

助力创新人才培养

推广节能环保理念

——“NEC 电子杯全国大学生电子设计竞赛”开幕

本刊记者 余 莲

全国大学生电子设计竞赛是由教育部高等教育司、工业和信息化部人事教育司共同主办并倡导推进的大学生学科竞赛之一，主要目的在于推动高等学校促进信息与电子类学科课程体系和课程内容的改革，助力高等学校的素质教育，培养大学生的实践创新意识、团队协作精神和理论联系实际学风，培养学生的工程实践素质，提高学生针对实际问题进行电子设计制作的能力。该比赛始于1994年，每两年举办一次，已成功举办过八届，在全国有着广泛的影响。

日前，NEC 电子的全资子公司日电电子(中国)有限公司(以下简称 NEC 电子中国)与全国大学生电



全国大学生电子设计竞赛组委会与 NEC 电子中国现场举行合作签字仪式

子设计竞赛组委会联合宣布，自2009年起将由 NEC 电子中国独家赞助由中华人民共和国教育部高等教育司及工

业和信息化部人教司主办的全国大学生电子设计竞赛，并将该比赛正式更名为“NEC 电子杯全国大学生电子设计竞赛”。

5月22日，2009年度 NEC 电子杯全国大学生电子设计竞赛新闻发布会在竞赛秘书处单位北京理工大学举行，从而拉开了本届大赛的序幕。教育部高等教育司副司长刘桔，工业和信息化部电子信息司副司长赵波，全国大学生电子设计竞赛组委会主任、两院院士、北京理工大学名誉校长王越，全国大学生电子设计竞赛组委会副主任兼秘书长、北京理工大学副校长赵显利，及 NEC 电子全球总裁中岛俊雄等出席了此次新闻发布会。



王越院士为本届竞赛开幕致词

(下转第 17 页)

赛灵思助力中国人才培养

电子技术应用网记者 杨 晖

5月22日,“北工大——赛灵思软件工程(嵌入式系统方向)应用人才联合培养模式创新实验区”开园仪式在北京工业大学逸夫图书馆举行,赛灵思“第二届开放源码硬件及嵌入式大赛”开幕仪式及国际学术交流同期举行。

记者就“人才联合培养创新实验区及开源设计大赛”的相关问题采访了北京工业大学副校长侯义斌教授、赛灵思亚太区销售及市场副总裁杨飞先生、赛灵思全球研究实验室兼全球大学计划高级总监 Patrick Lysaght、赛灵思大学计划中国区经理谢凯年博士。

产学联合 培养人才

“北工大——赛灵思软件工程(嵌入式系统方向)应用人才联合培养模式创新实验区”是由北京工业大学和赛灵思公司联合向教育部申请并获得成功的人才培养模式教育基地。北京工业大学与赛灵思公司将从课程体系、教学模式、工程实验等进行全面合作,提升教学质量,使学生在创新基地得到有效的训练和锻炼,形成一种全新的人才培养模式,为国家培养多元化、创新型人才。

目前已经进入后PC时代。PC时代以电脑作为标准;后PC时代的标准则是嵌入式系统。前几年,欧洲学术组织预言,嵌入式市场将是PC

市场的100倍,去年的统计已经达到95倍。侯义斌校长认为:“可以预见的是:嵌入式系统的技术与应用将是未来信息技术、计算机技术的发展趋势。嵌入式系统是目前国家大力提倡的“工业与信息化融合”的技术粘合剂。北工大将从集成电路、计算机体系结构、计算机软件、通讯技术四个专业学科发展嵌入式系统技术,需要在人才培养上下很大功夫。”

FPGA由于其可编程性,可以设计成任何形式的电路,能更好地支持高校的学习、研究和应用。赛灵思亚太区销售及市场副总裁杨飞先生说:“FPGA降低了世界最先进技术的门槛,给中国业界带来了自主创新的核心技术,使得学校、科研单位、客户都可以享用最先进的工艺技术。当前,基于FPGA的嵌入式系统应用越来越广泛,可编程技术已经到了一个引爆点,中国市场对FPGA人才的需求非常迫切。对此类人才的培养关系到中国长期的自主创新、自主知识产权的发展。在三年内,赛灵思将提供相应的软件、硬件及资金,与北工大一起为中国嵌入式系统设计、电子产品设计培养优秀的人才,并探索出培养具有国际视野的复合型人才的新方法,以实现对中国市场的长期承诺。”

开源硬件大赛战鼓擂动 海峡两岸同台竞技

赛灵思“第二届开放源码硬件及嵌入式大赛”开幕仪式同期举行,由北京工业大学副校长蒋毅坚和赛灵思大学计划中国区经理谢凯年博士一起擂响战鼓。

谈到本届大赛与上一届的不同,赛灵思全球研究实验室兼全球大学计划高级总监 Patrick Lysaght兴致勃勃地说道:“在这两年内通过



人才培养创新实验区揭牌仪式

我们的努力,已建立了非常多的联合实验室,用户基础已经不可同日而语。我们相信本届比赛参赛人数会出乎意料的多,而且台湾地区会一起参与比赛;另外一个变化是在这两年之间我们在全国各地展开了非常多的交流研讨会,近千名教授得到我们的培训,技能上有了显著的提高;赛灵思公司新推出的产品具有MMU,可以运行100%的Linux系统,这使得竞赛的受众扩大,很多计算机行业、软件行业和嵌入式行业的工程师都能参与,所以本届大赛的名称改成了开放源码硬件及嵌入式大赛。”

“这一届我们准备运用公司的力量从世界其他地方,例如欧洲的竞赛中选取好的成果直接开放到我们的网站上,让大家在这个基础上做,这样可以更好地利用全世界的资源提升我们的技能。”赛灵思大学计划中国区经理谢凯年博士补充到。

本届大赛更注重设计的创新性。Patrick说到:“上届大赛我们看见一个白色的选米机器,这是我在全世界第一次看见用机器来选白米。这就是一个创新的、非常让人兴奋的东西。所以说本届大赛有两个最重要的指标:第一是你思维的过程是否高质量?也就是说用一种很智慧的方法解决某一个具体问题;第二就是你是否能聪明地解决它。实际上找到一个问题不难,解决它也并不难,但只有你用一种创新的方法解决它,这才可以体现你的能力。做到这一点我觉得是最重要的。” ■



第二届开源硬件及嵌入式大赛战鼓擂动

SpringSoft: 打造全球性品牌

深耕专业 EDA 技术

本刊记者 王伟

2009年4月28日,电子设计自动化领导厂商思源科技(SpringSoft Inc.)运营长邓强生先生、中国区总经理许伟先生、技术咨询经理匡一宁先生就思源科技的全球化战略和在中国大陆市场的计划部署接受了记者采访。

集结全球渠道

深耕专业 EDA 技术

去年,思源科技成功完成了收购美国 Novas 软件公司及其他 4 家 EDA 公司之全球化战略布局。此举拓展了思源科技服务全球市场的能力,使思源科技能够提供更多专业的自动化解决方案,解决了发展复杂的数字、逻辑、混合信号集成电路(ICs)、专用集成电路(ASICs)、微处理器及系统芯片(SoCs)的重大难题。

收购美国 Novas 之余,思源科技亦陆续购入发展硬件辅助验证技术的 Fortelink、发展高阶 IC 绕线技术的 Nanovata 以及提供 Laker 产品线客制化 IC 设计解决方案的 Silicon Canvas。与此同时,思源科技也积极进行负责 Novas、Silicon Canvas 及 Fortelink 产品的日本经销商 Novaflo KK 的购入操作。Novaflo 成为了思源科技子公司 SpringSoft KK,并专门针对思源科技产品线在日本的销售提供服务。

合并 Novas、Silicon Canvas 与 Novaflo 营运之后,思源科技已经为实现更高营运效率、驾驭统一有效的全

球产品供应渠道做好准备。思源科技通过其独特的自动化技术、整合的全球营销渠道以及强健的财务状况,进一步提升在专业 EDA 解决方案与其评价极高的全球客户服务能力。整合后思源科技晋升为全球顶尖的五大 EDA 公司之一。

采访过程中,许伟先生表示:“思源科技完成营运整合后,致力打造统一的公司品牌形象。在中国,从用户角度分析,思源科技进一步发展壮大的条件已经成熟。结合此次全球性品牌宣传活动,我们相信,思源科技会取得更加快速的发展。我们希望能与中国半导体产业共同成长,并为之做出更大的贡献。”

Certitude—Novas 如虎添翼

思源科技于 2009 年 3 月并购美国功能验证品管系统厂商 Certess (Certess Inc.),这是全球唯一致力于功能验证品管技术的公司。其产品并入思源科技的 Novas 验证强化方案,完美地补充了思源科技既有产品,大幅扩展了验证强化方案产品线的广度与深度。

Certess 提供了市场上第一个商业化的功能验证品管软件。因此,Certess 的加入,有效地扩展了思源科技的验证技术产品应用范围。

Gary Smith EDA 的首席分析师 Gary Smith 曾表示:“Certess 是 Intelligent Test Bench 市场最热门的创新



思源科技运营长 邓强生先生

公司之一,此并购案将可大幅强化思源科技的产品组合,协助其成为 EDA 产业的主要大厂。”此次采访中,邓强生先生也表示迄今为止思源科技的运营情况验证了上述论断。

支持客制芯片设计

思源科技与联华电子共同宣布,即日起将提供已通过晶圆专工验证的 Laker™ 制程设计套件(PDK),支撑联华电子 65 nm 制程技术使用。

Laker-UMC PDK 采用思源科技的 Laker 客制 IC 设计软件,可支持联华电子的 65 nm CMOS(互补金氧半导体制程)标准逻辑制程及混合模式技术与低介电值绝缘层。联华电子 65 nm 标准效能制程能让设计公司包括消费产品与绘图芯片的各种不同应用产品提供动力。其可以

执行的技术选项包括混合信号/RFCMOS(射频互补金氧半导体)与嵌入式内存,以进一步客制化制程。这项 PDK 包括组件符号、高度最佳化的参数化组件(例如 Laker MCells)以及事先验证的设计规则与最新的技术档案。

对于此次合作,联华电子智财研发暨设计处处长符识钧曾指出:“联华电子与电子设计自动化厂商合作提供设计支持解决方案,以协助设计公司更轻易地产生符合制程最佳化的布局。我们对思源科技在

支持 Lakers 使用者上的努力表示欢迎,并且对于双方第一次合作研发与验证的成果——65 nm 设计 PDK 也感到非常满意。”

思源科技营运长邓强生先生表示:“Laker 的使用者关注各种不同的应用产品,而他们需求的技术常被他们所处的市场所主导。然而,简化设计执行流程是全球普遍面对的基本挑战,因此我们在 PDK 上投注的心力是非常重要的。此次由思源和联电共同合作开发的 PDK,就是为了满足双方共同客户在特殊设计与尖端制程上的需求而设计的。

双方后续的合作将专注于提供一系列的 Laker-UMC PDK,使得设计团队能将不同产品以最快的时程上市。我们非常高兴与联华电子建立具有生产力的合作关系,并期待在短期内扩展 Laker-UMC PDK 的支持版图。”

思源科技的双核心总部与遍布全球的业务和支持网络,不仅让公司能够维护在美国与欧洲的稳固基础进而成长,而且也将满足中国大陆与印度等快速成长市场的需求。这种策略使思源科技能够在全球各地提供卓越的客户服务。



Maxim : 引领模拟技术前沿

推动中国市场发展

本刊记者 王伟

2009年5月22日,Maxim 模拟技术研讨会于北京丽亭华苑酒店完美落幕。本次研讨会由美国美信集成产品公司(Maxim Integrated Products, Inc.)与安富利公司(Avnet, Inc.)联合举办,旨在探讨当前模拟工程师所面临的设计难题。会议议题围绕检流放大器、模拟信号调理器、视频随屏显示(VOD)、视频安全系统及音频设计优化等设计挑战而展开。来自Maxim的技术专家向与会工程师介绍了高性能模拟方案的前沿技术和相关工具。借此机会,本刊记者荣幸地采访了Maxim多媒体事业部产品总监Patrick Long先生和Maxim视频与显示产品线经理Ben Nader先生。

放大器与传感器产品线

Maxim 荟萃了业界最强大阵容的放大器与传感器,主要产品可划分为3个部分:运算放大器与比较器、专用集成放大器(ASAP)以及传感器及其接口。其应用广泛覆盖了消费电子、计算机、通信以及工业领域。

Patrick先生着重强调:“在工业领域,尤其是汽车电子、工业传感器以及自动控制领域,Maxim有着领先业界的技术,同时我们有强大而完备的产品支持,使得我们在这些领域处于优势地位。在中国,工业市场有着很广阔的开发前景,因此在未来几年内,工业市场仍然是Maxim发展的重点所在。”Patrick分析到,针对中国工业市场,其所占比例最大的两部分是

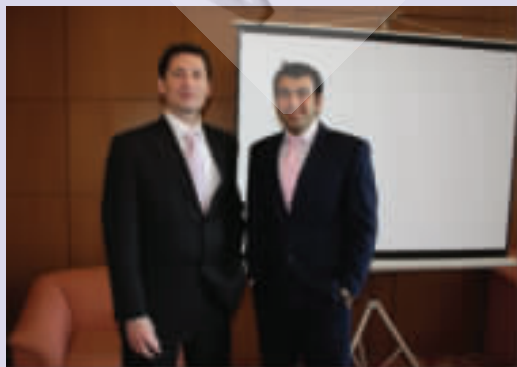
过程控制和测试测量,其中,又以过程控制产品市场增长最快。此外,医疗电子产品市场增长也非常可观。

谈到MEMS技术,Patrick先生表示:“目前,我们的放大器与传感器产品线中没有引用MEMS技术,当然,这并不是说MEMS技术不好,事实上我们在寻找一个切入点。现如今,MEMS借鉴CMOS的经验、向CMOS标准化制造靠拢是总的发展趋势,许多的MEMS产品都是半导体技术的延伸和扩展。但是与CMOS器件不同,MEMS器件的多样性为工艺制造带来了极大的困难。目前,很多企业,包括TI、ADI等大的企业,其涉足MEMS业务已经有很多年了,在这一点上,他们领先我们很多。这种情况下,Maxim更要慎重。我们希望、也有信心找到一个能发挥我们优势,并能一举领先其他企业的切入点,以进军MEMS产业。”

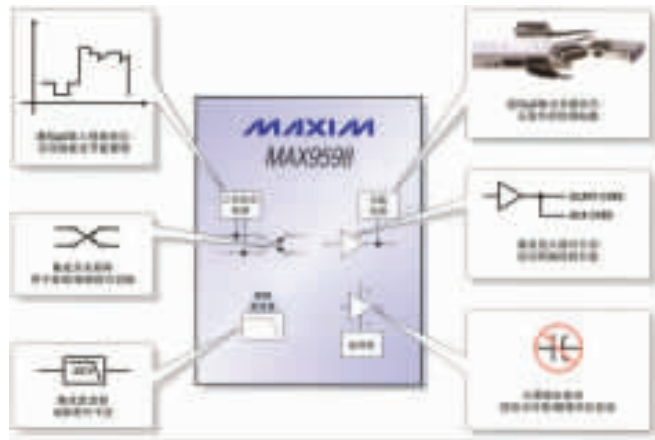
双SCART解决方案

在机顶盒中具应用优势

Ben Nader先生表示,低功耗音/视频SCART芯片MAX9598是Maxim目前主推的接口芯片,它适用于具有2个SCART连接器的机顶盒和A/V接收机产品。该器件采用节省功耗的“绿色”技术,使其具有业内同类产品中最低的功耗。此外,



Maxim 多媒体事业部产品总监 Patrick Long 先生(左一)和Maxim 视频与显示产品线经理 Ben Nader 先生(右一)



Maxim 双 SCATR 方案 MAX9598

MAX9598 采用具有公司专利保护的 DirectDrive™ 技术,有效抑制了咔嗒/噼噗声,并且在音频输出端省去了昂贵的交流耦合电容。MAX9598 提供节省空间的 6 mm×6 mm TQFN 封装,是业内体积最小的双 SCART 方案。MAX9598 双 SCART 矩阵开关能够在 I²C 接口控制下实现机顶盒解码芯片和 2 个外部 SCART 控制器之间的音频、视频信号切换。该芯片工作在 3.3 V 和 12 V 电源,以典型信号驱动典型负载时,静态功耗为 70 mW,平均功耗为 471 mW。其视频输入检测、视频负载检测以及 1.7 mW 低功耗模式非常适合低功耗机顶盒设计。

“MAX9598 的音频电路提供音频输入至音频输出的交叉切换,并具有缓冲功能。DirectDrive 输出放大

器产生一个以地为参考的 2 V_{RMS} 满幅音频信号,无需大体积输出电容,并降低了咔嗒声。过零检测电路仅在过零时切换音频信号,从而进一步降低咔嗒声。”Ben Nader 先生介绍,“MAX9598 视频电路提供视频输入至视频输出的交叉切换,并具有缓冲功能。来自机顶盒解码芯片的标清视频信号经过低通滤波后可以消除带外杂波。”此外,另 2 款同类产品 MAX9670/9671 与 MAX9598 性能基本相同,除了较 MAX9598 多出音量控制外,后者多出了 TV 音频回路。

制胜法宝

当记者问到 Maxim 的产品获得广大工程师如此青睐的原因时,Patrick 先生非常自豪地说:“我们有着领先的技术、团结的工作团队,我们还积极地听取广大工程师们的反

馈意见,并尽快地将其合理地体现在新产品的研发过程当中,不仅如此,我们还给客户提供了完善的后续服务,因此我们没有理由不成功。”

Patrick 先生总结其成功经验:(1)全面的产品组合。仅多媒体事业部,Maxim 就为客户提供了愈 450 种产品,满足不同客户的特殊需求。(2)节省空间的设计。一直以来,Maxim 都被喻为“First to Package”,为客户提供最小的封装选择,包括 μCSP、μDFN、SC70、TDFN、SOT23、μMAX 以及 TSSOP 封装等。目前,MAX9938、MAX9060 采用 μCSP 封装技术,可实现 1 mm×1 mm 封装。Maxim 下一代产品中将会出现 0.8 mm×0.8 mm 封装芯片。(3)关键的技术优势。其已申请专利的间接电流反馈架构以及业界最佳的 RF 抑制技术保证了 Maxim 产品在技术上的优势。(4)高精度和高准确度。产品设计过程中,广泛采用精密斩波架构、扩频自动零位调整技术以及后封装微调技术,保证了产品的高精确度和高准确度。(5)绿色技术的应用。无铅封装及不含任何卤化物的封装技术的采用顺应了全球绿色环保及节能设计需求。

未来,随着 Maxim 产品封装的进一步小型化、功耗的进一步降低以及 MEMS 技术的引入,我们相信 Maxim 下一代产品将会满足广大工程师更多的个性化需求。■

以高品质赢得市场

访德国控创集团总部市场副总裁 Norbert Hauser 先生

本刊记者 裴 瞳



作为全球领先的嵌入式计算机技术和板级及系统解决方案供应商，控创集团业务遍及工业自动化、测试测量、通讯、医疗仪器、娱乐设备、军事、航空、能源、公共安全、智能交通、远程信息处理、信息终端、网络安全等众多工业领域。其服务宗旨是帮助客户更加专注于发挥自身的核心竞争力，缩短产品面市时间，从而在市场上长期保持优势地位。近日，控创集团总部市场副总裁 Norbert Hauser 先生亲临中国，向北京众多媒体介绍控创集团在过去一年中的表现，并发布 2009 年新产品新闻。

重归领导者地位

过去的一年里，控创重归全球市场领导者地位。2008 年在经济危机的大背景下仍保持了 11% 的增长，尤其是迎合近来各国政府的经济刺激计划，在基础设施领域市场份额持续增长。据 Norbert Hauser 先生介绍，控创服务的 OEM 厂商、系统集成商和解决方案提供商等各类客户在他们的帮助下，在市场中保持着领先的地位。当被问到“逆势而上”的原因时，Norbert Hauser 先生解释说：“稳健的财务状况，良好的经营作风，会带来更多客户的信任。客户会把财务指标放在非常重要的位置，这保证了客户得到长期的供货和技术支持，也是我们竞争力的重要组成部分。”他强调，控创的产品线包括支持 COM Express 标准的嵌入式

计算机模块，PCI、ATCA、CompactPCI、ePCI-X 以及 VME 板级解决方案，开放平台通讯服务器，工业级上架式解决方案，人机界面系统(HMI)以及坚固的便携式计算机。控创产品可支持宽温，抗冲击、抗震动，可抵御潮湿、沙尘及电子干扰，这些正是嵌入式应用领域所迫切需要的。在多种行业、不同应用领域的系统中，都可以看到控创解决方案的身影。

持续创新

研发最佳能耗比的产品

一直以来，控创都十分注重技术领先，因此在研发新品方面下了功夫。据 Norbert Hauser 先生介绍，nanoETXexpress-SP 是首个基于 Intel 45 nm 制程的信用卡大小的 Com Express 模块，尺寸仅有 55 mm×84 mm。此款模块只有 COM Express (125 mm×95 mm) 模块尺寸的 39%，microETXexpress (95 mm×95 mm) 模块 51% 大小。此款新模块遵循 COM Express nano(PICMG) 尺寸标准，采用

COM.0 Type 1 连接器，并且连接器的定位和管脚定义与 COM.0 标准 100% 兼容，是一款低功耗、小尺寸、能耗比极佳的产品。

嵌入式计算技术的开放标准领导者

控创持续引领开放技术标准，并为客户提供世界级的创新技术及卓越服务。控创参与制定的标准如图 1 所示。

另外，控创是英特尔 ECA(Embedded Communications Alliances)组织的卓越(最高级)成员，这使控创得以在最早期分享英特尔最新的技术并同时得到英特尔高级别的技术支持。控创连续五年荣获 VDC 铂金合作伙伴称号，并获得 Intel® 嵌入式通信联盟(ECA)最高级合作伙伴称号。

控创，高品质的代名词，多年来它一直把产品质量视为第一，它相信只有真正高品质的产品才能带给客户最多的回报。也正因为这样，它拥有了越来越广泛的市场，越来越广阔的明天。■



图 1 控创参与制定的标准



LTE 的技术创新与挑战

信息产业部电信研究院通信标准研究所 沈 嘉

摘要: 分析了 3GPP 长期演进(LTE) 标准的技术创新点和研发所面临的挑战。LTE 作为一个革命性的宽带移动通信标准,从频域、空域等维度对空间信道进行了深度挖掘,同时采用了自适应系统设计和简洁全 IP 扁平网络架构,从而提供了强大的时频资源。但是面对这样极度灵活的系统,在如何高效地利用这些时频资源、如何实现真正的同频组网等方面仍存在挑战,需经艰巨努力才能充分发挥 LTE 技术的预期潜力。

关键词: 长期演进;LTE;IMT-Advanced

随着 3GPP LTE(长期演进)技术的标准化接近完成,LTE 的研发和产业化已经进入关键阶段。我国和国际上的主要移动通信厂商均已开发出 TD-LTE 或 FDD LTE 研发样机,并基于这些样机进行了一系列概念验证测试。某些比较激进的欧美运营商也已经和一些开发进度较快的设备厂商签订了预商用网络的合同,准备部署城市级别的 LTE 试验网络。

作为一个具备巨大潜力的创新技术,LTE 无疑将在传统话音市场利润逐渐降低的今天,为无线通信产业向移动互联网市场扩展提供宝贵的机遇。但同时,LTE 作为一个全面采用了革命性技术的新标准,也给通信产业提出了一系列挑战。因此在 LTE 产业化早期,对 LTE 技术创新的实质和技术挑战有一个清醒的认识,是多有裨益的。

LTE 的技术创新

LTE 名为“演进”(Evolution),实为“革命”(Revolution),3G 系统采用的核心技术大部分没有被沿用,转而采用了大量的创新型技术和崭新的系统设计。

LTE 的技术创新领域

总的说来,LTE 最重要的技术创新体现在如下几个方面:

创新一:采用频分多址系统代替码分系统

LTE 系统抛弃了 3G 系统长期采用的 CDMA(码分多址)技术,采用了以 OFDMA(正交频分多址)为核心的多支技术。OFDMA 技术的关键是在小区内实现了正交传输,使系统可以为特定用户在特定时间内分配一段独享的“干净”带宽,从而为实现更高峰值速率提供了基础。相对而言,CDMA 系统即使在小区内部也面临着“用户间干扰”问题,

因此在实现高峰值速率时,可能比 OFDMA 系统难度更大一些。

LTE 系统的上行采用了 SC-FDMA(单载波频分多址)技术,这是一种 OFDMA 的改进技术,可以在保持 OFDMA 正交传输特性的同时,兼顾单载波传输的低峰平比(PAPR)特性,从而获得较好的终端功放效率和较低的功放成本。

创新二:采用了 MIMO(多天线)技术

LTE 系统是迄今为止最全面地采用了 MIMO 技术的无线通信系统,与 IEEE 802.16e 仅主要采用空间分集技术相比,LTE 采用了各种 MIMO 传输模式,包括:

(1)下行 MIMO 模式

◆ **发射分集:**通过在多个天线上重复发送一个数据流的不同版本,获得分集增益,用来改善小区的覆盖,适用于大间距的天线阵;

◆ **空间复用:**通过在多个天线上并行发送多个数据流,获得复用增益,用来提高峰值速率和小区吞吐量;

◆ **波束赋形:**通过在多个天线阵元的波干涉,在指定方向的性能能量集中的波束,获得赋形增益,用来改善小区覆盖,适用于小间距的天线阵;

◆ **空间多址:**与空间复用机理相似,只是多个并行数据流用于多个用户,而非单个用户,从而提高系统用户容量。

(2)上行 MIMO 模式



空间多址：上行由于受到终端发送天线和发送功放的数量限制，只支持了空分多址模式。

创新三：扁平网络

LTE 系统取消了 UMTS 系统中的重要网元 RNC(中央控制节点)，仅保留一层 RAN 节点——eNodeB，eNodeB 和核心网通过基于 IP 路由的 S1-flex 接口实现了更灵活的多重连接，相邻 eNodeB 之间通过 X2 接口实现了 Mesh 连接。

LTE 技术创新的实质

LTE 技术创新的实质，是对无线信道资源的进一步深度挖掘和对网络结构的进一步简化。在无线信道资源挖掘方面，主要向 2 个维度扩展：

(1) 频域扩展

LTE 系统采用了 OFDMA/FDMA 这个相对 CDMA 而言更自然的大带宽解决方案，可以通过增加子载波数量的方式直接向更大带宽扩展。采用这种扩展方式，原则上无论何种带宽，均可以通过统一的框架实现。相对双小区 HSPA+(Dual-cell HSPA+) 10 MHz 的系统带宽，LTE 支持的带宽增大到了 20 MHz。

(2) 空域扩展

LTE 系统采用了同一框架的自适应 MIMO 传输，可以根据信道条件和需要自适应地在空间分集、空分复用、波束赋形、空间复用和单天线发送各种模式之间转换，从而可以最大限度地利用实际信道的容量。相对 Dual-cell HSPA+ 的 2 天线 MIMO，LTE 的 MIMO 传输最大可以支持 4 天线发送。如图 1 所示。

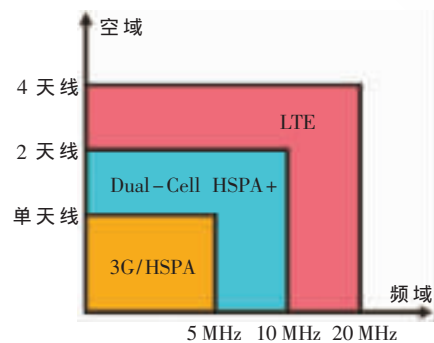


图 1 LTE 相对 3G，在频域和空域进一步挖掘了信道资源

在网络结构简化方面，LTE 为了降低系统的传输延迟，满足用户永远在线(always online)的需要，最大限度地简化了纵向网络层次。直观来讲，这种设计相当于拉近了网络和用户的距离，使网络对用户来说更近、更快、更简单、更透明。

纵向网络结构的简化会将很多网络功能(如切换)下放到 eNodeB 层面。LTE 通过增强横向网络连接来解决这个问题，即通过新增的 X2 接口实现相邻小区之间的切换，优化移动性管理。另外，全网采用了全 IP 结构，网元之间通过路由器实现 IP 连接，可以更优化地实现 IP 数据业务。

LTE 技术创新的背景

OFDM 和 MIMO 技术在 20 世纪 90 年代就已经开始研发，但直到最近几年才开始对 LTE 这样的宽带无线移动通信系统进行标准化。LTE 系统的技术创新有如下一系列背景：

背景一：移动互联网业务发展的需要

随着移动互联网业务逐渐成为下一代无线通信的重点。这需要在如下几个方面进行优化：

(1) 从话音优化到数据优化

新一代宽带无线系统优化的重点从为话音业务优化转向为数据业务优化，因此系统除了注重窄带业务，更注重提高宽带业务的效率。

(2) 从覆盖优化到容量优化

话音业务对系统的主要需求是保证基本业务连续覆盖，而数据业务更注重提高某些“热区”内的业务吞吐量。

(3) 从用户容量优化到数据速率容量优化

在移动互联网时代，数据业务主要采用流量计费或包月制，因此运营商的营收不仅依赖用户的数量，而更加依赖业务流量的提供能力，因此系统除了要提高用户容量，更注重提高系统的数据率和吞吐量。

(4) 从均匀容量分布到不均匀容量分布

据预测，未来系统 80%~90% 的数据业务容量需求将集中在室内和热区内，这种业务容量分布的不均匀为系统均匀覆盖的要求提供了更大的灵活性，系统并不需要像话音蜂窝系统那样追求完全的均匀覆盖，允许在“热区”内和“热区”外有一定性能差异。

上述诸多背景决定了 LTE 的技术创新方向，即选择 OFDMA/MIMO 这种带宽大、峰值速率高、小区内吞吐量高的技术作为核心。

背景二：宽带无线接入和宽带移动通信的融合

近几年来，传统通信产业和传统的 IT 产业不约而同地认识到无处不在的移动因特网市场的重要性，由于宽带无线接入和宽带移动通信从不同方向向同一市场渗透，使两种技术的界线变得越来越模糊，呈现融合的趋势。如图 2 所示。

“宽带接入移动化”趋势表现为：由大带宽向可变带宽(有效支持小带宽)演变；由固定接入向支持中低速移动演变；由孤立热点覆盖向支

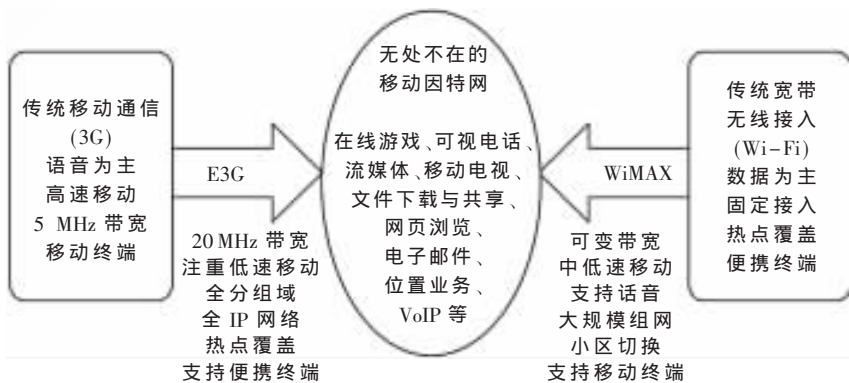


图 2 移动通信和宽带无线接入的融合



持切换的多小区组网演变；由数据业务向同时支持话音业务演变；由支持以笔记本电脑为代表的便携终端，向同时支持以手机为代表的移动终端演变。

“移动通信宽带化”表现为：由5 MHz以下带宽向20 MHz带宽演变；由注重高速移动向低速移动优化演变；由电路交换/分组交换并重向全分组域演变；由蜂窝网络向兼顾热点覆盖演变；终端形态由以移动终端为主向便携、移动终端并重演变。

正是基于通信产业对“移动通信宽带化”的认识和应对“宽带接入移动化”挑战的需要，3GPP研发和标准化了LTE技术。

背景三：OFDMA和MIMO技术储备成熟

到20世纪末，学术界在实现OFDM、MIMO的理论、算法、软硬件基础方面已经积累了丰富的技术储备。各种国际研究和标准化工作为LTE设定了技术指标、提供了技术储备、验证了设备可实现性、提供了可供LTE借鉴的经验和教训、对LTE施加了竞争压力，从各个方面促进了LTE项目的发展。

LTE面临的技术挑战

LTE标准已经接近完成，但LTE研发刚刚开始，设备实现是否能够发挥LTE标准的预期性能，还是一个未知数。LTE标准定义了比3G标准具备更强的能力，但同时也对设备研发带来了更大挑战，主要包括：

(1)OFDM/SC-FDMA技术带来的挑战；

(2)MIMO技术带来的挑战；

(3)LTE组网技术带来的挑战。

OFDM和MIMO系统给LTE系统带来了空前充裕的三维空口资源——频域、时域、码域和空域，并在4个纬度上均可进行灵活的调度和自适应，使LTE系统蕴含了更大的技术潜力，但如何用好这些资源，管好这个灵活的系统，是一个需要解决的问题。

LTE标准巨大的灵活性，客观

上造成了标准对设备开发质量的保证程度比3G低，LTE设备的优化更多地依赖于厂商的研发能力。LTE系统的灵活性更多地依赖MAC层的实现，因此在LTE标准中，单纯物理层技术对设备能力的保障程度较低，系统的性能更依赖于MAC层调度和资源分配算法的优化。

打个比方：3G系统就像个傻瓜相机，即使不会照相的人也能照出差强人意的照片。但LTE系统就像个专业手调相机，会照相的人会照出比傻瓜机好得多的效果，但不会用的人照出的照片可能还不如傻瓜机。

OFDM/SC-FDMA技术带来的挑战

OFDM/SC-FDMA系统相对CDMA的优势到底在哪里？这并不是一个简单的问题。针对广泛宣称的几个OFDM技术的优势，都应该辩证地进行分析。

(1)OFDMA系统比CDMA系统频谱效率更高

这个说法其实在学术界和产业界并没有定论。如果OFDM可能获得更高的频谱效率，则必然来源于其正交传输的特性，但OFDM系统需要插入CP(循环前缀)来避免用户间干扰，引入了一定的额外开销，因此并非可以无代价地解决多用户干扰问题。只是CDMA系统的多用户干扰问题解决起来略微麻烦一点(如采用联合检测技术)。另外，即便OFDMA在小区内可以获得更高的频谱效率，但因其缺乏内在的小区间多址能力，可能造成其在多小区组网情况下取得高频谱效率的难度更大。

(2)OFDMA系统比CDMA系统带宽扩展性强

由于OFDMA系统采用增加子载波数量的方式扩大带宽，且在每个子载波上分别采用频域均衡接收，因此OFDMA系统的接收机复杂度随带宽呈线性增长，在较大系统带宽下复杂度的增加也可以承受。而CDMA系统只能通过提高码片速率来扩大带宽，造成接收机复杂度随带宽成指数增长。因此，OFDMA

系统确实比CDMA系统具有更好的大带宽实现能力。

但是，在带宽分配灵活性方面，OFDMA也并不像理论上那样灵活。虽然从原理上说，OFDMA系统支持子载波级的带宽分配，但实际上为了降低控制信令开销，系统只能支持子带级的分配。

(3)OFDMA系统更有利于MIMO的实现

OFDMA系统由于避免了多径干扰的麻烦，可以采用简单的均衡来纠正信道失真，因此可以避免符号间干扰和MIMO系统的天线间干扰混杂在一起，可以实现较简单的MIMO信号接收。相对而言，在CDMA系统中使用MIMO技术，符号间干扰、多用户干扰、天线间干扰可能混杂在一起，会增大干扰消除的难度。

但是，上述结论和接收机的类型有很大关系，在采用简单接收机时，OFDM+MIMO接收机的复杂度确实明显小于CDMA+MIMO接收机。如果均采用较高复杂度的接收机，则结论并不如此简单。

(4)OFDMA系统具有更高的调度增益

频域调度是OFDMA系统的主要优势之一，但是否能进行有效的调度，则受限于调度算法的复杂度。频分系统的效率极大地取决于调度算法的优化，但LTE系统在时、频、空、码、用户、小区6个维度的资源分配上对调度器复杂度提出了更高要求，另外，多QoS等级和公平性带来的跨层优化问题会进一步提高复杂度。

简言之，一个优化的调度器能够为多个用户分别选择合适的时隙、合适的资源块、合适的调制编码格式、合适的MIMO格式，满足他们的QoS要求，并兼顾公平性，同时还要避免小区间干扰，可能还要进行空间配对(使用多用户MIMO时)。如果采用完全优化的算法则复杂度过高；如果采用次优的算法则难免对调度的性能有一些负面影响。

MIMO 技术带来的挑战

MIMO 技术是 LTE 系统性能提高的主要来源,但对 MIMO 技术的真实能力和使用场景,即 MIMO 技术能否有效用于室外场景始终存在争议。传统蜂窝系统的网络规划习惯于将基站站点选择在 LOS(视距)信道较多的覆盖制高点,但这种场景下通常无线信道天线间的相关性较高,未必有利于 MIMO 技术的应用(当然可以通过采用正交极化天线阵列缓解矛盾)。另外,多流空间复用和空分多址通常需要在较高 SINR(信噪比)区域才能应用,如果这意味着 MIMO 技术只能用于小区中心很有限的区域,则 MIMO 技术在室外环境的应用范围是值得怀疑的。

在各种无线环境下,都需要在各种 MIMO 配置之间进行选择,如在空间复用和波束赋形之间选择;在大间距天线阵列和小间距天线阵列之间选择;选择各种具体的天线阵列配置,如阵元数量、是否采用双极化阵列、是否采用光纤拉远等。

最后,MIMO 技术的应用还会带来一些具体实现的问题。在基带复杂度方面,需要在 MIMO 干扰消除接收机的性能和复杂度之间折中,在发射信号优化程度和测量反馈量之间折中。在 RRU(远端射频单元)实现方面,则需要考虑 MIMO 系统的 RRU 实现复杂度、Ic 接口(BBU(基带处理单元)和 RRU 之间的接口)的实现复杂度等。

LTE 组网技术带来的挑战

如上所述,LTE 系统由于缺乏内在的小区间多址能力,使 LTE 在同频组网方面相对 3G 系统面临更大挑战。

OFDMA 本身只是一个小区内多址技术,不像 CDMA 系统对小区内、小区间的多址都有考虑。当然,LTE 系统潜在地也支持一定的码分多址操作,即采用低码率信道编码+重复编码+小区扰码来实现。

但是对于 LTE 系统来说,更有效的小区间多址依赖于小区间的智能化调度,但是小区内调度本身已经比较复杂,目前尚不能完全实现,是否能有效调度小区间干扰,则需要做出更多努力。同时,小区间干扰调度所

需的小区间干扰测量与 X2 接口信息交互也给系统提出了更高要求。

除此以外,LTE 系统将大量使用的宏、微小区、室内、家庭基站重叠覆盖,这将使干扰结构大为复杂,很难仅仅依赖干扰调度解决问题。目前国际上尚未看到 OFDMA 系统获得与 3G 系统相同的大规模同频组网能力的成功范例,因此 OFDMA 系统的同频组网问题至今仍不能令人放心。

最后,LTE 系统的使用还可能从观念到方法上对网规网优技术提出新的挑战。LTE 采用的新技术、新特性造成可调的参数成倍增加,MIMO 技术对站址的选择也和非 MIMO 系统有很大不同。LTE/2G/3G 联合组网、联合网规网优将使这个问题进一步复杂化。

LTE 标准化接近完成,但 LTE 系统研发仍处于初期阶段,面临很多新的挑战,仍需巨大努力才能充分发挥 LTE 技术的预期潜力,展现 LTE 的技术优势。

(收稿日期:2009-05-13)



赛灵思下一代无线技术创新

赛灵思公司总裁兼首席执行官 Moshe Gavrielov

摘要: 文章介绍了赛灵思公司的 LTE 基站目标设计平台、无线基础架构的半导体解决方案,以及用于射频拉远和射频卡的 LTE 数字前端的 LTE 解决方案。

关键词: LTE 基站;无线技术;射频

无线行业正在经历一个挑战与机遇并存的阶段。固定和移动技术的融合正在继续推动新技术的发展,使更多的人可以通过种类日益增多的应用和器件共享更丰富多样的数据。若想赢得竞争优势,您需要开发兼具灵活性和可扩展性的无线基础架构,来支持高可靠性语音、视频和数据业务:从毫微微蜂窝基站(家庭基站)直到宏蜂窝基站。

若想在这一市场上取得成功,就需要一个通用的平台来支持最新的技术,帮助在所有地区完成部署并不断扩展,以满足网络运营商的各种需求,同时最大限度地降低设备投资成本和运营成本。作为无线市场上领先的可编程解决方案供应商,赛灵思非常清楚无线基站设计人员面临的严峻挑战。赛灵思开发了一整套经济高效而且可定制的构建模块。这些模块符合多种空中接口标准,如 3GPP LTE、TD-SCDMA、WiMAX、W-CDMA/HSPA、CDMA2000 和 Multi-Carrier GSM。

在这一过程中,赛灵思特别注重提供一流的设计和 IP 来支持 3GPP LTE 的开发,同时还推出了多种旨在支持该标准的 IP 优化解决方案。例如,用于射频拉远 RRRH(Remote Radio Head)和射频卡的 LTE 数字前

端是市场上第一种全面的 LTE 解决方案,已被大量希望赢得优势的客户端下载并应用到自己的系统开发工作中。

目标设计平台 无尽的可能性

赛灵思面向无线基础架构的目标设计平台提供了一种功能全面的解决方案,可以在提高生产率的同时帮助客户赢得差异化的竞争优势。该平台可提供多种设计和开发环境选择:(1)提供 FPGA 和经过认证的设计环境的基本平台;(2)针对不同领域优化的平台,增加了嵌入式处理、数字信号处理(DSP)或逻辑/连接专用的子卡;(3)无线市场专用的平台,带有设计无线基站专用的空中接口 IP、连接和软件。如图 1 所示。

无线目标设计平台使用户可以

节约开发空中接口基础架构的时间,抽出更多时间为自己的设计注入特有的价值。

LTE 基站目标设计平台 加快基站设计和开发

赛灵思目前已开发出最广泛的 LTE IP 系列部件,包括完整的 LTE 数字前端以及用于基带处理的上行链路和下行链路。这些部件还可以从毫微微蜂窝单元(femtocell)扩展到宏单元(macrocell)。赛灵思无线目标设计平台将该系列组件的用途扩展到了板级基站设计,这种设计可同时支持 FDD 和 TDD 版本的 LTE。为了验证该平台和 IP 的质量及标准遵从情况,赛灵思将依据行业标准,使用移动和 UE 测试设备对其进行严格测试。系统设计人员可以灵活地选择模块化硬件和软件部件,加快自己的开发速度。包含模块化硬件和软件、可支持 FDD 和 TDD-LTE 的目标设计平台如图 2 所示。

无线基础架构首选的 半导体解决方案供应商

赛灵思能够为 RF 数字前端(DFE)

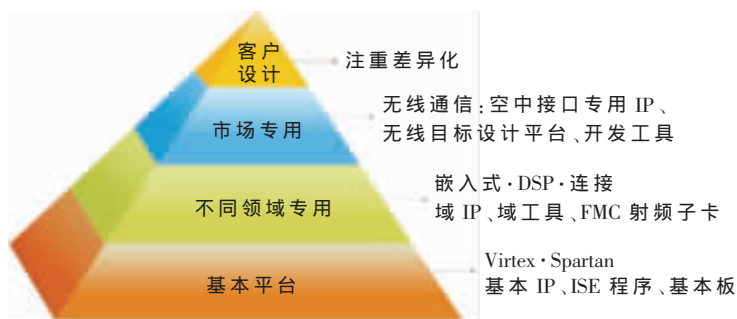


图 1 无线目标设计平台

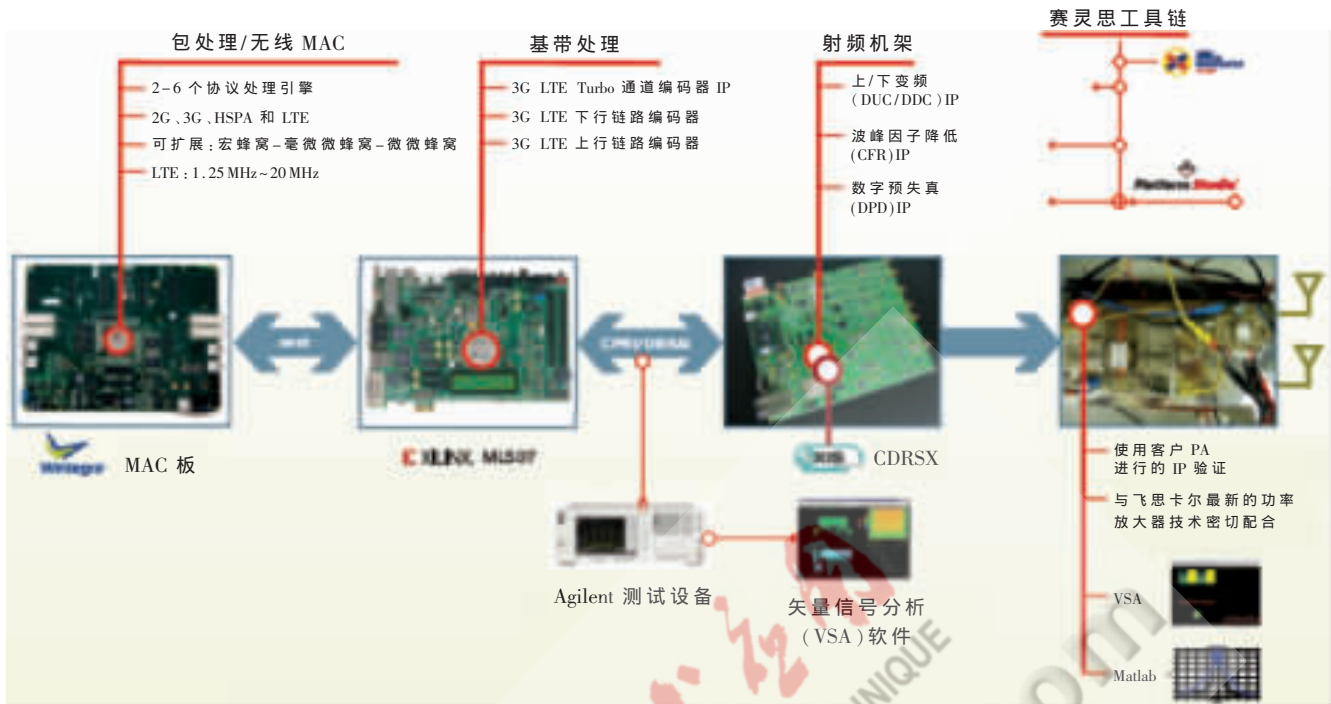


图2 包含模块化硬件和软件、可支持 FDD 和 TDD-LTE 的目标设计平台

信号处理和基带处理等领域的无线联网设备及高级接口、连接及桥接应用提供高性能、经济高效的解决方案，并第一个向市场上推出了 3GPP-LTE 优化的射频及基带 IP 核。

随着设计人员在基站设计中越来越多地从原来的 ASIC 技术转而采用灵活的可编程技术，赛灵思的市场份额还在继续增加。推动这一转变的原因是多方面的：

(1) ASIC 的开发成本较高(65 nm 高于 2000 万美元)，开发所需的时间更长而且人力成本很高。对标准的细微修改就可能需要投入大量成本来对 ASIC 进行重新设计。

(2)在现场更换 ASIC 设计的成本非常高(初始部署成本为每站点 1000 美元，升级一个包含 50 000 个基站的网络需要 5 000 万美元以上)。

迁移到 40 nm 甚至更先进的技术

硅芯片制造技术每一次进步时，半导体开发成本都会迅速增加，这正在迅速改变着整个行业的经济性。只有在市场规模很大时(如普通消费产品)，开发新的 ASIC 或 ASSP

才会带来足够丰厚的投资回报。实际上，人们普遍认为，专门为无线基础架构设计的 ASSP 采用 32 nm 的技术时从经济角度讲会很不合算。相反，赛灵思可以继续生产更大的器件，同时保证更高的集成度、更高的性能和更低的功耗；而且，通过缩小几何尺寸并将成本分摊到多个市场上，它还可以降低成本。如图 3 所示。

解决方案的灵活性

若想在今日这个无线通信新时代取得成功，就需要能以最低的成本提供最强大的数字信号处理功能和非常灵活的解决方案。由全球所

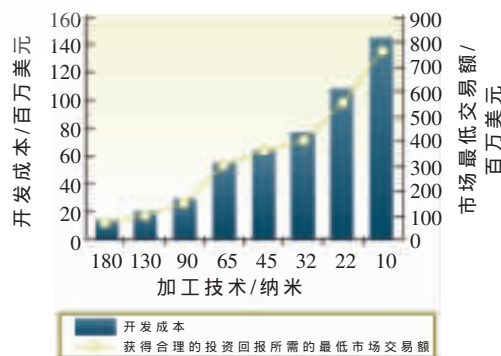


图3 半导体的经济性

有领先蜂窝运营商组成的下一代移动网络 (NGMN) 联盟和 SDR 论坛积极行动，推动对更大的灵活性及可通过软件升级迁移到新技术的基站的需求。

目前赛灵思 FPGA 技术可以满足这一需求，在无线基础架构应用内提供多种关键优势：

- (1)降低 CAPEX(设备投资开支)和 OPEX(运营开支)；
- (2)通过现场可重新配置功能增加收入；
- (3)降低开发成本和风险；
- (4)加快上市。

重新定义射频性能

原始设备生产商 (OEM) 都在努力以更低的成本生产性能更高的通道，使射频设计成为所有无线系统中被关注的重点。急剧上升的能源成本和功率损耗(例如，从放大器到天线电缆上的功率会损耗 50%) 增加了对更高能效的需求，同时也掀起了新一轮的创新浪潮，如高级射频拉远技术的开发。

这就要求更多地以数字方式对信号进行预处理，并为数字上



变频 (DUC) 和下变频 (DDC)、波峰因子降低 (CFR) 及数字预失真 (DPD) 开发合适的算法。这些高性能信号处理领域都是赛灵思 FPGA 的擅长领域。

主要的射频设计挑战(如图 4 所示)包括:

- (1) 最大限度地提高功率放大器的效率,提高总体性能;
- (2) 降低成本,同时提供涵盖多种技术、流量类型、地区和气候条件的全面技术支持;
- (3) 扩大基站覆盖范围,增加用户数而不降低通话质量或增加成本;
- (4) 提供很高的系统可靠性,支持 5 个 9 的可靠性(99.999%的可用性意味着每年的停机时间不到 5 min)。

赛灵思射频解决方案

在射频功率放大器核心,数字处理要求与模拟架构密切相关。赛灵思与客户携手,共同优化赛灵思算法及客户专用的算法。这种密切的合作关系催生了大量根据客户的具体要求定制的高带宽、高性能 CFR 及 DPD 设计。

赛灵思可以为客户带来多种技术优势,包括:

灵活的技术: 实现高效、集成、多模、多标准射频;远程升级功能可避免技术过时风险。

性能和可扩展性: 满足多方面的客户需求而无需修改 PCB。

低功耗: 低功耗器件,为高级算法提供理想的平台,降低系统级功耗。

低成本: 高级数字算法,降低功率放大器的投资成本和运营成本;通过非常高效的架构和 IP 来减小 FPGA 尺寸,降低硅元件成本。

集成和可靠性: 可集成到单一器件中,提高可靠性,最大限度地降低现场设备返还和后端服务成本。

可用的 3GPP-LTE 功能

3GPP-LTE 数字前端-包括 LTE 优化的 DUC、DDC、CFR 和 DPD IP。

“参考设计和 IP”部分列出了支持其他标准的更多功能。

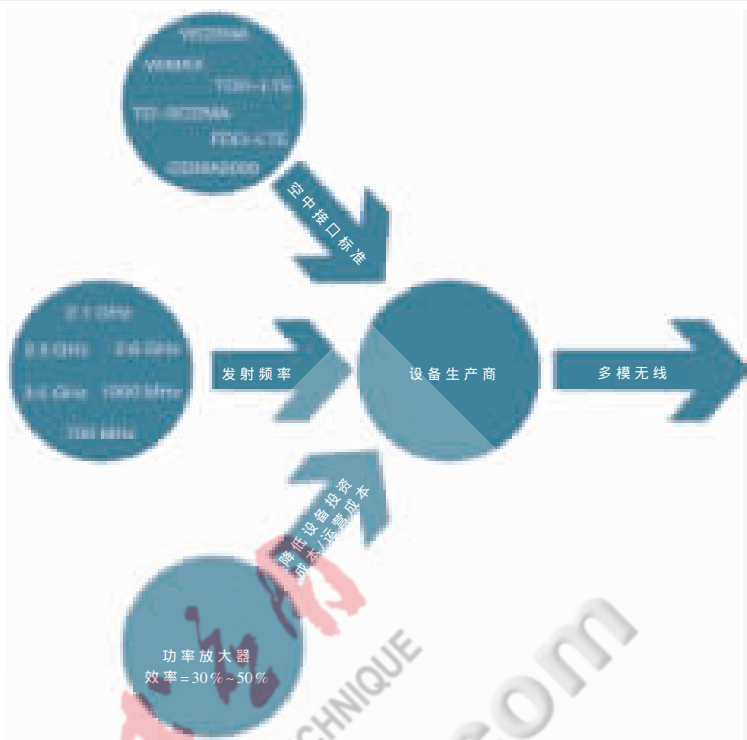


图 4 射频设计挑战

应用实例:单一扇区 HSPA 15 MHz (3 载波)带分集射频卡

初始设计使用 6 套 ASSP 器件,功耗超过 8 W,定价为 219 美元(1000 件的定价)。这 6 套 ASSP 是生产商确保有足够的分集,使他们的器件可满足多个市场的需求所必需的。使用更多集成 ASSP 可能会减小设备尺寸,但会使开发风险过高。

将这些功能合并到一个 FPGA 中可以大幅度降低功耗,并将设备成本降低 30% 以上。赛灵思技术可带来更大的灵活性,帮助在产品的整个生命周期内进一步节约成本。

基带市场上的新机会

基带处理信号链既带来了严峻挑战,又为实现 BTS 技术的创新创造了绝无仅有的大好机会。这已成为众多生产商之间展开竞争、实现产品差异化的一个关键领域。如图 5 所示。

随着人们越来越多地认识到,早期 2G

和 3G 系统使用的许多架构不能很好地扩展,满足 3GPP-LTE 要求的性能和延迟要求,市场竞争近来变得异常激烈。这意味着处理链需要处理比以往任何时候更多的吞吐量,而且必须在更短的时间里实现这一目标。除了需要应对系统架构方面的种种挑战外,设计工程师们还需要开发一种能满足运营商的要求,大幅度降低设备投资和运营成本的系统。所有这些为基带处理设计人员带来了很大压力。

赛灵思基带解决方案

在 3GPP-LTE 之前已出台的无线标准中规定的系统分区方法足以

主要的基带设计挑战:

- 降低运营成本和功耗,同时提供蜂窝网络运营商要求的产品灵活性
- 应对系统设计挑战,大大缩短系统延迟
- 提高工程设计效率



图 5 主要的基带设计挑战



满足当前的需求。然而,3GPP-LTE 的低延迟性能要求使 DSP 和 FPGA 之间的数据流疲于应付,造成了瓶颈。最新推出的赛灵思 LTE Channel Uplink 和 Downlink LogiCORE™ 可帮助缓解这一问题,因为它们可以将更多基带处理功能集成到 FPGA 中,带来了降低成本和功耗等额外优势。MIMO 处理等新功能对基带系统设计提出了更高的性能要求。赛灵思致力于积极推动这些解决方案的发展,并率先向市场上推出了第一款 LTE MIMO 编码器。常见的基带解决方案如图 6 所示。图 7 为经过改进基于扇区的架构。

赛灵思技术的优势包括:

- (1)灵活的技术:允许在部署完成后修改特性,因此可以从远程对设计进行升级,避免设计过时。
- (2)可扩展性:基带设计可以从小型微蜂窝扩展到大型宏蜂窝,甚至毫微微蜂窝。

(3)集成:通过单一芯片 3GPP-LTE 基带 PHY 解决方案降低功耗,提高可靠性。

(4)低功耗:与多 DSP 器件基带架构相比可大大降低功耗。

(5)低成本:提供符合多个无线标准的单一基带架构,提高工程效率。

(6)可靠性:集成到赛灵思高质量、经过严格测试的标准产品中,提高总体系统可靠性。

可用的 3GPP-LTE 功能包括:

- (1)3GPP-LTE Channel Uplink 和 Downlink;
- (2)3GPP-LTE MIMO 编码器;
- (3)3GPP-LTE Turbo 编码器/解码器。

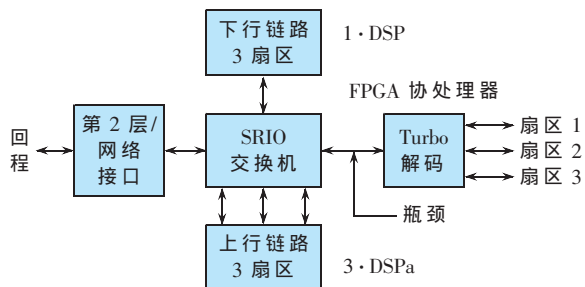


图 6 常见的基带解决方案

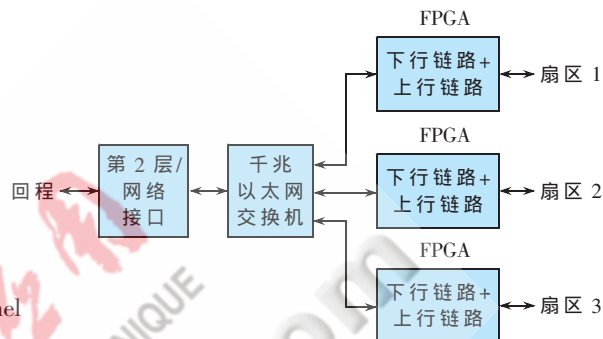


图 7 经过改进、基于扇区的架构

(收稿日期:2009-05-12)





LTE 中一种时频 LMMSE 信道估计算法

重庆邮电大学 移动通信重点实验室 邓娟, 申敏, 刘斌新

摘要: 由于 3GPP 长期演进 LTE (Long Term Evolution) 系统物理层采用了 OFDM 技术。为了对高速的 OFDM 信号进行相干解调, 通常需要估计和跟踪衰落信道的特性。在比较了基于参考信号的各种信道估计算法之后, 提出了一种适用于 LTE 系统的信道估计算法。根据 PRB (Physical Resource Block) 的数目, 采用基于 SVD 分解的频域 LMMSE 算法估计出频域的信道冲激响应值, 再采用时域 LMMSE 算法估计出时域的信道冲激响应值。仿真结果表明, 此方法能有效地降低信道估计 MSE 值, 并在改善 BER 性能的同时简化了运算复杂度, 因而具有较大的实用性。

关键词: 信道估计; 长期演进 (LTE); OFDM

2004 年底, 正当全球微波接入互操作 WiMAX (World Interoperability for Microwave Access) 技术迅猛崛起之时, 第 3 代合作伙伴计划 (3GPP) 也开始了通用移动通信系统 UMTS (Universal Mobile Telecommunications System) 技术的长期演进 LTE (Long Term Evolution) 项目。这种以正交频分复用 (OFDM) 为核心的技术, 与其说是 3G 技术的演进, 不如说是“革命”。由于它和 UMB、WiMAX 等技术已经具有第 4 代 (4G) 通信技术的某些特征, 甚至可以看作“准 4G”技术^[1]。

由于 LTE 物理层采用了 OFDM 技术, 为了对高速的 OFDM 信号进行相干解调, 通常需要估计和跟踪衰落信道的特性。导频辅助的信道估计方法是 OFDM 中应用最为广泛的一类信道估计方法, 它在发送端的数据流中插入一定数量的已知信号即导频, 在接收端利用接收到的信号和导频信号估计出导频位置处的信道冲激响应, 并通过一定的内插

算法, 得到整个信道响应的估计值。现有的基于 OFDM 的信道估计算法大致可以分为^[2,3]最小均方 (LS) 和线性最小均方误差 (LMMSE) 两种算法。这类算法都是先在频域上对各个子载波进行信道估计, 其中, LS 算法不需要信道信息, 实现最简单; LMMSE 算法利用了子载波间的相关性和信噪比等信道统计信息, 估计性能较好, 但实现复杂度比 LS 算法高。

本文针对实际 LTE 系统, 结合对以上几种算法的分析, 提出一种有效的信道估计算法: 首先根据 PRB 的数目, 灵活地选择采用基于 SVD 分解的频域 LMMSE 算法估计出频域的信道冲激响应值, 再采用时域 LMMSE 算法估计出时域的信道冲激响应值。仿真结果表明, 此方

法能有效地降低信道估计 MSE 值, 并能改善 BER 性能, 同时又简化了运算复杂度。

LTE 系统

LTE 系统模型

为论述本文提出的信道估计算法的特定应用环境, 先简要介绍 LTE 系统模型, 图 1 给出了 LTE 系统模型。下行物理信号在发送之前需要经过信道编码、调制、层映射、预编码和 OFDM 信号产生等处理^[4]。在接收端, 采用与发送端相反的处理过程。

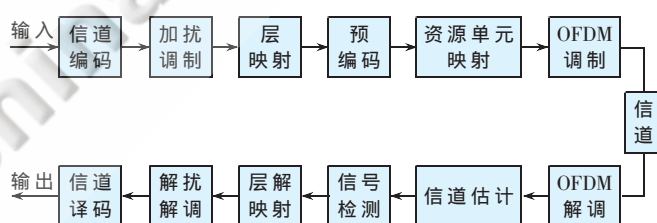


图 1 LTE 系统模型

LTE 的参考信号

在 LTE 系统中, 在时域和频域二维上设计了参考信号的分布, 以便分别获取时域和频域上的信道信息用于信号相关解调。

LTE 下行参考信号分为 Cell、MBSFN、UE 3 种不同类型^[4], 分别用于不同场合, 图 2 给出了 2 天线发送的 Cell 参考信号在一个物理资源块 (PRB) 上的分配方案。每个物理资源块有 12 个子载波, 其中包括 2 个参考信号子载波, 并且, 同一天线上的参考信号 (相同颜色资源单元) 在频域上间隔为 6 个子载波, 时域



上同一时隙内间隔 4 个 OFDM 符号。同时,为了避免天线间的干扰,不同天线的参考信号映射满足正交关系,即每一天线参考信号占用不同的资源单元,而且某天线参考信号所在资源单元上不能分配其他天线的任何信息(图中阴影位置)。

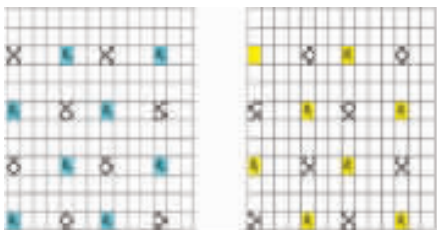


图 2 2 天线发送 LTE 下行 Cell 参考信号资源块分布^[4]

信道估计算法

信道估计过程通常为:接收端首先在接收到的信号中提取出参考信号,利用参考信号恢复出参考信号位置的信道信息,然后利用某种处理手段(如内插、滤波等)获得所有子载波及符号上的信道信息。对 LTE 接收端,估计通常先在频域上进行,得到一个符号所有子载波上信道信息后再进行时域处理。下面分别研究各种信道估计算法。

LS 信道估计算法

在估计参考信号处的信道时,LS 信道估计算法表示为:

$$\hat{\mathbf{H}}_{LS} = \mathbf{X}_p^{-1} \mathbf{Y}_p \quad (1)$$

LS 算法可以很简单地估计出参考信号处的信道冲激响应值,即用接收到的参考信号值除以发射的参考信号值,然后通过线性插值算法估计出所有数据子载波的信道冲激响应值。LS 算法虽然简单,但是它没有利用子载波的信冲激响应值的相关性,也没有考虑噪声影响,对噪声带来的估计误差无法消除,所以估计出的效果不理想。

LMMSE 信道估计算法

由于 LMMSE 信道估计算法考虑了噪声的影响^[5],所以被广泛地应用于 OFDM 的信道估计中。但是此算法需要用到附加信息,如 SNR 和

信道特性。LMMSE 频域信道估计算法表示如下^[5,6]:

$$\hat{\mathbf{H}}_{LMMSE} = \mathbf{R}_{HH_p} \left[\mathbf{R}_{H_p H_p} + \mathbf{I}_{N_p} \frac{\beta}{SNR} \right]^{-1} \hat{\mathbf{H}}_{LS} \quad (2)$$

其中, $\hat{\mathbf{H}}_{LS}$ 表示参考信号处由 LS 估计的信道冲激响应值; $\mathbf{R}_{HH_p} = E\{\mathbf{H}\mathbf{H}_p^H\}$ 是表示所有的子载波和参考信号子载波的互相关矩阵; $\mathbf{R}_{H_p H_p}$ 表示参考信号子载波的自相关矩阵; $\mathbf{R}_{H_p H_p}$ 表示参考信号子载波的自相关矩阵; SNR 为信噪比,对于 QPSK, $\beta=1$ 。

一种适用于 LTE 系统的信道估计算法

因为式(2)中要对 $\left[\mathbf{R}_{H_p H_p} + \mathbf{I}_{N_p} \frac{\beta}{SNR} \right]$

进行求逆运算,所以 LMMSE 算法的计算复杂度较高,如果参考信号子载波的数目比较多,则这个求逆运算就会变得很复杂。为了简化运算复杂度,可以对式(2)中的 $\mathbf{R}_{H_p H_p}$ 进行 SVD 分解,然后再计算 $\left[\mathbf{R}_{H_p H_p} + \mathbf{I}_{N_p} \frac{\beta}{SNR} \right]^{-1}$, 所以采用 SVD 分解的 LMMSE 频域信道估计算法可以表示为:

$$\hat{\mathbf{H}}_{LMMSE,SVD} = \frac{SNR}{\beta} \times \mathbf{R}_{HH_p} \left[\mathbf{I}_{N_p} - \frac{SNR}{\beta} \times \mathbf{U} \left[\Lambda^{-1} + \frac{SNR}{\beta} \times \mathbf{I}_{N_p} \right]^{-1} \mathbf{U}^H \right] \hat{\mathbf{H}}_{LS} \quad (3)$$

由于 Λ 是对角矩阵,所以 $\left[\Lambda^{-1} + \frac{SNR}{\beta} \times \mathbf{I}_{N_p} \right]^{-1}$ 可以很方便地计算出来,不需要对矩阵求逆,大大简化了运算复杂度。

经过 SVD 分解之后,虽然简化了 $\left[\mathbf{R}_{H_p H_p} + \mathbf{I}_{N_p} \frac{\beta}{SNR} \right]^{-1}$ 的运算,但是考虑到 LTE 系统中可用的 PRB 的数量最小为 6,最大为 100(即子载波数量最小为 72,最大为 1200),当 PRB 的数目较多(子载波数量较大)时,会造成 \mathbf{R}_{HH_p} 和矩阵相乘的计算量很大。

为了改善系统误码率性能,简化运算复杂度,本文提出了一种适用于 LTE 系统的信道估计算法:

(1)灵活地采用式(3)的基于 SVD 分解的频域 LMMSE 算法估计出所有数据子载波的信道冲激响应。当 PRB 的数目较小时,例如 PRB 的数目为 6 时,可以直接采用式(3)估计出所有数据子载波的信道冲激响应;当 PRB 的数目较大时,例如 PRB 的数目为 100 时,此时计算 \mathbf{R}_{HH_p} 的维数为 $\mathbf{R}_{1200 \times 200}$,可见这个矩阵计算是相当复杂的。如果采用式(3)按照参考信号的顺序每次估计 5 个 PRB 的数据子载波的信道冲激响应,直到估计完 100 个 PRB 为止,这样每次计算 \mathbf{R}_{HH_p} 的维数为 $\mathbf{R}_{60 \times 10}$,大大简化了 \mathbf{R}_{HH_p} 及矩阵相乘的计算量,即:

$$\hat{\mathbf{H}}_{100PRB} = \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{H}}_{1-5PRB} \\ \hat{\mathbf{H}}_{6-10PRB} \\ \dots \\ \hat{\mathbf{H}}_{96-100PRB} \end{bmatrix} \quad (4)$$

(2)利用频域的估计结果采用时域 LMMSE 算法估计出所有 OFDM 符号的信道冲激响应。假设经过频域 LMMSE 估计之后的信道频域响应表示为^[7,8]:

$$\mathbf{h}_f^{(n)} = [h_0^{(n)} + \tilde{w}_0^{(n)}, \dots, h_i^{(n)} + \tilde{w}_i^{(n)}, \dots, h_{L-1}^{(n)} + \tilde{w}_{L-1}^{(n)}]^T \quad (5)$$

其中, L 表示每一帧中的参考信号所占的 OFDM 符号的数目, $h_i^{(n)}$ 是第 n 个子载波第 i 个参考信号处的信道频率响应, $\tilde{w}_i^{(n)}$ 表示第 n 个子载波第 i 个参考信号处的噪声。因此第 n 个子载波处的时域 LMMSE 信道估计可以表示为:

$$\mathbf{h}_i^{(n)} = \mathbf{R}_{hp}^{(n)} (\mathbf{R}_{p'p'}^{(n)})^{-1} \mathbf{h}_f^{(n)} \quad (6)$$

其中, $\mathbf{R}_{hp}^{(n)}$ 是第 n 个子载波上所有 OFDM 符号和参考信号之间的互相关矩阵, $\mathbf{R}_{p'p'}^{(n)}$ 是第 n 个子载波上所有参考信号之间的互相关矩阵,而 $\mathbf{R}_{p'p'}^{(n)} = \mathbf{R}_{pp}^{(n)} + \frac{\beta}{SNR} \mathbf{I}_L$ 。其中 $\mathbf{R}_{hp}^{(n)}(l-l')$



$=r_i(l-l'/T_s)$, T_s 是一个 OFDM 符号的时间。而 $r_i(\Delta t) = J_0(2\pi f_{D, \max} \Delta t)$ 。

由于 LTE 系统中(两根发送天线和两根接收天线), 每个子帧最多只有 14 个 OFDM 符号, 而参考信号最多只有 4 个, 所以矩阵 $R_{p'p'}^{(n)}$ 的求逆运算并不复杂, 计算相对容易。

仿真结果

本文以 2 根发送天线和 2 根接收天线为例, 仿真了各种信道估计算法在 LTE 系统的 EPA(Extended Pedestrian A)信道环境下的性能。

仿真环境参数: QPSK 调制, 参考信号采用 Cell 参考信号, 空时编码方式采用 SFBC, 仿真次数为 500。

图 3 比较了各种信道估计算法的 BER 性能。图中“ideal”表示理想信道估计, “LS”表示 LS 算法, “LMMSE”表示 LMMSE 算法, “本论文方法”表示采用的是本文所提出的信道估计方法。

从图 3 可以看出, 采用频域 LMMSE 算法的 BER 性能优于 LS 算法的 BER 性能, 而本文提出信道估计方法的 BER 性能又优于采用频域 LMMSE 算法的 BER 性能, 并且接近于理想信道估计。

图 4 比较了各种信道估计算法的 MSE 性能。可以看出, 本文提出的信道估计方法的均方误差(MSE)最小, 而 LS 算法的均方误差最大。

图 5 比较了当物理资源块 PRB 为 100 时, 采用每次估计 5 个 PRB 和 100 个 PRB 一起估计的 BER 性能。

从图 5 所示的 BER 性能来看, 采用每次估计 5 个 PRB 的方法与 100 个 PRB 一起估计的性能差不多, 但是从计算复杂度来看, 它却大大降低了运算复杂度。所以, 可以根据误码率或者运算复杂度的需求, 灵活地选择每次估计的 PRB 数目。

本文比较了 3 种信道估计算法在 LTE 系统的下行链路中的性能。LS 算法实现简单, 不需要信道统计信息, 算法复杂度较低, 但受噪声干扰较大, 性能不理想。LMMSE 算法的误码率性能虽然有所提升, 但是与理想信道估计之间还有很大的差距。而本文提出的算法体现出了 MSE 性能最优的特性, 误码率性能也最好, 最接近与理想信道估计。并且, 当 LTE 系统中物理资源块 (PRB) 数目较多时, 采用本文提出的信道估计方法, 不仅能改善误码率性能, 还能降低运算复杂度, 因而具有较大的实用性。

参考文献

[1] 沈嘉, 索士强. 3GPP 长期演进 (LTE) 技术原理与系统设计. 北京: 人民邮电出版社, 2008.
 [2] COLERI S, ERGEN M, PURI A, et al. Channel estimation techniques based on pilot arrangement in OFDM Systems. IEEE Trans. Broadcast., 2002, 48(3): 223-229.

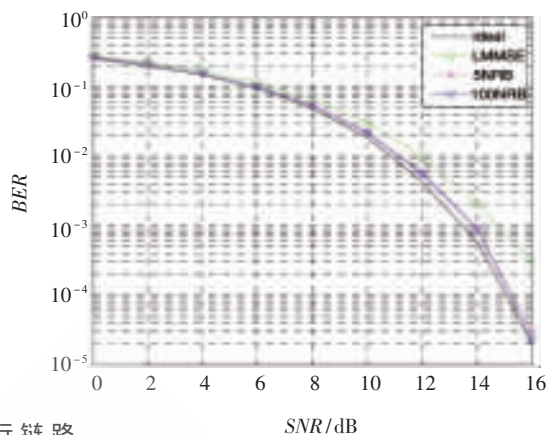


图 5 BER 性能比较

[3] KANG S G. A comparative investigation on channel estimation algorithms for OFDM in mobilecommunications. IEEE Trans. Broadcast., 2003(49): 142-149.
 [4] 3GPP TS 36.211 V 8.4.0. Physical Channel and Modulation. 2008: 62-64.
 [5] NOH M, LEE Y, PARK H. A low complexity LMMSE channel estimation for OFDM. IEE Proc. Commun., 2006.
 [6] EDFORS O, SANDELL M, BEEK J-J, et al. OFDM channel estimation by singular value decomposition. IEEE Trans. Commun, 1998, 46(7): 931-939.
 [7] HOHER P, KAISER S, ROBERTSON P. Pilot-symbol-aided channel estimation by wiener filtering. IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing ICASSP, Apr, 1997.
 [8] RUI Yun, LI Ming Qi, ZHANG Xiao Dong, et al. A noise variance optimization method for 2x1-dimensional wiener filtered channel estimation. IEEE, 2007.

