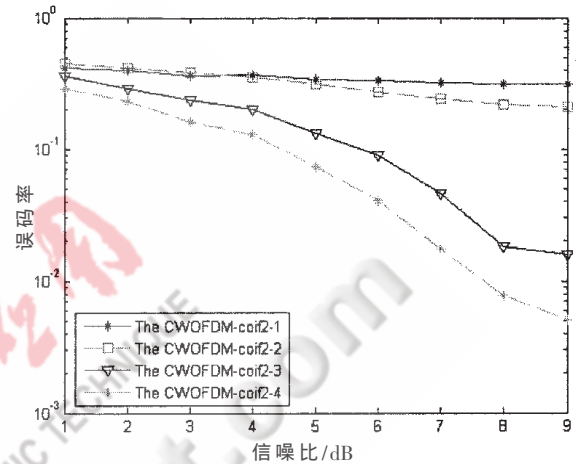


图 3 相同小波在不同层数下的 CWOFFDM 抗噪声性能

图 4 是不同层数下的小波抗多径干扰的性能分析, 采用 QPSK 调制方式, 采用的小波与白噪声仿真时所用的一样, 小波层数分解从 1~4。从图 4 中的曲线可以看出, CWOFFDM 系统小波分解一层时的系统抗多径衰落最好, 当信噪比为 6 时, 其误码率为 0.039 551; 分解层数为 2-4 的 CWOFFDM 系统误码率分别为 0.061 523, 0.063 477 和 0.064 697, 误码率有少许的增加; 位于最上边的曲线是 COFFDM 系统抗多径误码率曲线, 当信噪比为 6 时, 其误码率为 0.18506, 比 CWOFFDM 误码率高出一个数量级。分解层数越少, 系统抗多径误码率越低, 这是因为小波

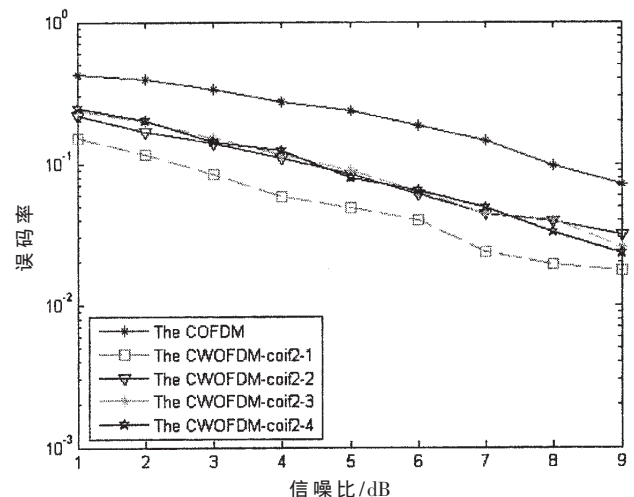


图 4 相同小波在不同层数下的 CWOFFDM 抗多径衰落性能

分解层数越高,低频信息的周期越短,越接近于信道的多径时延,误码率就越高。

### 3.5 相同滤波器长度下 CWOFDM 系统性能分析

图 5 是在滤波器长度都是 6、分解层数都是 3 时,不同小波下系统误码率曲线。在信噪比为 3 的情况下, bior1.3 小波的系统误码率为 0.2617, 其他 3 个小波的误码率分别为 0.2083, 0.2065 和 0.2065, 它们误码率之间相差将近 5%, 因为 bior 小波只具有双正交性, 在噪声功率很大时小波滤波器的划分频带产生的混叠效应会大于其他 3 种小波。同时从图中也可以看出 db 小波和 sym 小波误码率曲线基本重合, 与上面得出的结论是一致的。每个小波的系统仿真时间基本上是一样的。

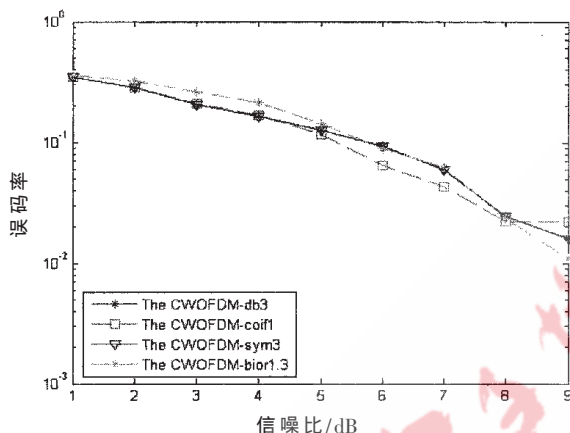


图 5 相同滤波器长度的小波下 CWOFDM 抗噪声性能

图 6 对比了上述 4 种小波下系统抗多径衰落的误码率并与 COFDM 系统进行了比较, 采用的多径模型为 3, 分解层数也为 3。4 种小波下系统误码率曲线基本上是一样的, 因为进行了 3 层分解后, 4 种小波的低频信息的周期较接近。从图 6 可以看出 COFDM 系统的误码率就要比 CWOFDM 系统的高, 而且随着信噪比的增大,

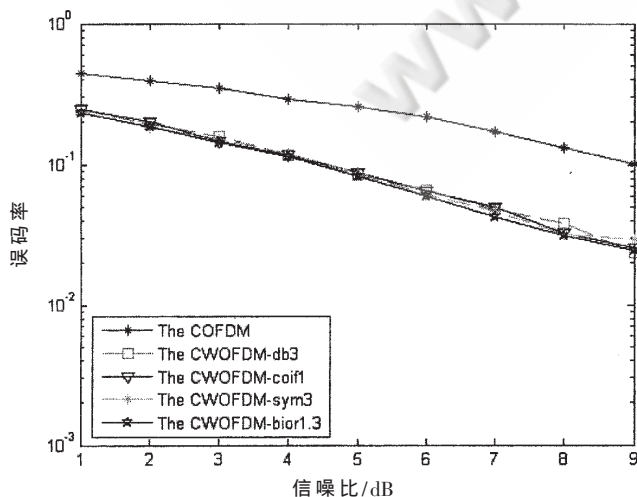


图 6 相同滤波器长度的小波下 CWOFDM 抗多径衰落性能

二者之间的误码率差距逐渐增大。因此 CWOFDM 系统抗多径衰落性能明显优于 COFDM 系统。

本文对不同小波下的 CWOFDM 系统进行了对比研究, 得出以下结论: CWOFDM 系统抗多径干扰误码率低于 COFDM 系统; 不同族小波由于其特性不同, 应用在 CWOFDM 系统中的性能也是不同的; CWOFDM 系统抗高斯白噪声和多径衰落的误码率随着小波滤波器长度的增加而降低, 除了 bior 族小波; 采用 QPSK 调制方式, 不同分解层数的小波下的 CWOFDM 系统抗噪声性能随着分解层数的增大而增强, 与抗多径衰落性能相反; 相同滤波器长度的 CWOFDM 系统抗噪声性能中, bior 族小波性能稍差, 但其抗多径衰落性能与其他小波一致。

### 参考文献

- [1] FERNANDO W A C, RAJATHEVA R M A P, AHMED K M. Performance of coded OFDM with higher modulation schemes. In Proc. ICCT 1998, 2(10):5.
- [2] OZTURK, KUCAR E, HACIOGLU O. Performance analysis of CDMA signals using orthogonal wavelets as chip waveforms in multipath fading and noisy channels. In Proc. SIU 2004, Aydm, Turkey, April 2004:712-715.
- [3] KEITA I, DAISUKE U, SATOSHI D. Performance evaluation of wavelet OFDM using ASCET. In Proc. ISPLC'07, Pisa, Italy, March 2007:246-251.
- [4] ZHANG You Bing, CHENG Shi Jie. Automation of electric power systems, Sep 10, 2003, 27(17):31-34.
- [5] ZHAO Feng, ZHANG Hai Xia, YUAN Dong Feng. Performance of COFDM with different orthogonal bases on AWGN and frequency selective channel. Proceedings of the IEEE 6th Circuits and Systems Symposium on Emerging Technologies, 2004(2):473-475.
- [6] ZHANG Hai Xia, ZHAO Feng, YUAN Dong Feng, et al. Performance of turbo code an WOFDM system on rayleigh fading channels. In Proc. PIMRC 2003(2):1570-1573.
- [7] ZHANG Hai Xia, YUAN Dong Feng, JIANG Ming Yan, et al. Performance comparison of WOFDM with different coding schemes. In Proc. RAWCON'03, Boston, USA, Aug 2003:59-62.
- [8] ZHANG Hai Xia, YUAN Dong Feng, GAO Xing Ying, et al. Performance of coded WOFDM systems with MLC/MSD on AWGN and Rayleigh fading channels. In Proc. ISSPIT 2003, Darmstadt, Germany, Dec 2003:447-450.

(收稿日期: 2008-09-27)

# 一种改进的 LMS/F 组合算法及其在同址干扰抵消中的应用\*

袁小刚<sup>1</sup>, 黄国策<sup>1</sup>, 许彬<sup>2</sup>

(1.空军工程大学 电讯工程学院, 陕西 西安 710077;

2.中兴通讯股份有限公司, 陕西 西安 710065)

**摘要:** 在研究最小均方算法 LMS (Least Mean Square)、最小四阶算法 LMF (Least Mean Fourth)和 LMS/F 组合算法的基础上, 引入修正因子  $\gamma$  对 LMS/F 组合算法进行改进。改进的 LMS/F 组合算法在保持 LMS/F 组合算法优良的收敛精度和稳定性的基础上, 进一步提高了收敛速度和对时变系统的跟踪特性。改进的算法参数调整简单、高效且运算量小, 仿真结果与理论分析相一致, 证实了该算法的优异性能。

**关键词:** 自适应滤波; LMS/F 组合算法; 修正因子  $\gamma$ ; 干扰抵消

中图分类号: T911.72

文献标识码: A

## A modified combined LMS/F algorithm and its application in adaptive cosine interference cancellation

YUAN Xiao Gang<sup>1</sup>, HUANG Guo Ce<sup>1</sup>, XU Bin<sup>2</sup>

(1. Telecommunication Engineering Institute, Air Force Engineering University, Xi'an 710077, China;

2. ZTE Corporation, Xi'an 710065, China)

**Abstract:** Based on the discussing the adapting filtering algorithms of LMS algorithm, LMF algorithm and the combined LMS/F algorithm, this paper introduced a positive number  $\gamma$  as the modifying factor to modify the combined LMS/F algorithm. The modified combined LMS/F algorithm improved the convergence speed and the tracking characteristic of the time-variable system, while it kept the characteristic of a small steady state error and its stability. The adjusting of the modifying factor  $\gamma$  was simple and effective, and the modified algorithm had low computational complexity. Computer simulation results confirmed the theoretical analysis and show the excellent performance of the modified combined LMS/F algorithm.

**Key words:** adaptive filtering; combined LMS/F algorithm; the modifying factor  $\gamma$ ; interference canceling

自适应数字滤波器自从 20 世纪 60 年代出现后, 其理论不断地发展与完善, 应用也越来越广泛。基于最陡下降法的 LMS 算法因其算法简单、稳定性好、可在线计算和易于硬件实现等优点而被广泛用于自适应控制、信道均衡、系统辨识及干扰抵消等领域; LMS 算法的缺点在于其收敛速度和稳态误差性能无法同时得到满足, 在确定步长时需要在收敛速度和稳态误差之间折衷考虑<sup>[1]</sup>。为解决这一矛盾, 人们提出了许多变步长 LMS 算法, 但其通常都是在增加较大计算量的前提下提高其收敛速度和稳态误差性能<sup>[2-4]</sup>。WALACH.E 和 WIDROW.B 提出

的 LMF 算法, 在权值向量距离最优解较远时可以获得比 LMS 算法更快的收敛速度和更小的均方误差; 但是在权值向量接近最优解时, 其收敛速度和稳态误差性能均不如 LMS 算法<sup>[5-7]</sup>。LIM S J 和 JARRIS J G 在综合 LMS 算法和 LMF 算法优点的基础上, 提出了 LMS/F 组合算法。LMS/F 组合算法在权值向量距离最优值较远时, 收敛速度和稳定性比基本 LMS 算法好; 在权值向量接近最优解时, 稳定性比 LMF 算法好<sup>[4,8]</sup>。

衡量自适应滤波算法性能的指标有 4 个<sup>[1,9]</sup>: 收敛速度、收敛精度、计算复杂度和对时变系统的跟踪能力。本文引入修正因子  $\gamma$  对 LMS/F 组合算法进行改进, 改进的算法具备更快的收敛速度、参数调整简单、高效且运

\* 基金项目: 国防科技重点实验室基金 (51473020105JB3203);

陕西省自然科学基金 (2006F22)

算量小,能同时体现以上4个特点。

## 1 LMS 算法、LMF 算法和 LMS/F 组合算法

自适应滤波器由参数可调的数字滤波器和自适应算法两部分组成,其原理如图1所示。

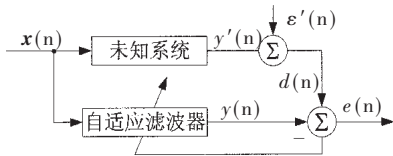


图1 自适应滤波原理

图1中, $x(n)$ 为 $n$ 时刻输入信号矢量; $d(n)$ 表示 $n$ 时刻的参考信号值或期望响应的信号值; $w(n)$ 为自适应数字滤波器的权值向量; $e(n)$ 为误差信号,可由公式(1)得到。

$$e(n) = d(n) - x^T(n)w(n) \quad (1)$$

输入信号  $x(n)$  通过参数可调数字滤波器后产生输出信号  $y(n)$ , 将其与参考信号 (或期望响应)  $d(n)$  进行比较, 形成误差信号  $e(n)$ 。权值向量  $w(n)$  由误差信号  $e(n)$  控制, 输出根据  $e(n)$  值而自动调整, 使之适合下一时刻输入  $x(n+1)$ , 以便使  $y(n+1)$  接近于所期望的参考信号  $d(n+1)$ 。

### 1.1 LMS 算法

LMS 自适应滤波算法的独立性理论最早由 Windrow 和 Huff 提出, LMS 算法权值向量的更新公式为<sup>[1]</sup>:

$$w(n+1) = w(n) + 2\mu e(n)x(n) \quad (2)$$

(2)式中步长  $\mu$  为控制收敛速度的常数,  $e(n)$  为误差信号,  $x(n)$  为输入信号矢量。为了保证迭代后收敛, 步长  $\mu$  必须满足:  $0 < \mu < 1/\lambda_{\max}$ ,  $\lambda_{\max}$  为输入序列  $x(n)$  自相关矩阵的最大特征值。

LMS 算法具有算法简单、计算量小、易于实现、鲁棒性好和可在线计算等优点, 在自适应滤波器的设计中得到了广泛应用, 但其存在收敛速度和稳态误差性能无法同时得到满足的缺点。

### 1.2 LMF 算法

WALACH E 和 WIDROW B 提出的 LMF 算法采用四阶误差信号最小化准则, 在权值更新向量距离最优值较远时, LMF 算法可以获得比 LMS 算法更快的收敛速度和更小的均方误差, 其权值向量更新公式为<sup>[5]</sup>:

$$w(n+1) = w(n) + 2\mu_{lmf} e^3(n)x(n) \quad (3)$$

由于 LMF 算法在权值向量更新中采用误差  $e(n)$  的三阶函数, 因而对附加噪声和信噪比都非常敏感。当信噪比较小、权值向量与最优权值向量误差较大时, 可以获得较快的收敛速度和较小的稳态误差; 但当信噪比变大时, LMF 算法的性能将会急剧退化, 并导致稳态性变差; 在权值更新向量接近最优解时, 其稳态误差的性能不如 LMS 算法。

### 1.3 LMS/F 组合算法

LIM S J 和 JARRIS J G 提出的 LMS/F 组合算法的权值向量更新公式如下式所示<sup>[8]</sup>:

$$w(n+1) = w(n) + 2\mu_{lms/f} \frac{e^3(n)}{e^2(n) + V_{th}} x(n) \quad (4)$$

正数  $V_{th}$  是一个为保证算法快速收敛和较高收敛精度而设置的参数。 $e(n) \gg V_{th}$  时, 步长  $\mu_{lms/f}$  趋近 LMS 算法步长  $\mu_{lms}$ ;  $e(n) \ll V_{th}$  时, 步长趋近 LMF 算法的步长  $\mu_{lms}/V_{th}$ 。

LMS/F 组合算法在计算量增加不多的基础上却同时兼有 LMS 和 LMF 算法的优点: 在权值更新向量距离最优值较远时, 收敛速度和稳定性比基本 LMS 算法好; 在权值更新向量接近最优解时, 稳定性比 LMF 算法好。LMS/F 组合算法通过适当地设置  $\mu_{lms/f}$ ,  $V_{th}$  的改变不会引起收敛过程的振荡。当信号受加性高斯白噪声影响时, 预设  $\mu_{lms/f} \approx 2.2\mu_{lms}$  和  $V_{th} = 5E[e^2(n)]$ , LMS/F 组合算法可以取得比较理想的收敛效果<sup>[4,9]</sup>。

## 2 改进的 LMS/F 组合算法

本文对 LMS/F 组合算法加入一个修正因子  $\gamma$ , 提出一种改进的 LMS/F 组合算法, 其权值向量更新公式如下

$$w(n+1) = w(n) + 2\mu \frac{e^3(n)}{e^2(n)/\gamma + V_{th}} x(n) \quad (5)$$

其中, 修正因子  $\gamma \geq 1$  ( $\gamma=1$  时即为基本 LMS/F 组合算法),  $\gamma$  的具体取值将在下一节权值收敛条件中进行分析。

由(5)式可以看出在算法初始状态  $e(n)$  较大时, 改进的 LMS/F 组合算法滤波准则的代价函数可由公式(6)表示、权值向量  $w(n)$  的更新公式可由公式(7)来近似。

$$J(n) \approx \gamma e^2(n) \quad (6)$$

$$w(n+1) \approx w(n) + 2\mu \gamma e(n)x(n) \quad (7)$$

由公式(7)可以看出, 改进的 LMS/F 组合算法权值向量的更新公式与 LMS 算法相近, 且其步长为 LMS 算法的  $\gamma$  倍, 则在当  $e(n)$  较大时可以保持较大的步长调整从而提高收敛速度。

在自适应算法收敛后到达稳定状态  $e(n)$  较小时, 相比于  $V_{th}$ , 可以认为  $e^2(n)/\gamma \approx 0$ 。则改进的 LMS/F 组合算法滤波准则的代价函数可由公式(8)表示、权值向量  $w(n)$  的更新公式可由公式(9)来近似。

$$J(n) \approx e^4(n)/V_{th} \quad (8)$$

$$w(n+1) \approx w(n) + 2\mu \frac{e^3(n)}{V_{th}} x(n) \quad (9)$$

因而在当  $e(n)$  较小时, 其滤波准则与 LMS/F 组合算法相同, 同时由公式(9)可知, 其步长调整不受修正因子  $\gamma$  的影响, 改进的算法可以保持较小步长, 能够保证与 LMS/F 组合算法相同的收敛精度, 相比于 LMS 算法可以得到更高的收敛精度。

## 3 改进的 LMS/F 组合算法性能分析

### 3.1 算法计算复杂度分析

本文提出的算法是基于 LMS/F 组合算法进行改进的, 由公式(5)可以看出改进的算法参数调整简单高效。改进的 LMS/F 组合算法每次迭代时只需在 LMS/F 组合算法的基础上对修正因子  $\gamma$  多进行一次除法运算, 因而其计算量增加很少。相对于基本 LMS 算法, 每次迭代时仅仅增加了 3 次乘法、2 次除法和 1 次加法, 且不存在运算量较大的指数运算等因素。因而相比大多数的变步

长 LMS 算法,该算法具有参数调整简单高效、运算量小的优点。

### 3.2 权值向量的收敛条件

为分析改进的 LMS/F 组合算法权值向量的收敛条件,把公式(5)写成变步长 LMS 算法形式:

$$\mathbf{w}(n+1)=\mathbf{w}(n)+2\frac{\mu e^2(n)}{e^2(n)/\gamma+V_{th}}e(n)\mathbf{x}(n) \quad (10)$$

