

# ADI 全新 8 通道超声接收器问世

## 支持高质量的多普勒处理

本刊记者 裴 瞳

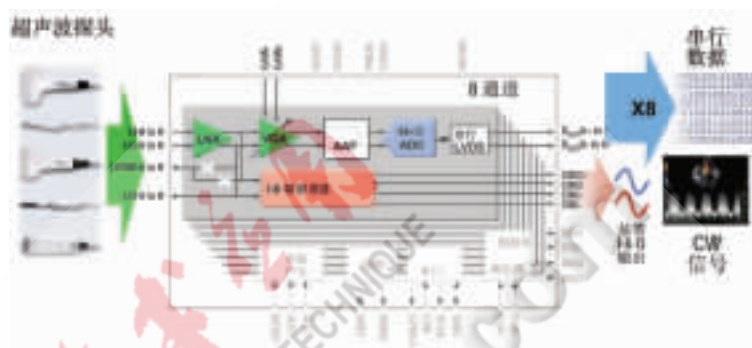
超声成像经历了多年的发展，在医疗领域起着越来越重要的作用，从日常产前保健到高级心脏成像，超声成像必不可少。多普勒超声检查对血管病治疗非常重要，在美国该病是引起死亡和残疾的主要原因；另外在紧急情况下，多普勒超声检查也是极其重要的，例如检查人体躯干内部直接创伤的严重程度或出血程度。正是基于此，ADI 公司历来在多普勒超声领域下足了功夫，继 AD9271 和 AD9272、AD9273 之后，近日 ADI 又推出第三代 8 通道超声接收器 AD9276 和 AD9277，以满足新型医学成像应用的需求。

### 减小超声系统尺寸、复杂性及功耗

ADI 亚太区医疗事业资深业务经理周文胜先生介绍，超声设备采用 CW 多普勒处理来测量血流的速度和方向，这种测量技术可帮助医生更精确地诊断血管症状，比如心脏中有问题的瓣膜和动脉。ADI 公司的新型 8 通道超声接收器为系统设计工程师提供了 CW 多普勒能力，同时减少了中端和高端手推式超声系统的尺寸、复杂性和功耗。另外，AD9276 和 AD9277 八通道超声接收器以 CW 多普勒模式处理信号时每通道功耗仅 90 mW，并且所需的电路板尺寸比同类竞争超声接收器子系统小 80%。

### 集成 I/Q 解调功能

据周文胜先生介绍，AD9276/7 为高集成度的解决方案，AD9276 将一个八通道 VGA 与一个 LNA、抗混叠滤波器和一个 12 位 80 MS/s(每



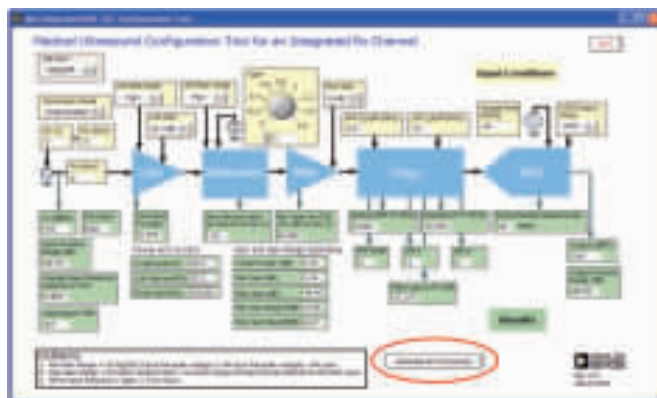
AD9276/7 为高集成度的解决方案

秒百万次采样)ADC 整合在一起。AD9277 具备相同的集成度，但 AD9277 集成的是一个 14 位 50 MS/s ADC。这两款八通道接收器在真实世界环境下工作时都具备业界最低的输入等效噪声以及优于同类竞争器件 6 dB/rt-Hz 的输入动态范围。AD9276 在 40 MS/s、12 bit 时每通道功耗为 190 mW，AD9277 在 40 MS/s、14bit 时每通道功耗为 190 mW。

另外，AD9276 和 AD9277 都包含一个集成式 I/Q 解调器，每个通道都带有可编程相位旋转，可以减小尺寸并降低功耗，同时提高了 CW 多普勒

信号路径的性能。每个 LNA 输出驱动 I/Q 解调器，以产生优于 160 dB/rt-Hz 的输出动态范围。

值得一提的是，AD9276 和 AD9277 还具备 SPI(串行端口接口)，设计工程师可以利用这个接口，针对给定的成像模式、探针或功率要求对噪声和功率性能进行定制。在 CW 多普勒模式下，每个解调器都具备附带 16 个相位调节的独立可编程相位旋转，通过 SPI 实现。设计工程师也可以通过写至 SPI 寄存器来优化超声信号处理架构，以获得最佳的噪声性能。■



全部可编程——串行接口(SPI)

# 中国电子信息产业集团公司

## 刘烈宏总经理视察六所

### 电子六所

2009年3月20日，中国电子信息产业集团公司（以下简称集团公司）总经理刘烈宏在办公厅、产业发展部、资产经营部、战略规划部有关人员陪同下莅临华北计算机系统工程研究所（电子六所）视察、指导工作并发表重要讲话。

郭先臣所长就六所的历史沿革、近期经营情况、战略发展规划以及当前的生产、经营、管理和科技创新工作做了详细汇报，重点汇报了经过近三年的改革发展，六所确定的以自动控制和系统工程为核心，体现“两化融合”的大系统集成业务的发展情况及下一步整合相关资源的思路。

刘烈宏总经理亲临一线，全面、细致地了解六所及所属企业的生产、经营、管理和科技创新等各方面工作。刘总首先视察了六所跨域授权管理系统平台、无线传感网络系统。之后针对基于位置的手机资讯服务系统、基于Symbian的协议栈及输液泵主控平台等嵌入式软硬件平台，刘总指出手机与嵌入式方面的业务可考虑与集团下属公司合作，同时建议应用平台向开放性平台方向发展，以在互联网时代中发展至顶端。在视察《电子技术应用》编辑部时，刘总对《电子技术应用》连续获得国家期刊奖和电子精品期刊奖感到高兴，同时对电子媒体不单纯提供简单的杂志电子版，而且还提供高端采访、视频专题报道等给予了充分肯定，并就电子媒体向商务平台方向发展做出指示。刘总高度关注六所和



电子六所领导向刘烈宏总经理介绍六所近年来的科技创新成果

瑞公司及国控公司在电力、新能源、铁路等领域的自动控制与系统工程业务，提出新能源、铁路行业符合国家发展方向、前景很好，值得深度开发，自动化业务作为六所的主业之一，应抓住机遇，加大投入，加快发展速度，早日实现新的突破。

在六所上地办公区，刘总肯定了六所新华科公司IC卡和RFID先进的封装测试系统与实际应用系统相结合的特色。华胜计算机公司采用国办提出的电子政务标准和要求，结合地方实际应用情况，自主研发的电子政务系统，已列入国办推广体系，刘总称赞其很有特色。针对华计公司以黑龙江农垦为基础开发的数字农垦系统，刘总指出：农业信息化大有可为，科技部、农业部以及工信部都高度重视，指示华计公司以数字农垦和电子商务作为切入点的同时，一定要将网上和网下业务相结合，争取建设成为农业信息化的示范。

刘烈宏总经理对六所下一步工作作出了四点重要指示：一是在突

出主业中加快发展。利用在电力、铁路、农垦、电子政务、电子商务及科技创新等方面已有的基础和优势，在两化融合中大有作为，努力发展成为推动两化融合的主流企业；二是在转危为机中加快发展。利用当前国际金融危机对国有企业蕴含的新的发展机遇，研究国家扩大内需新增的4万亿投入在信息化、自动控制、系统工程领域的新需求，在信息化、自动控制、系统工程领域，注重通过调整水平来推动企业发展；三是在引进人才中加快发展。抓住信息产业结构调整的机会，发挥国企优势，建立灵活多样的机制，通过加快引进优秀人才推动企业发展；四是在加强管控中加快发展。希望六所在发展产业的同时进一步加强管控，实现科学、自主可控的发展。■



刘烈宏总经理视察六所《电子技术应用》编辑部

# 2009 年

## ——中国 xPON 起飞年

本刊记者 贾志梅

2009年3月25~26日中国宽带应用发展论坛在北京国宾酒店举行。众所周知,随着3G牌照的发放和运营商的重组,宽带接入和宽带业务市场将成为三家电信运营商的必争之地。因此,与以往相比,今年的中国宽带应用发展论坛带有浓厚的运营商色彩。论坛上中国电信、中兴通信、摩托罗拉、上海贝尔阿尔卡特、烽火科技等企业就宽带技术、宽带业务以及宽带市场作了精彩发言。

中国电信集团公司科技委主任、前总工程师韦乐平在会上指出:过去5年宽带用户平均增加了20倍,平均每年增长80%,2008年底全国宽带接入用户8343万,成为世界第一,普及率6.3%,略低于世界平均值6.7%。2008年底中国电信的宽带用户为4727万,也是世界第一。ADSL是主导,达3865万,占82%。韦乐平强调,宽带接入已经成为中国电信业务的第一驱动力,2008年宽带接入带来的收入为437亿,同比增长了29%。由于宽带收入中大部分来源于接入费用收入,因此他

认为宽带业务提供领域拥有巨大的发展空间。宽带接入技术的发展趋势:提供更强更灵活的传输和承载能力;更高的接入速率、更广的覆盖范围、更好的传输质量和更大的设备容量;更方便的接入方式,需要新的接入技术;更强的控制和管理能力,包括用户、业务、网络的可控可保及多业务差异化的承载。

随着宽带接入技术逐步向前发展,EPON技术和GPON技术日趋成熟,韦乐平认为:“2009年是中国xPON的起飞年。”韦乐平指出:“EPON技术已经趋于成熟,且已实现设备芯片和系统级互通,另外价格也在大幅下降,运营商将会开始积极测试,一旦测试成功,紧接着就会进行现场实验和试商用。”

韦乐平建议,我国政府应从国家战略层面推进宽带发展,具体建议包括:第一,我国应制定国家宽带战略计划;第二,国家在产业和税收政策方面进行鼓励;第三,加速折旧政策;第四,消除监管壁垒;第五,释放更多频谱;第六,政府直接按比例投资。

中国电信自2008年进行了超过100万线的EPON设备招标和大规模的网络部署后,最近中国电信进行了GPON试点招标,首批招标的2300线GPON设备将在北京、上海、武汉和杭州4个城市进行试点工程,这是中国电



信在EPON网络布线后首次招标GPON设备。另外,中国移动和中国联通也都在进行GPON测试,并且部分地方子公司部署了一定规模的GPON网络。目前,中国电信已经在进行GPON的试商用,而且,预计今年在EPON方面会有更大的推进。未来中国电信将关注更高速率的10G EPON/GPON技术。由此看来,GPON、EPON这两种无源光网络技术有望在中国同时大规模部署。

中兴通讯产品规划总工马润斌认为,EPON技术已经完全可以承载全业务运营,他介绍了10GPON作为EPON平滑演进下一代PON技术、10GPON的进展和产业链的发展情况与现状,以及未来发展趋势。中兴通讯10GPON已于2008年10月推出。

本刊记者还了解到10GPON 3.1版标准将于2009年9月正式发布,NGPON one标准将于2010年推出。

论坛上工信部电信研究院总工蒋林涛先生主持了圆桌讨论。与会专家对中国宽带应用发展中的技术现状和发展趋势进行了详细解答。■



# 恩智浦半导体亮相 CCBN 2009

助中国数字家庭娱乐市场迅速发展

电子技术应用网 陈颖莹

日前，恩智浦半导体(NXP Semiconductors)(由飞利浦创建的独立半导体公司)家庭娱乐事业部数字机顶盒中国区经理江振辉博士在CCBN 2009媒体见面会上向记者介绍了恩智浦面向中国未来数字家庭环境的创新技术及发展前景。

## 实力雄厚的 家庭娱乐事业部

恩智浦在家庭娱乐领域有着突出的表现，在电视、机顶盒和PC TV等方面居于领先地位，并且拥有业界首款采用45nm技术制造的数字电视处理器。而恩智浦家庭娱乐事业部一项真正意义上的战略转型是并购了科胜讯的机顶盒业务。两家公司在市场、技术等方面都高度互补，特别是在网络(MoCA)和FE卫星DBV-S2这两个的领域。恩智浦现在是全球机顶盒市场三甲之一，其TAM在规模上翻番，它正以独特的方式进入一个具有高度吸引力的市场。

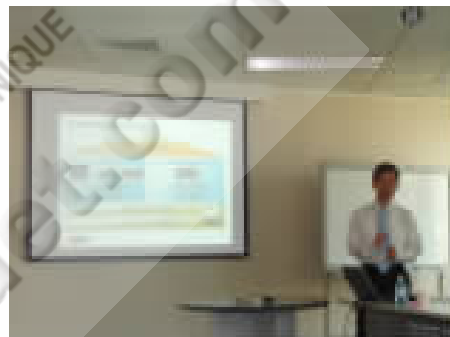
## 中国机顶盒市场 发展解析

今年2月起，中国政府出台了扩大内需的“家电下乡”计划。据商务部初步估计，这个计划可为家电市场带来年平均销售额超过1500

亿元人民币的庞大商机，大幅度推进市场规模的整体成长，而机遇与挑战是并存的。江博士介绍说：“在数字机顶盒方面，中国正处在后期增长阶段，虽然产量会继续提高，但这一供应链中的所有参与者都面临价格与利润上的竞争。因此，现在的关键是创新，这样才能达到差异化，得到更多毛利。中国机顶盒市场的挑战主要有两个。首先，在中国有线机顶盒市场中，有很多的运营商和CA提供商，这就要求有强有力的服务与技术支持；其次，中国的卫星通信解码标准与外国不一样，这就要求能够提供更加弹性的解决方案。以上两个方面NXP都能做得很好。恩智浦在中国机顶盒市场的竞争优势主要有：第一，完整的高性价比的全系列机顶盒解决方案，涵盖DVB-C有线机顶盒的各个层面；第二，已经通过认证的高级CA标准，符合中国DVB-C运营商的需求；第三，强大的本地设计和技术支持团队，更加贴近中国客户。当然出色的性价比和关键的解决方案是我们成功的推动力。”

## 携手本地领导厂商

恩智浦多款电视板卡与机顶盒产品已被中国影音产品制造领导厂



恩智浦半导体家庭娱乐事业部数字机顶盒中国区经理江振辉博士

商视源电子科技(CVT)及威科姆科技(VCOM)所采用。通过采用恩智浦的Nexperia STB222与STB225解决方案，威科姆科技能够简化用户接口的订制，加速产品开发时间，以规格灵活且高性价比的集成产品，加速了中国信息化的进程。恩智浦所提供的DTV225解决方案，能够支持多种视频格式，并具有低功耗、高画质、高性价比等特点，让视源电子能够在产品设计和功能整合方面进行灵活运用，加快其产品开发和上市的速度。

江博士表示，恩智浦相信数字世界会带来新的机遇，这意味着新的技术、新的业务模型和新的使用方案的出现。通过与中国公司的合作，将确保恩智浦的全球开发满足中国的需求，同时，中国公司的开发将满足全球市场的需求。■

# ST 发布多款新品

## 全力打造数字生活新风貌

本刊记者 裴 瞳

2009年3月20日,意法半导体(ST)亮相“第17届中国国际广播电视信息网络展览会(CCBN 2009)”,发布最新策略产品系列,并以“更多连接,更易互动,更高能效”为主题,展出丰富的产品和解决方案,为消费者呈现数字生活新风貌。

### ST 的愿景: 数字生活新风貌

数字生活新风貌是指人们能够在含有高能效元器件的机顶盒和数字电视上,轻松获得更多视觉和听觉体验,包括:查看新的高价值内容,浏览、求新、娱乐,以及与他人沟通,与世界互动。意法半导体公司大中华区副总裁兼数字消费电子及加密系统产品事业部总经理李容郁以“三轴”为喻来阐释数字生活新风貌。他认为,依托于高效节能电视和机顶盒产品,通过内容管理、互动连接、用户体验这“三轴”,可以帮助消费者实现“更多互连、更易互动、更高能效”的数字生活。同时他认为,未来的产品更着重于节能,消费者选择电子设备除了性能与价位之外,更注重长期持有成本,因此高能效的功耗管理成为数字生活新风貌的核心。

### 最新机顶盒芯片助力 有线和卫星电视市场

ST 于此次 CCBN 期间发布了两款最新的机顶盒单芯片 STi5197 和

STi5189,帮助制造商提升了产品性能、支持增值功能并减少器件数量。STi5197 和 STi5189 支持有线电视和卫星电视机顶盒的解调、解码和处理,具有更高集成度,配备 USB 及以太网接口,支持更多增值服务功能。用于有线电视电视机顶盒的 STi5197 和用于卫星电视机顶盒的 STi5189 基于共同的架构,并且软件兼容,能缩短新产品设计周期,协助标准遥控器、互动式机顶盒、带硬盘录像(DVR)功能的机顶盒及混合机顶盒等加快上市时间。

### 致力于减少机顶盒 对环境的影响

ST 表示,当前机顶盒的选购标准在于功能和价格;未来消费者将评估机顶盒的总体拥有成本,包括最初购买成本、电费开销和设备不再使用时的设备处置费用。为此,ST 战略重点在于减少能源浪费,通过灵活的电源管理来监测和调整机顶盒内部组件的能耗。这些元件也可能置于机顶盒外部,例如圆盘式卫星电视天线内的低噪声模块,或者机顶盒内的大型子系统,如硬盘甚至硅芯片内部的个别模块。

ST 最新机顶盒产品,包括高清单芯片 STi7105、STi7111 和 STi7141 解码器在内,都配置有 STPOWER 软件驱动器,能够控制这些器件的所有电源管理。这个应用程序接口(API)

适用于所有组件,可由机顶盒软件栈内的任一应用进行访问,通过组件的灵活控制,为特定应用创造主动和被动待机模式。在这种应用环境下,机顶盒能够从被动待机模式迅速启动,鼓励消费者选用这项功能。

### 公布高清电视 先进图形功能发展愿景

目前的机顶盒和数字电视提供的图形用户界面以静态二维图形为主,一般无法达到新兴的网络互动服务所要求的性能水平。而电视广播商、网络运营商和服务提供商目前正在不断增加这类新型服务的投入量,这些新服务需要新型的基于先进图形技术的机顶盒和电视用户界面。ST 公布了利用 3D 图形技术为高清电视开发先进图形用户界面的愿景,使设备厂商能够开发出全新的图形用户界面,满足复杂程度越来越高的网络互动服务的需求。基于最新一代高清机顶盒处理器,ST 高清视频消费电子产品平台已经可以提供先进的 3D 图形加速功能,可实现:3D 动态效果,如图形透明、镜像、旋转和缩放;图形合成或动画与现场高清视频图片的整合;高清分辨率的动态 3D 外观用户界面。

ST 以众多新品向我们勾勒了一幅未来数字生活的美好画卷,希望这种“更多连接、更易互动、更高能效”的生活能够尽快到来。■

# Intersil 大胆收购 妙笔生花

本刊记者 裴 瞳

在今年3月的北京 IIC 期间,记者再一次见到了 Intersil 公司集团市场总监 Adam Latham 先生以及中国区总经理陈宇先生。与之前的采访中重点介绍“模拟技术”不同,这次采访中两人都不约而同地将谈话重点转移到去年 Intersil 收购 D2Audio、Zilker Labs 和 Kenet 三家公司的事件上。众所周知,当经济危机大潮袭来的时候,很多公司都会采取“保守治疗”的方法,缩减一部分非公司主营产品线来降低开支以求平稳过冬,Intersil 公司缘何在当前这种看起来并不乐观的经济形势下进行收购呢?

## 刷新历史记录的 2008 财年

在刚刚结束的 2008 财年中,Intersil 以 7.697 亿美元的营收额刷新历史最高记录,比 2007 年增长了 2%,尽管这数字看似并不起眼,但在这样的经济形式下取得,已然不俗。电子行业的大范围下滑使 Intersil 在 2008 年第四季度的营收额下降了



Intersil 公司集团市场总监 Adam Latham 先生

38%,但 Intersil 对此迅速做出了反应,在 11 月份宣布消减 9%员工和开支,并最终敲定佛罗里达州晶圆代工厂整合计划,加速从金线到铜线的过渡计划,推出新型 0.25 微米工艺加工的产品。据 Adam Latham 先生介绍,Intersil 独特的轻资产业务模式最大限度地降低了风险,这证明了 Intersil 的业务模式的成功之处,并且预示着 Intersil 将继续在模拟领域保持增长。

## 通过战略收购进军新市场

应该说对于 Intersil 来讲,2008 年里比营业额增长更为重要的,就是它大胆收购了 D2Audio、Kenet 和 Zilker Labs 三家公司。利用强健的现金储备优势改进公司产品定位,通过战略收购进军新市场,可以说是 Intersil 2008 年当中浓墨重彩的一笔。由于目前的经济形势导致这三家公司的价值被低估,收购它们仅用了不到 4500 万美元,它们不仅带来了业界领先的技术,也为 Intersil 打开了新的市场。陈宇表示说:“我们相信这三个大胆的步骤,将有力推动 Intersil 在 2011 年实现成为 10 亿美元公司的目标。”

这三家公司当中,D2Audio 专注于做高质量的数字 D 类功率音频放大器。事实上这种数字 D 类功率放大器可以用在很多消费类产品如专业的音响产品、多媒体的 PC 以及在现在非常流行的 ipod、MP3 的 docking、电视多媒体中。Mark Levingson 是发烧级音响大师,在音响器材界是非常著名的人物,他评价 D2Audio 产品的音质是他听到过的最美妙的音



Intersil 中国区总经理陈宇先生

质之一,在这之前,他一直把这种殊荣颁发给模拟放大器。除此之外,D2Audio 还有很多产品,从第一代的产品 DAE1B 到即将面世的 DAE4,这些产品都可以应用在很多不同领域。值得一提的是,D2Audio 不仅有这样芯片级的产品,而且还有大量优秀的软件来支持其开发和应用。比如采用心理声学技术开发的固化软件,使得低音音质听上去更加清脆;环绕立体声自动反馈软件,可以根据其自有的反馈系统,将不同房间中的声场特点反馈到系统中,并自动生成最佳的音响效果和音响摆放位置建议等。

目前电源领域受到了很多的挑战,比如在高密度的应用上所面临的散热问题以及芯片占位空间问题等。另外由于工程师在设计时,会大量采用 DSP、ASIC、FPGA 等,这就对电源管理提出了排序、上升源控制和系统可靠性的要求等。数字电源是解决这些问题的一种很好的途径。Intersil 收购的 Zilker Labs 公司专注于数字电源解决方案,它可以通过智能化的数字电源管理方案解决以上问题。首先,Zilker Labs 的产

品可以在负载很宽的范围内提供高达 90% 的工作效率；其次,Zilker Labs 的解决方案非常灵活, 它为客户提供了一个完全数字化的电路, 客户可以根据自己的需求在芯片内部做配置; 另外 Zilker Labs 产品的集成度很高。据陈宇介绍,Zilker Labs 目前所专注的应用市场包括电信、数据通信、网络设备、服务器、ATCA、存储设备、工业计算机和控制设备等, 这次收购 Zilker Labs, 是

对 Intersil 很好的补充和延伸, 将为它注入新的活力。

而 Intersil 收购的 Kenet 公司则专注于高速 AD 转换器, Kenet 公司的前身是 MIT 麻省理工学院的一个实验室, 2002 年脱离出来后成为一个独立的公司。去年 9 月份, Intersil 收购了这家公司。Kenet 公司的 ADC 采用了一种独特、先进的工艺——FemtoCharge。目前它是用标准的 CMOS 工艺来实现的, 所以在体积、质量以及成本上都可以进行

有效的控制。Kenet 的产品在 12 位的 500 兆采样频率下, 提供全世界最低的功耗, 这为 Intersil 带来了更多的特殊应用市场。

稳健的财务状况, 让 Intersil 在过去的一年中表现得游刃有余; 战略性的收购则为未来持续的成功打下很好的基础。Intersil 以其特有的方式向世人展示着它的魅力。接下来的日子里, 它将把更多创新、差异化的产品展示给大家, 让我们拭目以待。



# Nios II+Linux:

## 嵌入式领域的又一生力军



Altera 产品市场经理  
王冬刚先生

电子技术应用网 杨 晖

软嵌入式处理器提供 Linux 支持。为此，记者电话采访了 Altera 产品市场经理王冬刚先生。

王冬刚先生介绍说：“Altera 的 Nios 授权许可已达 2 万多个，目前活跃的 Nios 论坛社区有 1 万多人，在所有 Altera 市场上，开发人员都在使用 Nios II。”市场研究公司 Gartner 认为：Nios 是业界首屈一指的软核 CPU，灵活性、易于集成和低成本特性使其在嵌入式系统中得到了广泛应用。

Nios II 处理器的特点是：可定制使用方案，随时改动硬件，提供设计灵活性；可用于所有的 Altera FPGA，永久使用许可保护软件，保护处理器不会过时；在 FPGA 中集成处理器，减小电路板面积，降低 BOM（材料清单）成本。

商业 Linux 为把 Linux 应用到设备的开发过程中的客户提供更多技

术支持。这次与 Wind River 公司商业 Linux 的合作，使用户可以以运行嵌入式 Linux 的 FPGA 替代现有 CPU，降低成本；保护软件已有代码，保护处理器不会过时；可使用开放源代码软件，缩短产品面市时间。嵌入式开发人员实现基于 Nios II 处理器的产品时可以在 Altera 全系列 FPGA 和 HardCopy ASIC 上使用 Linux 解决方案。

王冬刚说：“据调查，在嵌入式操作系统中，Linux 除了在医疗电子业位居第二外，其他行业都是位居第一。商业 Linux+Nios II 解决方案首先会应用在通信等愿意付费的行业。”

近年，FPGA 不断提高工艺制程，强调平台概念，广泛应用于通信、汽车、航空和国防、消费电子、工业和医疗等嵌入式领域。Nios II+Linux 将成为本来就风起云涌的 32 位嵌入式市场的又一生力军。■

Nios II 系列 32 位嵌入式软核处理器是 Altera 的第二代 FPGA 嵌入式处理器，Altera 的 Stratix 系列和 Cyclone 系列 FPGA 全面支持 Nios II 处理器，以后推出的 FPGA 器件都将支持 Nios II。

Linux 操作系统是自由软件和开放源代码发展中最著名的例子。嵌入式 Linux 系统利用 Linux 其自身的内核小、效率高、内核更新速度快、开源、免费等诸多特点适用于多种 CPU 和多种硬件平台。

2009 年 3 月 4 日，Altera 和 Wind River（风河）宣布为 Altera 的 Nios II

## 基于 VxWorks 的 CompactPCI 测试仿真系统

研华(中国)公司 张守廷

VxWorks 操作系统是美国 WindRiver 公司于 1983 年设计开发的一种嵌入式实时操作系统 (RTOS), 该系统以其良好的可靠性和卓越的实时性被广泛地应用在通讯、军事、航空、航天等高精尖技术及实时性要求极高的领域中, 如卫星通讯、军事演习、弹道制导、飞机导航等。在美国的 F-16、FA-18 战斗机、B-2 隐形轰炸机和爱国者导弹上以及 1997 年 4 月在火星表面登陆的火星探测器上都使用到了 VxWorks。

VxWorks 系统在各方面的性能表现卓越, 主要表现在以下几方面:

- (1)良好的实时性和稳定性
  - 优先级抢占调度和时间片轮转调度
  - 强大市场占有率、国防军事的多种应用
- (2)高效的任务管理
  - 多任务, 0~255 的 256 个优先级
  - 任务控制块 TCB、任务调度算法和排队策略
  - 上下文快速切换
- (3)灵活的任务间通信
- (4)微秒级的中断管理
- (5)方便移植、构建的 VxWorks 板支持包 (BSP)
- (6)支持多种标准: ANSI C
- (7)丰富的网络功能

VxWorks 操作系统提供了集成的开发调试环境——Tornado, 方便系统定制和程序开发, 而且提供了多种分析工具进行任务间的协调, 保证了各项实时指标。系统开放与调试非常方便, 如图 1。

MIC 3000 系列产品是研华为中、高端应用提供的高性能、低成本的测量和控制平台及系统, 包括完整的机



图 1 Tornado 开发调试环境

箱、主板和数据采集与通讯板卡, 并支持各种主流的操作操作系统。研华对于 VxWorks 的支持非常完整, 提供 CPCI 主板的 BSP 和数据采集与通讯卡的源码级或编译包级的驱动支持。研华通过封装驱动函数, 将复杂的高速数据采集编程简化为 Open、Start、Check、Close 等几个步骤, 通过和 Tornado 集成环境可以非常方便地进行程序开发, 流程如图 2 所示。

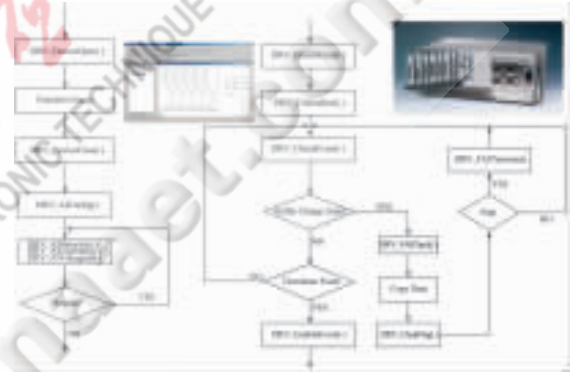


图 2 数据采集流程

基于 VxWorks 的军事仿真系统可应用于雷达、潜艇、军舰、鱼雷控制、卫星定位、飞行器、武器系统等。仿真系统主要包括: 主控机 (Host)、目标机 (Target), 如图 3 所示。

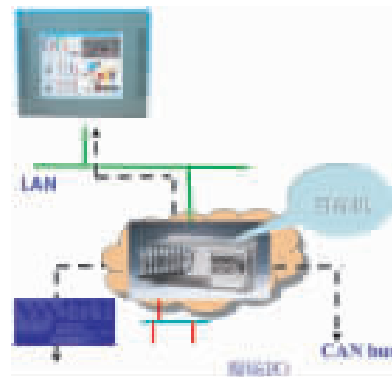


图 3 基于 VxWorks 的军事仿真系统

主控机主要用于建立数学模型, 监视仿真系统中参量的运行变化等, 采用 AWS 研华工作站 Windows 操作系统。

目标机为系统的核心执行机构, 实时采集数据作为模拟仿真的参量, 应用 MIC-3000 产品作为目标机, 完成现场端实时数据采集及控制。■





## 管道直饮水机房控制系统

### 产品选型

管道直饮水机房的控制系统由嵌入式工控机和分散式数据采集 I/O 模块组成。管道直饮水机房环境比较潮湿,对控制器的腐蚀性较大,因此要保证控制系统运行的可靠性和稳定性,必须选用具有良好防潮性能的控制器的。经过对本公司多种产品比较,最终选定 EPC6800 嵌入式计算机作为直饮水机房系统的控制核心。EPC6800 嵌入式计算机与外围设备的接口驱动采用 RemoDAQ-8000 系列分散式数据采集 I/O 模块。

EPC6800 嵌入式计算机采用全封闭的铝合金氧化外壳,具有良好的防潮性能、散热性能、抗冲击性能以及防尘能力。搭载 AMD Geode LX800 低功耗处理器,板载 256 MB 内存,提供 2 个 10/100M 以太网接口、4 个 USB2.0 接口和 6 个串口。支持 9~30 V 宽电压输入方式。

RemoDAQ-8000 系列分散式数据采集 I/O 模块是由集智达智能自主研发的工业远程数据采集控制产品。产品线涵盖 RS485、工业以太网、可编程控制器、中继器、接口转换模块等 28 类、120 多种产品。RemoDAQ-8000 系统产品的主要特点如下:

- (1) 可依用户要求量体裁衣;
- (2) 产品可靠性高,抗干扰能力强;
- (3) 扩展能力强,基于 RS-485 总线,最多可接入 255 个模块;
- (4) 传输距离长,没有中继器时可传输 1.2 km;
- (5) 工作温度范围大:  $-25\text{ }^{\circ}\text{C}\sim+70\text{ }^{\circ}\text{C}$ ;
- (6) MTBF(平均无故障时间)大于 80 000 h;
- (7) 价格极具竞争力。

在本项目的管道直饮水机房中使用的产品有:

- (1) R-8017: 8 路电压输入模块;
- (2) R-8024: 4 路模拟量输出模块;
- (3) R-8042: 13 路隔离集电极开路输出模块;
- (4) R-8051: 16 路干结点数字量

输入模块;

(5) R-8073A: 三相全参数电量变送模块。

### 系统工作流程

直饮水处理系统划分为两大部分:前端的制水系统和后端的供水系统,这两个系统之间是松耦合关系,可独立工作。其工作流程如图 2 所示。

制水系统从自来水管网接入自来水,分别通过多介质过滤罐、活性炭过滤罐、软水罐、精滤罐后,再次增压打入 RO 反渗透系统,制成纯净水进入储水罐中。为了节约能源和延长系统使用寿命,自来水管网连接的是一个稳压罐。若自来水管网压力足够,稳压罐电子阀开启,自来水可直接通过 4 级过滤罐;若自来水管网压力不足,则稳压罐电子阀关闭,增压泵开启,保证制水系统正常工作。一般情况下,夜间制水系统进入维护状态,各过滤罐开始自我反冲洗,以保证滤膜的使用寿命。

供水系统利用变频恒压技术,将水输送到各楼层,供员工饮用。为了保证水质,储水罐的出水口安装紫外线设备进行消毒。下班后,供水系统进入维护状态,分批打开回水阀,在水中加入臭氧,对饮水管道和储水罐进行消毒处理,保证管道的清洁。

## GPRS 通信

### 产品选型

通信部分采用集智达智能自主研发的 RemoDAQ-8554A GPRS DTU 无线通信模块。该产品为用户提供

高速、永远在线、透明数据传输的虚拟专用数据通信网络。DTU 是基于中国移动通信运营商的 GSM/GPRS 通信网络的数据传输和远程监控终端设备,采用当今前沿内核技术设计的一款工业级无线通信终端产品,适用于 GSM/GPRS 网络覆盖范围内的各种室内环境或野外恶劣环境,主要针对电力系统自动化、工业控制、交通管理、气象、环保监测、煤矿、金融、证券、油田等行业的应用,利用 GPRS 网络平台实现数据信息的透明传输,并可通过辅助手段实现对 DTU 的控制,组成用户专用数据网络。

该产品主要特点有:

- (1) 支持 RS-232/485 接口;
- (2) 使用方便、灵活、可靠;
- (3) 数据终端永远在线;
- (4) 支持高速、透明/协议数据传输,内置软硬件看门狗,优化电磁兼容设计,保证 DTU 的长期稳定运行;
- (5) 支持短信、本地串口和远程中心端图形界面 DTU 参数维护;
- (6) 支持动态数据中心域名和 IP 地址;
- (7) 支持中英文短信接收及单发、群发功能;
- (8) 数据/短信触发、网络与短信通道自由切换;
- (9) 支持数据中心端实际串口/虚拟串口对 DTU 的一对一、一对多通信;
- (10) 优化电磁兼容设计,适合电磁环境恶劣和要求较高的应用需求;
- (11) 采用先进电源技术,供电电

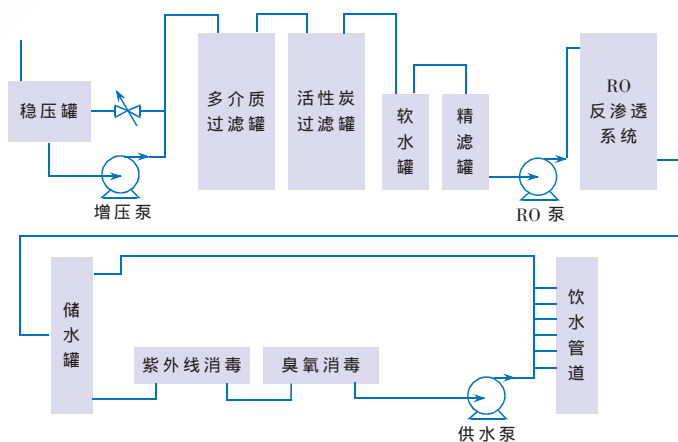


图 2 系统工作流程



源适应范围宽,提高设备的稳定性;

(12)采用可插拔式接线端子,适合工控行业应用;

(13)支持外部电源控制;

(14)可根据用户的特殊需求定制模拟量、数字量采集功能的工作模式。

### GPRS 模块工作原理

现场的采集模块终端将现场的数据通过 GPRS 无线通信系统发送到数据中心服务器,在服务器上实现数据的存储和共享,同时有控制权限的服务器或 PC 机对现场可以直接进行控制命令的发送,无需中转。服务器数据中心将现场的数据发送到通信主站,使通信主站也能观察到现场设备的运行情况。

## 监控中心

### 需求分析

用户原有设计方案中要求专人定时巡查过滤系统是否正常运行、软水剂是否用完、水泵工作是否正常等。由于管道直饮水机房往往分布在城市各处,一旦设备发生故障,维修服务响应不及时,很容易引起客户对服务质量不满意。此外滤芯属于易耗品,对于滤芯老化问题的及时发现并及时进行更换,是确保水质安全、提高服务质量的有效方法。为此,本公司与北京服装学院联合开发了基于 Windows XP Embedded 操作系统的数据库软件。

本软件具有水质监测、状态报警、图表打印、数据查询等功能,可及时发现因停电、水泵过热、过滤设备堵塞、水位超限等情况造成的直饮水系统故障,并进行报警。如果管道直饮水机房的设备出现故障,监控中心可在较短时间内接收到现场发送的故障信号,及时派出维修人员,缩短服务响应时间。

### 软件功能模块

监控中心系统软件结构如图 3 所示。各模块功能如下:

(1)数据采集模块:管理员不仅可以设定采集现场数据的时间间隔,而且可以根据每个直饮水机房系统结构来设定需要监测的参数,

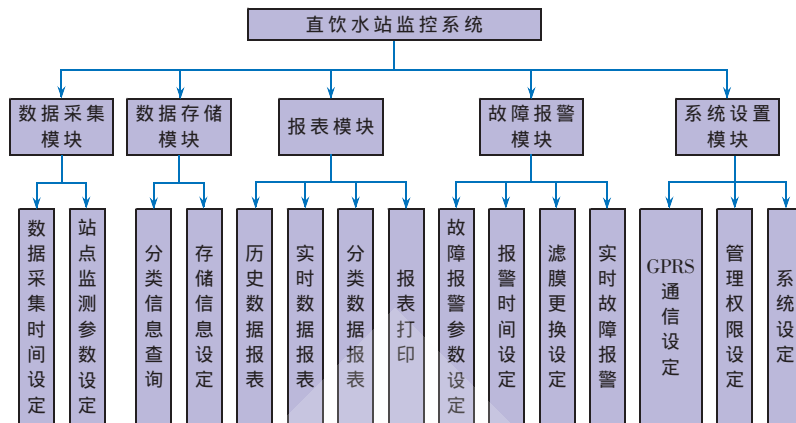


图 3 监控中心系统软件结构图

进一步降低冗余数据对系统存储资源的占用率。数据采集模块接收到直饮水机房的现场数据后,以报表的形式提供给用户。

(2)数据存储模块:报警中心的服务器最多可记录每个观测点 60 天的数据,管理员可以对数据信息进行分类查询或者模糊查询。通过存储信息设定管理员可以更改的数据存储格式、存放地址以及存储项目。

(3)权限管理模块:考虑到交互用户使用软件的安全性,降低后台数据库维护的工作量,系统提供了权限设定功能。对具有管理权限的使用者,软件允许其查看、删除、添加、打印数据库中的历史数据信息,而普通用户仅能查看数据库中的当天数据信息。

(4)故障报警模块:管理者可以设定需要观测参数报警阈值、报警优先级以及重复报警时间。实时故障报警功能采用颜色和图形方式提示用户当前的故障点。例如变频器发生故障时,数据表中相应参数项的文字会由绿色转变为红色,同时在软件顶部框条有红色警示灯图形提示。本模块设计中还加入了滤膜使用寿命提示功能,在水处理过程中过滤膜属于易耗品,它的清洁程度影响到直饮水的水质,需要维护人员定期进行更换。故障报警模块记录各个站点过滤膜的开始使用时间和需要更换时间,可以及时提醒更换,帮助厂家进一步提高服务质量。

(5)报表模块:实时监控数据和历史监控数据(水泵运行状态、温度、水质参数等)可采用报表的形式导出

到 Excel 中,供管理员查看或者上报。此模块还提供了便利的打印功能,可以打印当前数据、故障报警数据、查询数据等信息。

(6)GPRS 通信设定:为了便于用户使用本公司的模块化产品,软件设计中直接集成了 GPRS 模块的配置软件。用户不需要再安装 GPRS 的驱动程序,在硬件设备连接无误的前提下,软件可以自动识别 GPRS 模块信息,用户只需设定 IP 地址即可。

经过一段时间的试运行,该系统满足了客户的实际需求。对直饮水站来说,也改变了其售后服务的理念,由响应式服务转变为主动式服务,提高了客户满意度,增加了直饮水站在行业中的竞争优势。

### 参考文献

- [1] 祁伟.基于 Profibus 总线的城市供水管网系统[J].微计算机信息, 2008, 24(4).
- [2] 奥运村直饮水工程项目[J].中国新技术新产品, 2008(13).
- [3] 陈春宁,刘金香.防止管道直饮水系统水质二次污染的技术措施[J].南华大学学报(理工版), 2001, 15(3).
- [4] 王佩贤,马真安.基于 GPRS 的 WinCE GTS-720 全站仪数据自动传输研究[J].测绘科学, 2008(11).
- [5] 北京集智达智能科技有限责任公司.产品说明[N/OL].[2009-03-25]. <http://www.jizhida.com/products.asp?AId=ba>. (收稿日期:2009-03-20)



# 基于 MiniHMI-1000 人机界面的搅拌机控制系统设计

广州致远电子有限公司

**摘要:** 提出了一种全新的搅拌机控制系统, 使用高性能管控一体化人机界面 MiniHMI-1000 作为人机交互平台, 远程数据采集嵌入式工控主板 EPCM-2640 作为控制器, 通过反馈、控制算法进行高精度控制, 使用 Modbus 进行可靠互联通信, 实现了一种能控制高精度混合比例的全自动化搅拌机控制系统。

**关键词:** 搅拌机; 控制系统; MiniHMI-1000; EPCM-2640; Modbus

随着政府增大基础设施的建设, 高速公路、铁路、县乡公路和城市建设的投资力度进一步加大, 势必会刺激各种混凝土或沥青搅拌机的需求。然而, 市场上现有的搅拌机普遍存在生产效率低、成品混合物比例不精确、成品质量较低、人为参与成分较多等缺点。

图 1 是传统搅拌机的结构框图。可以发现, 传统的搅拌机依赖人工操作较多, 混合物的比例和搅拌机的转动必须依靠人为设定和控制, 使得混合物的比例精度差, 搅拌出来的混合物料质量不均匀, 导致生产的效率较低。

## 改进方案的提出

为了解决搅拌机的混合物比例不精确的问题, 可以通过反馈控制来调节配料的流量和比例; 为了提高自动化程度, 可以使用电机来控制物料管道的流量。图 2 是使用了 PID 调节的自动比例控制的搅拌机系统框图。

与传统的搅拌机系统相比, 图 2 增加了 2 个可控的电机 (电机 1、电

机 2), 控制物料 A 和物料 B 的管道流量, 替代原来繁琐的人工填料; 电机 3 控制搅拌机的转向和转速。3 个电机均使用了 PID 来实现转速和方向的控制, 使得配料的比例非常精确, 搅拌的速度完全可控。

图 3 是其中 1 路电机转速的 PID 系统框图, 其中  $M_n$  是给定的转速 ( $M_a$ 、 $M_b$  或  $M_c$ ),  $e$  是给定转速和采样的转速 (即实际的转速) 之差, 通过 PID 调节使  $e$  接近 0 时, 电机的转速即与给定的转速  $M_n$  趋于一致。

## 改进方案的具体实现

通过上述方案的理论分析, 改进后的搅拌机控制系统完全可以达到提高配料的比

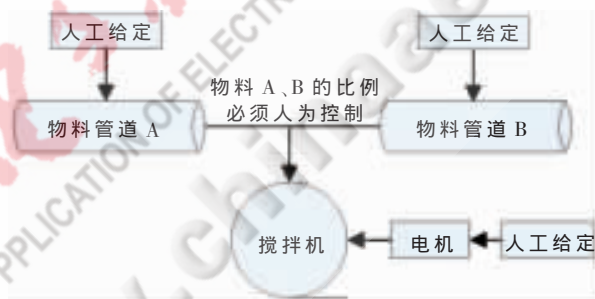


图 1 传统搅拌机结构框图

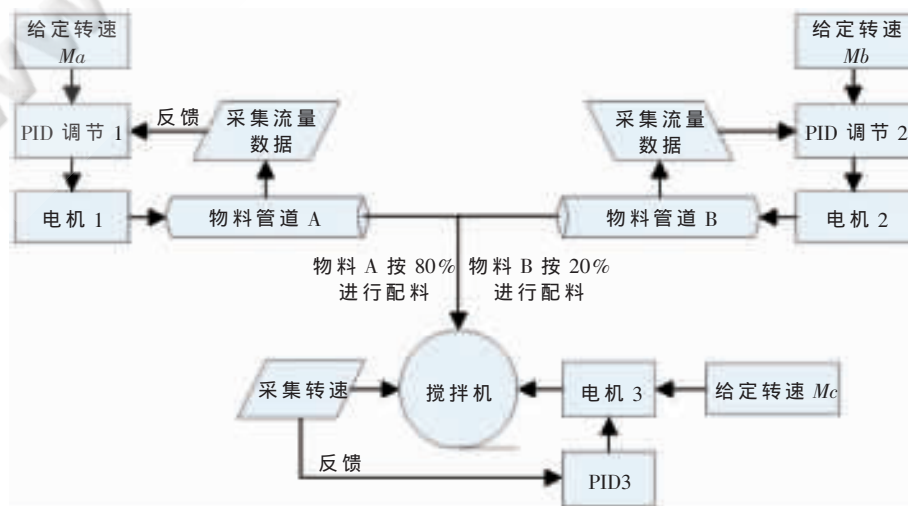


图 2 使用 PID 控制电机的搅拌机系统

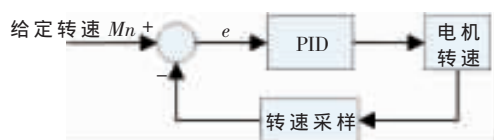


图3 电机转速的PID框图

例精确度、降低人为操作成分和提高生产效率的目的，下面将提出一个具体的实现方案。

### 系统设计

采用广州致远电子有限公司的 MiniHMI-1000 人机界面作为人机交互平台,通过 RS-485 总线连接下位机控制器 EPCM-2640,控制器的板载模拟量输入端口实现对各种环境参数的采集,同时控制器通过计数端口实时采集电机转速,使用 PID 算法计算输出参数控制变频器调节电机,实现对电机的闭环控制。系统实现框图如图 4 所示。

### 下位机控制板 EPCM-2640

EPCM2000 系列工控主板是广州致远电子有限公司开发的基于 LPC2300 系列 ARM 的可扩展的远程数据采集嵌入式工控主板, EPCM-2640 作为 EPCM2000 系列的一员,产品机械尺寸为 EPIC 标准尺寸 (165 mm×115 mm),扩展总线为 MiniISA 总线。具有资源丰富、接口齐全、稳定可靠等特点。预装正版 μC/OS-II 实时操作系统并提供板载外设驱动库,固化了 FAT32 文件系统、TCP/IP 协议、Modbus 协议等,真正做到了“只要会 C 语言,就会开发产品”,用户无需了解 TCP/IP、Modbus、CAN-bus 等协议,也无需了解 ARM 内部寄存器,只需要简单地调用 API 函数,即可实现这些复杂

功能,从而极大缩短了产品的研发周期并降低了成本。

在具体设计上,下位机控制器 EPCM-2640 的 2 路 RS-485 总线采用 Modbus-RTU 通信协议,一路做主机控制 3 个变频器;另一路 RS-485 做从机,和人机界面 MiniHMI-1000 进行通信,接受人机界面设定的配置和控制程序,并将现场数据发送给人机界面。自带 8 路 12 bit ADC,能够对现场模拟数据进行采集,通过定时器捕获端口对电机的转速进行测速,反馈回来对电机进行 PID 调速。

### 人机界面设计

广州致远电子有限公司生产的 MiniHMI-1000 人机界面是一款高性能的管控一体化人机界面。该人机界面主要特点如下:

- (1)工业级 32 bit 嵌入式 RSIC 微处理器,主频达 400 MHz;
- (2)具有 4 路 CVBS 视频输入接口,可显示工程作业区实时画面;
- (3)采用 26 万色 10.4 英寸高亮度、高对比度工业级液晶显示器;
- (4)可外接大容量存储设备,保存关键历史数据及产品配方;
- (5)支持 VGA 扩展显示接口;
- (6)支持 iCAN、CANopen、DeviceNet 等工业现场总线通信协议。

图 5 是 MiniHMI-1000 的实物图。

在图 4 系统中,人机界面系统作为通信主站,与下位机控制器 EPCM-2640 之间的通信连接采用 Modbus-RTU 协议。人机界面的画面编辑采用与 MiniHMI-1000 配套的组态软件 HMI Developer Suite,简称 HDS。

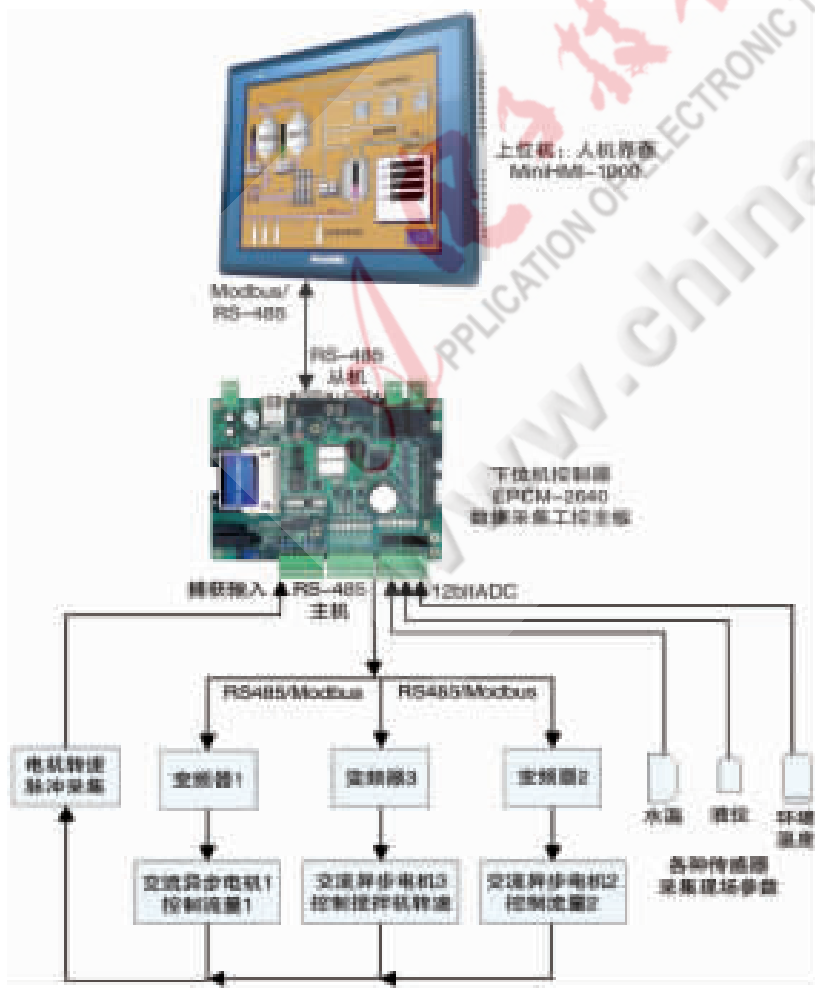


图4 系统实现框图

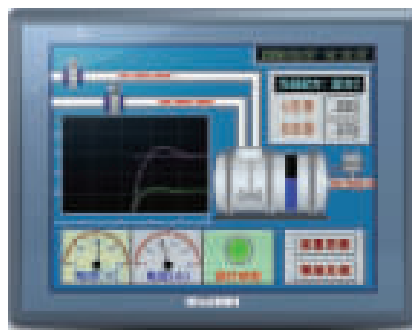


图5 MiniHMI-1000 实物图



图6、图7分别为“运行监控”与“设置页面”的画面。

在操作现场，工作人员可通过“运行监控”画面(图6所示)实时了解系统运行状态、电压/电流过载情况、各种物料的流量、当前工作配方等信息。高权限等级的工作人员(例如工厂管理员)可通过验证身份(用户名/密码)进入“设置页面”(图7所示)，修改运行状况和当前工作配方。

为了保证系统安全运行，可以在报警组件中编辑报警条件表达式，实现报警功能。当系统运行出现异常情况时，人机界面上将滚动显示报警信息。同时可通过触发器脚本完成报警决策与错误处理。

现场运行中，需要通过改变各

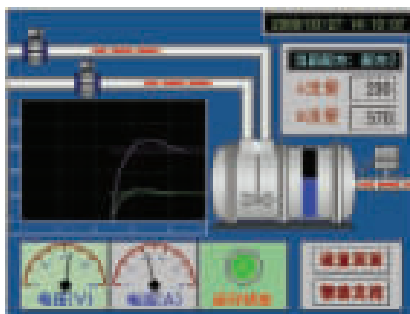


图6 “运行监控”画面

种物料的流量搭配比例来改变混合物的属性。使用HDS的配方管理功能可以根据用户的需求预设多种产品配方。现场更改工作配方时，只需点击触摸屏相关按钮即可。

使用MiniHMI-1000作为上位机人机交互界面，EPCM-2640作为下位机控制器，通过RS-485总线



图7 设置页面”画面

(Modbus 协议)进行可靠通信，实现了一种能控制高精度混合比例的全自动化搅拌机控制系统，能够减少繁琐的人工控制成分，提高混合物的质量和生产效率，在实际生产中具有重要的现实意义。

(收稿日期:2009-03-20)

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



# CANopen现场总线主、从站系统解决方案

广州致远电子有限公司

**摘要:** 阐述了 CANopen 应用层协议的通讯机制, 分析了其应用优势, 并通过实际应用案例的讲解与剖析, 指导用户快速建立一个运行可靠的 CANopen 系统网络。

**关键词:** 现场总线; CAN-bus; CANopen

随着现场总线 CAN-bus 技术逐渐深入到国内各个应用领域, 同时也基于国内厂家的产品设备与国际工控市场的接轨需求, 基于主流应用层协议——CANopen 的应用网络也逐渐增多, 其在车辆工业、工程机械、船舶海运等需要大量分布式传感器、控制器和执行机构的行业都有大量应用。

## CANopen 协议

### CANopen 的发展

20 世纪 80 年代, 由于汽车行业的需要而出现了 CAN-bus。CAN-bus 只定义了 OSI 通信模型中的第一层(物理层)和第二层(数据链路层), 而没有定义应用层, 因此各个厂商都可以定义自己的应用层协议, 这样不利于工业的发展。为了统一标准, 在 CAN-bus 的应用层相继出现了 CANopen、DeviceNet、J1939 等应用层协议。

CANopen 协议是在 20 世纪 90 年代末由 CIA (CAN-in-Automation) 组织在 CAL (CAN Application Layer) 的基础上发展而来的, 一经推广便在欧洲得到了广泛的承认。经过对 CANopen 协议规范文本的几次修改, 使得 CANopen 协议在稳定性、实时性、抗干扰性上都得到了提高, 并且 CIA 不断地在各个行业推出标准

协议描述文本, 使得 CANopen 在各个行业中更快速地发展与推广。

### 对象字典 OD

CANopen 协议最核心的概念就是对象字典 (Object Dictionary), 整个设备的功能都是通过对对象字典来描述的。在一个特定的 CANopen 设备中必须拥有通信参数描述区 (0x1000~0x1FFF)

和设备功能描述区 (0x2000~0x5FFF 或 0x6000~0x9FFF), 其他的区域仅仅表示数据类型。

对象字典分为主索引 (16 位) 与子索引 (8 位), 通过电子数据表格 (EDS) 来描述。设备子协议为对象字典中的每个对象描述了它的功能、名字、索引和子索引、数据类型以及这个对象是必需的还是可选的, 这个对象是只读、只写或者可读写等。

### CANopen 通信

CANopen 协议定义了四种通信对象, 分别为管理报文对象、服务数据对象 SDO (Service Data Object)、过程数据对象 PDO (Process Data Object)、预定义报文或者特殊功能对象。

一个 CANopen 设备必须支持一定数量的网络管理服务 (管理报文,

administrative messages), 需要至少一个 SDO, 每个生产或消费过程数据的设备需要至少一个 PDO, 所有其它的通信对象是可选的。一个 CANopen 设备中 CAN-bus 通信接口、对象字典和应用程序之间的联系如图 1 所示。

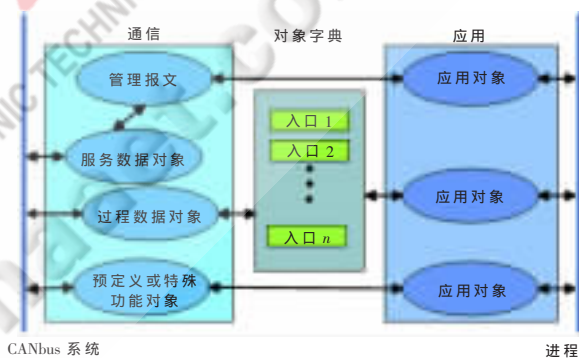


图 1 CANopen 通信过程

### CANopen 节点开发

主节点与从节之间的主要区别在于主节点具有管理报文 (NMT) 以及服务数据客户端 (client) 等功能, 有了这些功能, 主节点就可以管理 CANopen 网络。对于开发主节点和从节点设备来说有着较大的区别, 主节点主要负责整个网络的管理并且能加载所有节点的 EDS 文件, 例如主节点可以管理任意一个从节点进入特定的工作状态、配置从节点参数、完成与从节点的数据交换等功能。从网络结构来说从节点属于被动设备, 受主站管理, 从节点只需要支持 PDO、SDO 服务器、预定义或特殊功能对象。

### CANopen 组网通信

在一个完整的 CANopen 网络中



可有两种组网方式。

(1)CANopen 网络中, 需要一个 CANopen 主节点设备和至少一个 CANopen 从节点设备;

(2)CANopen 网络中, 至少需要两个 CANopen 从节点, 由于 CANopen 可以支持点对点的工作方式, 即对 CANopen 从节点配置正确的情况下, CANopen 网络中没有主节点, 从节点与从节点之间也能够建立通信并完成实时数据的交换过程。

对于第一种组网方式需要一个 CANopen 主站, 现阶段能提供的 CANopen 主站有很多种可以选择, 例如工业电脑、PLC、工控主机等。主站的开发方式可以选择带 CANopen API 函数的主站卡、带 OPC 服务器的主站卡或者带 CANopen 主节点的 PLC, 如图 2 所示。

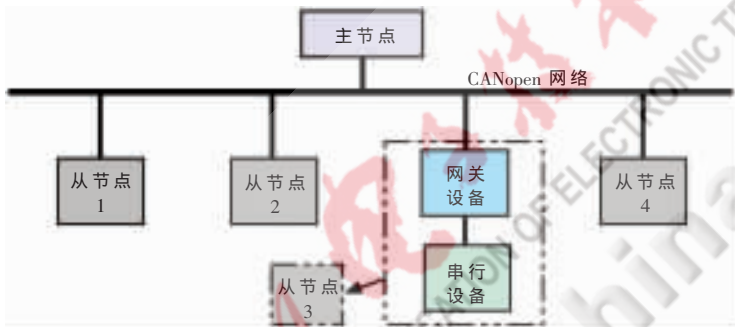


图 2 CANopen 网络中接入串行设备

## CANopen 节点设计

对于一个现有的 CANopen 网络, 由于功能上的需求, 需要把不具有 CANopen 协议的串行设备(如 RS232/RS485 等设备)添加到 CANopen 网络, 这种情况下就需要用到网关设备(不同协议的转换设备), 其联网示意图如图 2 所示。

### 从节点设计

设计 CANopen 从节点的方案非常多, 例如 51MCU+SJA1000+CTM8251T(PCA8251T)、LPC2119+CTM8251T、FPGA+SJA1000+CTM8251T 等方案。如果用户所设计的 CANopen 从节点设备功能相对简单, 可选用价格较便宜的 51 单片机的方案。如果用户设计的 CANopen 从节点的功

能比较复杂, 代码可能占有大量的 CODE 和 RAM 空间, 因此建议选择 LPC2119 方案。如果要求设备运行速度快, 则可选 FPGA 方案。这些节点的设计方案中都需要对 CANopen 协议有深入的了解, 并编写出符合 CANopen 协议标准的代码。

为了简化 CANopen 从节点的设计, 用户可以选择由广州致远电子有限公司所生产的 CANopen 从站模块, 该模块支持用户二次开发, 并且已经固化了 CANopen 从节点的核心代码(符合 CANopen 规范标准), 提供 API 函数供用户使用, 可使从节点的性能更加稳定、开发速度更快、使用更方便。

### 主节点设计

在 CANopen 主节点的设计中, 因为主节点需要管理最多 127 个的

用户可根据实际情况进行方案选择, 用最少的时间和费用完成最稳定的主节点, 实现用户的最佳选择。

### 节点抗干扰设计

ESD 脉冲、电源瞬变、总线浪涌等现象是影响网络通信、损坏设备的主要原因。设计 CAN-bus 电路时, 可以选择微型封装的专用 ESD 保护元件 PESDxCAN, 以对抗 ESD 及其他电压突变脉冲。可以安装 CAN-bus 共模扼流圈 BZ82793, 以确保设备的电磁兼容性, 抑制耦合干扰。同时, 外置 CAN-bus 总线防雷器可以降低雷电、大电流浪涌对野外安装设备的损坏几率。

## CANopen 在纺织机械中的应用

改革开放 30 年来, 国内针织行业迅猛发展, 传统的手摇横机已经无法满足复杂花型编制的要求, 也无法提高生产效率。全自动电脑横机是国内毛衫企业发展壮大的必然趋势。它可以大大提高生产效率, 保证产品质量。

由于 CANopen 协议的独特优势, 非常适合作为纺织机械的通信协议, 可参考 CANopen 标准协议描述文本 DS414。NetEPC-8900 集成了 CANopen 协议主站函数库, 能实现管理多达 127 个节点的 CANopen 网络, TinyARM 模块带有 CANopen 从节点的函数库, 可实现绝大部分工业控制要求。应用 CANopen 协议构成的 CAN-bus 网络可使整个系统全自动工作, 无需人工参与, 可以大大减少企业人力资源成本, 提高生产效率, 保证产品质量。其方案如图 3 所示。

基于 NetEPC-8900 的全自动电脑横机采用广州致远电子有限公司生产的 NetEPC-8900 为控制主机, 通过 CANopen 网络连接 CANopen 节点(TinyARM T23 系列)来实现。工作人员在监控服务器上生成需要生产服饰的花型文件; 通过以太网下载到 NetEPC-8900 上; NetEPC-8900

从节点, 所以对于主站的硬件资源要求较高, 主节点的设计通常有以下几种方案。

(1)工业电脑+PCI CANopen 主站卡, 这种方案简单方便, 可通过主站卡提供的 API 函数或 OPC 服务器轻松完成主站的设计或组态;

(2)嵌入式工控主机(WinCE 或 linux), 这种方案也可以利用供应商提供的 CANopen 主站函数库或 CANopen 主站卡来实现 CANopen 主节点功能;

(3)PLC(CANopen 主节点), 这种方案对用户来说也是比较简单的方案, 只需要用户对 PLC 进行编程, 可以完成 CANopen 主节点的组态应用, 但费用较高。



解析花型文件后, 通过 CANopen 节点(TinyARM T23 系列)的 PWM 信号控制摇床电机工作, 通过 CANopen 节点(TinyARM T23 系列)的 I/O 信号控制选针器工作, 通过 CANopen 节点(TinyARM T23 系列)的 D/A 信号控制卷布电机和压针电机工作; 通过 CANopen 节点(TinyARM T23 系列)控制纱嘴三角系统动作。NetEPC-8900 通过连接 LCD 显示器指示横机当前的状态信息。工作人员也可以通过监控服务监控生产的衣服产量。

现阶段的中国在工业领域与欧洲、美国等其他先进国家存在较大的差距。CANopen 作为先进的通信协议在欧洲等其他的发达国家都已得到了广泛应用, 在中国的推广与应用还处于起步阶段, 在我国正大力发展工业的时代, CANopen 有着重大的发展前景与机遇。

广州致远电子有限公司提供 CANopen 主站卡、CANopen 数据采集模块、CANopen 协议网关等产

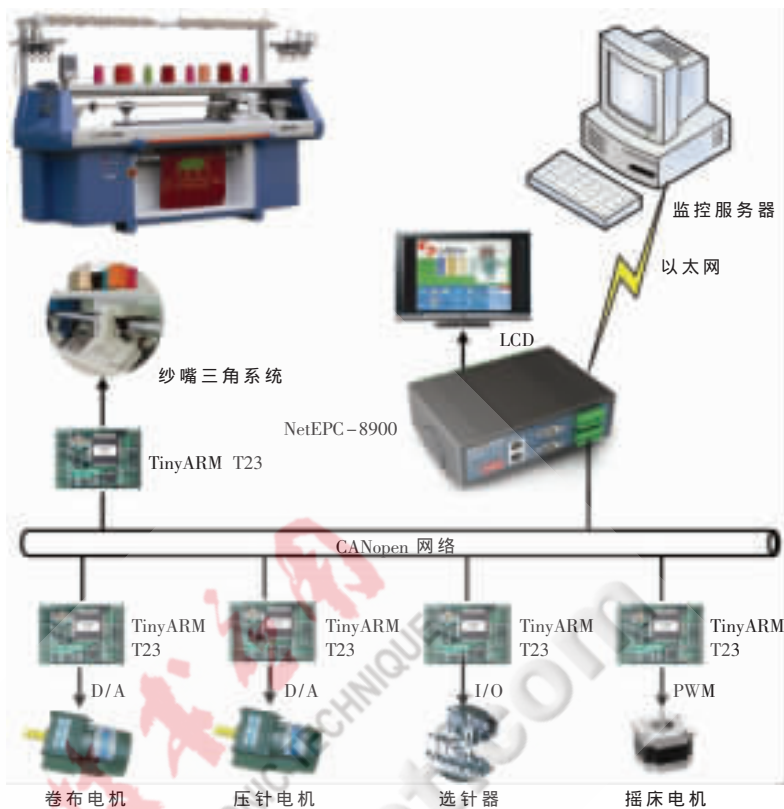


图 3 基于 NetEPC-8900 的全自动电脑横机

品, 并提供 CANopen 软件支持与网络服务等。(收稿日期: 2009-03-20)





# 研祥产品 COM-1812LDNA

## 在石油管道安全预警系统中的应用

研祥集团 王霞

石油管道安全预警系统是利用与管道同沟敷设的通信光缆作为分布式土壤振动检测传感器,长距离连续实时监测油气管道沿线的土壤振动情况,在管道沿线 5 m 范围内形成保护带,采用系统独有的管道破坏事件专家数据库和神经网络分析技术,对可能危害管道安全的动土事件(如机械施工和打孔盗油等破坏事件)或场站设施的入侵事件进行预警,并准确定位,以便维抢修人员进行处理。预警主要包括对油、气、液体管线的外界破坏进行预警;对同沟敷设的用于数据采集的通信系统光缆的外界破坏进行预警;在管线全程范围内进行实时监控监听;对由洪水冲刷、山体滑坡等造成的光缆振动进行报警;对非法和未经授权的管道开挖进行预警。

### 系统构成

石油管道安全预警系统由预警单元(FU)、预警管理终端(FST)、区域监控中心(DMC)等组成。系统框图如图 1 所示。FU 是预警系统的基本单元,安装在管线阀室、泵站或分输站,采集管道沿线的土壤振动信号,并上传到 FST。FST 是预警系统的管理终端,接收 FU 的运行数据和预警信息,分析处理后显示告警信息,并将数据上传到 DMC。DMC 是预警系统的管理中心,监控预警区域的安全情况。系统中的每一个 FU 都采用一个主控模块主板,要求 CPU 可以执行多个任务、处理流式数据、支持更高的存储和 I/O 带宽,主板尺

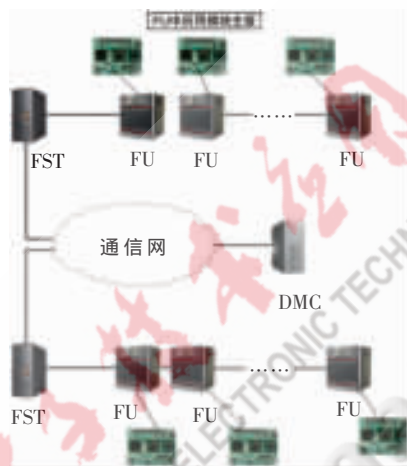


图 1 系统组成框图

寸小巧、无风扇设计,支持 PCI-E 总线扩展,可以进行高速信号采集。研祥基于该系统上述特点开发了 COM-1812LDNA 主板并搭配客户自己开发的载板使用。

### COM-1812LDNA 主板

此系统所用到的 COM-1812LDNA 主板具有以下特性:

- (1) Intel Core 2 Duo L7500 低功耗处理器;
- (2) Intel GM965+ICH8M-E 芯片组;
- (3) 支持 PCI-E×16, PCI-E×4, PCI-E×1;
- (4) 2 个 10/100/1000 M 以太网控制器;
- (5) 3 个 SATAII 硬盘接口,支持 RAID 0/1;
- (6) 工作温度: -20℃~+60℃;
- (7) 主板 5 V、12 V 供电;
- (8) 4 路 I/O 输入, 4 路 I/O 输出;
- (9) 操作系统为 Windows XP 裁剪系统。

### 系统优势

- (1) 实现高速信号的采集: COM-Express 模块支持新一代的 PCI Express 总线,以满足不同系统设备对

数据传输带宽的不同需求。例如, PCI Express X1 支持双向数据传输,每向数据传输带宽 250 MB/s; PCI Express X16 每向数据传输带宽高达 4 GB/s,双向数据传输带宽有 8 GB/s 之多。此外, PCI Express 还支持高阶电源管理,支持热插拔,并可为优先传输数据进行带宽优化等特点。

(2) 加快了系统集成的速度: 采用 COM-Express 解决方案,不需变更载板及外壳的机构设计,客户只要更换新的 COM CPU 模块,即可推出不同 CPU 等级的新产品来适应新的管道安全预警系统。这种产品更新的方式大幅减低了设计新系统的时程,大幅降低了新系统设计的难度,加快了系统集成的速度。

(3) 提升了系统稳定度: 载板与外部机构是同步进行的整体设计,许多主板与接口连接的电缆线在载板设计时已经用电路板取代,因此大幅减少了内部连接的电缆线,提高了系统的稳定度。

(4) 满足客户特制化的需求: 采用 COM-Express 架构,客户只需根据核心主板进行模块化设计,开发具有不同功能接口的载板,更加适合客户需求。

(5) 降低了系统设计的成本: 采用 COM-Express 解决方案,客户设计新系统时不需变更底板及外壳的机构设计,只更换 COM CPU 模块便可产生新系统,如此可大幅降低项目费用,使客户的新系统更具价格竞争力。(收稿日期: 2009-03-20)



# 工控机行业的现状及技术发展趋势

朱 辉

(北京康拓科技开发总公司, 北京 100190)

**摘 要:** 金融危机席卷全球,在危机冲击之下,工控机行业现状如何,技术发展方向怎样,文章就这两个问题进行了深入剖析和具体阐述。

**关键词:** 工控机;发展趋势;总线

工控机即工业控制计算机,英文简称 IPC(Industrial Personal Computer),是一种采用总线结构,对生产过程及机电设备、工艺装备进行检测与控制的工具总称。工控机具有重要的计算机属性和特征,如具有计算机 CPU、硬盘、内存、外设及接口,并有操作系统、控制网络和协议、计算能力、友好的人机界面。

工控机是计算机技术与自动控制技术结合的产物,不仅是计算机的重要门类,而且是实现工业自动化,实现优质、高产、低耗,提高工业企业经济效益的重要技术手段。发展工控机对实现工业现代化、促进产业信息化和振兴经济有重要意义。本文从工控机市场、金融危机影响等方面深入剖析其行业现状,阐述了工控机技术发展趋势。

## 工控机行业的现状

### 工控机市场分布

目前国内的工控机供应渠道主要来源于中国台湾及内地的厂商,国外的产品(例如 RADISYS、ROCKWELL、INTEL 等)经过几年的市场拼杀后,由于成本高、价格高、服务难,现已完全退出国内市场。目前,国内的 IT 业研发、加工技术力量不断提

升;各类芯片和各类器件、生产设备在国际市场基本可平等选购;软件资源的可移植性可节省大量的人力、物力。在这些有利条件下,国内一些厂商抓住机会快速崛起,利用本土综合竞争优势逐步将国外品牌挤出国内工控市场。某些企业以每年超过 100%的资产增长速度,鼎立于国内的工控市场,而且已成功打入国际工控市场。现国内市场主要工控机厂商有台湾的研华、磐仪、大众和大陆的研祥、华北、康拓等。

研祥等单位 IPC 产品的发展势头强劲;盛博的嵌入式产品已经进入国际市场,成为西门子、阿尔斯通等欧洲公司的配套产品;航天测控公司的 VXI、PXI 产品已成为国防工业中地面测控产品;康拓公司的新一代 CompactPCI、PXI 系列产品也开发成功,并成功地推出了基于 APCI、PXI 总线产品的 KT8000 自动测试平台,引领了航天器地面测控的新潮流。在我国台湾的同行中,除了研华、磐仪等之外,凌华科技集团的 CompactPCI、PXI 系列产品也频频出现在市场中。

工控行业的产品和技术非常特殊,属于中间产品,是为其他各行业

提供可靠、嵌入式、智能化的工业计算机。随着社会信息的不断深入,关键性行业的关键任务将越来越多地依靠工控机,而以 IPC 为基础的低成本工业控制自动化正在成为主流,本土工控机厂商所受到的重视程度也越来越高。随着电力、冶金、石化、环保、交通、建筑等行业的迅速发展,从数字家庭用的机顶盒、数字电视,到银行柜员机、高速公路收费系统、加油站管理、制造业生产线控制,金融、政府、国防等行业信息化需求不断增加,对工控机的需求很大,工控机市场发展前景十分广阔。

近年来,国际上 FCS、DCS、PLC、IPC、NC 以及各类嵌入式控制装置正处在快速发展之中,市场规模以每年 10%~15%的速度增长,而我国的发展速度更居于世界前列,目前我国工控机的市场规模约 200 亿元。

### 世界金融危机

#### 对工控机行业的影响

从 2007 年 2 月次贷危机开始的第一波,到始于 2008 年 9 月的次贷危机深化,金融危机开始向实体经济转移,经济衰退的迹象出现第二波,危机在不断加深。如果说金融危机第一波冲击的是房地产、金融行业或者虚拟经济,对我国工控机行业影响不大,可以置身事外的话,第二波的到来则将金融危机转化为经济危机,其冲击向实体经济展开,各实体行业或多或少都受到了影响,工控机行业也无法独善其身了。

首先,由于生产要素和资源价



格的大幅上涨使得位居上游的原厂商成本大增,因而也就不可能支持其采取通过适度的让利优惠以增加或维持市场占有率的策略,甚至,原厂商将会通过不断提高供货价格以减少其自身销售利润的损失或至少维持原有利润不会下降,同时位居下游的最终客户也因为同样的原因被迫降价销售,这样,就把中间的利润空间及生存空间挤得所剩无几。

其次,宏观调控带来的紧缩货币政策导致了市场资金供给量的大幅下降和资金成本的大幅飙升,这已经不单单是挤压企业利润空间的问题,更加上升到了危及企业生存安全的高度。相当数量的希望在此环节中生存下来的制造企业都不得不想办法压缩应收账款,适量扩大应付账款。最重要的是,随着全球通胀而来的全球经济衰退初现端倪,相应地全球消费也都出现了较为明显的抑制,而这些都大大加剧了生产制造企业的生存困境,呈现的现象就是由于销售路径的变窄变细带来了道路堵塞的状况,于是竞争进一步加剧。在这样的大环境下,加之近些年中国经济学界总结出来的有中国特色的“饿狼现象”的普遍存在,工控行业也就不可避免地陷入了同质化的恶劣竞争状态之中。

工控机行业服务于纺织、建筑、汽车、造船、印刷、石化等多个行业,随着这些行业在金融危机中受到波及,工控机行业也或多或少受到了影响。

## 工控机行业 技术发展趋势

### PC 技术推动了 工控机技术的发展

工控机是嵌入在工业系统内部,在工业极端环境里能够连续长期稳定可靠工作的工业型计算机。随着 Intel CPU 和 Microsoft DOS/WINDOWS 架构演变成事实上的标准,ISA/PCI 总线加固型工业 PC (IPC) 开始向工业领域渗透。IPC 虽然经过了工业化改造(如取消了大母板,采用无源

背板、插卡式模板,工业电源,全钢密封机箱微正压散热,温度自动检测和调整等),但其本质上仍然不是工业型 PC,不能从根本上解决大母板水平放置、抗震动冲击能力差、元器件失效率高、平均修复时间(MTTR)长、维护困难等问题,难以满足工业控制任务的苛刻要求。为了满足市场对工业型计算机的要求,除了 VME 总线工控机外,产生了一系列基于 PC 的、与 ISA/PCI 总线标准兼容的嵌入式工控机,其中比较有代表性的是 CompactPCI/PXI 总线、AT96 总线、STD 总线和 STD32 总线工业控制机。

### 各种总线工控机 向高性能、高可靠方向发展

STD 总线工控机采用单片计算机(Computer-on-a-chip)技术,可以继续提升“ALL-IN-ONE”CPU 板的性能,而不受小板尺寸限制。在 386 档次上,MCG、Systek、Winsystems 和北京康拓等公司都推出了 386EX “ALL-IN-ONE”CPU 板。目前,STD 总线工控机已经升级到 486DX,可以满足大多数应用要求。1990 年 9 月,STD32 MG 公布 STD32 规范 1.0 版。STD32 具有 32 bit 数据宽度,32 bit 寻址能力,是工业型的高端计算机。STD32 总线兼容 STD-80 规范,产品可以互操作。STD32 总线在保留简单控制总线特点的同时,采用了今天的先进技术设计 OEM 产品,如 80486 和 Pentium 系列处理器技术。

VME(Versa Model Eurocard)总线是由 Motorola 公司 1981 年推出的第一代 32 位工业开放标准总线,其主要特点是其信号线模仿 Motorola 公司生产的 68000 系列单片机信号线,由于其应用的广泛性被 IEEE 收为标准,即 IEEE 1014-1987,其标准文件为 VMEbus specification Rev C.1。1995 年,VME 总线的新一代架构 VME64 脱颖而出。相对于传统的 VME 系统,VME64 加大了传输带宽,拓展了地址空间并方便了板

卡插拔。它将 6U 板的数据线宽和地址范围扩展到了 64 bit,给 3U 板提供了 32 bit 和 40 bit 地址模块,传输带宽达到了 80 Mb/s,增加了总线锁定周期,增加了第一插槽探测功能,加入了对热插拔的支持。VME64 扩展集是 1997 通过的新标准,它又被称为 VME64x。它增加了一个 160 管脚连接器系列(按 5 行排列),还在 P1/J1 和 P2/J2 之间加入了一个 P0/J0 连接器,另外新增设了一个 3.3 V 电源管脚。该系统新增的两个边缘总线循环则把数据速率提高到 160 Mb/s。此外,还增加了 EMC 前置面板和 ESD 功能。VME320 最大的改进是采用了星型互连的方法来达到数据传输加速的目的。它采用了一种叫做 2eSST 的协议,这是一种信源同步传输协议,可将理论数据速率提高到 320 Mb/s。SBS 公司推出的 VXS 标准和 VITA(VME 国际贸易协会)开发的 VPX 标准。VXS 为引用交换结构创造了条件,而 VPX 则将开关结构信号速率提升到了 6.25 Gb/s。与此同时,许多 VME 总线背板开始使用 PMC(PCI Mezzanine Card)插槽,以便能直接使用 PCI 板卡。制造商们还吸取了 PCI 板卡的构造因素,以使 VME 板卡跟上行业的步伐。

PCI-Express 是最新的总线和接口标准,它原来的名称为“3GIO”,是由 Intel 提出的。很明显英特尔的意思是它代表着下一代 I/O 接口标准。认证发布后改名为“PCI-Express”。这个新标准将全面取代现行的 PCI 和 AGP,最终实现总线标准的统一。它的主要优势就是数据传输速率高,目前最高可达到 10 GB/s,而且还有相当大的发展潜力。PCI Express 也有多种规格,从 PCI Express 1X 到 PCI Express 16X,能满足现在和将来一定时间内出现的低速设备和高速设备的需求。当然,要实现全面取代 PCI 和 AGP 也需要一个相当长的过程,就像当初 PCI 取代 ISA 一样,都会有个过渡的过程。



## CompactPCI/PXI 总线 有替代 VME/VXI 总线趋势

VME/VXI 总线继续在军事设备和大型测试系统方面占有一定的市场份额,但已经受到 CompactPCI/PXI 产品的强有力冲击。标准 AT96 总线工控机在军事装备和工业现场得到进一步应用。随着 CompactPCI 总线冗余设计技术、热插拔技术、自诊断技术的成熟,构造高可用性系统的简化,CompactPCI/PXI 总线工控机技术将得到迅速普及和广泛应用,成为国内继 STD 总线工控机、IPC 工控机之后最具普及前景的新一代高性能工控机。

## 加固性 ISA/PCI 总线工控机 仍然占有一定的市场份额

现在工业控制机已经发生了很大的变化,过去专用的封闭式的架构迅速被 PC 技术的开放式架构所取代,其中最重要的原因之一就是软件的兼容性。工业控制机用户过去和现在都希望使用与所熟悉的桌面 PC 机相同的操作系统和开发工具,这就导致了开放式桌面 PC 在工业环境中的直接应用。然而,桌面 PC

机技术是面向商用机市场的,而不是相对比较小的工业计算机市场,它不具备工业级性能。由桌面 PC 技术衍生的 ISA 总线加固型计算机在工业上得到了相当广泛的应用。

1992 年 6 月,Intel 公司开发了快速的开放式 PCI 总线规范,作为局部和低层次的内部处理器总线。在两年之内几乎每个处理器制造商都将 PCI 作为计算机内部芯片级互连总线,而且自然地发展成了板级互连总线。1995 年 6 月 PCI SIG 正式公布了 PCI 局部总线规范 2.1 版,同时 PICMG 推出了第一个标准 PCI/ISA 无源背板总线标准,这样,加固型 PCI/ISA 总线工控机问世了。目前,PCI/ISA 工控机主要制造商有:Texas Microsystems、Teknor Industrial Computers、Industrial Computer Source、Trenton Terminals、I-Bus 以及研华(ADVANTEC)、磐仪(Arbor)、大众、北京康拓等公司。

虽然加固型工控机对基于大母板的桌面机进行了工业化改造,但其背板技术仍然存在许多缺点:不良的热设计、不良的连接方式、不标准的模板尺寸等。虽然可维护性和可靠性得到了改进,但仍然不能满

足工业控制要求。目前 PCI/ISA 工控机主要做控制系统的检测和管理机使用。

## 工控机向绿色环保发展

研祥智能股份推出了绿色健康工控机,以其朴素别致的外观,优越的防辐射、防电磁干扰、防震动性能,在业内刮起一阵绿色健康的旋风。

绿色工控机从主板到配套的机箱在内的每一个细节上精心设计,从电路设计、PCB CAD 设计、BIOS 功能到机构设计等软、硬件各方面都充分考虑可靠性、防电磁辐射、抗电磁干扰、防震动、电磁兼容、节能、静音、抗菌、环保等。在工控机个性基础上,增加了工控机的人性化,包括保护使用者的健康、保护工控机的健康和保护环境,在保证工控机自身健康方面,力求达到高品质、长寿命和本身材质的无害性。

## 参考文献

- [1] 世界金融危机对工控行业的影响. 工控智能化,2009(2).
- [2] 刘鑫.CompactPCI 总线工控机技术的现状与应用[DB/OL].<http://www.eccn.com/xsj/dz020706.asp>.