(收稿日期: 2009-01-08)

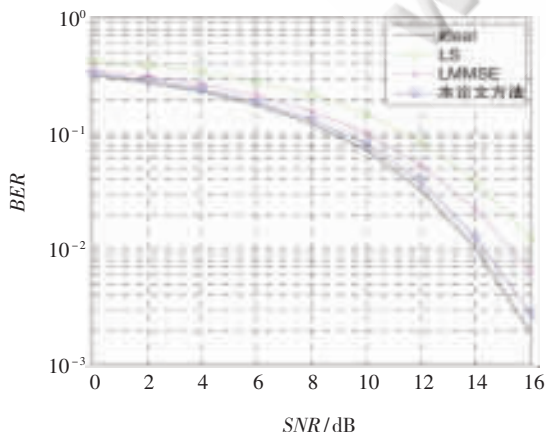


图 3 BER 性能比较

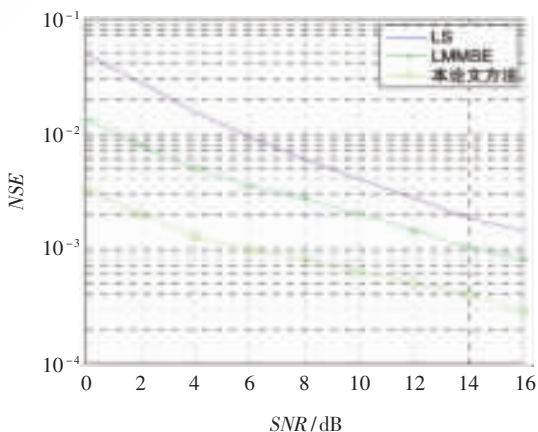


图 4 MSE 性能比较

计算延时线的最大工作频率

Maxim 集成产品公司 Hrishikesh Shinde

1 计算最大输入频率

对于一个固定延迟的延时线电路,在计算所允许的最大输入信号频率时需要考虑的关键参数是输入信号的最小脉冲宽度。对于占空比为 50% 的周期性信号,脉冲宽度为周期的一半。但有些周期性的低频输入信号的占空比低于 50%。这种情况下,输入信号瞬变之间的最小持续时间决定了最小脉冲宽度,如图 1。许多器件中,将最小输入脉冲宽度规定为 100% 的最大输出延迟时间(如果没有特别说明的话)。反过来说,这些器件的最大输出延时为最小输入脉冲宽度。

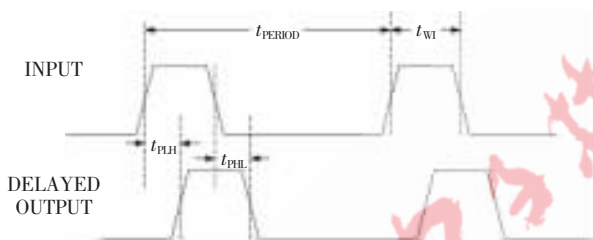


图 1 占空比低于 50% 的周期信号

2 可编程延时线的最高输入频率

在延时线数据资料中可以找到以下与延时线相关的指标:

- (1) 零步进延时 (t_{PHL_MIN} 或 t_{PLH_MIN})。
- (2) 最小输入脉冲宽度 (t_{WI_MIN})。

通常,数据手册中会明确规定最小输入脉冲宽度,但有时会给出相对于输出延时的数据。任何情况下,为了

计算最小输入脉冲宽度,需要考虑可编程的最小延时,该数值与零步进延时相同。数据手册通常提供在整个温度、电压变化范围内的指标误差,应该将该误差添加到零步进延时中,将其作为最大零步进延时。最大零步进延时需要考虑基本的最小脉冲宽度 (t_{WI_MIN}),最高输入频率 (f_{IN_MAX}) 可以根据最小输入脉宽,按照式(1)计算:

$$f_{IN_MAX} = \frac{1}{2 \times t_{WI_MIN}} \quad (1)$$

表 1 给出了部分 Maxim 延时线所允许的最高输入信号频率,计算方法同样适用于其他厂商提供的延时线。

3 固定延时线的最高输入频率

对于固定延迟的延时线,可以考虑以下指标,这些指标通常在数据手册中可以找到:

- (1) 最大抽头位置处的延时。
- (2) 最小输入脉冲宽度 (t_{WI_MIN})。

最小输入脉冲宽度对应于最大延时抽头位置,需要将误差增加到最大抽头位置的最大延时中,利用所得到的数据计算输入信号的最小脉冲宽度 (t_{WI_MIN})。然后根据最小脉宽,按照式(1)计算所允许的最高输入频率。表 2 列出了一些 Maxim 延时线所允许的最高工作频率,可以按照相同方式获得其他供应商的延时线参数。

4 针对具体应用计算最高输入频率

对于可编程延时线:如果所要求的延时大于器件的最小延时,则可以按照下面公式计算所允许的最小脉冲宽度:

表 1 可编程延时线的最高输入频率

型号	说明	最小或零步进延时: t_{PHL_MIN} 或 t_{PLH_MIN} /ns	最大零步进延时/ns	最小脉宽 t_{WI_MIN} /ns	最高输入频率/MHz
DS1020-100	8 位硅延时线	10±2	12	100% 输出延时	41.67
DS1020-25	8 位硅延时线	10±2	12	100% 输出延时	41.67
DS1021-25	8 位硅延时线	10±2	12	100% 输出延时	41.67
DS1023-25	8 位定时单元	16.5	22	20	25
DS1023-500	8 位定时单元	16.5	22	50	10
DS1045-3	4 位双延时线	9±1	10	100% 输出延时	50

表 2 固定延时线的最高输入频率

型号	说明	最大抽头位置的延时/ns	最大抽头位置的最大延时/ns	最小脉冲宽度 t_{WI_MIN} /ns	最高输入频率/MHz
DS1110LE-200	3V、10 抽头硅延时线	200	200	10% 抽头延时	25
DS1110LE-500	3V、10 抽头硅延时线	500	500	10% 抽头延时	10
DS1135-6	3 合 1 高速硅延时线	6±1	7	100% 抽头延时	71.43
DS1135-30	3 合 1 高速硅延时线	30±1.5	31.5	100% 抽头延时	15.87

最小脉冲宽度=最大零步进延时+可编程延时
然后,利用式(1)计算最高输入频率。

可编程延时线举例:

(1)使用器件:DS1020-100

所要求的延时:25 ns

最小脉冲宽度=25 ns+12 ns=37 ns

最高输入频率=1/(2×37 ns)=18.52 MHz

(2)使用器件:DS1023-500

所要求的延时:60 ns

最小脉冲宽度=22 ns+60 ns=82 ns

最高输入频率=1/(2×82 ns)=6.1 MHz

对于固定延时线:最小脉宽与延时线抽头无关,保持与表 2 相同的数据。■

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

机器视觉如何应对与工业自动化系统集成应用的挑战

美国国家仪器(NI)公司

机器视觉市场概况

机器视觉作为工业自动化系统的重要组成部分之一,其技术与应用也随着自动化行业的发展而日益成熟。具体体现在:图像处理能力和速度不断增强,光电器件性能不断提高,各类标准的逐渐统一以及价格的相对降低。根据 AIA(自动成像协会)的市场研究调查报告,2006 年全球机器视觉市场规模已经超过 70 亿美元,并预测在今后 5 年内仍将保持持续增长的势头。然而,随着供应商和集成商不断地把机器视觉应用推向各个领域,机器视觉这一相对独立的功能如何无缝地融入各行业的各类自动化装备遇到了前所未有的挑战。

机器视觉的应用及挑战

机器视觉应用主要可分为两类:一类应用是用于大规模或者具有高测试要求的生产线上,如包装、印刷、分拣等,或者应用在野外、核电等不适合人员工作的环境中,利用机器视觉方式代替传统人工测量或检测,同时实现人工条件下无法达到的可靠性、精确度及自动化程度。另一类应用是必须使用高性能精密机器视觉组件的专业设备制造领域,典型代表是最早带动整个机器视觉行业崛起的半导体制造设备。从上游晶圆加工制造的分类切割,到末端电路板印刷、贴片,这类设备都依赖于高精度的视觉测量以对运动部件进行引导与定位。例如,如果锡膏印刷工序存在定位偏差,且该问题直到芯片贴装后的在线测试才被发现,那么返修的成本将会是原成本的 100 倍以上。

然而,在上述应用中,机器视觉功能很少作为孤立的系统,而是以整个自动化系统或者设备的有机组成部分之一出现,也往往在配合逻辑控制、运动控制、数据采集、通信网络以及企业数据库管理等其他功能时,才能真正发挥出其优势。构建机器视觉系统,除了完成从光源调配到图像处理软件开发系列过程外,还要面临着与上述种种复杂的自动化系统功能集成所带来的挑战。单一的视觉开发软硬件方案往往使得自动化系统整体的开发周期、成本和不确定性风险都要由制造方或者集成商来承担。机器视觉与自动化系统集成的困难,很大程度上阻碍了其在相对保守的工业自动化领域的应用。

基于 NI LabVIEW 和机器视觉系统的解决方案

面对上述挑战,NI LabVIEW 软件平台及其机器视觉系统给出了很好的解决方案。

让我们先从软件的角度看机器视觉的开发与集成过程:首先借助高效便捷的配置软件 VBAI(应用于自动检测的机器视觉生成器)和全面的视觉模块(涵盖了对所有制式和标准的相机的支持,提供模式匹配、OCR、颗粒分析、二维条形码识别等数百种图像处理功能),用户可以在交互式的开发环境中验证不同的相机和光源设置、采集方式与图像处理算法,然后再将确认的步骤自动生成对应于 LabVIEW 的可执行程序。LabVIEW 软件平台具有直观的图形化开发特性,使工程师把更多的精力集中在功能开发而不是代码撰写上。在整体系统开发和集成过程中,工程师可直接利用对应的 LabVIEW 工具包和模块,在统一的平台下以相同的方式完成运动控制、数据采集、工业通信和人机界面等功能,实现与各种 PAC(可编程自动化控制器)、PLC、工业设备、OPC 客户端及企业数据库的连接与通信。对于这种开发模式,无论是经验丰富的集成商还是初级开发者,都将从不同设备所对应的专用甚至私有开发方式与平台、驱动与协议、设备间的物理通信与同步这些困境中解放出来,大幅降低了系统集成的难度和成本。

从硬件体系架构来看,基于 PC 的机器视觉系统由于其开放性和灵活性,在提供强大的处理能力的同时,也较容易实现与其他功能的集成。但是 PC 的架构由于可靠性和体积等原因,并不能完全满足工业应用的需求。另一种方式是嵌入式架构,使用简单,可靠性高,但是功能相对单一,可集成度较差。为了解决这些矛盾,NI 在其紧凑型的机器视觉系统(CVS)中,通过集成 LabVIEW 实时、FPGA 技术,前所未有地实现了在同一嵌入式硬件平台下完成 I/O 与通信协议的灵活定制以及运动,可同时采集、处理 3 路图像信号,并保证系统的坚固性和可靠性,满足工业现场恶劣环境下的应用要求(见图 1)。

下面通过两个实例分析,具体探讨如何利用开放灵活的软硬件平台集成机器视觉和多域功能应用,降低系统集成复杂度,缩短开发周期。

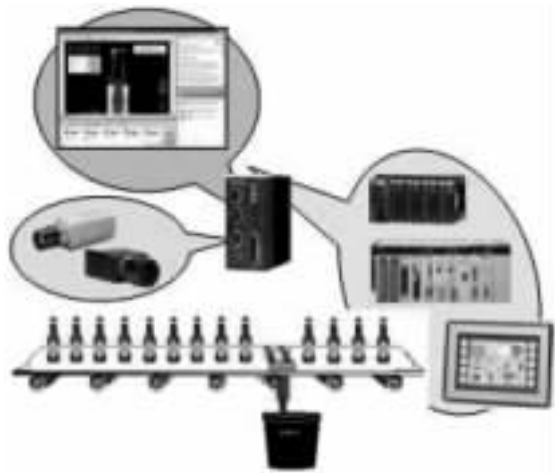


图 1 NI 紧凑型的机器视觉系统

基于 LabVIEW 及同步的机器视觉、运动控制及数据采集的自动化半导体晶圆分类系统

在半导体制造业，晶圆切割前必须根据其厚度(THK)、全厚度误差(TTV)、弯曲度(BOW)、翘曲度(WARP)等电气及物理参数进行细致分类，以达到严格的容差要求。为保证测量精度，传统采用单点测量方式，需消耗大量的测试时间。为此，美国 Gigamat Technologies 公司研发出新一代的全扫描自动分类设备(见图 2)，以提高吞吐率并要求能达到单点测试下的精度和重复性要求，这在技术上是相当大的挑战。



图 2 自动化半导体晶圆分类系统

全新自动晶圆分类系统充分利用了 LabVIEW 平台及其配套工具包，该系统分为晶圆对准和测量两个工作步骤。对准过程使用线扫描图像采集方式和三轴运动控制，通过同步图像采集与底盘旋转速率，在 1 s 内完成整张晶片六百万像素的图像采集，利用 LabVIEW 视觉算法判断晶片中心位置、平坦度和其他特性，据此调整晶圆位置实现其与参数测量平台完全匹配。测量步骤要求对上下表面间距测量的分辨率小于 0.000 1 mm，其解决办法是在 LabVIEW 平台下应用 NI 运动控制工具生成平滑的圆弧及螺旋轨迹组合，精确控制旋转中的晶片位置，使用 NI 数据采集卡完成多通道同步进行的探针高速、高密度测量，实时记录对应位置，据此进行相关计算处理，获取各项参数信息，最终得出分类的结果。

《电子技术应用》2009 年第 6 期

除了以上的核心步骤外，该系统还包括：触摸屏人机界面；基于 RS-485 通信的晶圆升降机控制；用于光源、机器功率和真空设备的数字 I/O 控制；与 Microsoft Access 数据库连接以实现加工过程数字化加工。而这些功能，都是在 LabVIEW 平台下统一开发完成，Gigmat 的经理这样评论：“如果没有 LabVIEW 以及 NI 机器视觉、运动控制和数据采集产品的同步，这个项目就不可能达到经济可行。”

NI 紧凑型机器视觉系统帮助汽车火花塞检测达到 6Sigma 的重复性标准

汽车火花塞的偏心度和电极间距是决定其性能的关键指标。过去某领先的汽车火花塞制造商一直通过人工的方式对其进行测量，因为测量精度低，必须采用过于严格的产品的公差带限制，导致不必要的生产要求提高和产量减少。为了保证可靠的质量控制、更快的检测速度和更高的产量，该制造商决定建立基于机器视觉的全扫描尺寸定量系统。

系统由 IEEE 1394 相机、环形光源、坚固的 NI CVS 嵌入式机器视觉系统以及 LabVIEW 软件开发平台构成。采集的火花塞图像通过火线传入 CVS，在其上运行实时的圆形边缘检测等特殊算法，通过对欠采样的控制找到精度与处理时间的平衡点，测量精度达到 0.01 m，完全满足 6Sigma 标准。随后，CVS 通过其数字端口与生产线上的 PLC 和继电器等设备通信，完成不合格品的自动剔除工作，免去了人工干预。整个系统接入工厂以太网，可以进行远程的参数配置、校准以及产品信息的记录。由于测试精度的提高，放宽了公差范围，大幅提高了产量和效率。

机器视觉应用正由起步时单纯的图像采集、处理分析、结果判断输出，发展成为自动化系统重要组件之一。但是，相对人工检测的方式，机器视觉也存在弱点，一定程度上体现在其灵活性和应变能力的限制。处理不当的话，即使引入一个看似很小的新功能，都有可能导致系统的重新设计。面对机器视觉集成度与灵活性的难题时，理想的工业软件开发环境 LabVIEW 成为用户开发平台的非常好的选择。利用其中机器视觉模块包含的丰富的分析与处理算法，用户可以根据其具体需求定制开发或者简单升级相应的视觉功能，更可以通过这种统一的图像化开发方式实现对运动控制、可编程自动化控制器、数据采集等设备与功能的开发，以及与第三方的 PLC、工业设备和数据库软件的无缝连接，从而完成涵盖机器视觉功能在内的自动化系统的开发与集成。得益于这种系统构架，制造商能够更方便地将机器视觉功能引入到其生产线，降低了其设备制造的技术难度，符合机器视觉向着自动化系统一体化发展的趋势。■

一种新型的基于 FPGA 的 SMS4 密码算法电路设计

倪 奎,王安文,旷 捷,罗 军

(武汉大学 物理科学与技术学院电子科技系,湖北 武汉 430072)

摘 要: 提出一种新型的基于 FPGA 硬件实现的 SMS4 分组密码算法电路设计。相对于常用的流水线设计方法和迭代设计方法,此设计将流水线和迭代运算相结合,结合了前者较高处理速度和后者较小实现面积的优点,达到了较好的性能,对 WLAN 商用密码算法的 FPGA 硬件实现有参考意义。通过 Quartus II 8.0 软件时序仿真验证了此设计的正确性,并使用以 Cyclone II FPGA 芯片为核心的 DE2 开发板验证了此设计的可实现性。

关键词: FPGA;WLAN;SMS4 密码算法;流水线

中图分类号: TN925. 93,TP309.7

文献标识码: A

A Novel FPGA-based circuit design of SMS4 cipher algorithm

NI Kui, WANG An Wen, KUANG Jie, LUO Jun

(Physics Science&Technology School, Department of Electronic Science&Technology, Wuhan University, Wuhan 430072, China)

Abstract: This paper points out a novel FPGA-based design method of SMS4 block cipher algorithm. Comparing with general design methods of SMS4 block cipher algorithm, such as pipeline method and iteration method, this novel design integrates pipeline with iteration calculation, while the quality of quick processing speed and small resource occupation coefficient are combined. It is a value exploration of FPGA-based hardware realization of business WLAN cipher algorithm. The function of this design is simulated by Quartus II 8.0, and the whole design is realized on the DE2 development board.

Key words: FPGA;WLAN;SMS4 cipher algorithm;pipeline

无线局域网 WLAN(Wireless Local Area Networks)具有轻便、效率高、成本低等优点。由于 WLAN 的开放广播特性,其安全性成为应用中的主要问题。常用于加强安全性的密码算法主要有: 哈希函数,如 SHA-1(Secure Hash Algorithm)、HMAC(Keyed-Hash Message Authentication Code)、MD5; 对称密码算法如,IDEA(International Data Encryption Algorithm)、DES(Data Encryption Standard)、AES(Advanced Encryption Standard)、RC4、RC5、SMS4 等; 非对称密钥算法,如 DSA(Digital Signature Algorithm)、RSA(Rivest Shamir Adleman)、ECC 等^[1,2]。哈希函数算法的安全性在其函数被破解后受到了质疑。非对称密码算法相对复杂,运算的速度慢,密钥较长。SMS4 与 DES、AES 等算法一样,都是基于 SBOX 的分组对称密码算法,它有很强的抗暴力破解能力^[3],其 S 盒的设计已经达到欧美分组密码标准算法 S 盒的设计水准,但其算法的整体安全性还有待进一步研究^[4-5]。作为国内公布的第一个用于 WLAN 的商用密码算法,对无线局域网产业和商用密

码研究都有非常重要的意义。

硬件实现 SMS4 的方式主要有全流水线和全循环。全流水线可以解开 SMS4 的 32 次迭代,代之以 32 级流水线,速度较快^[6],但是带来的是巨大面积消耗。全循环模式下每组数据经过 32 轮的迭代计算,电路面积较小^[7],但是由于需要等待 32 次迭代,运行速度较慢。

针对上述问题,提出流水线和迭代运算相结合实现 SMS4 的结构。实现过程中用设计的 C 程序与 Quartus II 8.0 仿真结果进行对比的方式进行验证。选择 DE2 板核心芯片 EP2K35F672C6 为目标芯片,资源利用率为 20%; 设计通过 DE2 板验证,在 32 个时钟周期下进行加密或解密运算。流水线和迭代运算相结合的方法与流水线方法相比节约了面积,与全循环方法相比提高了速度,在兼顾面积与速度的场合有一定的借鉴意义。

1 SMS4 密码算法介绍

SMS4 是一种用于 WLAN 的分组密码算法,其分组长度和密钥长度均为 128 bit,加密算法与密钥扩展算法

都采用 32 轮非线性迭代结构^[8]。

1.1 加解密

设明文为 (X_0, X_1, X_2, X_3) , 密文为 (Y_0, Y_1, Y_2, Y_3) , 轮密钥为 $rk_i, i=0, 1, 2, \dots, 31$ 。其中 X, Y, rk_i 均为 32 bit。则算法的加密变换为:

$$X_{i+4} = F(X_i, X_{i+1}, X_{i+2}, X_{i+3}, rk_i) \\ = X_i \oplus T(X_{i+1} \oplus X_{i+2} \oplus X_{i+3} \oplus rk_i) \quad i=0, 1, 2, \dots, 31 \quad (1)$$

$$(Y_0, Y_1, Y_2, Y_3) = (X_{35}, X_{34}, X_{33}, X_{32}) \quad (2)$$

式(1)中,合成置换 T 是一个可逆变换,由非线性变换 τ 和线性变换 L 复合而成。

解密过程与加密过程相同,只是轮密钥 rk_i 的使用顺序相反,即加密时轮密钥依次为 $rk_0, rk_1, \dots, rk_{31}$,解密时轮密钥依次为 $rk_{31}, rk_{30}, \dots, rk_0$ 。

1.2 轮密钥

轮密钥由密钥扩展算法生成,其基本结构与加/解密算法相同,也经过 32 轮迭代后生成 32 个子密钥。设加密密钥 $MK=(MK_0, MK_1, MK_2, MK_3)$, MK_i 为 32 bit。设 K_i, rk_i 为 32 bit,则密钥的生成方式为:

$$(K_0, K_1, K_2, K_3) = (MK_0 \oplus FK_0, MK_1 \oplus FK_1, MK_2 \oplus FK_2, MK_3 \oplus FK_3) \quad (3)$$

$$rk_i = K_{i+4} = K_i \oplus T'(K_{i+1} \oplus K_{i+2} \oplus K_{i+3} \oplus CK_i) \quad i=0, 1, \dots, 31 \quad (4)$$

式(3)中, FK_0, FK_1, FK_2, FK_3 为 32 bit 的系统参数。式(4)中, CK_i 为 32 bit 的固定参数, T' 变换由非线性变换 τ 和线性变换 L' 复合而成。

2 整体方案设计

SMS4 的全流水线设计是用 32 级流水线代替 32 次迭代,32 个数据块同时进行加/解密,速度较快,但是面积消耗巨大。SMS4 算法的全循环设计是每组数据经过 32 轮的迭代计算,提前生成轮密钥,电路面积较小,但是由于需要等待 32 次迭代,运行速度较慢。

同时考虑流水线和全循环,在单一轮次的轮函数后加上流水线操作,使下一轮次的轮函数无需等待上一轮加密完成后开始运行。在等待一次密钥扩展迭代后开始进行加密计算,整体的加密可以在 33 个迭代周期内完成。本文选择流水线和迭代运算相结合的方式对 SMS4 算法的硬件实现,此方法兼顾面积和速度,将流水线方式和全循环方式相结合,如图 1 所示。

图 1 所示,128 bit 明文输入轮函数模块和状态控制模块,在轮函数迭代运算后加上流水操作。流水线与迭代运算结合,可以克服流水线消耗巨大资源和全循环慢

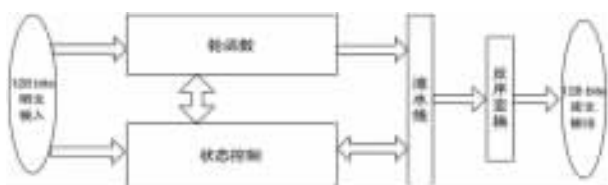


图 1 流水线与迭代运算结合框图

速运行的缺点。

对于其他方式的密码算法如 DES、AES 等,如果明文长度或迭代次数有变化,可以采用本设计的思想,扩展流水线与迭代运算结合的结构。这是本设计对其他算法硬件实现的借鉴意义。

3 模块设计与验证

本设计将循环和流水线相结合,功能全部在 FPGA 上完成,总体设计如图 2 所示。

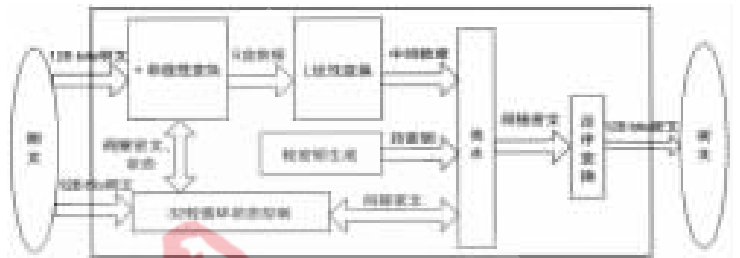


图 2 SMS4 总体设计

图 2 中大矩形框内为 FPGA 功能块的实现,主要包含 5 个模块: τ 非线性变换、 L 线性变换、32 轮循环状态控制、流水控制轮函数生成、轮密钥生成。128 bit 明文经过 τ 非线性变换,得到 S 盒数据经过 L 线性变换生成中间数据,流水储存的间接密文和明文经过 32 轮循环状态控制再送入 τ 模块。经过 32 个周期的循环后得到最后的间接密文,再经过反序变换得到 128 bit 密文。轮密钥生成模块与轮函数结构相同。

3.1 τ 非线性变换

τ 非线性变换由 4 个并行的 S 盒构成,S 盒为固定的 8 bit 输入、8 bit 输出的置换。置换公式如下:

$$\tau(A) = (Sbox(a_0), Sbox(a_1), Sbox(a_2), Sbox(a_3)) \\ A = (a_0, a_1, a_2, a_3) \quad (5)$$

S 盒可用查找表或片上 ROM/RAM 实现,本文采用并行查找表实现。

3.2 L 线性变换

L 线性变换对输入数据进行一系列循环移位操作后再进行异或,计算公式为:

$$L(A) = A \oplus (A \lll 2) \oplus (A \lll 10) \oplus (A \lll 18) \\ \oplus (A \lll 24) \quad (6)$$

其中 \lll 表示 32 bit 数据的循环左移。此模块用位拼接操作实现循环移位,然后将中间结果进行异或后输出。

3.3 32 轮循环状态控制

状态控制模块的功能是对明文和产生的间接密文进行分配,框图如图 3 所示。

由于需要等待一个时期来生成轮密钥,状态控制模块的状态为 6 位,与轮函数模块同步运行。

3.4 轮函数

轮函数对状态控制模块提供的间接密文进行 τ 变换和 L 变换后生成间接密文,送至状态控制模块进行循环,如图 4 所示。

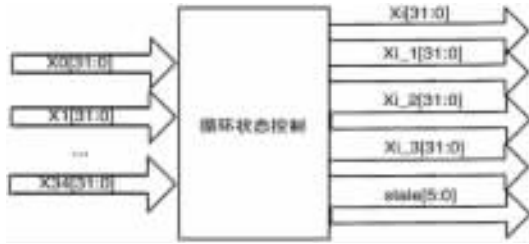


图 3 32 循环状态控制

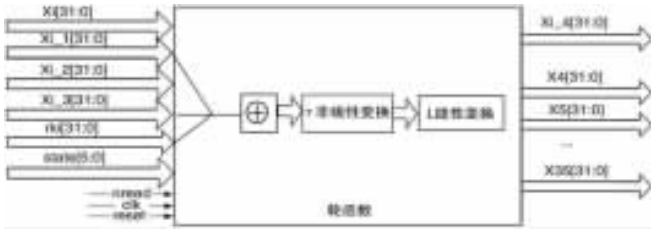


图 4 轮函数

3.5 轮密钥生成

轮密钥生成模块与轮函数结构相同,区别在于轮函数输入数据为 128 bit 明文,而轮密钥生成模块的输入为 128 bit 加密密钥与 128 bit 系统参数异或的值。轮密钥模块由 4 个子模块组成:K0123 生成器、CK 系数生成器、循环状态控制、轮密钥生成器,如图 5 所示。

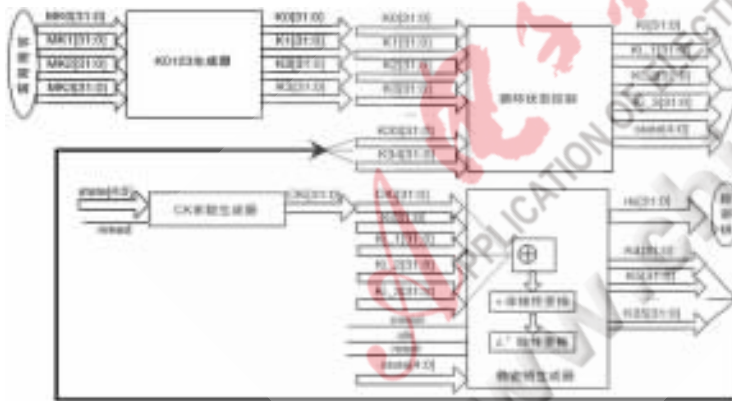


图 5 轮密钥模块

图 5 中,加密密钥经过 K0123 生成器生成初始值(K_0, K_1, K_2, K_3),CK 系数生成器为轮密钥生成器提供 CK 系数,循环状态控制模块为轮密钥生成器提供间接密文,最终输出 32 组轮密钥 r_{ki} 。

3.5.1 K0123 生成器

K0123 生成器提供初始值(K_0, K_1, K_2, K_3),计算公式为式(3),即加密密钥(MK_0, MK_1, MK_2, MK_3)在使用有效的条件下与已知系统参数逻辑异或得到(K_0, K_1, K_2, K_3),由纯组合逻辑实现。

3.5.2 CK 系数生成器

CK 系数生成器为轮密钥生成器提供 CK 系数(32 bit)。设 ck_{ij} (8 bit)为 CK_i 的第 j 字节,即 $CK_i =$

($ck_{i,0}, ck_{i,1}, ck_{i,2}, ck_{i,3}$) $j=0, 1, 2, 3$, 则:

$$ck_{ij} = (4i+j) \times 7 \pmod{256} \quad (7)$$

CK 系数生成器可以采用式(7)在 FPGA 中实现,也可以采用查找表实现。考虑到硬件实现的方便和模块运行的实时性,本文采用查找表实现。

3.5.3 循环状态控制

轮密钥的状态控制模块与轮函数的状态控制模块结构相同,功能是对间接轮密钥 K_0, K_1, \dots, K_{31} 进行分配,产生 32 组间接密文($K_i, K_{i-1}, K_{i-2}, K_{i-3}$)供轮密钥生成器调用,同时输出状态信号。由于此状态控制模块不需要等待初始值,其状态位为 5 位。

3.5.4 轮密钥生成器

轮密钥生成器对状态控制模块提供的间接密文进行 τ 变换和 L' 变换后生成间接密文,送至状态控制模块进行循环,和状态控制模块同步运行。其中 L' 线性变换公式为:

$$L'(B) = B \oplus (B \lll 13) \oplus (B \lll 23) \quad (8)$$

3.6 总体模块

总体模块包含轮函数循环和轮密钥生成两部分。轮函数循环部分由轮函数模块和状态控制模块构成,轮密钥部分由轮密钥生成器、状态控制模块、初始间接密文产生、固定参数生成器构成。总体模块框图如图 6 所示。

轮密钥部分的加密密钥可以与明文相同,也可以不同,本文中设置的加密密钥与明文一致。

3.6.1 功能验证

轮函数部分等待一个时钟后与轮密钥部分共同运行,再经过 32 个时钟周期下得到最终密文。仿真波形如图 7 所示。

图 7 中矩形框示出输入的明文和生成的密文,在 state 信号从 32 转换成 33 处,向下的箭头示出经过 33 个时钟周期(从 0 开始至 32)后生成密文。中间密文和轮密钥如图 8 所示。

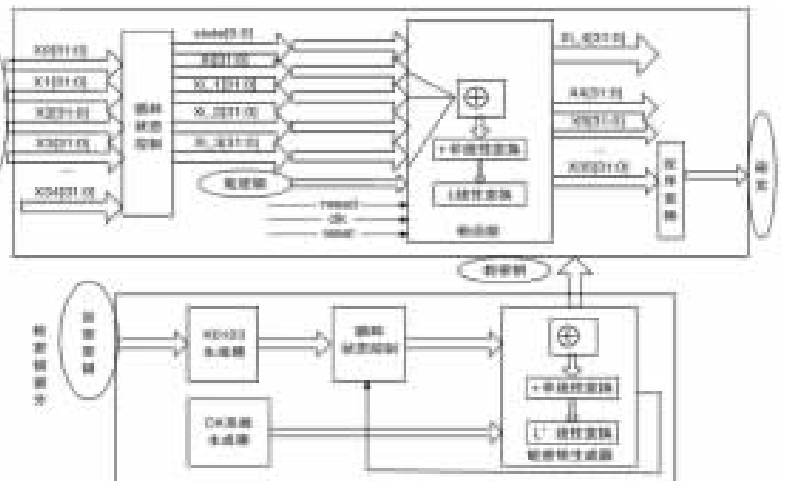


图 6 总体模块

参考文献

- [1] 张晓丰, 樊启华. 密码算法研究[J]. 计算机技术与发展, 2006, 16(2): 179-184.
- [2] 贾宁. 密码算法的研究综述[J]. 现代电子技术, 2007(11): 59-61.
- [3] 张丽丽, 祁志娟. 分组密码算法 SMS4 的暴力破解及模拟实现[J]. 计算机安全, 2008(8): 38-41.
- [4] 刘佳, 韦宝典. SMS4 算法 S 盒的密码学性质[J]. 计算机工程, 2008, 34(2): 158-160.
- [5] Taehyun Kim, Jongsung Kim. Linear and Diferential Crypt-analysis of Reduced SMS4 Block Cipher[D]. Korea: Center for Information Security Technologies.
- [6] 李大为, 赵旭鑫. SMS4 算法的高速流水线实现[J]. 电子器件, 2007, 30(2): 590-592.
- [7] 张远洋, 李峥. 面积优先的分组密码算法 SMS4 IP 核设计[J]. 电子技术应用, 2007(1): 127-130.
- [8] 国家密码管理局. 无线局域网产品使用的 SMS4 密码算法[Eb/OL]. <http://www.oscca.gov.cn/UpFile/200621016423-197990.pdf>, 2006-01-30.

(收稿日期: 2009-03-11)

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

面向电动车的新型无位置传感器无刷直流电机控制系统设计

李完全, 杨春玲

(哈尔滨工业大学 电气工程及自动化学院, 黑龙江 哈尔滨 150001)

摘要: 采用 Altera 公司推出的 Cyclone 系列 FPGA, 根据反电势过零检测算法, 利用硬件模块化的设计方式, 实现了面向电动车的新型无位置传感器无刷直流电机控制系统设计。试验表明, 系统调速范围宽, 可平稳启动, 对干扰造成的检测误差信号具有较强的容错性, 适用于电动车的电机驱动系统。

关键词: 无刷直流电机; 反电势过零检测; FPGA

中图分类号: TM344

文献标识码: A

The design of the new sensorless BLDCM control system for electric vehicle

LI Xian Quan, YANG Chun Ling

(School of Electrical Engineering & Automation, Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, China)

Abstract: This design which used the FPGA of Altera's Cyclone series, has realized a general drive system of sensorless brushless DC motor. The system which is based on back-EMF method has been implemented by hardware modular driver. The test shows that the design can reach a good level in the aspect of speed regulator range. So the system could meet the requirement of the application in the EV field.

Key words: BLDC motor; back-EMF; FPGA

随着环境污染和能源危机的双重压力加大, 人们对电动车的需求逐步提高。电动车通常包含四大部分: 控制系统、电机及其驱动系统、电池和车体。其中, 电机及其驱动系统直接决定了电动车的整体特性。相比其他电机, 无刷直流电机凭借在能量密度、效率等方面的明显优势, 逐渐成为电动车领域的主要选择。而无位置传感器的无刷直流电机, 更是避免了位置传感器的安装, 简化了结构, 节约了成本, 提高了电机的可靠性。所以, 无位置传感器技术逐渐成为电动车电机驱动领域中的研究热点。

反电势过零检测法是当前最成熟、应用最广泛的一种转子位置信号检测方法。但其有一些不可避免的缺点, 如低速换相不准确、无法自启动等。为了克服这些缺点, 本文提出了一种新型的无位置传感器无刷直流电机控制系统。它利用 FPGA 作为主控芯片, 对反电势过零检测算法进行改进, 完成在全速范围内对逆变器换相时刻的准确计算; 同时还集成了电压、电流双闭环调节器

和 PWM 调制器, 实现对控制对象转速的精密调节。总之, 系统具有集成度高、调速精度好的特点, 不存在程序跑飞和死机的问题, 满足了电动车对电机控制器稳定运行的要求。

1 系统工作原理

系统功能结构框图如图 1 所示。其中, 反电势过零检测电路能够借助反电势计算模型, 估测出转子位置信号, 从而控制逆变器换相, 使得供电频率与转子转速同

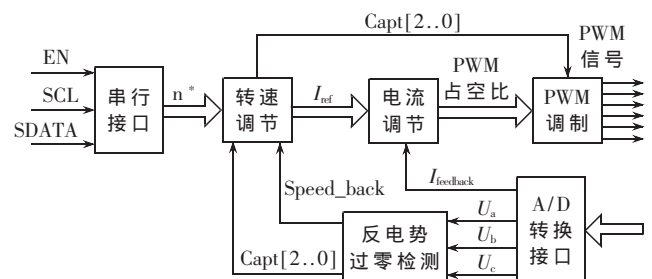


图 1 系统功能结构框图

步。转速调节器和电流调节器组成了转速、电流双环控制器,调整逆变器输出电压的占空比,从而改变加在无刷直流电机定子上的电压,使得电机以最优的轨迹无静差地跟随转速给定。

1.1 反电势过零检测算法

直流无刷电机启动后,转子磁极产生的磁通切割定子绕组产生反电势 E ,其大小正比于电机的转速及气隙磁场 B 。而当转子极性改变时,反电势波形的正负也相应改变。所以只要测出反电势波形的过零点,就可以确定转子的精确位置,并以此控制电机的换相。电机反电势与开关管工作顺序图如图 2 所示。

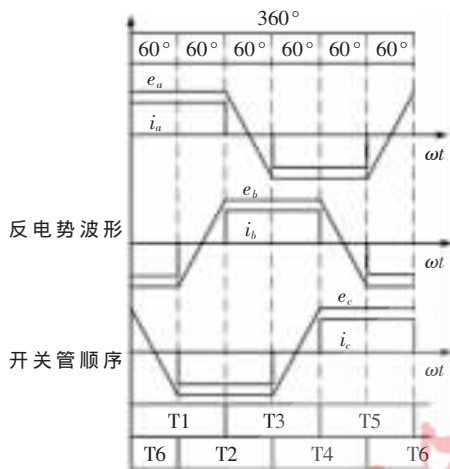


图 2 反电势与开关管工作顺序波形图

反电势本身不能直接测出,但反电势与电压有关,通过检测电压可计算出反电势。例如,对直流无刷电机采用三相六状态 120° 导通方式,在任一时刻,导通的两相绕组中电流大小相等、方向相反,非导通相电流为 0,这时可以证明有:

$$3 \times E_x = 3 \times U_x - (U_a + U_b + U_c) \quad (1)$$

其中, E_x 和 U_x 为非导通相的反电势和绕组端点对地电压, U_a 、 U_b 、 U_c 分别为 A、B、C 三相绕组端点对地的电压。求出 E_x 后就可以方便地判断出其过零点,延迟 30° 相位角,就可得到最佳换相时刻。

反电势过零检测算法的一个不足之处在于,当电机静止或转速较低时,系统无法检测到反电势。因此,电机的启动必须引入一个开环的升压升频模块来产生平缓的换相频率和加速电压。但是,对于不同的系统和负载,这种工作模式无论如何都存在压频特性过发生或欠发生的可能,使系统偏离最佳换相逻辑。所以,还要在转速达到一定值后,引入压频特性补偿环节,使得反馈回来的换相频率与输出的换相频率能够保持同步,从而以最佳的换相逻辑向闭环工作模式切换。

1.2 改进的 FIPS 移相算法

传统的数字移相器都是采用查表法来实现的,但这种方法存在资源浪费、制表复杂等不足,不适用于通用

的移相器设计。为了简化系统的硬件结构,本设计对由台湾的 Ying-Yu Tzou 教授提出的 FIPS(频率无关移相)算法加以改进,得到了一个可滞后任意相位角的数字移相器。

改进的 FIPS 移相算法结构框图如图 3 所示。当输入信号 $X(t)$ 为 1 时,计数器 1 开始计数,计数器 2 保持不变;反之,当输入信号 $X(t)$ 为 0 时,计数器 1 保持不变,计数器 2 开始计数。两个计数器经过限幅后的输出结果分别用 $P(t)$ 和 $N(t)$ 表示。把计数结果送入 2 个比较器中。当计数器 2 的结果 $N(t)$ 与计数器 1 的结果 $P(t)$ 能够满足 $N(t) = \gamma P(t)$ 的关系时,输出信号 Y 翻转一次, $N(t)$ 复位;同理,当 $P(t) = \gamma N(t)$ 时,输出信号 Y 也同样翻转一次, $P(t)$ 复位。

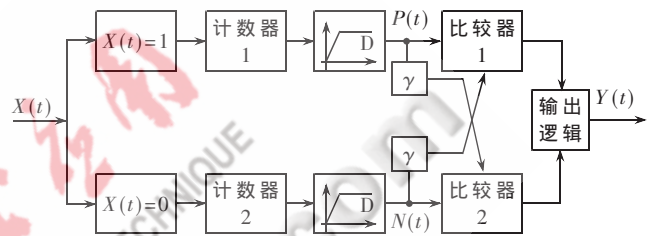


图 3 FIPS 的结构框图

方案的具体工作波形如图 4 所示。从图中可以发现,输出信号 $Y(t)$ 相比于输入信号 $X(t)$ 滞后了 $T/2\gamma$ 的时间。因此,通过改变常数 γ 就可以任意设定移相角度。

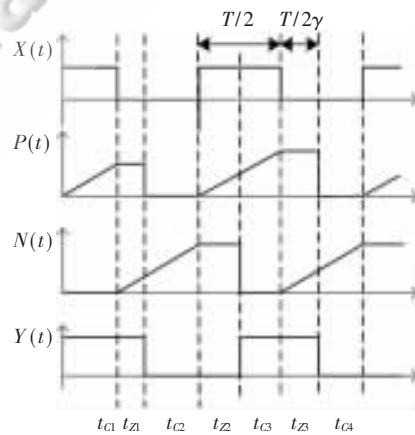


图 4 FIPS 工作波形图

2 具体实现

图 5 显示了本设计所构造的驱动系统的整体硬件结构框图。系统由 FPGA 主控芯片、三相桥逆变器、电压及电流检测电路和串行接口电路等组成。其中,直流主电源经过两个大电容的滤波后,再经过三相桥逆变器得到频率、幅值可调的交流电压,给直流无刷电机供电。电压及电流检测电路提取电机的三相端电压和母线电流,并对其分压、隔离、滤波等综合处理,再送入 A/D 转换器,输入给 FPGA 主控芯片作为控制算法的依据。串行接口模块接受上位机的指令,完成设定系统运行参

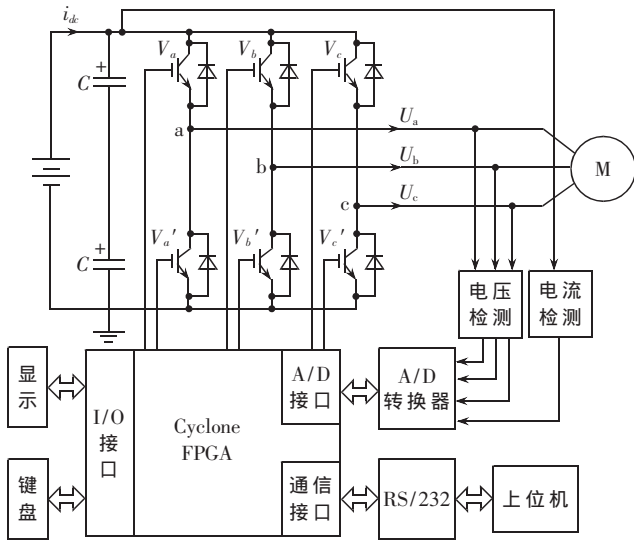


图5 驱动系统的整体硬件结构框图

数和变量的功能。

系统的控制规律依靠FPGA中的逻辑电路实现，所有的外围硬件设备也必须由FPGA主控芯片实施管理。FPGA主控芯片的逻辑电路主要包括A/D转换器接口模块、反电势过零检测模块、转速和电流控制模块、PWM换相模块以及串行接口模块等。

2.1 A/D模数转换接口模块

由于系统的控制策略全部通过数字电路实现，因此，需要有一个A/D模数转换电路将反馈的模拟电压、电流信号转换成数字信号。为了降低系统的闭环滞后时间并减少所需的IO端口，系统选用高速、四通道的模数转换芯片AD7934完成循环采样电机三相端电压和母线电流的任务。A/D转换器转换四路频率为20kHz的模拟信号，与功率器件的开关频率同步。

2.2 反电势过零检测模块

反电势过零检测模块的硬件结构框图如图6所示。其中，电机的非导通相端电压 U_x 由MUX电路根据当前的换相控制信号 $Capt[2..0]$ 选出，与中点电压估算电路计算出虚拟中点电压 U_n 相减，得到非导通相反电势。利用过零检测模块计算出非导通相反电势过零信号，经过FIPS移相逻辑获得滞后过零信号相位角的换相信号，最终生成换相控制信号 $Capt[2..0]$ 。为了避免换相过程中

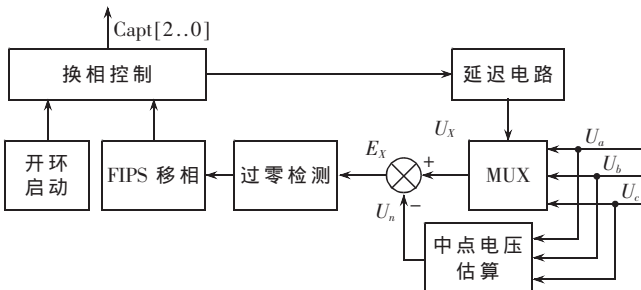


图6 反电势过零检测模块的硬件结构框图

由端电压剧烈变化所造成的过零信号误检测，模块还设计了一个延迟电路，使得在换相后的一段时间里停止估算反电势。此外，当电机启动时，开环启动电路将控制换相逻辑输出换相信号。它能够使得电机按照预先存储在ROM中的升压升频特性曲线开环升压升速，并且当实测的换相信号与开环给定的换相信号误差低于设定值时，控制系统向反电势过零检测方式切换。

2.3 转速和电流调节模块

转速和电流调节器都是基于PI控制算法实现的，PI控制器的结构框图如图7所示。误差信号由减法器根据锁存器锁存的输入数据计算出，经过偏差寄存逻辑得到当前偏差值和累计偏差值，分别与 K_p 乘法器和 K_i 乘法器进行乘法运算，将运算的结果进行累加处理，从而得到比例积分控制的结果。其中， K_p 乘法器和 K_i 乘法器都是基于IP核的硬件乘法器。此外，为了能够合理利用芯片的内部资源，模块还采用了有限状态转换机(FSM)来实现时序控制策略，使得模块中的各个单元有机地结合起来。

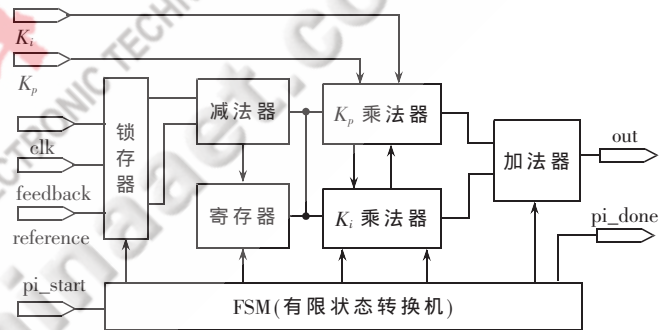


图7 PI调节器的结构框图

2.4 PWM换相模块

PWM换相模块的硬件结构框图如图8所示。它主要由锯齿载波发生电路、比较电路和换相控制电路三部分组成。其中，锯齿载波发生电路由一个计数器实现，计数结果与给定的占空比信号一起送入比较电路中，当它们相等时，PWM信号由高到低翻转，并在载波周期结束时复位成高电平。换相查找逻辑控制六路输出信号按照120°导通方式变化，即在任意时刻，仅有2个开关管导

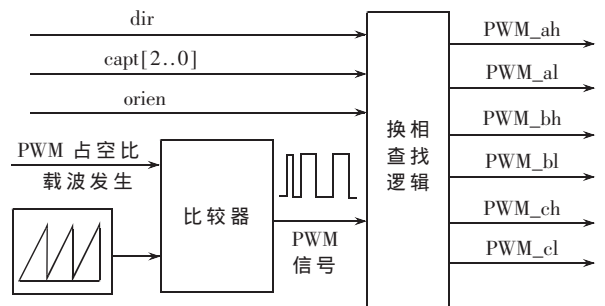


图8 PWM换相模块的硬件结构框图

通。此外,为了减少开关损耗,模块只对上桥臂驱动信号进行 PWM 调制。

2.5 串行接口

为了提高驱动器的开放性和通用性,在系统设计中还加入了一个串行接口模块来完成与其他的外部器件的通信。这种方案使得系统能够在线调整 PI 参数、设定转速等,而且通过混合一个常用的低成本微处理器就可以实现一个高性能的伺服系统。

3 系统测试结果

本系统采用一个额定电压 48 V、额定转速 3500 r/min 的六极对数无刷直流电机作为测试电机,进行空载实验。

图 9 为换相信号与滤波后的端电压关系图。从图中可以看出,生成的方波换相信号频率是端电压频率的 3 倍,即当电机旋转一周时,换相信号变化 6 次,并且每次都满足最佳换相的要求。另外,通过利用前面提出的 FIPS 移相技术,系统避免了由于端电压尖峰干扰造成的影响,使得换相控制的可靠性得到大幅提高。图 10 为逆变器实际输出的三相端电压波形图。改变控制信号的占空比即可改变逆变器输出端电压的有效值,进而可以调节电机的转速和换相信号的频率。

通过实验测试,本调速系统达到了预期的控制指标,可以实现无位置传感器无刷直流电机的可靠运行,调速范围达到了 150 r/min~3500 r/min,且能够平稳启动,非常适于电动车中的电机控制系统。

本文根据反电势过零检测算法,开发出了基于 FPGA 硬件资源的面向电动车的无位置传感器无刷直流电机控制系统。它通过利用凭借硬件实现的反电势过零检测器和 FIPS 移相器,大幅提高了在低速范围内的换相准确性,并克服了系统中可能的尖峰干扰的影响,从而保证了换相信号的可靠性和稳定性。此外,本系统还具有电路结构简单、开发周期短、结构紧凑的特点,能够针对电动车应用中的问题提供

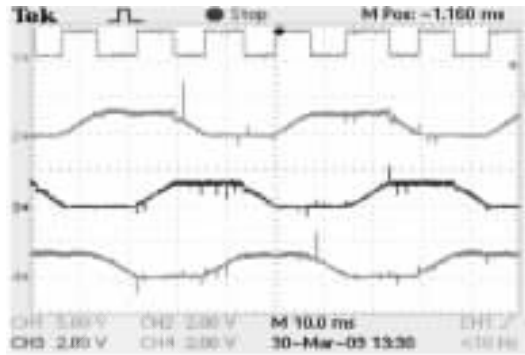


图 9 换相信号与滤波后的端电压关系图



图 10 逆变器实际输出电压波形图

良好的解决方案。

参考文献

- [1] 邹继斌.无位置传感器无刷直流电机驱动电路的研究[J].微电机,1999,32(2):1618.
- [2] CHENG K Y, LIN Yi T, TZOU Y Y. Design of a Sensor-less Commutation IC for BLDC Motors. IEEE Transactions on Power Electronics, 2002, 15(4).
- [3] 张立科. VHDL 应用开发技术与工程实践. 北京:人民邮电出版社, 2005.

(收稿日期:2009-05-08)

速度与激情

——蓬勃发展的 3G 通信

前几期介绍了无线通信领域中 2G 的代表技术 GSM 和 2.5G 的 GPRS 技术,本期将介绍当下最热门的通信技术——3G。

1 什么是 3G

3G(3rd Generation)意指第三代移动通信技术,主要面向高速、宽带数据传输,是将无线通信与互联网等多媒体通信结合的新一代移动通信系统。

3G 通信给人们带来最大的感受是速度大幅提升,甚至不逊于固定宽带网络。实际测试一首 2 MB 的 MP3 歌曲,仅花费约 10 s 就下载完成。随着速度瓶颈的解决,各大运营商也推出了众多令人眼花缭乱的业务。

2 3G 标准

目前全球有 TD-SCDMA、WCDMA、CDMA2000、WiMAX 四种制式的 3G 标准。如果从移动通信技术发展趋势和可实现业务功能来分析,基于 CDMA 制式的 CDMA2000、WCDMA 和 TD-SCDMA 三种技术,被认为是 3G 的三大主流应用技术标准。下面分别介绍这三种标准。

(1)TD-SCDMA

全称为 Time Division-Synchronous CDMA(时分同步 CDMA,下文简称 TD),是我国第一个拥有自主知识产权的国际标准,由大唐电信于 1999 年 6 月 29 日向 ITU 提出。该标准集码分多址(CDMA)、时分多址(TDMA)、频分多址(FDMA)等技术优势于一体,采用智能天线、联合检测、接力切换、同步 CDMA、软件无线电、低码片速率、多时隙、可变扩频系统、自适应功率调整等技术,具有系统容量大、频谱利用率高、抗干扰能力强等优点。

TD-SCDMA 是目前世界上唯一采用智能天线的第三代移动通信系统。智能天线的采用,可有效地提高天线的增益,适用于用户密度较高的城市及近郊地区,非常适合中国国情。由于中国的庞大的市场,该标准受到各大主要电信设备厂商的重视,全球一半以上的设备厂商都宣布可以支持 TD-SCDMA 标准。

基本参数:采用 RTT TDD 技术,带宽:1.6 MHz,码片速率:1.28 Mc/s,单个载波理论最高速度:2.8 Mb/s(现阶段支持 6 个载波)。

(2)WCDMA

全称为 Wideband CDMA,也称为 CDMA Direct Spread,意为宽频分码多重存取,这是基于 GSM 发展而来的 3G 技术规范,是欧洲提出的宽带 CDMA 技术,它与日本提出

的宽带 CDMA 技术基本相同,目前两者正在进一步融合。该标准提出了 GSM(2G)→GPRS→EDGE→WCDMA(3G)的演进策略,意味着这套系统能够架设在现有的 GSM 网络上,对于系统提供商而言可以较轻易地过渡。因此 WCDMA 在 GSM 系统铺设十分完善的我国具有先天的市场优势。

基本参数:采用 RTT FDD 技术,带宽:1.23 MHz,码片速率:1.228 8 Mc/s,单个载波理论最高速度:7.2 Mb/s(现阶段支持 2 个载波)。

(3)CDMA2000

CDMA2000 即为 CDMA2000 1×EV,分两个阶段:CDMA2000 1×EV-DO(Data Only),采用话音分离的信道传输数据;CDMA2000 1×EV-DV(Data and Voice),即数据信道与话音信道合一。CDMA2000 也称为 CDMA Multi-Carrier,由美国高通北美公司为主导提出,摩托罗拉、Lucent 和后来加入的三星都有参与,韩国现在成为该标准的主导者。这套系统是从窄带 CDMA One 数字标准衍生出来的,可以从原有的 CDMA One 结构直接升级到 3G,建设成本低廉。

基本参数:采用 RTT FDD 技术,带宽:5 MHz,码片速率:3.84 Mcps,单个载波理论最高速率:2.4 Mb/s。

我国工业和信息化部也于 2009 年 1 月 7 日正式向中国移动、中国电信和中国联通发放了这 3 张主流标准的牌照,其中移动获得 TD-SCDMA 牌、联通获得 WCDMA 牌、电信获得 CDMA2000 牌,从此标志着我国的 3G 网络步入了商用化应用阶段。

3 我国 3G 的现状与未来

(1)现状

总的来说,现在我国的 3G 还处于大规模覆盖和商业试用阶段,由于三种技术各有千秋,呈现出三足鼎立的局面,如图 1 所示。

首先,中国移动的 TD-SCDMA 是民族产业,得到了政府的支持,且经过一年多的实战,TD 无论在网络建设、客户服务,还是在业务种类方面,都更加成熟、完善,并且中国移动对社会推出了 3G 业务标识“G3”,已经开始 188 号段放号。

其次,中国联通的 WCDMA 有较高的扩频增益,发展空间较大,全球漫游能力最强,技术成熟性也最佳。联通于今年 5 月 17 日在首批 55 个开通 3G 业务的城市进行试商用。年底前,将正式启动 3G 的商用,届时,全国



图1 中国3G呈现出三足鼎立局面

284个开通3G业务的城市将全部进入正式商用阶段。

最后，中国电信的CDMA2000因为可以由CDMA网络直接升级到3G(主要软件升级)，难度较小，其天翼品牌已经于今年4月16日全面开放了3G服务，直接覆盖到120个城市，是三家运营商发布最早的一家。

(2)未来

在3G发展初期，2G和3G网络将长期共存，但是未来总趋势与全球发展趋势一样，在技术上将向高速率化、宽带化、IP化方向发展。

随着时间推移，网络不断地向后3G演进，其中WCDMA是沿着HSDPA、HSUPA和HSPA+演进，TD-SCDMA也是向HSDPA、HSUPA和HSPA+演进，CDMA2000则是向EV-DORevA和RevB演进，在这个过程中，如果4G的LTE(UMB)发展迅速，也可能国内运营商会跳过某一阶段，直接向前演进。

4 3G的行业应用

(1)3G行业应用

当前我国基于GPRS/CDMA网络的数据业务服务范围日益扩大，行业应用层次也不断提高，但是由于受数据传输速率和带宽资源的制约，一定程度上影响了许多行业应用。例如无线视频监控、无线流媒体等等。随着3G的逐步商业化，网络带宽的大幅度扩展，使得那些在2.5G网络中无法开展或开展效果欠佳的数据业务，通过3G网络都能够更好地实现。

例如，电力、矿业、油田、安防等行业可以建立基于3G网络的无线视频监控系统，从而对各种工业设施进行远程监控，大大提高了设施的安全性和可靠性。

由于水利、气象、防汛、环保等部门具有采集点多、采集次数频繁、采集数据量大等特点，可以建立基于3G

网络的数据传输系统，从而有效节省人力、物力。

基于3G网络政府工作人员和企业用户可以更快捷地随时随地登录内部移动互联网，及时处理文件、收发邮件或举行多媒体会议等，全面提高政务效率和企业运行效率。

(2)3G行业应用举例

视频监控系统中，视频采集及视频监视的远程接入和传输成本是制约其发展的根本原因。如水文监测、高速公路监控及各种危险能源的监控等，由于其地域广、监控点分布不均、少而稀疏，将会导致户外线路架设困难及后期人力维护成本非常高。如果借助高速数据传输速率和宽带为优势的3G网络，架设无线视频监控系统会是一种理想的选择。例如，图2给出基于3G网络的无人值守变电站无线监控系统示意图。

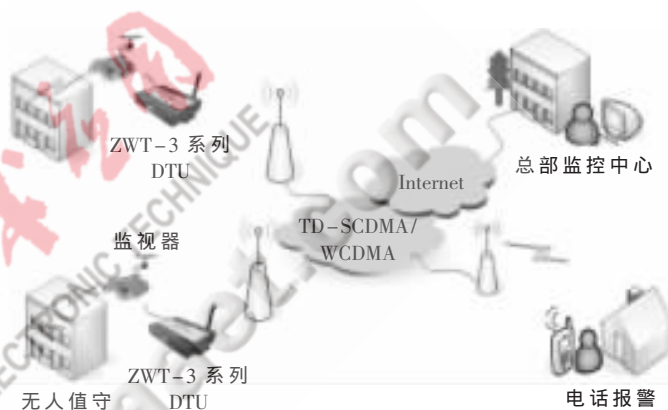


图2 基于3G网络的无线监控系统

本系统主要由三个部分组成，第一部分位于变电站的前端监控设备及无线数传设备，第二部分为3G网络(支持TD-SCDMA、WCDMA及CDMA2000)和Internet网络，第三部分为位于总部的监控中心。

广州致远电子有限公司长期致力于无线通信的研究与应用，在3G正式商用时，将同步推出3G网络视频监控服务器系列、3G无线数传系列、3G无线采集系列产品。更多的应用方案请您访问我们的网站：www.embedcontrol.com。

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

开发工具系列产品



CANopen 协议之 CAN 总线简介

1 引言

随着汽车工业的发展,20 世纪 80 年代中期,率先由 Bosch 公司研发出新一代的汽车总线即控制器局域网 CAN (Controller Area Network) 总线,CAN 总线具有布线简单、典型的总线型结构、可最大限度地节约布线与维护成本、稳定可靠、实时、抗干扰能力强、传输距离远等特点,这些都决定了 CAN 总线必定是一种成功的总线。CAN 总线一经推出,不仅在汽车行业得到广泛的推广与应用,在诸如航天、电力、石化、冶金、纺织、造纸等领域也得到广泛应用。在自动化仪表、工业生产现场和数控机床等系统中也越来越多地使用了 CAN 总线,CAN 总线的未来发展依然充满活力,有着巨大的发展空间。

由于 CAN 总线本身只定义 ISO/OSI 模型中的第一层(物理层)和第二层(数据链路层),通常情况下 CAN 总线网络都是独立的网络,所以没有网络层。在实际使用中,用户还需要自己定义应用层的协议,因此在 CAN 总线的发展过程中出现了各种版本的 CAN 应用层协议,现阶段最流行的 CAN 应用层协议主要有 CANopen、DeviceNet 和 J1939 等协议。

本系列文章主要介绍 CAN 总线、基于 CAN 总线的应用层协议——CANopen,以及 CANopen 设备的应用及组网方式。本文主要介绍 CAN 总线相关的概念及网络结构。

2 CAN 总线特点

CAN 总线采用差分信号传输,通常情况下只需要两根信号线(CAN-H 和 CAN-L)就可以进行正常的通信。在干扰比较强的场合,还需要用到屏蔽地即 CAN-G(主要功能是屏蔽干扰信号),CAN 协议推荐用户使用屏蔽双绞线作为 CAN 总线的传输线。在隐性状态下,CAN-H 与 CAN-L 的输入差分电压为 0 V(最大不超过 0.5 V),共模输入电压为 2.5 V。在显性状态下,CAN-H 与 CAN-L 的输入差分电压为 2 V(最小不小于 0.9 V),如图 1 所示。

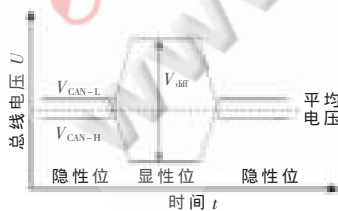


图 1 CAN 总线位电平特点

其物理传输层详细和高效的定义,使得 CAN 总线具有其他总线无法达到的优势,注定其在工业现场总线中占有不可动摇的地位,CAN 总线通信主要具有如下优势和特点。

(1)CAN 总线上任意节点均可在任意时刻主动地向其他节点发起通信,节点没有主从之分,但在同一时刻优先级高的节点能获得总线的使用权,在高优先级的节点释放总线后,任意节点都可使用总线。

(2)CAN 总线传输波特率为 5 kb/s~1 Mb/s,在 5 kb/s 的通信波特率下最远传输距离可以达到 10 km,即使在 1 Mb/s

的波特率下也能传输 40 m 的距离。在 1 Mb/s 波特率下节点发送一帧数据最多需要 134 μ s。

(3)CAN 总线采用载波监听多路访问、逐位仲裁的非破坏性总线仲裁技术。在节点需要发送信息时,节点先监听总线是否空闲,只有节点监听到总线空闲时才能够发送数据,即载波监听多路访问方式。在总线出现两个以上的节点同时发送数据时,CAN 协议规定,按位进行仲裁,按照显性位优先级大于隐性位优先级的规则进行仲裁,最后高优先级的节点数据毫无破坏地被发送,其他节点停止发送数据(即逐位仲裁无破坏的传输技术)。这样能大大地提高总线的使用效率及实时性。

(4)CAN 总线所挂接的节点数量主要取决于 CAN 总线收发器或驱动器,目前的驱动器一般都可以使同一网络容量达到 110 个节点。CAN 报文分为两个标准即 CAN2.0A 标准帧和 CAN2.0B 扩展帧,两个标准最大的区别在于 CAN2.0A 只有 11 位标识符,CAN2.0B 具有 29 位标识符。

(5)CAN 总线定义使用了硬件报文滤波,可实现点对点及点对多点的通信方式,不需要软件来控制。数据采用短帧发送方式,每帧数据不超过 8 B,抗干扰能力强,每帧接收的数据都进行 CRC 校验,使得数据出错机率极大地降低。CAN 节点在错误严重的情况下具有自动关闭功能,避免了对总线上其他节点的干扰。

(6)CAN 总线通信介质可采用双绞线、同轴电缆或光纤,选择极为灵活,可大大节约组网成本。

3 CAN 控制器介绍

随着 CAN 总线的不断发展壮大,符合 CAN2.0A 和 CAN2.0B 协议的独立芯片越来越多。如 NXP 公司推出的 SJA1000 及 SJA1000F,可以直接与普通单片机组合,使该单片机具有 CAN 通信的能力。随着 CAN 需求的日益增大,芯片厂商也把 CAN 控制器直接集成到芯片内部,例如 NXP 公司的 LPC2119、LPC2294、LPC2378 等。以下主要以 LPC2378 的集成 CAN 控制器为例,对 CAN 控制器作一个介绍。

LPC2378 CAN 控制器结构如图 2 所示。该控制器是一个带有发送和接收缓冲器的串行接口,但它并不含有验收过滤器。验收过滤器是一个独立的模块,能够对所有 CAN 通道进行 CAN 标识符过滤。

LPC2378 CAN 控制器工作流程主要分为发送过程和接收过程。

(1)发送过程

CAN 控制器完全受处理器控制,CPU 通过内部总线向 CAN 控制器的发送寄存器里填写需要发的数据,然后启动 CAN 控制器的发送使能,发送的数据分别经过位流管理器(变成在总线上发送的二进制码)、错误管理逻辑(负责检测总线状态及发送是否出现错误)及位时序逻辑(管理数据

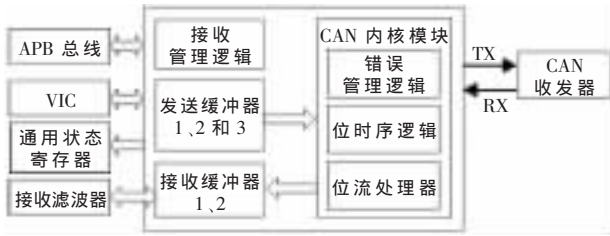


图 2 LPC2378 CAN 控制器结构

在总线上的发送时序)、CAN 收发器 (负责把位流数据转换成 CAN 总线能够传输的差分电平), 这样就完成了一帧 CAN 数据的发送,如图 3 所示。

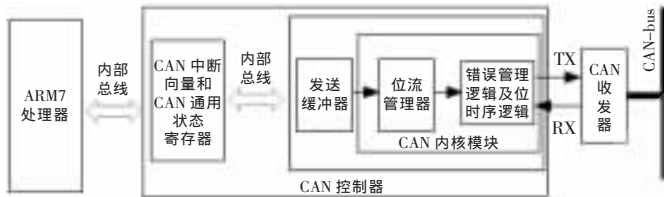


图 3 发送过程

(2)接收过程

CAN 数据的接收与 CAN 数据的发送是一个相反的过程,如图 4 所示。当 CAN 收发器检测到 CAN 总线上有数据时,CAN 收发器把 CAN 总线上的差分信号转换成位流数据,经过错误管理器及时序逻辑单元对位数据流和时序进行检查,再经过位流管理器把位流数据转换成字节数据并存放接收缓冲器中,当一帧数据接收完了之后则由接收缓冲器产生数据接收中断(通知 CPU 已经接收到一帧新数据),并将产生的各种状态通过改变状态寄存器的值来表示。



图 4 接收过程

以上主要介绍 LPC2378 CAN 工作流程,CAN2.0A/B 标准协议在 CAN 控制器中都得以实现,用户只需要操作相关的 CAN 寄存器就可以控制 CAN 控制器动作(控制器的具体操作请参考 LPC2378 数据手册),因此可以大大提高 CAN 节点的开发时间,提高工作效率。

4 CAN 总线网络结构

作为一个总线型网络,其结构如图 5 所示,其组网与维护相当方便。CAN 总线具有在线增减设备,即总线在不断电的情况下也可以向网络中

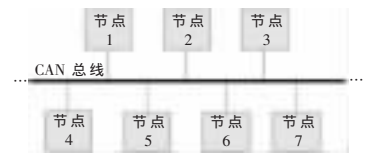


图 5 CAN 网络典型结构

增加或减少节点。一条总线最多可以容纳 110 个节点,通信波特率为 5 kb/s~1 Mb/s,在通信的过程中要求每个节点的波特率保持一致(误差不能超过 5%),否则会引起总线错误,从而导致节点的关闭,出现通信异常。

5 CAN 总线应用层协议

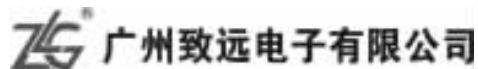
由于 CAN 总线只定义了 ISO/OSI 中的物理层和数据链路层,因此对于不同的应用出现了不同的应用层协议,为了使不同厂商的产品能够相互兼容,世界范围内需要通用的 CAN 应用层通信协议,在过去的 20 年中涌现出许多的协议,不过到现在为止能够广泛被承认的协议却不多,现在 CAN 应用层协议主要有以下三种:

- (1)在欧洲等地占有大部分市场份额的 CANopen 协议,主要应用在汽车、工业控制和自动化仪表等领域,目前由 CIA 负责管理和维护;
- (2)J1939 是 CAN 总线在商用车领域占有绝大部分市场份额的应用层协议,由美国机动车工程师学会发起,现已在全球范围内得到广泛的应用;
- (3)DeviceNet 协议在美国等地占有相当大的市场份额,主要用于工业通信及控制和仪器仪表等领域。

在以后的文章中将向读者重点介绍 CANopen 协议的基本概念及 CANopen 相关设备的使用及组网方法。

现阶段我国在工业领域与欧洲和美国等其他的发达国家存在较大的差距。CAN 总线作为新型现场总线已经蔓延到生活生产的各个领域,能够提高生产效率以及降低生产成本,成为工业现场总线的发展趋势。

广州致远电子有限公司提供各种接口的 CAN 卡、CAN 总线分析仪、CAN 网关及网桥、CAN 卡的 OPC 服务器以及 CAN 相关的测试工具。



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

开发工具系列产品



飞思卡尔系统基础芯片 简化并帮助保护汽车网络

飞思卡尔半导体公司

LIN(Local Interconnect Network)是基于通用异步收发器(UART)的串行通信协议,作为一种低成本的串行通讯网络,用于实现汽车中的分布式电子系统控制,LIN为现有汽车网络(例如CAN总线)提供辅助功能,LIN网络为电机、开关、传感器和灯的连接提供了经济高效的单线主从架构。

为了保护运行在恶劣环境中的汽车电子组件,飞思卡尔半导体近日推出了先进的系统基础芯片(SBC)系列,旨在为LIN®汽车网络提供强劲的电离兼容性(EMC)和静电放电(ESD)性能。

针对汽车电子应用市场对于LIN网络越来越广泛的需求,全球领先的汽车电子技术供应商飞思卡尔半导体推出了全新的LIN SBC系列,该系列拥有三款高度集成的、引脚兼容的器件。MC33910G5将电源管理功能(对低功耗模式中的低电池放电具有一定作用)、强劲LIN物理层和高边驱动集于一身。除了上述这些功能,MC33911G5还具有直流电机预驱动,而MC33912G5则提供了带有电流传感的直流电机预驱动。

LIN SBC系列是空间有限、电磁敏感的LIN从节点应用的理想选择,包括需要电机控制和电流监控的设计。当与飞思卡尔8位S08微控制器(MCU)或入门级16位S12 MCU结合使用时,SBC器件可以用于各种汽车舒适性应用以及车身应用。SBC/MCU组合被广泛应用于车门系统、电动后视镜、电动车窗、汽车天窗、多功能方向盘、空调(HVAC)和风扇控制、照明控制和LIN网络控制雨刷。

飞思卡尔的LIN SBC器件已经通过一致性测试实验室(如C&S Group)和EMC实验室(如IBEE-Zwickau)的认证,可广泛应用于领先汽车制造商的LIN/J2602网络。飞思卡尔LIN SBC产品的行业认证有助于加快设计进程,降低开发成本,最大限度地减少测试和调试问题。

飞思卡尔的LIN SBC系列能够满足严格的汽车电气要求。根据IEC61000-4-2,最近发布的SBC器件能够承受高达±11 kV的剧烈ESD脉冲,而无需外部保护组件。该器件的创新波形整形技术还有助于实现超低电子放射。由于各种联网电子系统和器件靠得很近,因此EMC和ESD是恶劣汽车环境中的一个必须认真对待的问题。

《电子技术应用》2009年第6期

关于飞思卡尔的LIN SBC产品

飞思卡尔LIN SBC器件采用SMARTMOS技术制造,集LIN物理层收发器、电压调节看门狗和其他功能于一身,如高电流、高电压输出驱动。SBC将MCU系统所需的众多功能,如电源管理、物理层接口、系统安全特性、保护和诊断等集成到单片电路IC。

飞思卡尔LIN SBC产品外形紧凑、集成度高,能够让控制单元直接连接到电机和其他负载,从而最大限度地减少额外连接和配线需求。诊断数据也可以通过LIN网络轻松传输,提供出色的控制功能和系统级信息。

飞思卡尔的广泛LIN产品系列不仅包括SBC器件,而且包括8位、16位和32位MCU、LIN从节点接口控制器(SLIC)模块以及结合了MCU和SMARTMOS模拟IC的高度集成的系统级封装(SiP)解决方案。大多数飞思卡尔汽车MCU都支持LIN协议。

LIN SBC系列的特性

- 通过LIN 2.1和J2602认证的物理层接口
- 电源管理
 - 具有低压重置功能的50 mA 5 V低压差线性稳压器
 - 具有预分频器的窗式看门狗
 - 睡眠和停止低功耗模式
 - 周期性唤醒和传感
- 系统管理
 - 4路唤醒/高电压模拟/数字输入
 - 可切换的5 V霍尔效应传感器电源



- 精密差动放大器, 拥有用于电流感应的可选增益
- 电池电压、唤醒引脚电压和芯片温度监测
- 特定应用驱动
 - 2 个用于直流电机应用的低边继电器驱动器
 - 2 个 50 mA 高边开关

开发工作从此简单

为了简化 LIN 网络应用的开发, 飞思卡尔提供了一个全面的、使用简便的评估工具包, 让开发人员能够评估用于 LIN 网络应用的 SBC 产品的性能。该工具包包括标准 SBC 评估板、USB-to-SPI 板、友好的图形界面和一个 DVD, 帮助开发人员在几分钟内启动开发工作。

供货信息

飞思卡尔的 LIN SBC 器件和评估板现已上市。批量 10 000 件的零售价如下:

MC33910G5AC—1.12 美元

MC33911G5AC—1.25 美元

MC33912G5AC—1.44 美元

使用简便的 KIT33912G5DGEVME 评估工具包包含友好的图形界面、MC33912G5EVB、USB-to-SPI 适配器和配线, 零售价是 118 美元。

有关飞思卡尔 LIN SBC 产品的更多信息, 请访问:
www.freescale.com/files/pr/analog.html。

有关飞思卡尔的用于 LIN 网络的全系列产品的更多信息, 请访问:
www.freescale.com/files/pr/lin.html。

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

基于 ADV202 的实时窄信道视频压缩及解压缩系统设计

陆璐, 黄鲁

(中国科学技术大学 电子科学与技术系, 安徽 合肥 230027)

摘要: 为了满足视频传输的高实时性和无线信道的窄信道要求, 设计了一种基于 JPEG2000 的视频压缩及解压缩系统。通过专用芯片 ADV202 实现 JPEG2000 压缩方式, 其优点是在窄信道下具有高实时性。使用 FPGA 实现跳像素并通过配置 ADV202 寄存器实现跳场减少数据, 满足了窄信道下实现较低压缩率压缩视频图像的要求, 提高了视频图像还原质量。

关键词: JPEG2000; ADV202; 跳像素; 跳场

中图分类号: TN919.81

文献标识码: A

Design of a real-time and narrow channel video compression and decompression system based on ADV202

LU Lu, HUANG Lu

(Dept. of Electronic Science & Technology, University of Science and Technology of China, Hefei 230027, China)

Abstract: A video compression and decompression system based on JPEG2000 compression standard is designed to meet the demands of high real-time and narrow wireless channel. JPEG2000 compression is achieved by the specific chip ADV202 in this system and it has such characteristic as high real-time in the narrow channel. By using FPGA to skip pixels and by configuring ADV202 to skip fields, the system can adopt a low compression ratio to meet the demand of narrow channel, and improve video decompression quality.

Key words: JPEG2000; ADV202; skipping pixels; skipping fields

本文所述系统是某航空遥感系统的子系统, 系统要求传输一路视频信号, 带宽为 0.48 Mb/s, 视频信号的采集、压缩、下传、回放的延时控制在 200 ms 以内。通常的视频压缩方法, 如 MPEG-X、H.26X 是利用视频图像的帧间相关性进行压缩, 其解码时间长, 对实时性要求较高的系统不适合。而 JPEG2000 是把运动的视频序列作为连续的静止图像来处理, 对每一帧图像单独压缩, 图像恢复实时性较好。本系统采用 ADV202 芯片实现 JPEG2000 压缩。由于带宽仅有 0.48 Mb/s, 在 25 帧/s 正常视频情况下压缩率就会非常高。为了提高视频还原质量, 压缩前利用 FPGA 实现跳像素和通过配置 ADV202 寄存器实现跳场减少数据量, 降低压缩率。解压缩通过补场补像素, 在显示器上实时播放。

1 ADV202 芯片介绍^[1-4]

ADV202 是 AD 公司的一款实现 JPEG2000 编解码的

《电子技术应用》2009 年第 6 期

芯片。图 1 给出了 ADV202 结构框图。该芯片主要由像素接口、小波变换引擎、熵编解码器、嵌入式处理器、存储器系统和内部 DMA 引擎等组成。ADV202 内嵌了一个 32 位的 RISC 处理器, 作为整个系统的控制者。这个 RISC 处理器具有自己的程序和数据存储器所对应的 ROM 和 RAM。ADV202 集成了一个基于 ADI 专利的空间高效递归滤波小波技术 (SURF 技术) 的小波核。可以支持高达 6 层分解的 9/7 和 5/3 小波变换。由于熵编码的复杂度, ADV202 提供了 3 个专用的硬件熵编码器。ADV202 的内部 DMA 引擎为内部存储器之间、内部存储器和各个功能模块之间提供高速传输数据能力。ADV202 的视频接口支持 CCIR656、SMPTE125M PAL/NTSC、SMPTE293M (525p)、ITU.R-BT1358 (625p), 或者任何最大输入速率在非可逆模式下为 65 MS/s、在可逆模式下为 40 MS/s 的视频格式。ADV202 有编码和解码两种

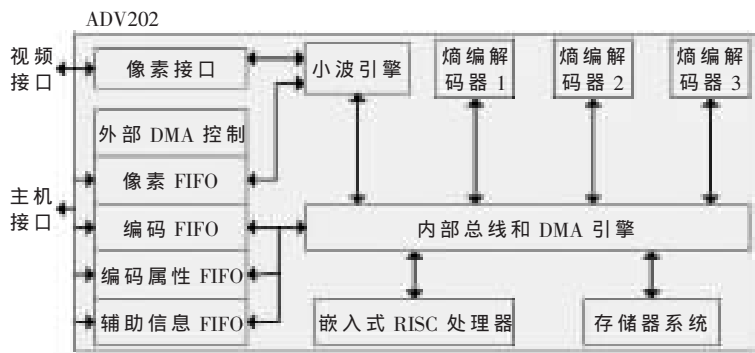


图1 ADV202 结构框图

工作模式。在编码模式下,视频数据通过 VDATA 总线输入 ADV202,由小波核输入的数据进行小波变换,并把所有频率子带的小波系数存入 ADV202 内部的存储器。每一个子带根据 ADV202 编码参数的设置进一步分成编码子块,然后由熵编码器对编码子块执行内容建模和算术编码,运算结果存入内部存储器。随后由内部 DMA 传输到 CODE FIFO,通过 HDATA 总线把压缩数据流从 ADV202 输出。在解码模式下,工作过程是编码模式的逆过程。视频接口(VDATA 总线)支持单通道输入 YCrCb 格式的 8 bit、10 bit 和 12 bit 数字视频信号,还支持双通道输入 Y 和 CrCb 分离的 16 bit、20 bit 和 24 bit 数字视频信号,但必须是 4:2:2 格式,这种视频信号可以伴随 HVF(行场同步信号),也可以内嵌 EAV/SAV 同步字节。主机接口(HDATA 总线)提供有 16 bit 和 32 bit 初始化数据控制总线及 8 bit、16 bit 和 32 bit 数据输出总线,支持多种输出模式,包括正常主机模式、JDATA 模式和 DMA 模式。其中 JDATA 模式是一种同步模式,8 bit 输出数据宽度。

ADV202 的延迟时间无法精确估算,通常情况下,ADV202 的压缩和解压延迟均可控制在所输入的 1.5 场的时间内^[5]。故本系统压缩和解压延迟为 90 ms,加上信道传输延迟,系统总延迟控制在 200 ms 以内。

2 视频压缩系统实现

系统流程是模拟视频转换为数字视频、像素抽取、视频压缩、数据打包,最后接数传通道。系统框图如图 2 所示。

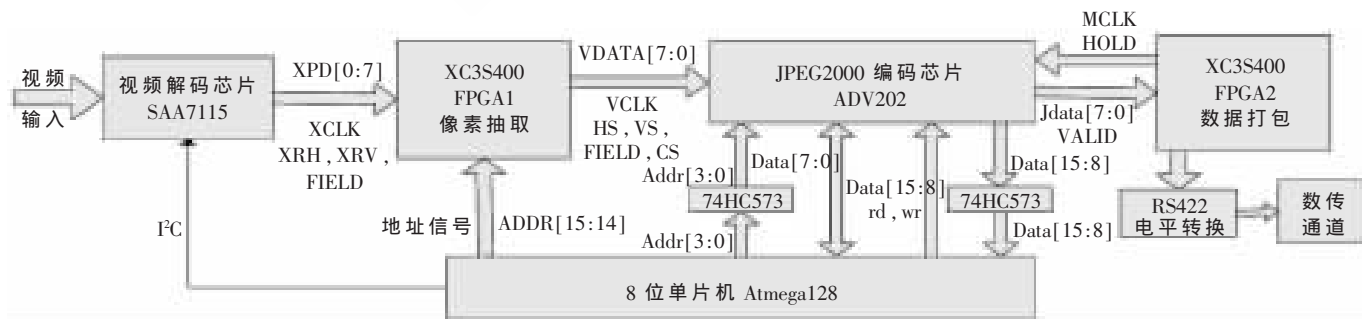


图2 视频压缩系统硬件设计框图

2.1 芯片简介

视频 AD 由 SAA7115 完成,能够自动检测 50 Hz 或 60 Hz 场频以及自动切换 PAL 制和 NTSC 制,行同步、场同步、奇偶同步和像素时钟信号均可由管脚引出,支持 4:2:2 (CCIR656 8 位)YCbCr 等多种输出格式。以 CCIR656 格式输出时速率为 25 帧/s,每一帧由偶场和奇场组成,一帧的像素分辨率为 720×576,表示每个像素平均需要 $2 B^{[6-7]}$ 。FPGA 均采用 Xilinx 公司的 Spartan3 系列 XC3S400,提供 8 064 个逻辑单元,16 个 18 Kbit 的块状 RAM。单片机采用高性能、低功耗的 AVR 8 bit 微处理器 ATmega128,具有 128 KB 的系统内可编程 Flash,支持在线编程和调试。

2.2 工作流程

当系统开始工作后,由摄像头将捕获到的模拟视频传送给 SAA7115。SAA7115 经过采样,量化后输出 CCIR656 格式的数字视频数据,并伴随输出相关的行场和时钟同步信号。通过 XPD 端口传送给 FPGA1,完成像素的抽取,将一帧抽取为 360×288,行场奇偶同步信号做相应变化。后通过 VDATA 端口传输给 ADV202 进行压缩,通过设定 ADV202 的寄存器可以实现跳场压缩,设定跳一场压缩,这样压缩前的数据量就减少为原来的 1/8。如图 3 所示。

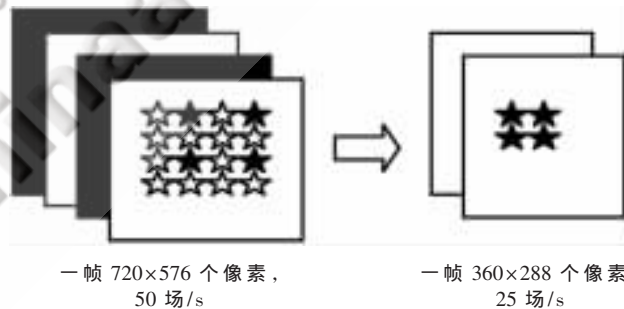


图3 图像抽取示意图

抽取后 1s 的平均视频数据量 = $360 \times 288 \times 2 B \times 8 \text{ bit} \times 12.5 \text{ 帧/s} = 20.736 \text{ Mb/s}$ 。压缩率约为 $(20.736 \text{ Mb/s}) / (0.48 \text{ Mb/s}) = 43.2$ 。

压缩后数据通过 JDATA 端口传输给 FPGA2,将压缩

数据打包和并转串后,接入数传通道。为了便于 FPGA2 接收数据,ADV202 主机总线采取 JDATA 的同步输出模式。单片机是系统的主控者,完成对 ADV202 和 SAA7115 的初始化。对 SAA7115 的初始化通过 PC 总线进行。ADV202 的初始化需要片选线、读写信号线、4 根地址线和 16 bit 数据线来加载固件和设置寄存器参数。但是单片机是 8 bit 数据线,而且数据线和地址线复用,所以使用了两个锁存器 74HC573 来实现 16 bit 数据的读写。锁存器的读使能信号和 ADV202 的片选信号由单片机的高位地址线输入到 FPGA1 内部译码组合后输出。FPGA1 主要完成像素抽取、视频数据结构调整和输出 ADV202 的控制信号,内部模块如图 4 所示。利用 FPGA 内部的块 RAM,生成 2 个 FIFO,乒乓处理数据,从而达到实时处理数据。

2.3 视频数据结构调整

CCIR656 格式视频信号每行的数据结构如图 5 所示^[6-7],每行数据包括水平控制信号和亮度色差信号(Y, Cb, Cr)。CbYCr 是指同址的亮度色差信号取样,后面 Y

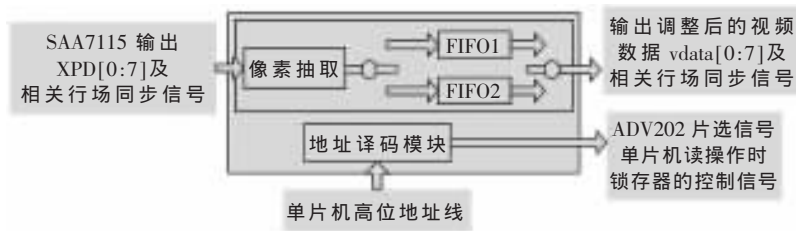


图 4 FPGA1 内部模块框图

对应于下一个亮度取样,比例是 4:2:2。由于 ADV202 只接收 4:2:2 的 YCbCr 格式视频信号,故采取图 5 所示的跳像素方法,HS 也做相应变化。

由 FPGA1 完成跳像素和相应同步信号变化,使用 Modelsim 仿真所得波形如图 6 所示。为能看到同步信号的相关关系,缩减了帧的行数。

3 视频解压缩系统实现

解压缩系统是压缩系统的逆过程。信道为 FPGA1 提供同步时钟,在这个时钟下,FPGA1 读取信道发送的数据,并进行数据串转并,如图 7 所示。在 FPGA1 内部同时完成补场,采取重复前一场的办法补齐每秒 50 场,以

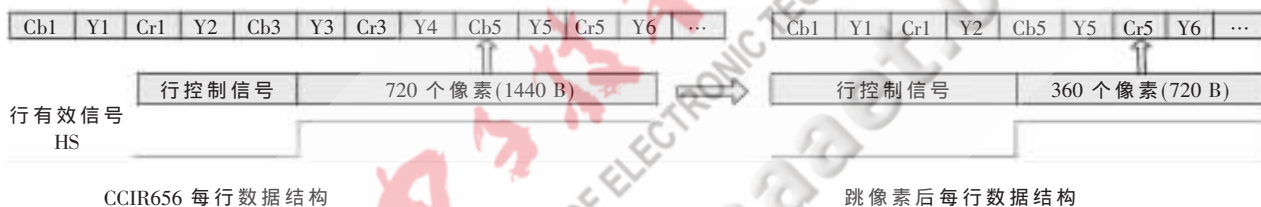


图 5 视频信号每行数据结构



In_hs, out_hs: 输入和输出水平同步信号; In_vs, out_vs: 输入和输出垂直同步信号; In_field, out_field: 输入和输出奇偶场信号

图 6 跳像素仿真波形

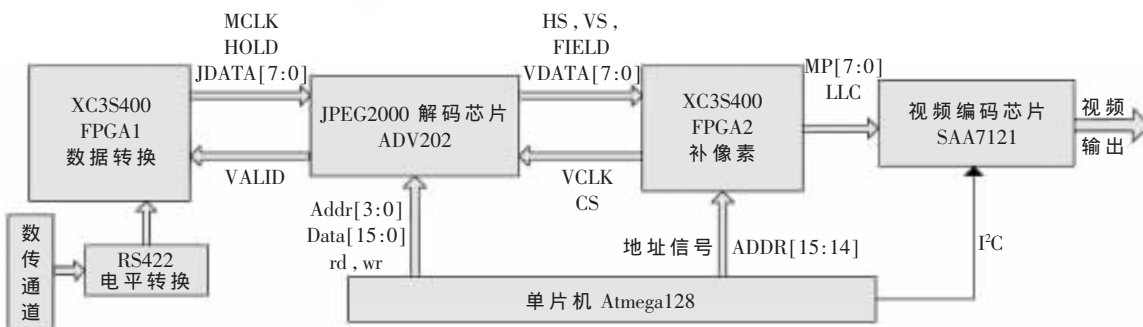


图 7 视频解压缩系统硬件设计框图

此实现 ADV202 图像解压的实时性。视频压缩数据通过 JDATA 端口发送给 ADV202。解压缩后的数据通过 VDATA 总线发送给 FPGA2 完成补像素, 把图像调整为标准的 CCIR656 数字视频格式; 然后通过 MP 端口传送给视频编码器 SAA7121, 转换成模拟视频, 并在显示器上显示。软件方面, 对于 SAA7121 的配置仍采用 I²C 总线来完成, ADV202 的初始化与压缩系统相同, 只是加载的固件不同。

本文提出了一种基于 ADV202 的 JPEG2000 图像压缩及解压缩系统的设计方案, 该系统具有很大的灵活性和扩展性。此视频压缩及解压缩系统应用到无线图像传输信道中, 降低了传输延迟, 适应窄信道的高要求。

参考文献

[1] 余建宇, 候颜平, 李勇. JPEG2000 编解码芯片 ADV202 的

原理及应用. 国外电子元器件, 2005(7).