从公式(10) 中可以得到该算法的步长因子, 记为  $\mu(n)$ 。LMS 算法的收敛条件为  $0<\mu(n)<1/\lambda_{\max}$ ,  $\lambda_{\max}$  为输入序列  $x(n)$  自相关矩阵的最大特征值。则改进的 LMS/F 组合算法收敛条件为:

$$0<\frac{\mu e^2(n)}{e^2(n)/\gamma+V_{th}}<1/\lambda_{\max} \quad (11)$$

对(11)式进行整理可以得到以下公式:

$$1/\gamma\mu+V_{th}/\mu e^2(n)>\lambda_{\max} \quad (12)$$

因为  $V_{th}/\mu e^2(n)>0$ , 所以当满足(13)式时就可以确保改进的 LMS/F 组合算法达到收敛:

$$\mu\gamma<1/\lambda_{\max} \quad (13)$$

### 3.3 算法收敛性能分析

上一节已经分析了在自适应初始阶段  $e(n)$  较大时, 可以保持较大的步长调整从而提高收敛速度; 在算法达到稳态  $e(n)$  较小时, 可以保持较小的步长调整从而能够保证较高的收敛精度。下面从步长  $\mu(n)$  与误差  $e(n)$  的函数关系入手, 进一步分析该算法的收敛性能。步长  $\mu(n)$  与误差  $e(n)$  的函数关系曲线如图 2 所示。

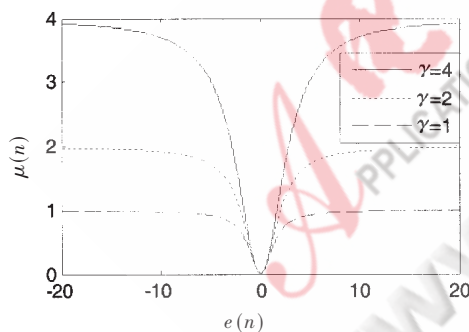


图 2 步长  $\mu(n)$  与误差  $e(n)$  的函数关系曲线

图 2 显示了  $\gamma=4$ 、 $\gamma=2$  和  $\gamma=1$  时  $\mu(n)$  和  $e(n)$  的非线性关系(其中, 当时即为基本 LMS/F 组合算法)。由图 2 可以看出, 当  $e(n)$  较大时, 改进的 LMS/F 组合算法可以得到比 LMS/F 组合算法更大的步长调整, 因而可以得到更快的收敛速度( $\gamma$  的取值需满足公式(13)所给出的收敛条件)。当算法接近于稳态、 $e(n)$  较小时, 改进的 LMS/F 组合算法的步长  $\mu(n)$  与误差  $e(n)$  的函数关系曲线与基本 LMS/F 组合算法相一致, 从而可以获得相比于 LMS 算法更高的收敛精度。

### 3.4 算法失调分析

在自适应滤波器中, 失调  $\delta$  是衡量其滤波性能的一个技术指标, 用来描述自适应算法的稳态均方误差  $\xi$  对

最小均方误差  $\xi_{\min}$  的相对偏移, 即:

$$\delta=\frac{\xi-\xi_{\min}}{\xi_{\min}} \quad (14)$$

由参考文献[2]可以得到变步长 LMS 算法的稳态均方误差可由公式(15)来表示:

$$\begin{aligned} \xi &= \xi_{\min} + \{E[\mathbf{x}(n)\mathbf{x}^T(n)]E[\mathbf{v}(n)\mathbf{v}^T(n)]\} \\ &= \left(1 + \mu(n) \sum_{i=1}^M \lambda_i\right) \xi_{\min} \end{aligned} \quad (15)$$

(15)式中  $\mathbf{v}(n)=\mathbf{w}(n)-\mathbf{w}_{opt}$  为权值误差矢量。

变步长 LMS 算法的失调系数可由公式(16)来表示<sup>[4]</sup>:

$$\delta=\frac{\xi-\xi_{\min}}{\xi_{\min}}=\mu(n) \sum_{i=1}^M \lambda_i=\mu(n)MP_{in} \quad (16)$$

由公式(16)可以得到算法接近稳态、 $e(n)$  较小时, 步长可由公式(17)来近似

$$\mu(n)=\mu e^3(n)/V_{th} \quad (17)$$

由(17)式可以看出, 算法进入稳态后, 算法的步长因子趋于极小, 且远小于 LMS 算法, 因而改进的算法的失调系数也极小, 其性能优于 LMS 算法, 与基本 LMS/F 组合算法保持一致。

### 3.5 计算机仿真结果

下面通过计算机模拟对改进的 LMS/F 组合算法进行仿真, 并将其与 LMS 算法、LMF 算法和基本 LMS/F 组合算法的性能进行比较, 来检验改进的 LMS/F 组合算法的性能。计算机模拟条件如下: 自适应滤波器阶数  $L=4$ , 未知系统初始权值向量为  $\mathbf{w}=[0,0]$ ; 参考输入信号是零均值、方差为 1 的高斯白噪声;  $\varepsilon(n)$  为与  $x(n)$  不相关的零均值高斯白噪声, 方差为 0.01。仿真中  $V_{th}=0.05$ , 改进的 LMS/F 组合算法中修正因子  $\gamma=4$ 。分别做 100 次独立仿真, 求其统计平均, 得到的收敛曲线如图 3 所示。

图 3 显示了 LMS 算法、LMF 算法、LMS/F 组合算法和改进的 LMS/F 组合算法的收敛过程和所能达到的 MSE 的情况。LMF 算法的收敛速度较慢, 在 400 次迭代之后还没有达到稳态。改进的 LMS/F 组合算法收敛速度最快, 在收敛速度性能上的优势非常明显, 其收敛精度与基本 LMS/F 组合算法一致, 略优于 LMS 算法, 因而可以获得很好的稳态误差性能。

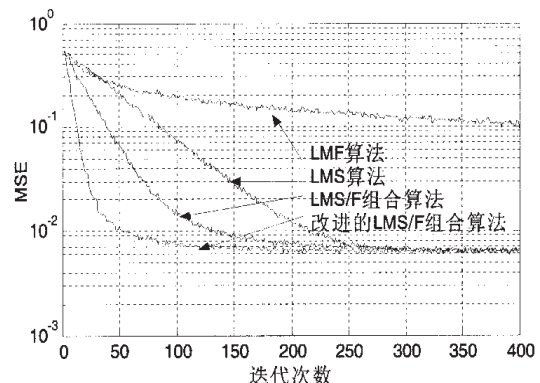


图 3 自适应滤波算法的收敛性能比较

4 改进的 LMS/F 组合算法在自适应跳频同址干扰抵消中的应用

自适应干扰抵消是指以噪声干扰为处理对象, 将它们抑制掉或者进行非常大的衰减, 以提高信号传输和接收的质量。自适应同址干扰抵消主要用于解决布置在同一平台(如车载、舰载或机载)收发信机间的干扰隔离问题。由于同址环境中发射机和邻近接收机的收发电平相差很大(最高可达 50 dB~100 dB), 受收发信机天线的隔离度的限制, 本地跳频电台发射机产生的强干扰电平一般会超过邻近接收机的动态范围, 造成接收机阻塞。由于跳频 FH(Frequency Hopping)干扰信号的时变特性, 使得跳频电台间同址干扰的处理变得更为复杂, 因此, 应用于跳频电台同址干扰抵消的自适应滤波算法应当满足收敛速度快、收敛精度高、处理非平稳信号鲁棒性能好等要求<sup>[10]</sup>。

自适应干扰抵消计算机仿真参数设计如下: 有用接收信号和本地射频同址干扰信号均为 MSK 调制的跳频信号; 干扰信号比有用信号强 60 dB, 本地耦合的参考信号比目标接收信号强 50 dB、比射频干扰信号弱 10 dB; 仿真中干扰信号和目标接收信号频差 200 kHz, 各路信号的时延误差控制在 4 ns 以内<sup>[10]</sup>; 滤波器阶数为 4 阶, 在第 400 采样点时干扰信号的载频发生跳变, 仿真结果如图 4 所示。

图 4 显示了 LMS 算法、LMS/F 组合算法和改进的 LMS/F 组合算法在自适应跳频同址干扰抵消中的性能比较。改进的 LMS/F 组合算法大概经过 30 次迭代就可

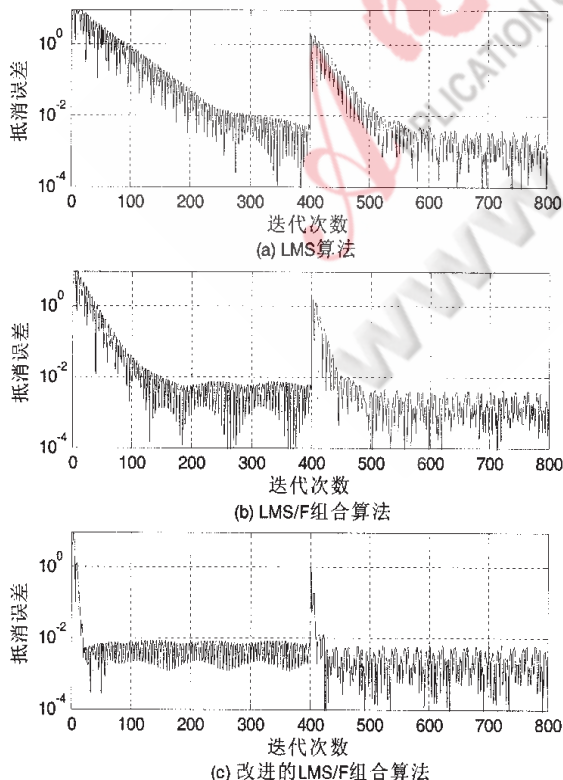


图 4 MSK-FH 同址干扰抵消误差收敛性能比较

以进入稳态, 相比于 LMS/F 组合算法的 150 次迭代和 LMS 算法的 300 多次迭代, 其收敛速度上的优势非常明显; 当第 400 个采样点载频跳变时, 该算法也能更快重新收敛到稳态, 表明其具有更好的鲁棒性能。由于 LMF 算法对附加噪声和信噪比非常敏感, 因而在该仿真中, LMF 算法不能收敛, 其性能不能满足自适应跳频同址干扰抵消的要求, 故在图 4 中未列出其性能曲线。

LMS 算法应用于干扰抵消器时采用固定步长, 存在收敛速度慢、失调量大的缺点。改进的 LMS/F 组合算法可以较好地解决收敛速度和稳态误差的内在矛盾、跟踪时变系统和降低干扰输出功率, 为提高同址环境下跳频电台间的干扰抵消性能提供更好的途径。

本文引入修正因子  $\gamma$  对 LMS/F 组合算法进行改进, 并进行了详细的理论分析, 计算机仿真结果与理论分析相一致, 表明了该算法的优良性能: 改进的 LMS/F 组合算法参数调整简单高效、运算量小(与 LMS/F 组合算法相比基本不增加运算量), 在保证 LMS/F 组合算法的收敛精度和稳定性的基础上, 进一步加快了算法的收敛速度。

参考文献

- [1] MATHEWS V J. Adaptive polynomial filters[J]. IEEE Signal Processing Magazine, 1991,8(4):10-26.
- [2] 高鹰, 谢胜利. 一种变步长 LMS 自适应滤波算法及分析[J]. 电子学报, 2001,29(8):1094-1097.
- [3] 覃景繁, 欧阳景正. 一种新的变步长 LMS 自适应滤波算法[J]. 数据采集与处理, 1997,12(2):171-174.
- [4] 王敏强, 郑宝玉. 一种新的可变步长 LMS 自适应滤波算法[J]. 信号处理, 2004,20(6):613-617.
- [5] WALACH E, WIDROW B. The least mean fourth (LMF) adaptive algorithm and its family[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1984,30(2):275-283.
- [6] Pedro Inácio Hubscher, José Carlos M. Bermudez. An improved statistical analysis of the Least Mean Fourth (LMF) adaptive algorithm[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2003,51(3):664-671.
- [7] 李文元, 何雯, 刘梧林, 等. 变权值 LMF/LMS 自适应多用户检测器[J]. 系统仿真学报, 2007,19(8):1793-1795.
- [8] LIN S, HARRIS J G. Combined LMS/F algorithm[J]. Electronics Letters, 1997,33(6):467-468.
- [9] PARAITIS D L, CONSTANTINIDES A G. LMS+F algorithm[J]. Electronics Letters, 1995,31(7):1423-1424.
- [10] KOWALSKI A M. Wideband co-site interference reduction apparatus[P]. American, 6693971, 2004.

(收稿日期: 2008-09-23)

# 基于正交 Fourier-Mellin 矩的改进亚像素边缘检测算法

党宏社, 胡尊凤, 方鑫

(陕西科技大学 电气与信息工程学院, 陕西 西安 710021)

**摘要:** 提出一种改进的亚像素级边缘检测算法, 该算法先用像素级边缘检测算子(Canny 算子)定位所有可能的边缘点位置, 再利用正交 Fourier-Mellin 矩(OFMM)算子的低径向阶与旋转不变特性在已有像素级边缘位置上进一步定位亚像素级边缘位置。实验表明, 同等条件下该算法运算效率较高, 不仅具有较高的检测精度(小于 0.2 pixel), 且算法耗时较短。

**关键词:** 计算机视觉; 图像处理; 亚像素边缘检测; 正交 Fourier-Mellin 矩算子

中国分类号: TP 391.41

文献标识码: A

## An improved subpixel-level edge detection algorithm based on orthogonal Fourier-Mellin moment

DANG Hong She, HU Zun Feng, FANG Xin

(School of Electrical & Information, Shanxi University of Science & Technology, Xi'an 710021, China)

**Abstract:** An improved OFMM subpixel edge location algorithm is presented in the paper. This algorithm firstly makes use of Canny operator to extract all possible edge points at pixel level and then utilizes subpixel-level edge detection operator. by using orthogonal Fourier-Mellin moment operator. Experiment results show that this algorithm could achieve equative location accuracy compared with Zernike and OFMM subpixel edge location operator but consume less operating time.

**Key words:** computer vision; image processing; subpixel edge detection; OFMM operator

视觉测量技术是以光学为基础, 融光电子学、计算机技术、激光技术、图像处理技术等为一体, 组成光、机、电、算综合的测量系统。边缘检测在视觉测量中占有重要地位, 虽然边缘检测的发展已经有了很长一段时间, 但至今仍处于不断发展和完善中。

现有的边缘边界提取是图像分析的关键步骤, 边缘的定位精度直接影响尺寸检测的精度。从定位精度角度上, 边缘检测方法可以分为像素级和亚像素级。像素级边缘检测算法中, 传统的梯度检测算子利用图像像素间差分运算提取图像的边缘, 该方法虽能有效提取边缘, 但对图像噪声敏感, Canny 提出了一种最优边缘检测算子<sup>[1]</sup>, 并在实践中取得了良好的效果。近 20 年来, 国内外专家学者已提出了很多关于亚像素边缘定位算法, 这些方法可以突破像素的限制, 将边缘定位在亚像素级上来提高测量系统的检测精度。该技术最早由 Hueckel 提

出, 当前已有的亚像素定位算法主要有几何法、插值法<sup>[2]</sup>、拟合法<sup>[3]</sup>、一阶微分期望法<sup>[4-5]</sup>、矩方法等。在各种基于矩算子的定位算法中, TABATABAI A J 提出灰度矩亚像素定位的思想<sup>[6]</sup>; LYVERS E P 提出空间矩的思想并构造了空间矩算子<sup>[7]</sup>; GHOSAL 和 MEHROTAL 首次提出了利用 Zernike 正交矩来检测亚像素边缘<sup>[8]</sup>; Ao Lei 等提出的基于正交傅里叶-梅林矩(OFMM)的亚像素定位算子<sup>[9-11]</sup>, 在一定程度上改善了 Zernike 正交矩对小尺寸物体描述特性差的缺点, 但单独使用该算法定位时运算时间相对较长。

文中提出的亚像素级边缘检测算法是一种基于 Canny-OFMM 的算法, 该算法将像素级与亚像素级边缘检测算子结合起来, 目的是在保证定位精度的前提下, 提高算法的运行效率。

### 1 算法原理

为了提高边缘定位准确度及精度, 本文采用像素级

边缘定位与亚像素级边缘定位相结合的方式。传统的像素级边缘检测算法中, Canny 算子因其独有的最优化特性具备良好的边缘定位效果, 它的参数允许根据不同实现的要求进行调整。在亚像素定位的矩算子中, 正交傅里叶-梅林矩由于其更强的图像细节描述能力而广泛应用于旋转和尺度不变模式识别领域。

1.1 像素级边缘定位

Canny 边缘检测算子是一个多级边缘检测算法, 其目标是找到一个最优的边缘检测算子。最优边缘检测包括三层含义: 算法能够尽可能多地标识出图像的实际边缘标识出的边缘要尽可能与实际图像中的边缘接近; 图像中的边缘只能标识一次, 并且可能存在的图像噪声不应标识为边缘。在 Canny 算子中, 如使用较小尺度滤波器, 非极大值抑制梯度幅值算法可以在边缘处检测出极其细腻的细节, 但噪声和细纹理会导致过量不希望的边缘段; 若采用大尺度滤波器, 只产生少量不希望的边缘, 但边缘的大部分细节信息将丢失。

1.2 基于正交 Fourier-Mellin 矩 (OFMM) 的亚像素级边缘定位

(1) OFMM 定义<sup>[1]</sup>

图像  $f(x,y)$   $n$  阶  $m$  次 OFMM 定义为:

$$\phi_{nm} = \frac{1}{2\pi a_n} \int_0^{2\pi} \int_0^1 f(x,y) \times Q_n(r) \exp(-jm\theta) r dr d\theta \quad (1)$$

式中,  $a_n = 1/[2(n+1)]$  为归一化系数,  $Q_n(r) = \sum_{s=0}^n (-1)^{n+s} r^s [\frac{(n+s+1)!}{(n-s)!s!(s+1)!}]$  为积分核, 它是多项式  $T_m(r, \theta) = Q_n(r) \exp(im\theta)$  的核函数, 其中  $n$  为正整数。

正交 Fourier-Mellin 矩 (OFMM) 算子的旋转不变性可以表示为:

$$\phi'_{nm} = \phi_{nm} \exp(-j\psi) \quad (2)$$

式中,  $\phi_{nm}$  是初始位置 OFMM,  $\psi$  为旋转角度,  $\phi'_{nm}$  是图像旋转后的 OFMM。

(2) OFMM 亚像素定位原理

根据上述定义, 求图像的 OFMM 就是用核函数对图像加权然后在单位圆上积分。假设单位圆的圆心在某个像素点上, 并且单位圆正好压在某个边缘上, 则对边缘建立理想阶跃灰度模型如图 1 所示, 其中,  $h$  为背景灰度,  $k$  为灰度阶跃高度,  $l$  为圆心到边缘的距离,  $\psi$  是边缘与  $x$  轴之间的夹角。

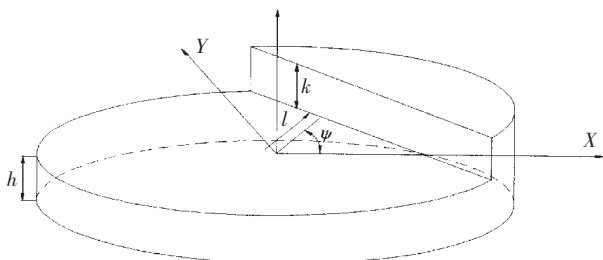


图 1 理想三维边缘模型

如果将图像旋转  $-\psi$ , 边缘将与  $Y$  轴平行, 因而可得  $\iint_{x^2+y^2 \leq 1} f'(x,y) y dy dx = 0$ 。因此结合 OFMM 定义, 可得旋转角度  $\psi$ :

$$\psi = \arctan \left( \frac{\text{Im}[2\phi_{01} + \phi_{11}]}{\text{Re}[2\phi_{01} + \phi_{11}]} \right) \quad (3)$$

利用矩模板可得图像的矩参数。矩参数计算如下:

$$\begin{cases} \phi_{00}' = \pi h + k [\arcsin \sqrt{1-l^2} - l\sqrt{1-l^2}] \\ \phi_{01}' = k \sqrt{1-l^2} - kl^2 \ln \left( \frac{1+\sqrt{1-l^2}}{l} \right) \\ \phi_{10}' = kl \sqrt{1-l^2} - kl^2 \ln \left( \frac{1+\sqrt{1-l^2}}{l} \right) \\ \phi_{11}' = 2kl^2 \ln \left( \frac{1+\sqrt{1-l^2}}{l} \right) - 2kl^2 \sqrt{1-l^2} \\ \phi_{20}' = -\frac{1}{3} kl \sqrt{1-l^2} (10l^2 + 2) + 4kl^3 \ln \left( \frac{1+\sqrt{1-l^2}}{l} \right) \end{cases} \quad (4)$$