(收稿日期:2009-03-11)



# KT8000 在航天测控领域的应用

王迎春

(北京康拓科技开发总公司, 北京 100190)

为了保证航天设备在实际使用过程中的高可靠性, 在航天产品生产成型后, 都要经过严密的测试。在测试过程中, 通过使用测试设备搭建测试环境, 来衡量航天产品的功能和性能是否达到预期设计。如果没有高性能的测试设备以及齐全的测试软件的支持, 就无法完成这一测试工作。

近年来, 随着我国航天事业的突飞猛进, 新型号的航天产品层出不穷。对航天产品的性能要求越来越高的同时, 对测试设备的精度、性能和可靠性等要求也越来越高。随着计算机产品性能的增强, 只要能够合理地搭建软件系统, 选择合适的软件结构以及网络结构, 以工控机为核心的测试设备的性能完全可以满足航天设备的高精度测试要求。

北京康拓工业电脑公司生产的KT8000系列自动测试平台, 是随着计算机技术、网络技术、嵌入式技术以及各种软件技术的发展而出现的。平台采用大量成熟通用的工业控制软、硬件技术, 包括信号匹配、被测对象模拟器、仿真算法、实验调度与管理、图形显示与分析、数据存储与处理等六大部分, 具有实时性、通用性、模块化的特点, 支持长时间、高速度、高精度的连续测试。

## KT8000 概述

KT8000 系列自动测试平台的主要模块分为测试计算机、调度计算

机、客户端显示计算机、数据服务器等。测试计算机完成数据采集、仿真运算、数据输出等功能; 调度计算机完成对测试计算机上运行任务的控制功能; 客户端显示计算机完成数据的图形化显示功能; 数据服务器完成数据存储功能。KT8000 系列自动测试平台的整体结构如图 1 所示。

## KT8000 系统的网络划分

在航天产品的测试过程中, 网络的数据流量非常大, 如果所有的数据都经由以一个交换机为核心的星形网络, 则有可能造成数据的阻塞。将测试网络划分为测试网和管理网, 可以有效地进行数据的分流, 提高数据传输的可靠性和效率。

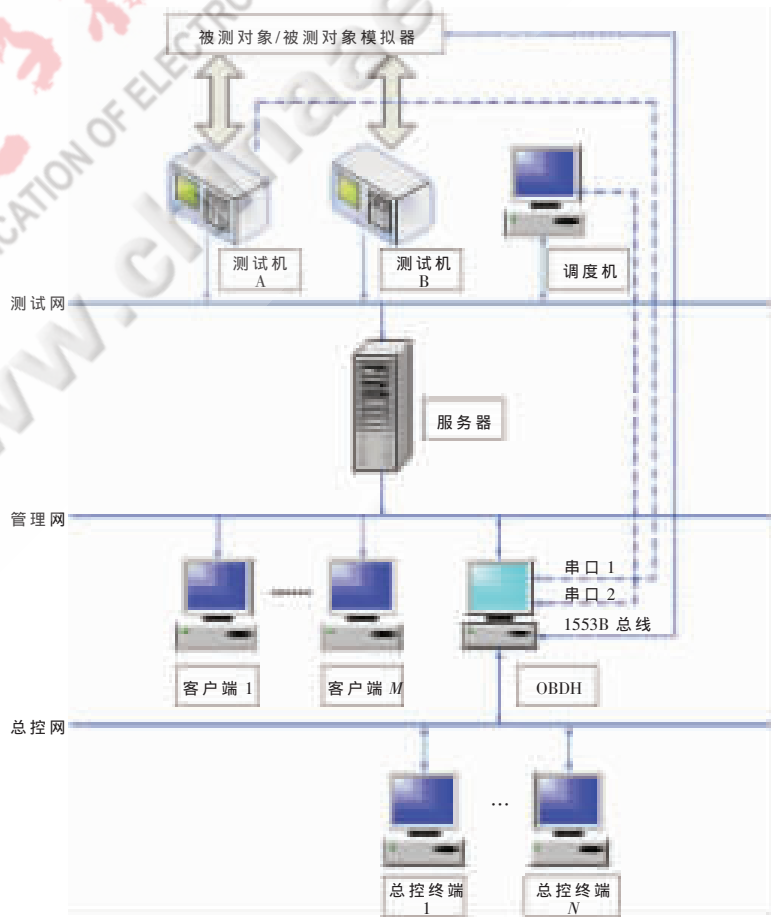


图 1 KT8000 测试平台整体结构



通过以太网,将整个测试系统网络划分为三部分。前台测试网连接了测试机、调度机和数据服务器,主要传送实时测试数据;后台管理网连接了客户端、数据服务器,主要进行实时测试数据和历史数据的传送;总控网提供了与外部控制网络连接的手段,主要传送外系统指令,在必要时可以与外系统搭建在一起进行联试。

## KT8000 系统的测试主机

### 测试主机的硬件结构

测试机是信号采集、数据采集、仿真运算的核心单元,对可靠性和稳定性要求很高。测试机采用自主研发的工业控制机,工控机采用后插针结构,保证了在搬运、振动后,测试机各板卡信号仍能与母板可靠连接。测试机采用具有 X86 架构的 CPU 板,并具有低功耗,无风扇的特点,使测试机满足了热设计要求,保证了整个系统可以长期、满负荷、可靠运行。

测试机 I/O 信号板卡采用了自主研发的通用工业高精度 I/O 板,保证了技术的成熟性,提高了板卡的可靠性,满足了整个测试机通用化、模块化、低成本的要求。测试机配备有专用调理箱,内部有各种专用调理板卡,负责连接各种星上信号,完成了星上非标准信号与标准信号的转换。调理箱和调理板具有极好的隔离特性,使测试设备与星上设备完全隔离开,从而保证了星上设备的绝对安全。

### 测试主机的软件结构

在航天产品的测试过程中,测试主机首先要保证实时性和可靠性。使用德国科维公司的 KW 软件可以很好地满足系统实时性和快速开发的要求。KW 软件的核心软件包括编程系统 (MultiProg) 和控制引擎 (ProConOS)。ProConOS 在保证实时性的前提下,提供了最小为 1 ms 的时间颗粒度。作为核心测试单元的测试机软件结构如图 2。

在测试机上运行 ProConOS 调度内核,在任务开发计算机上,通过 MultiProg 编程环境可以快速开发出

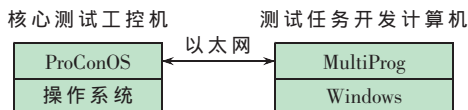


图 2 测试机软件结构

测试任务,并通过以太网下载到核心测试机上,依托 ProConOS 进行调试和运行。

### 测试任务的开发

MultiProg 是符合 IEC-61131 的编程环境,支持所有 5 种 IEC-61131-3 的编程语言。通过功能块图的方式可以方便地将仿真算法进行封装。MultiProg 的开发环境如图 3。

### 测试任务的调试

MultiProg 支持全面的调试功能,例如:变量状态、用能量流表示的地址状态、联机修改、强制/覆盖变量、断点、单步、跟踪,以及用逻辑分析器记录变量值。这种方式保证了任何时候都可以得到控制过程的一个清楚的总览。变量可以通过其上下文菜单方便地插入到逻辑分析器和监视窗口,因此可直接用于进一步的处理,如:导入或导出配方以及逻辑分析器中的数据。由系统自动启动一个 PLC 仿真程序,即可测试所产生的程序。

### 测试任务的运行环境

通过 MultiProg 编写的测试任务

在编译后,下装到测试机的 ProConOS 上运行。ProConOS IEC-61131 PLC 控制引擎基于一个标准的多任务操作系统,支持抢占式多任务调度。它通过内置的专用于不同 CPU 平台的代码生成模块,保证了最短的执行时间。经过优化编译的本地代码,使得 IEC 应用程序可以具有纳秒级的运行效率。而且,16 个优先级结构能够保证抢占式多任务调度的框架里总有足够的时间来处理控制系统与编程系统、OPC 服务器以及调试等方面的通信。

## KT8000 其他的测试单元

在测试过程中,测试的数据要能够及时地进行存储,测试人员所关心的数据要能够实时进行显示,在必要情况下,测试人员还需要及时控制测试的流程。为了满足这两个重要的功能,需要划分出调度模块、数据服务模块和客户端显示模块。

### 调度计算机

在测试过程中,为了准确地控制测试流程,需要提供一个对在线运行任务进行控制的接口。测试机上运行的 ProConOS 对任务变量提供了 OPC Server 接口,可以通过这个接口来进行任务变量的读写,从

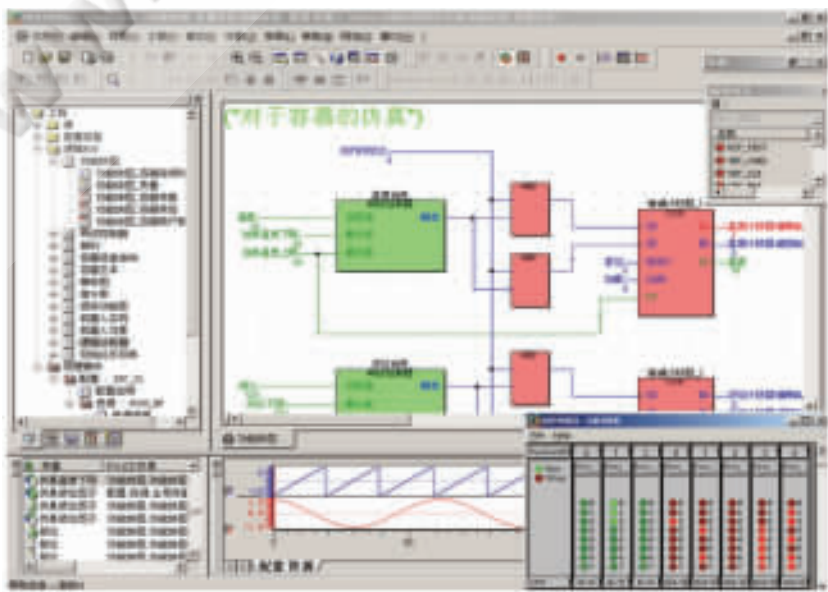


图 3 MultiProg 的开发环境



而实现测试流程的控制。

调度计算机解决了在运行过程中使用 MultiProg 进行任务控制所存在的不直观的问题。通过将任务变量转译成实际的控制名称,测试人员可以直观地进行测试任务的控制。

### 数据服务器

数据服务器介于测试网和管理网之间,使用双网卡。主要满足大量数据快速存储和查询的要求。测试设备的数据量的特点是每包数据大小不会很大,但是由于测试周期很小,最小会达到几毫秒,所以测试数据的存储会非常频繁。一般的商业数据库在频繁入库上的性能都差强人意。

为了解决这个问题,就需要

在数据服务器上进行数据的缓存,以一定周期或一定数据量分批次地进行入库保存。这样就能够极大地提高数据存储的性能,避免因数据存储造成测试系统的瓶颈。

### 客户端显示计算机

客户端显示计算机要能够及时地以表格或图像形式显示测试过程中产生的重要数据。一般是以数据表格或动态曲线的方式进行显示。在满足实时数据显示的同时,也要能够对已经存储的历史数据进行回放显示。

KT8000 系列测试平台是为了满足高可靠性、高实时性和高扩展性而设计的,在航天测控领域得到很好的应用。测试主机以工控机为核

心,配套使用符合 IEC-61131 的编程开发环境,在保证实时性和可靠性的同时兼顾了编程环境的标准化。整个系统通过以太网进行数据的高速传输,保证了数据的吞吐量和可扩展性。通过测试流程的人机控制界面,可以方便地进行测试流程的控制。在满足数据高速存储的同时,可以实时地以表格、图表等方式查看在线和离线数据。

KT8000 系列测试平台在航天测控领域的应用,只是其广阔应用的一部分。随着 KT8000 系统测试平台的进一步完善和推广,该平台在其他工业生产的测控领域拥有广阔的应用前景,并将发挥越来越大的作用。

(收稿日期:2009-03-20)

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

# 低功耗 GPRS 无线数据采集应用

## ——自来水管网压力实时监测系统

在城市建设中最重要的就是水电气工程,其中给水工程的建设尤为重要。然而自来水管线在使用过程中的监测和维护一直是令水务部门头痛的问题。这是因为自来水管网错综复杂,而且通常铺设在地下,所以时常有工程施工破坏输水管道事故的发生,或者是因水管老化不堪重压而破裂。对于这些可能出现的事故,水务部门既无法提前预警,也无法事后及时发现,造成了巨大的浪费,甚至影响交通,造成恶劣影响。

基于现实中的迫切需求,本期介绍一套城市自来水管网实时监测系统。

### 1 监控原理

在理论分析和采集大量的现场数据后我们发现,自来水管网在输送正常时,管内的水压是一个比较平稳的值。在水管破裂后,水压会迅速下降,下降程度和破裂口的出水量有关。所以可以通过实时监测管道水压,并设定一个水压下限报警和水压变化率报警来及时发现管网的异常。

### 2 通信方式

因为自来水管网分布非常广泛,如果用传统的有线通信方式来传送现场数据,则需耗费极大的人力物力来施工和维护。所以应该选择无线通信方式,而传统的数传电台存在功耗大、选址困难、不易组网、成本高等缺点。

综合考虑后我们选择了以 GPRS 为主要通信渠道,同时以短信作补充的无线通信方案,它同时具有组网方便、建设和维护成本低、通信可靠迅速等优点,是本系统的理想通信方式。

### 3 系统组成

本系统由水压传感器、现场监控及无线通信设备、监控中心服务器和数据库软件等部分组成,如图 1 所示。

#### 3.1 水压传感器

水压传感器可以使用常见的压力变送器。变送器是将物理信号或普通电信号转换为标准电信号输出或能够通过通信协议方式输出的设备,如图 2 所示。在该应用中我们可以选择输出形式为 0~5 V 电压或 4~20 mA 电流的变送器。变送器的工作电压通常有 5 V、12 V、24 V 等数种。

#### 3.2 现场监控及无线通信终端

现场终端要求能够完成从变送器读取采样结果,并把采样结果通知监控中心服务器。

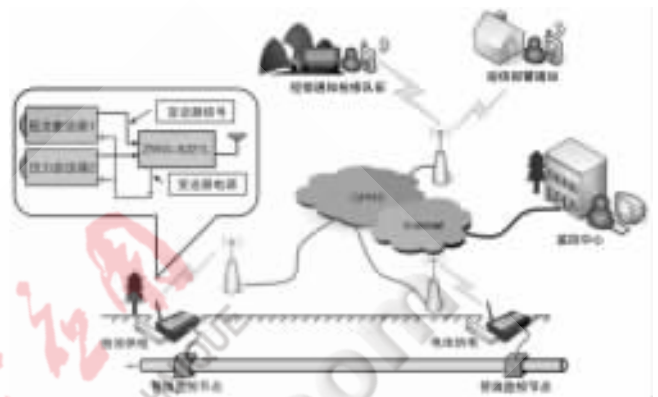


图 1 自来水输送管网监控系统组成示意图

由于终端系统位于管线的各个监测点上,通常都没有市电供应,所以需要使用电池供电。本系统的实现难点就在于现场终端系统的功耗问题。综合考虑后,用户可以接受和认可的终端工作流程是终端平时处于低功耗休眠状态,采用定时唤醒的方式采样当前水压值。如果水压正常,则按预先设定的时间间隔上线通报数据。如果水压超限,则立即启动无线通信,将警情信息通知用户。在上传完采样数据后,设备恢复低功耗的正常工作状态。



图 2 压力变送器外形

广州致远电子有限公司生产的低功耗 GPRS 无线数据采集设备 ZWG-5221L 能够同时满足低功耗运行、高精度模拟信号采集、数据智能处理以及灵活的数据上传机制。该产品外形如图 3 所示。



图 3 ZWG-5221L 设备外形

#### (1) 产品主要特性

- 两路电流/电压测量(0~20 mA 或 0~40 mA/0~5 V 或 0~10 V);
- 可缓存 300 条历史采样记录供服务器调用;
- 一路电压输出(5 V 200 mA 或 12 V 50 mA 或 24 V 20 mA);
- 低功耗设计(休眠状态<1 mA);
- 内置备用电源(在主电力失效时使用备用电池通知用户,并保证设备正常工作 2 h);

- 具有电源冗余管理功能,主电源和备用电源之间自动切换并通知用户;
- 具有设备工作温度测量功能;
- 具有实时时钟功能,对采集的数据增加时间戳,方便数据库管理和分析;
- 支持采样值上下限和变化率报警;
- 支持永远在线或正常定时上线和报警即时上线;
- 支持数据中心动态域名或 IP 地址访问;
- 支持短信报警和短信配置;
- 支持本地串口配置和远程配置;
- 单 5~7 V 供电(适合 6 V 蓄电池或 7 V 以下锂电池供电);
- 多重软硬件可靠设计,使设备安全运行。

#### (2)低功耗运行

ZWG-5221L 工作状态和电流的关系如图 4 所示。从图中可以看到设备在采样间歇的休眠状态下仅有 600  $\mu\text{A}$  的工作电流,在采样状态时仅有 15 mA 的工作电流(通常 3~5 s 完成一次采样),而这两个状态占据着终端运行时间的 95% 以上,所以整个终端系统可以依靠电池工作很长的时间(具体参数和计算方法请参阅产品说明书)。



图 4 ZWG-5221L 工作状态与电流关系示意图

同时该产品具有电压定时输出功能,可以用于外部变送器的电源供给,并可以与数据采集灵活配合。实现采集数据前输出电压,使变送器预热,在采集结束后切断输出,使变送器掉电,以节约能源。

#### (3)高精度模拟量采集

ZWG-5221L 具有电流(0~20 mA/40 mA)和电压(0~5 V/10 V)的测量功能,均为 12 bit 精度。设备内置硬件滤波器(可提供滤波效果更好的外置滤波模块选件),还具有用户可控制滤波强度的软件滤波算法,软硬件组合处理可以让采集的数据更加真实稳定。所以该设备特别适合驳接各种变送器,包括本系统需要的压力变送器。

采集结果可以按用户的要求进行上下限判断以及变化率判断,如果超过用户预设的指标,将会触发报警事件。

#### (4)灵活的数据通信机制

ZWG-5221L 采集到的结果如果属于正常范围,它将按照用户预先设定的时间,通过 GPRS 周期性地连接远程数据中心服务器,并将数据上传。

采集结果如果属于超限值,将会触发报警事件,报警信息通过 GPRS 通知监控中心服务器。如果用户使能了短信报警功能,则同时发送报警短信至相关负责人员的手

机,方便管理人员第一时间了解到事故状况和位置。

另外,为了数据的安全可靠,用户还可以选择短信传数功能。这样如果因为网络或服务器故障而导致 GPRS 通信失败,ZWG-5221L 将启动短信功能把最新的一条数据送达指定号码。

#### 3.3 监控中心及服务器软件

监控中心的作用是接收现场终端上传的数据,并具有数据库功能,可以将各个终端的数据保存起来供以后分析使用。同时监控中心软件还应具有警情提醒的功能,当终端设备出现警情时,要能提醒工作人员紧急处理。

ZWG-5221L 作为 TCP 客户端会主动访问位于监控中心的 TCP 服务器,服务器有多种架设方案,比较经济和可靠的方案是采用固定 IP 上网的方式,终端设备访问该固定 IP 即可连接上服务器。

ZWG-5221L 设备还提供了上位机驱动库函数和众多开发平台的示例程序,用户可以基于这些资源轻松编写出具有自己特色的监控中心软件。

#### 4 终端安装要点


终端通常是在户外无人值守的环境下工作,而且因为要靠近输送管线安装,所以通常是安装在维护井中。维护井环境比较恶劣,建议用户将 ZWG-5221L、电池和压力变送器集中安装在防水箱中,再将防水箱安装在现场,如图 5 所示。



图 5 终端设备现场安装示意图

该系统在多个城市投入使用后,经过长时间的运行,系统稳定可靠,取得了满意的效果。该系统方案同样适用于其他管网监控领域,如污水管道、石油管道、天然气管道等。

通过选择不同类型的变送器,该系统几乎可以胜任各种低功耗远程无线智能监控领域的要求。

 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)22644386

销售电话:(020)28872342 28872450

电子邮箱:wireless@embedcontrol.com

## 飞思卡尔 i.MX35 系列为 工业和消费市场带来高性价比解决方案

飞思卡尔半导体公司

由于工业及消费电子应用的图形内容日益复杂，与计算的联系也更为密切，因此嵌入式开发商需要选用高性价比的处理器解决方案来提供出众的多媒体功能。飞思卡尔最新推出的两款高集成的 i.MX35 多媒体应用处理器面向工业和消费市场，可实现高性能、连接性和图形处理的强大功能，使开发人员能够在更低的价格和能耗下，将系统设计性能提升到更高的级别。

飞思卡尔引脚兼容的 i.MX353 和 i.MX357 应用处理器优化并用于计算密集型工业和消费电子应用，将 ARM1136JF-S™ 内核与 OpenVG 图形引擎、高性价比的 DDR2 内存支持和系列连接接口集成到一起。i.MX353 处理器目标锁定基于显示屏的高性价比系统，而 i.MX357 则集成一款 OpenVG 1.1 兼容的图形处理单元，来满足需要高级用户接口和高级别图形功能（如字型描绘）的应用。

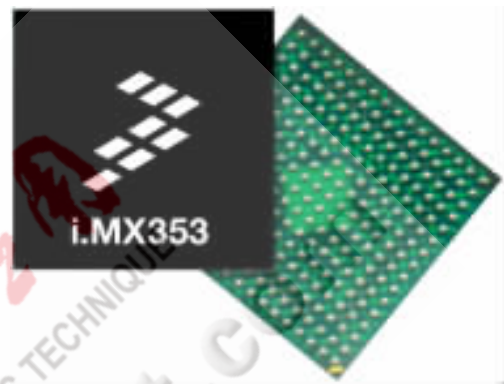
飞思卡尔 i.MX353 和 i.MX357 处理器适合大量工业应用，如工厂自动化、楼宇控制及集成复杂人机界面接口（HMI）的 HVAC 系统。此外，这些器件还提供理想的多媒体功能，适合个人导航设备（PND）、电子书及需要图形用户显示的其他便携消费电子应用。

i.MX35 处理器先进的 ARM1136 内核实时运行频率高达 532 MHz，并且内含矢量浮点协处理器、多级别高速缓存系统和基于 RISC 的 DMA 控制器，从而在不损失功耗性能的情况下提供高级别的性能。

### 系列存储器 and 连接选项

飞思卡尔 i.MX353 和 i.MX357 多媒体应用处理器支持大量外部存储器，如 SDRAM、Mobile DDR/DDR2、SLC 和 MLC NAND Flash、NOR Flash 和 SRAM 等。NAND 支持高性价比的存储器选件（如 DDR2 和 MLC 闪存），这有助于降低成本，并为开发人员带来更多设计上的灵活性。

i.MX35 处理器系列新增的两款产品都封装了符合行业标准的连接选件（例如 CAN 总线和快速以太网接口），为工业应用提供高带宽的数据传输。该处理器还包括带集成 PHY 的 2 个 USB 端口，2 个 MMC/SD/SDIO 端口和 1 个用于外部无线模块的 CE-ATA/SDIO 端口。

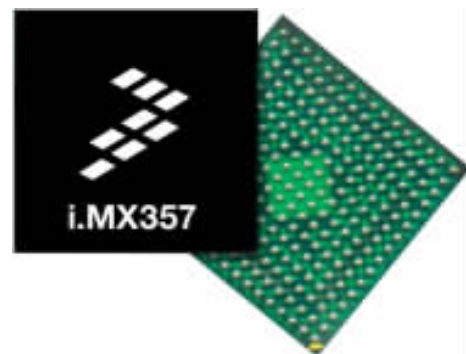


### 先进的多媒体功能

i.MX353 和 i.MX357 处理器包含集成的图像处理单元（IPU）。它包含专用的摄像头接口和 LCD 控制器，支持并优化了 24 位 WVGA 显示屏。另外它还提供先进的图像处理和显示屏管理任务，如取消拦截、去振铃、色彩空间转换、独立的水平/垂直尺寸设置，混合图形层和视屏层等。该图像处理单元配有强大的控制和同步化功能，以便在最大限度地减少 ARM11 CPU 干预的情况下依然能够执行任务。

目前有一款 OpenVG 1.1 硬件加速器能够提供流畅的文本视觉结构，满足包含丰富向量和光栅图形内容的工业和消费电子接口的需求。OpenVG 内核则提供 Adobe® Flash 本地加速，其优势包括：

- Adobe® Flash 动画提供增强的 Web 浏览体验；
- Adobe 动画自动转换成能在 i.MX35 处理器上运行的 C 代码，此时不需要手工编码，因而缩短了上市时间。



## 产品开发支持

i.MX35 多媒体应用处理器享有来自众多全球合作伙伴所提供的开发板和软件解决方案支持。该生态系统为嵌入式开发人员提供多种选项,使其能够按照自己的开发需求选择适当的工具箱。Linux 和 Windows® CE 嵌入式操作系统及 RTOS 选项的板卡支持包,现已开始面向 i.MX35 处理器提供。

## 关于飞思卡尔 i.MX 多媒体应用处理器

当前,已有数百万 i.MX 多媒体应用处理器广泛应用于消费、工业、汽车、医疗及通用嵌入式器件领域。i.MX 系列凭借片上媒体加速器、多个连接接口和封装选项,适合大量以多媒体为中心的应用。飞思卡尔 i.MX 技术包括领先的功率管理、安全性管理、数字权限管理和图像处理技术,以及 OEM 希望在移动设备上实现高性能视频、音频和 3D 游戏内容所需的大量组合功能。如需了解更多信息,请访问:[www.freescale.com/files/pr/imx.html](http://www.freescale.com/files/pr/imx.html)。

## 来自飞思卡尔合作伙伴的支持

ARM System 设计部门技术市场总监 Vincent Korstanje 表示,“新型多媒体应用处理器飞思卡尔 i.MX35

系列,为工业和消费市场提供了一款令人激动的解决方案。工业和消费市场现在以多种复杂的应用为主,因而需要先进的处理功能。在 i.MX35 系列推出之际,我们很高兴能够通过 ARM® RealView® 开发套件帮助其实现最优化的应用性能。”

“Green Hills 很高兴能够成为 i.MX353/357 活跃的生态系统合作伙伴,并且是当前 i.MX 客户值得信赖的一位软件提供商。我们发现,越来越多的工业、医疗、消费和汽车客户将更多的多媒体和人机界面软件同嵌入式连接集成起来。该功能的集成则带来了软件可靠性和安全性方面的问题。但客户使用我们免版税的 INTEGRITY RTOS 产品就能解决这些问题,并且提供不可匹敌的安全性和可靠性系列、网络通信协议及 MULTI 集成的开发工具,从而实现 ARM11 内核优化,降低软件开发周期成本和缩短开发时间。”

富昌电子全球飞思卡尔技术部门副总裁 Brian Hofen 表示,“i.MX35 系列集成帮助我们的客户能够设计出高性价比的解决方案,并同时获得富昌高级工程团队的全球支持。这些方案将广泛的工业连接、稳定的视频和图形及高性能的嵌入式处理结合在一起,并以飞思卡尔的价值、性能和可靠性为保障。”

# 基于 FPGA 的改进型 FIR 滤波器的实现\*

黄晓红, 蔡江利

(河北理工大学, 河北 唐山 063009)

**摘要:** 利用分布式算法对 FIR 滤波器的硬件实现进行了探讨, 在数乘累加的理论基础上, 对分布式算法的串行、并行和拆分查找表的 FPGA 硬件实现方法进行了研究。结合 FPGA 查找表结构, 兼顾资源及运行速度的要求, 用拆分查找表的方法设计了 16 阶 8 位常系数 FIR 滤波器, 并在 Quartus II 5.0 下进行仿真, 仿真结果验证了该算法的有效性和实时性。

**关键词:** FPGA; 分布式算法; 拆分查找表; FIR 滤波器

中图分类号: TN702

文献标识码: A

## Design of improved FIR filter based on FPGA

HUANG Xiao Hong, CAI Jiang Li

(Hebei Polytechnic University, Tangshan 063009, China)

**Abstract:** By means of Distributed Algorithm(DA), hardware design of FIR digital filter was discussed. Based on theory of data accumulation algorithm, FPGA hardware realization of parallel DA, series DA, and series-parallel DA were studied. By use of speed, resource and series-parallel DA, 16-step constants coefficients high speed FIR filter was designed, and the filter was simulated under the conditions of Quartus II 5.0. Simulation results showed that the design method has validity, real time effectiveness and feasibility.

**Key words:** FPGA; DA(Distributed Algorithm); table partitioning to yield a reduced size; FIR filter

FIR 数字滤波器在数字信号处理的过程中有很好的线性相位和稳定性, 被广泛应用于音频处理、语音处理、信息系统等各种系统中。随着现代电子技术及 EDA 技术的发展, 特别是可编程逻辑电路的发展, FIR 数字滤波器的实现将变得更具有灵活性和实时性。FIR 滤波器的实现有多种方法, 其中基于分布式算法 FIR 滤波器的 FPGA 实现采用硬件结构, 此算法的特点是运行速度快, 能较好地实现实时处理, 特别适合于高速实时的信号处理。本文提出了一种基于分布式算法改进型 FIR 滤波器的 FPGA 实现, 并设计和实现了改进型 FIR 滤波器。

### 1 FIR 数字滤波器的直接型结构

FIR 数字滤波器的输入与输出可以用下式表示:

$$y(n) = x(n) * f(n) = \sum_{k=0}^{L-1} x(n) f(n-k)$$

式中:  $N$  为滤波器的阶数(或抽头数);  $x(k)$  为第  $k$  时刻的输入样本值;  $h(k)$  为第  $k$  级抽头系数。FIR 因为其单位脉冲响应  $h(n)$  是有限长而得名, 即  $h(n)$  是一个有限长序

列, 对  $h(n)$  做 Z 变换就得到 FIR 数字滤波器的系统函数  $H(z)$ :

$$H(z) = \sum_{n=0}^{N-1} h(n)z^{-n}$$

由此可以得到 FIR 数字滤波器直接型的结构图如图 1 所示。

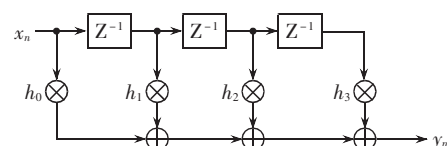


图 1 数字滤波器结构图

### 2 改进型 FIR 数字滤波器算法

#### 2.1 分布式算法的原理

分布式算法是一种重要的 FPGA 技术, 广泛应用于计算乘积和之中。除了卷积之外, 相关、DFT 计算和 RNS 反演映射等都可以转化为乘积和(sum of products)的形式。

\* 基金项目: 河北省自然科学基金资助

## (1) 无符号分布式算法

假设  $N$  项的乘积和表示为:

$$y \leq h, x \geq \sum_{n=0}^{N-1} h(n)x(n)$$

又设系数  $h(n)$  是已知的常系数,  $x(n)$  是变量, 设  $x(n)$  的表达式如下:

$$x(n) = \sum_{b=0}^{B-1} x_b(n) \times 2^b, x(n) \in [0, 1]$$

其中  $x_b(n)$  表示  $x(n)$  的第  $b$  位,  $x(n)$  是  $x$  的第  $n$  次采样, 则  $y$  又可以表示为:

$$y = \sum_{n=0}^{N-1} h(n) \times \sum_{b=0}^{B-1} x_b(n) \times 2^b$$

## (2) 有符号分布式算法

对于有符号数补码数采用补码的表示方法。需要注意的是, 在补码中, 最高有效位是用来区别正数和负数的。将采用  $(B+1)$  位表达式:

$$x(n) = -2^b \times x_B(n) + \sum_{b=0}^{B-1} x_b(n) \times 2^b$$

则  $y$  可以表示为:

$$y = \sum_{n=0}^{N-1} h_n \times [-2^b \times x_B(n) + \sum_{b=0}^{B-1} x_b(n) \times 2^b]$$

要实现有符号分布式系统, 通常采用“带有加/减控制器的累加器”实现此系统, 当  $x_b(n)$  为 0 时进行加法运算, 为 1 时进行减法运算。

## 2.2 串行分布式算法

串行分布式算法结构如图 2 所示。利用一个 LUT 实现映射, 即  $2^N$  字宽, 预先编写好程序的  $x_b = [x_b(0), x_b(1), \dots, x_b(N-1)]$  的映射, 经查找表查找后输出,  $table(b) = \sum_{N=0}^{N-1} h_n \times x_b$ ,  $N$  次查询循环后就完成了计算结果。

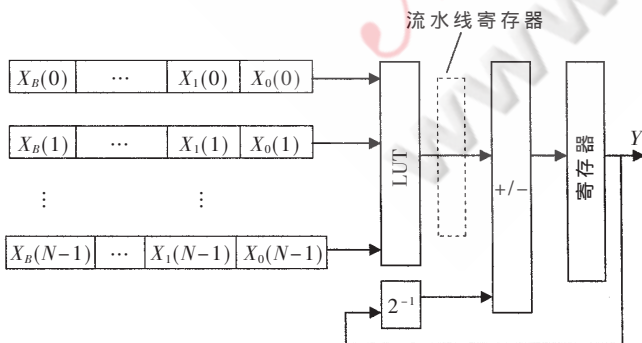


图 2 串行分布式算法结构

以三阶四位有符号的数字滤波器为例, 令滤波器的系数为  $\{-2, 1, 3\}$ , LUT 可采用基于 FPGA 的逻辑查找表或利用 FPGA 自带的 ROM 实现。用 case 表实现的核心代码如下:

```
Process (table_in)
Begin
```

Case table\_in is

```
when "000" => table_out <= 0;
when "001" => table_out <= -2;
when "010" => table_out <= 3;
when "011" => table_out <= 1;
when "100" => table_out <= 1;
when "101" => table_out <= -1;
when "110" => table_out <= 4;
when "111" => table_out <= 2;
when others => table_out <= 0;
```

end case;

end process;

## 2.3 并行分布式算法

并行分布式算法结构如图 3 所示, 图中虚线代表流水线寄存器, 输入采用逐次采样 (每次一个字)、位并行的形式。将每个数据的相同位递给 LUT, 对于输入的每一位都需要配置相应单独的表, 且表的规模不固定 (输入位宽等于滤波器抽头的数量), 但表的内容相同。且不同的位对应不同的值, 然后将从 LUT 中读取的数据经过处理后送入加法器中, 每级的加法运算都是并行的。

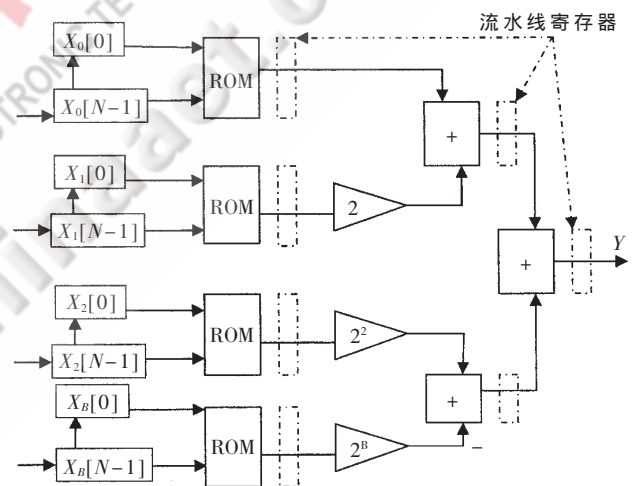


图 3 并行分布式算法结构

## 2.4 拆分查找表

并行分布式算法虽然能够有效提高系统运算的速度, 但是占用的资源太大。串行分布式算法占用的资源小, 但系统的运算速度慢。而且当  $N$  很大时, 即在 FIR 滤波器中如果阶数很高时, 作为查找表的 ROM 将很大, 例如: 假定  $N=16$ , 输入 LUT 的位宽为 16, 则 ROM 的大小为  $16 \times 2^{16}$  bit, 即 1 Gbit。  $N$  每增加一位, ROM 容量就增加一倍, 这种以 2 的幂次递增的资源占用是硬件资源不可接受的。

当系统对速度要求不太高、而滤波器的阶数很高时, 可以采用拆分表减少 ROM 容量并将结果累加。如果再加上流水线寄存器, 这个改进并没有降低速度, 却可以极大减少 LUT 的设计规模。

假设长度为  $LN$  的内积:

$$y \leq h, x \geq \sum_{n=0}^{LN-1} h[n]x[n]$$

可以用一个 DA 结构实现。将和分配到  $L$  个独立的  $N$  阶并行 DA 的 LUT 之中, 结果如下:

$$y \leq h, x \geq \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{n=0}^{N-1} h[lN+n]x[lN+n]$$

例如: 实现一个  $4N$  的 DA 设计需要 3 个次辅助加法器。而表格的规模从一个  $4N \times 2^B$  的 LUT 降低到 4 个  $N \times 2^B$  表。图 4 是拆分查找表的硬件结构图。

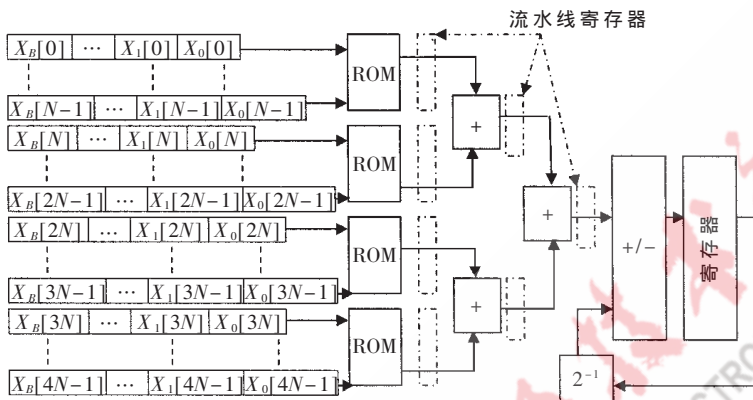


图 4 将表分割以产生简化规模的分布式算法

### 3 基于 FPGA 实现的改进型 FIR 滤波器结构性能

#### 3.1 16 阶 8 位 FIR 滤波器的实现及仿真

本设计采用 Altera 公司的 Cyclone II EP2C35F672C8 器件, 在 Quartus II 5.0 下仿真, FIR 滤波器为 16 阶, 输入数据为 8 位(最高位代表符号位)。如果采用单个查找表的面积为  $2^8 \times 16$  bit, 面积太大。采用拆分查找表的结构能减少面积, 在 Altera 公司的一系列 FPGA 中 LUT 查找表采用四输入查找表, 因此单个表可以拆分为 2 个四输入的查找表。因为设计的是线性相位滤波器, 这样单个表的面积就得到了最优化。同时单个查找表的连线是 LUT 查找表的内部连线, 减少了互联的资源 and 连线的延迟。查找表计算方法如表 1 所示。

表 1 LUT(k)(k=0、1)

LUT 输入	LUT(k) 数据计算表达式	LUT 输入	LUT(k) 数据计算表达式
0000	0	1000	$h(4k+3)$
0001	$h(4k)$	1001	$h(4k)+h(4k+3)$
0010	$h(4k+1)$	1010	$h(4k+1)+h(4k+3)$
0011	$h(4k)+h(4k+1)$	1011	$h(4k)+h(4k+1)+h(4k+3)$
0100	$h(4k+2)$	1100	$h(4k+2)+h(4k+3)$
0101	$h(4k)+h(4k+2)$	1101	$h(4k)+h(4k+2)+h(4k+3)$
0110	$h(4k+1)+h(4k+2)$	1110	$h(4k+1)+h(4k+2)+h(4k+3)$
0111	$h(4k)+h(4k+1)+h(4k+2)$	1111	$h(4k)+h(4k+1)+h(4k+2)+h(4k+3)$

设输入序列为 {99, 0, 0, 0, 70, 0, 0, 0, 99, 0, 0, 0, 70, 0, 0, 0}, 滤波器的系数为 {-12 -18 13 29 -13 -52 14 162 242 14 -52 -13 29 13 -18}。仿真结果如图 5 所示。

本设计的时钟主频可达 73.49 MHz, 占用了 236 个逻辑单元, 占整个 LC (Logic cell) 的 2%。可见拆分查找表的方式实现 FIR 滤波器速度较快, 占用的资源少。

若要实现更高阶的滤波器, 拆分查找表法的优势将更加明显。另外, 如果是线性相位的滤波器, 表的个数将能缩小一倍。本设计即为线性相位滤波器。

#### 3.2 改进型 FIR 滤波器在 FPGA 中实现的特点分析

为了分析改进型 FIR 滤波器在 FPGA 中实现的特点, 利用 VHDL 语言程序分别设计了 16 阶的串行、并行及直接型 FIR 滤波器, 并与相应的拆分查找表法 FIR 滤波器进行比较, 其各自的运行速度及占用 FPGA 资源的情况如表 2 所示。

从表 2 可以看出, 改进型滤波器与直接型相比存在两大明显的优势。一方面, 在滤波器阶数相同时, 改进型 FIR 滤波器在 FPGA 资源占用上比直接型更少; 另一方面, 系统运行的速度比直接型更快。而且, 随着滤波器阶数的增加, 这种优势更加明显。串行滤波器完成一次运算需要 8 个时钟周期, 为了把数据分为 8 个时钟周期进行计算, 采用了移位寄存器, 这样单个表的面积相当大, 从而占用了大量资源, 工作速度也受到了限制。并行分

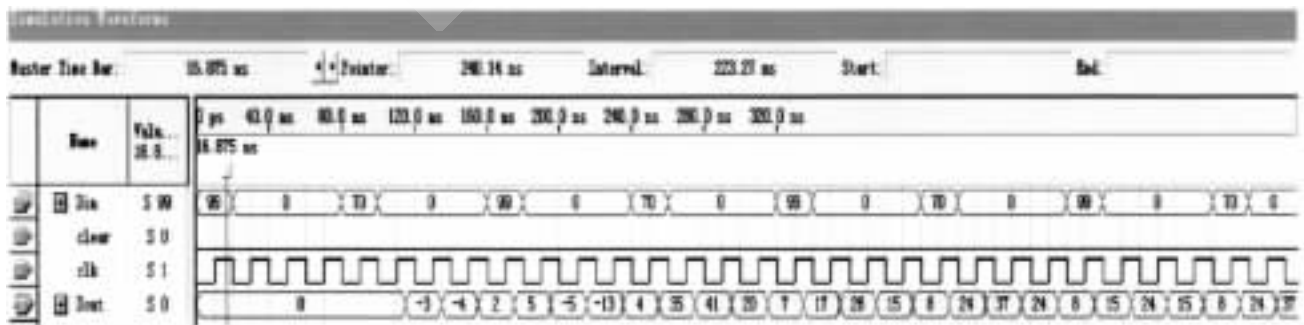


图 5 16 阶 FIR 滤波器的仿真波形

表 2 各种 FIR 滤波器资源消耗情况

FIR 滤波器	LCs	CLK/MHz	资源占用减少量/%	速度提高率/%
直接型	393	40.48	/	/
串行	298	72.45	24.17	78.98
并行	339	106.38	13.74	162.80
拆分查找表	236	73.49	39.95	81.55

布式滤波器在 1 个时钟周期完成了累加,提高了工作速度,但所用面积较大。拆分查找表法滤波器大大减少了面积,而且速度并没有降低。

本设计采用了拆分查找表方法,影响系统速度的是加法器组,可以对滤波器进一步改进,如对加法器组利

用流水线、编码等技术可以提高工作速度。

通过以上的理论分析和仿真结果表明,基于 FPGA 器件的拆分查找表 FIR 算法,占用资源少、运算速度快,在资源允许的条件下可根据实际应用任意确定滤波器的长度和阶数,是一种比较实用可靠的高效设计方法。

#### 参考文献

- [1] PARHI K K.VLSI digital signal processing systems: Design and implementation[S].John Wiley&Sons, 1999.
- [2] ASHENDEN P J.The designer's guide to VHDL(Second Edition)[S].Elsevier Science(USA), 2002.
- [3] 程佩清.数字信号处理教程[M].北京:清华大学出版社, 2001.

(收稿日期:2008-11-13)



# 微小型四旋翼无人机 实时嵌入式控制系统设计与实现

刘晓杰<sup>1</sup>, 赵晓晖<sup>1</sup>, 顾海军<sup>1</sup>, Sanchez Anand<sup>2</sup>, Lozano Rogelio<sup>2</sup>  
 (1. 吉林大学 通信工程学院, 吉林 长春 130012;  
 2. 贡比涅科技大学, 法国 贡比涅 60205)

**摘要:** 在四旋翼无人机飞行模式分析基础上, 提出了一种四旋翼无人机的稳定姿态导航控制系统, 改进了无刷电机控制驱动器, 并应用多任务编程方案实现软件设计。实验表明, 该机载嵌入式系统具有可靠性高、功耗低、重量轻、成本低等优点。

**关键词:** 四旋翼; 无人航空器; 嵌入式系统; 无刷电机驱动器  
 中图分类号: V249 文献标识码: A

## Design and implementation of the real-time embedded control system for mini quad-rotor UAV helicopter

LIU Xiao Jie<sup>1</sup>, ZHAO Xiao Hui<sup>1</sup>, GU Hai Jun<sup>1</sup>, Sanchez Anand<sup>2</sup>, Lozang Rogelio<sup>2</sup>  
 (1. School of Communication Engineering, Jilin University, Changchun 130012, China;  
 2. Technology University of Compiegne, 60205 Compiegne)

**Abstract:** In this paper, the real-time embedded control system for quad-rotor helicopter is designed, while its flight mode is analyzed. The driver for brushless direct current (BLDC) is improved. In addition, the multi-tasks programming method is adopted in software design to carry out the computation of control law, data processing and correction output to get the results satisfied. It is showed by the experiments that this onboard embedded control system for the quad-rotor helicopter is very stable and highly reliable with the low power consumption, light weight, low cost, etc.

**Key words:** quad-rotor; unmanned aerial vehicles; embedded system; brushless motor driver

随着微机电系统技术在国防、军工、民用等各方面的广泛应用, 飞行器的小型化和信息化的进程不断加速, 这使得具有广泛用途的无人航空器 UAV (Unmanned Aerial Vehicles) 研制成为许多国家的研究热点。微小型旋翼无人机具有使用灵活、体积小、成本低等特点, 是无人机发展的主要类型之一, 它可以完成超低空侦察、干扰、监视等各种复杂的任务。无人机的核心部分是导航控制系统, 要求具有高可靠性和高抗干扰能力。按照项目要求, 本文设计的导航控制系统具有飞行姿态测量、控制、增稳、视频监控等各种功能。

### 1 四旋翼无人机飞行模式分析

由于微型无人机飞行姿态多变, 为了增大无人直升机的带载能力, 该无人机采用了四旋翼的机械结构, 通过机载导航系统控制使其各旋翼之间协调运动, 实现四

旋翼无人机的飞行姿态自动调整, 可按要求完成垂直起落控制、空中悬停控制、偏航控制、滚转控制、俯仰控制等多种动作及任务。四旋翼无人机在各种结构特征参数确定的情况下, 通过改变旋翼转速来改变拉力。四旋翼飞行器结构简图及受力分析如图 1 所示。

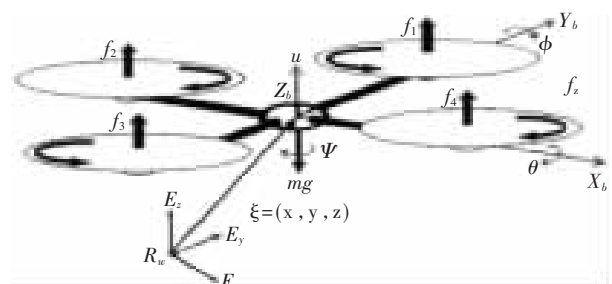


图 1 四旋翼飞行器结构简图及受力分析

四旋翼无人机是在改变旋翼拉力与自身重力间关系的基础上实现各种飞行姿态的变化。每个旋翼的空气动力学拉力  $f_{drag}(i=1, 2, 3, 4)$  的数学表达式为：

$$f_{drag} = \rho \cdot C_T \cdot A_i \cdot (W_i \cdot R_i)^2 \quad (1)$$

式(1)中： $\rho$  为空气密度， $C_T$  为拉力系数， $A_i$  为第  $i$  个旋翼桨盘面积， $W_i$  为第  $i$  个旋翼电机旋转速度， $R_i$  为第  $i$  个旋翼桨叶片长。在四旋翼无人机设计中，四旋翼采用相同的电机与相同材质及相同大小的桨叶片，可近似把  $A_i$ 、 $C_T$ 、 $R_i$  看作一常量，则式(1)可简化为：

$$f_{drag} = k_{drag} \omega_i^2 \quad (2)$$

其中： $k_{drag} > 0$  为依赖于空气密度的常数， $\omega_i$  为第  $i$  个电机旋转角速度。由式(2)可见，通过给定 PWM 信号控制电机驱动器控制四翼电机的转速，从而实现对四旋翼电机拉力的控制，完成整个飞行器的动作。

在地球惯性坐标系  $R_W=(E_x, E_y, E_z)$  与机载坐标系  $\xi=(x, y, z)$  下，以电机 M1 方向为前方，旋翼电机 M1 与 M3 逆时针方向旋转，旋翼电机 M2 与 M4 顺时针方向旋转； $\psi$  为飞行器偏航角， $\theta$  为飞行器滚转角， $\phi$  为飞行器俯仰角。在图中  $f_1, f_2, f_3, f_4$  分别为四旋翼旋转产生的向上拉力矢量， $\tau_{m_i}(i=1, 2, 3, 4)$  为第  $i$  个电机为克服电机转轴叶片拉力与加速度而产生的反作用力矩， $mg$  为飞行器合重力矢量， $L$  是从电机轴到四旋翼飞行器重心轴的垂直距离，则四旋翼飞行器总合力矢量  $u$ 、偏航力矩  $\tau_\psi$ 、滚动力矩  $\tau_\theta$  和俯仰力矩  $\tau_\phi$  为：

$$\begin{cases} u = \sum_{i=1}^4 f_i - mg \\ \tau_\psi = \sum_{i=1}^4 \tau_{m_i} \\ \tau_\theta = (f_2 - f_4)L \\ \tau_\phi = (f_1 - f_3)L \end{cases} \quad (3)$$

由式(3)可知，如果四旋翼旋转产生的合拉力与飞行器自身重力相等，即  $u=0$  时，飞行器在空中悬停；当  $u > 0$  时，飞行器上升； $u < 0$  时，飞行器下降。在保持拉力  $f_2$  与  $f_4$  不变条件下，通过控制合力  $f_1 - f_3$  差的大小，飞行器可进行俯仰飞行(前进与后退)控制。当保持拉力  $f_1$  与  $f_3$  不变条件下，通过控制合力  $f_2 - f_4$  差的大小，飞行器可进行滚转(左右)飞行；而通过控制偏航力矩  $\tau_\psi$  大小，飞行器可进行偏航飞行控制。

## 2 四旋翼无人机控制系统构架与硬件设计

机载控制系统集成了微型陀螺仪、加速度传感器、大气气压传感器、电机转子转速测量单元和 GPS 接收单元。整个控制系统采用飞思卡尔公司(Freescale)生产的 32 位微控制器 MCF51QE128 完成对各种传感器数据的采集、处理运算、飞行姿态稳定控制和任务控制等功能，使机载控制系统根据控制算法处理结果输出四路 PWM 信号控制电机转速，以实现自动调节四旋翼旋转力矩来稳定无人机的飞行姿态。整个四旋翼无人机导航控制系统结构框图如图 2 所示，其主要分为无人机机载控制部分和无人机地面控制部分。

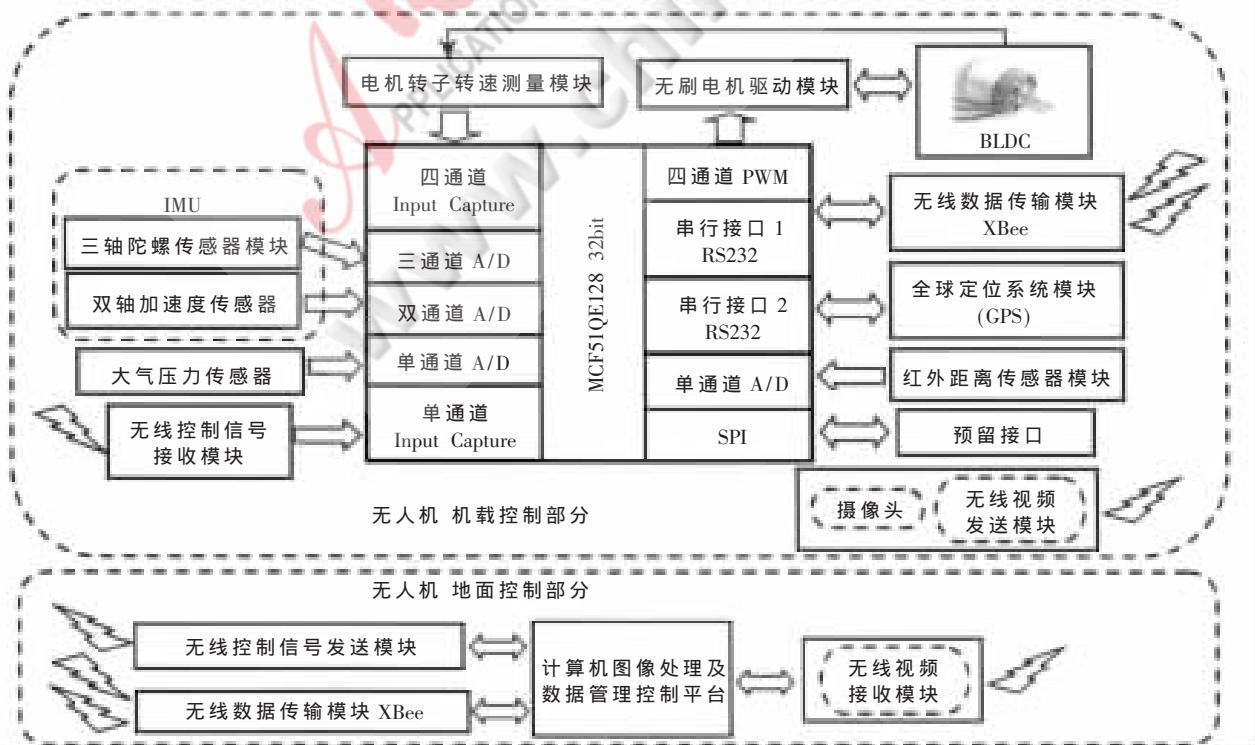


图 2 无人机导航控制系统框图

无人机机载控制部分主要由控制系统核心模块、惯性测量单元模块 IMU(Inertial Measurement Unit)、压力传感器模块、无线部分(无线控制信号接收模块、无线数据传输模块、全球定位系统模块、无线视频传输模块)、电机控制部分(电机驱动控制模块、电机转子转速测量模块)以及红外距离传感器模块等组成。控制系统核心模块主要由微控制器最小系统和高精密供电电源部分组成。微控制器最小系统由 32 位微控制器及其相关附属电路组成;精密电源为数模转换器(A/D)、各种测量传感器等提供高精度的电源,其目的是为了稳定供电电压、提高电路的抗干扰能力和减小电压不稳造成的测量误差。其系统无线部分由低功耗、低成本的 Xbee-PRO 无线射频模块、6 通道 FLY100C 控制信号接收模块和无线视频传输模块组成。实时与地面控制系统交换信息,接收地面控制系统传输的飞行控制指令信号、向地面控制系统发送当前无人机实时飞行和姿态数据等相应信息、发送机载的实时采集视频信息,以完成指定的飞行控制任务。

## 2.1 惯性测量单元

采用美国 AD 公司基于微电子机械系统(iMEMS)技术的结构简单、体积小、重量轻、成本低的三个绝对值单轴陀螺传感器 ADXRS613 和一个两轴加速度传感器 ADXL203 组成了 IMU 惯性测量单元,用于检测无人机的角速度变化与角加速度的变化。根据检测到的角速度传感器值和加速度传感器值,利用滤波器进行积分及补偿运算估计解算得到姿态角,减小单一利用陀螺测量造成的累积误差,从而使控制系统实现可靠四旋翼无人机的姿态控制。

利用陀螺传感器在测量角速度时具有良好高频的特性 and 加速度传感器在测量角位移时良好低频的特性,采用滤波器(互补滤波器、卡尔曼滤波器、扩展卡尔曼滤波器)进行积分及补偿运算估计的方法解算获得所需的姿态角。在无人飞行器实际控制中,尽可能降低延时对控制系统的影响。由于互补滤波器容易实现,且不易引入较大的延时误差,因此适合于该系统的应用。系统所采用的互补滤波器原理结构图如图 3 所示。其中  $F_H(S)$  代表高通滤波器传递函数,  $F_L(S)$  代表低通滤波器传递函数,且满足  $F_H(S)+F_L(S)=1$ 。三个陀螺传感器中心轴两两互相正交安装,加速度传感器 XY 平面与陀螺传感器 Z 轴垂直。

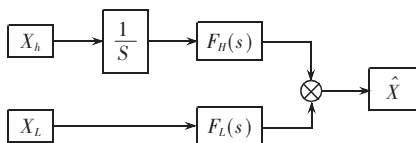


图 3 互补滤波器原理结构图

## 2.2 电机驱动控制部分

四旋翼无人机的飞行运动靠机载控制器输出的

PWM 脉宽变化完成,不同的信号脉宽对应于不同的转速。输入信号脉宽在一定范围内与无刷直流电机转速成正比,通用的无刷直流电机驱动器可接受伺服驱动正频脉宽为 1 ms~2 ms,信号脉宽周期  $T$  最大为 20 ms,即信号频率最低为 50 Hz。通用驱动信号如图 4 所示。

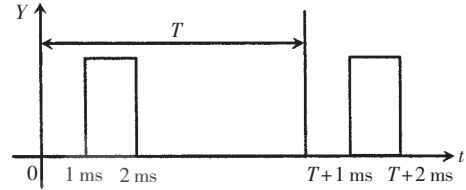


图 4 通用驱动信号图

由图 4 可知,若采用 PWM 信号发生器产生控制信号来控制无刷直流电机驱动器,如采用频率 50 Hz 的 PWM 信号控制电机驱动器,则 PWM 信号占空比可调节范围为 5%~10%,占空比利用率仅为 5%;如升高 PWM 信号频率至 100 Hz,则 PWM 信号占空比可调节范围变为 10%~20%,占空比利用率升高至 10%。由此可知升高 PWM 信号频率可以增加信号可调节变化范围,提高占空比利用率。但通用无刷直流电机驱动器可接受的 PWM 信号频率最高可为 500 Hz, PWM 信号占空比可调节范围为 50%~100%,占空比利用率最高仅 50%,很大部分范围内的信号是无用信号,占空比利用效率较低。

为提高控制信号占空比的可利用效率,自行研究开发了一款改进型无刷直流电机驱动器,改进驱动信号如图 5 所示。改进驱动控制信号频率为 1 000 Hz,信号占空比可调节范围为 15%~100%,占空比利用率 85%,从根本上解决了驱动器信号占空比利用率低的问题,使 PWM 控制信号范围扩大,控制步距缩小,并在微型四旋翼无人机项目中得到应用。

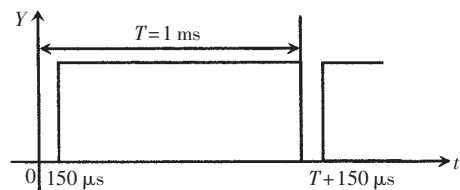


图 5 改进驱动信号图

另外,当四旋翼无人机在执行空中悬停模式时,要求其稳定地悬停在所要求的空间位置上。但是在实际环境中,由于存在着电气及空气动力学等多方面干扰因素的影响,即使给四翼电机驱动器施加相同的控制信号,四个电机也不可能以所要求的相应速度运行。为了克服所存在的问题,在 UAV 控制中还转子速度进行测量。

## 3 机载系统软件策略与实现

该机载嵌入式系统软件设计主要基于嵌入式实时操作系统  $\mu C/OS-II$ ,采用 C 语言编写,模块化的方法进行开发。嵌入式系统任务状态机流程图如图 6 所示。

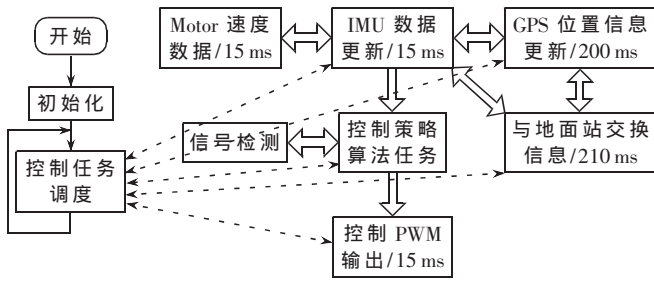


图6 嵌入式系统任务状态机流程图

信号检测任务是为了安全考虑,只有当有效信号被检测到时才触发控制算法事件,否则程序一直维持在等待状态的安全模式。当微控制器程序退出安全模式后,就执行主程序事件,其包括五个状态事件。IMU数据更新(第一个状态事件),每间隔15ms获取角位置与角速度信息以及测量转速量;当飞行器姿态数据被获得后,执行控制算法任务(第二个状态事件),从而获得稳定飞行器的控制信号量;之后立即执行控制PWM任务(第三个状态事件),使其按照式(4)计算输出控制PWM给定量。其中 $u$ 为油门控制输入量, $\tau_\psi$ 、 $\tau_\theta$ 、 $\tau_\phi$ 分别为偏航、俯仰、滚动的瞬时控制输入量, $vel_i$ 与 $PWM_{M_i}$ 为第 $i$ 个电机的转速量与PWM控制信号输出量。

$$\begin{cases} PWM_{M_1} = u + \tau_\theta + \tau_\psi - vel_1 \\ PWM_{M_2} = u - \tau_\phi - \tau_\psi - vel_2 \\ PWM_{M_3} = u - \tau_\theta + \tau_\psi - vel_3 \\ PWM_{M_4} = u + \tau_\phi - \tau_\psi - vel_4 \end{cases} \quad (4)$$

每200ms进行一次GPS信息更新(第四个状态事件),其采用中断方式进行。每210ms使用无线数据传输模块与地面站进行一次交换信息(第五个状态事件),其是服务优先级最低的事件。

本文对四旋翼无人机导航控制系统进行了概要性阐述,并进一步探讨了该系统的关键技术及其实现方案,其控制系统已在法国HEUDIASYC实验室的四旋翼

无人机系统中得到成功应用。实验表明,该导航控制系统抗干扰能力强、数据传输可靠、性能稳定、功耗较低,较好地满足了其设计要求。

### 参考文献

- [1] WENG K W, Abidin M.S.B. Design and control of a quad-rotor flying robot for aerial surveillance. 4<sup>th</sup> student conference on research and development. Malaysia, 2006, 6.
- [2] JEAN J H, LAI J H. Design and implementation of a visual servo system for aerial surveillance applications based on shape features. IEEE international conference on mechatronics, Taipei, 2005, 7.
- [3] CASTILLO P, DZUL A, LOZANO R. Real-time stabilization and tracking of a four rotor mini rotorcraft. IEEE transactions on control systems technology, 2004, 12(7).
- [4] CASTILLO P, LOZANO R, DZUL A. Stabilization of a mini rotorcraft with four rotors. IEEE control systems magazine, 2005, 25(11).
- [5] NWE T T, HTIKE T, MON K M. Application of an inertial navigation system to the quad-rotor UAV using MEMS sensors. Proceedings of world academy of science, 2008, 32(8).
- [6] NICE E B. Design of a four rotor hovering vehicle. Master's thesis in Cornell University, New York, U.S., 2004.
- [7] Analog Devices company. ADXL203 Data Sheet. [http://www.analog.com/static/imported-files/datasheets/ADXL103\\_203.pdf](http://www.analog.com/static/imported-files/datasheets/ADXL103_203.pdf), 2006.
- [8] Analog Devices company. ADXRS613 Data Sheet. [http://www.analog.com/static/imported-files/data\\_sheets/ADXRS613.pdf](http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/ADXRS613.pdf), 2008.
- [9] Freescale company. MCF51QE128 Data Sheet Rev.4. [http://www.freescale.com/files/32bit/doc/data\\_sheet/MCF51QE128.pdf](http://www.freescale.com/files/32bit/doc/data_sheet/MCF51QE128.pdf), 2007.
- [10] Maxstream company. Xbee-Pro manual. [http://ftp1.digi.com/support/documentation/manual\\_xb\\_oem-rf-modules\\_802.15.4\\_v1.xAx.pdf](http://ftp1.digi.com/support/documentation/manual_xb_oem-rf-modules_802.15.4_v1.xAx.pdf), 2007.

(收稿日期:2008-11-15)

# 一种用于无线传感器网络的模块化设计方法\*

高超,张 颀,罗 嵘  
(清华大学 电子工程系,北京 100084)

**摘要:** 针对无线传感器网络应用多样化的特点,建立了基于 ZigBee 技术的无线传感器网络节点与网关节点的模块化软、硬件设计方案。该硬件方案具有模块化与集成度高的特点,软件方案基于嵌入式操作系统进行多种功能的模块化设计,具有良好扩展性以及可维护性。实现了一种基于单芯片平台的传感器节点与 ARM 平台的网关节点,讨论了当前与未来适用的各种嵌入式设计关键技术。

**关键词:** 无线传感器网络;网关;嵌入式系统

中图分类号: TP212.9

文献标识码: A

## A modular design for wireless sensor network platform

GAO Chao, ZHANG Di, LUO Rong

(Department of Electronic Engineering, Tsinghua University, Beijing 100084, China)

**Abstract:** A modular solution for wireless sensor network node and gateway is proposed based on ZigBee technology to meet different requests of various applications. It is a modular and high integration level hardware design, software design based on embedded operation system is easy to extend and maintain. The design and implementation of the wireless sensor network can take many forms. We implement the hardware and software node and gateway design, and also discuss some key embedded system technology for future wireless sensor network.

**Key words:** wireless sensor network; gateway; embedded system

无线传感器网络 WSN(Wireless Sensor Network)是用来采集部署在目标区域内的传感器节点所监测数据,并以无线通信方式进行数据传输的自组织网络,通常由传感器节点、网关节点(汇聚节点)、后台数据处理中心组成<sup>[1]</sup>。随着技术的进步与市场的发展,无线传感器网络呈现多样化、复杂化的趋势。针对目前繁多的不同 WSN 平台,设计一种满足无线传感器网络应用的基本要求,在开源基础上具有良好软、硬件扩展特性的模块化 WSN 设计方案,能够简化 WSN 的系统设计流程,提高软、硬件的设计与使用效率。

WSN 节点往往是能量受限的<sup>[2]</sup>,并且节点还可能部署在维护人员无法接近的区域,因此高效利用节点能量是传感器网络设计的一个基本要求。WSN 网络已发展成为涉及网络通信、无线通信、传感器技术、嵌入式系统、软件技术、数据库技术、分布式信息处理等诸多技术的综合性科技领域,同时,令 WSN 具有良好的设计结构性与可扩展性、可维护性等特点也开始受到重视。以往

的设计应用方案针对性强,硬件架构不具可扩展性,软件设计差异化巨大。鉴于此,提出了一种扩展灵活的无线传感器网络模块化架构。本文不考虑不同 WSN 应用下具体技术细节的设计差异,如应用于不同环境的网络 MAC 及路由协议设计、减少通信流量的休眠与时间同步策略、网络的拓扑管理实现方式等,它们都可以自由地嵌入这种模块化架构之中。

基于 IEEE 802.15.4 的 ZigBee 是一种短距离、低复杂度、低功耗、低数据速率、低成本、具有精简协议栈的无线通信技术,本文所做的论述全部基于 ZigBee 标准。

### 1 设计概念

系统设计包括硬件设计与软件设计。硬件设计主要考虑 WSN 的功能兼容性及应用的可配置性,并限定 WSN 系统在各工作模式下的最大功耗;软件设计则考虑代码模块化、应用接口规范化以及执行效率等因素,并考虑如何动态地降低 WSN 能量消耗。

传感器节点的功能是采集数据并将其逐跳传输给

\* 基金项目: 863 项目支持(2006AA01Z224)

网关节点。由于传感器节点功耗平均占 WSN 系统工作总功耗的 90%左右，所以需要尽量简化其硬件结构，以降低硬件功耗及系统开销；网关节点要面对复杂多样的应用环境与设计要求，必须考虑可配置的多功能平台设计。

本系统软件全部建立在开源嵌入式操作系统之上。操作系统可以获取所有应用程序的性能需求并能直接控制底层硬件资源，负责调度给定的任务集合使其满足各自的时间和性能需求，可以在性能和功耗控制之间进行按需折中，采用统一的规范管理及扩展当前应用。

网关是建立在传输层之上的协议转换器，网关节点还用以汇聚传感器节点的数据信息并下发操作命令。由于本设计网关节点通信覆盖范围广且采用有源供电，将协议转换与数据汇聚功能由网关节点统一实现，避免了单一汇聚功能的网关节点由于工作负荷远远大于普通节点而导致的节点快速消亡，简化了网关节点自组织选举算法的设计。基于上述概念的无线传感器网络系统结构如图 1 所示。网关节点具有模块化的 WSN 本地化管理、MANET<sup>[3]</sup>、多协议转换、本地化数据库以及 Web Server 远程访问功能。这些模块已经或将要应用到 WSN 之中，它们是未来不同 WSN 应用中不可或缺的重要部分。本文实现的 WSN 方案给出了一种面向这些关键技术的模块化设计。

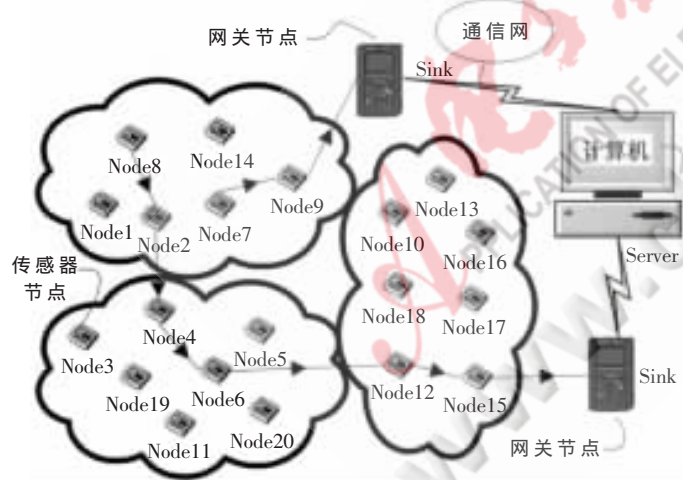


图 1 无线传感器网络系统图

## 2 传感器节点的设计

传感器节点硬件结构包括电源、电源管理、处理器、传感器、无线通信、天线、Balun 匹配、存储器以及扩展接口几部分。传感器节点采用 PCB 微带天线、体积能量比高的锂聚合物电池、便携式电源管理以及集成无线通信、存储器、处理器功能的面向 ZigBee 通信标准芯片 CC2431 进行设计，拥有丰富的接口控制器资源，如 ADC、RTC、IIC、SPI、IO 等。图 2 为基于 CC2431 设计的无线传感器节点设计示意图，它拥有丰富的系统资源及优良的功耗特性。

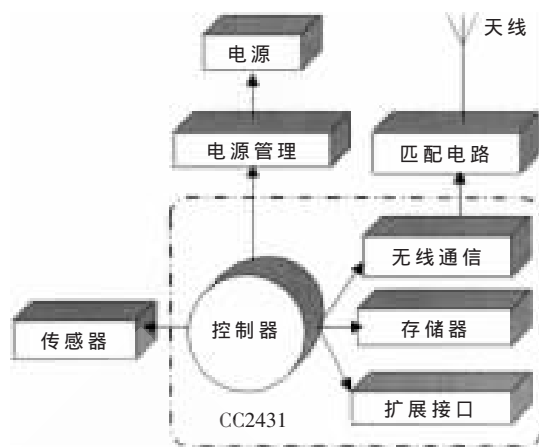


图 2 基于 CC2431 的无线传感器节点设计

节点中将传感器模块设计为板载 EEPROM 的子板。SPI、IIC 以及模拟输出为目前大部分传感采集器的输出接口，这些接口在 CC2431 中可以统一控制。设计者只需将不同类型的传感器按接口标准设计为子板扩展使用，并在 EEPROM 中正确设置传感器配置信息表即可兼容所有传感器模组，CC2431 在每次上电运行时读取 EEPROM 中的内容并对传感器模块进行识别与配置。配置信息表包括数据类型、接口方式、地址逻辑、控制逻辑信息。

在采用休眠机制的无线传感器网络中，空闲运行与休眠状态功耗约占节点工作总功耗的 30%，无线通信收发过程功耗约占 60%<sup>[3]</sup>。受限于当前半导体技术，所有设计都很难降低无线通信时的功耗，降低休眠及空闲运行功耗成为硬件设计中实现节能的有效策略。经测试，对于休眠占空比高的无线传感器网络，本节点的功耗特性具有优势。表 1 列出节点在不同工作条件下功耗等参数与目前各主流无线传感器节点的比较。

无线传感器网络操作系统与软件设计应满足代码简单、功耗低、并发操作、系统健壮等要求，而大多数应用对数据的实时性要求不高<sup>[5]</sup>，在 TinyOS、BTnodeOS、Nut/OS 等众多非抢占式操作系统中，本节点将 TinyOS2.X 移植于传感器节点之上。其轻量级线程、主动消息通信与组件化编程技术能有效提高传感器节点工作效率；两层调度方式、事件驱动模式能降低系统运行功耗；最短通信距离与最小开销确认机制使 ZigBee 通信效率得到提高；高度模块化结构为各种 MAC 层、网络层协议提供高度

表 1 与各主流节点功耗比较

项目 \ 节点	IPR2400	XM2110CA	MPR2400CA	TPR2420CA	本节点
通信距离/m	30	>300	75~100	75~100	75~100
运行状态功耗/mW	102.3	24	24	5.4	11.8
休眠状态功耗/mW	1.3	0.105	0.048	0.018	0.005
接收状态功耗/mW	145.2	72	73.1	74.4	69.6
发送功耗(odbm)/mW	145.2	69	66.2	57.6	68.8
成本等级	高	低	中等	低	低
可扩展性	高	低	低	中等	中等

可移植。为将 TinyOS 2.0.2 移植到 CC2431 的 MCS51 内核中,在编译工具链中用 IAR 代替 GCC。将通过 nesC 编译器生成的 APP.C 文件进行 IAR 可编译格式重写,最后经过 IAR 编译器生成 HEX 文件。

TinyOS 2.X 中将物理硬件抽象为三层结构,硬件描述层(HPL)、硬件抽象层(HAL)、硬件独立层(HIL),操作系统在底层硬件操作或响应触发事件后建立任务于 FIFO 任务队列<sup>[7]</sup>。由于会有多个任务同时访问同一硬件资源,应用软件在使用该层的组件前要经过资源器进行仲裁,节点按图 3 所示的模块化组织系统软件结构。

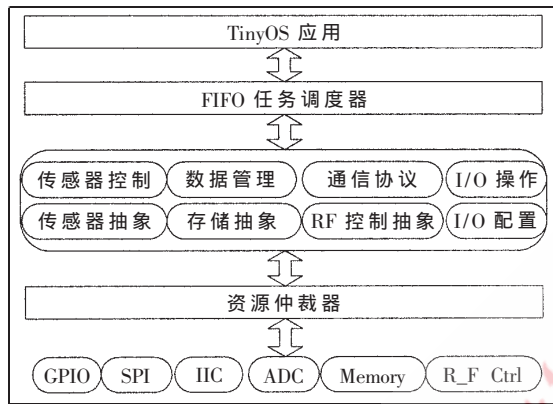


图 3 无线传感器节点 TinyOS 应用系统结构图

### 3 网关节点的设计

在图 4 所示的网关节点的硬件结构中,网关节点显示部分采用 SHARP LQ084 系列 LCD 屏,基于 CC2431 的可定位设计可实现 WSN 多功能本地化管理。MANET 应用模式用以应对某些应用网关节点无法实现 Internet 网有线接入的环境,选择 SIMCOM 内置 TCP/IP 协议的 SIM300 GPRS 通信模块实现 Internet 双模式接入。

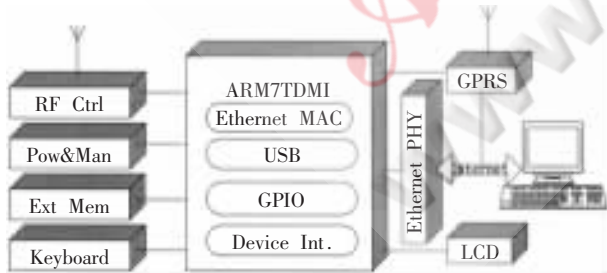


图 4 网关节点硬件框图

网关处理器选择 NXP 基于 ARM7TDMI 内核 ARM LPC2468 作为网关节点的主控制器。LPC2468 集成 10/100 Mb/s 自适应以太网 MAC 控制器,提供外部 SDRAM 控制器以及丰富的外部接口资源以便功能扩展。选择支持帧处理、数据缓冲、突发传输、数据加密、数据鉴权、空闲频道检测、连接质量指示以及帧定时信息功能的 ZigBee/IEEE 802.15.4 射频收发器 CC2520 为无线通信控制器,CC2520 内部集成 PA 可使网关节点的最大数据传输距离达 400 m,从而扩大传感器子网的物理范围,优

化 WSN 网络结构。

由于 ARM7TDMI 内核不集成 MMU 控制器,设计网关节点基于内核定制、具有高度灵活性且源码开放的  $\mu$ Clinux2.6.X 内核操作系统。网关提供 HTTP 服务将管理接口转化成 Web Server,用户可以使用浏览器访问嵌入式设备。Web Server 采用  $\mu$ Clinux 下 BOA 单任务小型 HTTP 服务实现,可省去以往应用中的专用管理软件;采用可移植于  $\mu$ Clinux 下的简洁 TCP/IP 协议栈 LwIP,LwIP 支持多网络接口下的 IP 转发、TCP 快速转发、ICMP 协议、扩展 UDP、DHCP 协议,支持动态分配节点地址;嵌入式数据库采用基于模块化设计的 SQLite,它依据 SQL92 标准实现 SQL 语句解析,能够实现事务管理、数据同步、数据备份和恢复等功能,对实际数据的访问功能则需结合硬件驱动实现。SQLite 用 ANSI C 编写,能与  $\mu$ Clinux 嵌入式操作系统内核一同编译;对于 Web Server 应用中数据的 XML 归档及传输处理,本网关节点采用基于哈夫曼编码格式的 Bzip2 压缩算法对网关节点与数据中心所交换的数据进行编解码。对于处理大量强相关性的 WSN 监控与通信数据,Bzip2 具有 10 倍以上的压缩比,能有效节省网关节点通信开销与功耗。

将网关节点按图 5 所示软件结构进行四层划分。数据采集层:依既定工作机制采集传感器节点数据与信息;节点管理层:依工作模式、拓扑管理原则配置 WSN;数据解析层:对汇聚到网关节点的数据进行数据分析处理,这些数据包括节点信息、网络信息与网关操作信息等;应用层:主要面向数据处理中心与本地化管理的各项用户操作,提供软件接口。图 5 中将诸如 Bzip2、协议栈、协议转换等工作进行模块化设计,以最小化 WSN 异构设计开销。其中的操作信息处理、节点信息处理、传感器数据采集三个模块共享嵌入式数据库,但需设置互斥量进行资源仲裁。

网关节点实现了透明双向协议转换,用户可以不关心出入网关节点的具体协议类型。如图 6 所示,将网关网络协议的转换分为两层,即控制层与数据层。控制层通过不同配置字对协议转换进行控制,由监控模块实现

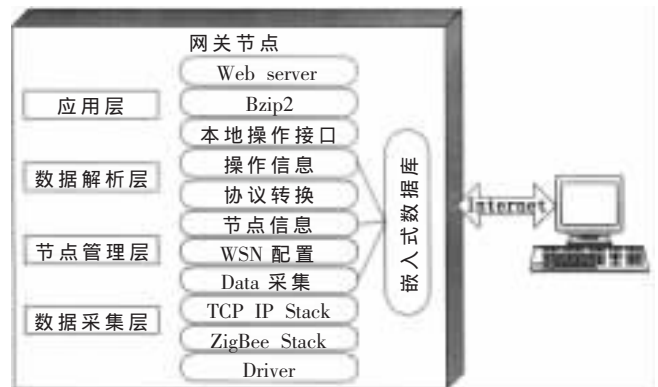


图 5 网关节点功能模块划分

对工作过程中的 TCP/IP、ZigBee 数据包收发以及协议转换状态的监控,通过配置接口 API 生成配置字上传或接收相应配置字并下发给各模块执行。

数据层主要实现协议转换的具体工作,设计中采取中断服务程序的形式实现。当有数据包需要进行相应的协议转换时,系统要求首先生成服务请求,同时对转换请求以及转换服务进行注册记录,以监控工作状态。TCP/IP 与 ZigBee 编解码部分实现对两格式数据包以及预定义数据格式的解包和打包。网关节点所传递的信息除了需交付后台数据中心处理的传感监控数据外,还包括用于定位以及无线传感器网络管理的数据流量负载、节点位置与网络状态信息等<sup>[6]</sup>。在  $\mu$ Clinux 中采用两个进程分别对协议转换的数据层及控制层分别控制,以加强控制层的操作响应;对数据层的控制进程采用多线程程序并行处理。

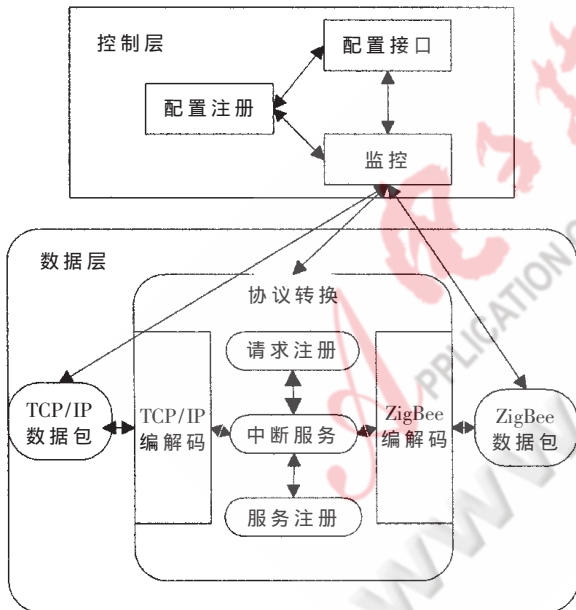


图 6 网关节点的协议转换

如图 7 所示,数据处理层采用操作表以记录提交给数据中心及从数据中心收到的数据与命令的处理情况;数据解析部分实现对数据的预定义格式编解码;数据压缩部分处理 Bzip2 压缩解压工作;本层数据库实现对数据与应答的查询、控制记录的存储。

节点管理层实现无线传感器网络的管理,通过它将来自数据中心的 Web 查询请求分配到具体各个节点并等待反馈信息。节点管理层在  $\mu$ Clinux 下将每一次查询请求以时间为单元生成 ID,并进行优先级队列管理与记录;利用各节点提供的定位位置信息可以实现应用层的定位管理功能,还可通过 LCD 实现所见即所得的操作模

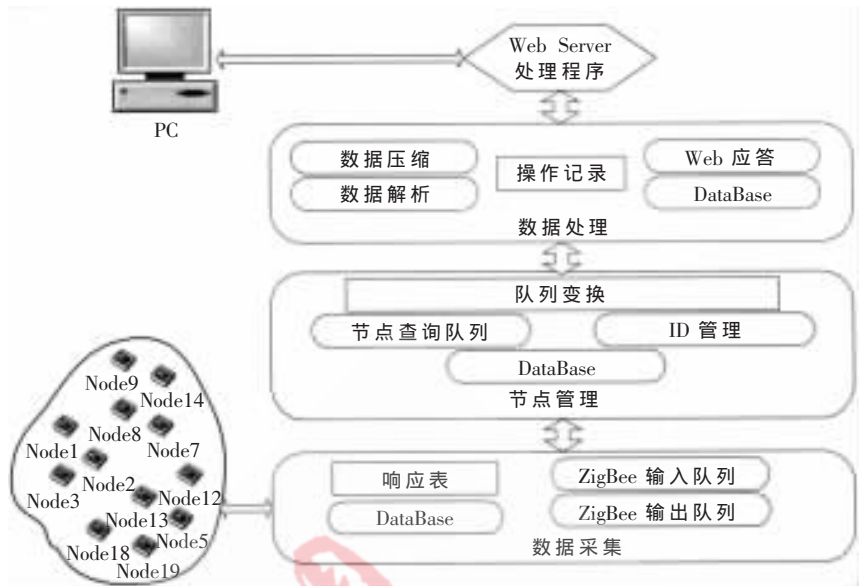


图 7 网关节点工作流程图

式。本层数据库主要记录传感器节点与网络运行信息。

数据采集层的用途即数据传输,它包括输入、输出队列管理以及响应查询表三部分。由于节点一般采用基于能量有效的睡眠运行模式,在网关节点进行查询的过程中,所设定的命令在其生命周期内不一定能够得到响应,因此采用响应表来记录与 WSN 网内众多节点通信的状态与结果。输入输出队列对基于 TCP/IP 与 ZigBee 协议栈的数据采集信息进行管理,对数据进行 Database 中的 ADD、DEL 操作。

本文提出的 WSN 设计方案以低功耗与高扩展性为基本要求,基于当前相关前沿技术与应用需求进行模块化设计,并介绍了一种可行的传感器与网关节点实现方案。它具有软硬件重组灵活、代码可重用性高、API 接口规范统一、可维护性高等特点,为 WSN 的广泛商用提供了新的设计模式。在未来的研究工作中,随着科技的不断进步,WSN 的结构有可能会进一步演进,例如符合 IEEE 1451.X 新标准的 ZigBee 标准上的 WSN 结构平台设计<sup>[7]</sup>,甚至不含后台 PC 的 WSN 新架构。

### 参考文献

- [1] ROMER K, MATTERN F. The design space of wireless sensor networks. IEEE Wireless Communications, 2004(11): 54-61.
- [2] SMITH G A J, WICKER S B. Design challenges for energy constrained adhoc wireless network. IEEE wireless communications, 2002.
- [3] JENKINS A, HENKEL D. Sensor data collection through gateways in a highly mobile mesh network. WCNC 2007 proceedings, 2007.
- [4] DEBORAH E. Sensor network protocols. Wireless sensor networks tutorial, 2002.

[5] HILL J, SZEWCZYK R, WOO A. System architecture direction for network sensors. International conference on architectural support for programming languages and operating systems, 2000.

[6] GIGAN G, ATKINSON I. Sensor abstraction layer: A

unique software interface to effectively manage sensor networks. IEEE ISSNIP2007, 2007.

[7] RANDAL V T. Software development environment for prototyping IEEE 1451 smart sensors. IEEE Sensors Applications, 2007.

(收稿日期: 2008-10-10)

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

# 基于 FPGA 的多路数字信号复分接器的设计

褚改霞,潘 卫,王 栋,胡文彬  
(青海铭鑫实业有限责任公司,青海 西宁 810005)

**摘要:** 数字复接技术是现代数字通信中常用的技术。本文给出了一种采用时分复用技术,基于 FPGA 对语音、同步数据、异步数据等多路不同等级数字信号进行复分接设计与实现的方法,对设计与实现过程关键技术进行了详细的论述,同时对设计中需要注意的问题做了必要的说明。

**关键词:** FPGA; 数字复接器; 数字分接器; 同步; 码速调整

中图分类号: TN91

文献标识码: B

## Design of multi-channel digital signal multiplexer/demultiplexer based on FPGA

CHU Gai Xia, PAN Wei, WANG Dong, HU Wen Bin  
(Qinghai Mingxin Enterprising Co.Ltd, Xining 810005, China)

**Abstract:** The digital multiple connection technology is commonly used in the modern digital communication. Using the time-sharing multiplying technology, based on FPGA, this article gave one kind of duplicate design and the realization method for the pronunciation, the synchro data, the asynchronous data and so on the multi-channel different rank digital signal. Key to designed has carried on the detailed elaboration with the realization process key technologies, simultaneously to designed the question which needed to pay attention to give the essential explanation.

**Key words:** FPGA; digital multiplexer; digital demultiplexer; synchronization; symbol speed adjustment

在现代数字通信中,对数据传输容量和传输效率的要求越来越高,因此经常依据时分复用<sup>[1]</sup>的原理通过数字复接与分接(简称数字复接技术)将不同速度和不同类型数据进行合并与分离,以充分发挥和利用传输能力。实现此功能的设备称为数字复接系统,它由数字复接器和数字分接器两部分组成(简称复接器和分接器)。数字复接系统设计方法多种多样,本文介绍了一种基于 FPGA 特点、对多信号数字复分接器的设计方法。

### 1 多信号数字复分接器的设计要求

复分接器需要完成对以下信号的复分接:

(1)4 路 8 kB 语音(符合 G.729A 标准)及线路信令;

(2)1 路 4.8 kB 低速同步数据;

(3)2 路最高为 2.4 kB 的异步数据。

形成速率为 64 kb/s 的群路码流。功能框图见图 1。

### 2 复分接器的设计与实现

#### 2.1 复分接器的设计

##### 2.1.1 复分接器的帧结构设计

本方案采用时分复用技术,帧结构见表 1。

根据表 1 可以计算出:

每帧的帧长  $L=1\ 280$  bit

当群路码速率  $f_s=64$  kb/s 时:

$$\text{帧速率 } F_s = \frac{f_s}{L} = \frac{64\ 000}{1\ 280} = 50 \text{ Hz}$$

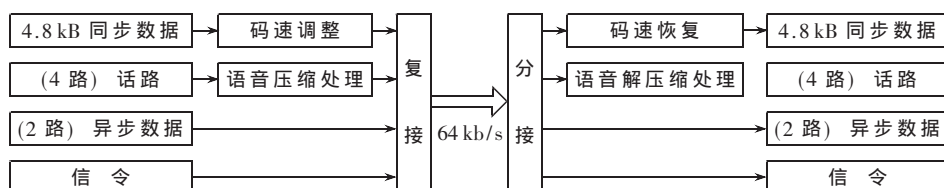


图 1 复分接器的功能框图

表 1 帧结构

同步字节(OXAC)	语音数据(注 1)1,2,3,4 路	异步数据(注 2)1,2 路	同步数据	帧对告	CAS A1A2A3A4	填充	CRC
8 bit	$4 \times (20+3) \times 8 = 736$ bit	$2 \times 128 = 256$ bit	103 bit	1 bit	4 bit	168 bit	4 bit

帧对告:发送端告诉对端本机是否处于失步状态;接收端将对端帧失步的信息输出给话路板。

CAS:传输话路板的四路是否为摘挂机状态。

注 1:语音压缩电路输出的有效数据为 23 B

注 2:对异步数据以 6.4 kb/s 的速率进行过采样

$$\text{帧周期 } T = \frac{1}{F_s} = \frac{1}{50} = 20 \text{ ms}$$

由帧结构设计结果可对信道容量估算如下:

4 路语音压缩成  $23 \times 8 \times 4 \times 50 = 36.8$  kb/s, 低速异步数据 2 路为  $128 \times 2 \times 50 = 12.8$  kb/s, 低速同步数据 1 路为 4.8 kb/s, 总开销为 54.4 kb/s。

时分复用的分割方式是用时隙实现的,每一支路信号分配一路时隙,帧同步码和其他业务信号、信令信号再分配一个或两个时隙,这种按时隙分配的重复性图案就是帧结构。设计的多路信号复接器,就是按帧结构将各种信息规律性地相互交错汇总成 64 kb/s 的群路码流。

PCM 基群<sup>[3]</sup>的复接是在时隙信号控制下进行的。以 30/32 路 PCM 基群为例,在一个完整的帧周期中,定时系统均匀地产生 32 个时隙信号,所有时隙信号均和系统时钟同步。在每帧的开始,第一个时隙信号有效,此时在系统时钟作用下,复接器读取第一支路的数据信息(8 bit);接着,第二个时隙信号有效,复接器读取第二支路的数据信息,直至依次读取完所有 32 个支路信息,如此周而复始进行。这种复接方式以字节为单位进行。

从设计要求可知,复接器要复接的各个支路数据量差别较大,既有 8 kB 语音信号(该数据由语音压缩电路提供),还有 4.8 kB 的同步数据及 2.4 kB 的异步数据。如果按字节方式复接,不仅会造成在不同的时隙中需要复接的有效数据差别很大(如对每一个语音支路、同步数据、异步数据而言,其有效数据分别为 184 bit、103 bit、128 bit,而帧对告只需 1 bit),而且会浪费较多的系统资源。基于以上分析,本设计采用按位复接。

具体复接过程如下:首先设计一个计数器,该计数器计数速率为 64 kb/s,计数范围为 0~1 280,与一帧数据的长度正好相同。计数时钟从系统时钟中得到,因而它们是完全同步的。计数器从复位开始计数时,即是每一帧数据的开始。当计数器计数为 1 时,复接器读取帧的第 1 位,即帧头的第 1 位;当计数为 2 时,复接器读取第 2 位,即帧头的第 2 位……,在计数为 1 280 时,复接器则读取帧的最后一位数据。若按复接支路划分,则有如表 2 所示的对应关系。

综上所述,可以得出以下结论:复接器应读取的数据位在数值上等于计数器计数值。需要说明的是:CRC 采用 ITU-T 建议的 CRC-4 方案,其生成多项式为  $x^4+x+1$ 。在计数器值每次变化即复接器每读取一位数据后,立即把该数据发送到群路码流中而不需要进行保存,发送的

表 2 计数值和复接内容的对应关系

计数器的计数值	复接器应复接的支路
0 000	帧开始
0 001~0 008	帧头
0 009~0 192	第 1 语音支路
0 193~0 376	第 2 语音支路
0 377~0 560	第 3 语音支路
0 561~0 744	第 4 语音支路
0 745~0 872	第 1 路异步数据
0 873~1 000	第 2 路异步数据
1 001~1 103	同步数据
1 104	帧对告
1 105~1 108	CAS
1 109~1 276	填充字节
1 277~1 280	CRC

同时进行 CRC 校验计算。待需要复接 CRC 数据时,正好得到其计算结果,不会影响到复接结果。

### 2.1.2 复分接器的硬件设计

复分接器基于一片 FPGA 来实现,模块化硬件框图见图 2。

## 2.2 复分接器的设计实现

### 2.2.1 同步设计

一个时分复用系统必须收、发同步才能正常工作,这个同步包括位同步(时钟同步)和帧同步。位同步是最基本的同步,是实现帧同步的前提。

位同步的基本含义是收、发两端的时钟频率必须同频、同相,这样接收端才能正确接收和判决发送端送来的每一个码元。为此,一般应在传输的群路码流中含有发送端的时钟频率成分。这样,接收端从接收到的码流中可提取出发端时钟频率,通过锁相技术就可做到位同步。

帧同步是为了保证收、发各对应的支路在时间上保持一致,这样接收端就能正确分接出各支路信号。为了建立帧同步,需要在每一帧的固定位置插入具有特定码型的帧同步码。这样,只要接收端能正确识别出这些帧同步码,就能正确辨别出每一帧的首尾,从而能正确区分出发送端送来的各路信号。

常用的帧同步码插入方式有分散插入和集中插入两种方式。分散插入采用把多位同步码分散地插入到信息码流中,最大特点是同步码不占用信息时隙,但同步引入时间长;集中插入则将多位同步码以集中的形式插入到信息码流中,显然,帧同步码需占用信息时隙,但缩短了同步引入时间。

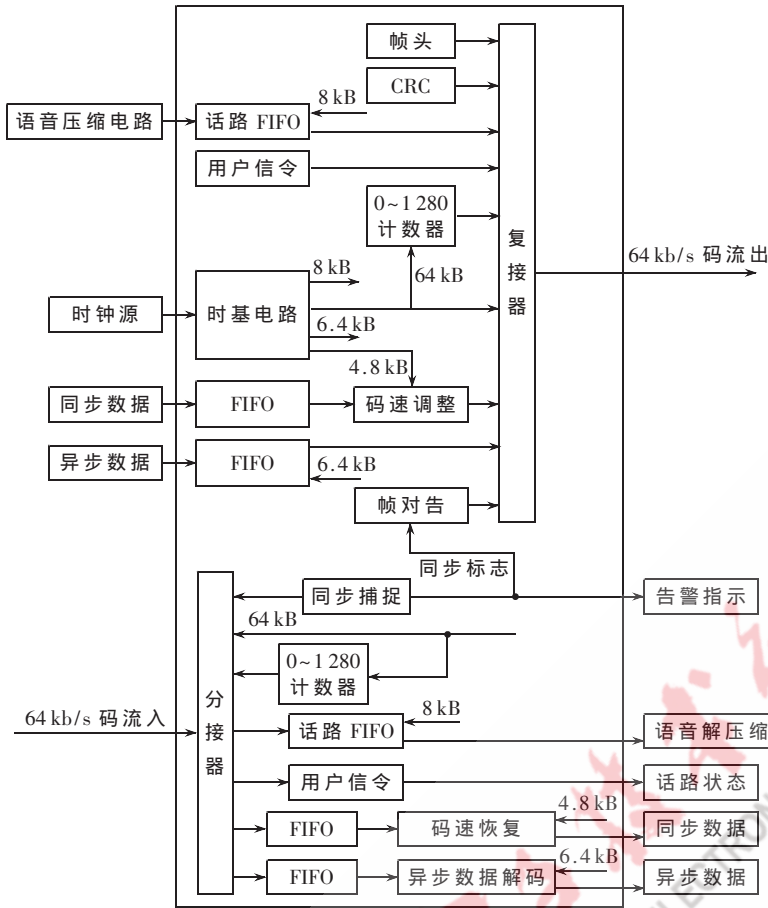
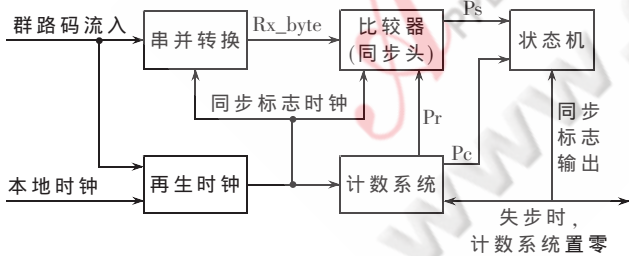


图2 FPGA 内部功能模块

本设计采用帧同步码(1B)集中插入方式。同步捕捉模块框图见图3。



Pc: 帧时标, 决定状态机何时转换  
 Pr: 比较时标, 决定比较器是否动作  
 Ps: 同步时标, 决定状态机的转换状态  
 在帧同步状态时, 计数值为零时, Pc、Pr 有效一次, Ps 检出一次  
 在失步时, Pc、Pr 在每个时钟周期有效, Ps 则逐位比较

图3 同步捕捉模块

### 2.2.2 准同步复接

同步复接是指参与复接的支路数字信号与复接时钟严格同步; 准同步复分接则是把标称速率相同、而实际速率略有差异、但均在规定的容差范围内的多路数字信号进行复接分接的技术。

在设计中, 由于同步数据时钟和系统时钟不同源,

因此, 该部分复分接属准同步复分接。码率调整及码速恢复技术是该部分的设计要点, 即先把参与复接的各准同步支路码流调整成为同步码流, 然后再对这些同步码流进行同步复接; 在接收端, 则先实施同步分接, 得到同步支路码流后, 再经过码速恢复装置, 把同步支路码流还原成原来的准同步支路码流。码速调整示意图如图4所示。

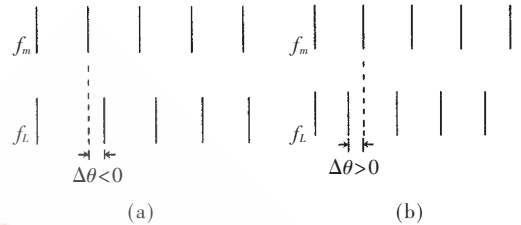


图4 码速调整示意图

被复接的码速  $f_L$  与其标称码速  $f_m$  之间有三种关系:  $f_L < f_m, f_L = f_m, f_L > f_m$ 。当瞬间  $f_L > f_m$  时, 采用负码速调整; 当瞬间  $f_L < f_m$  时, 采用正码速调整。

在设计的帧结构中, 该部分复接后占用的帧长度是固定的, 它包含的信息和相应位置如表3。

“插入标志”用来表示采用码速调整的方式, 很明显, 使用 2 bit 即可代表三种码速调整方式, 在此用 6 bit 来指示三种码速调整方式, 将该 6 bit 分为 3 组, 对 3 组数据采用大数判决, 可较好解决由于该插入标志误码造成分接时的码流恢复错误。

插入码则表示对应的调整码。在分接端, 通过读取插入标志即可正确判断和分离出插入码, 从而还原成为原来的准同步支路码流。

表3 复接后的信息及相应位置

同步字节	其他信息	同步数据		其他信息
0xAC	-	信息码	插入标志	插入码
8 bit	-	95 bit	6 bit	2 bit

采用“三中取二”大数判决。

状态	插入标志	数据/插入码	
正调整 1	11	数据 1	数据 2
无调整	10	数据 1	插入码 1
负调整	00	插入码 1	插入码 2

下面对码速调整率进行估算:

$$S = \frac{\text{插入比特码数}}{\text{标称比特码数}} = \frac{2}{96} \approx 2\%$$

其物理意义为: 对速率为 4.8 kb/s 的同步数据, 允许的速率变化范围是  $(4.8 - 4.8 \times 1\%) \text{ kb/s} \sim (4.8 + 4.8 \times 1\%) \text{ kb/s}$ , 在此范围内均可完全正确地进行复分接。

### 2.2.3 语音数据和异步数据的采样

结合图1可知, 语音经抽样压缩为 8 kb/s, 在 MCU 的控制下, 实时写入语音通道的 FIFO 中, 等待参与复接。

异步数据的最高速率限制为 2400 b/s。根据采样定理, FPGA 以 6.4 kb/s 的速率对低速异步数据过采样, 使

之成为一个同步码流,即可参加复接。

## 2.2.4 芯片选型

数字复接时,缓存器是必不可少的部件,因为复接过程中,各个支路信号均为连续传输。当复接某一支路信码时,其他支路信码仍在传送,但暂时尚未轮到复接它们,因此需要将这些数据缓存起来,以免丢失。

FPGA 既继承了 ASIC 的大规模、高集成度、高可靠性的优点,又克服了 ASIC 设计的周期长、投资大、灵活性差的缺点。结合性能、成本等要求,设计选用了 Xilinx 公司的 XC2S300E-6,该 FPGA 为 30 万门大规模可编程逻辑器件,基于查找表、触发器结构。查找表可等效为  $16 \times 1$  RAM 或移位寄存器,提高逻辑利用率,内置专用双端口 BlockRAM,方便了系统开发。

## 3 设计中需要注意的问题

系统中其他相关设备对群路码流的速率容差要求较为严格,为  $\pm 50$  ppm,因此在选择全局时钟源时应慎重考虑,避免由于时钟源造成的码速抖动和漂移。设计中应多采用同步时序电路来实现各个进程模块的功能,以

免电路中产生毛刺。接口数字信号 5 V TTL,内部芯片工作电压 3.3 V LVTTTL,需要进行电平转换。

本设计选用 Xilinx 公司的 ISE6.1 作为硬件开发平台,并采用 VHDL 编程语言。程序已通过了综合实验,并使用 ModelSim 软件进行了功能仿真和时序仿真,仿真结果正确。在硬件实现与调试过程中,将程序下载到 Xilinx 公司的 SPARTAN II E 系列的 XC2S300E-6 芯片,经过整体调试,最终实现了对多路数字复分接器的设计。该方法不仅具有通用性、实用性,而且具有灵活性和程序可移植性,相信在很多行业都会得到广泛应用。

## 参考文献

- [1] 傅海阳.SDH 数字微波传输系统[M].北京:人民邮电出版社,1998.
- [2] 段吉海,黄智伟.基于 CPLD/FPGA 的数字通信系统建模与设计[M].北京:电子工业出版社,2004.
- [3] 刘颖,石战勇,李仲侠.大规模集成电路 PCM 终端及复接设备[M].北京:人民邮电出版社,1996.

(收稿日期:2008-11-10)

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

# 基于 FPGA 的透视投影变换算法的设计与实现

林炎光<sup>1</sup>, 孙红胜<sup>1</sup>, 王志民<sup>2</sup>

(1. 解放军信息工程大学 河南 郑州 450002;

2. 66377 部队, 北京)

**摘要:** 在阐述了嵌入式地形三维显示系统的透视投影变换算法的基础上, 着重论述了基于 FPGA 设计实现透视投影变换算法的方法, 并在 XILINX 公司的 SPARTAN XC3S500E 上实现了本算法的基本功能。实验数据表明该硬件算法系统具有实时性高和时间开销低等优点。

**关键词:** FPGA; 透视投影变换; 时间开销

中图分类号: TP29

文献标识码: A

## The design and realization of perspective projection algorithm based on FPGA

LIN Yan Guang<sup>1</sup>, SUN Hong Sheng<sup>1</sup>, WANG Zhi Min<sup>2</sup>

(1. PLA Information Engineer University, Zhengzhou 45002, China;

2. The troops of 66377, Beijing 100144, China)

**Abstract:** In this paper, on the basis of expatiating the algorithm of perspective projection in 3D terrain embedded systems, we focused on FPGA-based hardware design to achieve perspective projection, and achieved the basic functions of this algorithm on SPARTAN XC3S500E of XILINX company. Experiments show that the algorithm has merits such as high-real-time and lowtime overhead, etc.