- [2] 张士强. 基于 ADV202 的 JPEG2000 实时图像解压缩系统. 工程实践及应用技术, 2007, 33.
- [3] 张佳延, 白旭, 周廷显. 一种基于 ADV202 的视频压缩系统设计. 电视技术, 2007(6).
- [4] 朱梦宇, 杨裕亮. 基于 JPEG2000 的实时红外图像压缩系统设计. 激光与红外, 2005(4).
- [5] Analog Devices. 视频压缩产品 ADV202/ADV212 FAQ. 2007.
- [6] 刘峰. 视频图像编码技术及国际标准. 北京: 北京邮电大学出版社, 2005.
- [7] 孙景琪. 视频技术与应用. 北京: 北京工业大学出版社, 2004.

(收稿日期: 2008-12-06)

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

一种适合多协议防碰撞的射频识别阅读器设计*

张捍东, 张 淳

(安徽工业大学 电气信息学院, 安徽 马鞍山 243002)

摘要: 针对目前市场上射频识别阅读器只能识别单协议标签的情况, 设计了一种能够识别 ISO/IEC15693 和 ISO/IEC14443-3 TYPE A 两种协议标签的射频识别阅读器。采用 TI 公司的 13.56 MHz 频段下的芯片 S6700 作为射频模块, 现场可编程逻辑器件作为控制器, 和单片机相比, 减少了外围电路。同时针对同时读取多标签的情况, 提出了一种改进的动态二进制防碰撞算法, 用计数器保存标签的休眠程度, 理论分析和仿真结果表明其性能优于动态二进制算法。

关键词: 多协议; 防碰撞; 现场可编程逻辑器件; 射频识别

中图分类号: TN911.2

文献标识码: A

Design of a multi-protocol and anti-collision RFID reader

ZHANG Han Dong, ZHANG Chun

(School of Electrical Engineering & Information, Anhui University of Technology, Maanshan 243002, China)

Abstract: As now many RFID readers in the market can only identify tags applying for a single protocol, a design scheme of a multi-protocol RFID reader is put forward in order to identify tags tallied with protocol ISO/IEC15693 and ISO/IEC14443-3 TYPE A. A TI S6700 chip is used as a radio frequency transceiver working on the frequency of 13.56 MHz. FPGA is used as controller, compared with single-chip microcomputer, it needs less suburbs circuits. In view of reading many tags, an improved dynamic binary anti-collision algorithm is provided. It uses a counter to store the dormancy degree. Both theoretic results and simulation performance show that this algorithm outperforms the dynamic binary algorithm.

Key words: multi-protocol; anti-collision; FPGA; RFID

射频识别技术 RFID(Radio Frequency Identification)是自动识别技术的一种, 通过无线射频方式进行非接触双向数据通信, 对目标加以识别并获取相关数据。RFID 的主要核心部件是阅读器。阅读器向与之相距几厘米到几米距离的电子标签发射无线电波, 可以读取电子标签内储存的信息, 识别电子标签代表的物品、人和器具的身份等。由于阅读器是连接后端应用系统与前端信息载体——电子标签之间的主要通道, 因此对于阅读器的研究具有重要意义。

目前常见的阅读器一般只能识别某一种协议的标签, 本文提出一种适合多协议阅读器的设计方案, 通过轮询法在两种通信协议之间进行转换, 适合于多协议标签共存的场合。提出一种改进的动态二进制搜索算法, 经实验证明能极大地提高阅读器的识别效率。

1 阅读器设计方案

1.1 ISO/IEC15693 和 ISO/IEC14443 TYPEA 通信协议

阅读器与标签之间的“对话”要遵循一定的通信协议, 下面对两种协议进行介绍。

国际标准 ISO15693 规定了非接触疏耦合 IC 卡的作用原理和工作参数。该卡的作用距离可达 1 m, 从阅读器到卡的调制深度可以在 10%~100%之间选择, 有“256 中取 1”和“4 中取 1”两种编码方法, 从卡到阅读器为 Manchester 编码, 采用时隙 ALOHA 防碰撞算法^[1]。国际标准 ISO/IEC14443 规定了非接触近耦合 IC 卡的作用原理和工作参数。该卡的作用距离大约为 7cm~15cm, Type A 型规定从阅读器到卡的调制深度为 100%, 采用改进的 Miller 编码, 从卡到阅读器为 Manchester 编码, 采用二进制搜索防碰撞算法^[2]。

* 基金项目: 国家自然科学基金项目(50407017);

安徽省教育厅自然科学基金重点项目(2006KJ019A, 2007 KJ052A)

1.2 阅读器的构成

阅读器一般由射频通道模块和控制处理模块两部分组成。

在控制器的选择上,由于FPGA和单片机相比具有以下优点,所以选择FPGA作为控制器。

(1)FPGA把相应的逻辑暂时“固化”为一个硬件电路,对激励作出的响应就是电信号从FPGA的一个管脚传播到另一个管脚,且内部集成了锁相环;而单片机是基于指令工作的,同样的激励到达单片机后,单片机首先要判断,然后读取相应的指令,最后作出响应。因此,FPGA响应速度要快很多;

(2)由于用户通过编程实现其逻辑功能,因此减少了外围电路;

(3)单片机I/O接口有限,所以要进行细致的资源分配和总线隔离。而FPGA一般具有数百个I/O口,I/O资源丰富,可以很方便地用不同I/O连接各外设。

EP1C6Q240C8是CycloneII系列的FPGA芯片,规模约是Cyclone系列器件的3倍,在逻辑容量、PLL、乘法器和I/O数量上都较Cyclone有了很大提高,能够满足本设计的需要,成本比Cyclone更低。在本设计中作为控制器。

芯片有两种下载模式可供选择:Active Serial Mode和JTAG Mode。这里采用JTAG下载模式。串行通信采用RS232标准。这是一种常用的串行数据传输总线标准。

在射频收发器的选择上,由于两种协议的编码解码、调制解调方式不同,而S6700芯片工作频率为13.56MHz,兼容ISO/IEC15693协议和ISO/IEC14443-3 TYPE A协议^[3],因此在本设计中作为射频收发器。

图1为阅读器组成结构图,EP1C6Q240C8芯片作为控制器,通过SCLOCK、DOUT、DIN和M_ERR四根信号线对S6700芯片进行控制,实现对标签的识别。S6700芯片的外围电路如图2所示。

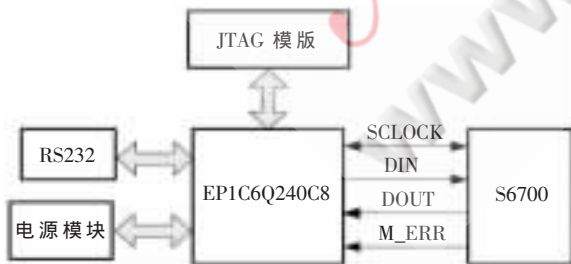


图1 阅读器组成结构图

下面介绍S6700芯片的工作流程。控制器的命令输入到DIN端后,芯片通过编码将命令转化为所选择通信协议的格式,经过低通滤波器发送出去;接收端通过一个外加电阻和天线相连,经过检波、整流、解码后将标签的数据传送到DOUT端。发送命令时,由控制器来控制SCLOCK;接收数据时,控制器将SCLOCK的控制权交给芯片。如芯片正确接收到命令,将在M_ERR上产生一个22μs的脉冲,当多标签发生碰撞时,M-ERR的电平将

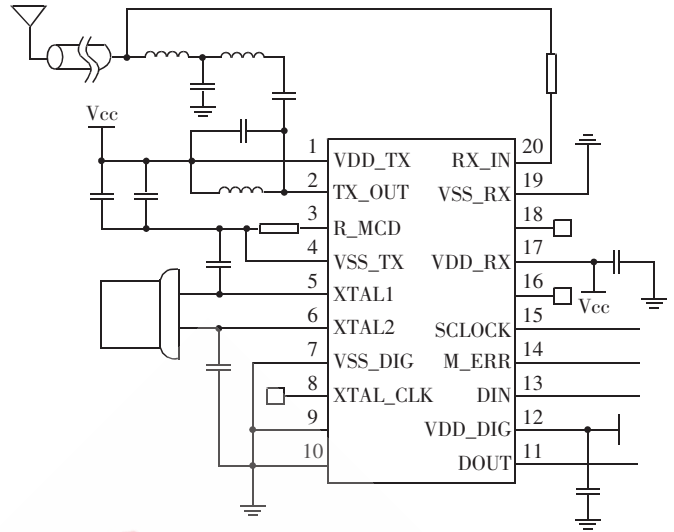


图2 芯片电路图

被拉高,控制器接收到此信号,将执行防碰撞算法。

2 防碰撞算法

在实际应用中,经常会碰到同一个阅读器作用范围内有多个电子标签的情况。由于多个标签共享Tag-to-Reader的上行通道,如果没有相应的防冲突机制,必然会引起冲突的发生。这里主要讨论时分多址解决碰撞的方法。时分多址主要包括ALOHA算法和二进制搜索算法两种算法,根据协议规定,分别适用于ISO/IEC15693和ISO/IEC14443 TYPEA协议。由于适用于两种协议的算法不同,因此针对两种协议卡防碰撞的情况要分开处理。阅读器在“闲置”状态时能在两种协议间进行转换。本文给出了适用于ISO/IEC15693协议的防碰撞算法,并与ALOHA算法进行了比较提出了一种改进的动态二进制搜索算法。从搜索次数和发送标签序列号的长度两方面进行比较,证明这种算法优于动态二进制搜索算法。

2.1 适用于ISO/IEC14443 TYPEA协议的防碰撞算法

ISO/IEC14443 TYPEA采用二进制搜索防碰撞算法。为了从一组标签中选择其中之一,阅读器发出一个请求命令,有意识地将标签序列号传输时的数据碰撞引导到阅读器上。由于序列号总是一次次完整地传输,因此又发展出了动态二进制搜索算法,将要搜索的序列号最高碰撞位之前的部分作为搜索依据,所有与位相同的标签应答并回送其序列号的其余部分。但动态二进制搜索算法仍存在不足,阅读器仍要将碰撞位之前的部分全部发送。这不仅浪费时间而且容易泄露标签序列号的信息,且所有未去活的标签都要比较自身是否满足请求命令。因此本文提出一种改进的动态二进制搜索算法,仅将最高碰撞位作为碰撞信息置于请求命令中发送,并利用休眠计数器的数值实现标签的双向搜索。经实验证明,此算法提高了识别效率。

2.1.1 算法描述

定义1 请求命令Request(x,m):参数x为1bit的二

进制数, m 为检测到的碰撞最高位。阅读器发送该命令给区域内待命标签。待命标签检测自己的序列号第 m 位与 x 是否相同。如相同则应答, 并返回碰撞位及相关信息; 如不同, 则该标签转为休眠状态, 并将相应的休眠程度计数器置“1”。对于已经处于休眠状态的标签, 其休眠程度计数器加 1^[7]。

定义 2 激活命令 Active: 该命令发出后, 休眠态的标签将其休眠程度寄存器减 1。如果某个标签的休眠程度计数器减到 0, 该标签转为待命态, 可重新响应 Request 命令; 否则, 仍处于休眠状态。

工作过程如下: 假设标签的编码为 8 位, 阅读器作用范围内有 3 个标签, 分别为标签 1: 0101 0101; 标签 2: 0101 0111; 标签 3: 0111 0101。下面介绍具体执行过程。

(1) 阅读器发送 Request(NULL, 8) 命令, 阅读器作用范围内的所有待命标签应答, 碰撞位为 D5、D1。 m 取 5 (最高碰撞位的下标), 得到下一次 Request 命令所需的参数。

(2) 阅读器发送 Request(0, 5) 命令, 所有待命的第 5 位为 0 的标签响应, 这里是标签 1、2 响应, 碰撞位为 D1, 因此, m 取 1, 得到下次 Request 命令所需参数。同时, 将标签第 5 位为 1 的标签转为休眠态, 这里是标签 3, 并将其休眠程度计数器置“1”。标签 1、2 仍为待命态。

(3) 阅读器发送 Request(0, 1) 命令, 第 1 位为 0 的待命态标签应答, 这里是标签 1 应答。由于无碰撞发生, 故正确识别。阅读器可以对其进行相应的操作(如 select read data 等), 然后使之处于“静默”状态。同时, 第 1 位为 1 的标签转为休眠态, 这里是标签 2, 其休眠程度计数器置“1”, 并将处于休眠态的标签 3 的休眠程度计数器加 1。正确识别一个标签后, 阅读器发送 Active 命令, 各休眠标签将各自的休眠程度计数器减 1, 算法再采用回跳策略开始执行。

(4) 阅读器发送 Request(1, 1) 命令, 第 1 位为 1 的待命态标签应答, 只有标签 2 应答, 因而正确识别。同理, 完成相应的工作后, 阅读器发送 Active 命令, 标签 3 转为待命态。

(5) 阅读器发 Request(1, 5) 命令, 第 5 位为 1 的待命态标签应答, 这里是标签 3, 无碰撞, 正确识别。

2.1.2 性能理论分析

与动态二进制搜索算法进行比较^[4], 主要考虑搜索次数和发送标签序列号的长度两个性能指标。

(1) 搜索次数的比较

改进的动态二进制搜索算法中, 阅读器识别 N 个标签所需的搜索次数为: $S(N) = (N-1) \times 2 + 1 = 2N - 1$ 。采用数学归纳法证明。

证明: (1) $N=1$ 时, 搜索次数显然为 $Q = (L_{SEL} + L_{NMB} + L_1) / (L_{SEL} + L_{NMB} + L_2) = (16 + L_1) / (16 + L_2)$ 。 $m=2$ 时, 对任意两个标签, 如标签甲和标签乙。当阅读器发送 Request(NULL, 2) 命令时, 至少可以检测出一个碰撞位。下一次阅读器发

送请求命令, 由于只有两个标签, 必然只有惟一一个标签应答。假设标签甲应答, 因此, 正确识别出标签甲。根据算法约定, 再采用回跳策略开始执行, 可正确识别标签乙, 所以, $S(2)=3$ 。结论成立。

(2) 假设 $N=k-1$ 个标签时, 搜索次数 $S(k-1) = 2(k-1) - 1 = 2k - 3$ 成立。当有 k 个标签时, 根据标签编码的惟一性, 增加一个标签和原有的 $k-1$ 个标签的编码一定不同。为了将它与其他标签区分开, 必须在原有基础上增加一个碰撞位的搜索。由于对每个碰撞位都是双向搜索, 因此, $S(k) = S(k-1) + 2 = 2k - 1$ 。结论成立。

对于动态二进制算法, 从大量电子标签中发现一个单独的电子标签的搜索次数为: $r(N) = \log_2 N + 1$ ^[4], N 为标签总数, 则总的搜索次数为 $R(N) = \log_2 \prod_{m=1}^N m + N$ 。两种算法搜索次数的比较如图 3 所示。

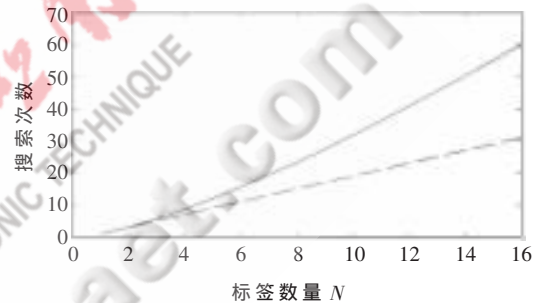


图 3 两种算法搜索次数的比较

图 3 中的实线为动态二进制算法的搜索次数曲线, 虚线为改进的动态二进制算法的搜索次数曲线, 随着标签数量的增大, 采用改进动态二进制算法的优势将越来越明显。

(2) 发送标签序列号长度的比较

假设发生了 m 次碰撞, 碰撞发生的位置是随机的, 动态二进制搜索算法每次发出的标签序列号 UID 平均长度为 $L_1 = C_{N-1}^{m-1} \frac{(1+2+\dots+N)}{mC_N^M} = (1+N)/2$ 。改进的算法每次

碰撞传输的碰撞位置信息的长度 L_2 仅仅与序列号长度 N 有关, $L_2 = \log_2 N$ 。同等情况下传输信息长度即意味着抗碰撞命令传输时间, 尽量降低传输长度可以提高

表 1 改进的动态二进制算法速度的改善

N	L_1	L_2	Q
8	4.5	3	1.08
16	8.5	4	1.23
32	16.5	5	1.55
64	32.5	6	2.20

速度, 如表 1。防碰撞命令的格式为 SEL+NVB+UID, SEL 和 NVB 的长度都是 8 bit, 防碰撞速度改善比例为: $Q = (L_{SEL} + L_{NMB} + L_1) / (L_{SEL} + L_{NMB} + L_2) = (16 + L_1) / (16 + L_2)$ 。

2.2 适用于 ISO/IEC15693 协议的防碰撞算法

ISO/IEC15693 使用时隙 ALOHA 算法, 时隙数 SLOT 的值为 16^[5]。时隙 ALOHA 算法由 ALOHA 算法发展而

来,ALOHA 算法是最简单的防碰撞算法。标签将序列号在一个周期性的循环中将数据发送给阅读器,所以存在一定概率,两个标签可以在不同的时间段上设置数据,使数据包不相互碰撞。平均交换的数据包量 G 可以通过一个数据包的传输持续时间 t 计算: $G = \sum_1^n t_n / T r_n$ 。 n (取值 1, 2, 3, ...) 是系统中的标签数量, r_n 是在 T 内由标签 n 发送的数据包的数量^[6]。传输通路的吞吐率 S 与数据包量 G 的关系为 $S = Ge^{-2G}$ 。时隙 ALOHA 算法是一种时分随机多址方式,可以提高 ALOHA 算法的吞吐率。它将信道分成许多时隙(Slot),每个时隙传送一个分组,数据包的传送总在同步的时隙内才开始,与简单的 ALOHA 算法相比,可能出现的碰撞时间只有一半,可得到 $S = Ge^{-G}$,信道的利用率增加一倍。防碰撞流程图如图 4 所示,初始命令 $cmd=00000000$, $slotvalue=0000$, $slotnumber=0$ 。

由于目前全球没有统一的射频识别技术标准,各个厂家生产的电子标签符合不同的协议标准,随着射频识别技术的发展,制造能兼容多种不同制式的电子标签的阅读器已成为市场竞争的需要。FPGA 以其可靠性、先进性、高效性、体积小等特点,正逐渐成为设计者的首选。本文提出了一种支持多协议、防碰撞的阅读器的设计方案,验证表明,如能进一步改进天线设计,将会增加读写距离,提高稳定性。

参考文献

[1] ISO/IEC.ISO/IEC15693 Information technology—RFID for Item Management—Unique Identification of RF Tag.http://www.iso.org/iso/en/ISOOnline.frontpage,2008.
 [2] ISO/IEC.ISO/IEC14443 Information technology—Identification cards—Contactless integrated circuit cards.http://www.

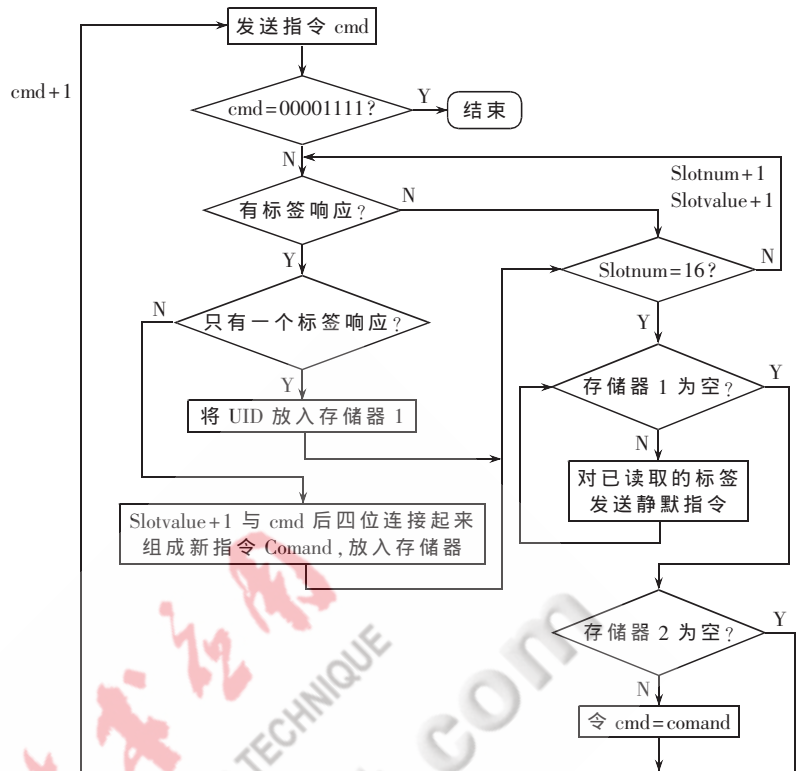


图 4 基于 ISO/IEC15693 协议的防碰撞流程图

iso.org/iso/en/ISOOnline.frontpage,2008.

[3] Texas Instruments.HF Reader System Series 6000 Reference Guide.http://www.ti.com.cn,2008.
 [4] 周晓光,王晓华.射频识别技术原理与应用实例[M].北京:人民邮电出版社,2006:94-98.
 [5] 梁彪,胡爱群,秦中元.一种新的 RFID 防碰撞算法设计[J].电子与信息学报,2007,29(9):2158-2160.
 [6] KLEINROCK L,LAM S S.Packet switching in a multi-access broadcast channel:performance evaluation[J].IEEE Transactions on Communications,1975,23(4):410-423.

(收稿日期:2008-12-06)

基于轮廓特征的快速响应码定位与提取方法*

杜秀伟, 章 兢, 翟景瞳

(湖南大学 电气与信息工程学院, 湖南 长沙 410082)

摘要: 针对传统方法对低分辨率无自动对焦功能摄像头拍摄的 QR 码图像进行定位提取成功率低的缺点, 提出了一种新的 QR 码定位与提取方法。该方法利用 QR 码寻像图形轮廓上的特征进行条码定位, 然后利用直线最佳逼近法进行边界轮廓的寻找, 找出四条边界, 最后利用平面坐标变换法将条码图像旋转至水平, 形成标准 QR 码图像, 从而完成 QR 码图像的提取。

关键词: 快速响应码; 轮廓; 提取

中图分类号: TP391

文献标识码: A

Algorithm of location and extraction of the QR code based on contour features

DU Xiu Wei, ZHANG Jing, ZHAI Jing Tong

(Institute of Electronics and Information Engineering, Hunan University, Changsha 410082, China)

Abstract: According to the fact that the conditional algorithm cannot locate and extract the QR code effectively, a new method of QR code location and extraction is presented in this paper. This method locates the finders of QR code based on the contour features, and then finds the boundary contour with the method of the best line approximation, finally, transforms the image to standard QR code using plane coordinates transform method, and then completes the QR code extraction.

Key words: QR code; contour; extract

二维条码由于其在纵横两个方向上都有信息表示, 所以其信息容量大、可靠性高、保密防伪性好。因此比一维条码的应用领域更广^[1-2]。QR 码作为二维条码的一种, 是日本 Denso 公司于 1994 年研制的矩阵式二维条码^[3], 其全称为快速响应矩阵码。它不仅具有其他二维条码的优点, 还具有 360°全方位, 超高速识读等优点。尤其是它用 13 bit 压缩方式表示中国汉字, 比其他二维条码表示汉字的效率高 20%, 从而使 QR 码成为非常适合在中国运用的二维条码。

随着 QR 码的广泛应用, 如何对 QR 码进行快速有效的提取和识别成为研究的热点。本文针对当前主要 QR 码定位提取算法对边界比较模糊、图像定位提取成功率低的缺点, 提出了一种基于轮廓特征的 QR 码定位提取算法, 并详细介绍了算法及 QR 码定位提取的全过程。

1 QR 码符号结构及图像定位提取算法

1.1 QR 码符号结构

QR 码符号是由正方形模块堆叠而成的正方形阵列

码, 它由编码区域及包括寻像图形、分隔符、定位图形和校正图形在内的功能图形组成, 如图 1 所示。

QR 码符号共有 40 个版本。版本 1 的规格为 21 模块×21 模块, 以后每个版本比前一个版本每边多 4 个模块。根据纠错等级的不同, QR 码各版本所能存储的输入容量也不相同, 最多可以存储 1 817 个汉字, 或 2 953 个 ASCII 码^[4]。

1.2 QR 码图像定位及提取算法

对于 QR 码的提取与识别, 目前所采用的方法一般是利用直线按行扫描整个图像, 根据扫描波形进行匹配, 然后利用 Hough 变换寻找图像的边界, 找到边界后确定条码图像的 4 个顶点, 利用平面坐标变换将图像旋转到水平, 最后利用标准的 RS 纠错算法对图像数据

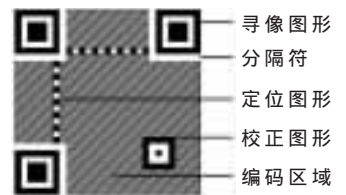


图 1 QR Code 符号结构

* 基金项目: 国家自然科学基金重点项目(60634020); 湖南省科技计划项目(05GK2003)

进行纠错解码^[4]。该方法对于标准条码图像或者变形极其轻微的图像识别成功率比较高。但是由于无自动对焦图像获取设备获取到的图像边界特别模糊，寻像图形深浅模块比例也严重失调，采用以上方法无法提取到条码图像，从而无法进行识别^[5]。针对以上这种情况，本文提出一种基于轮廓特征的 QR 码图像定位与提取方法。

2 基于轮廓特征的 QR 码定位与提取

本方法根据 QR 码轮廓上的特性，对图像特征进行定性分析来定位寻像图形；然后采用直线的最佳逼近方法寻找条码边界，通过平面坐标变换将条码图像变换到水平，而得到标准的 QR 码图像；最后用标准 RS 纠错算法对条码数据进行纠错并解码得到图像中的信息。本文研究的重点为条码图像的提取，图 2 为条码提取的程序流程。

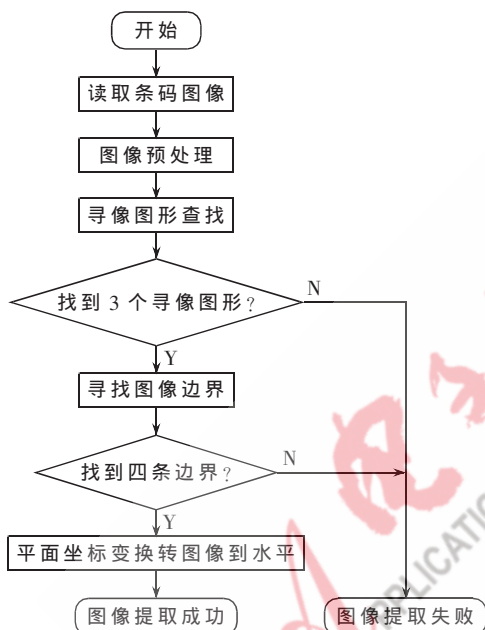


图 2 条码提取流程图

2.1 图像预处理

图像预处理是图像识别的关键步骤之一，因为摄像头获取图像时存在固有的质量问题，会引入不同程度的椒盐噪声或者毛刺噪声，条码在使用过程中可能会被污染等。图像预处理分为图像色彩空间变换、中值滤波与图像二值化 3 个步骤。图像色彩空间变换将彩色图像变换成 256 色的灰度图像，去除了部分冗余信息，减少图像滤波的运算量。中值滤波是图像识别中最有效的滤波算法，被处理的图像中每个像素经过滤波以后其像素值等于这个像素点及其周围临域各个像素点的中值^[6]。该算法的优势在于它既可以滤除椒盐噪声，同时还可以有效地保留图像的边缘特征，有利于图像识别。图像二值化将灰度图像变换成为二值图像，因为条码本身为深浅模块堆叠而成，所以最后要将图像变换成二值图像才便于处理。

2.2 基于轮廓特征的 QR 码定位

QR Code 在观感上很容易定位，因为其 4 个角上有

3 个回字形的寻像图案。按照编码规则，该回字形图案的比例为：深色-浅色-深色-浅色-深色，比值为 1:1:3:1:1，肉眼很难判断这个比例，但其轮廓特征却很明显。在图像获取设备获取的图像中，由于边缘模糊，很难得到标准条码那样的比例，所以依据一维特征模板匹配^[4]的方法进行寻像图像定位，成功率不高。在此提出一种基于轮廓特征的寻像图形定位方法。

2.2.1 寻像图形定位方法

根据寻像图形特点，其轮廓面积 $S_{Contour}$ 与外接矩形面积 $S_{Bounded}$ 之比等于 1。图 3 为条码图像发生倾斜时图像轮廓示意图。

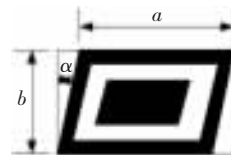


图 3 倾斜条码寻像图形轮廓示意图

阴影部分为倾斜的寻像图形的轮廓， a 、 b 为平行四边形的边长和高。已知 $b < a$ ， α 为平行四边形的倾斜角度，不难得出：

$$Ratio = \frac{S_{Contour}}{S_{Bounded}} = \frac{a * b}{(a+b * \sin\alpha) * b} \geq \frac{a}{a+a * \sin\alpha} = \frac{1}{1+\sin\alpha} \quad (1)$$

当条码倾斜角度在 $0^\circ \sim 10^\circ$ 之间变化时， $Ratio$ 的值在 0.85 和 1 之间变化，而其他任何一个轮廓都不是规则的，一般会远小于这个值。

寻像图形的另外一个特征就是轮廓内部还包含一个深色的轮廓。在上一步搜索成功以后需要判断轮廓内部是否包含一个深色的轮廓。如果有，则说明搜索成功。

在具体编程时，为了提高运算速度和识别率，可以适当做一些限制：

```
#define MIN_AREA(7 * 7)
//寻像图形轮廓的最小面积
#define MIN_AREA_RATIO 0.65
//轮廓与外接矩形的面积比的最小值
```

2.2.2 具体寻像步骤

- (1) 在图像中搜寻所有闭合轮廓，并存储于链表中。
- (2) 计算各轮廓面积和外接矩形面积之比，抽取轮廓面积大于 MIN_AREA，且比值大于等于 MIN_AREA_RATIO 的轮廓，并存储于新的链表中。
- (3) 在新的存储轮廓的链表中继续搜索内部包含闭合轮廓的图形，并记录各个图形的顶点。
- (4) 统计符合上述要求的轮廓数量。如果恰巧等于 3，则搜索成功，返回 3 个闭合轮廓的顶点坐标；否则失败。

2.3 寻找条码边界轮廓

寻像图形找到以后就知道条码的位置了，但是要想获得条码数据，还要确定条码的外围轮廓。本文采用直线最佳逼近法得到条码的轮廓。由于 QR Code 是典型的矩阵型条码，标准 QR Code 轮廓是一个标准的正方形，当拍摄图像发生变形时，轮廓可能会变成一个普通的四边形。可以根据其边界特点来寻找其轮廓。多数论文中采用 Hough 变换来提取直线，但是寻像图形找到后已经

大约可以知道边界线的斜率和大致位置,采用 Hough 变换,无论是应用于整幅图像还是隔行应用,都比较浪费 CPU 资源。可以采用直线的最佳逼近法来寻找条码的轮廓,其算法如下:

(1) 求取 3 个寻像图形的中心坐标。用 3 个坐标任意两个点做 1 条直线,一共做 3 条直线。设 3 个坐标点的坐标分别为 $(x_0, y_0), (x_1, y_1), (x_2, y_2)$, 3 条直线的方程如下所示:

$$\begin{cases} y = \frac{y_1 - y_0}{x_1 - x_0} (x - x_0) + y_0 \\ y = \frac{y_2 - y_1}{x_2 - x_1} (x - x_1) + y_1 \\ y = \frac{y_0 - y_2}{x_0 - x_2} (x - x_2) + y_2 \end{cases} \quad (2)$$

(2) 使直线向远离另一个点的方向移动,每次向外偏移 2 个像素,即在原来方程的基础上加一个偏移量 $\delta (\delta = \pm 2)$,然后求出各条直线扫描图像所得的波形。根据各条扫描线所得波形进行对比,进行判断。在到达边界时反复来回扫描,并微调直线斜率,以得到最佳逼近直线。

(3) 在移动过程中,由于一条直线始终无法得到最佳逼近效果而被抛弃,剩下 2 条直线。做过第三点且平行于前两个点所决定直线的直线,向远离此直线的方向进行扫描,以得到剩余两条边界直线。最终得到 4 条直线,围成一个闭合的四边形。得到四边形 4 个顶点 P_1', P_2', P_3', P_4' 。

2.4 图像坐标变换

将寻像图形进行排序,对图形进行旋转,并依据双线性内插^[3]公式(3)进行平面坐标变换,使图形转至水平。

$$\begin{cases} S(x, y) = k_1x + k_2y + k_3xy + k_4 \\ T(x, y) = k_5x + k_6y + k_7xy + k_8 \end{cases} \quad (3)$$

其中: $S(x, y)$ 为变换前图像上的像素值, $T(x, y)$ 为变换后的像素点。公式中有 8 个未知系数,可以通过变换前四个顶点 P_1', P_2', P_3', P_4' 与变换后的正方形 4 个顶点 P_1, P_2, P_3, P_4 联立求得。通过计算版本,再利用公式(3)将条码图像变成模块像素为 1×1 的标准图形。至此就可以依据标准的解码算法,进行数据解码了。图 4(a) 为待处理 QR 码图像,图 4(b) 为经过处理提取得到的 QR 码图像。

3 实验及结论

为了验证本算法的有效性,用 130 万像素的普通无自动对焦功能的摄像头,拍摄 30 张 QR 码图像。采用传统算法进行图像提取时,只有 21 张图像可以检测到寻像图形,其中 17 张图像可以寻找到边界轮廓,并可以成功进行有效的条码图像提取;而采用本文介绍的条码图像提取算法,有 27 张图片可以成功检测到寻像图形,其中 27 张均可以找到边界轮廓并提取到有效条码图像,1 张图像变换后与原图不相符。其成功率远远高于传统的 QR 码提取算法。



(a) 待处理 QR 码图像



(b) 经过处理提取得到的 QR 码图像

图 4 待处理 QR 码图像和经过处理后得到的 QR 码图像

参考文献

- [1] AMPER R I, GARNER D, JORDAN G, et al. A barcode-scanner aid for visually-impaired people. 18th annual international conference of the IEEE engineering in medicine and biology society[C], IEEE, 1996.
- [2] ISO/IEC 18004:2006. Information technology-automatic identification and data capture techniques-QR Code 2005 bar code symbology specification[S]. 2006.
- [3] 陈丹晖, 刘红编. 条码技术与应用[M]. 北京: 化学工业出版社, 2006.
- [4] 刘慧娟. 快速响应码图像的全方位识别[J]. 仪器仪表学报, 2006, 27(4): 376-379.
- [5] 明安龙, 马华东, 赵庆鹏. 散焦模糊的畸变 QR barcode 图像复原技术[J]. 计算机辅助设计与图形学报, 2007, 19(8): 1080-1084.
- [6] 冈萨雷斯. 数字图像处理, 第二版. 北京: 电子工业出版社, 2006.

(收稿日期: 2008-12-07)

基于 Excel 的实时监控人机界面软件的开发与应用

黎 黎^{1,2}, 甘志银^{1,2}, 张鸿海^{1,2}

(1. 华中科技大学 机械科学与工程学院, 湖北 武汉 430074;

2. 华中科技大学 武汉光电国家实验室 MOEMS 研究部, 湖北 武汉 430074)

摘要: 基于 Excel 开发实时监控人机界面(HMI)软件的技术路线, 大大降低了实时监控人机界面软件的开发难度和工作量, 大幅度地缩短了开发周期, 节省了研发费用和投资; 不仅使所开发出的软件具有强大的实时监控功能, 而且还具有高度的灵活性和可拓展性, 支持嵌入式系统项目的研发、生产及维护的整个生命周期的各个阶段。

关键词: Excel; 实时监控; 人机界面; BASIC 语言

中图分类号: TP274

文献标识码: B

Development and application of the real-time monitoring HMI based on Excel

LI Li^{1,2}, GAN Zhi Yin^{1,2}, ZHANG Hong Hai^{1,2}

(1. School of Mechanical Science and Engineering, Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074, China;

2. MOEMS Division, Wuhan National Lab for Optoelectronic, Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074, China)

Abstract: This paper presents a novel way of developing real-time monitoring human-machine interface (HMI) based on Excel. This developing way not only greatly reduces the difficulty and workload in development, but also significantly reduces the development time and investment. The new developing software has powerful real-time monitoring functions, high degree of flexibility and expansibility. It supports the whole life-time of embedded system project in development, production and maintenance.

Key words: Excel; real-time monitoring; HMI; BASIC

对于以单片机为核心的嵌入式自动测控系统, 通常在系统开发阶段需要借助微型计算机(PC机)来完成数据采集、数据分析、实时监控、人机交互等任务。要有效地达到此目的, 需要在PC机上安装和运行一个实时监控人机界面软件, 自动化或半自动化地完成上述任务。目前, 主要有两种开发实时监控人机界面软件的方法: (1)采用某种计算机语言直接编程实现, 如采用微软的可视化编程语言 VC++6.0^[1]或 VB 6.0^[1]等; (2)在商品化的人机界面软件框架的基础上进行二次开发实现, 此类软件框架在国外有 InTouch^[2]、WinCC^[3]、RSView^[4]等, 国内有“力控”^[5]、“组态王”^[6]等。第一种方法具有高度的灵活性和可拓展性, 但要求开发者具有较高的计算机技术水平, 开发难度大, 开发周期长。第二种方法降低了开发难度, 但灵活性和可拓展性受到了很大限制, 有些方面难以满足实际要求, 且此类商品化软件框架的价格为几千到十几万元, 这是一笔不小的投资。基于对上述

两种方法优缺点的认识, 本文提出了一条新的技术路线: 基于 Excel^[7]开发实时监控人机界面软件。采用这条新的技术路线, 大大降低了实时监控人机界面软件的开发难度, 大幅度地缩短了开发周期, 节省了研发费用和投资; 同时, 不仅使所开发出的软件具有强大的实时监控功能, 而且还具有高度的灵活性和可拓展性, 支持嵌入式系统项目的研发、生产和维护的整个生命周期的各个阶段。

1 基于 Excel 的技术路线

Excel 是功能强大的电子表格处理软件, 其对象模型包括了一百多个不同的对象, 从文本框、矩形等简单对象到透视表、图表等复杂对象。特别是它集成了与微软 VB 6.0 相兼容的 Visual Basic 计算机语言, 支持先进的面向对象和面向部件的编程技术, 使得它成为了一个功能强大的软件开发工具。开发基于 Excel 的人机界面应用程序包括两部分: 设计用户界面(GUI)和编写代码程序。

传统的应用程序界面开发方法要编写一大段程序语句。与此不同的是, 本文利用了 Excel 集成的可视化 Visual Basic 编程语言和支持“快速原型法”的软件开发模式, 即使用“工具箱”中的若干控件, 按照设计者的构思, 在指定位置“画”出对用户友好的界面。

有了用户界面后, 对应用界面要执行的控件进行“事件驱动”, 也就是执行某个程序算法, 使它按照设计者的意愿运行。这一技术路线把原来统一控制的大程序分解成为许多独立、小规模子程序, 分别执行事件。如利用 Excel 自带的自动化编程技术“录制宏”生成的程序模块为样板程序, 或利用自有的或第三方的 ActiveX 控件编程进行功能拓展。

2 实时监控人机界面软件的结构

在高性能恒温晶振(OCXO)的科研项目中, 开发了用于精密控制恒温箱的实时监控人机界面。该高精度温度控制系统以微控制器 MSC1210 为核心组成嵌入式系统控制器, 或称为下位机。下位机通过 RS232 串口与上位机(PC 机)通信, 如图 1 所示。



图 1 精密控制恒温箱的实时监控硬件结构

通过与下位机的通信, 对嵌入式系统的下位机进行监控, 自动记录和显示采样数据、显示工艺参数的实时趋势曲线等。其软件结构如图 2 所示。

启动模块具有“启动监控中心”、“数据保存到文件”和初始化全局变量的功能。实时监控中心可以控制通信开关、上载开关、选择上载数据的处理方式, 实时设

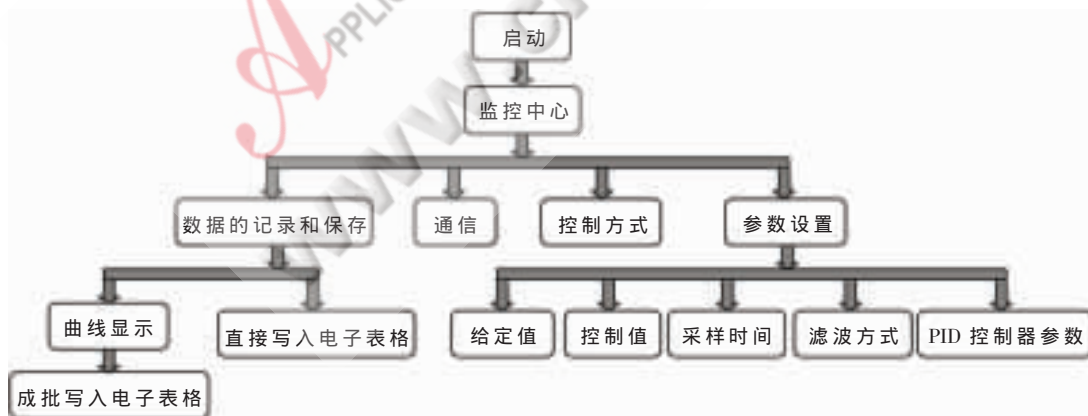


图 2 实时监控人机界面的软件结构



图 3 主监控模块的操作界面

置并显示控制器参数, 以及实时显示采样数据。其中通信开关是其他功能按钮的使能开关, 即只有打开通信开关, 上、下位机的通信开始工作后, 其他功能按钮才能工作。

3 主要功能模块的设计介绍

3.1 通信模块

通信模块是软件设计的难点, 其主要功能为实现上位机与下位机的通信, 设计的关键在于上位机与下位机通信协议条款的制定及实现。上位机与下位机通信的稳定性与正确性是实现实时监控的前提, 通信协议所制定的通信数据包格式一般需要设计成能完成基本的校验功能, 它包含有前导码、数据包标识码、数据校验码和结束码。

为了减少编程的难度和工作量, 采用微软提供的串口通信 ActiveX 控件 MSCOMM32.OCX 来实现与 RS232 串口硬件直接有关的底层功能。因此, 通信模块程序仅处理有关通信协议方面的高层功能, 如收、发和校验通信数据包, 上载与下载控制器参数包, 发送上位机向下位机下达的命令包等。

3.2 主监控模块

主监控模块用于显示最新上载数据, 包括给定值、测量值、控制值以及上载量、设置给定值、设置手动控制值以及切换控制方式。值得一提的是, 这一实时监控人机界面软件可以实现无扰动切换自动与手动的控制方式, 即在两者相互切换的过程中, PWM 占空比不会出现大幅度跳动, 由此防止恒温箱的输入电流出现瞬时的大幅度变化, 干扰整个电路的正常工作。图 3 为主监控模块的操作界面。

3.3 实时数据记录与保存模块

此模块把从控制器上载的实时数据和相关的时间、工艺参数自动记录到电子表格并将自动形成文件保存到硬盘中。

模块程序的编写使用了 Excel 电子表格对象模型,并结合面向对象的编程技术来实现。采用了“录制宏”的自动化编程技巧完成此项工作;首先,采用“录制宏”,把手工操作实现数据记录与保存的每个步骤录制下来后,Excel 就会自动给出一个实现相应操作、采用 BASIC 面向对象语言描述的程序模块;然后,以此 BASIC 程序模块为样板程序,添加少量必要的程序流程控制语句和少量其他修改,调试通过后就完成了此模块程序的编写。

从控制器上载的实时数据可以选择直接写入电子表格,或者在趋势曲线上显示后成批写入电子表格。电子表格或趋势曲线被设计成能够显示 1 000 组数据,并按照记录时间自动分配文件名保存到指定文件夹内,以便于将来对数据进行分析 and 处理。

3.4 控制器参数的实时修改和保存

控制器参数的实时修改功能是专为控制器的调试

设置的。在调试过程中,需要不断调整控制器参数以寻找最佳值。把控制器的参数设计为存放在单片机的 RAM 中,每个参数均可按单独下载刷新的方式方便地进行实时修改。同时,把存放在 RAM 的参数写入闪存,以及把存放在闪存的参数恢复到 RAM 中存放的功能。

因此,当调试完成或告一段落时,就可以将控制器存放在 RAM 中的参数写入闪存保存,作为最终产品的控制器参数或供下次实验使用。控制器在上电复位的初始化的过程中,自动完成控制器参数的恢复或上次实验参数的加载,从而减少调试的工作量。图 4 为控制器参数的实时修改和保存界面。

3.5 实时趋势曲线的显示

如果直接用计算机语言编写显示实时趋势曲线的程序,将是难度很大且十分耗时的任务。因此,为了降低难度和节省开发时间,采用了微软提供的图形显示 ActiveX 控件 MSCHRT20.OCX 来完成这个任务。所获得的实时趋势曲线显示效果如图 5 所示。

实时趋势曲线图直观地显示了当前控制器的测量值、给定值和实际控制值,大大降低了参数调试的操作难度。



图 4 控制器参数的实时修改和保存操作界面

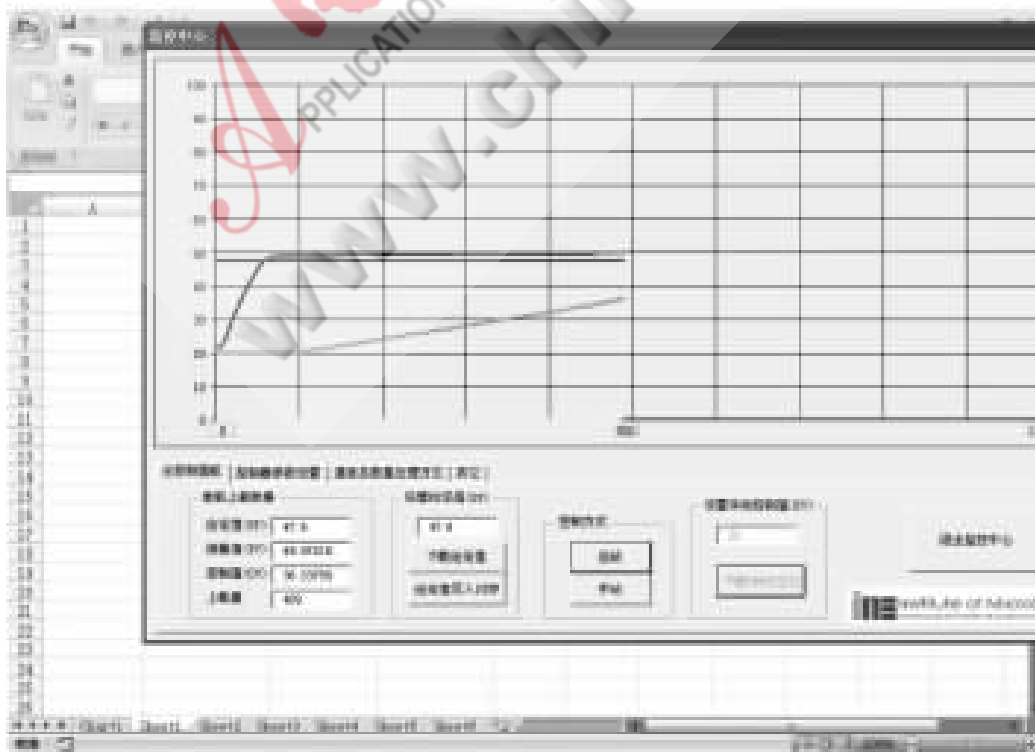


图 5 实时趋势曲线的显示效果图

3.6 历史数据的重现与分析(图示分析或统计数值分析)

实时数据的自动保存功能可以使历史数据重现。Excel 能完成绝大多数常用统计分析任务。同时,Excel 电子表格在数据的预处理、图形的绘制等方面具有相当出色的应用,其内置函数数量多且使用方便,可以用于完成历史数据的重现与分析。

4 在科研项目中的应用

上述实时监控人机界面已在项目实验中应用,并借此工具对高精度恒温箱的制造技术参数、工艺参数和控制参数进行了大量有价值的探索。

(1)控制器参数的设置。其中,PID 参数的设置是整个控温的关键,其好坏直接影响控温效果。这一人机界面实时反映控制器当前状态,使操作者能够及时调整控制器参数。同时,手动操作的功能也有助于了解被控对象的特性,获得第一手经验和技巧,用于引入“实时专家系统”。

(2)实验数据的记录与分析。基于 Excel 电子表格的人机界面借用了 Excel 自带的数据处理功能,可以在曲线上重现历史数据,从分析和重现记录的历史数据中获得有用经验。

(3)变换实验方案。基于 Excel 的实时监控人机界面的开发简便而有效,采用模块式的编程方法,组态灵活、扩展容易,兼容性好,从而在变换实验方案时能以较快速度进行扩展和升级维护,以适应实验方案的改变。

(4)在项目产品生产阶段,这一程序可扩展为产品测试检验软件,自动生成产品质量的检验文件,实现产品质量的查询、分析和跟踪的电子化,并能够向客户提供合格产品的电子质量报告文件。

为嵌入式自动测控系统量身定制实时监控人机界面软件是一项技术复杂、难度大、开发周期长的任务。本文利用新的方法和技术路线达到了降低开发难度、缩短开发周期和节省研发费用的目的,并在嵌入式系统科研项目的应用中获得了很好的运行效果,验证了新的技术路线的可行性和有效性。这一技术路线能有效支持嵌入式系统产品的整个生命周期。基于 Excel 方案的最大缺点是运行速度比较慢,原因为 Excel 的 BASIC 语言是解析执行的。但是,基于 Excel 方案的程序很容易移植到微软的 VB6.0 下编译执行。最终采用此方法,对基于 Excel 方案的程序进行移植处理后,不仅能够提高程序的执行速度,而且还可以按照商品化的形式发布程序。

参考文献

- [1] Microsoft Corporation.MSDN Library Visual Studio 6.0.1998.
- [2] Invensys Systems, Inc.In touch user's guide.2002.
- [3] Siemens AG.SIMATIC HMI WinCC V6.0 Online Help.2005.
- [4] Rockwell Software Inc.RSView32 user's guide.1999.
- [5] 北京三维力控科技有限公司.力控 6.0 联机帮助.2008.
- [6] 北京亚控科技有限公司.组态王 6.52 联机帮助.2007.
- [7] Microsoft Corporation.Microsoft Excel 在线帮助.2003.

(收稿日期:2008-12-20)

自调节读取距离的 RFID 方案设计

章 锐¹, 刘建华², 项湜伍³

(1.上海电机学院 高等职业技术学院, 上海 200093;

2.上海师范大学 数理信息学院, 上海 200234;

3.上海电机学院 电子信息学院, 上海 200240)

摘要: 为了挖掘和开发 RFID 系统的有效资源, 构造更完善的 RFID 解决方案, 提高 RFID 系统控制的高效性和可靠性是实际应用中的重要环节。使用基于模糊技术的自调节读取距离的 RFID 设计方案, 针对实际应用中设备的读写距离不能满足设定区间、无法自动调节的缺陷, 构造一个面向服务的 RFID 中间件架构, 使系统在通用性、高效性和智能性方面得以提升。

关键词: 自调节; RFID; 中间件; 模糊技术

中图分类号: TP273

文献标识码: B

Design of self-regulation read distance for RFID

ZHANG Rui¹, LIU Jian Hua², XIANG Shi Wu³

(1.School of Vocation Technology, Shanghai Dianji University, Shanghai 200093, China;

2.School of Mathematical Information, Shanghai Normal University, Shanghai 200234, China;

3.School of Electronic Information, Shanghai Dianji University, Shanghai 200240, China)

Abstract: In order to excavate and develop the effective resources of RFID system, and to make RFID solution with more complete structure, it is important keys in the application to improve efficiency and dependability of RFID system. Self adjustment based on fuzzy technology, is adopted in the distance RFID design plan. In the practical application, when equipment's read-write cannot satisfy the hypothesis sector, or unable to control automatically, We construct a service-oriented architecture RFID middle-ware. The system is improved in generaluse, efficiency and intelligence.

Key words: self adjustment; radio frequency identification; middleware; fuzzy technology

射频识别 RFID(Radio Frequency Identification)技术是一种利用射频通信实现的非接触式自动识别技术。近年来 RFID 技术被广泛应用于工业控制、供应链管理、车辆收费管理和移动商务等行业领域^[1]。尤其在物流应用中, 智能移动设备可以随时随地读取商品和广告牌中嵌入的电子标签, 读取并解析其中的数据, 通过 Web 服务器查找信息, 实现在线操作。

1 自调节器原理框架

目前智能移动设备中设计的多数读写器只有一个大致的读写区间, 而不是一个准确的读写距离^[2]。这使得在应用时无法确定其正确的应用场合, 并且当发现读写距离不能满足要求时, 必须手动更改, 这给应用带来诸多不便。为此在嵌入式设备上设计了一个基于模糊技术的智能自调节中间件系统。

自调节读取距离的读写器工作如下: 首先由用户在读写器提供的显示器界面上输入要读取的距离。该距离值送给距离调节控制体, 距离调节控制体根据输入距离自动调节读写器的发射功率, 读写器通过发射天线发送相应频率的射频信号。当射频标签进入发射天线工作区域时产生感应电流, 射频标签获得能量后将自身编码等信息通过标签内置发送天线发送出去, 系统接收天线接收到从射频标签发来的载波信号传送到读写器, 读写器对接收的信号进行解调和解码, 然后送到后台主系统进行相关处理^[3]。由输入电路、距离调节控制体、执行器组成的原理框图如图 1 所示。

距离调节控制体系包括可调衰减器、衰减器转角位置传感器、模糊控制模块三部分, 它们被封装为一体。执行机构由一个直流电机和相关的传动部件组成。输入电

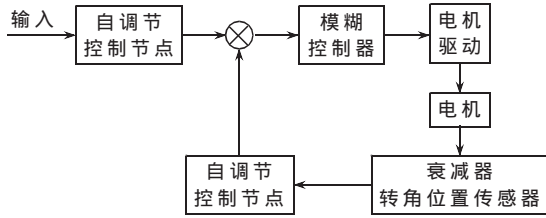


图1 自调节控制系统框图

路用来输入读写器的阅读距离,距离调节控制体有正反两个位置传感器作为控制可调衰减器转度的反馈信号调节节点,通过衰减器内部的一对高精度电位器获得当前转度下相应的电压反馈值。该反馈值与可调衰减器转过的角度成线性变化。执行器的电机驱动系统主要采用MSP430单片机、UC3717A芯片完成程序控制调节控制算法,通过机械传动来转动可调衰减器的旋转按钮,如图2所示。

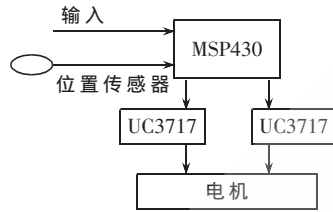


图2 电机驱动系统框图

自动调节读取距离

的读写器,使用了S3C44BOX-ARM7芯片,其操作系统内核

小、资源占用少、可靠性高;具有多串口和网口,访问方便。在这样一个闭环控制过程中,将用户需要读取的距离作为读写器输入,经过键盘电路转化后发送到模糊控制器。同样,衰减器转角的位置传感器作为反馈信号,经A/D转换发送到模糊控制器。两个信号在模糊控制器中进行比较,并且用模糊控制器装载模糊规律进行模糊推理,推理结果发送到自调节控制节点和模糊控制器的执行机构,由该节点的MSP430处理后产生相应的信号给电机驱动芯片UC3717A,输出驱动信号至电机。

2 中间件设计参数

射频识别系统的读写距离是一个关键参数。影响射频标签读写距离的因素包括天线工作频率、读写器的输出功率、读写器的接收灵敏度、射频标签的功耗、天线及谐振电路的Q值、天线方向、读写器和射频标签的耦合度,以及射频标签本身获得的能量及发射信号的强度等。

在868 MHz、915 MHz、2.45 GHz或者更高频率的系统中,可采用反向散射调制系统,利用电磁反射完成从电子标签到读写器的数据传输^[4]。天线的有效辐射功率为 P_{EIRT} ,其计算公式:

$$P_{EIRT} = P_{TX} \times G_{TX} \quad (1)$$

其中, P_{TX} 为读写器的发射功率, G_{TX} 为读写器发射天线的增益。

在距离读写器R处的电子标签功率密度S为:

$$S = \frac{P_{EIRT}}{4\pi R^2} \quad (2)$$

R是电子标签和读写器之间的距离。在电子标签和发射天线最佳对准和正确极化时,电子标签可吸收的最大功

率与入射波的功率密度S成正比,即:

$$P_{Tag} = A_e \times S, A_e = \frac{\lambda^2}{4\pi} G_{Tag} \quad (3)$$

其中, G_{Tag} 为电子标签接收无线增益, λ 为波长。电子标签到读写器的能量传输中,电子标签返回的能量与其雷达散射截面 σ 成正比,该比值是目标反射电磁波能力的测量。散射面取决于一系列的参数^[6],例如目标的大小、形状、材料、表面结构、波长和极化方向等。电子标签的返回发射功率为 P_{Back} ,其计算公式为:

$$P_{Back} = S\sigma = \frac{P_{EIRT}}{4\pi R^2} \sigma \quad (4)$$

其中 $\sigma = \frac{U_0^2}{4SR_r}$, U_0 为电子标签天线中感应出的电压, R_r 为电子标签中天线的辐射电阻。反射的电磁波以球形方式向空间辐射,其辐射功率与辐射源(反射)距离的平方(R^2)成正比,最终反射到读写器天线的辐射功率密度,即电子标签返回读写器的功率密度为:

$$S_{Back} = \frac{P_{Back}}{4\pi R^2} \quad (5)$$

将式(4)代入式(5)中得:

$$S_{Back} = \frac{P_{EIRT} \sigma}{(4\pi)^2 R^4} \quad (6)$$

由式(3)得知电子标签的有效面积 A_e 与其增益 G_{Tag} 成正比。对大多数的天线构造形式来说,由于其增益为已知^[5],所以有效面积 A_e 及其横截面S在通过天线的阻抗 S_A 和终端阻抗 Z_T 相等的情况下,有效面积为:

$$A_s = \frac{\lambda^2}{4\pi} \times G_{Tag} \quad (7)$$

接收功率为:

$$P_{RX} = S_{Back} \times A_s = \frac{P_{TX} G_{TX} G_{Tag} \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R^4} \quad (8)$$

由式(8)得知,如果以接收的电子标签反射能量为标准,则反向散射的射频识别系统的作用距离与读写器发射功率的四次方根成正比。即如果想要使电子标签发射到读写器的辐射功率增加1倍,也即距离增加1倍,则必须使发射功率在其他条件不变的情况下增加16倍。因此,由上述推算得出,可以通过调节发射功率的方式来精确定位读写器的阅读距离。而对于发射功率的调节,只需对衰减器进行调节。但上述推导过程的计算比较复杂,不利于调节控制。

3 精确数学模型控制问题的解决方案

近年来,模糊控制已逐渐发展成为一门成熟的技术。人们将模糊理论应用于工业过程控制、医学、地震预报、工程设计、信息处理以及经济管理等领域。模糊控制是以模糊数学为工具,将善于处理模糊概念的人脑思维方法体现出来,并做出正确判断^[7]。模糊控制最适宜用于难以用精确的数学模型来表达的控制系统,因此可利用模糊数学的方法解决上述问题。

首先对读写器的阅读距离进行模糊划分和定义,取

模拟量 A_i , 令模糊集 $D=\{A_1, A_2, \dots\}$; 其次对衰减器转过的角度进行模糊划分和定义, 取模拟量 B_i , 令模糊集 $\alpha=\{B_1, B_2, \dots\}$, 建立模糊推理规则 $\text{if}(D=A_i) \text{ then } (\alpha=B_i), i=1, 2, \dots$ 。通过上述模糊推理规则, 可以计算得出衰减器调节转动角度的模拟量, 从而达到自动调节距离的目的。

例如把衰减器转过的角度和读写器能阅读到的距离作一个模糊划分: $0^\circ \sim 15^\circ$ 表示距离为 15 m, $15^\circ \sim 30^\circ$ 表示距离为 30 m, $30^\circ \sim 50^\circ$ 表示距离为 50 m, $50^\circ \sim 80^\circ$ 表示距离为 80 m, $80^\circ \sim 100^\circ$ 表示距离为 100 m。衰减器转角偏差 e_θ , 衰减器转角偏差变化率 Δe_θ 和控制角 α 分成 5 个模糊量。 $e_\theta, \Delta e_\theta, \alpha = \{\text{NS}(\text{减小}), \text{PS}(\text{稍减小}), \text{Z}(\text{正好}), \text{PB}(\text{稍增大}), \text{NB}(\text{增大})\}$ 。距离递增时, 衰减器在顺时针方向角度增大; 距离递减时, 衰减器在逆时针方向角度减小。表 1 参数所示为距离递增的模糊推理规则。

由于单片机控制程序中写入了模糊调节算法, 因此其成本降低, 易于修改。而此前设计的系统没有模糊控制模块, 尽管框架设计简单, 但实际使用只能在某一固

定区域内读取标签, 用户不能任意调节和改变。如果要增大阅读距离, 则需重新设计, 这增加了开发周期, 加大了开发成本。加入模糊控制, 不仅可以方便用户根据自己的应用要求输入距离值, 由读写器的自动调节模块调整距离, 而且有效缩短了开发周期并节约了成本。模糊控制模块大大提高了读写器的智能性和高效性, 从而提升了 RFID 在各领域的实施应用功能。

参考文献

- [1] 周晓光, 王晓华. 射频识别(RFID)技术原理与应用实例[M]. 北京: 人民邮电出版社, 2004.
- [2] 刘锋. RFID 技术及 RFID 天线分析. RFID 技术与应用, 2006, 1(5).
- [3] Melanie R. Rieback bruno crispo andrew S. Tanenbaum. Is your cat infected with a computer Virus?. <http://rfdivirus.org/papers/percom.06.pdf>.
- [4] 吴晓峰, 陈大才. 射频识别技术(第三版). 北京: 电子工业出版社, 2007.
- [5] 辛明侠. 基于 RFID 和手机的移动计算技术的应用研究. 中国学位论文数据库, 2006.
- [6] YANG G, JARVENPAA S L. Trust and radio frequency identification(RFID) adoption within an alliance[J]. Proceedings of the 38th Hawaii international conference on system sciences, 2005: 1-10.
- [7] 游战清, 李苏剑, 张益强, 等. 射频识别(RFID)技术理论与应用[M]. 北京: 电子工业出版社, 2005.

(收稿日期: 2008-12-24)

表 1 距离递增的模糊推理规则

$\Delta e_\theta / \Delta \theta$	α				
	$e_\theta = \text{NS}$	$e_\theta = \text{PS}$	$e_\theta = \text{Z}$	$e_\theta = \text{PB}$	$e_\theta = \text{NB}$
NS	PB	NB	Z	PB	NB
PS	PB	PB	Z	NB	PB
Z	PB	NB	Z	NB	PB
PB	PB	PB	Z	NB	NB
NB	PB	PB	Z	NB	NB

嵌入式运动目标跟踪系统设计*

毛晓波,蔡宗懋,陈铁军
(郑州大学 电气工程学院,河南 郑州 450001)

摘要: 通过借鉴嵌入式系统在信号处理、电子技术和计算机等领域的成功应用经验,在分析机器视觉系统特点的基础上,将机器视觉和嵌入式技术相结合,设计一种基于嵌入式处理器 S3C2410 的目标跟踪系统。介绍了系统工作原理和特点,给出了系统硬件结构图和软件流程,并以智能小车为例进行了目标的识别与跟踪。

关键词: 嵌入式系统;机器视觉;目标跟踪;S3C2410

中图分类号: TP242.6

文献标识码: A

Design of embedded moving object tracking system

MAO Xiao Bo, CAI Zong Min, CHEN Tie Jun
(School of Electrical Engineering, Zhengzhou University, Zhengzhou 450001, China)

Abstract: In this paper, on the basis of analyzing the characters of machine vision system and the successful application of embedded system in the fields of signal processing, electronics and computer technology, combining machine vision and embedded technology, an embedded object tracking system based on S3C2410 is proposed. The system design principle, hardware structure, software flow diagram and a tracking example of intelligent vehicle are given.

Key words: embedded system; machine vision; object tracking; S3C2410

机器视觉是目前智能机器人领域中的研究热点之一,涉及光电子学、图像处理、模式识别及计算机技术等诸多学科领域,内容极为广泛。机器视觉中图像处理与目标识别的特点是处理数据量大、计算复杂,对算法的实时性和精度要求高。

目前机器视觉处理平台主要有 PC-BASED 系统、PLC-BASED 系统和 FPGA 系统。前两种系统体积大、软硬件系统复杂、成本高,使其应用范围受到了限制。后者使用硬件描述语言,算法开发难度大。DSP 芯片具有专门的硬件乘法器,可实现单周期乘法与累加运算,具有价格低、速度快等特点,但其 I/O 接口功能较弱。32 位 ARM 处理器处理能力已接近早期 PC 机的水平,且具有 PC 机无法比拟的体积小、价格廉、功耗低、性能强、可靠性高等特点。与 DSP 相比,其外围接口更加丰富,能够真正地“嵌入”到设备中,而且开放的体系结构也保证系统能够快速升级和更新。本文将机器视觉和嵌入式技术相结合,将机器视觉建立在基于 ARM 的嵌入式系统平

台上,设计一种基于 S3C2410 的运动目标跟踪系统,为开展微型化嵌入式机器视觉研究进行有益的尝试。

1 系统总体结构与硬件设计方案

系统总体结构如图 1 所示。在 S3C2410 嵌入式系统平台上移植并配置 Linux 操作系统,针对平台和应用的特点,制作合适的文件系统,编写应用程序。运动目标经 USB 摄像头实时采集后,送入 S3C2410 处理器,利用嵌入式处理器的强大运算能力,对采集到的图像进行图像分割、特征提取、形心计算等后期处理,完成目标识别与定位,并控制步进电机,调整摄像头位姿,使摄像头对准运动目标,实现跟踪。实时性好和体积小是本嵌入式

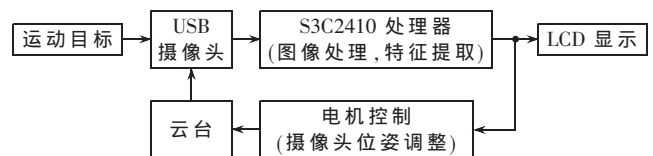


图 1 跟踪系统结构图

* 基金项目: 河南省自然科学基金(0611052900), 项目名称: 仿生型视觉控制方法研究; 河南省教育厅自然科学研究计划项目(2009A410001)

跟踪系统追求的目标。

基于 ARM 体系结构的 32 位微控制器 S3C2410 芯片,主频可达 200 MHz。它提供了丰富的片内资源:分开的 16 KB 指令 Cache 和 16 KB 数据 Cache、MMU 虚拟存储器管理、LCD 控制器、支持 NAND Flash 系统引导、系统管理器、3 通道 UART、4 通道 DMA、4 通道 PWM 定时器、I/O 端口、8 通道 10 位 ADC 和触摸屏接口、IIC-BUS S3C2410 接口、USB 主机、USB 设备、SD 主卡和 MMC 卡接口等。集高速处理、资源丰富与强大的控制功能于一体,操作系统的配备更是普通 DSP 和 MCU 无法比拟的。嵌入式操作系统不仅具备一般操作系统最基本的功能,如任务调度、同步机制、中断处理、文件功能等,还具有可裁剪性、实时性、高可靠性、可移植性等特点。Linux 操作系统的开源性方便外部设备驱动程序的编写,且开发成本低,现已成为主流的嵌入式操作系统。USB 摄像头使用的电源可以直接从 USB 主板上获取,无需额外电源,增加了设备的便携性且数据传递远快于普通的串口和并口,其价格也大大低于市场上通用的高速图像采集装置。

综上所述,本系统采用了将 Linux 移植到 ARM 系统的方法,使用 USB 摄像头作为图像采集方式。ARM 最小系统由一个核心母板和外部电路构成。核心母板包括 SDRAM、CPU、核心板接口等。外部电路主要有电源(主板 5 V, I/O 3.3 V, CPU 内核 1.8 V)、LCD、USB 接口和电机驱动电路等。Linux 自带使用 OV511 采集芯片的摄像头驱动,市场上大部分 CMOS 摄像头采用中芯微电子有限公司 ZC301P 芯片,后者内置 DSP 硬件编解码器,采集延时大大缩短。

2 系统软件设计

基于嵌入式 Linux 的应用已经遍布很多领域,如移动多媒体设备、手持设备、车载导航系统、机械控制等。它支持多种 CPU,包括没有使用 MMU 的平台。Linux 原本是桌面和服务器的市场上比较成功的操作系统,由于其免费、开放源码以及良好的代码风格和结构,使它在很短的时间内被移植到各种嵌入式系统中。系统采用 Linux 操作系统,不但提高了系统的可靠性和开发效率,并且充分发挥了 32 位 CPU 的多任务潜力。Linux 操作系统的配置包括引导程序、内核和文件系统三个方面。引导程序是操作系统运行之前的一段程序,用来完成初始化设备、建立内存空间的映射图,为操作系统内核准备正确的环境。操作系统采用 Linux 2.4.18 内核,开发模式采用宿主开发模式,在宿主主机上编译内核及应用程序,然后通过网口下载到目标平台运行,通过超级终端调试信息。文件系统负责存储系统配置文件,系统外设驱动程序。在操作系统配置完成后,主要工作是编写驱动程序和应用程序。

2.1 摄像头驱动程序

驱动程序是应用程序与硬件之间的一个中间软件

层,在 Linux 中对设备驱动程序的访问也是以文件操作的方式实现。Video4linux 是 Linux 中视频设备的内核驱动,只需在内核配置时静态加载即可。摄像头驱动加载过程为:在 Linux Kernel Configuration 对话框中,选择配置 Multimedia device,设置 Video For Linux 为 Y;点击 Video For Linux,设置 V4L information in proc file system 为 Y;回到 Linux Kernel Configuration,选择 USB support,设置 USB OV511 Camera support 为 Y,然后保存退出,重新编译内核。ZC301 摄像头的驱动采用静态加载的方式,具体步骤为:在 /kernel/driver/usb 下,解压驱动,打补丁,在该目录下新建 spca5xx 文件夹;编译内核,选中 SP-CA5XXX,执行 make dep、make zlmage、make modules 命令,在 /kernel/driver/usb/spca5xx 中产生 3 个 .o 文件;用新内核启动 insmod 的 3 个 .o 文件。

2.2 电机驱动程序

步进电机是作为字符设备进行驱动的。Linux 操作系统对字符设备的操作而言,驱动程序需要提供相关的几个操作,分别为 open、read、write、ioctl 等相关的函数入口点。在驱动程序的实现过程中需要定义这些文件相关的操作,填充进入 file_operations 结构中。ioctl 提供用户对设备执行特定命令的方法,如设置设备驱动程序内部参数,控制设备操作特性等操作,调用成功返回非负值。由于对步进电机驱动程序没有相关的输入与输出,只需对 I/O 控制,驱动程序对于 write 操作和 read 操作仅需返回 0,对于 I/O 控制在驱动程序中由 ioctl 函数实现。步进电机为四相步进电机,采用四相单、双八拍控制。步进电机转速和转向的控制通过改变输出端口高四位脉冲的顺序和频率实现。需要注意的是,由于用到了 I/O 端口,而在 Linux 中操作端口要用虚拟地址而非实际的物理地址,所以要修改内核代码。具体细节可参考相关文献^[1,2]。

2.3 应用程序

系统应用程序流程如图 2 所示。初始化后打开设备文件(摄像头, LCD, 电机),查询和确认设备性能,设置捕获的图像的宽和高,设置色深,建立内存映射,读取图像数据,对图像进行处理,驱动电机,关闭设备。图像采集有两种方式:内存映射(mmap)和直接读取设备(read)^[3,4]。前者将设备文件映射到内存,绕过 I/O 访问,使得读取速度更快,但是占用更多系统资源。考虑系统实时性,这里采用内存映射方式。

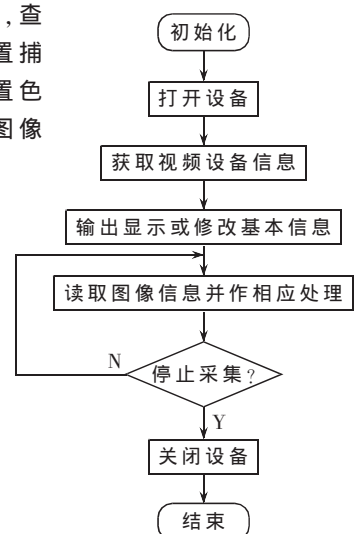


图 2 应用程序流程图

3 目标跟踪与控制

由于嵌入式系统对功能、成本、处理能力、体积和可靠性均有严格要求,因此,对运动目标的跟踪,应根据具体的应用环境,选用合适的算法。常见的运动检测算法有帧间差分法、背景差分法和模板匹配法等。帧间差分法和背景差分法计算简单、实时处理效率高,但帧间差分法依赖于图像序列的选取间隔,不适合速度变化的运动跟踪;而背景差分法对场景变化敏感,不适合摄像头运动的情况;模板匹配方法适应性好,但是计算量较大^[5,6]。考虑摄像头的图像采集速度、嵌入式处理器的处理能力和运动跟踪场合及速度等方面的要求,这里采用特征匹配的方法。处理过程主要包括运动检测、特征提取、目标定位与摄像机控制。流程如图3所示。

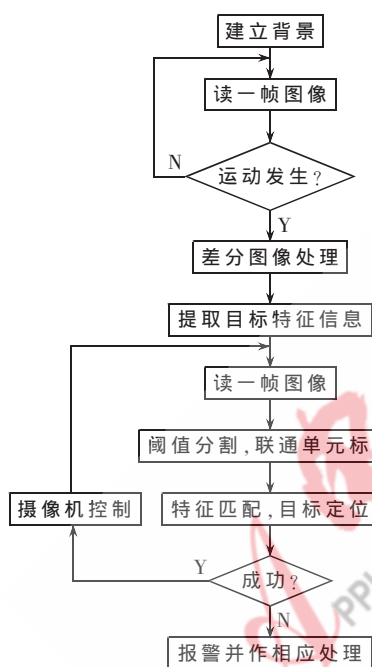


图3 运动检测与目标跟踪流程

3.1 运动检测

首先采用背景差分法,将当前图像和参考背景模型相减实现运动目标检测。采用这种方法是因为在运动物体进入监控范围前,摄像机不会发生运动,进入监控范围后,对差分图像直接进行处理,能够检测运动目标所在区域,根据运动区域进行目标特征提取,不需要运动目标的先验知识。常见的背景模型建立方法有两种:一种是以图像序列的平均值作为参考图像;另一种是假定像素服从某种分布模型,如高斯分布,通过一段时间训练获得其参数并不断更新其分布参数。这里采用第一种方法。检测阈值 T 如下:

$$T = \sum_{i,j=0}^{i=m,j=n} |f(i,j) - g(i,j)| \quad (1)$$

其中 $f(i,j)$ 为当前图像, $g(i,j)$ 为背景图像, m, n 为图像的维数。当阈值大于 T 时认为有运动目标进入监视区

域。实际环境中,受光线等因素影响,运动目标的阴影也会与运动目标一起被检出,出现“形影不离”的现象,常导致跟踪系统误判。此时,可将式(1)中的前景和背景的图像亮度值用图像色度值取代,可有效地消除阴影的影响^[7]。实际应用时取得了较好的效果。

差分运算初步检出目标后,还需要对图像进行处理,以方便后续的特征提取及目标识别。先对检出的差分图像进行分割,得到图像的二值图像。由于噪声的影响,得到的二值图像有很多的空洞和碎片,采用形态学的方法对图像进行腐蚀膨胀,可滤除噪声,得到较为清晰的结果。对于面积较小、不产生歧义的空洞干扰,可以不予考虑,只对面积较大的联通区域进行标记,以减少计算量。然后标记出最大面积的联通区域,即得到运动目标的所在区域。原始图像、差分图像及预处理结果如图4所示。



图4 运动检测与图像与处理

3.2 特征提取

不变矩是广泛应用的形状特征之一,一些基本的二维形状特征都与矩有直接的关系,被称为旋转、平移、尺度不变量。其具有稳定性好、易于实现、匹配效率高的特点。这里简单介绍不变矩的理论。对于非负整数 p 和 q , 二维数字图像 $f(x,y)$ 在平面 R^2 上的 $p+q$ 原始矩、中心矩和归一化中心矩的算法如下:

$$m_{p,q} = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N m^p n^q f(m,n) \quad (2)$$

$$\mu_{p,q} = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N (m-\bar{x})^p (n-\bar{y})^q f(m,n) \quad (3)$$

$$\eta_{p,q} = \mu_{p,q} / \mu_{00}^r \quad (4)$$

式中, M 和 N 为图像水平和垂直方向的维数, $f(m,n)$ 是图像在点 (m,n) 处的灰度值, $\bar{x} = \frac{m_{10}}{m_{00}}$, $\bar{y} = \frac{m_{01}}{m_{00}}$ 为图像的重

心坐标, $r = \frac{p+q}{2} + 1$ 。

利用归一化的二阶和三阶中心矩组合得到图像的7个不变矩,这7个不变矩对平移、旋转、尺度具有一定的适应性。选用前4个不变矩作为特征向量,然后保存特征向量作为识别规则。

$$\begin{cases} \varphi_1 = \eta_{20} + \eta_{02} \\ \varphi_2 = (\eta_{20} - \eta_{02})^2 + 4\eta_{11}^2 \\ \varphi_3 = (\eta_{30} + \eta_{12})^2 + (\eta_{21} + \eta_{03})^2 \\ \varphi_4 = (\eta_{30} - 3\eta_{12})^2 + (3\eta_{21} - \eta_{03})^2 \end{cases} \quad (5)$$

首先,在当前图像的灰度图像中,根据运动目标所在联通区域的坐标,计算运动目标的特征向量,然后,提取运动目标的颜色信息。

3.3 目标定位与摄像机控制

提取运动目标的特征后,对新读取的每一帧图像转化为灰度图像,进行阈值分割、边缘提取、腐蚀膨胀处理后,对各联通单元进行标记。计算各联通单元的特征向量,与模板特征向量匹配度最高的即为运动目标区域。这里选择目标区域的重心定位。在复杂背景情况下,有时不能很好地提取运动目标的特征。当特征匹配失败时,可以结合图像的颜色信息,增加跟踪的稳定性。然后根据重心的坐标与图像中心坐标的位置,由步进电机调整摄像头的位姿使摄像头镜头对准目标。由重心的坐标 (\bar{x}, \bar{y}) 和图像中心像素的坐标 (X_0, Y_0) 即可表示出运动目标偏离摄像机镜头中心的偏移量 (x, y) , 根据偏移量方向和正负,建立控制规则库,调整电机转动的方向、速度和摄像机位姿。摄像机位姿调整分为水平、垂直两个方向。以水平方向为例介绍控制规则集:

```

If  x >= X1      then  m = M1
If  x < -X1      then  m = -M1
If  x >= X2      then  m = M2
If  x < -X2      then  m = -M2
.....