根据矩参数与边缘参数之间的关系, 可以得到其他几个边缘参数表示如下:

$$\begin{cases} h = \frac{1}{\pi} \{ \phi_{00}' - k [\arcsin \sqrt{1-l^2} - l\sqrt{1-l^2}] \} \\ k = \frac{2\phi_{01}' + \phi_{11}'}{2(1-l^2)^{\frac{1}{2}}}, l = \frac{3}{5} \left( \frac{4\phi_{10}' + \phi_{20}'}{2\phi_{01}' + \phi_{11}'} \right) \end{cases} \quad (5)$$

式中,  $2\phi_{01}' + \phi_{11}' = \cos\psi \text{Re}[2\phi_{01} + \phi_{11}] - \sin\psi \text{Im}[2\phi_{01} + \phi_{11}]$ , 而  $\psi$  可由式(3)计算得到。

本文使用  $5 \times 5$  矩模板来计算矩参数, 如图 2 为用于计算矩模板的  $5 \times 5$  区域, 亚像素边缘位置可表示为:

$$\begin{bmatrix} x_s \\ y_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} + \frac{2l}{N} \begin{bmatrix} \cos\psi \\ \sin\psi \end{bmatrix} \quad (6)$$

式中,  $N$  为矩计算过程中的模板大小。使用该模板与图像卷积后, 得到的矩参数是图像  $N^2$  区域内的矩参数, 因而采样单位圆直径扩大了  $N/2$  倍, 因而计算得到的  $l$  参数应在其基础上减小  $N/2$ 。

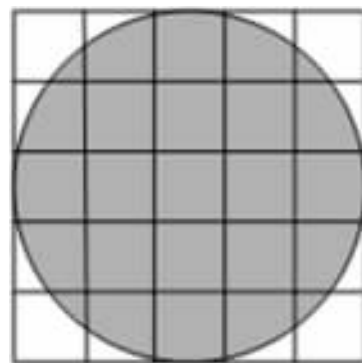


图 2  $5 \times 5$  像素区域内单位圆模板

2 实验

为了验证文中算法的有效性, 进行了以下实验。实验中首先采用 CCD 摄像机将光强信号转化为电压信号后传输到图像采集卡进行处理。CCD 摄像机使用 Mini-

tron MTV-1881EX, 图像采集卡使用微视图像提供的 MVPCI-V200 图像采集卡, 该采集卡支持多路视频输入, 可以真彩、伪彩、黑白方式采集图像。计算机具有 Intel Pentium CPU 2.80 GHz, 1 GB 内存, Windows XP 操作系统。采用上述实验设备分别对实际拍摄到的棒状物体侧视图和具有复杂细节的 Lena 图片进行了亚像素定位实验, 其结果分别如图 3、图 4 所示。

图 3(a)为使用图像采集系统对某棒状物体拍摄到的侧视图, 图 3(b)、(c)分别为采用 Zernike 矩算法和使用 OFMM 算法的定位效果, 图 3(d)为采用文中边缘定位算法检测出的边缘效果图。表 1 给出了采用不同亚像素定位算法的运行时间与具体的边缘亚像素位置。相对于像素级边缘定位, 亚像素级边缘位置的统计特性分析如表 2 所示, 可以看出该算法定位方差较小。采用文中算法定位精度较好, 相对耗时短, 因而算法的运算效率高。

图 4(a)为 298×300 大小的 Lena 图像, 图 4(b)、(c)分别为对该图像采用 Zernike 矩算法和使用 OFMM 算法的定位效果, 图 4(d)为采用文中算法进行亚像素定位的结果。该组检测结果中, 采用文中算法检测出的边缘较细且细节更加丰富。由于 OFMM 算子是基于积分的算子, 因此结合像素级边缘检测算子——Canny 算子, 可以提高定位准确度与运算速度。

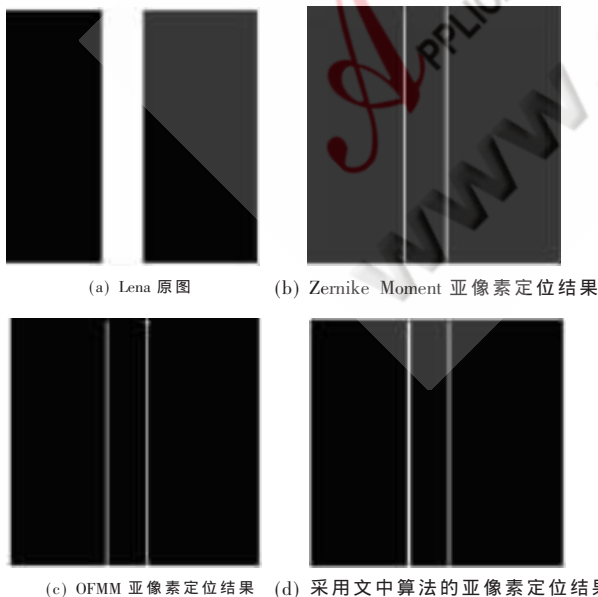


图 3 棒状物体侧视图的不同算法的亚像素定位结果

边缘检测在视觉测量技术中占有重要地位, 它是图像分析的关键步骤, 边缘检测方法的精度直接影响尺寸

表 1 不同边缘定位算法的性能比较

	算法运行时间/s	像素级边缘位置	亚像素级边缘位置	定位精度
Zernike 亚像素定位算法	0.062 000	(20,50)	(19.723 7,50.001 7)	(0.276 3,0.001 7)
		(30,50)	(29.726 9,50.002 1)	(0.273 1,0.002 1)
		(40,50)	(39.717 7,50.012 8)	(0.282 3,0.012 8)
OFMM 亚像素定位算法	0.187 000	(20,50)	(19.723 7,50.001 7)	(0.276 3,0.001 7)
		(30,50)	(29.810 5,50.009 5)	(0.189 5,0.009 5)
		(40,50)	(39.750 1,50.000 2)	(0.249 9,0.000 2)
文中算法	0.060 27	(20,50)	(19.827 6,50.001 1)	(0.172 4,0.001 1)
		(30,50)	(29.702 9,50.037 6)	(0.297 1,0.037 6)
		(40,50)	(39.859 9,50.004 5)	(0.140 1,0.004 5)

表 2 各算法定位统计性能对比

	X 方向误差的标准差	Y 方向误差的标准差
Zernike 亚像素定位算法	87.410 5	64.839 8
OFMM 亚像素定位算法	9.174 9	81.764 3
文中算法	4.924 1	20.246 8



图 4 具有复杂细节的 Lena 图片进行不同算法的亚像素定位结果

测量精度。文中提出边缘定位算法是将像素级与亚像素级边缘检测算法结合起来, 先用 Canny 算子将边缘定位在像素级上, 然后利用正交 Fourier-Mellin 矩算子寻找亚像素级边缘。实验表明, 该算法定位精度不低于 Zernike 矩算子和 OFMM 算子, 算法运算效率也较高, 在保证精度的前提下具有较短的运算时间, 适用于精度和速度要求较高的场合。

参考文献

[1] CANNY J. A computational approach to edge detection. IEEE Transaction on Pattern Analysis and Machine Intelligence, 1986,8(6):679-698.  
 [2] PEDERSINI F, SARTI A, TUBARO S. Improving the

- performance of edge localization techniques through error compensation. *Signal Processing: Image Communication*, 1998(12):33-47.
- [3] 赵爱明. 基于二次曲线拟合的图像亚像素边缘定位算法[J]. *哈尔滨理工大学学报*, 2006, 11(3):68-70.
- [4] IONESCU D, SASARMAN M. Automated optical inspection of geometrical shapes. *IEEE Instrument and Measurement Technology*, 1998, 1:14-17.
- [5] ZHANG W J, LI D, YE F, et al. Automated optical detect inspection and dimension measurement of drill bit. *Proceeding of 2006 IEEE International Conference on Mechatronics and Automation*, 2006: 95-100.
- [6] TABATABAI, A J. Edge location to subpixel values in digital imagery. *IEEE Transaction on Pattern Analysis and Machine Intelligent*, 1984, 6(2):188-201.
- [7] LYVERS E P, MITCHELL O R, AKEY M L, et al. Subpixel measurement using a moment-based edge operator. *IEEE Transaction on Pattern Analysis and Machine Intelligent*, 1989, 11(12):1293-1309.
- [8] GHOSAL S, MEHROTRA R. Edge detection using orthogonal moment-based operators. *Pattern recognition*, 1992, 3:413-416.
- [9] JIUBIN T, LEI A, JIWEN C, et al. Further improvement of edge location accuracy of charge-coupled-device laser autocollimators using orthogonal Fourier-Mellin moments. *Optical Engineering*, 2007, 46(5).
- [10] JIUBIN T, LEI A, JIWEN C, et al. Further improvement of edge location accuracy of charge-coupled-device laser autocollimators using orthogonal Fourier-Mellin moments. *Optical Engineering*, 2007, 46(5).
- [11] PING Z, SHENG Y, DESCHENES S. Fourier-Mellin descriptor and interpolated feature space trajectories for three-dimensional object recognition. *Optical Engineering*, 2000, 39(5):1260-1266.
- [12] 李金泉, 王建伟, 陈善本, 等. 一种改进的 Zernike 正交矩亚像素边缘检测算法[J]. *光学技术*, 2003, 29(4):500-503.
- [13] 曲迎东, 崔成松, 陈善本, 等. 利用 Zernike 矩算子的快速亚像素边缘检测方法[J]. *光电工程*, 2003, 30(5):59-61.
- (收稿日期: 2008-08-11)

# 输油管道泄漏检测与定位系统中的相关分析法研究

余永辉<sup>1</sup>, 涂巧玲<sup>1</sup>, 彭宇兴<sup>2</sup>

(1. 重庆工学院, 重庆 400050; 2. 重庆科技学院, 重庆 401331)

**摘要:** 阐述了依据负压波法, 应用相关分析法进行管道泄漏检测的原理, 给出了漏点定位的算法。实现了对管道泄漏位置的定位, 大大提高了泄漏报警的准确性和定位的精确性。

**关键词:** 泄漏检测; 相关分析; 负压波法; 时延估计

中图分类号: TP 272

文献标识码: A

## The study of correlation analytic method used for leakag detection and location of pipeline

YU Yong Hui<sup>1</sup>, TU Qiao Ling<sup>1</sup>, PENG Yu Xing<sup>2</sup>

(1. Chongqing Institute of Technology, Chongqing 400050, China;

2. Chongqing University of Science and Technology, Chongqing 401331, China)

**Abstract:** Based on the negative pressure wave, the correlation analytic method is used for leakage detection and location of pipeline, the algorithm of the leakage location is also introduced in the paper. The leakage location of pipeline is carried out accurately and credibly.

**Key words:** leakage detection; correlation analysis; negative pressure wave; time delay estimation

近年来, 输油管道泄漏事故不断发生, 给国家的经济带来巨大损失, 人员伤亡及环境污染。建立管道泄漏监测系统, 及时准确报告事故的范围和程度, 可以最大限度地减少经济损失和环境污染, 这就要求输油管道泄漏监测系统具有以下几个基本特性<sup>[1]</sup>: 泄漏监测的灵敏性, 实时性, 定位的准确性。

早期石油天然气管道的泄漏检测主要是直接观察法, 由有经验的技术人员携带检测仪器设备或经过训练的狗分段对管道进行泄漏检测和定位。通过看、闻、听或其他方式来判断是否有泄漏发生。这类方法具有定位精确度高和较低的误报率的特点, 但不能及时发现泄漏, 检测只能间断地进行。

本文提出了应用相关分析理论结合负压波法对管道泄漏进行检测并定位的方法。该方法不需要详细了解管道内部流体性状, 不需要建立管道正常和故障状态的数学模型, 也无需人为从压力变化曲线图上去确定两个端点的压力变化突变点, 避免了人为误差, 大大地提高了系统的定位精度。该检测方法不仅可以用于石油管道的泄漏检测, 也可以用于自来水管道的泄漏检测, 具有很好的推广价值。

### 1 负压波泄漏检测与定位原理

管道发生泄漏时, 在泄漏处因流体的损失而引起局部流体密度减小, 导致瞬时压力降低, 出现速度差。瞬时的压降作用在流体介质, 形成一个负压波。负压波以声速向管道上下游传播, 利用设置在管道两端的压力传感器检测压力波信号, 根据信号变化程度和变化的时间差, 采用信号相关处理方法进行泄漏判定和泄漏定位。

负压波定位原理图如图 1 所示。假设管道长度  $L$ 、压力波传递速度  $v$ 、油品的流速  $a$ 。

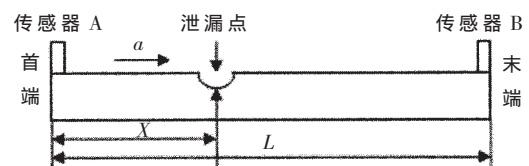


图 1 负压波定位原理图

由于压力波的传播速度一般在 1000 m/s 以上, 而油品的流速  $a=1.5\sim 3$  m/s 所以  $a$  可忽略不计。得到常规的负压波法定位公式为:

$$X = \frac{1}{2}(L + v\Delta t) \quad (1)$$

由式(1)可以得出:根据负压波的传播速度和两端压力传感器捕捉到这种负压波的时间差就可以进行泄漏点的定位。本文采用相关分析方法确定时间差。

## 2 泄漏定位的相关算法

### 2.1 相关函数的概念

对于两个不同的函数  $f_1(t)$  和  $f_2(t)$ , 其相关函数记为:

$$R_{12}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} f_1(x)f_2(t+\tau)dt, \text{ 则 } R_{21}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} f_1(x+\tau)f_2(t)dt$$

对于  $x(t)$  和  $y(t)$  两个常见的平稳遍历性随机信号<sup>[2]</sup>, 经典的互相关函数可用足够长的统计时间  $T$  内的时间历程样本  $x(t)$  和  $y(t)$  乘积的时间平均来计算, 即:

$$R_{xy} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x(t)y(t+\tau)dt \quad (2)$$

式中,  $\tau$  为延时时间(或位移)。相关函数反映了两个不同函数的相似程度, 因此可以描述两个信号之间有无关系或者其相似程度, 被广泛应用在分析机械振动与声学测量等工程领域。相关函数分析方法不仅是一种噪声过滤方法, 滤除信号中的不相关成分, 提高信噪比, 提取弱信号, 还可用来进行系统识别和故障诊断。在管道泄漏检测方面就是利用了其时延估计的特点。

### 2.2 相关分析法检测管道泄漏原理<sup>[2]</sup>

在管道的首端(X点)和末端(Y点)通过传感器检测到的信号, 设其样本函数分别为:

$$x(t) = f_1(t) + N_X(t) \quad (3)$$

$$y(t) = f_2(t+\tau) + N_Y(t)$$

式中,  $N_X(t)$  和  $N_Y(t)$  分别是首端(X点)和末端(Y点)的背景噪声。对  $x(t)$ 、 $y(t)$  进行相关运算得:

$$\begin{aligned} R_{xy}(\tau) &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x(t)y(t+\tau)dt \\ &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T [f_1(t) + N_X(t)] \times [f_2(t+\tau) + N_Y(t)]dt \end{aligned} \quad (4)$$

若噪声信号  $N_X(t)$  和  $N_Y(t)$  完全不相关, 泄漏信号与噪声信号相互独立不相关, 则有:

$$R_{xy}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T f_1(t)f_2(t+\tau)dt \quad (5)$$

相关定位算法的基本思想是在足够长的统计时间  $T$  内对上下游的压力信号  $p_1$ 、 $p_2$  取乘积的时间平均值来计算其相关函数  $R_{xy}(\tau)$  即:

$$R_{xy}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T p_1(t)p_2(t+\tau)dt \quad (6)$$

当没有泄漏时, 相关函数的值将维持在稳定值附近; 当发生泄漏时, 相关函数  $R_{xy}(\tau)$  将发生较大的变化, 当变化量达到一定数值(阈值)时, 则认为管道发生泄漏。当相关函数  $R_{xy}(\tau)$  达到峰值时, 所对应的值正好与所对应的压力波传播到两个端点的时间差相一致。由于相关函数  $R_{xy}(\tau)$  取极大值的必要条件为  $R_{xy}(\tau)$  在  $\tau_0$  处的导数等于零, 由此可求出  $\tau_0$ , 并确定  $\Delta t = \tau_0$ 。在  $L$  和  $v$  已知的前提下利用公式(1)即可计算出  $X$  的值, 从而确定泄漏

点的位置。

## 3 管道泄漏检测系统组成

### 3.1 管道泄漏检测系统简介

管道实时检测系统示意图如图2所示。

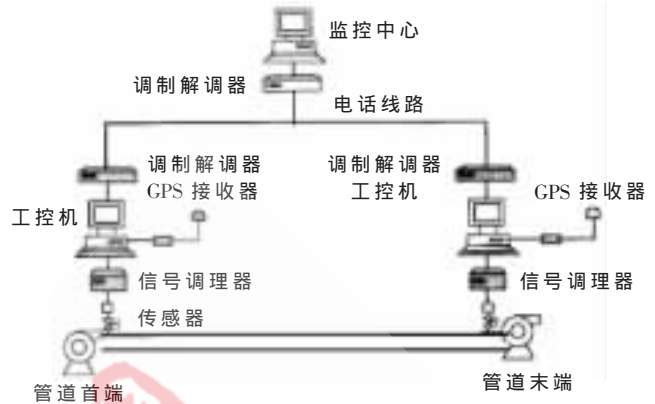


图2 管道泄漏检测系统示意图

本系统建立在 SCADA 系统平台基础上, 其总体结构由上位机与下位机构成。

下位机主要完成数据的采集与数据传输任务。上位机作为系统的监控中心通过公用电话网轮流接通下位机 MODEM 后, 向下位机定时发送传输命令, 并接收下位机数据。上位机将接收到的数据分别进行实时分析处理, 重点对采集的信号进行相关算法的编程, 并经终端显示, 给出泄漏处的位置。

为了保证管道首末两端数据采集时间的同步、数据处理的实时性、提高泄漏检测的定位精度, 本系统采用 GPS 技术实时校正首末端计算机的系统时间。

### 3.2 管道泄漏检测系统中的相关算法

在实际应用中, 泄漏点的压力信号经模数转换后的信号是离散时间序列。计算数字信号的相关函数一般不直接应用公式(6), 而是利用互功率谱密度法。其计算原理图如图3所示。

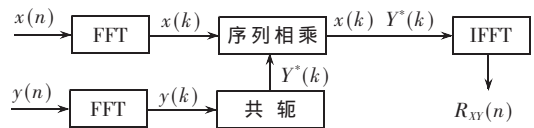


图3 互相关函数计算框图

对两个输入信号  $x(n)$ 、 $y(n)$  作傅氏变换得到  $x(k)$ 、 $y(k)$ , 两频谱相乘得互功率谱密度函数, 由于相关函数的傅氏变换就是功率谱密度, 因此对互功率谱密度作反变换就得到两个时域信号的互相关函数值, 这种方法大大减少了计算量。

### 3.3 管道泄漏检测系统中相关分析方法的关键技术

#### (1) 阈值的选取<sup>[4]</sup>

阈值的选取直接影响到系统的检测精度。阈值较大时系统灵敏度较低, 但可靠性较高, 即误报警数较少; 阈

值较小时系统灵敏度较高,但误报警数增多。实际操作中的阈值必须通过大量实际数据的计算、比较后选出。这些数据包括正常运行时的数据、工况变化时的数据和泄漏时的数据。总的原则是使指标阈值大于正常运行状态时的指标函数值且低于绝大多数情况下泄漏试验中所达到的值。

## (2) 采样时间 $T$ 的选取

$T$  是一个非常重要的参数,直接影响到相关分析法检测和定位的灵敏性和可靠性。由参考文献[5]可知,泄漏变换的时间约为200 s,考虑到缓慢泄漏时的情况,采样时间可取400 s。

## (3) 采样信号的去噪处理

由于工业现场的电磁干扰、输油泵的振动等因素,采集到的压力波信号序列附加了大量噪声。在相关处理运算时,为了运算简便,通常认为泄漏信号与噪声信号各自独立,噪声  $N_X(t)$  和  $N_Y(t)$  也不相关。实际上,噪声可能来自独立的噪声源(即两者独立不相关),也可能来自公共噪声源(相关噪声)。当存在公共噪声且强度较大时,泄漏信号将会被噪声信号淹没。因此计算机在对采集的数据进行相关运算之前,必须对这些信号进行滤波处理。

## 3.4 相关泄漏检测应用的局限性

在实际测试中,小泄漏产生的噪音将强于大泄漏产生的噪音,如果在同一区域同时存在大、小两种泄漏,大泄漏产生的信号将被淹没。另外,有些干扰噪音如减压阀发出的声音信号与泄漏信号非常接近,这种声音信号

及另外的一些背景噪音都可能完全掩盖掉泄漏产生的信号。

为了克服以上存在的不足,可以运用多种先进、有效的信号处理方法改善其性能。如:使用自适应滤波方法,利用前一时刻已获得的滤波器参数等结果,自动地调节现时刻的滤波器参数,以适应信号和噪声未知的或随时间变化的统计特性,有效地从噪声中估算出信号成分,同时移去与信号不相关的噪声,且在设计时只需要很少或根本不需要任何关于信号和噪声的先验统计知识。

在管道泄漏众多的检测方法中,基于相关分析的负压波管道泄漏检测方法只需对管道两端的压力信号进行检测,不需构建数学模型,具有实现简单、检测精度高等特点。但它要求泄漏是快速的、突发性的。如果管道泄漏的速度很慢、没有明显的负压波出现,则此方法失效。

## 参考文献

- [1] 周志坤. 自来水管泄漏相关检测定位系统研究. 仪器仪表学报, 2006, 25(4).
- [2] 喻彬, 孙士平. 基于相关检测的漏点定位系统设计. 国外电子测量技术, 2006, 25(10).
- [3] 吴晓琴. 相关分析在泄漏检测技术中的应用. 仪器仪表用户, 2004(2).
- [4] 徐洁. 管道相关检测仪性能优化方法的研究. 管道技术与设备, 2003(6): 37-38.
- [5] 韩建. 相关分析法在输油管道泄漏检测和定位中的应用研究. 核电子学与探测技术, 2007(1).