**Key words:** FPGA; perspective projection; time overhead

大规模地形绘制技术一直是国内外虚拟现实领域的研究热点, 被广泛应用于战场仿真、飞行模拟、电子地图和地形漫游等方面。目前基于 PC 平台上的地理信息系统技术已比较成熟, 广泛应用的有美国的 MapInfo 和 ArcInfo, 国内慧图公司 TopMap 和中国地质大学的 MapGIS 等。而随着嵌入式系统的广泛应用, 三维地理信息系统小型化已成为新的研究方向。相比之下, 国内嵌入式地形三维的 GIS 应用系统目前还比较少。

本文在研究地形三维显示算法的基础上, 设计了一个面向嵌入式系统的透视投影变换算法模块, 实现基于 FPGA 上的算法加速, 极大提高了嵌入式系统下的数据处理速度。

### 1 透视投影变换的原理及算法

在实现地形三维建模过程中, 一个重要步骤就是通过透视投影变换实现世界坐标(project coordinates)向像(视)点坐标(view coordinates)的过渡。世界坐标中的各类地形数据参数正是通过透视投影变换, 转换为视域坐标

内相应点的二维数据, 进而加以渲染形成二维坐标系上的三维立体地形图像。

#### 1.1 透视投影变换的坐标转换

所谓透视投影变换, 就是世界坐标到视点坐标的空间转换步骤, 其作用是将  $x$  和  $y$  坐标映射到投影平面的正确位置上, 同时保持深度信息。如图 1 所示,  $S$  为视点(观察者), 地面上一点  $A$  在像平面上的映射点为  $\alpha$ 。 $o-xy$  为像平面坐标系, 用以表示像点在像平面的位置。其坐标原点定义为像点  $o$ ;  $S-xyz$  为像空间坐标系, 它是用来表示像点在像空间的位置的右手空间直角坐标系。 $O_T-X_T Y_T Z_T$  为地面辅助坐标系, 是一种过渡性的地面坐标系。透视投影变换算法最终实现地面坐标  $O_T-X_T Y_T Z_T$  上的点到像平面坐标  $o-xy$  的空间映射。

#### 1.2 投影变换数学算法实现

在透视投影过程中, 需要定量描述视点的姿态和空间位置, 从而确定投影像片和地面之间的几何关系。为了确定投影光束在地面辅助坐标系中的位置, 需要有 3 个

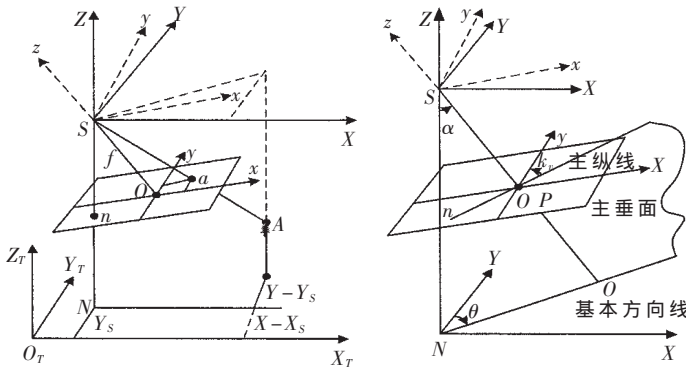


图1 坐标转换示意图和角元素图

线元素和3个角元素，共需6个元素。其中3个线元素是投影中心S在地面辅助坐标系中的坐标 $(X_s, Y_s, Z_s)$ ，用来确定投影光束顶点在地面辅助坐标系中的空间位置；3个角元素用来确定投影光束在地面辅助坐标系中的姿态。为便于说明，在图1左图中引入 $\theta-\alpha-k_v$ 角元素系统，如右图所示，两图的坐标定义一致。

根据视域范围内地面点与像片映射点间的坐标关系，使用 $\theta-\alpha-k_v$ 角元素系统，将 $S-XYZ$ 坐标系依次绕 $Z-X-Y$ 轴相继旋转 $\theta-\alpha-k_v$ 角之后，与视点的像空间坐标系 $S-xyz$ 重合。通过空间坐标的旋转转换，可以推出如下的坐标转换公式：

$$\begin{bmatrix} X \\ Y \\ Z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta & 0 \\ -\sin\theta & \cos\theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos\alpha & -\sin\alpha \\ 0 & \sin\alpha & \cos\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos k_v & -\sin k_v & 0 \\ \sin k_v & \cos k_v & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \\ z \end{bmatrix} \quad (1)$$

假定：视点S在地辅坐标系 $O_T-X_T Y_T Z_T$ 中的坐标为 $(X_s, Y_s, Z_s)$ ，地面点A在地辅坐标系 $O_T-X_T Y_T Z_T$ 中的坐标为 $(X_M, Y_M, Z_M)$ ，像点 $\alpha$ 在像空间坐标系 $S-xyz$ 中的坐标为 $(x, y, z)$ ；其中 $z=-f$ 。

地面点A在坐标系 $S-XYZ$ 中的坐标为 $(X_M-X_s, Y_M-Y_s, Z_M-Z_s)$ 。经过推导，得到整理后的投影变换公式：

$$\begin{cases} x_m = -f \frac{(X_M-X_s)\cos\theta - (Y_M-Y_s)\sin\theta}{-(X_M-X_s)\sin\alpha\sin\theta - (Y_M-Y_s)\sin\alpha\cos\theta + (Z_M-Z_s)\cos\alpha} \\ y_m = -f \frac{(X_M-X_s)\cos\alpha\sin\theta + (Y_M-Y_s)\cos\alpha\cos\theta + (Z_M-Z_s)\sin\alpha}{-(X_M-X_s)\sin\alpha\sin\theta - (Y_M-Y_s)\sin\alpha\cos\theta + (Z_M-Z_s)\cos\alpha} \end{cases} \quad (2)$$

最后进行平面相似变换，变换为屏幕坐标 $(x_c, y_c)$ ，其转换方法如下(定义：屏幕显示分辨率范围是 $ROW\_MAX * COL\_MAX$ )：

$$\begin{bmatrix} x_c \\ y_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} ROW\_MAX/(X_{max}-X_{min}) & 0 \\ 0 & COL\_MAX/(Y_{max}-Y_{min}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_m - X_{min} \\ y_m - Y_{min} \end{bmatrix} \quad (3)$$

经过取整以后即为屏幕上显示的二维坐标。

## 2 FPGA 硬件电路组成

系统硬件包括片内的SRAM数据缓存区，逻辑控制单元和透视投影变换算法模块三部分，其核心设计为透视投影算法部分。算法硬件加速系统实现结构框架如图2所示。

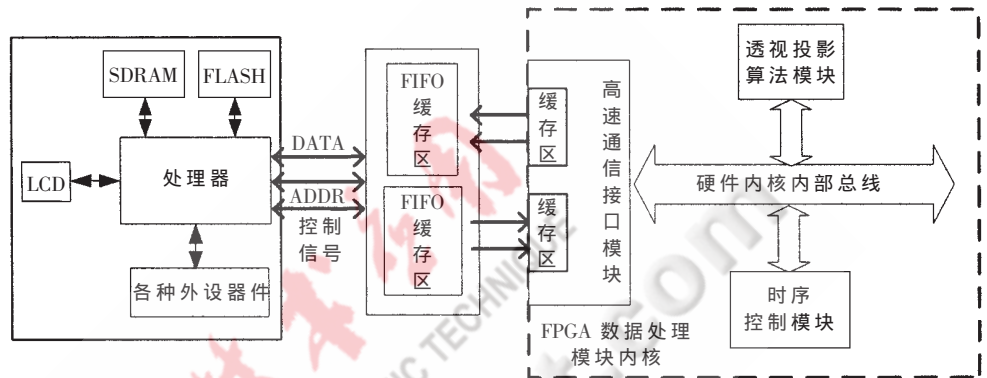


图2 系统实现框图

该算法加速模块对输入的地形三维数据进行相应的透视投影变换运算。它的功能正是基于FPGA的并行处理机制和流水线的工作模式来实现三维数据的高速空间坐标转换。系统包括两组片内的SRAM，分别位于数据输入、输出端及该系统的核心算法单元-透视投影变换运算，以及相应的时钟、逻辑控制模块。

嵌入式处理器通过片外的FIFO芯片实现对硬件加速模块的数据输入和读取。FPGA数据处理模块的通信接口则采用乒乓机制协调片内的SRAM缓存区资源与片外FIFO的数据交互。即FPGA核心算法模块读取1#数据时，FIFO写2#数据；反之，算法模块读取2#数据时，FIFO写1#数据。这种交互模式提高了系统对地形数据的采集、透视投影变换运算和二维数据的实时反馈速度。

### 2.1 透视投影变换算法的实现结构

透视投影变换最终实现的是世界坐标上的高程数据点到视野屏幕坐标的二维空间转换。地形三维的建模过程正是通过频繁调度该算法来实现庞大数据量的空间转换，因此存在很高的时间开销。

系统正是利用流水线设计来实现多层数据逻辑运算的并行处理，从而达到数据的高速缓存和逻辑控制，并最终缩短三维数据的处理时间。针对FPGA硬件逻辑特点，该算法模块在对数据精度进行估计以后，通过左移8位来实现定点运算，大大加速了原算法。内部的逻辑设计主要涉及运算器的运用及时序和触发信号的控制。

制。下面详细介绍算法内部各个逻辑单元的实现。

## 2.1.1 向片内 SRAM 写数据的电路

首先说明算法数据接口的 SRAM 缓冲区,即每组片外的 FIFO 对应一个片内的 SRAM 缓存区。本文以数据输入段为例说明该接口设计对数据的存储和读取过程,在 FPGA 内部电路图截取其接口的一组 SRAM 来进行描述,如图 3 所示。

图中的  $din[15:0]$  表示输入端 FIFO 缓存的 16 位数据线,只要 FIFO 的非空信号(int\_ram)有效,该接口电路就不断从 FIFO 中读取地形数据,cs 为来自模块的全局时钟信号。通过地址发生器 ADDR\_1、ADDR\_2、ADDR\_3 产生存储地址,FDE 寄存器分别接收来自 FIFO 的地形数据。在数据写入 SRAM 的同时,启动数据个数计数器(COUNT),在接收完一个完整单点的三维数据(X、Y、Z 坐标)后,启动计数器(COUNT)的第二寄存区使能信号 CE,用于 FDEII 接收门限(Gate)的开启,缓存来自 FDEI 的数据。在延迟半个 cs 时钟周期后,COUNT 计数单元输出第三寄存区 FDEIII 的读取信号 rd,该信号用来保证算法读取稳定和准确的三维坐标数据。本文设计 3 个阶段的寄存区分别实现的是:FDEI 用于存储 FIFO 输出的 16 位串行数据;

FDEII 用于核心算法的 3 个并行数据的输出;而 FDEIII 则实现三维数据的稳定读取,并将可靠的地形数据输入下一核心算法模块。图 4 为该电路的时序仿真图。

## 2.1.2 透视投影变换核心算法电路

通过对透视投影变换原理的分析可知,坐标转换过程中涉及空间坐标旋转,数学运算上表现为矩阵的乘积。但由于地形三维数据空间旋转的复杂性,实现过程中不仅涉及大量的矩阵运算,而且要考虑空间转换的方向性,因此在电路的算法设计上必须采取一些辅助的方法来保证数据流的正确。数据符号矫正电路、数据位截取电路和时序控制电路是本系统的主要辅助手段,在很大程度上保证了数据处理的准确和高速。

### (1) 运算器电路设计

由数据有效位(clk\_en)启动的运算模块接收来自缓存区的数据。进入算法模块的数据,总共进行 3 次空间坐标转换,将来自世界坐标的三维数据旋转至屏幕坐标的相应映射点。该运算单元主要涉及大量的乘法运算器,通过空间转换系数 CONST 实现无符号乘法运算,同时输出数据标志位 const\_int,多个乘法器可以并行处理。图 5 右为设计的标志位产生电路,各个运算单元的标志

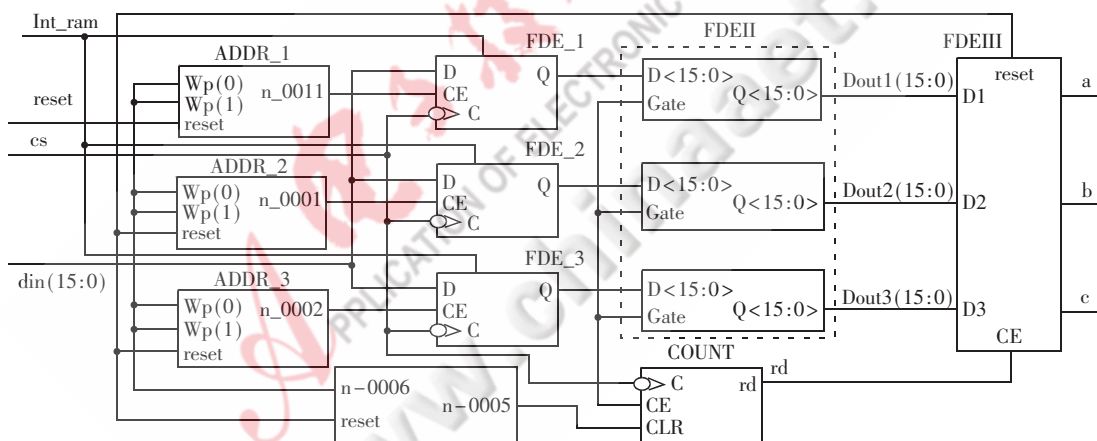


图 3 FPGA 内部 SRAM 电路

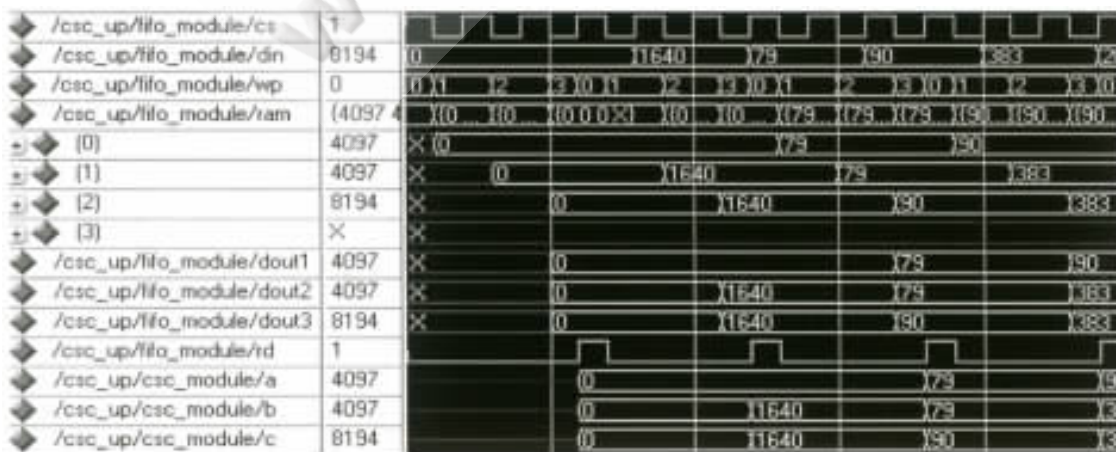


图 4 SRAM 缓存区电路时序仿真图

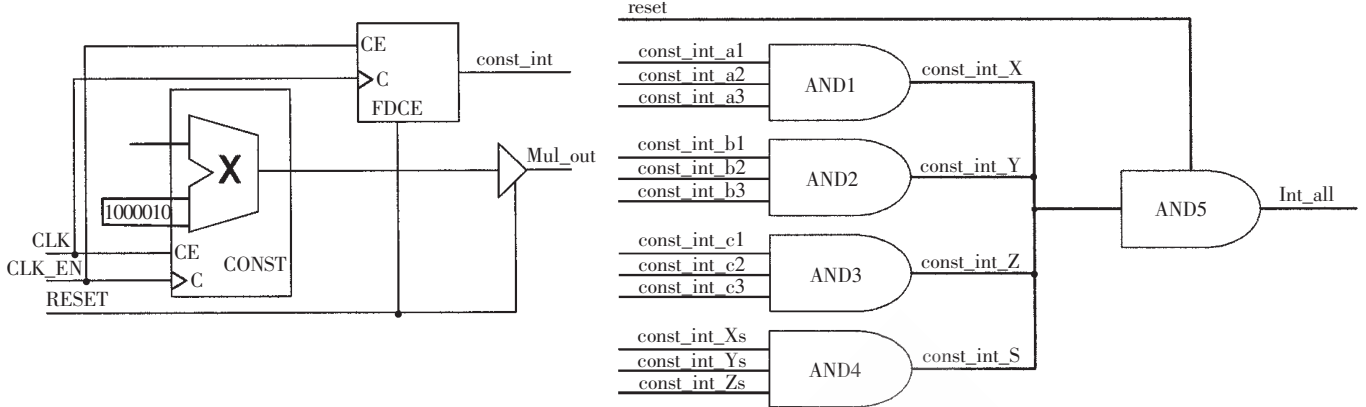


图5 单个乘法器电路和各个乘法器读取的总标志位电路

位通过与门之后产生总的读取信号  $int\_all$ 。这里使用一个读取请求信号,其原因是多个读取标志位会由于信号延迟问题发生冲突等情况,使读数据混乱,不利于下一步数据的读取存储。

(2)数据符号位矫正电路

由于乘法器中采用无符号的逻辑运算,因此需要对乘法器输出值进行逻辑加减后的数据结果进行符号位( $T\_a, T\_c$ )的判断,并通过并置符(&)输出符号标志位( $T\_mula$ ),对下一步除法器的输出结果进行数据符号位的检测并矫正,从而实现有符号数据的运算过程无符号化,

更加适合FPGA的逻辑结构特点,提高硬件逻辑中的数据运算速率。图6为矫正电路及其时序仿真图。

(3)各运算单元的时序分配

流水线的设计特别适合高速的数据流操作。其最大特点是数据流在各个步骤的处理从时间上看是连续的,关键在各个步骤时序设计的合理安排,尤其对于复杂的混合逻辑运算的电路,时序安排不当,容易造成后级数据丢失或溢出。

图7中的逻辑时序控制设计,在综合片内的混合逻辑周期后,实现了算法中步骤的单周期运行,不仅满足了

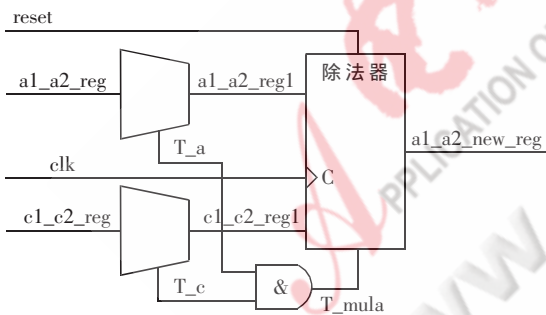


图6 符号位矫正电路及其时序仿真图

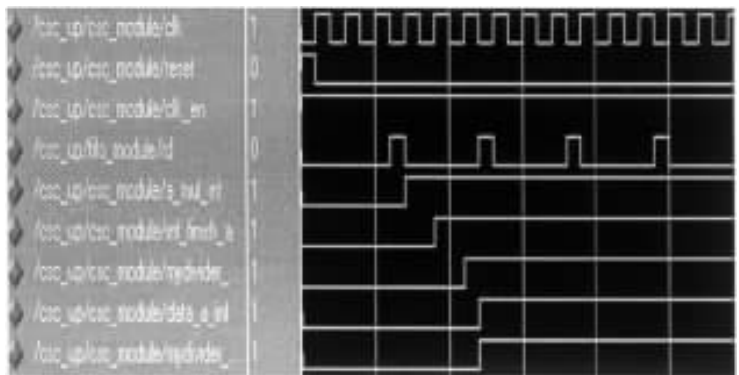
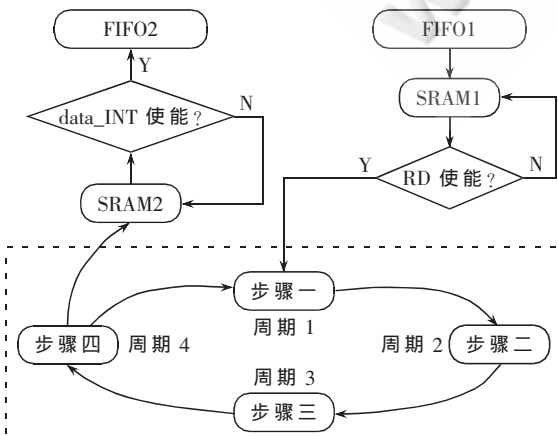


图7 投影算法中基于流水线的有限状态机的设计

流水线时钟的有序分配,同时以最少周期实现单步骤的算法运算,极大地提高了整个系统的实时性。

### 3 仿真结果与说明

应用本系统的硬件实现算法,本文对同一区域的地形三维数据进行了数据误差和时间损耗测试。

#### 3.1 准确性分析

根据 FPGA 的硬件逻辑特点采取了浮点转定点方法,在整个地形三维透视投影变换的运算中,其前后的结果数据误差分析如图 8。

图 8(a)为提供测试的三维地形数据;图 8(b)为采用软件设计实现的浮点型透视投影变换算法,X 轴、Y 轴的数据为空间转换后各点对应的二维坐标;图 8(c)为采用 VHDL 编程在 FPGA 上实现的定点型透视投影变换算法;图 8(d)则是(b)、(c)两图各相应点的坐标数据误差。从中可以得出:(1)即使在地形数据高程值大的区域,其精度误差也不超过 5 个单位数值。平均精度误差数据:X 轴为 1.7367,Y 轴为 2.2183。(2)通过增加平移仍可继续缩小误差值。

#### 3.2 时间损耗分析

根据透视投影变换算法,测试了该算法运用软件编程在 ARM 系统下的运行时间,并与采用 VHDL 编程在硬件架构下的算法消耗时间进行对比。测试环境:ARM 处理器 SAMSUNG S3C2410,主频为 203 MHz,DMA 传输频率 101.4 MHz,FIFO 读写时钟频率 101.4 MHz,FPGA 时钟周期为 101 MHz。对同一地形数据的时间测试参数如图 9。图 9(a)为在 ARM 系统下采用软件编程运行该算法,调用

次数为 55 651 时,耗时 13.23 s,如采用本系统的运行数据,则需调用 180 880 次,耗时达到 43 s;图 9(b)则是硬件架构下的算法时间损耗,调用 55 651 时,耗时 6.1 ms,调用 180 880 次,只需 19.8 ms。

实验结果表明:采用基于 FPGA 硬件架构的透视投影变换算法,在损失数据部分精度的条件下,数据运行时间损耗大大缩减,这将有利于提高嵌入式地形三维显示系统的实时性。

#### 参考文献

- [1] 蓝荣钦,李淑霞,刘阳,等.地理信息系统的发展现状和趋势[J].地理空间信息,2007,2(1):8-11.
- [2] David F.Rogers 著.计算机图形学的算法基础.石教英,彭群生译.北京:机械工业出版社,2005.
- [3] Xilinx.Using embedded multipliers in spartan-3 FPGAs. 2005,3.
- [4] Uwe Meyer-Baese 著.数字信号处理的 FPGA 实现.刘凌译.北京:清华大学出版社,2006.
- [5] Xilinx.Using block RAM in spartan-3 generation FPGAs. 2005,3.
- [6] GOSLIN G.Using Xilinx FPGAs to design custom digital signal processing devices in proceeding of the DSP.Springer Berlin,2006.
- [7] TREICHLER J,JOHNSON C,LARIMORE M.Theory and design of adaptive filters.Prentice Hall,2001.
- [8] POLTMANN R.Conversion of the delayed LMS algorithm into the LMS algorithm.IEEE signal Processing letters,2005.



图 8 软件浮点运算和硬件定点运算的数据对比图

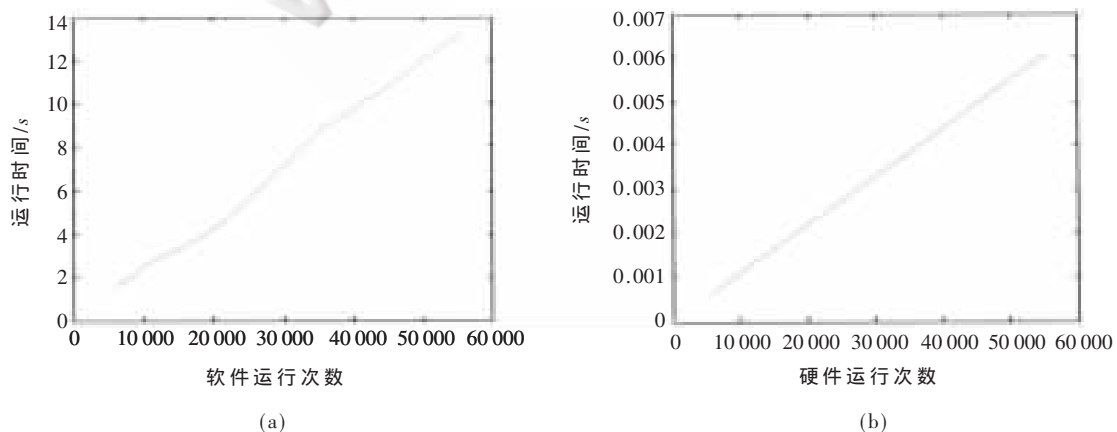


图 9 算法软、硬件运行时间对比图

(收稿日期:2008-11-10)

# 数字隔离器在无线录井数据采集与传输系统中的应用\*

于云华, 郑淑慧, 戴永寿, 孙洪涛  
(中国石油大学(华东) 信息与控制工程学院, 山东 东营 257061)

摘要: 在油田录井作业中, 钻井现场环境恶劣, 电磁干扰较大, 为保证录井数据采集和传输的正确和可靠, 在无线录井数据采集设计中采用先进的数字隔离器替代常用的光电隔离器。现场应用试验表明, 该设计不仅降低了系统功耗, 减少了 PCB 板面积, 而且达到了高可靠性和高速传输的目的, 完全满足录井工作的现场要求。

关键词: 录井; 数据采集与传输; 数字隔离器  
中图分类号: TP274 文献标识码: A

## Application of digital isolator on wireless well logging data acquisition and transmission system

YU Yun Hua, ZHENG Shu Hui, DAI Yong Shou, SUN Hong Tao  
(College of Information and Control Engineering, China University of Petroleum, Dongying 257061, China)

Abstract: The electromagnetic environment of well logging field is of much interference. In order to ensure the precision and the stability of data acquisition and transmission, digital isolator is applied to replace traditional op-electric isolator. Field experiments have proved that the design is suitable for the requirement of well logging, with better performance of reliability and high speed of data transmission. It also lowers the power consumption and the PCB size of the system.

Key words: well logging; data acquisition and transmission; digital isolator

综合录井仪提供的资料主要有地质录井资料和工程录井资料<sup>[1]</sup>。对于工程录井, 现场各种传感器信号的采集和传输是实现实时钻井过程监测、信息集成与综合控制的基础。综合录井仪作为一种用于工程参数录井的随钻设备, 其数据采集部分的设计对指导钻井作业至关重要。

综合录井仪的数据采集与传输一般采用有线供电和有线传输(RS485 或 CAN 总线), 由于井场环境复杂, 布线工作量大且繁琐, 因而综合录井工程参数采集与传输系统的供电和传输无线化是未来录井仪的研究和发展方向。录井数据采集与传输系统的无线化要求现场数据采集器的设计具有抗干扰性强、低功耗等特点。

### 1 录井数据采集与传输系统的总体设计要求

无线录井数据采集与传输系统的总体结构如图 1

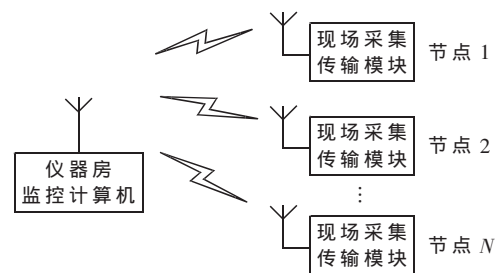


图 1 系统总体原理框图

所示。现场数据采集与传输模块针对不同传感器而具有不同结构, 一对多数电台实现数字无线通信。在强干扰环境中, 或高性能要求下, 必须对各个数据采集与传输节点内部实行电气隔离, 防止干扰的串入, 保证系统的可靠性。

\* 基金项目: 中国石油天然气集团公司石油科技中青年创新基金资助(06E1025)

## 2 基于数字隔离器的数据采集传输电路的结构设计

录井采集电路的结构因被采集信号(传感器)的不同而不同,其设计可分为三个部分:信号调理、数据采集、数据传输。图2所示是脉冲量数据采集电路。在电磁干扰强烈的钻井井场,由于现场情况十分复杂,为了防止干扰通过信号线在系统内传递,同时保护系统电路不受外部强电的破坏,在传感器与信号处理电路之间、信号处理电路与无线通信子系统之间加入了数字隔离器。

信号隔离(耦合)技术有光电耦合、电感耦合、电容耦合等。常见的光电耦合器件有6N136,6N137,速率可分别达到1 Mb/s、10 Mb/s。另外,HCPL系列(如HCPL-2530、HCPL-2630)可以实现双路信号隔离。传统的隔离方法是采用光耦合器件来隔离和保护检测电路。以6N137为例,该器件工作电压为5 V,最高速率10 Mb/s,工作温度一般为0℃~70℃,隔离电压2 500 V<sub>rms</sub>,并且以DIP8型封装,每个芯片仅提供一个隔离通道,这些性能已经限制了6N137在更高要求环境中的应用。

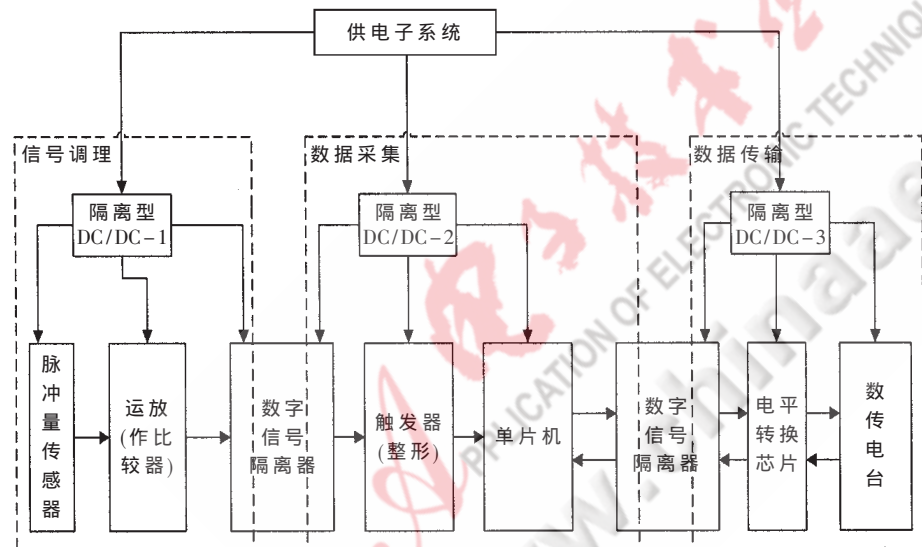


图2 脉冲量数据采集模块结构设计图

本系统设计中数字信号隔离采用电感耦合器ADuM120x/ADuM130x,它在功耗和性能方面明显优于光电耦合器。在相同的数据传输速率下,其功耗仅为普通光电耦合器的1/10~1/50。与其他隔离器件比较,该隔离器由于采用了电感耦合技术,瞬态共模抑制力及通道间匹配程度均优于传统光电隔离器,且能在同一芯片内提供正向和反向通信通道。功耗低、多通道、双向性、外围电路简单、体积小,使其满足小型化的要求,非常适用于无线录井数据采集与传输系统。

## 3 数字隔离器的结构和特点

ADuM120x/ADuM130x 隔离器是美国模拟器件公司应用 iCoupler 专利技术、采用平面磁场隔离技术制作的新颖信号隔离器件。图3所示是ADuM1301内部原理图, $V_{IA}-V_{OA}$ 和 $V_{IB}-V_{OB}$ 是两路方向相同的隔离通道, $V_{IC}-V_{OC}$

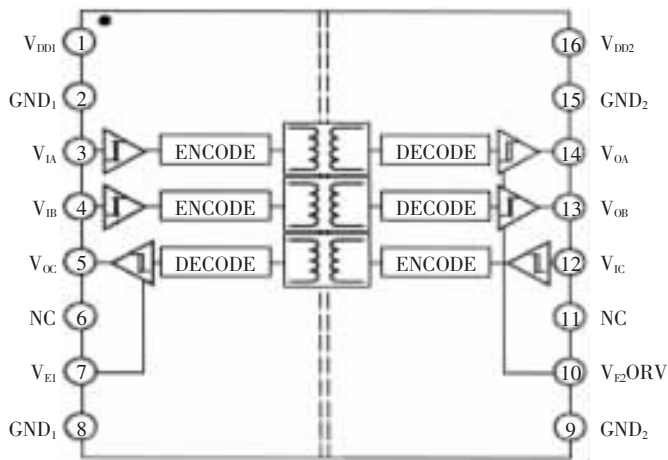


图3 ADuM1301 内部原理图

是反方向的一路通道。 $V_{DD1}$ 、 $GND_1$ 和 $V_{DD2}$ 、 $GND_2$ 分别是被隔离两侧的电源和参考地。

由于没有光电耦合器中影响效率的光电转换环节,所以 iCoupler 数字隔离器不需要驱动LED的外部电路,其功耗仅为光电耦合器的1/10~1/50。与现在普遍使用的光电耦合器相比,其小体积的SoIC封装,其印制电路板(PCB)面积缩小60%,降低了成本。每通道成本降低40%,功耗降低98%<sup>[2]</sup>。这种数字隔离器非常适合各种工业应用,包括数据通信、数据转换器接口以及其他多通道隔离应用。

另外, iCoupler 数字隔离器的隔离通道具有比光电耦合器更高的数据传输速率、时序精度和瞬态共模抑制能力。与光电耦合器不同的是,多通道 iCoupler 数字隔离器能在同一芯片内提供正向和反向通信通道。每一种产品都分3种性能等级,分别支持1 Mb/s、10 Mb/s和100 Mb/s数据传输速率,并且每种速率下都具有适当的时序精确性。

该系列器件都与较低电压系统兼容并且能够通过隔离层耦合电压,它们都采用2.7~5.5 V单电源供电并且可加在输入或输出的任一端。产品具有极低的脉冲宽度偏差,并且对于高性能等级不同通道之间的偏差低,为2ns<sup>[3]</sup>。

## 4 基于数字隔离器的实际应用电路设计

由于录井数据是通过串口与数字电台相连接进而实现数据无线传输,数据是双向的,加上电台控制信号,同一芯片内需要2个正向和1个反向通信通道,故实际运用中选择了ADuM1301。

使用时只需在 $V_{DD1}$ 和 $GND_1$ 、 $V_{DD2}$ 和 $GND_2$ 之间接

入  $0.01\ \mu\text{F}\sim 0.1\ \mu\text{F}$  电源滤波电容,以滤除高频干扰。电源电压范围在  $2.7\sim 5.5\ \text{V}$  之间,这样可以实现低电压供电,从而进一步降低系统功耗。由于两个隔离通道高度匹配,通道间串扰很小,并且采用三通道输入输出双向设计,非常适合本系统串行通信双向收发的特性,大大简化了隔离器件两端的硬件连接。图4是实际设计应用中 ADuM1301 的连接方法。

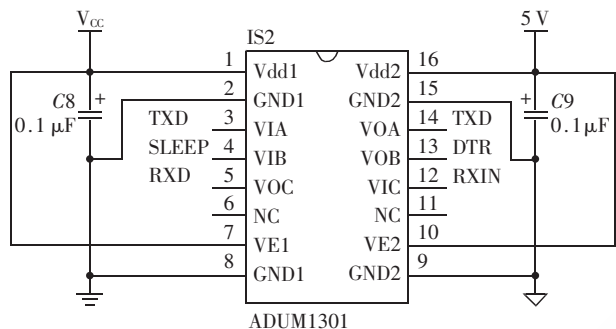


图4 ADuM1301 应用设计原理图

图4中的 C8 和 C9 是两个滤波电容。 $V_{CC}$ 、GND1 和  $5V$ 、GND2 分别为单片机 AT89C2051 侧和串口电平转换芯片 MAX232 侧的电源和参考地,是两个独立的供电系统。为降低功耗,二者可以是不同电平,本系统中单片机侧为  $3.3\ \text{V}$ ,串口侧为  $5\ \text{V}$ ,隔离器件位于二者中间,起到隔离抗干扰作用,增强系统稳定性。标号 TXD、RXD、SLEEP 和 TXO、RXIN、DTR 的信号分别对应,直接连到两侧器件上。其中 TXD、RXD 是串口的收发信号,SLEEP 是 MCU 发出的一个控制信号。VE1 和 VE2 分别为双向输出使能端,必须接上高电平才能正常通信。

### 5 录井现场应用的功耗测试与传输功能测试

一般常用的数字信号隔离器是光电耦合器,例如 6N137,采用了光电转换的原理。这种隔离方法应用较为广泛,但其功耗太大,不适合本课题的低功耗要求。对于 6N137,采用  $5\ \text{V}$  供电时,输出高电平时需要的供电电流为  $10\ \text{mA}\sim 15\ \text{mA}$ ,使能端电流为  $1\ \text{mA}$ ;在输出低电平时需要的供电电流为  $15\ \text{mA}\sim 18\ \text{mA}$ ,使能端电流为  $1.5\ \text{mA}\sim 2\ \text{mA}$ 。假设高电平和低电平机会均等,其平均工作电流为  $13.75\ \text{mA}\sim 18\ \text{mA}$ 。

脉冲量无线采集传输模块在传感器信号调理部分时还需要一路隔离器,单片机与数传电台的通信隔离需要两路隔离器(不考虑控制信号一路),而每一个 6N137 芯片只能提供一路信号隔离通道,因此每个无线采集传输模块要用 3 个 6N137,消耗的电流达  $41.25\ \text{mA}\sim 54\ \text{mA}$ 。

数字隔离器由于采用了电感耦合技术,避免了 LED 的使用,从而降低了功耗。对于 ADuM1301,在两侧电压为  $5\ \text{V}$ (实际使用时用  $3\ \text{V}$  供电功耗更低,这里为了与 6N137

的功耗比较,采用了  $5\ \text{V}$  供电时的数据),数据通信速率低于  $2\ \text{Mb/s}$  时,两路通道需要的供电电流各为  $0.8\ \text{mA}\sim 1.2\ \text{mA}$ ,两片 ADuM1301 就可以满足一个无线采集传输模块的需要,消耗电流为  $2.4\ \text{mA}\sim 3.6\ \text{mA}$ ,与采用 6N137 的方案相比,电流消耗降低到  $1/10$  以下,功耗也相应同比例降低。

降低功耗的前提必须是数据能够正确传输,隔离前后不能出现误码,图5是系统现场实际应用时测到的一路信号隔离前(上面)和隔离后(下面)的波形。可以看出,波形严格对应一致,隔离前后不存在出错现象,能够满足信号隔离和串行通信隔离的要求。

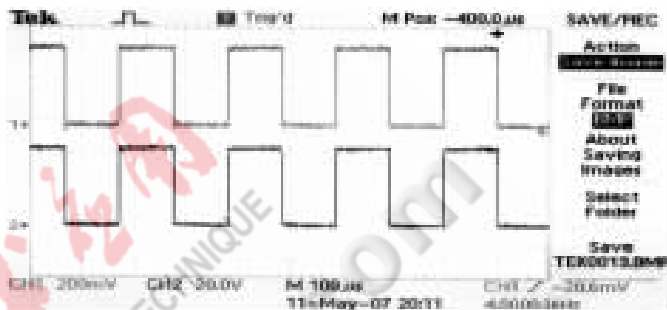


图5 隔离前后的波形对比

ADuM1xxx 系列多通道数字隔离器由于其先进的功能和优良特性,可用来代替传统的光电隔离器件。该数字隔离器应用简单,不需要其他的驱动和分立元件;传输速度快,消除了传统光电隔离器不确定的传输速率、非线性的传输函数以及温度和寿命对器件的影响,提供了更加稳定的转化性能;功耗低,而且在相同的信号传输速率下功耗不到光电隔离器的  $1/10$ ,由一个隔离芯片代替以往的多个,大大增加了通道间的匹配程度,使系统获得更好的隔离性能。

现场录井实际应用表明,该设计能够降低系统功耗,简化系统结构,提高系统可靠性和系统的整体性能,满足系统需要快速响应的实时性要求,满足了系统太阳能供电需要低功耗的要求,适用于无线录井数据采集与传输系统的应用。

### 参考文献

- [1] 秦红祥.综合录井技术在钻井工程中的应用[J].西部探矿工程,2004,67(6):59-60.
- [2] Analog Devices, Inc. ADuM1300/ADuM1301 Triple-Channel Digital Isolators data sheet (Rev.E).www.analog.com.
- [3] 林凌,洪权,李刚.双通道数字式隔离器 ADUM1201 在 CAN 总线通信系统中的应用[J].电子产品世界,2005(7):98-100.

(收稿日期:2008-12-04)

# 54 Mb/s NRZ 时钟数据恢复电路的设计与实现

段吉海,秦志杰,古 鸽,归发弟,杨 坤  
(桂林电子科技大学 信息与通信学院,广西 桂林 541004)

摘要: 提出一种采用双环路的时钟数据恢复电路, 电路采用改进型 Hogge 鉴相器; 鉴相环电荷泵充放电电流为  $13.06 \mu\text{A}$ , 改善了输出时钟的抖动影响; 压控振荡器采用四级环型振荡结构, 由伪差分结构延迟单元组成, 降低了系统电路设计难度, 减小了 VCO 的增益。通过 Cadence 软件的 Spectre 工具仿真, 能够顺利地 从 54 Mb/s 的非归零码数据中提取出 54 MHz 的同步时钟, 时钟占空比为 50%, 满足设计要求。

关键词: 时钟恢复; Hogge 型鉴相器; 电荷泵; 压控振荡器

中图分类号: TN432

文献标识码: A

## Design and implementation of a 54Mb/s NRZ clock data recovery circuit

DUAN Ji Hai, QIN Zhi Jie, GU Ge, GUI Fa Di, YANG Kun

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

Abstract: This paper presents a clock data recovery circuit using dual-loop, in which an improved Hogge phase detector is utilized. Both the current of charge and discharge of the charge pump are  $13.06 \mu\text{A}$ , which reduces the clock-jitter of the output. The VCO uses four-ring structure, each delay module is design by the pseudo-differential structure that reduces the difficulty of circuit and the gain of the VCO. Verified with Spectre simulator of Cadence software, it can recovery 54 MHz clock from the 54 Mb/s of the NRZ data. Pulse duration ratio of the clock is 50%, it meets the design requirements.

Key words: clock recovery circuit; Hogge-phase detector; charge pump; voltage control oscillator

无线局域网 WLAN(Wireless Local Area Network)是便利的数据传输系统, 它利用射频 RF(Radio Frequency)技术, 取代旧式的双绞铜线所构成的局域网络, 用户利用简单的存取架构便可使用无线局域网。无线局域网是利用无线技术实现快速接入以太网的技术。从 IEEE 802.11a、IEEE 802.11b 到目前的 IEEE 802.11g, 无线技术在性能、价格各方面均超过了蓝牙、HomeRF 等技术。DSSS/CCK 和 OFDM 是 IEEE 802.11g 标准物理层应用的两种方式, 其最大数据传输速率达到了 54 Mb/s, 已逐渐成为无线接入以太网应用最为广泛的标准<sup>[1]</sup>。本文根据无线局域网 IEEE 802.11g 标准, 设计了一种时钟数据恢复电路。电路能够从 54 Mb/s 的非归零码数据中提取出 54 MHz 的同步时钟, 用于恢复数据。

### 1 电路系统结构

本文设计的时钟恢复电路采用了如图 1 所示的双环路结构<sup>[2]</sup>。首先压控振荡器(VCO)产生的时钟要达到一定的频率, 时钟数据恢复电路中鉴相环才能开始工

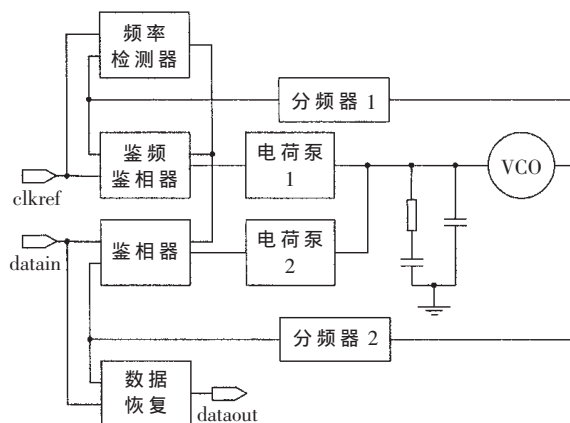


图 1 时钟恢复电路结构图

作, 通过频率检测器可以检测 VCO 的频率。当频率偏差很大时, 锁频环路工作, 而锁相环路不工作; 当 VCO 的振荡频率达到要求范围时, 频率检测器会输出控制信号来关闭锁频环路, 而锁相环路开始工作, 开始恢复数据

中的时钟。本文在传统时钟数据恢复电路的基础上,进行了较大的改进:(1)通过使用双环路改进了锁相环的锁定频率范围,引入额外参考时钟,扩大了频率捕获范围,加快了锁定时间;(2)采用改进的 Hogge 鉴相器,较之普通 Hogge 鉴相器减小了输出时钟的抖动,解决了提取时钟的稳定性;(3)采用了伪差分结构的压控延迟单元,减小了设计电路的难度,节省了芯片面积。

## 2 电路系统设计

本文设计的时钟恢复电路,由锁频环路和锁相环路组成,其中还包括一个辅助的频率检测器。锁频环路和锁相环路共用一个低通滤波器和压控振荡器,其中锁频环路的性能决定了频率捕捉范围,锁相环路性能的优劣决定了恢复时钟质量。为了降低时钟的抖动影响及增强系统的稳定性,各组成模块都需要特别的设计。

### 2.1 鉴相器

由于 NRZ 码数据的跳变沿不规整,会出现连“0”和连“1”的状态,而比较信号为规整的时钟信号,所以普通的鉴频鉴相器不能直接用于鉴相环中进行时钟恢复。普通 Hogge 鉴相器的鉴相效果跟数据内容有关,一旦输入数据信号中为长连“1”或长连“0”时,捕获好的时钟将会锁定状态点,直到数据信号中跳变沿再次到来后才能重新锁定;当环路锁定时,对于输入数据的每次转换,超前和滞后信号都会有脉冲输出(脉冲宽度相同),由普通 Hogge 鉴相器和电荷泵构成的组合会在 VCO 的输入端产生一个电压波纹,会影响 VCO 的输出频率,引起输出时钟信号抖动<sup>[2]</sup>。

本文结合普通 Hogge 鉴相器,采用如图 2 所示的改进型 Hogge 鉴相器<sup>[3]</sup>。当锁定时,时钟信号上升沿对齐码元数据的中心位置,VCO 输入端产生的正负电压波纹相互抵消,控制电压为一确定平均值,其噪声性能优于传统的 Hogge 鉴相器。

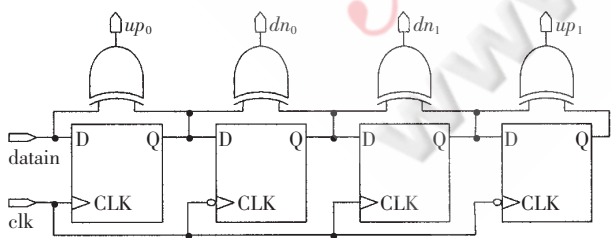


图 2 改进型 Hogge 鉴相器

### 2.2 电荷泵设计

电荷泵在锁相环中占有很重要的地位,对于系统采用的改进 Hogge 鉴相器,当提取时钟锁定时,要求充放电电流匹配良好。本文设计的电荷泵电路如图 3 所示,电路中有效解决了充放电电流匹配问题,同时采用自举技术,降低了电荷共享的影响。

图 3 中  $M_{17} \sim M_{24}$  组成电荷泵电路的电流源电路, $M_{21} \sim M_{24}$  为启动电路。电流源晶体管 PMOS 管  $M_8$ 、 $M_9$  和电

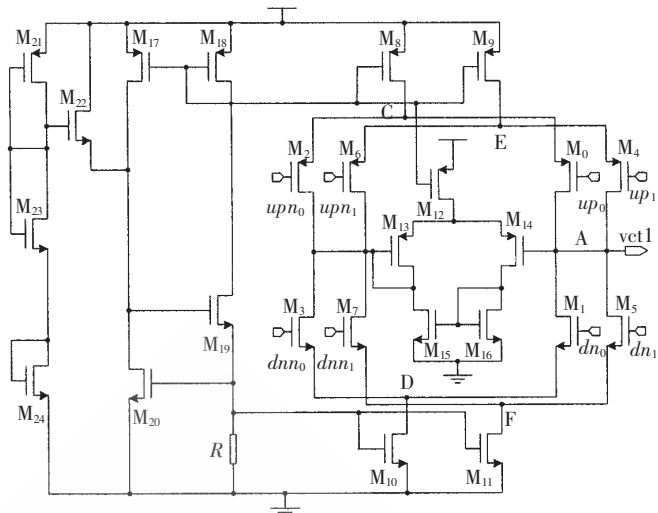


图 3 鉴相环路电荷泵电路

流晶体管 NMOS 管  $M_{10}$ 、 $M_{11}$  采用大尺寸晶体管,有效地减小了晶体管阈值电压不匹配并降低了沟道长度调制效应。同时采用了一种等效电容的电位跟踪输出电位的方法来降低电荷泵电路的电容效应对输出的影响,从而降低输出时钟的 jitter 效应<sup>[2]、[4]</sup>;在电荷泵的输出端和两个电流源之间引入由运算放大器组成的电压跟随器(由  $M_{12} \sim M_{16}$  组成)。由于 B 点总是跟踪 A 点电位,当充电放电开关  $M_0$ 、 $M_1$  关断, $M_2$ 、 $M_3$  打开时,B 点电位通过  $M_2$ 、 $M_3$  将 C、D 点钳位,使得 C、D 点电位保持不变,从而保证  $M_2$ 、 $M_3$  下次打开时不会出现瞬间大电流。C、D 两点电位的稳定同时减小了  $M_0$ 、 $M_1$  的栅极电容,缩短了  $M_0$ 、 $M_1$  的开启时间。由于 C、D 点始终受到 A 点电位的控制,当  $M_0$  或  $M_1$  开启时 A 点电位起伏减小,同理可以分析出 E、F 点也受到 A 点电位的控制,当  $M_4$  或  $M_5$  开启时 A 点电位起伏减小。电荷泵输出“vctrl”将变得更加平滑,压控振荡器的输出频率更加稳定,输出时钟的抖动减小。在锁定时,电荷泵各节点的电压保持恒定,而不会发生周期性充放电的情况,有效解决了电荷共享问题。图 4 所示为本文设计的鉴相环路电荷泵在输出电压“vctrl”变化下的充放电电流。

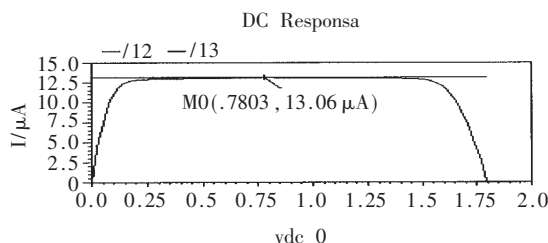


图 4 鉴相环路电荷泵充放电电流

从图中可以看出在中心振荡频率点处( $vctrl=0.7803\text{ V}$ )的充放电电流为  $13.06\ \mu\text{A}$ ;在  $vctrl=0.7803\text{ V}$  附近( $0.6 \sim 1.0\text{ V}$  范围内),vctrl 输出电压的变化对电荷泵充放电电流的影响不大,充放电电流基本相等,电荷泵的充放电电流匹配良好,保证了鉴相器增益为常数,满足了设计

的要求。相应地,在设计 VCO 时,控制电压应该工作在 0.6~1.0 V 范围。

## 2.3 压控振荡器设计

单端延迟单元的延迟时间容易受到电源电压噪声和衬底耦合噪声的干扰,而差分延迟单元则可以在一定程度上抑制这类噪声<sup>[5]</sup>。本文应用一种交互式耦合延迟单元。它由两个单端共源放大器通过一个互耦对耦合而成,互耦对在两个输出之间引入正反馈,使得两个输出信号同步变化,产生理想的差分输出,而互耦对的正反馈可以使输出宽摆幅电压。使用互耦对的另外一个好处是可以提高节点电压转换速度,有利于提高相位噪声性能<sup>[6]</sup>。传统的差分延迟单元有一个尾电流源,这在压控振荡器设计时需要设计精确的偏置电路,使系统设计增加了难度。在此基础上,为了改进传统差分延迟单元的缺点、降低噪声,本文应用一种不带尾电流源的差分延迟单元<sup>[7]</sup>,如图 5 所示。这使得在设计压控振荡器时,不用设计精确的偏置电流源,而且每个延迟单元少了一个管子,减小了芯片面积并提高了压控振荡器的稳定性。

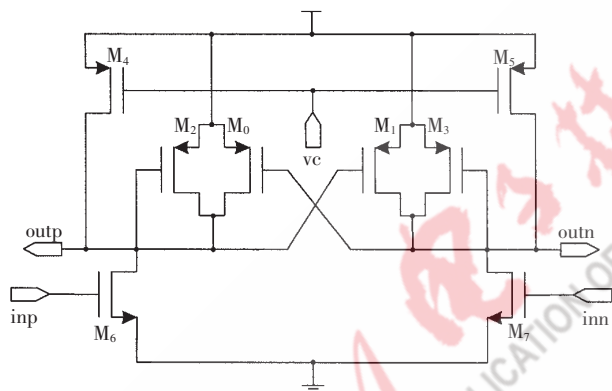


图 5 压控振荡器延迟单元

如图 5 所示,本设计的压控延迟单元由 8 个管子组成,其中交叉耦合的 PMOS 管  $M_0$ 、 $M_1$  确保在没有尾电流的情况下延迟单元能实现差分操作,提供负阻补偿输出消耗使振荡器振荡,并且,  $M_0$ 、 $M_1$  管组成的锁存作用有利于 VCO 减少抖动;辅助 PMOS 管  $M_4$ 、 $M_5$  用于控制 VCO 的振荡频率,调节两管的栅极电压,改变跨导值,从而改变输出电压的频率。二极管连接的  $M_2$ 、 $M_3$  保证了在  $M_4$ 、 $M_5$  管导通的情况下,控制振荡器振荡。

本文设计的时钟恢复电路不仅要和数据提取同步时钟,还要产生 432 MHz 的同步高频基准时钟,所以选择 VCO 的中心频率为 864 MHz,采用 4 级差分延迟单元组成的压控振荡器实现。每级的延时单元通过控制 PMOS 管改变其等效跨导来调节延时,从而控制振荡频率,考虑到工艺,电源电压环境中 PMOS 管电阻两端的电压  $V_{gs}$  在 -0.6 V~-1.2 V 之间调节线性度较好,充分考虑电荷充放电电流在控制电压为 0.6~1.0 V 范围内基本相等,所以选择控制电压  $V_c$  线性工作范围为 0.6~1.0 V。由于实际仿真时受到寄生参数等因素的影响,经过反复调节

每个管子的尺寸和模拟验证,改变各管子的宽长比值,将线性度好的曲线调节到工作范围的中间,通过 Cadence 软件的 Spectre 仿真,可以得到如图 6 所示压控振荡器的压控曲线。从图 6 中可以看出该曲线在 0.6~1.0 V 之间的线性度很好,并且当输出频率为 864 MHz 时,控制电压  $V_c=0.7803$  V 在调节范围的中间附近位置,VCO 具体的工作参数为: $F_{min}=736.377$  MHz; $F_{max}=1065.9$  MHz; $V_{max}=1.2$  V; $V_{min}=0.6$  V; $K_{vco}=-318$  MHz/V,前边负号表示设计的压控振荡器具有负压控特性。图 7 所示是  $V_c=0.7803$  V 时,4 级差分延迟压控振荡器振荡输出未经过波形整形电路所得的 864 MHz 摆幅较大的差分正弦波形。

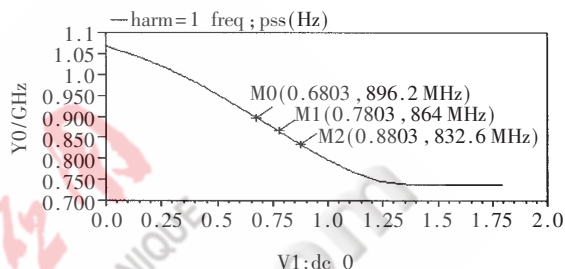


图 6 压控振荡器压控曲线

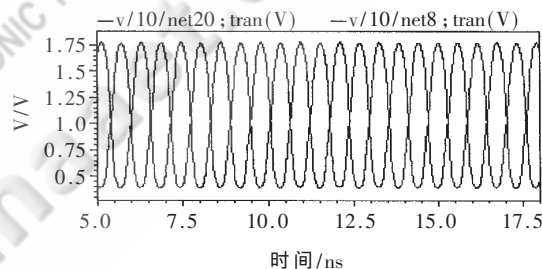


图 7  $V_c=0.7803$  V 时 VCO 振荡波形

## 3 时钟恢复电路仿真结果

对于本文设计的时钟提取电路,采用 0.18  $\mu\text{m}$  标准 CMOS 工艺实现,电源电压为 1.8 V,使用 Cadence 软件的 Spectre 仿真工具仿真。时钟数据恢复电路最终的仿真波形图如图 8 所示,图中上方波形为输入的 54 Mb/s

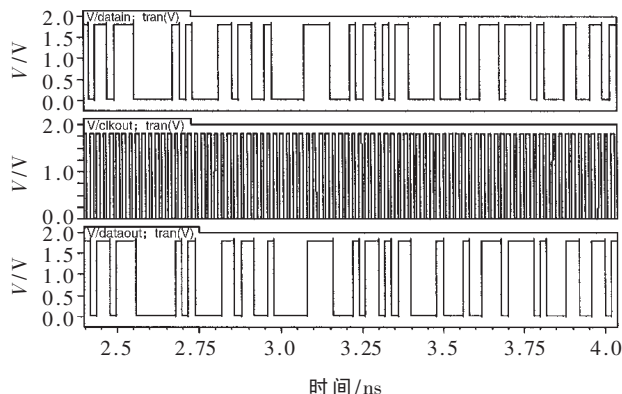


图 8 时钟数据恢复电路仿真波形

的NRZ数据信息,中间为电路提取的时钟波形,下方波形为由提取的时钟对数据的再定时;所设计的电路在输入数据为连“0”和连“1”的状态下,也能够从数据中准确无误地提取出数据时钟。

本文设计了一个基于无线局域网传输数据速率为54 Mb/s的时钟恢复电路,由于在结构上采用了双环路,加快了锁定时间,解决了时钟恢复电路捕获范围过小的问题;在电路上采用了改进型的Hogge鉴相器,用与之对应的电荷泵采用自举技术和等效电容的电位跟踪输出电位的方法,消除了传统电荷泵电路的电压跳变现象,有效减小了恢复时钟的抖动影响;在设计压控振荡器的同时,采用伪差分结构延迟单元,有效地抑制了电源噪声,减小了系统电路的复杂度,增加了系统的稳定性,减小了系统芯片的面积。

## 参考文献

- [1] 韩旭东,张春业,曹建海.IEEE802.11g研究综述[J].标准与技术追踪,2004(1):24-29.
- [2] 李学初,高清远,陈浩琼,等.CMOS集成时钟恢复电路设计[J].电子与信息学报,2007,29(6):1496-1499.
- [3] THOMAS H L,JOHN F B.A 155 MHz clock recovery delay and phase-locked loop[J],IEEE Journal of Solid State Circuits,1992,27(12).
- [4] 吴宏,陈吉华,陈怒兴.高性能锁相环中电荷泵电路研究[J].计算机工程与科学,2006,28(4):71-73.
- [5] PARK C H,KIM B.A low-noise 900 MHz VCO in 0.6  $\mu\text{m}$  CMOS technology[J].IEEE J SSC,1999,34(5).
- [6] 池保勇,余志平,石秉学,等.CMOS射频集成电路分析与设计[M].北京:清华大学出版社,2006.
- [7] 唐世民.适用于半速率CDR改进型VCO的设计与实现[J].半导体技术,2007,33(1):35-38.

(收稿日期:2008-11-15)

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

# 动态相位调整技术在 FPGA 中的设计与实现\*

黄万伟,汪斌强,曹晓磊

(国家数字交换系统工程技术研究中心,河南 郑州 450002)

摘要:提出一种基于 FPGA 的动态相位调整实现方案。在高速数据传输接口中,由于数据窗缩小以及传输路径不一致,造成数据和时钟信号在 FPGA 的接收端发生位偏移和字偏移。动态相位调整技术根据当前各数据线物理状态,对各信号线动态进行去偏移操作,克服了静态相位调整中参数不可再调的缺点,使接口不断适应外部环境的变化,从而保证数据的可靠传输。

关键词: FPGA;动态相位调整;位偏移;字偏移;静态相位调整

中图分类号: TP393

文献标识码: A

## The design and realization of dynamic phase alignment technology on FPGA

HUANG Wan Wei, WANG Bin Qiang, CAO Xiao Lei

(China National Digital Switching System Engineering and Technological Research Center, Zhengzhou 450002, China)

Abstract: An implementation named dynamic phase alignment is put forward to support high speed data interface between FPGAs. Data may arrive at the FPGA receiver with channel-to-channel bit skew and word skew due to different trace length and smaller data window. A dynamic phase alignment technology is easily implemented for the receiver in the FPGA to effectively remove skew based on current physics state of the interface, in order to overcome the immovable limitation of static phase alignment. The receiver ensures receiving packet accurately by adjusting the parameter owing to the changing of external environment.

Key words: FPGA;dynamic phase alignment;bit skew;word skew;static phase alignment

随着单线传输速率不断接近于 1 Gb/s,使每位所占的时间窗不断减小,导致采样时钟对信号线的采样点很难在其有效区间进行准确采样;再加上传输路径的不同,各数据线和采样时钟到达接收端的延迟时间不能保证完全一致,从而带来了各信号线之间的位偏移(Bit Skew)和字偏移(Word Skew)<sup>[1]</sup>,如图 1 所示。位偏移为采样时钟沿不在各数据窗口的中心位置采样,可能会导致数据采样保持时间不够长,易使 bit 位发生瞬间突变,从而导致接收的数据不稳定;字偏移是指采样接收后的各数据信号之间不同步,使得同时在发送端发送的数据在接收端却不能同一时刻被采样,导致接收的数据无效。

静态相位调整 SPA(Static Phase Alignment)通过匹配时钟线和数据线的长度<sup>[2]</sup>,使各信号在其传输线上延时相等。SPA 过程将耗费大量劳动和时间,而且其设定的参数静态只针对板卡当前的物理状态,不能适应外部环境

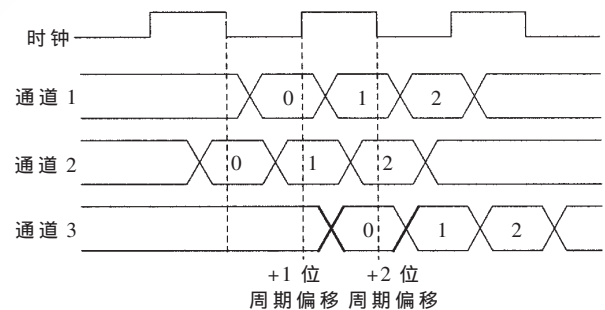


图 1 位偏移与字偏移示意图

的变化。采用动态相位调整 DPA(Dynamic Phase Alignment)技术<sup>[3]</sup>,则根据当前各信号线物理状态,每次系统上电后,自动对各信号线进行去偏移操作,从而使相位调整的参数适合当前物理状态,保证了相位调整的时效性。所以,DPA 技术能够使通信接口不断适应外部环境的变

\* 基金项目:国家高技术研究发展计划(863)项目(2008AA01A323)

化,避免由于相位偏移而导致的数据采样错误,从而保证了数据的可靠传输。

## 1 DPA 在 FPGA 上实现

为保证接送端可靠并有效接收数据,用于去偏移的 DPA 设计方案必须具有消除位偏移和字偏移的功能。在 DPA 过程中,发送端不停地发送训练序列,而接收端首先对承载各数据的传输线进行位校正,利用 FPGA 内部的 IDELAY 功能,对各个数据线进行不同程度的精确线延迟操作,使数据窗的中心位置都正对着采样时钟的边沿;在完成位调整的基础上,接收端以 bit 为基本单位,利用 BITSLEIP 功能分别调整各数据线解串后的并行数据,使并行输出数据都调整到预先设定的同步字模式,从而实现各数据通道接收数据同步。在 SPI4-4.2 接口中<sup>[4]</sup>,其训练序列定为“000000000111111111”,其同步字为“0011”。

### 1.1 ISERDES 核介绍

在接口设计中采用了 Xilinx 公司的 Xc4vlx160 FPGA<sup>[5]</sup>,在 FPGA 间的收发双方利用 16 个外部差分管脚进行器件间高速传输。每个输出管脚都在 FPGA 内部对应一个并串转换(OSERDES)核,该核内有倍频电路以及并串转换功能,将内部的并行数据串化后送到发送端的外部输出管脚。

接收端的每个输入管脚在 FPGA 内部都对应一个串并转换核(ISERDES),在其内部分别嵌入 IDELAY 线延迟核和 BITSLEIP 位偏移核,如图 2 所示。IDELAY 线延迟核将串行输入数据在其内部进行精确延迟,提供可调的 64 级抽头线延迟功能,对应的最大延迟时间为 5 ns,则 Bit alignment 提供的最小延迟颗粒度为 78.125 ps,其初始化值设为零延迟。IDELAY 线延迟核提供 dlyyce 和 dlyinc 两个输入控制信号。当 dlyyce 输入为高电平时,表明 IDELAY 处于工作状态,此时 dlyinc 每置一周期的低电平,信号线的延迟就增加一级;而 dlyinc 每置一周期的低电平,信号线的延迟就减少一级。

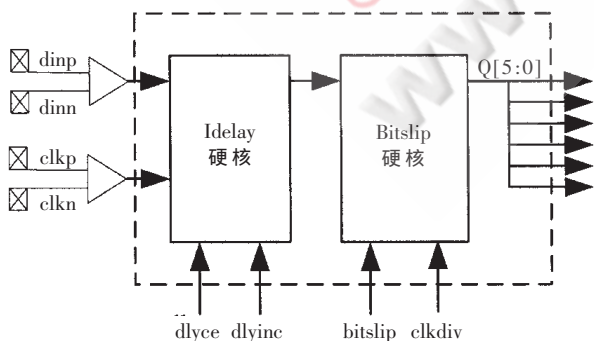


图 2 ISERDES 硬核内部结构

BITSLEIP 字偏移核内部提供串并转换和位调整功能,每个并串转换器的最大并行输出宽度为 6,若需要更宽的并行数据输出,可以以主从模式将两个相邻的 ISERDES 连接在一起,最大提供 10 位的并行输出。BITSLEIP 的位调整功能将并行输出数据存储并对数据进

行移位,提供 bitslip 输入控制信号,通过控制 bitslip 信号,对输出数据进行左移或右移,最终使并行输出数据的排序满足本 DPA 方案中设定的同步字格式。

### 1.2 DPA 设计方案

由于 FPGA 之间数据总线宽度为 16 bit 位,当 FPGA 的内部总线宽度为 64 bit 位时,从管脚输入的串行数据将被转换成 4 bit 位宽的内部并行格式。在 DPA 训练过程中,发送端分 5 个周期发送训练序列“0000\_0000\_0011\_1111\_1111”,以 5 个周期为一次循环,如此反复。定义“0011”为同步字,作为各数据线解串后需匹配的固定数据格式。

在接收端的 DPA 包括位校正(Bit alignment)和字校正(Word alignment)2 个模块,如图 3 所示,并以 5 个周期作为基本时间单位进行去偏移操作。Bit alignment 模块通过控制 Idelay 硬核的 dlyyce 和 dlyinc 两输入信号,对每个数据线都进行精确的线延迟,使采样时钟沿正好位于各自信号数据窗的中心位置。各个数据通道的 Bit alignment 调整完成以后,分别给其 Word alignment 模块发送 ready 信号,然后 Word alignment 模块通过 Bitslip 字偏移核进行字调整,使各信号线的并行输出数据中出现同步字匹配,即“0011”,表明采样后的数据分别为“0000”、“0000”、“0011”、“1111”和“1111”,从而接收端的各信号线的并行输出都保持同步,此时即可认为接收端已完成 DPA 功能,两 FPGA 之间可以发送有效数据。

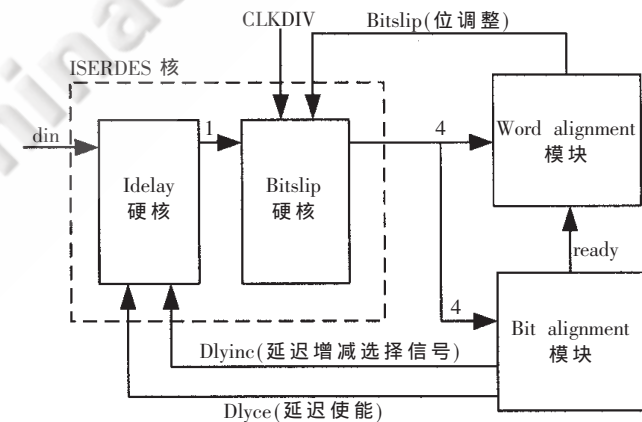


图 3 每个信号线的 DPA 内部功能模块

当其支持内 128 bit 位宽格式时,输入的串行数据被转换为 8 bit 位宽的内部并行格式,训练序列为“00000000\_00000000\_00001111\_11111111\_11111111”,同步字定为“00001111”,其 DPA 的具体实现过程不再详述。

## 2 DPA 内部功能模块

### 2.1 Bit alignment 位校正模块

Bit alignment 校正模块的主要功能是对输入的串行流进行精确的线延迟,最终使采样时钟沿置于被采数据窗的中心位置。由于各数据流经过不同的传输路径后所产生的线延迟不可知,只知周期性的训练序列被采样输出 5 个 4 位并行数据,其集合为“0000”、“0001”、

“0011”、“0111”、“1111”、“1110”、“1100”和“1000”，而且输出的 5 个 4 bit 并行数据不可能全为“0000”或“1111”，因此必存在某并行数据中同时存在‘0’和‘1’，如“0001”、“0011”等，此处为串行流电平的变化沿。在此基础上，Bit alignment 位校正模块按下述步骤进行：

(1) 首先搜索出串行数据流电平的变化沿，具体实现方法为将解串输出的 4 bit 并行数据中相邻的 bit 位两两执行异或操作，得到 3 bit 的 edge\_info。若 edge\_info 不全为‘0’，则采样数据处于串行流的‘0’和‘1’变化位置，以“0111”为例，其 edge\_info=“100”，如图 4 所示。

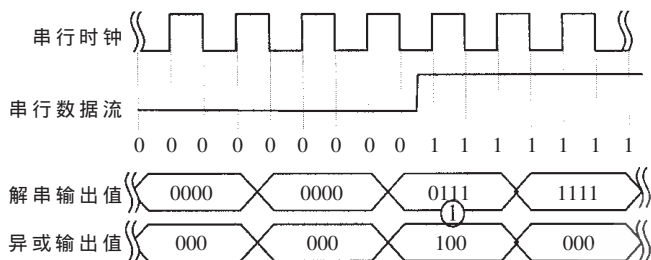


图 4 串行数据流电平的变化沿

(2) 每次循环训练就通过控制 dlyce 和 dlyinc 对信号线的延迟增加一级，并不断对新输出的 4 bit 位数据两两执行异或操作，得到 edge\_info\_new，将 edge\_info\_new 与原 edge\_info 逻辑右移一位的值比较。若比较的值不同，则重复(2)，否则执行(3)。

(3) 此时采样时钟位于前后 bit 位的边缘处，如图 5 所示。原输出的“0111”变为“0011”，edge\_info 由“100”变为“010”，表明后一 bit 位的左边缘被采样，称之为 LEFT\_EDGE 状态。此时将处于该状态的线延迟级数记为 counter1，并将 edge\_info\_new 值赋给 edge\_info。

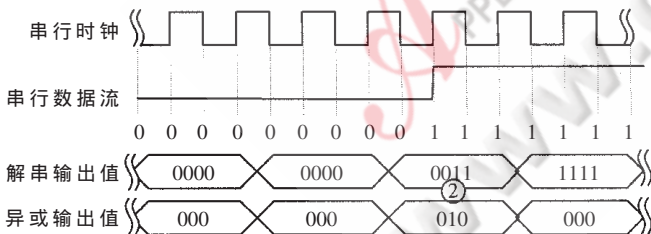


图 5 LEFT\_EDGE 状态时的输出数据以及异或值

(4) 继续增加信号线的延迟，将新得到的 edge\_info\_new 与 edge\_info 逻辑右移两位的值比较。若比较的值不同，则重复(4)，否则执行(5)。

(5) 此时采样时钟位于前后 bit 位的边缘处，如图 6 所示，记为前一 bit 位的右边沿，称之为 RIGHT\_EDGE 状态，并记录处于该状态时的线延迟级数，记为 counter2。

(6) 将处于 LEFT\_EDGE 与 RIGHT\_EDGE 状态的延迟级数的中间位置即为数据窗的中心位置，通过控制 dlyce 和 dlyinc 信号不断递减其延迟值，最终使 Idelay 的延迟级数调整为 (counter1+counter2)/2。位校正的处理流程如图 7 所示。

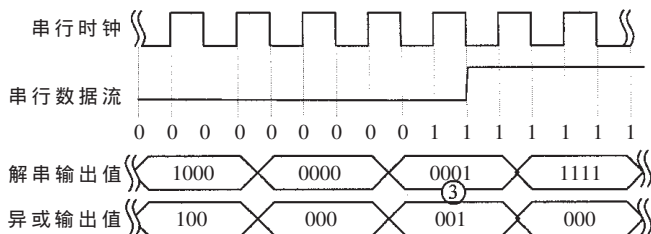


图 6 RIGHT\_EDGE 状态时的输出数据以及异或值

## 2.2 Word alignment 字校正模块

当 Bit alignment 位校正完成以后，通过其 ready 信号告知 Word alignment 模块，采样时钟已置于各数据线的数据窗的中心位置，可以对并行输出数据进行字调整。在 DPA 过程中，发送端将每 20 位的训练序列分为“0000”、“0000”、“0011”、“1111”和“1111”，以 5 次串化过程为一次循环进行发送。各信号线上的训练序列经过不同的传输路径到达接收端，并经过 Bit alignment 位校正后，各串行流经过并行输出的 4 bit 数据不一定为“0000”、“0000”、“0011”、“1111”和“1111”这 5 种状态，因此需要对输出数据进行移位操作。

Word alignment 字校正的目的是通过 Bit slip 操作，使解串输出的并行输出值出现同步字“0011”，从而使各信号线并行输出的 4 bit 数据为“0000”、“0000”、“0011”、“1111”和“1111”这 5 种状态，则接收端和发送端保持同步，接收数据有效。Word alignment 将并行输出值与“0011”相比较，如果输出值为“0011”，则该信号线不需要进行字调整；否则激活一次 bit slip 操作，即对 bit slip 信号输入一周期的电平，如此反复，直至输出的数据出现同步字“0011”，则认为该信号线的 Word alignment 字校正完成。其处理流程如图 8 所示。当各个信号线的

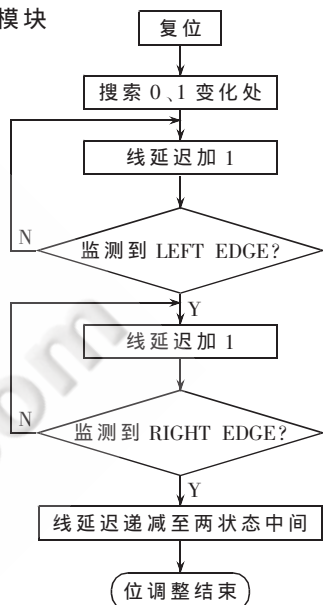


图 7 Bit alignment 位校正流程

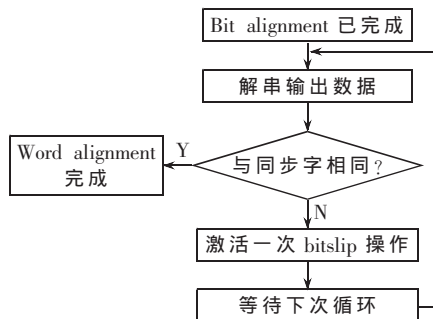


图 8 Word alignment 字校正流程



图9 动态相位调整完成效果图

Word alignment 字调整完成以后，整个接收端的 DPA 训练就结束，此后本接口就可以用于传输应用数据。

### 3 工程实现与结论

在路由器设计中，负责包处理的 FPGA 之间的高速接口设计中就采用本 DPA 设计方案，发送端的输出时钟频率超过 400 MHz，且数据线采用双边沿触发，则其单线传输速率大于 800 Mb/s。在接口中采用 16 位数据线，则整个接口的传输带宽高达  $800 \text{ Mb/s} \times 16 = 12.8 \text{ Gb/s}$ ，足以满足支持 10 Gb/s 接入处理的应用需求。图 9 为实际采样的动态相位调整效果图。

采用 DPA 实现方案，使通信接口根据当前接口中各数据线的物理状态，实时自动对各信号线进行去偏移操作，不断适应外部环境的变化，保证数据的可靠传输，因此具有很好的应用推广价值。

### 参考文献

- [1] Frenzel, Louis. Serializer/Deserializer Creates Low-cost, Short 10-Gbit/s Optical Links[J]. Electronic Design, 2001, 49(3): 41.
- [2] MONTROSE M I. 电磁兼容和印刷电路板：理论、设计和布线[M]. 北京：人民邮电出版社，2002：44-46.
- [3] TZE Yeoh. Dynamic phase alignment with chipSync technology in Virtex-4 FPGAs[J]. 2005-01-15, [http://china.xilinx.com/publications/xcellonline/xc\\_v4chipsync52.htm](http://china.xilinx.com/publications/xcellonline/xc_v4chipsync52.htm).
- [4] Xilinx. Virtex-4 User Guide ug070(v2.0)[R]. San Jose, CA: Xilinx, 2006.
- [5] Optical Internetworking Forum. Implementation Agreement: OIF-SPI4-02.10[R]. Fremont, CA: Optical Internetworking Forum, 2003.

(收稿日期：2008-12-04)

# H.264 中自适应二进制算术编码器的 FPGA 实现

王 琨,刘大茂  
(福州大学 阳光学院,福建 福州 350015)

摘 要: H.264 是目前国际上最新、最有前途的视频压缩标准,基于上下文的自适应二进制算术编码是 H.264 中一种高效的熵编码,但算法比较复杂,执行速度不高。本文提出一种基于流水线的自适应二进制算术编码器的 FPGA 结构。在实现过程中,对原有的软件流程进行了部分改进以满足硬件实现要求,采用流水线及并行处理技术设计整个电路。

关键词: 算术编码;FPGA;流水线;H.264

中图分类号: TN47 文献标识码: A

## FPGA implementation of adaptive arithmetic coder in H.264

WANG Kun,LIU Da Mao  
(Sunshine college, Fuzhou University, Fuzhou 350015,China)

Abstract: H.264 is the newest and the most promising video compressing standard in the world. The context-based adaptive binary arithmetic coding algorithm, which is based on H.264, is an efficient but complicated and low-speed algorithm. So an FPGA architecture is proposed. The original software flow is improved for the needs of hardware implementation. A pipe-line and parallel technology is applied in the whole circuit, which is implemented in the spartan3 FPGA. The coding speed can reach 1 bit/cycle and the maximal clock frequency can reach 90.4 MHz.

Key words: arithmetic coding;FPGA;pipe-line;H.264

随着 HDTV 与视频会议的兴起, H.264 视频编解码技术由于其具有更高的压缩比、更好的图像质量和良好的网络适应性而备受关注。基于上下文的自适应二进制算术编码是 H.264 标准中的关键技术之一<sup>[1]</sup>,它充分考虑了视频流的相关性,能适应信号统计特性的变化,容易达到渐进性能,是一种高效的熵编码方法。其不足是复杂度大<sup>[2]</sup>,这使得单纯用软件编码难以达到很高的性能,特别是对于实时应用,由于高清晰度视频不能实现实时编码,就需要硬件加速或者设计专门的硬件编码电路。

随着现场可编程阵列 FPGA 的容量、功能以及可靠性的不断提高,采用 FPGA 设计自适应算术编码器成为一个新的途径。本文充分利用 FPGA 高速、实时的特点,对原编码器算法进行优化,采用并行运算及流水线设计,最终在 FPGA 上以较优的速度和资源实现了硬件编码。

### 1 自适应二进制算术编码的原理

自适应二进制算术编码的编码过程分为概率估计、二进制算术编码以及区间分割与重整三部分,如图 1。

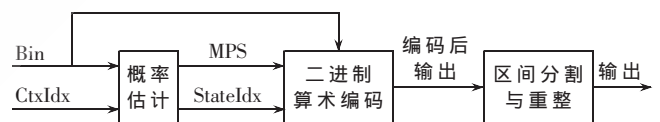


图 1 自适应二进制算术编码器基本结构图

系统以待编码比特(Bin)以及上下文编号(CtxIdx)为输入,其概率模型包括低概率符号(LPS)和高概率符号(MPS)的概率状态(StateIdx)。概率估计模块分为概率状态的初始化和重置与概率模型的更新两部分。概率状态的初始化和重置是指在 H.264 的基本编码单元——片开始时,某些预定义的概率状态通过特定的概率模型进行初始化。概率模型的更新是指:除一个外,所有概率模型均是自适应模型,在每个符号被编码后会自动更新概率模型。LPS 量化后的概率值以  $\sigma$  为编号,进行如图 2 所示的刷新。刷新的具体过程见参考文献[3]。H.264 标准中采取概率状态转移表的方式实现概率状态更新。

二进制算术编码部分采用表格的方式避免了乘法运算。算术编码器内在状态被描绘为两个量:当前间隔

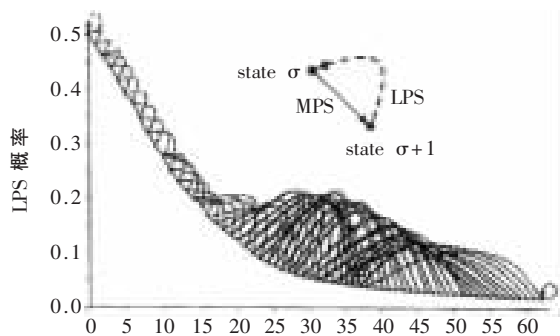


图2 概率估计与刷新模型图

范围  $R$  和当前编码基础  $L$ 。对于 Bin 的主要编码流程如图 3 所示,包括  $R$  通过给定的概率估计细分,概率模型的更新以及重整,具体流程解释见参考文献[3]。

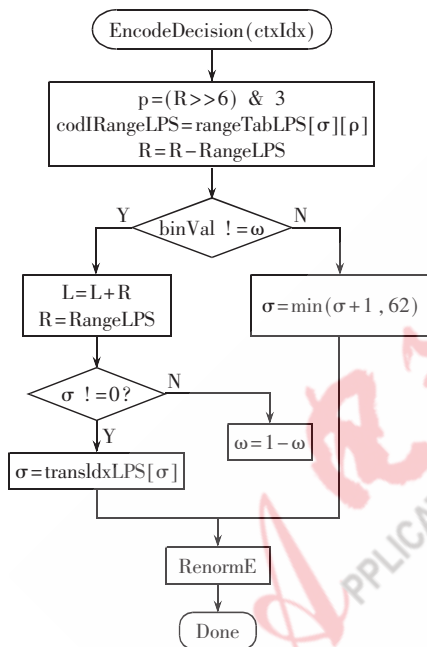


图3 二进制算术编码流程图

区间分割与重整部分主要是对编码器存储精度的控制。在 CABAC 编码器中存储精度要求在 8~9 位,即如果新的区间范围  $R$  不在合法范围  $[2^8, 2^9]$  之内,则需要重整化操作。每个周期重整化都要被执行,输出一位或多位数据。

## 2 自适应算术编码器的改进

H.264 标准中的 CABAC 编码流程是串行的,适合软件实现,但执行速度很慢且效率低下。而硬件实现的最大优势在于其并行性,可以大大提高执行效率。因此,为了设计出高速的编码器电路,在不改变算法实质的前提下,将标准中的编码流程进行相应的改进,以利于硬件实现。本文主要提出以下改进措施:

(1)对概率状态转移表的改进。H.264 中对于概率状态的转移通过概率模型索引  $pStateIdx$  进行表征。在进行概率状态转移时,首先判断当前 Bin 是否为 MPS,然后

再对该 Bin 查概率状态表进行状态转移,见表 1。对概率状态表的硬件实现通常是采用 RAM 或寄存器堆搭建而成。经过深入分析,发现表中  $transIdxMPS$  的值正好是索引  $pStateIdx$  值(除 62 和 63 以外)加 1 所得,故对于  $(pStateIdx, transIdxMPS)$  表的实现,不再采取 RAM 方式,而是以选择器和加法器的方式实现,改进后流程如图 4。经过硬件验证,发现优化后的面积为原来面积的 90%,且不改变关键路径。

表 1 概率状态转移表

pStateIdx	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
transIdxLPS	0	0	1	2	2	4	4	5	6	7	8	9	9	11	11	12
transIdxMPS	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
pStateIdx	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31
transIdxLPS	13	13	15	15	16	16	18	18	19	19	21	21	22	22	23	24
transIdxMPS	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31	32
pStateIdx	32	33	34	35	36	37	38	39	40	41	42	43	44	45	46	47
transIdxLPS	24	25	26	26	27	27	28	29	29	30	30	30	31	32	32	33
transIdxMPS	33	34	35	36	37	38	39	40	41	42	43	44	45	46	47	48
pStateIdx	48	49	50	51	52	53	54	55	56	57	58	59	60	61	62	63
transIdxLPS	33	33	34	34	35	35	35	36	36	36	37	37	37	38	38	63
transIdxMPS	49	50	51	52	53	54	55	56	57	58	59	60	61	62	62	63

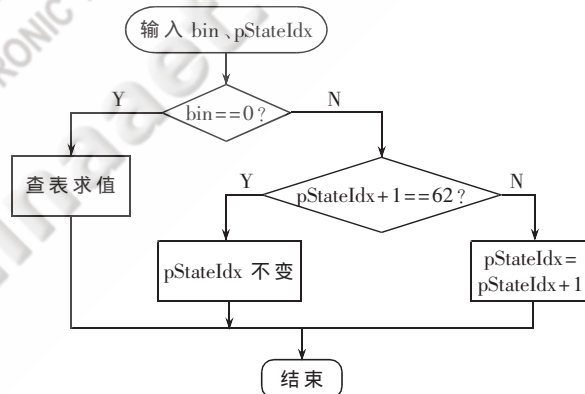


图4 状态转移流程图

(2)对于 LPS 对应的码字区间宽度  $R$  的查找表的改进<sup>[4]</sup>。如前所述,在 CABAC 中算术编码采用基于表格的查找法,故区间宽度  $R$  的值对应于  $64 \times 4$  的 RangeLPS 表。在设计中,采用  $64 \times 4$  的 ROM 来存放数值。但是依照 H.264 标准设计,ROM 的入口地址不仅取决于 6 bit 的概率状态索引值  $\sigma$ ,还取决于区间宽度参数  $\rho$  的值,这种数据依存关系无疑增加了运算量。且输出是串行,不利于流水线设计,这样就将降低了系统的时钟频率。故采用一种并行设计方案,以  $\sigma$  为输入地址查表,结果得到 4 个不同的输出,将它们锁存后,利用多路选择器以  $R[7:6]$  作为控制端选出所需的值。两种不同的实现方式见图 5。

(3)对区间重整模块的改进。在重整过程中,必须满足  $R$  在  $[2^8, 2^9]$  范围内,每次递归运算后,  $R$  可能会变得更小,所以要保持上述要求,就需要对寄存器进行由低位向高位的移位,同时空出来的低位补零,直到第一个非

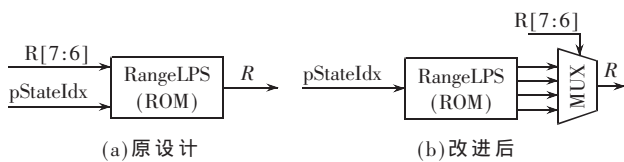


图5 R值新旧查表法比较

零位在寄存器允许的取值范围移到最高位。当然  $L$  也要通过移位与  $R$  保持一致的精度。用软件完成概率区间重整需要多次循环,直接串行实现还将占用数量不等的时钟周期。经过仔细研究发现,重整化的循环次数  $count$  等于  $R$  二进制化值前导零的数目。故  $R$  值的更新很简单,只要  $R$  左移  $count$  位即可,在硬件设计中直接采取移位寄存器即可完成。对于  $L$  值的更新较复杂,如果  $L$  值移出的  $count$  位全为 1,则重整化后的  $L$  值即为原  $L$  值移位  $count$  位后的值;否则将移位后  $L$  值的最高位置 0。总之,采用分离  $R$  与  $L$  重整的优化方法,使其不必在编码时相互等待,从而加快二元判决编码的速度,改善编码性能。

### 3 自适应二进制算术编码器的 FPGA 实现

根据上节的改进编码流程,将整个编码器设计为三个主要模块:概率估计模块、二进制算术编码模块、区间分割与重整模块,如图 6 所示。电路实现主要分为 6 级流水线。在第 1 级流水线中,输入数据进入上下文模型,读取相应数据供后级调用。第 2 级流水线包含两个模块:概率估计模块和二进制算术编码模块。在软件实现中,这两个模块是串行的,但在硬件设计中,本文抽取两个模块的输入端,同时给它们数据,使其达到并行计算,提高了编码速度。在第 3 级流水线中,进行的是概率区间  $R$  的重整与上下文模型的更新。这也是两个并行运

算,同时由于  $L$  重整要用到  $R$  重整的相关参数,因此放在下一个流水线。第 4 级流水线完成  $L$  的重整。第 5 级流水线实现数据的最后输出。

在电路设计中,为实现流水线及并行计算,一些关键的模块不可忽略。如采用加法器与选择器完成状态转移表,节约面积;采用移位寄存器完成区间重整,减少运算复杂度,缩短关键路径;采用几个模块并行执行,提高时钟频率等。

### 4 电路仿真及性能分析

本文的算法经过 VC++ 仿真验证,可对 H.264 标准中的主要视频码流进行编码,其结果与 H.264 标准程序 JM8.6 相同。电路结构采用 Verilog 语言进行 RTL 级描述,并用 modelsim6.0 软件仿真通过。仿真波形如图 7 所示。

由图 7 可以看出,数据输出周期数不确定。这是因为,在输出模块对数据进行整理时,其产生的有用数据位数不确定,而只有达到 32 位时才进行输出,故输出数据的周期性也不确定。

电路在 spartan3 FPGA 上进行综合、布局布线,使用 Synplify 工具进行综合,最高时钟频率为 90.4 MHz。将综合好的 edif 电路网表文件输入到后端由 FPGA 厂商 Xilinx 提供的 Foundation 软件进行布局布线,生成二进制流文件,逻辑单元为 769,占总资源的 22%。

使用本文设计的电路对 H.264 标准中一些标准视频序列进行测试,序列质量为 QP=28,并与 H.264 标准程序 JM8.6、文献[5]中 H.264 的 MQ 编码器以及文献[6]中 JPEG2000 的 MQ 编码器的编码时间作比较,得出如表 2 所示的结果。

综上,本文设计的算术编码器在速度上较软件实现

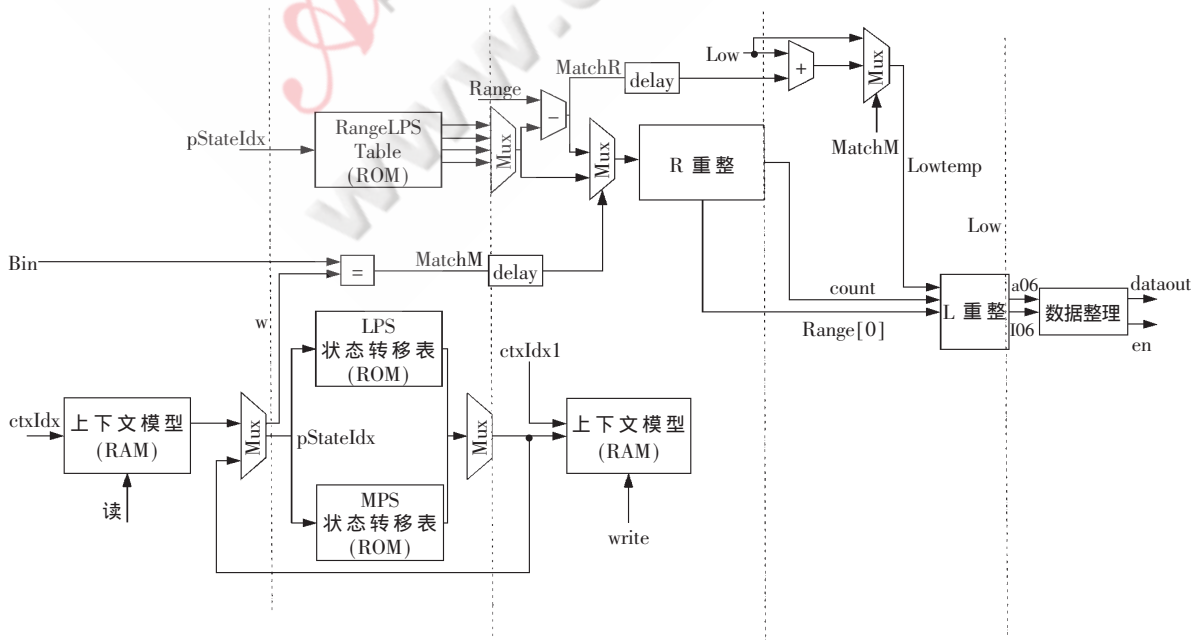


图6 自适应二进制编码器基本结构

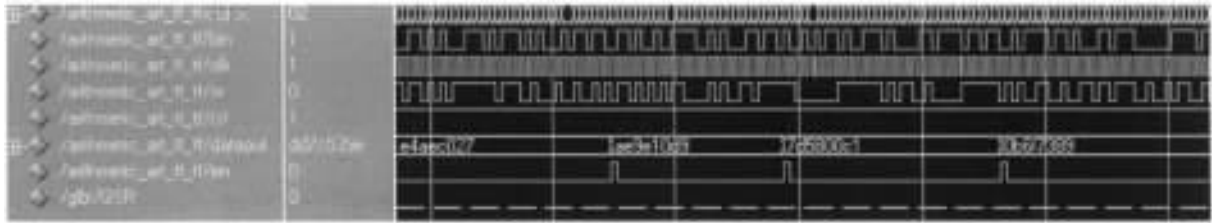


图 7 仿真波形

表 2 不同算术编码器编码时间统计

视频序列	测试帧数	总编码 bit 数	软件编码时间/ms	硬件编码时间/ms		
				常规	JPEG2000	本文
Foreman	30	141 920	273	23.7	4.3	1.6
Mobile	30	1 357 058	3 063	226.2	41.4	15
Coastguard	30	1 275 290	2 879	212.5	38.9	14.1
Football	30	158 673	305	26.4	4.8	1.8

及其他硬件电路实现有较大提升,资源占用率也较少,不仅能完成 H.264 标准中基本档次的编码,还有望应用于更大尺寸、更高质量的实时视频压缩编码。

本文在对 H.264 标准中自适应二进制算术编码器研究和分析的基础上,提出其 FPGA 电路结构,采用流水线方式实现了电路。本结构经 spartan3 FPGA 实现,吞吐量为每周期 1 bit,最大时钟频率为 90.4 MHz,能够适应 H.264 中 level3 及以上档次实时视频编码的要求。

#### 参考文献

[1] OSORIO O, BRUGUERA J. Arithmetic coding architecture for H.264/AVC CABAC compression system. in Proc. Eu-

romicro Symposium on Digital System Design, 2004; 62-69.

[2] MARPE D, SCHWARZ H, WIEGAND T. Context-based adaptive binary arithmetic coding in the H.264/avc video compression standard[J]. IEEE Circuits and Systems for Video Tech, 2003, 13(7): 620-635.

[3] Joint video team(JVT) of ISO/IEC MPEG and ITU-T VCEG draft ITU-T recommendation and final draft international standard of joint video specification[S]. Pattaya, Thailand: Final Committee Draft, Document JVT-G050, 7th Meeting, 2003: 7-14.

[4] BOSSEN F. CABAC cleanup and complexity reduction. in Joint Video Team of ISO/IEC JTC1/SC29/WG11 & ITU-T SG16/Q.6 Doc. JVTE086, Geneva, Switzerland, 2002(10).

[5] V. H. Ha, W. -S. Shim, J. -W. Kim. Real-time MPEG-4 AVC/H.264 CABAC entropy coder, in Proc. Int. Conf. Consumer Electron. (ICCE), 2005: 255-256.

[6] 华林,朱珂,张倩苓,等一种适用于 JPEG2000 的高速 MQ 编码器的 VLSI 实现. 固体电子学研究与进展, 2002, 23(4).

(收稿日期: 2008-12-09)

# 基于 FPGA 的保密型密码输入器设计\*

樊国梁<sup>1</sup>, 张晓燕<sup>2</sup>, 曹杰<sup>1</sup>

(1. 内蒙古大学 物理科学与技术学院, 内蒙古 呼和浩特 010021;  
2. 内蒙古工业大学 理学院物理系, 内蒙古 呼和浩特 010062)

**摘要:** 为了改善现有密码输入器容易造成密码泄露的缺点, 设计了保密型密码输入器。阐述了保密型密码输入器的工作原理, 给出具体设计、计算机仿真。经过实验分析和计算机仿真, 该电路能够最大限度地保护用户密码并且容易在工程中应用。

**关键词:** 密码保护; 键位; 仿真; VHDL

中图分类号: TN314 文献标识码: A

## Security password input design based on FPGA

FAN Guo Liang<sup>1</sup>, ZHANG Xiao Yan<sup>2</sup>, CAO Jie<sup>1</sup>

(1. School of Physical Science and Technology, Inner Mongolia University, Hohhot 010021, China;  
2. Department of Physics, College of Sciences, Inner Mongolia University of Technology, Hohhot 010062, China)

**Abstract:** In order to improve the shortcoming of divulging password for existing password input, the security password input was designed. This paper elaborated the working principle, gave out the design and computer simulation. The circuit can maximally protect the user's password and can be easily applied in engineer after the experiment analysis and the computer simulation, and it has high values to popularize.