```

```

If  |x| <= Xn    then  m = 0

```

其中, x 表示水平方向偏移量的大小, m 表示步进电机转

动的脉冲数; X_1, X_2, \dots 为常数,表示偏移量划分边界; M_1, M_2, \dots 为常数,表示电机输出脉冲数量。相邻两帧的跟踪结果如图5所示。



(a) $t-1$ 时刻图像 (b) t 时刻图像

图5 相邻两帧跟踪结果

本文研究了基于 ARM 处理器的嵌入式跟踪系统,利用图像信息实现运动目标跟踪,算法简单有效;在速度和精度两方面作了折中,具有体积小、性价比高的特点,适合于嵌入式系统。嵌入式操作系统的植入提高了系统功能的可裁剪性和扩展性,使系统具有良好的开放性。该系统的设计方案已在仿生机器视觉系统中成功应用。

参考文献

- [1] 田泽. 嵌入式系统开发与应用[M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2005.
- [2] 赵敏, 刘振兴. 基于嵌入式 Linux 的步进电机驱动程序设计[J]. 微计算机信息, 2008, 13(051): 113-114.
- [3] 孟超, 张曦煌. 基于嵌入式系统的图像采集与传输设计[J]. 计算机工程与设计, 2008, 29(17): 4415-4416.
- [4] Video4 Linux User's Manual. <http://www.v4l.com.cn>.
- [5] 杨淑莹. VC++ 图像处理程序设计[M]. 北京: 清华大学出版社, 2003.
- [6] 邵文坤, 黄爱民, 韦庆. 动态场景下运动目标跟踪方法研究[J]. 计算机仿真, 2006, 05(50): 181-184.
- [7] 毛晓波, 谢晓芳, 张晓林. 消除运动物体阴影的最大色度差分检测法[J]. 电子技术应用, 2007, 33(1).

(收稿日期: 2009-01-17)

可伸缩双域 Montgomery 乘法器的优化设计与实现

秦帆, 戴紫彬

(解放军信息工程大学 电子技术学院, 河南 郑州 450004)

摘要: 模乘运算是公钥密码算法中的关键运算, 本文基于全字运算的 Montgomery 模乘算法, 设计了具有可伸缩硬件结构的模乘器。该模乘器可以基于固定的数据路径宽度对任意长度的数据进行运算, 并且能够支持两个有限域上的运算。最后用 Verilog 硬件描述语言对该乘法器的硬件结构进行代码设计, 并用 Synopsys 公司的 Design Compiler 在 Artisan SIMC 0.18 μm typical 工艺库下综合。实验结果表明, 相对于其他模乘器设计, 本文设计具有较高的时钟频率, 并且由于大大减少了运算所需的时钟周期数, 模乘运算速度较快。

关键词: 公钥密码; Montgomery 模乘; 双有限域; 可伸缩结构; ASIC

中图分类号: TP332

文献标识码: A

An optimized scalable and unified hardware architecture of Montgomery multiplier

QIN Fan, DAI Zi Bin

(Institute of Electronic Technology, The PLA Information Engineering University, Zhengzhou 450004, China)

Abstract: Modular multiplication is the core operation of PKC(public key cryptography). Based on the full-word Montgomery multiplication algorithm, a scalable and unified modular multiplier is proposed, which can work with any precision of the operands and work in both prime and binary fields. It is captured in Verilog and synthesized under 0.18 μm CMOS technology. The result indicates that this work can achieve high clock frequency and perform efficiently than other works, as the clock numbers are reduced greatly.

Key words: PKC; Montgomery multiplication algorithm; prime finite field and binary extension finite field; scalable architecture; ASIC

随着计算机网络的发展和普及, 信息安全问题受到越来越多的关注, 而对数据进行加密是一种常用且行之有效的保护信息安全的方法。其中, 被公认为最有效的是椭圆曲线加密算法。椭圆曲线加密算法(ECC)是一种基于椭圆曲线离散对数问题的公钥密码算法, 是1985年分别由 Miller^[1]和 Koblitz^[2]独立提出的。相对于其他公钥密码算法(如 RSA 和 ElGamal), 椭圆曲线密码算法具有计算速度快、存储空间小、带宽要求低等优点, 特别适用于各种无线设备和智能卡之类计算资源受限的设备, 因而受到了人们的广泛关注, 成为最有希望的公钥密码算法。而模乘运算是椭圆曲线加密算法中的核心运算, 所以如何高效地实现模乘运算是目前的一个研究热点。Montgomery 模乘算法^[3]是目前应用最为广泛也最为高效的模乘算法, 它将以往模乘运算中的除法运算以简单的

移位操作代替, 大大加快了模乘运算的速度和效率, 同时也非常适合硬件实现。基于 Montgomery 模乘算法的硬件设计非常多, 在这些设计中, 时钟数消耗最少的是高基 Montgomery 模乘算法^[4], 可伸缩性最好的是基于字的 Montgomery 模乘算法^[5]。本文针对两个有限域即素数域 $\text{GF}(p)$ 和二元扩域 $\text{GF}(2^n)$ 上进行模乘运算的差异, 提出了一种高速可伸缩 Montgomery 乘法器的设计方案。该方案将高基和基于字的 Montgomery 模乘算法结合在一起, 在不降低时钟频率的基础上, 大大减少了运算所需的时钟周期数, 从而提高了运算效率^[6-7]。

1 Montgomery 模乘算法

1.1 素数域和二元扩域

素数域 $\text{GF}(p)$ 中的元素为整数集合 $\{0, 1, 2, \dots, p-1\}$, p 为素数。素数域上的加法和乘法由以下两步完成:

- (1) 整数的加法或乘法运算;
- (2) 若结果大于等于素数 p , 则由 p 进行约简。

二元扩域 $GF(2^n)$ 上的元素可以由次数小于 n 的多项式表示。二元扩域上的加法运算为两个相加元素对应位的异或操作, 不存在进位, 结果表示为次数不会超过 n 的多项式。与素数域类似, 二元扩域上的乘法由以下两步完成:

- (1) 多项式的乘法运算;
- (2) 由不可约多项式 $p(x)$ 对结果表示的多项式进行约简。

1.2 Montgomery 模乘算法

给定整数 a 和 b , 以及素数 p , 由 Montgomery 模乘算法计算得到 $\bar{c} = \text{MonMult}(a, b) = abR^{-1} \pmod{p}$, 其中 $a, b < p < R, R = 2^n, p$ 为 n bit 素数。Montgomery 模乘并没有直接得到模乘结果 $c = ab \pmod{p}$, 所以在计算前需要对 a 和 b 进行转换, 计算完成后也需要将中间结果 \bar{c} 转换回最终要得到的结果 c 。转换过程如下:

$$\begin{aligned} \bar{a} &= \text{MonMult}(a, R^2) = aR^2R^{-1} = aR \pmod{p} \\ \bar{b} &= \text{MonMult}(b, R^2) = bR^2R^{-1} = bR \pmod{p} \\ c &= \text{MonMult}(\bar{c}, 1) = cRR^{-1} = a \pmod{p} \end{aligned}$$

假设 $R^2 \pmod{p}$ 已经通过预计算得到并存储在寄存器中, 所以每次转换只需要一次 Montgomery 模乘运算。素数域上基为 2^k 的 Montgomery 模乘算法如算法 1 所示。

算法 1:

Input: $a, b \in [1, p-1], p, m$

Output: $c \in [1, p-1]$

- (1) $c = 0, p'_0 = 2^k - p_0^{-1}$
- (2) for $i = 0$ to $m - 1$
- (3) $q = (c_0 + a_i b_0) p'_0 \pmod{2^k}$
- (4) $c = (c + a_i b + qp) / 2^k$

在算法 1 中, 整数 a 以 2^k 为基, 表示为 $a = \sum_{i=0}^{m-1} a_i 2^{k \cdot i}$,

其中 $m = \lceil n/k \rceil$ 。在该算法的第(4)步中, b, p, c 以完整数参与运算, 为设计可伸缩的乘法器结构, 本文以字来表示这几个数, 在每个时钟对这几个数据的其中一个字进行计算。以 w 表示字的长度, b, p, c 可以采用按字表示的方式, $b = \sum_{j=0}^{e-1} b^{(j)} 2^{w \cdot j}, p = \sum_{j=0}^{e-1} p^{(j)} 2^{w \cdot j}, c = \sum_{j=0}^{e-1} c^{(j)} 2^{w \cdot j}$, 其中 $e = \lceil n/w \rceil$, 即以 2^w 为基表示 b, p, c, q, c_0, b_0 以及 p'_0 均为 k bit 的整数。

二元扩域上的 Montgomery 模乘算法如算法 2 所示。

算法 2:

Input: $a(x), b(x), p(x), m$

Output: $c(x)$

- (1) $c(x) = 0, p'_0(x) = 2^k - p_0^{-1}(x) \pmod{x^k}$
- (2) for $i = 0$ to $m - 1$
- (3) $q(x) = (c_0(x) + a_i(x) b_0(x)) p'_0(x) \pmod{x^k}$

$$(4) c(x) = (c(x) + a_i(x) b(x) + q(x) p(x)) / x^k$$

算法 1 和算法 2 主要有两点区别: (1) 算法 2 中的加法为按位异或操作; (2) 算法 1 在计算完成后如果结果大于素数 p , 需要做一次约简, 而算法 2 则不需要。不过这一步约简可以避免, 所以本文算法 1 中并没有包括这一步骤。两个有限域上的元素以二进制数表示, 其表示方式是完全相同的, 所以基于算法 1, 对关键计算单元稍做修改, 设计一个统一的模乘器是切实可行的。

1.3 按字操作的 Montgomery 模乘算法

算法 1 是对每一个完整数进行计算, 不具备可伸缩性, 本文采用的算法对所有操作数的每一个字进行计算, 以提高运算频率和可伸缩性。基于算法 1 改进的 Montgomery 模乘算法^[7]如算法 3 所示。

算法 3:

Input: $A = (a_{m-1}, \wedge, a_1, a_0)_{2^k}, B = (b_{m-1}, \wedge, b_1, b_0)_{2^k},$

$$P = (p_{m-1}, \wedge, p_1, p_0)_{2^k}, q = -p^{-1} \pmod{2^k} = -p_0^{-1} \pmod{2^k}$$

Output: $C = AB 2^{-2k} \pmod{P}$

Step1: $C = 0$

Step2: for $i = 0$ to $m - 1$

Step3: $z = 0$

Step4: $t_i = (c_0 + a_i b_0) q \pmod{2^k}$

Step5: for $j = 0$ to $m - 1$

Step6: $S = c_j + a_i b_j + t_i p_j + z$

Step7: if $(j \neq 0)$ then $c_{j-1} = S \pmod{2^k}$

Step8: $z = S / 2^k, c_{m-1} = z$

Step9: if $(C > P)$ then $C = C - P$ else $C = C$

Step10: return C

如算法 3 所示, k 表示基, 每次循环读入乘数 A 、被乘数 B 、模数 P 的 k 位, 故该算法非常容易组织成流水线的结构, 其按流水线组织结构进行运算的流程如图 1 所示。

2 算法的硬件实现

采用多级处理单元的流水线结构来实现算法, 流水线的工作流程如图 1 所示, 每一竖列表示一级流水线, 每一横行表示一个运算周期, 在这里先假设每个运算周期为一个时钟周期。在外部循环 $i = 0$ 、内部 $j = 1$ 这一循环经两个时钟周期完成后, 才能够得到下一级流水线处理单元 A 所需的 C_0 , 此时对 A 的第二个字才可以开始扫描。也就是说在第 i 个外部循环的第 1 个内部循环经两个时钟周期完成后才可以开始第 $i + 1$ 个外部循环的运算, 所以采用这种流水线组织形式, 每级流水线之间的延迟为两个时钟周期。对算法实现若采用如图 1 的流水线组织结构, 完成一级流水线需要 m 个时钟周期。

若存在不少于 $l = \lceil m/2 \rceil$ 个运算单元, 则采用该流水线组织结构实现模乘将不间断地进行下去, 不会因为有空闲的运算单元而停止, 所以完成两个 n 位数据的模乘运算需要 $3m - 2$ 个时钟周期。这里以计算两个 7 bit 的

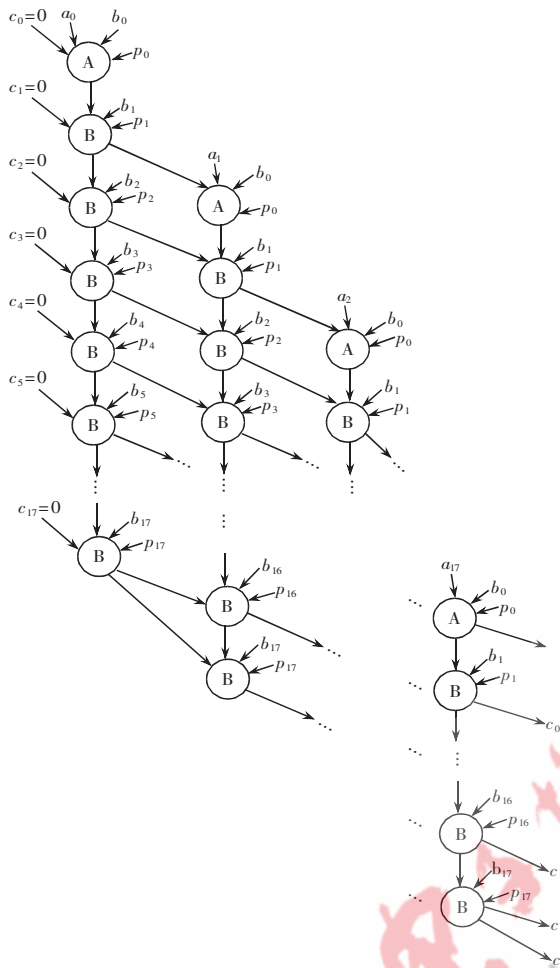


图1 模乘算法的流水线运算流程图

操作数为例,取基 $k=0$,有 4 个运算单元,满足 l 不少于 $\lceil m/2 \rceil$ 的条件。其流水线计算流程如图 2 所示。

若存在的运算单元少于 $l = \lceil m/2 \rceil$ 个,则该流水线组织结构将会因为没有空闲的运算单元而停止部分时钟周期,这时完成算法需要 $3m-2+2(\lceil m/2 \rceil - 1)$ 个时钟周期,同样以 7bit 的操作数为例,若只有 3 个运算单元,即运算单元少于 $l = \lceil m/2 \rceil$ 个,其流水线计算流程如图 3 所示。

在满足寄存器大小的条件下,可以基于这样按字操作的 Montgomery 模乘算法设计可伸缩的硬件结构,即能够对任意长度的数据进行模乘运算。

2.1 处理单元的设计

由图 1 可以看出,要采用算法 3 设计模乘器,其基本运算单元包括处理单元 A 和处理单元 B。其中处理单元 A 完成算法 3 中循环 $i=0$ 以及 $j=0$ 时的

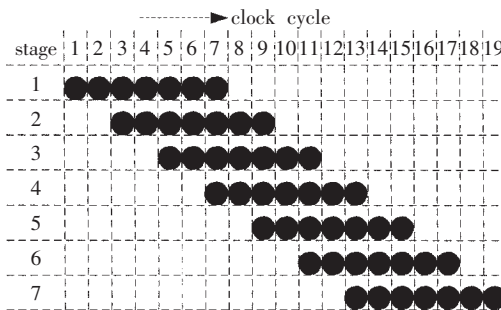


图 2 有 4 个运算单元的流水线计算

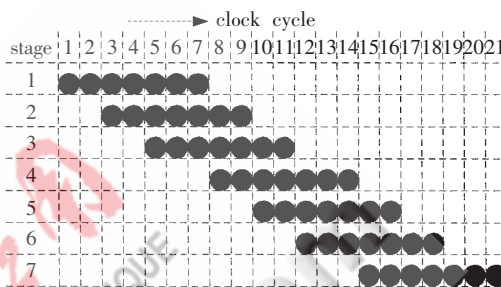


图 3 只有 3 个运算单元的流水线计算

运算,处理单元 B 完成算法中作其他循环时的运算。

由于在每轮循环时存在加法和乘法运算,会产生较长的进位传输延迟,所以为提高时钟频率和匹配两种不同处理单元之间的并行性,本文设计的处理单元 A 和处理 B 均采用 5 个时钟周期完成一次运算。处理单元 A 和处理单元 B 的微结构如图 4 中的(a)、(b)所示。

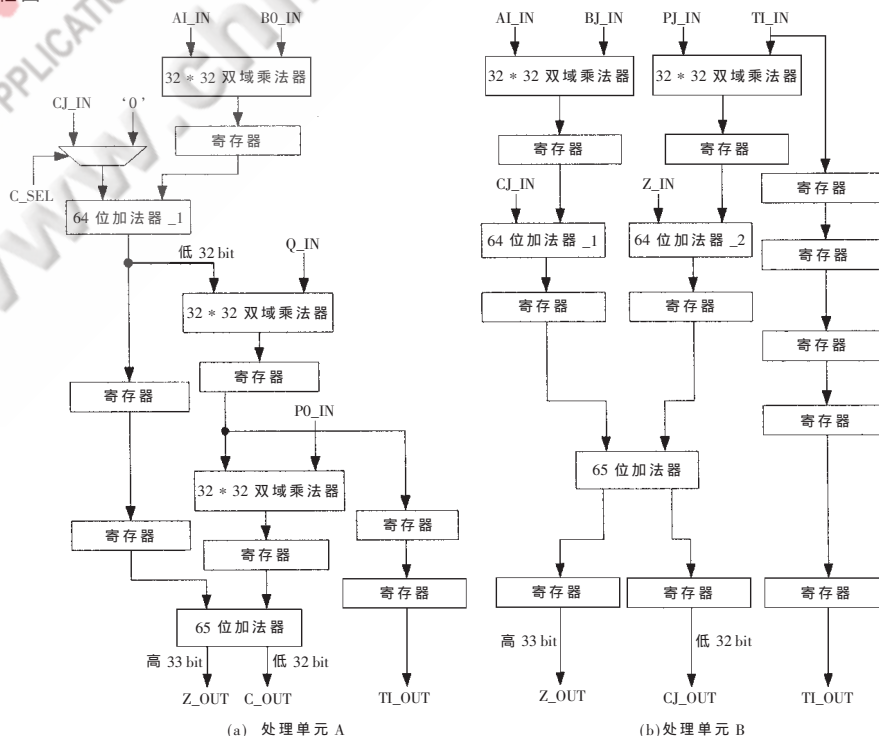


图 4 处理单元 A 和处理单元 B 的微结构

因为要完成两个有限域上的模乘运算，所以处理单元 A 和处理单元 B 中的乘法器和加法器均能同时完成两个有限域上的乘法和加法运算。乘法运算基本上可以分为两步：首先求出所有的基本乘积项，然后将所有乘积项求和。本文采用二阶 Booth 编码减少乘积项，采用 Wallace 树型加法器求和，以提高乘法器的运算速度。参照文献[7]的设计，只需要将第一级的 CSA (进位保留加法器)用 DFA(双有限域加法器)代替，这样就改造成可以用于双有限域的 Wallace 压缩树，双有限域乘法器的硬件电路结构如图 5 所示。其中 DFA 的电路结构如图 6 所示。

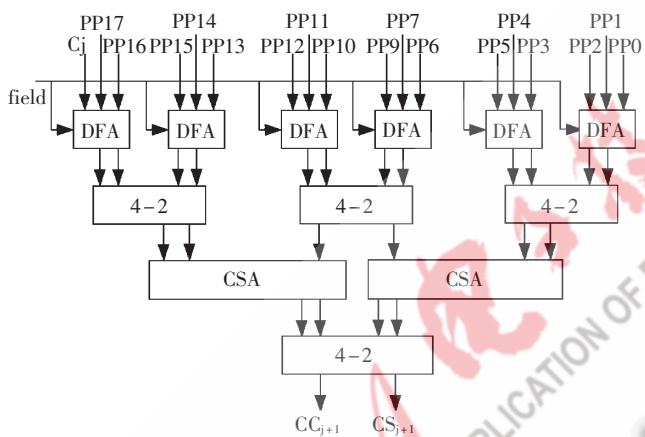


图 5 双有限域乘法器电路结构

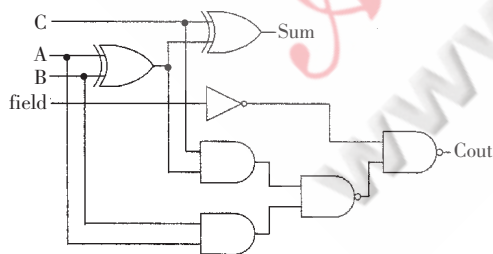


图 6 双有限域加法器 DFA

2.2 模乘单元整体硬件结构

对算法 3, 本文选择 32bit 作为操作数的字长设计高速可伸缩的模乘器, 并采用容量为 576 的寄存器, 即使该模乘器可以对 576 bit 以内任意长度的数据进行计算, 若要支持更高比特数据的计算, 只需要增加寄存器的容量。由图 1 可知, 最高要计算 576 bit 的数据至少需要 1 个处理器 A 和 8 个处理器 B 才能使并行流水线流程不间断地进行下去。所以为提高运算速度, 本文设计的模乘单元整体结构如图 7 所示。

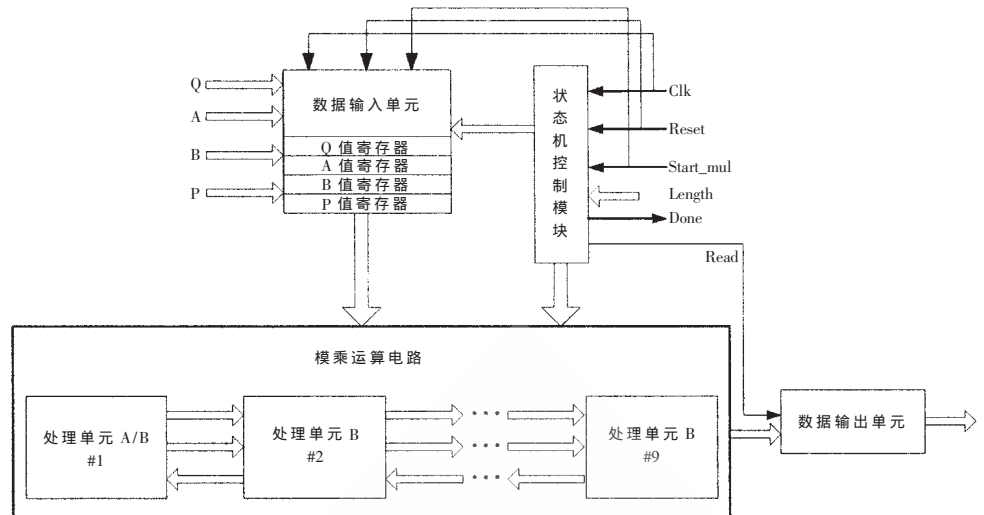


图 7 模乘单元整体电路结构

为适配一些处理器的字长, 本文将数据输入单元和数据输出单元与外部的数据接口宽度均设计为 32 位, 外部数据的写操作和输出结果数据的读操作均在状态机控制模块的控制下完成, 数据输入单元中各个操作数寄存器的数据输出同样也在状态机控制模块的控制下完成, 控制信号由输入的数据长度值 Length 产生。

3 性能指标

对本文设计的模乘器采用 Verilog HDL 硬件描述语言进行 RTL 描述后, 使用仿真软件 ModelSim SE 6.0c 进行功能仿真。

对本文设计功能仿真正确后, 使用 Synopsys 公司的 Design Compiler 在 Artisan SIMC 0.18 μm typical 工艺库下综合, 除去寄存器堆后的等效与非门为 8.1 万门, 工作频率可以达到 210 MHz。忽略初次的输入数据与最后的数据输出所用的时间, 完成一次 $GF(p)$ 上的 256 bit 输入数据的模乘运算只需要 0.24 μs 。表 1 是本文设计的模乘器与已发表文献中同类设计的比较结果。

表 1 模乘器设计比较结果

设计方式	操作数长度/bit	工艺库	模乘时间/ ($\mu\text{s}@256\text{bit}$)	时钟频率/MHz
Tenca ^[6]	256	0.5	6.6	80
Satoh ^[7]	160~256	0.13	0.48	137.7
史焱 ^[8]	0~512	0.18	0.81	384
本文	0~576	0.18	0.24	210

由表 1 可以看出, 相对于其他的模乘器设计, 本文设计在时钟频率上具有一定的优势, 并且因为对乘数和被乘数均按字进行计算, 所以需要时钟周期数较少, 能够达到较快的运算速度。

参考文献

[1] MILLER V S. Use of elliptic curves in cryptography[C]. CRYPTO'85, 1986: 417-426.

- [2] KOBLITZ N. Elliptic curve cryptosystems[J]. Mathematics of computation, 1987, 48(4): 203-209.
- [3] MONTGOMERY P L. Modular multiplication without trial division[J]. Mathematics of Computation, 1985, 44: 519-521.
- [4] ORLANDO G, PAAR C. A Scalable GF(p) elliptic curve processor architecture for programmable hardware[J]. Proc. Cryptographic Hardware and Embedded Systems(CHES 2001), 2001: 349-363.
- [5] TENCA A F, KOC C K. A scalable architecture for montgomery multiplication[J]. Proc. Cryptographic Hardware and Embedded Systems.(CHES 1999), 1999: 94-108.
- [6] SAVAS E, TENCA A F, KOC C K. A scalable and unified multiplier architecture for fields GF(p) and GF(2^m)[J]. Proc. Cryptographic hardware and embedded systems(CHES 2000), 2000: 1-20.
- [7] SATOH A, TAKANO K. A scalable Dual-Field elliptic curve cryptographic processor[J]. IEEE. Trans. Computers, 2003, 52: 449-460.
- [8] 史焱, 吴行军. 高速双有限域加密协处理器设计[J]. 微电子学与计算机, 2005, 22(5): 8-12.
- (收稿日期: 2008-11-29)

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

基于 FPGA 的高速 A/D 转换控制器设计

杨培善,许忠仁,付贵增,赵新雨

(辽宁石油化工大学 信息与工程学院,辽宁 抚顺 113011)

摘要:采用 FPGA 器件 EP1C12Q240C8 实现对高速 A/D 转换芯片 ADC08200 的实时采样控制,解决了传统方法的速度问题。使用 VHDL 语言采用自顶向下的设计方法编写出源程序;结合 FIFO 存储器的设计实现了高速 A/D 采集转换和转换后的数据存储,并给出了采样存储电路原理图。数据处理可通过与 SoPC 技术结合实现。

关键词: FPGA;ADC08200;FIFO;VHDL

中图分类号: TP274

文献标识码: A

Design of high-speed ADC08200 controller based on FPGA

YANG Pei Shan, XU Zhong Ren, FU Gui Zeng, ZHAO Xin Yu

(School of Information and Engineering, Liaoning Shihua University, Fushun 113011, China)

Abstract: Real time sampling control for high speed A/D converter ADC08200 is achieved by using FPGA device EP1C12Q240C8. we introduce the design of A/D sampling controller with VHDL source program in detail, present the design and implementation of FIFO memory. Entire schematic circuit diagram which carries the high-speed A/D sampling and transformed and the data storage after the transforms is also given.

Key words: FPGA;ADC08200;FIFO;VHDL

对 A/D 转换器进行采样控制,传统方法一般是用 CPU 或单片机完成的。其优点是编程简单、控制灵活,但缺点是控制周期长、速度慢。例如 MCS-51 系列单片机最高时钟频率为 12 MHz,AT89C2051 单片机为 24 MHz,这样当 A/D 本身的采样速度比较快时,CPU 或单片机的慢速工作将极大地限制 A/D 高速性能的利用。当采用 FPGA 对其进行控制时,由于 FPGA 的时钟频率可达 100 MHz 以上,从而可实现数据的高速采集,还可以把采样数据实时存入 FPGA 内部的高速 RAM 中。本设计是利用 FPGA 直接控制高速 ADC08200 对模拟信号进行采样,采集速度可达 200 MS/s,然后将转换好的 8 位二进制数据迅速存储到 FPGA 内部的 FIFO 存储器中。在完成对模拟信号一个周期的采样后,由外部电路系统将存储器中的采样数据读出处理。采用自顶向下的设计方法可将本设计分为控制器模块和 FIFO 缓冲模块。

1 控制器模块设计

1.1 ADC08200 芯片功能介绍

ADC08200^[1]是美国国家半导体(NS)公司生产的单通道、低功耗、高速 8 位模数转换器。它具有成本低、功耗

低、体积小和易于使用等优点。最高采样频率达 200 MS/s。在掉电模式下 ADC0820 仅消耗 1 mW。独特的结构在 50 MHz 标准信号的输入情况下可达到 7.3 有效采样位。单电源 3 V 或 2.5 V 的供电,内带高质量参考源和高性能采样保持电路。

主要端口:

CLK:时钟输入端;

V_{IN}:模拟信号输入端;

PD:掉电保护,当 PD 为低时,D0~D7 正常输出,当 PD 为高时,D0~D7 输出保持;

D0~D7:数据输出端口。D0 为数据最低位,D7 为最高位;

图 1、图 2 分别为 ADC08200 的工作时序图和外围接口电路图。

1.2 基于 VHDL 控制器的软件设计

VHDL 是一种硬件描述语言,它可以对电子电路和系统的行为进行描述。基于这种描述,结合相关的软件工具,可以得到所期望的实际电路与系统。根据 ADC08200 的特点,可通过硬件描述语言(VHDL)设计一

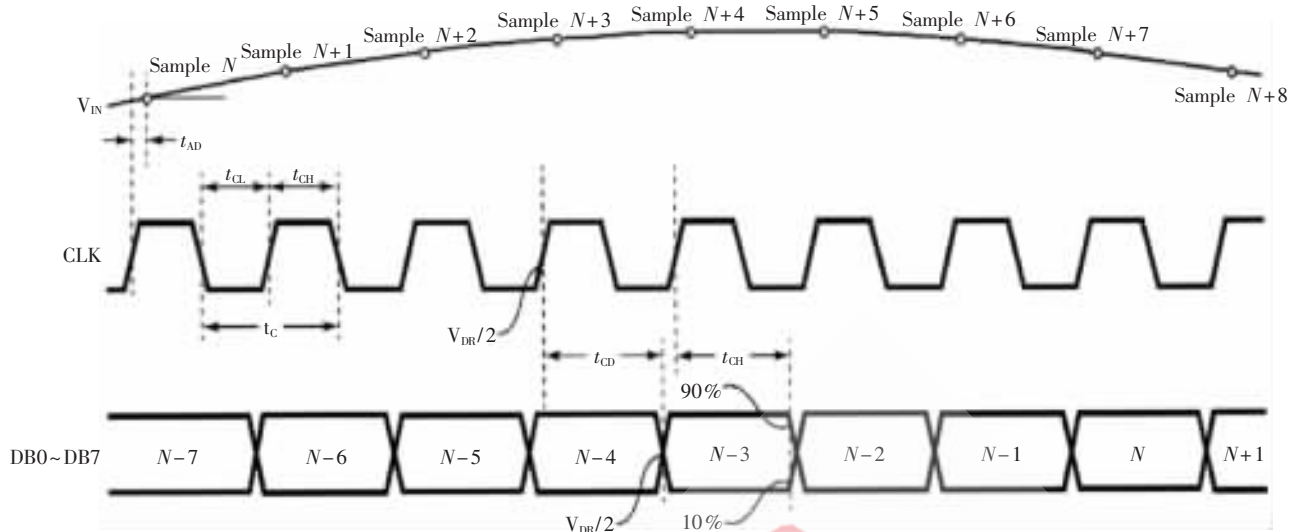


图 1 ADC08200 的工作时序

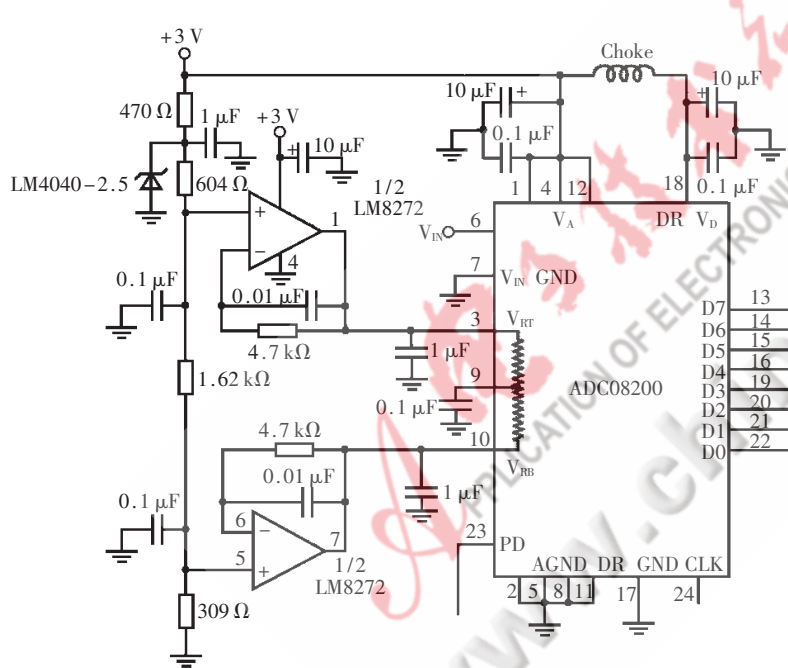


图 2 ADC08200 的外围电路

```

ADPD :OUT STD_LOGIC;
DATA :OUT
STD_LOGIC_VECTOR(7 DOWNTO 0);
DCLK :OUT STD_LOGIC);
END ENTITY adc08200;
ARCHITECTURE BEHAVIOURAL OF adc08200 IS
TYPE ADS_STATES IS(STATE0_TYPE, STATE1_
TYPE);
SIGNAL STA_G_CURRENTSTATE :
ADS_STATES;
SIGNAL STA_G_NEXTSTATE : ADS_STATES;
SIGNAL CTL_GP_LATCHFLAG : STD_LOGIC;
SIGNAL CTL_GP_CHIPSELECT : STD_LOGIC;
BEGIN
COM : PROCESS(STA_G_CURRENTSTATE)
BEGIN
CASE STA_G_CURRENTSTATE IS
WHEN STATE0_TYPE =>ADCLK<='1';
CTL_GP_LATCHFLAG<='1';
DCLK<='0';
STA_G_NEXTSTATE<=STATE1_TYPE;
WHEN STATE1_TYPE =>ADCLK<='0';
CTL_GP_LATCHFLAG<='0';
DCLK<='1';
STA_G_NEXTSTATE<=STATE0_TYPE;
WHEN OTHERS=>ADCLK<='0';
CTL_GP_LATCHFLAG<='0';
DCLK<='1';
STA_G_NEXTSTATE<=STATE1_TYPE;
END CASE;
END PROCESS COM;
REG : PROCESS(CLK,RST)
BEGIN

```

个状态机,最后下载到 FPGA 芯片上,通过 FPGA 芯片控制 ADC08200 的工作。时钟由外部引入,由分频模块得到想要的时钟。设计过程为编写 VHDL [2] 代码,然后在 Quartus II [3] 平台下进行编译、仿真,最后下载到 FPGA 芯片中。仿真图代码如图 3 所示。

```

LIBRARY IEEE;
USE IEEE.STD_LOGIC_1164.ALL;
ENTITY adc08200 IS
PORT (RST :IN STD_LOGIC;
CLK :IN STD_LOGIC;
D :IN STD_LOGIC_VECTOR(7 DOWNTO 0);
CTLOE:IN STD_LOGIC;
ADCLK:OUT STD_LOGIC;

```

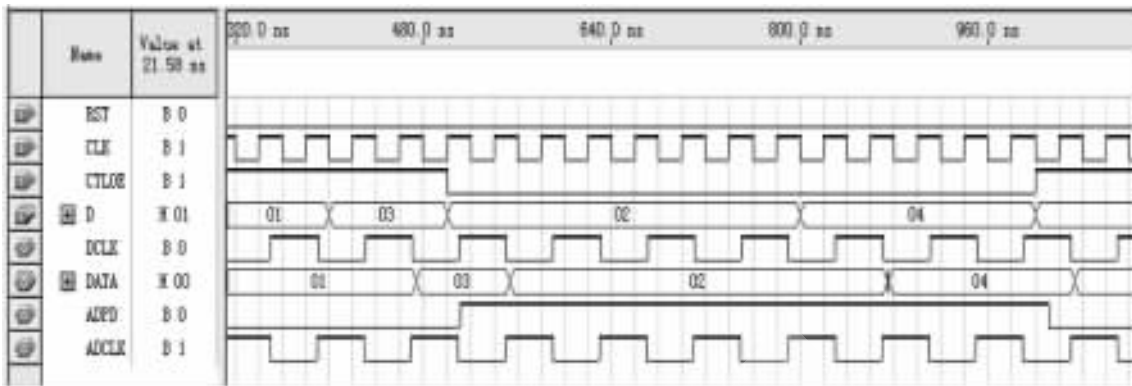


图3 ADC08200 的仿真图形

```

IF RST='0' THEN STA_G_CURRENTSTATE<=
STATEO_TYPE;
ELSIF(CLK'EVENT AND CLK='1') THEN
STA_G_CURRENTSTATE<=STA_G_NEXTSTATE;
END IF;
END PROCESS REG;
LATCH:PROCESS(CTL_GP_LATCHFLAG)
BEGIN
IF RST='0' THEN DATA<=(OTHERS=>'0');
ELSIF(CTL_GP_LATCHFLAG'EVENT AND
CTL_GP_LATCHFLAG='1') THEN DATA<=D;
END IF;
END PROCESS LATCH;
CTL_GP_CHIPSELECT<=CTLOE;
ADPD<=NOT CTL_GP_CHIPSELECT;
END ARCHITECTURE BEHAVIOURAL;
    
```

2 高速存储模块的设计与功能仿真

FIFO 是一种存储器参数可设置模块库,在高速数字系统中常用作缓存。在高速数据传输和实时显示领域中,需要对数据进行快速储存和发送,要实现快速的数据采集、顺序储存和传送,传统的 RAM 型存储器已经无法满足要求。目前许多高速系统都采用 FIFO 作为缓存体。因为 FIFO 的写入(读出)时间只需要一

个时钟周期,不需要对地址进行加 1 操作,大大提高了存储速度。

利用 LPM 中的宏功能块 LPM_FIFO+,在 Quartus II 平台下定制一个高速的先进先出 FIFO,根据需要对所使用的宏功能块的参数进行适当调整,由此生成一个满足自己特定需要的模块。最后,利用例化语句,在顶层设计中调用该模块。参数如下:

```

LPM_W IDTH =>8,LPM_NIJM W ORDS =>1024,LPM
_SHOW AHEAD=>"OFF",LPM_HIN=>"USE_EAB=ON"
    
```

图 4 为模块 FIFO 时序图和例化后的模块。

3 系统的模块设计与功能仿真

A/D 转换模块与高速存储模块结合调理电路与数据处理电路就构成了一个完整的系统。调理电路和模拟信号经由 A/D 转换器 ADC08200 转换模块后变为数字信号,传给同样由 FPGA 控制的先进先出存储器 FIFO。这样就弥补了由单片机控制带来的速度低的缺点。FIFO 存储的数字信号可由单片机系统来读取和处理。在 Quartus II 平台下使用原理图输入方式可以使设计得到简化。系统的连接图如图 5 所示。其中 CLK 为时钟信号;RST 为复位信号;D[7..0]为转换后的数字信号,接 A/D 的输出;WR/RD 为读写控制;RDCLK 为读时钟;ACLR 为清零信号;ADCLK 接 A/D 转换器的时钟 CLK;ADPD 接

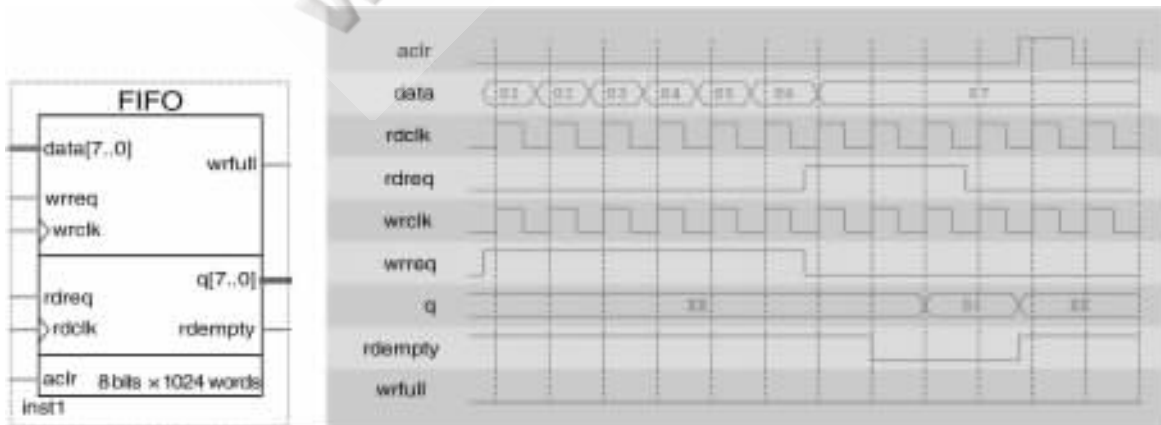


图4 FIFO 图形符号与时序图

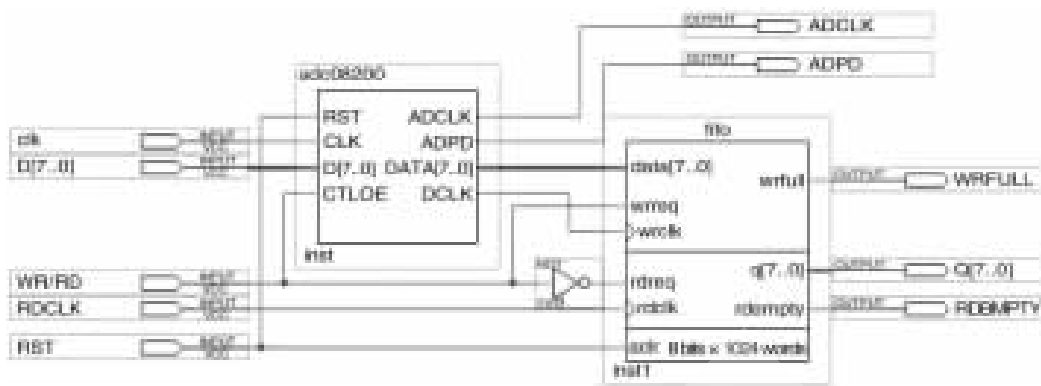


图 5 带 FIFO 的功能图



图 6 带 FIFO 的功能仿真图

ADC08200 的 PD; WRFULL, RDEEMPTY 为写满, 读空显示信号; Q[7..0] 为输出数据。

带 FIFO 的功能仿真图如图 6。

采用 EP1C12Q240C8 芯片实现对高速 A/D 转换器 ADC08200 的实时采样控制, 充分利用了 FPGA 器件的高速高效优势, 解决了传统方法使用 CPU 或单片机控制速度慢的问题, 发挥了 ADC08200 高速采样的性能(最高采样频率达 200 MS/s), 实现简单, 可以广泛用于实际电路的控制系统。该电路的数据处理可以由 CPU 或单片机进行, 由 SoPC 技术进行数据的处理效果更好。

参与文献

[1] National Semiconductor. ADC08200 8-Bit, 20 Msps to

200 Msps, Low Power A/D Converter with Internal Sample-and-Hold[P]. 2008, 2.

[2] 乔庐峰, 王志功. VHDL 数字电路设计教程[M]. 北京: 电子工业出版社, 2005.

[3] 郑亚民, 董晓舟. 可编程逻辑器件开发软件 Quartus II[M]. 北京: 国防工业出版社, 2006.

[4] 潘松, 黄继业. EDA 技术实用教程(第 2 版)[M]. 北京: 科学出版社, 2005.

[5] 吴继华, 王诚. AheraFPGA/CPLD 设计(高级篇)[M]. 北京: 人民邮电出版社, 2007.

[6] 潘松, 王国栋. VHDL 实用教程[M]. 成都: 电子科技大学出版社, 1999.

(收稿日期: 2008-12-30)

射频 EAS 系统的关键技术

李云胜

(西华大学 电气信息学院,四川 成都 610039)

摘要: 针对普通射频 EAS 系统检测灵敏度低、误报率高的缺陷,采用了窄带方式提高射频 EAS 系统的信噪比和抗干扰能力,提出了几个硬件关键技术,给出了各个关键技术的硬件方框图。关键技术包括锁相接收技术、梳状滤波技术、滑动基准技术和瞬态脉冲吸收技术。经过实验测试,这几个关键技术能提高 EAS 系统的检测灵敏度并使误报率有显著的改善。

关键词: 电子商品防盗;EAS 标签;信噪比

中图分类号: TP368.1 文献标识码: A

The key technology of radio frequency EAS system

LI Yun Sheng

(School of Electrical and Information Engineering, Xihua University, Chengdu 610039, China)

Abstract: In this paper, the narrow-band way is adopted to improve signal noise ratio and anti-interference capability of radio frequency EAS system, in view of shortcomings of low detection sensitivity and high false alarm rate in the common radio frequency EAS system. Several key hardware techniques are put forward. The hardware frame diagrams of the key techniques are put forward. The key techniques are composed of phase-locked receiving technique, comb filter technique, sliding datum technique and technique of absorbing instantaneous state interference. Detection sensitivity and false alarm rate of EAS system are prominently improved by the use of the key techniques, which is indicated by practice test.

Key words: electronic article surveillance;EAS label;signal noise ratio

射频式商品电子防盗系统 EAS(Electronic Article Surveillance)可以较好地防止自选超市商品的失窃,因而得到广泛的应用。参考文献[1]、[2]主要从软件方面论述了采用标签识别算法降低系统误报率、提高系统检测率和抗干扰能力的方案,但仅考虑软件算法是不够的。本文提出了几个硬件关键技术来全面提高射频 EAS 系统的性能。

1 射频 EAS 系统的结构和工作原理

典型的射频 EAS 系统由门道检测器、EAS 标签、消码器和开锁器组成。门道检测器一般安置在超市门口,由发射器和接收器组成。EAS 标签分为硬标签和软标签,它就是一个 LC 谐振回路,其谐振频率为 $8.2\text{MHz} \pm 5\%$ 。一般硬标签扣在商品(如服装、箱包等)上,而软标签则粘在商品上。消码器和开锁器一般安置在收银台处供收银员使用,开锁器用于拆下硬标签,以便重复使用;消码器产生能量足够强的电磁场,击穿软标签的薄膜电容而使之无效。图 1 是射频 EAS 系统的结构示意图,发射器 D 发射一个 $8.2 \pm 0.5\text{MHz}$ 的扫频信号,在门道监视区内 A 形

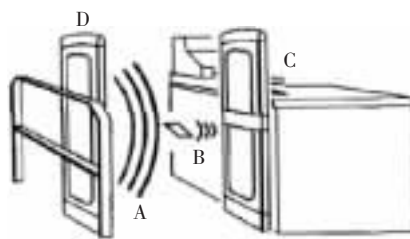


图 1 射频 EAS 系统的结构示意图

成一个电磁场,当有标签的商品进入监视区时,标签 B 会产生一个扰乱电磁场的信号,并由接收器 C 检测出来,产生一个报警声音信号^[3]。

2 门道检测器

2.1 发射器

门道检测器包括发射器和接收器。发射器由单片机 STC12C2052、DAC0832 和 LPF 产生一个频率稳定的 180 Hz 正弦波信号,控制压控振荡集成电路 MC1648 产生 7.7 MHz~8.7 MHz 的扫频信号,扫频信号经过电压放大和功率放大激励发射天线在门道内产生能量足够强

《电子技术应用》2009 年第 6 期

的高频电磁场。下面介绍接收器的硬件设计。

2.2 接收器

图 2 是普通接收器的方框图。接收天线接收到的扫频信号经过天线放大器放大和带通滤波器(中心频率为 8.2 MHz, BW=4 MHz)选择出扫频信号;再经过带 AGC 功能的电压放大器放大后分成两路。一路送入同步通道, FM 解调器是由 PLL(74HC4046)电路构成的鉴频器,从扫频信号中解调出 180 Hz 正弦波信号,经过脉冲整形电路后,主要为 DSP 提供一个 180 Hz 的中断信号。另一路送入标签信号处理电路,首先进行包络检波,然后经过带通滤波器(频率范围 1 kHz~4 kHz)取出标签信号,再经过 A/D 转换,送入 DSP。A/D 转换器采用 12 位模数转换器 ADS7864, DSP 处理器采用 TMS320F206,片内有 4 K 字的 RAM 和 32 K 字的 FLASH,不用外扩存储器也能满足该系统。DSP 在每次中断子程序中对标签信号进行数据采样和相关算法识别处理,如果有有效标签信号,则发出声光报警。

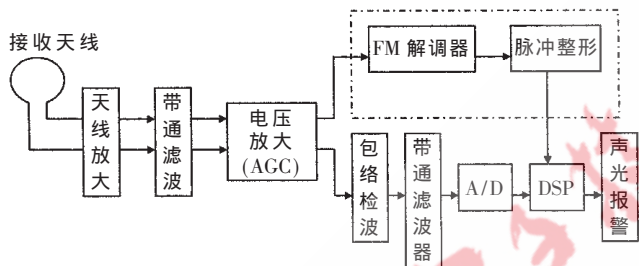


图 2 普通接收器方框图

3 提高射频 EAS 系统性能的几个关键技术

射频 EAS 系统属于微弱信号检测系统,不但标签信号的幅度很微弱(几十 μV 级),而且环境干扰严重,极易引起系统误报。经过大量实践观察发现,环境干扰主要来源于电梯启停、空调、劣质日光灯镇流器、手摸天线、金属推车等。环境干扰主要以电磁场的形式从接收天线侵入射频 EAS 系统,这些干扰又分为稳态干扰和瞬态(脉冲)干扰。因此,射频 EAS 系统只有在有效抑制干扰的条件下放大微弱的标签信号,才能提取出有用的标签信号,即系统的首要任务是提高信噪比。为了提高系统的信噪比,在软件方面,射频 EAS 系统主要采取基于标签信号相关特点的相关算法^[1-2];在硬件方面,可以采取压缩系统带宽(高频带宽和低频带宽)的方法。下面介绍射频 EAS 系统硬件的几个关键技术。

3.1 锁相接收技术

射频 EAS 系统的载波扫频范围宽(7.7 MHz~8.7 MHz),而有用的标签信号只有几 kHz,若用图 2 所示的普通接收器进行接收,为了保证高频电路幅频特性的平坦性,要求高频带通滤波器有足够大的带宽(一般取 4 MHz)。这样宽的带宽,能使得接收器的信噪比很低,不利于高质量地检出微弱的标签信号。针对接收器的宽带、低信噪比问题,可以采用具有窄带跟踪特性的锁相接收电

路。图 3 是锁相接收电路的方框图。混频器采用 MC1496, PLL 由 74HC4046 和 MC1648 组成。输入信号 V_i 的频率为 $f_o \pm f_d$, 其中 f_o 是中心频率($f_o=8.2$ MHz), f_d 是频率偏移量($f_d=0 \sim 0.5$ MHz), f_R 是参考频率(取 400 kHz, 由晶体振荡器提供)。在 PLL 锁定状态下,不管输入信号频率怎样变化,混频器输出的中频频率 f_i 总是自动地维持为恒定值 f_R , 即 $f_i = f_R$ 。这样,中频放大器的通频带可以做得很窄(取 ± 20 kHz, 远小于 4 MHz),抑制环境干扰的能力很强,从而提高了接收器高频电路的信噪比^[4]。

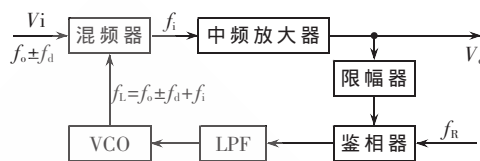


图 3 锁相接收电路的方框图

3.2 梳状滤波技术和滑动基准技术

普通带通滤波器是指在一定频率范围内连续频率信号能够通过的滤波器。而射频 EAS 系统的标签信号具有周期性(与 180 Hz 同步信号的周期相同)和谐波性,一般取有限次(如 6~20 次)谐波进行检测分析。若采用普通带通滤波器,选择出标签信号的同时,还串入了大量的干扰信号而导致信噪比下降。因此,为进一步压缩标签信号的频带来抑制干扰信号及提高信噪比,可以引入梳状滤波器对标签信号的谐波进行滤波。图 4 是递归型梳状滤波器的方框图^[5]。去掉虚线框部分,就是梳状带通滤波器,从 $Y(n)$ 输出;加上虚线框部分,就是梳状带阻滤波器,从 $Y_1(n)$ 输出。

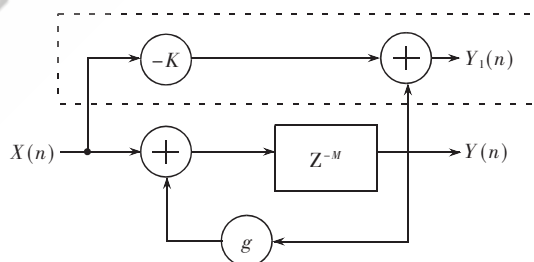


图 4 递归型梳状滤波器的系统框图

递归型梳状带通滤波器的传递函数为:

$$H(Z) = \frac{Y(Z)}{X(Z)} = \frac{Z^{-M}}{1 - gZ^{-M}}$$

其中: Z^{-M} 是延时单元, g 是反馈系数。其幅频响应为:

$$|H(Z)|_{Z=e^{j\Omega}} = |H(e^{j\Omega})| = \sqrt{\frac{1}{1 - 2g\cos(M\Omega) + g^2}}$$

其中: $|H(e^{j\Omega})|_{\max} = 1/(1-g)$

$$|H(e^{j\Omega})|_{\min} = 1/(1+g)$$

递归型梳状带阻滤波器的传递函数为:

$$\begin{aligned} H_1(Z) &= \frac{Y_1(Z)}{X(Z)} = \frac{Y(Z) - KX(Z)}{X(Z)} = \frac{Z^{-M}}{1 - gZ^{-M}} - K \\ &= \frac{Z^{-M}}{1 - gZ^{-M}} - \frac{1}{1 - g} \quad (\text{一般取 } K = \frac{1}{1 - g}) \end{aligned}$$

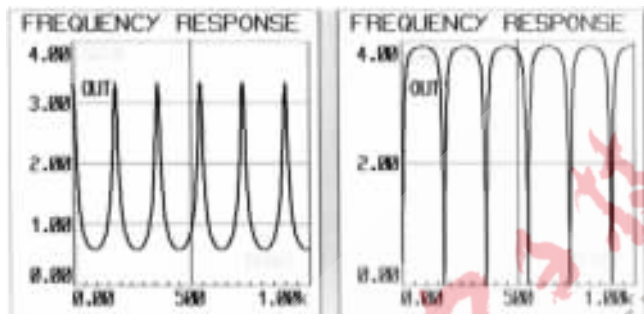
其幅频响应为：

$$|H_1(Z)|_{z=e^{j\Omega}} = |H_1(e^{j\Omega})| = \frac{1}{1-g} \sqrt{\frac{2-2\cos(M\Omega)}{1-2g\cos(M\Omega)+g^2}}$$

其中： $|H_1(e^{j\Omega})|_{\max}=2/(1-g^2)$

$$|H_1(e^{j\Omega})|_{\min}=0$$

图 5 是利用 PROTEUS 仿真软件对递归型梳状带通/带阻滤波器的幅频特性进行仿真的结果,延时单元的延时时间 $\tau_d=5.555\text{ms}$,反馈系数 $g=0.7$ 。由图 5 可知:梳状滤波器的齿峰或齿谷在 $1/\tau_d=180\text{Hz}$ 的谐波点上,改变延时时间 τ_d 也就改变梳状谱线的位置。改变反馈系数 g 的大小,可以改变梳状谱线的增益和带宽。 g 越大,梳状谱线增益越大,梳状谱线带宽越窄,抑制干扰能力越强,信噪比越高。为了防止自激振荡, g 的大小一般取 $0.6\sim 0.7$ 。从图 4 可知,递归型梳状滤波器的核心是延时单元 Z^{-M} 。延时单元 Z^{-M} 可以采用数字混响器(如数字混响集成电路 M65831AP)来实现。



(a)递归型梳状带通滤波器的幅频特性 (b)递归型梳状带阻滤波器的幅频特性

图 5 滤波器幅频特性

梳状带通滤波器可以抑制大部分稳态干扰,但无法抑制与标签信号谐波重叠的干扰信号。一般地,若标签信号的谐波都受到强干扰,说明环境干扰已经非常严重了。为此射频 EAS 系统引入梳状带阻滤波器来滤除标签信号,提取出干扰信号,经过检波得到直流电压,这个电压随干扰大小变化而变化,它给 DSP 提供了一个环境干扰程度的基准信号。弱干扰或无干扰时,DSP 采用高检测灵敏度方式对标签信号进行检测识别处理;强干扰时,DSP 采用低检测灵敏度方式对标签信号进行检测识别处理;当环境干扰强到一定程度时,DSP 将封锁报警。这样,射频 EAS 系统对环境干扰具有自适应能力,从而有效降低了误报的可能性。这种技术称为滑动基准技术。

3.3 瞬态脉冲吸收技术

瞬态干扰具有突发性、并且其脉冲宽度很窄但幅度很大。带通滤波器常常在瞬态干扰的冲击下产生短时间的自激现象,并且可能导致放大器饱和,极易引起 EAS 系统误报。为此引入截止型脉冲吸收电路来抑制瞬态干扰,如图 6 所示。在正常情况下, V_i 没有瞬态脉冲干扰,K 闭合;当环境干扰严重时, V_i 的瞬态脉冲干扰(正常的

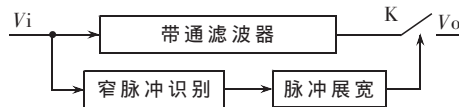


图 6 截止型脉冲吸收电路

标签信号不会出现瞬态脉冲信号)经过窄脉冲识别电路提取出来,再经过脉冲展宽电路(由 NE555 组成的单稳态电路)形成较宽(如 2ms)的脉冲,使电子开关 K 断开而关闭标签信号通道,从而彻底消除了瞬态干扰引起的误报。

本文提出的几个硬件关键技术,使得射频 EAS 系统的高频电路和低频电路的性能得到全面的改善;结合 DSP 对标签信号的自相关、FFT 等软件算法,很好地提高了射频 EAS 系统标签信号的信噪比和抗干扰能力。通过实验测试,在环境干扰极其严重的情况下,射频 EAS 系统能够稳定可靠地工作,特别是能够很好地抑制无规律的瞬态脉冲干扰导致的误报。

参考文献

- [1] 王忠勇,史小军.基于 DSP 技术的 EAS 系统设计[J].电子技术应用,2001(3).
- [2] 许耿彬,韦岗,张军.一种新的 EAS 标签识别算法[J].电子技术应用,2006(1).
- [3] JAMES V, OLIN S.G.Managing EAS system and medical implant interactions.IEEE international symposium on electromagnetic compatibility, 2002(2): 925-930.
- [4] 李棠之,杜国新.通信电子线路[M].北京:电子工业出版社,2002.
- [5] 王兴国.数字混响器设计[J].电子学报,2000(7).
- [6] 周润景,张丽娜.基于 PROTEUS 的电路及单片机系统设计及仿真[M].北京:北京航空航天大学出版社,2006.

(收稿日期:2009-01-09)

基于 CORDIC 算法的数字图像旋转实现

李杰明, 郑学仁

(华南理工大学 电子与信息学院, 广东 广州 510641)

摘要: 在 FPGA 平台上, 设计了包括坐标旋转引擎和双线性插值器的数字图像旋转系统。阐述了基于 CORDIC 算法坐标旋转引擎的设计原理, 并采用高速的流水线架构实现上述电路。综合后的仿真结果表明, 旋转后的图像色彩丰富, 细节部分清晰, 可望达到 100 帧/s 的速度, 满足高分辨率实时应用场合的要求。

关键词: 图像旋转; CORDIC; 流水线; 双线性插值

中图分类号: TP391.41

文献标识码: A

Implementation of digital image rotation based on CORDIC

LI Jie Ming, ZHENG Xue Ren

(School of Electronic and Information Engineering, South China University of Technology, Guangzhou 510641, China)

Abstract: An FPGA implementation of image rotation is designed. The design includes a coordinate rotation engine and a bilinear interpolator. The coordinate rotation engine, which implemented in pipeline way to achieve high throughput requirement, is based on CORDIC algorithm. The simulation result indicates that, the rotated image has high definition. The frame rate which can reach 100fps/s, to satisfy the real-time and high resolution constraints.

Key words: image rotation; CORDIC; pipeline; bilinear interpolator

数字图像旋转是一种常用的数字图像处理技术被广泛应用于医疗、军工、航天、计算机视觉处理等领域。由于数字图像旋转涉及到三角函数的计算, 所以传统的图像旋转多采用软件方式实现。然而软件处理的速度慢, 无法应用于高分辨率实时处理的场合。有文章提出用 LUT 实现三角函数, 但这种方法要占用大量的存储空间。本文设计的图像旋转系统采用基于 CORDIC 算法的坐标旋转引擎, 所设计的电路转换速度快、精度高, 能够适应实时高分辨率场合的高性能要求。

1 坐标旋转引擎的算法原理

本文所述的图像坐标旋转引擎基于坐标旋转数字计算 CORDIC (Coordinated Rotation Digital Computer) 算法思想。式(1)为图像坐标旋转的基本公式:

$$\begin{cases} x' = \cos\theta(x + y\tan\theta) \\ y' = \cos\theta(y - x\tan\theta) \end{cases} \quad (1)$$

其中, (x, y) 是旋转角度 θ 后的新图像的像素坐标, (x', y') 是在原图像中的对应坐标。假设旋转角 $\theta = \arctan 2^{-i}$ (i 为整数), 则有 $\tan\theta = 2^{-i}$, $\cos\theta = 1/\sqrt{1+2^{-2i}}$, 再令 $k = \cos\theta = 1/\sqrt{1+2^{-2i}}$, 则式(1)变为:

$$\begin{cases} x' = k(x + y2^{-i}) \\ y' = k(y - x2^{-i}) \end{cases} \quad (2)$$

观察式(2)可知, 通过上述代换, 复杂的三角函数运算变换为能够在 FPGA 上实现的加法、移位和乘法运算。然而, 式(2)的运算还只能计算特定角度的旋转坐标, 例如 $\arctan 2^{-1}$ 、 $\arctan 2^{-2}$ 、 $\arctan 2^{-3}$ 等。要想计算任意角度的旋转角 θ , 还需将旋转角 θ 分解为若干次旋转角度之和。第 i 次旋转的角度为 $\theta_i = \arctan 2^{-(i-1)}$ ($i=1, 2, 3, \dots, n$), 这样式(2)变为:

$$\begin{cases} x_i = k_i(x_{i-1} + \delta_i 2^{-i} y_{i-1}) \\ y_i = k_i(y_{i-1} - \delta_i 2^{-i} x_{i-1}) \\ z_i = z_{i-1} - \delta_i \theta_i \end{cases} \quad (3)$$

式(3)的初始值取待转换的新图像的坐标值 (x_0, y_0) 。 δ_i 的取值由变量 z_{i-1} 决定。当 $z_{i-1} > 0$ 时, 取 $\delta_i = 1$; 当 $z_{i-1} < 0$ 时, 取 $\delta_i = -1$, 这样, δ_i 的取值方向使 z_n 的绝对值趋于零。初始值 z_0 取为目标旋转角度 θ 。由式(3)可推导出式(4):

$$\begin{aligned} z_n &= z_{n-1} - \delta_n \theta_n \\ &= z_{n-2} - (\delta_{n-1} \theta_{n-1} + \delta_n \theta_n) = \dots = z_0 - (\delta_1 \theta_1 + \delta_2 \theta_2 + \dots + \delta_n \theta_n) \end{aligned} \quad (4)$$

从式(4)可知, 当 $z_n \rightarrow 0$ 时, $z_0 \rightarrow \delta_1 \theta_1 + \delta_2 \theta_2 + \dots + \delta_n \theta_n$, 即:

n 次迭代运算使旋转的角度之和近似等于 θ 。这实际上是一种逐次逼近的坐标旋转方法,每次旋转,都使累加的旋转角度之和与目标旋转角 θ 更接近。在理想的情况下,当 n 为无穷大时,累加的旋转角度等于目标旋转角 θ 。但在实际中,硬件资源有限,因此要根据实际应用场合,确定可以接受的角度误差大小,从而确定迭代次数 n 。对于 n 次迭代运算,旋转角度的精度为 $\arctan 2^{-(n-1)}$ 。

观察式(3),每次迭代运算都包括一次乘法,这样 n 次迭代运算就要用 n 次乘法,这将十分浪费硬件资源。

实际上,对 n 迭代运算, k 值的累积为 $k = \prod_0^{n-1} (1+2^{-2^k})^{-1/2}$,与旋转角度 θ 无关。例如,对于 6 次迭代运算, k 的累积为 $k \approx 0.6073$ 。也就是说,只需要在最后的一次移位加法运算后,再作一次乘法。

2 坐标旋转引擎电路设计

实现基于 CORDIC 算法的坐标旋转引擎,可采用较简洁的状态机结构或高速的 n 级流水线结构(n 为迭代次数)。状态机结构使用的资源较少,但需要 n 个时钟才能完成一个坐标的变换。流水线结构使用的资源较多,但每一时钟就能完成一个坐标的变换。本设计是针对实时应用的图像旋转,对坐标转换的速度要求较高,因此采用流水线结构。

图 1 为采用 8 级流水线的电路结构图,角度的精度可以达到 $\pm 0.4476^\circ$ 。每一级流水线完成一次移位和加法(或减法)运算,然后将这一级迭代运算的结果送到下一级寄存器,供下一级流水线运算使用。运算过程的中间结果包含小数,因此要将寄存器的低位进行扩展,以储存小数结果。这相当于将小数整数化,例如,4 位小数寄存器中的 4'b0111 表示的数值为 $5/2^4=0.3125$ 。最后一次迭代结果要乘以 k 值,但是 k 值是小数,FPGA 内又只有整数乘法器。为此,取 k 乘以 2^m 的整数部分,即将 k 值整数化。一个数乘以 2^m ,相当于将这个数左移 m 位。这样,只要最后再将乘法器值右移 m 位即可。 m 的值取决于设计要求的坐标精度, m 值越大, k 值的有效位越多,坐标的精度就越高。

另外,还要注意到,在图像处理中,一般以图像的左

上角为坐标原点。而做图像旋转时一般是以图像的中心为坐标原点,所以在进行坐标转换前后,要进行坐标系平移,这部分电路容易实现,未在图 1 中画出。

3 双线性插值器的设计

经过坐标转换电路,就可得到旋转后的像素点 (x, y) 对应的原图像的像素点 (x', y') 。也就是说,可以用原图像像素点 (x', y') 处的 RGB 值填充旋转后的图像像素点 (x, y) 处的 RGB 值。但是,还须注意到,求得的 (x', y') 带有小数,而原图像的像素坐标为整数。

如图 2(a)所示,空心点表示 (x', y') 的像素,实心点表示原图像中的整数坐标像素。其中 (x_M, y_M) 是 (x', y') 的整数部分, Δx 和 Δy 是其小数部分。 (x', y') 处的 RGB 值未知,需要通过图像插值求解。常用的图像插值方法有最近邻插值、双线性插值、双三次插值等。最近邻插值直接取与 (x', y') 最接近像素点的 RGB 值,所需要的硬件资源最少,但插值效果很差,图像容易出现锯齿;双三次插值充分考虑了 (x', y') 邻近像素的 RGB 值及其变化的连续性,插值效果最好,但所需要的硬件资源很多;双线性插值的效果比最近邻插值的效果好得多,在大多数应用场合都能满足要求,其所需要的硬件资源也比双三次插值少得多。综合权衡硬件资源和图像插值效果,本设计采用双线性插值。式(5)表示了双线性插值的原理。

$$f = f_A(1-\Delta x)(1-\Delta y) + f_B\Delta x(1-\Delta y) + f_C(1-\Delta x)\Delta y + f_D\Delta x\Delta y \quad (5)$$

其中, f_A, f_B, f_C, f_D 是像点 1、2、3、4 处的灰度值。双线性插值利用了周围四个相邻点的灰度值,在 X, Y 两个方向上作线性内插求得待采样点的灰度值。四个相邻点所占的权值由它们与待采样点在 X, Y 方向的距离决定。

$$\begin{cases} f_{temp1} = f_A(1-\Delta x) + f_B\Delta x \\ f_{temp2} = f_C(1-\Delta x) + f_D\Delta x \\ f = f_{temp1}(1-\Delta y) + f_{temp2}\Delta y \end{cases} \quad (6)$$

如果采用式(5)实现电路,则每条路径要经过两次乘法和一次加法,路径延时较大。为了优化电路实现,把式(5)分解成式(6)。与式(5)相比,增加了中间量 f_{temp1}, f_{temp2} ,这两个中间量可以用一组中间寄存器储存。这样,可以

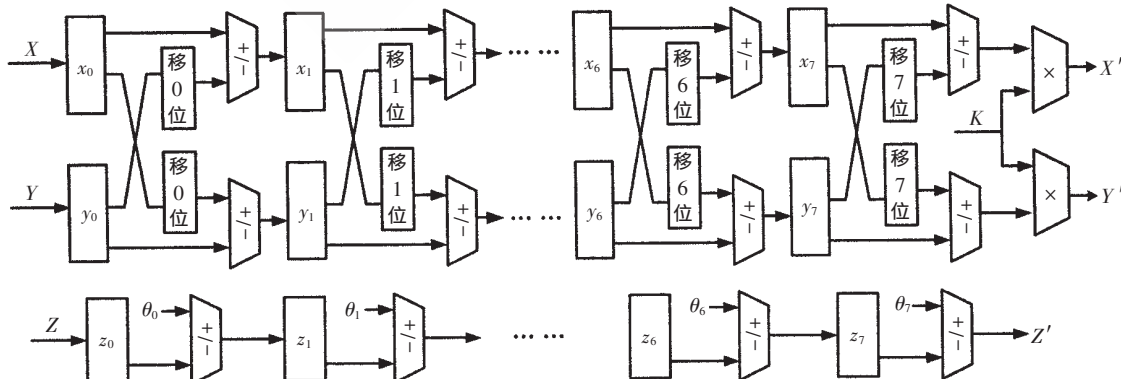


图 1 坐标旋转引擎结构图

把电路分为两级流水线,每级流水线的路径上只要经过一次乘法和一次加法,减少了一个乘法器的路径延时,有利于提高时钟频率。图 2(b)是采用两级流水线结构的双线性插值器的电路。

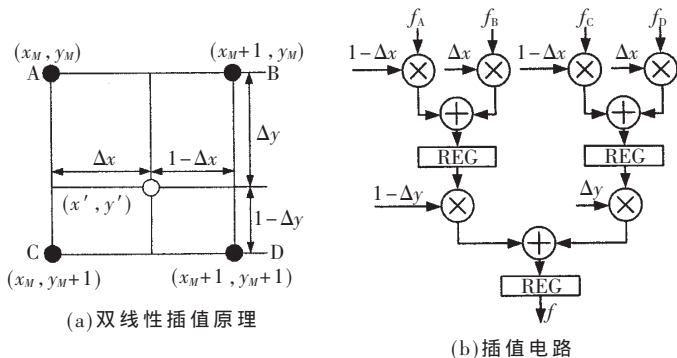


图 2 双线性插值器设计

4 系统的架构设计

图 3 是图像旋转电路的架构图,它由 5 个模块组成:控制单元、坐标产生器、坐标旋转引擎、地址产生器及双线性插值器。坐标旋转引擎和双线性插值器在前面已经作了详细的描述。下面介绍其余几个模块。

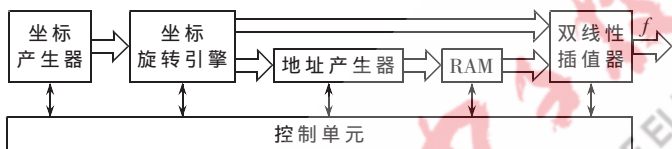


图 3 图像旋转电路的整体架构

控制单元:为系统提供时钟和复位信号,并协调系统各模块的运行。当系统复位时,各个模块数据通路上的寄存器被清零,数据加载重新开始。经过若干个时钟后,当第一级模块的处理数据到达输出端时(即下一级模块的输入端),向控制单元发出 done 信号,控制单元向该模块的下一级模块发出启动信号 run,其他模块的控制顺序类似。

坐标产生器:产生一幅图像的 x 和 y 坐标。可用两个计数器(x 计数器和 y 计数器)实现,以 1024×768 的分辨率为例,在时钟信号的驱动下, x 计数器从 0 开始计数,每个时钟加 1,直到 1024, x 计数器重置为零。每当 x 计数器加到 1024 时, y 计数器加 1。当 y 计数器值为 768 时, x 计数器和 y 计数器都重置为零,然后再重新开始产生下一幅图像的坐标。

地址产生器:如前所述,旋转后图像的像素灰度,要用到原图像的四个相邻像素作插值计算得到。地址产生就是根据映射到原图像的坐标,寻址 RAM 中 A、B、C、D 四个像素的灰度值,并送到双线性插值器。另外,地址产生器还要判断坐标转换器输入的坐标是否超出了原图像的范围。如果超出,则 A、B、C、D 四个像素的 RGB 值为零。

5 验证方法及结果

本设计的目标器件是 Altera cycloneII EP2C35F672C8。验证的软件平台包括 Altera QuartusII7.2 SP3,Modelsim6.1g, Matlab7.3。设计使用 Verilog HDL 语言开发,并用 QuartusII 进行综合,综合后产生整个设计的门级网表 .vo 文件和带门级延时信息的 .sdo 文件。在 Modelsim 中编写 testbench,调用上述 .vo 和 .sdo 文件进行仿真,仿真的库是 altera cycloneii 库。测试的图像是用 Matlab 读出一幅 JPG 图像的 RGB 数据。在 testbench 用 \$readmemh 命令,将 RGB 数据导入虚拟的 memory(记为 RAM_IN)中。仿真的图像结果保存在另一片虚拟的 memory(记为 RAM_OUT)中。在 Modelsim 仿真结束后,将 RAM_OUT 的数据导出到 MATLAB 中,并用这些数据显示图像。Matlab 在整个仿真过程中没有对图像做任何算法处理,只作为图像数据的产生和显示平台。

仿真结果如图 4。图 4(a)是原始图像,图 4(b)是本文设计的仿真结果。原图像分辨率为 512×512 ,旋转后的图像分辨率为 700×700 ,超出原图像部分填黑像素。旋转后的图像色彩丰富,细节部分清晰,可以满足大多数应用场合要求。速度方面,设计综合后,经 QuartusII7.2 的 Timing analyzer 分析,设计的像素时钟可以达到 120 MHz。以此推算,在 1280×1024 的分辨率下,可以达到 100 帧/s 的速度。因此,本系统设计能够满足高分辨率实时应用场合的速度要求。



图 4 经旋转系统处理后的效果图

参考文献

- [1] BHANDARKAR S M, YU H. VLSI implementation of real-time image rotation. Proceedings of international conference on image processing, Vol. 2, 1996: 1015-1018.
- [2] HORMIGO J, VILLALBA J, ZAPATA E L. CORDIC processor for variable-precision interval arithmetic. Journal of VLSI signal processing 37, 2004: 21-39.
- [3] DUPRAT J, MULLER J M. The CORDIC algorithm: New results for fast VLSI implementation. IEEE Trans. on Computers, 1993, 42(12): 168-178.
- [4] 刘怡,黄自力,王经纬,等. FPGA 双线性插值图像变换系统的设计与实现. 中国测量技术, 2008, 34(5).
- [5] 王祚栋,魏少军. 一种适用于指纹识别 ASIC 的图像旋转算法. 微电子学, 2004, 34(10).