(收稿日期: 2008-08-04)

## 无线局域网安全分析终端的设计与实现\*

曹能华, 屈玉贵, 赵保华

(中国科学技术大学 电子工程与信息科学系, 安徽 合肥 230027)

**摘要:** 无线局域网(WLAN)的安全机制是非常脆弱的,因此需要安全分析系统管理 WLAN。设计实现了 WLAN 安全分析系统中的基于嵌入式处理器 PowerPC 和 Linux 操作系统的分布式终端。该终端实现了支持安全分析系统中的被动分析和主动分析的接口模块。WLAN 数据包的成功捕获和定制发送为接口模块的功能实现提供了依据。

**关键词:** WLAN; 安全分析终端; PowerPC; Linux

中图分类号: TP 393 文献标识码: A

### The design and implementation of security analysis terminal for WLAN

Cao Neng Hua, QU Yu Gui, ZHAO Bao Hua

(Department of Electronic Engineering and Information Science, University of Science and Technology of China, Hefei 230027, China)

**Abstract:** Security mechanism of WLAN is weak, so it is very important to use security analysis system to manage it. Based on PowerPC processor and Linux OS, this paper implements the security analysis terminal of this system. This terminal succeeds to capture or send WLAN packets, and to implement interface modules for supporting active and passive analysis modules of this system.

**Key words:** WLAN; security analysis terminal; PowerPC; Linux

无线局域网 WLAN 因利用无线介质进行数据传输,在无线设备覆盖区域内任何人都可以利用设备接收到通信数据,所以通信数据的安全性显得尤为重要。在 802.11 标准中,采用了 MAC 地址列表、WEP 加密等安全措施,但是后来的实践和研究证明,其安全机制是非常脆弱的,存在无线拒绝服务攻击、MAC 地址欺骗、伪装 AP、中间人攻击、IP 重定向攻击和身份认证过程中的欺骗等安全问题。因此通过安全产品提高 WLAN 的安全性具有重要意义。

本文所介绍的安全分析系统实现了被动和主动的安全分析。它包括一个主控节点和多个无线安全分析终端。系统在 WLAN 中的部署结构如图 1 所示。

主控节点集成了 WLAN 被动和主动安全分析模块。主控节点接收各个终端采集来的 WLAN 数据报文,报文经过处理后被发送到被动安全分析模块进行分析,系统根据当前分析结果自动选取合适的安全策略;主控节点根据主动安全分析技术编写攻击脚本,并将脚本分发到各个终端,终端根据脚本对目标实施主动攻击,以检查目标是否有安全漏洞。



图 1 系统在 WLAN 中的部署结构

本文设计和实现了基于 PowerPC 和 Linux 操作系统的分布式终端,该终端支持安全分析系统中的被动和主动安全分析的接口模块。

#### 1 终端的功能需求

该嵌入式终端必须具备以下基本功能:

(1) WLAN 数据包的捕获和定制发送:这是实现 WLAN 安全分析的重要一步,为下面的需求提供了必要依据。

(2) 被动分析接口模块:采集 WLAN 网络信息并进行预定的本地处理,将处理后的数据发送到主控节点,

\* 基金项目:国家 863 计划项目(2007AA01Z428)资助;国家自然科学基金资助项目(60602016、60241004)

这是对系统的被动分析提供支持。

(3) 主动分析接口模块：接收主控节点的攻击脚本并执行，将执行结果返回给主控节点，这是对系统的主动分析提供支持。

目前常见的嵌入式体系架构是按要求选用相应嵌入式处理器以及嵌入式操作系统。

由于分布式终端要收发无线数据包以及进行数据包的预处理，这就对处理器的处理速度提出了要求，如果速度达不到要求，就会出现丢包现象。所以本文采用 Freescale 的 PowerPC 家族的 MPC 8270 嵌入式处理器，它的内核工作时钟最高可达 450 MHz。操作系统选择 Linux，Linux 是免费且源码开放的嵌入式操作系统。在开源社区，有很多项目致力于无线网卡的驱动开发以及无线数据包的定制发送。利用这些资源，能很好地缩短设计周期。

## 2 终端的硬件设计

本文设计的终端由核心板和接口板组成，其硬件结构主要由处理器模块、数据通信接口模块和存储模块组成，如图 2 所示。核心板集成了 Freescale 的 MPC8270 处理器，128 MB SDRAM 以及 16 MB 的 Flash，为系统软件提供了足够的空间。底板上则集成了非常丰富的外设接口：2 个 10 M/100 Mb/s 以太网接口；1 个两线 RS-232 串口 (COM1)；2 个 PCI 槽，接入无线网卡后，作为无线分析终端的 RF，一块无线网卡用于被动分析接口模块，捕获 WLAN 数据包，随时监控网络状况；另一块用于主动分析接口模块，实现数据的定制发送，调整网络性能。该系统具有体积小、耗电低、处理能力强、网络功能强大的特点，能够装载和运行 Linux 操作系统。

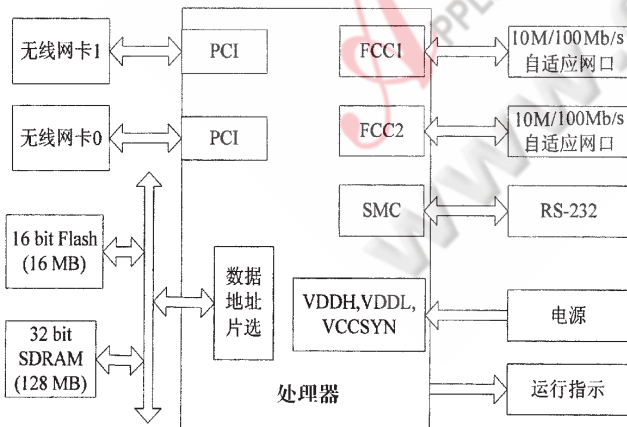


图 2 终端的硬件组成框图

### 2.1 处理器模块

MPC8270 基于 PowerQUICC II 结构，主要由高速 PowerPC 内核、系统接口单元 SIU、通信处理单元 CPM 构成。它支持 60x 总线和 PCI/LOCAL 总线，内核工作时钟最高为 450 MHz。MPC8270 采用双处理器结构，内部集成 PowerPC 处理器和 CPM 处理器。PowerPC 完成对外设的

配置；CPM 用来完成通信处理，两个处理器通过内部的双端口 RAM 相互配合工作。由于 CPM 分担了 PowerPC 的外围工作任务，减少了 PowerPC 对底层通信任务的干预，因而提高了 PowerPC 的工作效率。MPC8270 内部集成了微处理器和通信领域的常用外设控制组件，并且通信处理模块中各通信控制器支持多种协议。

### 2.2 存储模块

选用了 1 片 8 M×16 bit 共 16 MB 数据宽度的 Flash，Flash 芯片型号为 Intel 28F128J3D75，速度为 150 ns。Flash 固定为 16 bit 数据读写访问模式，它只接 MPC8270 的低 16 bit 数据总线，用片选信号/CS0 选中。SDRAM 用于存放用户的数据和代码，为程序的运行和保存临时文件提供空间。采用商用的 144 引脚的 128 MB 内存条，以 MPC8270 与 60x 总线相连。数据宽度为 64 bit。MPC8270 提供了 SDRAM 控制器，故只需进行寄存器的设置即可。

### 2.3 数据通信模块

数据通信接口包括 1 个两线 RS-232 接口、2 个以太网接口和 2 个 PCI 插槽。

RS-232 接口是用来调试的控制口，只有收发两根线；使用 MPC8270 的 SMC 模块作为串口通信，配合 MAX3222 收发器实现硬件功能。

两个 10 M/100 Mb/s 网口中，一个用于调试，另一个被应用程序用于发送和接收有线口数据包。使用 MPC8270 的 FCC1 和 FCC2 模块作为网口通信，配合 LXT972 收发器实现硬件功能。

MPC8270 处理器集成了 PCI 总线，如果选择 PCI 接口的无线网卡，就不需要附加额外的芯片，网卡可以直接通过 PCI 插槽接入，非常方便。无线网卡是这个终端的重要设备，根据无线网卡采用的芯片组类型的不同，无线网卡可分为多种类型。而 Linux 并未针对每一种无线网卡都提供专属的驱动程序，而是针对无线芯片组来提供驱动程序，所以不同类型的无线网卡所使用的驱动程序也是大不相同的，如 Prism 类型的无线网卡使用的驱动程序是 Wlan-ng 系列，而针对 Atheros 生产的 AR 系列则使用 Madwifi-ng<sup>[4]</sup>。本设计则以芯片组型号为 AR5212 的 PCI 接口的无线网卡 (TL-WN651G) 为例。

## 3 终端的软件设计

基于嵌入式 Linux 操作系统的软件设计包括 Boot-Loader 引导程序的移植、Linux 操作系统的移植和用户程序的编写。Boot-Loader 引导程序完成硬件的初始化并将操作系统引导装入 SDRAM；Linux 操作系统是整个软件的支撑，包含内存管理、设备驱动及 TCP/IP 通信协议等模块；用户程序完成无线数据包的捕获和定制发送，实现支持安全分析系统中的被动分析和主动分析的接口模块。下面重点介绍用户程序的设计。

### 3.1 软件设计的层次结构

终端的软件设计思想：用 Tcl 的 C/C++ 接口将编写

的低层网络通信函数扩展成命令；基于这些扩展命令，用 Tel 脚本语言编写顶层接口模块；主控节点也可以利用这些扩展命令编写安全分析脚本。这样的层次结构模型具有良好的扩展性与灵活性，而且修改接口模块程序时，不需要重新编译，直接就可以运行。图 3 为软件设计的层次结构模型。

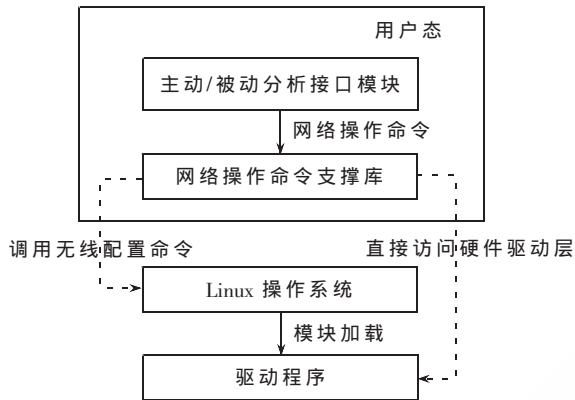


图 3 软件设计的层次结构模型

驱动程序是整个模型的要点，它向上层提供访问硬件层的接口。本文选择针对 AR5212 无线芯片组的开源驱动程序 Madwifi-ng<sup>[4]</sup>(版本号为 0.9.4)，通过模块的形式加载驱动程序。

网络操作命令支撑库为上层提供扩展命令的支持。Tel 的 C/C++ 函数库有清晰的接口，本文通过接口自定义新的 Tel 命令，这些命令与网络操作程序提供的 C 函数相关联，从而实现 Tel 的扩展，成为一个以最大程度符合用户需求的新工具。网络操作程序直接访问硬件驱动层，实现 WLAN 数据包的定制发送或捕获；通过调用无线配置命令，实现网卡的配置。

主动/被动分析接口模块由 Tel 扩展命令来构建。被动分析接口模块和主动分析接口模块实现 WLAN 数据包的发送和定制捕获，以及对安全分析系统中的被动分析和主动分析予以支持。

### 3.2 网络操作命令支撑库

安全分析终端提供以下两类低层网络操作命令：

(1) 网络通信支撑命令。包括有线口和无线口的网络通信。

有线口网络操作命令：它提供了一组访问数据链路层 socket 的命令，包括 socket 的创建以及通过 socket 进行数据包发送和接收。

无线口网络操作命令：实现 WLAN 数据包的定制发送或捕获以及设置网卡的工作模式和工作信道等。

(2) 协议报文编、解码命令。在被动分析模块和主动分析模块中，需要对相关头部域进行解析或重组，以实现过滤报文或定制头部域的功能，这就需要编写报文编、解码命令。

### 3.3 被动分析接口模块

被动分析是基于捕获的数据包，因此捕获 WLAN 数据包是该模块实现的基础。从协议分析的角度来检测非法入侵和攻击，需要将捕获的数据包发往主控节点。每个安全分析终端都将大量的报文发送主控节点，为了减轻主控节点处理报文的压力，安全分析终端将根据主控节点的需要过滤掉部分报文。终端的被动分析接口模块就是实现这一功能的。

#### 3.3.1 捕获 WLAN 数据包的实现

无线网卡有两种工作模式：正常模式和监听模式。在正常模式下，网卡工作在非侦听状态，只会接收到发给自己的数据包和广播包，而丢弃其他包。如果把网卡设置为监听模式，则可使网卡工作在侦听状态时，就可以接收某一信道上的所有数据包。为了实现程序的可移植性，本文使用 Libpcap 函数库捕获数据包。

用 Libpcap 捕获的数据包中，包含 Prism 头或者 Radiotap 头部。这是网卡添加在 802.11MAC 头部前的数据，它记录了信号强度、噪声强度和传输速率等物理层信息。由于 Radiotap 头部比 Prism 头部更能灵活地表达捕获帧的物理层信息，所以本文选择 Radiotap 头部来表达。

#### 3.3.2 被动分析接口模块的实现

程序设计的难点是防止出现丢包现象。当某一信道上的负载很大时，受到处理速度的限制，将不能捕获到该信道上的每一个报文，即出现丢包现象。

为了解决该问题，本文使用多线程并发执行，主线程用来处理捕获到的数据包；子线程 1 用来不间断地捕获无线数据包；子线程 2 与主控机交互，实现过滤规则的改变。同时，还引入了先入先出的队列来缓存接收到的数据报文。在笔者搭建的环境中，当某一信道上的负载达到 24 Mb/s、将队列长度设为 500 时，就能很好地解决这一问题。

为了实现队列操作的同步，本文使用信号量 hAccess 和 hRecive，当子线程 1 接收到报文，并将报文存放到队列之后，将释放信号量 hRecive，通知主线程从队列中提取报文来处理。主线程提取出报文后，释放信号量 hAccess，通知子线程 1 继续接收数据包。

子线程 2 接收主控节点发送来的配置文件，并且执行该文件。配置文件的主要作用就是设置全局变量。在过滤前，主线程都重新获取全局变量的值，从而设定主线程的包过滤规则。采用的过滤规则主要有源和目的 MAC 地址过滤以及序列号过滤等。主线程、子线程 1、子线程 2 的流程图分别如图 4、图 5、图 6 所示。

### 3.4 主动分析接口模块

主动分析的作用有两个：一是对被测目标实施主动攻击，探测其是否有安全漏洞；二是根据被动分析结果，采用相应的措施调整网络性能。它们都主要通过发送相应的数据包来实现。为了对系统中的主动分析予以支

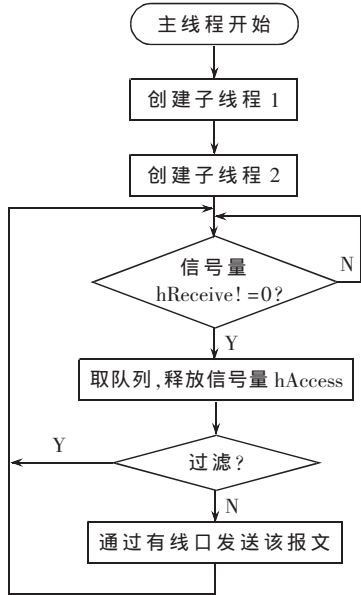


图 4 主线程流程图

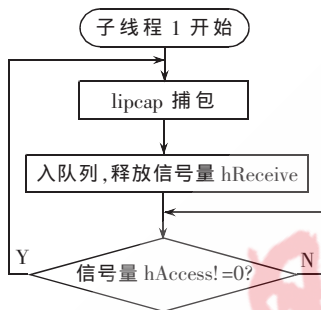


图 5 子线程 1 流程图

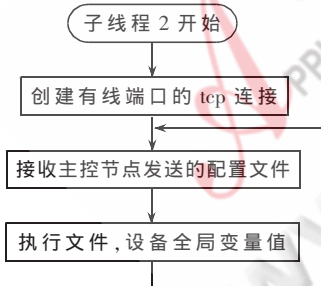


图 6 子线程 2 流程图

持, 终端需要实现主动分析接口模块。WLAN 数据包的定制发送是该模块实现的基础。

### 3.4.1 WLAN 数据包的定制发送

由于要实现目标漏洞的探测或攻击, 必须能将自己定制的 WLAN 数据包发送出去, 这里的定制是指数据包的每个域都可以任意指定。在开源社区, 开源项目 Lorcon<sup>[5]</sup>实现 WLAN 数据包的定制发送。它是专为 Linux 操作系统设计的, 它屏蔽了通过抽象层来发送 802.11 信息包的底层操作, 提供了更高层次的接口来发送 802.11 信息包。通过 Lorcon 本设计不需要编写特定驱动的代码, 只需通过驱动的名字就能找到相应的接口, 进而调

用 Lorcon 库函数发送报文。Lorcon 是纯 C 语言编写的函数库, 它直接将用户空间的报文通过无线口发送出去, 实现报文的定制发送。

### 3.4.2 主动分析接口模块的实现

主控节点使用安全分析终端提供的底层网络操作命令编写各种网络攻击脚本。攻击脚本由主控节点分发到各个安全分析终端, 由各安全分析终端并行地执行, 以保证攻击的性能, 使得攻击脚本的执行与目前存在的实际网络攻击过程有同样的效果。

为了实现主动分析, 无线安全分析终端需要创建基于有线网口的 TCP 服务器端, 接收主控节点发送的攻击脚本。执行该脚本, 将脚本执行的结果返回给主控节点以供其分析。其 PAD 图如图 7 所示。

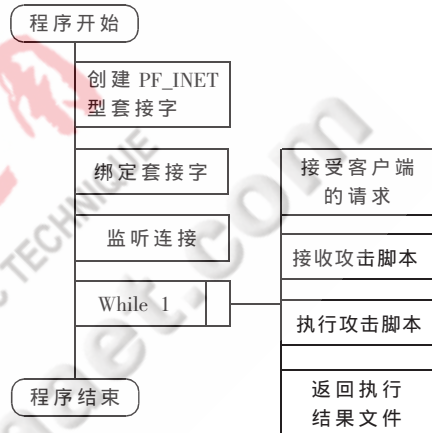


图 7 主动分析接口模块的 PAD 图

本文设计实现了基于嵌入式处理器 PowerPC 和 Linux 操作系统的安全分析终端。通过与主控节点的主动和被动分析模块配合, 能检测到被测目标是否存在安全漏洞; 也能检测出 WLAN 中的 MAC 地址欺骗、伪装 AP、中间人攻击、IP 重定向攻击以及身份认证过程中的欺骗等安全问题, 并采取相应的措施, 成功地改善了网络性能。

### 参考文献

- [1] ANSI/IEEE Std 02.11. Wireless LAN medium access control(MAC) and physical layer(PHY) specifications[S]. 1999.
- [2] PORRAS P, SCHNACKENBERG D, CHEN S S, et al. The common intrusion detection framework architecture [EB/OL]. [2006-05-02]
- [3] GARVEY T D, LUNT T F. Model-based intrusion detection. In Proc. of the 14th National Computer Security Coal. Oct. 1991.
- [4] How to get, install and use lorcon, <http://802.11.niniga.net/lorcon/>, 2007.
- [5] How to support radiotap under Linux operating system, [www.radiotap.org](http://www.radiotap.org). 2007.