**Key words:** password protect; key location; simulation; VHDL

在生活中人们越来越频繁地使用各种各样的密码来管理私人信息和资金账户。密码作为个人信息的保密锁, 在银行、网络等公共场合应用广泛, 普遍采用各种加密算法进行处理, 有效地提高了安全可靠。但是在一些场合, 如 ATM 柜员机、商场刷卡消费时, 由于数字键盘排列具有一定的规律性, 当用户输入密码时, 即使旁人站在一米线以外, 也能通过输入者手指的移动顺序猜出密码, 这使得原本安全可靠的密码泄漏, 使密码输入器变得不再安全。

目前国内外对于密码输入器的改进大都局限在外形设计上<sup>[1]</sup>, 如加罩、将键盘方型布局改为 V 型等, 这些措施不能从根本上解决密码泄漏问题, 并且给密码输入者带来操作上的不便。本文利用 VHDL 语言设计了一种新型保密型密码输入器, 使键盘上 0~9 的 10 个数字每次输入时随机排列, 不再具有规律性, 从而使输入密码时手指按下的按键顺序和目前普通的密码输入器按下的顺序不同, 这样就可以避免他人记下

按键顺序再根据键盘数字的排列规律猜出用户输入的密码。

### 1 设计思想

保密型密码输入器的最大特点就是它可以改变现有密码输入器键值排列顺序, 在每一个按键上安装一个数码管, 每次输入密码时, 0~9 的键值随机排列显示, 同时还要完成以下功能:

- (1) 产生 0~9 共 10 个随机排列且不重复的数组, 用来确定键盘上数字的排列顺序;
- (2) 将随机数组转化成数码管上要显示的键值, 并顺序输出到相应按键的数码管上;
- (3) 对键盘进行扫描, 根据按下的键位信息与显示到按键上的键值判断出输入的密码;
- (4) 将密码信息输出。

根据以上功能, 可以分四个模块进行设计: 分频电路、消除抖动电路、键盘译码电路、主体控制电路。

\* 基金项目: 内蒙古大学本科生创新基金项目

## 2 电路设计

### 2.1 分频电路

芯片中每一个模块都要有一定的时钟信号才能工作,而且在外部键盘电路和动态扫描数码显示管上都要加一定频率的时钟信号。利用分频电路将从外部输入的 4 MHz 的时钟 clk\_4m 经过分频后输出各部分电路所需的时钟脉冲。在程序中设定一个 20 位的信号  $q$ , 在 clk\_4m 到上升沿时  $q$  自加 1, 这样可以取  $q$  的其中几位来达到分频的目地。

频率计算公式为:  $q(n) = \frac{4}{2^{n+1}}$  MHz, 其中  $q(n)$  为从右起第  $n$  位信号。例如取  $q(1)$  即得到 4 分频后的时钟 1 MHz。

程序中各信号频率为: 信号 clk\_keyboard1 是键盘行扫描信号, 与键盘列扫描信号一同识别按键, 它的频率设定为 8 Hz; 信号 clk\_debounce 是消除抖动电路的采样频率, 为 128 Hz。信号 clk\_disp1 是数码管扫描信号, 它的频率要高于人眼的最大可分辨频率 24 Hz, 设定为 128 Hz。信号 clk\_scan 是键盘的行扫描信号, 一共有四位分别代表键盘上的四行, 最低位 clk\_scan(0) 代表第一行, 最高位 clk\_scan(3) 代表第四行, 低电平有效, 它与 clk\_keyboard1 相对应, 即 clk\_keyboard1 代表的二进制数。

### 2.2 消除抖动电路

在输入密码时由于手抖动或按键接触时产生抖动造成输入信号不连续, 利用消抖电路将信号变化成一个连续的信号, 防止被误认为是多次输入。

以分频电路输入的消抖电路时钟信号为采样信号, 检查每个采样信号的上升沿处输入的信号 key 是什么状态。当 key 信号改变并且连续两次采样结果相同时才输出改变后的信号 dif\_out, 否则将维持原来的输出信号。

从图 1 中可以看出, key 输入多次的低电平, 模拟输入时的抖动。当这些低电平的宽度未达到两个上升沿的宽度时, 输出信号没有改变; 当宽度超过两个上升沿的

宽度时, 输出信号才发生改变, 且输出的低电平信号的宽度为一个采样宽度。

### 2.3 键盘译码电路

将键盘按键信息根据 clk\_keyboard1 中 0 的位置判断行位置, 根据信号 c 中 0 的位置判断列位置, 从而确定按键位置, 然后将这些键位的信息以四位二进制码的形式输出。

用 clk\_debounce1 为触发信号, 每当 clk\_debounce1 在上升沿时, 将 clk\_keyboard1 和 c 合并送给内部信号 z, 由程序判断是哪一个键被按下。flag\_numb 为输出信号的标记信号, 它是在 clk\_debounce1 的下降沿才变化, 使得 flag\_numb 信号比 out\_numb 落后半个周期。这样确保在 flag\_numb 信号为 1 时, 输出的 out\_numb 信号是 0~9 中的一个。键盘扫描参数表由表 1 所示。

表 1 键盘扫描参数表

clk_keyboard	clk_scan	C	键位	out_numb
00	1110	011	S1	0001
		101	S2	0010
		110	S3	0011
01	1101	011	S4	0100
		101	S5	0101
		110	S6	0110
10	1011	011	S7	0111
		101	S8	1000
		110	S9	1001
11	0111	101	S0	0000
其他不属于以上情况的信号			无	1111

如图 2 所示, 输入 0~9 共 10 个按键信号, 信号 out\_numb 经过译码后正确地输出相应按键, 并且 flag\_numb 的上升沿位于 out\_numb 信号的中间, 可完全确保 flag\_numb 上升沿触发寄存器移位存储的都是 out\_numb 有用的信号。

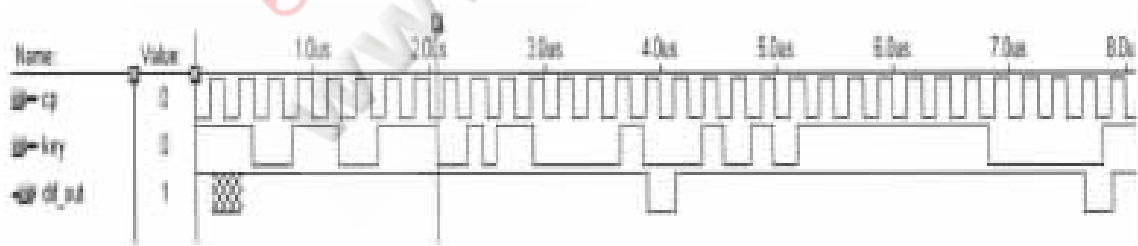


图 1 消除抖动电路的仿真

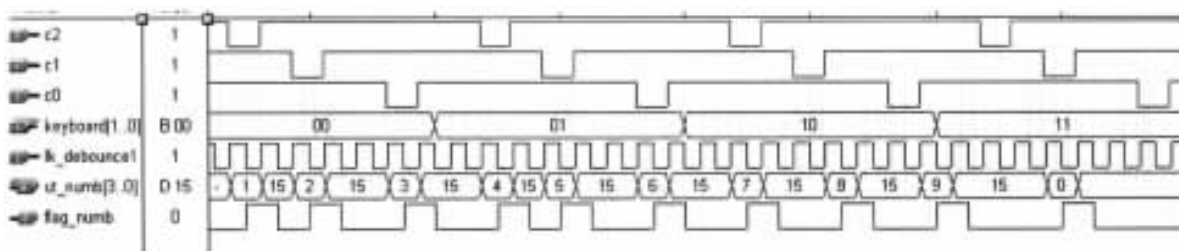


图 2 键位译码电路的仿真

## 2.4 主体控制电路

该部分电路的主要功能为产生随机的数组,用来确定 S0~S9 每个键位的键值。定义 10 个信号 a~j, 将 0~9 10 个数分别赋值给 a~j, 然后将 a~j 随即排列组成一个数组, 排在第 1 位的将是在 0 号键位上显示的数字, 排在最后的将是在 9 号键位上显示的数字。表 2 定义了 8 个数组, 定义的数组越多键盘上数字显示的变化种类就越多。另外定义一个 s 信号, 当开始输入密码信号 start 有效时, s 进行累加, 从而产生 0~7 的循环, 用来选择 8 个数组中的一个, 进而实现产生随机数组的功能。

表 2 s 信号及每组随机数中各键位的键值

S 信号	S0	S1	S2	S3	S4	S5	S6	S7	S8	S9
0	3	7	0	2	5	6	1	9	8	4
1	b	e	h	f	a	d	j	g	i	c
2	5	0	4	2	8	1	9	6	3	7
3	9	1	4	3	7	0	2	6	5	8
4	2	5	7	4	1	9	0	3	8	6
5	0	8	4	2	7	1	5	9	3	6
6	7	3	2	4	1	5	8	6	0	9
7	8	3	1	5	4	6	0	2	7	9

当 start 信号有效时, S 经过自加后就确定下来, 选中一组随机数组, 程序就将数组的值保存起来, 这个信号代表从 0~9 号键位的键值。然后顺序送到按键的数

码管显示出来, 例如 s=1 时, S0~S9 对应数组 behfadjgic, 即 S0=1, S1=4, S2=7, S3=5, …… , S9=2。

程序中定义一个 24 位的二进制信号 acc 作为寄存器用来存放 6 个密码数字, 当 start 有效就对寄存器清空 (置 1) 和计数信号 jishu 置 0。由键盘译码电路产生的标志信号 flag\_num 的上升沿触发寄存器向左移位, 把键位信号 out\_num1 从 acc 的最低位输入, 并且每移一次计数信号 jishu 加 1, 这样用户输入的前 6 位将被作为密码保存在寄存器中, 超过六 6 位, 寄存器则不会记录。

通过把寄存器 acc 中的键位信号和相应的数组进行对比, 就可以找出按键对应的 6 位密码(mima), 并可以将其输出。

如图 3 所示, 当 start 信号有效使得 s=1 时, 按输入信号的规则加入 1~9 这 9 个按键信号和 flag\_num 标志信号。可以看出在输入 1~9 这 9 个键后, 程序只存储了前 6 个, 由 s=1 推算出按下的 1 号~6 号键位代表的密码为 475039, 这和仿真后输出的结果一致。

## 2.5 顶层模块的设计

各模块利用 VHDL 语言设计, 通过仿真, 功能都正确, 生成各自的功能符号, 然后在 MAX+plusII 平台上利用原理图设计方法调用各模块, 将其按照电路原理图连接在一起, 加上输入、输出信号, 构成的模块图如图 4 所示, 由此可生成一个完整的程序。



图 3 控制电路的仿真

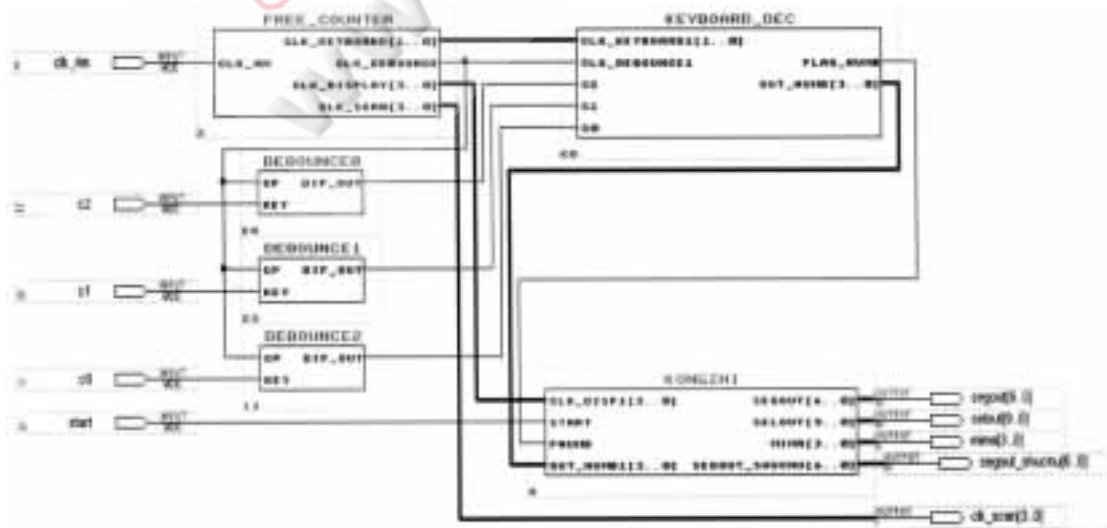


图 4 顶层模块图

本设计改变了传统密码输入器的形式,将每一个键所代表的数字进行随机排列,防止用户输入密码时被别人通过观察手指移动的位置而窃取密码。并且该设计采用 EPF10K10LC84-4 芯片实现,外围电路简单,工作稳定可靠,便于在银行、商场等工程中应用,并且作为内蒙古大学本科生创新基金项目受到专家肯定。

## 参考文献

- [1] 李海波.银行密码输入器改进[J].青年科学,2005(3):20-21.
- [2] 卢毅,赖杰.VHDL 与数字电路设计[M].北京:科学出版社,2001.
- [3] 潘松,黄继业.EDA 技术实用教程(第二版)[M].北京:科学出版社,2005.
- [4] 褚振勇,翁木云.FPGA 设计及应用[M].西安:西安电子科技大学出版社,2003. (收稿日期:2008-11-21)

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

# 基于 CMX618 与 CMX7041 的数字对讲机基带系统的设计

崔 振, 谢晓明

(北京化工大学 信息科学与技术学院, 北京 100029)

**摘要:** CMX618 与 CMX7041 是 CML 半导体公司推出的用于数字专网移动通信的专用芯片, 本文介绍了基于 CMX618<sup>[1]</sup>与 CMX7041<sup>[2]</sup>的数字对讲机基带系统的设计, 叙述了系统的硬件设计与软件设计, 并阐述了芯片使用中的问题与经验。

**关键词:** CMX618; CMX7041; 数字对讲机; 基带; 数字专网移动通信

中图分类号: TN87

文献标识码: A

## The design of baseband system for digital interphone based on CMX618 and CMX7041

CUI Zhen, XIE Xiao Ming

(School of Information Science and Technology, Beijing University of Chemical Technology, Beijing 100029, China)

**Abstract:** The baseband system of digital interphone based on CMX618 and CMX7041 chips is introduced in this paper. The CMX618 and CMX7041 researched by CML Microcircuits Inc are used for mobile communication in digital special network. In the paper, the hardware design and software design of baseband system are shown in detail, the problems and experience about the two chips are also contained.

**Key words:** CMX618; CMX7041; digital interphone; baseband; mobile communication in digital special network

数字对讲机拥有全新的技术, 是一个新时代的产物, 是模拟对讲机的更新换代产品。所谓数字对讲机, 就是在其内部将语音信号进行数字化处理, 并可以扩展其他数据应用功能的对讲机。它在以下三个方面有着模拟对讲机无法比拟的优势: (1) 窄带通信, 一路语音信号占用一个信道, 信道带宽是 12.5 kHz 或者 6.25 kHz, 从而能很好地应对当今社会频谱资源日益缺乏的难题。(2) 由于对语音信号的数字化处理使得在接收端对接收信号进行判决时消除了一定的噪声积累影响, 而且在发送端对语音数字信号还可以进行信道编码的处理, 这就使得数字对讲机的话音质量得到了进一步的改善。(3) 由于内部设有数字信号处理机制, 因此可以增加若干有关数据应用的扩展功能, 例如短信息、视频信息等。欧美市场调查的数据显示: 2003 年数字对讲机与模拟对讲机的比例是 2:8, 在 2004 年上升为 5:5, 且预计 2007 年将达到 8:2。我国目前市场上并没有自主知识产权的数字对讲机产品出售, 国外公司例如摩托罗拉、艾可慕等, 其研制的数字对讲机产品价格昂贵, 使得一般的中小型企业

无法接受。今年汶川地震时 GSM 网络的瘫痪, 使得通信、救援等工作都受到影响, 也使得对数字对讲机的需求变得异常强烈, 还有我国公安、消防、建筑等行业部门对数字对讲机的强烈需求, 所以拥有我国自主知识产权的数字对讲机亟待研发并被投入市场。

### 1 所选芯片介绍

笔者所设计的数字对讲机基带系统基于英国 CML 半导体公司的语音编解码芯片 CMX618 和 4FSK 调制解调芯片 CMX7041。参照的通信协议是 ETSI(欧洲电信标准协会)发布的公用数字对讲机标准 DPMR<sup>[3]</sup>。

CML 公司研制的这两款芯片目的是应用于窄带的数字专网移动通信。CMX618 是语音编解码芯片, 内部集成 A/D、D/A, 采用 RALCWI(鲁棒的先进的低复杂性波形插入)技术, 可以将模拟语音信号转换成数字语音信号后, 再压缩编码为位速率是 3.6 kb/s 的码流, 其中的 2.4 kb/s 是纯语音数据, 另外的 1.2 kb/s 是信道编码数据, 压缩率很高, 并且声音效果也不错。CMX618 解码时可以将语音外带信道编码的数据先解码, 再经 D/A 转

换,送入耳机或扩音器。芯片内部结构框图如图 1 所示。CMX7041 是 4FSK 方式的调制解调芯片。调制时,它可以对输入的数字信号进行 4FSK 调制,并且输出数字码流的速率可以是 4.8 kb/s 或者 9.6 kb/s,可以应对信道带宽是 6.25 kHz 和 12.5 kHz 两种情况。在解调端,它可以对 4FSK 已调信号解调,得到原调制信号。其内部结构框图如图 2 所示。

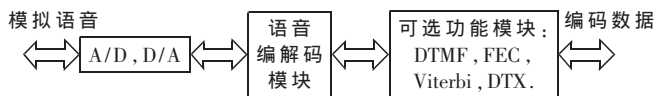


图 1 CMX618 内部模块图

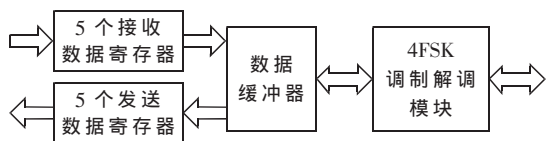


图 2 CMX7041 内部模块简图

基带系统的 CPU 选择的是 ARM7TDMI-S 内核的 NXP 的 LPC2138<sup>[4]</sup>,笔者使用外接 12 MHz 晶振,处理器时钟设置为 48 MHz,这样高的时钟频率足以应对对讲机的工作,LPC2138 的内部 Flash 为 512 KB,其中大约 256 KB 的 Flash 用来存储字库,用于短信息的功能。总体来说这款 ARM 芯片是很合适的。

## 2 系统总体介绍

系统的总体框图如图 3 所示。本设计中 CMX618 语音编码后的码流速率是 3.6 kb/s,CMX7041 将信号调制后码流速率是 9.6 kb/s,所以一路语音占用的信道带宽是 12.5 kHz。

在发送路径上,麦克将人的模拟语音转换为差分的

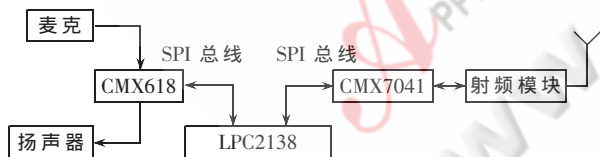


图 3 系统总体框图

电信号。将差分的电信号送入 CMX618,在其内部将电信号进行 A/D 转换,之后将数字信号进行压缩编码,输出 3.6 kb/s 的数字码流,其中含有 1.2 kb/s 的信道编码数据。LPC2138 通过 SPI 总线将 CMX618 输出的已编码数据读入到 MCU 内部开辟的数据缓存区中,之后将这些读入的数据与按照 DPMR 协议填充的协议数据一起再通过 SPI 总线送给 CMX7041,CMX7041 将得到的数据进行 4fsk 调制并发送至射频模块,再经天线发射出去。接收路径上,CMX7041 将接收到的 4fsk 已调信号进行解调,将解调得到的信号经过 SPI 总线存储到 MCU 的缓冲区中,MCU 再将缓冲区中的语音数据通过 SPI 总线送入 CMX618 待其解码,解码之后的差分语音信号送入扬声器即可还原出语音。

## 3 硬件电路设计

电路原理简图如图 4 所示,仅列出了与接口相关的引脚。

画 PCB 图时需注意以下几点:

(1)麦克输出的信号是差分的电信号,所以麦克的输出与 CMX618 的输入之间的导线应布成等长、等距离且距离尽可能近的差分线。从 CMX618 输出的信号到扩音器之间的导线同样应是差分线。

(2)为了获得可调节大小且分贝较高的声音,可以在 CMX618 与扩音器之间加一个音频功放芯片。芯片在较大功率时的声音完全可以满足对讲机的要求。大功率时,电流相应也较大,可以达到 1.5 A 左右,所以导线的宽度最好在 1~1.27 mm 之间。

(3)板子最好做成 4 层板。除了内层有电源层和地层以外,最好在顶层和底层也都铺铜,铺成地网络。为了使地平面充分相通,可以在顶层与地层、底层与地层之间多打一些过孔,这样也可提高散热性能。

## 4 软件设计

先介绍数字对讲机工作时参照的协议标准。笔者所使用的标准是 ETSI(欧洲电信标准协会)发布的公用数字对讲机标准——DPMR,考虑到所使用芯片 CMX7041

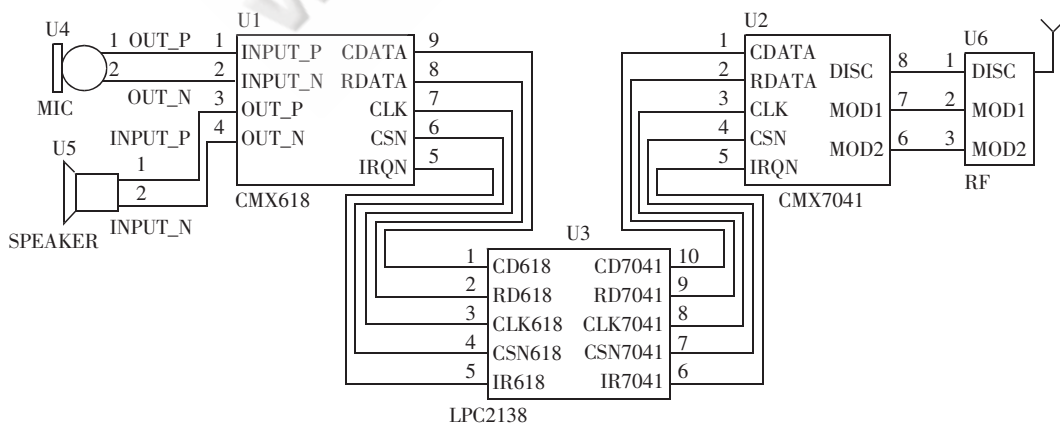


图 4 电路原理简图

的特性,在帧的结构上有所修改,如图 5 所示。为了保证语音数据的连续性,在 MCU 的 RAM 中开辟了两个缓冲区,每个缓冲区的大小都是 1896 bit,即 237 B。对讲机工作时,轮流对这两个缓冲区进行读写数据的操作。

头帧 协议数据 264 bit	超帧中的 第一帧 384 bit	超帧中的 第二帧 384 bit	超帧中的 第三帧 384 bit	超帧中的 第四帧 384 bit	尾帧 协议数据 96 bit
-----------------------	------------------------	------------------------	------------------------	------------------------	----------------------

图 5 语音帧结构

数字对讲机工作时发送端 CMX618 的工作流程图见图 6,CMX7041 工作流程图见图 7。

数字对讲机最初处于检测 PTT 键是否被按下的状

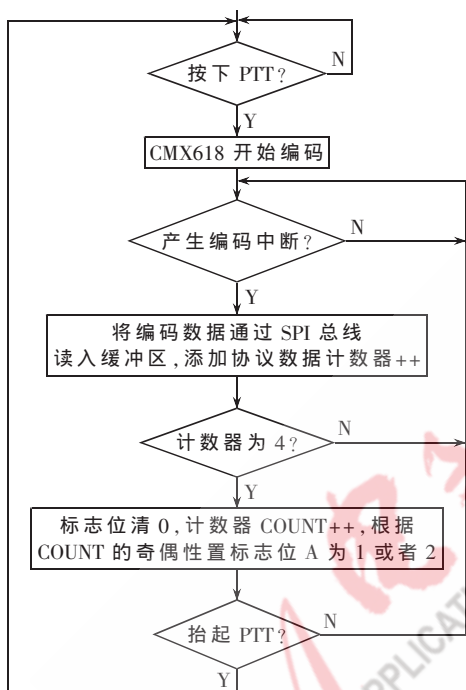


图 6 发送端 CMX618 工作流程

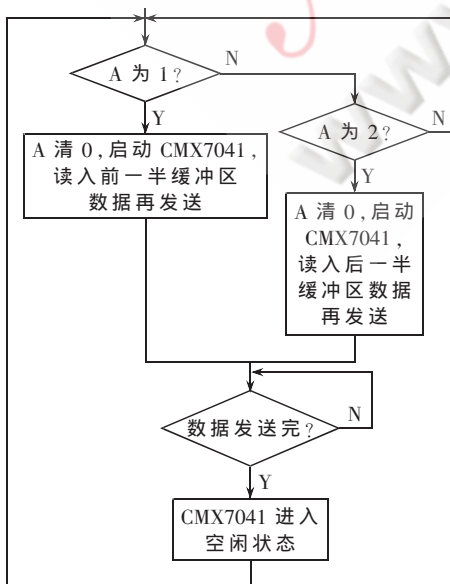


图 7 发送端 CMX7041 工作流程

态。当 PTT 键被按下时,就启动 CMX618 开始编码。CMX618 处于编码状态时,每 80 ms 会产生 36 B 即 288 bit 的已编码语音数据,并以中断方式通知 MCU,MCU 收到中断信号后就会启动其 SPI 外设从 CMX618 的内部寄存器中将这 36 B 的语音数据读到 MCU 的 RAM 缓冲区中。与此同时要根据 DPMR 协议填充相应的协议数据,这些协议数据用于得知呼叫与被呼叫者的 ID,用于判断呼叫类型是单呼、组呼、短信息通信、还是图像通信等通信类型,因此关于协议的处理也是很重要的。每当产生 4 次中断,即 320 ms 时,就启动 CMX7041,使其由 IDLE 状态转换为发送状态,将缓冲区中数据即语音数据与协议数据一起经调制后发送出去。

CMX7041 的发送机制如下。会涉及到 5 个发送数据寄存器,1 个数百字节的缓冲器,1 个调制解调模块;5 个发送数据寄存器,宽度都是 16 bit,其中的四个半寄存器用于装载待发送数据,剩余的 8 bit 用于装载控制字节。CMX7041 通过 SPI 总线将 MCU 缓冲区中的数据读入到这 5 个发送数据寄存器中,之后自动将这 5 个寄存器中的数据送入芯片内缓冲器中,每当一次送入缓冲器的操作完成,CMX7041 就会产生一个 DataReady 中断,此时,MCU 就将缓冲区中后面的数据再放到 5 个发送数据寄存器中。一直这样持续下去,直到 MCU 中前一半或者后一半缓冲区中的数据都被送入 CMX7041 中。之后 MCU 所做的就是等待 Txdone 中断的发生。Txdone 中断的发生就意味着 MCU 中缓冲区中的数据都被 CMX7041 调制完成并发送完毕。值得注意的是 CMX7041 内的缓冲器。它既时刻接收由 5 个发送数据寄存器送过来的数据,同时也在按照 9.6 kb/s 或者 4.8 kb/s 的速率向调制解调模块发送数据,以供调制解调模块将数据进行 4fsk 的调制。也就是说缓冲器在接收数据的同时,也在送出数据,是一个动态的平衡过程。有一点很重要,就是一定不能让这个缓冲器里面为空,这样就会发生并不希望的 Txdone 中断。在不希望的 Txdone 中断之后,如果 CMX7041 再没有得到来自 MCU 的使其从 IDLE 状态转换成发送状态的命令,则其不会再调制任何数据和发送任何数据。这样必然导致接收端无法正确解调数据,最终导致双方通信的失败。所以,必须在 CMX7041 发生 DataReady 中断的时刻立即向 5 个发送数据寄存器写数据,既不可在中断发生之前写(写数据过快,CMX7041 来不及处理,缓冲器会溢出),同样也不能在中断过后很久再写(芯片内的缓冲器会空,随之产生 Txdone 中断)。还有一个非常容易出问题的地方,就是 DataReady 中断发生的时间间隔问题。CMX7041 这款芯片在这个问题上很智能,它会针对内部缓冲器的填满程度而自动改变 DataReady 中断发生的时间间隔。例如:笔者设计的这个基带系统,CMX7041 工作于 9.6 kb/s 的模式,即每秒发送 9600 bit 位,每产生一次 DataReady 中断,相当于发送了 72 bit,则可推算出 DataReady 中断间隔应该是 7.5 ms,

然而事实上并不是这样。调试程序时发现,中断产生的间隔不到 1 ms。之所以这样,是因为在 MCU 中开辟的缓冲区是 237 B,即每次 CMX7041 会调制并发送 237 B 的数据,数据的数量相对于 CMX7041 内部数百字节的缓冲器来说并不多,缓冲器不会填得太满,所以就出现了这种中断产生速度要快于之前计算时间的情况。笔者又用一个例子来验证,使 CMX7041 以死循环的发送方式发送数据,此时,要发送数据的数量远远大于芯片内部缓冲器的大小,再观察产生中断的时间间隔,确实变成了 7.5 ms,验证了推测。

CMX618 产生的已编码数据的速率是 3.6 kb/s,CMX618 产生 4 次中断即 320 ms 会产生 144 B 数据,再加上协议数据共有 237 B,此时启动 CMX7041 进入发送状态,CMX7041 以 9.6 kb/s 的速率调制并发送这些数据需要 197.5 ms。CMX7041 发送数据时有个特性,会自动在要发送的数据前面添加 72 bit 的前导码与 48 bit 的帧同步码,这又会消耗 12.5 ms,因此 CMX7041 仅需要 210 ms 就可以将 CMX618 在 320 ms 内产生的数据发送完毕。发送完毕之后,CMX7041 要进入 IDLE 状态等待,在下一个 320 ms 到来的时刻再启动新一轮的调制与发送。

数字对讲机工作时接收端 CMX7041 的工作流程见图 8,CMX618 工作流程图见图 9。

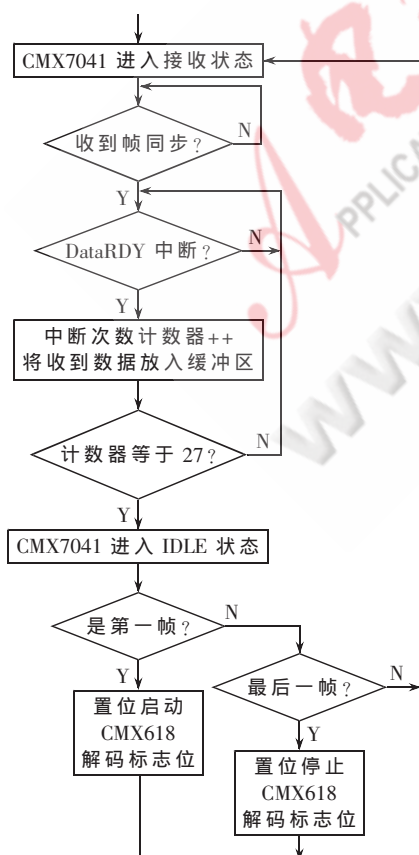


图 8 接收端 CMX7041 工作流程

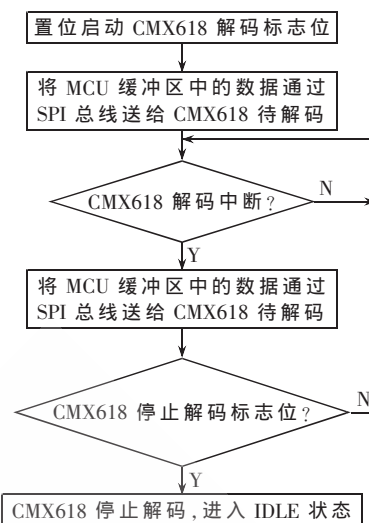


图 9 接收端 CMX618 工作流程

最初使 CMX7041 进入接收状态,芯片会自动检测帧同步,若检测到,会产生中断来告知 MCU,之后 MCU 等待 DataReady 中断,DataReady 中断发生就意味着调制解调模块已经解调好 9 B 的数据。此时,MCU 将这 9 B 数据通过 SPI 总线从 5 个接收数据寄存器中读出放入 MCU 开辟的缓冲区中。当 CMX7041 接收并解调完一整帧数据,即 243 B 时,CMX7041 进入 IDLE 状态,并置位使能 CMX618 解码的标志位,在经过一个时间大于 1 ms 的延时之后 CMX7041 进入接收状态,以便检测下一帧数据的到来。值得注意的是,此处必须加延时,否则,CMX7041 会工作不正常。

在 CMX7041 接收到最后一帧数据之后,要将 CMX618 停止解码的标志位置位,MCU 在检测到此标志位后使 CMX618 由解码状态进入 IDLE 状态。MCU 根据缓冲区中的协议信息得知这一帧是否为最后一帧,有关协议信息的处理,此处不再赘述。

当使能 CMX618 解码的标志位置位之后,立即启动其进入解码状态。CMX618 每隔 80 ms 产生一次中断,来表明其需要接收新的数据以供其内部的解码器进行解码,所以在 CMX618 产生中断之时,MCU 通过 SPI 总线将缓冲区中存储的语音数据送入 CMX618 对应的寄存器。CMX618 解码时,MCU 每隔一段时间要检测停止解码的标志位,如果检测到标志位已经置位,则 CMX618 必须由解码状态转换为 IDLE 状态。以上的通信流程在理想的通话环境可以很好地工作。

为了使系统可以很好地应用在随机的、恶劣的无线信道的环境中,需要以下措施:

(1) 在无线信道中丢帧是很正常的,可以设置一个计数器,CMX7041 收到帧时递增,CMX618 每解码一帧数据将计数器递减。实际应用中,如果丢帧太多,计数器会递减到 0,也就表明收到的语音数据都被解码,没有新的数据可供解码,此时使 CMX618 由解码状态进入 IDLE

状态。当 CMX7041 又接收到新的数据后，再启动 CMX618 解码。在信道条件不好时，CMX618 就会频繁地切换状态，这是很正常的。

(2) 考虑到无线信道丢帧的频繁性，将帧的长度设计得比较短，本设计中的长度是 243 B。每丢一次帧带来的影响是丢掉 320 ms 的语音数据。如果帧长度较长，丢失的语音数据也会较多。

本文设计的基带系统已经应用在数字对讲机的样机研发当中，测试效果不错，有很好的应用前景。

### 参考文献

- [1] CML Microcircuits Inc. CMX608/CMX618/CMX638 RALCWI vocoders datasheet. <http://www.cm1micro.com>, 2008, 3.
- [2] CML Microcircuits Inc. CMX7031/CMX7041 the two-way radio processor 4FSK data modem datasheet. <http://www.cm1micro.com>, 2007, 4.
- [3] ETSI. ETSI TS 102 490. <http://www.etsi.org>, 2005, 12.
- [4] NXP Inc. LPC2131/2132/2134/2136/2138 datasheet. <http://www.nxp.com>, 2005, 4.

(收稿日期：2008-11-20)

# 主备倒换技术的设计及其在控制领域的应用

王玉章

(研祥公司技术研究院, 广东 深圳 518057)

摘要: 主备倒换技术是提高系统可靠性的一项重要技术。本文以提高控制系统的可靠性为出发点,提出了应用于该系统中的一种高可靠主备倒换技术的设计。

关键词: 控制系统; 可靠性; 主备倒换技术

中图分类号: TP273

文献标识码: B

## The design of active/standby changeover technology and its application in controlling field

WANG Yu Zhang

(EVOC Intelligent Technology Co., Ltd, Shenzhen 518057, China)

Abstract: Active/standby changeover is an important technology to improve the reliability of system. With the purpose to enhance the reliability of system, this essay refers to the research and development of active/standby changeover technology with high reliability.

Key words: controlling system; reliability; active/standby changeover technology

当今电子信息处理系统向高可靠、大容量、高速化发展,高可靠、高速化电子信息处理系统是市场需求的发展趋势。随着嵌入式智能设备的进一步发展和普及,电子信息处理系统的可靠性设计变得越来越重要,特别是嵌入式智能控制系统,如果电子信息处理系统出现故障,其后果不堪设想,造成的损失可能是无法估量。1993年3月10日,浙江省宁波市北仑发电厂因控制系统失灵,导致一号机组发生特大锅炉爆炸事故,造成伤亡几十人。1996年6月,欧洲“阿丽亚娜”号航天飞机因智能控制系统出现故障,使航天飞机坠毁,造成了数亿美元

的巨大损失。每一次惨痛教训都提醒人们要重视控制系统的可靠性。因此,主备倒换技术就是为克服完善设计无法解决这类高可靠要求的困难发展起来的,其设计思想是允许故障存在,并能自动地消除其影响。可以说,主备倒换技术从根本上开辟了一条实现系统可靠性的途径。本文对一种高可靠的主备倒换技术设计进行阐述,并对其在控制系统中的应用进行了研究。

### 1 主备倒换电路设计

#### 1.1 主备倒换逻辑控制图

主备倒换逻辑控制框图如图1所示,具有人工倒

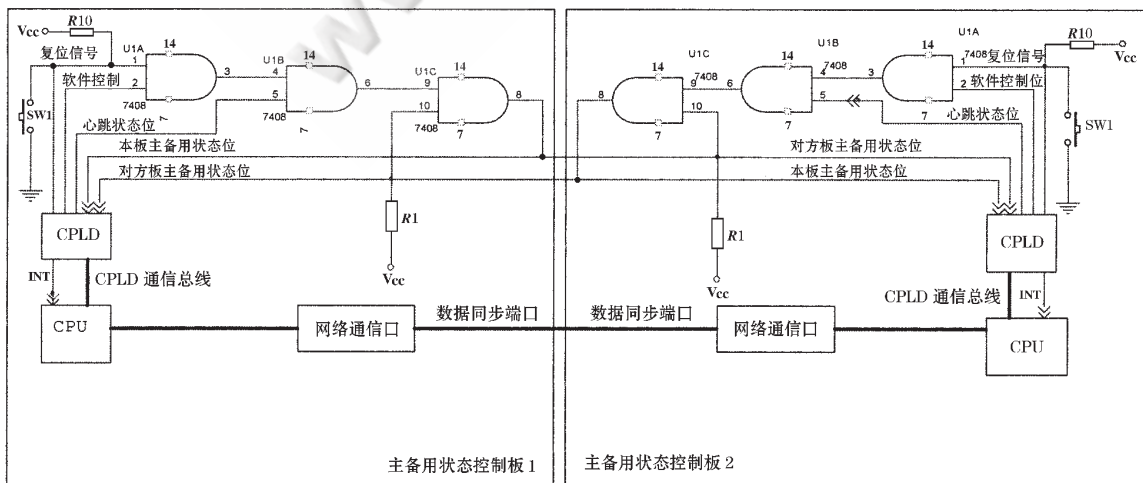


图1 主备倒换逻辑控制框图

换、软件倒换、自动倒换功能。

主备用状态控制板各信号的功能如下：

(1) 复位信号：单板的复位信号，当复位信号为低时，该板变为备用板，用于人工倒换。

(2) 软件控制位：单板的软件控制信号，它是由单板软件控制，初始化为高，当 CPU 把该位改为低时，该板变为备用板，对方控制板变为主用板。这样可以实现快速软件倒换。

(3) 心跳状态位：CPU 必须在  $500\ \mu\text{s}$  内至少访问 CPLD 一次，使 CPLD 输出心跳波形。心跳波形环回 CPLD 的心跳检测电路，CPU 如果在  $500\ \mu\text{s}$  内没有访问 CPLD，CPLD 就没有输出心跳波形。当有心跳时，心跳状态位为 1；当没有心跳时，心跳状态位为 0，通过这个方法就可以监控 CPU 是否正常运行，如果 CPU 没有正常运行，该板就变为备用板状态。

(4) 本板主备用状态位：该位为 0 状态时，本板为主用；该位为 1 状态时，本板为备用。当该状态位发生改变时，CPLD 会产生中断 INT 告诉 CPU，CPU 会查询该状态位，以便知道本板的主备用状态。

(5) 对方板主备用状态位：该位为 0 状态时，对方板为主用；该位为 1 状态时，对方板为备用。当该状态位发生改变时，CPLD 会产生中断 INT 告诉 CPU，CPU 会查询该状态位，以便知道对方板的主备用状态。

(6) 中断信号 INT：当对方板主备用状态或本板主备用状态发生改变时，CPLD 会产生中断信号 INT 通知 CPU，保证 CPU 及时知道对方板主备用状态或本板主备用状态，以保证系统正常运行。

(7) CPLD 通信总线：就是 CPU 通过该总线与 CPLD 通信，通过该总线完成 CPLD 的心跳，同时通过该总线完成对方板主备用状态或本板主备用状态的查询。

(8) 数据同步端口：该数据同步端口就是网络通信端口，主要是同步两块主备用状态控制板的数据，保证在主备板都是运行同一数据和程序，只是主用板有控制权，备用板没有控制权，倒换后，使得原来备用板能够无缝运行原来主用板的程序，保证系统的可靠性。

## 1.2 主备用工作原理

工作原理是：两块主备用状态控制板的 U2A 的第 3 脚先为低的控制板为主用。在主备倒换逻辑控制图

中，当主备用状态控制板 1 的复位信号、软件控制位、心跳状态位较主备用状态控制板 2 的复位信号、软件控制位、心跳状态位先都为高时，这时主备用状态控制板 1 的 U1B 的第 6 脚为高，主备用状态控制板 2 的 U1B 的第 6 脚输出为低，导致主备用状态控制板 1 的 U2A 的第 3 脚为低，主备用状态控制板 2 的 U2A 的第 3 脚为高。则主备用状态控制板 1 为主用，主备用状态控制板 2 为备用。反之，当主备用状态控制板 2 的复位信号、软件控制位、心跳状态位较主备用状态控制板 1 的复位信号、软件控制位、心跳状态位先都为高时，主备用状态控制板 2 为主用，主备用状态控制板 1 为备用。

## 1.3 CPLD 的逻辑实现

CPLD 逻辑设计图如图 2 所示。当 CPU 向心跳产生寄存器写入 0X55，心跳波形输出低电平，写入 0XAA，心跳波形则输出高电平，这样就能产生心跳脉冲输出。这个心跳脉冲就能监控单板内关键器件的好坏，如 FPGA、

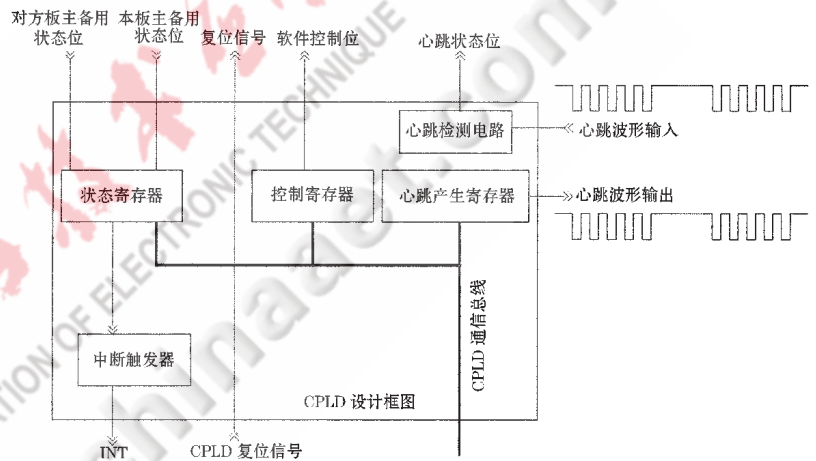


图 2 CPLD 逻辑框图

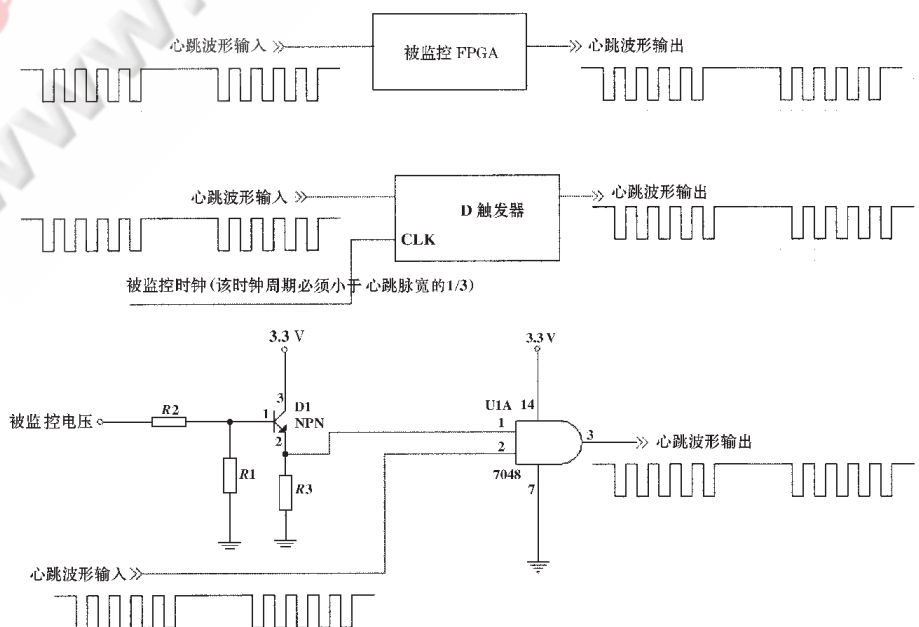


图 3 被监控 FPGA、时钟、电源逻辑图

时钟、电源等。如果这些被监控的芯片、信号或电源出现问题,那这个心跳脉冲就不能环回 CPLD 的心跳波形输入脚,则 CPLD 的心跳检测电路就不能检测到心跳的存在,即 CPLD 的心跳状态位为 0,根据图 1 的主备用倒换逻辑控制图,该主备用状态控制板只能作为备用。这样主备用状态就能够实现自动倒换。心跳脉冲监控 FPGA、时钟、电源逻辑图如图 3 所示。

## 2 软件主备用倒换过程的实现

主备用状态控制板启动程序流程图如图 4 所示。如果主用板要通过软件进行倒换,只要主用板把软件控制位设置为 0,向备用板表明自己变为备用,备用板的逻辑发中断告诉备用板 CPU,备用板进行中断处理,通过状态寄存器检测对方是否变为备用,则原备用板将软件控制位置为 1,原备用板升为主用。

## 3 主备用状态控制板的倒换波形

根据图 1 原理框图,示波器探头的二通道接主备用

状态控制板 1 的 U2A 的第 3 脚(倒换前为低即主用),示波器探头的一通道接主备用状态控制板 2 的 U2A 的第 3 脚(倒换前为高即备用),通过把主备用状态控制板 1 的软件位置为低,两块主备用状态控制板的主备用状态发生改变,其倒换波形如图 5 所示。从示波器的显示可知,时间轴每格 20 ns,则倒换时间大约 20 ns 就可以实现硬件完全倒换。实现了快速稳定的倒换,从而可在工业

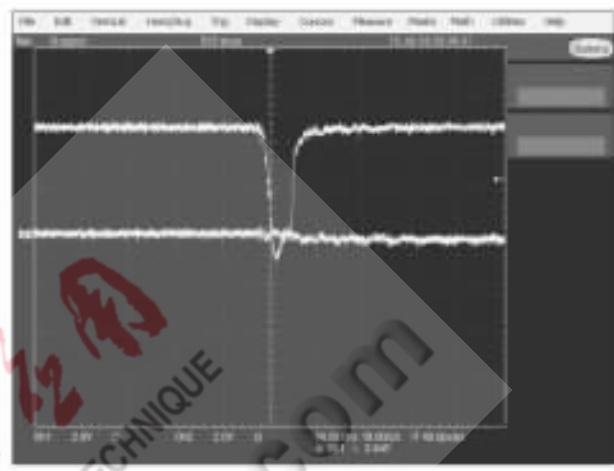


图 5 主备用状态倒换波形图

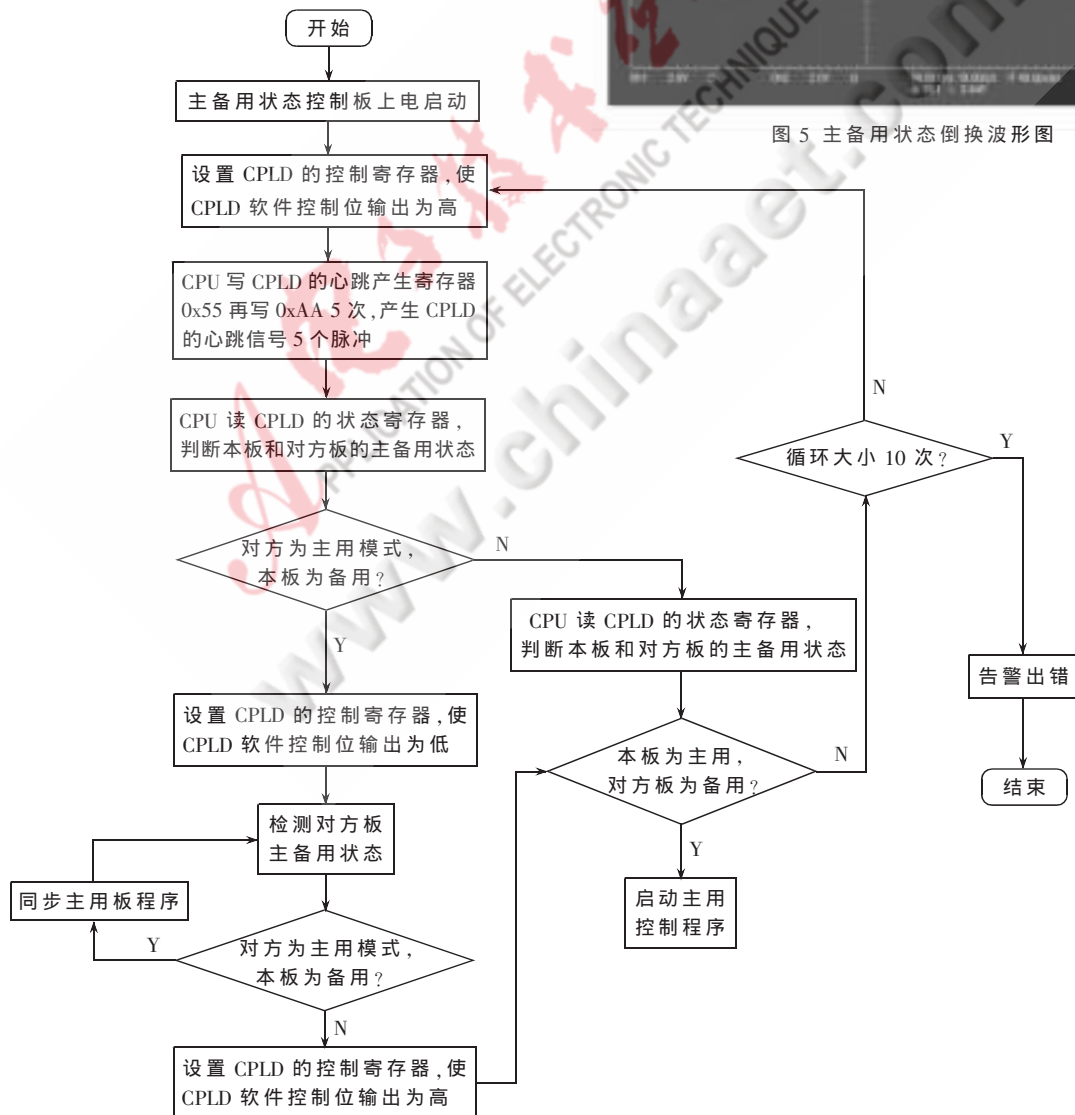


图 4 主备用状态控制板启动程序流程图

控制领域得到广泛应用。

#### 4 主备用状态控制板的倒换测试

(1) 手动倒换: 如图 1 按下主用板(如主备用状态控制板 1 为主用)的复位键 SW1。这时, 原主用板(如主备用状态控制板 1 为主用)重启, 变为备用, 原备用板(如主备用状态控制板 2 为备用) 变为主用, 硬件切换时间约为 20 ns, 软件同步切换时间约为 20 μs。

(2) 软件倒换: 主用板(如主备用状态控制板 1 为主用)的 CPU 置 CPLD 的控制寄存器的软件控制位为 0, 使 CPLD 的软件控制位引脚输出为 0。这时, 原主用板(如主备用状态控制板 1 为主用)变为备用板, 原备用板(如主备用状态控制板 2 为备用) 变为主用板, 硬件切换时间约为 20 ns, 软件同步切换时间约为 1 μs。这样可以实现快速软件倒换。

(3) 自动倒换: 由于 CPU 必须在 500 μs 内, 至少访问 CPLD 一次, 使 CPLD 输出心跳波形, CPU 如果在 500 μs 内没有访问 CPLD, CPLD 就没有输出心跳波形, 当没有心跳时, 心跳状态位为 0, 短路主用板的内存, 让主用板死机, CPU 不去访问 CPLD, 这时, 原主用板(如主备用状态控制板 1 为主用)变为备用板, 原备用板(如主备用状态控制板 2 为备用)变为主用板, 硬件切换时间为 20 ns 左右, 软件同步切换时间为 10 ms 左右。这样可以实现可靠的自动倒换。

#### 5 主备用状态控制板在工控领域的应用

很多高可靠性要求的场合要求系统的可靠性指标为 99.999%, 即系统一年的平均故障时间不超过 3 min。如电力控制系统、交通导航系统等, 系统仅靠提供元件的可靠性是无法满足要求的, 需要对系统的关键设备进行主备份, 主备用设备通过控制通信网进行数据备份, 使得主备用设备完全同步, 保证当这些主备用设备出现故障时, 热切换到备份设备, 使系统能不间断运行。

(1) 在数据采集处理方面的应用如图 6 所示, 通过本板的主备用状态位来控制总线, 当本板主用时, 数据采集卡的总线可以与本板的 CPU 通信, 当备用时, 数据采集卡的总线不与本板的 CPU 通信。

(2) 在网络通信方面的应用如图 7 所示, 通过本板的主备用状态位来控制网络通信口切换开关。如果服务器 1 为主用时, 外部通信设备通过网络通信口切换开关与服务器 1 的 CPU 通信; 服务器 2 为备用, 网络通信口的切换开关断开, 不与外部通信设备通信。当两个服务器发生倒换后, 服务器 1 为备用, 服务器 2 为主用时, 服务器 1 的网络通信口切换开关断开, 服务器 2 的 CPU 通过网络通信口切换开关与外部通信设备通信。

#### 参考文献

[1] 蔡开元. 软件可靠性工程基础[M]. 北京: 清华大学出版社, 1995.

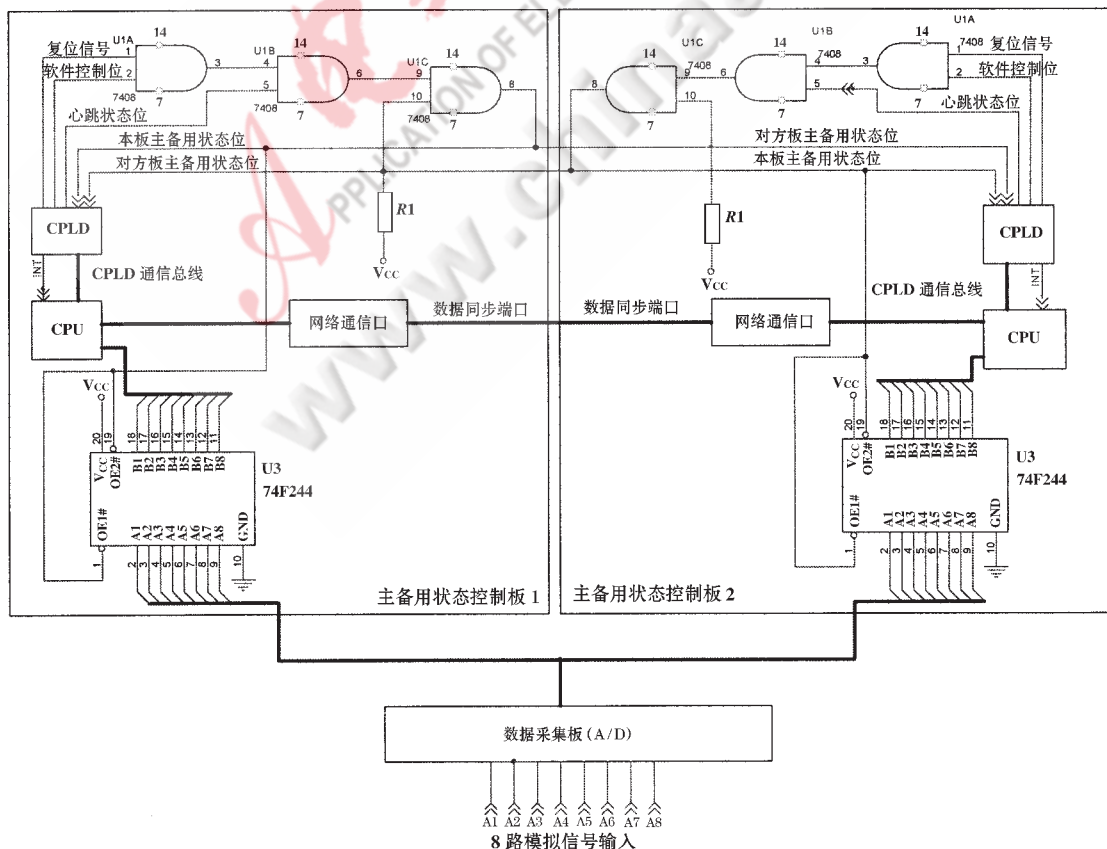


图 6 数据采集处理应用框图

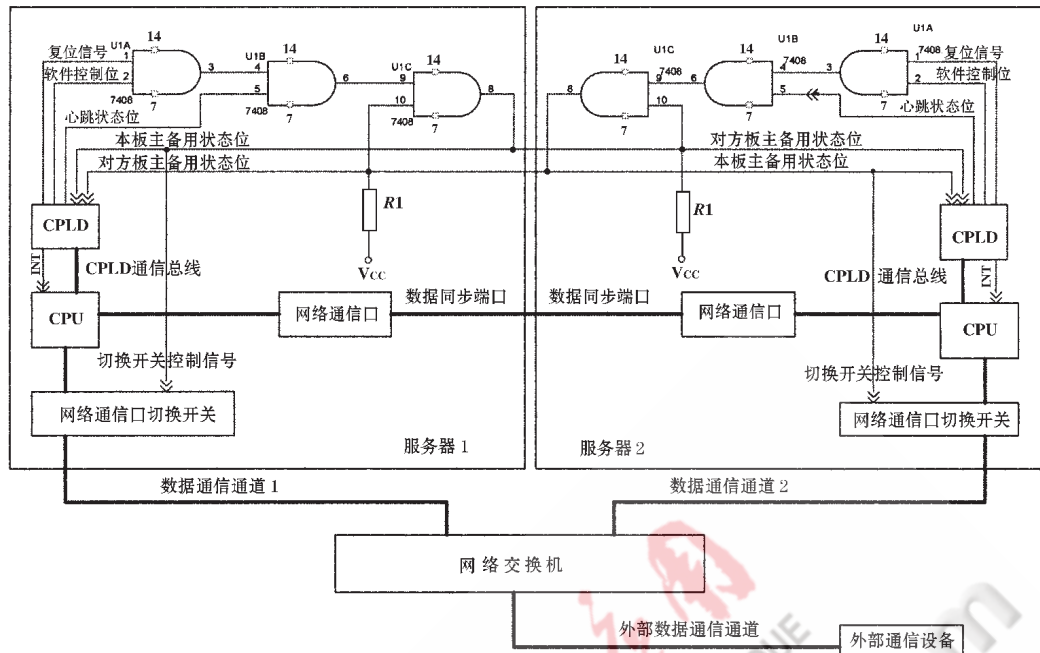


图 7 网络通信方面的应用框图

- [2] 王珍熙. 可靠性、主备倒换及容错技术[M]. 北京: 航空工业出版社, 1991. application. McGrawHill, New York, 1987.
- [3] 钱华明, 袁赣南. 分布式数据总线及其在惯性组合导航系统中的应用[J]. 中国惯性技术学报, 1997, 5(4). [5] 张有志. 可编程逻辑器件 PLD 原理与应用. 北京: 中国铁道出版社, 1996.
- [4] MUSA J D. Software reliability: measurement, prediction, [6] 高传善. 接口与通信. 上海: 复旦大学出版社, 1989. (收稿日期: 2008-11-25)

# 一种基于光学测角技术验证陀螺定向的方法\*

薛瑶, 任勇峰, 崔永俊, 侯卓

(中北大学 电子测试技术国家重点实验室, 山西 太原 030051)

**摘要:** 介绍了由半导体激光器、线阵 CCD 传感器及图像采集系统等组成的小角度测量系统的工作原理, 搭建了实验平台。同时, 对利用数据采集系统采集陀螺仪输出的角速率进行积分, 得到陀螺仪转动的角度值。通过把小角度测量系统测量的数据与积分得到的数据进行比较, 验证了陀螺仪在小角度定向应用中的精确性。实验证明, 该陀螺仪的测量精度达到  $0.01^\circ$  以内。

**关键词:** 陀螺仪; CCD 传感器; 小角度测量; 测量精度

中图分类号: TP206+.1

文献标识码: A

## Micro-angle measuring system based on optical technology to verify the gyroscope orientation mechanism

XUE Yao, REN Yong Feng, CUI Yong Jun, HOU Zhuo

(National Key Laboratory for Electronic Measurement Technology, North University of China, Taiyuan 030051, China)

**Abstract:** This paper introduced a kind of micro-angle measuring system based on optical technology to verify the gyroscope orientation mechanism. It described the working principle of micro-angle measuring system, which was composed of semiconductor laser, linear CCD and image recorder and so on, built experiment platform. It also collected the gyroscope output signal with the acquisition system, and the integral values of the output signal were the angle value. Through comparing two groups of data obtained by two methods, the paper verified the accuracy of the gyroscope orientation mechanism. The experiment proved that the gyroscope measuring precision achieve within  $0.01^\circ$ .

**Key words:** gyroscope; CCD sensor; micro-angle measuring system; measuring precision

陀螺定向技术正在被广泛应用于航空、航天、野外测绘等领域中, 例如在某弹上记录系统中, 使用陀螺仪对发射试验过程中试验弹的姿态进行测量。为了在实际应用中提高陀螺仪的测量精度, 本文设计了一种精度高且简单易行的验证方法。

光学测角由于具有非接触性、精度高和结构简单等特点而备受人们的重视, 因此使用光学测角的方法得到了越来越广泛的应用<sup>[1]</sup>。本文以微机械陀螺仪为对象, 采用基于光学技术进行小角度测量的方法, 设计了合理的实验方案, 搭建了实验台架, 对微机械陀螺仪进行了小角度定向的验证实验, 并分析了实验过程中的误差来源。

### 1 测量方法

#### 1.1 测量装置

PA-3ARG 系列三轴角速率陀螺仪是无旋转马达的固态角速率陀螺仪, 用于测量三轴角速率的传感器, 其分辨率达  $0.05^\circ/s$ 。如图 1 所示, 整个测量系统由 PA-

3ARG 角速率陀螺仪 (以下简称陀螺仪)、数据采集系统、半导体激光器、平面镜、透镜、线阵 CCD 传感器、图像采集系统等组成。

数据采集系统的主要功能是采集陀螺仪的输出信号。当陀螺仪以某个速率转动一定角度时, 利用数据采集系统采集陀螺仪输出的角速率信号, 对采集到的数据

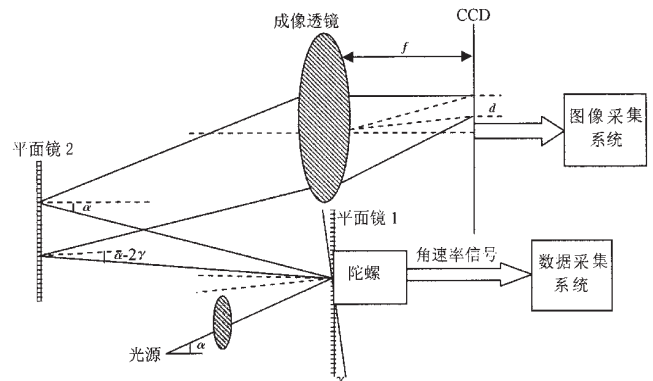


图 1 测量系统原理

\* 基金项目: 本课题受国家自然科学基金项目 (50535030) 资助

进行积分后即可得到陀螺仪转动的角度。为了验证该角度，本文设计了一种基于光学技术的小角度测量系统。由半导体激光器发出的连续平行激光经过聚焦透镜，入射到与陀螺仪连接在一起的平面镜 1 上，反射光线再入射到平面镜 2 上。随着陀螺仪的转动，反射光线入射在平面镜 2 上的位置也发生变化，经过平面镜 2 的二次反射后成像到位于成像透镜焦平面的 CCD 靶面上。利用 CCD 传感器和图像采集系统可测出 CCD 靶面上两成像点之间的偏移距离  $d$ ，根据几何关系，可求得陀螺仪的偏移角度  $\gamma$  与成像点的偏移距离  $d$  之间的关系<sup>[2]</sup>。

### 1.2 光学测量小角度原理

基于光学技术的小角度测量系统利用了光学自准直原理，传统的光学自准直光管原理图如图 2 所示<sup>[1]</sup>。光源发出的光经聚焦透镜后入射到位于成像透镜焦平面上的分划板  $O$  点处，再经成像透镜后成为平行光束；垂直于光轴安放一平面镜，则平行光束反射回来，通过成像透镜仍在分划板原来位置成实像，与原目标重合，这种现象称为“自准直”。当平面镜倾斜  $\alpha$  角时，按光的反射定律，平行光轴的光线射向平面镜，则反射光线与原光线成  $2\alpha$  返回，在分划板上距离  $O$  点为  $t$  的  $O'$  点处成像， $t$  与  $\alpha$  的关系为：

$$\tan 2\alpha = \frac{t}{f} \quad (1)$$

式(1)中  $f$  为成像透镜的焦距，通过测量  $t$ ，即可以计算出倾角  $\alpha$  的值。

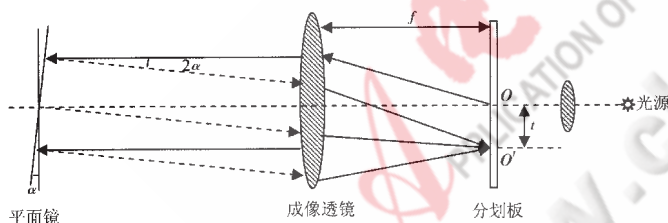


图 2 自准直原理图

在本测量系统中，光线在平面镜间经过 2 次反射，可以提高测量的灵敏度；通过光路的折叠，可以减小系统的体积。如图 1 所示，当陀螺仪主轴没有相对转动时，平面镜 1 和平面镜 2 相互平行，其中平面镜 1 为动镜，平面镜 2 为静止镜。入射光线经过平面镜 1 反射到平面镜 2 上，二次反射后的光线经过成像透镜后汇聚到 CCD 靶面上一点。当陀螺仪主轴转动一定角度  $\gamma$  时，平面镜 1 同陀螺仪主轴一同转动，两平面镜不平行，产生夹角  $\gamma$ ，则经过平面镜 1 反射的光线入射到平面镜 2 时，入射角为  $\alpha - 2\gamma$ ，再经过反射后，反射光线汇聚到 CCD 靶面上的另一点，设 CCD 靶面上 2 次成像点的距离偏移量为  $d$ ，则根据透镜成像规律可得  $d$  与  $\gamma$  之间的关系为：

$$d = f \tan \alpha - f \tan(\alpha - 2\gamma) \quad (2)$$

(2)式中， $f$  为成像透镜的焦距， $\alpha$  为入射光线与水平面之间的夹角，所以只需准确地测出  $d$  的值，即可得到陀

螺仪转动的角度  $\gamma$ ：

$$\gamma = \frac{1}{2} [\alpha - \arctan(\tan \alpha - \frac{d}{f})] \quad (3)$$

### 1.3 数据采集系统

数据采集系统的主要功能是采集陀螺仪输出的角速率信号。本文主要研究陀螺仪作小角度往复振动过程中的测量问题。为了便于分析数据，数据采集从陀螺仪静止开始，直到完成振动过程并回到初始状态结束。采集完成后，利用上位机对数据进行分析、处理，并进行波形显示，如图 3 所示，横坐标表示时间，单位为毫秒，纵坐标表示陀螺输出的角速率信号对应的电压值，单位为伏。

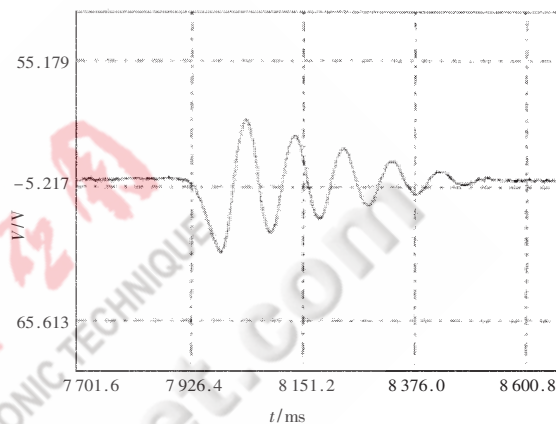


图 3 角速率波形图

角度的计算过程：由于陀螺仪在开始时处于平衡静止状态，所以积分初始值从陀螺仪处于零位时的输出值开始，选取一定时间段的角速率信号对应的电压值后开始积分。例如，要计算图 3 中某点的角度值，则选取该点的前一个零位点到该点这一时间段的电压值进行积分即可。积分时需要注意：计算积分初始值时，应该取图 3 所示波形图中前端比较平稳的那段数据的平均值，将该值作为积分的零点，代入公式进行计算。

### 2 测量结果

为了验证陀螺仪的测量精度，在某次振动测量中，对采用陀螺仪测量的结果和采用光学测角方法测量的结果进行了比较，比较结果如表 1 所示。通过对比可以看出，陀螺仪和光学测角方法测量的结果差别在  $0.01^\circ$  之内。

### 3 误差分析<sup>[2-3]</sup>

#### 3.1 光斑的形状、CCD 传感器引入的误差

理想的激光斑像点应该是单个圆滑的圆点或单根线条，但在实际测量中，点像或线像会出现许多变形，这些变形来源于光源、物体表面粗糙度和 CCD 传感器。当激光光束光强分布不好，物体表面粗糙或者 CCD 图像采集电路有干扰时，会使像点的信号强度分布出现毛刺、多峰，给探测光斑中心造成困难。另外，从 CCD 获得的像点数据首先要进行数字滤波，剔除随机性大的误差数据。数字滤波一般使用中值滤波方法，其依据是物体

表 1 测量结果比较

	第一个点	第二个点	第三个点	第四个点	第五个点	第六个点
计算值/(°)	-1.346	1.287	-1.225	1.153	-0.998	0.927
积分值/(°)	-1.355	1.279	-1.231	1.149	-1.007	0.921

表面不会突然发生特别大的变化。当然,对于真正的物体台阶,也会有平滑作用,这样就会不可避免地引入了一定的测量误差。

### 3.2 零位误差

本文在原理误差的分析中假设实际测量时的起始位置与理论零位相一致,然而在实际测量中,这显然不易做到。这是因为在测量前进行光路安装调整时,一般无法使 CCD 图像传感器精确地位于透镜的焦平面上,而且这种不确定性带有随机性。在测量起始位置,由于 CCD 图像传感器不能精确地位于成像透镜的焦平面上,导致式(3)中的  $d$  值出现一定的误差。另外,对于入射光线的入射角也不能保证与理论值完全吻合,这也会引起一定的误差。因此,如何在快速高效安装调整的同时又能尽量减小零位偏移量,使零位误差影响最小,同样是高精度测量中应该重视的问题。

### 3.3 温度变化带来的误差

在测量过程中,假设环境空气折射率均匀分布。但是实际上温度的变化会造成空气折射率的非均匀分布,

这时光线传输将发生弯曲,这将直接影响被测角度的准确性。因此,测量环境的温度分布不均匀也给测量带来了一定的误差。

本文提出了一种基于光学测角技术验证陀螺仪小角度定向的装置和方法,通过将小幅度的角度转动转换成细小的投射光点在线阵 CCD 靶面上较大位置的移动,以及采用 2 个平面镜进行二次反射,提高了系统的测量精度,减小了系统的体积。文中对基于光学技术的小角度测量结果和使用陀螺仪测量的结果进行了比较,验证了陀螺仪小角度定向的精确性,整个系统测量精度高,结构简单,具有一定的实用价值和通用性。最后,对在实际测量过程中存在的误差来源进行了分析,这对进一步提高测量精度奠定了理论基础。

### 参考文献

- [1] 杨勇,崔秀华,徐志恒,等.一种新型用于陀螺定向的小角度测量系统的研究.航空精密制造技术,2000,36(6).
- [2] 李高勇,孙志宏.线阵 CCD 小幅角位移实时检测系统.微计算机信息,2007,23:(6-1).
- [3] 宋海峰,邓浩,张蓉,等.小角度随机往复振动条件下陀螺姿态测量研究.兵工学报,2008,29(4).

(收稿日期:2008-11-24)

## 基于 GPRS 的明渠流速流量检测系统研究

梁岚珍<sup>1</sup>, 李靖<sup>2</sup>, 朱栋升<sup>2</sup>, 邹蓉<sup>2</sup>

(1. 北京联合大学 自动化学院, 北京 100101;

2. 新疆大学 电气工程学院, 新疆 乌鲁木齐 830008)

**摘要:** 根据明渠流速流量测量技术规范 and 远距离数据传输的需求, 以旋浆式流速仪为一次测量仪器, 设计了基于 GPRS 的明渠流速流量检测系统。系统采用固态存储技术, 实现数据在下位机中的大量存储。通过采集电路及 GPRS 终端, 利用通用分组无线业务(GPRS)和 Internet 网实现远程数据的采集与控制, 解决了水文水生态监测中分散数据传输问题, 实现了水文信息实时采集传输和处理的无线化、网络化、智能化。

**关键词:** 流速流量; GPRS; 数据采集; 固态存储

中图分类号: TP202

文献标识码: A

### Research on open channel speed and flow quantity measurement system based on GPRS

LIANG Lan Zhen<sup>1</sup>, LI Jing<sup>2</sup>, ZHU Dong Sheng<sup>2</sup>, ZOU Rong<sup>2</sup>

(1. Automatic College, Beijing Union University, Beijing 100101, China;

2. College of Electrical and Engineering, Xinjiang University, Urumqi 830008, China)

**Abstract:** According to the standard of open channel speed and flow quantity measurement and the long-distance requirement of the dates transmitting, the open channel speed and flow quantity measurement system of water based on GPRS was designed, which used propeller's current meter as first measuring instrument. The system used the technology of solid state storage to realize the massive date's storage. Through the gathering circuit and GPRS terminal, using technology of GPRS and Internet network, we realized the data gathering and controlling in long distance, soluted the question of transmission in dispersion data. Finally this system realized wireless, network and intellectualization of the real-time gathering, transmitting and processing of water information.

**Key words:** speed and flow quantity; GPRS; data collection; solid state storage

明渠水流速度及流量测量是水文、电力、农业灌溉、污水治理、水生生态环境监测与研究等领域中一项基础性测量工作, 其获得的数据是我国重要的水利基础信息资源和战略资源, 这就对数据测量的准确度和时效性、数据存储、数据管理等方面提出了新的要求。明渠水流速等相关数据的测量往往在野外露天进行, 环境条件艰苦, 测量工作花费的时间长, 人力物力投入较大。因而研究基于无线传输、网络技术的流速流量测量系统, 解决水文监测中分散数据传输问题, 实时监控并生成符合水文资源勘测要求的数据格式, 实现水文水生态信息实时采集传输和处理的无线化、智能化, 成为目前水资源监控与管理系统的急需的技术。

通用分组无线业务 GPRS (General Packet Radio Service)

是在现有 GSM 系统上发展出来的一种新的承载业务, 目的是为 GSM 用户提供分组形式的数据业务<sup>[1]</sup>。GPRS 采用与 GSM 相同的无线调制标准、频带、突发结构、跳频规则以及 TDMA 帧结构, 允许用户在端到端分组转移模式下发送和接收数据, 不需要利用电路交换模式的网络资源, 特别适合用于水资源网监控这种间断的、突发的和频繁的数据传输。

#### 1 流速及流量检测原理

根据国标河流流量测验规范 GB 50179-93 明渠流速测量技术规范, 测点流速由(1)式计算得出:

$$V = K \times A \times n / T + C \quad (1)$$

式中,  $K$  为水利螺距;  $n$  为每信号转数;  $C$  为阻力系数;  $T$  为单次测量的实际延时;  $A$  为实际测量过程中流速仪发

出的信号脉冲个数。

在实际的河流量测量中,河道的截面积是不规则的矩形或梯形,用一个测点的流速取代整个河道截面的平均流速直接计算时误差很大。通过部分平均流速与部分面积相乘,可得部分流量<sup>[2]</sup>。总流量可用(2)式计算得出。

$$Q = V_1 f_1 + V_2 f_2 + \dots + V_i f_i + \dots + V_n f_n = q_1 + q_2 + \dots + q_n = \sum_{i=1}^n q_i \quad (2)$$

式中,  $V_i$  为部分平均流速,  $f_i$  为部分面积,  $q_i$  为部分流量,  $Q$  为截面总流量。

在部分平均流速一定的条件下,部分流量的准确度取决于部分面积的准确度。为提高部分面积的准确度,将部分面积作进一步划分,在两测速垂线点间增加若干条只测量水深的垂线,如图1所示。在垂线平均流速  $V_{m2}$  与  $V_{m3}$  间加设测深垂线  $H_3$ 、 $H_4$ ,由定积分原理可知,加设的测线数越多,部分面积就越准确,得到的部分流量就越准确,从而截面流量的测量也越准确。

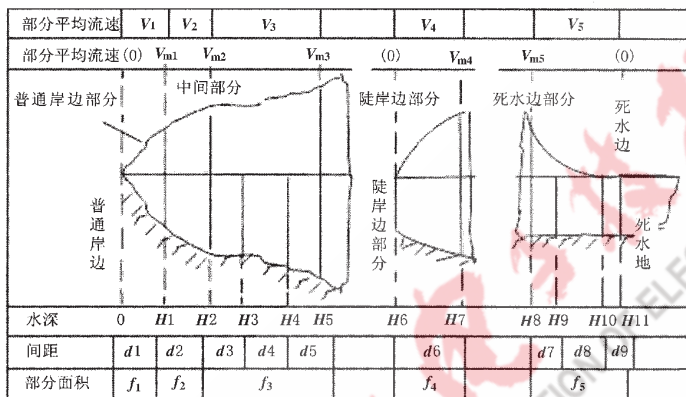


图1 部分面积划分示意图

## 2 基于 GPRS 的数据采集与控制系统结构

### 2.1 系统组成结构

系统主要由信号检测器、GPRS 无线通信网络和远程监控中心组成,结构框图如图2所示。信号检测器采集现场数据经通信处理程序后,从MCU的RS232接口(RX、TX)发送到GPRS调制解调器,GPRS接收到数据后对数据进行解包,取出必要的信息后重新对数据进行封装,再发送到GPRS网络中。由于GPRS网和互联网都是基于TCP/IP协议的,而且是相互连接的,所以水文监控中心只要能通过任意方式上网,相关的数据信息就可以传到监控中心。监控中心的查询命令和控制命令也可以通过互联网和GPRS网传到GPRS模块。信号检测器主要由信号采集、处理、通信等模块组成<sup>[3]</sup>,如图3所示。

### 2.2 数据固态存储与传输

对一个河道截面进行一次流量测量计算时产生的数据包括若干个测量时间、信号个数、流速值、若干个垂线深度值、测量间距以及相关的流速仪参数等等,通常需要测量多组。因而,存储一组测量数据结果需要的存储空间大约几千字节,而单片机内存储空间有限,不能

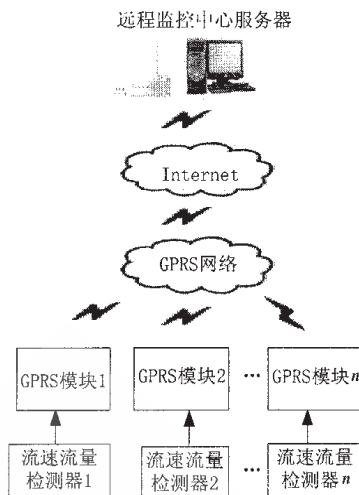


图2 系统结构框图

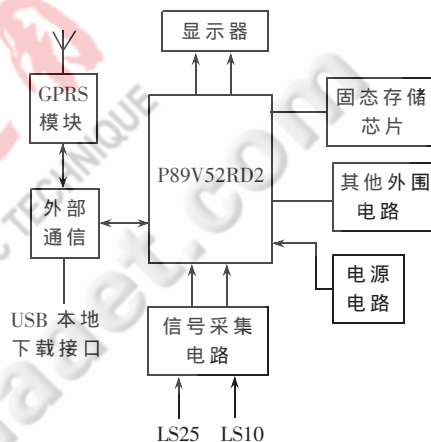


图3 信号检测器结构图

实现数据的大容量长时间保存。因此,系统采用串行方式,以单片机为主控芯片,配接大容量Flash ROM芯片为主要数据载体,存储容量4MB,存储时间1~2年,实现水文数据就地固态存储。检测器主控芯片发出的指令控制实现对存储器件的操作,一个有效指令包括1个字节4位操作码、4位器件地址以及目的缓冲器或Flash存储器地址位置。Flash存储的数据采用时间映射地址技术,存储时间就是地址的原始的数据地址指针。根据时间与地址的唯一对应关系,计算存储单元的位置,得到可靠的存储数据结构。

信号检测器可按固定时间间隔将现场数据存储在固态芯片中,也可以通过GPRS网络实时传输出去,通过GPRS网络传输到监控中心,形成下载数据库文件或文本文件。GPRS网络故障应急时,或GPRS网络不能覆盖站点时,本地下载数据,通过USB接口,本地获取存储器中的数据。

### 2.3 数据通信与GPRS模块

数据通信模块实现MCU与GPRS模块间的数据通信功能,系统检测过程中获取的流速流量信号和相应的参数,通过RS232口(RX和TX端口)传送到GPRS模块,

再通过该模块传输到 GPRS 网络, 实现数据和命令的双向传输、控制、认证和加/解密<sup>[4]</sup>。

在本设计中使用的 GPRS DTU 模块是 Siemens 公司的 GSM/GPRS 模块 MC55, 该模块具有很高的可靠性, 很适合在便携移动终端中作为无线通信模块。并且内嵌了 TCP/IP 协议栈, 这样就省去了系统的 TCP/IP 处理时间。使用 AT 命令对模块实现控制。

通过 DTU RS-232 的数据接口, DTU 向数据中心实时发送数据。DTU 的数据传送是透明的, 不需要后台计算机支持, 不需要对数据添加任何多余的协议和对水报文做协议转换。

### 3 系统软件设计

软件设计部分主要分为检测器部分软件设计、GPRS 通信部分软件设计、监控中心部分软件设计。

检测器软件流程图如图 4 所示。主要由信号处理模块、计算模块、固态存储无纸记录模块、通信模块、浏览模块等组成, 通过主程序的调用来实现各模块功能。

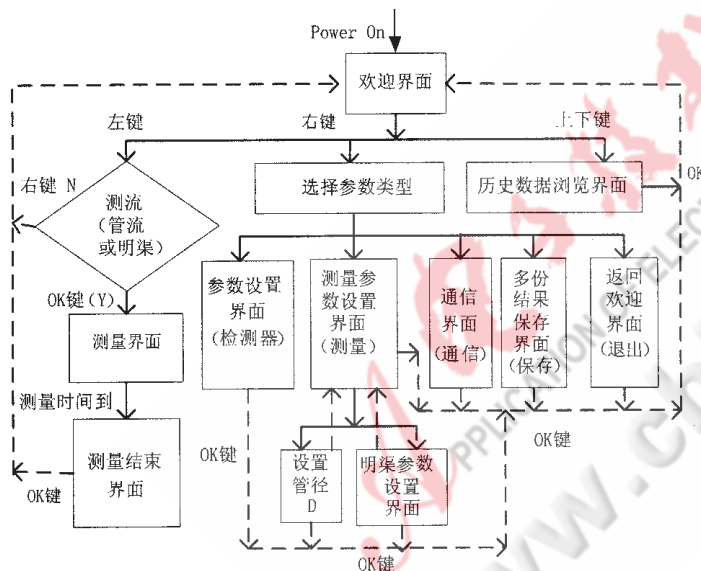


图 4 检测器软件流程图

为了降低功耗, 微处理器平时要用软件控制在休眠工作模式以降低功耗。有事件发生时, 一组测量结束, 执行一次固态存储操作, 或外部命令到来时, 由软件识别并进入相应的执行流程, 如本地下载、GPRS 远程下载等操作。CPU 严格按照时间顺序排列锁存数据, 以月日时分为索引进行固态存储。GPRS 远程下载时也是根据客户服务器发来的时间段, 利用时间映射地址的技术, 生成下载指令, 在遥测站与分中心沟通 GPRS 链路时下发指令, 完成批量数据下载任务。GPRS 通信模块与数据监控中心的数据传输需要确定数据传输帧的格式, 分为命令帧和响应帧 2 类。

通过 AT 指令初始化 GPRS 模块, 使设备连接到 GPRS 网, 并获得 IP 地址, 设置 UDP 端口号, 与监控服务

器建立连接。对接收到的命令进行分析、判断是本地命令还是 GPRS 命令。如果是本地命令, 则直接进行数据格式转换和串口通信; 如果是 GPRS 命令, 则 MCU 通过 RS232 串口向 GPRS 模块内的 TCP/IP 协议站发送数据, 或接收远程指令。GPRS 模块接收到来自 GPRS 网络的数据后通过 RS232 接口以中断方式告知 MCU 处理接收数据<sup>[5]</sup>。通信软件流程图如图 5 所示。

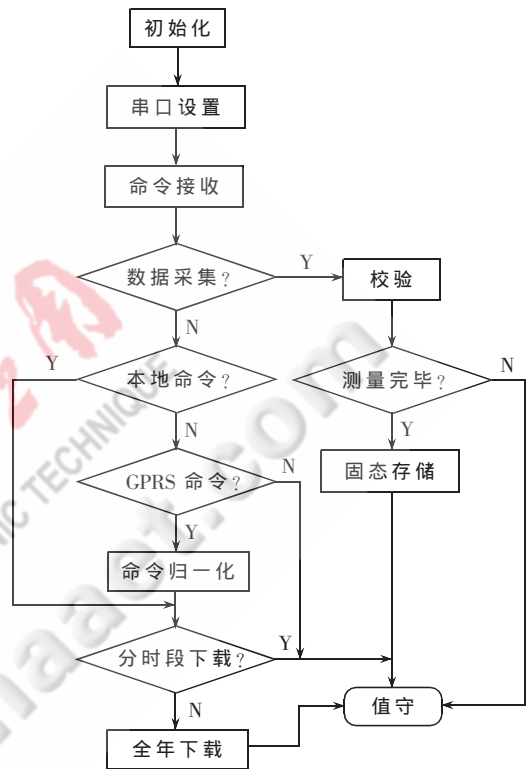


图 5 通信流程图

### 4 监控中心

远程监控中心负责接收并保存现场检测数据, 并下达对各监测点进行控制的控制参数和控制命令。由于控制中心接入 Internet, 因此需要取得公网 IP 地址并作为 UDP 服务器运行在监听状态。接收到的数据保存到数据库服务器中, 可自动生成符合水文部门要求的“测深测速记载及流量报表”等资料库, 通过配备具有人工智能的系统分析软件, 结合记录的流速流量相关数据和其他水文情况数据及专家知识库, 对汛情、农业灌溉用水、水生生态环境进行预测。根据河流流量变化的历史记录, 分析汛情情况, 及时采取措施进行疏导和调度; 根据农业灌溉用水的历史记录, 合理调度灌溉用水等。

基于 GPRS 的流速流量检测系统, 成本低、功耗低、测量精度高、抗干扰能力强, 实现了数据的固态存储。在有有线传输实现方案不宜实施的情况下, 采用 GPRS 通信加快项目的实施步伐, 为提高水文数据传输实时性, 实现水文水生态信息实时采集传输和处理的无线化、智能化提供了很好的解决方案。

## 参考文献

- [1] 韩斌杰.GPRS 原理及其网络优化[M].北京:机械工业出版社,2003.
- [2] 中华人民共和国水利部.河流流量测验规范 GB 50179-93[M].北京:中国计划出版社,1993.
- [3] 梁岚珍,陈志军,南新元.流速仪信号计算机采集系统的设计[J].自动化仪表,2002,23(9):38-41.
- [4] 廖利芳,张劲松,李文耀.基于 GPRS 的水文数据采集系统的设计[J].光通信研究,2007(1):48-49.
- [5] 潘娟,王吉星,李凌.水文数据在站存储及 GPRS 远程提取技术[J].水利水电自动化,2006(4):10-12.

(收稿日期:2008-12-02)

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

# 基于 LonWorks 总线技术的中央空调控制系统

黄玉水, 葛华江, 丁雄勇

(南昌大学 信息工程学院, 江西 南昌 330031)

**摘要:** 介绍了一种基于 LonWorks 技术的中央空调控制系统, 重点介绍了中央空调总线监控系统的具体实现方法。阐述了基于 LonWorks 技术的智能节点设计。结合人机界面阐述了工作过程。

**关键词:** 中央空调系统; LonWorks; 智能节点; 人机界面

中图分类号: TP273 文献标识码: B

## Central air-conditioner control system based on LonWorks

HUANG Yu Shui, GE Hua Jiang, DING Xiong Yong

(Information Engineering College, Nanchang University, Nanchang 330031, China)

**Abstract:** In this paper, a design of central air-conditioner system based on LonWorks technology is introduced, focused on the specific method of monitoring. It also described the design of intelligent node based on LonWorks technology. Human-machine interface and work process is also introduced.