(收稿日期: 2008-12-23)

基于 DSP5410 与 TLC320AD50C 的实时音频信号处理研究

刘 勇, 祝忠明, 罗文渊, 余全合, 曹 博
(成都理工大学 信息工程学院, 四川 成都 610059)

摘 要: 介绍一种高保真的音频信号处理系统, 给出了前端音频信号调理电路设计, 实现了 DSP 芯片 TMS320VC5410 与语音转换芯片 TLC320AD50C 的硬件接口设计, 并通过 FIR 算法实现了对音频信号的处理。测试结果表明, 此音频处理系统达到预期要求。

关键词: DSP; AD50; 音频信号处理; 放大器; FIR 算法

中图分类号: TP391

文献标识码: B

Research of real-time audio signal processing based on DSP5410 and TLC320AD50C

LIU Yong, ZHU Zhong Ming, LUO Wen Yuan, YU Quan He, CAO Bo
(College of Information Engineering, Chengdu University of Technology, Chengdu 610059, China)

Abstract: This paper designs a kind of Hi-Fi real-time audio signal processing system. The design gives the signal conditioning circuit, accomplishes the hardware interface design of DSP chip TMS320VC5410 and chip-to-speech TLC320AD50C, and processes audio signal by FIR arithmetic. It is tested that the audio signal processing effect has reached the expected requirements.

Key words: DSP; AD50; audio signal processing; amplifier; FIR arithmetic

传统的音频产品及音频处理大都使用模拟设备, 体积大、精度低、容易受环境影响, 而且易受元件老化的影响。使用数字音频处理器, 则使设备体积大大缩小, 精度得到提高, 而且数字设备受环境影响较小, 减轻了受元件老化的影响。音频信号处理是利用算法对采集的音频信号进行变换处理实现的。随着科学技术的进步及各种新型数字音源的相继出现, 如数字广播、数字电视、网际多媒体广播、移动通信等, 对数字音频处理系统应用的需求日益增加。IT 领域的科技成果越来越普遍地应用于视、音频领域并大大地推动了视、音频科技的进步, 其中 DSP 在音频领域内的应用就是一个很好的例子。本文着重设计了 DSP 与 AD50 的硬件接口、音频信号处理的 FIR 算法实现以及 AD50 前端的信号调理电路设计。这种设计方法可在 IP 电话和多媒体通信中广泛应用。

1 系统构成与工作原理

在本次设计中, 数字信号处理器 TMS320VC5410(以下简称 DSP)是主要核心部分, 它在控制 TLC320AD50(以下简称 AD50)的同时还进行数字信号处理。AD50 主要

进行 A/D 和 D/A 转换。其基本构成如图 1 所示。

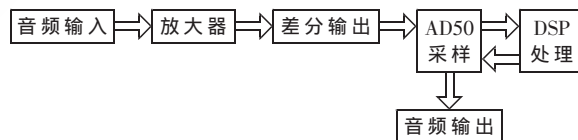


图 1 系统基本结构

对于音频输入而言, 可以通过 MP3 播放器将音频信号输入到放大器; 也可以通过 PC 机的音频线将音频信号输入到放大器, 本设计采用后者。

系统基本工作原理: 通过 PC 机输出音频信号, 由于此音频信号很微弱, 所以需要放大, 这样可以提高采样精度。由于 AD50 采用的是差分输入, 可以提高共模抑制比, 大大减少了共模信号, 得到了较高信噪比的音频信号, 为后面的采样提供了失真度很小的音频信号。AD50 把得到的数字信号通过 DSP 的多通道缓冲接口(MCBSP)传给 DSP 进行处理。DSP 经过处理后再把音频信号输入到 AD50, 然后通过 AD50 输出, 这样就可以把音频信号无失真地还原出来, 实现了音频信号的处理。

本设计主要实现以下功能：

(1)对原始的音频信号放大,把放大的音频信号转化为差分信号。

(2)DSP 通过 MCBSP 控制 AD50 采样和接收音频数据。

(3)DSP 通过软件处理使原始音频信号还原出来(数字信号),然后通过 MCBSP 发给 AD50 转换成模拟信号。

2 系统硬件设计

本设计的音频处理系统主要分为音频信号调理模块和数据采集与处理模块。

2.1 音频信号调理模块

音频信号调理模块分为放大电路和差分电路两部分。

在放大电路中,放大器采用美国德州仪器公司的 TLC2272,是单芯双运放放大器,具有相当好的 AC 性能,有更好的输入失调电压、噪声和功耗性能,增益带宽为 2 MHz,转换速率为 3 V/ μ s。

在放大电路中(图 2),电源采用双电源 ± 5 V 供电,输入信号采用反向输入,即输入电压与输出电压的相位相差 180°。C1 和 R1 组成反馈回路,C4、C5 起隔直通交和耦合作用(可以通过 JP1 短接),R4 和 R2 并联组成可调的电阻 R,由放大电路的原理可知:放大倍数 $A=R1/R$,所以本次设计的放大器的增益是可调的。电容 C2、C3 起耦合作用。

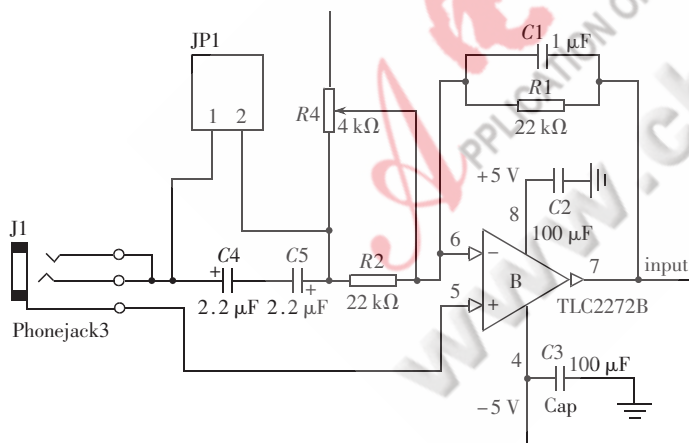


图 2 放大电路设计

在图 3 所示的差分电路中也采用 TLC2272,作用是把输入信号转化成差分信号。由放大器的原理可知,3 个反向输入放大器的放大倍数都为 1(因为反馈回路的电阻与输入回路的电阻之比是 1:1)。由图可知,Input 端口的信号与 in_m 的信号同相,而与 in_p 信号反相,这两个信号分别接入到 AD50 的 INP 和 INM 引脚,这样就得到差分信号,提高了共模抑制比,大大减少了共模信号,得到了高信噪比的音频信号。C3 和 C8 作为前后级放大器的耦合电路。

《电子技术应用》2009 年第 6 期

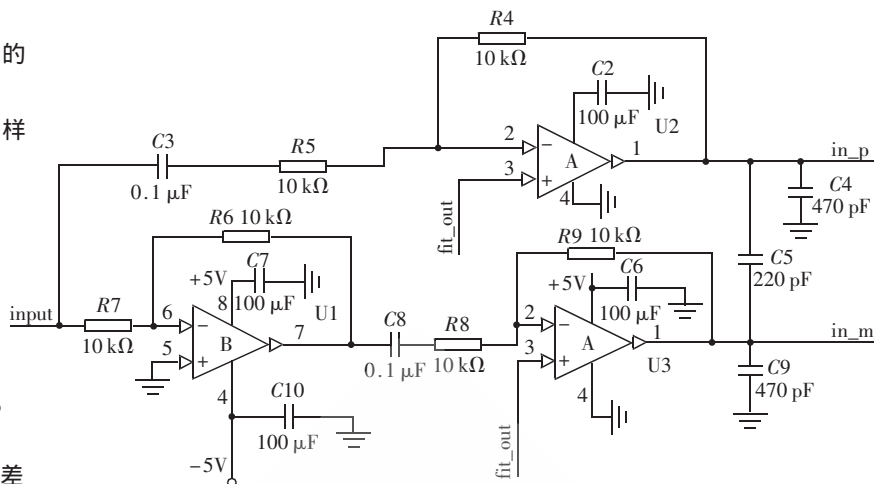


图 3 差分电路设计

2.2 数据采集与处理模块

数据采集与处理模块由 DSP 和 AD50 组成,AD50 集成了 16 位 A/D 和 D/A 转换器,采样速率可达 22 Kbit/s,它具有 7 个控制寄存器,AD50 的采样频率由控制寄存器 4 设定。当选择 PLL 模式时(D7=0),采样频率为:

$$F_s = MCLK / 128 \times N \quad (1)$$

当不选择 PLL 模式时(D7=1),采样频率为:

$$F_s = MCLK / 256 \times N \quad (2)$$

N 为 1~8 的整数。

AD50 内部在 ADC 转换后有抽样滤波器,DAC 转换前直插滤波器,AD50 与 DSP 的通信数据格式采用 16 位的二进制。AD50 的 16 位的传输时序图如图 4,FS 为帧同步信号。

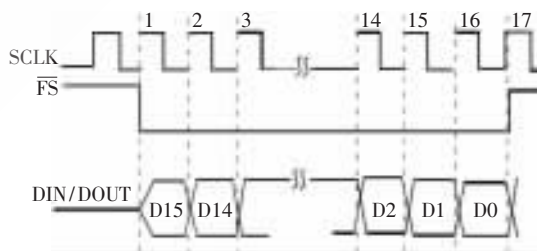


图 4 16 位的数据传输时序图

DSP 提供了 3 个多通道缓冲串行口(MCBSP),为模数接口的设计提供了极大的便利。MCBSP 提供了全双工的传输机制,数据长度可以为 8、12、16、20、24、32 位。数据经 MCBSP 的 DR 和 DX 引脚传输,控制信号由 CLKR、CLKX、FSR、FSX 4 个引脚决定(图 5)。本设计中,AD50 的时钟由 DSP 提供,AD50 工作在从模式。DSP 和 AD50 的接收数据和发送数据共用一个时钟,避免了时序冲突,提高了可靠性。

3 算法设计

通过设计一个 FIR 低通滤波器对输入的音频信号进行滤波处理来说明对音频信号的处理实现过程,由此可以推广到其他的处理方法。

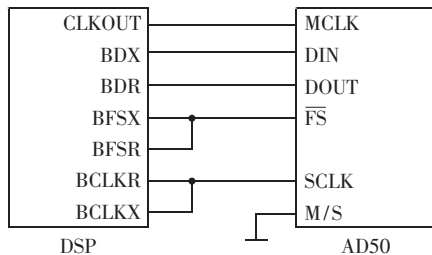


图5 DSP与AD50的硬件接口

FIR 滤波器的差分方程为：

$$y(n) = \sum_{i=0}^{N-1} a_i x(n-i) \quad (3)$$

对上式进行 Z 变换, 整理后就得到传输函数为：

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \sum_{i=0}^{N-1} a_i z^{-i} \quad (4)$$

式(3)中: $x(n)$ 是输入序列; $y(n)$ 是输出序列; a_i 是滤波器的系数; N 是滤波器的阶数,其横向滤波结构图如图6所示。

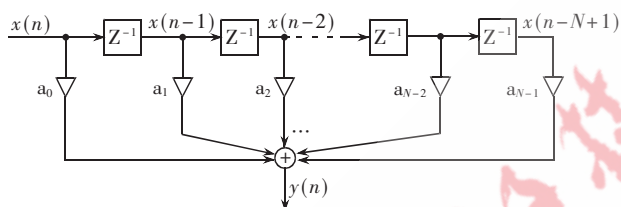


图6 FIR滤波器结构图^[3]

取音频信号的采样频率为 10 kHz, $N=64$, 利用 MATLAB 得到低通滤波器, 其函数为：

$$B = \text{FIR}(N, W) \quad (5)$$

式中: B 是滤波器的系数; N 是滤波器的阶数; W 是滤波器的截止频率^[2]。

由式(3)可知:不断地输入样本,经过延时一个单位,再和滤波器的系数进行乘法累加运算,最后得到输出序列 $y(n)$ 。程序流程图如图7所示。

在 CCS5000 开发平台下创建源文件。本软件采用 C 语言和汇编语言混合编写,经过编译、调试,生成可执行文件 *.out。最后把 *.out 文件下载到芯片运行,部分源代码如下:

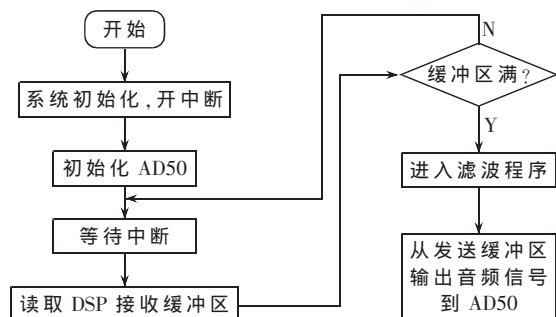


图7 程序流程图

```

STL A, *FIR_DATA_P+%;更新数据
NOP ;
MVMD FIR_DATA_P, f32_p
RPTZ A, #63
MAC *FIR_DATA_P+0%, *FIR_COFF_P+0%, A;滤波
NOP
NOP
STH A, *(_sample)
    
```

4 实验结果

在 CCS5000 开发平台下,为了便于分析,采用探针,把带纹波的方波信号作为信号输入,经过 CCS 仿真后输入信号与输出信号的时域和频域的对比结果如图8所示。

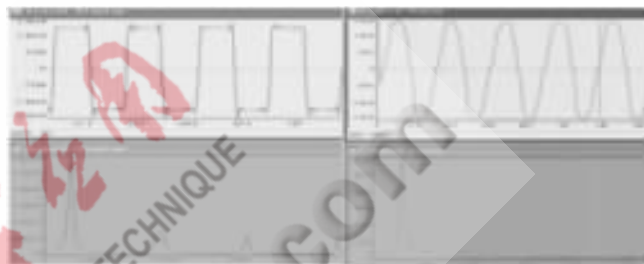


图8 音频信号处理前后的对比

从以上处理的效果来看,方波信号由基波信号和高次谐波组成,由于采用了低通滤波器处理,高频信号(叠加在方波信号上面的纹波)得到有效抑制,低频信号得到保留(音频信号的带宽主要在低频),最后输出比较平滑的信号(主要是基波信号),由此证明了系统的低通性能,验证了此音频处理系统的正确性。读者只要在这个硬件平台上改变算法就可以得到不同的音频效果。

实验结果表明,由于在音频信号采集前端增加了放大电路和差分电路,提高了共模抑制比,大大减少了共模信号,得到了高信噪比的音频信号,而在 DSP 内部又采用了 FIR 滤波算法,因此设计的高保真音频信号处理系统完全实现了音频信号的实时处理。该音频信号处理系统可以在 IP 电话和多媒体通信中得到广泛应用。

参考文献

- [1] 丁玉美,高西全.数字信号处理[M].西安:西安电子科技大学出版社,2001.
- [2] 李夕红,祝忠明.基于 DSP5402 的音频处理与实现[J].电声技术,2006(12).
- [3] 祝忠明.DSP 实验应用指导[Z].成都:成都理工大学信息工程学院,2002.
- [4] TMS320VC54xDSP Applications Guide.Texas Instrument. 1999.
- [5] TLC2272 datasheet.Texas Instrument, 2000.
- [6] TLCAD50C datasheet.Texas Instrument, 1999.

(收稿日期:2009-01-04)

一种超宽带低噪声放大器*

徐洪波,陈向东,周建明

(西南交通大学 信息科学与技术学院,四川 成都 610031)

摘要: 提出一个共源共栅结构的超宽带低噪声放大器。该电路基于台积电 0.18 μm CMOS 工艺,工作在 3 GHz~5 GHz 频率下,用来实现超宽带无线电。仿真结果表明,该低噪声放大器有最大 13.6 dB 的增益。整个频段噪声系数小于 1.9 dB。输入和输出反射损耗都小于 -11 dB。一阶压缩点在 -15 dBm 左右。功耗为 18.7 mW。

关键词: 超宽带;低噪声放大器;共源共栅;输入匹配

中图分类号: TN722.3

文献标识码: A

A new ultra-wideband and low-noise amplifier

XU Hong Bo, CHEN Xiang Dong, ZHOU Jian Ming

(Institute of Information Science, Southwest Jiaotong University, Chengdu 610031, China)

Abstract: An ultra-wideband low noise amplifier with cascode structure is presented in this paper. This circuit, based on TSMC 0.18 μm CMOS technology, operating from 3 GHz to 5 GHz, is used to realize ultra-wideband radio. The simulation results indicate that the low noise amplifier provides a maximum gain of 13.6 dB, and noise figure of the whole spectrum is smaller than 1.9 dB. The input and output return losses are below -11 dB. The 1 dB compression point is about -15 dBm, and the power consumption is 18.7 mW.

Key words: ultra-wideband; low-noise amplifier; cascode; input matching

超宽带(UWB)技术是面向无线个人局域网应用的新技术。它比窄带无线系统有着高数据传输率、低成本、低功耗的优势。美国联邦通信委员会已认可该技术,但是由于种种技术上的原因,UWB 标准还没有准确定义。目前 UWB 初定标准主要存在 DS-UWB 和 MB-OFDM^[3]两种结构。在 DS-UWB 结构中,频段被分为两部分,高频部分为 6.2 GHz~9.6 GHz,低频部分为 3.1 GHz~4.9 GHz。在 MB-OFDM 结构中,频段主要被定义三部分,A 段为 3.1 GHz~4.9 GHz,C 段为 6 GHz~8.1 GHz,D 段为 8.1 GHz~10.6 GHz。其中 3.1 GHz~4.9 GHz 是一个很重要的频段。

在无线接收机中,位于接收机前段的低噪声放大器(LNA)是很重要的模块。LNA 的输入阻抗应该与源阻抗匹配以避免信号反射,通常为 50 Ω 。在有大大信号输入的情况下,还要有一定的线性度。现有的超宽带低噪声放大器普遍存在着噪声系数比较大、芯片面积大等不足之处,有待于进一步改进。带宽越宽,设计难度就越大。

本文提出的 CMOS 超宽带低噪声放大器,采用巴特

沃斯滤波器作为输入匹配,同时采用源极跟随器作为输出匹配,用两个台积电 0.18 μm 工艺的 MOS 管组成共源共栅结构作为中间连接和放大部分。

1 输入匹配

1.1 常用的电路结构

综合各资料分析,超宽带低噪声放大器采用分布式结构、电阻并联反馈式结构、带通滤波器以及开关切换四种实现方式。分布式结构采用的原理是“延时换带宽”,每条放大电路提供一定增益,输出节点按统一相位延时正向相加,这样每条放大电路只提供一定增益,最后相加增益仍很可观。所以每条放大电路可以用很简单的放大电路及小尺寸的 MOS 管来实现,其输入输出节点寄生电容比较小,就可以实现超宽带输入匹配。但是这种电路最大缺陷是功耗和面积较大。因为每条放大电路都要消耗一部分功率,这对于现代无线手持设备很难接受。电阻反馈式 LNA,它根据反馈原理可以在一宽频带范围内实现输入输出阻抗匹配。但是反馈电阻本身就是一个噪声源,同时反馈途径还提供了输出信号的正向

* 基金项目:教育部新世纪优秀人才支持计划支持项目(A0160419950120)

馈通,降低了反向隔离系数。开关切换方式放大器主要把总的带宽分为几个频率段,在电路的输入或输出匹配段加几个开关,每切换一个开关,就改变了输入或输出阻抗匹配,在每种匹配情况下,只对应其中一个频率段,这样不断切换,就满足所有频段的要求。这种方式电路简单、原理易懂,但是在芯片内部实现几个非常灵活的开关是很困难的,而且不同频段的电路,其噪声起伏往往比较大。

用带通滤波器实现阻抗匹配是现阶段超宽带 LNA 的常用方式^[1]。它可以在一个很宽的频段内满足匹配要求,同时不会对噪声和线性度产生大的影响。其缺陷在于现在的 RFIC 制造工艺无法提供高品质的电感和电容,影响了其设计精度。切比雪夫滤波器和巴特沃斯滤波器都可用于电路的输入匹配,这两方面的电路结构在 IEEE 论文集里都有介绍。

1.2 巴特沃斯滤波器输入匹配

本文采用了巴特沃斯滤波器。巴特沃斯滤波器在通带内比较平坦,所以叫最大平滑滤波器。采用带通滤波器输入匹配的同时,一般采用 MOS 管源极电感负反馈模型。这样做的目的是通过精确计算 MOS 管的栅宽,来确定其栅源电容 C_{gs} ,这样 C_{gs} 与 L_g, C_1 和 L_1 就组成一个二阶巴特沃斯滤波器。而确定 L_s 就可满足阻抗匹配要求,如图 1。

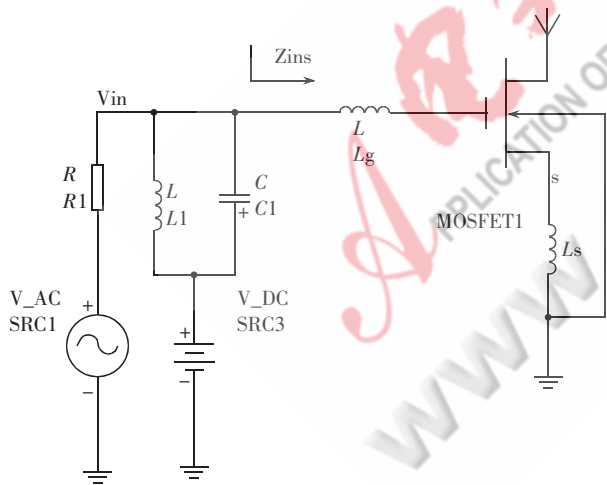


图 1 巴特沃斯滤波器输入匹配示意图

图 1 中 MOSFET 管是 CMOS 管,图 2 为图 1 的小信号模型。

1.3 滤波器设计

因为运行频率在 3 GHz~5 GHz 之间,所以确定滤波器中心频率在 3.8 GHz 左右,因为是根据 $w_0 = \sqrt{w_u w_l} = \sqrt{3 \times 5}$ 来确定,-3 dB 带宽大概为 3.8 GHz,如图 3 所示。根据该种滤波器传输特性,为使滤波器在 3 GHz~5 GHz 传输损耗最小,定 C_1 为 1 pF, L_1 为 1.5 nH, L_g 为 2.3 nH, C_{gs} 为 0.6 pF。

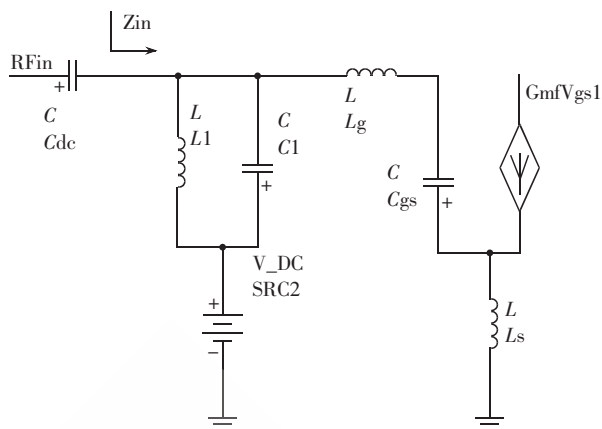


图 2 巴特沃斯输入匹配的小信号模型

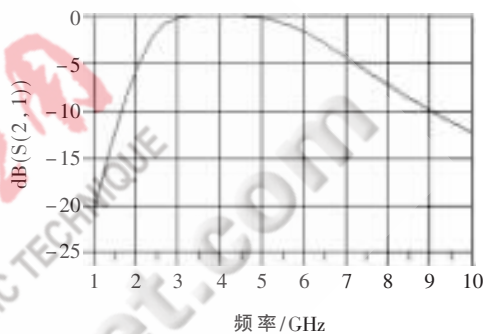


图 3 滤波器的传输曲线

2 电路主结构

电路主结构采用了共源共栅和源极跟随器结构,分别作电路的主体放大部分和输出匹配,见图 4。这部分的设计难点是要设计两个 MOS 管的栅宽,这一步是根据经验公式^[1]计算得来的。整个共源共栅电路(不考虑共栅管噪声)最小噪声系数为:

$$F_{\min} \approx 1 + 2.4 \frac{\gamma}{\alpha} \times \frac{w}{w_T} \quad (1)$$

其中 w 为中心频率; w_T 为 MOS 管的极限频率值; γ 是沟道热噪声系数,是一个常数,在长沟道器件工作在饱和区时为 2/3,短沟道时的典型值在 2~3 之间。

$$\alpha = \frac{g_m}{g_{d0}} \quad (2)$$

$$g_m = \mu_n C_{ox} \frac{w}{L} V_{od} \left[\frac{1 + \rho/2}{(1 + \rho)^2} \right] \quad (3)$$

这里的 w 为共源管栅宽, L 为沟道宽度。 g_m 为共源管的跨导, $V_{od} = V_{gs} - V_{th}$, μ_n 为电子迁移率, C_{ox} 为 MOS 管单位面积电容值。 g_{d0} 为漏源电压为 0 时的输出跨导。

$$\rho = \frac{V_{gs} - V_{th}}{LE_{sat}} \quad (4)$$

E_{sat} 表示沟道饱和电场。根据式(1)~式(4)综合分析共源管的栅宽最优值,得出最佳噪声条件下的共源管栅宽值。

源极跟随器能在较宽频带内提供相对恒定的阻抗输出,容易实现阻抗匹配,该结构常用在各种 LNA 的输

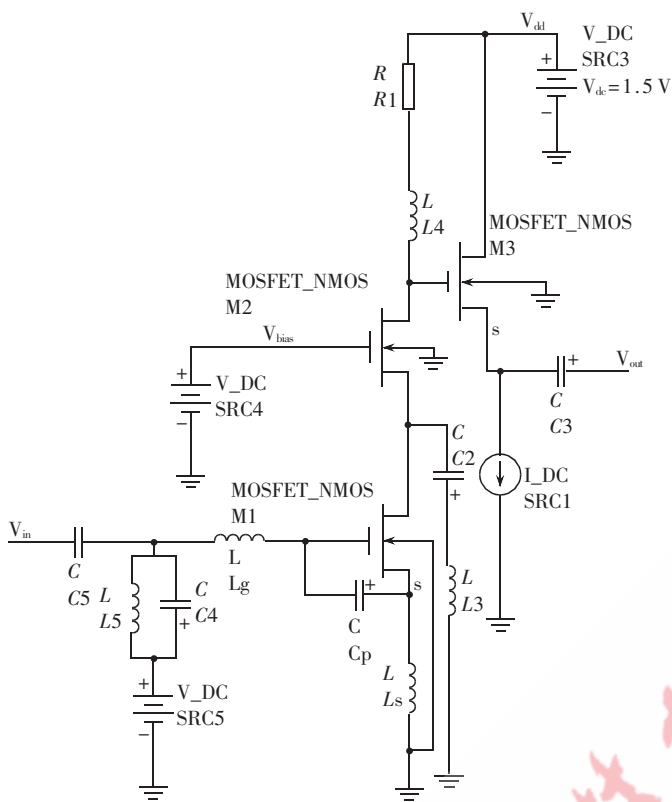


图4 总电路图

出匹配中^[2]。由于输出级功耗小,管子尺寸比较小。本文选择M3管栅宽为30 μm。不过相对于共源放大器或者共源共栅结构^[2],源极跟随器的增益比较小,这需要仔细设置偏置电流与栅宽。

输出负载R1与L4的值分别为50 Ω和4.5 nH。输出负载的设计主要考虑增益和与输出点的寄生电容谐振问题。仿真分析表明,电阻越大,增益会减低,但增益平坦度会比较好;相反如果电阻较小,增益会高一点,但平坦度会变差,这需要折中考虑。在实际电路中,元件参数取值与理论分析结果基本一致,但有些元件参数需要用软件进行实际优化。图4中的C4为1.0 pF,L5为1.5 nH,Lg为2.3 nH,Ls为0.8 nH,Cp为100 fF。M1栅宽为200 μm,M2栅宽为300 μm。隔直电容C5和C2都为20 pF,L3为3.5 nH。另外输出偏置电流设为5 mA。

从图4得知,在共源MOS管的栅源端,加了电容Cp。加这个电容的目的,是为平衡输入匹配和噪声优化的矛盾,同时减少Lg的电感值。因为在前面计算中已得出Cgs值,但根据以下公式^[1]:

$$C_{gs} = \frac{2}{3} WLC_{ox} \quad (5)$$

由于栅宽与沟道宽度都已确定,从公式(5)得出Cgs值大概为0.2 pF,这个值与前面的输入匹配值相差较大。为解决这个矛盾,就先计算好噪声优化栅宽,这个栅宽下的Cgs往往比最佳输入匹配栅宽下的Cgs小,这个差值就通过在栅源之间加电容Cp来弥补,Cp值是根据软

件仿真结果与计算值优化确定的。另外在共源管与共栅管之间加了隔直电容与电感,主要是为了优化噪声,加了电感以尽可能消除两个管子之间的寄生电容,从而减小噪声系数。

3 仿真结果

仿真用ADS2008软件,MOS管是BSIM3模型。结果表明,电路放大带宽3 GHz~5 GHz,功率增益为13.6 dB~11.2 dB,带内增益波动为2.4 dB左右,如图5。带内噪声系数为1.2 dB~1.9 dB,一阶交调点在-15 dBm附近,见图6。大于通常的-25 dBm的最低标准。在全频段,输入反射损耗与输出反射损耗均小于-11 dB,表明输出输入匹配良好,分别如图7、图8。在1.5 V电压下,功率消耗为18.7 mW。噪声系数曲线如图9。

本文综合了常用的宽带匹配网络理论和共源共栅电路结构,设计的超宽带低噪声放大器,工作在超宽带协议规定的第一频段。本文对超宽带放大、增益、噪声系数、线性度、输入输出反射损耗等多方面的要求进行了仔细推导,考虑了这些要求的相互制约,最后设计出各方面性能最优化的电路。仿真结果表明该电路具有噪声系数低、增益大等优点,符合设计要求。

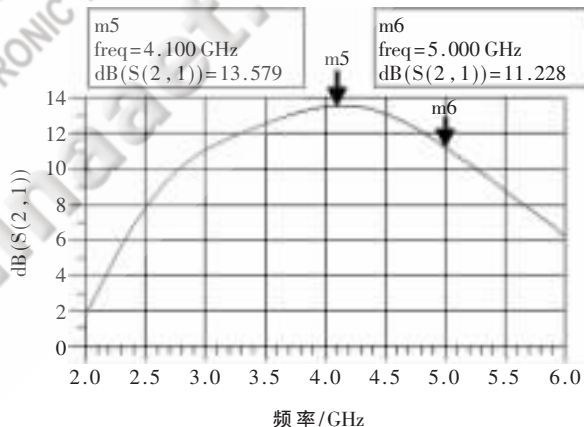


图5 增益曲线

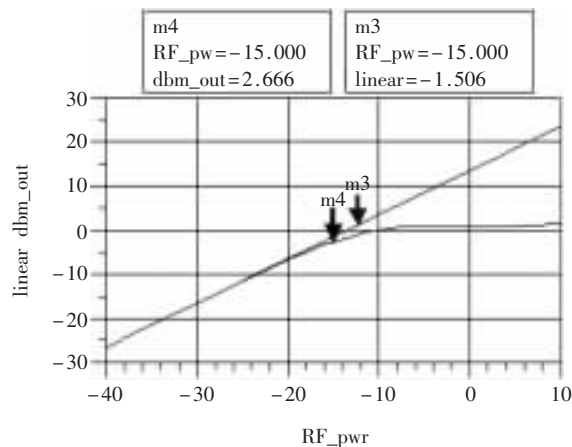


图6 一阶压缩点

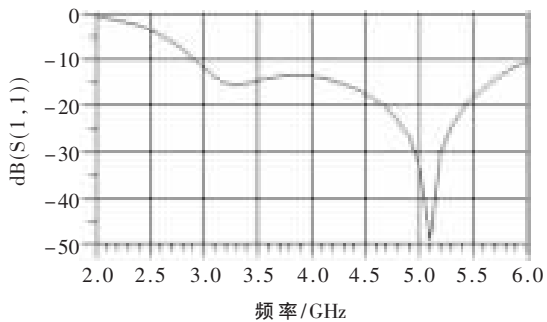


图7 输入反射系数曲线

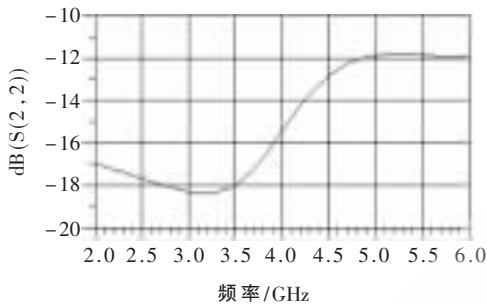


图8 输出反射系数曲线

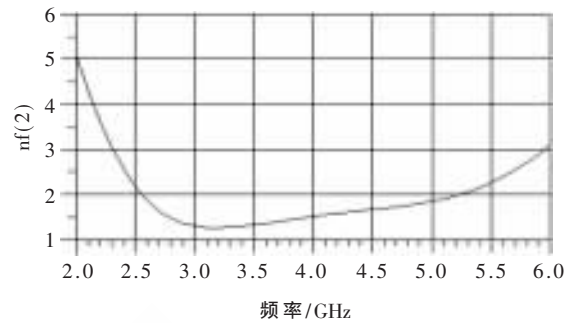


图9 噪声系数曲线

参考文献

[1] 池保勇,余志平,石秉学,等.CMOS 射频集成电路分析与

设计.北京:清华大学出版社,2006.

[2] 曹克,汪蕙.低电压低功耗 CMOS 射频低噪声放大器设计,2006,6.

[3] HUANG Zhe Yang.A 1 V~2.39 mW capacitor coupling resonated low noise amplifier for 3~5 GHz ultra-wideband system.SoC conference,2007 IEEE international,2007(9): 26-29.

[4] VAN Langevelde R,KLAASSEN F M.Accurate drain conductmce modeling for distortion analysis in MOSFETs.Tn: Proceedings of TEEE TEDM 1997.313316.

[5] 余志平,周润德.CMOS 射频集成电路设计.北京:电子工业出版社,2006,11.

(收稿日期:2008-12-28)

基于 SG3525 的半桥式激光电源设计

石 瑜^{1,2}, 孟志强¹, 朱良焱^{1,2}

(1.湖南大学 电气与信息工程学院, 湖南 长沙 410082;

2.长沙宇清环保科技有限公司, 湖南 长沙 410205)

摘要:介绍了一种半桥式激光电源的设计,并对其工作原理进行了论述。该激光器基于 PWM 控制芯片 SG3525,采用恒频脉宽调制控制方式,自动调整输出功率得到稳定的电源输出。对脉冲变压器隔离驱动电路进行了详细设计,并设计了过流保护电路以及虚假过流诊断电路。该电源结构简单,运行稳定性好,有效降低了成本。

关键词:激光电源;SG3525;脉冲变压器;过流保护

中图分类号: TM46, TN86 文献标识码: B

Design of half-bridge laser power supply with SG3525

SHI Yu^{1,2}, MENG Zhi Qiang¹, ZHU Liang Yan^{1,2}

(1.College of Electrical and Information Engineering, Hunan University, Changsha 410082, China;

2.Changsha Yuqing Envirotech Ltd., Changsha 410205, China)

Abstract: This article designed a half-bridge laser power supply, and discussed the work principle of the laser. The power which was based on SG3525 control IC of PWM, can obtain the steady output with invariableness frequency and automatic adjustment of the pulse width. The drive circuit and protect circuit were also designed. It is also obtained experimental results through practical proof. The laser designed in this paper reduced the cost with its simple structure and good stability.

Key words: laser power supply; SG3525; pulse transformer; overcurrent protection

波长为 9~11 μm 的 CO_2 激光器因其效率高、光束质量好、功率范围大(几瓦~几万瓦)、能连续输出又能脉冲输出、运行费用低等众多优点成为气体激光器中最重要的、用途最广的一种激光器。它在材料加工、医疗、科学研究、检测、国防等方面有广泛应用。 CO_2 激光器是一种混合气体激光器。 CO_2 为激光物质,其他气体如 He、 N_2 、CO、Xe、 H_2O 、 H_2 、 O_2 等都是辅助气体。它们的作用都是为了增强激光输出^[1]。

激光电源是激光装置的重要组成部分,其性能的好坏直接影响整个激光器装置的效率。典型的 PWM 变换器式高频开关电源有单端激励、推挽、半桥、全桥 4 种形式^[2]。其中半桥具有结构简单、开关管承受压力小、抗不平衡能力强、不易直通等优点^[3],变压器初级在整个周期中都流过电流,磁芯利用充分,且没有偏磁的问题,所使用的功率开关管耐压要求较低,开关管的饱和压降减少到了最小,对输入滤波电容使用电压要求也较低^[4]。因此,半桥拓扑是中小功率激光器电源常用的结构。

本文采用 SG3525 作为控制芯片,设计了使用脉冲变压器隔离驱动 IGBT 的一种新式激光电源。在此电源中,脉冲变压器工作于差分输入方式。文章详细给出了电源的工作原理、驱动保护电路的设计。实验结果验证了设计的有效性和电源的高可靠性。

1 电源系统

1.1 主电路拓扑及其控制方案

主电路如图 1 所示。 $L_1\sim L_4$ 、 C_1 、 C_2 构成网路滤波电路, R 为热敏电阻,限制系统上电和逆变启动瞬间的浪涌电流。 Q_1 、 Q_2 为 IGBT,与无感电容 C_3 、 C_4 构成逆变电路, Q_1 、 Q_2 的导通时序如图 2。在 $T_1\sim T_2$ 阶段, Q_1 导通,电容 C_3 经由 Q_1 、 T 、 C_g 放电,同时对 C_4 进行充电。 $T_2\sim T_3$ 阶段,为死区时间, Q_1 、 Q_2 均截止。在 $T_3\sim T_4$ 阶段, Q_2 导通,工作原理与 $T_1\sim T_2$ 阶段相同,电流方向相反。 $T_4\sim T_5$ 阶段与 $T_2\sim T_3$ 阶段相同。这样在一个开关周期内在高压包初级端上形成 15 kHz 的交变方波。经过升压整流后向激光管提供连续电压,通过调节开关管的占空比,可改变高压

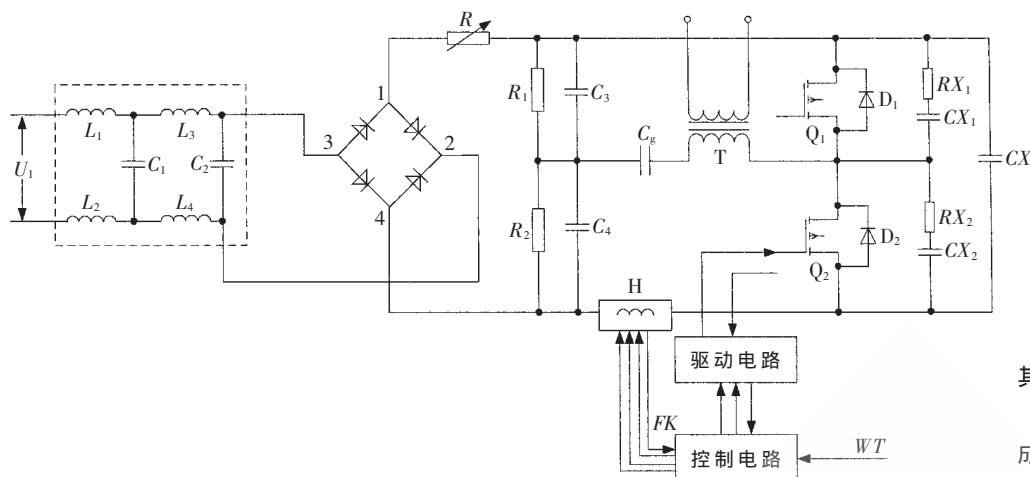


图1 半桥开关电源主电路结构

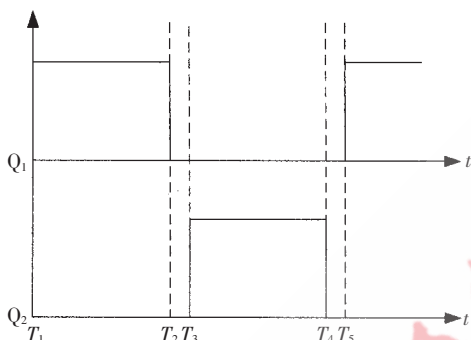


图2 半桥电源 Q1、Q2 导通时序图

包次级输出平均电压。 Q_1 、 Q_2 的耐压值应大于 $2 \times 160 \text{ V}$ ，电流应大于 $3 \times P_{\text{out}}/160$ 。本设计中要求激光器最大输出功率为 180 W ，假设能量转换效率为 20% ，则 $P_{\text{out}} = 900 \text{ W}$ ，所以 Q_1 、 Q_2 电流应为 16.875 A 。考虑开关管的质量与变压器输入电压的偏差，选取额定电流大于 20 A ，采用 FGA25N120ANTD^[5]。

为防止两个开关管导通时间不对称引起高压包偏磁和直流磁饱和，在电路中串入隔直电容 C_g 来自动平衡变压器一次电压侧的直流分量。

图1中，对 R_1 、 R_2 取相同电阻值作为平衡电阻可使 C_1 与 C_2 充电电压相等，同时构成 CX 的放电电路。 RX_1 、 CX_1 、 RX_2 、 CX_2 构成吸收电路，用来吸收高频尖峰。 H 为霍尔电流传感器，其输出 FK 与主回路电流大小成正比例关系，本设计中选用 CSK7-10A，额定电流为 10 A ，额定输出为 4 V 。 FK 作为反馈信号连接至 CA3140 同相端。该传感器不与被测电路发生电接触，不影响被测电路，不消耗被测电源的功率，且具有较高的测量精度。

本设计中，驱动电路包括驱动与过流诊断处理两部分。

1.2 控制电路

控制电路以 SG3525+CA3140 为核心，采用恒频脉宽调制控制方式，输出功率外部 (WT) 可调，且外部调节信号变化范围为 $0 \sim 5 \text{ V}$ ，如图3。

外部调节信号 WT 与霍尔电流传感器反馈信号 FK 分别输入运放 CA3140 同相与反相端，形成差分输入。经 CA3140 放大后输出至 R_{11} ，结果为：

$$V_o = \left(\frac{R_8 + RZ_2}{R_8} \right) \left(\frac{R_5}{R_5 + RZ_1} \right) V_{WT} - \left(\frac{RZ_2}{R_8} \right) V_{FK} \quad (1)$$

其中 $RZ_1 = R_6 // C_{13}$ ， $RZ_2 = R_7 // C_{11}$ 。

SG3525 的误差放大器构成射极跟随器，这样使得反馈信号比较精确，能精确地控制

占空比调节输出电压，提高了稳压精度。SG3525 芯片振荡频率的设定范围为 $15 \text{ kHz} \sim 20 \text{ kHz}$ ，其振荡频率可表示为：

$$f = \frac{1}{C_T(0.67R_T + 1.3R_d)} \quad (2)$$

式中： C_T 、 R_T 分别是与管脚 5、管脚 6 相连的振荡器的电容和电阻， R_d 为放电端电阻值，与管脚 7 相连。 C_T 、 R_T 、 R_d 分别为图中的 C_{14} 、 R_{12} 、 R_{13} ，取值分别为 3300 pF 、 $10 \text{ k}\Omega$ 、 $1 \text{ k}\Omega$ ，频率为 15.4 kHz 。由于管脚 5 与管脚 7 之间放电电阻 R_{12} 的存在，使得两路输出信号之间存在一定的死区时间，从而避免同一桥臂的 IGBT 出现直通的现象。死区时间由 R_{12} 与 C_{14} 共同决定，即：

$$T_D = 3 \times R_{12} \times C_{14} \quad (3)$$

管脚 8 接一个电容来实现软启动，该电容由内部 5 V 基准参考电压的 $50 \mu\text{A}$ 恒流源充电，使占空比由小到 (50%) 变化，减少了开机时对 IGBT 的冲击。

通过外部信号调节可将激光器输出调至所需功率，在调节过程中 FK 与 WT 构成差分输入，随着 WT 对脉冲宽度进行调节。当 WT 不再进行调节时， FK 开始调节脉冲宽度。主电路中电流增大时， FK 增大，由于 WT 不变，差分放大器的输出电压减小，使得 SG3525 输出脉冲的宽度减小；当主电路电流减小时， FK 减小，差分放大器输出电压增大，SG3525 输出脉冲宽度增大。如此可使激光器得到稳定功率输出。

1.3 驱动及保护电路

驱动电路采用脉冲变压器驱动隔离电路。SG3525 的输出经过推挽电路后，两路相位相反的脉冲波加至脉冲变压器原边的两端构成差分输入，形成交变驱动，两路隔离的输出分别经二极管整流后驱动 IGBT。驱动电路如图4所示，其中， G_1 、 E_1 和 G_2 、 E_2 分别接 Q_1 栅极、发射极和 Q_2 栅极、发射极。

当同名端脉冲电压为正时，驱动信号 G_1 为高电平， Q_1 导通，由三极管 Q_7 构成的泄放电路截止； D_{19} 、 D_{20} 截止， G_2 为低电平， Q_2 截止，同时 Q_8 导通，可快速泄放 Q_2 栅极电压，加速 Q_2 截止。当同名端脉冲电压为负时，

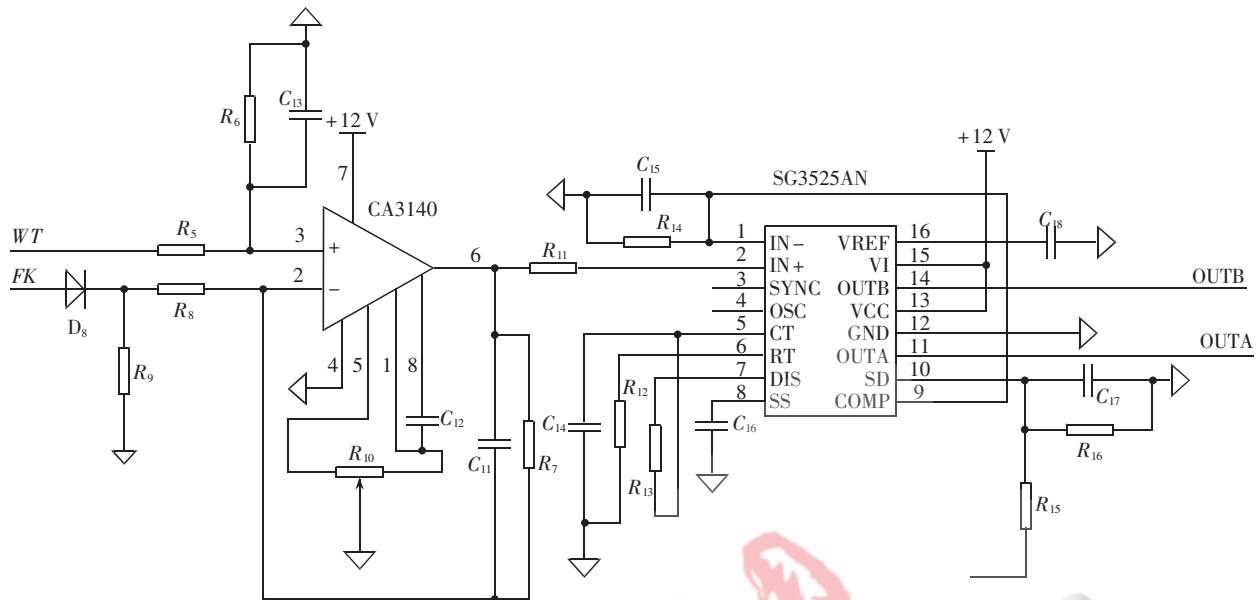


图3 恒频脉宽调制控制电路

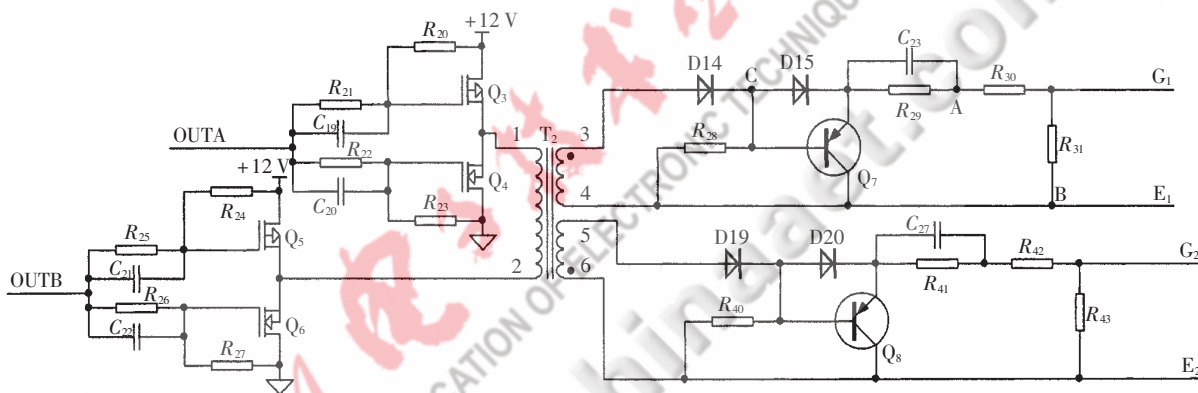


图4 IGBT 驱动电路

D_{14} 、 D_{15} 截止, G_1 为低电平, Q_1 截止, 同时 Q_7 导通, 可快速泄放 Q_1 栅极电压, 加速 Q_1 截止; 驱动信号 G_2 为高电平, Q_2 导通, 由三极管 Q_8 构成的泄放电路截止。

R_{31} 、 R_{43} 用于抑制 IGBT 驱动脉冲的尖峰, R_{29}/C_{23} 、 R_{41}/C_{27} 可以防止驱动脉冲产生振荡。IGBT 栅极电压波形如图 5 中波形 2 所示。

由图中可看出, 由于关断时驱动信号电压为负电压, 可使开关管迅速关断, 防止开关管误导通, 使电源更可靠地工作。

在激光器中采用了过流保护、虚假过流屏蔽、过热保护等。过流保护即在驱动电路中 A (G_1)、B (E_1) 点之间加入如图 6 所示过流保护电路^[7]。IGBT 正常导通时 A 点电压为 15 V, 稳压管 DW_1 (选用 C3V0) 反向击穿稳压为 3.0 V, DW_2 (选用 C6V8) 未击穿, 此时 D 点电压低于 E 点电压, 光耦 P521 不导通, Q_9 截止, 输出信号为低电平。当负载短路等发生过流现象时, 由于 CE 极间电压 U_{ce} 上升很多, 使得 D_{17} 反向截止, D 点电位升高, 当 D 点电位大于 DW_2 反向击穿电压时, DW_2 将 D 点电位稳定

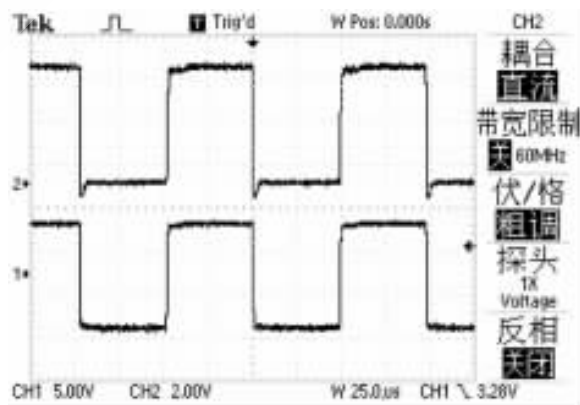


图5 驱动电压波形

(波形 1: 驱动电路中 C 点波形; 波形 2: IGBT 栅极电压)

在 6.8 V, 此时, 光耦 P521 导通, 电容 C_{26} 通过 R_{35} 充电, F 点电位开始升高。若光耦持续导通时间大于 C_{26} 充电时间, 当 C_{26} 的充电电压达到击穿稳压管 DW_3 的电压, 使三极管 Q_9 饱和导通输出高电平, 触发后接 R-S 触发器锁定过流指示信号, 送至 SG3525 的 10 脚封锁 PWM 脉

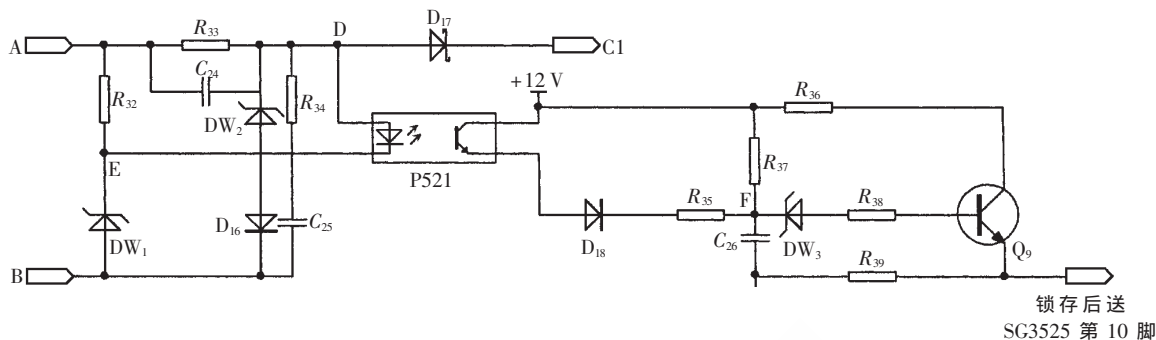


图6 过流保护电路(C_1 为 Q_1 集电极)

冲信号和实现故障保护动作。若是虚假过流,在 Q_9 饱和导通前光耦截止,不会触发后接R-S触发器,电路自动恢复到正常工作状态。 C_{26} 充电时间由 R_{35} 、 C_{26} 决定。

过热保护通过在IGBT散热片上安装温控开关与过流信号并联接至SG3525的10脚。当过热导致温控开关断开或者发生过流现象时,10脚电平变为高电平从而关闭PWM输出。

上述激光器结构简单,成本较低,驱动可靠,设备在满负荷下能长期稳定运行,已成功用于激光切割技术。实践证明,该电源配合激光管后功率可调,故障率低,能保证激光器长期稳定运行。

参考文献

[1] 邓开发,陈洪,是度芳,等.激光技术与应用[M].长沙:国防科技大学出版社,2002:37-66.

[2] 彭晓原,李适民,邬鹤清,等.CO₂气体激光器激励电源的发展现状及趋势[J].激光杂志,1997,18(1):1-5.
 [3] 段军,梁双建,赵侠,等.MOSFET式高频激励连续/脉冲CO₂激光电源[J].应用激光,1995,15(1):30-33.
 [4] 唐军,尹斌,马利军.一种基于3525的半桥高频开关电源[J].中国科技论文在线,2007.
 [5] 宁喜发,姚建铨,王鹏,等.开关型CO₂激光治疗仪电源的改进[J].激光杂志,2002,23(4):73.
 [6] 王兆安,黄俊.电力电子技术[M].第四版.北京:机械工业出版社,2003:132-146.
 [7] 孟志强,陈燕东,周华安.基于EXB841的IGBT驱动电路优化设计[J].湖南大学学报,2006,33(6):63-67.

(收稿日期:2009-01-08)

RFID 电子标签中 EEPROM 的改进设计

钟桂东, 王 炜

(天津工业大学 信息与通信工程学院, 天津 300160)

摘要: 介绍了 RFID 无源标签设计中的 EEPROM 存储器结构, 通过分析 Dickson 电荷泵的工作原理以及广泛应用的 NMOS 电荷泵的设计思想, 提出了一种改进的 PMOS 电荷泵设计方法, 能够消除 NMOS 电荷泵电路中由于衬底接地而产生的衬偏电压造成的体效应, 并对该 PMOS 电荷泵设计方法进行了仿真分析。

关键词: RFID; EEPROM; 电荷泵; NMOS 管; PMOS 管;

中图分类号: TN432

文献标识码: A

The improvement design of EEPROM in RFID tag

ZHONG Gui Dong, WANG Wei

(College of Information and Communication Engineering, Tianjin Polytechnic University, Tianjin 300160, China)

Abstract: This paper introduced the structure design of EEPROM memory in passive RFID tags, analyzed the working principle of the Dickson charge pump and the design of NMOS charge pump which was widely used. An improved PMOS charge pump design was presented. It can eliminate the struct effect caused by voltage-liner due to the substrate grounding, and made a simulation analysis about the PMOS charge pump design.

Key words: RFID; EEPROM; charge pump; NMOS; PMOS

射频识别 RFID(Radio Frequency Identification)系统目前广泛采用的存储介质是 EEPROM。虽然铁电存储器 FeRAM 在低压低功耗和擦写速度等方面比 EEPROM 更有优势, 但是它的工艺复杂, 成本也较高, 所以现在 RFID 系统中采用的存储介质仍以 EEPROM 为主。用于 RFID 系统的存储器必须满足两个条件, 一是要满足低压低功耗的要求, RFID 系统中的标签一般是无源的, 标签通过耦合阅读器的电磁场获得工作所需的能量, 这就要求标签的各部分电路都必须在低压低功耗下工作; 二是成本必须要低, 由于 RFID 的标签一般都是大量使用的, 因此每个标签的设计首先要考虑它的低成本特性。

本文首先介绍了非挥发性 EEPROM 存储器单元的系统结构, 分析了传统 NMOS 电荷泵的工作原理, 在该电路中, 由于自举 NMOS 管的衬底均接地, 通过提高栅压能减小体效应的影响, 但随着电荷泵级数的增加, 自举结构抑制体效应的能力逐渐降低。因此提出了衬底短接的 PMOS 管电荷泵电路, 该电路利用衬底切换技术能够消除晶体管的体效应, 大大提高电荷泵电路的转换效率。

1 EEPROM 关键电路结构及工作原理

在 EEPROM 存储器设计中, 速度、功耗和面积是三《电子技术应用》2009 年第 6 期

个最基本也是最关键的设计指标。图 1 给出了 EEPROM 的系统架构图。它主要包括控制电路、电荷泵电路、I/O 接口电路、存储器阵列、地址译码电路以及读出敏感放大器电路等。其中, 电压开关和数据锁存器模块用于被编程数据的临时存储; 位译码电路、位选择模块和敏感放大器则构成了整个存储器的读出通路。在 EEPROM 电路结构中, 电荷泵是中心模块, 用来产生存储器擦写数

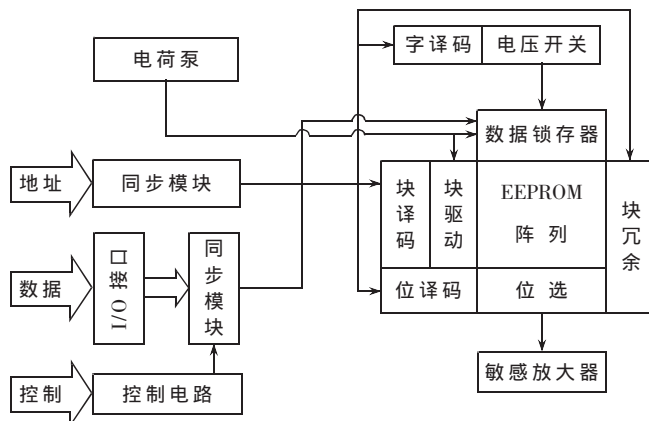


图 1 EEPROM 存储器系统架构图

据所需要的高压。

2 传统电荷泵工作原理

在 EEPROM 电路设计中, 大部分 MOS 管电荷泵都是基于 Dickson 在 1976 年提出的电路结构。图 2 给出了一个产生正向高压的 n 级 Dickson 电荷泵结构。CLK 是幅度为 V_{ϕ} 、频率为 f 的两相不交叠时钟信号。通常情况下, V_{ϕ} 和电源电压的值相等。由于二极管的单向导通特性, 随着两时钟的交替变化, 电荷被沿着一个方向传输到输出节点。

在 n 级 Dickson 电荷泵结构中, 每一个时钟周期结束后, 第 n 个节点和 $(n+1)$ 个节点的电压差可写为:

$$V_{n+1} - V_n = V_{\phi}' - V_T - V_L \quad (1)$$

V_{ϕ}' 是从时钟耦合到每个节点的电压幅度, V_L 是当电荷泵在提供负载电流时, 电容被充放电的电压幅度。每个节点上时钟耦合电容 C 和寄生电容 C_s 均有如下关系:

$$V_{\phi}' = \left[\frac{C}{C+C_s} \right] \times V_{\phi} \quad (2)$$

每个时钟周期内, 通过每个二极管的总电荷为 $(C+C_s) \times V_L$, 则电荷泵在一定的时钟频率下所能提供的输出电流为:

$$I_0 = (C+C_s) \times f \times V_L \quad (3)$$

由此可以推导出每一级为输出节点贡献的电压为:

$$\Delta V = V_{\phi} \left[\frac{C}{C+C_s} \right] - V_T - \frac{I_0}{f(C+C_s)} \quad (4)$$

即电荷泵的输出电压为:

$$V_{out} = V_{in} + n \Delta V - V_T \quad (5)$$

$$V_{out} = V_{in} + n \left[V_{\phi} \left(\frac{C}{C+C_s} \right) - V_T - \frac{I_0}{f(C+C_s)} \right] - V_T \quad (6)$$

其中, n 为电荷泵的级数。根据上述分析, 理论上只要增加级数 n 的值, 就可以在输出端得到任意高的输出电压。

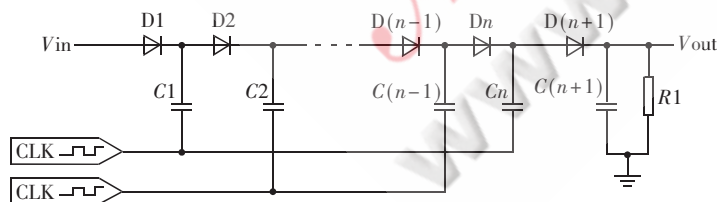


图 2 n 级 Dickson 电荷泵结构

通常, 采用二极管连接的 NMOS 管实现 Dickson 电荷泵中的二极管功能, 从而改进二极管的可控性, 降低制造过程中的难度。因此式(6)中 V_T 要用晶体管的阈值电压代替。然而这种结构也存在一个潜在的问题, 即由于二极管连接的 NMOS 管的衬底均接地, 随着电荷泵各节点电压的逐级升高, 晶体管源端电压逐级升高, NMOS 管的衬偏电压逐渐增大, 根据晶体管体效应原理, NMOS 管的阈值电压会随着衬偏电压的增加而增加, 从而输出端得到的输出电压小于 Dickson 电荷泵的理论分析值, 而且随着电荷泵级数 n 的增加体效应的影响越来越明

显, 使得实际电荷泵的性能不再与理论分析一致, 而是随着 n 的增加, 输出端最终会有一个极限值。

为了减小体效应的影响, 静态电荷转移开关以及通用 NMOS 栅电压自举结构逐渐应用到电荷泵中。然而静态电荷转移开关在开关截止的瞬间会产生倒向电流, 增加电路静态功耗, 降低电荷泵效率, 而由于工艺水平的限制, 通用 NMOS 栅电压自举结构中的 NMOS 管的衬底仍接地(如图 3 所示), 虽然提高栅压能够减小体效应的影响, 但如果需要更高的输出电压, 随着电荷泵级数的增加, 自举结构仍对体效应无能为力, 最终输出端也会达到一个最大值。

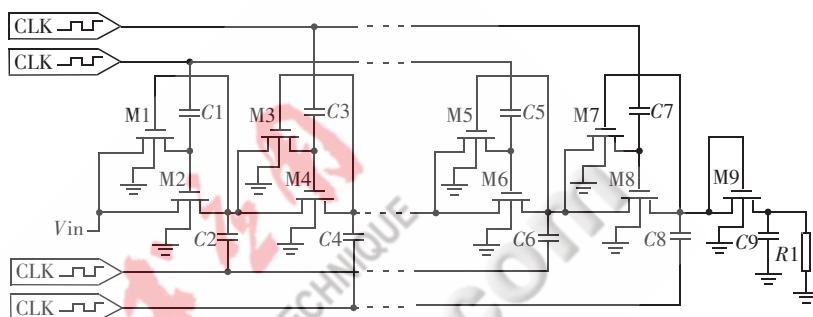


图 3 n 级 NMOS 栅电压自举电荷泵结构

3 改进的电荷泵

为了抑制体效应对电荷泵效率的影响, 本文提出一种改进的全 PMOS 电荷泵结构, 这种结构能够在普通工艺下实现, 利用 PMOS 电压自举结构增加传输管的栅源电压, 利用衬底切换技术消除晶体管的体效应, 产生比 Dickson 电荷泵更高的输出电压, 提高电荷泵效率。

图 4 给出了改进的全 PMOS 电荷泵第 i 级的结构示意图。在一个时钟周期内, $clk1$ 为低, 由于耦合电容 C_p 的作用使 V_i 点电压降低, 之后 $clk2$ 升高, C_p 使节点 V_{i-1} 和 V_{i+1} 耦合到高电平。因此自举晶体管 $M_{(i+1)2}$ 管导通, 第 $(i+1)$ 级的传输晶体管的栅被充电, 使 $M_{(i+1)1}$ 截止, 同时另外一个自举晶体管 M_2 也被截止。一段时间

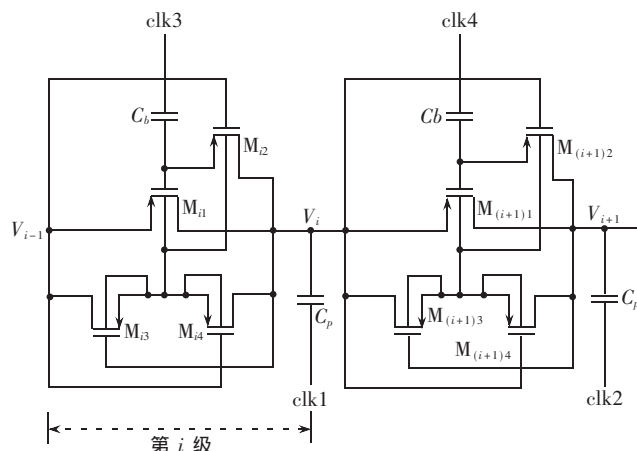


图 4 PMOS 电荷泵第 i 级电路结构图

后,clk3 降低,则 M_{i1} 栅压降低, M_{i1} 导通且工作在线性区,电荷从前级输出端 V_{i-1} 传输到 V_i ,且两个节点电压仅相差一个工作于线性区的晶体管的漏源电压。此时,clk4 为高,前后级的 M_i 栅电压升高,同时 M_2 导通,给 M_1 的栅充电,使 M_1 晶体管截止。当传输达到稳态后,clk3 首先变高,使本级 M_1 截止,其次 clk2、clk1、clk4 相继反相。当 clk4 为低电平时,耦合偶数级传输管 M_1 的栅为低, M_1 导通且工作在线性区,向输出端传送电荷,此时,奇数级输出为高,恰好关断偶数级的 M_2 自举管。

由以上分析可知,这里的 M_2 自举管并不像 NMOS 自举结构一样,使 NMOS 管导通得更好,而是恰恰相反,它的作用是将 PMOS 管的栅压升得更高,从而使 PMOS 传输管关闭得更好。

根据上述分析,PMOS 电荷泵每一级的传输管 M_1 均工作在线性区,因此每一级为输出节点贡献的电压为:

$$\Delta V = V_{\phi} \times \gamma - I_0 R_{ON} - \frac{I_0}{f(C+C_s)} \quad (7)$$

$$\gamma = \frac{C_p}{C_p + C_s + C_b}$$

其中, I_0 为本级向后级提供的驱动电流, R_{ON} 为 M_1 管的线性导通电阻值。则改进的 n 级全 PMOS 电荷泵的输出电压可写为:

$$V_{out} = V_{dd} + n\Delta V - V_T$$

$$= V_{dd} + n \left[V_{\phi} \times \gamma - I_0 R_{ON} - \frac{I_0}{f(C+C_s)} \right] - V_T \quad (8)$$

在电荷泵一个工作周期内,clk1 为低、clk2 为高时,奇数级输出电压略低于偶数级输出电压,奇数级 M_4 截止, M_3 管处于弱导通;偶数级 M_3 截止, M_4 处于弱导通,则各 PMOS 晶体管衬底连接到漏源端的高电平,即偶数级输出节点。反之,clk1 为高、clk2 为低时,各 PMOS 晶体管衬底仍连接高电平,即奇数级输出节点。这样电荷泵不管工作在时钟的什么相位下,所有 PMOS 晶体管的衬底都始终处于高电平,完全消除了体效应的影响,从而大大提高了电荷泵的效率。

4 设计仿真

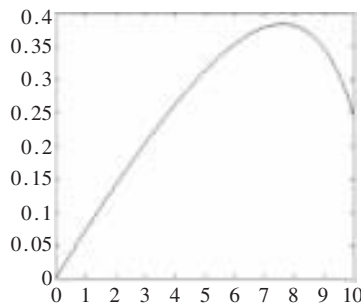
对 PMOS 电荷泵进行仿真分析如图 5 所示,在电源电压和要求的输出高压一定的情况下,可以大大降低电荷泵的级数,减小芯片面积,降低功耗,适用于低电源电压、高输出电压的情况,如产生低功耗存储器的擦写高压等,电荷泵的效率定义为:

$$\eta = \frac{V_{out} \times I_{out}}{V_{dd} \times I_{power}} \quad (9)$$

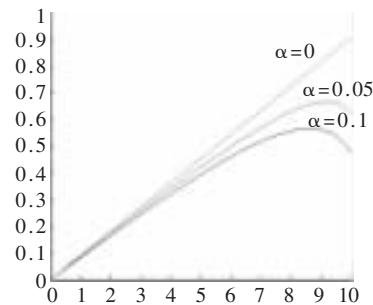
$$\eta = \frac{K}{N+1+\alpha \frac{N^2}{N+1-K}} \quad (10)$$

其中 K 为升压倍数,即 $K=V_{dd}/V_{out}$, α 为寄生电容 C_b 与充电电容 C_p 之比, $\alpha=C_b/C_p$ 。

《电子技术应用》2009 年第 6 期



(a) NMOS 电荷泵的效率与升压倍数关系



(b) PMOS 电荷泵的效率与升压倍数的关系

图 5 NMOS 电荷泵和 PMOS 电荷泵性能比较

由仿真结果可知,NMOS 电荷泵的升压效率较低,随升压级数的增加会产生最大值为 38%。而对于 PMOS 电荷泵,在理想情况($\alpha=0$)下,没有寄生电容存在,取 $N=10$ 级时,电荷泵效率与升压倍数成正比;在非理想情况下,当 $\alpha=0.1$ 时,升压效率随升压倍数增大而逐渐增高,并且有最大值为 53%,之后随升压级数的增大而减小;当 $\alpha=0.05$ 时,升压效率同样随升压倍数增大而增大,并且峰值会延后,最高效率可达 68%。

由此可见,在 PMOS 电荷泵电路中,寄生电容的选取在很大程度上将决定电荷泵升压效率的峰值大小,寄生电容越小,升压效率越高。

随着 RFID 技术的广泛应用,低功耗设计变得越来越重要。本文通过对 RFID 标签中 EEPROM 存储器中电荷泵的理论分析后,提出了 PMOS 型 DC-DC 电荷泵电路能够消除原 NMOS 电荷泵产生的体效应,选择合适的升压级数,可使电荷泵电路的功耗最小化,并提高转换效率。

参考文献

- [1] SHIN J S, CHUNG I Y, PARK Y J, et al. A new charge pump without degradation in threshold voltage due to body effect. IEEE JSSC, vol. 35, No. 8, May 2000, 35(8).
- [2] LEE J, KO M. A novel EEPROM cell for smart card application. Microelectronic Engineering, vol. 71, Issues 3-4. 2004: 283-287.
- [3] JIANG Bo Wei, WANG Xiao, MIN Hao. A novel all-PMOS AC to DC charge pump with high efficiency. 半导体学报, 2008, 29(4): 660-662.
- [4] 冀康灵, 刘志弘, 朱钧, 等. 用于 RFID 的 EEPROM 技术及 IP 设计. 微电子学, 2006, 36(1): 12-15.
- [5] 郝跃, 刘红侠. 电荷泵电路功耗优化设计及改进. 微电子学, 2006, 36(3): 373-376.
- [6] 成伟, 马晓华. EEPROM 单元的电荷保持特性. 微电子学, 2006, 27(7): 1290-1293.
- [7] 应一帜. 一种高速低功耗电荷泵电路的设计. 电子工程师, 2006, 32(1): 12-14.
- [8] 曹寒梅, 杨银堂. 快速稳定的 CMOS 电荷泵电路设计. 电子器件, 2008, 31(5): 1475-1478.

(收稿日期: 2008-12-30)

不间断电源 UPS 中逆变变压器的寿命评估

周 蓉¹,姚志慧¹,杨海涛²

(1.广东省东莞市质量计量监督检测所,广东 东莞 523120;

2.立德电子股份有限公司,广东 东莞 523100)

摘要:针对大型 UPS 中低频逆变变压器的负载特性,结合目前应用最广泛的 NOMEX 绝缘系统的结构特点,对影响 UPS 中变压器内在寿命的一些因素,从材料老化机制上做出分析,并且以实际案例计算和比较了不同负载状态对绝缘老化和机械老化的显著影响,指出混合绝缘设计、提高耐温等级、控制制造稳定性以及合理选型与使用是提高 UPS 中变压器产品寿命的重要手段。对目前行业中看似不合乎理论的设计选择基准作出尝试性的理解说明。

关键词:不间断电源;老化机制;阿伦纽斯曲线;介电强度;机械强度;电晕效应;负载状态

中图分类号: TM464;TM402

文献标识码: A

Life research of inverter transformer in UPS

ZHOU Rong¹,YAO Zhi Hui¹,YANG Hai Tao²

(1.Guangdong Dongguan Institute of Metrology and Quality Supervision Testing,Dongguan 523120,China;

2.Leader Electronics Inc.,Dongguan 523100,China)

Abstract: Based on working situations of UPS inverter transformers and life deterioration mechanism of Class H Nomex insulation system, this paper lists out the inherent and outside elements those influence much of transformers working life. Through calculating of one transformer sample, gives out theory analysis methods and calculation formulas. The strategy to improve life performance come out as Hybrid insulation, thermal running margin, continuous manufacture level and proper application occasions.