(收稿日期: 2008-08-14)

# 基于关联规则理论的道路交通事故数据挖掘模型

吴昊, 李军国

(1. 吉林大学珠海学院 计算机科学与技术系, 广东 珠海 519041)

**摘要:** 根据数据挖掘技术中的关联规则理论, 提出“道路交通事故属性”的定义, 并建立一种新的道路交通事故数据挖掘模型, 利用改进的多维多数据类型的 Apriori 算法, 从记录交通事故的数据库中发现潜在的、有价值、有联系的规律, 用以指导交通管理部门找出道路黑点, 并做出决策, 杜绝事故隐患、减少事故发生, 保障人们的生命和财产的安全。

**关键词:** 道路交通事故属性; 关联规则; 数据挖掘; Apriori 算法

中图分类号: TP 182 文献标识码: A

## Data mining model of the road traffic accident based on association rules

WU Hao, LI Jun Guo

(Computer Science and Technology Program, Zhuhai College, Jilin University, Zhuhai 519041, China)

**Abstract:** According to the technology of association rules, it puts forward the definition of “property of the road traffic accident”, with a new data mining model of the road traffic accident proposed. Utilizing an improved multi-dimensional and multi-type Apriori algorithm, we find the potential and valuable laws from the database which records the data of traffic accidents. It can be used to guide the administrative decisions of the traffic, stop potential accidents and reduce accidents to take place, so as to ensure the safe of life and property.

**Key words:** property of the road traffic accident; association rules; data mining; Apriori algorithm

智能交通系统 ITS (Intelligent Transportation System) 是先进的信息技术、数据通讯传输技术、电子传感技术、电子控制技术及计算机处理技术等多种高新技术与传统交通运输融合的集成和应用。改善道路交通环境。

关联规则是数据挖掘的主要方法, 是指在数据集中支持度和置信度分别满足给定阈值的规则, 反映一个事物与其他事物之间的相互依存性和关联性。关联规则挖掘的 Apriori 算法是根据有关频繁项集特性的先验知识而命名的, 算法中蕴含的一条基本性质是一个频繁项集的任一子集均应是频繁的。借助一定的专业领域知识, 关联规则可以直接用于分析数据的因果关系, 做出规则预测。从大量的数据中发现其关联关系在市场定位、决策分析和商业管理等领域极为有用。

本文提出“道路交通事故属性”的定义, 并且采用“星型全连接数据模型”对道路交通事故属性的数据组织建模。结合对经典单维单层的 Apriori 算法进行改进, 实现挖掘多维多数据类型关联规则的新算法。通过对某

市区的道路交通事故数据进行关联规则提取分析, 产生大量具有支持度和置信度的强关联规则, 可有效地分析交通事故发生的主要原因, 为决策者提供切实可行的治理方案和预防措施。

### 1 关联规则理论

#### 1.1 关联规则的基本概念

设  $I = \{i_1, i_2, \dots, i_n\}$  是二进制文字的集合, 其中的元素称为项 (Item)。设  $D$  为相关的数据集合, 也就是一个交易  $T$  (Transaction) 数据库, 这里交易  $T$  是一个数据项的子集, 并且  $T \subseteq I$ 。对应每一个交易有唯一的标识, 如交易号, 记作 TID。

$A_1, A_2, \dots, A_n \rightarrow B_1, B_2, \dots, B_m$ , 其中,  $A_i (i=1, 2, \dots, n)$  和  $B_j (j=1, 2, \dots, m)$  代表谓词或数据项, 这样的规则通常解释为“在相同的事务中, 当  $A_1, A_2, \dots, A_n$  发生时, 常常  $B_1, B_2, \dots, B_m$  也发生。”设  $A$  是一个项集, 事务  $T$  包含  $A$  当且仅当  $A \subseteq T$ 。则关联规则是形如  $A \Rightarrow B$  的蕴涵式, 其中  $A \subseteq I, B \subseteq I$ , 并且  $A \cap B = \Phi$ 。

规则  $A \Rightarrow B$  在交易数据库  $D$  中的支持度 (Support) 是交易集中包含  $A$  和  $B$  的交易数与所有交易数之比, 记为  $\text{support}(A \Rightarrow B)$ , 即  $P(AYB)^{[1]}$ 。

$$\text{support}(A \Rightarrow B) = P(AYB) = |\{T: AYB \subseteq T, T \in D\}| / |D|$$

规则  $A \Rightarrow B$  在交易集中的置信度 (Confidence) 是指包含  $A$  和  $B$  的交易数与包含  $A$  的交易数之比, 记为:  $\text{confidence}(A \Rightarrow B)$ , 即  $P(B|A)^{[1]}$ 。

$$\text{confidence}(A \Rightarrow B) = P(B|A) = \text{support}(AYB) / \text{support}(A) \\ = |\{T: AYB \subseteq T, T \in D\}| / |\{T: A \subseteq T, T \in D\}|$$

式中:  $\text{support}(AYB)$  为包含项集  $AYB$  的交易记录数目,  $\text{support}(A)$  为包含项集  $A$  的交易记录数目。

规则的支持度和置信度是两个规则的度量, 它们分别反映发现规则的实用性和确定性。这两个阈值均在  $0\% \sim 100\%$  之间, 而不是  $0 \sim 1$  之间。

给定一个交易集  $D$ , 挖掘关联规则问题就是产生支持度和置信度分别大于用户给定的最小支持度  $\text{min-sup}$  (minimum support count) 和最小置信度  $\text{min-con}$  (minimum confidence count) 的关联规则。前者即用户规定的关联规则必须满足的最小支持度, 表示了一组物品集在统计意义上需满足的最低程度; 后者即用户规定的关联规则必须满足的最小置信度, 反应了关联规则的最低可靠度。

如果不考虑关联规则的支持度和置信度, 则在事务数据库中存在无穷多的关联规则。事实上, 人们一般只对满足一定的支持度和置信度的关联规则感兴趣。一般把同时满足最小支持度阈值和最小置信度阈值的规则称为强规则。给定一个事务集  $D$ , 挖掘关联规则问题就是产生支持度和置信度分别大于用户给定的最小支持度和最小置信度的关联规则, 也就是强规则的问题。

因此, 关联规则挖掘可定义为: 给定一个事务数据库  $D$ , 寻找出所有满足  $\text{support} > \text{min-sup}$ ,  $\text{confidence} > \text{min-con}$  的关联规则  $A \Rightarrow B$ 。

具体产生关联规则的操作说明如下:

- (1) 对于每个频繁项集  $l$ , 产生  $l$  的所有非空子集。
- (2) 对于每个  $l$  的非空子集  $s$ , 若  $\text{support}(l) / \text{support}(s) \geq \text{min-con}$ , 则产生一个关联规则 " $s \Rightarrow (l-s)$ "。

项的集合称为项集 (Item set), 包含  $k$  个数据项的项集称为  $k$ -项集。

项集的出现频率是在整个交易数据集  $D$  中包含该项集的交易记录数, 简称为项集的频率、支持度或计数。

如果项集的出现频率大于或等于  $\text{min-sup}$  与  $D$  中事务总数的乘积, 称项集满足最小支持度  $\text{min-sup}$ 。如果项集满足最小支持度, 则称它为频繁项集 (Frequent Item set), 简称频集。频繁  $k$ -项集的集合通常记作  $L_k$ 。

## 1.2 Apriori 算法

Apriori 算法是由 AGRAWAL R 等人提出的。该算法利用一个层次顺序搜索的循环方法完成频繁项集的挖掘工作。利用  $k$ -项集来产生  $(k+1)$ -项集。核心思想是把

发现关联规则的工作分为两步: 第一步通过迭代检索出事务数据库中的所有频繁项集, 即频繁项集的支持度不低于用户设定的阈值; 第二步从频繁项集中构造出满足用户最低信任度的规则。挖掘或识别所有频繁项集是 Apriori 算法的核心, 占整个计算量的大部分。后来的许多算法多是对 Apriori 算法的改进研究。

为提高按层次搜索并产生相应频繁项集的处理效率, Apriori 算法利用了一个称为 Apriori 的重要性质, 来帮助有效缩小频繁项集的搜索空间。Apriori 算法的性质: 频繁项集中所有非空子集也都必须是频繁项集。

这一性质是由 AGRAWAL 和 SRIKANT 提出并证明的, 若一个集合不能通过测试, 该集合的所有超集也不能通过同样的测试。根据这一性质, 进行第  $k$  遍扫描之前, 可先产生候选集  $C_k$ ,  $C_k$  可以分两步来产生, 设前一步 (第  $k-1$  步) 已生成  $(k-1)$ -频繁集  $L_{k-1}$ , 则首先可以通过对  $L_{k-1}$  中的成员进行联接来产生候选,  $L_{k-1}$  中的两个成员必需满足在两个成员的项目中有  $k-2$  个项目是相同的这个条件方可连接, 即:

$$C_k = L_{k-1} \odot L_{k-1} = \{A \odot B | A, B \subset L_{k-1}, |A \cap B| = k-2\}$$

然后再从  $C_k$  中删除所有包含不是频繁的  $(k-1)$ -子集的成员项目集即可<sup>[2]</sup>。也可以根据定义, 如果项集  $I$  不满足最小支持度阈值  $\text{min-sup}$ , 则  $I$  不是频繁的, 即  $P(I) < \text{min-sup}$ 。如果项  $A$  添加到  $I$ , 则结果项集  $IYA$  不可能比  $I$  更频繁出现。因此,  $IYA$  也不是频繁的, 即  $P(IYA) < \text{min-sup}$ <sup>[3]</sup>。

## 2 基于关联规则的道路交通事故数据挖掘模型

### 2.1 建立数据模型

实际上, 交通管理部门在道路交通事故预防工作中, 主要是根据不同时期、不同地点道路交通事故的态势做出相应的管理对策, 从管理上减少事故。要做到这一点, 首先要对事故发生的情况进行数据分析, 从中发现规律性的东西, 做到有的放矢。道路交通事故研究主要建立在大量事故统计分析资料的基础上, 由于道路交通事故难以现场直接观测其发生过程, 需要通过事后的数据资料分析来研究其发生规律。因此, 针对交通事故基础数据资料的整理显得尤为重要。如何从大量的道路交通事故的诱发因素中发现它们之间联系的内在规律, 进行人为控制和干预, 以减少交通事故发生的概率是大家所关注的焦点。结合对实际情况的分析, 提出以下问题:

在以往关联规则理论研究中, 主要集中在单维单层布尔型关联规则上, 即每一条规则包括一个多次出现的谓词。如果把典型的单维单层布尔型的数据挖掘的 Apriori 算法直接作用于此次项目中的数据, 则 Apriori 算法只能解决针对多维数据列表中的某一系列属性的关联规则的挖掘, 而不能解决多个属性集之间的数据挖掘。例如, 只能挖掘道路交通事故属性中的事故主要原因的关联规则: 酒后驾车, 疲劳驾车, 超速行驶, 逆向行驶,

违章超车, 违章转弯, 违章装载……。但是如果要挖掘驾驶员因素与道路因素之间的关联规则, 此算法则无法直接应用。

如果把道路交通事故属性集的所有属性不分类别地全部放到一个属性集合中, 使其成为一个混合内容的单维数据集, 就可以直接利用 Apriori 算法。例如, 把天气属性: 沙尘、雨、雪、雾、晴、大风、阴、其他的每个元素都作为整体事故属性集中的属性值, 存在如下问题: (1) 每次数据库扫描的信息过于庞大, 降低效率; (2) 同一类型的属性被拆开, 不利于做统计分析; (3) 得到的结果很可能是没有意义的; (4) 数据库将变得杂乱无章等。

人们已提出了挖掘单层与多层的布尔型关联规则、多维多层数据类型关联规则的许多算法, 最著名的是单层布尔型 Apriori 挖掘算法。许多算法都是基于 Apriori 的, 其缺陷是扫描数据库的次数正比于最大模式的长度。而挖掘多维多层关联规则过程中发现的模式长度在 20 左右的情况并不少见, 算法代价非常高。其次, 已有的多维多层关联规则挖掘算法只能通过合并相邻的数值型属性区间来建立有限的概念层次, 不能满足实际应用的需要。

针对以上问题, 本文基于多维多层的关联规则的挖掘算法, 着重研究数据挖掘技术在决策分析系统中的应用, 针对道路交通事故这一实际问题对典型的单层布尔型 Apriori 算法进行改进, 实现挖掘多维多层多数据类型关联规则的新算法。

### 2.2 道路交通事故属性的定义

道路交通事故属性 PRTA(Property of the Road Traffic Accident) 是指道路交通事故发生时, 驾驶员、车辆、道路、天气和时间的状态, 以及事故本身的特点, 即: 驾驶员属性、车辆属性、道路属性、天气属性、时间属性和事故本身属性的集合。这样, 就可以将大量的道路交通事故数据按照道路交通事故属性组织为信息进行数据挖掘。

### 2.3 道路交通事故属性的数据模型

在大规模的数据库中, 由于多维数据空间的稀疏性, 若要在低层和原始层的数据项之间发现强的和有趣的关联规则比较困难, 因为好多项集没有足够的支持度。在较高的概念层发现的强关联规则可能提供普遍意义的知识, 对于一个用户代表普遍意义的知识, 对于另一个用户可能是新颖的。这样, 数据挖掘系统可在多个抽象层挖掘关联规则, 且容易在不同的抽象空间转换。

概念层次树是数据库中各属性值和概念依据抽象程度不同而构成的一个层次结构, 如图 1 所示。

图中, PRTA 为道路交通事故属性; D(Driver) 为驾驶员属性; V(Vehicle) 为车辆属性; R(Road) 为道路属性; W(Weather) 为天气属性; T(Time) 为时间属性; A(Accident) 为事故本身属性。

多层关联规则的挖掘一般采用自顶向下的策略, 由

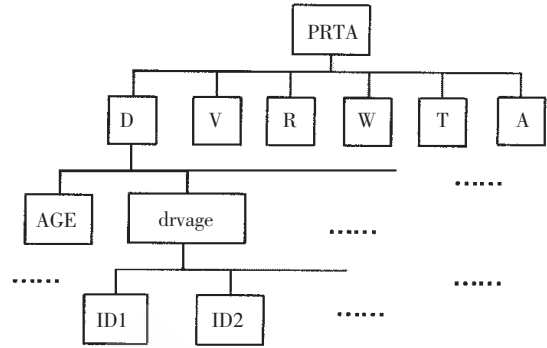


图 1 道路交通事故属性的概念层次树

概念层 1 开始向下, 到较低的更特定的概念层, 对每个概念层的计算频繁项集累加计数, 直到不能再找到频繁项集, 即: 一旦找到概念层 1 的所有频繁项集, 就开始在第 2 层找频繁项集, 如此下去, 就可以在每一层使用发现频繁项集的多维多数据类型 Apriori 算法。

在进行多维数据挖掘时, 将数据按一定的结构组织起来, 通常的数据建模方法有多维数据结构、星型模型、雪花模型以及超立方体等。基于对道路交通事故属性的分析, 这里建立星型全连接结构的数据模型如图 2 所示。

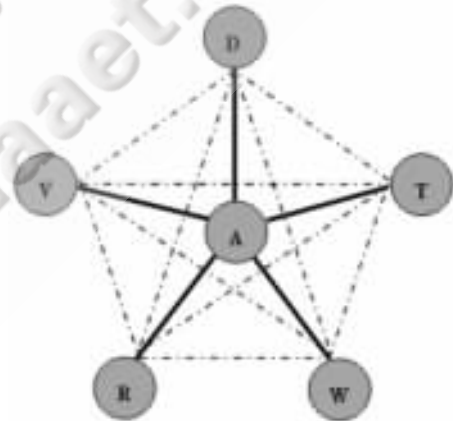


图 2 道路交通事故属性的星型全连接结构的数据模型

定义了道路交通事故属性的概念层次树和星型全连接的数据模型后, 就可以对发生道路交通事故的各个因素进行定性的分析。

道路交通事故属性的数据来自“道路交通事故信息采集项目表”, 每一个道路交通事故属性是表的维, 每个维连接着一个维表。要对  $D[D_1, D_2, \dots, D_n]$  维进行关联规则的挖掘, 每个维  $D_i$  表示一个属性, 每个维包含  $|D_i|$  ( $i=1, 2, \dots, n$ ) 个不同的数值, 在这里  $|D_i|$  为维  $D_i$  具有的不同属性的个数。在这些维的每个单元中存储的是原始数据的计数值。一般情况下, 可以把一个  $n$  维的数据映射成一个具有  $n$  个属性的表。

交通事故属性具有概念分层, 主要有三层:

第一层是道路交通事故属性。

第二层是第一层的细化: 驾驶员属性、车辆属性、道

路属性、天气属性、时间属性、事故本身的属性。

第三层是对第二层的更进一步细化,主要是对道路交通事故每一属性维的刻度(也就是粒度)进行分析:性别、年龄、驾龄、驾照种类、驾驶员类型、出行目的、车辆使用性质、交通方式、行驶状态、所属行业、公路行政等级、地形、路面情况、路面类型、道路横断面、路口路段类型、道路线形、道路类型、交通控制方式、照明条件、小时、星期、月份、事故类型、事故主要原因、事故形态、现场。

### 2.4 提取道路交通事故属性的关联规则

从以上分析可以看出,道路交通事故属性模型是多维多层的。由于 Apriori 算法只是在单维单层的数据模型上进行挖掘,不适合对多维多层的数据模型进行挖掘,要想对上述的道路交通事故属性的数据模型进行分析,Apriori 算法必须进行一定的改进。将数据模型的每个维看成是一个谓词,就可以挖掘多维关联规则,在多维关联规则的挖掘中,搜索频繁谓词集。对于多层数据模型,在设定各层的支持度大小时有多种方法,再进行多维多层的数据挖掘是比较繁琐的,这里对其进行了简化。在进行关联规则分析前,预先指定该维的那一个层次参与关联分析,其他层次不参与关联分析,从而将问题简化为单纯的多维数据模型的挖掘。在进行挖掘之前,对事故主要原因选择第三层,其他维都是单层的。通过这样的指定,就可以得到多维单层道路交通事故属性数据,便于关联分析。

通过选定要分析的交通事故本身与驾驶员、车辆、道路、天气、时间等具体选项信息,利用多维多数据类型 Apriori 算法作关联分析,发现各个因素之间的联系,结果采用文本形式来描述,形如  $(A, B, C) \Rightarrow D(\text{sup}; \text{con})$ 。其中, A、B、C 分别代表规则的前提条件, D 代表规则的结果, sup 和 con 表示该规则的支持度和置信度,取值均为 0%~100% 之间。支持度描述的是在所有的记录中, A、B、C 同时出现的概率;置信度表示在 A、B、C 同时出现的条件下,发生情况 D 的概率。当一条规则满足一定的最小支持度和最小置信度时,可以认为该规则是比较常见的,可信度是较高的。

对多维数据关联分析需对 Apriori 算法进行改进,数据挖掘简要流程图如图 3 所示。

### 3 道路交通事故数据的分析

实验使用的是对某市市区 2002 年 12 月 21 日至 2007 年 7 月 20 日的道路交通事故数据进行测试。采取星型全连接的数据模型对道路交通事故属性数据按照上述数据建模进行组织。对该市区的道路交通事故数据进行关联规则提取分析,得出许多具有实际意义的结论。

以分析 2003 年 12 月至 2004 年 7 月某市市区事故原因为例,首先得到的是各种事故原因发生的比例(事故数据个数为 2401)如:不按规定让行(27.66%)、未保持