**Key words:** central air-conditioner system; LonWorks; intelligent node; human-machine interface

在智能建筑中,楼宇自动化是智能大厦中最基本和最重要的部分。空调控制系统又是楼宇自动化系统中最重要的一个子系统。空调控制系统涉及面广,要实现的任务复杂,主要表现在以下几个方面:系统能耗大,空调系统耗能占整个建筑物能耗的 50%~70%,因此节能是关键;数据采集量大,系统需检测整个建筑物各室各处的温度、湿度、压差、流量等诸多信号;监控对象多,包括冷水系统、空调机组、新风机组。因此对这样一个系统进行监测、控制和管理,以实现安全、高效、节能的目的,并使设备损耗降低,延长使用寿命,最有效的方法是实现空调控制系统本身的集成,以及控制系统与信息系统的集成,实现计算机一体化的集成管理体系。

### 1 系统总体构成

为实现对于中央空调这样一个大系统的监控,提高系统的可集成性,最大限度隔离和降低故障率,基于 LonWorks 技术的开放性和全分布的特点,并且考虑到以后与其他子系统的集成,决定采用 LonWorks 总线技术作为本系统的技术平台。

#### 1.1 LonWorks 现场总线技术<sup>[1-2]</sup>

LonWorks 是美国 Echlon 公司于 20 世纪 90 年代初推出的一种现场总线技术。它是用于开发监控网络系统的一个完整的技术平台,并具有现场总线技术的一切特点。LonWorks 网络系统由智能节点组成,每个智能节点

可具有多种形式的 I/O 功能,节点之间可通过不同的传输媒体进行通信。LonWorks 是一种具有强劲实力的全新的现场总线技术,它提供了一个开放性强的局部操作网络,其显著的特征在于:功能强大的神经元芯片、系统互操作性和 LonTalk 通信协议。

LonWorks 控制网结构包括 5 个部分:网络协议(LonWorks)、网络传输介质、网络设备、执行机构和管理软件。其中网络设备包括智能测控单元、路由器和网关等;执行机构包括传感器、变送器等;管理软件包括 LonTalk 开放式协议,并为设备之间交换控制状态信息建立了一个通用的标准。在 LonTalk 协议的协调下,以往那些孤立的设备融为一体,形成一个网络控制系统。LonTalk 是面向对象的网络协议,支持 OSI 七层协议,设备节点之间的数据传送通过网络变量的互联实现。神经元芯片(Neuron Chip)是除 LonTalk 协议之外的 LonWorks 技术核心产品。它不仅是 Lon 总线的通信处理器,同时也可以作为采集和控制的通用处理器,LonWorks 技术中关于网络的操作实际上都是通过它来完成的。

#### 1.2 基于 LonWorks 技术的中央空调控制系统的结构

本系统的应用是校行政办公大楼,建筑面积为 20 000 m<sup>2</sup>,地下一层,地上八层。整栋大楼的总监控点为 404 个,其中模拟量控制点为:155 个 AI (模拟量输入),65 个 AO (模拟量输出)。数字量控制点为:104 个 DI (数字量输

入), 80 个 DO(数字量输出)。

整体系统结构由两层网络构成:LonWorks 总线构成的面向现场测控对象的底层控制网络,控制网络处理实时的、现场的信息,具有协议简单、容错性强、安全可靠、成本低廉等特征;Internet 构成面向管理人员的信息网络,通过信息网络人们可以获取信息、管理信息、处理信息。一般处于系统结构上层,处理大量的、变化的、多样的信息,具有高速、综合的特征,并且通过 Internet 能容易实现远程监控。整体系统结构具体如图 1 所示,从图可以看出 VCN-MF 作为监控节点,负责现场数据采集和处理。通过 iLON600 路由器,将信息传到内部网,实现数据信息的网络化处理。

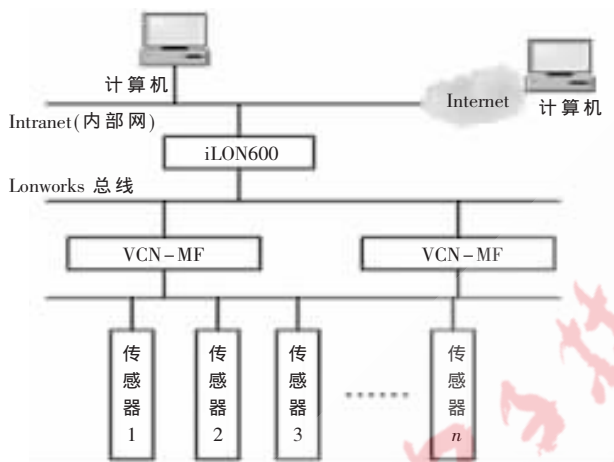


图 1 中央空调控制系统结构

## 2 系统中的 iLON600 路由器

在本系统中,采用 iLON600 LonWorks/IP 服务器<sup>[3]</sup>作为 LonWorks IP 路由器。iLON600 LonWorks/IP 服务器是遵从 EIA 852 协议的 LonTalk 到 IP 的路由器,它能够为日常设备的存取访问提供一个可靠的、安全的 Internet 通道。它所提供的空前大的数据包吞吐量、强大的结构以及简单的启动能力,使其非常适合于楼宇自动化系统的应用。iLON600 路由器将 Internet 或者任何基于 10/100 Base-T 的 LAN 或者 WAN 作为本地或者远程传递 LonWorks 控制信息的通道。它使用 MD5 认证确保存取访问的安全性,内部采用一个 32 位 RISC 处理器和 Echelon 公司的 LonWorks/IP 体系结构,从而为高速控制、显示、监视应用程序提供最佳的性能。在本系统中 iLON600 路由器的外围电路如图 2 所示。图 2 中 NETAB-2 连接 iLON600 的 FTT-10 信道端子。

## 3 系统中的智能节点设计

系统中的 VCN-MF8006(含 8AI+6DO)+M0440(4AO+ADI)+M0080(8DI)+M000A(10DO)是为自动化系统设计的多功能多 I/O 智能节点<sup>[4]</sup>,主模块是基于 LonWorks 技术的通用核心模块,是以神经元 3150 为核心;收发器为 FTT-10A;I/O 模块处理器 AT2051 具有自检复位的功

能。除核心模块外,还可插 3 个扩展 I/O 模块。VCN-MF 智能节点按其所提供的功能要求和 I/O 组合,选择常用软件功能模块,可完成数据采集、定时、逻辑运算、PID 调节、简单模糊控制,可供直接使用。

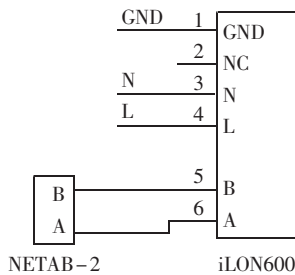


图 2 iLON600 路由器的外围电路

在节点软件中, LonTalk

协议、操作系统、实时库以及 I/O 设备驱动程序由 Echelon 开发环境提供,只有控制算法(称为应用程序)由节点设备的开发商用 Neuron C 语言<sup>[5]</sup>编制。底层智能节点程序设计是为节点编程,并写入节点上的 Flash 存储器中。按功能智能节点可分为模拟量输入、模拟量输出、数字量输入和数字量输出等。采用 NodeBuilder 进行节点设计,它安装在 PC 机上,提供一个开放式的开发环境,用于开发不同类型的 LonWorks 节点。在本系统中, LonWorks 智能节点具体软件流程如图 3 所示。

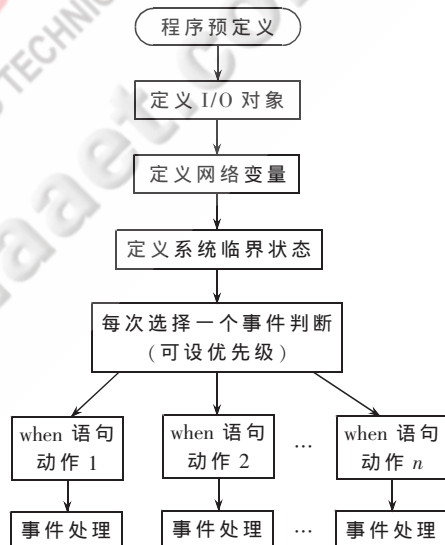


图 3 LonWorks 智能节点软件流程图

## 4 人机界面

LonWorks 技术提供的 LNS DDE Server<sup>[6]</sup>不需编程就可以实现监视和控制的多卖方、开放、可互操作的网络软件包。它基于 Echelon 公司的 LNS 操作系统,提供了支持微软 DDE 协议的统一应用程序网络数据的存取。当使用 LonMarker 工具进行网络设备配置时,它把这一信息备份于 LNS DDE Server 中,安装完成后,LNS DDE Server 中包含了整个网络的配置图、所有设备的名称、设备的网络变量、配置属性以及 LonMark 对象。LNS DDE Server 使用存储在 LNS 服务器中的名字、地址和时序信息来完成监控任务。

本系统的人机界面由 WonderWare 公司的 Intouch 组态软件经二次设计完成。通过 Echelon 公司提供的网络

接口卡和 LNS DDE Server 动态数据交换软件, 人机界面可以从 LonWorks 网络上采集信息, 也可以把控制命令发送给网络上的控制节点, 而完成相应的控制任务。

图 4 所示为冷水系统界面, 它主要是对冷水机组、冷却塔、冷却水泵、集水器、分水器及相关的阀门和水流开关等设备进行监视和控制; 自动监测各相关设备的工作状态、故障情况。根据供回水压差采用 PID 控制方法控制旁通阀的开度, 保持供回水压差平衡。在人机界面上实时观察系统各个设备的运行情况, 可强制控制旁通阀的开度。

点击进入新风系统, 可以自动监测新风机组的新风温度、送风温度、新风阀门和风机的运行状态, 并累计风机的运行时间和机组的起停次数。自动监测并报警过滤网阻塞、防冻开关和风机的故障信息。当有报警发生时, 对新风阀门、风机和冷/热水阀进行联动控制。根据送风温度采用 PID 调节冷/热水阀的开度, 保持送风温度在一定范围内。

空调机组自动监测新风温度、新风湿度、回风温度、回风湿度、新/回风阀门开度和风机的运行状态, 并累计风机的运行时间和机组的起停次数。当有报警发生时, 对新/回风阀门、风机和冷/热水阀进行联动控制。根据新风焓值和回风值采用 PID 调节冷热水阀门的开度, 并保持回风温度在一定范围内。

在人机界面上实时观察系统的各项运行参数, 所有被测量的模拟量数据和开关量的状态都能在相应的画面上生动形象地表现出来。可以强制一些设备的起停; 可以调整和修改设定值; 可以修改模拟量的报警限值等。

系统的网络结构充分体现了 LonWorks 控制网络的特点, 即全分布的、对等的、开放性的网络结构。网络的节点控制箱放置在对象的附近, 这样减少了布线工作量, 节省了人力, 降低了成本, 提高了工作效率, 且便于调试和维护。网络中一个设备出现了故障, 不会影响网内其他设备的正常工作, 从而把故障点隔离到最小的程

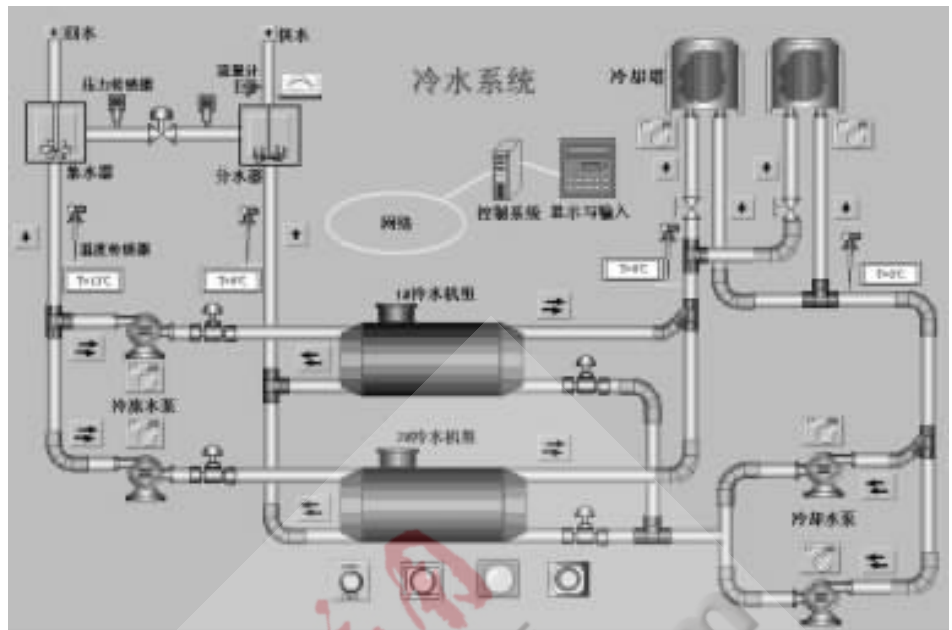


图 4 冷水系统人机界面

度。在系统功能设计过程中, 除了对楼宇内各机电设备实现基本功能的控制以外, 还重点考虑了系统节能, 以便为用户日后带来更大的经济效益。采用 LonWorks 技术作为系统的技术平台, 在选择产品时可以有更多的选择余地, 这样有效地控制了系统成本。经过一年时间的稳定运行, 该系统在各个方面都是令人满意的。

#### 参考文献

- [1] Echelon. Introduction to the LonWorks System[Z]. USA: Echelon Corporation, 2003.
- [2] 马莉. 智能控制与 LON 网络开发技术[M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2003.
- [3] Echelon. i.LON600 LonWorks/IP server user's guide [Z]. USA: Echelon Corporation, 2003.
- [4] 俞洪. 神经元芯片与 LonWorks 节点的设计[J]. 电工技术, 2004(3):89-91.
- [5] Echelon. Neuron C programmer's guide[Z]. USA: Echelon Corporation, 2002.
- [6] Echelon. LonMaker for windows release 3.1 User's Guide[Z]. USA: Echelon Corporation, 2002.
- [7] 雷霆. 现场总线控制网络技术[M]. 北京: 电子工业出版社, 2005.

(收稿日期: 2008-11-11)

# 基于单片机的涌流抑制器的设计与实现

乌云高娃<sup>1,2</sup>, 刘涤尘<sup>2</sup>, 叶念国<sup>3</sup>, 吴建江<sup>2</sup>

- (1. 深圳职业技术学院, 广东 深圳 518055;
- 2. 武汉大学 电气工程学院, 湖北 武汉 430072;
- 3. 深圳市智能设备开发有限公司, 广东 深圳 518033)

**摘要:** 从励磁涌流的成因出发, 设计涌流抑制器, 通过计算变压器分/合闸时间以控制变压器分/合闸角度来抑制涌流, 从而消除励磁涌流对电网的污染等一系列危害。

**关键词:** 变压器; 涌流抑制器; 合闸角; 存储系统

中图分类号: TM41                      文献标识码: A

## Design and realization of inrush restrainable device based on MCU

WUYUN Gao Wa<sup>1,2</sup>, LIU Di Chen<sup>2</sup>, YE Nian Guo<sup>3</sup>, WU Jian Jiang<sup>2</sup>

- (1. Shenzhen Polytechnic Institute, Shenzhen 518055, China;
- 2. School of Electrical Engineering, Wuhan University, Wuhan 430072, China;
- 3. Shenzhen Intelligent Device Development Co.Ltd., Shenzhen 518033, China)

**Abstract:** A device to restrain the inrush current is designed and realized according to the reason of inrush current. Control the cutting-phase/entering-phase by calculating them, it avoids the the damage in the Power System produced by the inrush current.

**Key words:** transformer; inrush restrainable device; entering phase; storage system

在电力变压器空载接入电源及变压器发生故障被继电保护装置切除时, 因变压器某侧绕组感受到外施电压的骤增而产生有时数值极大的励磁涌流, 对电网及电器设备造成极为不利的影 响。目前励磁涌流领域的研究多集中在用各种算法辨别涌流与故障电流来避免保护误动<sup>[1]</sup>, 但涌流还是会发 生, 对系统造成的危害仍然存在。本文研制的涌流抑制器从励磁涌流成因出发<sup>[2]</sup>, 设计重点是削弱或抑制涌流的发生, 使其不发生或发生时幅值足够小而不足以引起危害, 并且具备对涌流的自动录波功能。

### 1 涌流抑制器的设计思想

涌流抑制器的设计思想是消除涌流发生的条件。根据参考文献[3-7]中关于变压器瞬变过程的讨论, 由磁链守恒原理, 得出磁通  $\phi$  由稳态磁通  $\phi_s$ 、剩磁  $\phi_r$  和偏磁  $\phi_p$  三项构成。设变压器在时间  $t=0$  时刻合闸, 可绘出电压为  $U$ 、空投合闸角  $\alpha=0$  时的磁通变化曲线, 如图 1 所示。

总磁通由剩磁、偏磁(暂态磁通)及稳态磁通三者组成。不难看出, 在图 1 偏磁的情况下, 如剩磁为正, 则总磁通曲线向上平移, 即磁路更易饱和,

励磁涌流幅值会更大。如剩磁为负, 则励磁涌流将被抑制。随着偏磁  $\phi_p$  的衰减, 总磁通  $\phi$  将逐步与稳态磁通  $\phi_s$  重合, 变压器进入稳态运行。

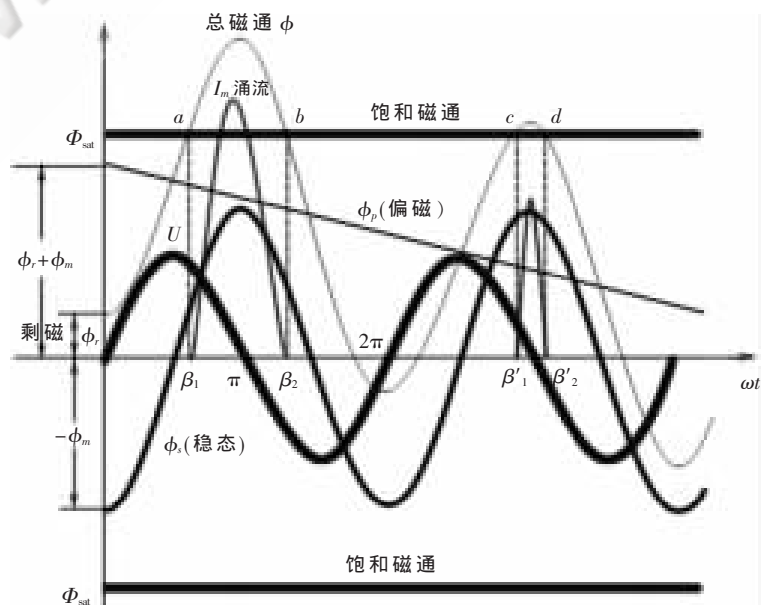


图 1 电压为  $U$ 、空投合闸角  $\alpha=0$  时的磁通变化曲线

分闸时变压器的偏磁和剩磁肯定不会导致变压器铁芯饱和。当变压器没有电容性负载时,如果根据前次的分闸角选择合适的合闸角,使偏磁与剩磁极性相反,铁心不饱和就没有励磁涌流,如铁心轻度饱和,则励磁涌流很小。

## 2 涌流抑制器的工作原理

涌流抑制器的主要工作原理如图 2 所示。通过计算分/合闸时间从而控制变压器分/合闸角度来抑制涌流。通过采样器采集变压器的分/合闸指令,并记录本次合闸/分闸的时间点、各相当时的相位角。当涌流抑制器收到分/合闸指令时,先根据上次记录的各相的相位角历史数据和指令下达时间计算出可以有效抑制励磁涌流的合闸/分闸时间,并根据计算出的时间点发出分/合闸指令,以达到抑制励磁涌流的功能。

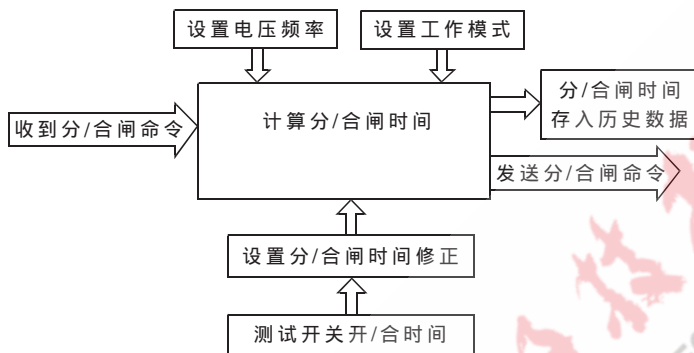


图 2 涌流抑制器的工作原理

## 3 涌流抑制器的硬件设计与实现

### 3.1 硬件框图设计

硬件设计如图 3 所示,设备设计有 CPU 处理模块板、MOSFET 模块板、TA 板(CT/PT 模块)、电源板和总线板等。

各个模块板的功能为:

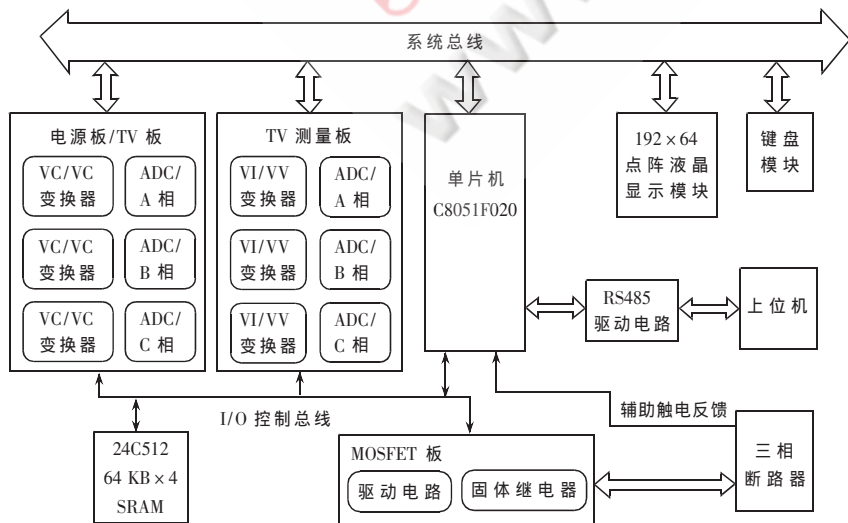


图 3 励磁涌流抑制器硬件框图

(1) CPU 处理模块板:提供系统总线和总控功能,处理合闸、分闸操作,测量断路器精确的合闸和分闸时间、加密狗控制、实现与上位机的通讯等。

(2) MOSFET 模块板:接收 CPU 板的合闸、分闸命令,实现对外部断路器的控制。

(3) TA 板(CT/PT 模块):测量三相 TA 的二次电流。

(4) 电源板/TV 板:提供系统所需电源并测量三相 TA 的二次电压。

### 3.2 单片机 C8051F020 控制模块

单片机 C8051FXXX 采用流水线结构,C8051F020 速度可达 25 MIPS,高的可达 100 MIPS,70%的指令执行时间只需要 1 个或 2 个系统时钟周期;比标准的 8051 增加了中断数量达 22 个中断源;片内有 64 KB 程序存储器、4 KB XRAM 并具有 64 KB 外部数据存储器接口;外部数据总线可编程为标准 8051 复用方式或非复用方式。

C8051F020 数据接口包括:8 个 8 bit 双向 I/O,其中 P0~P3 口具有位控功能,并通过编程可使其具有第二功能;1 个硬件 SMBus(与 I<sup>2</sup>C 兼容)接口;1 个硬件 SPI 接口;2 个硬件 UART 串口;5 个通用定时器,1 个专用看门狗定时器。

系统总线采用非复用方式,P7 口为数据总线,P5 口为地址高 8 位,P6 口为地址低 8 位,P4 口的 P4.7 为 WR,P4.6 为 RD,其结构如图 4 所示。

非复用方式总线 I/O 口配置、外设配置如下:

```
void Init_Device(void)
```

```
{
    EMIOCF = 0x37; // 配置 P7..4 口为非复用总线
    POMDOUT = 0x01; // TXD1 为推挽方式
    XBR0 = 0x05; // 配置串口 0, I2C 端口
    XBR2 = 0x40; //
}
```

地址分配:采用地址线与的方式 A[15..12]

液晶屏地址:7000H~7FFFH

键盘模块地址:B000H~BFFFH

TV 板地址:D000H~DFFFH

TA 板地址:E000H~EFFFH

### 3.3 存储系统设计

采用带有 2 线工业标准串行接口的非易失性 FRAM 产品 FM24C512 进行录波存储和汉字存储,FM24C512 是 512 KB 非易失性 RAM,与工业标准 24C512 的 EEPROM 的引脚兼容,易于开发,并以高达 1 MHz 的总线速度执行读操作和无须等待的写入操作。

基本电路原理设计如图 5 所示,由 4 片 24C512 组成存储系统。其中 2 片用于存放汉字库,另外 2 片 24C512 采用循环存储的方式进行过程录波,可对  $I_A$ 、 $I_B$ 、 $I_C$ 、三个电流

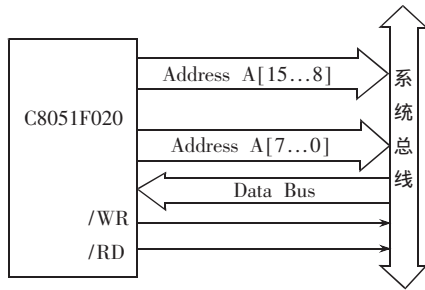


图4 系统总线结构图

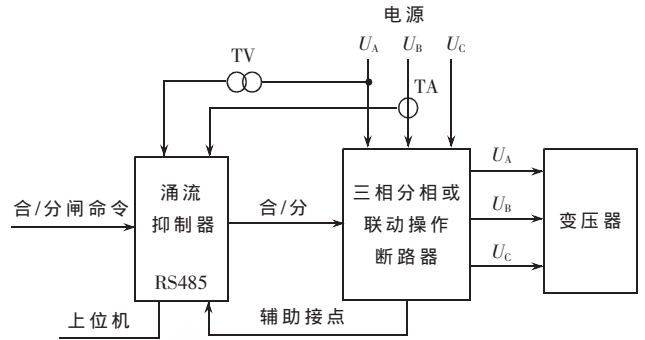


图6 空投变压器时的涌流抑制器控制原理框图

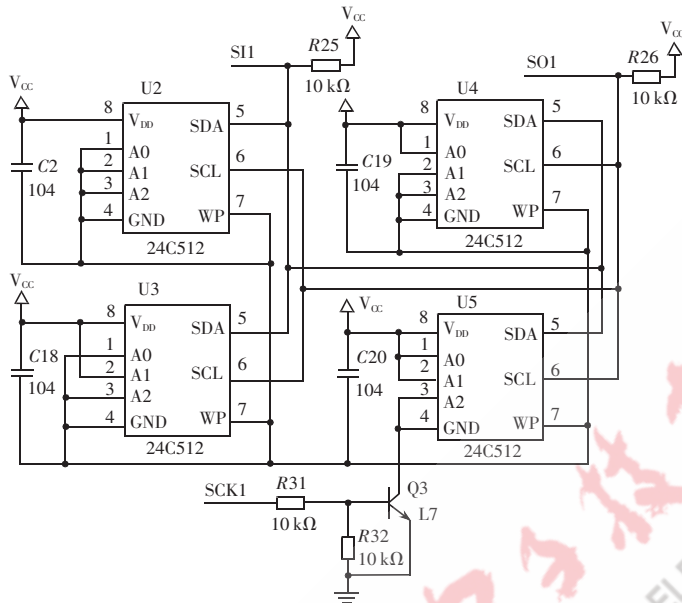


图5 存储系统原理图

断电，则可通过涌流抑制器按设定的角度进行分闸操作，操作主流程如图7所示。

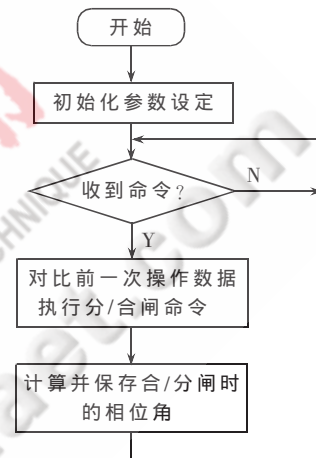


图7 涌流抑制器的操作主流程

量进行操作过程录波,并保留最近2次的录波数据。

系统上电后,MCU 主控初始化程序开始运行, 并进行初始化工作。初始化程序对 MOSFET 进行检查。MOSFET 正常无误后初始化程序取出密码狗密钥, 送交加密芯片 AT88SC0104C 进行验证。如果密钥正确, 则 AT88SC0104C 进行对 MCU 主控程序动态解密。MCU 开始执行加密主控程序。主控程序按照周期进行操作。

#### 4 空投变压器时的涌流抑制器应用

##### 4.1 涌流抑制器的控制原理

图6为通过断路器控制变压器空投时使用涌流抑制器的原理框图。涌流抑制器接收到合闸命令后,根据预先设置的三相断路器合闸时间及通过电压互感器二次电压获得的电压相位角测量值,第一时间发出合断路器命令。由断路器辅助接点向涌流抑制器提供测量断路器分、合闸时间的信号。考虑到辅助接点与主触头的动作时间差,涌流抑制器专门配有测量装置,在断路器脱离一次回路电源时测量这一时差的功能,作为修正断路器分、合闸时间之用。

涌流抑制器一般情况下只对断路器实施合闸操作,人工或继电保护可直接对断路器进行分闸操作。在某些情况下,例如人们希望变压器在某个电源电压相位角时

试验与实际使用表明,变压器在某个相位角时电源切除,下次在此相近的相位角时合闸上电,偏磁可以抵消剩磁从而抑制励磁涌流。需要指出的是,变压器铁心受到高于材料居里点的高温作用后剩磁才会衰减或消失,但是现场通常不会出现这种情况,从而保证了设备使用的正常工况。

##### 参考文献

- [1] 葛宝明,王祥珩,苏鹏飞,等.电力变压器的励磁涌流判据及其发展方向[J].电力系统自动化,2003,27(32):1-5.
- [2] 乌云高娃,刘涤尘,叶念国.基于变压器励磁涌流成因的涌流抑制策略.武汉大学学报(工学版),2008(6):83-86.
- [3] 辜承林,陈乔夫,熊永前.电机学[M].武汉:华中科技大学出版社,2001.
- [4] 万凯,刘会金.计及剩磁效应的变压器模型[J].变压器,2002,39(5):10-14.
- [5] 陈季权,王如玫.动态磁化特性模拟[J].变压器,2001,38(5):7-9.
- [6] 林莘.永磁机构与真空断路器[M].北京:机械工业出版社,2003.
- [7] 奥汉德利 R C. 现代磁性材料原理和应用[M].北京:化学工业出版社,2002. (收稿日期:2009-03-04)

# 应用 GSM/GPRS 技术实现远程测量的探讨

徐大年

(北京方圆新技术发展有限公司, 北京 100080)

摘要: 从应用角度,介绍了利用中国移动的 GSM/GPRS 无线公网作为数据传输手段,构建远程数据采集(测量)系统的方法。

关键词: GSM/GPRS; 远程测量; 工业控制

中图分类号: TP276 文献标识码: B

## Implementation of remote measurement based on GSM/GPRS

XU Da Nian

(Beijing Fangyuan New Technology Development Co., LTD, Beijing 100080, China)

Abstract: The article introduced a method of constructing a remote data acquisition (measuring) system by using the GSM/GPRS network which created by China Mobile as the data transfer means from the angle of application.

Key words: GSM/GPRS; remote measurement; industrial control

移动通信技术是当今世界上发展最快的科学技术领域之一。由于面向公众和适应移动的特点,其覆盖范围之广超过任何网络。国内从 1995 年开始建设 GSM 网络,当前 GSM 网络和 GPRS 网络已覆盖全国。中国移动的 GSM 基站已达 30.7 万个,平均覆盖率达 98%。虽然无线公网是针对移动通信业务建设的,但利用其丰富的网络资源和信号延伸能力,开展其他增值业务,例如应用无线公网构建远程测量系统,与采用有线方式相比,具有组网灵活、扩展容易、无需建设网络,只要安装好设备就可投入运行,建设成本低、维护简单、运行费用低的特点。特别适合距离远,采集点分散的领域。

### 1 GSM 及 GPRS 简介

#### 1.1 GSM 的网络结构

GSM 移动通信系统由许多功能单元组成,从图 1 的系统结构可以看到其中包含 4 个独立的子系统。另外 GSM 网络中还包含短消息业务中心。与用户打交道的主要是移动台和基站。

GSM 系统支持电信业务,包括电话、短信、可视图文、传真和数据业务。包括 300~9600 b/s 的电路交换异步数据,1200~9600 b/s 电路交换同步数据和 300~9600 b/s 分组交换异步数据业务。

#### 1.2 GSM 提供的业务

GSM 可提供的业务类型众多,其主要业务中包含有多种数据业务,其中在业务信道上的数据业务有传真业

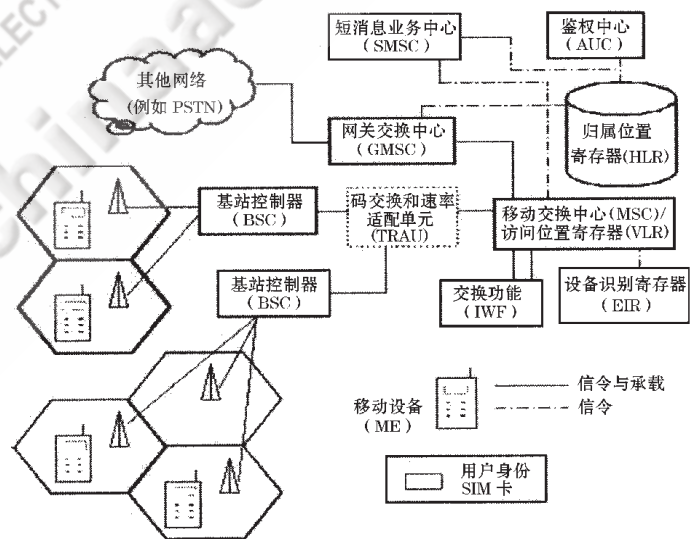


图 1 GSM 的系统结构

务和 Internet 连接,其数据传递具有固定时延,但不保证数据完整性的透明传输;也可以引入请求重发机制以保证数据完整性的非透明传输,但却引入了可变时延。

#### 1.3 GPRS 网络结构

GPRS 网络构建在 GSM 网络基础之上,是对原有的 GSM 网络子系统和无线子系统的设备及功能增强后的网络。其网络结构如图 2 所示。

从图 2 中可看出,GPRS 网络是在 GSM 网络的基础上叠加了一层而组成,包括服务支持节点 (SGSN)、网关

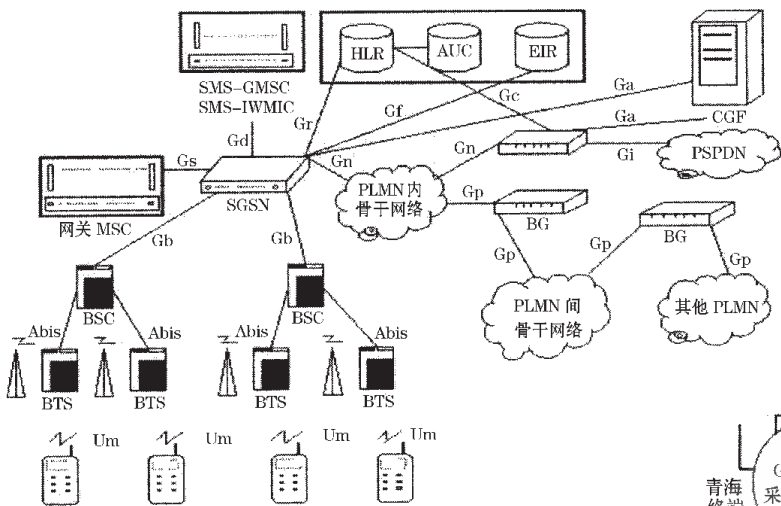


图2 GPRS网络结构

支持节点 (GGSN)、分组控制单元 (PCU)、计费网关 (CGF)、域名系统 (DNS) 和边界关口 (BG)。在无线子系统中为支持用户的数据传送增加了相应的业务信道和控制信道及功能, 以保证 GPRS 的多种业务。

1.4 GPRS 提供的的数据业务

虽然 GSM 网络提供了数据业务, 但不能完全满足用户的需要, 甚至运营商自己的业务需要也不够。因而 GPRS 设计了一系列机制, 使其以有效的方式在用户和外部分组数据网络之间传送用户数据分组。

GPRS 系统可以提供比当前 GSM 网络中数据业务高得多的数据传输速率。它通过在同一时间使用 GSM 载波上的所有 8 个时隙, 可以实现最高达到 172.2 Kb/s 的数据传输速率。

电路型数据业务和分组型数据业务对比如表 1 所示。

2 应用 GSM/GPRS 公网建立远程工业测量系统

从 GPRS 系统提供的业务能力来看, 应用其构建实时性要求不是很强的系统, 特别是开环的测量系统, 具有明显的优越性。组网非常快捷和灵活。例如构建广域的环保参数监测系统, 系统可随意按省、市、县行政区划布置和跨区布置。油田井位数据采集系统、水文数据监测系统、远程抄表系统等等都是 GPRS 网络的应用领域。本文在一个远程的温度参数采集系统中应用 GSM/

表 1 电路型数据业务和分组型数据业务对比

对比内容	电路型数据业务	分组型数据业务 (GPRS)
无线信道	专用, 最多 4 个时隙	共享, 最多 8 个时隙捆绑
线路构建时间	呼叫建立时间长	短, 有“永远在线”之称
传输时延	短, 适合实时性强的业务	适度的传输时延
传输速率	从小于 9.6 kb/s 到 57.6 kb/s	最大 172.2 kb/s
网络升级费用	初级投资少	费用较大, 需增加网络设备, 但节省基站投资
提供相同业务代价	价格昂贵, 占用系统资源多	价格较便宜, 占用系统资源少

GPRS 网络实现了跨省地域的远距离联网, 其系统的结构图如图 3 所示。

在这个系统中, 采用 GPRS 数据采集模块来完成现场模拟量、开关量信号的采集和通过无线信道入网。图 4 是装置安装在野外的现场照片, 图 5 是 GPRS 数据采集模块照片。

这个装置由一次性锂电池供电, 每天定时采集 3 次, 每次唤醒 5 min, 1 节 1# 锂电池可工作 6 个月。模块上插入从移动运营商购买的 SIM 卡并充值后即可入网。

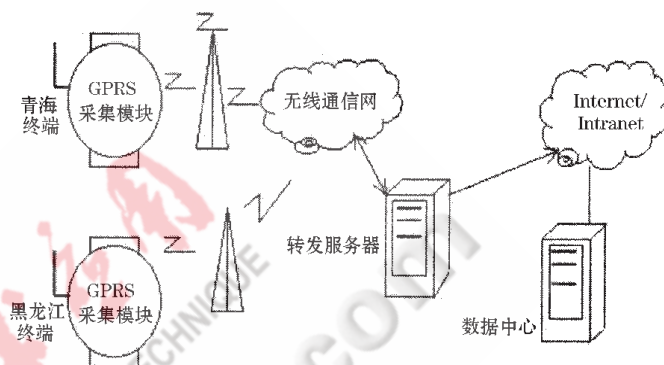


图3 远程采集系统



图4 现场装置实物



图5 GPRS 数据采集模块

模块设置成定时上线, 根据下载的时间间隔定时登录 GPRS 网络, 进行数据传输, 中央管理计算机 (数据中心) 可以通过公网使用 VPN 接入到移动 GPRS 网。采用 VPN 方式, 成本较低, 不用租用专线, 但终端需要安装 VPN 二次虚拟拨号的软件, 通过 VPN 方式, 客户端连接到应用服务器前, 要经过 Radius 服务器的认证, 整个数据传输过程得到了加密保护, 安全性比较高。

数据中心也可以采用 APN 接入方式, 租用专线接入到移动运营商的 GSN 设备上, 这种成本高了一些, 但安全性更高, 更稳定可靠。也可考虑 VPN 和 APN 混合接入方式, 进一步提高系统的安全性。

由于采用了虚拟专网模式, 用户通过接入行业内部虚拟专网方式与 Internet 进行隔离, 有效避免非法入侵。对于特定用

户,可通过数据中心分配特定的用户 ID 号和密码,进一步增强系统的安全性。

对于整个系统规模不大的项目,也可采用数据中心安装 GPRS 接收(发送)的方式,通过无线公网接入 GPRS,在这类系统中,现场采集点的数据通过 GPRS 模块经无线信道发送入 GPRS 网络,数据中心也经过 GPRS 模块访问 GPRS 网络,进而实现数据互联传输。

本文采用图 3 所示的系统结构,构建了一个远程环境参数采集系统。系统设成定时唤醒采集的工作方式,装置的采集数据在唤醒状况下,由数据中心经 GPRS 网络向装置读数。数据中心也可下传修改模块工作方式的指令。由于野外装置无人值守,所以在实际应用中,还构建了两个经 GSM 网络的报警功能,一是遇侵害报警,模块中的振动传感器检测到连续 3 次振动,就启动防盗报警操作;二是当电池电量不足,需要更换电池时启动维护报警操作。这两个报警是通过 GSM 网络发送相应短信到预先设定的不同手机上,例如安保人员和维护人员随身携带的手机上,让有关人员能第一时间到达现场处置。

在有连续供电的采集点,例如有市电供电,或太阳能光伏电池供电,模块就不必设休眠状态,这样便于数据中心随时采集现场数据及控制现场模块。

在电池供电的采集点,数据中心与采集点的联络只能在现场模块唤醒的时间里进行,包括对模块休眠与唤醒周期的修改、报警状态的启停,报警参数的设置。如果设置、修改的参数比较多,操作时间在原设定的唤醒时间内不能完成,可先行将唤醒时间改长,待修改全部参数后,再将唤醒时间改回原设定值或新的修改值。

## 3 无线公网应用中的技术要点探讨

### 3.1 关于通信协议

通过 GPRS 网络以及 Internet 进行数据传输,关键的是传输协议选择的问题。目前最为应用广泛的两种传输层协议分别为 UDP 和 TCP,至于如何选择,并没有明确的标准,需要根据系统的实际情况分析比较<sup>[2]</sup>。TCP 适合于网络质量好(通信品质优良)的情况;UDP 适于网络质量一般的情况,长期稳定性较好。

### 3.2 实时性问题

低延迟和可靠性是无线网络在工业控制现场应用时必须克服的主要障碍。由于差错重传/冗余校验增加了更多的延时可能,TCP/IP 虽然提供了数据包的传输控制避免丢包,但它也在数据包交付时间上带来极大的不确定性,所以无线技术在延迟和可靠性方面还不能真正满足工业应用的要求<sup>[3]</sup>。但是在时延要求不严格的系统是能胜任的。

在实时性问题上还有一种情况要给予注意,现场设备通过 GSM 网络短信方式发来的信息、数据在传输时有时很不实时,网络处于某些情况下,信息会在短信中

心滞留很长时间,而且会次序颠倒,例如在数据中心 GSM 模块离线(掉电)时,没有收到现场多次发出的数据信息,这些信息被暂存在运营商的短信中心,当数据中心 GSM 模块上线后,移动运营商短信中心会将暂存的多条信息发过来,这时发现时间次序是乱的,夜间与白天的数据颠倒了。所以为克服这种情况,建议在发送的数据中附加上时间标志,虽然这种严重不实时是业务类型造成的,但在应用 GPRS 网络的时延性也是有限的,如前述,是能够胜任时延需求不是很严格的场合,有文献介绍一般时延在 500 ms 以内<sup>[2]</sup>。

“永远在线”≠“永不掉线”,在 GPRS 网络特性中,运营商有一种说法叫“永远在线”,这只能理解为进入 Internet 的上网方式,不能认为设备真正会不离线,就如同我们的手机会掉线一样,因为网络原因,基站信号情况,设备有时会离线,这是无线通信的特点。如果设置为“永远在线”方式时,即是设备掉线后,也会自动重新上线。

### 3.3 SIM 卡的应用及计费方式的选择

SIM 卡是移动运营商发售的移动终端身份认证卡。应用于 GSM/GPRS 无线公网的无线采集装置中的通信模块必须插入 SIM 卡并充值开通,根据使用情况,一般应在营业厅或上网操作,关闭一些不用的业务,例如语音功能,一般场合不需要,主要保留数据业务,关闭不用的功能,可以节省使用费用。如果数据主要为突发数据,可选择按流量计费,一般情况选包月套餐方式最经济。

各地运营商的 SIM 卡都可以插入现场模块使用,但要用同一运营商(如中国移动)提供的卡。启动了 GSM 网络短信报警功能时,需设置相应 SIM 卡的短信中心,例如北京的 SIM 卡应设为+8613800100500,而西安的 SIM 卡就应设为+8613800290500。

在传统的通信网中,应用和业务大都属于网络运营商,即网络运营商同时也扮演着业务提供商的角色。这种模式的特点在于一旦业务建立,即可获得较高的可靠性和安全性,并且统一管理,适用于相对简单,市场需求量大的应用。随着移动和 IP 网的飞速发展,以及社会对电信业务越来越高的需求,传统的电信业务范围得以扩大,网络资源也被充分利用,特别是通信业与 IT 业强大的创造性结合,为一些新领域的应用提供了资源,在工控领域的应用,可以说是一种尝试。

### 参考文献

- [1] 张传福,胡敖,彭灿,等.移动通信新业务开发必读.北京:人民邮电出版社,2005.
- [2] 任工昌,孙微庭.分布式油田远程临近系统研究.工业控制计算机,2008,21(3):68-69.
- [3] 顾小洪,吴秋峰.无线网络在工业企业中应用的一些探讨.工业控制计算机,2006,19(11):1-2.

(收稿日期:2008-10-28)

# 基于遗传算法的圆柱阵列稀疏方法\*

包子阳, 陈客松, 何子述, 韩春林  
(电子科技大学 电子工程学院, 四川 成都 610054)

**摘要:** 由于共形阵列所具有的特性,使其正得到日益广泛的应用,但其耗用较多的阵元,方向图具有相对主瓣较高的旁瓣电平。为此,针对基本的共形阵列——圆柱阵列的天线阵元,应用经典遗传算法,以阵元的工作状态为优化参量,对其进行稀疏。减少了阵元数量,仿真结果表明,该方法能有效地降低圆柱阵列的旁瓣电平。

**关键词:** 圆柱阵列; 遗传算法; 方向图; 稀疏阵列

中图分类号: TN820.1+5      文献标识码: A

## A thin cylinder arrays method based on genetic algorithm

BAO Zi Yang, CHEN Ke Song, HE Zi Shu, HAN Chun Lin

(School of Electronics Engineering, University of Electronic Science Technology of China, Chengdu 610054, China)

**Abstract:** Conformal arrays are widely used because of their characteristic, but they consume many array elements and their sidelobe levels are high compared with the mainlobe levels. So this paper aims at the basic conformal arrays——cylinder arrays antenna modules, applies the classical genetic algorithm, sets the working state of elements as variables, reduces the element number to thin them. The simulation results show that the method may reduce the cylinder arrays sidelobe levels effectively.

**Key words:** cylinder arrays; GA(genetic algorithm); pattern; thin array

一般情况下,由单个辐射器构成的天线就可以完成发射和接收电磁波的任务。但在一些特殊应用中,往往要求天线具有强大的方向性和很高的增益,有时还要求天线波瓣可以扫描,并具有一定的形状等,这时就需要使用多个辐射器,并按一定方式排列。若天线阵元排列与载体表面形状一致,则称为共形阵,共形阵中的所有阵元往往不在一个平面上,所以也可以称之为非平面阵。如果各个天线阵元排列成一个圆环,则称之为圆阵<sup>[1]</sup>,多个圆阵平行布置在一个圆柱体上,便可构成柱面阵,圆柱阵是最简单的共形阵。

共形阵具有不改变载体飞行器的空气动力学性能等优点,是其他传统阵列不能比拟的<sup>[2]</sup>。但其所用阵元较多,方向图具有相对主瓣较高的旁瓣电平。遗传算法由于其在解决大空间、非线性、全局寻优等复杂问题时具有传统方法所不具备的独特优越性,已在越来越多的领域得到广泛的应用<sup>[3-4]</sup>;近年来利用稀疏阵列阵元来降低旁瓣电平的方法已成为研究热点<sup>[4-5]</sup>。本文采用遗传算法进行圆柱阵列的稀疏优化排列,取得了较好的结果。

### 1 优化模型

设一个圆柱阵列由  $M$  个半径均为  $R$  的圆形阵列组成,每个圆形阵列上均匀分布着  $N$  个阵元。所有平面上的阵元分布对称,即阵元分布的方位角相等( $\phi_{mn}=2\pi n/N$ ,  $n=0,1,\dots,N-1$ ;  $m=0,1,\dots,M-1$ ,其中  $m=0$  表示下底面,  $m=M-1$  表示上底面)。第  $m=0,1,\dots,M-1$  个圆与下底面之间的距离为  $h_m$ ,  $k=2\pi/\lambda$  为波数。阵元分布如图 1 所示。

在图 1 中,以下底面圆心  $O$  为计算各阵元相对相位的参考点,相对于图示坐标系远场目标的方位角和俯仰

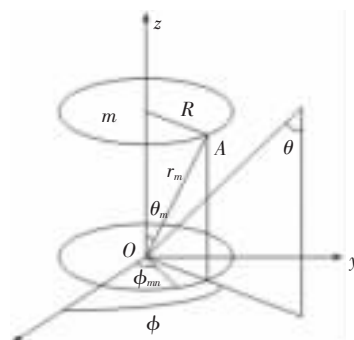


图 1 均匀圆柱阵阵元分布图

\* 基金项目: 国家自然科学基金资助项目(60702070)

角分别用  $\phi$  和  $\theta$  表示。A 点为第  $m$  个平面圆周上某一阵元,其在圆环上均匀分布的方位角为  $\phi_m (n=0,1,\dots, N-1)$ , 俯仰角为  $\theta_m = \text{tg}^{-1}(R/h_m)$ ,  $r_m = \sqrt{R^2 + h_m^2}$ 。

同一时刻某个阵元  $n$  (以 A 为例) 接收到信号与参考点 O 接收到信号的相位差可由点积法得到。令  $\mathbf{r}$  为参考点 O 到阵元 A 的向量,  $\mathbf{R}_0$  为参考点 O 至远场目标方向的单位向量 ( $|\mathbf{R}_0|=1$ ), 则  $\mathbf{r}$  的坐标为  $(R\cos\phi_m, R\sin\phi_m, h_m)$ , 且  $\mathbf{R}_0$  的坐标为  $(\sin\theta\cos\phi, \sin\theta\sin\phi, \cos\theta)$ , 阵元 A 相对于参考点 O 的相对相位为:

$$\beta_{mn} = -\frac{2\pi}{\lambda}(\mathbf{r} \cdot \mathbf{R}_0) = -kr_m[\sin\theta_m \sin\theta \cos(\phi - \phi_{mn}) + \cos\theta_m \cos\theta] \quad (1)$$

针对(1)式有以下 2 种情况:

(1) 当  $m=0$  时, 表示底面圆环, 此时  $h=0, r_m=R, \theta_m=\pi/2$ , 则底面圆环上阵元  $n$  相对于参考点 O 的相位差为:

$$\beta_{0n} = -kR_0 \sin\theta \cos(\phi - \phi_{0n}) \quad (2)$$

(2) 当  $m=1, 2, \dots, M-1$  时, 各圆环上阵元  $n$  相对于参考点 O 的相位差为:

$$\beta_{mn} = -kr_m[\sin\theta_m \sin\theta \cos(\phi - \phi_{mn}) + \cos\theta_m \cos\theta] \quad (3)$$

所以, 所有  $M$  个圆形阵列天线上所有阵元形成的总的阵列方向图函数为:

$$F(\phi, \theta) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} f_{mn}(\phi, \theta) A_{mn} \exp\{j[\psi_{mn} - kr_m(\sin\theta_m \sin\theta \cos(\phi - \phi_{mn}) + \cos\theta_m \cos\theta)]\} \quad (4)$$

其中,  $f_{mn}(\phi, \theta)$  为阵元方向图,  $A_{mn}$  为幅度加权系数,  $\psi_{mn}$  为相应阵元的初始相位差, 为了使主波束能指向指定的  $(\phi_0, \theta_0)$  方向, 则有:

$$\psi_{mn} = kr_m[\sin\theta_m \sin\theta_0 \cos(\phi_0 - \phi_{mn}) + \cos\theta_m \cos\theta_0] \quad (5)$$

而相对应的方向图函数即为:

$$F(\phi, \theta; \phi_0, \theta_0) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} f_{mn}(\phi, \theta) A_{mn} \exp\{jkr_m[\sin\theta_m(\sin\theta_0 \cos(\phi_0 - \phi_{mn}) - \sin\theta \cos(\phi - \phi_{mn})) + \cos\theta_m(\cos\theta_0 - \cos\theta)]\} \quad (6)$$

进行稀疏后, 用  $x_{mn}$  表示相应阵元所处的工作状态:  $x_{mn}=1$  表示相应位置上有阵元;  $x_{mn}=0$  表示相应位置上没有阵元。则相对应的方向图函数为:

$$F_x(\phi, \theta; \phi_0, \theta_0) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} f_{mn}(\phi, \theta) A_{mn} \exp\{jkr_m[\sin\theta_m(\sin\theta_0 \cos(\phi_0 - \phi_{mn}) - \sin\theta \cos(\phi - \phi_{mn})) + \cos\theta_m(\cos\theta_0 - \cos\theta)]\} x_{mn} \quad (7)$$

取适应度函数为:

$$\begin{aligned} MSLL &= \max_{\phi \in S_1} (F_{xIB}(\phi, \theta; \phi_0, \theta_0)) + \max_{\theta \in S_2} (F_{xIB}(\phi_0, \theta; \phi_0, \theta_0)) \\ &= \max_{\phi \in S_1} \left( \frac{F_x(\phi, \theta_0; \phi_0, \theta_0)}{\max(F_x(\phi, \theta_0; \phi_0, \theta_0))} \right) \\ &\quad + \max_{\theta \in S_2} \left( \frac{F_x(\phi_0, \theta; \phi_0, \theta_0)}{\max(F_x(\phi_0, \theta; \phi_0, \theta_0))} \right) \end{aligned} \quad (8)$$

其中  $\max$  是求最大值函数,  $S_1$  是  $\theta=\theta_0$  时方向图的旁瓣区域,  $S_2$  是  $\phi=\phi_0$  时方向图的旁瓣区域。可定义如下优化模型:

$$\min_x (MSLL) \quad (9)$$

## 2 遗传算法

遗传算法起源于对生物系统所进行的计算机模拟研究。生物的进化过程主要通过染色体之间的交叉和变异来完成。遗传算法是模仿自然界生物进化机制发展起来的随机全局搜索和优化方法, 它借鉴了达尔文的进化论和孟德尔的遗传学说。其本质是一种高效、并行、全局搜索的方法, 它能在搜索过程中自动获取和积累有关搜索空间的知识, 并自适应地控制搜索过程以求得最优解。遗传算法操作使用适者生存的原则, 在潜在的解决方案种群中逐次产生一个近似最优的方案。在遗传算法的每一代中, 根据个体在问题域中的适应度值和从自然遗传学中借鉴来的再造方法进行个体选择, 产生一个新的近似解。这个过程导致种群中个体的进化, 得到的新个体比原个体更能适应环境, 就像自然界中的改造一样<sup>[3]</sup>。其流程图如图 2 所示。

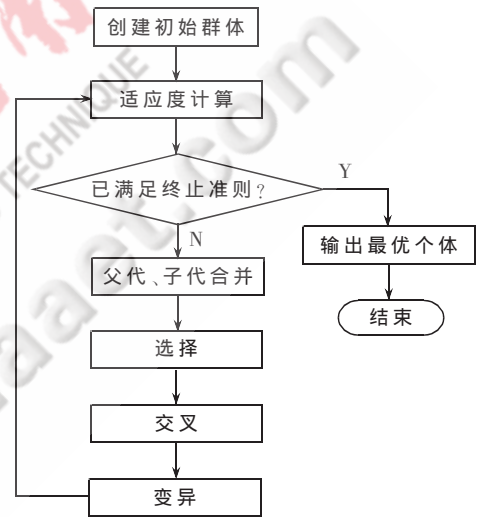


图 2 遗传算法的流程图

### 2.1 编码

采用  $NP$  个维数为  $D=MN$ , 数值为 0,1 的向量作为一个种群, 每个染色体表示为:

$$x_{i,c} (i=1, 2, \dots, NP) \quad (10)$$

式中,  $i$  为染色体在种群中的序列,  $G$  为遗传代数,  $NP$  为种群规模。

为了建立优化搜索的初始点, 种群必须被初始化。设稀疏阵元个数为  $NX$  个, 假定对所有随机初始化种群均符合高斯分布。则:

$$\begin{aligned} x_{ji,0} &= \text{randn}[0, 1] \\ (i=1, 2, \dots, NP; j=1, 2, \dots, N) \end{aligned} \quad (11)$$

式中:  $\text{randn}[0, 1]$  表示在  $[0, 1]$  之间产生的符合高斯分布的随机数, 取其最小的  $NX$  个基因的值为 0, 剩下的基因的值为 1。

### 2.2 选择

采用基于排序的选择机制, 其方法是先将群体中的染色体由好到坏排序, 即序号越小, 相应的染色体越优,

并定义序号对应的染色体被选中的概率为<sup>[6]</sup>:

$$p_i = p(1-p)^{i-1}, i=1,2,\dots, NP \quad (12)$$

式中,  $p$  是最优染色体被选中的概率, 一般来说, 取值较大时, 尽管优良染色体被选中的机会多, 有利于提高收敛速度, 但群体缺乏多样性, 易造成早期收敛。因此,  $p$  的取值不易太大, 本文中取  $p=0.05$ 。再通过旋转赌轮选择染色体, 具体过程是:

对每个染色体  $x(:,i)$  计算累积概率  $q_i$ :

$$\begin{cases} q_0=0 \\ q_i = \sum_{j=1}^i p_j, i=1,2,\dots, NP \end{cases} \quad (13)$$

在区间  $(0, NP)$  内产生均匀分布的随机数  $r_1$ , 若  $q_{i-1} < r_1 \leq q_i$ , 则选择第  $i$  个染色体  $x(:,i)$ , ( $i=1,2,\dots, NP$ )。重复进行  $NP$  次, 可得到  $NP$  个复制的染色体。

### 2.3 交叉

首先确定交叉操作的父代, 从  $i=1$  到  $NP$  重复以下过程: 在区间  $[0,1]$  内产生随机数  $r_2$ , 如果  $r_2 \leq p_c$  (交叉概率), 则选择  $x(:,i)$  作为一个父代。再将父代染色体随机配对, 并随机选择交叉位置进行单点交叉。如果进行交叉的染色体完全相同, 则交叉不会产生新的模式, 这类似生物界繁衍中的近亲繁殖。为了避免这种现象, 在两个染色体进行交叉之前判断它们是否相同, 如果不同, 则直接进行交叉操作; 如果完全一样, 则随机产生一个新串替换一个父代再进行交叉。这种交叉方式可称为避同交叉<sup>[3]</sup>。

### 2.4 变异

以变异概率  $p_m$  在经过交叉的种群中选择进行变异的基因, 其过程是从  $j=1, \dots, D, i=1, \dots, NP$ , 在区间  $[0,1]$  中产生一个随机数  $r_3$ , 如果  $r_3 < p_m$ , 则第  $(j,i)$  个基因  $x(j,i)$  被选为变异的基因。若被选中的基因值为 1, 则变为 0; 若基因值为 0, 则变为 1。

最后要确保每个圆形阵列中至少有一个阵元, 即至少有一个单元的值 1, 新生成染色体中单元值 0, 1 的个数保持不变。当阵列稀疏阵元个数超过  $NX$  时, 从 0 状态的阵元中随机选择差额个阵元, 强制其工作状态为 1; 当阵列稀疏阵元个数低于  $NX$  时, 从 1 状态的阵元中随机选择差额个阵元, 强制其工作状态为 0。

计算生成种染色体应度值并与父群体合并, 然后根据适应度值进行排序, 取前一半染色体作为新的种群, 再进行下一次遗传操作。对上述步骤完成给定循环次数或满足一定的条件之后, 遗传算法终止。

## 3 数值仿真

设圆柱阵列由  $M=10$  个半径均为  $R=1.2\lambda$  的圆形阵列组成, 每个圆形阵列上均匀分布着  $N=15$  个阵元。取阵元方向图函数  $f_m(\phi, \theta) = \sin\theta \cos(\phi - \gamma_m)$ , 式中  $|\phi - \gamma_m| \leq 90^\circ$ , 幅度加权系数  $A_{mm}=1$ 。令其波束指向为  $(180^\circ, 90^\circ)$ , 则其方向图如图 3 所示。

对其进行稀疏个数  $NX=30$  个阵元的稀疏。取种群

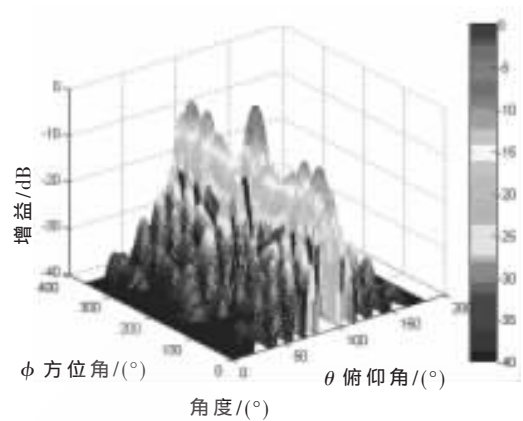


图 3 均匀圆柱阵列方向图

中染色体数目  $NP=100$ , 最大遗传代数  $G=1000$ , 变量维数  $n=150$ , 交叉概率  $p_c=0.6$ , 变异概率  $p_m=0.01$ 。则稀疏后的方向图如图 4 所示。

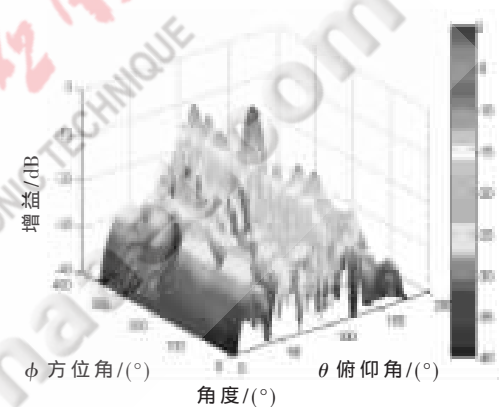


图 4 稀疏圆柱阵列方向图

图 5 是均匀圆柱阵列和稀疏后圆柱阵列方位角切面的比较图, 图 6 是均匀圆柱阵列和稀疏后圆柱阵列俯仰角切面的比较图。可以看出, 稀疏后的圆柱阵列有更低的旁瓣电平。图 7 是稀疏圆柱阵列后的标志位, 阵列位置为“o”表示相应位置上有阵元。

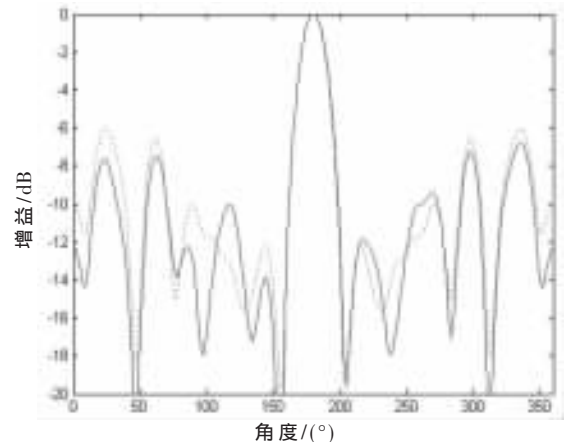


图 5 均匀圆柱和稀疏圆柱阵列方位角切面比较图

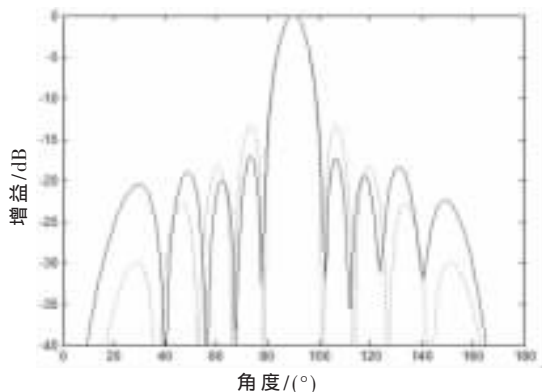


图6 均匀圆柱和稀疏圆柱阵列俯仰角切面比较图

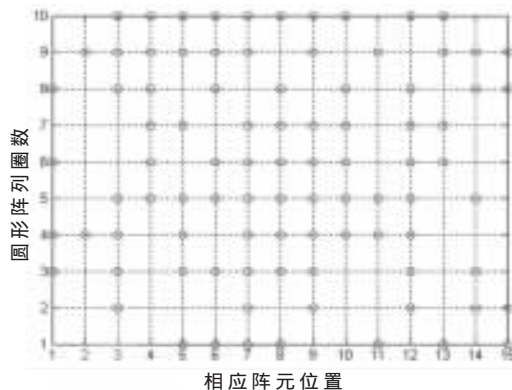


图7 稀疏圆柱阵列标志位

本文针对圆柱阵列的天线阵元,应用经典遗传算法,以阵元的工作状态为优化参量对其进行稀疏,减少了阵元数量。仿真结果表明,该方法可有效降低圆柱阵列的旁瓣电平,为解决此类问题提供了有益的参考。

参考文献

[1] 刘先省,张连堂,吴嗣亮,等.基于有向阵元的圆形阵列方向图综合[J].电子学报,2004, 32(4):701-704.  
 [2] CURTIS D.共形阵列天线技术[J]. 电子工程信息, 2007 (5):15-18.

[3] 马云辉.阵列天线的遗传算法综合[J].电波科学学报, 2001,16(2):172-176.  
 [4] HAUPT L. Thinned arrays using genetic algorithms [J]. IEEE Trans Antennas Propag, 1994,AP-42(7):993-999.  
 [5] 王玲玲,方大纲.运用遗传算法综合稀疏阵列[J]. 电子学报,2003,31(12):2135-2138.  
 [6] 刘宝锭,赵瑞清.随机规划和模糊规划[M].北京:清华大学出版社,1999:15-36.

(收稿日期:2008-10-03)

# CDMA2000-1X 系统多业务复合越区切换策略\*

邹志军, 季新生, 郭淑明

(国家数字交换系统工程技术研究中心, 河南 郑州 450002)

**摘要:** 提出一种多业务综合越区切换策略, 该策略同时支持实时业务和非实时业务; 通过双队列模式解决了实时业务的虚拟切换问题, 有效地利用资源、缓解呼叫和切换拥塞; 并通过建立多维马尔科夫链越区切换策略模型, 为请求越区切换的实时业务提供了抢占优先和排队相结合的策略。仿真结果表明, 系统的呼损率、阻塞率、强制中断概率等系统性能指标得到明显改善。

**关键词:** 越区切换; 实时业务; 非实时业务; 双队列; 马尔科夫链

中图分类号: TN915

文献标识码: A

## Strategy of multi-service handoff CDMA2000-1X system

ZOU Zhi Jun, JI Xin Sheng, GUO Shu Ming

(National Digital Switch System Engineering Technology Research Center, Zhengzhou 450002, China)

**Abstract:** This paper introduces a multi-service integrative handoff strategy supporting real-time service and non real-time service. Using a double queues model to solve the false handoff of real-time service, the system resource can be utilized effectively and the congestion of call and soft handoff can be eliminated. Build a multidimensional Markov chain model to provide a handoff strategy with combination of preemptive priority and queuing management for real-time service. The simulation results show that call drop ratio, blocking probability, forced termination probability and some other performance can be improved.

**Key words:** handoff; real-time service; non real-time service; a double queues; Markov chain

越区切换策略是影响移动通信系统性能的关键之一。越区切换的失败将导致服务业务的突然中断。因此越区切换策略性能好坏, 将直接影响到整个移动通信系统的服务质量。随着通信系统的发展, 未来个人通信系统要能同时支持语音、视频以及数据等实时及非实时混合的多媒体业务。因此设计越区切换策略时, 应考虑到实时业务和非实时业务的不同特点。如何在有限的资源上对实时业务和非实时业务占有资源进行划分是项极其关键的技术。图 1 为国家数字交换系统工程技术研究中心设计的基于 IP 的复合移动通信系统 CMT(Composite Mobile Telecommunication)越区切换的示意图。

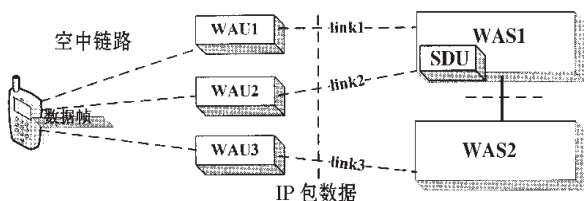


图 1 越区切换示意图

### 1 复合动态优先排队切换策略模型

假定系统由很多相同的服务小区组成, 取其中一个服务小区进行分析, 并将该小区称为“标记小区”。假定目标小区的总信道被分为三部分: 实时信道 RC、公用信道 CC 和非实时信道 NC。其容量分别为  $C_R$ 、 $C_C$  和  $C_N$ , 信道总容量  $C=C_R+C_C+C_N$ 。实时信道为实时业务预留, 实时业务包括实时新呼业务和实时越区切换呼叫业务。非实时信道为非实时业务预留, 非实时业务包括非实时新呼业务和非实时越区切换呼叫业务。公用信道专为切换呼叫业务预留。

通过图 2 分析该策略。其中图 2(a)描述虚拟切换的问题, 虚拟切换会造成资源浪费, 而无线信道资源极其珍贵, 因此解决该问题非常必要。图 2(b)为实时切换业务提供双队列模式来解决虚拟切换问题。其基本原理是: 当 MS 从 A 移到 B 后, 由于某种原因突然反向向原小区 BS1 基站方向移动, 且最终切换到 BS1 小区的情况。依软切换原理, BS2 应为其分配信道, 从而浪费信道资源, 因此双队列排队算法是必要的。即当 MS 在软切换区中运动时, 应考虑其运动方向, 对出现的虚假切换

\* 基金项目: 国家“863”计划基金资助项目(2007AA01Z434)

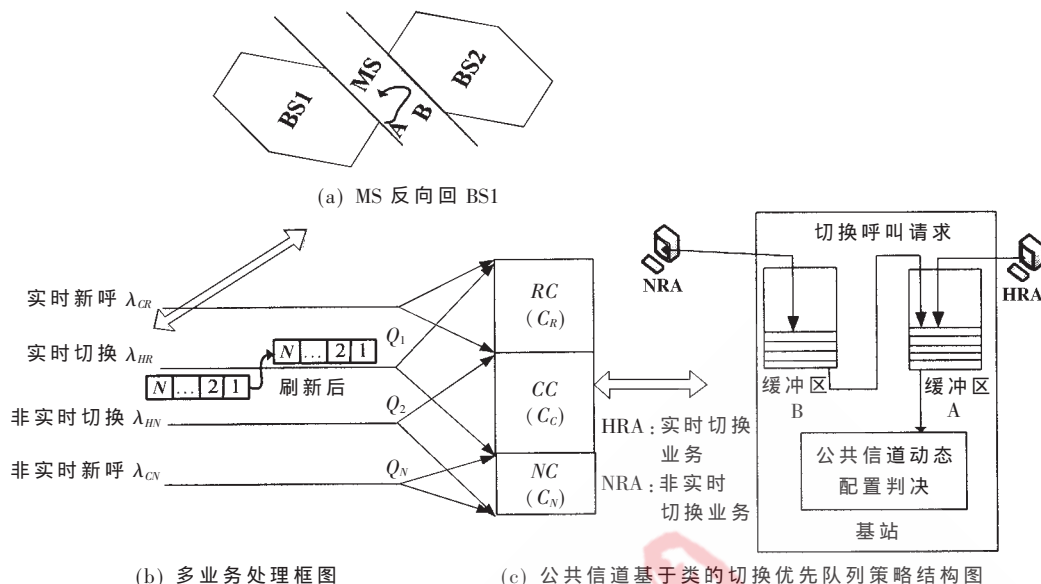


图 2 复合动态优先排队策略结构框图

请求不是拒绝,而是用另一队列来保存,此时系统使用两个队列,即主队列  $Q_1$  保存移向目的基站方向的切换请求,而从队列  $Q_2$  保存移向原基站方向的虚假切换请求。且从队列的切换请求的优先级低于主队列。如图 2(c) 所示,主队列是已分配信道向标记小区移动的软切换请求,从队列为没有分配信道(返身向原小区移动)的虚假切换请求。从队列为动态刷新,以删除掉移出切换区返回原小区(没有再改变运动方向)的用户切换请求。双队列算法基本思想为:

- (1) 若 MS 是真正软切换请求,则进入主队列;
- (2) 若 MS 为虚假切换请求,则进入从队列;
- (3) 从队列采用动态刷新,以更新掉移出软切换区而方向没有再改变的用户切换请求,从队列优先级高的用户(没有被刷新掉的用户)进入主队列;

(4) 当主队列的队列长度  $N \geq L \geq K$  ( $K$  为正整数)时,禁止从队列的切换请求进入主队列,只允许真正的切换请求进入主队列,以保证高优先级的切换请求得到服务。

图 2(c)中为进入公共信道的切换呼叫分配两个独立的队列:实时切换队列和非实时切换队列,这两个队列的长度由两个大小不同的缓冲区 A 和 B 来限制。设缓冲区 A 队列长度为  $M$ 。考虑到非实时业务的发生频度和长度,将缓冲区 B 的容量设置为缓冲区 A 的 2 倍(实际应用中可根据网络具体情况调整)。

当新产生的(非)实时呼叫到达标记小区时,如果目前(非)实时信道数全部被占用,该(非)实时呼叫将被系统阻塞;否则该(非)实时呼叫将获得一个空闲信道。当非实时切换请求到达标记小区时,该请求首先检查非实时信道,如果非实时信道有空闲信道,则该请求将获得一个空闲信道;否则该请求将进入缓冲区 B,然后等待缓冲区 A 中的队列为空时才能进入缓冲区 A 接受服

务,否则该请求被阻塞。如果用户在该请求还未得到服务之前移动到了其他的小区,则该请求将转移到其他小区。实时切换请求到达标记小区时,该请求首先检查实时信道,如果实时信道有空闲信道,则该请求将获得一个空闲信道。如果实时信道已满,而公共信道有空闲信道,则该请求将获得一个空闲信道。如果公共信道已满,但非实时业务在公用信道中接受服务且缓冲区 B 未滿,则该请求抢占公用信道中接受服务的非实时切换业务,被抢占的非实时业务重新回到缓冲区 B 中排队;否则该请求将进入到缓冲区 A 排队或被阻塞。如果用户在该请求还未得到服务之前移动到了其他的小区,则该请求将被抛弃。

## 2 模型参量分析

### (1) 小区驻留时间

假定用户在服务区内均匀分布,任一个用户向各个方向移动的概率相等,其速度随机,用户速度  $V$  的概率密度函数为  $f_v(V)$ ,则用户离开小区的速率<sup>[1]</sup>为:

$$u_{dwell} = 2E(V)/\pi R \quad (1)$$

其中  $E(V)$  为用户速度的均值,  $R$  为小区半径。假定小区驻留时间满足指数分布<sup>[2,3]</sup>,均值为  $1/u_{dwell}$ ,则小区驻留时间的均值:

$$E(T_{dwell}) = \pi R / 2E(V) \quad (2)$$

### (2) 切换区域驻留时间

根据用户速度的概率密度函数,可得到用户穿越小区边界速度的概率密度函数:

$$f_{V^*}(V) = Vf_v(V)/E(V) \quad (3)$$

实时业务用户切换区域的驻留时间:

$$T_h = D/V^* \quad (4)$$

其中  $D$  为用户在切换区域移动的路径长度,假定路径长度与用户的移动速度相互独立,则可得到平均驻留时间:

$$E(T_h) = 1/u_{dwell} = E(D)/E(V) \quad (5)$$

假定随机变量  $T_h$  满足指数分布<sup>[2,3]</sup>。

(3) 呼叫到达过程

假定小区中新产生的实时与非实时呼叫都是泊松过程<sup>[2,3]</sup>, 实时与非实时新呼的到达率分别表示为  $\lambda_{CR}$  和  $\lambda_{CN}$ 。如果一个移动用户的服务时间比其在一个小区内的逗留时间长, 则会在邻近小区提出越区切换的请求。因为假设系统内所有的小区均相同, 所以任一小区单位时间内进入该小区的平均呼叫数等于离开该小区的平均呼叫数。因此到达标记小区的越区切换请求的强度等于离开该小区并在邻近小区申请越区切换的呼叫的强度, 则实时和非实时切换呼叫到达率分别为:

$$\lambda_{HR} = [E(C_R) + E(L_A)]u_{dwell} \quad (6)$$

$$\lambda_{HN} = [E(C_N) + E(L_B)]u_{dwell} \quad (7)$$

其中  $E(C_R)$ 、 $E(C_N)$  为标记小区中占用信道的实时呼叫个数和非实时呼叫个数均值,  $E(L_A)$ 、 $E(L_B)$  表示缓冲区 A、B 队列的平均排队长度。

(4) 信道保持时间

假定实时业务与非实时业务的呼叫保持时间满足指数分布<sup>[2,3]</sup>, 分别为  $T_{CR}$  和  $T_{CN}$ , 均值分别为  $1/u_{CR}$  和  $1/u_{CN}$ 。对于已获得信道的实时业务用户来说, 它将一直占用信道直至其服务结束或离开当前小区而进入另一个小区。因此实时业务用户信道保持时间  $T_R$  是  $T_{dwell}$  和  $T_{CR}$  的最小值, 它们相互独立, 利用指数分布的概率密度函数无记忆性, 得随机变量  $T_R$  也服从指数分布, 数学期望为:

$$E(T_R) = E[\min(T_{dwell}, T_{CR})] = 1/(u_{dwell} + u_{CR}) \quad (8)$$

未被实时业务抢占的非实时业务用户将一直占用信道直至服务结束或在服务结束前离开当前小区。与实时业务用户相似, 非实时业务呼叫的信道保持时间  $T_N$  是  $T_{dwell}$  和  $T_{CR}$  中的最小值,  $T_N$  也服从指数分布, 其数学期望为:

$$E(T_N) = E[\min(T_{dwell}, T_{CN})] = 1/(u_{dwell} + u_{CN}) \quad (9)$$

3 复合优先切换策略性能分析

3.1 双队列算法的数学分析

设主队列和从队列中切换请求到达目的基站的时间间隔是随机的, 且皆服从负指数分布, 可看作是独立的 Poisson 过程, 其强度分别为  $\lambda$  和  $\nu$ , 则结果相当于一个强度为  $\lambda + \nu$  的 Poisson 到达的排队模型。设主队列的缓冲器的容量为  $N$ , 当主队列的排队长度  $N \geq L \geq K$  ( $K$  为正整数) 时, 主队列排队模型的到达率降为  $\lambda$ , 且设降速系数为  $\eta$  ( $0 < \eta < 1$ )。设目的基站处理切换请求的时间间隔是随机的, 服从负指数分布, 且其平均服务率为  $\mu$ , 则该模型主队列服务强度:

$$\rho = (\lambda + \nu)/\mu, \quad \eta = \lambda/(\lambda + \nu) \quad (10)$$

根据排队论<sup>[4]</sup>可推出该模型系统中切换请求的主队列长度公式:

$$L_1 = \frac{\rho^2 p_0 [1 - \rho^{(k-1)}] [k - (k-1)\rho]}{[(1-\rho)^2 + \sum_{i=k}^N i \eta^{(i-k+1)} \rho^{(i-1)}]} \quad (11)$$

$$p_0 = \frac{(1-\rho)(1-\eta\rho)}{(1-\eta\rho) - \rho^{(k+1)}(1-\eta) - \eta^{(n-k+1)}\rho^{(n+1)}(1-\rho)}$$

呼损率:

$$B = \frac{\eta^{(n-k)}\rho^n(1-\rho)(1-\eta\rho)}{(1-\eta\rho) - \rho^{(k+1)}(1-\eta) - \eta^{(n-k+1)}\rho^{(n+1)}(1-\rho)} \quad (12)$$

3.2 平衡状态下系统的状态概率

本文用 1 个六维的 Markov 链  $(i, j, k, l, m, n)$  标记小区所处状态, 其中,  $i$  表示接受服务的实时业务占用的实时信道数;  $j$  表示接受服务的实时切换业务占用的公共信道数;  $k$  表示接受服务的非实时切换业务占用的公共信道数;  $l$  表示接受服务的非实时业务占用的非实时信道数;  $m$  表示缓冲区 A 队列中等待接受服务的实时切换占用的信道数;  $n$  表示缓冲区 B 队列中等待接受服务的非实时切换占用的信道数。对每个可以达到的状态  $s$ , 其平衡概率  $P(s)$  仅与  $s$  前一个状态的平衡概率有关, 可以得到每个状态的下一个可能状态及所有的转移概率。这样就可以得到系统的状态转移图, 列出状态转移方程。当系统处于平衡状态时, 令  $P(i, j, k, l, m, n)$  表示系统处于状态  $(i, j, k, l, m, n)$  的概率。所有系统状态概率之和为 1, 即:

$$\sum_i \sum_j \sum_k \sum_l \sum_m \sum_n P(i, j, k, l, m, n) = 1 \quad (13)$$

$$\begin{aligned} & \sum_{i=0}^{C_R} \sum_{k=0}^{C_C} \sum_{j=0}^{C_C-k} \sum_{l=0}^{C_N} P(i, j, k, l, 0, 0) + \sum_{l=0}^{C_N} \sum_{m=0}^M P(C_R, C_C, 0, l, m, 0) \\ & + \sum_{n=0}^{2M-1} \sum_{m=0}^M P(C_R, C_C, 0, C_N, m, n) + \sum_{k=0}^{C_C} \sum_{j=0}^{C_C-k} \sum_{m=0}^M P(C_R, j, k, C_N, m, 2N) \\ & + \sum_{i=0}^{C_R} \sum_{k=0}^{C_C} \sum_{j=0}^{C_C-k} \sum_{n=0}^{2M} P(i, j, k, C_N, 0, n) = 1 \end{aligned} \quad (14)$$

得系统状态总数为:

$$N_T = (M+1)(C_N + C_C + 2 + 2M) + (C_C + 1)(C_R + 1)(C_N + 2 + 2M) \quad (15)$$

基于系统状态转移, 并针对每个状态  $(i, j, k, l, m, n)$  得到关于  $P(i, j, k, l, m, n)$  的一个状态方程, 这样可以得到  $N_T$  个关于所有  $P(i, j, k, l, m, n)$  的平衡状态方程。在这个方程中, 任意一个方程都可以由其他  $N_T - 1$  个方程线性表示, 任意去掉其中一个方程并结合式(13), 可以得到线性无关的  $N_T$  个方程, 根据 3.3 节的数值迭代算法, 可以得到平衡状态下所有  $P(i, j, k, l, m, n)$  的数值。

3.3 数值迭代算法

$N_T$  个关于所有  $P(i, j, k, l, m, n)$  的方程中,  $\lambda_{HR}$  和  $\lambda_{HN}$  是未知量, 通过如下的迭代算法, 可以得到所有的状态概率  $P(i, j, k, l, m, n)$ 。

(1) 为  $\lambda_{HR}$  和  $\lambda_{HN}$  分别设定非负初始值, 原则上初始值任意设定, 但不同初始值将有不同的收敛速度。

(2) 计算所有的状态概率  $P(i, j, k, l, m, n)$ 。

(3) 计算  $E(C_R)$ 、 $E(C_N)$ 、 $E(L_A)$  和  $E(L_B)$ 。把它们代入式(6)和式(7), 计算新的  $\lambda_{HR}$  和  $\lambda_{HN}$ 。如果同时满足  $|NEW\lambda_{HR} - OLD\lambda_{HR}| \leq \varepsilon$ ,  $|NEW\lambda_{HN} - OLD\lambda_{HN}| \leq \varepsilon$ , 则停止迭代。否则转到第二步继续迭代。其中  $\varepsilon$  是个非常小的正数, 它决定计

算结果的精度。3.4 系统性能参数

基于以上得到的各系统状态概率  $P(i,j,k,l,m,n)$ ，便可获得一些重要的系统性能参数。

设  $P_{BCR}$  为新产生的实时呼叫的阻塞概率。

$$P_{BCR} = 1 - \sum_{i=0}^{C_R-1} \sum_{k=0}^{C_C} \sum_{j=0}^{C_C-k} \sum_{l=0}^{C_N} P(i,j,k,l,0,0) - \sum_{i=0}^{C_R-1} \sum_{k=0}^{C_C} \sum_{j=0}^{C_C-k} \sum_{n=0}^{2M} P(i,j,k,C_N,0,n) \quad (16)$$

设  $P_{BHR}$  是具有越区切换请求实时呼叫的阻塞概率：

$$P_{BHR} = \sum_{l=0}^{C_N} P(C_R, C_C, 0, l, M, 0) + \sum_{n=0}^{2M} P(C_R, C_C, 0, C_N, M, n) + \sum_{k=0}^{C_C} P(C_R, C_C-k, k, N_T-1, M, 2M) \quad (17)$$

缓冲区 A 队列的平均排队长度：

$$E[L_A] = \sum_{k=0}^{C_C} \sum_{j=0}^{C_C-k} \sum_{m=0}^M m P(C_R, j, k, C_N, m, 2M) + \sum_{l=0}^{C_N} \sum_{m=0}^M m P(C_R, C_C, 0, l, m, 0) + \sum_{n=0}^{2M-1} \sum_{m=0}^M m P(C_R, C_C, 0, C_N, m, n) \quad (18)$$

缓冲区 B 队列的平均排队长度：

$$E[L_B] = 2N \sum_{k=0}^{C_C} \sum_{j=0}^{C_C-k} \sum_{m=0}^M P(C_R, j, k, C_N, m, 2M) + \sum_{n=0}^{2M-1} \sum_{m=0}^M n P(C_R, C_C, 0, C_N, m, n) + \sum_{i=0}^{C_R} \sum_{k=0}^{C_C} \sum_{j=0}^{C_C-k} \sum_{n=0}^{2M} n P(i, j, k, C_N, 0, n) \quad (19)$$

占用信道的实时业务的平均个数：

$$E[C_R] = \sum_{k=0}^{C_C} \sum_{j=0}^{C_C-k} (C_R+j) \sum_{m=0}^M P(C_R, j, k, C_N, m, 2M) + \sum_{i=0}^{C_R} \sum_{k=0}^{C_C} \sum_{j=0}^{C_C-k} (i+j) \sum_{l=0}^{C_N} P(i, j, k, l, 0, 0) + \sum_{i=0}^{C_R} \sum_{k=0}^{C_C} \sum_{j=0}^{C_C-k} (i+j) \sum_{n=0}^{2M} P(i, j, k, C_N, 0, n) + (C_R+C_C) \sum_{n=0}^{2M-1} \sum_{m=0}^M P(C_R, C_C, 0, C_N, m, n) + (C_R+C_C) \sum_{l=0}^{C_N} \sum_{m=0}^M P(C_R, C_C, 0, l, m, 0) \quad (20)$$

占用信道的非实时业务的平均个数：

$$E[C_N] = \sum_{k=0}^{C_C} \sum_{j=0}^{C_C-k} (k+C_N) \sum_{m=0}^M P(C_R, j, k, C_N, m, 2M) + \sum_{l=0}^{C_N} \sum_{k=0}^{C_C} (k+l) \sum_{j=0}^{C_C-k} \sum_{i=0}^{C_R} P(i, j, k, l, 0, 0) + C_N \sum_{n=0}^{2M-1} \sum_{m=0}^M P(C_R, C_C, 0, C_N, m, n)$$

$$+ \sum_{i=0}^{C_R} \sum_{k=0}^{C_C} \sum_{j=0}^{C_C-k} (k+C_N) \sum_{n=0}^{2M} P(i, j, k, C_N, 0, n) + \sum_{l=0}^{C_N} \sum_{m=0}^M l P(C_R, C_C, 0, l, m, 0) \quad (21)$$

对于获得信道的实时呼叫用户来说，在服务过程中跨越小区边界时将触发越区切换请求。实时呼叫用户提出越区切换请求概率  $P_h$  就是该实时呼叫持续时间  $T_{CR}$  大于其在某小区内驻留时间的概率：

$$P_h = P(T_{CR} > T_{dwell}) = \mu_{dwell} / (\mu_{dwell} + \mu_{C_R}) \quad (22)$$

定义  $P_f$  为实时呼叫的强制中断概率，即被系统接纳的实时呼叫在其接受服务的过程中被强制中断的概率。从定义可以得到如下表达式：

$$P_f = \sum_{l=1}^{\infty} P_h P_{BHR} [(1-P_{BHR})P_h]^{l-1} = P_h P_{BHR} / [1 - (1-P_{BHR})P_h] \quad (23)$$

#### 4 仿真结果

本小节给出本文策略(CPQS)性能的数值计算结果。为更好地证明本策略性能方面的改进效果，将这些结果与 CRS 策略<sup>[5]</sup>进行比较。主要参数设置如下：

$R=400\text{ m}$ ,  $E[D]=0.1R$ ,  $E[V]=1\text{ m/s}$ ,  $E(C_R)=60\text{ s}$ ,  $E(C_N)=20\text{ s}$ ,  $\lambda_{CR}=\lambda_{CN}$ ,  $\varepsilon=10^{-6}$ ,  $M=20$ ,  $C=30$ ,  $C_R=12$ ,  $C_C=9$ ,  $C_N=9$ , 网络容量为 300 用户。

两种模型呼损率比较图如图 3 所示。由图 3 可见，当  $N$  增大时，排队算法<sup>[6]</sup>的呼损率  $B$  明显上升，而双队列模式的呼损率  $B$  增长幅度很小，这是由于双队列模式中，有用的虚假切换请求在从队列中没有被刷新掉而是被及时处理的结果。因而双队列模型更能满足 CDMA 移动通信系统中更高的服务质量要求。

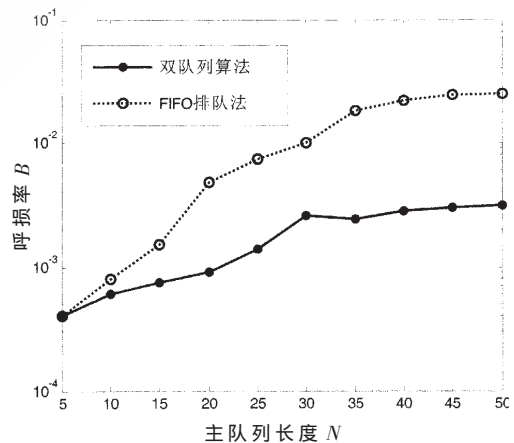


图 3 两种模型呼损率比较图

各业务阻塞率随呼叫到达率变化图如图 4 所示。从图 4 可知，CPQS 实时和非实时切换业务的阻塞率比 CRS 的小，实时和非实时新呼业务阻塞率几乎相同或略差，这是因为 CPQS 采用业务基于类的处理方式及使用双队列模式解决虚拟切换问题，并且赋予切换业务高优先级的结果。可见 CPQS 策略有利于切换业务阻塞率性能的改善。

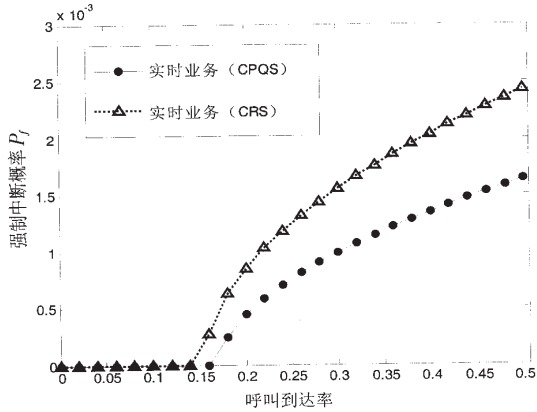


图 4 各业务阻塞率随呼叫到达率变化图

实时业务  $P_f$  随呼叫到达率的变化如图 5 所示, CPQS 的强制中断概率  $P_f$  比 CRS 的要小得多, 可见 CPQS 策略可以有效地减小实时呼叫强制中断概率。

本文首先分析了基于 IP 的 CDMA 系统软切换存在数据选择分发问题及数据内容同步问题, 并据此提出了不同链路数据同步算法和分层地址法; 然后提出了一种多业务综合越区切换策略。该策略有利于通信系统的呼损率、阻塞率及强制中断概率等性能指标的改善。

参考文献

[1] DAI Zhen, HUANG Sheng Ye, LIU Xiao Fan. Performance analysis of soft handoff in CDMA system base on different speed. IEEE 2005.  
 [2] LI BO, WU Cheng Ke, KAIJI M, et al. Analysis and study of a handoff scheme with multiple priority strategies.

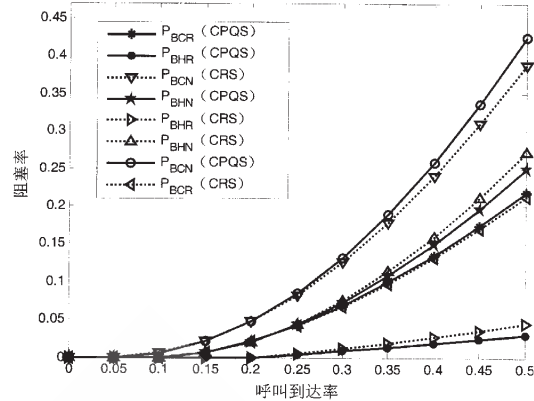


图 5 实时业务  $P_f$  随呼叫到达率的变化

Science in China (Series E) 2000, 8:355-364.

[3] LI Bo, ZHANG Aing An, KAIJI M, et al. A preemptive priority handoff scheme in integrated voice and data cellular mobile systems. IEICE Trans.on communications 1999:1633-1642.  
 [4] CHEN Xi Lin. Modern communications theory[D]. E1 Publish Company of Beijing, 1999.  
 [5] ZENG Q A, AGRAWAL D P, Performance analysis of a handoff scheme in integrated voice/data wireless networks. Proceedings of IEEE VTC-2000 Sep.2000:1986-1992.  
 [6] Ramjee Prasad Werner Mohr Walter Konhauser. Third generation mobile communication systems[J]. Publishing House of Electronics Industry 2001.

(收稿日期: 2008-12-28)

# 类语音调制解调器的设计与实现\*

杨典兵, 罗兴国, 许明艳

(国家数字交换系统工程技术研究中心, 河南 郑州 450002)

**摘要:** 针对端对端保密通信中语音信号因加密随机化而不能被声码器正确解码的问题, 提出了一种类语音调制解调算法, 将加密语音数据调制成类语音信号后进行传送。介绍了算法中增益、基音周期和声道相关参数的码本设计方法以及参数的提取、量化和搜索的方法, 并利用 VC 进行仿真, 通过对数据进行比对实现增益、基音及声道参数的有效还原。

**关键词:** 类语音调制解调; 增益; 基音; 声道参数

中图分类号: TN912.3

文献标识码: A

## Design and implementation of speech-like modem

YANG Dian Bing, LUO Xing Guo, XU Ming Yan

(National Digital Switching System Engineering and Technological Research Center, Zhengzhou 450002, China)

**Abstract:** If the speech signal is encrypted before it comes to the encoding block, it will be randomized by the encryption process, and could not be correctly decoded by vocoder. A speech-like modem algorithm is presented to deal with this problem by modulating the encrypted data onto speech-like waveforms. We introduce the method of designing code book of gain, pitch and vocal parameters, and the methods of extracting, quantizing and searching parameters, and simulate it with VC. With comparison of the data, we effectively recover gain, pitch parameters and vocal parameters.