Key words: UPS; deterioration; Arrhenius curve; dielectric strength; mechanical strength; corona effect; loading situation

随着经济的飞速发展和跨入世贸的巨大推动力,我国已进入信息化社会,金融、电信、能源等所有企事业单位及国家政府机关几乎无一例外地转入电子化办公和信息化管理。整个社会乃至全世界已形成了一个无所不在的国际网络。同时,工业化程度的提高和经济的飞速发展也形成并日益加重了电力消耗的负担,即便三峡供电对此有一定程度的缓和,但东南沿海,包括内地部分大中城市还是要不同程度地面对“电荒”时代。频繁的限电和紧急断电使信息网络遭受巨额损失。在这种潜在的巨大危机下,用于数据中心、大型设备、金融、电信等信息系统的大型 UPS 近几年风头压过原来的家用小型 UPS,创造了电源管理行业的一块巨大市场。

据赛迪中国调查,2006 年中国 UPS 市场总销售 127.9 万台,销售额 26.1 亿元,销量比 2005 年增长 12.1%,销售额增长 8.3%。主要销售对象为金融、电信等行业。2007 到 2008 年,中国机房一体化总体市场为

257.07 亿元。

而 UPS 产品的质量要求已不再停留在原来低端消费产品的等级,而需进行工业等级的可靠性设计,寿命则从原来的 5 年左右提升到 15~30 年的普遍要求(原小型 UPS 寿命以电池及电容等电子部件寿命终结为止,而目前大型 UPS 则是提供了终身维护,短寿命电子部件及电池将由厂家实时更换)。而 INVERTER 变压器作为大型 UPS 中成本较大的一个终身使用部件,无疑决定了 UPS 的产品寿命。目前铜、铁等变压器原材料飞涨,合理地设计产品寿命,使其控制在足够但不过份浪费的尺度是技术工作者的责任。

1 NOMEX 绝缘系统应用在变压器中的优点

NOMEX 做为绝缘材料具有如下一系列优点^[1],故而几乎垄断高温等级等级的变压器市场,所有 H 级以上的干式变压器都是以 NOMEX 为主要绝缘材料^[2]。

(1)耐热,长期耐温 220℃,短期工作耐温 350℃;

- (2) 阻燃, 具有自熄性、防伪等级 UL94V-0;
- (3) 耐湿, 受潮后介电性能和机械强度无显著下降;
- (4) 介电性能好, 耐压和电阻高, 介电系数接近空气, 介质损耗低;
- (5) 机械强度好, 柔韧、抗撕、耐压、耐磨;
- (6) 环保, 无毒, 无污染, 不释放有害物质。

2 UPS 中变压器的使用特点

2.1 小型家用 UPS(300 W~500 W) 的使用特点

(1) 家用及 SOHO 族的 PC 应用, 利用率相对较低, 且负载通常较小, 一般为间歇性短时使用状态。

(2) 针对以上特征, 多数小型 UPS 做为 BACK-UP 设计, 只针对突发断电异常而设计, 提供 5 min 以内后备电力, 以便做数据存贮和备份, 平时仅在电池电量不足时充电, 消耗功率不足 20%。

(3) 应用环境良好, 通常是在环境优雅的家庭及 OFFICE 中, 环境温度不高(20℃~30℃), 湿度不大(40%~65%), 而且无灰尘、雨水及化学污染的侵蚀。

(4) 寿命要求不高, 同一般家庭消费和办公产品, 5 年以下寿命即满足需要。目前以广东省夏季限电作业标准, 约每隔 2 天市电调休 1 天(此处暂将 UPS 加载前后升降温的温度变化细节等效为工作时间, 即对应为相应温度持续时间)。假设家庭未留意通知导致停电时需启用后备电源机率为 1/5; 同时估算家用小型 UPS 在使用中与停电相撞机率为 1/3; 则实际 UPS 长期带载形态如图 1 所示, 每 3×5×3=45 天有 5 min 是满载工作, 其余时间做为 BACK-UP UPS 只是偶而启动 20% 以下的功率为电池补充电量而已。

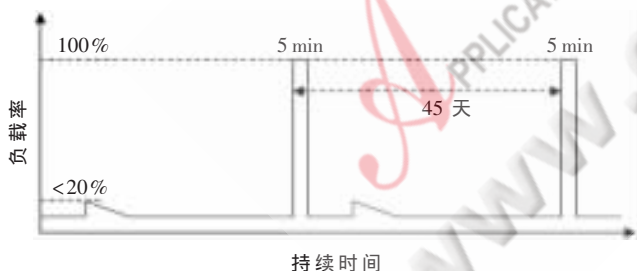


图 1 小型 UPS 长期带载形态

2.2 数据中心大型 UPS(3 kVA~500 kVA) 使用特点

(1) 用电连续性高。因多用于银行、电信、税务、钢厂等重要场所, 绝大多数是除年检、维护时才短时间停用, 基本上是 24h 全天候不间断运行。

(2) 因以上原因, 故而均采用 ON-CINE 设计, 紧急状况下做后备电源, 只是其中的一项功能在平时市电正常供应时, 一直都在负载工作, 对电力质量及下游电力调配做管理。据专业厂家称: 负载率为 40% 左右, 并且由于网络系统庞大, 数据处理和备份较慢, 要求断电时能持续运行至少 45 min, 一般是 1~2h, 军工、冶金等甚至需要满载效率能持续工作数小时。

(3) 工业应用中, 使用环境恶劣, 经常面临高温、高湿、化学污染和露天作业的状况, 这都对产品的防护和寿命造成严重的冲击和挑战。

(4) 做为工业产品和基础设备, 大型 UPS 的寿命要求达到 10~30 年, 其中的一些主要部件, 包括 INVERTER TRANSFORMER 是 UPS 的终身配件, 寿命同样要达到 30 年, 理论上要长于 UPS 保障寿命。

仍以约每隔 2 天, 市电调休 1 天来计算, 对数据中心 UPS 而言, 依停电通知进行发电机供电转换, 约需 45 min 完成繁杂的系统切换, 如果准备不及时则需 90 min 完成大型系统的切换; 又估算突发机率为 1/10; 则预估负载曲线如图 2 所示。40 天中有 $(45 \times 9 + 90) / 60 = 8.25$ h 的满载工作机率。

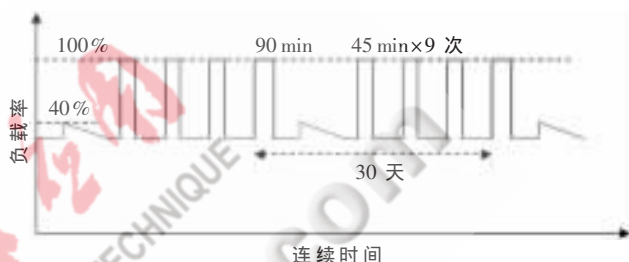


图 2 大型 UPS 预估负载曲线

3 UPS 中变压器的寿命影响因素

3.1 综合因素

如前所述, 目前行业中基本都应用 CLASS H、NOMEX 绝缘变压器^[2]做 UPS INVERTER 部件。针对此类产品的结构, 影响其寿命的关键因素如下:

- (1) 事故发生机率及严重度(短路, 过载, 过压等);
- (2) 变压器的设计水平和制造水平;
- (3) 变压器运行中受到的冷热温度冲击情况;
- (4) 变压器本身绝缘系统的老化规律。

3.2 内在因素

此处着重分析 NOMEX 变压器产品的绝缘系统老化, 即 NOMEX 做为绝缘主体应用在变压器中, 在特定的温度、湿度、电场条件下的老化趋势。

3.2.1 机械性能

- (1) 温度对机械性能的影响, 如图 3 所示^[1]。
- (2) 湿度对机械性能的影响, 如图 4 所示^[1]。

3.2.2 电气性能

- (1) 温度对电气性能的影响, 如图 5 所示^[1]。
- (2) 湿度对电气性能的影响, 如表 1 所示^[1]。
- (3) 不同温度时的电气寿命, 如图 6 所示^[1]。

3.3 电晕作用(Corona Effect) 的影响

以往, 各国的安规判定均是以耐压测试标准作为基准。如今新的研究证明耐压测试和感应电压测试因为瞬时测试, 在产品寿命的考虑上是不完整的。产品长期工作中, 局部薄弱点会发生微弱电晕效应, 如图 7 所示。这种轻微放电会轰击绝缘材料, 加速其分解和老化, 使其

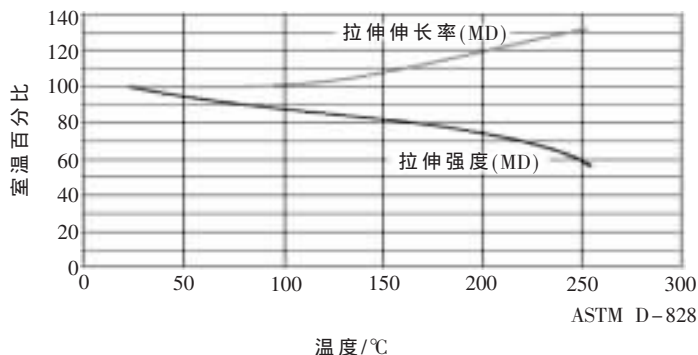


图3 温度对机械性能的影响

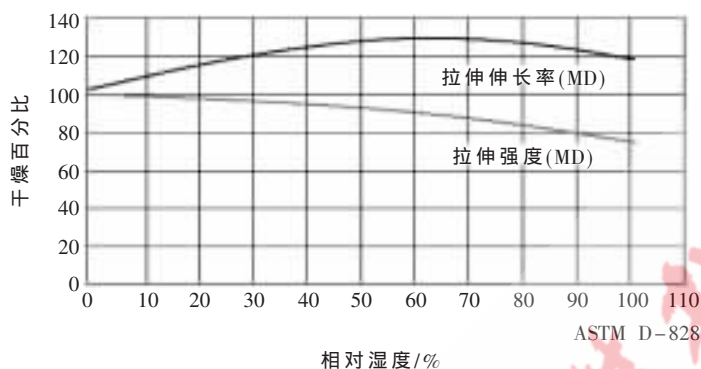
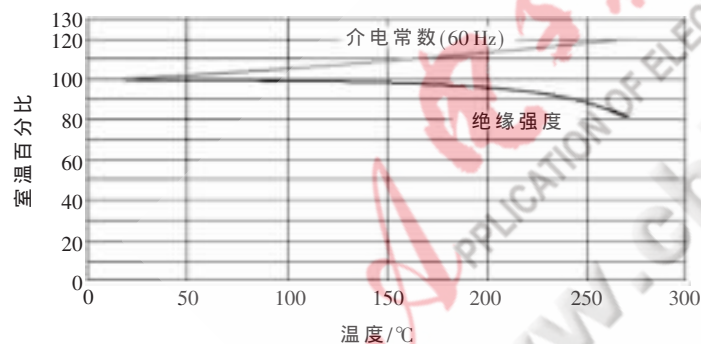


图4 湿度对机械性能的影响



介电常数-ASTM D-150 绝缘强度-ASTM D-149

图5 温度对电气性能的影响

表1 湿度对电气性能的影响

相对湿度/%		绝干	50	96
绝缘强度	V/mil	850	815	780
	kV/mm	33.5	32.1	30.7
介电常数	60 Hz	2.5	2.7	3.2
	1 kHz	2.3	2.6	3.1
损耗因子	60 Hz×10 ⁷	6	6	11
	1 Hz×10 ⁷	13	14	25
体积电阻率(Ohm.cm)		6×10 ¹²	2×10 ¹⁴	2×10 ¹⁴

寿命以指数级加速下降,但电晕强度与绝缘材料及寿命间的量化关系尚未有权威性公式,故而业界只能在设计上增加绝缘强度让电晕不发生或控制在极弱放电电量(2PC)的限度以下。

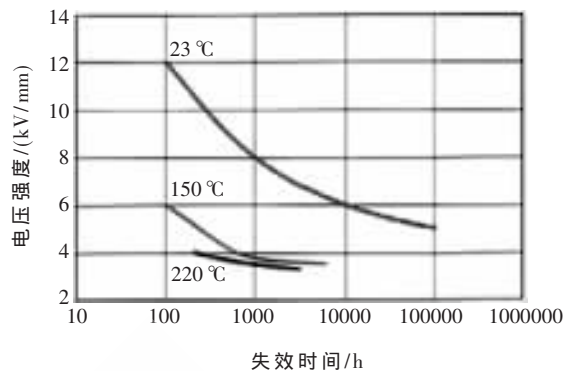


图6 单层 NOMEX® 410型 0.25mm(10MIL) 在 60 Hz 下的耐压强度

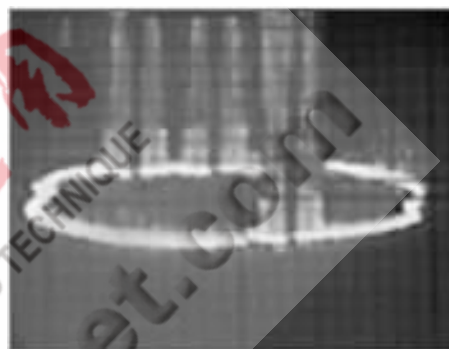


图7 电晕效应

4 Class H(180°)Nomex 绝缘 Inverter 变压器的寿命的试算

针对前述关键因素,即一定温度条件下的电气寿命如何衰减、机械寿命如何衰减做机制性运算。限于篇幅,仅计算对寿命要求较严的数据中心大型 UPS 中的变压器的寿命情况。

例如以下规格的三相干式变压器:输入电压为交流 380 V,50 Hz;Class H 绝缘系统;耐压(Dielectric)要求 3 000 V/1 min^[3]。

依 IEC 标准^[4]温升条件如下:最高环境温度 40 °C,热点温差 20 °C,则最高允许温升 180 °C-40 °C(最高环境温度)-20 °C(热点温差)=120 °C。现以温升与绝缘等级恰好相当条件设计,即变压器热点温度 180 °C。

从长期绝缘强度考虑,Dupont 公司对 Nomex 410 无电晕设计建议为绝缘承受的长期耐压应小于 1.6 kV/mm,即 0.25 mm 厚的 Nomex 410 长期电压不应高于交流 400 V;又 IEC 有定义当绝缘为双层时,每层独立耐压应达到可能承受的强度;故对于交流 380 V 的应用中两层 0.25 mm 的 NX410 恰可符合设计要求,可作为主绝缘。

4.1 绝缘耐压寿命计算

从介电强度(Dielectric)要求,此产品依安全规范要求耐压 3 000 V,即每层 0.25 NX 失效前需满足耐压 3 kV(换算后即 12 kV/mm);当低于此值时即告知此产品

使用寿命终止。

参考 Nomex 410 12 kV/mm 条件的温度老化曲线如图 8 所示,可知此时的 Arrhenius 公式为:

$$\text{Log Time} = \frac{8262}{\text{°C}+273} - 11.44 \quad (1)$$

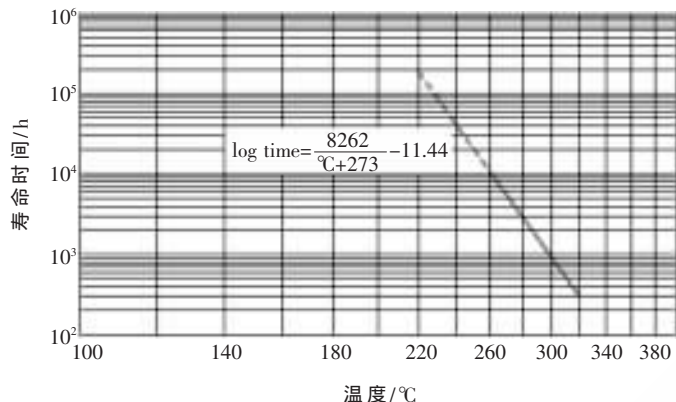


图 8 Nomex 410 12 kV/mm 条件的温度老化曲线

4.1.1 目前设计温升的耐压寿命计算

满载时热点温度 180 °C。

轻载时变压器带载约 40%,如图 2。依图 9^[1]所示曲线,此时温升为满载温升的 25%,热点温度则为:

$$120 \times 25\% + 40 + 20 = 90 \text{ °C} \quad (2)$$

将 180 °C & 90 °C 分别代入公式(1),计算得出:

$$180 \text{ °C 时, Life} = 6.286 \times 10^6 \text{ h} \quad (3)$$

$$90 \text{ °C 时, Life} = 2.091 \times 10^{11} \text{ h} \quad (4)$$

考虑到负载状态(图 2),每 30 天中,寿命消耗为:

$$180 \text{ °C 时, } 8.25 \text{ h} / (6.286 \times 10^6 \text{ h}) = 1.312 \times 10^{-6} \quad (5)$$

$$90 \text{ °C 时, } (720 - 8.25) \text{ h} / (2.091 \times 10^{11} \text{ h}) = 3.404 \times 10^{-9} \quad (6)$$

30 天合计寿命消耗:

$$1.312 \times 10^{-6} + 3.404 \times 10^{-9} = 1.312 \times 10^{-6} \quad (7)$$

产品寿命:

$$\text{Life} = 1 / (1.312 \times 10^{-6}) \times 30 \text{ d} = 63498 \text{ 年} \quad (8)$$

4.1.2 调整设计温升后的耐压寿命对比

如果产品耐温等级和绝缘材料不变的前提下,把热点温度设计分别减少和增加 20 °C,即设计在 140 °C 和 220 °C。此时:

额定负载温升分别为:

$$140 - 40 - 20 = 80 \text{ °C} \quad (9)$$

$$220 - 40 - 20 = 160 \text{ °C} \quad (10)$$

它们在 40% 负载时温升分别为:

$$80 \times 25\% = 20 \text{ °C} \quad (11)$$

$$160 \times 25\% = 40 \text{ °C} \quad (12)$$

它们在 40% 负载时热点温度分别为:

$$20 + 40 + 20 = 80 \text{ °C} \quad (13)$$

$$40 + 40 + 20 = 100 \text{ °C} \quad (14)$$

将 80 °C 和 100 °C 分别代入 Arrhenius 公式(1),再以式(2)~(6)算法计算叠加损耗和寿命,得出:

《电子技术应用》2009 年第 6 期

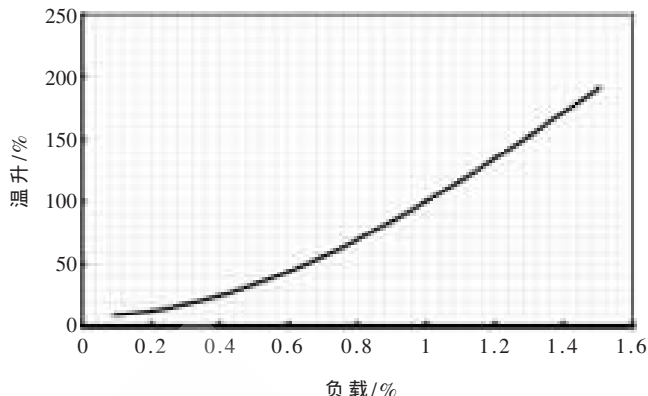


图 9 负载条件下温升曲线

$$\text{热点温度 } 180 \text{ °C 时, 寿命 Life} = 3.707 \times 10^{-6} \text{ 年} \quad (15)$$

$$\text{热点温度 } 220 \text{ °C 时, 寿命 Life} = 2101 \text{ 年} \quad (16)$$

4.1.3 超负荷工作试算

假设此 UPS 长期超负荷工作达到绝缘材料的认定耐温极限即 220 °C。代入公式(1)则其寿命:

$$\text{Life} = 23.77 \text{ 年} \quad (17)$$

4.2 机械强度老化计算

因变压器内部绝缘所承受应力非常复杂,还无法定量对其进行描述。故此参考 Dupont 公司的建议方案,以机械强度衰减至一半时认定为失效和寿命终结。如图 10 所示,0.25 mm 厚的 Nomex 410 的纵剪力老化曲线。

此时的 Arrhenius 公式为:

$$\text{Log Time} = \frac{7461}{\text{°C}+273} - 10.40 \quad (18)$$

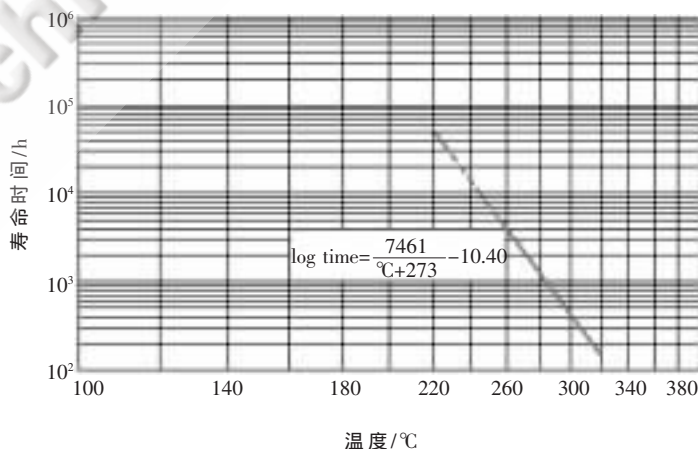


图 10 Nomex 410 的纵剪力老化曲线

4.2.1 目前设计温升的机械寿命计算

满载时热点温度 180 °C。将最初设计状态的热点温升之满载温升 180 °C、40% 负载温升 90 °C 代入公式(18),再以算式(2)~(6)算法计算累加损耗和寿命,计算得到:热点温度 180 °C 时,寿命 Life=11 872 年。

4.2.2 调整设计温升后的耐压寿命对比

同样产品耐温等级和绝缘材料不变的前提下,再把

热点温度分别减少和增加 20 °C,即设计在 140 °C和 220 °C。与 4.1.2 中算式(7)~(10)方法相同,此处不再赘述,最终将得到:热点温度 180 °C时,寿命 $Life=4.671 \times 10^{-5}$ 年;热点温度 220 °C时,寿命 $Life=547$ 年。

4.2.3 超负荷工作仿真

假设此 UPS 长期超负荷工作达到绝缘材料的认定耐温极限即 220 °C。代入公式(18)则其寿命:

$$Life=6.18 \text{ 年} \quad (19)$$

变压器的内在寿命取决于绝缘材料的寿命。绝缘的寿命是一种在热效应、电场效应、应力效应等共同作用下,随着绝缘强度、机械强度等物理特性老化失效,而逐渐走向终结的过程。

无论从电气绝缘耐压寿命还是机械强度寿命的对比,都可以看出,变压器的工作状态(负载强度),即产品温升相对于绝缘材料耐温等级的高低关系,是决定变压器内在寿命的决定因素,而且影响甚巨。

同时必须注意到,整个绝缘中的绝缘薄弱点和温度最热点在很大程度上制约了整体寿命。这就要求一方面考虑到不同部位的电压等级和散热特点,尽可能在电磁学结构设计上做到电场和热量分布相对均匀,避免奇异点的出现;另一方面要依据各部位的不同耐压级别和不同温度分布,选取适当的不同绝缘材料和方案,也就是所谓的混合绝缘设计(HYBRID INSULATION)。

考虑到电晕效应,严格的设计(例如前面引用的 Dupont 提供的参考数据)与一般耐压性能相比有相当大的裕量。设计中应考虑电晕的要求做到完美绝缘,还是依据耐压的要求节约成本,主要是看应用的电压等级。笔者以为,在 220 V 电压以下时,电晕效应的机率较低,无特别状况的话,可以依据耐压要求的基准做设计;而在 380 V

以上时,Corona 效应机率较高,则应该依据电晕的要求判定做更高强度的绝缘设计。

前述计算结果中发现,同样的工作条件下,机械强度寿命要比绝缘强度寿命低很多,约 3~8 倍的关系。笔者认为主要原因是,Dupont 的 Nomex 更大量地应用于中高压大型电力变压器市场。这些电力变压器都需要有很高的短路力承受能力,而短路力目前的研究还不太能量化得很准确,Nomex 做为变压器内部主要绝缘材料,必然要能承受此短路力的冲击而不能损坏,故而机械强度评估基准相对保守,是一种明智的选择。

虽然以上试算只是计算了产品内在寿命的极限,实际运行中,其他工艺因素和外因因素对寿命的冲击没有考虑在内。但还是明显可看出,在使用中对 UPS 的合理选配,尽可能避免过载工作或连续工作,也是延长变压器及 UPS 寿命的重要方面。

参考文献

- [1] Nomex[®] Technical Information[P].Dupont.
- [2] UL1446-2007,Standard for Systems of Insulating Materials-General[S].USA: Underwriter Laboratories INC, 2007.
- [3] UL 1778-2005, Uninterruptible Power Systems[S].USA: Underwriter Laboratories INC, 2005.
- [4] IEC 60076-3-2000.Power transformers-Part 3: Insulation levels, dielectric tests and external clearances in air[S]. [IEC]国际电工委员会标准, 2000.
- [5] GB 1094.3-2003, 电力变压器 第 3 部分: 绝缘水平、绝缘试验和外绝缘空气间隙[S].北京: 中华人民共和国国家质量监督检验检疫总局, 2003.

(收稿日期: 2009-03-20)

阵列式积木结构集成磁件 在四相 VRM 中的应用研究*

宋立业, 李洪珠

(辽宁工程技术大学 电气与控制工程学院, 辽宁 葫芦岛 125105)

摘要: 为了提高 VRM 的输出动态响应和降低稳态纹波, 利用多副磁芯组合, 提出了一种应用于四相 VRM 的阵列式积木结构集成磁件。在不考虑漏磁通影响的情况下, 分析了阵列式积木结构集成磁件参数对 VRM 性能的影响, 建立了磁件的等效电路。利用电磁场有限元分析集成磁件磁场及电感, 使用其电感数值对阵列式积木结构集成磁件与分立电感的 VRM 进行了电路仿真分析比较, 电路仿真结果验证了理论分析的正确性。实验结果也表明使用阵列式积木结构集成磁件的四相 VRM 动态效果较好。

关键词: 电压调整模块; 阵列式集成电感; 等效电感; 电流纹波; 动态响应

中图分类号: TM46

文献标识码: A

Study of array modular architecture integration magnetics in four-phase voltage regulator module

SONG Li Ye, LI Hong Zhu

(College of Electrical and Control Engineering, Liaoning Technical University, Huludao 125105, China)

Abstract: In order to increase the dynamic response performance and decrease the steady current ripple of VRM, an array magnetic core structure was formed by multiple separation magnetic core's combination. Without considering the impact of leakage magnetic flux, we analyzed the effect of the array modular architecture integration magnetics's parameters for VRM's performance, establishment the equivalent circuit of the array modular architecture integration magnetics. Making use of electromagnetic field finite element, software analyzed the magnetic field and inductance of integration magnetics. Then compared the array modular architecture integration magnetics by circuit simulation software. The circuit simulation results showed the correctness of the analysis, and the experimentation results showed the four-phase VRM which applied array modular architecture integration magnetics has predominance dynamic response performance.

Key words: voltage regulator module; array integration inductance; equivalent inductance; ripple current; dynamic response

交错并联拓扑具有抑制输出电流纹波、降低输出滤波器容量和扩大系统输出功率的显著优点, 通过减小每个并联支路上的电感, 可以显著提高动态响应特性^[1-5]。对 VRM 而言, 大的电感量可以减小电流纹波, 改善效率, 但降低了动态性能; 反之, 小的电感量可以提高动态性能, 但是增加了电流纹波, 降低了效率。采用磁集成技术可以减小磁性器件体积、损耗, 提高变换器动态性能^[6-8]和功率密度。本文提出

了一种阵列式积木结构集成磁件应用于四相 VRM, 通过理论分析和仿真及实验, 在稳态纹波相同的条件下, VRM 的动态响应得到了提高, 证明了方案的可行性及优越性。

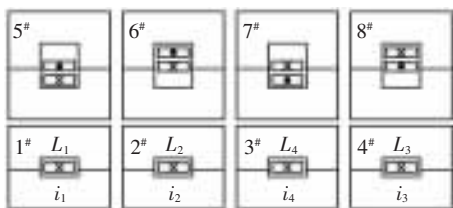
1 阵列式积木结构集成磁件物理结构及电路拓扑

1.1 集成磁件物理结构

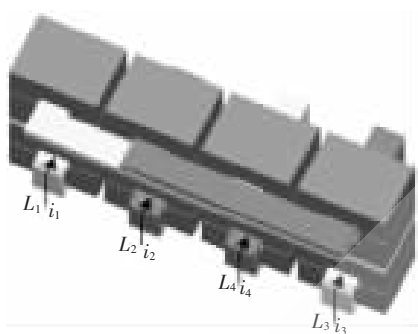
阵列式积木结构集成磁件共由 8 副分立磁芯组合而成, 其二维原理结构图(截面图)和三维实际结构如

* 基金项目: 国家自然科学基金资助项目(5067007)

图 1 所示。其中 1#~4# 磁芯完全相同,用来调节漏感;5#~8# 磁芯完全相同,实现各相电感的分相耦合,即:电感 L_1 和 L_2 反向耦合、 L_2 和 L_3 反向耦合、 L_3 和 L_4 反向耦合、 L_4 和 L_1 反向耦合。四相 VRM 每一相电感分别由三副磁芯组合而成,集成电感阵列式结构大大增加了磁件的散热面积,降低了热损耗。



(a) 二维原理结构



(b) 三维实际结构

图 1 阵列式集成磁件积木结构

1.2 集成磁件 VRM 电路拓扑

由阵列式积木结构集成磁件构成的四相 VRM 拓扑电路如图 2 所示,各相电感自感相等,均为 L ,互感也相等,均为 M 。

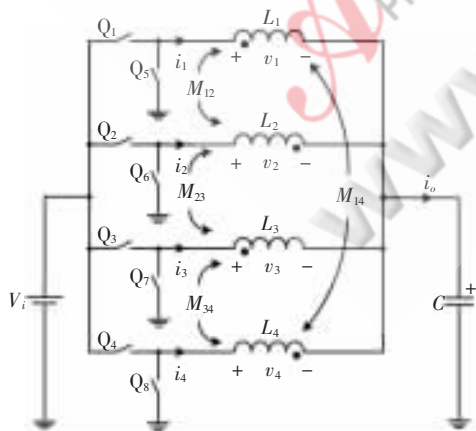


图 2 阵列式积木结构集成磁件 VRM 拓扑电路

在 VRM 的任意工作模式,均可列出电压方程式(1)。

由式(1)求得任一通道在各个模式的电流变化率后,根据伏秒积相等原理可以得到采用阵列式积木结构集成磁件的四相 VRM 的输入输出电压增益如式(2)^[9]:

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \\ v_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L & -M & 0 & -M \\ -M & L & -M & 0 \\ 0 & -M & L & -M \\ -M & 0 & -M & L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{di_1}{dt} \\ \frac{di_2}{dt} \\ \frac{di_3}{dt} \\ \frac{di_4}{dt} \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\frac{V_o}{V_i} = D \quad (2)$$

式中 D 为占空系数。

式(2)表明采用阵列式积木结构集成磁件的四相 VRM 的输入输出电压增益与采用分立电感的四相 VRM 的输入输出电压增益相同。

2 VRM 的输出稳态纹波和动态响应分析

设耦合系数 $k=M/L$,结合阵列式积木结构集成磁件四相 VRM 各工作模式,由式(1)可以推导出四相 VRM 各相等效稳态电感 L_{ss} 和等效动态电感 L_{tr} 的表达式:

$$L_{ss} = \frac{(1-4k^2)(D-1)}{D-1+2k^2+2Dk} \times L \quad (3)$$

$$L_{tr} = (1-2k)L \quad (4)$$

式(3)和式(4)表明阵列式积木结构集成磁件四相 VRM 的输出稳态纹波和动态响应与耦合系数 k 的大小有关。等效稳态电感 L_{ss} 及等效动态电感 L_{tr} 与耦合系数 k 的变化关系曲线如图 3 所示,图中等效稳态电感 L_{ss} 曲线 1~6 的占空系数 D 分别为 0.1、0.12、0.14、0.16、0.18 和 0.2。图 3 表明耦合系数 $0 < k < 0.5$ 时,等效稳态电感 L_{ss} 大于等效动态电感 L_{tr} ,这说明合理的设计分相耦合阵列式集成电感的耦合系数 k 的大小可以提高四相 VRM 的动态响应速度,降低四相 VRM 每一相电感中的电流纹波。从图 3 可见,耦合系数 k 设计在 0.3~0.4 之间时,分相耦合阵列式集成电感四相 VRM 的稳态纹波和动态响应处于最优范围。

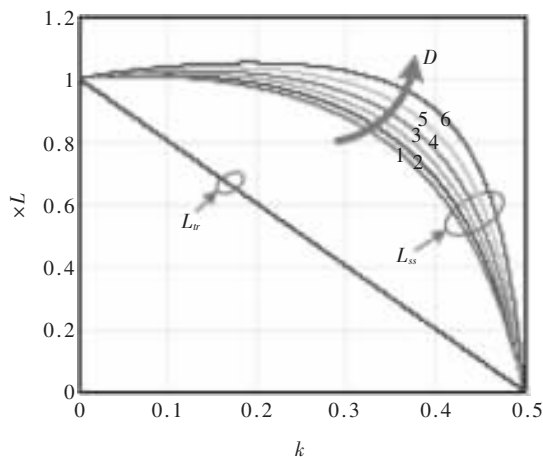


图 3 L_{tr} 、 L_{ss} 与 k 的变化曲线

3 集成磁件的优化设计

设 1#~4# 磁芯磁阻为 R_l ,5#~8# 磁芯磁阻为 R_c ,在忽
《电子技术应用》2009 年第 6 期

略漏磁通的情况下,阵列式积木结构集成磁件的自感及互感分别为:

$$L = \frac{1}{R_l} + \frac{2}{R_c} \quad (5)$$

$$M = \frac{1}{R_c} \quad (6)$$

所以

$$k = \frac{R_l}{R_c + 2R_l} \quad (7)$$

将式(5)和式(7)分别代入式(3)和式(4)得:

$$L_{ss} = \frac{(D-1)(R_c+2R_l)(R_c+4R_l)}{(D-1)R_c^2 R_l + (6D-4)R_l^2 R_c + (8D-2)R_l^3} \quad (8)$$

$$L_{rr} = \frac{1}{R_l} \quad (9)$$

式(9)表明,在忽略漏磁通的情况下,等效动态电感 L_{rr} 只与 $1^{\#} \sim 4^{\#}$ 磁芯的磁阻 R_l 有关。因此,阵列式积木结构集成磁件四相VRM的动态响应要求可依据该式设计,从而确定 $1^{\#} \sim 4^{\#}$ 磁芯的磁阻 R_l 。 $5^{\#} \sim 8^{\#}$ 磁芯的磁阻 R_c 根据图4选取耦合系数 k 之后由式(7)确定,当 $0.3 \leq k \leq 0.4$ 时, R_c 的范围是 $0.5R_l \leq R_c \leq R_l$ 。为了防止磁芯饱和,应在 $1^{\#} \sim 4^{\#}$ 磁芯中设置一定的气隙或选择高饱和磁密磁芯。由于 $5^{\#} \sim 8^{\#}$ 磁芯中不存在直流偏磁,因此可不必在其中设置气隙,以减小绕组损耗。

4 阵列式积木结构集成磁件四相VRM仿真分析

4.1 电磁场仿真

利用Ansoft Maxwell对阵列式积木结构集成磁件进行电磁场有限元分析,各绕组电感值如表1所示。由表1计算得到各电感的耦合系数如表2所示。表2验证了阵列式积木结构集成磁件的耦合系数可以使VRM的稳态纹波和动态响应处于最优范围之内。阵列式积木结构集成磁件磁场分布如图4所示,图4验证了 $5^{\#} \sim 8^{\#}$ 磁芯中不存在直流偏磁。

表1 有限元分析的各绕组电感值

名称	电感量/ μH	名称	电感量/ μH
L_1	1.175	L_5	1.196
M_{12}	0.389	M_{51}	0.011
M_{13}	0.011	M_{52}	0.391
M_{14}	0.388	M_{53}	0.398
L_2	1.231	L_4	1.208
M_{21}	0.389	M_{41}	0.388
M_{23}	0.391	M_{42}	0.012
M_{24}	0.012	M_{43}	0.398

表2 有限元分析的各电感的耦合系数

名称	耦合系数	名称	耦合系数
k_{12}	0.323	k_{23}	0.322
k_{13}	0.009	k_{24}	0.009
k_{14}	0.326	k_{34}	0.331

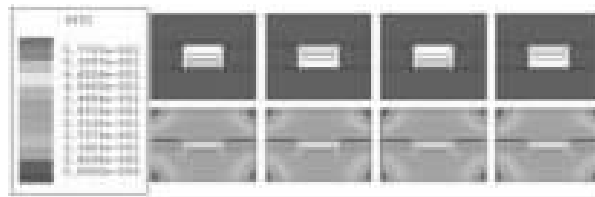


图4 阵列式积木结构集成磁件磁场分布

4.2 电路仿真

阵列式积木结构集成磁件等效电路如图5所示,图中 $L_l=1/R_l, L_c=R_c$ 。电路仿真参数如下:输入电压 V_{DC} 为12V;开关频率250kHz;导通占空比为0.15; L_l 和 L_c 由表1电磁场仿真数值取平均后计算得到,即 $L_l=0.42\mu\text{H}$, $L_c=0.391\mu\text{H}$ 。利用上面仿真参数的集成磁件VRM各通道电流及输出电压电流仿真波形如图6所示。

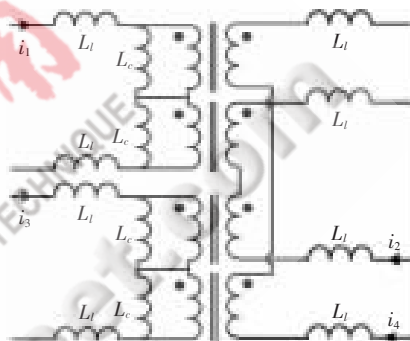
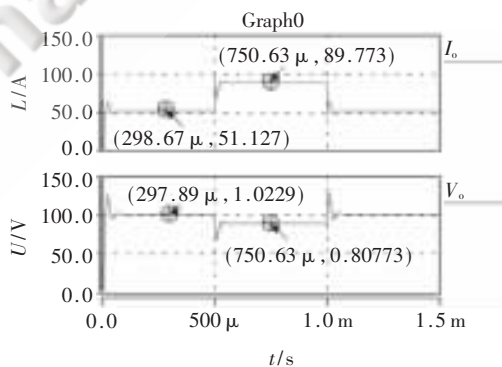
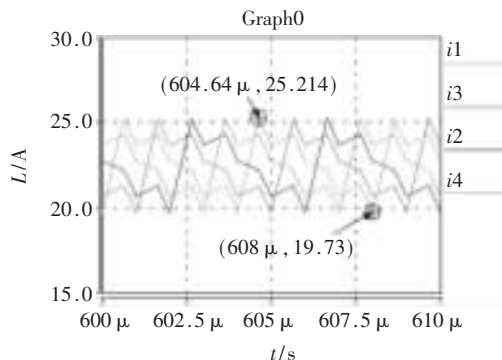


图5 阵列式积木结构集成磁件等效电路



(a) 输出电压电流动态响应



(b) 各通道电流纹波

图6 集成磁件VRM仿真波形

为了与分立电感分析比较,分别在等效稳态电感和动态电感相同时进行对比。

(1) 等效稳态电感相同时的对比

根据表 1 和表 2 (各参数取平均值) 由式(3) 计算得到等效稳态电感量为 $1.088 \mu\text{H}$, 利用电感量为 $1.088 \mu\text{H}$ 的分立电感对 VRM 电路进行仿真, 其他仿真参数同上, 仿真波形对比如图 7 所示。其中 v_{o-3} 和 i_{l-3} 为分立电感 VRM 的仿真波形。

(2) 等效动态电感相同时的对比

根据表 1 和表 2 (各参数取平均值) 由式(4) 计算得到等效动态电感量为 $0.418 \mu\text{H}$, 利用电感量为 $0.418 \mu\text{H}$ 的分立电感对 VRM 电路进行仿真, 其他仿真参数同上, 仿真波形对比如图 8 所示。其中 v_{o-2} 和 i_{l-2} 为分立电感 VRM 的仿真波形。

通过图 6~图 8 可见, 在等效稳态电感量相同的情况下, 采用阵列式积木结构集成磁件的 VRM 比采用分立电感的 VRM 动态响应速度快了近 $25 \mu\text{s}$, 但总的输出电流纹波增大了近 3 A ; 在等效动态电感量相同时, 采用阵列式积木结构集成磁件的 VRM 与采用分立电感的 VRM 动态响应相同, 总的输出电流纹波也相同, 但通道电流纹波减小了近 10 A 。仿真结果验证了理论分析的正确性。

5 实验验证

实验平台为由 ISL6561 芯片控制的四相 VRM, 12 V 输入, 1.0 V 输出, 工作频率 480 kHz 。1#~8# 磁芯选择 UI10, 测得各电感量列于表 3 所示。在 200 Hz 的负载动态, 输出电流以 $10 \text{ A}/\mu\text{s}$ 的变化率在 $20\sim 80 \text{ A}$ 之间切换, VRM 输出动态响应波形如图 9 所示。实验结果表明, 应用阵列式积木结构集成磁件的四相 VRM 的稳态输出电压和动态响应较好。

本文提出了一种应用于四相 VRM 的阵列式积木结构集成磁件, 从理论上分析了阵列式积木结构集成磁件参数对 VRM 性能的影响, 对阵列式积木结构集成磁件进行了电磁场有限元分析, 建立了阵列式积木结构集成磁件的等效电路, 并利用电路仿真对阵列式积木结构集成磁件与分立电感进行了分析比较, 结果验证了理论分析的正确性。实验结果表明使用阵列式积木结构集成磁件的四相 VRM 动态效果较好。

参考文献

- [1] YAO Kai Wei, WONG P L, LEE F C. The inductor design for the multi-channel voltage regulator module[C]. IEEE PCIM, 2000: 325-331.
- [2] WONG P L, WU Qiao Qiao, XU Peng, et al. Investigating coupling inductors in the interleaving QSW VRM[C]. IEEE

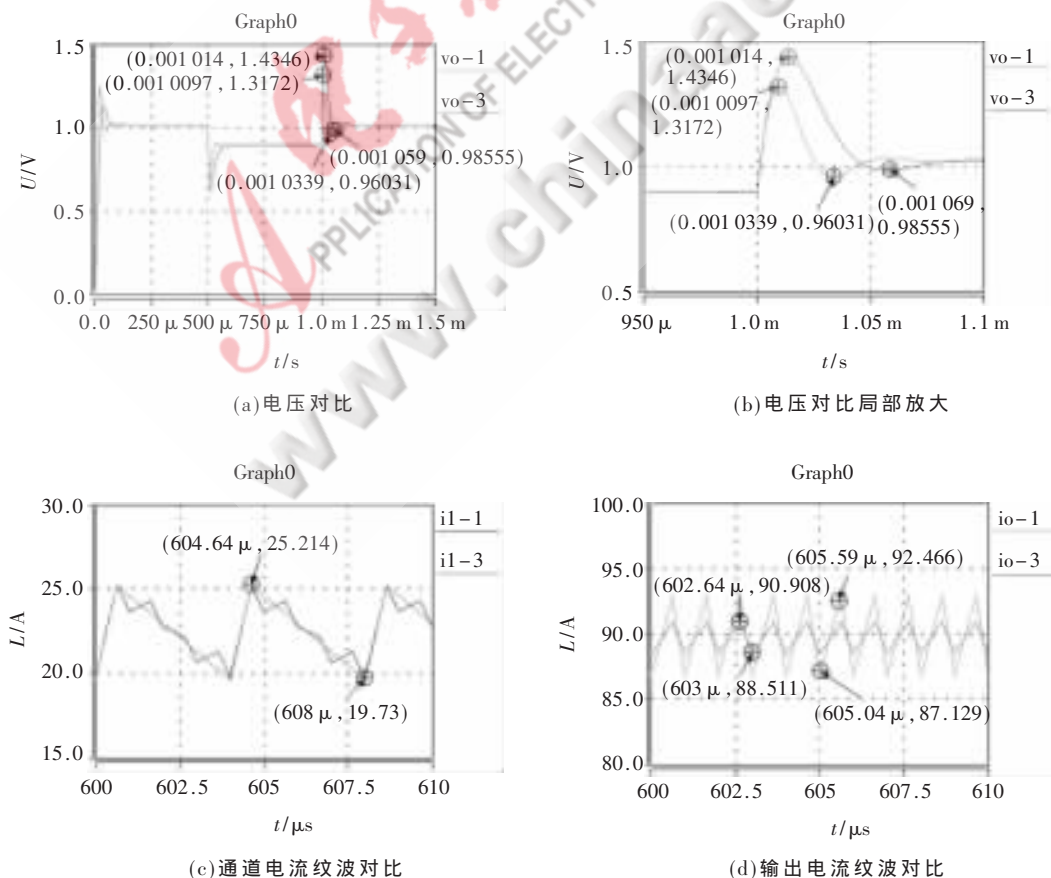


图 7 等效稳态电感相同时仿真波形对比

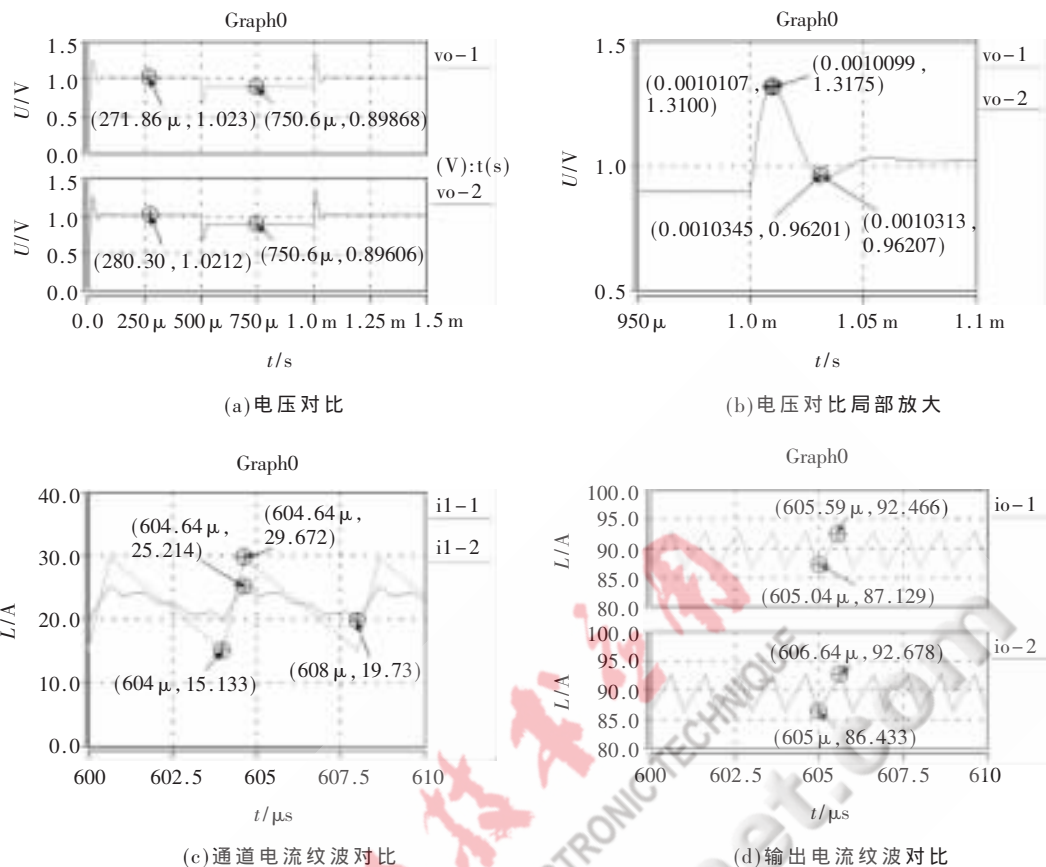


图8 等效动态电感相同时仿真波形对比

表3 阵列式集成磁件各绕组电感量

名称	电感量/nH	名称	电感量/nH
L_1	1345	L_3	1352
L_2	1356	L_4	1343

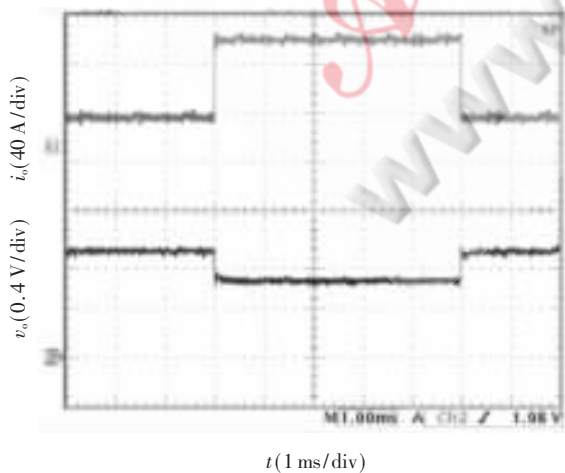


图9 VRM 输出动态响应波形

APEC, 2000: 973-978.

[3] XU Peng, YE Mao, LEE F C. Single magnetic push-pull forward converter featuring built-in input filter and coupled-inductor current double for 48V VRM[C]. IEEE APEC, 2009: 973-978.

《电子技术应用》2009年第6期

2002: 843-849.

[4] SLOBODAN C, LAGUNA H. Lossless switching DC-DC converter with DC transformer[P]. U.S. Patent 6 400 579, 2002.

[5] 杨玉岗, 李洪珠, 王健林, 等. 可消减直流偏磁集成磁件在 DC/DC 变换器中的应用[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(11): 50-54.

[6] 陈乾宏, 阮新波, 严仰光. 多路输出电源中耦合电感的模型及分析[J]. 电工技术学报, 2001, 16(5): 40-45.

[7] 陈乾宏, 阮新波, 严仰光. 开关电源中磁集成技术及其应用[J]. 电工技术学报, 2004, 19(3): 1-8.

[8] 杨玉岗, 于庆广, 李洪珠, 等. 四相电压调整模块中平面型可消除直流偏磁集成磁件研究[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(12): 179-185.

[9] LI Jie Li, CHARLES R S, AARON S. Coupled-inductor design optimization for fast-response low-voltage DC-DC converters[C]. IEEE APEC, 2002: 817-823.

[10] LI Jie Li, ANTHONY S, AARON S, et al. Using coupled inductors to enhance transient performance of multi-phase buck converters[C]. IEEE APEC, 2004: 1289-1293.

[11] LI Hong Zhu, YANG Yu Gang, LI Hong Liang. Research on thin-film array non-DC-bias integrated magnetics in 4-phase VRM.[C] IEEE ICEF, 2008: 1-6.

(收稿日期: 2008-12-26)

一种无人机通信天线伺服系统的构建

黄伟, 周乃恩, 王诚, 李江宏

(中国航天十一院 第十一总体部, 北京 100074)

摘要:介绍了一种定向数据通信天线伺服系统的实现。该天线伺服系统可以用于作用半径为 150 km 的近程无人机地面测控天线跟踪,其系统跟踪体制采用 GPS 引导方式,具有实现简单、工作稳定、便于维护等特点。从系统设计原理出发,阐述了 GPS 引导跟踪算法,说明了系统组成和控制原理,提出了一些关键性设计要点和附加功能,并根据实际使用数据进行了归纳和分析,提出了简单可行的改进措施。

关键词:无人机; GPS; 天线伺服; 数据链系统

中图分类号: V243.5 文献标识码: A

The construction of an antenna control system for UAV data-link

HUANG Wei, ZHOU Nai En, WANG Cheng, LI Jiang Hong

(China Academe of Aerospace Aerodynamics, Beijing 100074, China)

Abstract: This paper introduces an implement of directional data link antenna control system, which can be used for the ground data-link antenna of the short-range UAV system within 150 km operation range. GPS tracking method is applied in this system. In this paper, GPS tracking algorithm, system construction and control concept is given, then key design note and additional function is described. Realtime application data log study is also shown in this paper, and the improvement action is given at last.

Key words: unmanned aviation vehicle; GPS; antenna servo; data-link system

随着无人机技术的不断发展,对高带宽微波数据链路作用距离要求也随之提高,通过提高地面或机载的发射机功率和增加接收机灵敏度的方式已经无法满足远距离通信要求,而提高地面测控天线接收发射增益是一种行之有效办法,且不会增加机载通信设备重量和尺寸。

定向通信天线因为在波束角范围内具有高增益而被广泛运用于中近程无人机的测控通信,天线通过定向辐射和接收信号的方式,将能量作用在有用范围,减少了能量耗散,提高了发射增益。但正是由于定向发射接收信号的特点,决定了该种天线必须配备一种引导跟踪系统才能用于无人机这种动态跟踪通信应用上。

作为测控对象的近程无人机,因为有一定运动速度且距离较近,从而对地面测控天线伺服系统的跟踪角速度和加速度都有要求。对于近程无人机系统,设计和制造成本都受约束,所以实现简单稳定的天线伺服系统是无人机的数据通信系统中一个重要组成部分。

目前国内无人机测控定向天线多采用单通道单脉冲跟踪体制,通过信号相位关系来进行方位俯仰判断,

需要一套复杂的天线伺服反馈系统,成本很高,维护检修技术要求较高。此外,在实际使用中,很容易受到干扰而导致天线乱转。

本系统利用 GPS 引导方式和无刷伺服电机控制,实现了对螺旋定向天线(波束角小于 24° , 增益 15 dB)的方位角一维伺服控制。由于 GPS 信号具有比自跟踪的信号更加稳定、数字化更强、实现简单的特点,可用于无人机测控应用。经过实际长时间的应用验证,该系统跟踪效果可以满足要求,并具有一定预留扩展性。

1 系统框架

系统可以进行 GPS 引导跟踪和定角度转动两种作用模式,并具有日志记录和界面显示功能。控制软件在遥控遥测计算机上运行。

在定角度转动模式下,伺服电机控制回路根据给定的角度进行转动;在跟踪模式下,系统以一定周期(80 ms)从遥测数据得到无人机位置,并根据本地位置以及当前天线转角确定转动角度,伺服电机控制回路执行转动。

系统整体框架如图 1 所示,本地 GPS 提供当前地面

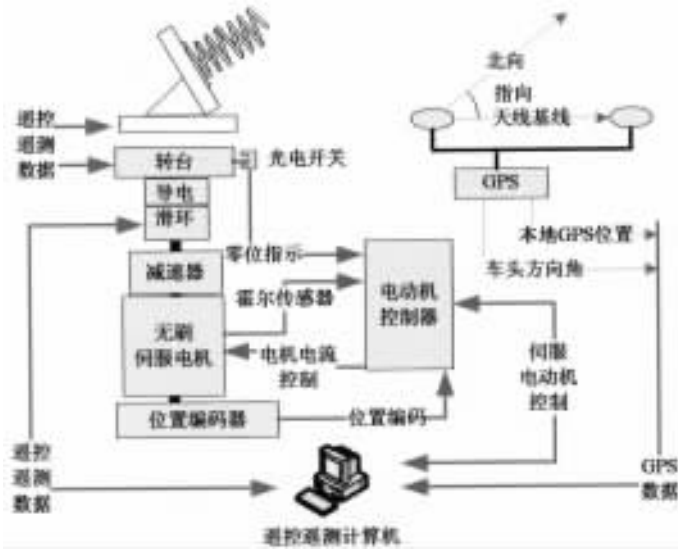


图1 全系统原理框图

站位置和车头方向的数据,电动机控制器、位置编码器、伺服电机构成了伺服回路,带动减速器驱动转台旋转,光电开关是初始化时使天线对准车头的基准限位,并在运行过程中可以消除位置编码器累计误差。为实现转台任意旋转,系统中选用高频导电滑环进行转台上下两端的信号传输。

2 系统方案

2.1 转动角解算^[1]

在无人机(UAV)当前经纬度、本地经纬度、车头方向都已知的条件下,就可以利用图2所示关系求得无人机与车头方向的夹角,通过位置编码器可知当前天线方向,即可知天线转动角度。

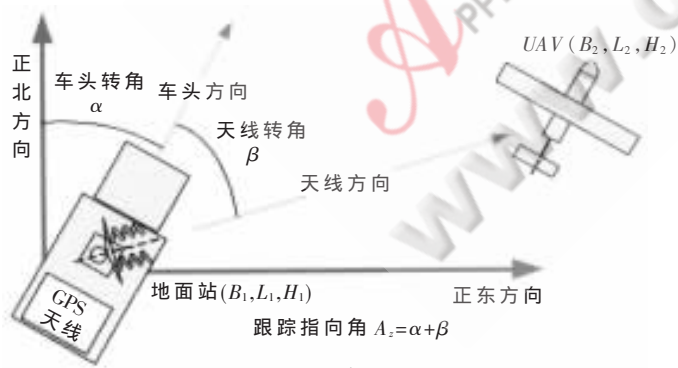


图2 指向角度关系

图2所示的跟踪指向角 A_2 推导过程如下:

(1) 先将无人机经纬度转换到地心坐标系。

$$\begin{pmatrix} X_2 \\ Y_2 \\ Z_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} (N_2+H_2)\cos B_2\cos L_2 \\ (N_2+H_2)\cos B_2\sin L_2 \\ [N_2(1-e^2)+H_2]\sin B_2 \end{pmatrix} \quad (1)$$

其中, $N_2=a/\sqrt{1-e^2\sin B_2}$, a 为长半轴, e 为偏心率。

(2) 再转换到以地面站为原点、东向为 X 轴方向、北

向为 Y 轴、垂直地面为 Z 轴的坐标系上。

$$\begin{pmatrix} x_2 \\ y_2 \\ z_2 \end{pmatrix} = A^{-1} \begin{pmatrix} X_2-(N_1+H_1)\cos B_1\cos L_1 \\ Y_2-(N_1+H_1)\cos B_1\sin L_1 \\ Z_2-[N_1(1-e^2)+H_1]\sin B_1 \end{pmatrix} \quad (2)$$

其中, $N_1=a/\sqrt{1-e^2\sin B_1}$

$$A = \begin{pmatrix} -\sin B\cos L & -\sin L & \cos B\cos L \\ -\sin B\cos L & \cos L & \cos B\sin L \\ \cos B & 0 & \sin B \end{pmatrix}$$

(3) 再将其转换到极坐标。

$$\begin{pmatrix} r \\ A_z \\ El \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sqrt{x_2^2+y_2^2+z_2^2} \\ \arctan(y_2/x_2) \\ \arctan(z_2/\sqrt{x_2^2+y_2^2}) \end{pmatrix} \quad (3)$$

(4) 通过式(3)即可得到方位角 A_z , 其中 r 为无人机与地面站距离。

2.2 伺服电机控制^[2-4]

该天线转台伺服是一种位置伺服控制,系统结构如图3所示。为保证转动力矩平稳,无刷电机的线圈电流采用比例-积分PI反馈控制,PI控制就能保证很好的力矩控制特性。而位置控制则采用比例-积分-微分(PID)反馈控制,加入积分可以消除位置误差。

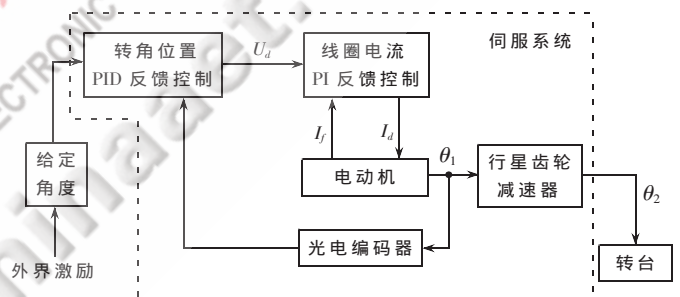


图3 转台伺服控制系统结构

为保证位置伺服的平稳运行,避免急动急停给天线带来冲击,故伺服过程中加速度、转速、转角随时间变化如图4所示。此外,对于控制器PID参数可以参考表1

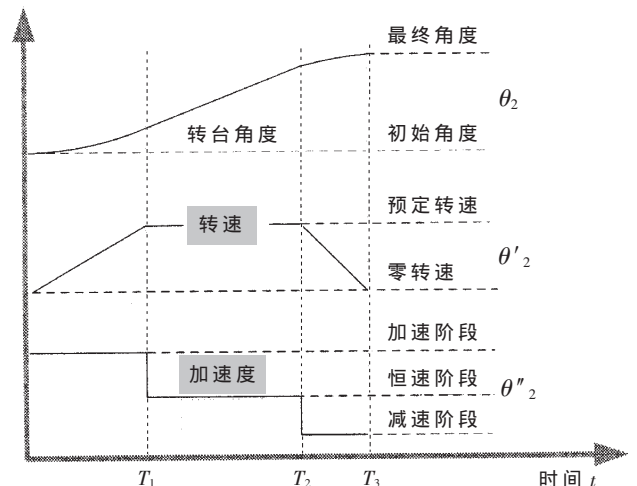


图4 加速度、转速、转角随时间变化曲线

表 1 PID 系数调整规律

指标 系数	上升 时间	稳定 时间	过冲量	稳态 误差
比例	减少	变化	增加	减少
积分	减少	增加	增加	消除
微分	变化	减少	减少	变化

注：以上指标是当系数增加时，指标变化趋势

规律，进行最终使位置伺服达到“稳、快、准”。

伺服电机的选用也是该伺服天线设计内容，电动机的额定功率可用下列公式进行估算。

$$P = \frac{\pi}{30000} nM + R \cdot I^2 \quad (4)$$

$$M = \sum_{i=1}^n J_n \beta_n + M_{\text{摩擦力}} + M_{\text{风阻}} \approx 2.5 \times \sum_{i=1}^n J_n \beta_n$$

其中： $\sum_{i=1}^n J_n \beta_n = J_{\text{电机}} \beta_{\text{电机}} + J_{\text{转台}} \beta_{\text{转台}} + J_{\text{减速器}} \beta_{\text{减速器}} + J_{\text{滑环}} \beta_{\text{滑环}}$ ，

$\beta_{\text{电机}} = \beta_{\text{减速器}}$ ， $\beta_{\text{滑环}} = \beta_{\text{转台}}$ ， $\beta_{\text{转台}} : \beta_{\text{电机}} = n_{\text{转台}} : n_{\text{电机}} = i_{\text{减速器}}$ ， $n_i =$ 第 i 个组件的转轴转速， $\beta_i =$ 第 i 个组件的转轴角加速度。

当伺服系统选用较大的功率和力矩时，可以使伺服参数容易调整，但会使体积和成本增加。所以一般余量不应该太大。

本伺服系统为满足多种螺旋天线的跟踪需要，采用 Maxon 公司的 EC-max40 系列的 40 W 无刷电动机，并选用减速比约 246:1 的陶瓷行星减速器 GP32C，外加了减速比约 2.7:1 的二级减速器，总减速比为 668.71:1，采用 EPOS24/5 位置伺服控制器，位置伺服采用了光电编码器 HDEL55。虽然采用光电编码器，但伺服系统还是在 -10℃ 低温环境下进行长时间储存和工作。

2.3 跟踪软件设计

跟踪软件主要完成目标方位角解算和控制界面显示、模式切换等功能，兼顾一定系统故障诊断功能，并具有日志记录功能，该系统记录时间为 1 s 一次。

在软件中还增加了天线指向车头方向的操作指令，可以在系统长时间运行带来编码累计误差时，将天线重新校准至车头方向。此外，还具有简单异常点剔除功能，当无人机 GPS 位置出现异常跳动时，系统不采取动作。当丢失目标时，遥测遥控软件根据航迹将下一个航点传递给跟踪软件，预置天线转角等待无人机。

3 系统分析

3.1 设计要点

天线跟踪系统属于采样开环控制系统。在系统控制构成中，输入是无人机位置信息，由无人机机载 GPS 采样，通过信道设备(延时环节)进行传输，地面系统(延时环节)解算出定向天线转角，驱动电机伺服系统转动。因此，跟踪具有一定滞后时间，其滞后时间等于无人机 GPS 位置数据更新间隔、通信链路延迟、计算机解算延迟等之和。本系统每 200 ms 进行一次解算驱动，滞后时

间经工程实践可认为是 200 ms。

根据图 5 所示跟踪速率关系即可以求出滞后角度，可进行跟踪角度的最坏情况分析。

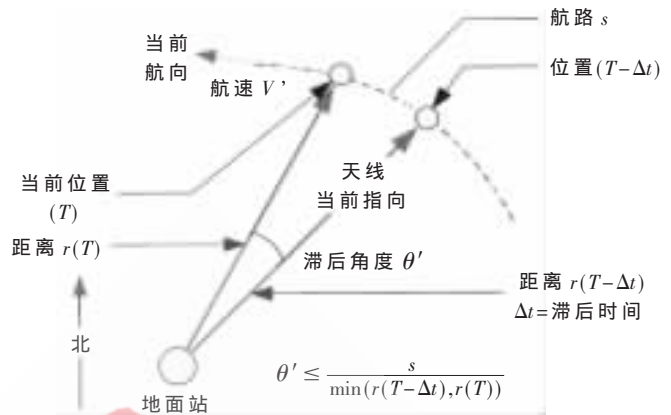


图 5 跟踪角度关系

为减少电动机及齿轮的动作次数，延长机构寿命，在伺服控制上进行限制，当待转角小于 0.5° 时，伺服不动作，当积累到 0.5° 以上，伺服才动作。

在实际使用过程中，根据跟踪动态效果可以将使用分 3 种情况进行考虑：

(1) 起飞跟踪：该近程无人机为滑跑起降，所以需要进行长时间的滑跑试验。对于天线伺服系统，无人机离地面站距离在 100~2 000 m 不等，最大速度能达到 50 m/s，而且由于地面遮蔽，通信属于半通视传输，其跟踪情况相对比较恶劣。该系统已经进行了长达 130 h 使用考核，跟踪从未丢失过目标。

(2) 飞行跟踪：当飞机远离地面站时，由于距离较远，其跟踪情况相对比较宽松。该系统进行了 12 h 使用考核，跟踪效果主要依赖信道质量，但跟踪效果依然良好。

(3) 过顶跟踪：由于该伺服系统不能控制天线俯仰角，定向天线只能通过上旁瓣进行通信，此时飞机通场高度在 1 000 m 左右，且过顶时飞机速度较快，这种跟踪情况最为恶劣，所以单独作为一种情况进行分析，经过了若干次过顶跟踪考核，跟踪也从未丢失目标，且无需人工干预。

3.2 数据分析

根据系统的日志记录，以上述 3 种不同情况的跟踪模式进行数据分析。日志主要是记录无人机和地面站的经纬度、两者的相对距离和方位角、天线当前指向等信息。通过分析方位角和天线指向的差值即滞后角度来评价该天线伺服系统的跟踪品质。

(1) 起飞数据分析，选取一次滑跑数据进行分析，可得跟踪误差角或有超调或滞后，但总体上稳定在波束角范围内，完全满足要求。图 6 为起飞跟踪情况，左坐标轴代表滞后角度的刻度，右坐标轴为机站距离刻度。

(2) 飞行跟踪分析。对飞行数据进行分析，该飞行段为 14 800 s(4 h)，作用距离约 2 km 以上。统计滞后角分

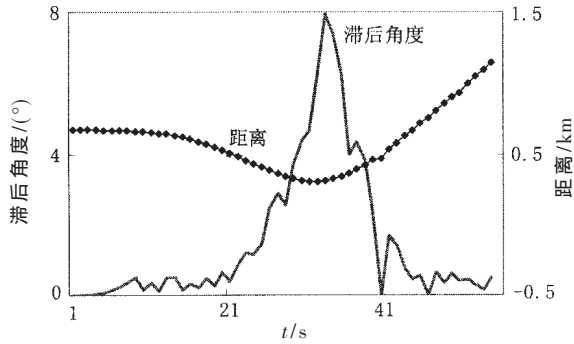


图6 起飞跟踪

布,得到滞后角平均值 0.255° ,标准差 0.157° ,此结果非常理想。滞后角度的分布如图7所示,滞后角度为负数代表超前值。可以发现 0.5° 的滞后角所占比例较大,这与设计要点一节所提到的 0.5° 积累角度有关。

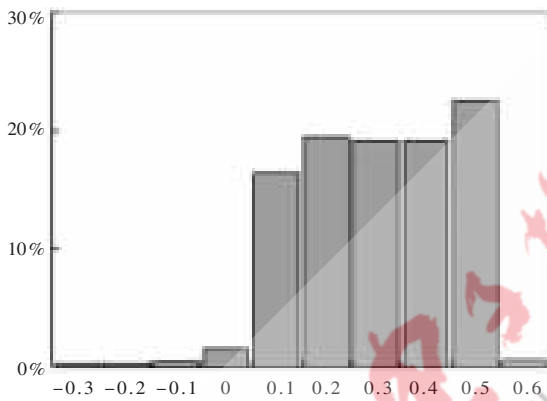


图7 飞行过程滞后角分布

(3) 过顶跟踪。选择 $70s$ 左右的样本数据,研究通场过顶情况下的滞后角度,滞后角控制在 15° 范围以内,滞后角在 5° 以上小于 $10s$,此时机站的通视距离很近(小于 $1.5km$ 、且无遮蔽物),实际情况下使用了定向信号不会间断。图8为过顶跟踪情况,左坐标轴代表滞后角度的刻度,右坐标轴为机站距离刻度。

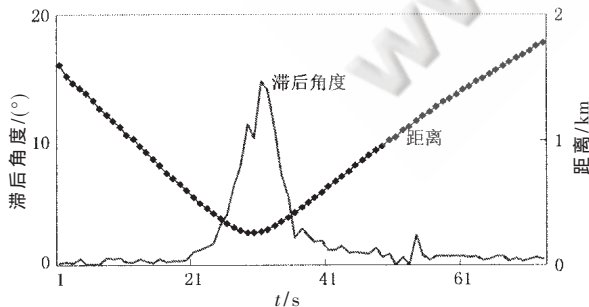


图8 过顶跟踪

3.3 改进措施

通过对起飞跟踪和过顶跟踪的数据分析,尽管该螺旋天线通信链路不会发生失锁现象,但是滞后角度依然较大,这主要是由于GPS数据更新间隔造成的,与电动机伺服系统动态特性无关。但单纯提高GPS更新间隔会《电子技术应用》2009年第6期

占用系统运行开销和硬件投入。

通过在原有解算方位角 A_z 的基础上叠加前置角,可以大大减小滞后角度,这只需在软件算法上进行改进,在整个跟踪控制上,可以理解为引进了微分校正环节。

天线转动前置角计算如图9所示,某一时刻通过无人机机载GPS可以知道无人机速度和速度方向的信息。通过将速度在机站之间矢径的切线方向投影速度,估算跟踪方位角速率,通过滞后时间 Δt ,计算出前置角度 ε ,叠加到解算出的方位角上,减去天线当前指向得到转动角,驱动伺服系统;下一时刻,系统重新计算前置角和方位角,并根据天线指向进行伺服驱动,这并不会使误差累计传递到下一时刻。

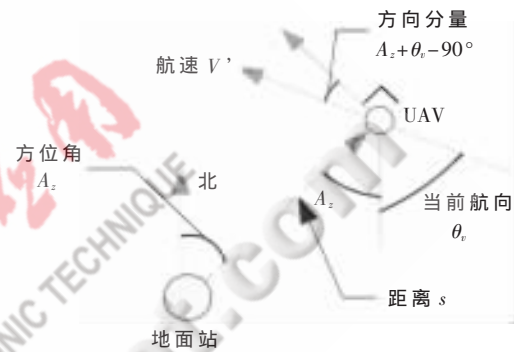


图9 前置角解算

$$\varepsilon = \frac{V' \cos(A_z + \theta_e - 90^\circ)}{s} \Delta t, (\Delta t \leq 0.2s) \quad (5)$$

通过该前置角可以在不提高GPS更新速度的条件下,提高整个天线跟踪系统的近距离高速跟踪品质。经过初步应用该方法可发现,虽会出现一定超前但基本能控制在 1° 以内。

该天线伺服系统目前具有很好的使用效果,已经可靠地运用在无人机地面站中,并在多个机场条件下得到实际验证,具有成本低廉、使用简洁、维护方便的特点。

虽然目前仅需要实现方位角伺服,但当与波束角更小的天线进行配合时,仅需另加入新的一套位置伺服系统,俯仰角 EI 可在公式(4)中获得,即可以实现二维伺服。此外,通过选择具有一定动态性能的GPS组合(含指北功能),还可以实现将天线伺服放入移动地面站中,实现移动中通信,提高测控系统的适用范围。

参考文献

- [1] 徐绍铨,张华海,杨志强,等. GPS测量原理及应用[M]. 武汉:武汉大学出版社,1998.
- [2] 金石,张晓林,马文智. 一种无人驾驶直升机天线跟踪系统的研制[J]. 北京航空航天大学学报,2003,29(4): 366-369.
- [3] 卢飞星,亓迎川,牛全民,等. 单片微机控制雷达天线控制系统的设计[J]. 现代雷达,1999,(4):65-69.
- [4] 林宏斌. 数字角跟踪系统设计[J]. 战术导弹技术,1990(3).

(收稿日期:2009-01-05)

IPTV 测试仪网络层测试的设计与实现*

陈玉花, 张治中, 杜西亚

(重庆邮电大学 通信与测试技术重点实验室, 重庆 400065)

摘要: 以 IPTV 测试仪的网络层测试功能为研究背景, 介绍了 IPTV 的整体设计框架、网络层测试指标的算法设计, 并在此基础上探讨了利用 IP 流量发生器测试这些指标的设计方案。分析了方案中先进的主从机模式和高效的流量产生算法及调度算法, 给出了测试方案的仿真结果。结果表明, 方案思路清晰、稳定可靠。此方案已应用于 IPTV 测试仪中, 效果良好。

关键词: 网络层指标; IP 流量发生; 主从机模式; 调度算法; IPTV 测试仪

中图分类号: TN929.23

文献标识码: A

Design and implementation of network layer testing for IPTV analyzer

CHEN Yu Hua, ZHANG Zhi Zhong, DU Xi Ya

(Key Lab. on Communication Networks and Testing Technology, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China)

Abstract: Taking network layer testing function of IPTV analyzer as a research background, the overall design framework of the IPTV and the algorithm of network layer testing index in the IPTV are introduced. On the basis of the introduction, the solution of testing these indexes by IP traffic generator is also described. It analyses advanced master-slave mode, efficient traffic generated algorithm and scheduling algorithm, and then gives the test results of the simulation. The test results show that the solution is clearly thought-out, stable and reliable. The solution has been implemented in IPTV analyzer and got good results.