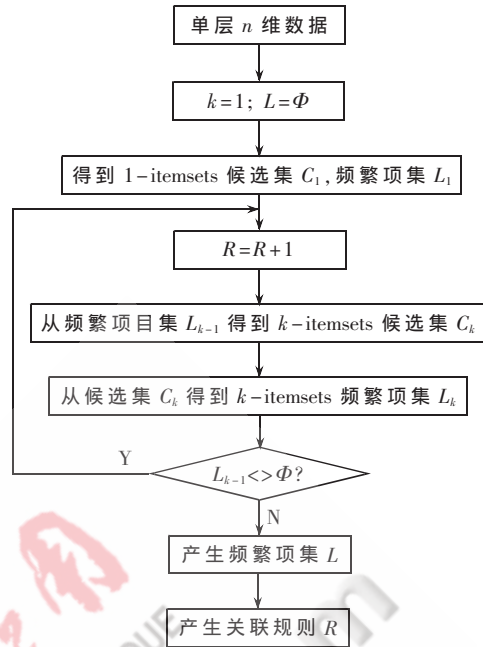


图 3 关联规则的多维多数据类型 Apriori 算法数据流程

安全距离(12.16%)、超速行驶(8.79%)、违章拐弯(7.58%)、其他机动车原因(5.46%)、逆向行驶(4.91%)、违章变更车道(4.33%)等,其他事故原因比例较小,可视为“噪音”而省略。

假设用户想了解导致“不按规定让行”这一结果,设置最小支持度阈值为 5%, 最小置信度阈值为 40%。产生以下规则:

(1)条件:道路因素

规则:

①道路横断面:混合式 & 道路类型:主干路  $\Rightarrow$  不按规定让行(6.01%, 36.65%)。

②路口路段类型:四枝分叉口  $\Rightarrow$  不按规定让行(7.04%, 42.66%)。

③路面类型:沥青 & 道路横断面:混合式 & 照明条件:白天 & 交通控制方式:无控制  $\Rightarrow$  不按规定让行(9.79%, 36.40%)。

(2)条件:天气因素、道路因素

规则:

①天气:晴 & 地形:平原 & 道路横断面:混合式 & 照明条件:白天 & 道路线形:平直 & 交通控制方式:无控制  $\Rightarrow$  不按规定让行(9.27%, 36.31%)。

②天气:晴 & 路面类型:沥青 & 道路横断面:混合式 & 照明条件:白天  $\Rightarrow$  不按规定让行(11.84%, 36.34%)。

③天气:晴 & 路面情况:平坦 & 道路横断面:混合式 & 照明条件:白天 & 道路线形:平直 & 交通控制方式:无控制  $\Rightarrow$  不按规定让行(8.67%, 36.33%)。

④天气:晴 & 地形:平原 & 道路横断面:混合式 & 照明条件:白天 & 道路线形:平直 & 交通控制方式:无

控制 $\Rightarrow$ 不按规定让行(9.27%, 36.31%)。

对2002年12月至2007年7月该市区交通事故情况进行分析,得出以下结果:

(1) 机动车驾驶人违章驾车行为导致交通事故的发生率占到事故总数的85.79%,而死亡率占67.14%。

(2) 平直道路事故频繁:其上事故发生率占总数的75.63%,死亡率占81.34%。

(3) 晴天事故占绝大比例:事故发生率占总数的90.24%,死亡事故占89.27%。

(4) 从月统计周期分布来看,6~9月为事故多发时段,9月事故致人死亡较为突出。

(5) 从24小时事故分布情况看,中午、傍晚和下午时分是交通事故的多发时段。

以上实验所得到的结论与交警的经验数据基本一致。

本文基于关联规则理论,针对道路的实际问题,建立了基于关联规则理论的星型全连接数据模型,并提出一种改进的多维多数据类型Apriori算法,用来分析道路交通事故历史数据,并且完成了系统决策分析模

块的实现。实践证明,关联规则的挖掘能够发现大量数据的属性之间有趣的关联关系,利用关联规则挖掘技术在关联性发现方面有着强大的优势。关联规则最重要的特点是关联是自然组合的,这对发现所有属性的子集存在的模式是非常适用的。

## 参考文献

- [1] LIU Zheng Jiang, WU Zhao Lin. Data mining to human factors based on ship collision accident survey reports. Navigation of China, Jun, 2004(2).
- [2] YANG Xue Bing. A high efficient multi-dimensional association rules mining algorithm. Computer Development, 2002(6).
- [3] SONG Zhong shan. Research on the algorithm apriori of mining association rules. Journal of South-Central University fox Nationalities(Nat. Set Edition), Mar. 2003,22(1).

(收稿日期:2008-10-14)

# 基于 LPN-DE 与适应度拍卖的多机器人路径规划

王锐, 芮延年, 张飞, 查焱  
(苏州大学 机电工程学院, 江苏 苏州 215021)

**摘要:** 在 RoboCup 环境下, 针对多机器人的路径规划和任务分配, 将 LPN-DE 方法和组合拍卖法有效结合, 综合考虑多机器人的避障、路径规划和角色分配, 提出了完整的实现方法和动态模型, 并在 RoboCup 中型组机器人上验证了该方法的实用性和有效性。

**关键词:** LPN-DE; 适应度; 组合拍卖; 路径规划

中图分类号: TP 242.3

文献标识码: A

## Multi-robot path planning based on LPN-DE and fitness auction

WANG Rui, RUI Yan Nian, ZHANG Fei, ZHA Yan  
(College of Mechatronic Engineering, Suzhou University, Suzhou, 215021)

**Abstract:** For the multi-robot path planning and task allocation in the RoboCup environment, combining LPN-DE and combinational auction method, we proposed a complete accomplishing method and dynamic model based on detailed considering of multi-robot obstacle avoidance, path planning and role allocation. Then we confirmed the practicability and effectiveness of the method in RoboCup middle-size robots.

**Key words:** LPN-DE; fitness; combinational auction; path planning

随着 RoboCup 竞技活动的稳定快速发展, 机器人对外部世界的感知和反馈都发生了深刻的变化。目前, 基于声学传感的机器人基本过时, 利用全景视觉摄像和智能规划的技术成为主流。

在全景摄像机(Full View Camera)的支持下, 机器人能够完成球、球门、立柱、带有不同色标的双方机器人、球场白线及绿色地面的自主识别, 从而建立起反映球场环境的图像空间, 通过相关的处理技术, 为机器人的路径规划提供条件。

由于 RoboCup 环境的高度动态性, 机器人的障碍不再是一些静态的物体, 而是位置不断变化的对方和己方机器人, 机器人的目标也是运动着的。最初的办法是每隔一段时间采样一次环境信息, 再利用静态的处理方法得出每一次采样下的规划路径, 它没有考虑到动态变化, 而且存在重复性, 结果自然不理想, 更不能实现多机器人间的协作与配合。因此, 要求把目标和障碍物的动态信息同机器人自身的运动、位置状态结合起来, 对障碍物和目标的运动状态进行预先的估计, 从而规划出更合理的路径。

路径规划是机器人正确运动的基础, 但目前的 RoboCup 已是多机器人的团队运动, 由之而来的是多机

器人的体系结构、任务分配、自主定位、协调通信等一系列问题。其中最主要的就是任务分配和通信问题, 只有建立在多机器人的任务分配和通信的基础之上, 才能完成多机器人之间的协作, 并规划出一条能够到达目标的合理路径。

### 1 相关研究

对于多机器人系统, 路径规划就是通过获取全场信息, 决定机器人间的角色任务分配, 在规划方案的整合下, 计算出一条能够快速到达目标的合理路径。参考文献[1]利用基于采样和概率的蒙特卡罗(Monte Carlo)方法解决机器人的自主定位问题, 结合球场三角、白线和中圈定位方法, 提高了定位效率和成功率, 为路径规划提供了全场物体的运动和位置信息。Konolige 在参考文献[2]中提出了线性规划导航梯度方法 LPN (Linear Programming Navigation gradient method), 主要解决静态环境下的路径规划问题, 它的构想是诸多相关文献包括本文解决问题的理论基础。由于没有考虑到动态环境, 因此参考文献[3]提出了动态环境下的 LPN 方法 LPN-DE(LP for Dynamic Environment), 建立了新的动态模型, 基本解决了动态环境下的避障和到达问题; 但对于静止和速度线上的避障问题, 该模型存在缺陷, 参考文献[4]针对此缺

陷,提出了改进的动态模型,较好地完善了单机器人的动态避障和路径规划方法。

解决了单机器人的路径规划问题后,就涉及到机器人间的任务分配和协作问题。参考文献[5]提出了用单物品拍卖的方法来分配任务,参与拍卖的机器人出价的依据就是机器人目前的位置和到目标的距离,但它有可能得不到最优路径<sup>[6]</sup>。参考文献[7]提出了基于适应度的任务分配方法,概括了分配的四个基本目标,并制定了响应的四个选择策略,在此基础上建立了任务和机器人的通用适应度模型。这是一个较好的任务和机器人间的适应度量化模型。

本文在 LPN-DE 理论的基础上,利用子任务和机器人的适应度作为角色分配的组合拍卖条件,提出了完整和可行的解决动态多机器人的路径规划方案,并在真实的机器人环境中进行验证和改进。

## 2 动态环境下线性规划导航梯度方法(LP N-DE)

在全景摄像机的图像空间内,本方法将全景图像栅格化为 10 cm×10 cm 的实景离散空间(已解决图像畸变),如图 1 所示。为了规划出一条高效可达的路径,必须使:(1)机器人避免同对方或己方机器人碰撞;(2)追踪目标球的路径最短。所以采样图像空间,并用 LPN 方法为每一个采样栅格赋值,这种赋值方法即为导航函数。沿着导航函数梯度下降的方向就可以得到一条如图 1 的路径。

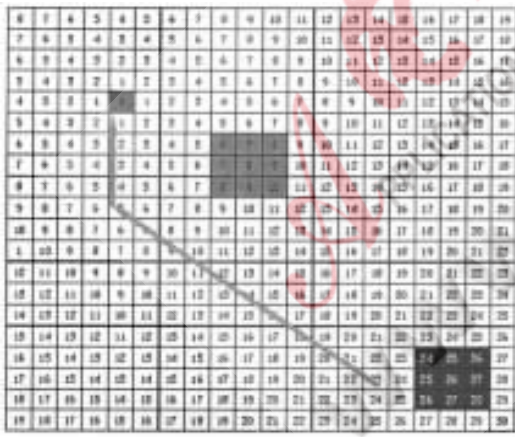


图 1 梯度化的机器人环境空间

对于环境中的任意一个栅格,在此定义 2 个函数:  
A:邻接耗费函数。代表栅格与障碍物的距离远近。  
I:本质耗费函数。代表相邻栅格间的距离。

从机器人到目标球的一条路径为一组有序采样点集: $P_n=\{p_n, p_{n-1}, \dots, p_0\}$ ,路径的耗费函数由其上每一点的 A 和 I 组成。耗费函数 F 可表示为:

$$F(P_n) = \sum_{i=0}^n I_{p_i} + \sum_{i=0}^{n-1} A_{p_i, p_{i+1}}$$

机器人的导航函数表示为从 n 点出发到目标点的最小路径耗费的耗费值:

《电子技术应用》2009 年第 2 期

$$N_n = \min_{j=1, \dots, m} F(P_n^j)$$

式中, $P_n^j$  是 j 条从  $p_n$  开始到达目标点的路径, m 是两点间存在路径的数量。

显然,即使采样空间很小,计算空间中每一点的导航函数都是很大的计算量。而 LPN 方法可以大大简化这一过程。LPN 方法更新过程如图 2 所示主要有如下三步:

- (1) 开始时,为目标点赋 0 值,其余点赋无穷大值。
- (2) 把目标点放入链表中。
- (3) 循环更新链表中的每一点,扩展它的 8 相邻点,并删除该点。

如图 3 中更新点 p 的操作:对 p 的任一邻点 q,它的耗费值为 p 点的值加上 p 到 q 的邻接耗费再加上 q 的本质耗费。若 q 的值比原值小,则把 q 放入链表。图中右下角 q 的值为 20+10+10=40,大于原值 30,故不能把该点的值放入链表。LPN 方法规划路径如图 3 所示。LPN 方法可算出每一个采样点到目标点的最小耗费路径。图 1 所示的 2 条路径即为 LPN 方法的更新结果,但只有其中一条是合理的,原因是没有考虑到障碍物的动态速度。

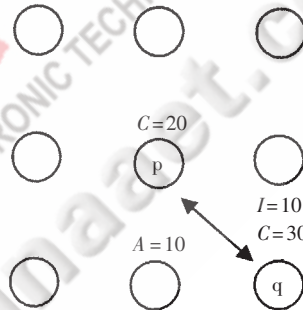


图 2 LPN 方法更新过程

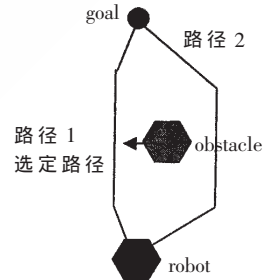


图 3 LPN 方法规划路径

考虑障碍物的动态信息,必须建立障碍物的动态信息模型。参考文献[3]首创了 F 动态函数模型:

$$F(\alpha(p), \|v\|) = d(p) \times \beta \times \left( \frac{1}{\|v\|} + \gamma \right)$$

式中, $\alpha(p)$  为采样点与障碍物速度方向的夹角,  $\|v\|$  是障碍物速度的模,  $d(p)$  是二者间距离,如图 4 所示。当  $\alpha(p)$  或  $\|v\|$  为 0 时,即机器人在障碍物速度线上或障碍物静止时规划不出有效的路径。参考文献[4]提出了改进的 F 动态函数模型:

$$F(\alpha(p), \|v\|, d(p)) = \gamma \times \frac{e^{a \times \alpha(p)} \times d(p)}{e^{b \times \|v\|}}$$

该模型既保留了前者的动态影响特性,又较好地解决了存在的问题,只需要根据场地要求和机器人的特性调整  $\gamma, a, b$  参数的值即可。基于此 F 函数,提出了新的障碍物动态模型:

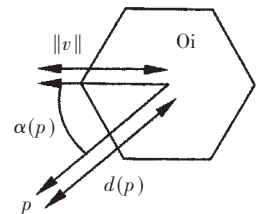


图 4 LPN 方法规划路径

$$C \begin{cases} \text{若 } d(p) \leq R \\ \varepsilon C - F \text{ 若 } d(p) > R \& F < \varepsilon C \\ 0 \text{ 若 } d(p) > R \& F \geq \varepsilon C \end{cases}$$

其中,  $C$  是障碍物点的本质耗费, 为较大值;  $\varepsilon$  为略小于 1 的常数, 以免在  $F$  为零时规划出的路径经过障碍物, 出现比赛中常见的双方机器人的长时间原地纠缠和抵触。图 5 为本模型在动态障碍下的路径仿真, 图 6 为本模型在静态和动态混合障碍下的路径仿真。由图可以看出, 机器人能较好地避开了动、静态的障碍, 找到目标球。

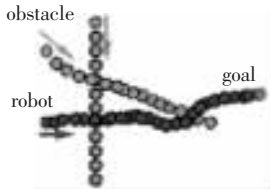


图 5 LPN-DE 动态障碍时规划路径

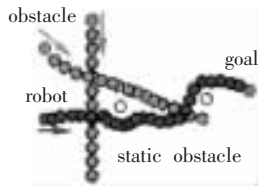


图 6 LPN-DE 动静混合障碍时规划路径

### 3 多机器人的适应度组合拍卖模型

#### 3.1 多机器人适应度模型

LPN-DE 方法很好地解决了单机器人的动态路径规划问题, 但在多机器人的环境下带来了很多问题, 从理论分析和作者的参赛经验: 在发现了球之后, 众多机器人都会追赶而去, 在球的周围乱作一团, 出现很多不可预测的情况, 拿球的效率很低。因此必须让机器人有所分工和协作, 才能更好地适应多机器人的环境。

为了解决多机器人任务分配的准则, 本文提出了适应度的概念。适应度是指机器人对当前各任务的适应程度和完成能力。在这个准则约束下, 把机器人的任务分为 4 个等级:

- (1) 射门: 机器人拿到球之后, 将球射入对方球门。
- (2) 追球: 机器人发现球之后, 向球运动, 并拿到球。
- (3) 拦截: 拦截对方射门或追球的机器人。
- (4) 回防: 机器人没有发现球后, 主动回撤己方区域防守。

其中, 各等级的标号就是它们的优先级。同时, 根据机器人的当前状态因素, 为机器人建立了一个适应度模型, 包含如下参数:

- (1) 机器人当前任务标号  $A_s$ : 参数为变量, 取值由机器人当前选择的任务确定。
- (2) 机器人当前功能状态  $St$ : 参数为变量, 如果机器人具备执行任务  $i$  的能力, 则  $St(i)$  的值为 1, 否则取 0。

根据当前的任务特点和机器人状态之间的匹配, 利用拍卖的方法进行任务分配, 并根据球场的变化适时调整机器人的角色, 从而最终完成拿球和射门的任务。

#### 3.2 基于适应度的组合拍卖方法

多件物品组合拍卖问题 (Multi-unit Combinatorial Auctions) 可描述为: 设  $M$  表示为拍卖物品的集合, 用  $M = \{1, 2, \dots, m\}$  表示, 每种物品数量表示为  $U = \{u_1, u_2, \dots, u_m\}$ ,

竞标集合  $B = \{B_1, \dots, B_n\}$ , 若  $P_j$  是此竞标的一个出价,  $S_j$  是一个物品集合。则一个竞标就是一个二元组  $B_j = \langle S_j, P_j \rangle$ , 将每一个竞标  $j$  注为胜利 ( $x_j = 1$ ) 或失败 ( $x_j = 0$ ), 满足以下约束:

$$\begin{aligned} \text{Max } & \sum_{j=1}^n p_j x_j \\ \text{s.t. } & \sum_{j=1}^n x_j \leq 1 \end{aligned}$$

投标者之间必须满足:

- (1) 中标者之间不存在物品上的冲突;
- (2) 中标者所带来的收益最大。

针对适应度模型的 4 个等级, 以机器人和目标球之间的距离为拍卖的竞标出价, 具体的拍卖策略是:

- (1) 若某个机器人处于“射门”状态, 则不再执行其他任务, 其余机器人皆需配合它的动作, 执行“拦截”任务。
- (2) 若无机器人处于“射门”状态, 则距离目标球最近的机器人执行“追球”任务, 其余机器人执行“拦截”任务, 并根据球场状态适时调整机器人执行任务的角色。
- (3) 若机器人都没有发现球, 则首先旋转  $360^\circ$ , 若仍然没有发现, 则距离己方区域最近的两个机器人执行“回防”任务。

(4) 拍卖是基于协商主义的, 多机器人系统在设定的协议基础上通过机器人间的协商、谈判来完成任务分配, 本文的协议就是机器人对任务的适应度。

#### 4 基于适应度拍卖的多机器人实验

本文采用的是 RoboCup 中型组 4:4 平台, 球场环境尺寸为  $12\text{ m} \times 8\text{ m}$ 。为了验证 LPN-DE 和适应度拍卖方法的有效性, 截取了开球后的某个典型状态, 此时机器人都发现了球, 通过 LPN-DE 方法的计算, 每个机器人规划出了自己的追球路径, 如图 7 所示。在 LPN-DE 方法的基础上, 利用适应度拍卖的方法对四级任务分配给多机器人, 规划出的路径如图 8 所示。

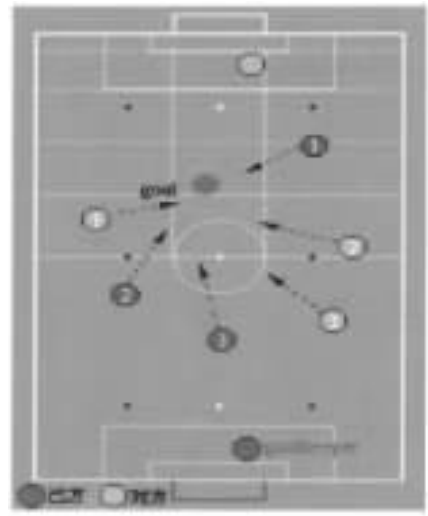


图 7 LPN-DE 规划方法运动趋势



图 8 综合规划方法运动趋势

多机器人系统所存在的问题就是让机器人能够相互配合,优化协同解决问题,而不是各自单独按照同样的方式运动。从图 8 可以看出,在距离球最近的那个机器人追球后,其余的机器人执行的是拦截任务,拿到球的概率提高了。

在 RoboCup 动态环境下的多机器人协同问题实时性高、运算量大、系统复杂,需要整合环境信息,己方、对方机器人状态等诸多静态和动态信息。本文把诸多文献中解决各个子问题的方法结合起来,利用 LPN-DE 方法计

算出单机器人的最优路径,再将任务分解为 4 个等级,根据 LPN-DE 的结果即可算出机器人对各等级的适应度,在此基础上,用组合拍卖的方法进行任务分配,得到每个机器人的最佳角色。此综合规划方法已应用于苏州大学 RoboCup 中型组“骑士”队中,取得了较好的效果。

#### 参考文献

- [1] 刘松国,朱世强.移动机器人的蒙特卡罗自主定位算法研究.机电工程,2005.
- [2] KONOLIGE K. A gradient method for realtime robot control. IEEE International Conference on Intelligent Robots and Systems, 2000.
- [3] FARINELI A, IOCCHI L. Planning trajectories in dynamic environments using a gradient method. Proc. the International RoboCup Symposium,Padua,Italy, 2003.
- [4] 王建中,尹义龙.基于动态信息模型的 LPN 路径规划方法.计算机工程,2006(9).
- [5] GERKEY B P, MATARIC M J. Sold! :auction methods for multirobot coordinational. IEEE Transactions on Robotics and Automation, 2002.
- [6] BERHAULT M, HUANG H. Robot exploration with combinatorial auctions. Georgia Institute of Technology,2003.
- [7] 董炆斌,蒋静坪.基于适应度的多机器人任务分配策略.浙江大学学报(工学版),2007(2).