**Key words:** speech-like modem; gain; pitch; vocal parameters

目前的第二代和第三代移动通信系统中采取的安全措施能在一定程度上保护用户身份的隐私性和空中接口中传输信息的机密性。然而, 这种通信机密性仅仅保障无线接入信道, 语音信号在核心电路交换网中完全以 PCM 或者 ADPCM 语音的形式“裸露”传送, 存在被窃听的风险。为了降低这种风险, 进一步保证端对端通信的安全性, 有必要在语音信号进入现有通信系统之前对其进行加密<sup>[1-2]</sup>。

语音进入通信系统后, 终端和网络中的声码器会对语音信号进行压缩/解压缩处理, 以便有效地利用语音信道带宽。声码器的工作基于人类语音的特征, 语音信号在加密处理后的随机化特性, 将不满足语音编解码所需的语音特征, 从而不被声码器准确转换<sup>[1-3]</sup>。

本文提出一种类语音调制解调方法, 该方法能将加密处理后的语音数据比特流或者其他数据调制成类语音波形, 使波形具有声码器转换所需的语音特征。这样, 类语音波形就能够通过声码器的压缩/解压缩处理过程且具有较小误比特率。加密后的数据可以在语音通道上

进行传输, 尽管此时传输的是加密过的信号, 但给第三方的感觉是一种未加密的语音数据, 从而避免引起第三方的关注, 实现身份掩护功能, 有效地实现终端用户信息的安全传输。

### 1 系统描述

图 1 描述的是一个端对端保密移动通信路径。语音信号通过低速语音压缩编码后进行加密, 加密后的语音数据输入类语音调制器, 调制器将其转换成一种类语音波形后通过终端上的声码器进行压缩, 得到的比特流被发送到通信信道。接收终端上的解码器接收比特流后将其转换回一个类语音波形。类语音解调器应能够有效识别由于通信网络中的转换而在解码器与发射端调制器

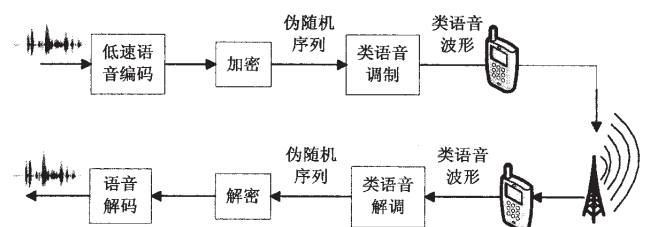


图 1 通信网络语音信道上的调制

\* 基金项目: 国家 863 项目(2007AA01Z431)

之间产生的波形误差,提取出原始的加密数据,然后进行解密和解码,得到原始的语音。

类语音调制解调器,其功能是实现码流与类语音信号的转换,而类语音信号要具有语音信号的特性,其算法原理与声码器算法类似,因此类语音调制解调算法的研究基于对声码器算法的研究。重点通过研究现有的10阶线性预测声码器LPC-10算法和混合激励线性预测声码器MELP算法,实现类语音调制解调算法。

## 2 调制器设计

从本质上讲调制器是一个语音合成器,输入比特流通过语音合成模块转换为类语音波形。这个类语音波形与输入原始语音波形不同,但两者之间具有重要的关系,即类语音波形能从加密后的输入语音数据比特流唯一地产生。

调制器使用的语音产生模型参数和相应的波形具有两个重要的特点:

(1)尽管网络引入失真,但接收到相应波形时,解调器能准确识别相应于输入数据的初始描述参数,这些所选参数能够表示人类语音信号的重要特性。典型的语音参数包括基音周期、频谱特性及语音信号的能量等<sup>[4]</sup>。

(2)每一组与其他组之间必须有较大的不同,即在一个有效参数组内,没有一个选定的波形与其他波形类似。为了达到这个目的,输入语音信号首先使用一种低速声码器进行压缩<sup>[5]</sup>,这样可以极大地降低比特速率。这就允许接收端语音解码器解码产生的各个有效类语音波形之间存在一定数量的冗余(随着输入比特速率的降低,用来生成每个类语音波形的比特数量也随之减少,同时减少了有效组内的波形总数<sup>[6]</sup>)。

图2、图3对应于一个20ms帧的调制过程,其中10bit用于LSF参数,5bit基音周期,5bit增益,总共1kb/s。这

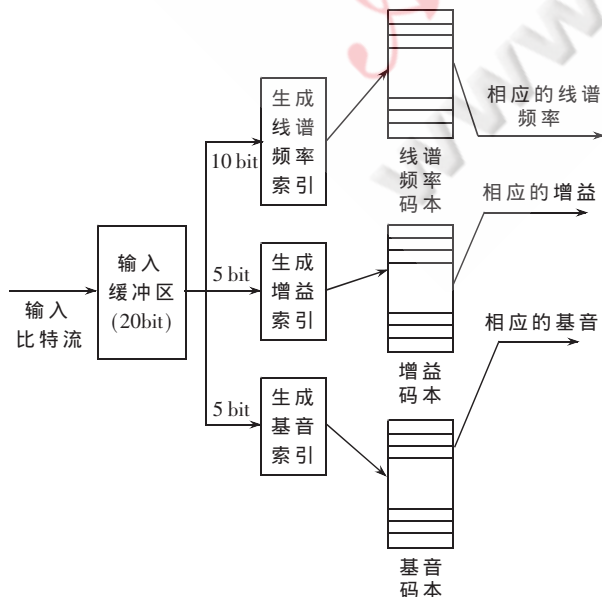


图2 调制:比特和参数映射

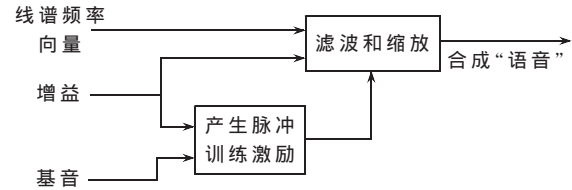


图3 调制:类语音合成

个映射过程将数据比特映射成类语音参数,然后通过类语音合成器合成为类语音信号。

### 2.1 基音周期码本的设计

在解调端利用AMDF(短时平均幅度差函数)来提取基音周期,信号间的相关性越强,越利于准确提取基音周期。反之,基音周期的大小反应了信号延迟时间的长短,延迟时间越长,信号间的相关性越小,计算出现误差的可能性就越大。较小的基音值可以得到较好的类语音波形,同时可以简化解调端的设计。

为了保证解调器的性能,选用低延时的32个周期值作为类语音信号的基音周期,5bit编码。图4、图5分别显示了基音值在20~76之间和基音值在20~156之间合成的类语音波形。

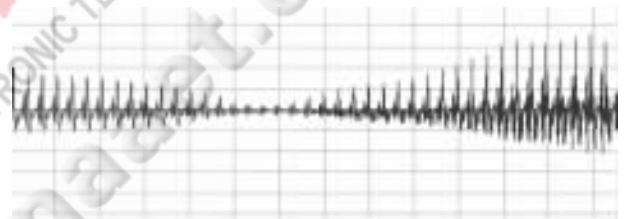


图4 基音值为20~76之间合成的类语音波形



图5 基音值为20~156之间合成的类语音波形

由图4、图5可知,基音值较小时可以合成较好的类语音波形,以便于后端的处理。

表1是基音范围为20~156之间调制(合成)时的基音值和解调(编码)时的基音值。

由上表可知:基音值较小时有利于解调端的准确提取,通过简单的基音提取算法简化解调端。测试结果表明基音值最佳取值区间为20~76。

### 2.2 声道参数选择与码本设计

语音参数编码算法的声道参数包括预测系数PC(Prediction Coefficient)、反射系数RC(Reflection Coefficient)和线谱频率LSF(Line Spectrum Frequency)等几种不同的描述方法。其中线谱频率是频域参数,具有有序性、有界性的特点,误差相对独立,某个频率点上的LSF偏差只

表1 调制端与解调端的基音值

调制端基音值	解调端基音值	调制端与解调端基音值是否一致	调制端基音值	解调端基音值	调制端与解调端基音值是否一致
75	75	是	71	70	是
22	22	是	108	102	否
100	94	否	51	51	是
55	55	是	128	131	否
77	77	是	73	74	是
104	111	否	42	42	是
84	80	否	46	46	是
95	87	否	48	47	是
22	22	是	48	48	是
95	90	否			

对该频率附近的语音频谱产生影响,而对其他 LSF 频率上的语音频谱影响不大,从而具有更好的量化特性。此外,用 LSF 构成合成滤波器能保证稳定性,可满足调制器性能要求,因此,选用线谱频率 LSF 作为声道参数。

本文采用自相关法计算预测系数并转换成线谱频率 LSF。综合考虑量化效率、码本存储量、计算量及复杂度,采用分裂矢量量化<sup>[7]</sup>的方法,把 10 维的 LSF 矢量分成 (5, 5) 两个矢量,每矢量 5 bit 编码,分别量化。

采用欧氏失真作为失真测度:

$$d_2(x,y) = \frac{1}{k} \sum_{i=1}^k (x_i - y_i)^2$$

其中,  $d_2(x,y)$  的下标 2 表示平方误差,  $x_i$  和  $y_i$  分别表示矢量  $x$  和  $y$  的分量。

对每个矢量分别采用 LBG 算法<sup>[8]</sup>设计码本,从大量的随机对话句子中选取 10 000 帧浊音作为训练序列。码本尺寸为 32。

### 2.3 增益码本的设计

LPC-10 增益码表中不仅有 0 幅值元素,而且低幅值元素的量化间距很小。为了更好地承载信息并增加抗误码性能,需要对增益码本进行优化改进,设置最小增益值(如 10),增大相邻元素间的量化距离,避免了因幅度过小而无法还原信息的情况。码本尺寸 32, 5 bit 编码。

### 2.4 类语音合成

根据语音参数分别构造激励信号和声道滤波器后,以基音周期为基本单位进行语音合成。合成滤波器传递函数如下:

$$H(z) = \frac{G}{1 - \sum_{i=1}^{10} a_i z^{-i}}$$

其中  $a_i$  为预测系数,由 LSF 转换得到。

LPC-10 算法对语音的合成以基音周期为基本单位,根据基音周期的不同,每帧合成的类语音样点数可能等于 180 点,也可能小于 180 点。当合成样点数小于 180 点时,不足的差值样点数补充到下一个合成帧,使得待合成的语音帧帧长动态变化。

为了保证解调器端的有效同步,在以基音周期为基本单位合成类语音的基础上,当每帧合成的样点数小于 180 点时,用最后一个基音合成单元的样点数补齐,保证每帧输出 180 个样点。

类语音合成器的激励采用固定的一串随机序列作为激励,有利于简化调制算法,也便于参数的提取。考虑到合成的类语音仅仅是作为待调制信息的载体,不需要以自然度、可懂度等语音性能评价指标来衡量,因此为了保证解调器的解调性能,在类语音合成输出时不进行三帧平滑、滤波和延迟处理。

### 3 解调器设计

解调器对接收到的类语音信号分帧,以帧为处理单元,采用现有的信号处理技术从类语音波形中提取上述参数。这些提取出来的参数与码本相比较,其中最匹配的向量可以用来恢复原始数据。这个过程如图 6 所示。

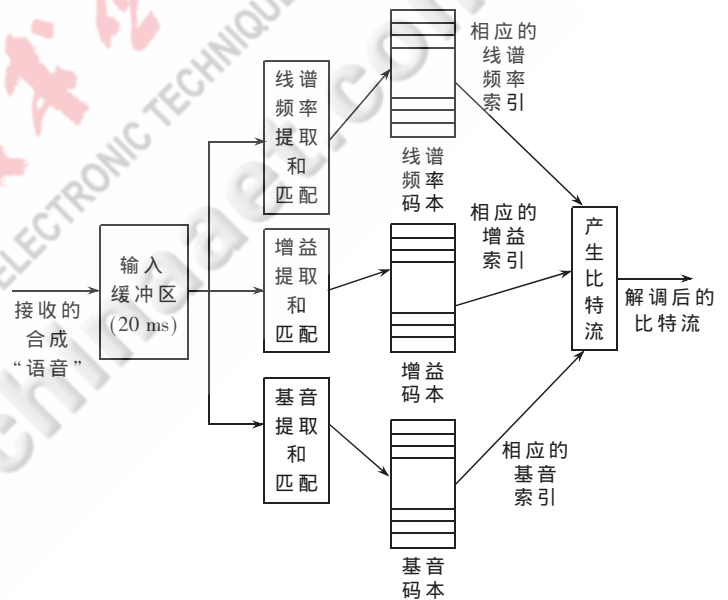


图6 解调处理过程

#### 3.1 基音周期的提取

语音信号经过逆滤波器得到残差,将残差进行三电平削波,不进行 4:1 的抽取,直接计算 AMDF。计算 AMDF 的公式为<sup>[3]</sup>:

$$AMDF(\tau) = \sum_{m=1}^{103,1} |S_m - S_{m+\tau}|$$

其中,  $\tau$  的取值可以为 20, 21, 22, ..., 40, 42, 44, ..., 76。

LPC-10 算法的基音搜索过程比较复杂,涉及到噪音起始时间计算、清/浊音检测、浊音窗设定、基音及清/浊标志校正等多个处理过程。本算法在调制端合成类语音时,将所有的语音参数帧均合成为浊音信号。因此,在解调端不需要进行噪音起始时间的判断和清/浊检测及校正,直接进行基音周期的提取,降低了计算复杂度。

根据 *AMDF* 的最小值确定基音周期。为了防止出现实际基音周期的整数倍值，还需要进行基音周期的跟踪搜索。

### 3.2 线谱频率的提取和量化

LPC-10 算法采用了协方差法计算预测系数，无法保证求解参数的稳定性。在进行调制解调器设计时，改用自相关法，加哈明窗改进算法性能，并对预测系数进行 15 Hz 频带扩展(扩展因子  $r=0.994$ )，保证了提取参数的稳定性。

将频带扩展后的 10 个预测系数转换成 10 个线谱频率 LSF，对 LSF 进行升序排列，以保证 LSF 的单调性和有序性；对 LSF 进行最小间隔检测，以保证 LSF 的最小间隔大于 50 Hz。对 10 维 LSF 进行 (5,5) 分裂矢量量化，获取 2 组量化索引号。码本尺寸 32，索引号 5 bit 编码，共计 10 bit。

### 3.3 增益的提取与量化

取当前帧基音周期的整数倍计算增益 *RMS*，计算公式为：

$$RMS = (\frac{1}{M} \sum_{i=1}^M S_i^2)^{1/2}$$

式中， $S_i$  为经过预加重的数字语音， $M$  是分析帧的长度。对计算所得的 *RMS* 值进行量化，获得增益索引，5 bit 编码。

表 2 显示了调制端、解调端的增益所对应的量化增益值，由表中可得增益  $G$  较为稳定，可以采用这种方法提取和还原增益参数  $G$ 。

软件仿真的结果表明，本文设计的类语音调制解调器能实现类语音信号的调制和解调且具有较低的误码率。但本文的工作仅限理想环境下的实现，如果考虑信道误码、丢包等因素，还有待进一步研究。

#### 参考文献

[1] KATUGAMPALA N N, VILLETTE S, KONDOZ A M.

表 2 调制端与解调端的量化增益值

调制端增益 量化标号	解调端增益 量化标号	是否一致	调制端增益 量化标号	解调端增益 量化标号	是否一致
4	4	是	4	4	是
5	5	是	7	7	是
3	3	是	7	7	是
3	3	是	6	6	是
2	2	是	5	5	是
3	3	是	5	5	是
2	2	是	3	3	是
2	2	是	3	3	是
0	0	是	2	2	是
2	2	是			

Secure voice over GSM and other low bit rate system.  
Secure Gsm and Beyond:End to End Security for Mob,11,  
Feb,2003.

[2] KATUGAMPALA N N, AL-NAIMI K T, VILLETTE S, et al.  
Real time data transmission over GSM voice channel for  
secure voice & data applications. Secure Mobile Commu-  
nications Forum, 23, Sept, 2004.

[3] LO C, CHEN Y. Secure communication mechanisms for  
GSM networks. IEEE Transactions on Consumer Electronics,  
1999,45(4):1074-1079.

[4] 李军林,杜松,崔慧娟,等. 0.8 kb/s 高质量声码器算法.  
清华大学学报(自然科学版), 2003,43(1).

[5] STEFANOVIC M, CHO Y D, VILLETTE S, et al. A 2.4/  
1.2 kb/s speech coder with noise pre-processor. proceed-  
ings EUSIPCO 2000, Tampere, Finland: 4-8.

[6] KONDOZ A. Digital speech: coding for low bit rate comm-  
unication systems. J.Wiley, New York. 1994.

[7] 王炳锡. 语音编码. 西安: 西安电子科技大学出版社,  
2002.

[8] 吴家安. 语音编码技术及应用. 北京: 机械工业出版社,  
2005. (收稿日期: 2008-10-10)

## 低轮廓动中通极化稳定控制系统分析\*

伍宗伟, 姚敏立, 蔡国新  
(第二炮兵工程学院, 陕西 西安 710025)

**摘要:** 针对动中通接收中出现的极化稳定问题, 分析了双极化复用信号极化失配原因及产生的影响。提出了通过极化陀螺和移相网络实现的极化稳定方案, 这是当前某些国外公司采用的方法, 但是其造价高, 难实现。在深入研究之后, 提出了自适应递推加权系数的变极化控制方案, 利用信号自身信息来达到控制目的。仿真结果表明能够较好地实现极化稳定, 适应于低成本动中通。

**关键词:** 动中通; 极化稳定控制; 变极化; 自适应

中图分类号: TN973.3

文献标识码: A

## Analysis of polar-stabilizing control system of sat-com on the move

WU Zong Wei, YAO Min Li, CAI Guo Xin  
(The Second Artillery Engineering College, Xi'an 710025, China)

**Abstract:** In order to solve the polar-stabilizing problem of the sat-com on the move, the polarization mismatching factor of receiving dual-polarized satellite signal for sat-com on the move caused from its high motion is discussed. Two methods are put forward, and one is to make it by using polar-gyro and phase-shifting network which is now employed by many foreign companies. However, it is costly and difficult to implement. The other is supposed to use the information of the signal itself, which applies adaptive recursive-estimation algorithm. The results of modulation indicate it is feasible to be used in sat-com on the move.

**Key words:** sat-com on-the-move; polar-stabilizing control; variable polarization; adaptive

在汶川地震灾区, 山区陆地通信设施一旦毁坏, 维修和重建都很困难。在施救的关键阶段和交通严重破坏的情况下, 国家紧急调拨了一些海事卫星电话, 但是这也只能提供一些话音和低速的数据业务, 对于抗震救灾过程中信息量大的图片视频等无法传输, 这时如果配有动中通器材, 将会极大地改善通信质量。动中通能够通过卫星实时传递画面和视频信息, 克服地理限制和设备的约束, 为国家有关部门的决策提供更加充实快速的一手资料, 更好地进行救灾工作。动中通简单地说就是利用固定卫星业务(FSS)资源进行移动卫星通信业务, 要求它必须像静止状态的地球站一样在方位、俯仰和极化三维始终对准卫星, 才能正常工作。然而动中通设备一般都安装在高机动性的车辆以及轮船甚至飞机上, 对其波束的稳定跟踪提出了很高的要求, 并且卫星通信广泛采用极化复用以达到同频双倍传输, 极化的稳定就显得异常重要。考虑到低轮廓动中通的要求, 必须使用电子极化稳定方法, 这样就可以避免机械调整, 可以有效降低设备的总体高度和重量。本文采用两种不同的变极化

方法实现极化稳定。

## 1 极化失配和稳定的任务分析

所谓极化通常是指与电波传播方向垂直的平面内瞬时电场矢量的方向, 一般可以分为线极化和圆极化。对于线极化来说, 天线接收极化必须与电波极化一致才能无损接收, 否则就会带来交叉极化干扰。如果正交则可能无法接收信号。我国的 FSS 业务主要使用线极化, 因此必须精确调整极化角, 使极化始终匹配。从图 1 可以看出极化差角  $\theta$  带来的交叉极化干扰, 双极化天线与双极化信号之间存在极化角差  $\theta$ , 则双极化天线接收的信号为:

$$E_H = E_v \cos\theta - E_h \sin\theta \quad (1)$$

$$E_V = E_v \cos\theta + E_h \sin\theta$$

分别引入了交叉极化干扰分量  $E_v \sin\theta$  和  $E_h \sin\theta$ , 相对于接收主极化信号可以将其看作干扰信号。参考文献[1]给出了在不同卫星指向误差时得到的交叉极化干扰强度, 极化失配如图 1 所示, 交叉极化强度如图 2 所示, 通常情况下交叉极化应该控制在  $XPD = -30$  dB, 即使在指向误差为 0 时极化偏角必须小于  $1.5^\circ$ 。

\* 基金项目: 第二炮兵武器装备预研资助项目(203020201)

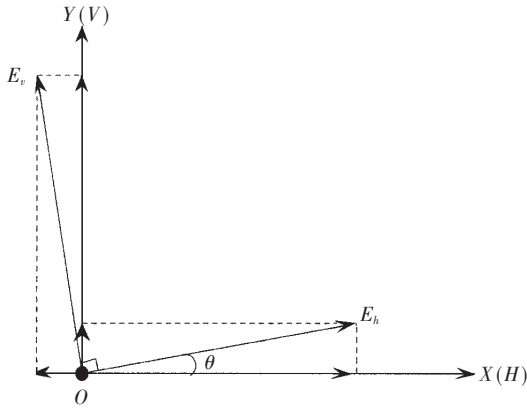


图1 极化失配

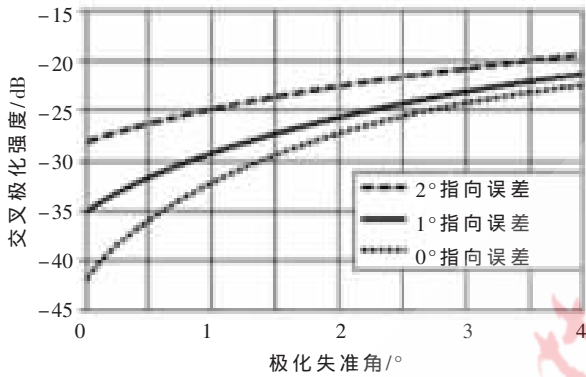


图2 交叉极化强度

现在考虑车载情况，汽车行走时剧烈的颠簸和不停的偏航变化等姿态变化势必会带来卫星指向误差和极化偏角，此外长时间的平动也会造成因为地理经纬度的改变而带来的极化误差角。车体姿态测量系统可以给出车体的姿态角  $HPR$  (航向角、俯仰角、横滚角)，然后根据天线在车体的位置得到波束的指向角  $A, E$  (波束方位、俯仰角)。根据参考文献[2]可以得到因为车体扰动造成的极化偏角，结果如下：

$$\theta_{nd} = \arctan\left(\frac{\sin R \cos P \cos A + \sin P \sin A}{\sin R \cos P \sin A \sin E - \sin P \cos A \sin E + \cos R \cos P \cos E}\right) \quad (2)$$

另外，根据车体和卫星的经纬度，在地理坐标系里可以得出相对于地理坐标系的理想极化对准角  $\gamma$ ：

$$\gamma = \arctan\left(\frac{\sin(\lambda_r - \lambda_s)}{\tan \varphi_r}\right) \quad (3)$$

其中： $\lambda_r$  为车体经度， $\lambda_s$  为卫星经度， $\varphi_r$  为车体纬度。由此可以得到动态极化角为  $\theta = \gamma + \theta_{nd}$ ，这个角就是需要实时调整的极化角。极化稳定的主要任务就是消除掉载体扰动对极化角的影响  $\theta_{nd}$ ，意味着波束的极化状态相对于地理坐标系没有发生任何变化，也就将其稳定在地理坐标系了。

## 2 电子变极化网络和复合控制系统

如果极化角已知，即通过惯性器件测量并经过计算得到极化角  $\theta$ ，前馈入变极化网络，则可以通过补偿算

法进行基于单凹口极化滤波理论的复数加权实现极化滤波。车体姿态角一般由陀螺积分或者磁罗盘和倾角仪得到，陀螺的漂移会造成系统的累积误差不断增大，无法实现系统长时间的稳定。磁罗盘响应频率比较低，易受到铁磁性物体干扰，精度较低，倾角仪也易于受到车体加速度的影响而误差较大，此外还存在系统安装误差等，这就意味着稳定系统还必须考虑误差消除问题。在控制理论中，陀螺输出起到了前馈作用，满足快速性，补偿极化角的主要偏差；而闭环的反馈控制实现按偏差控制，主要控制精度，用于消除不可测误差和其余扰动。下面采用陀螺前馈加闭环反馈组成一种新型复合控制变极化控制网络，如图3。

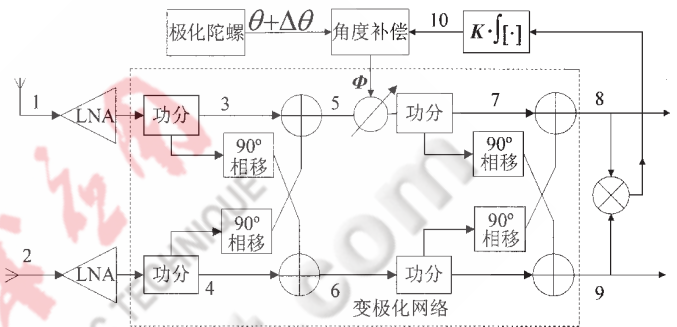


图3 复合变极化网络

系统的惯性测量误差等其他误差造成的角度误差值  $\Delta\theta$  是通过相关算法得到的其误差函数，经过处理后反馈到误差角前馈端，实现电子变极化网络的复合控制。系统分析如下：

假定天线1接收水平极化信号，天线2接收垂直极化信号，由(1)式可以得到：

$$\begin{bmatrix} S_1(t) \\ S_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_H(t) \\ E_V(t) \end{bmatrix} \quad (4)$$

这里的双极化信号  $E_H$  和  $E_V$  分别表示垂直极化信号和水平极化信号，且经过低噪放后变为中频信号，低噪放(LNA)放大倍数均为  $n$ ，经过第一个  $90^\circ$  电桥后的信号为：

$$\begin{bmatrix} S_5(t) \\ S_6(t) \end{bmatrix} = \frac{n}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} e^{i\theta} & e^{i(\theta+90^\circ)} \\ e^{i(90^\circ-\theta)} & e^{-i\theta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_H(t) \\ E_V(t) \end{bmatrix} \quad (5)$$

经过移相器移相  $\varphi$ ， $S_7(t) = E_H(t) \cdot e^{i(\theta+\varphi)} + E_V(t) \cdot e^{i(\theta+90^\circ+\varphi)}$ ，经过第二个  $90^\circ$  电桥后的信号为：

$$\begin{bmatrix} S_8(t) \\ S_9(t) \end{bmatrix} = \frac{n}{2} \begin{bmatrix} e^{i(\theta+\varphi)} + e^{i(180^\circ-\theta)} & e^{i(90^\circ+\theta+\varphi)} + e^{i(90^\circ-\theta)} \\ e^{i(90^\circ+\theta+\varphi)} + e^{i(90^\circ-\theta)} & e^{-i\theta} + e^{i(180^\circ+\varphi+\theta)} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} E_H(t) \\ E_V(t) \end{bmatrix} \quad (6)$$

当  $\varphi = 180^\circ - 2\theta$  时，结果为：

$$\begin{bmatrix} S_8(t) \\ S_9(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} nE_H(t) \cdot e^{i(180^\circ-\theta)} \\ nE_V(t) \cdot e^{-i\theta} \end{bmatrix} \quad (7)$$

可以看出，去掉了交叉极化干扰分量。这里的  $\theta$  是实际的极化角，而通过惯性器件测量，然后由(2)式和(3)式计算得到极化角里包含了误差值，故需要反馈回路校正这个偏差。

$$S_{10}(t) = K \left| \int_0^t S_8(t) \cdot S_9^*(t) dt \right| \quad (8)$$

水平极化信号与垂直极化信号不相关,理想状态下为:

$$S_{10}(t) = Kn^2 \left| \int_0^t k^2 E_H(t) \cdot e^{i(180^\circ - \theta)} \cdot E_V^*(t) \cdot e^{i\theta} dt \right| = 0 \quad (9)$$

若存在极化角误差  $\Delta\theta$ , 则  $\varphi = 180^\circ - (2\theta + \Delta\theta)$ , 可以得到:

$$S_8(t) = \frac{n}{2} E_H(t) \cdot e^{i(180^\circ - \theta)} (1 + e^{-2i\Delta\theta}) + \frac{n}{2} E_V(t) e^{-i(90^\circ + \theta)} (e^{-2i\Delta\theta} - 1) \quad (10)$$

$$S_9(t) = \frac{n}{2} E_H(t) \cdot e^{-i(90^\circ + \theta)} (e^{-2i\Delta\theta} - 1) + \frac{n}{2} E_V(t) e^{-i\theta} (1 + e^{-2i\Delta\theta}) \quad (11)$$

经过相关将(10)式、(11)式带入(8)式可以得到:

$$S_{10}(t) = \frac{Kn^2}{4} \times \left| \int_0^t [E_H(t)E_H^*(t) + E_V(t)E_V^*(t)] \cdot 2\sin(2 \cdot \Delta\theta) dt \right| \quad (12)$$

误差角  $\Delta\theta$  一般不大, 所以可以将上式近似化为线性关系, 即:

$$S_{10}(t) = Kn^2 \cdot [R_H(0) + R_V(0)] \cdot (\Delta\theta) = C \cdot (\Delta\theta) \quad (13)$$

其中  $R_H(0)$  和  $R_V(0)$  是水平和垂直极化信号的自相关函数,  $C$  为一个常值系数。从公式(13)可以看出误差角与反馈回路的输出近似成线性关系, 这样经过角度补偿之后就可以实现闭环反馈校正, 构成极化角稳定的复合控制。

下面通过计算机仿真分析: 实际极化偏角  $\theta = 10^\circ$ , 假设垂直极化信号为  $0.5\sin(2\pi \cdot 4000t)$ , 水平极化信号为  $0.5\cos(2\pi \cdot 4000t)$ , 叠加噪声为高斯白噪声, 均值为 0, 方差为 0.004。分别得到没有闭环反馈校正变极化仿真结果, 以接收水平极化信号为例, 如图4。

图4中实线均表示未受干扰的实际水平极化信号, (a)图虚线为陀螺输出信号包含  $0.5^\circ$  的零点偏移误差和方差为 0.64 随机漂移误差时变极化结果; (b)图虚线为陀螺输出信号包含  $0.1^\circ$  的零点偏移误差和方差为 0.04 随机漂移误差时变极化结果, 并且两个图速率陀螺积分时间均为 1000 ms, 从图4可以看出陀螺误差是随时间累积的, 所以需要减少误差的影响就必须采用高精度的陀螺, 势必造价昂贵。而加上闭环反馈之后的变极化结果如图5所示。

从图5可以看出, 经过闭环反馈补偿之后接收信号的交叉极化明显变小, 较好地去除了陀螺的误差和其他干扰的影响。

### 3 自适应递推系数变极化系统

从上面的方法分析可以知道, 极化角的扰动量可以由惯性测量元件测量得到, 然而车体实时变化造成极化角调整不断变化, 另外惯性器件造成的误差、变极化网络器件特性不对称等也会引起误差, 给极化角的稳定带来不便, 所以考虑利用信号的自身信息进行变极化控制。自适应滤波是现代信号处理领域中经常使用的重要方法, 它与维纳滤波一样均是以最小均方误差为准则的最佳过滤器, 但是自适应滤波可以根据输入的变化自动调整其滤波器参数, 而不需要知道输入信号的任何先验知识, 所以这里考虑使用自适应滤波理论用于极化角的实时控制中, 建立如下自适应控制系统模型, 从而省去极化陀螺。

图6中的接收信号仍然为:

$$\begin{bmatrix} S_1(t) \\ S_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_H(t) \\ E_V(t) \end{bmatrix} \quad (14)$$

经过低噪放下变频放大后, 通过变极化网络的加权得到:

$$S_5(t) = n(\alpha\cos\theta + \beta\sin\theta)E_H(t) - n(\alpha\sin\theta - \beta\cos\theta)E_V(t) \quad (15)$$

假设需要接收的极化信号为水平极化信号, 即  $S_5(t) = nE_H(t)$ , 则(15)式的一组可能加权系数为  $\alpha = \cos\theta, \beta = \sin\theta$ , 所以自适应递推估值的任务就是得到这两个权值使得输出信号去除交叉极化干扰项。

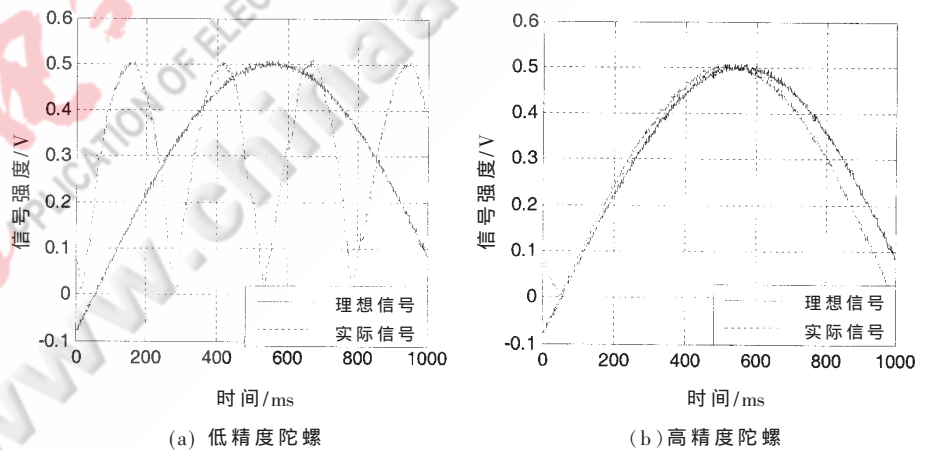


图4 未加闭环反馈变极化结果

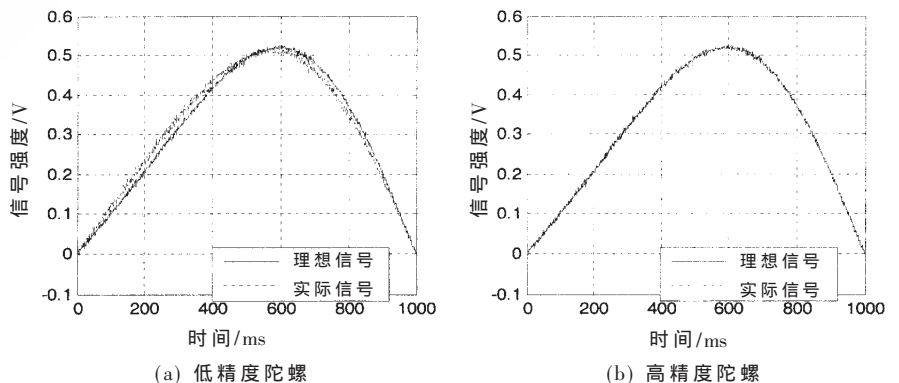


图5 加闭环反馈之后变极化结果

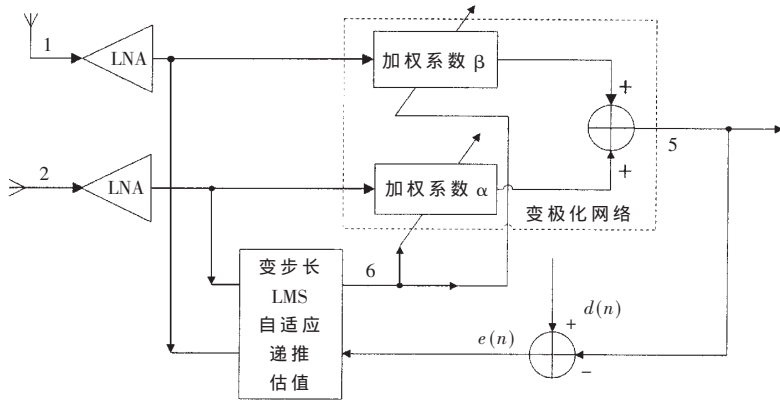


图6 自适应递推权系数变极化模型

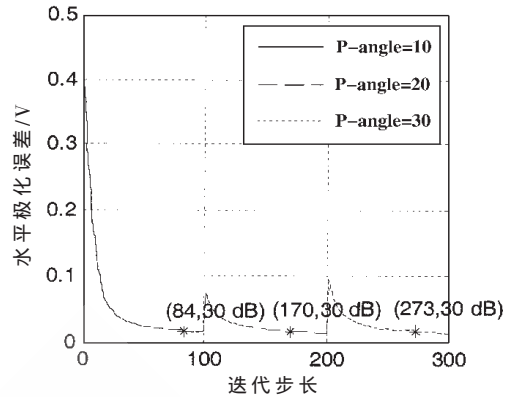


图8 权值跟踪曲线

Widrow 和 Hoff 在 20 世纪 50 年代提出了求最佳权矢量的简单而有效的方法——最陡下降法，其递推算法如下：

$$\begin{cases} e(n)=d(n)-X^T(n)W(n) \\ W(n+1)=W(n)+2\mu e(n)X(n) \end{cases} \quad (16)$$

式中  $d(n)=E_n, X(n)=[S_3 \ S_4]^T, W(n)=[\alpha \ \beta]^T$ ，这里步长因子决定权系数在每次迭代的更新量，决定迭代过程的收敛速度和达到稳态时的失调噪声。参考文献[4]中提出了一种变步长的方式，既能使收敛速度较快，又使得稳态失调噪声较小，其采用的步长因子如下：

$$\mu(n)=p[1-\exp(-q|e(n)|^2)] \quad (17)$$

通过计算机仿真得出其学习曲线如图 7，试验取值：实际极化偏角  $\theta=10^\circ, p=0.1, q=300$ ，信号幅度均为  $0.5 \text{ V}$ ，叠加的噪声为高斯白噪声，均值为 0，方差为 0.004，交叉极化隔离度取为  $XPD=-30 \text{ dB}$ 。

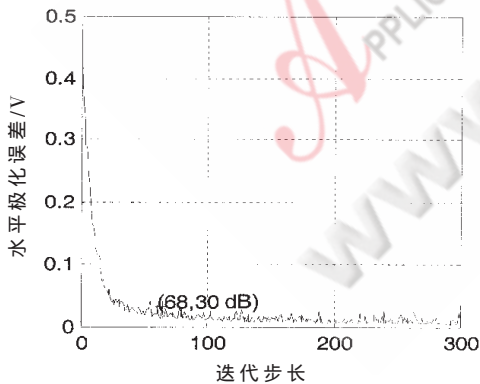


图7 权值系数学习曲线

从图 7 中可以看出，权系数在经过 68 次迭代递推之后就可以使变极化之后的信号交叉极化隔离度达到  $-30 \text{ dB}$  以下，此时的权系数为  $\alpha=0.983, \beta=0.193$  接近理想值。再看其跟踪性能，假设在迭代到 100 步时极化角突然变化为  $\theta=20^\circ$ ，迭代至 200 步时极化角突变为  $\theta=30^\circ$ 。为使图形直观易看，略去了噪声影响，仿真得出其跟踪曲线如图 8 所示，从图中可以看出，分别在 84、70、73 次迭代

之后交叉极化干扰已经低于  $-30 \text{ dB}$ ，收敛速度较快，跟踪性能良好。由于 LMS 自适应递推算法计算量比较小，所以满足实时性要求，在车载中通极化角的稳定中可以用来不断调整变极化参数，实现极化稳定。

从上面的分析可以看出，稳定方法中使用两种不同的变极化过程都可以达到满意的极化稳定效果，均可以明显地降低甚至消除因为载体扰动带来的交叉极化干扰，但是两种方法在应用上又有较大的区别，适用于不同的情况。通过陀螺控制的变极化网络速度比较快，适用于快速性要求比较高的应用领域，但是陀螺的造价比较昂贵，特别是高精度的激光陀螺甚至超过 10 万美元。而第二种通过自适应递推估值的方法利用了信号自身的特性，所以省去了陀螺，但是其估值收敛需要一个过程，在使用中需要加以注意。

参考文献

- [1] DEBRUIN J. Control systems for mobile satcom antennas[J]. IEEE Control Systems Magazine, 2008 February: 86-101.
- [2] 沈晓卫, 姚敏立, 林志强, 等. 动中通变极化系统研究[J]. 通信技术, 2007, 40(189): 5-7.
- [3] ANTHONY D, SEATTLE M. Apparatus and methods for radome depolarization compensation[P]. U.S. Patent. US0017897A1. 2005.
- [4] 郑丽丰, 刘国梁. 毫米波降雨去极化自适应补偿技术[J]. 西安电子科技大学学报, 1989, 16(2-3): 185-196.
- [5] 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.
- [6] 祁海明, 宋立众, 金铭, 等. 变步长 LMS 自适应极化递推估值算法[J]. 系统工程与电子技术, 2005, 27(11): 1847-1851.
- [7] 张贤达. 现代信号处理(第二版)[M]. 北京: 清华大学出版社, 2002.

(收稿日期: 2008-10-16)

# UWB 通信系统中 TH\_PPM 调制的硬件仿真实现

屈源, 葛利嘉, 双涛, 薛峰

(重庆通信学院 数字通信与信号处理重点实验室, 重庆 400035)

**摘要:** 超宽带(UWB)技术具有功耗低、抗干扰和抗多径能力好、穿透能力强等优点,特别适用于隐藏活动目标检测和近距离数据传输。对超宽带通信中最常用的 TH\_PPM 调制方式从信号产生到方案设计实现进行了分析,将所设计的 VHDL 程序用 Modelsim 硬件仿真软件进行了功能仿真,并将程序下载到芯片上用示波器进行了波形实测,结果完全满足设计要求。

**关键词:** 超宽带; TH\_PPM; Modelsim; VHDL

中图分类号: TN761.93

文献标识码: A

## Hardware simulation of TH\_PPM in UWB communication system

QU Yuan, GE Li Jia, SHUANG Tao, XUE Feng

(Key Laboratory of Digital Communication and Signal Processing, Chongqing Communication Institute, Chongqing 400035, China)

**Abstract:** Because of its low power consumption, good ability of anti-multiple-path and good penetrating ability, UWB is used in data transmission and hidden target detection. The article introduces the most commonly used TH\_PPM modulation signals from design to achieve in UWB communication system. Then, the designed VHDL programmes is been functional simulated by Modelsim hardware simulation software. We use oscillograph to test waves and the result shows the design has achived demonds we expected before.

**Key words:** UWB; TH\_PPM; Modelsim; VHDL

超宽带(UWB)技术作为一种新兴的无线通信技术,与常规无线电相比,具有对信道衰落不敏感、发射信号功率谱密度低、截获概率小、系统复杂度低、能提供厘米定位精度以及有很强的抗多径干扰能力<sup>[1]</sup>等优点。相对于传统窄带系统,UWB在密集多径环境和高媒体数据速率条件下具有明显的优势,而高效的编码调制技术又是实现UWB高速无线应用的关键技术之一。因此,本文对UWB通信系统中常用的TH\_PPM调制方式进行分析并用Modelsim硬件仿真软件进行了仿真,最后用示波器对波形进行实测。结果表明设计满足要求,可以在超宽带通信系统中进行实际应用。

### 1 UWB 通信系统的 TH\_PPM 信号的产生

超宽带在无线电通信研究中受到广泛的关注,作为最常用的超宽带调制方式之一,参考文献[2,3]提出的TH\_PPM信号产生模型如下:

$$S_u(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} w(t-jT_f - c_j T_c - \delta d_{[j/N_s]}) \quad (1)$$

式中,  $w(t)$  表示发送的单周期脉冲;  $\{c_j\}$  是 PN 码序列;  $\{d_{[j/N_s]}\}$  表示信息码序列;  $T_c$  为 PN 码所控制的脉冲时延偏移单位;  $T_f$  是无调制时的均匀单周期脉冲的重复周期;  $\delta$  为

信息码  $\{d_{[j/N_s]}\}$  控制的附加时延(有时称为时间调制指数),当信息码为“1”时,有附加时延  $\delta$ ,当信息码为“0”时,无附加时延  $\delta$ ; 本文采用重复编码,每  $N_s$  个单周期脉冲波形传送 1 个二进制符号; 信息码的脉宽  $T_s = N_s T_f$ , 信息速率  $R_s = 1/T_s$ , 从式(1)可知, TH\_UWB 信号中包括两种时延,即  $c_j T_c$  和  $\delta d_{[j/N_s]}$ 。  $\{-jT_f - c_j T_c - \delta d_{[j/N_s]}\}$  的绝对值表示了用户所发射的冲激脉冲串中第  $j$  个脉冲的起点时刻。

### 2 TH\_PPM 信号的设计原理及实现方案

本文基于参考文献[4]提出了另一种简化的 TH\_PPM 信号产生模型,如图 1 所示。

在图 1 中,信息码与 PN 码作用于跳时脉冲形成器输出二者共同控制的跳时脉冲。一般地,信息数据的速率远低于 PN 码速率,也就是一个信息周期包含着 PN 码多个周期,可作为一个码片来处理。据此,可以将(1)

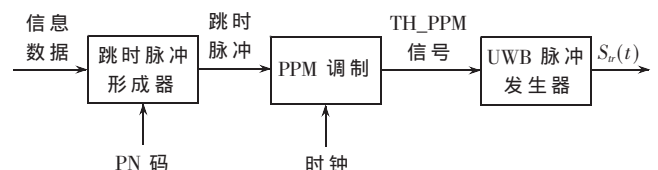


图 1 TH\_UWB 信号产生模型(PPM 方式)

式中的调制偏移量合并,用  $b_j T_b$  表示时延偏移,则 TH\_PPM 信号的表达式可简化为:

$$S_v(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} w(t-jT_f - b_j T_b) \quad (2)$$

其中,  $b_j$  为受信息码和 PN 码共同控制的时延偏移系数。

本方案所采用的基带系统模型如图 2 所示。整个模型由基准时钟产生器、分频器、PN 码产生器、信码产生器、二进制加法器、比较器以及 PPM 信号形成器构成。

图 2 中,基准时钟产生器输出 50 MHz 的基准时钟;分频器 1 是 1 个 2bit 的二进制分频器,用于产生基准脉冲位置比较信号;信息码产生器产生实验用的二进制信息序列;PN 码产生器产生伪随机序列,作为地址码;比较器的功能是将跳时脉冲形成器的两种可能输出状态(00,10)与分频器 1 输出的基准脉冲位置信号(00,01,10,11)在基准时钟的控制下进行现时比较,例如在基准时钟的上升沿,若跳时脉冲形成器的输出状态为 10,则只有当分频器的输出也为 10 时,比较器输出为“1”,否则输出为“0”。由于在设计时,使脉冲形成器输出的某个状态至少保持分频器的一个状态周期时间,因此可保证在一个  $T_f$  内状态 00、10 有唯一的某个状态与分频器 1 的输出状态对应,而且状态不同,对应的比较输出的信号出现在上升沿的位置不同;PPM 信号形成器的作用是在基准时钟的控制下,将比较器输出脉冲进行延迟、倒相和信号合成,便可输出 PPM 信号。脉冲产生器的作用是把 PPM 基带信号变换成符合要求的极窄高斯脉冲序列,形成 TH\_PPM 的 UWB 信号  $S_v(t)$ 。

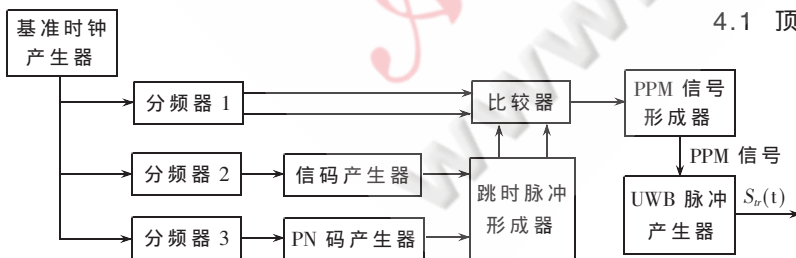


图 2 PPM 基带系统模型

### 3 TH\_PPM 仿真方案

本系统采用 Xilinx 公司的 ISE9.1 软件作为编程平台,用 VHDL 硬件语言编写程序,用 Modelsim 硬件仿真软件进行仿真。TH\_PPM 模块对外共有 3 个输入输出端口,其中 CLK 是系统提供的时钟信号,频率为 50 MHz,Data\_in 为信码输入端口,TH\_PPM\_OUT 是该模块的输出端,经过 TH\_PPM 调制后的 TH\_PPM 脉冲信号即从该引脚发送到其他模块。

本方案采用的跳时码周期为 31,为了便于实现(主《电子技术应用》2009 年第 5 期

要是便于时钟分频的需要),对其补一位 0,得到周期为 32 的跳时码,故将每 32 个脉冲构成一帧,由 1 个周期的跳时码对其进行调制,每个跳时码对应一个脉冲。

TH\_PPM 信号产生器的 VHDL 设计顶层电路图模型如图 3 所示。

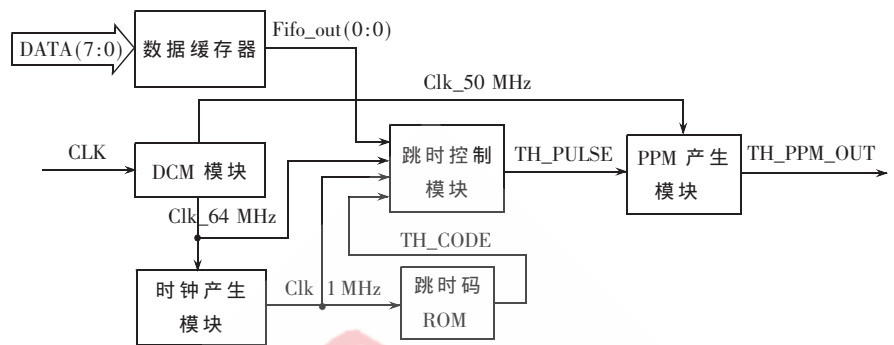


图 3 TH\_PPM 调制的子模块示意图

该 TH\_PPM 信号产生器由 DCM 模块、数据缓存器、跳时码 ROM、跳时控制模块、PPM 产生模块等几大部分组成。DCM 模块即数字时钟管理模块,可以在 50 MHz 系统时钟的基础上通过分频和倍频产生稳定的 64 MHz 时钟,用于形成基带脉冲。时钟产生模块的作用主要是对 DCM 产生的高速时钟进行分频,得到用以读取跳时码以及控制脉冲跳时的低速时钟。跳时码存储在 ROM 模块中,该模块使用 Xilinx 公司的 IP 核生成,实现简单,在跳时过程中读写数据方便。跳时控制模块是这部分的核心,它接收 ROM 送来的跳时码,在高速时钟的控制下产生基带脉冲信号,低速脉冲读取的跳时码控制脉冲信号在一个周期内的位置,并根据跳时码的重复周期将若干个脉冲划分为一帧,便于跳时实现。

## 4 实验仿真结果及分析

### 4.1 顶层模块仿真结果分析

图 4 是 TH\_PPM 模块的 Modelsim 功能仿真图。它包含输入信号 clk(系统时钟)、data\_in(信码输入信号)、pulse\_out(跳时脉冲信号)以及输出的 th\_ppm\_out(th\_ppm 调制的脉冲信号)。从图 4 可以看到,输出的 ppm 脉冲的间距并不相同,在有跳时脉冲输出的地方,th\_ppm\_out 的间距呈明显宽窄变化。通过放大的仿真图(见图 5)更是可以清晰地看到,输入时钟周期为 20 ns,th\_ppm 脉冲宽度为 5 ns,输出的 th\_ppm\_out 脉冲间距宽度不一。当 pulse\_out 从 0 变为 1 时对应的两脉冲间距为 25 ns,当 pulse\_out 从 1 变为 0 时对应的两脉冲间距为 5 ns,其余

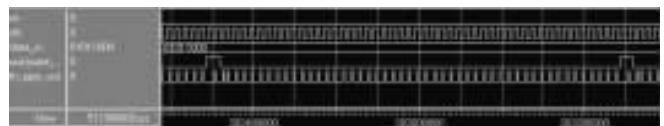


图 4 TH\_PPM 模块仿真图

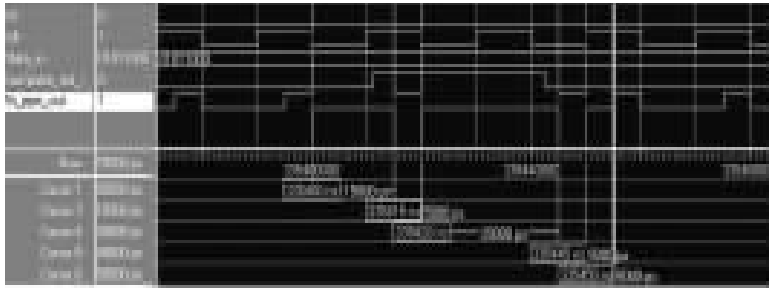


图5 TH\_PPM 顶层模块仿真放大图

pulse\_out 没有变化的时刻两脉冲间距都为 15 ns, 这三者存在 5:3:1 的关系, 与笔者对 PPM 设计的预期一致。整个波形直观地反映出系统对输入信码的调制控制关系, 从而认为该模块输出的脉冲是经过 TH\_PPM 调制处理了的, 满足了设计预期。

#### 4.2 跳时模块仿真结果分析

如图 6 所示, 并行的 8 位数据 data\_in 从数据缓存器输出串行信号 dout, 在 dout 为 1 的 1 个跳时码周期内, 有跳时脉冲输出, dout 为 0 的其他跳时码周期内, 无跳时脉冲输出。把跳时码的 32 位分成 64 个时隙, 从仿真放大图 7 可以看到, 跳时码为 7 时, 在第 7+7 个时隙位置有跳时脉冲输出。故跳时模块完成了在跳时码控制下对输入数据的跳时控制, 实现了预期功能。



图6 跳时模块仿真图

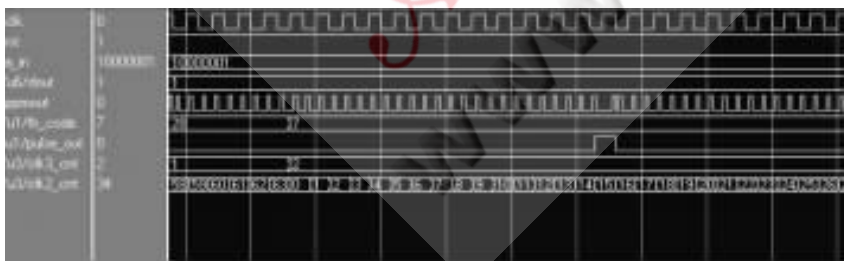


图7 跳时模块仿真放大图

### 5 实验测试

本实验系统利用学院创新项目超宽带单兵电台中的基带板作为测试平台, 将上述的 TH\_PPM 信号产生模块的 VHDL 设计程序下载并配置到 FPGA 芯片中, 采用 Agilent 公司 54855A 型示波器进行观测, 采样速率为 20 GS/s。图 8 为所测试的跳时 PPM 脉冲波形, 从中可以看到, 脉冲宽度约为 5 ns。同时, 基准脉冲间距为 15 ns, 窄脉冲间距 5 ns, 宽脉冲间距 25 ns, 这三者满足 3:1:5 的关系, 与本

设计相符, 达到了设计要求。

本方案首先从波形分析、信号产生、方案设计等几个方面对 TH\_PPM 调制进行了分析; 然后运用硬件仿真软件对其进行了硬件仿真; 最后在示波器上进行了波形实测。从中看出本方案满足了预期要求, 可以在超宽带通信系统中进行实际运用。

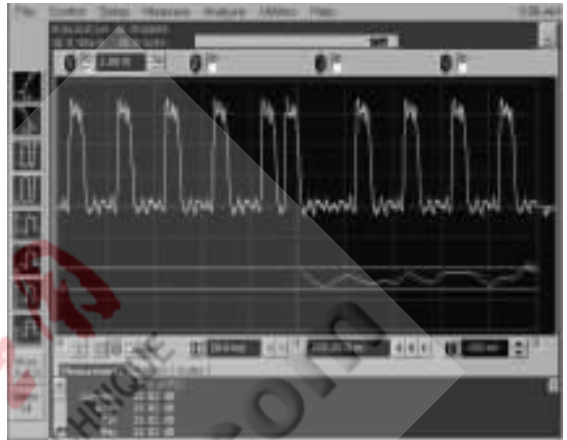


图8 TH\_PPM 实测波形

#### 参考文献

- [1] MOE Z W. Spectral density of random UWB signals[J]. IEEE Communications Letters, 2002, 6(12):526-528.
- [2] MOE Z W, ROBERT A S. Ultra-wide band time-hopping spread-spectrum impulse radio for wireless multiple access communications[J]. IEEE Transactions Communications, 2000, 48(4): 679-691.
- [3] MOE Z W, ROBERT A. Comparison of analog and digital impulse radio for wireless multiple access communications[A]. IEEE International Conference on Communications, MONTREAL, CANADA, June 1997: 91-95.
- [4] 段吉海, 郑继禹, 仇洪冰, 林基明. UWB 通信系统的 TH\_PPM 信号产生与接收处理. 桂林电子工业学报, 2005(6).

(收稿日期: 2008-11-04)

# 超宽带探地雷达目标回波信号特征提取与材质识别

郁丽<sup>1</sup>, 郭勇<sup>1</sup>, 陈维锋<sup>2</sup>, 彭晋川<sup>2</sup>

(1. 成都理工大学 信息工程学院, 四川 成都 610059;

2. 四川省地震局, 四川 成都 610059)

**摘要:** 基于探地雷达信号传输机理, 建立了超宽带探地雷达宽带回波模型, 揭示了多谱分量对目标回波信号特征提取与材质识别的影响。超宽带探地雷达由于回波信号信息丰富的特点, 特征向量的选取成为目标识别的关键。利用子波变换在宽相关处理中的应用, 对回波信号进行滤波和典型数据提取。提取纵向和横向典型数据用于目标形状识别; 提取回波道数据进行 Welch 功率谱分析, 用于目标材质识别。

**关键词:** 超宽带探地雷达; 功率谱; 信息处理; 宽相关处理; 匹配滤波

中图分类号: TN959.1+7 TN911.7

文献标识码: A

## Target echo signal feature extraction and material recognition of ultra-wideband ground-penetrating radar

YU Li<sup>1</sup>, GUO Yong<sup>1</sup>, CHEN Wei Feng<sup>2</sup>, PENG Jin Chuan<sup>2</sup>

(1. Institute of Information Engineering, Chengdu University of Technology, Chengdu 610059, China;

2. Earthquake Administration of Sichuan Province, Chengdu 610059, China)

**Abstract:** Based on the mechanism of radar signal transmission, the model of ultra-wideband ground-penetrating radar (UWB GPR) broadband echo was established, which revealed the effect of multi-frequency component on target echo signal feature extraction and material recognition. Because of abundant information in the signal echo of UWB GPR, signature extraction become the key of automatic target recognition. In this paper, the wideband correlation processing which is realized by wavelet transform was employed to filter and extract the typical data. The shape of target was recognized by extraction the longitudinal and transverse typical data, and the composition of target is classified by the power spectrum of the echo.

**Key words:** UW-GPR; power spectrum; signal processing; wideband correlation processing; matching filtering

超宽带雷达 UWBR (Ultra Wide-band Radar) 明确的概念形成于 1990 年 3 月在美国新墨西哥州 Los Alamos 国家实验室召开的雷达会议。UWBR 通常是指分数带宽大于或等于 25% 的雷达。超宽带探地雷达由于频谱中高频含量丰富, 可获得较高的时空分辨率, 最初主要是用于改善雷达系统的距离分辨率。然而, 随着研究工作的逐步深入, 人们很快发现, 除了极高的距离分辨力使得该雷达可分辨目标体上的微小结构外, 其获取目标和环境信息的能力在频域的大幅度扩展的同时, 激励目标瑞利区、谐振区及光学区散射特性, 进而使提取目标和环境更为丰富的电磁波谱信息成为可能<sup>[1]</sup>。基于超宽带雷达信号目标的特性提取与识别近年来已成为国内外

透视成像探测技术发展中的一个新热点<sup>[2]</sup>。

探地雷达主要由发射机、接收机、发射天线、接收天线, 信号处理及终端设备组成。探地雷达信号处理任务主要有: 滤波技术、信号检测、目标特征提取与识别等几个方面。探地雷达系统通过发射超宽带信号, 接收其反射回波, 并利用回波特性, 实现地下目标特征提取与识别。

### 1 超宽谱雷达系统原理

图 1 为超宽谱雷达的系统原理框图。脉冲振荡器产生脉冲信号, 该信号触发电磁脉冲发生器产生窄脉冲并通过发射天线辐射出去。反射信号经过接收天线送到接收机采样头, 由脉冲振荡器产生的信号经过扫描延时

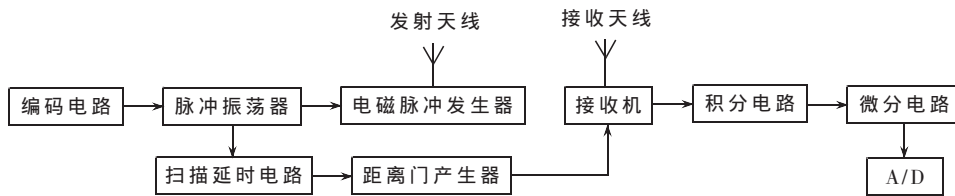


图1 超宽谱雷达的系统原理框图

电路产生距离门,对接收信号进行选择;接收到的信号通过积分电路,对成千上万个脉冲积累后检出微弱信号,放大电路对该信号进行放大,微分电路对放大后的信号进行微分,把由于目标运动引起的积累信号的变化检测出来;该信号经高速采集后送入计算机,由计算机对采集到的信号进行分析和处理。

**超宽带信号产生:**由线性反馈移位寄存器产生二进制序列,用伪随机码(PN码)对其作时间偏移调制(TH调制),使发射脉冲根据PN码做不同的延时后再发送出去,伪随机编码序列脉冲成为类似微噪噪声的超宽带信号。

**超宽带信号接收:**相关接收机通过接收天线连接低噪声宽带放大器(LNA)、采样电路、放大器、滤波器等微波器件,此方案如图2所示<sup>[3]</sup>。

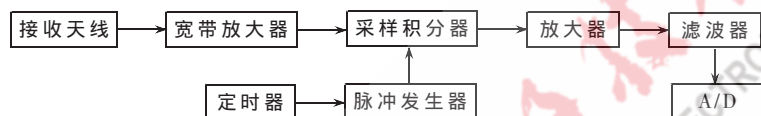


图2 接收机原理框图

## 2 信号处理用于目标特征的提取与材质识别

信号处理的目的是压制直达波,提高信噪比,以便于信号检测和参数估计。在超宽带信号照射下,从目标散射中心返回的回波信号有别于窄带雷达,接收机输入端的信号不再仅是发射信号的延迟和多普勒频移。雷达目标信息的提取与回波信号密切相关。通过信号检测和参数估计,估计对应目标点的时延和反射系统,进而通过一次反射波的时延确定地下目标的深度;通过一次反射波的反射系数确定目标的材质特性。

目标识别包括三个主要部分:数据处理、特征提取和识别。其中数据处理主要包括直达波剔除和信号滤波,用于提取典型纵向、横向切面数据和典型道数据,信号滤波采用宽相关处理方法实现。特征提取主要是针对典型道数据进行功率谱估计提取用于材质识别的数据,由于探地雷达回波信号的非平稳性,部分扫描的Welch平均重叠周期谱可以较好地用于目标特征的提取。

### 2.1 直达波剔除

探地雷达回波信号由收发天线间直接耦合波、地面反射波、地下介质不连续产生的后向散射波、随机干扰等构成。直接耦合波和地面反射波组成的直达波直接影响回波目标信号。由于直达波相对目标信号有一个较大的时间差,通过数据时间轴截断抑制直达波。将探地雷

达的三维回波数据进行横向和纵向方向的平均,获取垂直方向的平均回波数据。从中选择第二和第三个回波的连接点作为截断点进行数据截断,抑制直达波。剔除前面的回波数据部分,将余下的回波数据作为含信号的数据进行

后续处理。

### 2.2 超宽带探地雷达回波模型建模

由于相比于传统雷达体制,UWBR能够提供更为丰富的、可供目标识别资用的电磁波谱特征,其在目标识别方面的潜力受到众多学者的关注。经过几十年的深入研究,已经提出了大量新颖有效的特征抽取与识别方法。归纳起来,这些方法可分为基于模型的目标识别和无模型约束目标识别两类方法,而其中基于模型的目标识别方法又可分为基于极点特征的目标识别和基于散射中心的目标识别方法。

在基于UWBR的地下目标识别中,地下介质环境中目标散射特性与自由空间有所不同,目标散射回波通常受到穿透层的调制,这就使得对目标散射回波的描述和电磁特征的抽取更为困难,这种复杂的环境下有效抽取目标电磁特征并识别需要建立新的目标和环境散射模型。

针对超宽带探地雷达,基于信息融合的思想,建立了一种目标识别方法。首先基于宽相关处理进行信号滤波和典型数据提取。提取纵向和横向典型数据信息用于目标形状识别;提取典型回波道数据并进行Welch功率谱分析用于目标材质识别<sup>[2]</sup>。

超宽带探地雷达回波信号主要由收发天线间直接耦合波、地面反射波、地下介质不连续产生的后向散射波、随机干扰等构成。脉冲信号具有非平稳性和非线性衰减等特点。目前常用的探地雷达回波模型是褶积模型,褶积模型主要反映了电磁波在地下传播中不同介质层的多次反射,而超宽带点目标回波模型则具体描述了回波的时延和频谱展宽。结合上述两种模型的特点,针对每一道测试数据,可建立超宽带探地雷达回波模型如下:

$$S(t) = S_0(t) + \sum_{j=1}^{m+1} \sum_{\phi} K_{i,j} x(S_{i,j}(t - \tau_{i,j})) + \sum_{j=1}^{m+1} \sum_{\theta} K_{i,j} x(S_{i,j}(t - \tau_{i,j})) + n(t) \quad (1)$$

经过直达波剔除后的回波信号可描述为:

$$S(t) = \sum_{j=1}^{m+1} \sum_{\phi} K_{i,j} x(S_{i,j}(t - \tau_{i,j})) + \sum_{j=1}^{m+1} \sum_{\theta} K_{i,j} x(S_{i,j}(t - \tau_{i,j})) + n(t) \quad (2)$$

针对超宽带窄脉冲探地雷达,在均匀介质条件下,目

标反射回波信号的能量远大于介质的反射能量。同时一次反射波的能量远大于多次反射波的能量,因此忽略介质和多次反射波的影响,则用于目标检测和参数估计的有效回波信号可近似描述为<sup>[4]</sup>:

$$r_2(t) = \sum_i K_{i,T} x(S_{i,T}(t - \tau_{i,T})) + n(t) \quad (3)$$

由式(1)所刻画信号模型被称为宽带信号的时延参数估计模型。当式(1)中的  $S_{i,j}$  等于 1 时,即退化为传统窄带信号的时延估计模型,对其估计所采用的基本方法是计算  $r_1(t)$  和  $r_2(t)$  的互相关:

$$G_{r_1 r_2}(\tau) \int r_1 r_2(t + \tau) dt \quad (4)$$

通过求解式(4)取得最大值的  $\Sigma$  来确定估计值。详细算法可参考文献<sup>[4]</sup>。

然而在许多实际背景下,如反射地震勘探、超宽带电磁波测距法等应用领域中,式(1)中的  $S_{i,j}$  不等于 1,此时回波信号不单单是源信号的时间延迟,即  $r_1(t)$  和  $r_1(t)$  没有相关匹配关系,因而不能采用式(2)作估计量。在认识到传统相关模型的不足之后,A Ltes, Weiss, N aparst, Young<sup>[5-6]</sup>等应用子波变换的方法,提出了宽带相关处理的概念。同时高静怀等人独立地把这种思想运用于地震信号处理领域,取得了良好的效果<sup>[7]</sup>。受雷达信号估计理论的启发,该文运用宽带相关处理的概念,提出了适合于由式(1)所刻画信号模型,即宽带信号模型的时延参数估计方法<sup>[8]</sup>。

### 2.3 宽带相关处理

设雷达发射超宽带信号  $f(t)$ , 当目标以速度  $v$  匀速运动时,回波信号的宽带模型为:

$$g(t) = \sqrt{s} f[s(t - \tau)] \quad (5)$$

式中,  $s = \frac{c-v}{c+v}$  为尺度变化因子(频移);  $\tau = \frac{2R}{c}$  为时移,  $R$  为雷达与目标之间的距离;  $c$  为光速。

采用宽带匹配相关处理时,其输出为:

$$WC_{fg}(s, \tau) = \sqrt{s} \int_{-\infty}^{+\infty} g(t) f^*[s(t - \tau)] dt \quad (6)$$

若发射信号  $f(t)$  是允许子波,则其相关输出与子波交换之间有对应关系:

$$WC_{fg}(s, \tau) = CWT_f\left(\frac{1}{s}, \tau\right) \quad (7)$$

因此宽带相关接收器的输出  $WC_{fg}(s, \tau)$  等价于对回波  $g(t)$  作  $f(t)$  为母子波的连续子波变换。若选择母子波作发射信号,其相关处理与子波变换得到统一。

在实际雷达系统中,常采用线性调频(LFM)脉压信号作发射信号。由于矩形包络的 LFM 信号不满足允许条件,高斯包络的 LFM 信号满足允许条件,因此设雷达发射高斯包络的超宽带 LFM 信号为:

$$x(t) = \exp(-\alpha t^2) \exp[j2\pi(f_0 t + \frac{1}{2} k t^2)] \quad (8)$$

式中,  $\alpha = -3.8$ , 载波基频  $f_0 = 800$  MHz, 信号带宽  $B = 250$  MHz,

分数带宽为 0.31, 如图 3 所示。对其作基于 Morlet 子波的相关处理,得到如图 4 所示结果,幅度为  $A_w$ 。

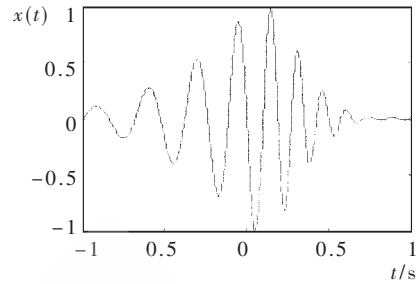


图 3 发射信号

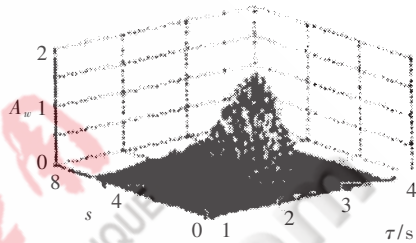


图 4 相关处理结果

在多散射中心情况下,每个点目标相对雷达的位置和速度不同,其回波参数  $s$  和  $\tau$  也不同,所以整个回波信号为:

$$g(t) = \iint S(s, \tau) \frac{1}{\sqrt{|s|}} f\left(\frac{t - \tau}{s}\right) ds d\tau \quad (9)$$

式中,加权系数  $S(s, \tau)$  表示各单点回波信号幅度。所以多散射点时的宽带相关输出为:

$$WC_{fg}(s', \tau') = \int g(t) \frac{1}{\sqrt{|s'|}} f\left(\frac{t - \tau'}{s'}\right) dt = S(s', \tau') * W_{ff}(s', \tau') \quad (10)$$

式中,  $WC_{fg}(s', \tau')$  是  $S(s', \tau')$  与  $W_{ff}(s', \tau')$  的卷积,信号幅值  $S(s, \tau)$  与信号  $f(t)$  的子波变换  $W_{ff}(s', \tau')$  的卷积称为宽带卷积。可见宽带相关处理相当于基于子波的时间尺度域的匹配滤波<sup>[9]</sup>。

宽相关处理作为宽带信号处理的主要数学方法,可以有效地检测和估计宽带回波信号的相关参数。通过引入伸缩因子后,补偿了  $r_1(t)$  和  $r_2(t)$  之间的尺度伸缩匹配关系。相关处理就是用具有不同尺度和时延的复本信号与接收信号作相关。宽带相关处理器的输出为<sup>[11]</sup>:

$$WC(s, \tau) = \sqrt{s} \int r_1^*(s(t - \tau)) r_2(t) dt \quad (11)$$

基于上述分析,宽相关处理参数估计方法有:

(1) 峰点估计法:使  $WC(s, \tau)$  达最大值的  $(s, \tau)$  作为  $(s_0, \tau_0)$ 。

(2) 零点估计法:使  $\frac{\partial}{\partial \tau} WC(s, \tau)$  和  $\frac{\partial}{\partial s} WC(s, \tau)$  为零的  $(s, \tau)$  作为  $(s_0, \tau_0)$ 。

两种处理方法的程序框图分别见图 5(a)和图 5(b)。

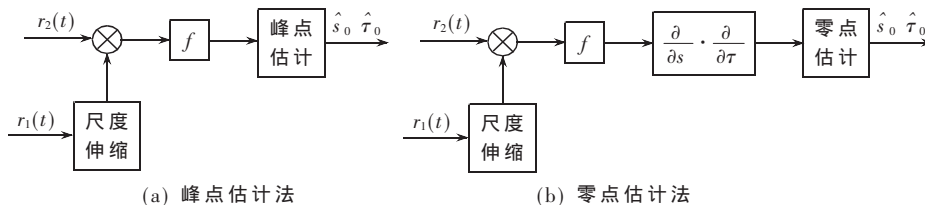


图 5  $s_0$  和  $\tau_0$  的峰点估计法和零点估计法

实际过程中,介质多为非均匀情况。因此对于存在干扰点的介质通过多道数据平均实现参数的稳健估计。干扰噪声的一个特点是出现的时间和几率相对不连续,因此通过多道数据纵向或横向平均,以纵向或横向分辨率的降低为代价换取正确的匹配和参数估计。

经过宽相关处理后,可以得到 3 个典型切面,1 个是水平切面,显示目标反射面的形状信息,1 个纵向切面和 1 个横向切面,纵向切面的典型数据与横向切面的典型数据相结合用于目标形状的识别<sup>[10]</sup>。

#### 2.4 深度估计

通过多种方法对雷达信号进行处理,其目的就是为了识别地下目标。目标所在层面的深度是辨识目标的一项重要参数。通过求解电磁波在介质中的传播速度,求解目标所在的深度。

设起点为零,每一格(对应 512 每个点)的实际深度为  $l = \Delta t \times v$ ,  $\Delta t = (\text{timebase}) / (\text{pointnum}) \times (\text{第几个 of pointnum})$ ,  $v$  为电磁波在介质中的传播速度。

速度估计可采用传统的方法进行,已知地下介质的相对介电常数  $\epsilon_r$  和相对磁导率  $\mu_r$ ,就可以计算出探地雷达电磁波在地下介质中的传播速度,即:

$$v = \frac{c}{\sqrt{\mu_r \epsilon_r}} \approx \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (12)$$

上式中,近似认为地下介质的相对磁导率  $\mu_r \approx 1$ 。相对介电常数  $\epsilon_r$  可以查表获得。

#### 2.5 基于 Welch 法的目标材质识别方法

超宽带探地雷达中,由于回波信号具有信息丰富的特点,所以特征向量的选取成为目标识别的关键。首先利用实用宽相关处理进行典型信号的提取。基于 Welch 法的功率谱特征提取进行目标材质的识别。部分扫描 Welch 功率谱被证明可以用于目标材质的有效识别。

Welch 法的基本思想是:利用窗函数  $\omega(n)$  对时域离散信号  $x_N(n)$  截断,得到数据段  $x_N^i(n)$ ,对其进行谱估计后移动窗函数,重复上述过程直到  $x_N(n)$  通过了所有的窗口,最后对各段信号的功率谱  $\hat{P}_{PEN}^i(\omega)$  平均,得  $\hat{P}_{PEN}(\omega)$ 。详细算法可参考文献[11]。

Welch 功率谱估计的计算过程如下:设信号  $s(n)$  的长度为 512,将其分成  $K=7$  段,每段长度为  $N=128$ ,重叠 50%。对每个子集加上一个 hanning 窗  $\omega(n)(n=128)$ 。则 Welch 功率谱估计可按式计算:

$$P_w = \frac{1}{UK} \sum_{i=1}^k S_i(w) S_i^*(W) \quad (13)$$

$$S_i^*(W) = S_i(n) w(n) e^{-i \frac{2\pi}{m} wn} \quad (14)$$

$$U = \frac{1}{m} \sum_{n=0}^{m-1} w^2(n) \quad (15)$$

针对超宽带探地雷达,提出了一种目标识别方法。首先利用子波变换在宽相关处理中的应用,对回波信号进行滤波和典型数据提取。提取纵向和横向典型数据用于目标形状识别;提取典型回波道数据进行 Welch 功率谱分析用于目标材质识别。为超宽带探地雷达目标识别提出了一种全新的思路。

#### 参考文献

- [1] 王党卫,王少刚,关鑫璞,等.超宽带雷达及目标识别技术研究进展.空军雷达学院学报,2007,21(3).
- [2] 李建勋,郑军庭.超宽带探地雷达自动目标识别研究.电波科学学报,2005,20(4).
- [3] 陈明,李阿楠.基于超宽带的隔墙探测二维成像雷达系统.探测与控制学报,2007(4).
- [4] 李建勋,肖艳军,张立栓.基于宽相关处理的超宽带探地雷达信号处理研究,2004,20(11).
- [5] WEISS L G. Wavelets and wideband correlation processing [J]. IEEE Signal processinMagazine,1994,11(1):13-32.
- [6] ALTES R A. Detection, estimation and classification with spectrogram[J]. JA SA,1980,67(4):1232-1246.
- [7] 高静怀,郭月飞,金国平.基于熵谱特征定量计算薄层厚度的方法研究.煤田地质与堪探,2005,22(2).
- [8] 詹毅,马长征,梁昌洪.宽带相关信号的参数估计问题[J].西安电子科技大学学报,1999,26(4):467-470.
- [9] 黎海涛,徐庆,徐继麟.子波变换在超宽带雷达中的应用.电子科技大学学报,2000,29(3).
- [10] 李建,鄧强,李建勋.超宽带探地雷达信号处理软件包.河南科学,2006,24(4).
- [11] 樊新海,安钢,邱绵浩.基于 Welch 法的一种目标识别方法.测试技术学报,2001,15(1).

(收稿日期:2008-11-04)

# 基于 EKF 神经网络的扩频系统抗窄带干扰技术\*

徐定杰, 赵丕杰

(哈尔滨工程大学 自动化学院, 黑龙江 哈尔滨 150001)

**摘要:** 针对消除扩频系统中的窄带干扰问题, 文章提出了一种基于扩展卡尔曼滤波(EKF)的递归神经网络预测器(RNNP)。扩展卡尔曼滤波被用于反馈修改递归神经网络的权值系数, 从而准确地估计干扰信号, 具有收敛速度快、预测精度高和适用于非线性处理的优点。仿真结果表明: 基于 EKF 学习算法的 RNNP 相对于自适应线性最小均方差(LMS)干扰预测器、自适应近似条件均值(ACM)干扰预测器和基于实时递推学习(RTRL)算法的 RNNP 在预测误差的均方误差、收敛速度、信噪比改善量方面上有不同程度的改进。

**关键词:** 扩频系统; 窄带干扰; 递归神经网络; 扩展卡尔曼滤波

中图分类号: TN914.42

文献标识码: A

## Narrowband interference suppression in spread spectrum system based on EKF neural network

XU Ding Jie, ZHAO Pi Jie

(Automation College, Harbin Engineering University, Harbin 150001, China)

**Abstract:** A recurrent neural network predictor based on the extended Kalman filter to eliminate the narrowband interference was proposed in the spread spectrum in this paper. The extended Kalman filter was used to modify the weights of the RNNP and precisely estimate the interference, with the virtue of rapid convergence rate, high prediction precision and suiting for nonlinear disposition. Simulation results showed that the RNNP based on EKF learning algorithm had improvement to different extent on interference elimination capability compared to the adaptive linear least mean square (LMS) interference predictor, the adaptive approximate conditional mean (ACM) interference predictor and the RNNP based on real time recurrent learning (RTRL) arithmetic.

**Key words:** spread spectrum system; narrowband interference; recurrent neural network; extended Kalman filter

扩频系统除了具有保密性强、可实现码分多址和高精度测量的优点外, 其抗干扰能力也很强, 因此被广泛应用于无线电导航中。它通过本地伪码信号与接收到的信号进行相关得到的扩频增益来抑制干扰信号<sup>[1]</sup>。但当干扰信号幅值远远大于扩频信号时, 扩频系统将无法从接收信号中提取扩频信号, 从而导致扩频系统不能正常工作。由于扩频系统的频谱非常平, 因此不能直接进行预测, 需要与本地伪码信号相关。然而干扰信号的频谱比较窄, 能被准确预测。因此, 通过以前时刻的输入信号, 可以估计出干扰信号的幅值, 然后将估计的干扰信号从采样值中减去, 得到只包含环境高斯白噪声的扩频信号, 窄带干扰的影响将会被消除或减弱。

针对扩频系统抗窄带干扰技术, 人们从时域方面进

行了很多的研究并提出了相应的解决方案。参考文献[2]给出了一种线性自适应最小均方差(LMS)干扰预测器, 由于扩频信号的存在使其与环境噪声的联合分布不再满足高斯分布, 因此这种线性 LMS 干扰预测器不可能是最优的。

参考文献[3]给出了一种非线性自适应近似条件均值(ACM)干扰预测器, 它需要已知的联合分布, 然后求出其非线性关系。但在实际环境中, 扩频信号的数量是未知的, 因此这种方法也将引入误差偏移。

参考文献[4]给出了一种基于神经网络(PRNN)的非线性干扰消除技术, 无论扩频信号的数量是否已知, 都能有效地提高信噪比, 且不引入误差偏移。但它采用的实时递推学习(RTRL)权值修改算法是一阶微分量, 收敛速度慢, 对快时变干扰很难及时预测。

\* 基金项目: 国家自然科学基金项目(60704018)

本文提出了一种基于扩展卡尔曼滤波(EKF)<sup>[5]</sup>的递归神经网络预测器(RNNP)来消除窄带干扰。它采用强有力的非线性工具——全连接神经网络<sup>[6,7]</sup>来预测干扰信号,然后运用二阶滤波算法——扩展卡尔曼滤波(EKF)来反馈修改权值系数,其预测误差小且收敛速度快,可以用来消除扩频系统中的强窄带干扰信号。

### 1 抗干扰扩频系统

图1给出了抗干扰扩频系统的简化结构框图。它主要由递归神经网络预测器(RNNP)和一个加法器组成,通过该干扰消除模块可以对混杂在接收扩频信号中的干扰信号进行估计和消除。

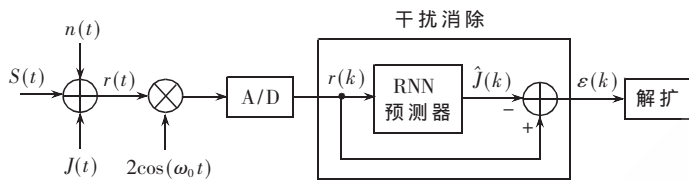


图1 抗干扰扩频系统结构

设接收信号的形式为:

$$r(t) = \sum_{i=1}^M A_i \cdot d_i(t) \cdot PN_i(t) \cos(\omega_0 t) + \sum_{j=1}^K J_k(t) + n(t) \quad (1)$$

$$= s(t) + J(t) + n(t)$$

其中,  $A_i$  为第  $i$  路扩频信号的幅值;  $d_i(t)$  为第  $i$  路二进制数据信息;  $PN_i(t)$  为第  $i$  路扩频序列, 其码片速率远远大于数据信息速率;  $\omega_0 = 2\pi f_0$  为调制载波速率;  $S(t)$  由  $M$  路扩频信号组成;  $n(t)$  为加性高斯白噪声, 其均值为零, 方差为  $\sigma^2$ ; 本文干扰信号  $J_k(t)$  分为 2 种形式: 多频连续载波干扰(MCWI)和线性调频干扰(LFM)。

接收信号  $r(t)$  经过带通滤波器、AGC 固定增益放大、下变频和带通滤波器后, 以采样速率  $f_s = 1/T_s$  进行采样, 得到第  $k$  时刻的采样信号为:

$$r(k) = S(k) + J(k) + n(k) \quad (2)$$

式(2)中的三项是相互独立的, 由于  $S(k)$  及  $n(k)$  的频谱很宽, 幅值是随机分布的, 无法进行预测, 而干扰信号  $J(k)$  的频谱很窄, 可以对其进行预测。

将预测的干扰信号  $\hat{J}(k)$  从接收信号  $r(k)$  中减去, 便可得到只包含环境高斯白噪声的扩频信号  $\varepsilon(k)$ , 其表达式为:

$$\begin{aligned} \varepsilon(k) &= r(k) - \hat{J}(k) \\ &= S(k) + J(k) + n(k) - \hat{J}(k) \\ &\approx S(k) + n(k) \end{aligned} \quad (3)$$

其中,  $\varepsilon(k)$  为消除干扰信号  $\hat{J}(k)$  后得到的宽频信号, 当 RNNP 得到的干扰信号的幅值比较准确时,  $\varepsilon(k)$  为扩频信号与环境高

斯白噪声之和, 从而消除了干扰信号的影响。

### 2 自适应 EKF 递归神经网络

#### 2.1 递归神经网络预测器

图2给出了递归神经网络预测器(RNNP)的详细结构, 该模块是一种全连接的神经网络, 它由  $P$  个外部输入层神经元、 $N$  个隐层神经元及 1 个输出层神经元组成。与前向神经网络不同, 每个隐层神经元都延迟一个采样周期反馈到输入层, 输入层除了  $P+N$  个节点外, 还有固定值为 +1 的偏值输入。

RNNP 的非线性状态及观测方程可以表示为:

$$\begin{aligned} X(k+1) &= \Phi(w_a X(k) + w_b R(k)) \\ &= [\phi(w_1^T U(k)), \dots, \phi(w_N^T U(k))] \end{aligned} \quad (4)$$

$$y(k) = CX(k) \quad (5)$$

其中

$$X(k) = [x_1(k), \dots, x_N(k)]_{N \times 1}^T \quad (6)$$

$$R(k) = [1, r(k), r(k-1), \dots, r(k-P+1)]_{(P+1) \times 1}^T \quad (7)$$

$$w = [w_a \ w_b]^T = [w_1, \dots, w_N]_{(N+P+1) \times N} \quad (8)$$

$$U(k) = [X^T(k) \ R^T(k)]_{(N+P+1) \times N}^T \quad (9)$$

$w_a$  为隐层反馈到输入层节点的权值,  $w_b$  为外部输入信号节点的权值,  $C$  为输出层输入输出线性权值系数。  $X(k)$  为 RNNP 的状态向量,  $R(k)$  为外部输入向量, 所以总的输入层向量为  $U(k)$ 。输入层的输入输出关系采用直接赋值的方式实现。

隐层的输入为输入层所有输出的线性组合, 即  $v_i = \sum_{j=1}^{P+N+1} w_{i,j} U_j$ , 隐层的输入输出非线性函数采用双曲线切线方程形式的 Sigmoid 激励函数  $\phi(v_i) = \tanh(v_i)$ 。

输出层的输入为隐层的输出, 输出  $y(k)$  为输入的线性组合, 即其值为 RNNP 预测的干扰信号。

#### 2.2 EKF 算法

基于扩展卡尔曼滤波(EKF)的学习算法是一种二阶递推过程, 它通过比较神经网络的预测值与实际输入值

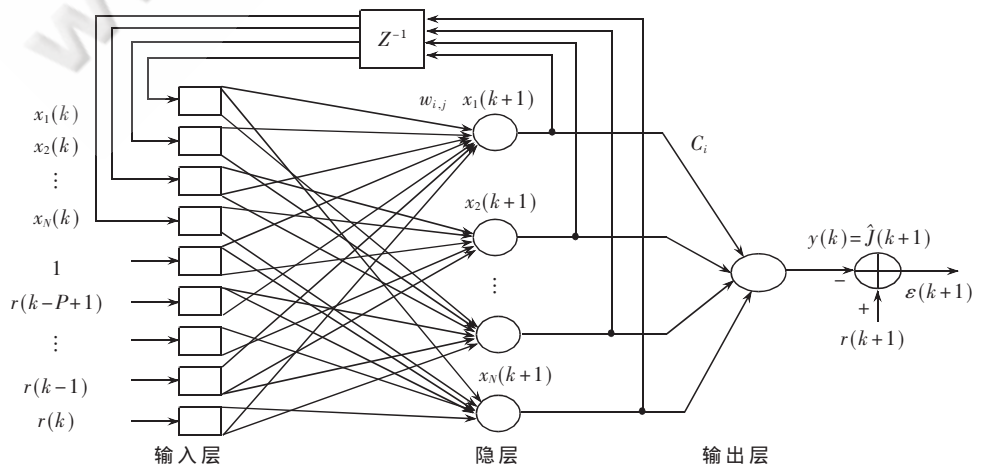


图2 递归神经网络预测器(RNNP)结构框图

来对非线性系统的状态向量进行准确估计。可建立关于权值的非线性状态方程和观测方程为：

$$\mathbf{W}(k+1) = \mathbf{W}(k) + \boldsymbol{\omega}(k) \quad (10)$$

$$\mathbf{y}(k) = C\boldsymbol{\varphi}(v(k)) + v(k) \quad (11)$$

其中,  $\mathbf{W}(k) = [w_1^T(k), w_2^T(k), \dots, w_N^T(k)]_{L \times 1}^T$ , 且  $L = (P+N+1) \cdot N$ ; 通过式(10)可以发现状态方程是关于神经网络权值  $\mathbf{W}(k)$  的线性方程, 其扰动噪声为  $\boldsymbol{\omega}(k)$ 。通常认为  $\boldsymbol{\omega}(k)$  为高斯白噪声, 其均值为零, 协方差矩阵为  $E[\boldsymbol{\omega}_i(k)\boldsymbol{\omega}_j^T(k)] = \delta_{i,j}Q(k)$ ; 式(11)中  $\mathbf{y}(k)$  为输入  $v(k)$  的非线性方程, 其观测噪声为  $v(k)$ 。通常认为  $v(k)$  为高斯白噪声, 其均值为零, 协方差矩阵为  $E[v_i(k)v_j^T(k)] = \delta_{i,j}R(k)$ 。

利用泰勒级数展开将式(11)线性化, 可以得到其偏微分矩阵  $\boldsymbol{\Omega}(k)$ , 它是隐层输出矩阵  $\boldsymbol{\varphi}(v(k))$  关于权值  $\mathbf{W}(k)$  的偏微分, 为  $N \times L$  阶矩阵, 可以表示为:

$$\boldsymbol{\Omega}(k) = \frac{\partial \boldsymbol{\varphi}(v(k))}{\partial \mathbf{W}(k)} = \frac{\partial \boldsymbol{\varphi}(v(k))}{\partial v(k)} \cdot \frac{\partial v(k)}{\partial \mathbf{W}(k)} \quad (12)$$

其中  $\frac{\partial \boldsymbol{\varphi}(v_i(k))}{\partial v_j(k)} = \text{sech}^2(v_i(k))\delta_{ij}$ ;  $\frac{\partial v_i(k)}{\partial \mathbf{W}(k)} = [\frac{\partial v_i(k)}{\partial W_1(k)}, \frac{\partial v_i(k)}{\partial W_2(k)}, \dots, \frac{\partial v_i(k)}{\partial W_L(k)}]^T$ 。

因此扩展卡尔曼滤波(EKF)学习算法的递推公式为:

$$\mathbf{K}(k) = \mathbf{M}(k)\boldsymbol{\Omega}^T(k)[\boldsymbol{\Omega}(k)\mathbf{M}(k)\boldsymbol{\Omega}^T(k) + \mathbf{R}(k)]^{-1} \quad (13)$$

$$\hat{\mathbf{W}}(k+1) = \hat{\mathbf{W}}(k) + \mathbf{K}(k)(r(k+1) - y(k)) \quad (14)$$

$$\mathbf{M}(k+1) = \mathbf{M}(k) - \mathbf{K}(k)\boldsymbol{\Omega}(k)\mathbf{M}(k) + \mathbf{Q}(k) \quad (15)$$

其中,  $\mathbf{K}(k)$  为  $L \times 1$  阶滤波增益矩阵;  $\mathbf{M}(k)$  为  $L \times L$  阶滤波均方误差矩阵;  $\mathbf{R}(k)$  为  $1 \times 1$  阶测量噪声协方差矩阵;  $\hat{\mathbf{W}}(k)$  为  $L \times 1$  阶估计权值向量;  $r(k+1)$  为第  $k+1$  次输入;  $y(k) = C\boldsymbol{\varphi}(v(k))$  为第  $k$  次神经网络预测输出值;  $\mathbf{Q}(k)$  为  $L \times L$  阶扰动噪声协方差矩阵。

### 3 仿真结果

针对基于 EKF 学习算法的 RNNP、自适应 LMS 干扰预测器和自适应 ACM 干扰预测器的抗干扰性能给出了相应的计算机仿真。自适应 LMS 干扰预测器中延迟节点的个数为 5, 采用最小均方差(LMS)来反馈修改权值, 收敛系数为 0.0001。自适应 ACM 干扰预测器中延迟节点的个数为 5, 采用非线性近似条件均值(ACM)来反馈修改权值, 初始收敛系数为 0.001, 初始估计方差为 1, 遗忘因子为 0.9。基于 EKF 的 RNN 干扰预测器中输入层节点个数为 4, 隐层节点个数为 5, 输出层节点个数为 1,  $\alpha=5, \beta=0.01, \chi=100$ , 输出层输入输出线性权值系数  $C=[1, 1, 1, 1, 1]$ 。

设输入扩频信号为 10 级 m 序列, 幅值为 0.05; 环境噪声为高斯白噪声, 均值为零, 方差为 0.1; 干扰信号分为 2 种形式: 多频连续载波干扰(MCWI)和线性调频干扰(LFM); 它们的幅值远远大于噪声, 干噪比为 26 dB 左右, 总的输入信号如图 3、图 4 和图 5 所示。为了对上述 3 种预测器进行性能比较, 主要参考下面两个性能指

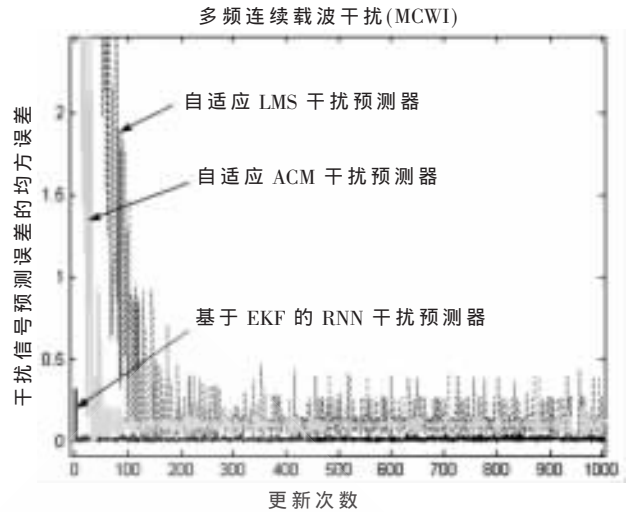


图 3 MCWI 干扰预测误差的均方误差曲线

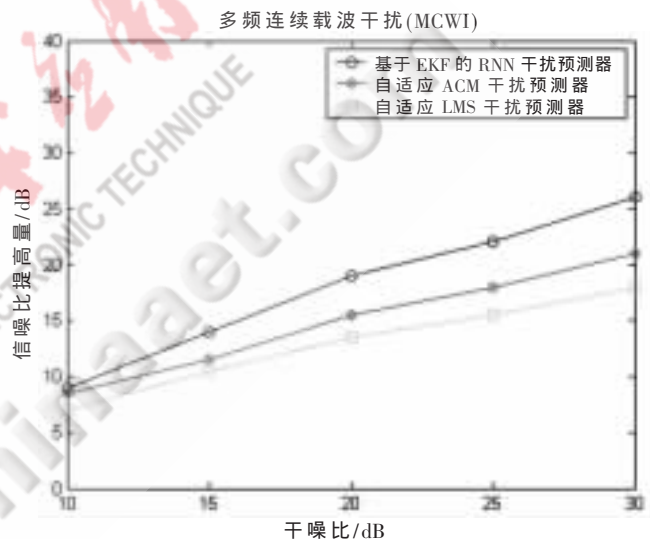


图 4 MCWI 信噪比提高量与干噪比的关系曲线

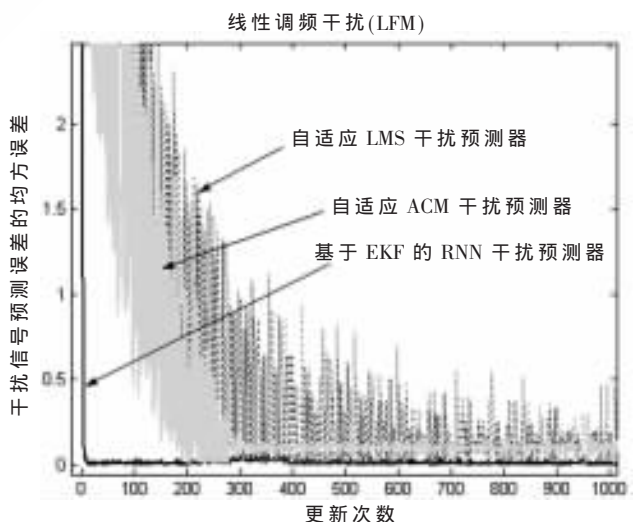


图 5 LFM 干扰预测误差的均方误差曲线

标: 均方误差 (MSE) 和信噪比 (SNR) 提高量<sup>[4,8]</sup>。

图 3 和图 5 给出了当干扰信号分别为 MCWI 和

LFM时,干扰信号预测误差的均方误差曲线。可以看到,基于EKF学习算法的RNN干扰预测器相对于自适应LMS和ACM干扰预测器在收敛速度和方差大小上都有明显改善。

图4和图6分别给出了多频连续载波干扰和线性调频干扰下,信噪比提高量与输入干扰噪声之比(干噪比)的关系曲线。可以看到,基于EKF的RNN干扰预测器的信噪比提高量比其他两种方法大。当干扰为MCWI时,基于EKF的RNN干扰预测器的信噪比提高量相对于自适应LMS和ACM干扰预测器有2~9dB和1~5dB的增加;当干扰为LFM时,基于EKF的RNN干扰预测器的信噪比提高量相对于自适应LMS和ACM干扰预测器有4~10dB和2~8dB的增加,且它们的信噪比提高量都随干噪比的增大而增大。

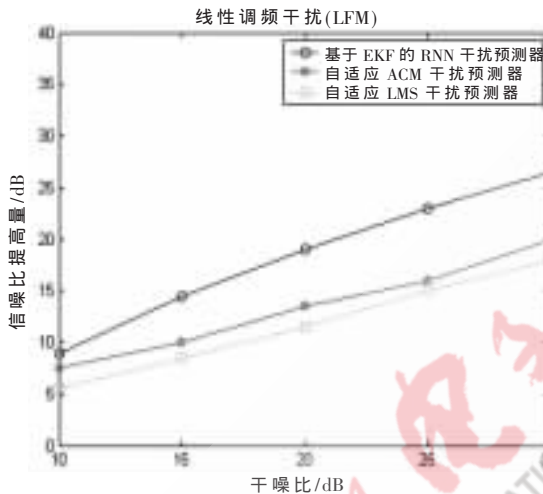


图6 LFM信噪比提高量与干噪比的关系曲线

本文提出了一种基于扩展卡尔曼滤波(EKF)权值修改算法的自适应递归神经网络干扰预测器(RNNP),并将其应用于扩频通信抗窄带干扰中。它能够准确地预测干扰信号的幅值,并且相对于自适应LMS和ACM干扰抑

制技术其收敛速度快、预测误差小。仿真结果表明:当干扰为多频连续载波干扰(MCWI)和线性调频干扰(LFM)时,它的信噪比提高量平均分别为21.7dB和20.9dB。当输入干噪比为20dB时,相对于自适应LMS和ACM干扰预测器,输出信噪比平均分别有4~7dB和2~4dB的改善。

参考文献

- [1] PARKINSON B W, SPILKER J J. Global positioning system: Theory and applications volume I[M]. Cambridge, American Institute of Aeronautics and Astronautics, 1996: 304-310.
- [2] ILTIS R A, MILSTEIN L B. An approximate statistical analysis of the widrow LMS algorithm with application to narrow-band interference rejection [J]. IEEE Trans on Communications, 1985, 33(1): 10-19.
- [3] VIJAYAN R, POOR H V. Nonlinear techniques for interference suppression in spread-spectrum systems[J]. IEEE Transactions on Communications, 1990, 38(7): 56-60.
- [4] CHANG Po Rong, HU Jen Tsung. Narrow-band interference suppression in spread-spectrum CDMA communications using pipelined recurrent neural networks[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 1999, 48(2): 158-161.
- [5] 谢胜利, 何昭水, 高鹰. 信号处理的自适应理论[M]. 北京: 科学出版社, 2006: 22-26.
- [6] 胡德文, 王正志, 王耀南, 等. 神经网络自适应控制[M]. 长沙: 国防科技大学出版社, 2005: 33-35.
- [7] 李国勇. 智能控制及其MATLAB实现[M]. 北京: 电子工业出版社, 2005: 321-324.
- [8] PARISI R, CLAUDIO D E D, ORLANDI G, et al. Fast adaptive digital equalization by recurrent neural networks [J]. IEEE Trans. Signal Process, 1999, 45(11): 2731-2739.

(收稿日期: 2009-03-10)

## 基于 RFID 的防伪读写器设计与实现\*

刘怀达, 谭杰, 杨一平

(中国科学院自动化所 RFID 中心, 北京 100190)

**摘要:** 传统射频识别(RFID)防伪系统仅利用标签编码的唯一性完成,存在着非法读写器恶意读取和假数据欺骗的安全隐患。针对上述缺点,介绍了一种新的基于 RFID 技术的防伪读写器的设计与实现,探讨了利用 RFID 和 GSM 通信,对读写器和商品编码进行双重认证的防伪验证机制。建立了商品防伪模型,并进行了实际测试。结果表明,系统能够安全、高效地运行。

**关键词:** 防伪; RFID 读写器; GSM; ISO/IEC 15693

中图分类号: TP216+.1 文献标识码: A

### Design and implementation of anti-counterfeiting reader based on RFID

LIU Huai Da, TAN Jie, YANG Yi Ping

(RFID Research Center, Institute of Automation, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China)

**Abstract:** Only using the uniqueness of tag code to prevent forgery, traditional RFID anti-counterfeiting systems have security risks of unauthorized read or data deception by unauthorized readers. In order to get over the above shortcomings, it is presented in this paper the design and implementation of a new kind of anti-counterfeiting readers based on RFID. An anti-counterfeiting mechanism based on RFID and GSM communication is discussed, which is a two-level authentication. The RFID reader ID is authenticated before the product code authentication. The anti-counterfeiting model is set up and the real tests are done. The result shows the system runs safely and efficiently.