Key words: network layer testing index; IP traffic generate; master-slave mode; scheduling algorithm; IPTV analyzer

随着数字媒体娱乐的兴起, IPTV 吸引了业界众多眼球^[1-3], 成为全球电信业投资重点之一。IPTV 业务是伴随着宽带互联网的飞速发展而兴起的一项新兴的互联网增值业务, 它利用宽带互联网的基础设施, 以家用电视机和电脑作为主要终端, 利用网络机顶盒 STB (Set-TopBox), 通过互联网协议来传送电视信号, 提供包括电视节目在内的多种数字媒体服务。IPTV 简单来说就是交互式网络电视^[2-5], 它能为用户提供电信级的服务和使用简便的电视式体验。然而, 在融合的环境中, 使用 IPTV 这样的应用, 服务质量和性能测试显得比以往更加重要。因此, IPTV 测试仪应运而生。

IPTV 测试仪网络层质量测试, 主要指传统 IP 网络层的性能指标, 根据 ITU-T Y.1540^[3]建议, 主要为 IP 丢包率、IP 包时延、IP 包抖动及其相关参数。IPTV 用户最为注重的就是服务质量, 而网络的时延、抖动和丢包将导致图像斑点和马赛克、图片模糊和边缘失真、音频中

断以及通道更改延迟等, 严重影响了服务质量。因此, 本文对网络层指标的测试设计与实现的研究具有重要意义^[1-8]。

1 测试仪的整体框架

IPTV 测试仪由软件和硬件两部分组成, 而对网络层的测试, 主要由硬件部分 FPGA 模块的 IP 流量发生器实现, 如图 1 所示。

本文研究的 IPTV 测试仪网络层测试, 采用了单 MAC 主机测试模式进行主动测试, 利用 IP 流量发生器自发自收 IP 包, 分析相应的时间戳和包数量等参数, 由此计算 IP 包的时延、抖动和丢包率。

2 网络层测试指标算法设计

IPTV 测试仪网络层的测试指标主要包括丢包率、时延、抖动及其相关参数。

2.1 时延和抖动算法设计

在测试中, 时延是指测试仪发送测试包与接收测试包的时间的差值。当音频和视频 IP 包离开发送端时, 按照规则的间隔均匀地排列。在通过网络之后, 这一均匀

* 基金项目: 信产部电子发展基金([2006]717), 重庆市发改委项目资助, 重庆市科委重点攻关

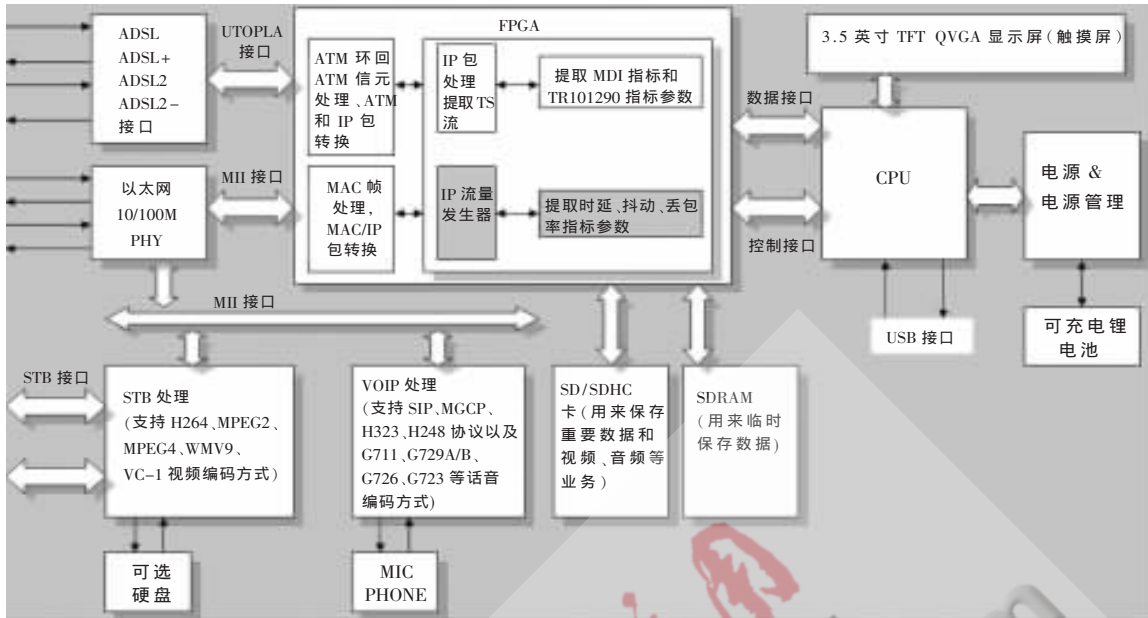


图 1 IPTV 测试仪硬件框图

的间隔因不同的时延大小而遭到破坏，从而产生抖动。抖动会导致目标终端上音频和视频流的不连贯性。

测试时，在发送的 IP 包中加上发送时间戳，在接收时提取 IP 包中的时间戳，同时记录接收时间，接收和发送的时间的差值即统计时延。

假设发送 IP 包的时间戳为 $SentTime_i$ ，接收时间为 $RecvTime_i$ ， i 为计算时延值 $Delay_i$ 和抖动值 $Jitter_i$ 的个数。为了使计算更为精确，采用概率的统计平均算法，取前 $2m$ ($m=0, 1 \dots 16$, 可设置) 个值计算平均值，作为预估平均值，即为所求的时延值和抖动值。具体算法如下：

- (1) $Jitter_0=0; Delay_0=0;$
- (2) $Delay_i=RecvTime_i-SentTime_i$ ($i=0 \dots 2m$)
- (3) $Jitter_i=Delay_i-Delay_{i-1}$ ($i=1 \dots 2m$)
- (4) $Delay_{ave}=(Delay_0+Delay_1 \dots +Delay_{2m})/2m$
- (5) $Jitter_{ave}=(Jitter_0+Jitter_1 \dots +Jitter_{2m})/2m$

2.2 丢包率算法设计

丢包对视频播放质量有直接的影响，发生 IP 数据包丢失可能基于多个原因，如带宽限制、网络拥塞、链路故障以及传输错误。数据包丢失通常代表了一种突发式行为，经常与网络拥塞时段相关联。

丢包率是指测试中所丢失数据包数量占所发送数据包的比率，通常在吞吐量范围内测试。假设第 j 次主测试仪发送 IP 包的个数为 $IPSent_j$ ，接收回来的包为 $IPRecv_j$ ，则丢包率 $IPLost_j$ 为：

$$IPLost_j=(IPSent_j-IPRecv_j)/IPSent_j \quad (1)$$

为了使计算更为精确，采用概率的统计平均算法，取前 $2m$ ($m=0, 1 \dots 16$, 可设置) 个值计算平均值，作为预估平均值，即为所求的丢包率。

$$IPLost_{ave}=(IPLost_0+IPLost_1 \dots +IPLost_{2m})/2m \quad (2)$$

以上网络层指标的测试，采取主动测试模式，利用 IP 流量发生器来完成。

3 测试方案设计

3.1 主从机测试模式

普通测试仪采用的双 MAC 单机测试模式，只能测试单个网络，测试距离短、范围小。IPTV 测试仪网络层测试采用的是单 MAC 主从机测试模式，可远距离跨网测试，比单机测试模式测试距离更长，范围更广，精确度更高。

IPTV 测试仪在测试网络层指标时，可作为主机发送 IP 包，可作为从机转发 IP 包，也可同时作为主机和从机，同时发送接收和转发 IP 包。如图 2 所示。

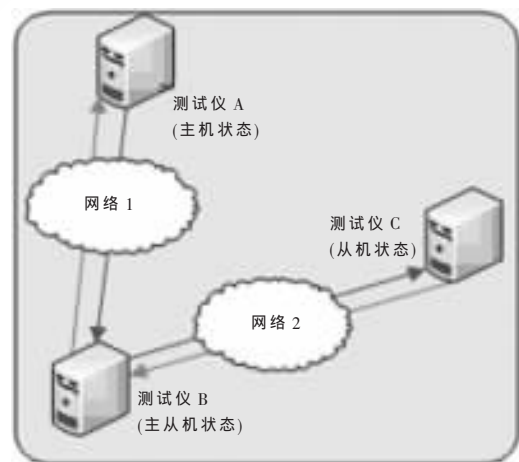


图 2 主从机工作模式示意图

测试仪 A 和测试仪 B 测试网络 1，测试仪 B 和测试仪 C 测试网络 2。其中 A 选择主机状态，发送接收 IP 包，分析测试指标。C 选择从机状态转发 B 发送的 IP 包给 B。而 B 则同时作为 A 的从机和 C 的主机，负责发送

和接收给 C 的 IP 包，同时转发回 A 发送来的 IP 包。

主从机通信流程图如图 3 所示。

首先主机 A 发送连接请求消息，从机 B 回复连接响应消息。收到回复后，主机 A 发送连接建立完成消息并发送加上发送时间戳的 IP 包，从机 B 接收并转发回 IP 包给主机 A。主机 A 根据返回 IP 包的数据计算时延抖动和丢包率。



图 3 主从机通信流程

3.2 整体设计

测试仪的主从机测试模式以及测试指标参数提取是采用 IP 流量发生器实现的。其主要由控制模块、同步模块、响应模块、ARP/RARP 模块、转发模块、IP 流量发生模块、自身 IP 包处理模块、发送模块、发送调度模块、接收模块、接收调度模块等组成。具体方案设计如图 4 所示。

控制模块负责 IP 流量发生器与 CPU 的交互，并控制测试仪处于何种状态：主机状态、从机状态、主从机状态；ARP/RARP 模块主要负责 ARP/RARP 包的处理；同步模块负责主机向从机发送连接请求；响应模块负责从机向主机发送响应信息；转发模块完成主机发送来的 IP 包的转发；IP 流量发生模块产生主机要发送的 IP 包；自身 IP 包处理模块完成对从机转发回的 IP 包进行分析处理，提取网络测试指标参数；接收模块完成网络上各种测试包的接收；接收调度模块调度接收到的测试包发送到相应的模块处理，如将 ARP 包送到 ARP 模块；发送模块负责将各种测试包发送到网络；发送调度模块完成各个模块测试包的发送顺序。

3.3 IP 流量发生方案

IP 流量发生模块是整个 IP 流量发生器最重要的模块。用户在进行网络层测试时，启动 IP 流量发生器。用

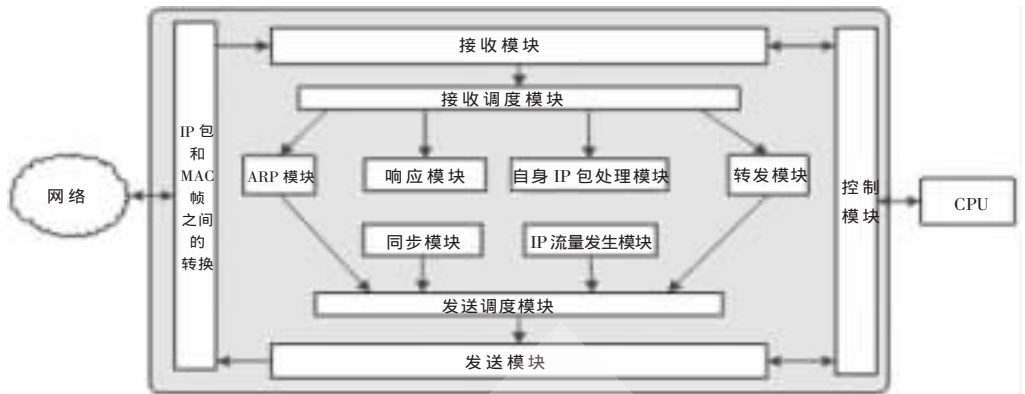


图 4 IP 流量发生器的整体方案

户输入每秒产生的 IP 包的个数、IP 包的长度、IP 包的类型、目的 IP 地址等关键参数。IP 流量发生模块根据这些信息生成 IP 流量。

发送的 IP 包的生成采用“定点填充、规律生成”的方案，即一些关键信息如测试时间、IP 头长度、IP 包总长度等在 IP 包中分配有固定的位置，且取值会对测试结果产生影响。对于这样的信息就要根据 IP 包的类型和用户填写的信息填充到固定的位置。如图 5 中的伪码所示。

而 IP 包承载的一些数据信息可以是任何随意的值，取值多少对测试结果不会产生影响。对于这些消息，为了避免出现全 0，将按一定规律产生。如伪码中所示，最高 8 位为一个固定前缀 t_i ，低 8 位为位置偏移量的值 $offset$ (以 4 字节为单位)。当 $offset = x"01F4"$ 时， $t_i <= t_i + 1$ 。这样规律产

```

ti_proc:process(dk)
begin
  if dk'event and dk='1'then
    if reset = '1'then
      ti <=x"0001";
    else
      if offset=x"01F4" then
        ti<ti+1;
        end if;
      end if;
    end if;
  end process;
rxdataproc:process(offset)
begin
  if offset = x"0000" then
    rxdat <= IP_version& IP_head_length&IP_Type
      & IP_total_length;
    elsif offset =x"0001" then
      rxdata <= Identification & IFlags
        & Fragment Offset
    elsif offset = "x0002" then
      .....
    end if;
  else
    rxdata <=ti & offset;
  end if;
end process
    
```

图 5 IP 流量发生伪码

生的数据,便于测试时检查传输数据的正确性和纠错。

3.4 调度算法设计

在 IPTV 测试仪的 IP 流量发生器中主要有 2 个重要的调度:接收调度和发送调度。测试仪处于不同的状态时,采用不同的调度算法。现在以调度最为复杂的主从机状态为例,介绍 2 个重要调度的算法设计。

(1) 接收调度

接收模块接收的测试包有 4 种可能:ARP/RARP 包、作为从机要转发的包、应主机同步包的响应包、作为主机接收回的自身的 IP 包。

接收调度就是判断测试包的类型,接收的是哪种类型的测试包就送到相应的处理模块进行处理。

(2) 发送调度

相对接收调度,发送调度要复杂很多。因为测试仪同时处于主机和从机状态,它要发送的测试包有:ARP/RARP 包、作为主机自身产生的 IP 包、请求从机建立连接的同步包、作为从机要转发回去的 IP 包。但是几种测试包可能都在等待发送。因此发送调度模块采用了“先来先服务,同在看级别”的算法思想。

发送模块主要调度 4 种测试包的发送。当 4 种 IP 包到来时间不同时,且每次只有 1 种包需要发送时,则采用先来先服务 FCFS(First Come First Serve)调度算法,哪种测试包先到达,调度模块则将其送到发送模块发送。当有 2 种或 3 种测试包在同时等待发送时,根据其优先级排队发送,优先发送级别高的测试包,然后发送级别低的测试包。本方案中 ARP/RARP 包的级别最高为 1,同步包次之为 2,转发的 IP 包级别为 3,自身 IP 流量发生的 IP 包的级别最低为 4。即如果 3 种包同时需要发送时,优先发送 ARP 包。

这种算法思想结合了经典的先来先服务调度算法和优先级调度算法的优点,实现了发送模块的最优调度。

4 仿真结果及分析

测试时,IP 流量发生器接收用户输入的数据,根据这些数据产生 IP 包,发送模块在和从机建立连接后,按

一定的帧间隔发送 IP 包,并在 IP 包头后打上发送时间戳。接收模块接收转发回来的 IP 包,记录每个 IP 包的时延,并统计接收到的 IP 包个数,送到上层应用程序进行计算。

为了便于观察测试结果,测试输入如下:选择主机状态,发送时钟周期选择 20 ns,1 s 发送 50 000 个 IP 包,发送间隔为 3 个时钟周期,IP 包头长度为 20 个字节,总长度为 64 字节,没有分片。主机 IP 地址为 10.11.107.75 (十六进制表示为 0A0B6B4B),从机 IP 地址为 10.11.105.34(十六进制表示为 0A0B6922)。发送时间戳存放在 IP 包头的目的 IP 地址后。发送和接收模块的仿真图如图 6 所示。

从图中可以看到,接收到的发送模块发送的 IP 包头数据与用户输入数据完全吻合,且 IP 包数据完全按照 IP 流量产生算法规律产生。接收模块接收到的目的 IP 地址与发送模块的源 IP 地址相同都为机器的 IP 地址,说明主从机连接成功,通信正常。

FPGA 模块有一个公共时钟计数器,以时钟计数器值作为时间戳,接收和发送时的计数器值的差值,乘上时钟周期即为所求时延。统计接收到的 IP 包的个数,在开始接收时钟与当前时钟差值等于时钟频率时,即接收开始 1 s 后,输出和 1 s 钟丢包个数,时间未到丢包个数保持为 0。从图 5 可以看到,接收模块收到的第 6 个 IP 包的发送时间为 0x000001F4,接收时钟为 0x000061AB,时延为 124 500(0X00005FB4)个时钟周期。在未 1 s 时,丢包个数保持为 0。

测试结果与预期结果完全一致。同时,经示波器测试,测试结果与仿真结果基本一致。

本文首先介绍了 IPTV 测试仪的整体框架;然后分析了网络层测试指标算法,提出了利用 IP 流量发生器实现网络层测试的设计方案;最后将方案在仿真软件上进行测试和仿真,并给出了部分结果。测试表明,本方案思路清晰,实现简单,程序稳定可靠。本方案已应用到“重邮东电 IPTV 测试仪”中,测试效果良好。

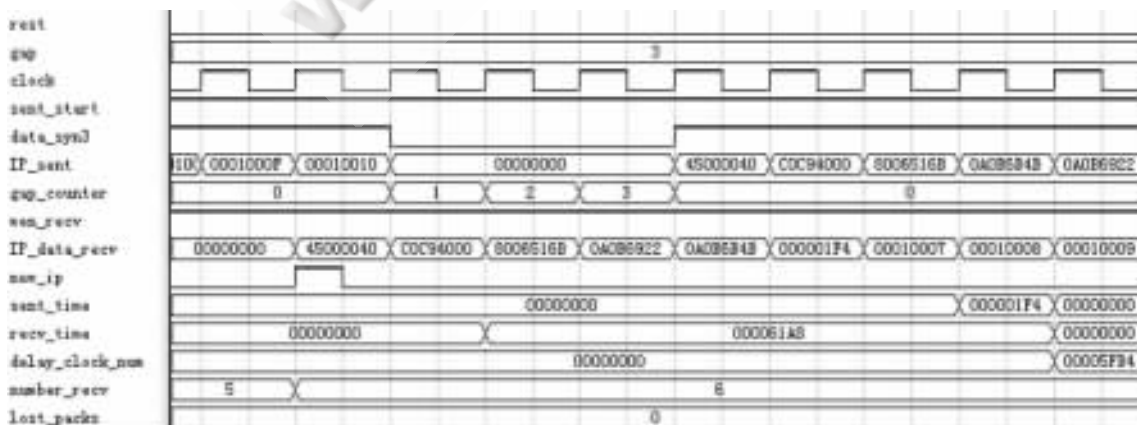


图 6 发送及接收模块仿真结果

参考文献

- [1] 仇栋才, 赵国峰, 薛飞. IPTV 测试[J]. 电子工程技术与标准化, 2007(2):21-25.
- [2] 许永明, 谢质文, 欧阳春. IPTV-技术与应用实践[M]. 北京:电子工业出版社, 2006.
- [3] 李晓飞, 朱墨军. IPTV 在中国的现状与发展趋势[J]. 中国多媒体通信, 2003, 15(1):21-25.
- [4] 雷峥嵘. 基于 Windows Media 流媒体技术的 IPTV[J]. 广州大学学报:自然科学版, 2006(3):43-47.
- [5] 陈晨, 裴昌幸. IP 网络流量产生器的研究与实现[J]. 重庆大学学报, 2008(2).
- [6] 张伟, 王婉南. 基于 VxWorks 的以太网流量发生器的实现[J]. 科学技术与工程, 2007(17).
- [7] OLIVEIRA C, JAIME B K, SUDA T. Long range dependence in IEEE 802.11b wireless LAN traffic: an empirical study[C]. Proceedings of the 18th Annual IEEE Computer Communications Workshop(CCW 2003), California, USA, 2003.
- [8] ABRY P, PARANIUK R, FLANDRIN P, et al. Multiscale nature of network traffic[J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2002, 19(3): 28-46.

(收稿日期: 2008-12-24)

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

扩频通信中高精度数据采集系统的设计

段哲民¹, 刘渊¹, 朱铁林²

(1. 西北工业大学 电子信息学院, 陕西 西安 710129;

2. 哈尔滨工程大学 信息与通信工程学院, 黑龙江 哈尔滨 150001)

摘要: 针对扩频调制信号低功率谱密度的特点, 讨论了一种基于 FPGA 和 ADS8364 的适于扩频通信系统的高速高精度数据采集方案。采用“自上而下”的设计思想和“自下而上”的实现流程, 将整个系统划分为特定功能模块进行优化设计, 详细介绍了各模块的设计方法和实现步骤。

关键词: 数据采集; 扩频通信; FPGA; ADS8364

中图分类号: TP274

文献标识码: A

Design of a high-precision data acquisition system in spread spectrum communications

DUAN Zhe Min¹, LIU Yuan¹, ZHU Tie Lin²

(1. Electronic Information Institute, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710129, China;

2. College of Information and Communications Engineering, Harbin Engineering University, Harbin 150001, China)

Abstract: In view of the low power spectral density characteristic of spread spectrum signal, the implementation scheme of high-speed and high-precision data acquisition system based on FPGA and ADS8364 is discussed. It uses options of combining the "top-down" thinking and the "bottom-up" method to improve the design by dividing the system into some functional blocks.

Key words: data acquisition; spread spectrum communication; FPGA; ADS8364

无线扩频网络技术由于具有抗干扰能力强、隐蔽性好、容易实现多址传输等优点而在移动通信、无线数据通信等领域得到越来越广泛的应用^[1]。正是由于其低功率谱密度、低幅度的特点, 因此数据采集精度格外重要; 又由于其宽频带特性, 伪码传输速率很高, 因此对数据采集速度也提出了较高的要求。常采用的以单片机和 DSP 作为控制器的数据采集方案难以同时满足以上两个条件。FPGA 具有大量 I/O 管脚和较强的带载能力, 内部资源丰富, 处理速度快, 器件内部信号延时小、功耗低、效率高^[2], 从而能有效提高信号完整性并具有较强的抗干扰能力。因此, 充分发挥 FPGA 的优点, 不仅在速度上能满足高速数字信号处理的要求, 而且可编程资源也大大增加, 能满足在系统级集成方面的需要, 可提高系统的灵活性和适应性, 具有广阔的应用前景和深远的现实意义。下面针对扩频通信的特点、ADS8364 的工作原理和系统主要逻辑控制部分的 FPGA 实现方法等分别予以说明, 并对整体系统的仿真结果和功能实现情况进行分析。

1 扩频通信技术概述

扩频通信技术是以香农(Shannon)信息论^[3]作为理论基础而发展的。其一般工作原理如图 1 所示。

扩频技术具有低幅度、隐蔽性好的特点^[4]。在扩频系

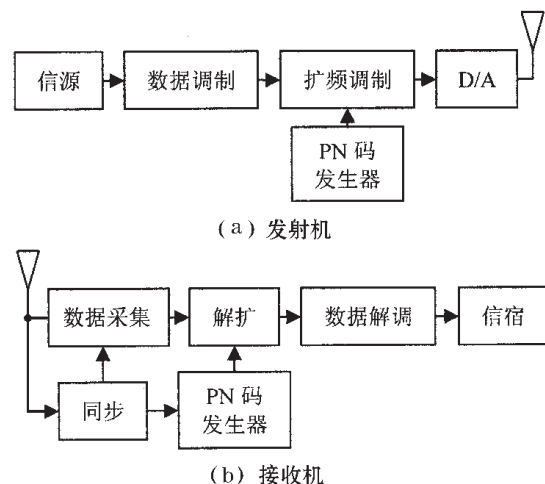


图 1 扩频通信的原理框图

统中,信息能量被扩散,因此信号功率密度降低到近于噪声功率,甚至能在信号淹没于噪声之中的条件下进行通信,隐蔽性与可靠性都很好。

而正是由于扩频通信低幅度、宽频带的特点,对数据采集系统的精度和速度都提出了较高的要求。

2 系统的总体设计

目前国内广泛应用的 A/D 芯片,往往不能对采集速度和精度两方面进行兼顾,因此设计中选取用多片高精度 A/D 芯片并行采集的方案。其系统框图如图 2 所示。

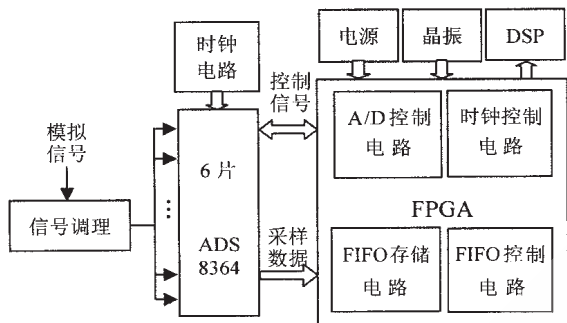


图 2 设计方案的整体框图

由图 2 可知,整个数据采集系统主要包括 A/D 转换器、FPGA 控制电路以及电源电路等几部分。A/D 为系统的核心芯片,负责将经过调理通道后的模拟信号转换成数字信号。设计方案中选择 6 片 ADS8364 作为 A/D 转换器,这种并行时间交替采样结构可以有效提高整个系统的采样率^[5]。ADS8364^[6]是高速、低功耗、6 通道同步采样和转换的 16 位模数转换器。其采用 +5 V 工作电压,并带有 80 dB 共模抑制的全差分输入通道、6 个 4 μs 连续近似的模数转换器、6 个差分采样放大器、+2.5 V 参考电压以及高速并行接口。ADS8364 的 6 个模拟输入分为三组(A、B、C),每个输入端都有 1 个 ADCs 保持信号用来保证几个通道能同时进行采样和转换。

ADS8364 中的取样/保持模块是以最大吞吐率 250 kb/s^[7](当外部时钟为 5 MHz 时)工作的,这样 6 片 6 通道并行采集得到的最大数据采集速率为:

$$250 \text{ kHz} \times 6 \times 6 = 9 \text{ MHz}$$

而典型的扩频通信系统如 WCDMA 中码片速率为 3.84 Mchip/s,调制带宽约需要 5 MHz,显然所设计方案的数据采集速率满足指标要求。

FPGA 主要完成一些硬件电路的设计,产生各部分的控制信号,包括 A/D 控制码发送电路、FIFO 存储电路和时钟电路等。FPGA 控制着整个系统有条不紊地运行,完成数据采集、存储等各项功能。

通常输入信号的量级不是 A/D 芯片要求的范围,必须经过前端信号调理电路,以缩放和平移要采样的信号,从而使调理后的信号适合 ADC 的模拟输入要求。此后 A/D 开始从模拟信号到数字信号的转换,并将转换后

的数据送入 FPGA 内部 FIFO 中进行缓存,然后将 FIFO 存储器中的数据读出并由微处理器进行解扩等后续处理。

3 FPGA 功能模块的设计实现

3.1 A/D 控制模块

ADS8364 的控制信号包括时钟控制信号、启动信号 HOLDX、转换结束信号 EOC 以及读使能信号 ENO。

由于采用时间交叉模数转换,即利用 6 片并行的 ADS8364 共同对一路模拟输入信号进行采样,各 ADC 的采样时钟应依次错开 $360^\circ/6=60^\circ$ 的相位。可以直接用 FPGA 中自带的数字时钟管理(DCM)模块来实现此功能。6 片 ADS8364 在各自的时钟控制下,进行模数转换过程。

HOLDX 保持至少 20 ns 的低电平时,系统的转换才能开始。这个低电平可使各个通道的采样保持放大器同时处于保持状态从而使每个通道同时开始转换。因此,每一个循环周期的开始都要有一个启动信号 HOLDX,使其保持一个时钟周期的低电平,以启动 A/D 转换。

当转换结果被存入输出寄存器后,转换控制信号 EOC 的输出将保持半个时钟周期的低电平。在实际中,EOC1 在低电平期间要跳转 3 次,以启动 A/D 的读数过程。

读使能信号 ENO 控制 A/D 的读数过程。在 ENO 为高电平期间,A/D 完成 1 次读数过程。ENO 是由 HOLDX 和 EOC 来控制的,它需在 EOC 跳转结束后和 HOLDX 低电平来临前这一期间一直保持高电平。

根据以上要求建立 A/D 控制模块的信号产生模型,其逻辑关系框图如图 3 所示。

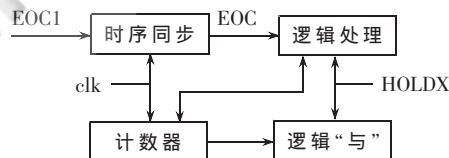


图 3 A/D 控制信号电路结构图

3.2 片选、路选模块

ADS8364 的读、写、片选信号 RD、WR、CS 都是低电平有效。读、写过程不能同时存在,且读、写时片选信号 CS 必须有效,即一直处于低电平。写过程中,6 片 AD 的 36 个通道可以同时写数据,但读过程中需逐片、逐通道地往外输出数据,此过程可以用有限状态机来实现。

ADS8364 的 1 次循环是 20 个时钟周期,前 16 个时钟周期完成写过程,后 4 个时钟周期完成读过程^[8]。在读过程中,每个通道只能读 1 次,36 个通道都读一次所占时间不到后 4 个时钟周期的一半。每片 ADS8364 有 6 个通道,在 A/D 数据读取过程中,具体要从哪个通道来读取数据是由地址信号 A0、A1、A2 来控制的。ADS8364 读过程的地址控制表可参考文献[6]。

在读使能信号 ENO 为高电平过程中,A0、A1、A2 一直循环变化。通过以上分析得到 A/D 读过程中片选、路选的电结构图如图 4 所示。

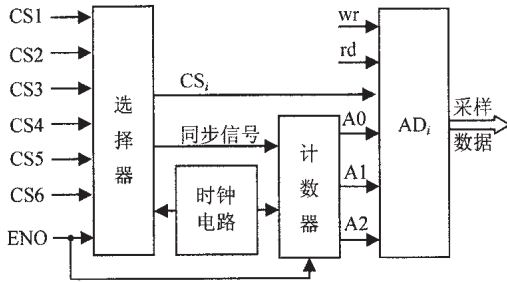


图4 A/D 读过程中片选、路选电路结构框图

3.3 FIFO 控制、存储模块

从硬件的观点可以将 FIFO 看成是一块数据内存。对于异步 FIFO 而言，数据是由某一个时钟域的控制信号写入 FIFO 而由另一个时钟域的控制信号将数据读出 FIFO。也就是说，读写指针的变化动作是由不同的时钟产生的。因此，对 FIFO 空或满的判断是跨时钟域的。由于 6 片 ADS8364 并行采集得到的是 6 路并行数据，所以在存储到 FIFO 之前要进行复接，即并串转换。FIFO 的写时钟 wr_clk 应该与 6 片 A/D 的总采样时钟一致，而 FIFO 的读时钟 rd_clk 不能小于其写时钟 wr_clk，否则会发生数据溢出丢失。

FIFO 中存储的数据应该达到一定的深度后才开始向外读数，这可以通过一个快满信号 almost_f 来启动^[9]。产生 almost_f 信号的临界深度值可以自主设定，本文中 FIFO 的存储深度为 256，当写入 128 个采样数据后将 almost_f 置 1，开始读操作。

FIFO 数据每次读出时，要一直将 FIFO 中的数据读空为止，因此需要一个控制模块来控制 FIFO 的读过程。FIFO 控制信号包括读空信号 empty、快满信号 almost_f、读使能信号 rd_en。empty、almost_f 都是高电平有效，当 FIFO 中数据深度达到临界值时，即快满信号为高电平时触发读使能信号为高电平；而当读空信号为高电平时，触发读使能信号为低电平。如此读写循环，完成整个 A/D 的数据存储与输出工作^[10]。FIFO 引脚接口框图如图 5 所示。

3.4 FPGA 系统的整体实现与仿真

用 VHDL 语言^[11]对上述各功能模块进行编程描述，在对整体系统进行时序设计并优化的基础上，用 ModelSim SE 6.0 对 FPGA 控制系统进行布局布线后仿真得到波形图如图 6 所示。

分析图 6 可知，在 1 个周期的 20 个时钟之内，前 16 个时钟周期 A/D 写使能 wr 为低电平有效，6 片 ADS8364 分时并行写入数据；在后 4 个时钟周期内，分别选通不同 A/D 的不同通道，将采集数据串

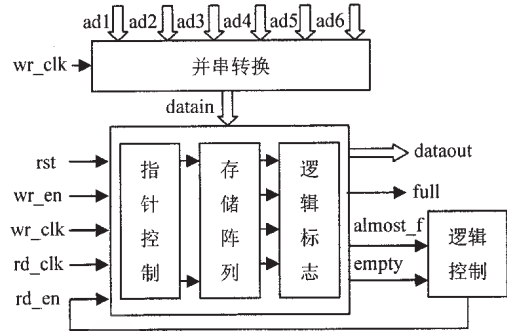


图5 FIFO 引脚接口电路框图

行缓存到 FIFO 中，进而再从 FIFO 中将采样数据读出。仿真中是用存储在 ROM 中的数据来代替模拟输入信号的。

4 数据采集系统功能验证

FPGA 选择 Xilinx 公司的 Spartan3E XC3S500E，微处理器选择 TMS320C5416 型号的 DSP，制作电路板进行测试。接收到的扩频信号经过本数据采集系统以后，将缓冲后的采集数据传送到 DSP 的数据存储区，用 CCS 软件观测到的数字信号波形如图 7 所示。扩频信号波形良好(未加噪声并归一化)，设计方案实现了既定功能。

本文完成了一种可应用于扩频通信中的高速、高精度数据采集系统的设计。并行时间交替采样有效地提高了整个系统的采样率，用 FPGA 作为控制器也有效提高了系统的采样速度。根据 FPGA 在线可编程的特点，利用 FPGA 进行设计、仿真和验证，便于方案的修改和优



图6 A/D 控制、存储系统的仿真波形图



图7 采集到的扩频信号波形图

化,不仅增加了系统的灵活性,而且大大缩短了产品的开发设计周期。经测试该设计达到了预期效果,所设计系统不仅可以应用于扩频通信中,而且能够通过对FPGA的灵活配置将其推广应用到各种对数据采集速度和精度要求都比较高的场合,是一种比较理想的多通道、高精度数据采集方案。

参考文献

[1] 邵志伟. 直接序列扩频通信系统仿真[J]. 黑龙江科技信息, 2008(28):78.
[2] 郑友泉. 现场可编程门阵列[J]. 世界电子元器件, 2005(9):40-45.
[3] 3GPP TS 25.213. Spreading and modulation(FDD)[S], 2000.
[4] 张子辉. 扩频调制技术[J]. 通信与信息技术, 1993(2): 1-3.
[5] 黄孜理. 基于 UWB 接收的超高速数据采集系统的实现

[D]. 江苏: 苏州大学, 2007.

[6] Texas Instruments. ADS8364 data sheet[EB/OL]. www.ti.com, 2002.
[7] 刘书明, 聂丽斌, 余爱民. ADS8364 的原理及应用[J]. 国外电子元器件, 2002(10):43-45.
[8] 谭恒. 高精度多通道 AD 芯片 ADS8364 及其在有源电力滤波器中的应用[J]. 电子科技, 2005(7):10-13.
[9] 高礼忠. FIFO 在高速数据采集系统的应用[J]. 电子测量技术, 2005(1):51-52.
[10] 朴现磊, 熊继军, 沈三民. 基于 FPGA 的高速数据采集系统的设计[J]. 微计算机信息, 2008, 24(1-2):209-211.
[11] 陆峰. 基于 CPLD 的高速数据采集系统的设计[D]. 太原: 中北大学, 2006.
[12] 刘韬, 楼兴华. FPGA 数字电子系统设计与开发实例导航[M]. 北京: 人民邮电出版社, 2005.

(收稿日期: 2008-12-11)



基于 MiniARM9080 的车载监控系统设计

吴桂清, 张向荣

(湖南大学 电气与信息工程学院, 湖南 长沙 410082)

摘要: 介绍了一种大型捣固车工作状态监控系统的设计方案, 重点介绍车载主监控模块的硬件设计及相关软件实现。该系统应用新型的 M22A 系列嵌入式工控模块 MiniARM9080 构建硬件平台, 内嵌实时多任务操作系统 $\mu\text{C}/\text{OS-II}$, 实现对捣固车多个运行参数的实时监控。

关键词: MiniARM; $\mu\text{C}/\text{OS-II}$; 捣固车; 车载监控系统

中图分类号: TP277 文献标识码: B

Design of locomotive supervisory system based on MiniARM9080

WU Gui Qing, ZHANG Xiang Rong

(College of Electrical and Information Engineering, Hunan University, Changsha 410082, China)

Abstract: This paper presents the design of working state monitoring system for large-scale tamping machine, mainly introduces the hardware design and correlative software realization of locomotive control module. The system constructs the hardware platform with M22A industrial control module MiniARM9080, which with real time multitasking OS $\mu\text{C}/\text{OS-II}$ embedded, and realizes the function of real time supervisory to running parameters of tamping machine.

Key words: MiniARM; $\mu\text{C}/\text{OS-II}$; tamping machine; locomotive monitoring system

捣固车是集机、电、液于一体的复杂系统, 其运行参数多, 工作环境恶劣, 故障率高且难于排查, 因此车载状态监控系统成为捣固车必不可少的监控设备。但是目前国内铁路大型养路机械捣固车的电气控制系统基本用的都是模拟电路, 结构复杂, 故障率高, 系统难以在线升级, 且不利于维修, 因此进行数字化改造是其迫切的要求。本文在传统检测系统的基础上应用新型的 M22A 系列 ARM 嵌入式工控模块 MiniARM9080 对整车进行现场实时监控, 通过无线网络把实时工况数据和 GPS 数据上传至上位机, 实时显示机车的工作状况, 对异常进行报警处理, 并完成历史回放功能。操纵人员可根据现场情况, 随时了解捣固车各部分运行状态, 及时发现捣固车的隐患, 从而避免故障发生。

能; (4) 客户端: 通过 BS 和 CS 两种方式为广州铁路集团数据监控中心提供捣固车工作状态远程监控的功能。系统完整的拓扑结构图如图 1 所示。

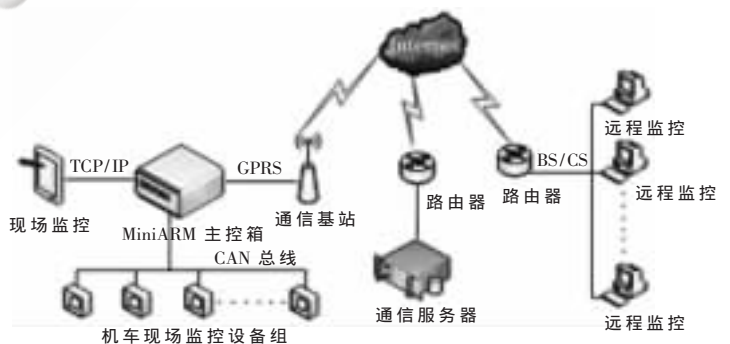


图 1 捣固车监控系统拓扑结构

1 系统概述

本系统主要分为 4 个功能子模块。(1)显示终端人机交互模块: 负责捣固车现场监控, 为现场作业人员提供图形化的工作参数数据参考; (2)车载 MiniARM 主控模块: 负责现场实时数据的采集、处理和传输, 并为显示终端与服务器的通信提供桥梁; (3)服务器: 在物理上集通信服务器、数据库服务器及 WEB 服务器为一体, 具备远程网络、WEB 服务、关系数据库和实时数据库等功

系统的车载部分包括 MiniARM 主控箱、平板监控电脑、各个分散的 CAN 监测点以及无线发送部分, 整个系统的工作电压为 24 V。车载 MiniARM 系统主控模块采用新型的 M22A 系列 ARM 嵌入式工控模块 MiniARM9080 作为系统的控制核心, 包含 CAN 数据采集结点、GPS 天线、通信和控制底板、交换机、以太网-CAN 转换器、蓄电池等功能部件, 实现 CAN 数据采集、GPS 数据接收、

实时作业数据的处理、存储和查询及数据通信等功能。车载 MiniARM 系统主控模块的结构如图 2 所示。其中虚线部分电路构成系统通信与控制底板,安装在 MiniARM 主控箱内,监控设备 CAN 模块安装在捣固车各个电气电路箱内,电源控制模块负责整个车载监控系统的电源管理。

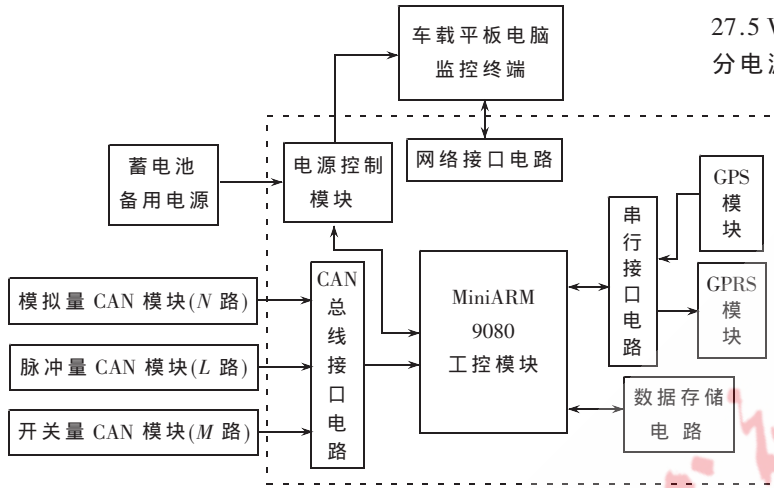


图 2 车载 MiniARM 主控模块结构图

2 MiniARM9080 核心板简介

MiniARM9080 嵌入式工业控制模块^[1]主要由 LPC2290 (ARM7TDMI-S)工业级微控制器、程序存储器、数据存储器、工业级以太网控制器 CS8900A、可校准实时时钟以及带 256 B E²PROM 的复位监控电路组成。其硬件结构图如图 3 所示。总线通过缓冲保护电路与底板连接以保证微控制器总线运行不受外界干扰,使模块在 EMC 性能及稳定性方面均有良好的表现。

MiniARM 工业控制模块将 ARM 最小系统、以太网控制器、CAN/USB 控制器、电子硬盘(Disk on Board)等设备高度集成于小巧的模块之上,支持 10 Mb/s 以太网(工业级)、2 路 CAN 通信、CF 卡接口、A/D 转换、低功耗 RTC 等功能。并直接以固件的形式提供稳定的 FAT 文件系统、TCP-IP/CAN-BUS/USB/Modbus 协议栈以及稳健

的 $\mu\text{C}/\text{OSII}$ 实时操作系统,为车载监控系统主控模块的设计提供了完整的解决方案。

3 系统硬件设计

3.1 电源管理模块设计

按照捣固车电气系统标准^[2],捣固车在正常作业情况下能产生稳定且大功率的直流电源,其电压值为 $27.5\text{ V} \pm 5\%$,输出电流达 3.5 A,因此可以直接利用这部分电源作为系统的工作电源。采用如图 4 所示的电路来负责整个系统的电源管理。

捣固车正常作业时通过大功率整流二极管 2CZ10A 提供整个系统的工作电源,同时也给蓄电池充电。当捣固车停止作业时,车载电源断开,系统转而由蓄电池组供电。这里采用 2 个 6-DZM-12 型蓄电池串联组成系统 24 V 蓄电池电源,其容量达 48 AH。同时为了防止由于捣固车的长期不工作而导致蓄电池的“枯竭”,设计原则是当蓄电池组输出电压降到一定程度时切断其供电电路,从而起到保护作用,为此电路中采用 1 片双电压比较器集成芯片 LM393,该芯片单电源工作时电源电压范围为 $2\text{ V} \sim 36\text{ V}$,可以满足系统要求,其反相输入端通过滑动变阻器连接到蓄电池的正极,同相输入端加一个参考电压。集成电路 LM336 通过变阻器能够提供 $4\text{ V} \sim 6\text{ V}$ 之间稳定的基准电压值,这里设置同相输入端参考电压为 5 V,并设置反相输入端的电压维持在 15 V 左右,当系统正常工作时比较器反相端电压高于同相端,输出管饱和,相当于输出端接低电位,此时继电器开关闭合,系统获得 24 V 电压源,随着蓄电池组输出电压的下降,LM339 反相端输出电压也随之下降,当电压值低于参考电压时,比较器反转,输出管截止,此时继电器断开,整个监控电路 24 V 输入电源切断,从而起到了对蓄电池组的保护作用。由于 MiniARM9080 需要 $5.0\text{ V}/3.3\text{ V}$ 双电源供电,系统输入电压比较大,这里采用开关稳压集成电路 LM2575 和低压差线性调压器 LM1117,可以获得稳

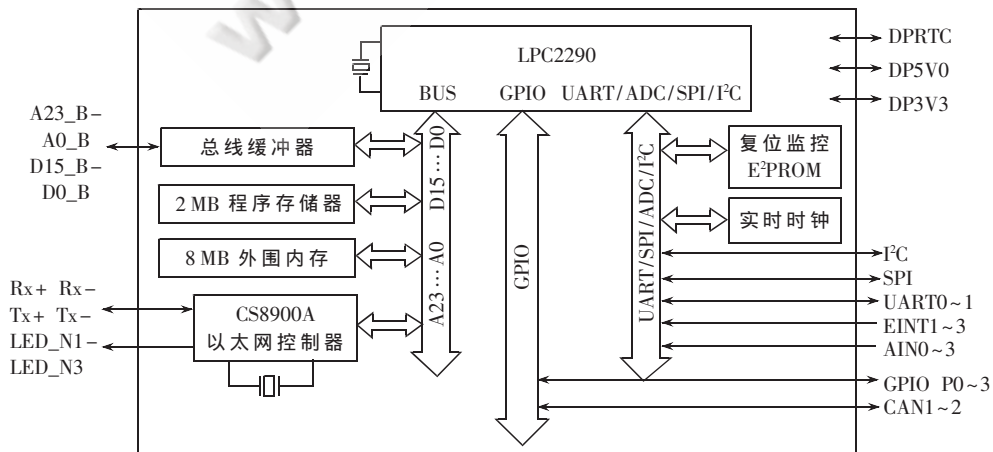


图 3 MiniARM9080 硬件结构图

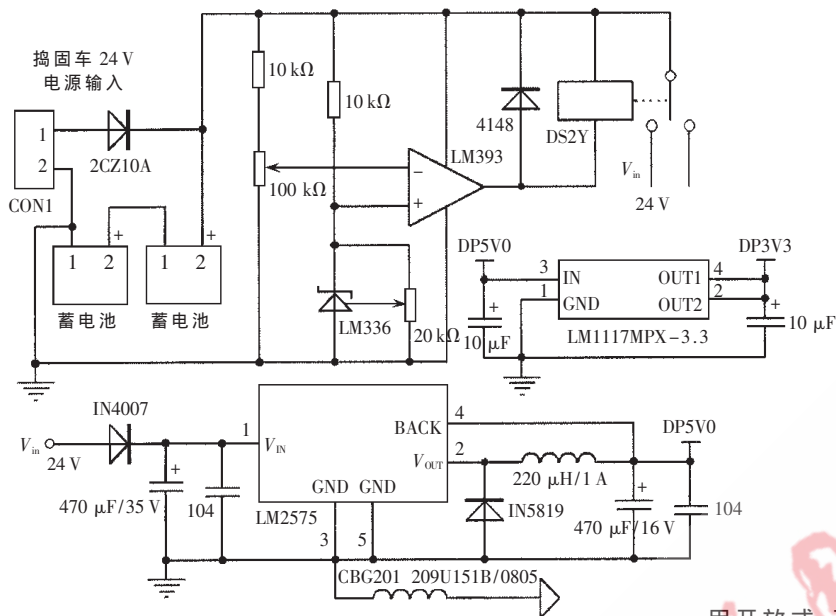


图 4 电源管理模块硬件电路图

定的 5 V 和 3.3 V 输入电源。

3.2 通信接口

MiniARM 控制板在整个系统通信中处于核心的位置,既要负责实时数据的采集和发送,又要与现场监控终端和远端的服务器通信,同时也是服务器和现场监控终端之间相互通信的桥梁。按照实现的功能和通信对象的不同,系统主要建立如下 4 种不同的接口电路。

(1) 数据存储接口:该部分主要负责实时数据的存储,提供服务器历史数据的回放,采用 1 片 512 MB 的 CF 卡作为数据存储介质,历史数据可保存 7 天。

(2) RS232 串行接口:该部分通过 1 片 SP3232E 芯片提供 2 路标准的串行接口,分别连接 GPS 模块与 DTU 模块。GPS 模块采用台湾鼎天的 REB-22R 系列 GPS 数据接收模块。DTU 模块采用厦门桑荣公司的 Sars3150PGPRS 无线数据传输终端,主要用来实现与服务器之间的无线通信。

(3) TCP/IP 通信接口:由于 MiniARM9080 工控模块内部已经整合了 CS8900A 以太网控制器,因此只需外接 1 片网络隔离变压器 HR601629E 芯片和相应的匹配电阻、高压电容即可与外界可靠通信,这里主要实现与现场监控的平板电脑之间的可靠通信。

(4) CAN-BUS 通信接口:该部分电路由带隔离的高速 CAN 总线收发器模块 CTM1050、总线 ESD 保护器件 PESD1CAN 及相应的电阻组成,主要负责与现场 CAN 数据采集装置的通信。

3.3 控制及检测电路

由于捣固车有作业和停止两种不同的状态,需要有相应的电路来检测状态的变化,这里通过一个简单的电压采样电路来实现。另外在机车工作时需要同时开启各

个功能模块,而在机车停止作业时部分功能模块(如平板电脑、CAN 数据采集点等)需要关闭以降低系统功耗。同时为了保证 GPRS 通信模块正常通信,也需要设置相应电路在其出现故障时对其进行硬件复位,这就需要设计相应的硬件电路来控制它们的开关。MiniARM 输出驱动能力有限,这里采用三极管放大电路驱动继电器来控制相应功能模块的工作状态。具体的控制策略由软件来控制实现。

4 系统软件设计

4.1 系统主程序设计

软件设计是整个系统设计的重要组成部分,其核心功能是实时数据的采集、处理、存储和转发,车载监控系统对数据处理的实时性和并发性有较高的要求,因此采用开放式、可裁剪、高可靠性、可剥夺性内核的嵌入式实时操作系统 $\mu\text{COSII}^{[3]}$ 。本系统主程序实现 3 个主要的 C 程序源文件:main.c、train.c、ISR.c,其中 train.c 主要实现各种功能子函数,包括格式转换、CAN 模块驱动、数据转换等子函数及全局变量定义,相当于实现自定义的库函数;ISR.c 主要实现各类中断子程序以及定时器、同步等功能;main.c 实现操作系统 $\mu\text{C}/\text{OSII}$ 的初始化、系统的启动及相应的任务实现,在本系统中主要建立 6 个不同的任务,分别实现以下不同的功能:

Task0: 主要实现串口初始化,CAN 实时数据采集,GPRS 通信处理算法以及同服务器之间的相互通信。

Task1: 负责 GPS 数据处理和实时数据传输。

Task2: 实现与平板电脑之间 TCP/IP 数据通信功能。

Task3: 定时与同步控制处理。

Task4: 负责实时数据存储及历史数据提取功能的实现

Task6: 电源管理模块的软件实现。

4.2 通信协议的设计

MiniARM 主控箱除了负责现场实时数据的采集外,还需要与本地的现场监控平板电脑以及远端的服务器进行通信,处理实时数据与控制命令的传输。三方通信均采用客户端/服务器模式(C/S),进行双向数据通信。在与平板电脑通信时,MiniARM 主控箱作为服务器,通信双方建立可靠的 TCP 连接实现双向通信。在与远程服务器通信时,MiniARM 主控箱作为客户端,采用工业级外置式 GPRS 无线数传模块(DTU),通过 GPRS 网络实现远程双向数据通信。同时 MiniARM 主控箱也作为平板电脑与远端服务器通信的桥梁。本文设计了统一的通信协议实现三方的相互通信,提供了统一的标准帧结构。该协议对应 TCP/IP 体系结构的应用层。标准帧结构如图 5 所示。

该通信协议的设计借鉴 GPS 数据通信 NEMA0183^[4] 标准的思想,同时又结合了系统本身的设计要求。该协

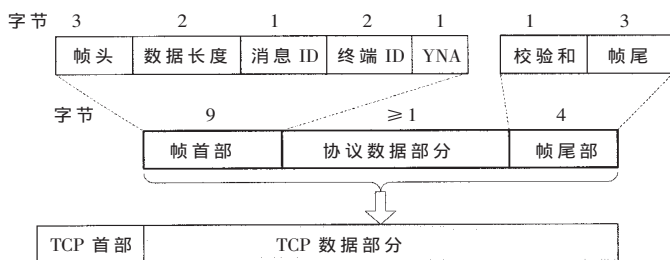


图 5 通信协议标准数据帧结构

议由帧首部、协议数据部分、帧尾部 3 个字段组成,其中帧头由三个字节 of 字符串“\$\$\$”来表示,数据长度部分共 16 位,表示从消息 ID 开始到校验码之前的数据长度,以字节为单位;消息 ID 表征本帧数据在通信系统中实现的功能;终端 ID 是标识本系统的唯一的 ID 号;YNA 字段代表本帧是否需要回复,当其值为 0 时表示不需要回复,为 1 时需要回复。协议数据部分是长度可变的字段,其长度最小为 1 个字节,包含的内容根据消息 ID 的不同有很大的改变,除包含真正的数据外,还包括消息序号、各数据量的个数以及填充字段等信息。校验和部分可采用 CRC 等校验手段,由于 TCP 通信能够保证数据传输的可靠性,这里只需要确保发送端 DTU 数据发送的正确性,因此采用简单的累加校验和的方式,校验数据为消息 ID 到校验码之前的数据部分;最后以字符串“END”作为本数据包的帧尾。

4.3 无线通信可靠性设计

车载监控系统与远程服务器之间的通信基于中国移动 GPRS 网络,采用工业级外置式 GPRS 无线数传模块(DTU)进行远程数据通信,保证其通信的可靠性和稳定性是本系统设计的关键。虽然 TCP 通信基于可靠的连接,能够保证服务器接收数据的正确性,但不能保证由于 GPRS 信道本身原因引起的数据丢失及错误。另外,DTU 模块受外界干扰而导致数据处理错误或者死机等情况也是影响数据通信可靠性和稳定性的重要因素。为此从 DTU 模块的角度出发,设计了相应的控制策略,其控制流程如图 6 所示。

首先车载监控系统通过 DTU 周期性地向远程服务器发送测试心跳包,发送周期为 240 s,远程服务器收到该心跳包后立即发送一条回复消息,监控系统判断在 30 s 内是否收到服务器的回复消息,如果收到回复,则一次完整的测试通信状况流程结束,此时通信正常,监控系统等待下一个发送周期再次发送测试心跳包;否则监控系统将转为出错处理,此时系统将立即重发一个测试心跳包并进入下一个 30 s 回复消息等待周期。如果重发超过 3 次没收到任何回复消息,通常以将 DTU 断电 5 s 方式硬复位 DTU 保证其工作的正常性,这样可防止系统因 DTU 本身的故障而引起的通信问题。但同时也要考虑另外一个故障源——GPRS 无线信道,比如捣固车在山洞里面作业的情况。此时由于通信信号的原因将会

引起 DTU 的频繁开关硬复位,为了避免这一情况,系统在监测到重发次数超过 3 次时,先判断距离上一次的复位时间是否超过一定的时间间隔,如果超过(这里设置为 1800 s),则进行 DTU 硬复位操作。另外,系统在正常通信的情况下也会因为偶然的因素导致个别的通信测试失败,但整个系统仍然处于正常的工作状态,这时采用如下机制:在第 1 次出现重发状况时,设定 1 个定时器,定时时间为 1 小时,当定时时间到时再判断,如果重发次数不超过 3 次,则表示通信正常并重发计数值清零。当然系统在 DTU 硬复位时也需要清除定时器以及重发计数器,来保证下一次通信的正常判断。通过以上的控制策略,并经实践证实,基本上能保证通信的最大可靠性。

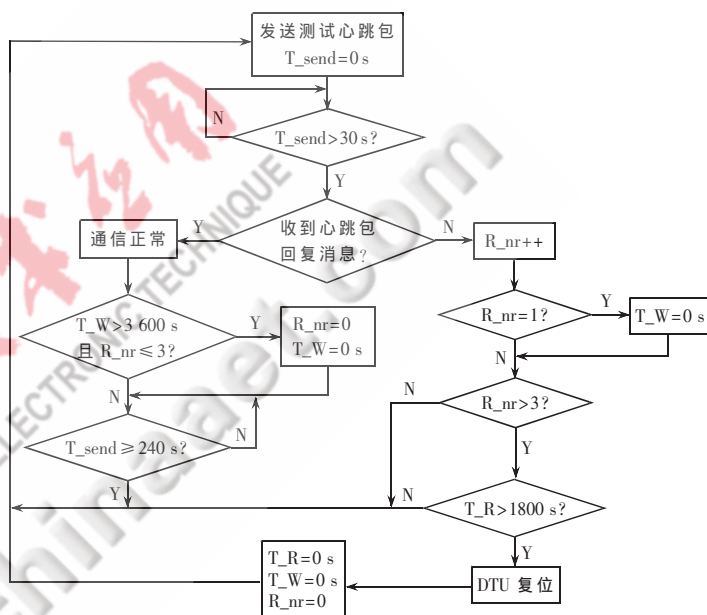


图 6 无线通信可靠性控制策略流程图

本文研究设计的车载监控系统已经达到实用化的阶段,目前正在广铁集团 08-32 型捣固车上试运行半年,系统整体设计已经达到了预期的功能和可靠性要求,对提高车辆的维修质量、检修效率,推行经济高效、先进合理的预知维修制式有着极大的促进作用。

参考文献

- [1] 广州致远电子有限公司.M9020-N20/M9080-N20 产品用户手册. 2007-05.
- [2] 韩志青,唐定全.抄平起拨道捣固车[M].北京:中国铁道出版社,2004.
- [3] LABROSES J.嵌入式实时操作系统[M].邵贝贝,译.北京:北京航空航天大学出版社,2003.
- [4] 何香玲,郑钢.GPS 通信的 NEMA 协议及定位数据的提取.计算机应用与软件,2004,21(12).

(收稿日期:2008-12-22)

基于 CS5460A 的数字电能计量表的设计研究

晏政¹, 刘正元²

(1. 长沙环境保护职业技术学院, 湖南 长沙 410004;

2. 长沙太阳人电子有限公司, 湖南 长沙 410205)

摘要: 在分析 Σ - Δ A/D 转换器工作原理的基础上, 设计了一款单相数字电能表。以 AT89S52 单片机为控制核心, 采用带有串行接口的单相双向功率电能集成芯片 CS5460A, 能实现单相电量的检测、显示、存储和查询功能。实验结果表明, 该电能表具有高灵敏度、准确、防窃电等优点, 有很好的实用开发价值。

关键词: Σ - Δ 调制; 电能计量; AT89S52

中图分类号: TH71 文献标识码: B

The design of digital watt-hour meter based on CS5460A

YAN Zheng¹, LIU Zheng Yuan²

(1. Changsha Environmental Protection College, Changsha 410004, China;

2. Changsha Sunman Electronics CO., LTD, Changsha 410205, China)

Abstract: This paper designed a single-phase digital watt-hour meter on the basis of the principle of A/D converters. It had accomplished single-phase electricity power measure, display, storage and query functions based on the control of AT89S52 and the single-phase bi-directional power integrated chips CS5460A with serial interface. The experimental results showed that the watt-hour meter with high sensitivity, accuracy, guard against electricity theft, and other advantage, had some practical value.

Key words: Σ - Δ modulation; energy metering; AT89S52

随着我国电力市场的形成, 供电已成为一种商业行为, 经济的发展促使各行各业及家庭用电量的增多, 电费已成为企业、家庭不可忽视的经济成本和支出。结算用电量的电能计量设备是否精准, 关系到电力系统和客户的经济利益。同时, 电能管理的现代化也需要访问电能表诸多信息, 要求其具有人机通信、远程抄表等功能。

本文基于 Σ - Δ 调制原理, 采用具有串行接口的单相双向功率电能集成芯片 CS5460A^[1], 设计了一款以 AT89S52 为控制核心的电能表, 具有功耗低、体积小、成本低、易于集成化的特点, 可以较好地适应现代电能计量管理的要求。

1 系统结构及原理

本设计系统结构如图 1 所示, 它是将被测电压和电流采样转换后, 送至数字乘法器输入端, 可以输出一个与功率成正比的信号, 利用转换器转换成脉冲频率信号, 一路送 MCU 处理, 另一路通过分频器分频输出供检测用^[2]。构成数字乘法器的关键器件为模数转换器(A/D)和数字相乘, 一般采用 DSP 或高速 MCU 实现数字相乘。本文采

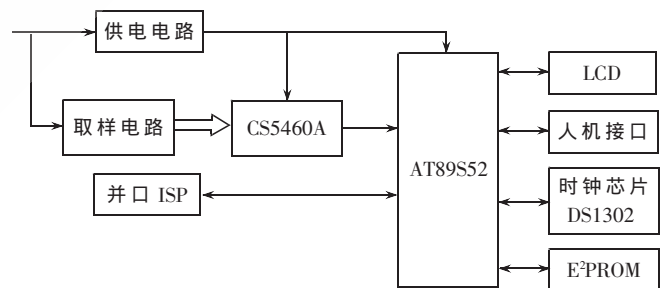


图 1 电路系统构架图

用一种新型的 Σ - Δ A/D 转换器实现, 它是一种基于数字信号编码处理技术的转换器, 非常适合与 DSP、高速 MCU 接口, 测量精度高、成本较低、抗干扰能力强。

转换器由 Σ - Δ A/D 调制器和数字抽取滤波器组成。 Σ - Δ A/D 调制器的结构如图 2 所示, 量化过程是用一个间隔阶梯波函数 $x_1(t)$ 去逼近一个时间连续函数 $x(t)$ 。要求采样频率高于被测信号频率的 2 倍以上。当采样频率很高, 间隔很小, 可以认为各个间隔的阶梯波之差很小(近似相等)。若把增量作为量化单位, 可以用 1

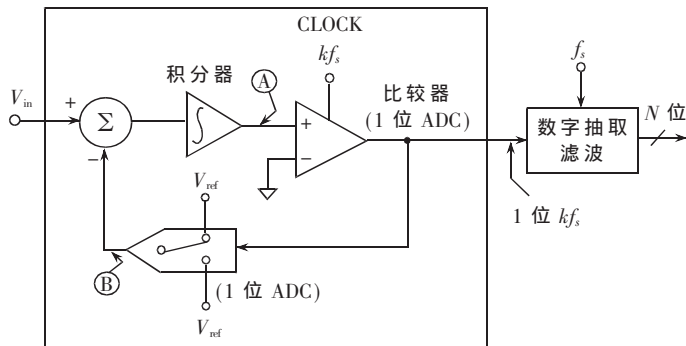


图2 调制器原理图

位来表示,当阶梯波上升时,增量为1,当阶梯波减小时,增量为0。由于 $\Sigma-\Delta$ 采样频率远高于奈奎斯特的采样频率,在采样时钟频率 kf_s 下,将连续输入变成1位“1”或“0”的数据流输出,1位DAC输出与输入连续信号相减,构成负反馈电路。若回路放大倍数足够大,输入A和反馈输入B平均值将相等,如果输入为0时,4个采用周期内,有2个“1”,即2/4;8个采样周期内,有4个“1”,即4/8,如图3所示;输入为 $V_{ref}/2$ 时,4个采样周期内,有3个“1”,即3/4;8个采样周期内,有6个“1”,即6/8。数字抽取滤波器是将采样频率降低 N 倍,每 n 个点抽取1次,得到新的数字序列,将1位的数码流转换为位数据,用数字低通滤波器实现数据抽取。抽取后的数字序列就是A/D采样结果。 $\Sigma-\Delta$ A/D转换器分辨率很高,从0.1级到1级均可实现,对采样信号具有滤波和抗混频叠加作用。

2 应用电路及软件设计

本设计采用美国的CS5460A芯片^[3],原理框图如图4所示。它是基于 $\Sigma-\Delta$ A/D调制原理的集成电能测量芯片,包含1个可编程增益放大器、2个 $\Sigma-\Delta$ A/D转换器、高速滤波器、系统校准和功率计算功能,可以测量电能、电压、电流有效值和瞬时功率。内部集成了1个简单的三线串行口,便于外接MCU的通信,可以送出各项数据,进行自动校对精度。四条串行接口线:CS、SDI、SDO和SCLK。 \overline{CS} 为片选控制线,低电平有效;SDI为串行数据输入线;SDO为串行数据输出线;SCLK为串行时钟,用于控制CS5460A与AT89S52之间数据传输同步。每次数据读写操作都要通过SDI引脚写入1个8位的命令字节,该操作需要8个SCLK时钟。如果写入的是“寄存器读写”命令,那么接下来应通过SDI脚写入24位数据或通过SDO脚输出8、16、24位数据。SCLK时钟周期的个数由数据位数决定,在通过

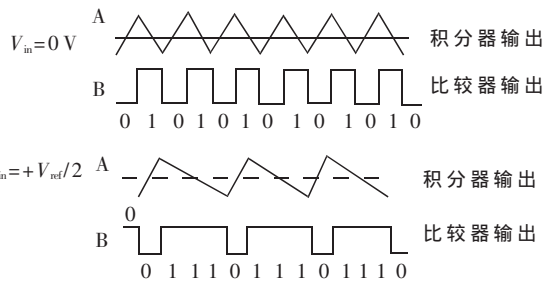


图3 输入0及 $V_{ref}/2$ 时的波形图

SDO脚读取数据时,必须同时向SDI脚写入与8、16、24位数据大小相对应的1、2、3个空操作(NOP)命令字节(0xFE)。CS5460A在每个计算周期后可以计算电压、电流有效值以及电量。内部有多个寄存器,通过调节这些寄存器,可以校准精度,进行参数的调整。系统应用电路如图5所示。

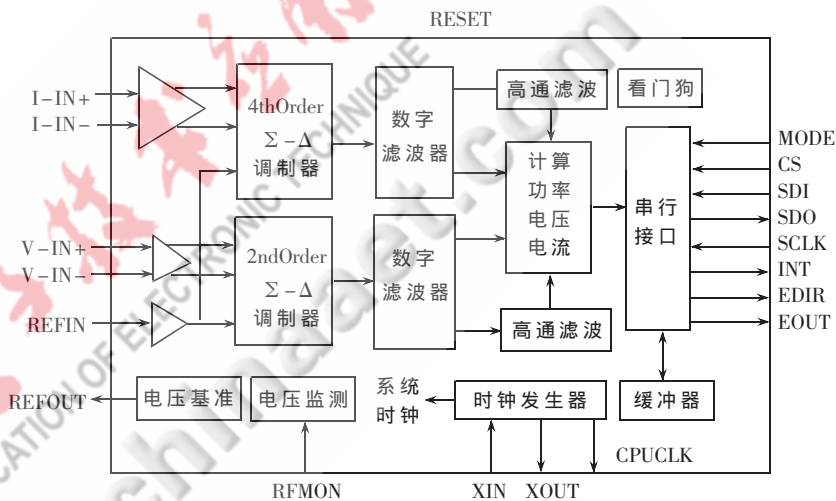


图4 CS5460A原理图

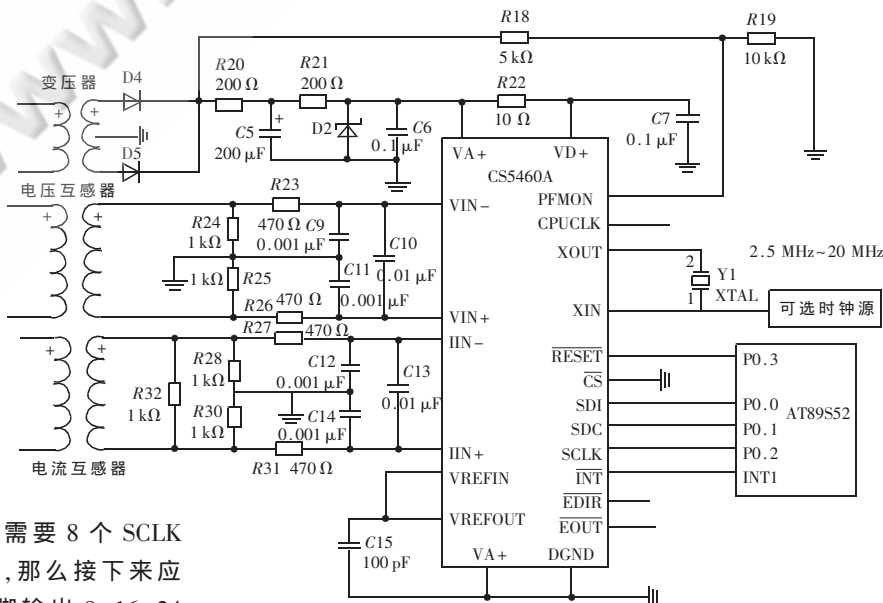


图5 系统应用电路图

AT89S52^[4]的 P3.0、P3.1 分别与时钟芯片 DS1302 的 SCLK、数据 I/O 相连, P1.4 连接复位/片选端 CE/RST。单片机的 P1.0、P1.1、P1.4 分别与 I²C 总线接口 E²PROM 芯片 AT24C02 的 SDA、SCL、WP 相连, AT24C02 的 A0、A1、A2 接地。AT89S52 的 P1.2、P3.2(INT0)分别与 PS2 接口 DATA、CLK 相连,接收用户按键指令。液晶显示模块的数据线与 AT89S52 的 P0.4、P0.5、P0.6、P0.7、P2.0、P2.1、P2.2、P2.3 口相连,指令/数据选择端 RS、读/写选择端 R/W、使能端 E 分别与 P2.7、P2.6、P2.5 相连。人机接口以 PS2 键盘加上 16×2 的液晶显示代替矩阵按键和数码管显示。电能表的软件设计部分可分为功能操作模块和 CS5460A 控制模块。功能操作模块的主要功能是为系统与工作人员之间提供友好的交互界面,对系统进行有效的管理。其工作流程如图 6 所示。

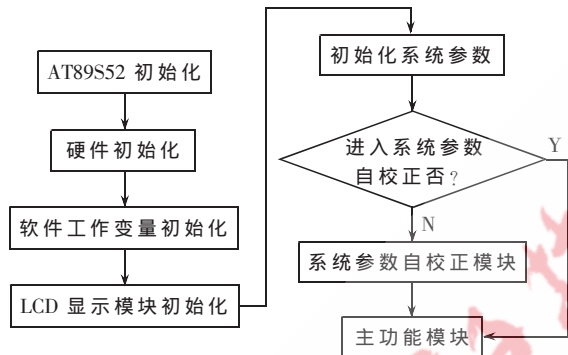


图 6 功能操作模块流程图

其中初始化系统参数包括电能常数、电流档系数、电压系数及功率系数等。系统参数自校正模块主要为该表的系统参数自校正提供一个控制界面,以便于工作人员进行各种参数校正和存储。主功能模块主要是电能检定模块、电能测量模块、参数设置模块以及时钟显示模块等,其中电能检定模块是用于送出数据以便于与标准表进行比较。CS5460A 控制模块主要是控制测量参数的初始化。其工作流程如图 7 所示。

3 实验结果及分析

通过实验所得参数如表 1 所示。

从所测量结果表明:该电能表所测量的电压、电流有效值以及功率值的精度可达到 0.2% 以上,与传统电能表相比精度有较大的提高,满足实际工作的需要,充分体现了采用 CS5460A 的好处就是能最大限度地减少测量误差,而且系统采用 AT89S52 作为控制核心,带有并口电路,易于实现编程,便于参数修改,适应现代电力设备小型化的要求。

本设计采用了基于 $\Sigma-\Delta$ 调制式的电能计量芯片 CS5460A,大大减轻了单片机的负荷,用户操作接口简单方便、功能完备,并能查询电量和电费等相关信息。系统具有功耗低、体积小、成本低特点,可以较好地适应现代电能计量的需求。

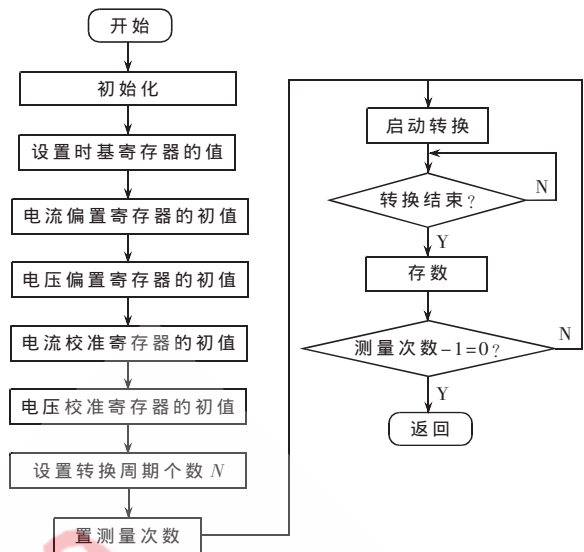


图 7 CS5460A 控制模块流程图

表 1 电能表实验数据 ($\cos\phi=0.5$)

电流/A		U/V	I/A	P/W
4	实验表	220.278	4.0086	442.126
	标准表	220.246	4.010 05	442.156
	相对误差/%	0.014 53	0.036 16	0.006 78
8	实验表	220.286	8.0106	882.642
	标准表	220.275	8.0104	882.864
	相对误差/%	0.004 99	0.00250	0.025 14
12	实验表	220.274	12.0152	1 323.425
	标准表	220.268	12.0156	1 323.736
	相对误差/%	0.002 72	0.003 33	0.023 49

参考文献

- [1] 费占军,刘瑞峰.单相功率/电能芯片 CS5460A 的原理与应用[J].电测与仪表, 2001(2):42-45.
- [2] 钱云,庄严,鲁子卉.基于 CS5460A 芯片的智能电能表设计[J].仪表技术, 2007(5):8-10.
- [3] 吴安岚,李书跃,郑小平.电能计量基础及新技术[M].北京:中国水利水电出版社,2004.
- [4] 余永权.ATMEL89 系列单片机应用技术[M].北京:北京航空航天大学出版社,2002.

(收稿日期:2009-02-19)

高分辨率遥感卫星数据传输中信道编码 技术分析与研究

李世忠, 顾学迈, 鲁智

(哈尔滨工业大学 航天学院, 黑龙江 哈尔滨 150001)

摘要: 根据 RS 编译码原理, 结合高分辨率遥感卫星在轨影像实际数据压缩情况, 提出将 RS (255,243) 和 RS (34,26) 两种编码算法进行联合使用的方案, 以解决数据传输中误码问题, 仿真试验证明该方法在解决有干扰条件下的星地数据传输时, 可有效防止和减少误码扩散。

关键词: 高分辨率遥感卫星; 数据压缩; 误码扩散; RS 码; 数据传输

中图分类号: P236 文献标识码: A

Analysis and study on channel coding technique of high-resolution remote sensing satellite data transmission

LI Shi Zhong, GU Xue Mai, LU Zhi

(School of Astronautics, Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, China)

Abstract: According to the principle of the RS code and encode, as well as the actual compressing effect of high-resolution remote sensing satellites, a scheme using RS(255,243) and RS(34,26) is proposed to satisfy the requirement of high-resolution remote sensing satellite data transmission. The emulation experiments show that the method is effective for the data transmission between satellite and the earth under interference condition, and it can prevent and reduce the error diffusion.

Key words: high-resolution remote sensing satellite; data compressing; error code diffusion; RS code; data transmission

随着传感器技术以及相应处理方法的不断发展进步, 国内外遥感卫星有效载荷的空间、时间和光谱分辨率不断提高, 相应的数据规模呈几何级数增长, 对于太阳同步轨道的低轨卫星, 星地数据传输中都会遇到低仰角接收误码及受到无线电干扰误码的问题, 因此必须研究相应的抗误码技术以解决数据传输中的误码问题。抗误码技术在空间数据传输中也称信道编码。信道编码器是把输入的数字序列映射成信道的输入序列, 译码器再反过来, 把信道的输出编码序列变成译码器输出的数字序列。其抗误码途径是用信道编码器引入冗余度, 在译码器中利用冗余度尽可能精确地恢复数字信息。如果选用一套有效的编译码算法和技术方案, 则对于给定的误码率指标和数据率, 只需要比数据不编码传输时更小的载噪比和信噪比^[1]。

1 RS 码基本概念

定义 1: 有限整数集合 $F = \{0, 1, 2, 3, \dots, q-1\}$ (q 是素数) 在模 q 加、模 q 乘运算下构成一个 q 阶有限域, 称为伽罗华 (Galois) 域。

定义 2: 在 $GF(q)$ 中可以找到一个元素 α , 使得 $GF(q)$

中的 $q-1$ 个非零元素都可以通过 α 的各次幂 $\alpha^0, \alpha^1, \dots, \alpha^{q-2}$ 生成, 元素 α 称为本原元。

定义 3: 对纠错码而言, 若差错数小于某个数 d_{\min} , 差错一定可检, 称 d_{\min} 为纠错码的最小距离。

定义 4: 对某数域上的多项式 $p(x)$, 若除了常数 c 以及 $c \times p(x)$ 外, 不能被该数域上的任何其他多项式整除, 则称 $p(x)$ 为该数域上的即约多项式。

定义 5: 对于 $GF(q)$ 中的 m 次即约多项式 $p(x)$, 若能被它整除的最简单多项式 (x^n-1) 的次数 $n \geq q^m-1$, 则称该多项式为本原多项式。

定义 6: 若 $p(x)$ 是 $GF(q)$ 中 m 次即约多项式, 则 $GF(q)$ 域上次数小于 m 的多项式的全体, 在模 q 加、模 q 乘运算下构成一个 q^m 阶的有限域, 称为 $GF(q)$ 域的扩域 $GF(q^m)$ 。

定义 7: 将信息流的每 k 个码元分为一组, 通过线性变换, 映射成由 n 个码元组成的码字, 称为 (n, k) 线性分组码。

定义 8: 对于一个 (n, k) 线性分组码, 若将其任意一个码字的码元向左或向右循环移动一位后仍然还是码字, 则称该码为 (n, k) 循环码。

定义 9: 对于 $GF(q)$ 域循环码的生成多项式 $g(x)$, 若

含有 $2t$ 个连续幂次的根 $a^{m_0}, a^{m_1}, \dots, a^{m_0+2t+1}$, 则由 $g(x)$ 生成的 (n, k) 循环码称为 q 进制 BCH 码, 其码长 $n=q^m-1$, 若 a 是本原元 α , 则称该码为本原 BCH 码。

连续幂次的起始值 m_0 是可选的, 但并无实际意义, 因此实用中将 m_0 取为 1。根的个数取 $2t$, 则构造出的 BCH 码的纠错能力刚好是 t 。

定义 10: RS 码是 $m=1, m_0=1$ 的 q 元本原 BCH 码。

定理 1: 若 BCH 码的生成多项式 $g(x)$ 中含有 $2t$ 个连续幂次的根, 则该码的最小距离 $d_{\min} \geq 2t+1$ 。对 RS 码而言, $d_{\min}=2t+1$, 式中 $2t$ 为校验位的长度。

定理 2: $GF(q^m)$ 上任意非零元素 β 一定是 $x^{q^m-1}-1=0$ 的根, 即 $\beta^{q^m-1}-1=0$, 移项整理可得 $\beta^q=\beta$ 。由此可知, 当 $m=1$ 时, 对 $GF(q)$ 域中的本原元 α , $\alpha^{q-1}=1$ 。

2 RS 编译码算法

2.1 RS 码的编码算法

RS 编码的重点是求解纠错码多项式 $p(x)^{[2]}$, 具体的 RS 编码算法如下:

(1) 根据需编码的数据得到数据多项式 $d(x)$

原始的信息数据可用多项式表示为:

$$d(x)=d_{n-1}x^{n-1}+d_{n-2}x^{n-2}+\dots+d_1x+d_0 \quad (1)$$

(2) 根据纠错的要求构造生成多项式 $g(x)$

由定义 9 和定义 10 可以推出能纠正 t 个错误的本原 RS 码的生成多项式为:

$$g(x)=(x-\alpha)(x-\alpha^2)\dots(x-\alpha^{2t}) \\ =x^{2t}+g_2x^{2t-1}+\dots+g_1x+g_0 \quad (2)$$

式中 $g_i (i=0, 1, \dots, 2t-1)$ 是 $GF(q)$ 中的元素, α 为 $GF(q)$ 中的一个本原元。

(3) 求纠错码多项式 $p(x)$

如果 $C(x)$ 为 RS 编码后的码多项式, 它必须为生成多项式的倍数。即:

$$C(x)=q(x)g(x) \quad (3)$$

为了将原始信息和纠错码分开, 需将式 (3) 转化成与其等价的系统码形式, 要求码多项式前 n 项原封不动地照搬原信息位, 后 $2t$ 项为校验位, 即:

$$C(x)=x^{2t}d(x)+p(x) \quad (4)$$

计算 $p(x)$ 时首先将 $x^{2t}d(x)$ 除以 $g(x)$ 得商式 $q(x)$ 和余式 $r(x)$, 即:

$$x^{2t}d(x)=q(x)g(x)+r(x) \quad (5)$$

$$r(x)=x^{2t}d(x) \bmod g(x) \quad (6)$$

式中 \bmod 指取余数。由式 (3) 和式 (5) 可知:

$$C(x)=x^{2t}d(x)-r(x) \quad (7)$$

比较式 (4) 和式 (7) 可得:

$$p(x)=-r(x) \quad (8)$$

因此将原始信息数据多项式 $d(x)$ 乘以 x^{2t} , 然后除以生成多项式 $g(x)$, 所得余式乘以 -1 就是纠错码对应的多项式。

2.2 RS 码的译码算法

RS 码的译码算法是从 BCH 码的译码算法演变过来的^[3-4], 文中重点分析时域译码算法。

(1) 由接收到的码多项式 $R(x)$ 求伴随式 $S(x)$

设码字的码长为 n , 则接收多项式 $R(x)$ 、码字数据多项式 $C(x)$ 、差错多项式 $E(x)$ 可表示为:

$$R(x)=r_{n-1}x^{n-1}+\dots+r_1x+r_0 \quad (9)$$

$$C(x)=c_{n-1}x^{n-1}+\dots+c_1x+c_0 \quad (10)$$

$$E(x)=e_{n-1}x^{n-1}+\dots+e_1x+e_0 \quad (11)$$

并且有:

$$R(x)=C(x)+E(x) \quad (12)$$

对能纠正 t 个差错的 RS 码, 其伴随式为:

$$S(x)=(s_1, s_2, \dots, s_t, \dots, s_{2t}) \quad (13)$$

$$\text{其中, } s_i=R(\alpha^i)=\sum_{j=0}^{n-1} r_j \alpha^{ij} \quad (14)$$

式 (14) 中, α^i 为生成多项式 $g(x)$ 的根。

(2) 求差错位置多项式

假设 $R(x)$ 中有 v 个差错分布于 j_1, j_2, \dots, j_v , 则差错位置多项式可写成:

$$E(x)=x^{j_1}+x^{j_2}+\dots+x^{j_v} \quad (15)$$

为简化符号, 令 $x^{j_i}=\beta_i (i=1, 2, \dots, v, \text{是差错位置序号})$,

则:

$$E(x)=\beta_1+\beta_2+\dots+\beta_v \quad (16)$$

由于 α^i 为生成多项式 $g(x)$ 的根, 故 $C(\alpha^i)=0 (i=1, 2, \dots, 2t)$ 。由式 (12) 和式 (14) 可知:

$$s_2=E(\alpha^2)=\beta_1^2+\beta_2^2+\dots+\beta_v^2 \quad (17)$$

式 (17) 包括 $\beta_1, \beta_2, \dots, \beta_v$ 共 v 个差错位置未知数, 而 s_1, s_2, \dots, s_{2t} 为已知, 因此译码就是解此方程组。由于非线性方程求解困难, 所以引入错误位置多项式:

$$\sigma(x)=\prod_{i=1}^v (1-\beta_i x)=\sigma_0+\sigma_1 x+\sigma_2 x^2+\dots+\sigma_v x^v \quad (18)$$

显然 $\sigma(x)=0$ 的 v 个根是差错位置数的倒数 $\beta_1^{-1}, \beta_2^{-1}, \dots, \beta_v^{-1}$, 因此要先求出 $\sigma_0, \sigma_1, \dots, \sigma_v$ 的值。由根与系数的关系可得:

$$\begin{cases} \sigma_0=1 \\ \sigma_1=\beta_1\beta_2\cdots\beta_v \\ \sigma_2=\beta_1\beta_2+\beta_2\beta_3+\cdots+\beta_{v-1}\beta_v \\ \vdots \\ \sigma_v=\beta_1\beta_2\cdots\beta_v \end{cases} \quad (19)$$

σ_i 为初等对称函数。结合 (18) 和 (19) 两式可得 s_i 和 σ_j 的关系如下:

$$\begin{cases} s_1+\sigma_1=0 \\ s_2+\sigma_1 s_1+2\sigma_2=0 \\ s_3+\sigma_1 s_2+\sigma_2 s_1+3\sigma_3=0 \\ \vdots \\ s_v+\sigma_1 s_{v-1}+\cdots+\sigma_{v-1} s_1+v\sigma_v=0 \\ s_{v+1}+\sigma_1 s_v+\cdots+\sigma_{v-1} s_2+\sigma_v s_1=0 \end{cases} \quad (20)$$

因为 s_i 为已知, 所以若知道 v 则可以从第一个方程开始, 逐步求解 $\sigma_0, \sigma_1, \dots, \sigma_v$ 。

(3) 求差错位置数

$\sigma(x)=0$ 的求解并不容易, 不过由于方程的根的倒数就是差错位置数, 即 $\alpha^0, \alpha^1, \dots, \alpha^{q-2}$ 中的一个 (α 为纠错码字生成多项式的本原元), 因此可以采用将这些元素依次代入方程验证的方法确定根, 从而得到差错位置数。设接收多项式为:

$$R(x) = r_{n-1}x^{n-1} + \dots + r_u x^u + \dots + r_1 x + r_0 \quad (21)$$

其中 $0 \leq u \leq n-1$, 要判断第 u 位是否有错, 只要将 α^u 的倒数 $\alpha^{-u} = \alpha^{q-1-u}$ (定理 2) 代入式(18)所示的 $\sigma(x)$, 若 $\sigma(\alpha^{q-1-u}) = 0$, 则 r_u 有错误, 否则没有。在对每一位都进行判断后就得到了 $\sigma(x)=0$ 的根, 再求根的倒数即为差错位置数 $\beta_1, \beta_2, \dots, \beta_v$, 再将式(18)展开可得各项系数 $\sigma_0, \sigma_1, \dots, \sigma_v$ 。

(4) 求差错幅值

假设 $R(x)$ 中有 v 个差错分布于 j_1, j_2, \dots, j_v , 则差错多项式可写成:

$$E(x) = e_{j_1} x^{j_1} + e_{j_2} x^{j_2} + \dots + e_{j_v} x^{j_v} \quad (22)$$

其中 $e_{j_1}, e_{j_2}, \dots, e_{j_v}$ 为差错幅值。为简化, 令 $x^{j_i} = \beta_i, e_{j_i} = Y_i$ ($i=1, 2, \dots, v$, 是差错位置序号), 则:

$$E(x) = Y_1 \beta_1 + Y_2 \beta_2 + \dots + Y_v \beta_v \quad (23)$$

由于 α^i 为生成多项式 $g(x)$ 的根, 故 $C(\alpha^i) = 0$ ($i=1, 2, \dots, 2t$)。由 $R(x) = C(x) + E(x)$ 和 $s_i = R(\alpha^i)$ 可知:

$$s_i = E(\alpha^i) = \sum_{k=1}^v Y_k \beta_k^i \quad (24)$$

式(24)中 $\beta_1, \beta_2, \dots, \beta_v, s_0, s_1, \dots, s_{2t}$ 通过前面步骤求出, 译码就是求 Y_1, Y_2, \dots, Y_v 共 v 个差错幅值未知数方程。直接解方程比较困难, 这里用差错位置多项式 $\sigma(x)$ 求解。设 $\sigma_j(x)$ 是去除第 j 个根后 $\sigma(x)$ 余式, 则:

$$\sigma_j(x) = \frac{\sigma(x)}{1 - \beta_j x} \quad (25)$$

将式(18)代入式(25)得:

$$\sigma_j(x) = \prod_{i=1}^v (1 - \beta_i x) = \sum_{i=0}^{v-1} \sigma_{ji} x^i \quad (26)$$

由式(25)和(26)可得:

$$\sigma(x) = \sigma_j(x)(1 - \beta_j x) \quad (27)$$

$$\text{即 } \sigma(x) = \sum_{i=0}^{v-1} \sigma_{ji} x^i - \sum_{i=0}^{v-1} \sigma_{ji} \beta_j x^{i+1} \quad (28)$$

上式两边展开后比较其系数, 可得:

$$\sigma_{j(v-1)} = \sigma_{(v-1)} + \sigma_{j(v-2)} \beta_j \quad (29)$$

再将式(24)代入 $\sum_{i=0}^{v-1} \sigma_{ji} s_{v-i}$ 中, 简化后得:

$$\sum_{i=0}^{v-1} \sigma_{ji} s_{v-i} = Y_j \sum_{i=0}^{v-1} \sigma_{ji} \beta_j^{v-i} \quad (30)$$

由此可得差错幅值:

$$Y_j = \frac{\sum_{i=0}^{v-1} \sigma_{ji} s_{v-i}}{\sum_{i=0}^{v-1} \sigma_{ji} \beta_j^{v-i}} \quad (31)$$

至此, 就实现了差错幅值和差错位置的求取。再将接收多项式在差错位置上的值减去相应的差错幅值就可得到恢复后的数据多项式。

3 RS(255,243)和 RS(34,26)在高分辨率遥感卫星数据传输中的应用

根据高分辨率卫星在轨获取影像实际情况, 首先对成像传感器在轨获取的海量数据进行小波变换数据压缩, 并对其进行 RS(255,243)的信道编码; 然后高级在轨系统 AOS (Advanced Orbit System) 对压缩编码后的数据以及其他辅助数据进行数传合路和格式编排, 输出码速率恒定的四相相移键控 QPSK (Quad-Phase Shift Key) 调制所需的 I、Q 路组帧数据, I、Q 路的帧格式一致, 并采用 RS(34,26) 对其进行编码, 以对 AOS 帧格式数据传输进行误码控制。

3.1 RS(255,243)码对影像数据抗误码传输控制

随着卫星影像的空间、时间、光谱分辨率的提高以及有效载荷种类的增加, 遥感卫星在轨获取的影像数据对星地数据传输链路产生了巨大的压力, 在目前的数据传输条件下必须依托数据压缩技术以解决此矛盾。在数据传输系统对原始数据进行压缩是减少数据传输量很有效的方法, 而且可以减少对传输信道带宽和缓冲存储器容量的要求, 并在给定的传输速率下减少传输时间^[5]。

由于信道传输特性的不理想和加性噪声的影响, 卫星数据在传输过程中会不可避免地发生随机错误和突发错误。尤其是星上压缩后的遥感影像, 在受到干扰后, 不仅影响自身比特位, 还要影响到其他比特位的影像。因此对卫星影像数据进行相应的压缩变换后加入信道编码以解决数据传输的差错控制问题, 如图 1 所示。

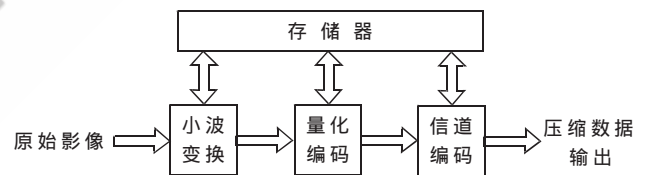


图 1 影像压缩编码原理框图

影像压缩主要由小波变换和量化编码两部分构成。小波变化的功能是对 N 行影像数据形成一个压缩块, 对数据的能量进行集中, 变换完成后以空间定向树的形式送给量化模块; 量化编码接收小波变换后带符号的 13 bit 的小波系数(最高位是符号位)。为了实现压缩, 将连续的小波系数看作 12 个连续的比特平面(符号位除外), 每个比特平面单独进行扫描和量化编码处理, 且按重要性从高到低进行运算, 前级的输出状态作为后级输入, 从而形成并行流水硬件结构, 实际采用了 12 级并行流水结构, 也即进行 12 个比特层的量化^[5]。当量化编码内存中存满一个压缩块的小波系数的量化数据时, 将其读出到量化编码模块进行 RS 编码。本文根据实际任务要求以及光学遥感影像的压缩算法特点, 采用编码效率高的 RS

(255,243) 编码算法对压缩后的影像数据进行误码扩散控制,伽罗华域生成多项式 $x^8+x^7+x^2+x+1$,码生成多项式

$g(x)=\prod_{i=1}^{2t}(x-\alpha^i)$,生成器初始值为 1,码块长度为 $n=255$,信息数据长度为 $k=243$,检验码 $2t=12$,该编码算法可纠正 $t=6$ B 以内的错误,编码效率 95.3%。

3.2 RS (34,26) 码对 AOS 帧格式抗误码控制

高级在轨系统 AOS 是国际空间数据咨询委员会 CCSDS (Consultative Committee for Space Data Systems) 建议的多遥感器数据合成的帧编码方式,支持多路虚拟信道数据的数传合路。通过对虚拟信道 (VCDU) 进行动态的管理调度、利用合理的合路机制,可以保证信道的高效率、大容量、多用户空间飞行器的数据处理和传输要求^[6]。

为了保证 AOS 帧数据格式的正确性,对 VCDU 主导头、VCDU 插入区以及 VCDU 数据单元 B-PDU 导头的 26 B 采用 RS(34,26) 编码进行纠错,伽罗华域生成多项式 $x^8+x^7+x^2+x+1$,码生成多项式 $g(x)=\prod_{i=1}^{2t}(x-\alpha^i)$,生成器初始值为 112,码块长度为 $n=34$,信息长度为 $k=26$,检验码 $2t=8$,可纠正 $t=4$ B 错误;加入 2 B CRC(1062,1060) 编码,生成多项式 $x^{16}+x^{12}+x^5+1$,校验区域为除帧同步头以外的 1 060 B 数据进行校验,具体方法如图 2 所示。

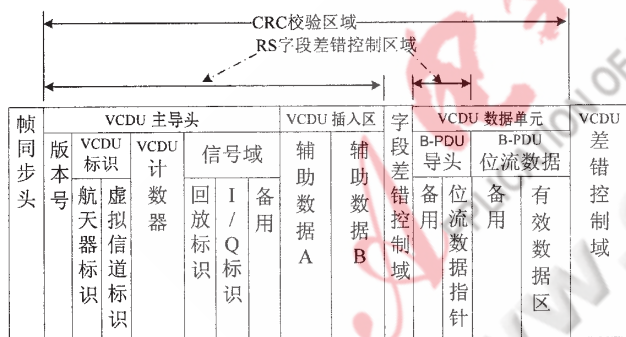
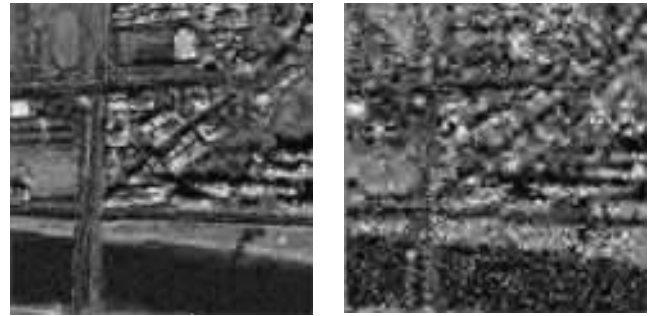


图 2 RS 纠错控制和 CRC 校验示意图

4 试验结果

根据前面的分析,重点对高分辨率影像在信道误码率分别为 10^{-4} 、 10^{-5} 的情况下进行小波算法压缩,对其加信道编码和不加编码的恢复影像进行比较,图 3、图 4 是在两种误码率情况下的影像恢复。从图 3 中可以看出,当信道的误码率增大时,不加 RS 编码已经出现了严重的失真,恢复影像变得模糊,峰值信噪比 PSNR 极低;从图 4 可看出,加上 RS 编码,能够很好地纠正错码,恢复原有的信息,保持良好的影像质量。在误码率达到 10^{-4} 时,不加 RS 编码恢复的影像已经基本上淹没在噪声中,变得不可见;而加上 RS 编码后,仍能保持无误码时的性能,影像依然很清晰。

文中根据 RS 编译码原理,结合高分辨率遥感卫星在



(a) 误码率 10^{-5} (b) 误码率 10^{-4}

图 3 不加信道编码的影像恢复



(a) 误码率 10^{-5} (b) 误码率 10^{-4}

图 4 加信道编码的影像恢复

轨影像实际数据压缩情况,提出应用 RS(255,243)和 RS (34,26) 两种编码算法进行联合使用的方案,以解决星地数据传输中的误码问题。仿真试验证明,该方法在解决有干扰条件下的星地数据传输是切实可行的,有效地防止和减少了误码扩散,保护了卫星在轨获取的影像数据,为后续的地面数据处理提供了良好的基础。该方法编码效率高,非常适合遥感对地观测类卫星的软硬件实现。

参考文献

- [1] 李世忠,胡莘,顾学迈,等. 传输型对地观测小卫星差错控制技术的分析与研究[J]. 测绘学报,2001,30(4):331-335.
- [2] 冯桂,林其伟,陈东华. 信息论与编码技术[M]. 北京:清华大学出版社,2007:157-198.
- [3] 肖嵩. 无线信道中的联合信源信道编码研究[D]. 西安:西安电子科技大学博士论文,2004.
- [4] 刘悦,刘明业,尚振宏. RS(255,223)码的编译码软件实现[J]. 计算机应用与软件,2006,23(11):46-48.
- [5] 李飞鹏,杨志高,秦前清,等. 高分辨率遥感影像的实时压缩算法[J]. 武汉大学学报:信息科学版,2004,29(3):259-263.
- [6] CCSDS 122.0-B-1, Image Data Compression, Recommendation for Space Data System Standards[S], Blue Book.