(收稿日期:2008-08-31)

# 基于 DSP 的红外图像非均匀性校正技术的研究

潘银松, 张威, 张仁富, 李向全, 张成伟

(重庆大学 光电技术及系统教育部重点实验室, 重庆 400030)

**摘要:** 分析了导致红外成像系统非均匀性的机理, 介绍了红外焦平面阵列非均匀性校正的基本方法。采用两点校正和积分时间校正相结合的方法, 利用 TMS320VC5509A DSP 完成了对红外图像的非均匀性实时校正。实验结果表明, 本系统具有实时性好, 实用性强的特点, 能够满足红外焦平面成像系统的要求。

**关键词:** DSP; 红外图像; 红外焦平面阵列; 非均匀性校正

中图分类号: TN21; TP751

文献标识码: A

## Study of the infrared image nonuniformity correction technology based on DSP

PAN Yin Song, ZHANG Wei, ZHANG Ren Fu, LI Xiang Quan, ZHANG Cheng Wei

(Key Laboratory of Optoelectronic Technology and System, Ministry of Education, Chongqing University, Chongqing 400030, China)

**Abstract:** Several nonuniformity correction(NUC) methods are described on the basis of analyzing the mechanism of the IRFPA's nonuniformity. Making use of powerful computational capability and good programmability of TMS320VC5509A DSP hardware, two-point correction method and integration time correction method is therefore proposed to do automatically the real-time correction of infrared image. Experimental result verifies that the high performance of the infrared image nonuniformity real-time correction system based on DSP is obtained.

**Key words:** DSP; infrared image; infrared focal plane arrays; nonuniformity correction

红外辐射覆盖宽达  $0.76 \mu\text{m} \sim 1000 \mu\text{m}$  的电磁波段, 是重要的信息资源。随着微电子技术、大规模集成电路技术和信号处理技术的发展, 把热效应和 CMOS 技术结合起来研制的红外焦平面阵列 IRFPA (Infrared Focal Plane Array) 成为红外热成像领域最令人关注的焦点之一。

红外焦平面阵列探测元具有灵敏度高、探测性能强、能够获得物体更多的表面信息以及更高的帧速率等优点, 正成为红外热成像技术中的主流器件。目前, 红外焦平面阵列(IRFPA)探测器<sup>[1-2]</sup>已经广泛应用于国防、民用等各个领域。但是, 由于红外成像的特殊性以及材料、工艺方面的原因, 探测器每个像元对红外辐射响应不一致, 这种不一致表现在图像上就是空间上的不均匀, 严重影响了红外成像系统的成像质量。因此, 对红外图像进行非均匀性校正成为提高红外焦平面阵列成像质量的关键。

目前, 国内外已经提出了许多关于红外图像非均匀性校正的算法, 本文在采用两点温度定标法进行非均匀性校正之前, 先用一点校正法对积分时间进行了校正,

最后将校正数据的计算任务交给 DSP 来完成, 实现了对红外图像的非均匀性校正。

### 1 红外图像非均匀性的定义

红外焦平面探测器的响应非均匀性问题不同于一般的图像噪声。一般的图像噪声是瞬态随机噪声, 可以通过帧/场处理的方法来消除。探测器的非均匀性是一种固定图形噪声, 它主要包含以下几个方面<sup>[3]</sup>: (1) 空间的非均匀性, 也就是不同敏感元对同一光通量的响应率不同, 个别敏感元甚至对不同的光通量的响应不变或发生很小的变化, 即盲元; (2) 时间非均匀性, 指同一敏感元在不同时间对相同光通量的响应不同, 即非均匀性是时变的; (3) 探测器各敏感元对同一光通量增益的响应不同, 即非线性。

对于一个  $M \times N$  的红外焦平面探测器, 其输出响应的非均匀性 NU(Nonuniformity) 一般按如下定义<sup>[4]</sup>:

$$NU = \frac{1}{\bar{V}_{ij}(T)} \sqrt{\frac{1}{MN} \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^M [V_{ij}(T) - \bar{V}_{ij}(T)]^2} \quad (1)$$

式中,  $V_{ij}(T)$  为焦平面上第  $i$  行第  $j$  列所对应像元的输出

《电子技术应用》2009 年第 2 期

响应,  $\bar{V}_{ij}(T)$  则为焦平面上所有像元输出响应的平均值, 其计算公式如下:

$$\bar{V}_{ij}(T) = \frac{1}{MN} \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^M V_{ij}(T) \quad (2)$$

## 2 非均匀性校正算法

IRFPA 非均匀性校正的任务就是补偿探测器的空间非均匀性。校正方法主要有硬件校正和软件数值校正两种。硬件校正一般在焦平面器件硬件设计的基础上, 通过对焦平面器件后继电路的模拟信号处理或焦平面工作条件的选择来降低红外图像的非均匀性<sup>[5]</sup>。软件校正则是利用数字图像处理技术进行非均匀性校正。由于硬件校正法使得焦平面后端模拟信号处理电路较为复杂, 而软件校正法更为灵活, 易于实现, 因此本文采用软件数值校正方法。

软件校正技术分为基于定标和基于场景两种。前一种技术在对 IRFPA 定标时, 要求停止成像系统的正常工作, 进入对探测器的标定工作模式<sup>[6]</sup>。此类非均匀性校正方法有三种: 一点校正法、两点校正法和多点校正法。多点校正法不需要停止探测系统的正常工作, 通常使用图像序列并且依赖于目标相对于场景的运动, 以在每一探测器单元上产生场景温度的变化。这些温度变化依次提供统计参考点, 依照这些参考点, 可以对探测器的响应进行校正。这种方法要求场景中存在运动且校正方法计算复杂, 实现起来比较困难, 对探测单元自身响应的非均匀性无法校正, 校正效果并不理想。考虑到系统的实时性, 文中采用了基于定标的两点非均匀性校正法。

### 2.1 两点校正法原理

两点校正法是在假定红外焦平面像元输出在有效工作范围内、光电响应是线性的条件下进行的。从红外图像非均匀性的来源和表现形式可以看出, 如果各阵列单元的响应特性在所感兴趣的温度范围内为线性的, 且在时间上是稳定的, 并假定暗电流的非均匀性影响较小, 则非均匀性引入了固定模式的乘性和加性噪声。在这种情况下, 对于  $M \times N$  的红外焦平面阵列, 第  $(i, j)$  个探测器在温度为  $T$  时的均匀辐射背景下, 入射辐照度为  $\phi(T)$ , 其输出响应表示如下:

$$V_{ij}(T) = a_{ij}\phi(T) + b_{ij} \quad (3)$$

式中,  $a_{ij}$  和  $b_{ij}$  分别为第  $(i, j)$  个探测器的增益和补偿系数。对于每一个探测单元  $a_{ij}$  和  $b_{ij}$  的值都是固定的, 并且不随时间变化, 因此, 采用两点校正法即可实现红外焦平面阵列图像的非均匀性校正。设非均匀性校正后, 各探测器的输出响应为:

$$V_{ij}'(T) = a_{ij}'\phi(T) + b_{ij}' \quad (4)$$

式中,  $a_{ij}'$  和  $b_{ij}'$  分别为校正后的增益和补偿系数。由(3)式得到  $\phi(T)$ , 再代入(4)式, 可得:

$$V_{ij}'(T) = \frac{V_{ij}(T) - b_{ij}}{a_{ij}} a_{ij}' + b_{ij}' = \frac{a_{ij}'}{a_{ij}} V_{ij}(T) + (b_{ij}' - \frac{a_{ij}'}{a_{ij}} b_{ij}) \quad (5)$$

令  $g_{ij} = \frac{a_{ij}'}{a_{ij}}$ ,  $o_{ij} = b_{ij}' - \frac{a_{ij}'}{a_{ij}} b_{ij}$ , 则得到:

$$V_{ij}'(T) = g_{ij} V_{ij}(T) + o_{ij} \quad (6)$$

因此只需确定增益和校正系数 ( $g_{ij}$ 、 $o_{ij}$ ), 就能得到非均匀性校正后的输出。取 2 个不同温度  $T_1$ 、 $T_2$  下的均匀黑体, 得到 2 个入射辐照度  $\phi(T_1)$  和  $\phi(T_2)$  作为定标点, 分别测得各探测器的响应  $V_{ij}(T_1)$  和  $V_{ij}(T_2)$ :

$$V_{ij}(T_1) = a_{ij}\phi(T_1) + b_{ij} \quad (7)$$

$$V_{ij}(T_2) = a_{ij}\phi(T_2) + b_{ij} \quad (8)$$

两点温度定标法就是利用  $V_{ij}(T_1)$  和  $V_{ij}(T_2)$ , 通过一个简单的直线拟合, 计算出红外焦平面阵列上每一个探测器的增益和补偿校正系数。对于一个  $M \times N$  的探测器, 各温度下的输出响应平均值  $\bar{V}(T_1)$  和  $\bar{V}(T_2)$  分别为:

$$\bar{V}(T_1) = \frac{1}{MN} \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^M V_{ij}(T_1) \quad (9)$$

$$\bar{V}(T_2) = \frac{1}{MN} \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^M V_{ij}(T_2) \quad (10)$$

直线拟合过程则是以点  $(V_{ij}(T_1), \bar{V}(T_1))$  和点  $(V_{ij}(T_2), \bar{V}(T_2))$  确定的直线作为归一化校正直线来对各输出响应进行校正。根据直线拟合的原理, 得出增益和补偿系数的计算公式如下:

$$g_{ij} = \frac{\bar{V}(T_2) - \bar{V}(T_1)}{V_{ij}(T_2) - V_{ij}(T_1)} \quad (11)$$

$$o_{ij} = \bar{V}(T_1) - g_{ij} V_{ij}(T_1) \quad (12)$$

将(11)式、(12)式的计算结果代入(6)式, 便可得到对各输出响应非均匀性校正的结果。

### 2.2 积分时间校正

在实际应用中, 经常需要根据目标红外辐射强度修改探测器积分时间。而对图像进行了非均匀性校正后, 即使效果良好, 若改变探测器的积分时间, 由于其读出电路、器件、放大电路的离散特性及工艺差异, 图像的均匀性仍会明显变差<sup>[7]</sup>。这种现象本质上是由于各个探测单元输出电路对积分时间响应的非一致性引起的。因此, 在两点定标非均匀性校正之前, 应先对积分时间采用一点校正法, 把各个探测器的输出信号校正为一致。

在均匀辐照强度下, 积分时间为  $t_1$  时获取整幅图像  $M \times N$  个像素单元灰度值的平均值, 用如下公式表示:

$$\bar{f}(t_1) = \frac{1}{MN} \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^M f_{ij}(t_1) \quad (13)$$

式中,  $f_{ij}(t_1)$  为积分时间  $t_1$  时第  $(i, j)$  个像素点的灰度值。则在积分时间  $t_1$  时, 各像素点的灰度值倍率校正系数为:

$$a_{ij} = \frac{\bar{f}(t_1)}{f_{ij}(t_1)} \quad (14)$$

背景校正系数则为:

$$b_{ij} = \bar{f}(t_1) - f_{ij}(t_1) \quad (15)$$

最终各像素点的灰度值校正如下:

$$f_{ij}'(t) = \frac{1}{2} [a_{ij} f_{ij}(t) + (f_{ij}(t) + b_{ij})] \quad (16)$$

式中,  $f_{ij}(t)$  为积分时间  $t$  时第  $(i,j)$  个像素点的灰度值,  $f'_{ij}(t)$  为其校正后的灰度值。

### 3 校正系统组成及工作原理

#### 3.1 硬件组成

系统从功能上由图像采集、DSP 数据处理与存储部分、图像输出、时序控制和逻辑转换四部分组成。其原理结构框图如图 1 所示。

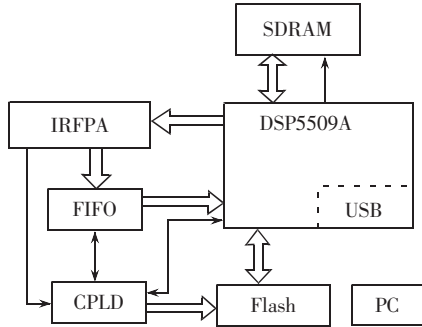


图 1 系统结构框图

图像采集部分包括 IRFPA 和同步 FIFO 芯片, 采用 IDT 公司生产的一款高速同步 FIFO 芯片 IDT72V263, 芯片的深度为 8 K, 宽度为 18 位, 时钟频率为 100 MHz, 读写速度远远超过异步 FIFO, 可以与 DSP 芯片实现无缝连接<sup>[8]</sup>。

DSP 数据处理与存储部分主要包括 DSP、Flash、SDRAM 和 DSP 外围电路, 其中, Flash 用于存放 DSP 程序和非均匀性校正参数(NUC 表), SDRAM 用于存放校正前后的图像数据。该模块是系统的主体部分, 其主要功能是对采集的图像进行非均匀校正、对比度增强等。DSP 芯片选用了定点数字信号处理器 TMS320VC5509A, 其时钟频率最高可达 200 MHz, 具有双乘法器和 2 个算术/逻辑单元, 3 条内部数据/操作数读总线和 2 条内部数据/操作数写总线, 片上有 128 KB×16 bit 的 RAM 和 64 KB (32 KB×16 bit) 的 ROM, 同时它还具有丰富的片内外设, 功能十分强大。Flash 芯片选用 SST39VF400, 该芯片的容量为 256 K×16 bit, 3.3 V 供电, 可以刷写 1 000 次读写时间为 70 ns~90 ns (11 MHz~14 MHz)。SDRAM 选用一片 4 MB×16 bit、100 MHz 的 MT48LC4M16A2 芯片, 由于 TMS320VC5509A 只支持 16 bit 的数据宽度, 因此将 DSP 的字节使能引脚 BE1、BE0 分别与 SDRAM 的 DQMH、DQML 对接, 即可实现 DSP 和 MT48LC4M16A2 的无缝连接。

图像输出部分主要是利用 TMS320VC5509A 自带的 USB 模块, 将处理完的图像通过 USB 接口直接传输到 PC 机上进行显示。

时序控制和逻辑转换部分主要是由 CPLD 及其外围电路完成。其主要任务是控制图像数据的输入时序以及 DSP 对 Flash 的扩展地址锁存。CPLD 芯片采用 EPM7128 SLC84-15, 它具有 2 500 个可用门、128 个宏单元、8 个逻辑阵列块、最多可用 I/O 引脚为 98 个。它还支持多电压

I/O 接口特性, 允许与不同电压器件相连。

#### 3.2 工作原理

系统充分利用 DSP 的 GPIO6 口和 GPIO4 口, 通过控制这两个端口的状态来完成系统的工作。当 DSP 完成初始化后, 令 GPIO6=1, 开始采集一帧图像, 开启外部中断, 当外部中断 0 产生时, 则进入图像采集子程序, 在该程序中 DSP 每采完一行图像数据, 行计数器  $j$  减 1, 然后判断  $j$  是否为 0, 即判断是否采完 1 帧图像, 若未采满 1 帧, 直接中断返回; 若采满 1 帧 ( $j=0$ ), 则关闭中断, 暂时不再响应 CPLD 发出的中断, 然后再返回。而主程序在判断  $j$  是否为零期间一直处于等待状态, 直到  $j=0$ , 则令 GPIO6=0, 停止采集图像数据。1 帧图像采集完毕后按下 DSP 的复位键, 再采集另一帧图像。当两幅图像采集完毕后, 若 GPIO4=0, 则进行参数采集, 即 DSP 将两幅图像转存入 SDRAM 中, 计算非均匀性校正系数, 将 NUC 表存入 Flash; 若 GPIO4=1, 则进行图像处理, 即根据所计算的参数, 对图像进行非均匀性校正。系统的主程序流程图如图 2 所示, 中断流程图如图 3 所示。

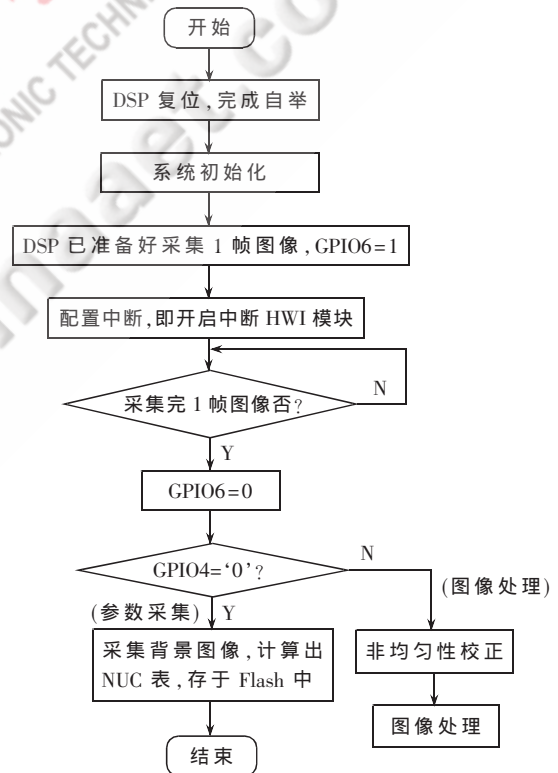


图 2 DSP 主程序流程图

### 4 实验结果

用像元数为 128×128 的红外焦平面阵列进行红外图像非均匀性实时校正实验, 分别把校正前和校正后的图像进行灰度映射, 之后转换成 .bmp 图像文件在 VC 环境下输出, 得到图 4、图 5 所示的图像, 按(1)式对校正前后的图像数据(电平值)进行计算, 计算出的非均匀性分别为 9.5% 和 2.9%, 校正后图像的非均匀性降低了近

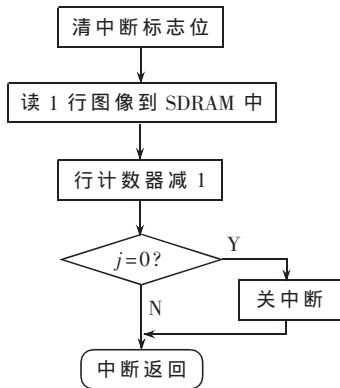


图3 中断流程图



图4 校正前红外图像

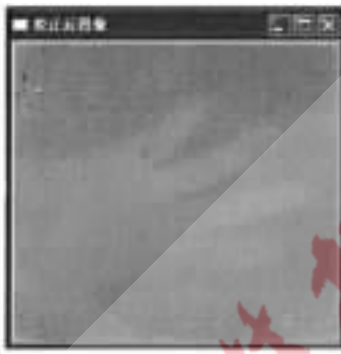


图5 校正后红外图像

70%。可见非均匀性得到了很好的改善。

由于采用了具有强大运算能力的 DSP 器件,并且在

校正过程中对实时校正程序采用了汇编级优化,使校正系统的实时性、灵活性和通用性得到了显著提高,经过本系统处理的红外图像其非均匀性也得到了显著提高。

参考文献

- [1] 许中胜. 红外探测系统参数关系及实际应用[J]. 光学精密工程, 1999, 7(4): 81-85.
- [2] 崔敦杰. 关于红外探测器与红外焦平面阵列探测器性能参数描述方法的商榷[J]. 光学精密工程, 2003, 11 (3): 265-269.
- [3] HARRIS J G. Non-uniformity correction using the constant-statistics constraint: analog and digital implementations [A]. SPIE[C], 1997, 3061: 895-905.
- [4] HAYAT M M. Model-based real-time non-uniformity correction in focal plane array detectors [A]. SPIE[C], 1998, 3377: 122-131.
- [5] 常本康, 蔡毅. 红外成像阵列与系统[M]. 北京: 科学出版社, 2006.
- [6] TISSOT JL, (CTLIS), CHATAR J P, MOTTIN E. Technical trends in amorphous silicon based uncooled IR focal plane arrays. The International Society for Optical Engineering, 2002, 4820(1).
- [7] 崔洪州, 胡劲忠. 提高红外图像均匀性的两级校正技术研究[J]. 激光与光电子学进展, 2005(9): 32-38.
- [8] Integrated Device Technology Inc. IDT72V263 Datasheet. 2003.