**Key words:** anti-counterfeiting; RFID reader; GSM; ISO/IEC 15693

长期以来,防伪技术一直是人们关注的问题。我国的防伪技术经过十几年的发展,已经达到了百亿元的市场规模。目前,防伪领域逐渐兴起电子防伪的潮流,其中,RFID 作为新兴的防伪技术已经引起了广泛关注。

射频识别 RFID(Radio Frequency Identification)是一种非接触无线识别技术。目前,RFID 防伪应用基本上是基于唯一的 ID 号来完成。RFID 标签芯片内有用于产品标识的全球唯一编码以及产品验证信息,该信息被专用读写器所读取,读取到的信息被发送到后台数据库,后台数据库通过查询验证将结果返回到显示设备,标签采用可损坏式标签,一旦损坏,信息就无法被读取,这样能够保证数据内容不被窃取,通过以上措施达到防伪目的<sup>[1-2]</sup>。

#### 1 系统特点和功能

传统的 RFID 防伪应用模式只考虑利用标签的唯一编码来实现防伪验证,由于无线信道的开放性,系统难以防止来自非法读写器的标签数据恶意读取和假数据欺骗。针对以上缺点,本文设计一种基于 RFID 和 GSM

短消息通信的防伪系统。

该系统由手持式读写器前端系统和后台防伪数据库两部分组成。手持式读写器系统位于零售商处,后台防伪数据库由生产企业管理,前后端系统之间利用 GSM 短消息实现数据交互。防伪读写器以 SIM(Subscriber Identity Model)卡号作为本身的 ID 号, SIM 卡是一块大规模集成电路,上面存储了客户的信息、加密的密钥等内容,完全防止了被复制和盗用的可能,能够有效防止非法读写器的标签恶意读取和信息欺骗。

本文重点介绍手持式 RFID 防伪专用读写器的设计和实现。该读写器工作频段为 13.56 MHz,符合 ISO/IEC 15693 协议,能够通过 GSM 通信收发短消息与企业防伪服务器交互,对产品进行验证。下面详细介绍 RFID 防伪读写器的硬件设计和软件流程以及防伪读写器的防伪机制。

#### 2 硬件设计

RFID 防伪采用专用防伪读写器对标签内数据进行读取,现场验证设备包括标签和防伪读写器两部分。本文只介绍防伪读写器的硬件设计与实现,对标签部分不

\* 基金项目: 国家 863 资助项目(课题编号:2006AA04A125)

作介绍,只要符合 ISO/IEC 15693 协议的标签均可读取。

系统采用 ATMEL 公司的 AT89C51RD2 作为主控芯片,采用专用读写器芯片对标签进行读写,标签中的数据验证通过后由液晶屏显示,同时标签中的防伪数据通过 GSM/GPRS 模块发送到后台防伪服务器,防伪服务器接收数据,并对防伪读写器(SIM 卡号)和商品信息进行双重验证,并将结果返回防伪读写器,完成验证。硬件框图如图 1 所示。

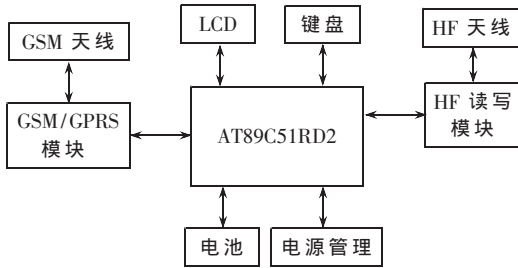


图 1 防伪读写器硬件框图

## 2.1 射频电路设计

读写模块选用韩国 3Logic 公司的 TRH031M 芯片。该芯片具有高达 64 B 的内部数据 FIFO,通过内部硬件电路完成 CRC 校验。系统与主控制器采用 3.3 V CMOS 接口,采用数据总线为 8 位的 Intel 读写模式,并选用地址数据总线共享模式。同时有中断请求线(IRQ)与主控制器相连。

ISO/IEC 15693 协议规定,识别卡到读写器的通信使用副载波进行振幅键控或者频移键控。当使用振幅键控时,副载波的频率  $f_s$  为 424 kHz ( $f_c/32$ );当使用频移键控时,2 个副载波频率  $f_s$  分别为 424 kHz ( $f_c/32$ )、484 kHz ( $f_c/28$ )。调制后的信号频谱将在载波频率两边产生 2 条边带谱线,其频率分别为  $f_{H1}=f_c+f_s$ 、 $f_{L1}=f_c-f_s$ ,因此必须保证天线能良好接收此边带信号。天线带宽应大于  $f_{H1}-f_{L1}=2f_s=848$  kHz 或 968 kHz。为了保证天线能良好接收信号,天线带宽应大于 968 kHz。以此综合考虑能量供应和通信距离,建立所需要磁场。采用的天线大小约为 8 cm×10 cm,并按照要求,采用 LC 低通滤波器,将天线阻抗匹配为 500 Ω<sup>[3]</sup>。

## 2.2 GSM/GPRS 通信

GSM 通信选用 Wavecom 公司的 Q2403A 模块,Q2403A 为双频 E-GSM/GPRS 900/1800 模块,在 3.6 V 工作电压下 EGSM 通信功耗为 2 W,具有 2 个对外接口:天线接口和通用接口,用于数字通信、键盘和音频等。

### 2.2.1 SIM 卡电路

SIM 卡符合 GB/T 16649 标准和 ISO/IEC 7816 协议所规定的 SIM 卡的物理特性、触点规范、传输协议和数据编码规则等。

为了实现对 SIM 卡的静电保护,需要在除 SIM 卡电源脚外的管脚加入保护二极管,并且要求保护二极管的寄生电容不超过 10 pF。在此选用集成保护二极管芯片

DALC208 作为保护芯片。DALC208 片内集成 8 只两两串联的二极管,寄生电容小于 5 pF,可实现对 4 个管脚的保护<sup>[4]</sup>。

### 2.2.2 LED 指示电路

Q2403A 模块提供 LED 指示功能。LED 状态与模块的工作状态对应关系如表 1 所示。通过 LED 指示灯,用户可以直观了解 Q2403A 的工作状态。

表 1 GSM/GPRS 模块 LED 指示灯状态

LED 状态	GSM/GPRS 模块工作状态	
关		模块处于下载模式或关闭状态
开	长亮	模块开,但尚未注册网络
	慢闪,点亮 200 ms, 熄灭 2 s	模块开,已经注册网络
	快闪,点亮 200 ms, 熄灭 600 ms	模块开,已经注册网络,并正在通信

## 2.3 主控模块

系统选用单片机 AT89C51RD2 作为主控制器,具有 4 个 8 位数据输入输出端口,时钟频率最高可达 60 MHz,1 792 B 的片内 XRAM,双数据指针,具有电源管理功能,另外还有 UART 接口、键盘接口、看门狗电路;内部程序存储器达 64 KB,可在线编程;工作电压为 2.7 V~5.5 V。

主控芯片可与 TRH031 接口、Q2403A 接口、键盘接口、液晶接口、键盘接口、蜂鸣器接口。

### 2.3.1 电源管理

本系统选用锂电池作为主要供电电源,也可以通过外部开关电源输入供电。选用 TI 公司的 BQ24032 来管理电池的充放电。电池充电期间,系统仍能正常工作。

主控制器电源电压可以在 2.7 V~5.5 V 之间选择,LED 与蜂鸣器可以工作在 3.0 V~5.0 V 之间。为保证在 GSM/GPRS 数据传送期间,主控制器、LED 和蜂鸣器能得到稳定的电源电压,选用 MAXIM 的 MAX1595(3.3 V)作为主控制器电压调节器。

读写器 TRH031M 模块工作电压在 2.6 V~3.5 V 之间选择。但是读写器模块内部有模拟电路,对电源的噪声要求较高,因此选用低噪声的低压差稳压器 MAX1818(3.3 V)作为读写器模块的电压调节器。THR031M 的数字电源(DVDD)、模拟电源(AVDD)和射频发送电源(TVDD)输入端应分别加入滤波网络。滤波电路采用 L 型网络,滤波电感为高频绕线电感。

液晶工作电压为 5 V,选用电荷泵 MAX1595(5.0V)为 LCD 提供 5 V 电源。

### 2.3.2 键盘和显示设计

AT89C51RD2 提供方便的键盘管理功能。单片机内部有专门的寄存器进行键盘管理。设计中选用低电平为敏感信号,采用 5 个 I/O 口管理键盘,最多可以管理 32 个按键。选用图形点阵液晶 12864 作为显示设备。

3 软件设计

3.1 软件总体流程

防伪读写器工作上电复位后首先进行系统初始化：对液晶模块和 TRH031M 的初始配置,检测 SIM 卡是否已插入,GSM 网络是否可用,电池电量检测,防死机工作等。

初始化结束后进入等待防伪标签检测界面,用户输入确定后进行标签检测,TRH031 模块中断告知主控制器检测结果,主控制器进行防碰撞处理并选定标签。读取到商品 ID 号后,消费者可以选择输入自己的手机号或者不输入,当输入手机号后,防伪读写器将消费者手机号和读取到的商品 ID 同时发送到后台服务器进行防伪验证,后台服务器会将验证结果同时发送到消费者手机和防伪读写器中。如果消费者没有输入手机号,则防伪读写器将只发送商品 ID 给后台服务器,后台服务器也将结果发送给防伪读写器显示。其总体流程如图 2 所示。

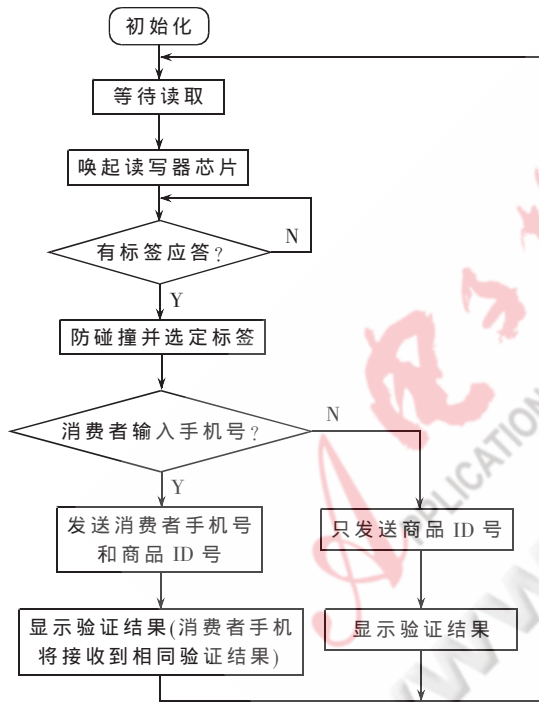


图 2 总体流程图

3.2 读写程序设计

读写器(VCD)与识别卡(VICC)之间指令和数据的通信,是一种基于“VCD 先说”的机制。即除非接收到并正确地解码一个 VCD 发送过来的指令,否则 VICC 将不会有动作。VCD 发送请求格式及 VICC 响应格式分别如表 2、表 3 所示。

TRH031M 封装了符合 ISO/IEC 15693 协议的物理层和数据链路层,只需在传输层以上编写程序。在发送指令时,只需将指令代码写入 FIFO 寄存器,然后启动发送命令即可。

ISO/IEC 15693 协议中描述的防冲突在 VCD 端采用轮询的机制,在 VICC 端采用比较应答的机制。读写器

表 2 VCD 发送请求的格式

SOF	标志	命令编码	参数	数据	CRC	EOF
-----	----	------	----	----	-----	-----

表 3 VICC 的响应格式

SOF	标志	参数	数据	CRC	EOF
-----	----	----	----	-----	-----

(VCD)采用请求目录指令(Inventory Command)查询当前磁场范围内 VICC 的唯一标识符(UID)来解决冲突问题,其参数包括:标志、命令、可选的应用标识符、掩码长度(MASK LENGTH)、掩码值(MASK VALUE)。

识别卡的 UID 低 4 位冲突的概率为 1/16=62%,低 8 位冲突的概率为 1/256=3.9%。

实际 ISO/IEC 15693 协议中提供的防冲突算法具有更先进的机制。命令序列中的标志字节(Flags)中的第 5 位为应用标识符标志(AFI\_flag),当此标志置 1 时,命令序列中要包含 AFI 域,识别卡比较收到的 AFI 域与自己的应用标识符 AFI 是否匹配,如果不匹配,则识别卡不响应。

命令序列中的标志字节(Flags)中第 6 位为时隙数目标志位(Nb\_slots\_flag),当 Nb\_slots\_flag=0 时,请求目录指令采用 16 时隙的方式,这就是在轮询机制的基础上加入了时隙 ALOHL 防冲突算法。时隙数附加在 MASK VALUE 前同时进行比较,将使冲突发生的概率更小,读写时间更短<sup>[5]</sup>。

3.3 GSM/GPRS 通信程序设计

防伪读写器中用到的 GSM 通信主要为短消息的发送和接收。防伪读写器将用户手机号(可选)和商品 ID 号利用短消息的方式发送到后台验证服务器,后台验证后将验证结果以短消息的方式发送到用户手机和防伪读写器。

短消息收发有关的规范主要包括 GSM 03.38、GSM 03.40 和 GSM 07.05。前二者着重描述 SMS 的技术实现(含编码方式),后者则规定了 SMS 的 DTE-DCE 接口标准(AT 命令集)。一共有 3 种方式来发送和接收 SMS 信息:Block Mode、Text Mode 和 PDU Mode。Block Mode 目前已很少使用。Text Mode 是纯文本方式,可使用不同的字符集,从技术上说也可用于发送中文短消息,但国内手机基本上不支持,主要用于欧美地区。PDU Mode 被所有手机支持,可以使用任何字符集,这也是手机默认的编码方式。因为需要发送和接收中文,因此本设计采用 PDU 模式收发短信。

主控制器与 Q2403A 采用串行异步通信接口,可以设置波特率,本设计采用 9600 b/s 的波特率。主控制器采用 AT 指令对 Q2403A 进行控制。

PDU 相当于一个数据包,它由构成短消息(SMS)的信息组成。包含有源/目的地址、有效时间、数据格式、协议类型和正文,正文的长度可达 140 B,它们都以十六进制表示,即只包含由 0~9、A~F 这些数字和字母。PDU 格式分别如表 4、表 5 所示。

表4 防伪读写器作为发送方 PDU 格式

SCA	PDU 类型	MR	DA	PID	DCS	VP	UDL	UD
-----	--------	----	----	-----	-----	----	-----	----

表5 防伪读写器作为接收方 PDU 格式

SCA	PDU 类型	OA	PID	DCS	SCTS	UDL	UD
-----	--------	----	-----	-----	------	-----	----

消费者选择输入手机号时,防伪读写器在用户信息(UD)中将同时发送商品 ID 号和消费者手机号,如果没有输入,则只发送商品 ID 号。

本文给出了基于 RFID 和 GSM 通信的防伪读写器的设计与实现,以酒类防伪和家电类防伪为模型,对系统进行了实际测试,运行良好,能够实时准确地反馈验证结果给消费者,操作简单,显示直观。该系统能够满足大部分贵重商品的防伪需求,特别是通过后台服务器验证的防

伪机制,具有技术难度高难以仿造的特点。该防伪机制为电子防伪提供了新的途径,具有广阔的应用前景。

参考文献

- [1] 谭民,刘禹,曾隽芳,等.RFID 技术系统工程及应用指南[M].北京:机械工业出版社,2007.
- [2] 李龙,杨莉.射频 IC 卡在酒瓶防伪装置中的应用[J].自动化技术与应用,2007,26(8):113-114.
- [3] 3Logics.TRH031M 13.56MHz multi-protocol reader IC datasheet[Z]. 2005.
- [4] Wavcom. WISMO quik Q2400 series Q2403A product specification[G]. 2002.
- [5] ISO/IEC 15693[S]. Identification cards-contactless integrated circuit(s) cards-vicinity cards. ISO/IEC, 2000.

(收稿日期:2008-12-07)



# 基于 Linux 平台的天气雷达高速数据采集系统设计

王江, 何建新, 李学华  
(成都信息工程学院, 四川 成都 610225)

摘要: 分析了基于 PCI 总线的天气雷达高速数据采集系统工作原理和实现方案, 实现了基于 Linux 平台的天气雷达高速数据采集系统的驱动、数据采集及处理的设计。该设计已成功应用于天气雷达中。

关键词: PCI 总线; 天气雷达; 数据采集; Linux 平台  
中图分类号: TN957.52 文献标识码: A

## Design of high speed weather radar data acquisition system based on Linux platform

WANG Jiang, HE Jian Xin, LI Xue Hua  
(Chengdu College of Information Engineering, Chengdu 610225, China)

Abstract: This paper analyses working principle and realizing methods of high speed weather radar data acquisition system based on PCI bus, completes driver design, data acquisition and processing based on Linux platform. The design has been successfully used in weather radar.

Key words: PCI bus; weather radar; data acquisition; Linux platform

Linux 是开放源代码、网络化的操作系统, 具有稳定、高效、内核可自由配置等特点。采用 Linux 操作系统作为开发平台与采用 VxWorks 和 Windows 作为开发平台相比不仅有免费的优势, 而且对于发展核心技术, 提高信息安全有着极其重要的意义, 是自主研发的一个方向。随着我国天气雷达的快速发展, 天气雷达在民用和军事领域的应用越来越广泛。目前, 天气雷达高速数据采集、传输等功能大都基于 Windows 平台进行开发实现, 实现由 Windows 平台向 Linux 平台的转换, 对于发展中国自主知识产权气象软件核心技术, 提高信息安全有着极其重要的意义。本文基于 Linux 操作系统(2.6.23 内核), 实现了天气雷达高速数据采集及处理, 对天气雷达系统由 Windows 平台向 Linux 平台移植具有参考价值。

### 1 数据采集系统分析

#### 1.1 工作原理

天气雷达高速数据采集系统由 I/Q 数据采集、FIFO 缓冲、FPGA 控制模块及 PCI 总线芯片 PLX9054 组成, 系统结构框图如图 1 所示。

其核心部分为 FPGA 控制模块, 主要实现 4 个功能: (1) 根据雷达量程和距离分辨率调整 AD 采样时钟的频率; (2) 控制 AD 两路采样数据写入 FIFO 缓冲以及 DMA 传输时从 FIFO 中连续读出数据; (3) 与 PCI 总线控制芯

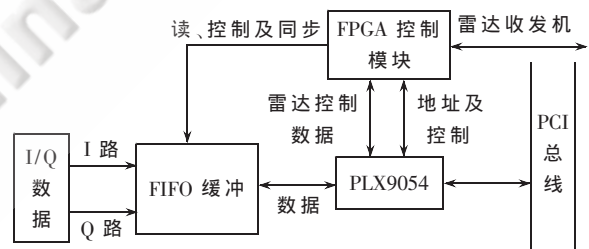


图 1 天气雷达高速数据采集系统结构框图

片 PLX9054 进行控制交互, 实现局部总线的读写控制、地址译码和中断触发; (4) 与 PLX9054 进行数据交互, 使用 FPGA 内部 RAM 保存控制天气雷达发射机和接收机工作的命令及数据, 完成对雷达工作的控制。

I/Q 数据采集输出数据速度为 2.4 Mb/s(I、Q 数据各为 24 bit), 通过 FPGA 控制, 合并写入到 FIFO 缓冲。FIFO 缓冲为 32 bit、深度为 16 KB 的数据缓存, 有效位为 24 bit; 与计算机总线的接口采用 32 bit 的 PCI 总线接口芯片 PLX9054, PC 机通过它完成与数据采集系统的数据交互。

#### 1.2 PC 机与采集系统数据访问

##### 1.2.1 局部地址分配

PC 机与天气雷达高速数据采集系统的数据访问通过 PCI 总线芯片 PLX9054 实现, 访问目标为 FIFO 缓冲和 FPGA 片内 RAM。对 FIFO 缓冲和 FPGA 片内 RAM 分

配不同局部地址,通过对局部地址总线进行译码确定需要访问的目标。FIFO 数据采用 DMA 传输方式连续读出,每次传输长度最大为 8 KB,因此,设置 FIFO 空间 32 bit 局部地址范围为 0x20000000~0x2000FFFF,映射空间为 PCI 地址空间 bar2。

FPGA 片内 RAM 位宽为 32 bit,采用局部地址范围为 0x40000000~0x400FFFFF。映射空间为 PCI 地址空间 bar3。

## 1.2.2 数据访问方式

FIFO 缓冲为可编程 FIFO,由 FPGA 根据片内存储的雷达参数进行控制。当 FIFO 中数据达到设置的大小时,触发 PCIPLX9054 引发 PCI 中断,通过该中断向驱动程序申请发起 DMA 传输。驱动程序响应该中断后设置 PCIPLX9054 的 DMA 寄存器,发起方向从局部总线到 PCI 总线的 DMA 传输,完成 FIFO 数据向 PC 机的传输。

FPGA 片内 RAM 通过 PCI 地址映射,使用 IO 操作方式进行数据读写访问。

## 2 Linux 程序实现

天气雷达高速数据采集系统基于 Linux2.6 内核平台程序,由基于 PCI 总线的设备驱动程序、数据采集及处理程序组成。

### 2.1 设备驱动程序实现

设备驱动程序的功能是在 Linux2.6 系统平台下,通过对 PCI 总线控制芯片 PLX9054 的控制,实现 PC 机与采集板的数据交互,实现雷达采集数据的实时接收及雷达工作状态的控制。从功能结构上,设备驱动主要由设备装载及初始化、提供给用户层的接口函数、中断及 DMA 数据传输三部分组成。

#### 2.1.1 设备装载及卸载

设备装载和卸载即是 Windows 系统中设备驱动安装和卸载。在 Linux2.6 中,装载和卸载主要通过调用系统提供的 PCI 总线驱动注册函数 `pci_register_driver` 和注销函数 `pci_unregister_driver` 来实现,其注册的 `driver` 数据结构如下:

```
static struct pci_driver plx9054_pci_driver = {
    .name = "pci9054",
    .id_table = plx9054_pci_tbl,
    .probe = plx9054_probe,
    .remove = plx9054_remove,
};
```

当系统引导时,高速数据采集系统板上电后,板上 PCI 总线固件对 PLX9054 设备进行缺省配置,为设备的每个地址区域分配好资源。装载函数在驱动中用 `module_init` 声明,进行设备的初始化工作,调用 PCI 总线驱动注册函数,根据 `id_table` 定义的信息对 PCI 设备 PLX9054 进行探测识别,完成 PLX9054 设备驱动的 PCI 总线注册,然后调用驱动注册的 `probe` 函数,完成 PLX9054 设备使能、PCI 地址空间映射、PLX9054 设备数据结构初始化、设备注册(注册为字符设备)等操作。卸载函数用

`module_exit` 声明,是装载的逆过程,通过调用 PCI 总线驱动卸载函数,继而调用注册的 `remove` 函数、注销设备及 PCI 地址空间映射、释放分配给设备的数据结构空间等操作,完成系统资源释放。

#### 2.1.2 设备接口函数

设备接口函数为用户提供与设备进行交互的不同功能接口,主要完成用户与设备的读、写及设备控制访问等功能,其数据结构设计为:

```
static const struct file_operations plx9054_fops = {
    .owner = THIS_MODULE,
    .open = plx9054_open, /* 打开设备 */
    .release = plx9054_close, /* 释放设备 */
    .ioctl = plx9054_ioctl, /*IO 操作 */
    .read = plx9054_read, /* 读设备 */
};
```

这个数据结构在设备装载过程中,作为设备注册的参数完成与设备挂接、使用户在系统调用中能访问到上述关联的设备接口函数。

设备打开函数 `plx9054_open` 完成以下操作:设备私有数据结构内存空间分配及初始化,DMA 连续物理内存空间申请,为天气雷达最大距离探测采集数据的大小;调用 `pci_map_single` 将分配的 DMA 内存空间映射为用于 DMA 传输地址;DMA 数据缓冲区分配(容量为 2 MB),缓冲区保存每次 DMA 传输中获取的数据;调用 `request_irq` 对中断函数 `plx9054_interrupt` 进行中断号申请;对天气雷达工作参数进行缺省配置,启动雷达工作。设备释放函数 `PLX9054_close` 完成的操作与设备打开函数与 `PLX9054_open` 相反。IO 操作函数 `PLX9054_ioctl` 通过 `sys_ioctl` 系统调用,完成用户与设备的信息查询、雷达工作参数配置与查询,如驱动软件版本号、雷达当前工作各参数配置和查询,主要用于对 FPGA 中 RAM 内存空间的雷达工作参数数据访问。由于这部分数据对访问速度要求不高,使用 IO 操作能很好地满足设计要求。读设备函数 `PLX9054_read` 将驱动 DMA 数据缓冲区中的数据实时读取到用户空间缓冲区内,完成采集数据从设备到用户的读取操作。

#### 2.1.3 中断处理及 DMA 传输

中断处理及 DMA 传输是驱动的核心部分,它的设计质量直接影响到雷达采集数据能否正确、实时地从采集系统板传送到设备驱动缓冲区,并实时被用户获取。中断处理工作流程如图 2 所示。

由于 DMA 数据缓冲区远大于每次 DMA 数据传输大小,这对于雷达数据采集中因用户读取数据延迟而导致的缓冲区溢出有较好的抑制作用,而相对于现有计算机平台,2 MB 内存容量已足够。DMA 数据缓冲区设计为循环缓冲区,使用读、写指针维护,在中断处理中更新其写指针,在 `PLX9054_read` 中更新其读指针,采用溢出则覆盖的机制,既方便管理,节省资源,同时又可对溢进出

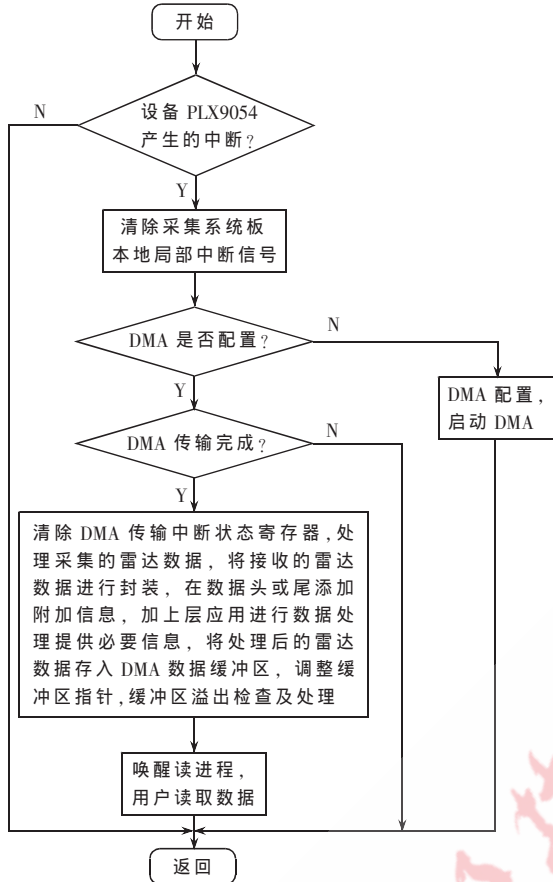


图 2 中断处理流程

行计数,很方便进行实时性能的测试。

### 2.2 数据采集处理程序实现

数据采集处理程序是雷达高速数据采集系统的应用处理程序,完成雷达高速数据采集及对采集数据的数字信号处理、输出天气雷达生成一次产品。其主要流程如图 3 所示。

在采集 I/Q 数据时, I/Q 两路数据采用交叉采集方

式存入 FIFO 缓冲中, 每路数据有效位为 23, 最高位为符号位。因此, 在采集数据处理中需对读取的数据进行 I/Q 数据分离, 即将采集数据恢复为原始 I、Q 两路数据, 同时将 24 bit 数据转换为 32 bit 数据方式存储, 以满足后面数字信号处理要求。

在软件设计中, 不同数字信号处理功能采用不同数字信号处理函数实现, 在采集数据获取前进行选择配置, 数字信号处理功能增加可通过增加相关的数字信号处理函数来满足, 以方便功能的完善和移植。通过对 I/Q 数据分离后获得的数据进行相关数字信号处理即可获得天气雷达中的一次产品, 如功率和反射率等。

本文基于 Linux2.6 平台, 设计实现了天气雷达高速数据采集系统的驱动和数据采集及对采集数据的数字信号处理, 并在现有天气雷达上完成了调试验证。目前, 本设计已成功地应用在现有的天气雷达中。

### 参考文献

- [1] 何建新. 现代天气雷达[M]. 成都: 电子科技大学出版社, 2004.
- [2] CORBET J, RUBINI A. Linux 设备驱动程序[M]. 3 版. 北京: 中国电力出版社, 2006.
- [3] PLX Technology, Inc. PCI9054 data book version 1.0[R]. 1998.

(收稿日期: 2008-10-28)

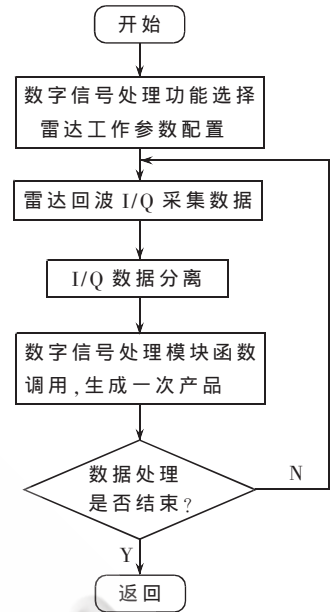


图 3 采集数据处理流程

# 基于 ZigBee 的多机器人通信系统的设计

王艳秋, 万钧力, 邵旭昂, 倪文和, 唐良树  
(三峡大学 电气信息学院, 湖北 宜昌 443002)

**摘要:** 为解决多机器人协作的问题, 设计了可以让机器人之间基于 ZigBee 网络进行通信的通信方案。机器人硬件系统中引入了 ZigBee 节点, 多个机器人依赖 ZigBee 形成一个星型网络, 每个机器人可以通过中心节点保持通信。实验结果表明, 机器人之间可以可靠地进行通信, 能够显著提高机器人的工作效率。

**关键词:** 多机器人; 通信; ZigBee; MG2455

中图分类号: TN99

文献标识码: B

## Design of multi-robot communication system based on ZigBee network

WANG Yan Qiu, WAN Jun Li, SHAO Xu Ang, NI Wen He, TANG Liang Shu

(College of Electrical Engineering and Information Technology, Three Gorges University, Yichang 443002, China)

**Abstract:** To solve the problem of the cooperation among the multi-robots, we design a communication system based on the ZigBee network. In the hardware of the robots, the ZigBee nodes are introduced. The multi-robots organize a star network by the ZigBee nodes and each node keeps communication by the central node. Test result shows the communication between the robots is robust and the working efficiency of the robots is updated.

**Key words:** multi-robot; communication; ZigBee; MG2455

机器人<sup>[1]</sup>作为人类 20 世纪最伟大的发明之一, 在短短的 40 年内发生了日新月异的变化。随着社会生产技术的飞速发展, 机器人的应用领域也不断扩展, 从自动化生产线到海洋资源的探索, 乃至太空作业等领域, 机器人可谓无处不在。然而就目前的机器人技术水平而言, 单机器人在信息的获取、处理及控制能力等方面都是有限的, 对于复杂的工作任务及多变的工作环境, 单机器人的能力更显不足。由多个机器人组成的群体系统通过协调、协作来完成单机器人无法或难以完成的工作将是机器人发展的一个趋势。目前的多机器人通信一般采用有线通信的方式, 尽管技术成熟、可靠性高, 但由于线缆限制了机器人的移动范围和灵活性, 没能得到广泛的应用。ZigBee 网络技术是基于 802.15.4 的无线通信协议, 具有低成本、低功耗、低传输速率的特点, 并支持星型、树状和网状等多种网络拓扑结构。多机器人协作只需要彼此间断性地传递有限的信息, 并要尽可能地节省能量。而 ZigBee 非常适合这种场合的应用。

## 1 ZigBee 技术及优势

### 1.1 ZigBee 简介

ZigBee 是一组基于 IEEE 批准通过的 802.15.4 无线

标准研制开发的, 是有关组网、安全和应用软件方面的技术标准。IEEE 仅处理低级 MAC 层和物理层协议, 而 ZigBee 联盟对其网络层协议和 API 进行了标准化。每个协调器可连接多达 255 个节点, 而由此形成的 ZigBee 网络对路由传输的数目没有限制。ZigBee 联盟还开发了安全层, 以保证这种便携设备不会意外泄漏其标识。完整的 ZigBee 协议套件由高层应用规范、应用层、网络层、数据链路层和物理层组成。网络层以上协议由 ZigBee 联盟制定, IEEE802.15.4 负责物理层和链路层标准。

### 1.2 ZigBee 优势

ZigBee<sup>[2]</sup>技术是一种新兴的近距离、低复杂度、低功耗、低数据速率、低成本的无线网络技术, 它是一种介于无线标记技术和蓝牙之间的技术提案。主要用于近距离无线连接。一般而言, 随着通信距离的增大, 设备的复杂度、功耗以及系统成本都在增加。相对于现有的各种无线通信技术, ZigBee 技术将是最低功耗和最低成本的技术。同时由于 ZigBee 技术的低数据速率和通信范围较小的特点, 也决定了 ZigBee 技术适合于承载数据流量较小的业务。所以, ZigBee 联盟预测的主要应用领域包括工业控制、消费性电子设备、汽车自动化、农业自动化和医

用设备控制等。

## 2 机器人通信系统的设计

### 2.1 系统结构

多移动机器人通信可以采用 ZigBee 的星型结构,如图 1 所示。在这个网络中,充当网络协调器的机器人负责组建网络,管理网络,并对网络的安全负责。它要存储网络内所有节点的设备信息,包括数据包转发表、设备关联表以及与安全有关的密钥等。其他的普通机器人,使用的 ZigBee 节点都是 RFD 设备。当这类机器人受到某些触发时,例如内部定时器时间到了、外部传感器采集完数据、收到协调器要求答复的命令,就会向协调器传送数据。作为网络协调器的机器人可以采用有线的方式和 1 台 PC 机相连接,在 PC 机上存储网络需要的绑定表、路由表和设备信息,减小网络协调器的负担,提高网络的运行效率。

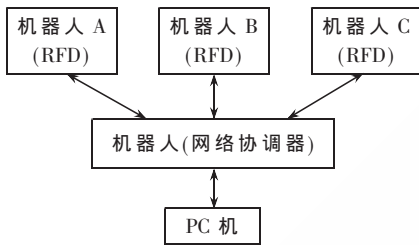


图 1 网络体系结构

### 2.2 机器人的硬件设计

机器人的硬件一般包含核心控制器模块、外界数据采集模块、驱动模块以及执行机构。在本设计中加入了无线通信模块,其硬件结构如图 2 所示。核心控制部分实际上是一个典型的嵌入式系统。处理器采用 Atmel 公司的 AT91RM9200 处理器,它是一款工业级的处理器,ARM920T 内核,200MIPS 的处理速率,外围接口丰富。ZigBee 无线通信模块采用韩国 RadioPulse 公司的 MG2455 芯片。当机器人的无线接收部分接收到命令或数据时,由 MG2455 芯片进行相应的处理后传送给高速处理器,由高速处理器来驱动机器人的电机部分,实现相应的操作。当机器人需要向其他机器人或者 PC 机发送命令或者数据时,就由高速处理器把组织好的数据发送给 ZigBee 节点,ZigBee 节点再把数据组装成帧,从天线发送出去。可以采用 1 台 PC 机来实现机器人的监测与控制,把需要耗费时间和运算量的工作转移到 PC 机上进行,以提高网络的运行效率。AT91RM9200 采用串口与 ZigBee 通信模块连接。当有数据需要传送时,主动方通过串口发出中断由对方 CPU 来处理传送过来的数据。由于通信的数据量并不是很大并且通信并不很频繁,所以不会影响核心控制部分的正常运行。各种传感器和驱动器作为处理器的外设和系统相连。传感器采集外界环境中的各种信息,例如温度、湿度、亮度。驱动器是各种电机,控制机器人手和足的运动。

《电子技术应用》2009 年第 5 期

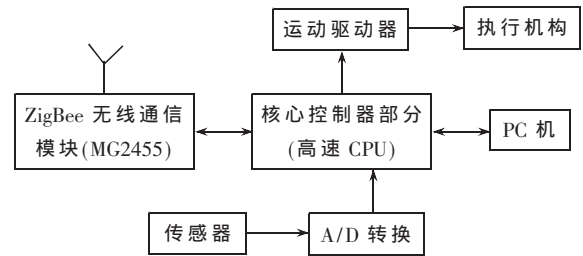


图 2 机器人硬件结构

### 2.3 通信模块 ZigBee 节点的硬件设计

MG2455<sup>[3]</sup>是韩国 RadioPulse 公司推出的用来实现嵌入式 ZigBee 应用的片上系统。它支持 2.4 GHz IEEE802.15.4/ZigBee 协议,通信距离能够达到 300 m。在物理层,它使用直接序列扩频技术和 O-QPSK 调制技术,具有很强的抗干扰能力。在 MAC 层,它采用了 CSMA-CA 机制竞争信道,提高了信道的利用率。MG2455 芯片有 3 种可选的通信速率:250 kb/s 供 ZigBee 使用,500 kb/s 和 1 Mb/s 的通信速率供传递语音和图像使用。在 1.5 V 的工作电压下,可以达到 -98 dBm 的接收灵敏度和 8 dBm 的发射强度。功耗在芯片进入深度睡眠的模式下可以降低到 1 μA 以下。MG2455 芯片的处理速度是标准 8051 单片机的 12 倍,具有 96 KB 的内置 Flash 和 8 KB 的数据存储区,1 个 SPI 接口,2 个串行接口,2 个外部中断,4 个 A/D 转换器,4 个定时器,2 个 PWM,22 个普通 I/O 口。另外,它的体积只有 7 mm×7 mm×0.9 mm,外围电路仅需要一些电感、电容和电阻。天线既可以是鞭状天线也可以是陶瓷天线或者 PCB 天线。这些优点非常适合于机器人通信节点的应用。用 MG2455 芯片实现的 ZigBee 节点硬件原理图如图 3 所示。

## 3 机器人通信系统的软件设计

### 3.1 核心控制器的软件设计

核心控制器的控制对象涉及到多个输入部件和输出部件,输入部件主要是各种传感器,输出部件主要是各种伺服电机。所以,CPU 处理的任务非常复杂,可以考虑在软件设计方面采用多任务实时操作系统 UCOS。设计者分别写出控制传感器和电机的任务,然后把这些任务按照重要性赋予一定的优先级,让操作系统轮流调用这些任务。

### 3.2 ZigBee 节点的软件设计

针对 MG2455 芯片,RadioPulse 公司提供了 EVK、MDK 和 ZDK 3 种版本的软件。EVK 实现了 MG2455 芯片的驱动程序,包括无线模块、串口模块、功率控制模块等。MG2455 芯片通过中断实现物理层的数据与无线发送缓冲区、无线接收缓冲区的交换。用户可以在这个软件版本的基础上实现各种灵活的上层应用;MDK 实现了 MAC 层的协议,包括 CSMA-CA 机制、数据请求、节点加入请求和节点离开请求等复杂的原语;ZDK 完整地实现了 ZigBee 协议定义的 NWK、APS、AF、ZDO 以及安

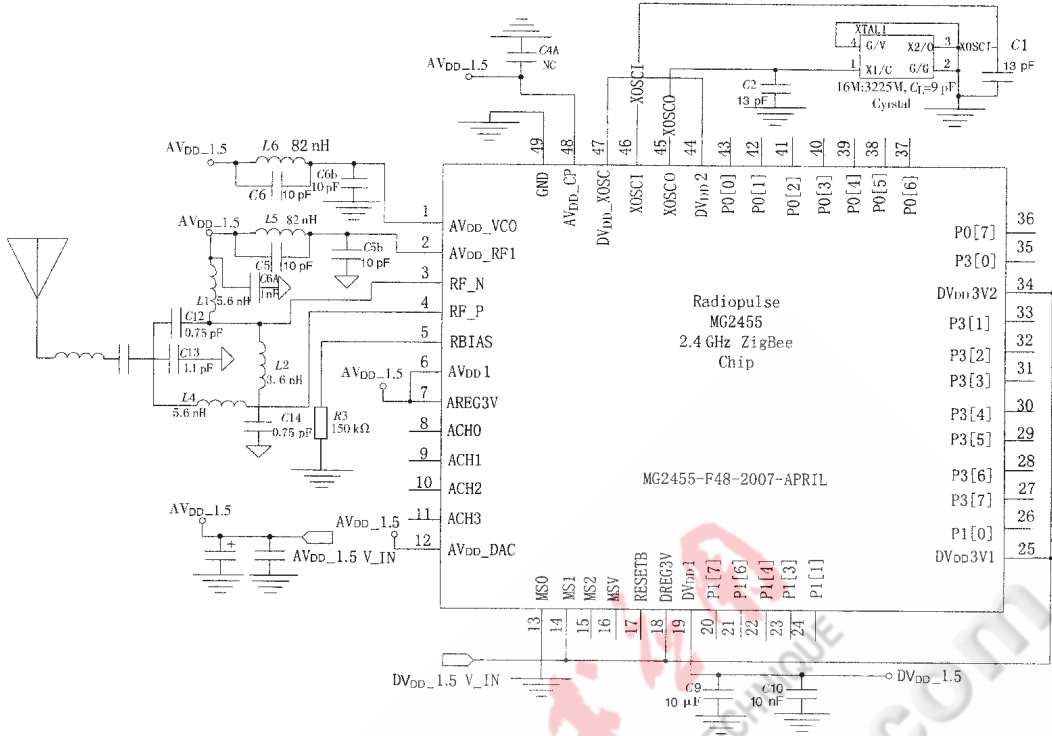


图 3 ZigBee 节点的硬件设计图

全层。3 种版本的机器人的应用强调数据传输的实时性,所以选择 EVK 版本作为开发上层应用的软件基础。下面主要介绍几个重要的函数:

```

(1) void ZHAL_CHANNEL_SET(UINT8 chan);
//set the channel
void ZHAL_PAN_ID_SET(UINT16 ID); //set the PAN id
void ZHAL_SHORT_ADDR_SET(UINT16 Addr);
//set the short address
void ZHAL_TXPOWER_SET(UINT8 PowerLevel);
//set the power
void ZHAL_DATARATE_SET(UINT8 Rate);
//set the datarate
    
```

以上函数设置了节点的通信信道、网络 ID、网络地址、发射功率和通信速率参数。

```

(2) UINT8 ZSYS_SEND_PACKET(UINT16 PANID,UINT16 SrcAddr,
UINT16 DstAddr,
UINT8 MsgLen,
UINT8 *MsgBuff,
UINT8 AckReq,
UINT8 OobIndex); // send packet
    
```

源节点通过这个函数发送信息给目的节点,参数包含了网络 ID 号、源节点地址、目标地址、发送长度、发送内容的指针,应答标识位和传输速率的选择位。通过应答标识位 AckOn 参数告诉目的节点是否需要回应消息。传输速率的选择为:如果发送信息成功,则返回值为 0。

```

(3) MAC_PKT* ZSYS_RX_PACKET_GET( );
//receive packet
ZSYS_RX_PACKET_CLR( ); //clear receive buffer
    
```

源节点通过这个函数在无线接收缓冲区接收信息。当缓冲区中具有信息时,函数会返回指向数据的指针,

通过这个指针可以访问信息的源地址、信号强度值以及内容;当没有接收到信息时,函数返回一个空指针。当无线缓冲区的数据得到处理后,调用 ZSYS\_RX\_PACKET\_CLR( )函数清空接收缓冲区。

```

(4) void ZSYS_UART1_PUT_STRING(UINT8 *StrPtr,UINT8 StrLen) //put message to host
UINT8 ZSYS_UART1_GET_STRING (UINT8 *StrPtr,UINT8 StrLen); //get message from host
    
```

ZigBee 节点通过这 2 个函数与主控制器芯片 AT91RM9200 通信。

### 3.3 上层协议的设计

设计了一个简单的 2 个机器人协作的应用案例:A 机器人用机械手臂从筐中取出 1 个乒乓球,将其移动到合适的位置;B 机器人从墨水瓶里面给笔蘸上墨水,然后在 A 机器人手臂上的乒乓球上画上一些图案,在画图案的过程中,A 机器人会挪动乒乓球的位置。图案画好后,A 机器人将画有图案的机器人放到另外 1 个筐子。针对这个案例,设计了 2 个机器人之间的通信协议。图 4 是规定的发送数据的格式,先是 1 B 的命令前缀,后面是可选的命令参数,主要是坐标信息。

(1) A 机器人取到乒乓球后将球移动到合适的位置,通知 B 机器人可以开始下一步工作。此时,A 机器人发送 1 个命令帧给 B 机器人,此时只有命令前缀,而没有坐标信息。

命令前缀	X 坐标	Y 坐标	Z 坐标
------	------	------	------

图 4 发送数据的格式

(2) B 机器人收到信息后,到墨水瓶里面去蘸墨水,通知机器人 A 要开始绘制图案了。

(3) B 机器人会隔一段时间告诉 A 机器人现在的进度情况,A 机器人则根据 B 机器人的进度,调整乒乓球的位置;此时发送的信息里面除了命令前缀以外,还有坐标信息,这些坐标信息代表了当前任务的进度。

(4) B 机器人画图完成,告诉 A 机器人结束信息,A 机器人将乒乓球放回到筐中。

本文分析了机器人通信的特点,结合 ZigBee 技术及发展现状,提出了基于 ZigBee 的机器人通信方案,即把短距离通信技术应用到机器人通信中,为机器人嵌入一个无线通信的模块,就像给机器人加上了一双耳朵一样。详细阐述了机器人的通信模块的硬件和软件的设计。

目前机器人技术正在大行其道,可以想像在不远的将来,机器人将为人类做各种各样复杂的工作。ZigBee 网络技术未来肯定能在机器人通信领域中占有一席之地。

参考文献

- [1] 张海英,刘祚时,林桂娟.群体机器人研究的现状和发展[J].电子技术应用,2004,30(2).
- [2] 瞿雷,刘胜德,胡咸斌.ZigBee 技术及应用.北京:北京航空航天大学出版社,2007.
- [3] [http://www.radiopulse.co.kr/eng/download/MG2455\\_MG2450%20Document/ENG/Datasheet/MG2455-F48%20Datasheet\\_ENG\\_VER.1.61.pdf](http://www.radiopulse.co.kr/eng/download/MG2455_MG2450%20Document/ENG/Datasheet/MG2455-F48%20Datasheet_ENG_VER.1.61.pdf). 2008.

(收稿日期:2008-11-29)

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

# 基于改进粒子群优化的胶粘剂生产过程温度控制\*

周国雄, 吴舒辞

(中南林业科技大学 电子与信息工程学院, 湖南 长沙 410004)

**摘要:** 针对大惯性、纯迟延、非线性、时变的胶粘剂生产过程, 提出一种改进粒子群优化的 PID 控制算法。该算法针对常规 PID 设计方法存在的缺点, 提出了一种可兼顾多项性能指标的 PID 控制器参数整定的改进粒子群优化方法。该方法将遗传算法中的变异思想引入到标准的粒子群优化算法中, 避免了算法陷入局部极值点, 以寻优 PID 控制器参数。将该方法应用于胶粘剂生产过程, 较好地实现了反应釜温度的跟踪控制。仿真结果和实际情况表明所提出算法的有效性和优越性。

**关键词:** 温度; 改进粒子群优化算法; 变异

中图分类号: TP 273 文献标识码: A

## Temperature control for the adhesive preparation processing based on improved particle swarm optimization

ZHOU Guo Xiong, WU Shu Ci

(School of Electricity & Information Engineering, Central South University of Forestry & Technology, Changsha 410004, China)

**Abstract:** In view of the characteristics of the adhesive preparation processing which is lengthy, nonlinear, time-varying, big inertia and pure delay, A proportional-integral-derivative (PID) algorithm is proposed based on the improved particle swarm optimization. Because there are drawbacks in the design of PID controller, an improved particle swarm optimization which takes into account a number of performances is proposed to modify parameters of PID controllers. The variation of genetic algorithm is introduced to the standard particle swarm optimization algorithm, which can avoid local maximum points, thus the preferable PID controller parameters can be easily obtained. Applying the algorithm to the preparation of an adhesive process, the temperature of polymerizing-kettle can be tracked and controlled. Simulation and factual running shows that the algorithm is effective and has excellent performance.

**Key words:** temperature; improved particle swarm optimization; variation

木材工业是胶粘剂的最大用户, 全世界木材工业胶粘剂用量占胶粘剂总量的 50%~60%, 中国约占总量的 75%。而木材工业用胶粘剂的生产使用情况是衡量木材工业技术水平的主要标志之一。近年来随着我国人造板工业的快速发展和产量的迅速增长, 胶粘剂用量大幅度提高, 带动了我国木材胶粘剂生产的迅速发展。胶粘剂是用于竹胶板生产的必不可少的辅助材料。胶粘剂生产过程中的化学反应为不平衡的可逆反应, 现在大多通过控制温度的方式来控制反应过程。若温度不能按照设定的温度曲线进行控制, 将会造成胶粘剂的质量极不稳定, 引发凝胶、冲罐事故, 甚至造成企业停产<sup>[1]</sup>。因此, 企

业迫切需要先进的胶粘剂生产过程的温度控制技术。

胶粘剂生产过程是一个具有随机干扰、时变、大滞后的热惯性动态非线性过程, 无法求得胶黏剂生产过程温度的精确数学模型。国内对于胶粘剂生产过程温度的控制方法大多采用单一的控制算法<sup>[2-4]</sup>, 但是要进一步提高木材工业中胶粘剂的质量, 迫切需要采用先进的控制算法进一步提高胶粘剂生产过程的温度控制精度, 才能保证其温度严格按照设定的控制曲线变化。

PID 控制器是最早提出的反馈控制器之一。由于其具有算法简单、鲁棒性强和可靠性高的特点, 在工业控制系统中得到广泛应用。但是 PID 参数的整定过程繁琐, 而且难以实现参数的最优整定<sup>[5-8]</sup>。而遗传算法、神经网络算法也还存在某些不足, 前者要涉及到繁琐的编

\* 基金项目: 中南林业科技大学青年科学研究基金重点项目(项目编号: 07010A); 湖南省自然科学基金项目(02JJY203); 永科发[2004]19 号

码解码过程和很大的计算量<sup>[9]</sup>; 后者的隐含层数目、神经元个数以及初始权值等参数选择都没有系统的方法。而粒子群优化可以有效求解大量非线性、不可微分和多峰值的复杂问题, 算法简洁, 调整参数少, 因而发展很快, 已应用于很多工程技术领域<sup>[10-14]</sup>。

本文针对胶粘剂生产过程复杂动态非线性特性, 以竹胶板胶粘剂生产过程为研究对象, 提出一种基于改进的粒子群的温度 PID 控制算法。该方法较好地解决了 PID 参数调节的困难, 算法的实现不依赖于实际的被控对象模型, 可广泛应用于其他胶粘剂生产过程的温度控制, 将直接为国内数百家中小型人造板厂家服务。

## 1 生产工艺描述

目前制胶常用工艺流程有 3 种: 间歇法、预缩合间歇法和连续法。我国普遍采用间歇法。间歇法工艺流程为单釜反应, 将所需原料按比例加入反应釜内, 然后按设定的工艺条件进行反应, 直至形成初期树脂后冷却放料。在制胶生产过程中, 温度的变化是反映化学反应是否正常的重要操作参数。温度的测量和控制是保证反应过程正常、安全运行的重要环节。

本文以用于竹胶板的水溶性酚醛树脂胶生产过程为研究对象, 其温度控制原理: 将有不锈保护套管的铂热电阻直接插在反应液中, 经模拟输入通道接收温度测量值, 单片机根据温度检测值计算控制量, 即蒸汽阀接通时间或进排水阀接通时间, 然后以固体继电器控制电路来控制升温(开启蒸汽阀和定时开关下出水阀)、保温(关闭蒸汽阀和下出水阀)、降温(开启冷却水阀和上出水阀)过程。其温度要求按照如下情况进行控制: (1) 将已熔化的苯酚加入反应釜, 开动搅拌机, 加入氢氧化钠溶液和实际加水量, 升温到 42℃~54℃, 保温 25 min; (2) 加入第一批甲醛(甲醛总量的 80%), 在 45℃~50℃ 温度下保持 30 min, 在 74 min 内由 50℃ 升温至 87℃, 再在 24 min 内由 87℃ 升温至 95℃, 并在 95℃~96℃ 下保持 18~20 min; (3) 保温后, 在 34 min 内冷却到 82℃, 加入第二批甲醛(甲醛总量的 20%), 在 82℃ 下保持 13 min 后, 在 30 min 内由 82℃ 升温至 92℃, 并在 92℃~96℃ 下继续反应 20~60 min(视粘度而定), 粘度达到要求后, 立即向夹套通入冷水, 冷却到 40℃ 以下放料。

分析竹胶板的水溶性酚醛树脂胶生产过程的动态特性, 其系统是一个具有多干扰的非线性系统, 且难以求得对象的精确数学模型, 若采用单一的、传统的控制方法很难达到理性的控制特性。因此, 本文提出一种基于改进的粒子群优化的温度 PID 控制算法。首先通过定义一个包含系统最大动态偏差、调节时间、残余误差和绝对误差积分(AIE)指标项的适应度函数, 并根据胶粘剂的反应釜温度的性能要求, 对各指标项加权; 然后, 将遗传算法中的变异思想引入到标准的粒子群优化算法中, 避免了算法陷入局部极值点, 并根据 PID 控制系

统的输出响应寻优 PID 控制器参数。

## 2 基于改进粒子群优化的 PID 控制算法

### 2.1 PID 控制算法

PID 控制是工业控制中应用较为广泛的一种控制规律。PID 控制中主要是选择好最佳控制参数。当比例控制作用加大时, 系统动作灵敏, 速度加快; 控制作用偏大时, 振荡次数增多, 调节时间加长; 但控制作用太大时, 系统将不稳定, 控制作用太小时, 又会使系统动作缓慢。在系统稳定的情况下, 加大比例控制, 可能有残余稳态误差, 提高控制精度, 也不能完全消除残余误差。积分控制使系统的稳定性下降, 但能消除系统的残余误差, 提高控制系统的控制精度。微分控制可以改善系统的动态特性(如最大动态偏差减少, 调节时间缩短), 使系统稳态误差减少, 提高控制精度。

PID 控制器主要通过反馈误差信号进行比例、积分和微分运算, 以运算结果的加权和来构成系统的控制信号。其 PID 控制器的传递函数为:

$$G_c(s) = K_p \left[ 1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right] \quad (1)$$

式中,  $K_p$  是比例常数,  $T_i$  和  $T_d$  分别是积分和微分时间常数。PID 控制器的优化设计, 就是寻找合适的  $K_p$ 、 $T_i$  和  $T_d$ , 在控制系统的快速性和稳定性之间进行平衡, 尽量减小最大动态偏差和残余误差, 提高动态响应速度。

### 2.2 改进的粒子群优化算法

#### 2.2.1 粒子群算法

受模拟群居行为启发, 1995 年 Kennedy 和 Eberhart 提出了粒子群优化算法。粒子群算法是一种基于种群并行优化进化的计算方法, 可用于解决非线性的复杂优化问题。在粒子群算法中, 候选解用粒子来表示, 每个粒子是搜索空间的一点, 有一个速度决定其飞行方向和速率的大小, 粒子们追随当前的最优的粒子在解空间中进行搜索。给定一个  $D$  维搜索空间且有  $p\_size$  个粒子, 第  $i$  个粒子在第  $l$  次迭代的状态  $X_i^l = (X_{i,1}^l, X_{i,2}^l, \dots, X_{i,D}^l)$ , 该粒子第  $l$  次迭代的速度向量  $V_i^l = (V_{i,1}^l, V_{i,2}^l, \dots, V_{i,D}^l)$ 。粒子群算法的寻优主要通过迭代方法, 在每一次迭代中, 粒子通过跟踪 2 个最优解来更新自己, 最终达到从全空间搜索最优解的目的。若单个粒子经历的最优状态记作  $P_i^l = (P_{i,1}^l, P_{i,2}^l, \dots, P_{i,D}^l)$ , 相应的个体极值为  $P_{best}$ , 群体经历过的最优状态用  $P_g^l = (P_{g,1}^l, P_{g,2}^l, \dots, P_{g,D}^l)$ , 相应的全局极值为  $P_{gbest}$ , 在  $l+1$  次迭代计算后, 则第  $i$  个粒子状态更新方程如下:

$$V_{i,d}^{l+1} = \Omega V_{i,d}^l + s_1 \alpha_1 (P_{i,d}^l - X_{i,d}^l) + s_2 \alpha_2 (P_{g,d}^l - X_{i,d}^l) \quad (2)$$

$$X_{i,d}^{l+1} = X_{i,d}^l + \xi^l V_{i,d}^l \quad (3)$$

式中,  $s_1$ 、 $s_2$  为学习因子, 分别为认知学习速率和社会学习速率, 均为非负常数;  $\alpha_1$ 、 $\alpha_2$  是在  $[0, 1]$  范围内的随机数;  $d=1, 2, \dots, D$ ;  $\xi^l$  为收缩因子, 用于抑制控制速度的大

小;  $\Omega'$  为惯性系数, 用于平衡算法的全局搜索和局部搜索能力。如果  $\Omega'$  较大, 则微粒有能力扩展搜索空间, 全局搜索能力强; 如果  $\Omega'$  较小, 微粒主要在当前解的附近搜索, 局部搜索能力强。由于  $\Omega'$  是影响 PSO 算法行为和性能的关键所在, 而在 PSO 的迭代算法中, 需要通过反复试验来确定最大值、最小值和最大迭代次数, 而且很难找到适应于每个问题的最佳值。考虑到粒子群算法解空间寻优的过程本身就是一个非线性过程, 本文通过改变  $\Omega'$  来跟随粒子群算法寻优速度的改变而自适应调整, 其表示如下:

$$\Omega' = \Omega_{\max} - \frac{(\Omega_{\max} - \Omega_{\min})(H - H_{\text{aver}})}{H_{\max} - H_{\min}} \quad (4)$$

式中,  $\Omega_{\max}$ 、 $\Omega_{\min}$  分别代表惯性系数的最大值和最小值;  $H$  为微粒的适配值;  $H_{\text{aver}}$  为每代微粒的平均适配值;  $H_{\max}$  为微粒群中最大的适配值。

### 2.2.2 粒子群优化算法的改进

由公式(2)可看出, 粒子群速度更新方程由 3 项组成: 第一项表示粒子的当前速度, 说明了粒子的目前状态; 第二项为“认知”部分, 考虑了粒子自身经验; 第三项为“社会”部分, 代表着粒子之间的“社会”作用。分析该式不难发现, 当粒子的当前位置处在全局极值位置  $P_{\text{gbest}}$  时, 该粒子只有在先前速度和惯性权系数不等于零情况下, 才有可能离开这一点; 如果种群中粒子的先前速度都接近于零时, 一旦它们处于全局极值位置  $P_{\text{gbest}}$  时, 种群中的粒子就很难再重新移动, 此时意味着算法将收敛到种群目前寻优到的最优解, 即全局极值位置  $P_{\text{gbest}}$ 。此时搜索到的全局极值位置  $P_{\text{gbest}}$  对应的解如果只是优化问题的一个局部最优解, 说明算法出现了早熟收敛现象。

为解决上述问题, 本文提出一种改进的 PSO 算法, 将遗传算法中的变异思想引入到标准的 PSO 算法中, 在算法出现早熟收敛时, 能够使变异粒子在解空间的其他区域进行搜索, 找到更优的全局解, 从而跳出局部最优, 避免算法陷入局部极值点。

设  $X=(X_1, X_2, \dots, X_D)$  为以变异概率  $P_m$  选中的变异粒子, 通常  $P_m$  选取很小的值, 一般取 0.001~0.1, 则变异后结果为:

$$X_d = P_{\text{gbest},d} + 0.5\alpha_2 \times P_{\text{gbest},d} \quad d=1, 2, \dots, D \quad (5)$$

式中,  $P_{\text{gbest},d}$  为种群达到最佳位置时在第  $d$  维对应的位置坐标。

当粒子群优化算法出现早熟收敛时, 进行如上操作后, 变异粒子就跳出它们的当前位置, 进入解空间的其他区域进行搜索。在其后的搜索中, 算法就有可能出现新的个体极值  $P_{\text{best}}$  和全局极值  $P_{\text{gbest}}$ , 多次循环迭代后, 算法就可以找到更优的全局最优解, 避免了标准粒子群优化算法可能局部最优的现象。

### 2.3 改进的粒子群优化 PID 控制算法

PID 控制器的优化设计可视为一个多目标的优化问题。PID 的参数整定, 就是在控制系统的快速性与稳定性之间进行。常规的 PID 参数整定方法很难同时兼顾多项性能指标, 得到的 PID 控制器参数通常不是最优的。而采用粒子群优化算法来对 PID 参数进行优化设计, 利用粒子群优化算法的全局搜索和多目标优化能力, 克服常规 PID 参数整定方法的缺点, 可以获得具有满意性能的控制器的。

为了实现参数的优化整定, 粒子群优化算法需要确定一个特定目标函数, 本文采用包含最大动态偏差、调节时间、残余误差和 IAE 指标项的性能函数作为目标函数:

$$\min J = w_1 y_1 + w_2 t_s + w_3 |y_\infty - y_r| + w_4 \int_0^{t_s} |e(t)| dt \quad (6)$$

$$st \cdot e_{\min}(t) \leq e(t) \leq e_{\max}(t) \quad (7)$$

式中,  $y_1$  为最大动态偏差,  $t_s$  为调节时间,  $|y_\infty - y_r|$  为残余偏差,  $y_\infty$  为系统被调量新的稳态值,  $y_r$  为设定值,  $e(t)$  为误差,  $t_s$  为稳态时间,  $w_i (i=1, 2, 3, 4)$  是加权系数, 其值对优化后的 PID 控制器的性能有很大影响,  $w_i$  的取值一般应使性能函数中各项指标的大小具有相同的量级。在此基础上, 可以根据系统对快速性和稳定性的具体要求, 对  $w_i$  的值进行适当调整。

### 3 仿真研究

针对某竹胶板厂浸渍用胶粘剂生产过程温度进行仿真研究, 以第一次加入甲醛后升温阶段为例, 其传递函数如下:

$$G(s) = \frac{141.4}{(7.6s+1)(5s+1)} e^{-4.3s} \quad (8)$$

图 1 所示为改进的粒子群优化 PID 控制原理图。

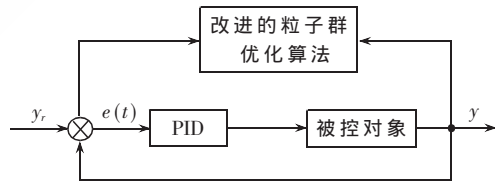


图 1 控制原理图

为了说明本文提出的方法的有效性, 对 PID 控制与本文提出的方法进行了仿真比较。图 2 为两种方法的单位阶跃响应曲线。表 1 为试验结果分析表。

由图 2 和表 1 可见, 所设计的改进的粒子群优化的 PID 控制器能够根据系统目标函数寻优量化因子, 其调节时间短, 而常规的 PID 控制器参数是由人工经验确定的, 确定方法比较繁琐, 而且难以得到较优的量化因子, 其确定的参数常会造成控制过程调节时间较长, 并有一定的超调量。因此, 本文所设计的控制器能较好地适应胶粘剂生产过程温度的特性。

### 4 系统应用情况

采用本文方法进行系统设计, 其系统控制框图如图

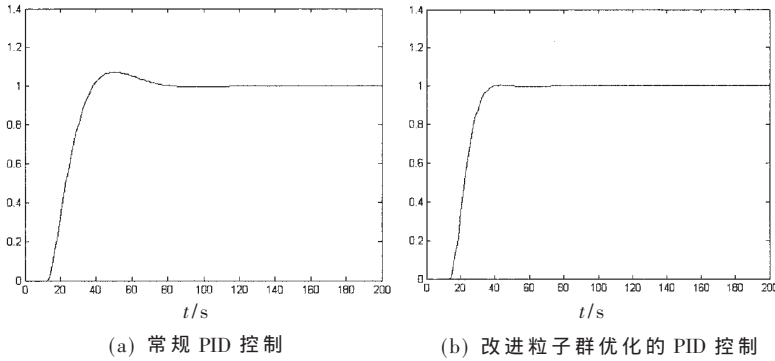


图2 单位阶跃响应曲线

表1 阶跃响应实验结果分析

控制方式	$K_p$	$T_i$	$T_d$	调节时间/s	最大动态偏差	残余误差
常规 PID 控制 (经验整定)	0.006	0.045	0.012	50	0.1	0
基于改进的粒子群优化 PID 控制	0.005 5	0.000 51	0.006	38	0	0

3 所示。系统由温度采样、控制电路、输出部件组成。

图3中，热电阻温度传感器采集胶粘剂的温度信号。温度信号经过放大后，送给12位A/D转换器，由单片机系统(采用改进的粒子群优化的PID控制算法设计的控制系统)控制每分钟采样10次温度，显示模块用于显示当前温度等工艺信息，RS232口用于在必要时与上位计算机进行通信，对蒸汽和冷水的控制采用电磁调节阀，由单片机系统输出的模拟电压进行流量控制。其中单片机芯片采用 Philip 公司的 P89C668。

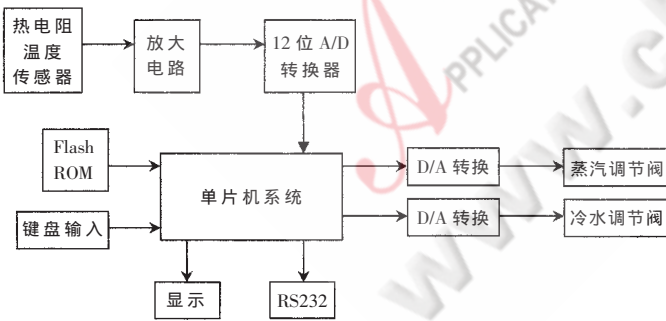


图3 胶粘剂生产过程温度控制系统方框图

现场运行情况表明，基于改进的粒子群优化的PID控制算法设计的控制系统有着显著的控制效果。图4为采用该控制算法后系统的实际运行曲线图。从图中可

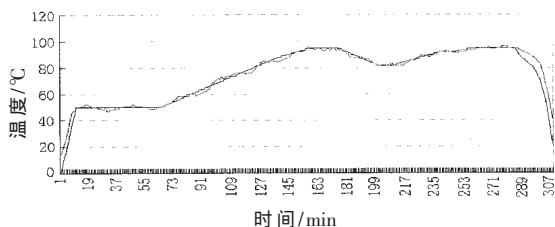


图4 系统的实际运行曲线

以看出，该系统能针对不同的生产工艺、不同的配方等，采用 PSO 的控制算法都能对不同的工况寻优不同的系统参数，具有调节迅速、超调量少、鲁棒性强的特点，完全能满足胶粘剂生产过程工艺要求。

由仿真结果可知，改进粒子群优化的PID控制技术可较好地用于胶粘剂生产过程温度控制。该算法针对常规PID设计方法存在的缺点，提出了一种可兼顾多项性能指标的PID控制器参数整定的改进粒子群优化方法。该方法将遗传算法中的变异思想引入到标准的粒子群优化算法中，在算法出现早熟收敛时，能够使变异粒子在解空间的其他区域进行搜索，找到更优的全局解，从而跳出局部最优，避免算法陷入局部极值点。在PID控制器的优化过程中，通过定义包含系统最大动态偏差、调节时间、残余误差和IAE指标项的适应度函数，并根据控制系统的实际性能要求对上述指标项适当加权，可得到满足不同性能要求的近似最优PID参数。

胶粘剂生产过程中，采用改进粒子群优化的PID控制可使反应液的温度精确地跟踪已设定的工艺曲线变化，避免因人工操作不当造成的生产工艺达不到要求，保证了胶粘剂的质量。该方法较好地解决了PID参数调节的困难，算法的实现不依赖于实际的被控对象模型，具有广泛的实用性。

参考文献

- [1] 张忠涛.木材工业用胶黏剂生产现状、存在的问题与对策[J].林产工业,2006,33(3):3-5.
- [2] 廖迎新,吴舒辞.炼胶釜单片机控制系统[J].中南林学院学报,2000,20(1):81-83.
- [3] 吴舒辞,张永忠,喻寿益.胶粘剂生产过程温度控制系统的研究[J].计算机工程,2004,30(23):145-146,183.
- [4] 吴舒辞,曾红兵,张永忠.基于模糊控制的胶粘剂生产过程温度控制系统[J].计算机工程,2005,31(23):189-190.
- [5] ALTINTEN A, KETEVANLIOĞLU F, ERDOĞAN S, et al. Self-tuning PID control of jacketed batch polystyrene reactor using genetic algorithm [J]. Chemical Engineering Journal, 2008, 138(1-3):490-497.
- [6] REN Tsai Jiun, CHEN Tien Chi, CHEN Chun Jung. Motion control for a two-wheeled vehicle using a self-tuning PID controller. Control Engineering Practice, 2008, 16(3):365-375.
- [7] 周国雄,赖旭芝,曹卫华,等.焦炉集气管压力智能解耦控制系统的应用[J].中南大学学报(自然科学版),2006(3):558-561.
- [8] 周国雄,熊达清,敬文举,等.禽蛋孵化过程的混合智能

控制.农业机械学报,2008,39(1):118-122.

- [9] SAIDI H, KHELIL N, HASSOUNI S, et al. Energy spectra of the schrödinger equation and the differential quadrature method: improvement of the solution using particle swarm optimization[J]. Applied Mathematics and Computation, 2006,182(1):559-566.
- [10] CHAU K W. Particle swarm optimization training algorithm for ANNs in stage prediction of shing mun river[J]. Journal of Hydrology, 2006,329(3-4):363-367.
- [11] KARAKUZU C. Fuzzy controller training using particle swarm optimization for nonlinear system control [J]. ISA Transactions, 2008,47(2):229-239.
- [12] CAI Xing Juan, CUI Zhi Hua, ZENG Jian Chao, et al. Dispersed particle swarm optimization[J]. Information Processing Letters, 2008,105(6):231-235.
- [13] XIE G N, SUNDEN B, WANG Q W. Optimization of compact heat exchangers by a genetic algorithm[J]. Applied Thermal Engineering, 2008, 28(8-9): 895-906.
- [14] LIU Bo, WANG Ling, JIN Yi Hui. An effective hybrid PSO-based algorithm for flow shop scheduling with limited buffers[J]. Computers & Operations Research,2008,35(9): 2791-2806. (收稿日期:2008-10-26)



# 具有 USB 接口的 T-DMB 接收机设计与实现

胡 淼, 余少华, 刘立柱

(解放军信息工程大学 信息工程学院, 河南 郑州 450002)

**摘要:** 介绍了 T-DMB 技术的参数, 设计并实现了一种具有 USB 接口的 T-DMB 便携接收机。该接收机支持 VHF-III 波段和 L 波段的信号接收; 支持 TS 数据流的录制以及 T-DMB 视频业务的播放。

**关键词:** T-DMB; 接收机; 软硬件设计; USB 接口; ARM

中图分类号: TP391.1 文献标识码: A

## Design and implementation of T-DMB receiver with USB interface

HU Miao, YU Shao Hua, LIU Li Zhu

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

**Abstract:** After introducing the characters of T-DMB, a design of T-DMB receiver with USB interface is presented. VHF-III band and L band signal receivers is supported, also the function of TS stream recoding and T-DMB video playing are provided.

**Key words:** T-DMB; receiver; hardware and software design; USB interface; ARM

移动多媒体广播目前已经成为发展热点。T-DMB (Terrestrial-Digital Multimedia Broadcast) 是移动多媒体广播标准中应用十分广泛的一种, 我国北京、上海、广东三地已经在地面数字声音广播网的基础上开展了 T-DMB 业务。T-DMB 在技术上仍沿用欧洲尤里卡 DAB (Digital Audio Broadcast) 的整个系统, 只是在 DAB 的 MSC (Main Service Channel) 中划分出了一个独立的子信道用于视频业务。T-DMB 采用的关键技术为 H.264 Baseline Profile 视频编码、MPEG-4 ER-BSAC 或 MPEG-4 HE AAC V2 音频编码、COFDM 信道编码和调制、单频同步网、RS(204, 188) 外码、DAB 流模式传输。

根据 ETSI EN 300 401 规定, DAB 有 4 种传输模式, 分别应用于不同的工作频率, 其主要参数如表 1 所示。目前在北京、上海、广州已建成的 T-DMB 商用网络中, 北京和广东采用的是中国 VHF-III 波段 (168 MHz~240 MHz), 对应 DAB 的模式 I; 上海采用的是 L 波段 (1 452 MHz~1 492 MHz), 对应 DAB 的模式 III。DAB 在 VHF-III 波段中包含 41 个信道, 标记号为 5A、5B~13F; L 波段中包含 23 个信道, 标记号为 LA~LW; 每个信道的典型间隔均为 1.712 MHz, 信号带宽均为 1.536 MHz<sup>[1]</sup>。

表 1 DAB 的传输模式和工作参数

参数	模式 I	模式 II	模式 III	模式 IV
带宽/MHz	1.536	1.536	1.536	1.536
载波总数	1 536	384	192	768
总调制符号持续期/ $\mu$ s	1 246	312	156	623
保护间隔/ $\mu$ s	246	62	31	123
(SFN) 发射台间	约 75	约 20	约 10	约 40
最大距离/km				
(移动接收) 频率范围	$\leq 375$ MHz	$\leq 1.5$ GHz	$\leq 3$ GHz	$\leq 750$ MHz

传统的便携设备一般屏幕较小, 长时间观看时用户易疲劳。吸取英国和韩国的市场发展经验, 移动多媒体广播接收的终端应该多样化, 本文设计了一种具有 USB 接口的 T-DMB 便携设备, 可以使用户在移动 PC 机终端上使用大屏幕来接收 T-DMB 信息。

### 1 系统设计

该接收机总体设计上将尽可能依托 PC 机完成数据处理, 逻辑上分为硬件、固件设计、软件 and 用户界面 4 个模块, 如图 1 所示。设计要求接收机支持 VHF-III 波段和 L 波段, 外部的数据接口需支持 USB2.0 协议, 能够正确解码多媒体广播的音视频信息。

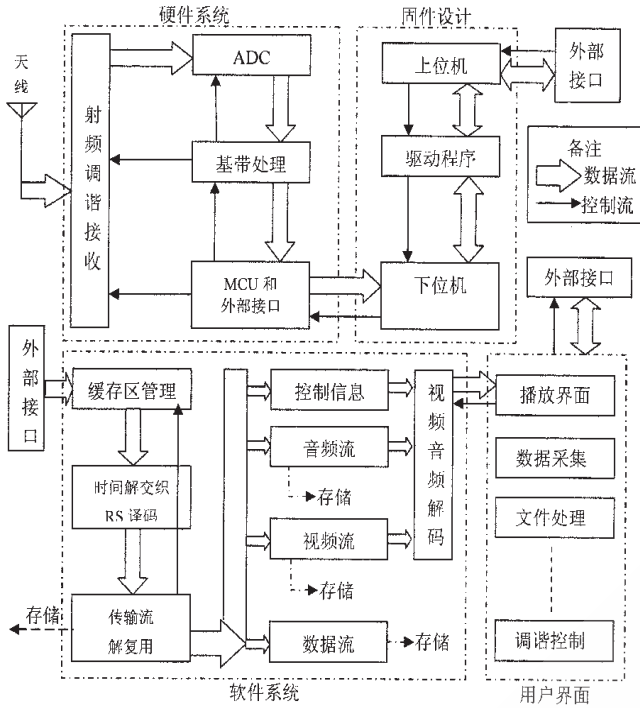


图1 系统总体设计图

## 2 硬件和固件设计

硬件设计要综合考虑不同芯片间的性能需求:射频处理芯片应具有较高的接收灵敏度并支持信号的跟踪和锁定;ADC应具有较高的带宽和精度;解调芯片能同时处理的信号带宽越大越好,但是性能较高的芯片往往价格较高,在芯片选择上需要综合考虑性价比<sup>[2]</sup>。同时选取的MCU芯片应支持前段RF芯片和解调芯片的通信总线<sup>[3]</sup>。选取的天线应该在增益和尺寸上取得均衡。

便携设备一般采取USB接口直接取电,设计时,尤其要注意USB接口能提供的最大电流仅为500mA(需要响应USB总线的配置,一般模式下仅提供100mA电流),这对硬件的总体功耗提出了明确的要求。

在本方案的硬件设计中,选用输入阻抗为50Ω的SMA0.062天线,其增益约3dB,采取MAX2170ETL作为RF芯片,采用MAX1191ETI作为ADC, ID200Q48作为解调芯片,AT91SAM7S64作为MCU和USB接口控制器,其设计框图如图2所示。

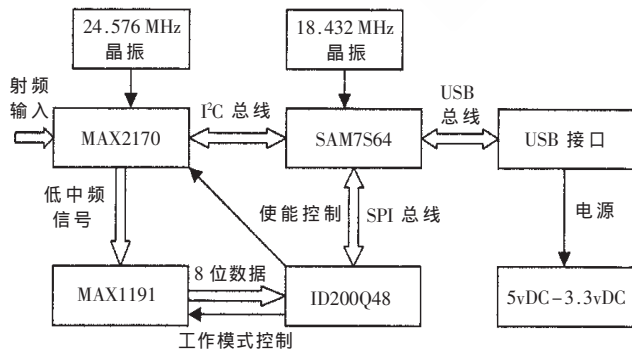


图2 硬件总体设计图

MAX2170ETL芯片是美信公司专门针对T-DMB设计的接收芯片,工作电压3.3V,支持FM波段,并能够接收VHF-III和L波段的信号转换为2.048MHz的低中频I、Q信号,其接收精度为-100dbm;通过I<sup>2</sup>C总线设置片内寄存器后改变V<sub>turn</sub>引脚电压来实现频段的选择;MAX2170ETI芯片依靠外部的24.576MHz晶振提供时钟。

MAX1191ETI是一款双通道ADC,对OFDM信号的I、Q分量分别进行8位的采样。

ISISIP ID200芯片是西安西芯微公司的基带处理芯片,支持最大至512kb/s的COFDM解调,功率消耗仅为30mW;提供RFpwr输出,配合MAX2170的使能输入,可作为RF的电源管理;同时还为ADC芯片提供增益控制信号和电源管理信号。ISISIPID200芯片通过SPI接口与AT91SAM7S64芯片连接,完成解调后根据内容,向AT91SAM7S64发送中断请求,并传输EPG、FIC和DATA数据。在SPI接口中,AT91SAM7S64芯片是主机,ISISIPID200芯片是从机。

AT91SAM7S64芯片中使用ARM7TDMI内核,支持通过JTAG/ICE接口的数据录入和通过DBGU接口的数据调试。通过对内部PIOA复用控制,可提供USB、I<sup>2</sup>C、SPI等多种接口,本设计方案配置如图3所示,引脚16、21、22、27、28配置为SPI总线,引脚36、43配置为I<sup>2</sup>C总线,引脚56、57为USB数据总线。

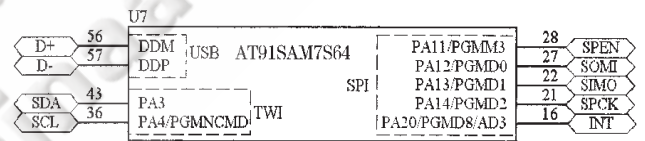


图3 AT91SAM7S64引脚配置

在AT91SAM7S64芯片提供的USB接口解决方案中,不仅支持USB2.0的全速12Mb/s设备,而且集成了USB控制器;USB接口通过先分频再倍频并利用外部时钟产生48MHz时钟;同时该芯片具有USB接口的基础包(ADS的at6124BasicUSB开发包),在驱动开发上比较有利。设计中需要特别注意的是:要控制好数据的“实时”读取,在该芯片接收到基带芯片的中断请求后,会先将数据存入片上收发器,然后通过USB协议将数据输出至外部PC机,在数据传输的逻辑控制上要严格设计逻辑,这也是硬件设计中的难点。

## 3 软件设计

### 3.1 软件处理流程

T-DMB对视频业务的处理流程如图4所示。

### 3.2 RS解码和时间解交织

因基带解码芯片未包含RS解码器和内部解交织器,所以在PC机端接收到每帧204B数据后,由于解码时解交织的延迟(一般为384ms)、编码端的延迟和网络传输延时,在转播现有电视节目时,移动多媒体广播最

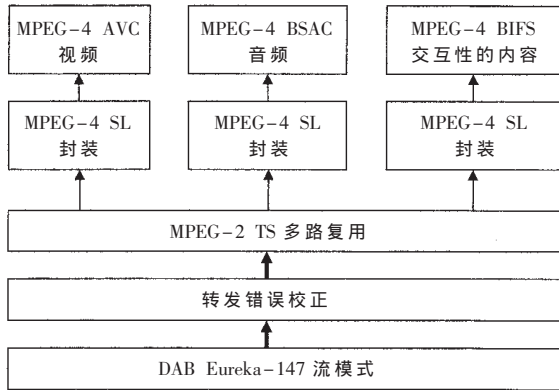


图4 T-DMB 视频业务处理流程图

大有 3 s 的延时,因此,需要进行 RS(204,188)解码,并对 RS 解码后的数据进行深度为 12 的解交织<sup>[4]</sup>。

RS 解码可调用 MATLAB 中的 `rsdec(msg,n,k)` 函数,其中, `msg` 为待解码信息, `n` 取 204, `k` 取 188。需要注意的是:在调用该函数前,需要将 `msg` 信息转换为 GF 域类型。

### 3.3 解复用

T-DMB 传输流中包含了 MPEG-2 的传输层、MPEG-4 的同步层、H.264 的 NAL 头以及相关的配置信息,传输流的解复用是软件设计的难点所在。

对每帧的传输比特流,通过解复用器分为同步信道、快速业务信道、主业务信道,并根据快速信道中的复用配置信息(MCI),将主信道分为每个子信道的逻辑帧。一般一个子信道上承载一路音频、视频或数据业务。每一路节目的解复用可按照下述流程处理<sup>[5]</sup>:

- (1) 在传输流中依据 PID=0x00 00 搜索 PAT,并从 PAT 信息中获取 PMT 信息。
- (2) 在传输流中依据 PMT 的 PID 搜索 PMT。
- (3) 在 PMT 信息中搜索 IOD 描述符,获取 IOD 信息。
- (4) 根据(3)中获取的 IOD 信息中,搜索 ES 描述符,并获取场景和对象描述信息。
- (5) 根据(4)中获取的 ES 描述符信息,获取 ES\_IDs,并在 PMT 的描述循环中获取与每个 ES\_IDs 对应的基本流信息。
- (6) 根据(5)中获取的基本流信息,获取与每个 ES\_IDs 对应的 PID 和流类型信息;然后传输流中依据 PID 信息,搜索各自的传输包。
- (7) 根据(4)中场景描述符信息,获取对象描述符标识,并从对象描述流中获取与之对应的对象描述符。
- (8) 根据 ES\_ID 中的对象描述符和 PID 的对应关系,识别流类型,并重建场景,依据 OD 中的同步信息,设置缓冲区。

在进行文件处理时,从 ES 描述符中,获取时间戳精度和传输码率,从 OD 的解码特殊信息中获取音视频解码的配置信息,形成音频文件头和视频文件头。

- (9) 获取场景描述信息。

《电子技术应用》2009 年第 5 期

### 3.4 音视频解码和同步

在解复用后可获得某一路中的音视频数据,视频信息符合 ITU-T H.264 Baseline Profile 规范,图像格式一般为 CIF (Common Intermediate Format, 352×288 像素),支持的最大帧率为 30fps。音频信息符合 MPEG-4 ER-BSAC(Error-Reliance Bit-Sliced Arithmetic Coding)规范或符合 MPEG-4 HE AAC V2 规范;在音视频的同步上,音频流中含有 CTS(Composition Time Stamp)和 OCR(Object Clock Reference),视频流中含有 PTS (Position Time Stamp),时间戳的语义符合 13818-1<sup>[3]</sup>规范;依据 CTS、PTS 和 OCR 的同步方法符合 14496-1<sup>[4]</sup>规范。

在视频音频解码的处理中,采用微软的 DirectShow 框架,在注册 H.264 解码器后,只需将解复用后的数据传递给对应的 Filter 即可<sup>[6]</sup>。

例如,视频解码器的注册在 `Dlg` 类中的 `OnButtonPlay()` 函数中实现:

```

char path[20]="h264dec.ax";
if(RegisterFilter(path) == FALSE)
{
    AfxMessageBox("解码器缺失!");
}
if (mFilterGraph)
{
    mFilterGraph->Run();
    if (mSliderTimer == 0)
    {
        mSliderTimer=SetTimer(SLIDER_TIMER,100,NULL);
    }
}
  
```

本文设计了一种具有 USB 接口的 T-DMB 接收机,其 USB 接口增强了便携性和易用性,为人们在接收信息时带来更大的便利。在实际开发过程中,硬件部分的难点是 USB 接口设计和接收机的小型化,软件部分的难点是 T-DMB 码流的解复用和 Direct Show 应用框架的设计。

### 参考文献

- [1] ETSI EN 300 401 V1.3.3. Radio broadcasting systems; digital audio broadcasting (DAB) to mobile, portable and fixed receivers. 2001-05.
- [2] 宋伟. 基于 T-DMB 的手机电视软硬件设计. 电子设计与应用, 2007(11).
- [3] USBDMB\_EV\_Chinese. 西安西芯微公司网站. www.isisip.com. 2008.
- [4] ETSI TS 102 427 V1.1.1. Digital audio broadcasting (DAB); data broadcasting-MPEG-2 TS streaming. 2005-07.
- [5] ETSI TS 102 428 V1.1.1. Digital audio broadcasting (DAB); DMB video service; User Application Specification. 2005-06.
- [6] 陆其明. DirectShow 实务精选. 北京: 科学出版社, 2004.

(收稿日期: 2008-11-09)

# 基于射频识别技术的图书馆智能管理系统的设计与实现<sup>\*</sup>

徐济仁<sup>1,2</sup>, 陈家松<sup>2</sup>, 易向军<sup>3</sup>, 牛纪海<sup>2</sup>

(1. 合肥工业大学, 安徽合肥 230000; 2. 电子工程学院, 安徽合肥 230037;  
3. 安徽省图书馆, 安徽合肥 230032)

**摘要:** 讨论了基于射频识别技术的图书馆智能管理系统的若干关键问题和系统构成, 详细地分析了各系统实现的关键技术和难点。系统实现了先进的 RFID 技术和图书管理方法的有机结合, 该系统可以作为一个独立的图书馆管理系统运行, 也可以接入学院的校园网络, 实现图书馆在校园网络的信息共享以及借阅服务。

**关键词:** 射频识别; 图书馆; 智能管理系统

中图分类号: TP391.3 文献标识码: A

## Design and implementation of library intelligent management system based on RFID

XU Ji Ren<sup>1,2</sup>, CHEN Jia Song<sup>2</sup>, YI Xiang Jun<sup>3</sup>, NIU Ji Hai<sup>2</sup>

(1. Hefei Technology University, Hefei 230000, China; 2. Electric Engineering Institute, Hefei 230037, China;  
3. Anhui Libarary, Hefei 230032, China)

**Abstract:** This paper argues some key problems and systemic structures of library intelligent management system based on RFID, analyses key techniques and difficulties. Library intelligent management system combine advanced RFID and library management methods can be circulated as an unattached labrary management system, and it also can be connected in school networks so as to share information and borrow.

**Key words:** RFID(radio frequency identification); liabrary; intelligent management system

目前大多数图书馆还是采用条码加磁条的作业方式, 借书流程仍然需要人工将图书打开并找到条码位置进行扫描。但随着读者人数的激增, 这样的操作流程显得较为繁琐, 借还书效率低。另外条码容易破损, 影响正常的借还书程序, 降低了读者的满意度。

图书馆使用了射频识别 (RFID) 技术, 读者一卡在手, 就可自由进出各个借阅室。图书将采用电子数字标签, 读者可自动化借还书。自助借还书机以及还书箱的出现, 特别是其一次可以做多本借还书服务和 24 小时还书服务等功能, 大大节省了馆员的工作量和读者等待的时间。RFID 能更好地提高图书流通管理和典藏管理的工作效率, 使得图书馆管理员可以有更多的时间来为读者提供服务, 为图书馆行业的发展带来新的机遇<sup>[1]</sup>。

## 1 基于 RFID 的图书馆智能管理系统的 key 问题

### 1.1 频率选择

RFID 系统可以按照工作频率分为: 低频(LF)系统、高频(HF)系统、超高频(UHF)系统、微波( $\mu$ WF)系统等, 这些系统其识别距离、读写特性、标签尺寸、防碰撞性能、传播性能等多方面均有较大差别。

图书借阅, 一般都要求识别距离最远应达到 3 m, 且在现场有多个射频标签处于同一区域, 故不宜采用 LF 系统。无源微波标签的性能与 UHF 标签性能相近, 但造价较高。有源微波电子标签的识别距离较远, 但其体积较大、造价较高, 且识别距离会随着电池电量的消耗而逐渐缩短, 因此难以在图书借阅中大规模使用。HF 频段的 RFID 系统其识别距离、读写速度、标签尺寸、防碰撞性能等技术特点正适合速递生产识别的要求, 而且已经形成了 ISO15693、EPC 等系列标准, 相对成熟, 而且随着

《电子技术应用》2009 年第 5 期

\* 基金项目: 新世纪优秀人才支持计划 (NECT-04-0702) 资助项目

应用的日益扩大,价格已经出现了迅速下降的趋势,在技术上和经济上都是可行的<sup>[2-3]</sup>。因此本设计选择高频(HF)系统。

13.56 MHz RFID 系统的特点:高品质及大容量的芯片数据存储空间可以将每一本书的信息存储在里面,这些数据可以不经视线也不需要直接接触,即可在0.05 m~1.2 m 的范围内读和写;RFID 标签稳定、可靠,可以使用10年以上,温度、光线都不会对使用产生影响,即使标签脏、表面磨损也不会对使用构成影响。

## 1.2 标签选择

标签按其能量供应方式分为有源标签及无源标签2种。有源标签使用标签内的电池能量,识别距离较长,可达几米甚至十几米,但是其寿命有限且价格较高;无源标签不含有电池,它接收到阅读器的电磁信号后经整流为直流电供芯片工作,一般可做到免维护,并且重量轻、体积小、寿命长、价格便宜,而它在发射距离及适应物体运动速度方面略受限制,但一般允许在1 m~6 m。

考虑到无源标签识别技术在识读距离和识读速度等方面可以满足图书借阅需要,因此本设计采用无源标签。

## 1.3 信息标识

信息标识方案是实现自动识别的首要问题。信息标识方案的设计必须符合以下原则:

(1)效率性:能够缩短信息录入时间、减少辅助劳动环节、明显提高系统生产效率。

(2)经济性:投资少,运营成本低。

(3)可靠性:尽量减少信息录入的内容和次数,以减少信息录入的差错率。同时必须考虑数据传输的网络条件。

(4)可实施性:对原有信息系统的架构、数据传输和存储格式,不应有较大的调整和变动,通过接口即可相互兼容,不影响条码标识信息系统的正常运行。

在充分考虑上述因素的基础上,本设计提出以下信息标识方案:

(1)信息标识内容应包括与图书相关的基本信息,如:安全码、条形码号、馆别、识别应用码、制作机组、簿册号、借阅次数、分类号、作者号、借阅证号、日期等相关信息,并将这些信息写入电子标签中。

(2)标签可写入的信息:图书身份(ID 号码);图书信息(书名、索书号等);所属图书馆身份;所属书架信息;借阅者信息;借阅日期;更多其他内容。技术规格:长45 mm×宽45 mm 或者长50 mm×宽50 mm;可依据客户要求定制标签大小及印刷内容;ISO15693 标准及符合图书馆行业标准。

## 2 系统构成

系统模块包含图书管理系统服务器、电子侦察门、柜台工作站、自助借还书机、自助还书箱、盘点工作站、

制作工作站和智慧期刊架(智慧书架)。整个图书馆的RFID 智能管理系统应用软件包括:智能流通标签初始化转换系统、管员工作站应用功能集成系统、读者自助借阅系统、读者自助借还书系统、手持设备查询、顺架及盘点系统、安全通道门系统。系统总体结构<sup>[4]</sup>如图1所示。

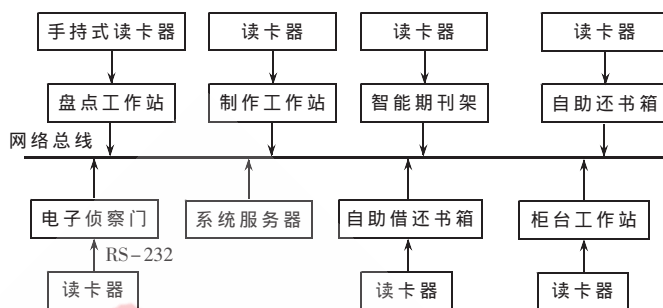


图1 系统总体结构原理图

下面是射频识别图书管理系统的各产品应具有的功能:

### (1)图书管理系统服务器

盘点统计:提供盘点相关统计报表。

书籍相关信息查询:可查询书籍相关设定信息、馆藏书目数据及借阅数据。

设备状况信息查询:可查询各设备的使用状态。

账号管理:可将图书馆自动化系统读者文件转入系统中并可查询读者使用状况。提供ISO2709书目转换文件接口,可将CNMARC、USMARC书目数据转入本系统中数据库支持的UNICODE。

### (2)电子侦察门

支持单通道及双通道电子侦察门;电子侦察门最远可侦测90 cm(含)以上距离,可达无障碍空间标准;可实时联机服务器将相关人员出入做统计;提供触发接点,当此书籍无借阅、安全门侦测到安全码时,可联机门禁系统及监视系统做安全提醒。

### (3)柜台工作站

前台工作站的功能包括:借阅、归还、续借、排序、可设定及解除电子标签安全码、标签转换。

当图书馆自动化系统离线作业时,如流通柜台支持离线作业,本工作站亦可正常工作。以不改变现行馆员使用的图书馆自动化系统流通接口为前提,使用本系统功能并不会增加馆员负担。

### (4)自助借还书机

系统使用工业等级主机,可供长时间的开机操作。热感应打印机可打印借还单据,作为读者借还凭据。可一次借还多本书籍,不需逐本感测。借还时支持实时抽取借阅书籍及人员录像功能,以避免日后纷争。

### (5)自助还书箱

可提供24小时一次多本还书服务,当还书时可透

过主机将还书记录告诉图书馆自动化系统内建的红外线人体侦测,当读者靠近自助还书箱时,才启动还书功能,以减少电力消耗,达到环保目的。应具有影音说明功能,提供读者友善操作指引。

自助还书箱内配置 1 台手车,以方便馆方人员将借还的书籍,拖运到书架区归位。用人性化 LCD 及还书单据使馆内纷争减至最低。可结合自动分拣机作图书分类功能。

## (6) 盘点工作站

盘点工作站是集合了独特的手持式 RFID 读写器、手持式天线和 PDA 进行扫描书籍的序号等信息。独特设计的手持插入式天线可以插入书架上图书间隙中进行更为准确的书架图书盘点信息的采集。掌上电脑设备能进行图书的搜索定位,归架管理及排序管理,使得图书馆管理工作人员能更为高效、频繁地进行图书盘点工作。掌上电脑中的信息能够以有线或无线的方式与 PC 机同步。

## (7) 制作工作站

可设定相关制作人员权限管制,并可查阅相关书籍的制作时间及人员,避免书籍制作重复的错误行为;可多台工作站同时制作书籍电子标签;可重复修改电子标签中的内容,并修改为正确信息;使用安全编码方式将数据写入电子标签,电子标签内容不易被修改;可统计制作人员制作书本数量及登入号;可依馆员习惯修改制作接口,并可使用各种 PCBASE 的硬件及各种 Windows 操作系统安装本工作站;可将相关内容及相关信息,如:安全码、条形码号、馆别、识别应用码、制作机组、簿册号、借阅次数、分类号、作者号、借阅证号、日期等相关信息,写入电子标签中。

## (8) 智慧期刊架(智慧书架)

读者通过图书馆的 Web 或者位于期刊阅览室或图书区的 WebPAC 进行新书查询,根据三维导览图快速得到其准确位置。馆方可对智慧期刊(书)架内期刊(图书)进行实时管理,即时盘点。

管理者端提供全文检索、架位检索、新书数据管理、电子标签数据管理、架位管理、期刊(图书)取阅记录管理、统计报表与使用者管理。

查询结果的架位状态包含期刊(图书)名称等 MARC 资料与新书实时所在位置。

期刊(图书)数据管理(修改)功能,可以修改期刊(图书)名、架位信息以及期刊(图书)详细内容;使用者管理须提供账号、姓名、密码与权限字段;架位数据管理须提供说明与详细架位信息字段;期刊(图书)档新增时,本服务器数据库可通过自动化接口去取得最新资讯。

提供统计报表,含错架清单、取阅次数统计、取阅记录与未在架清单、取阅次数统计与取阅纪录可依时间区段做统计并打印报表。

## 3 分系统关键技术

本方案主要根据图书馆的应用需求而设计,以先进

实用、节省费用、充分兼容和可扩展为设计原则。分系统关键技术<sup>[5-6]</sup>包括以下内容:

### (1) 电子标签

读者证:使用 ISO14443-A 标准读者证及条形码读者证方式。

考虑到系统今后的扩展,为方便与校园一卡通系统的连接,读者证采用 Mifare I 型无源射频卡。Mifare I 卡具有以下特点:①读写距离 2~4 cm;②响应时间小于 0.3 s;③读写次数不少于 10 万次。

图书电子标签使用 ISO15693 13.56 MHz 标准电子标签,支持图书、DVD、VHS 等相关馆藏电子标签。电子标签非人为因素,保证 10 万次读写。

### (2) 通信接口

读写器与计算机之间的通信接口采用 RS485/RS232 方式。整个系统具有便利的管理功能、可靠的防伪及系统保护体系、完善的数据处理功能、挥洒自如的单机功能、强大的网络扩展功能等特点。

### (3) 读写器硬件结构及工作原理

读写器主要由核心控制单元 MCUP89LPC932、与 MifareOne 卡通信的 MFRC632、与 PC 机通信的 RS232、提供时间基准的实时时钟芯片 PCF8563 和存储系统设置数据的存储器 AT45DB021 组成。整个系统所用的器件都是比较常用的器件,具有典型性和通用性。

系统硬件框图如图 2 所示。主板上电后,读取存储器中的系统设置,然后根据其中的设置初始化整个系统,包括本设备的 ID 号、主站、从站、开机时间、关机时间、数据的存储方式等。由于 MifareOne 卡共有 16 个扇区,每个扇区又分为 4 块、每块又有 16 个字节,因此,除了保证系统使用的扇区空间外,用户可以使用的有 48×16 bit。而通过 MifareOne 卡存储的数据均不大,只占用一块存储区,换句话说,MifareOne 卡的数据存储区可以存储 48 次,当超过 48 次时就从前面覆盖数据。

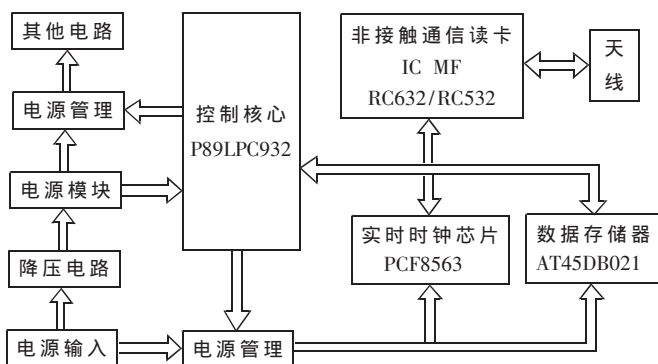


图 2 读卡器的原理方框图

射频电路如图 3 所示。在本设计中,为提高整个系统的使用范围,在芯片选择上使用功能更加强大的 MFRC632,这也是整个系统的核心部分。

本文设计的图书馆智能管理系统以 RFID 中间件为

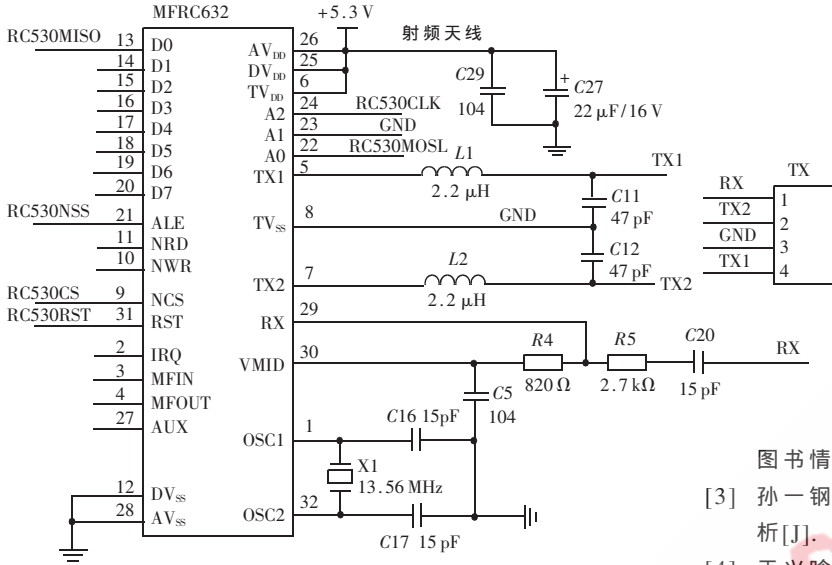


图 3 射频电路

媒介, 实现了先进的 RFID 技术与图书管理方法的有机结合, 为图书馆的管理提供了十分有效的技术手段, 使馆员从烦杂的日常工作中解放出来, 让馆员更自由、更高效地管理图书馆的馆藏, 使清库、乱架和查找图书不再繁琐和麻烦。使图书管理工作智能化、自动化、规范化、系统化、程序化, 避免了图书管理的随意性, 提高了

信息处理的速度和准确性, 从而提高工作效率。

图书馆 RFID 自动管理系统可以作为一个独立的图书馆管理系统运行, 也可以接入学院的校园网络实现图书馆在校园网络的信息共享以及借阅服务, 使图书馆管理现代化、智能化。

参考文献

[1] 国家图书馆. 国家图书馆立项开展图书馆 RFID 应用标准化研究工作[J]. 中国图书馆学报, 2006(6): 31-35.

[2] 蔡孟欣. 图书馆 RFID 的投资回报研究[J]. 图书情报工作, 2007(9): 67-69.

[3] 孙一钢, 董曦京. 图书馆 RFID 技术应用标准化问题分析[J]. 中国图书馆学报, 2007(4): 106-108.

[4] 于兴晗, 李君. 基于 MF RC632 射频识别读写器芯片的专用读卡器设计及实现[J]. 电子技术应用, 2007, 33(3): 89-91.

[5] 张挺, 熊璋, 王剑昆, 等. 一个面向低功耗设计的 RFID 系统研究与实现[J]. 小型微型计算机系统, 2006(11).

[6] 韩广峰. 智能化图书馆 RFID 技术的研究[J]. 图书馆工作与研究, 2007(1): 66-68.

(收稿日期: 2008-12-22)

# 基于嵌入式系统的数字视频信号加密技术\*

洪家平

(湖北师范学院 计算机科学与技术学院, 湖北 黄石 435002)

摘要: 几种常用数字视频信号加密技术的原理与方法, 分析了这些加密方法的优点和存在的不足。提出了一种仅对视频码流中解码和视频图像的重建起着重要作用的少部分数据进行高强度加密的方法, 这一方法可以取得对整个视频码流安全加密的效果。

关键词: 数字视频; 加密技术; 嵌入式系统

中图分类号: TP309.7

文献标识码: A

## The encryption technique of the digital video based on embedded system

HONG Jia Ping

(College of Computer Science and Technology, Hubei Normal University, Huangshi 435002, China)

Abstract: This paper introduces some of the principles and methods in common use of the encryption technique of digital video, and analyses the merit and the disadvantage of these encryption methods. It also put forward one method that only high strength encrypt a spot of the important video signal in the decoding and reconstructing, which can acquire safe encryption result with the whole stream of video code.

Key words: digital video; encryption; embedded system

数字视频在许多方面与静止图像有相同特性, 例如数据量大、结构性强、各部分数据的重要性不同等, 视频的帧内编码与静止图像编码类似。数字视频是由数字图像的时间序列构成的, 每一幅图像称为一帧。为了保证流畅的视觉效果, 视频显示的帧速率即图像序列的播放速率, 通常为每秒 25~30 帧, 视频加密在一定时间内必须处理大量数据, 因此要求有很高的处理速度。当前的视频加密技术还很难同时满足安全、及时等加密要求。

### 1 视频加密的原理和方法

#### 1.1 视频加密的密码学方法

最早的视频信号加扰方法是模拟视频加密技术, 但这种方法安全级别很低。最早的高保密级视频加密技术是对全部视频数据流直接用密码技术加密和解密, 故称为图像和视频加密的密码学方法, 也称之为自然加密方法。国内大部分文献称之为传统加密方法。其原理如图 1 所示。

由于密码技术已有许多安全可靠的成熟算法, 以二维或多维数据表示的图像和视频在传输和存储时都要

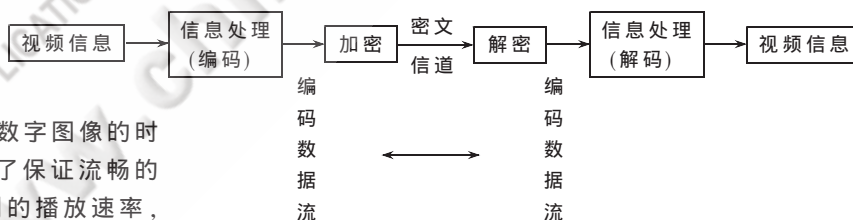


图 1 视频加密的密码学流程

映射成一维数据, 若不考虑具体的数据特征, 很适合直接应用已有的成熟密码技术加密。其研究基本是基于纯密码科学技术的研究, 安全性评价取决于所用密码加密技术。在当前的大多数实用图像和视频加密系统中, 图像和视频数据被等同为一维比特流而采用 DES 等算法加密。也有一些新的密码技术用于视频加密, 同时在性能上有了进一步的改进。

是由于图像和视频信号数据量很大, 所以这种加密方法计算量非常大, 不仅浪费资源, 而且难以保证实时性。由于许多图像信号特别是视频信号往往要求实时在线传输, 且大多数应用都要求降低成本, 从而限制了这种加密方法的应用。另外, 若标志信息经加密无法识别, 则不能实现在线传输和检索功能。

\* 基金项目: 湖北省教育厅科研项目(B20082204)

## 1.2 选择性加密方法

密码学方法虽然安全,但这种加密方法计算量非常大,往往难以实用。为解决这一对矛盾,人们研究了视频的信源特征,把密码原理与视频技术结合起来,取得了一些研究成果。有人提出一种针对图像和视频编码的部分数据加密思路。图 2(a)表示密码学方法,对所有数据用密码技术加密;图 2(b)表示部分数据加密方法,只对选择的重要数据加密。

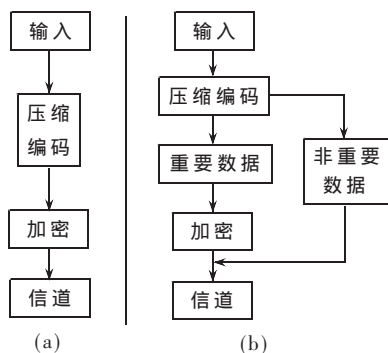


图 2 选择性加密算法

在视频加密的算法中,除纯密码学方法之外,对选择性加密方法研究得比较多,其中又以对加密变换(DCT)系数的算法为多。主要有以下几种:

### (1) 仅对 I 帧加密算法

仅对 I 帧 DCT 系数块加密,具有扩散作用,使 P、B 帧利用运动补偿进行差值编码的相应块不加密也难以正确解码,达到了选择部分数据加密减少计算量的目的。该算法由于减少了加密数据量,因而节约 30%~50% 的加解密时间,提高了加、解密速度,且不改变原视频编码数据码流量大小,因而不影响压缩率。但这种算法不安全,场景变换和运动剧烈的 P、B 帧(P、B 帧内的 I 块)会被正确解码,在保密要求高的场合不能单独使用。本算法可通过增加 I 帧频率来提高密级,但是 I 帧频率越高,计算量越大,速度就越慢。有人讨论了其改进方法,加密包括 P、B 帧中 I 块的所有 I-block,但也存在问题:①在 P、B 帧中识别 I 块需要一定的额外开销;②在某些视频中,P、B 帧中的 I 块数量与 I 帧中数量相近,因此,减少数据量不明显,还不如改用纯密码(Naive)算法。

### (2) 加密运动矢量算法

随机改变运动矢量的符号位或同时改变符号位和数值来影响 P、B 帧正确解码。对 I 帧编解码完全没有影响,故不能单独使用,主要作为增强安全性的补充算法。加密数据量小,计算量小,因而速度快;不降低编码压缩率,只适用于视频编码数据。

### (3) DCT 块系数分层加密算法

把 DCT 系数从低频到高频分为基本层(base layer)、中间层(middle layer)和增强层(enhancement layer)三部分。在 0~63 范围定义两个整数分界点(breakpoint),作为

一个分界点组(breakpoint group),确定三部分之间的边界。定义第一个分界点为容损点(loss-tolerance breakpoint),第二个点为安全点(security breakpoint)。在这个算法中,只加密基本层和中间层,可以减少计算量;保证基本层传送,即使中间层和增强层丢失,接收方也能显示出主要信息。该算法可以让用户根据不同的安全性级别来选择分界点组合,在安全性、计算量、容错能力之间进行折中。对基本层和中间层加密的密码算法也可以另行选择。该算法只对部分 DCT 系数加密,减少了计算量。类似的选择性加密的算法有:仅加密 DC 系数或加密 DC 系数和少量低频 AC 系数、随机改变 DCT 系数符号等。

### (4) 仅加密头信息算法

将头信息加密,再与其他数据随机混合,使接收方难以按原数据结构区分结构信息和视频信息并解码。该算法不降低压缩率,计算量小。但是安全性较低,因为头信息所含信息量小,加密效率低,这种加密方式比较容易破译。为便于合法收方解码,需加入同步信息,或保留原来部分同步信息。

## 1.3 针对 MPEG 码流统计特性的算法

针对 MPEG 码流统计特性(Statistical behavior of MPEG)的算法称为 VEA(Video Encryption Algorithm)算法。经压缩编码的码流因去除相关性,具有一定的随机性。将 I 帧(撇开头标志等特殊码流)分为 8 或 16(通常 16)大块(chunk),在任何 chunk 中,没有重复的字节模式。据此提出下面的 VEA 算法。

设一个 I 帧的某个 chunk 为如下形式: $a_1, a_2, a_3, a_4, \dots, a_{2n-1}, a_{2n}$ 。选择奇数号的字节组成奇队列(Odd List),选择偶数号的字节组成偶队列(Even List)。将两个新数据流异或。选择一种加密函数(例如 DES)来加密偶队列  $a_2, a_4, \dots, a_{2n}$ 。得到的密文为: $c_1, c_2, \dots, c_n, E(a_2, a_4, \dots, a_{2n})$ 。如果  $a_2, a_4, \dots, a_{2n}$  没有重复模式(repeated pattern),说明具有足够随机性, $a_2, a_4, \dots, a_{2n}$  对  $a_1, a_3, \dots, a_{2n-1}$  的简单异或,是一次一密乱码本(one-time pad)加密,这是被公认为非常保密的。VEA 算法密级就决定于函数 E。

该方法只加密部分视频流,待加密数据分为两半,一半用密码方法(函数 E)加密,另一半用简单异或,因此总体减少了计算量,提高了计算速度。该方法不影响压缩率,适用于压缩的视频编码数据,而且压缩效果越好,加密效果也越好。

## 1.4 DCT 频域系数乱序算法

DCT 频域系数乱序算法(Zig-Zag Permutation Algorithm)把 DCT 频域系数  $8 \times 8$  块按随机的顺序映射成  $1 \times 64$  矢量,而不按 ZIG-ZAG 顺序。有人首先提供了三步基本算法,但设计者自己指出,基本算法对已知明文攻击是脆弱的,因此提供了两种附加方法增强算法的安全性。

### (1) 对 DC 系数另用 DES 加密。

(2) 产生两张不同的顺序置乱列表,随机选用。

DCT 频域系数乱序算法速度很快。但存在严重的安全性问题。两种附加方法也无法解决。已知明文攻击(Known-plaintext attack)和唯密文攻击(Ciphertext only attack)都可以成功破解该算法。另外,经过加密的 MPEG 流大小将显著增加,最大可增加 46%,严重降低压缩率。

## 2 新的视频加密方法

针对视频数据具有层次结构性强、数据量大以及实时传输要求高的特点,本系统采用了一种新式的视频加密算法。其主要思想为:仅对视频码流中的少部分重要数据进行高强度的加密。因为视频码流中各部分数据的重要性不同,某些关键数据(如视频宏块中的直流分量值 DC,交流分量值 AC 和位移矢量 MV 等)虽然数据量比较小,但是对视频码流的解码和视频图像的重建起着至关重要的作用,所以仅对这些少量数据运用 AES、IDEA 等加密算法进行加密,就可以取得对整个视频码流安全加密的效果。该视频加密算法原理如图 3 所示。

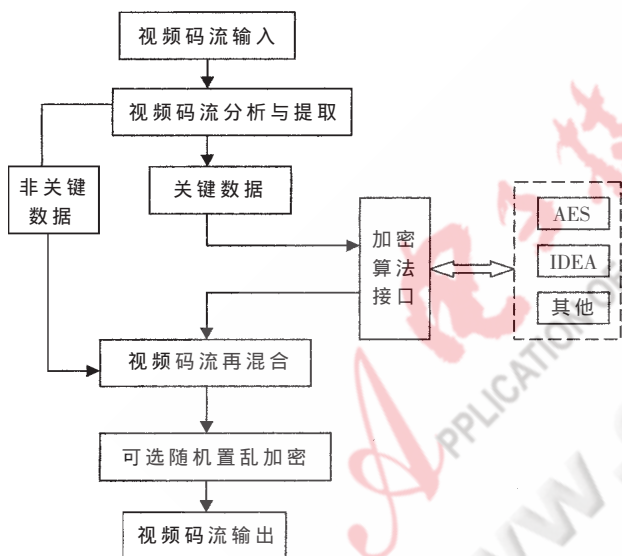


图 3 视频加密算法原理图

该视频加密算法具有如下特点:(1)独立于视频编解码器。(2)独立于密码学算法,用户可以根据自己的要求选择不同的加密算法,如 DES、AES 或 IDEA 等。(3)对不同关键数据的选取和组合,可以提供高、中、低三个不同的加密级别,用户可根据不同的保密要求和网络带宽进行选择。(4)计算量小、加密速度快、附加带宽少。

## 3 新的视频加密方法的实现

### 3.1 新的视频加密方法的硬件实现

图 4 所示是基于对上述新的视频加密算法而设计的一种采用嵌入式主处理器 DM1105 和加密配置芯片 DM2016 的数字视频加密系统。

DM1105 主要应用于卫星、有线信号以及地面传输的数字电视、IP 数据的接收,也可以用于 8/16 位

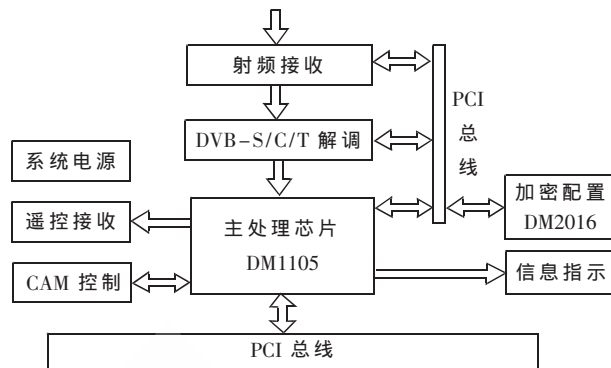


图 4 基于嵌入式芯片的数字视频加密系统结构

CCIR656 标准 YUV 视频信号的接收。DM1105 内集成了 DVB 标准解扰算法,可以同时进行 32 路解扰,还具备遥控器接收功能,通过扩展还能够外接两个 PCMCIA 插槽。图 5 是 DM1105 应用的原理结构框图。

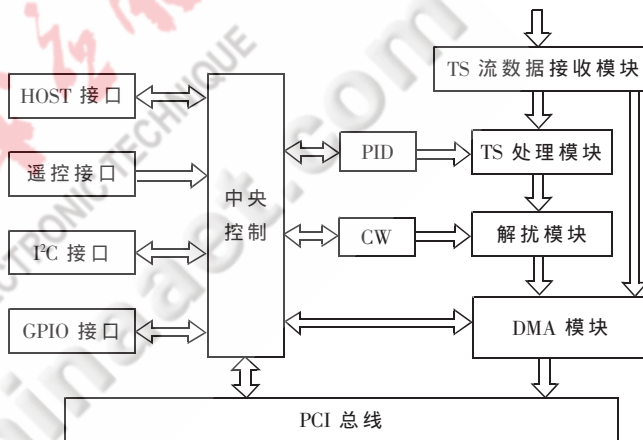


图 5 嵌入式芯片 DM1105 应用原理结构框图

### 3.2 新的视频加密方法的软件实现

示例采用 C 语言实现基于嵌入式系统的 AES 加密运算。

(1)先定义 sbox 和 pbox,并初始化,将它们放入 code 中:

```
unsigned long code sbox[18] = {
    0x243F6A88L, ..., 0x8979FB1BL
};
unsigned long code pbox[ 4 ][256] = {
    0xD1310BA6L, ...
};
```

(2)定义两个全局变量 key\_pbox 和 key\_sbox,存储初始化后的子密钥:

```
unsigned long key_pbox[18];
unsigned long key_sbox[ 4 ][256];
```

(3)完成下列函数:

```
//AES 初始化函数
void AES_Constructor(void);
```

```
void AES_Destructor(void);
//设置 AES 密钥函数
BOOLEAN SetKey (const unsigned char *key, int
keylen);
//AES 加密函数
BOOLEAN Encrypt(const unsigned char *in, int inlen,
unsigned char *out, int *outlen);
//AES 解密函数
BOOLEAN Decrypt(const unsigned char *in, int inlen,
unsigned char *out, int *outlen);
.....
```

(4) 初始化嵌入式系统,用 TESTKEY 作为密钥进行初始化,对算法进行测试。

在编译优化后,对代码做进一步优化。首先使用 TI 集成开发环境的代码分析器 (profiler) 对代码进行分析。在 CCS 中可以统计某段代码的执行时间,这被称作剖析 (profile)。代码剖析可以迅速地评估程序的性能以便优化代码。经过编译优化和代码优化后,AES 算法在该嵌入式系统中具有高速数据处理能力,在保证安全性目标的同时,又不影响数字视频信号对通信实时性要求,从

而有助于解决数字电视传输控制网络中实时数据加密和安全问题。

本文介绍了几种常用视频加密算法,分析了这几种算法的优缺点,提出了一种仅对视频码流中解码和视频图像的重建起着至关重要作用的少部分数据进行高强度加密的方法,并利用嵌入式芯片 DM1105 和加密配置芯片 DM2016 组成一个加密、解密系统来实现上述数字视频信号的加密。

#### 参考文献

- [1] 张镭,张川,徐正全.基于 H.323 协议的视频加密网关的设计[J].计算机工程,2006(14):138-140.
- [2] 廉士国,孙金生,王执铨.几种典型视频加密算法的性能评价[J].中国图像图形学报 2004(4):483-490.
- [3] 李伟,刘树波,徐正全.基于 TM1300 的嵌入式网络视频编码器的设计[J].武汉大学学报,2004(3):110-113.
- [4] 洪家平.嵌入式系统加密技术在数字电视中的应用研究[J].电子技术应用,2008(9).
- [5] 洪家平.AES 在嵌入式系统启动加载程序中的应用[J].信息安全与通信保密,2007(2).

(收稿日期:2008-11-22)

# 基于 MFC 的 DES 算法演示平台的设计与实现\*

周彦伟, 吴振强

(陕西师范大学 计算机科学学院, 陕西 西安 710062)

**摘要:** 在对 DES 分组密码算法详细介绍的基础上, 基于 MFC 设计实现了 DES 算法的可视化演示平台。该平台动态显示 DES 加密过程中每一阶段密文和密钥的变换情况, 通过再现 DES 加/解密过程的途径, 使人们容易理解这一复杂的迭代过程。

**关键词:** MFC; DES; 可视化; 密钥

中图分类号: TP309

文献标识码: A

## Design and implementation of DES demonstration platform based on MFC

ZHOU Yan Wei, WU Zhen Qiang

(College of Computer Science, Shaanxi Normal University, Xi'an 710062, China)

**Abstract:** In this paper, which has done a detailed presentation about DES block cipher algorithm, we design and achieve the visual demonstration platform of DES based on MFC. This platform shows the transformation of the ciphertext and the key in every stage of DES's encryption process. Through reproduction DES's encryption/decryption process we can easily understand the complex iterative process.

**Key words:** MFC; DES; visualization; key

随着计算机和 Internet 技术的普及, 网络通信已经渗透到社会的各个方面, 信息安全问题已受到人们极大的关注。如何保证信息在传送时不会被窃密者窃取并破译, 是网络技术人员以及密码学家们所面临的问题。要想使信息可靠传输, 发信者必须对所发的数据(即明文)通过加密系统变成密文, 收信者收到密文后再用相应的解密系统对密文解密恢复成明文。而《密码学新动向》的发表和美国数据加密标准 DES 的颁布实施标志着密码学的诞生, 密码学在网络安全方面发挥着越来越重要的作用。

目前常用的密码系统根据其加密方式, 可分为基于信息理论的密码系统和基于复杂性理论的密码系统, 前者是以香农定理为理论依据, 后者则是通过复杂算法来实现, 主要有 RSA 公钥密码算法和 DES 分组密码算法。在国内, 随着三金工程(金桥工程、金关工程和金卡工程)、尤其是金卡工程的启动, DES 算法在 Pos、ATM、磁卡及智能卡(IC卡)、加油站、高速公路收费站等领域被广泛使用, 以此来实现关键数据的保密。如信用卡持卡人的 PIN 加密传输、IC 卡与 Pos 间的双向认证、金融交易数据包的 MAC 校验等均用到 DES 算法。本文将详细

介绍 DES 分组密码算法, 并且设计实现基于 MFC 的 DES 算法可视化演示平台。该平台的设计与实现能方便观测 DES 算法加/解密过程中密文和密钥在各阶段的变化过程, 形象地再现了 DES 算法加/解密的迭代过程。

### 1 DES 分组密码算法

DES (Data Encryption Standard) 算法是 1977 年由美国国家标准局 NBS (National Bureau of Standard) 颁布的标准, 用于商业和非机密的政府应用领域的加密, 是在 IBM 的 Lucifer 算法的基础上设计的, 后被国家标准局采用<sup>[2]</sup>。

简单地说, 密码算法只不过是两种基本加密技术——混乱和扩散的组合。DES 基本分组也是这些技术的组合(先代替后置换), 它基于密钥作用于明文。DES 有 16 轮, 这意味着要在明文分组上 16 次实施相同的组合技术, 如图 1 所示。

DES 算法的入口参数有 Key、Data、Mode 三个, 其中 Key 为 8 B, 共 64 bit, 是 DES 算法的工作密钥; Data 是 8 B、64 bit 的被加/解密的数据; Mode 为工作方式, 有解密和加密两种。

在通信网络的两端, 双方约定一致的 Key, 在通信的源点用 Key 对核心数据进行加密, 然后以密文形式在公

\* 基金项目: 国家 863 基金资助项目 (2007AA01Z438200)

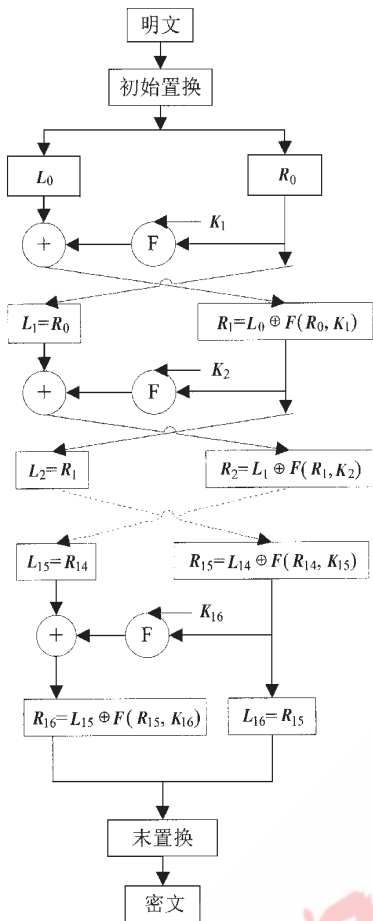


图 1 DES 算法

共通信网(如电话网)中传输到目的地后,用同样的 Key 对密文进行解密,便再现了明文形式的核心数据。这样就保证了核心数据在公共网络中传输的安全性和可靠性。通过定期同时更新通信网络中源端和目的端的 Key,便能提高数据的保密性。

### 1.1 DES 算法概述

DES 是一个分组加密算法,一次加密 64 bit 的明文分组,输出是 64 bit 的密文分组。DES 对 64 bit 的明文分组进行操作,首先通过一个初始置换,将明文分成左半部分和右半部分,各长 32 bit,然后进行 16 轮完全相同的运算。经过 16 轮后,左、右半部分合在一起经过一个末置换(初始置换的逆过程),这样就完成了该算法。

图 2 中  $L_i=R_{i-1}$ ,  $R_i=L_{i-1} \oplus F(R_{i-1}, K_i)$ , 其中  $B_i$  是第  $i$  次迭代结果,  $L_i$  和  $R_i$  是  $B_i$  的左半部分和右半部分,  $K_i$  是第  $i$  轮的密钥,  $F$  是实现代替、置换及密钥异或等运算的函数。

如图 2 所示,从密钥的 56 bit 中选出 48 bit,通过一个扩展置换将数据的右半部分扩展成 48 bit,并通过一个异或操作与 48 bit 密钥结合;通过 8 个 S 盒将 48 bit 替代成新的 32 bit 数据,再将其置换一次,这四步运算构成了函数  $F(R_i, K_{i+1})$ 。通过一个异或运算将函数  $F(R_i, K_{i+1})$  的输出与左半部分结合,原来的右半部分即成为左

《电子技术应用》2009 年第 5 期

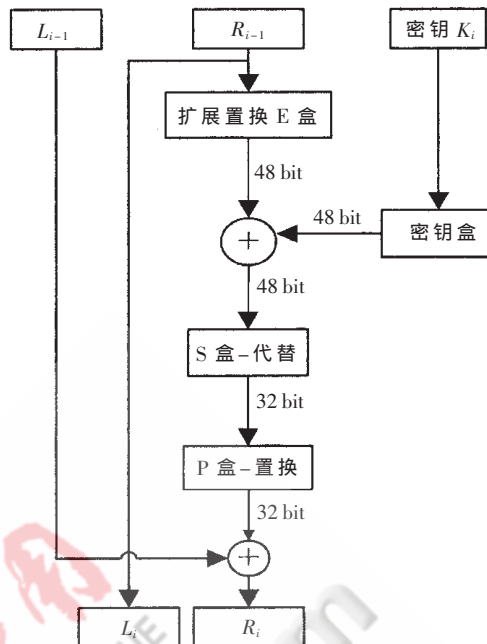


图 2 一轮 DES

半部分。将该操作重复 16 次便实现了 DES 的 16 轮运算。

### 1.2 函数 $F(R_i, K_{i+1})$ 的计算

如图 3 所示, E 盒扩展置换、与密钥间的异或运算、S 盒压缩替代和 P 盒置换构成了函数  $F(R_i, K_{i+1})$ , 函数的计算过程为:

- (1) 利用固定扩展 E 将  $R_i$  扩展成一个长度为 48 bit 的串  $E(R_i)$ 。
- (2) 计算  $E(R_i) \oplus K_{i+1}$ , 并将结果分成 8 个长度为 6 的 bit 串。
- (3) 48 bit 的输入数据通过 8 个 S 盒  $S_1, S_2, S_3, S_4, S_5, S_6, S_7, S_8$  后, 输出 32 bit 的数据 Y。
- (4) 将长度为 32 bit 的串 Y 通过一个固定置换 P, 将最终的置换结果记为  $F(R_i, K_{i+1}) (0 \leq i \leq 15)$ 。

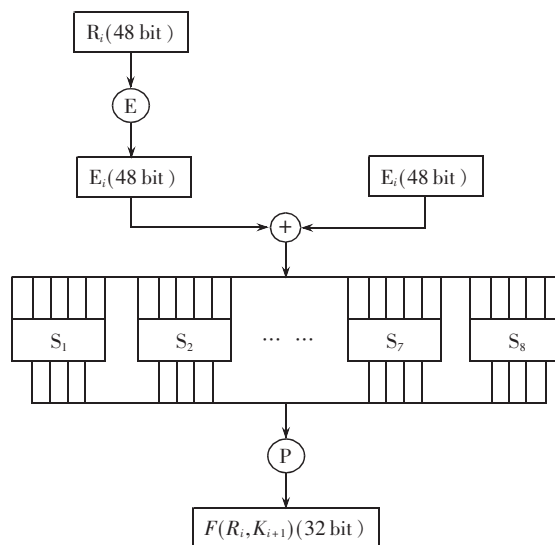


图 3 函数  $F(R_i, K_{i+1})$  的计算过程

1.3 密钥置换

DES 算法一开始, 由于不考虑每个字节的第 8 bit, DES 的密钥由 64 bit 减至 56 bit, 每个字节的第 8 bit 作为奇偶校验位以确保密钥不发生错误。在 DES 的每一轮中, 从 56 bit 的密钥产生出不同的 48 bit 子密钥, 这些子密钥根据文献[3]中给出的置换方式确定。

首先, 56 bit 密钥被分成两部分, 每部分 28 bit。其次根据轮数, 这两部分分别循环左移 1 bit 或 28 bit。从第 1 轮到第 16 轮的移动位数分别为: 1、1、2、2、2、2、2、2、1、2、2、2、2、2、2、1, 最后从 56 bit 中选出 48 bit。因为这个运算不仅置换了每位的顺序, 同时也选择了密钥, 因而被称为压缩置换, 这个运算提供了一组 48 bit 的集。文献[4]中给出具体的压缩置换方法。例如将处在第 33 bit 的那一位在输出时移动到第 35 bit 的位置, 而处于第 18 bit 的那一位被略去。图 4 所示为 DES 算法密钥的生成过程。

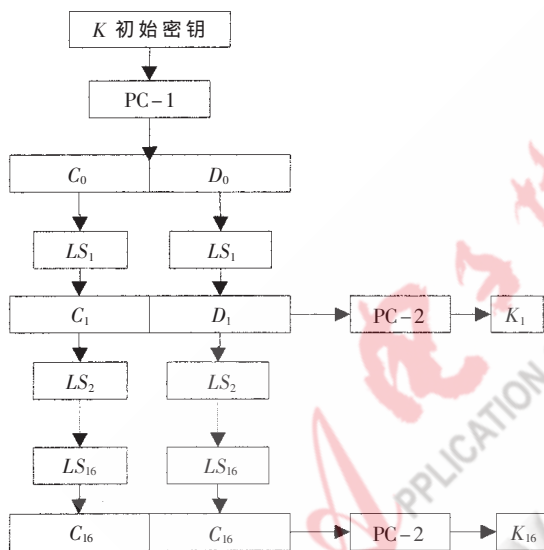


图 4 DES 算法密钥生成过程

对于每一个  $i(0 \leq i \leq 16)$ , 有  $C_i = LS_i(C_{i-1})$ 、 $D_i = LS_i(D_{i-1})$ 、 $K_i = PC-2(C_i D_i)$ , 其中  $LS_i$  表示一个或两个位置的左循环移位, 不同轮次移位的位数不同。PC-1 和 PC-2 是两种不同的基本置换。

1.4 S 盒压缩

S 盒是 DES 算法强大功能的源泉, S 盒定义了 DES 算法的替换模式, 每个 S 盒有 16 列和 4 行, 它的每个元素是一个 4 bit 的块, 通常用十进制表示。S 盒的列号为 0~15, 而行号为 0~3, 共有 8 种不同的 S 盒。48 bit 的输入数据经过 S 盒压缩替代后变为 32 bit 的输出数据。S 盒的压缩替代原理为: 对于每个 S 盒而言有 6 bit 的输入数据, 假如输入数据为  $b_1 b_2 b_3 b_4 b_5 b_6 b_7 b_8$ ,  $S_i$  盒以  $b_1 b_6$  的值为行标, 以  $b_2 b_3 b_4 b_5$  的值为列标, 在  $S_i$  盒中找出相应位置的值作为输出。该值的二进制表示长度为 4 bit, 这样  $S_i$  盒就将 6 bit 的输入数据压缩替代为 4 bit 输出数据。

参考文献[5]中详细描述了 8 个 S 盒的内部设计形式, 并且总结出 S 盒的特征为:

- (1) S 盒的每行是列号的一个非线性映射, 这种非线性特征给定了一个输入输出值的集合, 很难预计 S 盒的输出。
- (2) 改变 S 盒的一个输入位, 至少会改变两位输出。

1.5 DES 算法安全性描述

DES 分组加密算法具有极高的安全性, 到目前为止, 除了穷举搜索法对 DES 算法攻击外, 还没有发现更有效的方法。而 56 bit 长密钥的穷举空间为  $2^{56}$ , 这就意味着, 如果一台计算机的速度为一秒钟检测一百万个密钥, 则它搜索完所有的密钥需要 2 285 年的时间, 可见, 这是很难实现的, 随着科学技术的发展, 当出现高速计算机后, 可以考虑把 DES 密钥的长度增长一些, 以提高算法的安全性, 达到更高的保密程度, 如 3DES。

DES 算法中只用到 64 bit 密钥中的 56 bit, 而第 8、16、24、32、40、48、56 和 64 bit 并没有参与 DES 运算, 即 DES 的安全性是基于除这 8 bit 以外的其余 56 bit 的组合空间  $2^{56}$  得以保证的。在实际应用中, 应避免这 8 bit 作为有效数据, 才能保证 DES 算法安全可靠的发挥作用。如果使用密钥 Key 的这 8 bit 作为有效数据, 将不能保证 DES 加密数据的安全性, 会对运用 DES 来达到保密作用的系统产生的数据带来被破译的危险, 留下被攻击的极大隐患。这 8 bit 的作用只是作为密钥的奇偶校验位, 在实际应用中能比较容易地避开这 8 bit 用其他 56 bit 作为有效数据。

2 演示平台功能模块设计

根据 DES 算法的加/解密过程, 基于 MFC 的 DES 算法可视化演示平台包含如图 5 所示的模块。

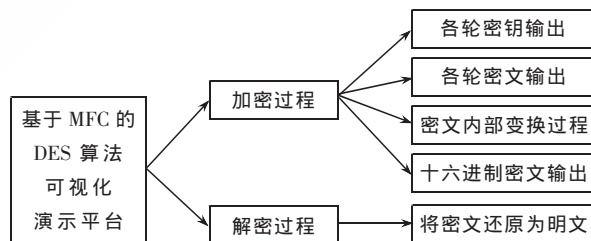


图 5 演示平台功能模块设计

该演示平台主要有两大功能模块, 即加密模块和解密模块, 其中加密模块是将输入的 8 B 明文在密钥的作用下经过一系列的变换转化为十六进制的密文, 在该模块中动态实现 DES 算法 16 轮中每轮密钥和密文的输出, 同时给出每轮密文的内部变换过程。而解密模块是加密模块的逆过程, 该模块将十六进制的密文在密钥的作用下还原为初始的明文。

3 技术实现

3.1 加密模块

- (1) 密钥的产生

加密模块是对输入平台的 8 bit 明文进行加密,产生 16 进制密文的过程,这一过程中需要密钥与密文进行 16 轮的相关操作,而该密钥可以由用户自主输入 8 B 的字符,也可以由平台随机产生。密钥的随机产生函数如下:

```
void GetChar() //获取随机密钥
{
    .....
    CString String_Array = "1234567890abcdefghijklmnopqrstuvwxyz";
    str= new char[5200]; //申请内存
    for(i=0;i<100;i++)//构建辅助数组,限制密钥的形式
    for(j=0;j<52;j++)
    str[i*52+j]= String_Array [j]; //形成序列数组
    srand(GetTickCount()); //用时间做随机种子
    for(i=0;i<5200;i++)
    {
        k=(rand()+i)%5200; //随机生成序号以便交换
        ..... //交换数组中 str[i]和 str[k]的值
    }
    ..... //从辅助数组中随机选取 8 个字符作为密钥
    delete[] str; //释放空间
}
```

## (2) 加密过程

加密过程要求输入 64bit 的明文数据,首先对该明文数据进行初始置换,在密钥控制下对输入的明文进行 16 轮的迭代,最后对迭代后的输出结果经过未置换变换后输出 64 bit 的密文数据。因为这一过程对所有传输的数据都进行了加密,所以加密过程对用户是透明的。本文加密函数的主要部分如下所示:

```
void DES_JiaMiFunction()
{
    .....
    DES_Process(); //DES 处理,获取密钥与左右各 32 bit 密文
    FinalIP(Lbts,Rbts,outbts); //未置换
    .....
    Show_Text(m_cfile); //显示最后的加密密文
}

void DES_Process()
{
    .....
    GetDlgItemText(IDC_EDIT2,m_mfile); //获取明文字符串
    ..... //判断明文是否是 8 B,将明文存储在数组中
    chartobits(inch,inbts); //明文字符转化为比特流
    GetDlgItemText(IDC_EDIT1,m_key); //获取密钥字符串,
    m_key 位存放密钥的数组
    .....//判断密钥是否是 8 B, 将密钥存储在数组中
    chartobits(inkey,keybts); //密钥字符转化为比特流
    InitIP(inbts,Lbts,Rbts); //初始置换,把明文比特流分成
    左右各 32 bit 分别保存在 Lbts、Rbts 中
    pc1tran(keybts,Cbts28,Dbts28); //pc-1 置换
    for(cnt=0;cnt<16;cnt++)
    {
```

```
leftshift(Cbts28,ls[cnt]); //循环左移
leftshift(Dbts28,ls[cnt]); //循环左移
pc2tran(Cbts28,Dbts28,Kbts48); //pc-2 置换
subkey[cnt]=Kbts48;
} //16 轮密钥循环,pc-2 置换后保存在数组中
for(cnt=0;cnt<16;cnt++)
{ //经过 16 轮运算过后得到的 Lbts、Rbts
    oldLbts=Lbts[cnt];
    Lbts[cnt+1]=Rbts[cnt];
    ftran(Rbts,subkey.bitarr[cnt],fRes);
} //F()函数运算
}
flag=1; //flag 为全局变量,标记过程所处的阶段
}
```

## (3) 密文内部变换过程的实现

平台需显示出每一轮操作中密文和密钥具体的变换过程,本文在实现该功能时,采用定义全局变量 flag 来标记变换过程所到达的阶段。因为  $F(R_i, K_{i+1})$  函数中的各操作之间具有一定的先后顺序性,所以必须保证各操作按其相应的先后顺序进行。当点击相应的操作按钮(如图 8 所示)时,平台首先会对 flag 的值进行判断,根据 flag 的值,补充尚未进行的操作或者还原多余的操作。不同的 flag 值对应不同的操作阶段:flag=1 加密结束;flag=2 表示 E 盒置换完毕;flag=3 表示与密钥进行了异或操作;flag=4 表示 S 盒代替结束;flag=5 表示 P 盒置换完成。

## 3.2 解密模块

在经过所有的代替、置换、异或和循环移动之后,会认为解密算法和加密算法完全不同,且像加密算法一样具有很强的混乱效果。其实恰恰相反,经过选择的各种操作,获得了一个非常有用的性质:加密和解密可使用相同的算法,即 DES 算法是对称的。

DES 使用相同的函数来加密或解密每个分组是可能的,二者唯一的不同之处在于密钥的次序相反。就是说,如果各轮的加密密钥分别是  $K_1, K_2, K_3, \dots, K_{16}$ , 则解密密钥就是  $K_{16}, K_{15}, K_{14}, \dots, K_1$ , 为各轮产生密钥的算法也是循环的。密钥向右移动,每次移动的度数分别是 0、1、2、2、2、2、2、2、1、2、2、2、2、2、2、1。

```
void DES_JieMiFunction()
{
    .....
    GetDlgItemText(IDC_EDIT2,m_cfile); //获取密文
    .....//判断密文是否是 8 B
    GetDlgItemText(IDC_EDIT1,m_key); //获取密钥
    ..... //判断密钥是否是 8 B,将密钥保存到数组中
    chartobits(inkey,keybts); //密钥字符转化为比特流
    ..... //将密文字符串中的空格去掉
    ..... //将十六进制的密文数转化为二进制
    InitIP(inbts,Rbts,Lbts); //初始置换
    pc1tran(keybts,Cbts28,Dbts28); //pc-1 置换
```

```

..... //16 轮密钥循环, pc-2 置换
..... //经过 16 轮运算后得到 Lbts,Rbts
FinalIP(Rbts,Lbts,outbts); //未置换
..... //将明文二进制结果转化为字符
Show_Text(m_mfile); //在文本框中显示明文
}
    
```

## 4 系统功能与测试

### 4.1 界面介绍

本平台主要包括加密和解密两大基本模块,下面将对平台的设计过程做详细介绍。

#### (1) 加密模块界面

在加密模块中,将 16 轮变换过程中的密文和密钥显示出来,同时该模块还将加密过程的内部变化过程,如 E 盒扩充、与密钥进行异或、S 盒替换、P 盒置换等操作单独显示其变换前后密文的变化情况,方便了解加密的具体过程;加密模块可以同时显示出每一轮的密钥和密文。经过一系列变换后,加密模块显示出最终的十六进制密文。

#### (2) 解密模块界面

该解密模块界面中将接收到的经过加密后的密文与密钥输入到该界面的文本框中,该模块经过变换后将密文还原成与其对应的明文。

### 4.2 演示效果测试

平台实现后,分别对该平台的加密和解密模块的效果进行了测试。

#### (1) 加密效果测试

本文使用系统随机产生的密钥对输入的明文进行加密效果测试。点击加密界面的“点击此处产生随机密钥”按钮产生随机密钥:w106214G,同时输入明文:12 点总攻。如图 6 所示,可以查看 16 轮变换过程中每一轮密钥和密文的具体值。点击“产生十六进制密文”按钮,平台显示最终的加密密文:fa 59 9f f0 1a f4 d7 11。

图 7 所示为加密过程中,某一轮函数  $F(R_i, K_{i+1})$  计算过程中密文内部变换的演示,点击“E 盒扩充”、“与密钥进行异或”“S 盒替换”和“P 盒置换”等按钮,文本框中将显示出该轮变换中相应操作前后密文的变化情况。

#### (2) 解密效果测试



图 6 明文加密过程



图 7 某一轮加密过程的内部变换过程

加密过程结束后,记住加密过程所使用的密钥与密文,在解密模块的界面上相应文本框中输入密钥与密文,如图 8 所示。点击“解密”按钮,平台显示出与密文相对应的明文:12 点总攻。



图 8 密文解密过程

基于 MFC 的 DES 算法的可视化演示平台,可方便观测 DES 加/解密操作中各阶段密文和密钥的变化过程,本文提供了可用于网络安全教学过程的 DES 算法可视化演示平台。今后将进一步完善该平台,使其可以实现 3DES 过程的可视化演示;同时还将使平台能够通过自动读取文件实现批量数据的加密,将最终的密文写入到文件中。

### 参考文献

- [1] 中国互联网络发展状况统计报告[EB/OL]. <http://tech.qq.com/a/20080724/000277.htm>. 2008-9-27.
- [2] 赵战生,杜虹,吕述望. 信息安全保密教程[M]. 合肥:中国科学技术大学出版社,2006:278-284.
- [3] 许茂智,游林. 信息安全与密码学[M]. 北京:清华大学出版社,2007:61-70.
- [4] SPILLMAN R. 经典密码学与现代密码学[M]. 叶阮健,曹英,张长富,译.北京:清华大学出版社,2005:125-141.
- [5] BAUER F L. 密码编码和分析学原理与方法[M]. 吴世忠,宋晓龙,李守鹏,译.北京:机械工业出版社,2001.

(收稿日期:2008-12-01)

# 一种高安全性的便携式 USB 存储加密系统

陈汉林<sup>1</sup>, 刘鸿伟<sup>2</sup>

- (1. 北京电子科技学院 电子信息工程系, 北京 100070;
- 2. 国家智能交通系统工程技术研究中心, 北京 100088)

**摘要:** 设计了一种高安全性的便携式 USB 存储加密系统。该系统基于嵌入式 USB 主机 CH375 设计, 采用智能卡实现人机安全认证和密钥的安全存储, 采用反熔丝型 FPGA 芯片 AX250 高速实现 3DES 算法, 能够在完全脱离 PC 机的情况下对 USB 存储设备中的文件进行加解密, 具有很高的安全性和整体性, 并可满足野外或移动应用的需求。

**关键词:** USB 存储加密; 嵌入式 USB 主机; 智能卡; 安全认证; 反熔丝型 FPGA  
**中图分类号:** TP309      **文献标识码:** B

## A portable USB storage encryption system with high security

CHEN Han Lin<sup>1</sup>, LIU Hong Wei<sup>2</sup>

- (1. Department of Electronic Information Engineering, Beijing Electronic Science and Technology Institute, Beijing 100070, China;
- 2. National Intelligent Transport System Center, Beijing 100088, China)

**Abstract:** A portable USB storage encryption system with high security is given. Based on embedded USB host CH375, realizing security authentication and secure storage of keys with smart card, and realizing 3DES algorithm high-speedly with anti-fuse FPGA AX250, this system can encrypt and decrypt the files in USB storage device without involving in a computer. Therefore, this system has very high security and performance, and can meet the needs of the field or mobile application.

**Key words:** USB storage encryption; embedded USB host; smart card; security authentication; anti-fuse FPGA

日益增加的信息安全要求, 需对 USB 移动存储设备中的个人隐私或敏感信息进行加解密。传统的 USB 存储加密系统基于 PC 机。PC 机是 USB 拓扑结构中的主机 (Host), 加解密时明文和密文必须经过 PC 机, PC 机的软硬件安全性给文件的加解密留下了很大的安全隐患。因此, 传统的 USB 存储加密系统安全性较低, 且不能满足野外或移动应用的需求。基于嵌入式设计的本系统, 可以完全脱离 PC 机工作, 并且采用智能卡、反熔丝型 FPGA 实现 USB 文件安全、高速的加解密, 提高了系统的安全性和整体性能, 提供了便携使用性, 具有较高的实用价值和良好的应用前景。

### 1 系统总体结构

系统总体结构框图如图 1 所示。系统由智能卡和加密机两大部分构成, 智能卡通过 ISO 7816 接口与加密机相连。加密机主要由 51 单片机、嵌入式 USB 主机、FPGA、智能卡接口电路、电源电路和按键、LED 等人机

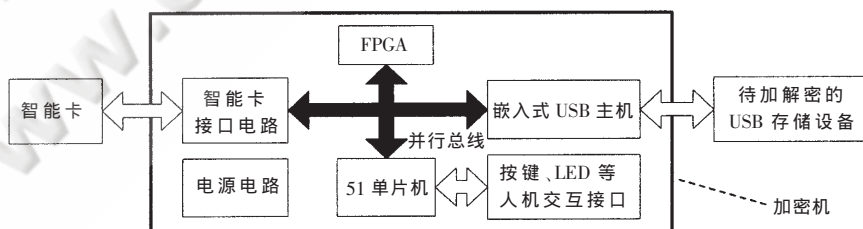


图 1 系统总体结构框图

交互接口电路构成。嵌入式 USB 主机作为 USB 拓扑结构中的主机 (Host), 完成 USB 存储设备的访问管理和 USB 文件的读写。USB 文件的加解密由 FPGA 高速实现 3DES 算法来完成。智能卡实现系统的安全管理。智能卡接口电路实现 ISO 7816 接口到并行接口的转换。51 单片机通过并行总线与嵌入式 USB 主机、FPGA 和智能卡接口电路相连, 负责整个系统的管理和控制。

### 2 系统安全性设计

安全性是加密系统一项至关重要的性能指标。本系统从以下几方面进行了严密的安全性设计, 确保系统的

高安全性。

## 2.1 工作模式

基于嵌入式 USB 主机设计, 实现可完全脱离 PC 机运行的嵌入式工作模式, 从而消除了 PC 机软硬件安全隐患, 提高了系统的安全性。

## 2.2 安全认证

安全认证包括加密机与智能卡之间的设备认证和智能卡与操作者之间的身份认证。

设备认证通过对比加密机和智能卡中存放的设备认证码来实现。每个加密机与唯一一个智能卡配对使用, 均存放着相同的设备认证码, 且不同的加密机和智能卡有不同的设备认证码, 通过对比各自存放的设备认证码可对智能卡的合法性进行认证。

身份认证通过智能卡的口令验证实现, 只有输入正确的智能卡口令才能通过口令验证, 从而对操作者的合法性进行认证。

在安全认证过程中, 任何一个认证若不通过加密机, 则结束操作。因此只有当密码机、唯一与之配对的智能卡和正确的智能卡口令三个要素同时具备时, 才能通过认证。缺乏其中任何一个要素, 认证都将失败, 加密机结束操作, 从而使系统的安全性大大提高。

## 2.3 加解密算法的安全性

加解密算法的安全性包括算法自身的安全性以及算法存放和调用的安全性。

本系统的加解密算法选用 3DES 算法。3DES 算法的密钥长度为 168 位, 用穷举搜索结果攻击密文需要测试 2<sup>168</sup> 次, 可以有效克服穷举攻击, 并且增强了抗差分分析和线性分析能力, 具有极其强大的安全性<sup>[1]</sup>。

算法存放和调用的安全性依赖于器件自身具有的安全防护能力。本系统选用 ACTEL 公司反熔丝型 FPGA 芯片 AX250 存放和调用算法。反熔丝型 FPGA 不需要专门的编程芯片, 且具有编程内容不可读、运行时不能改的性能, 可有效地保护算法, 从而提高系统的安全性。

## 2.4 密钥的安全性

本系统选用智能卡实现密钥的安全存放和调用。智能卡中集成了微处理器、存储单元以及芯片操作系统 COS (Chip Operating System), 从而构成一个完整的计算机系统。它不仅具有数据存储功能, 同时还具有命令处理和数据安全保护等功能, 因此安全性大大增强。本系统选用智能卡作为密钥存放的介质, 密钥的调用受卡内 COS 操作系统的安全保护, 利用智能卡自身的物理安全机制和 COS 操作系统的安全体系为密钥的存放和调用提供双重的安全保证。

## 2.5 其他安全防范措施

(1) 设备认证码的存放和调用受 AX250 和智能卡的

保护, 避免外部访问。

(2) 加密机与智能卡可分离存放, 减少失密的可能。

(3) 在系统开机时对算法和密钥联合运行的正确性进行自检, 防止加解密错误。

## 3 系统硬件设计

### 3.1 51 单片机电路设计

51 单片机选用 CYGNAL 公司的 C8051F023。C8051F023 是完全集成的系统级 SoC 芯片, 具有 25 MIPS 的 CIP-51 内核, 内部资源丰富、功耗低、可提高系统的可靠性和便携性。

单片机电路原理如图 2 所示。C8051F023 外接 25 MHz 晶振, 程序执行速度可高达 25 MIPS。为提高数据通信速率, 单片机通过 8 位非复用并行总线与嵌入式 USB 主机、FPGA 和智能卡接口电路通信。因外部所需地址空间较少, 单片机采用线选的方式进行片选, A15 片选 USB 主机, 端口地址范围为 6000H~7FFFH; A14 片选 FPGA, 端口地址范围为 A000H~BFFFH; A13 片选智能卡接口电路, 端口地址范围为 C000H~DFFFH。

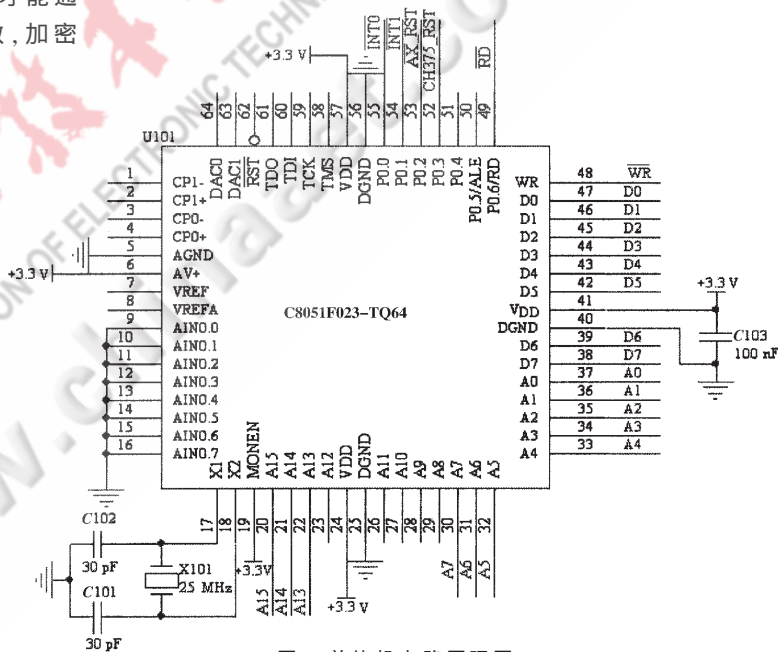


图 2 单片机电路原理图

### 3.2 嵌入式 USB 主机电路设计

嵌入式 USB 主机选用 CH375。CH375 是一款 USB 通用接口芯片, 支持 Host 主机方式和 Slave 设备方式, 主机端输入和输出缓冲区各为 64 B。在 Host 主机方式下支持各种常用的 USB 全速设备, 外部处理器可以方便地通过 CH375 按照相应的 USB 协议与 USB 设备通信<sup>[2]</sup>。

嵌入式 USB 主机电路原理如图 3 所示。TXD 管脚接地, CH375 通过并行接口与 C8051F023 通信。地址输入线 A0 连接至单片机的地址线 A0, 当 A0 为高电平时选择命令端口, 可以写入命令; 当 A0 为低电平时选择数据端口, 可以读写数据, 因此 CH375 命令端口的访问地址

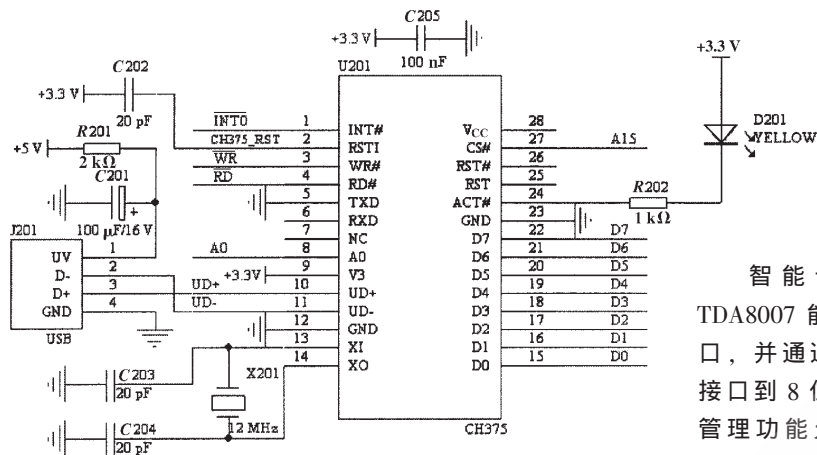


图3 嵌入式USB主机电路原理图

为6XX1H或7XX1H，数据端口的访问地址为6XX0H或7XX0H。中断请求INT连接到单片机的中断输入/INT0。V3管脚接3.3V，选择工作电压为3.3V，从而与接口的C8051F023保持电平兼容。接插件J201为通用USB插座，外接待加解密的USB存储设备。

### 3.3 FPGA 电路设计

FPGA 选用反熔丝型FPGA芯片AX250。该芯片除具有较高的安全性，还具有资源丰富、速度快、功耗低、抗辐射能力强和耐高低温等优点，可大幅提高系统的整体性能<sup>[3]</sup>。

FPGA 电路原理如图4所示。AX250通过8位并行接口与单片机C8051F023通信。内部工作电压V<sub>CC</sub> PL接1.5V，保证芯片低功耗运行。外部IO电压V<sub>CC</sub> IB接3.3V，保持与C8051F023电平兼容。AX250的时钟由晶振CRY301输入，时钟频率根据FPGA内部程序逻辑综合后的时钟频率而定，系统最终实现的频率为33MHz。因单片机只有两个外部中断，FPGA与智能卡接口电路

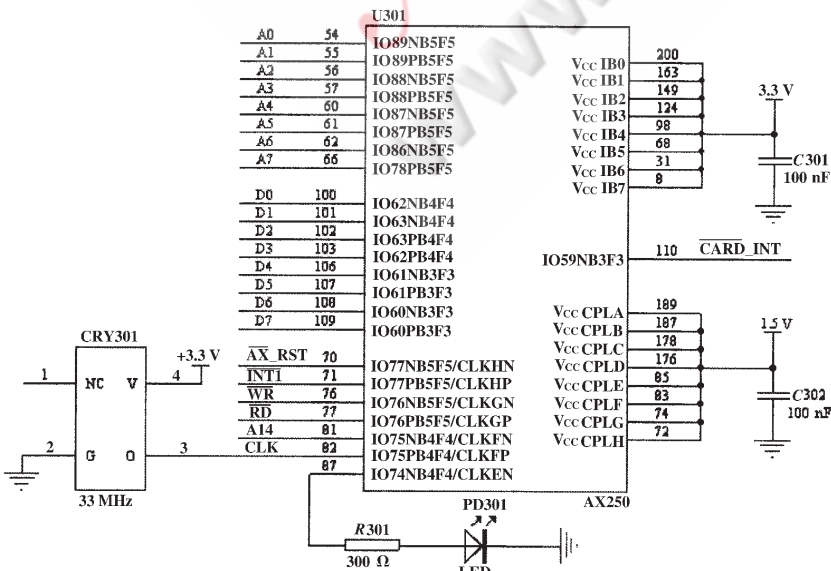


图4 FPGA 电路原理图

共用同一个中断INTI，CARD\_INT为智能卡接口电路的中断请求。系统在FPGA中设置一中断标志寄存器，当FPGA或智能卡接口电路请求中断时会分别置对应的中断标志位为1，单片机通过查询中断标志寄存器即可确定INTI的中断源。

### 3.4 智能卡接口电路设计

智能卡接口电路选用Philips公司的TDA8007。TDA8007能够提供两个满足ISO7816标准的智能卡接口，并通过并行总线与微处理器通信，可实现ISO7816接口到8位并行接口的转换。TDA8007内部集成的电源管理功能允许TDA8007的供电范围可达2.7~6.0V，并且通过电源管理可以给智能卡提供5.0V、3.0V及1.8V电源，以适合不同工作电压的智能卡应用<sup>[4]</sup>。

智能卡接口电路原理如图5所示。工作电压选择3.3V，保持与接口的C8051F023电平兼容。并行总线接口为非复用方式，ALE信号接高电平，AD0~AD3与单片机A0~A3相连。中断请求CARD\_INT连至FPGA，与FPGA共用单片机的同一中断INTI。接插件J401为智能卡ISO7816接口插座。

## 4 系统软件设计

### 4.1 单片机C8051F023软件设计

C8051F023是本系统的控制核心，负责管理及协调系统其他各部分的工作，程序流程图如图6所示。其中与USB有关的操作由单片机控制CH375完成，自检、安全认证和数据加解密等操作由单片机控制智能卡和FPGA完成。

### 4.2 3DES算法的实现

3DES算法用硬件描述语言VHDL编程实现，算法实现的整体结构框架如图7所示。加解密密钥K1、K2、K3存储在密钥存储RAM中，经子密钥产生模块产生三组子密钥SUBK1、SUBK2、SUBK3，分别提供给3个DES模块。待加解密数据存储在输入FIFO中，在控制模块的控制下每次读取64位送到DES模块1，经DES模块1、DES模块2和DES模块3处理完后，把加解密的结果送到输出FIFO中，从而完成一组数据的3DES加解密。

此设计采用循环全部打开和流水线结构来设计单个的DES模块。循环打开后，实现DES模块的全部16轮圈函数便级联在一起，上一圈函数的输出作为下一圈函数的输入，然后在每轮的中间加上寄存器来实现流水线，从而最多可有16个数据分组被同时执行圈函数运算，流水线的各个圈函数以重叠并行的方式工作<sup>[5]</sup>。这样，在理想的流水线操作情况下，完成一个数据分

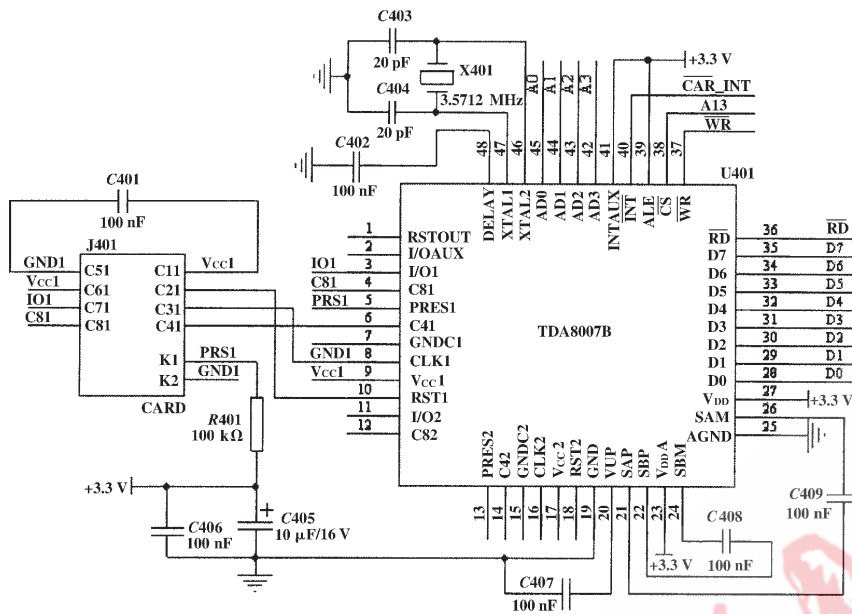


图5 智能卡接口电路原理图

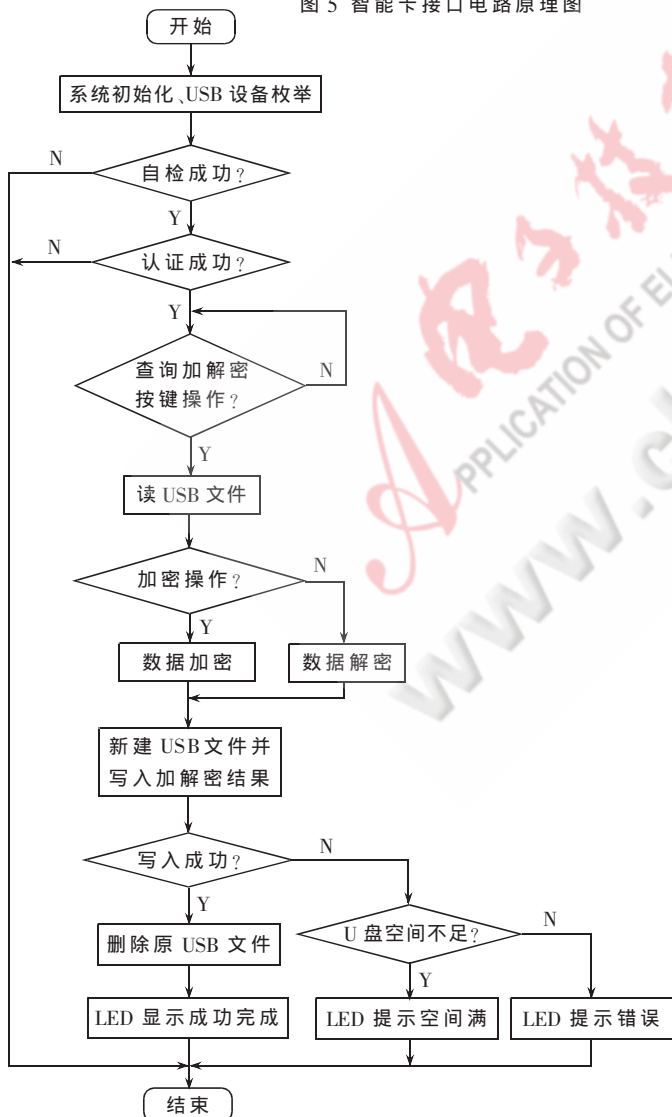


图6 C8051F023 程序流程图

组的DES运算相当于只需1个时钟,每个DES模块的加解密速度提高近16倍。同理,3个DES模块之间的级联也采用流水线结构来设计。通过采用三级流水,可以使3个DES模块同时并行工作,从而进一步提高3DES算法的加解密速度。

### 5 结果测试

#### 5.1 安全认证测试

在以下几种情况下使用本系统对USB存储设备进行加解密:

- (1) 不插入智能卡,只使用加密机。
- (2) 使用不配对的加密机、智能卡。
- (3) 使用配对的加密机、智能卡,但不输入或输入错误的智能卡口令。

测试结果显示,以上3种情况下系统均不能通过安全认证,加密机停止操作,无法完成USB存储设备的加解密。

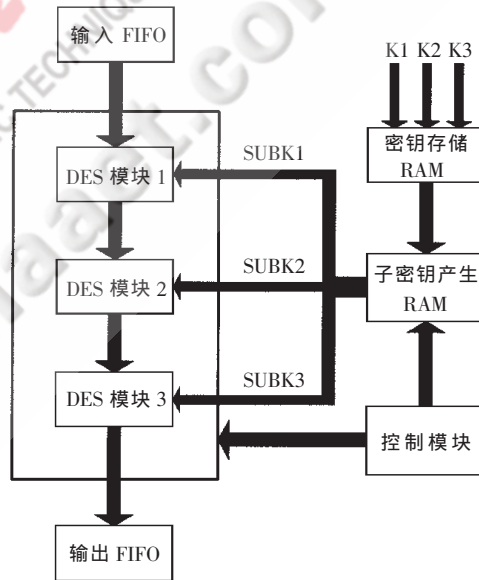


图7 3DES算法实现的整体结构框架

#### 5.2 保密数据的安全性测试

通过多种访问途径或接口方式,尝试从系统外部访问智能卡和FPGA中存放的密钥、算法和设备认证码等保密数据,结果显示均失败,保密数据无法被外部访问。

#### 5.3 加解密性能测试

加解密性能测试包括准确性测试和速度测试。使用本系统对U盘中100个不同大小的文件进行加密操作,将得到的密文与正确的密文进行对比;再将得到的密文进行解密操作,将得到的明文与原有文件进行对比。结果显示全部正确,系统具有很高的加解密准确性。记录下各文件加解密的时间,测得系统的平均加解密速度为355 kb/s,系统具有较快的加解密速度。

本文采用嵌入式 USB 主机 CH375、智能卡和反熔丝型 FPGA 芯片 AX250 设计并实现了一种高安全性的便携式 USB 存储加密系统。该系统可以完全脱离 PC 机工作,安全性高、便携性好、加解密速度快、整体性能良好。

## 参考文献

- [1] 吉杰,林洽欣.用三重 DES 加密.NET 数据库连接字符串[J].计算机工程与设计,2007,28(4):817-819.
- [2] 李海军.基于 USB 总线接口芯片 CH375 的虚拟仪器设计[J].三峡大学学报(自然科学版),2005,27(2):168-170.
- [3] 卿辉,肖红跃.反熔丝 FPGA 在密码芯片设计中的运用[J].通信技术,2001(1):62-63.
- [4] 飞利浦半导体公司.TDA8007 Multiprotocol smart card interface [EB/OL] . <http://www.semiconductors.philips.com/products/TDA8007.html>.
- [5] 王简瑜,张鲁国.基于 FPGA 实现 DES 算法的性能分析[J].微计算机信息,2007,23(3-2):217-218.

(收稿日期:2008-11-12)

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

# FC 加密卡密钥管理系统设计与实现

刘青龙, 谢军, 季乔龙

(1. 电子科技大学 宽带光纤传输与通信网技术教育部重点实验室, 四川 成都 610054)

**摘要:** 一种基于对称加密体制的光纤通道加密卡密钥管理方案该方案将独立的密钥管理中心、USB Key、硬件安全设备等有效地应用于密钥管理的各个重要环节, 可以让用户以最小的安全风险和管理代价来管理密钥信息的产生、分发、备份及恢复过程, 从而确保存储数据安全。

**关键词:** 密钥管理; 密钥管理中心; USB key; 硬件安全设备

中图分类号: TP393.08 文献标识码: A

## Design and implementation of key management system for FC encryption card

LIU Qing Long, XIE Jun, JI Qiao Long

(1. Key Laboratory of Broadband Optical Fiber Transmission and Communication Networks of the Ministry of Education, University of Electronic Science and Technology, Chengdu 610054, China)

**Abstract:** This paper introduces a safe mechanism of key management for fiber channel encryption card, which enables users to control the generation, distribution, backup and recovery process of key with minimal security risks and lowest cost based on symmetric encryption system and ensures the data in storage safe by applying the combination of independent key management center, USB key and hardware safe appliance to every crucial links of the key management.

**Key words:** key management; key management center; USB key; hardware safe appliance

近年来,网络存储技术已被应用到各个行业。网络存储又被誉为第三次 IT 浪潮<sup>[1]</sup>。FC-SAN (Fiber Channel- Storage Area Network) 网络是当前最主流的 SAN 结构,它采用高速的光纤通道构架存储网络,并用 FCP (Fibre Channel Protocol) 协议传输 SCSI 命令和数据。由于光纤通道的远距离连接能力以及高速的传输能力,使得 FC-SAN 的性能非凡,被业界普遍采用。随着 SAN 网络的日益普及,网络存储数据的安全问题也受到了人们的广泛关注。存储加密是保护数据的普遍做法。目前,存储系统中数据加密技术的实现分成基于主机层、网络层及存储层的 3 类。由于内建加密功能的存储设备才刚推出,目前企业应用的加密产品以主机或网络型产品为主流。基于主机层加密是在前端欲加密的主机上安装加密软件进行加密。但软件加密的缺点是面对企业达到 TB 甚至 PB 级数据量,加密运算将极大增加系统负担,影响效能,而且密钥档的保管也相当麻烦,可能会遭到非法复制和遗失。基于网络层加密是通过在存储网络中插入特殊加密硬件进行加密,但网络带宽会受影响。硬件方法将加/解密对性能的影响降到最低,可以做到对用户透明,并且可以避免软件方法固有的安全隐患,最

大限度地保证整个系统的安全性。综合考虑,在主机上安装硬件加密装置是较好的选择。

出于对加/解密性能的考虑,目前大多采用实现方法相对简单的对称加密体制。由于加/解密都要使用相同的密钥,因此密钥的存储和备份便成了该加密体系中最薄弱的环节。用专门的硬件设备来存储和分享密钥,就可以极大地提高密钥系统的安全性。目前流行的 USB Key 是一种在高安全领域内广泛使用的标准 USB 接口的设备,能够对用户密钥提供多层的安全保护。使用 USB Key 除了可以保证用户密钥信息的安全性以外,同时也在管理上以一种“硬件持有物”的方式,使得用户对虚拟的“数字身份”有了物理上的掌握与控制。此外,为防止一些特权用户,如管理员私自复制密钥,一个较好的解决办法是研制多密钥系统。使用一套密钥加密数据,使用另一套密钥对管理员进行身份识别。管理员绝不会真正看到用来加密数据的密钥,从而降低了系统风险。对 SAN 网络而言,完善的密钥管理系统的研究与开发是一个十分重要的课题。

本文在对称加密体制的基础上,将 USB Key 用于密钥存储和身份认证,结合密钥共享和多密钥加密技术,

设计并实现了一种 FC 加密卡的密钥管理系统,较好地实现了密钥的产生、分发、备份和恢复功能,满足了 FC-SAN 用户数据存储的安全需要。

## 1 FC 加密卡的密钥管理设计

为避免系统过于复杂,且实现起来更加简单容易,在实际使用的系统中,根据用户要求和系统规模采用使系统结构更加紧凑的二种密钥。一种是主密钥,用于保护其他密钥;另一种是工作密钥,用于保护数据。密钥采用了三层结构,如图 1 所示。其中,每一层密钥用于对下一层密钥进行加

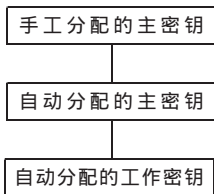


图 1 密钥结构

密保护。同时,为提高安全性,加密算法采用早已集成到硬件中并得到广泛应用的 AES<sup>[2]</sup>-256 算法。当然,对数据的加密应该是连贯的隔离操作,纯软件的加密系统难以做到,因而将采用单独的硬件安全设备,即利用位于 FC HBA 卡和交换机 FC 接口之间的加密卡完成对进出磁盘阵列的 SCSI 数据的加解密。另外,为确保对用户身份的验证,需要向用户分发认证密钥,密钥的存储采用安全性很高的 USB Key<sup>[3]</sup>。

### 1.1 密钥的产生和分发

密钥管理中心的密钥生成模块采用基于混沌理论的密钥生成方法来实现。具体描述如下:

混沌对非线性方程初值敏感,由混沌获得的随机序列可确定数学形式理论上不可预测的混乱结果。表现混沌现象的标准虫口方程(Logistic 一维迭代方程)为:

$$x_{n+1} = \mu * x_n (1 - x_n) \quad (1)$$

在非线性作用下,当  $\mu$  从 0 趋向 4 时,其动力学性态的复杂性逐步增加,即从定态变为周期性态,通过周期化级联而到达混沌性态, $\mu=3.58$  左右,这种分裂突然呈现崩溃之势,周期性态就变成混沌,虫口的涨落再也不会确定下来,即虫口的逐年变化完全变为随机。在具体应用中取  $\mu=3.6$ ,利用式(1)生成 224 位密钥,随后每 7 位插入一位奇偶校验位(这里使用奇校验),从而生成最后的 256 位的 AES 密钥。而初始种子通过对当前系统时间加以简单的线性变换得到。用此方法可以产生工作密钥,密钥的产生均由密钥管理中心(KMC)自动完成。

在存储加密设备中,存储加密的安全性与处理性能的瓶颈主要在密钥的管理与加/解密算法上。由于加解密算法的性能一般是固定的,不容易改变,所以性能的瓶颈主要存在于密钥的管理方面。因此,安全与性能是一对需要解决的矛盾,当强调高安全则会降低性能,而当强调高性能则会降低安全性。为了平衡设备的安全性与性能,本方案采用基于 LUN(逻辑单元号)的加密技术。此技术将所有的 LUN 分成多个加密区,每个加密分区使用一个不同的密钥进行加密,这样存储加密过程中只需要有限多个密钥就能实现对存储子系统中所有数

据块的加密。每个密钥长度为 32 B,工作密钥保存在加密卡上,使用 RAM 很容易存储。这样一方面减少了密钥表的大小,加快了密钥的查找速度,提高了数据加密的性能;另一方面由于采用了多个密钥对存储子系统的多个区域进行了加密,与单一固定密钥的方法相比,提高了加密数据被破解的难度,增强了数据加密的安全性。为进一步确保密钥安全,可以用 AES-256 算法以软件方式对工作密钥加密,并将其连同主密钥、认证密钥一起存入 USB Key 中,利用用户 PIN 确保了其安全。

### 1.2 密钥的备份和恢复

密钥管理中心完成密钥备份和恢复过程。在密钥备份过程中采用秘密共享方案对主密钥、工作密钥、认证密钥进行保存。在密钥管理体系模型中,秘密共享理论主要用来保护敏感密钥。采用秘密共享方案使得原来应该由一个人承担保密安全责任的分摊到若干个个体上,并且减少了密钥丢失的风险。 $(t,n)$  门限秘密共享方案将一个秘密由  $n$  个参与者所共享,只有  $t$  个或  $t$  个以上的参与者可以联合重构该秘密,而  $(t-1)$  个或更少的参与者不能得到该秘密的任何信息。本系统采用文献[5]中提出的基于 Lagrange 插值多项式的  $(t,n)$  门限方案,实现对管理员方密钥的安全存储。其中  $t$  是重构密钥所需的密钥影子个数, $n$  为产生的影子总数。选择一个随机素数  $P$ ,使之比可能的影子数目和最大可能秘密都大,但需保存。共享密钥  $K$  时,需构造一个次数最多为  $t-1$  的任意多项式:

$$y = a(x) = (K + \sum_{j=1}^{t-1} a_j x^j) \bmod P \quad (1)$$

$$a_j (1 \leq j \leq t-1)$$

为秘密地随机选取的元素,每个参与者对应  $a(x)$  所确定的曲线上的一个点  $(x_i, y_i)$ ,  $1 \leq i \leq n$ ,并存于  $n$  个 USB Key 中,其中  $x_i$  应互不相同。当获取其中  $t$  份密钥影子时,  $(x_{m1}, y_{m1}), (x_{m2}, y_{m2}), \dots, (x_{mt}, y_{mt})$ , 其中  $m \in [1, n]$ , 由插值公式:

$$a(x) = \sum_{j=1}^t y_{mj} \prod_{i \neq j} \frac{x - x_{mi}}{x_{mj} - x_{mi}} \bmod P \quad (2)$$

将式(1)中  $K = a(0)$  代入式(2),有:

$$k = a(0) = \bmod P \sum_{j=1}^t y_{mj} \prod_{i \neq j} \frac{x_{mi}}{x_{mj} - x_{mi}} \bmod P \quad (3)$$

$$\text{令 } b_j = \bmod P \prod_{i \neq j} \frac{x_{mi}}{x_{mj} - x_{mi}} \bmod P \quad (4)$$

$$\text{则 } K = \sum_{j=1}^t b_j y_{mj} \quad (5)$$

对用户方密钥采用备份机备份,备份流程如图 2 所示。

密钥恢复分用户方和管理员方密钥恢复。

(1) 用户方存储在 USB Key 内的密钥恢复流程:发出密钥恢复申请 → 进行身份认证 → 认证成功 → 从密钥备

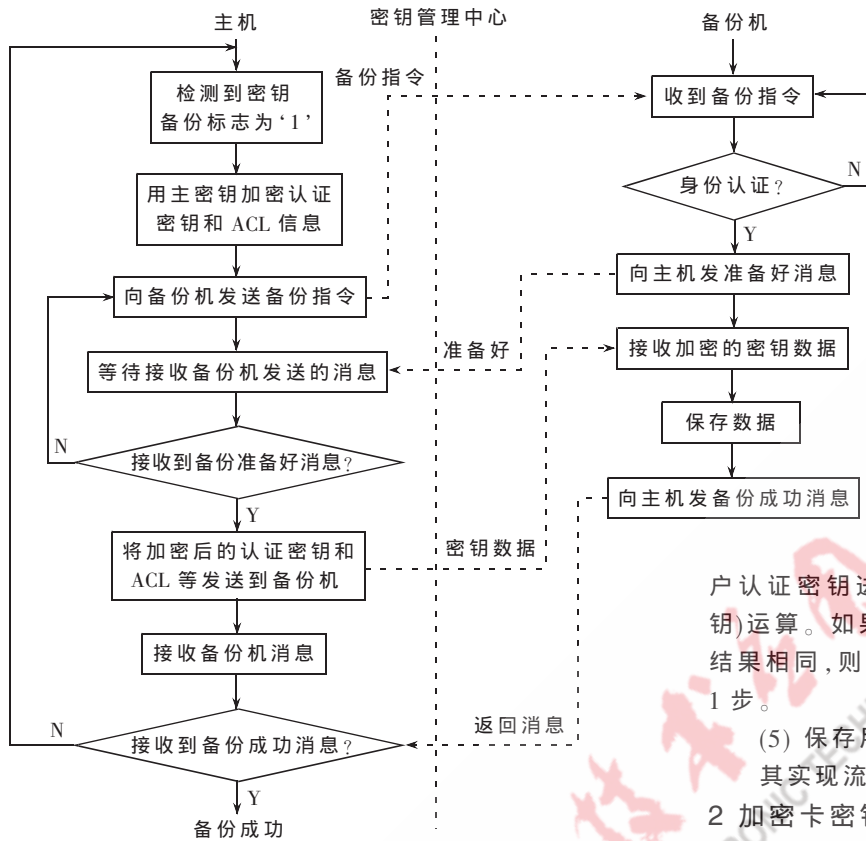


图2 密钥备份流程图

份机内调出密钥再分发给用户 USB Key。

(2) 管理员方密钥的恢复: 由于加密密钥在存储备份时采用秘密共享方案, 所以在恢复时亦需要  $t$  个以上管理员持有的密钥影子才可以恢复。密钥恢复流程: 发出密钥恢复申请 → 进行  $t$  个管理员身份认证 → 认证成功 →  $t$  份子密钥恢复出密钥再分发给管理员 USB Key。

### 1.3 身份认证

基于 USB Key 的身份认证方式是近几年发展起来的一种方便、安全的身份认证技术。它采用软硬件相结合、一次一密的强双因子认证模式, 很好地解决了安全性与易用性之间的矛盾。USB Key 可以存储用户的认证密钥, 利用 USB Key 内置的密码算法实现对用户身份的认证。在登录认证过程中通常是采用基于冲击/响应的认证模式, 同时还设置了用户 PIN 码的最大可重试次数。当 PIN 码连续输入错误达到最大可重试次数时, 将会自动死锁, 这样就成功地防范了穷举攻击方式。当 PIN 码被锁死时, 需要 KMC 重新进行解锁。

在实际的实现过程中, 需要在服务器端加入登录认证程序模块, 并且要获取 USB Key 中存放的用户身份 ID、读

写权限等信息, 以便 FC 加密卡根据该 ID 号进行访问控制。登录认证模块的关键流程如下:

(1) 用户插入 USB Key, 输入用户 ID、口令, 向服务器发出登录认证请求。

(2) 服务器接到此请求后生成一个随机数  $R$  并传输给 USB Key (此为冲击)。

(3) USB Key 使用该随机数  $R$ 、口令和存储在 USB Key 中的认证密钥进行 HMAC-MD5(随机数  $R$ 、口令、认证密钥) 运算并得到一个结果作为认证证据传给服务器(此为响应)。

(4) 与此同时, 服务器也使用该随机数  $R$  与存储在服务器数据库中的该客户认证密钥进行 HMAC-MD5(随机数  $R$ 、口令、认证密钥) 运算。如果服务器的运算结果与客户端传回的响应结果相同, 则认为客户端是一个合法用户, 否则返回第 1 步。

(5) 保存用户 ID、读写权限等重要信息, 进入系统。其实现流程如图 3 所示。

### 2 加密卡密钥管理系统实现方案

本密钥管理系统主要由密钥管理中心、FC 加密卡和 USB Key 三部分实现。系统总体框图如图 4 所示。

密钥管理中心是单独的一套系统, 需由专人进行维护管理。密钥管理中心主要由密钥产生、密钥分发、密钥备份、密钥恢复等几个功能模块构成。密钥管理中心产生主密钥、被加密的工作密钥, 以及用户身份认证密钥

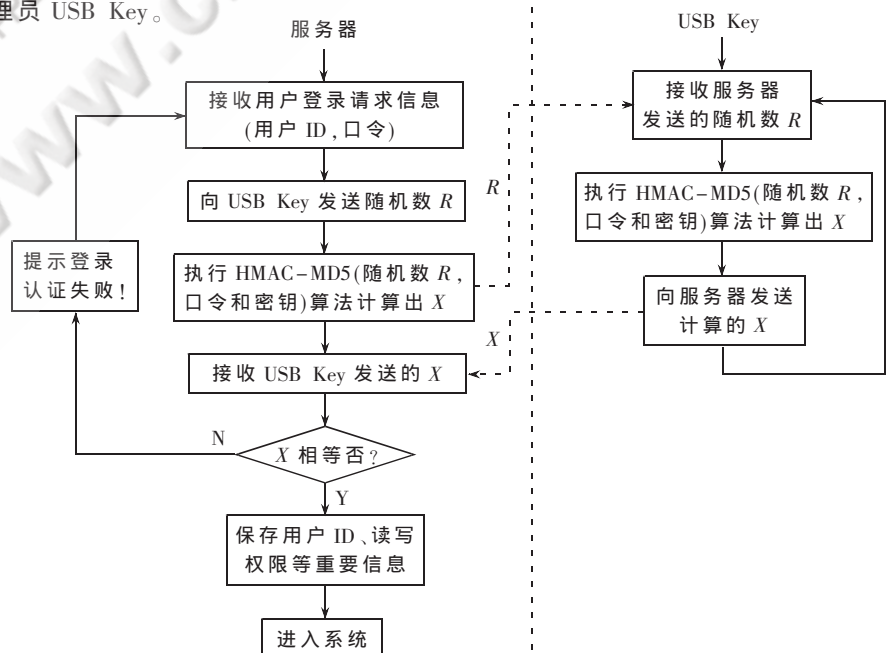


图3 登录认证实现流程

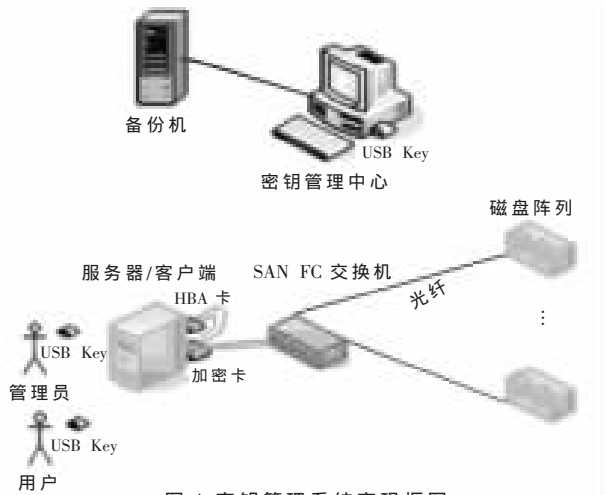


图 4 密钥管理系统实现框图

和访问控制信息等,同时产生存储加密设备管理员用户的认证信息等;然后将密钥、身份认证信息等分发到 USB Key 中,并对所有密钥信息进行备份。一个密钥管理中心可以管理多个存储加密设备的密钥。采用密钥和存储加密设备相分离的管理方式,即使存储加密设备丢失,只要 USB Key 保存完好,存储加密设备都是不可工作的,这样就保证了存储池中加密数据的安全性。KMC 备份和恢复工作流程如图 5 所示。FC 加密卡的加密密钥采用 USB Key 以密文的形式注入,配合主机输入的解密密钥将工作密钥解密。根据主机设定的控制策略,对进出磁盘阵列的有效数据进行加解密。FC 加密卡作为一种加密设备,为使用该加密卡的磁盘阵列提供加密服务。用户的权限受到主机的控制。非授权用户无法读或

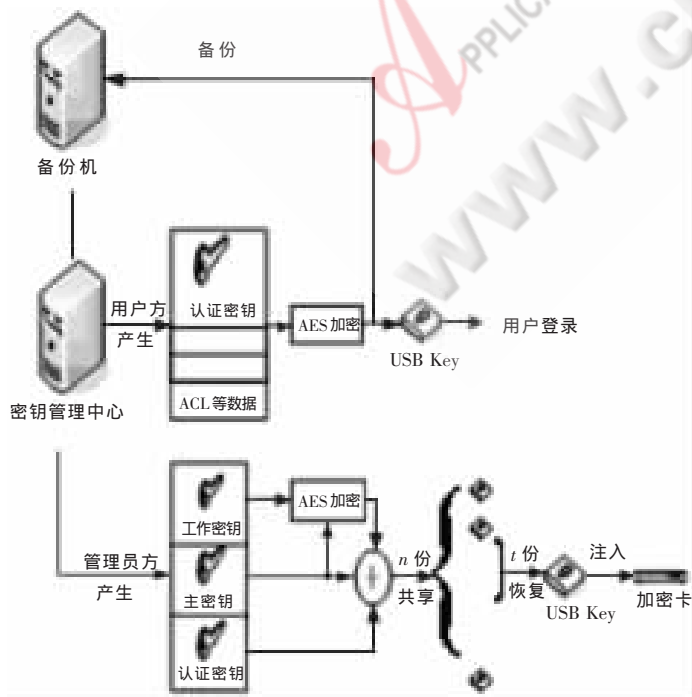


图 5 KMC 备份和恢复流程

写相关的加密文档。磁盘的丢失也不会造成数据的丢失。密钥的丢失会造成数据可能的失密,所以应妥善保管。用户登录采用 USB Key 加口令认证方式。

FC 加密卡包含一块加密卡硬件和相应的驱动程序及设备管理程序。加密卡通过 PCI-E 接口连接到计算机主板。设备管理程序完成设备状态检测、显示和日志记录等功能。同时,密钥的注入也由设备管理程序来完成。

系统工作流程如下:

(1) KMC 向管理员和用户分发 USB Key 并做好相关备份工作。

(2) 管理员启动设备时,要求必须插入管理员 USB Key,并输入用户名和口令进行身份认证,通过认证后设备才能启动。设备在启动后要求插入存放密钥的 USB Key,将密钥注入加密卡。主机将 USB Key 中的工作密钥传送给加密卡通信控制器写入,经过解密后保存在 RAM 中,然后开始第二次密钥注入过程。两次传输的密钥一致后写入密钥/控制表,完成后返回确认信息,加密卡即可进入正常工作模式,否则加密卡处在监听转发模式,密钥注入过程完成。在此期间,管理员无法获取密钥任何信息。密钥置入成功后,必须拔下存放密钥的 USB Key。当加密卡掉电后里面的所有密钥信息丢失,需要重新注入密钥。FC 加密卡中密钥的注入流程都是通过 FPGA 实现的,由于流程在 FPGA 内部实现,所以具有很高的安全性。

(3) 用户插入用户 USB Key,并输入用户名和口令进行身份认证,通过认证后将访问控制表注入加密卡,然后设备才进入正常工作状态,此时用户可以进行正常的磁盘文件访问。

(4) 加密卡查询设备 ACL(访问控制列表),判断用户是否有相关权限(读、写),最后再将具有权限的用户请求发送给存储加密功能模块对数据净荷加解密,将处理后的数据转发出去,不允许的访问请求将被阻断。

### 3 分析与展望

(1) 加密数据,尤其在 SAN 对于大数据量的加密,用软件加密尽管实现起来相对容易,但是会加重服务器的工作负荷,影响系统整体性能。采用硬件安全设备加密,由于很多算法都是面向 bit 串操作,因而实现速度快。试验表明,该系统能达到较高的数据吞吐量,同时具备向更高数据吞吐量升级的能力。硬件加密安全性好,相对而言,软件不可能实现物理保护,攻击者可以利用各种调试软件来修改算法。

(2) 采用 USB Key 进行身份认证与密钥存储,由于它采用软硬件相结合、一次一密的强双因子认证模式,认证服务器与客户端之间的数据往来每次都不相同,如黑客简单截获到认证过程的数据仍无法在网络中冒充客户端。算法采用的是值得信赖的 MD5 HMAC 算法,这样,算法、密钥、运算三个因素都是安全的,从而确保了

整个认证过程的安全。

(3) 对密钥更新,目前的设计是由 KMC 设立专门的密钥数据库,当需要吊销或销毁旧密钥时,由 KMC 进行相关登记,并分发新的 USB Key;然后由加密卡自动完成更新。但是牵涉到如何更新用旧密钥加密的数据等一系列问题。由于旧数据的更新也可由加密卡完成,所以完全可以利用某种控制算法来自动启动数据的更新,这样可以省去很多问题。由于密钥更新算法研究也是系统安全性得以提高的一个很重要方面,所以可把工作重点转到密钥更新算法研究。

## 参考文献

- [1] 王峰.网络存储在互联网行业的应用[J].中国传媒科技, 2007, 10:46-48.
- [2] NIST. FIPS PUB 197: Advanced Encryption Standard (AES)[S]. <http://csrc.nist.gov/publications/>, 2001.
- [3] 严波,郭莉,潘棕强.基于 USB Key 的身份鉴别技术研究与应用[J]. 高性能计算技术,2005(3):36.
- [4] SHAMIR A. How to share a secret communications of the ACM,1979(22):612-613.

(收稿日期:2008-12-17)

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