(收稿日期: 2008-09-02)

## 基于 SW-TPM 的便携式身份认证 \*

杜玉杰<sup>1,2</sup>, 刘 晖<sup>1,2</sup>

(1. 东华大学 纺织面料技术教育部重点实验室, 上海 201620;

2. 东华大学 计算机科学与技术学院, 上海 201620)

**摘要:** USB Token 是身份认证系统中常用的信息载体。提出一种基于 SW-TPM 的可信身份认证方案, 通过增加可信认证加强 USB Token 的身份识别的安全性, 并且分离平台与用户间身份识别的绑定, 实现了便携式身份认证管理。

**关键词:** USB Token; 身份标识; TPM

中图分类号: TP 83 文献标识码: A

### A portable authentication scheme based on SW-TPM

DU Yu Jie<sup>1,2</sup>, LIU Hui<sup>1,2</sup>

(1. Key Laboratory of Textile Science & Technology, Ministry of Education, Donghua University, Shanghai 201620, China;

2. School of Computer Science and Technology, Donghua University, Shanghai 201620, China)

**Abstract:** USB Token is commonly used for identification. This paper presents an SW-TPM based authentication scheme, improving trustworthiness of the USB Token identity, and separating the bindings between platform and the user to achieve portable identity management.

**Key words:** USB Token; identification; TPM

移动设备、普适计算的推广使得用户越来越依赖于使用移动终端与其他的应环境中所提供的服务进行通讯, 大大增加了敏感信息以及个人数据泄露的可能, 同时使用网络服务的用户也希望通过使用可信赖的设备所提供的安全服务以减少隐私泄露。

用户身份认证、授权以及审计是进行信息系统安全设计的关键因素。其中, 身份认证作为授权和审计的基础, 是保障信息系统能以安全有效的方式被访问的前提, 在系统安全中占有重要地位。

但是很多情况下终端设备的所有权和使用权分属不同实体, 这给信息安全与管理带来了很大隐患。例如, 用户可能正在使用网吧里的机器将文件下载到他所持有的移动设备上, 这时机器的安全维护是由网吧负责, 但用户并不能确定机器此时是否存在安全隐患, 事实上很可能不像用户所想象的那样安全。特别是恶意攻击者在一定条件下可以完全获得用户所使用的平台的控制

权, 甚至还有可能接触到用户实际使用的设备。因此, 在大多数场合中用户并不能够确定所使用的设备的安全性, 也不能确定某个具体时间间隔内应用环境的安全性是否会有所改变。

针对以上问题, 本文结合可信计算技术提出一种便携式的远程认证方案, 把相关认证移植到终端设备中来解决远程认证问题, 并且引入 USB Token 在通用平台环境下实现可信认证。这种方法不仅能够重用现有的缺少认证机制的设备和应用程序, 而且有效地避免了中间人的攻击, 保证了通讯安全。

#### 1 USB Token 体系架构

传统意义上的信任链的建立都是基于固化在主板之上的安全芯片 TPM, 这就使没有该安全芯片的主机无法获得面向终端安全的“可信计算”。现有替代方案<sup>[1]</sup>大都采用智能卡配以厂商提供的接口库替换 TPM 体系中的安全芯片和 TSS 部分, 但这样不能很好地提供对可信计算的支持, 不利于将来设备的升级改造。在实践中, 智能卡及其读写设备、智能卡的接口库都由厂商提供, 安

\* 基金项目: 国家自然科学基金可信数据库系统研究(90718027)及高等学校纺织生物医用材料学科创新引智计划资助(B070204)支持

全性、保密性存在很大隐患,总体上很难达到可信平台的标准。

Najwa Aaraj<sup>[2]</sup> 等人通过测试基于软件实现的仿真 TPM 运行时执行效率与开销,发现大多数 TPM 指令引起的开销主要集中在 RSA 算法上,如果用 TCG 标准中规定的 ECC 算法代替 RSA 算法则可显著降低开销。因此,在资源受限的系统中可以通过使用 SW-TPM 来加强可信认证,所增加的系统开销也是可以接受的。

## 1.1 方案原理

基于 TPM 的可信平台主要考虑的是用户、平台、应用程序以及平台之间的可信度,在可信架构中提到的可信用户也并不完全从用户角度考虑,而是平台安全中重要安全模型的一部分。便携式认证方案与可信计算中的 TPM 方案最大的区别在于密钥的绑定:TPM 绑定在主机上;便携式则绑定在 USB Token 上。因为 TPM 芯片作为可信根比较适合与机器相关的密钥保护,如存储服务器端 HTTPs 或 SSH 协议中的密钥等,在这种情况下密钥与机器绑定,但是必须对主机平台进行改造。而便携式认证较适合私人密钥保护,如客户端 HTTPs 证书或客户端 SSH 密钥,这样密钥可以在不同机器间移动而且无需改动系统平台。便携式认证的关键就在于 Token 中隐藏的主密钥,不允许持有者直接读取该密钥,但允许通过协议对 Token 进行挑战应答。

## 1.2 基于 SW-TPM 的可信身份认证体系

SW-TPM 实际上是一个含有密码运算功能和存储功能的软件仿真,由于其中包含的各个部分在硬件实现上有其本身的复杂性,SW-TPM 可以将其中的各个部分模块化,再将各个模块整合成整体,实现较为简单,如图 1 所示。本文通过把 SW-TPM 移植到 USB Token 中在没有 TPM 芯片的通用平台下实现了终端用户的远程认证,分离了平台与用户间的身份绑定。该 USB Token 以 SW-TPM 为软件可信根,通过挑战应答协议提供安全性更强的远程验证。

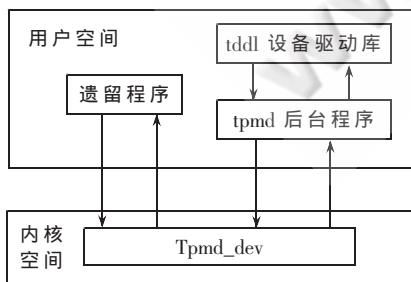


图 1 SW-TPM 的总体结构

在新的平台中,可信身份验证由主机识别 Token 开始:主机可以检测到当前用户的 USB Token 是否存在,如果存在就会测量其中 SW-TPM 的 Hash 值并验证它是否可信,因为 SW-TPM 是已知的并且可以确定它的 Hash 值。确认之后再由 SW-TPM 进行完整性测量以保

证所发放的 EK 是否可信,只有通过以上双向验证后才能真正建立起 Token 与主机间的 USB 通道,随后才能进行相关事务处理。

## 1.3 USB Token 的分发及使用

为了保证系统的安全,用户和系统被分为两类:一类是具有管理权限的用户,另一类是普通用户。所有的 USB Token 都要由管理员通过 Sever 端的初始化操作进行授权。初始化后每个 USB Token 拥有一个特征码(例如:CPUID),支持一定的认证方法(由 Admin 设置的文件和应用保护策略)。图 2 描述了 USB Token 的分发与管理。

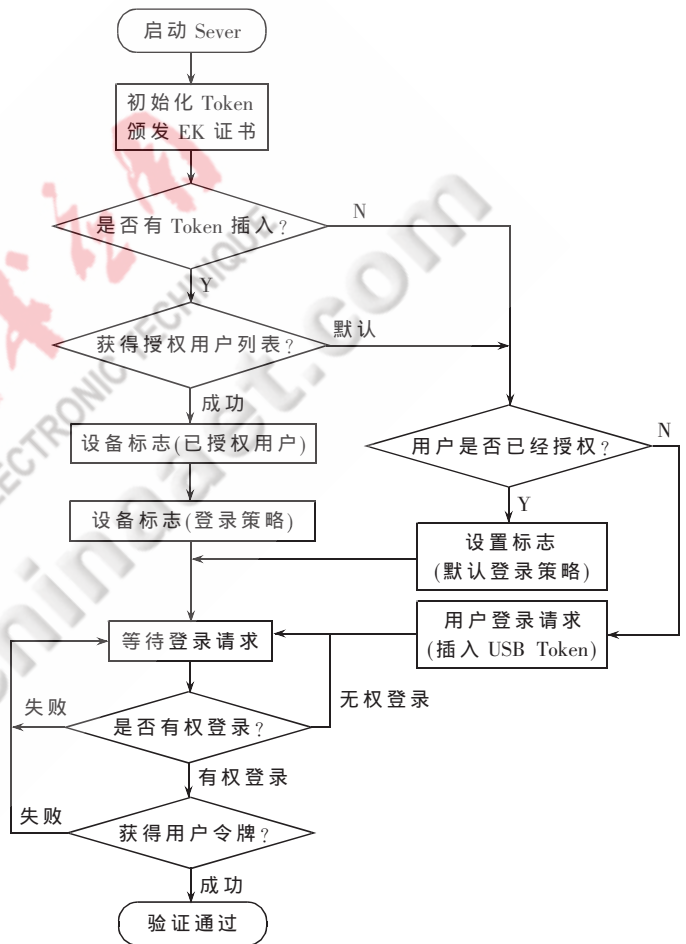


图 2 USB Token 的分发与管理

SW-TPM 完整性测量是保证 USB Token 未被篡改的关键,当发现完整性遭到破坏时,它可以恢复到初始状态。不同的用户会有不同的安全需求,应该用配置文件记录下用户的各种需求,使用户可以通过授权修改配置文件来定义自己的保护策略。

## 1.4 使用 USB Token 进行可信身份认证的过程

考虑到 USB Token 中数据通信量很小,不需要考虑通信时间,可采用中断传输方式。整个过程如下:

(1)Sever 端等待数据传输请求中断的到来,从而进入数据传输模块,读/写数据缓冲区。

(2)向 USB Token 中读/写数据,由 USB 模块收发数据。

(3)当 USB Token 不需要传输数据时就挂起。

(4)在得到 Proxy 端唤醒后启动,继续工作。

为了提高身份认证的安全性,Sever 端在监听到会话请求(即 USB Token 发起的 connect()连接请求)时会对用户身份进行认证。其过程如下:

(1)首先会话请求方(USB Token)发送它支持的认证方法。

(2)然后由 Proxy 端检查认证策略,选择认证方法,并将所选择的认证方法通知会话请求方。

(3)最后会话请求方和 Proxy 间按所协商的认证方法对发起会话请求的用户身份进行认证。

(4)若身份认证通过,则将会话请求转发至 Sever 端;反之,则拒绝。

## 2 密钥的安全管理

在 TPM 规范中规定 TPM 主要有两种密钥<sup>[3]</sup>:(1)背书密钥 EK(Endorsement Key)。它是一个模长为 2 048 bit 的 RSA 密钥对;(2)身份证明密钥 AIK(Attestation Identity Key)。用来向服务提供者提供平台的身份证明。EK 的主要功能是生成身份证明密钥(AIK)和建立 TPM Owner,由 TPM 的 Owner 来生成存储根密钥 SRK(Stored Root Key),使用 SRK 来加密、存储其他的密钥。

### 2.1 证书的生成

AIK 是一个签名密钥,TPM 使用 AIK 来证明自己的身份,凡是经过 AIK 签名的实体,都表明已经经过了 TPM 的处理。AIK 的生成虽然使用了 EK,但是生成的 AIK 中却不包含任何有关平台或 EK 的隐私信息。这就使得 AIK 可以证明 TPM 的身份但不会泄露任何隐私信息,提高了系统的安全性。因此,AIK 证书的产生过程是平台认证的关键。

对于 SW-TPM,规定由 Sever 端的管理员为 USB Token 颁发 EK,而在 USB Token 端生成 AIK。在 TPM 命令规范中提供了与 AIK 证书生成有关的两个命令:TPM\_MakeIdentity命令和 TPM\_activateIdentity 命令。TPM\_MakeIdentity 命令产生身份认证密钥 AIK,用于 USB 身份认证。TPM\_activateIdentity 命令能够对 CA 传来的 TPM\_SYM\_CA\_ATTESTATION 结构体中的证书进行认证,并且能够获得加密 TPM\_MENTITY\_CREDENTIAL 结构体的会话密钥,只有平台所有者才能够执行此命令。

### 2.2 密钥可信链

利用 USB Token 内置的 SW-TPM 作为可信根的可信链的建立:平台信任链的建立是以可信度量根为起点,对于任何的 USB 外设,当被连接到一个主机系统中时,都会在主机和外设的协议层之间首先建立一个控制信道,用于外设的配置、对外设所处状态的度量及控制命令的传送等。在外设初次连接时对器件进行配置,并

完成对外设状态的实时度量以及控制命令的传送;在器件配置完成后,USB Token 中的通信映像软件也在此模式下完成身份的识别及控制,再对 USB Token 的其他部件进行完整性度量,并将度量值存储于 Sever 端中,按照选择的判断机制判断 USB Token 的完整性。若 USB Token 完整性未被破坏,则运行 USB Token,这时会启动 SW-TPM 并由它度量 USB Token 文件系统与修复部件的完整性,若该部件完整性未被破坏,则由该部件度量 USB Token 文件系统的完整性,若文件系统未被篡改,则运行 USB Token 文件系统。USB Token 文件系统基于同样机制检测身份认证服务完整性,通过信任关系传递,可以确保所有身份认证系统是可信的。若上述过程中,发现某一部件的完整性受到破坏,则报告问题并按照指定策略执行相关操作。

### 2.3 身份认证

一般用户希望在使用个人隐私来证明身份时,要尽可能少地暴露自己的身份信息,这与身份认证的要求相互矛盾。在 TCG 组织的体系里,这个隐私就是 EK,但不能使用 EK 来进行身份认证。所以,在 TCG 组织体系中,身份认证一般是使用 AIK 作为 EK 的别名。这种方法类似传统的解决方案:首先需要生成一个 AIK 即所有者使用 RSA 密钥生成模块生成一对 AIK 密钥,然后将公钥和签证书、平台证书和验证证书打包在一起,发送一个 AIK 的请求给认证代理 Proxy;Sever 端通过验证证书的有效性来验证 AIK 请求的有效性,并使用自己的签名密钥对 AIK 证书签名;将签名后的 AIK 证书返回给 SW-TPM,然后,就可以使用 AIK 和 AIK 证书来证明自己的身份完成通信时的身份认证,而且因为加入了对环境配置的评估,能够确认通信双方的状态,增强对各种恶意软件的抵御能力。身份认证如图 3 所示。

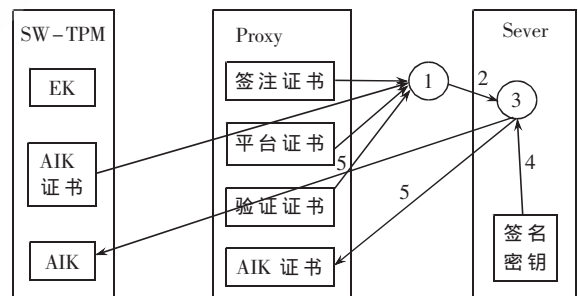


图 3 身份认证

## 3 设计分析

在实际应用场景中一般用户会有许多数据文件,如系统文件、重要的用户数据等,在本平台中,用户可以把重要的数据加密后存储在 USB Token 中,利用 SW-TPM 管理密钥与证书。由于 TCG 组织已经出台的 TPM 规范不能完全满足我国所有的安全需求,考虑到我国的信息安全和完全自主的知识产权,我国也在致力于可信计算

的规范的制定而且已经公布了可信计算密码支撑平台功能与接口规范<sup>[3]</sup>。所以基于 SW-TPM 的应用有利于基于可信计算平台应用的开发。可使我国在制定的标准上尽快开发出不仅符合我国的安全需求、同时也为国际规范接轨的可信系统创造了有利条件。

如前所述,由于 AIK 证书与具体的可信平台绑定,因此,用户身份也与可信平台绑定在一起,这会存在一定的安全问题并给用户带来不便。首先,从用户证书的移动性、便利性上考虑,平台证书应该与具体的平台相关,存放在平台上,用户证书的使用应该不受平台边界的限制,用户可以在多个计算环境下进行同一工作,例如用户可以使用同一证书,从公司、家里或 Internet 网吧的不同计算机上发送商业电子邮件。很明显,将用户的证书存放在固定的设备,如平台 TPM 上,不符合人们的日常操作。当平台正在维护或修复中时,用户的证书被锁定在 TPM 中,不能在另外的可用平台上使用,会给用户证书的使用带来不便。其次,从安全性上考虑,若把用户证书放在 TPM 上,当平台处于维护时,用户证书存在一定的泄漏可能。虽然当用户证书受到安全威胁时,可以采取证书撤销的方法,但较为敏感的用户证书一旦受到威胁,则需要将存放证书的设备摧毁。若将证书存放在移动设备上,则不会出现这种问题。最后,从 TPM 的管理上考虑,根据公司的策略,用户证书与平台证书可由不同的职权部门管理。由于 TPM 的存储空间有限,若将用户证书和平台证书都由 TPM 存储,会有一定的限制。

而采用本文方案后,能很好地解决身份可信认证的安全问题,而且本案中的安全控制模块功能易于扩展,可增添度量及数字证书管理,真正实现整个身份认证的可靠理念。

## 4 应用前景

远程医疗是目前国际上一门发展十分迅速的跨学科的高新技术,可以大幅度降低医疗费用。我国幅员辽阔,医疗资源分布很不均匀,远程医疗作为计算机应用技术、通信技术与医学相结合的新兴领域,有助于医疗资

源分布的均匀化,使医疗资源落后地区的居民获得及时而高质量的医疗服务逐渐成为现实。其主要的内容有远程诊断学、远程重症监护、远程家庭医疗和医疗信息服务等。使偏远地区也能享受到高水平的医疗服务,实现医学信息共享,在不远的将来,远程手术也将会成为现实。我国在远程医疗方面的起步较晚,目前的许多工作只是在建立计算机网络的基础上开展一些简单信息交流项目。作为一个分布式医疗系统,高分辨率图像、声音、实时视频和病例等电子数据在开放式网络上传输,必然存在安全隐患,而患者病情隐私的保护也是一个很重要的问题。医疗信息安全包括:医疗信息保密性、医疗信息完整性、医生和患者身份认证与授权以及信息交流的不可否认性等。USB Token 作为一种便携式身份认证设备,易于分发,造价低廉,能够满足医疗系统中隐私保密的要求。

目前通用平台对可信计算提供的支持是有限的,一般只有 TPM 设备驱动、TCG 软件协议栈可能配有 TPM-aware 引导程序,但这不足以获得对远程用户的身份认证。本课题充分利用 TPM 软件仿真,借助 USB 外设提供了一种便携式身份认证方案,解决了“用户身份真实性”的问题,为建立可信计算应用环境提供参考。下一步将着重研究在 Linux 平台下 TPM 软件协议栈的基础上进行相关应用程序的设计与开发,以及如何应用于医疗系统、生命日志(Life Log)等相关隐私保护中。

## 参考文献

- [1] PENG Shuang He, ZHEN Han. Enhancing the security of PC with U-key. IEEE Security & Privacy, September, 2006, 4(5).
- [2] AARAJ N, RAGHUNATHAN A, RAVI S, et al. Dept. of Electr. Eng., Princeton Univ., NJ; Energy and execution time analysis of a software-based trusted platform module. Design, Automation & Test in Europe Conference & Exhibition, ACM Press, Apr. 2007: 1128-1133.
- [3] 国家密码管理局.可信计算密码支撑平台功能与接口规范. 2007.

(收稿日期:2008-08-08)