(收稿日期:2008-12-02)

一种流序列化的网络流量分类算法

李国元, 李双庆, 杨 铮
(重庆大学 计算机学院, 重庆 400044)

摘要: 针对传统基于端口和有效负载的网络流量分类算法识别率低、分类算法复杂等问题, 在分析了网络流量性质的基础上, 提出流序列化方法。它将网络流分解成多个流原子, 通过提取序列化网络流的特征向量并使用迭代最优化的聚类算法进行流量聚类, 最终实现了网络流按不同行为模式聚类。该方法在实验环境中取得了良好的效果。

关键词: 网络流; 流序列化; 迭代最优化; 聚类

中图分类号: TP393

文献标识码: A

A network traffic classification algorithm based on flow serialization

LI Guo Yuan, LI Shuang Qing, YANG Zheng

(Department of Computer Science, Chongqing University, Chongqing 400044, China)

Abstract: Based on analysis of the properties of network traffic, this paper proposes a flow serialization method to alleviate the problems of low recognition rate and high implementation complexity associated with the traditional port-based or payload-based classification algorithms. The method divides network traffic into multiple flow atoms, extracts characteristic vector from the serialized flows, and finally assembles them into different behavior modes of clusters using iterative optimization algorithm. It works well and has good result in experimental environment.

Key words: network traffic; flow serialization; iterative optimization; cluster

网络流量分类技术是许多网络技术的基础, 它关系到网络的控制、性能、安全、管理等多方面内容。通过对网络流量进行分类, 可以为网络的运行和维护提供重要信息, 对于网络性能分析、异常监测、链路状态监测、容量规划等发挥着重要作用。但是流量类型的多样性, 流量特征的复杂性, 以及网络新技术的出现(如 P2P、数据包伪装及加密等技术), 使基于端口和负载分析的流量分类方法在时间、空间以及扩展性方面难以提高。一种更好的解决方法是使用机器学习的方法进行流量分类。为此本文提出一种基于聚类的无监督学习方法, 通过对网络流量的采集、特征提取及模型选择, 设计更具通用意义的分类器, 从而揭示网络流量的一些内在规律和性质。

1 流量分类技术及现状研究

当前流量分类技术的一个发展方向是基于网络流量有效载荷的识别方法。它主要采用端口技术、包特征签名技术^[1]以及会话分类技术^[2]等。这种分类方法依赖于协议类型, 需要对报文进行深度内容检查, 对其有效载荷(payload)部分进行扫描, 效率比较低。它无法对加密的流量进行分类识别。更重要的是, 它需要人工更

新以识别不断涌现的网络新流量。

正是由于有效载荷分类方法的不足, 最近, 已有几种机器学习方法, 如线性判别分析、参数化方法和基于朴素贝叶斯的核估计方法已经应用到网络流量分类中。如 Moore^[3]等通过对分类的流量数据集进行学习, 对按照高斯分布的各类流量属性进行评估。每一个连接都会根据连接的条件概率, 按其属性值进行分类。这种有监督学习的方法准确率很高, 但不能发现新的应用, 还需要预先知道分类的数量并标记训练样本集。而无监督学习的分类方法没有这些限制, 参考文献[4]根据流的性质, 对报文平均长度、到达间隔和持续时间等进行特征选择, 并使用 EM 算法对每个报文属于哪一类进行概率计算。它适用于训练数据不是很充分的情况下对流量的模糊聚类。参考文献[5]提出基于统计特性的机器学习流量分类器框架, 并在此基础上研究了特征选取方法。它使用顺序前进法(SFS)对选取的流量特征进行评估, 有助于提高分类效果。参考文献[6]对各类聚类算法进行了比较, 用以评估各类算法在网络流量分类中的性能。图 1 描述了使用机器学习方法对网络流量进行分类的过程。

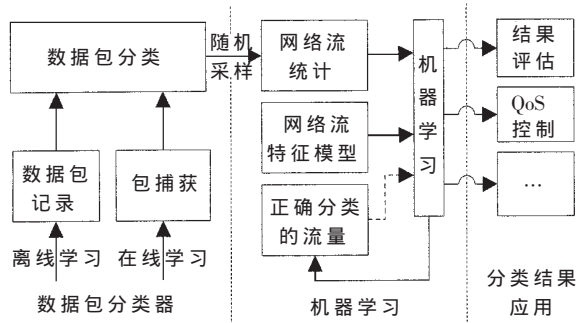


图1 基于机器学习的流量分类

2 网络流性质及特征提取

2.1 网络流分析

定义1: 一条网络流定义为5元组: $NFlow ::= \langle SIP, DIP, SPort, DPort, Protocol \rangle$ 。

它是指在超时约束下的2个主机对之间应用进程的双向通信的报文集合,即包含相同的主机IP地址对,使用相同的协议(如TCP、UDP、ICMP等),采用相同的进程端口对。网络流作为终端间数据交互的载体,以报文的形式穿梭在各个网络链接和存储转发的路由器之间。不同应用通过流的形式得以传输,从而在网络上形成各类异构流量。

流在数据交互的过程中,具有一定的性质,这正是表征一条网络流所属类别的关键。为更好地验证流在数据交互过程中的规律特性,通过抓包分析了使用HTTP和FTP下载过程中网络流数据包的分布情况(如图2、图3所示)。图2中网络流很清楚地分成了两部分,包长约1500B的包是服务器发送给客户端的数据,而包长约60B的包是客户端发给服务器数据包的ACK包。图3中数据包之间比较密集,但还是看出该网络流的特性,即服务器端发送的数据包要比客户端稍大。通过分析发现,不仅是HTTP、FTP,其他的如TELNET、SMTP和BT等应用的网络流也都具有各自的分布特点。

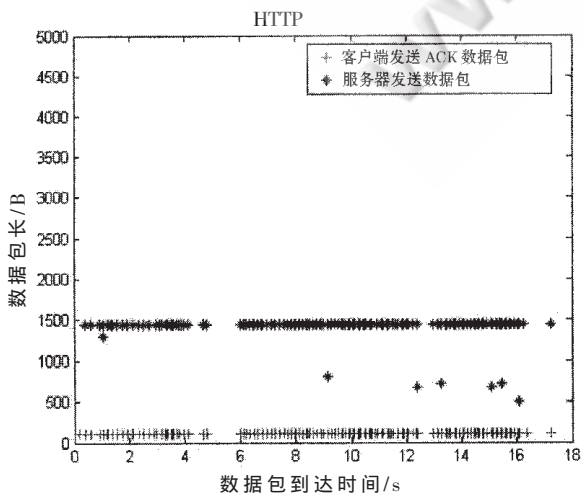


图2 HTTP下载数据包分布

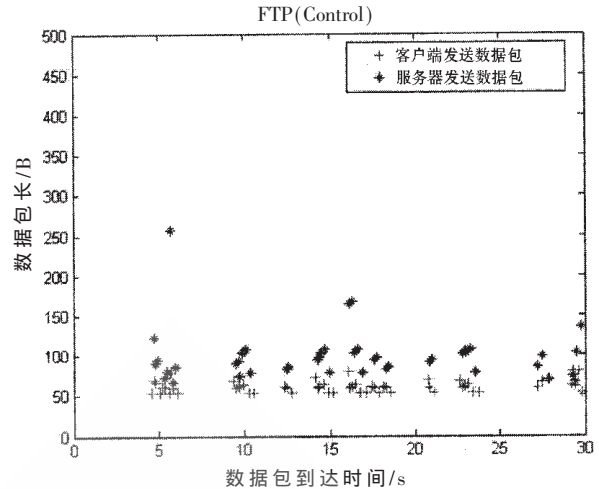


图3 FTP控制连接数据包分布

通过以上分析看出:网络流的特征不仅包含流中数据包自身的性质(如最大/最小包长),还包含流的统计特性(如平均包长、连接周期及空闲时间等),以及其在连接周期中数据包的分布情况。

2.2 网络流序列化

将网络流看作一连串数据包的序列,则每个数据包将按其到达目的主机的时刻分布在时间轴上。

定义2: 一个流原子定义为2元组: $A_i ::= \langle S, D \rangle$ 。它表示沿时间轴方向上捕获通信双方发送数据包的大小。其中S表示连接的发起者发出数据包大小,而D表示流反向传输的数据包大小。则一条网络流可表示为一个流序列 (A_1, \dots, A_n) ,这里n是该网络流所含流原子的个数。例如上面FTP控制连接的流序列可表示为:

$$((69, 90), (67, 95), (54, 1095), (60, 73) \dots)$$

网络流交互过程并不是完全对称的,有可能存在不能一一对应的情况。上面使用HTTP下载的例子中,客户端有时在收到2个数据包后才发送1个ACK包。流序列规定:在沿时间轴方向上,若连续 $N(N \geq 2)$ 个数据包流向相同,则在这N个数据包之间插入 $N-1$ 个0字节的反向数据包,以确保流原子的完整性,同时也不影响网络流性质。HTTP下载的流序列片段为:

$$(\dots, (0, 1480), (54, 1480), (0, 1480), (54, 1480), (54, 1480) \dots)$$

2.3 特征提取

本文在网络流序列化基础上进行流特征提取。设集合A、B分别表示流序列中两个流向的数据包集合,即 $A = \{S_1, S_2, \dots, S_n\}, B = \{D_1, D_2, \dots, D_n\}$,其中n是流序列中流原子个数。在集合A中选取 $S_{Max} = \max(S_i \in A), S_{Min} = \min(S_i \in A, S_i \neq 0), S_r = \sum_{i=1}^n S_i$ 、均值 S_μ ,标准方差 S_σ 作为流特征。为更好地表现流的连续分布特性,选择连续流向相同数据包出现次数 S_c 和 $S_a = S_{Max}/S_{Min}$ 作为流特征(集合B选择相同特征),并选取了流中双向流数据量比例 $f_r = S_r/D_r$ 、流的连接周期T等作为流特征,如表1所示。网络流经过

表 1 选取的 17 项网络流特征

网络流特征	特征描述
n	流序列中流原子个数
S_{Max}, D_{Max}	最大数据包容量
S_{Min}, D_{Min}	最小数据包容量
S_t, D_t	总数据包容量
S_μ, D_μ	均值
S_σ, D_σ	标准方差
S_c, D_c	连续同向包出现次数
S_a, D_a	最大最小数据包比
f	不同流向流量比
T	连接周期

特征提取,需要进一步归一化处理,才能作为机器学习方法中的特征向量使用。下面介绍使用相关机器学习方法进行流量聚类。

3 基于迭代最优化聚类算法

聚类算法是基于整个数据集内部存在“分组”而产生的一种数据描述方法。基于迭代最优化聚类算法使用误差平方和作为准则函数,通过调整每个样本所属类别,使调整后的准则函数值得以改善。

令 c 表示聚类划分个数, n_i 表示子集 R_i 中的样本数量, x 表示样本特征向量, m_i 表示该子集中样本的均值,则:

$m_i = \frac{1}{n_i} \sum_{x \in R_i} x$ 。定义误差平方和为 $J_c = \sum_{i=1}^c \sum_{x \in R_i} \|x - m_i\|^2$, 下面考虑利用迭代方法使误差平方和准则达到最小值。

3.1 迭代最优化

令 $J_i = \sum_{x \in R_i} \|x - m_i\|^2$, 假设某一样本 x_0 原属于聚类 R_i , 现被放入聚类 R_j 中。则 m_j 变成 $m_j^* = m_j + \frac{x_0 - m_j}{n_j + 1}$, 而 J_i 增加为:

$$\begin{aligned}
 J_j^* &= \sum_{x \in R_j} \|x - m_j^*\|^2 + \|x_0 - m_j^*\|^2 \\
 &= \left(\sum_{x \in R_j} \left\| x - \frac{x_0 - m_j}{n_j + 1} - m_j \right\|^2 \right) + \left\| \frac{n_j}{n_j + 1} (x_0 - m_j) \right\|^2 \\
 &= J_j + \frac{n_j}{n_j + 1} \|x_0 - m_j\|^2
 \end{aligned}$$

假定 $n_i \neq 1$, 同样求得 m_i 变成 $m_i^* = m_i - \frac{x_0 - m_i}{n_i - 1}$, 而 J_i 下降为 $J_i^* = J_i - \frac{n_i}{n_i - 1} \|x_0 - m_i\|^2$ 。如果 J_i 的减少量比 J_j 的增加量大, 则 J_c 变小, 这时 x_0 从聚类 R_i 转移到聚类 R_j 中是有利的, 即 $\frac{n_i}{n_i - 1} \|x_0 - m_i\|^2 > \frac{n_j}{n_j + 1} \|x_0 - m_j\|^2$ 。对有利的转移选取最佳的 j ($j \neq i$), 使得对应的 $\frac{n_j}{n_j + 1} \|x_0 - m_j\|^2$ 最小。通过对所有样本进行最优化迭代, 最终形成 c 个聚类。这样在聚类个数 c 一定的情况下, 误差平方和将达

到最小值。具体算法如下:

选取 c 个样本点作为初始点, 初始化 m_1, m_2, \dots, m_c

随机选取一个样本 x_0

$$k \leftarrow \arg \min_i \|m_i - x_0\|$$

分类 x_0 到第 k 个聚类中

如果 $n_k \neq 1$ 则计算

for $j=1$ to c

如果 $j \neq k$ 则

$$\Delta p_j = \frac{n_j}{n_j + 1} \|x_0 - m_j\|^2$$

$$\text{否则 } \Delta p_j = \frac{n_j}{n_j - 1} \|x_0 - m_j\|^2$$

$$k' \leftarrow \arg \min_j \Delta p_j$$

将样本 x_0 从第 k 个聚类转移到第 k' 个聚类中重新计算 J_c, m_k 和 $m_{k'}$ 。

until 所有样本都被选取分类

return m_1, m_2, \dots, m_c

3.2 迭代最优化聚类算法分析

假设有 n 个待分类的样本, 它们都在 d 维空间中。首先要计算每个样本点与各个划分中心点的距离, 并选取最小距离进行初步分类。每个距离需要 $O(d^2)$ 次运算, 故初步分类过程需要 $O(cd^2)$ 次运算。样本点与各个聚类中心点的距离存储在一个数组中, 相应的空间复杂度为 $O(c)$ 。在迭代最优化过程中, 样本点可以利用已存储的距离数组计算转移的增减量 Δp , 并求出最小量, 这一过程需要 $O(c)$ 次计算。通过对 n 个样本点进行选取划分, 其计算次数为 $O(cn(d^2+1))$, 故总的计算复杂度为 $O(cnd^2)$ 。通常 $n \gg c$, 由此可见算法的性能主要取决于样本数量 n 和特征空间维数 d 。

4 实验与分析

NLANR 为因特网社团进行网络分析研究提供网络数据包跟踪记录。本文使用 NLANR 提供的 Auckland-VI [7] 数据包跟踪记录作为实验数据集, 通过将数据包转换成网络流, 并进行序列化处理, 最终形成上万条流序列。随机选取了 2000 条流序列进行特征提取及归一化处理, 以此作为基于迭代最优化聚类实验的数据样本。

考虑到 Auckland-VI 提供的跟踪记录只包含 IP 层和传输层信息, 同时为了检验聚类方法的合理性, 使用了 Auckland-VI 2001 年的跟踪记录。早期的网络流一般使用基于端口的方法进行识别, 从而对聚类的结果进行验证。这可能有一定的误差, 但对大部分的网络流(特别是早期的)来说都是适用的。

4.1 聚类数目

聚类分析中一个重要的环节就是找到数据集中客观存在的类别数目。在使用迭代最优化算法进行聚类时, 通过重复对 $c=1, c=2, c=3$ 等情况进行聚类尝试, 并观察准则函数如何随 c 变化。如图 4 所示, 误差平方和 J_c 是 c 的单调递减函数。当 $c \leq 6$ 时, J_c 会随着 c 的增加

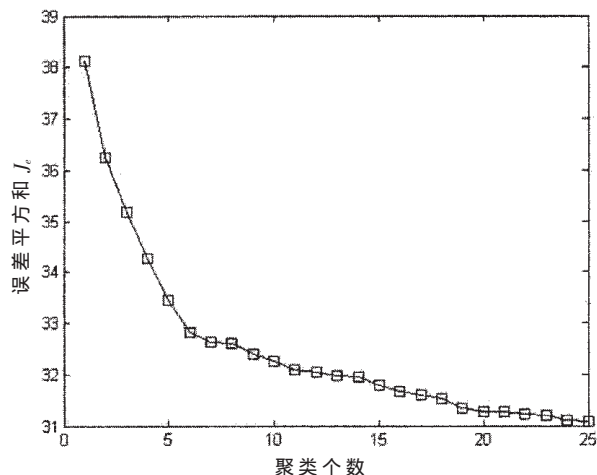


图4 聚类数目与误差平方和 J_e 关系图

迅速减少, 之后下降速度明显减缓, 直至 $J_e=0$ 时为止。这说明在随机选取的 2000 个数据样本中的确客观存在 6 个稠密且分得很开的聚类。在 $c=6$ 的基础上进行分析, 因为它更好地表达了数据集的内部结构。

4.2 聚类分布

本文使用端口识别方法对采样的 2000 条网络流进行识别, 以验证聚类结果的合理性。经过端口识别发现, 在 2000 条网络流中主要包括 HTTP (80,8080)、HTTPS (443)、SMTP (25)、POP3 (110)、BT (6881-6889)、EDONKEY (4662)、NTP (123)、DNS (53) 等应用, 而未知流量约占 5% 左右。

按照迭代最优化算法将 2000 条网络流聚成 6 类 ($c_1, c_2 \dots c_6$) 后, 结果如表 2 所示。分析发现: c_1 约占总流数的 49%, 其特点是流原子个数较少 (≤ 7), 持续周期短 (1s), 流原子 D 端数据量不大 (约 3000 B)。该类主要是网页流量, 一般是通过网页获取 HTML 页面、图标和小图片等较小的对象时产生流量。 c_2 主要包含的是 SMTP 和 POP 流量, 该类中流原子 D 端总数据量均值达到了 17000 B 且方差较大。还有部分通过 HTTP 获取较大对象的流量也包含在 c_2 中。 c_3, c_4 主要包含 P2P 应用流量, 如 BT、EDONKEY 之类。之所以分为两类是因为 c_3 与 c_4 相比, 其流原子 D 端数据包较小 (约 300 B), 而 c_4 流原子 D 端数据包多为 1500 B, 同时这两类在不同流向比和持续周期方面相差较大 (c_4 的持续周期均值达 70 s), 因此判断 c_3 主要聚集的是 P2P 通信中会话建立, 连接信息交互及资

表 2 聚类分布情况

聚类子集	流数	包含应用
c_1	982	HTTP, HTTPS...
c_2	270	SMTP, POP3, HTTP...
c_3	145	BT, EDONKEY...
c_4	446	BT, EDONKEY, FTP...
c_5	108	TELNET, HTTP...
c_6	49	DNS...

源搜索等产生的流量, 而 c_4 则是真正使用 P2P 进行文件下载的聚类。 c_5 的特点是流原子 S 端数据较小, 但流原子个数多, 不同流向比接近 1, 它主要包含 telnet、https 等应用。 c_6 中几乎 95% 都是 DNS 应用, 其流原子个数很少, 一般只有 2~3 个。

4.3 有效性验证

聚类算法的有效性可以通过聚类精确度进行计算。聚类精确度衡量了聚类算法将单一应用归为一类的能力。定义聚类精确度 H_i 为聚类 i 中占主要成分的应用流在该类中所占百分比, 即 $H_i = \max(\frac{N_{ij}}{N_i}) (1 \leq i \leq 6)$, 其中 N_i 表示聚类 i 中总流数, N_{ij} 表示应用 j 在聚类 i 中的流数。尽管每个聚类中 H_i 值各不相同, 但最大化的 H 均值更能体现聚类性能。使用 k-均值聚类、层次聚类和迭代最优化聚类算法对以上的 2000 个样本进行分类并分析比较, 如图 5 所示。以迭代最优化算法为例, c_1 和 c_6 中主要应用分别是 HTTP 和 DNS, 其流特征明显, 聚类精确度较高 ($\geq 90\%$); c_2 中的应用主要以 SMTP 为主, 约占该类 60% 流数; c_3 和 c_4 中是聚类精确度只有 50%~60%, 这是因为其中各种应用较多, 所占比例较为分散; c_5 的应用以 telnet 为主, 约占该类 80% 流数。

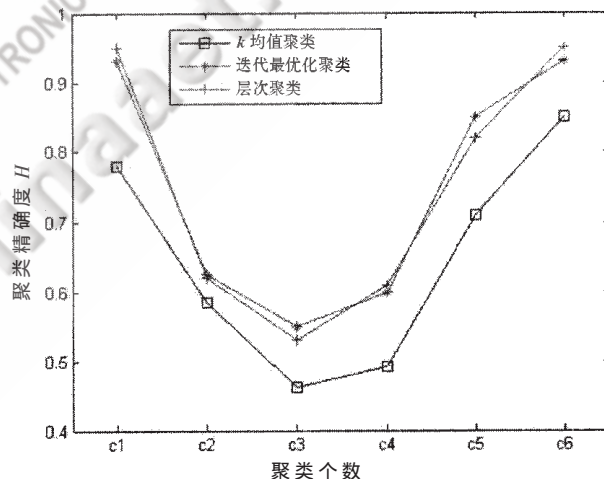


图5 各类算法聚类精确度比较

虽然 k-均值聚类与迭代最优化聚类均属于迭代最优化算法范畴, 但 k-均值聚类对初始类中心比较敏感, 易于陷入局部最优, 这使其 H 均值只能达到 65%。而层次聚类的效果与迭代最优化算法相当, 其 H 均值都达到了 74%, 但它的时间复杂度太大 ($O(cn^2d^2)$), 同时空间复杂度达到了 $O(n^2)$, 不宜于大规模聚类。因此, 基于迭代最优化的聚类算法因其计算复杂度低、算法简单, 更适用于特征维数高、样本数量多的流量分类中。

如何合理地分类未知流量、有效地提高网络流量分类效率, 并降低分类算法的计算复杂度, 是目前众多学者对流量分类研究的重点。本文根据网络流性质, 提出

流序列化的思想,将网络流分解成流原子,并在此基础上进行流特征选取,以获得更能表征其内在性质的特征。接着将基于迭代最优化聚类算法应用到流量分类中,通过实验发现网络流具有不同行为模式,如下载模式、单向模式和交互模式等。这种迭代最优化的方法对进行流量分类研究具有重要意义。下一步的工作是研究如何提高聚类的精确度,以及如何把该方法应用到在线学习的网络流量分类中。

参考文献

- [1] MOORE A W, PAPAGIANNAKI K. Toward the accurate identification of network application[C]. in Passive & Active Measurement Workshop 2005.
- [2] SU Hui Kai, WU Cheng Shong, CHEN Kim Joan. Session classification for traffic aggregation[C]. IEEE International Conference 2004.
- [3] MOORE A W, ZUEV D. Internet traffic classification using bayesian analysis techniques[J]. Joint International Conference on Measurement and Modeling of Computer Systems. 2005:50-60
- [4] MCGREGOR A, HALL M, LORIER P, et al. Flow clustering using machine learning techniques[C]. Lecture Notes in Computer Science, 2004
- [5] ZANDER S, NGUYEN T, ARMITAGE G. Self-learning IP traffic classification based on statistical flow characteristics[J]. Passive and Active Network Measurement 2005.
- [6] ERMAN J, ARLITT M, MAHANTI A. Traffic classification using clustering algorithms[C]. Proceedings of the 2006 SIGCOMM workshop 2006.
- [7] NLANR Measurement and Network Analysis Group. Trace 20010613-060000-1[EB/OL].<http://pma.nlanr.net/Traces/Traces/long/auck/6/>
- [8] DUDA R O, HART P E, STORK D G. 模式分类[M]. 李宏东,姚天翔,译. 第2版,北京:机械工业出版社,2006 (收稿日期:2008-11-26)



一种基于属性加权的代价敏感支持向量机算法

戴元红, 陈鸿昶, 胡海龙

(国家数字交换系统工程技术研究中心, 河南 郑州 450002)

摘要: 针对实际中存在的各类别样本错分造成不同危害程度的分类问题, 提出了一种基于属性加权的代价敏感支持向量机分类算法, 即在计算各个样本特征属性对分类的重要度之后, 对相应的属性进行重要度加权, 所得的数据用于训练和测试代价敏感支持向量机。数值实验的结果表明, 该方法提高了误分代价高的类别的分类精度, 同时属性重要度的引入提高了分类器的整体分类性能。该方法对错分代价不对称的数据分类问题具有重要的现实意义。

关键词: 属性加权; 支持向量机; 代价敏感支持向量机

中图分类号: TP181

文献标识码: A

Cost-sensitive support vector machine based on weighted attribute

DAI Yuan Hong, CHEN Hong Chang, HU Hai Long

(National Digital Switching System Engineering & Technological R&D Center, Zhengzhou 450002, China)

Abstract: In practice it was existed different wrong-classified-cost matter in classified problem. This paper proposed a cost-sensitive SVM approach based on weighted attribute, which firstly calculated the weightiness of feature attributes corresponded to the classification attribute, then calculated the corresponding weightiness of attribute for all samples, finally the samples were used for cost-sensitive SVM training and testing. The experimental results showed that the approach can improve the classification precision of the cost-sensitive samples, and the use of feature attribute increased the integer classified capability of the classifier. The approach has important realistic significance of unbalanced wrong-classification cost in classified problems.

Key words: weighted attribute; support vector machine; cost-sensitive support vector machine

SVM 算法是一种专门研究小样本情况下机器学习规律的理论, 它能够解决渐进理论所难于解决的过拟合、局部极小和泛化能力差等问题。这一新的机器学习方法表现出很多优于已有方法的性能, 迅速引起各领域的关注和研究, 并成功地引入到很多领域的应用中, 取得了大量的应用研究成果。

在 SVM 算法的研究中, 提高它的分类能力是所有研究的宗旨和目的, 很多学者提出了改进的支持向量机方法: 给每一类样本赋以不同权值的加权支持向量机算法 WSVM(Weighted SVM)^[1-2], 对类别差异造成的影响进行相应的补偿, 提高了小类别样本的分类精度, 但影响了整体的分类性能; 将模糊学引入了支持向量机, 提出了模糊支持向量机算法 FSVM(Fuzzy SVM)^[3-4], 减少野值和噪声的影响; 利用样本的属性重要度的支持向量机方法^[5], 给各个属性设定相应的权值, 提高了分类的精度。

针对实际应用中各类别样本错分所造成的不同程度危害, 提出了代价敏感支持向量机算法^[6], 该方法对

支持向量机算法进行改进, 将分类代价考虑进去, 使得分类结果的代价最小, 该方法对错分代价不对称的数据分类问题具有重要的现实意义, 如网络故障、网络安全等。

1 支持向量机

支持向量机的基本思想是对于给定的样本集 (x_i, y_i) , $x_i \in R_n, y_i \in \{+1, -1\}, i=1, \dots, l$, 其中 x_i 是 n 维空间中的向量, y_i 是 x_i 所属类的类别标识, 寻找将两类数据正确分开并使分类间隔最大的超平面, 该超平面称为最优超平面, 分类情况如图 1 所示。

为了寻找最优超平面, 需要求解下面的二次规划问题:

$$\begin{aligned} \min \tau(w, \hat{l}) &= \frac{1}{2} \|w\|^2 + C \sum_{i=1}^l \xi_i \\ \text{s.t. } y_i((w, x_i) + b) &\geq 1 - \xi_i, \quad i=1, \dots, l \\ \text{and } \xi_i &\geq 0 \end{aligned}$$

其中, $\langle w, x_i \rangle + b = 0$ 为所要求解的超平面, w 是超平面的法向量, b 是超平面的偏移量, C 是惩罚因子, (w, x_i) 表示

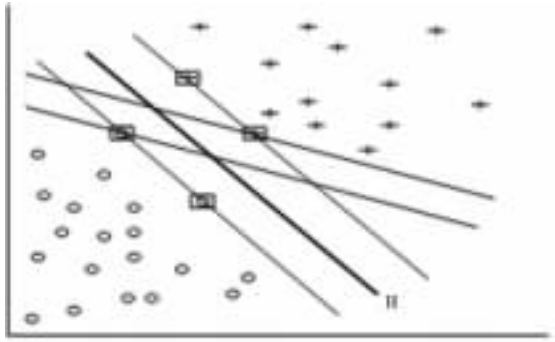


图 1 线性可分情况下的分类超平面

w 和 x_i 的点集,为了较准确地将两类数据分开,使用映射 $\Phi: X \rightarrow H$ 将 x 从输入空间 X 映射到一高维的特征空间 H 。为便于计算,选择一个核函数 $k(x_i, x_j) = \langle \Phi(x_i), \Phi(x_j) \rangle$ 用于特征空间中点积的运算。其 Lagrange 表达式为:

$$\begin{aligned} \min \tau(w, \xi) &= \frac{1}{2} \|w\|^2 + C \sum_{i=1}^l \xi_i \\ \max L(\alpha) &= \sum_{i=1}^l \alpha_i - \frac{1}{2} \sum_{i=1}^l \sum_{j=1}^l \alpha_i \alpha_j y_i y_j K(x_i, x_j) \\ \text{s.t. } 0 &\leq \alpha_i \leq C, \sum_{i=1}^l y_i \alpha_i = 0, i=1, \dots, l \end{aligned}$$

其中 $\alpha_i (i=1, \dots, l)$ 是 Lagrange 算子。求解以上的对偶问题,得到:

$$W = \sum_{i=1}^l \alpha_i y_i \Phi(x_i)$$

最终的判别函数为:

$$f(x) = \text{sgn} \left(\sum_{i=1}^l y_i \alpha_i k(x_i, x) + b \right)$$

这是由 Vapnik 提出的第一种支持向量机,也被称为 C-SVM 或标准支持向量机。

2 代价敏感支持向量机

考虑两类的分类问题,类别分别为 C^+ 和 C^- ,假定 C^+ 的错分代价大于 C^- 的错分代价。为了解决分类中的代价不对称问题,将分类算法 SVM 进行改造,基本思想就是对 C^+ 错分、 C^- 错分两种错误分别引入不同的代价函数。这种方法等价于对误分代价高的类使用更大的拉格朗日算子 α_i ,从而使分类平面远离 C^+ ,而靠近 C^- ,使得未知数据被划分为 C^+ 的概率更大,从而减小了分类中因错分引起的损失。

在支持向量机(SVM)中,原始问题为:

$$\min \tau(w, \xi) = \frac{1}{2} \|w\|^2 + C \sum_{i=1}^l \xi_i$$

可以表示为:

$$\min \tau(w, \xi) = \frac{1}{2} \|w\|^2 + \sum_{i=1}^l C_i \xi_i$$

s.t. $y_i((w, x_i) + b) + \xi_i \geq 1, \xi_i \geq 0, i=1, \dots, l$

通常考虑 $C_i = C$,在代价敏感支持向量机中,考虑不

同类别分别使用两个不同的惩罚因子:

$$\min \tau(w, \xi) = \frac{1}{2} \|w\|^2 + \sum_{i|y_i=1} C^+ \xi_i + \sum_{i|y_i=-1} C^- \xi_i$$

s.t. $y_i((w, x_i) + b) + \xi_i \geq 1, \xi_i \geq 0, i=1, \dots, l$

其 Lagrange 表达式为:

$$\max L(\alpha) = \sum_{i=1}^l \alpha_i - \frac{1}{2} \sum_{i=1}^l \sum_{j=1}^l \alpha_i \alpha_j y_i y_j K(x_i, x_j)$$

s.t. $0 \leq \alpha_i \leq C^+, y_i = +1;$

$0 \leq \alpha_i \leq C^-, y_i = -1;$

$$\sum_{i=1}^l y_i \alpha_i = 0, i=1, \dots, l$$

判别函数为:

$$f(x) = \text{sgn} \left(\sum_{i=1}^l y_i \alpha_i k(x_i, x) + b \right)$$

在训练过程中使用 $C^+ > C^-$,得到的分类器的决策平面靠近类别 C^- ,使测试样本更多地落在 C^+ 的区域中,从而减小 C^+ 类的样本错分的可能性,但也加大了 C^- 类样本被错分的可能性。因此需寻找合适的参数,使得两类样本的分类结果都尽可能地达到最优。设两类样本的约束值的比值为:

$$s = C^+ / C^-$$

s 值通常使用穷举的方法来确定,先固定 C^- 的值为 C ,搜索最佳参数 C^+ 的值,使得分类的错误代价最小。

代价敏感支持向量机的主要思想就是通过改变两类的惩罚因子 C^+ 和 C^- 的比值,使得分类面向远离错分代价高的一类的方向移动,从而使得样本更大可能地被分为这一类,降低分类错误代价,但提高某一类样本的分类正确率总是以牺牲另一类的分类正确率为代价的。

3 属性的权值

样本属性重要性的度量是属性相关分析的主要内容,在模糊集和粗糙集理论方面有许多的研究。这里介绍常用的基于信息熵的属性权值的计算方法^[6]。

设有数据样本集合 S ,该样本集有 m 个不同的属性值和 n 个不同的类别,分别定义为 $A_i (i=1, \dots, m)$ 和 $C_j (j=1, \dots, n)$, s_i 为 C_i 中的样本数。根据概率分布和联合概率分布以及信息论中熵和条件熵的定义,对于一个给定的样本分类问题所需的期望信息由下式给出:

$$H(C) = - \sum_{i=1}^n p_i \log_2 p_i$$

式中 p_i 是样本属于 C_j 的概率,其中 $p_i = s_i / s$ 。

设属性 A 有 v 个不同值 $\{a_1, a_2, \dots, a_v\}$,属性 A 可将样本集 S 划分为 v 个子集 $\{s_1, s_2, \dots, s_v\}$,其中 S_j 为在属性 A 上具有值 a_i ,设 s_{ij} 为子集 S_j 中类 C_i 的样本数。根据 A 的这种划分的期望信息为:

$$E(A) = \sum_{j=1}^v \frac{s_{1j} + s_{2j} + \dots + s_{mj}}{s} I(s_{1j} + s_{2j} + \dots + s_{mj})$$

对于给定的 S_j ,有:

$$I(s_{1j}, s_{2j}, \dots, s_{mj}) = - \sum_{i=1}^m p_{ij} \log p_{ij}$$

式中 $p_{ij}=s_{ij}/|s_j|$, $|s_j|$ 是 s_j 中样本属于类 C_i 的概率。

在属性 A 上该划分获得的信息增益为:

$$\sigma = H(C) - E(A)$$

根据上面的计算得到每个属性的权重系数为:

$$w_i = \sigma_i / \sum_{i=1}^m \sigma_i$$

从分析中知道,该权重系数反应了样本中各个属性的重要程度,权重系数值越大则该属性越重要,对分类的贡献越大。

在确定了样本属性重要度后,就可以构造基于样本属性重要度的代价敏感支持向量机。

4 实验结果

本文利用 MATLAB 软件进行模拟实验,对+1类和-1类的分类性能进行比较,在三维空间中引入两类不同的样本:正类和负类,并引入了一定数量的噪声和野值数据。为了验证所提算法的有效性,利用所提算法进行了一系列比较实验。在实验中,模拟用的训练样本和测试样本均随机产生,样本数据情况如表 1 所示。

表 1 训练集和测试集样本

	训练集	测试集
样本数	847	638
正类样本数	427	315
负类样本数	420	323

在实验中考虑正类的错分代价大于负类的错分代价,分别用 C-SVM、Cost-sensitive SVM 和属性加权的 Cost-sensitive SVM 进行性能测试,表 2 所示为分类准确

表 2 三种算法的测试结果比较

	C-SVM	Cost-sensitive SVM	属性加权 Cost-sensitive SVM
正类分类正确率/%	97.73	99.55	100
负类分类正确率/%	98.18	96.82	98.37
总体正确率/%	97.82	98.39	99.17

率的比较。由表 2 可见代价敏感支持向量机分类算法提高了错分代价高的类别的分类精度,在进行属性加权后,总体的分类精度也得到了提高。

本文在对支持向量机分析的基础上,提出了对样本属性加权型的代价敏感加权支持向量机。数值实验的结果表明,该方法能够提高错分代价敏感的类别的分类精度,同时整体的分类性能也得到了提高。但是如何确定代价系数仍然是一个需要解决的问题,也是笔者下一步要研究的方向。

参考文献

- [1] 范昕炜,杜树新,吴铁军.可补偿类别差异的加权支持向量机算法[J].中国图像图形学报,2003,8(7):1037-1042.
- [2] 贾银山,贾传茨.一种加权支持向量机分类算法[J].计算机工程,2005,10(5):35-39.
- [3] LIN C F, WANG S D. Fuzzy support vector machine [J]. IEEE Trans. On Neural Networks, 2002, 13(2):464-471.
- [4] 陈小娟,刘三阳.一种新的模糊支持向量机算法[J].西安文理学院学报:自然科学版,2008,11(1):1-4.
- [5] 汪延华,田盛丰.样本属性重要度的支持向量机方法[J].北京交通大学学报,2007,10(5):43-46.
- [6] 赵靖.基于 SVM 算法的垃圾邮件过滤研究与实现[D].北京:北京交通大学,2005.

(收稿日期:2008-12-11)

Ku 波段星载行波管混合型预失真线性化器的研究

张翔, 周东方, 张毅, 孙昱
(信息工程大学 信息工程学院, 河南 郑州 450002)

摘要: 提出了一种改善行波管放大器非线性特性的预失真新方法, 采用载波复幂级数法分析了星载行波管的非线性传输特性, 提出一种反向复幂级数的预失真线性技术。所提出的预失真器非线性特性由混合型结构实现, 包括肖特基二极管、砷化镓场效应管, 改善了行波管在 Ku 波段的幅度-幅度失真特性, 线性增益最大增加 30 dB, 对行波管线性化器的后续研究有一定参考和实用价值。

关键词: 行波管放大器; 复载波幂级数法; 线性化技术; 预失真; 肖特基二极管; 砷化镓场效应管非线性特性

中图分类号: TN6 文献标识码: A

Design of Ku-band predistortion linearizer using mixed structure circuit for satellite TWTA

ZHANG Xiang, ZHOU Dong Fang, ZHANG Yi, SUN Yu

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

Abstract: In this paper, a new predistortion method to improve nonlinearity of a traveling wave tube amplifiers (TWTA) is proposed. Nonlinear transfer characteristics of TWTA are analyzed using the carrier complex power series(CCPS) method. An inverse complex power series of a predistortion linearizer to linearize TWTA is also proposed. The nonlinear distortion characteristics of predistorter can be realized with the mixed structure that is composed of Schottky diode and GaAs FET. The AM-to-AM characteristic of TWTA on Ku-band is improved with maximal linear gain of 30 dB by proposed predistortion linearizer. The results provide reference and practical value to a certainty for the design of linearization used on TWTA.

Key words: TWTA; carrier complex power series(CCPS); linearization; predistortion; Schottky diode; GaAs FET nonlinearity

随着卫星通信系统传输数据容量的飞速增长, 对射频输出功率放大器(PA)线性度提出了越来越高的要求, 而行波管非线性特性产生的失真和邻道干扰等直接影响通信系统的性能, 因此星载行波管线性化技术成为卫星通信的关键。为了矫正行波管非线性失真, 目前已有多种线性化技术, 如反馈、前馈、预失真^[1]。由于预失真方法有体积小、系统复杂度低、卫星转发器直流功耗低等优点而备受青睐。

本文采用载波复幂级数方法(CCPS)分析了一般功率放大器的非线性幅度特性(AM-AM)、非线性相位特性(AM-PM), 得出预失真器的反载波复幂级数法^[1]。针对 Ku 波段某行波管提出一种新预失真方法, 仿真可获最大 20.7 dB 的线性增益。

1 载波复幂级数分析法(CCPS)

如果二端口网络是无记忆并且输入信号为窄带, 则输出信号可表示为输入信号的幂级数。但是传统的幂级

数只能表示非线性网络的幅度特性(AM-AM), 如果将输出信号的大小和相位用输入信号表示, 如式(1)所示, 则此级数也可表示非线性相位特性(AM-PM), 称为功率放大器的载波复幂级数分析法。

$$v_{os} = f_1 v_{is} + f_3 v_{is}^3 + f_5 v_{is}^5 + \dots \quad (1)$$

$$f_i = M_i e^{j\theta_i}, v_{is} = A_i e^{j\theta_i}$$

其中, f_i 为线性复增益, v_{is} 是功率放大器输入电压的向量形式, 假如工作在弱非线性区, 则输出电压可由前两项表示, 且如果输入信号的相位 θ_i 矫正为零, 则:

$$v_{os} \approx f_1 v_{is} + f_3 v_{is}^3 \quad (2)$$

$$v_{os} \approx f_1 v_{is} = f_1 A_i \quad (3)$$

如果功率放大器工作在线性区域, 则线性复增益系数可由式(4)得到。

$$f_1 = \frac{v_{os}}{v_{is}} = \frac{v_{os}}{A_i} \quad (4)$$

图 1 给出了功率放大器的复数非线性传输特性。当输出

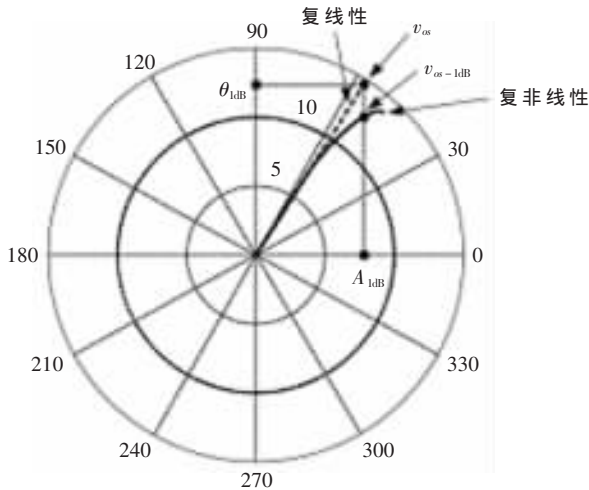


图 1 功率放大器复非线性传输特性

功率值接近 1 dB 压缩点 (P_{1dB}), 假定输入信号为 $v_{is-1dB} = A_{1dB}$, 则理想的线性复数输出信号可定义为 $v_{os} = f_1 v_{is-1dB}$ 。因此, 理想输出信号与实际输出信号 v_{os-1dB} 的关系由式(5)表示:

$$Q = \frac{v_{os-1dB}}{v_{os}} = \frac{A_{1dB}^0 e^{j\theta_{1dB}^0}}{f_1 A_{1dB}} = \frac{A_{1dB}^0}{M_{1dB}} e^{j(\theta_{1dB}^0 - \theta_n)} = 0.891 e^{j(\theta_{1dB}^0 - \theta_n)} \quad (5)$$

其中, $v_{os-1dB} = A_{1dB}^0 e^{j\theta_{1dB}^0}$, 复常数可表示 1 dB 压缩点失真分量的幅度和相位, 三阶复系数由(6)式得到:

$$f_3 = \frac{f_1(Q-1)}{A_{1dB}^2} \quad (6)$$

图 2 给出了预失真线性化结构图及信号图。如果对行波管输入信号预失真, 当 $v_{is} = g_1 A_m + g_3 A_m^3$ 时, 则非线性特性可用反载波复幂级数表示如下:

$$v_{os} = f_1 g_1 A_m + (f_1 g_3 + f_3 g_1^3) A_m^3 + 3f_3 g_1^2 g_3 A_m^5 + 3f_3 g_3^2 g_1 A_m^7 + f_3 g_3^3 A_m^9 \quad (7)$$

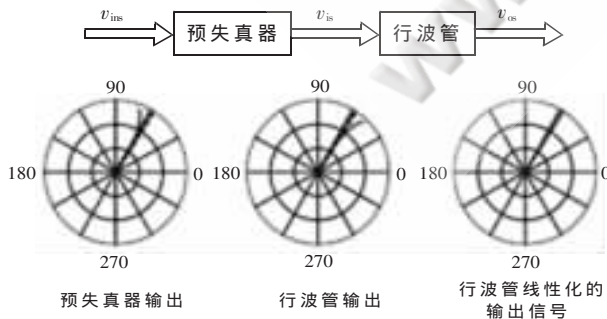


图 2 预失真线性化结构图及信号图

如果预失真的行波管有线性复增益, 则 $f_1 g_3 + f_3 g_1^3 = 0$ 。式(8)给出了预失真器反载波复幂级数的三阶项。

$$g_3 = -\frac{f_3}{f_1} g_1^3 = -\frac{f_3}{f_1} e^{j3\theta_{e1}} \quad (8)$$

$$v_{is} = v_{in} - \left(\frac{f_3}{f_1}\right) v_{in}^3 e^{j3\theta_{e1}} \quad (9)$$

从式(9)可知, 预失真线性器的反载波复幂级数取决于功率放大器的载波复幂级数。

2 两种预失真电路应用

基于以上讨论, 针对 Ku 波段下行频率工作于 11.7 GHz ~ 12.2 GHz 通信卫星的行波管提出了两种预失真电路模型。

2.1 预失真电路模型一

采用 Agilent 公司的 MGF1801 构成预失真器^[4], 仿真工具使用的是 ADS (Advanced Design System)。图 3 为 MGF1801 的输出特性曲线, 当漏极电压 $V_{GD} = (V_{GS} - V_{DS}) > V_{TH}$ 时 (V_{TH} 为管子的夹断电压), 靠近漏极处沟道未被夹断的情况, 沟道呈现电阻特性。随着 U_{DS} 的增大, 使靠近漏极区的沟道深度变浅, 沟道电阻加大, 特性曲线斜率逐渐减小。在变阻区内: 当 V_{GS} 一定时, 漏极电流 I_D 与 U_{DS} 成线性关系; 当 V_{DS} 一定时, V_{GS} 与漏极电流 I_D 不成线性关系。从这个意义上讲, 场效应管成为受栅压控制的可变电阻器。因此将场效应管偏置于这一可变电阻区时就可产生与功放相反功率扩张效应。

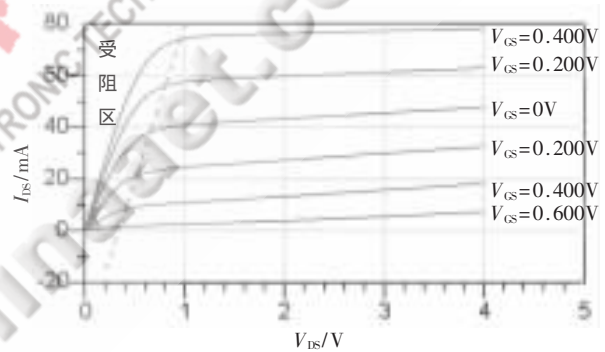


图 3 GaAsFET 实现预失真功能的变阻区示意图

在射频频段, 要实现预失真电路的增益和相位随输入功率变大而增大和负增大的功能特性, 根据金半结的变阻特性, 可采用肖特基二极管或砷化镓场效应管来搭建微波电路。又因为预失真要提供一定的功率增益, 因此该电路是有源电路。具体电路形式如图 4 所示。调节

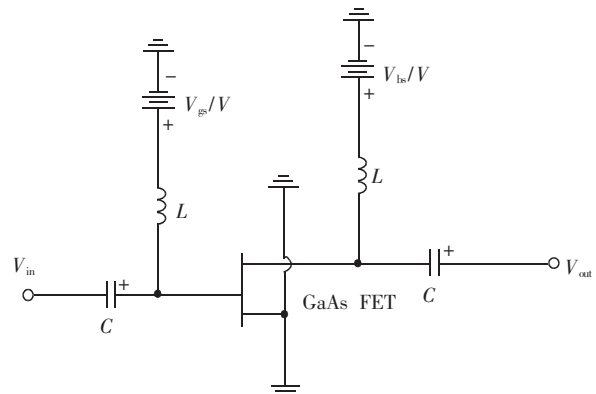


图 4 GaAs FET 预失真电路图

电路图中的可控直流偏置,以调整其幅、相特性与所需要的幅、相特性相接近即能对行波管起到较好线性化效果,仿真结果如图5。

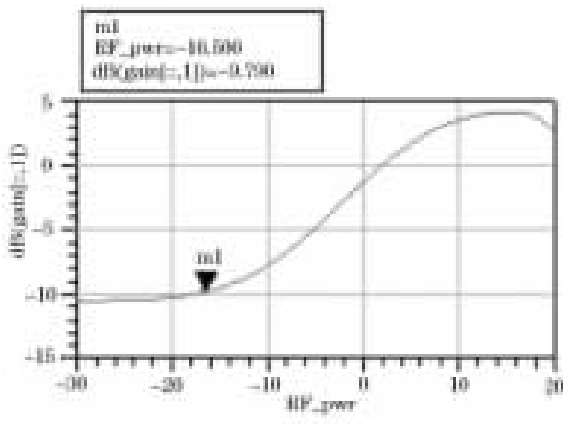


图5 增益与输入功率关系

2.2 预失真电路模型二

从传输函数的角度来考虑预失真原理如图6所示。

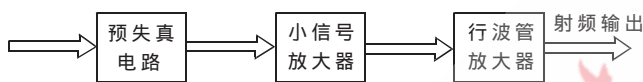


图6 预失真结构框图

由图6可看出,预失真电路接在行波管前级,由于预失真电路可能有损耗,因此提出新的方案,即在其与行波管中间再级联小信号线性放大器,整个预失真电路与小信号线性放大器集成到一起称作预失真器。同时,GaAs FET 串联肖特基二极管作为预失真发生器,电路如图7所示。

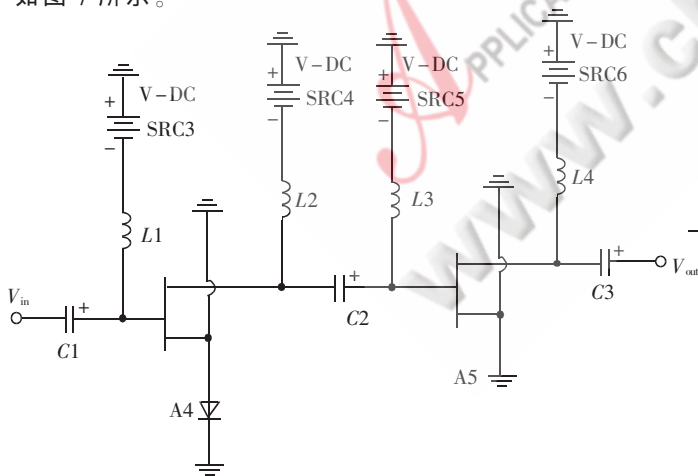


图7 混合型预失真电路图

图5、图8分别为 GaAs FET 预失真电路和混合型预失真电路的增益与输入功率关系曲线。图中横坐标为射频输入信号功率,单位为 dBm,纵坐标为预失真电路增益,单位为 dB。

3 仿真试验

本文利用 Saleh^[2]的行波管模型:

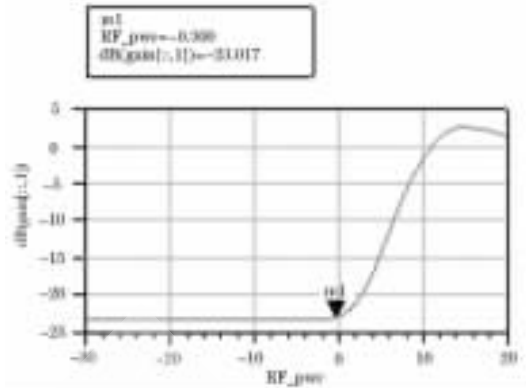


图8 混合型预失真电路增益与输入功率关系

$$A_v(t) = \alpha_a A_u(t) / (1 + \beta_a A_u(t)^2) \quad (10)$$

$$\Delta\varphi = \alpha_\varphi A_u(t)^2 / (1 + \beta_\varphi A_u(t)^2) \quad (11)$$

其中,输入信号: $\tilde{u}(t) = A_u(t)e^{j\varphi_u(t)}$, 输出信号: $\tilde{v}(t) = A_v(t)e^{j\varphi_v(t)}$, 利用最小二乘法可拟合式(10)、式(11)的4个参数,结果有^[3]: $\alpha_a = 1.6623$ 、 $\beta_a = 0.0552$ 、 $\alpha_\varphi = 8.7834$ 、 $\beta_\varphi = 0.3456$, 两式的拟合均方误差分别为0.041和0.508,误差较小。

表1为参考文献[5]中给出的某行波管的11组输入输出功率及输出相位值。

表1 TWTA 的输入输出功率及输出的相位值表

行波管输入功率/dBm	行波管输出功率/dB	行波管输出相位/rad
7.0	13.0	16.5
19.0	21.0	22.6
23.9	25.1	27.0
28.6	33.0	13.0
19.0	22.6	24.3
25.5	26.3	26.7
26.95	27.0	26.8
24.7	0.04	0.12
0.20	0.26	0.31
0.34	0.36	0.375
0.396	0.41	0.43

为了验证本文提出的混合型预失真电路的有效性,采用预失真器、小信号放大器及行波管等部件进行系统仿真,其中行波管用 Saleh 模型实现,如图9所示。在11.6 GHz~12.0 GHz 频段-10 dBm~4 dBm 的输入功率范围内可获最大 20.7 dB 线性增益。场效应管和肖特基二极管分别为 Agilent 公司的 MGF1801 和 HSCH-5330。基底为氧化铝,电容率为 9.9,厚度为 0.625 mm。图10和图11

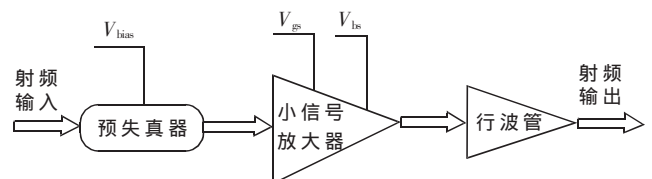


图9 系统仿真框图

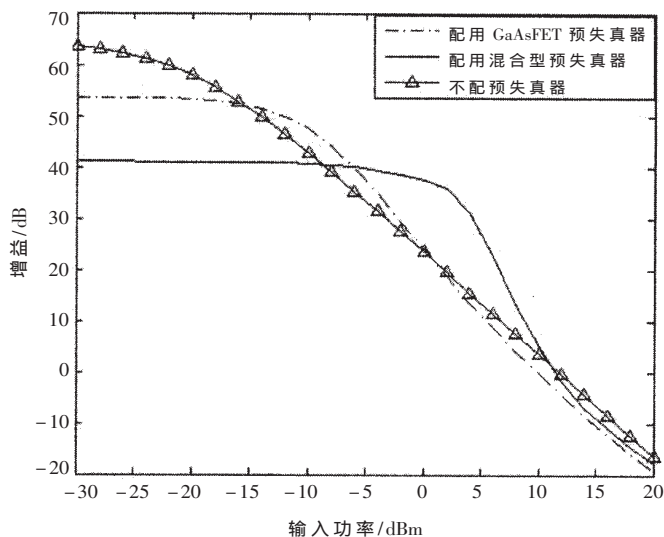


图 10 行波管配有预失真器的增益对比图

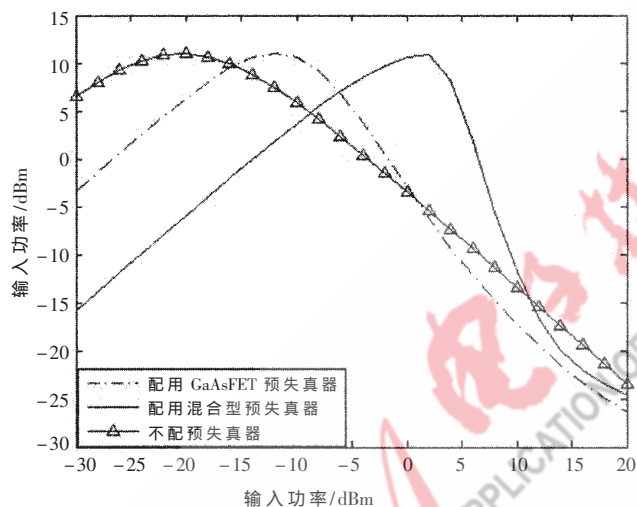


图 11 行波管配有预失真器的传输特性对比图

分别给出了行波管配有两种预失真电路的仿真结果。

从图 10 中可以看出, 配有混合型预失真器能在更大的输入范围内提高行波管线性度。与预失真电路相比较, 混合型预失真线性范围提高 15 dBm。特别在输入功率 -10 dBm~4 dBm 范围内, 可以明显看出混合型预失真器带来的线性化增益很大。同样的, 由图 11 也可以看出混合型预失真器的线性工作范围更大。

对混合型预失真电路的增益随频率变化的情况进行仿真。首先, 设置了频率扫描(11.7 GHz~12.2 GHz), 观察增益曲线。结果如图 12, 其在不同频率点上的增益非线性特性大致相同, 说明在带内增益变化比较平坦, 具有可用性。以上说明线性化器在设计频带内均工作正常。

在频率 11.7 GHz~12.2 GHz 范围内, 行波管配有混合型预失真器的增益对比图如图 13、图 14 所示。

从图 13、图 14 中可以看出在 11.7 GHz~12.2 GHz 频率范围内, 混合型预失真器对行波管的线性化效果比较一致。

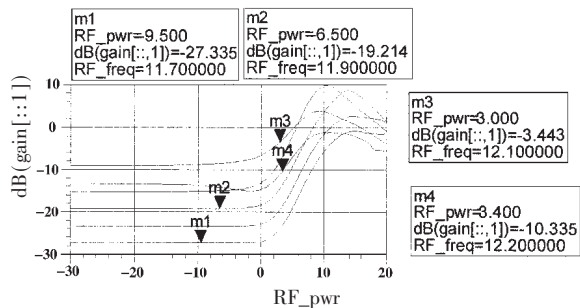


图 12 各频率下输入功率与增益关系图

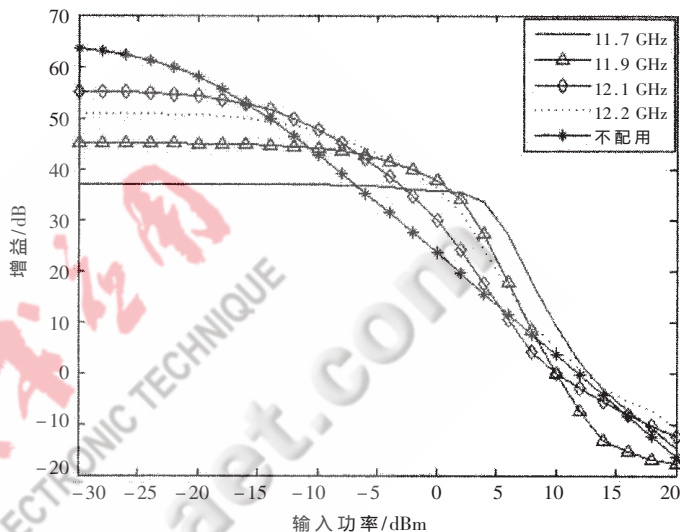


图 13 行波管配有混合型预失真器的增益对比图

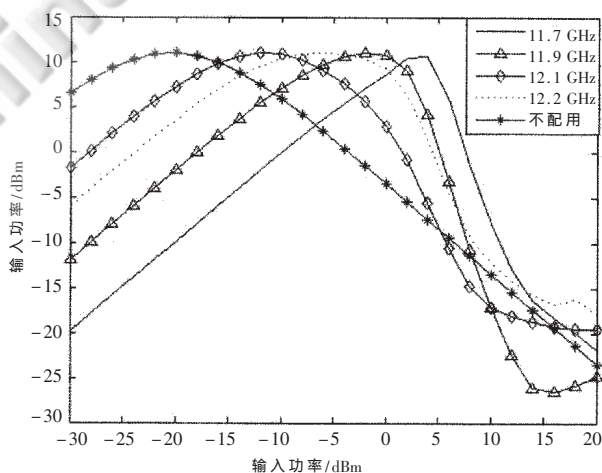


图 14 各频率下线性器传输特性曲线对比图

本文分析了一般的功率放大器的非线性幅度特性 (AM-AM)、非线性相位特性 (AM-PM), 得出预失真器的反载波复幂级数法, 提出 GaAs FET 串联肖特基二极管再级联小信号线性放大器设计预失真器的新方法。通过与 GaAs FET 预失真器的性能比较, 结果证明混合型预失真器线性化范围更大、性能更优越, 具有良好的应用前景。

本文所用的载波复幂级数分析方法、系统仿真方法及所得结论对行波管线性化器的研究有一定参考价值。

参考文献

- [1] YONG Chae Jeong, SANG Young Yun. Design of a predistortive high power amplifier using carrier complex power series analysis. Microwave Journal, 2002, 45(4): 92-102.
- [2] ADEL A. Frequency independent and frequency dependent nonlinear models of TWT amplifiers. IEEE Trans on Communications, 1981, 29(11): 1715-1720.
- [3] HAN Dong Seog, TAEWON H. An adaptive predistorter for the compensation of HPA nonlinearity. IEEE Trans on Broadcasting, 2000, 46(2): 152-157.
- [4] 宋家乾, 杜晓燕, 牛忠霞. 降低行波管放大器非线性的预失真技术研究. 微波学报, 2008, 24(5): 69-73.
- [5] 陈振国, 间怀亮, 吕林. 卫星通信技术[M]. 北京: 人民邮电出版社, 1992: 78-83.

(收稿日期: 2008-12-20)

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

无线传感器网络不均匀环带能量均衡策略^{*}

陈传峰, 林 玮

(福州大学 物理与信息工程学院, 福建 福州 350002)

摘 要: 无线传感器网络的监测应用是典型的多对一网络, 离 Sink 较近的节点需承担更多的通信负载, 更容易过早地耗尽自身的能量, 使网络在有大量剩余节点的情况下死亡。为此提出采用不均匀环带设计使节点能耗均衡, 从而延长网络寿命的策略。利用本方法, 在实际情况下不仅能确定环带半径, 还延长了网络寿命。

关键词: 无线传感器网络; 能量空洞; 能量均衡; 不均匀环带

中图分类号: TP.393 文献标识码: A

Uneven ring belt model of energy balance strategy in wireless sensor network

CHEN Chuan Feng, LIN Wei

(College of Physics and Information Engineering, Fuzhou University, Fuzhou 350002, China)

Abstract: The monitoring application of wireless sensor networks is typical many-to-one network. The node that is close to sink will bear more communication load, and is easy to deplete energy, so the network will die when there are many nodes have residual energy. The paper presents a new strategy that using uneven ring belt model to balance nodes energy consumption, and the strategy will prolong network life. This method can determine the radius in any practical situation, and prolong network life.

Key words: wireless sensor network; energy hole; energy balance; uneven ring belt

随着传感器技术与通信技术的飞速发展, 无线传感器网络的应用越来越广阔。由于能源补充的困难性, 能耗问题一直是无线传感器网络的研究热点。

传感器节点一般通过多跳方式, 将收集到的数据传送到 Base Station(BS)。一些节点既产生数据也转发数据^[1]。无线传感器网络的监测应用是典型的多对一网络, 离 Sink 较近的节点需要承担更多的通信负载。因此这些节点容易过早耗尽自身的能量, 导致在 Sink 周围出现能量空洞 (Energy Hole)^[2]。能量空洞的出现使网络采集的数据不能进一步传送给 Sink 节点, 使得网络在还有大量剩余节点的情况下, 结束生命周期。如何均衡热点节点与其他节点的能量消耗, 延长网络的生命期, 是现在无线传感器网络研究的一个焦点。

1 国内外相关研究

近年来, 国内外学者对能量空洞问题进行了大量的研究, 提出了各种解决能量空洞问题的方法。

早期, 研究人员提出用移动基站的方法来避免能量空洞问题, 但是频繁的拓扑变化不但加大节点能耗而且

增加载波冲突的机率。参考文献[3]的作者提出使基站按移动的策略 TTDD, 有效地解决了上述问题, 但由于本课题监控极其敏感的鸟类, 移动的基站势必加重负担。

Lian 等人在参考文献[4]中提出能量异构型网络的概念, 即按照距离 Sink 的远近, 装配不同的初始能量。该方法对硬件要求高, 且节点需按要求部署。

参考文献[5]和[2]讨论了节点不均分布的策略, 该策略不但能延长网络寿命而且提高数据容量。参考文献[2]推导了各层节点数量的等比关系以及剩余能量模型。该策略也需要节点按要求部署。

参考文献[6]和[7]提出不均匀环带设计, 根据节点和 Sink 距离的远近调整发射半径, 离 Sink 越近, 转发的外层数据越多, 发射半径越小, 以此来均衡全网节点的能耗。两篇文章都提出了确定环带半径的方法, 并比较了均匀环带与不均匀环带设计的节点剩余能量。

不均匀环带设计策略不对硬件产生负担, 只需节点均匀部署。本文在参考文献[7]的基础上, 改进能量模型, 确定参数公式, 使得环带半径计算结果更为精确并实际可用。

^{*} 基金项目: 国家自然科学基金项目资助(60672146)

2 无线传感器节点能量模型及参数确定

本文采用参考文献[8]给出的传感器节点工作能耗模型。将一个 b -bit 的信息传送 d 米, 射频电路的发送能耗和接收能耗分别为:

$$E_{Tx}(b, d) = E_{Tx-elec}(b) + E_{Tx-amp}(b, d) = E_{elec}b + \varepsilon_{amp}bd^\alpha \quad (1)$$

$$E_{Rx}(b) = E_{Rx-elec}(b) = E_{elec}b \quad (2)$$

式中: E_{elec} 表示发射装置 TE(transmit electronics)和接收电路 RE(receive electronics)每发送或接收单位 bit 的能耗; ε_{amp} 表示发射放大器将每 bit 传送单位平方米的能耗; α 为传播衰减指数, $2 \leq \alpha \leq 6$, 取值由周围环境决定, 当网络环境平坦无障碍时, α 取值为 2, 在建筑物和植被茂密的区域进行远距离传输时, α 取值一般为 3 和 4。

为便于下文分析, 令 $A = E_{elec}$, $B = \varepsilon_{amp}$

由参考文献 [8], $A = 50$ nJ/bit, 设交叉距离 $d_{crossover}$, 当发送节点和接收节点的距离小于 $d_{crossover}$ 时, 采用 friss-amp 模型, α 取值为 2; 当距离大于 $d_{crossover}$ 时, 信道用多径衰落模型 two-ray-amp, α 取值为 4。

$$d_{crossover} = \frac{4\pi\sqrt{L}h_r h_t}{\lambda} \quad (3)$$

其中, $L \geq 1$ 是系统衰落因数, h_r 为接收天线高度, h_t 为发射天线高度, λ 是载波波长。

$$B = \begin{cases} \frac{P_{r-thresh}(4\pi)^2}{R_b G_r G_t \lambda^2} & d < d_{crossover} \\ \frac{P_{r-thresh}}{R_b G_r G_t h_t^2 h_r^2} & d \geq d_{crossover} \end{cases} \quad (4)$$

式中, $P_{r-thresh}$ 为接收门限功率, 取值 -52 dBm, 即 6.3 nW。

3 基于不均匀环带策略节点发射半径算法

环带计算采用参考文献[7]的方法, 与它不同的是能量模型和各层内节点平均能量 E_i 。本文将 E_i 分成两部分, 一部分接收所有外层传递来的数据所消耗的能量; 另一部分是以 r_i 为发射功率发送所有外层及本层数据给其内层节点所消耗的能量。

3.1 基于不均匀环带的网络模型

假设节点在待测区域内均匀分布, 分布密度设为 ρ , 待测区域是半径为 R 的圆, Sink 位于圆心处, 如图 1 所示, 将该圆划分为 k 个同心环带(图 1 只画出 4 个同心

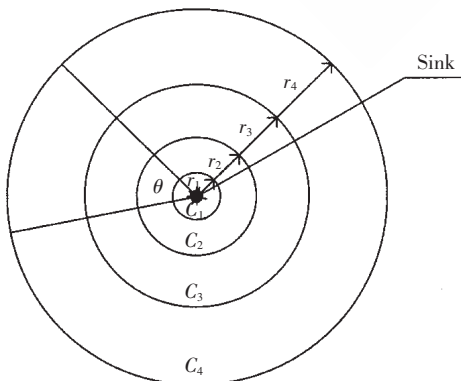


图 1 不均匀环带网络模型

环), $r_1 < r_2 < \dots < r_k = R$, C_0 为 Sink 节点, $r_0 = 0$ 。位于 C_1 环的节点, 发射半径为 r_1 , 位于 C_2 环的节点, 发射半径为 $\Delta_2 = r_2 - r_1$, 以此类推, 位于 C_i 环的节点, 发射半径为 $\Delta_i = r_i - r_{i-1}$ 。图中角度为 θ 的扇形区域是为以下算法推演做准备。

网络基于任务模型, 有事件发生时, 事件源处的节点收集数据, 并由其所在层通过内层节点的转发, 向 Sink 节点传送信息。每一层的节点, 既可能是数据信息产生者, 也可能是数据信息转发节点, 除了最外层, 最外层不转发任何数据。

3.2 节点能耗算法推演

在图 1 中, 假设以 θ 为角度的扇形区域总面积为 S , S 与 C_i 的交集为 S_i , 节点总数为 n , C_i 内节点总数为 n_i 。假设 T 为 S 区域中事件源节点到 Sink 的数据发送总路径, 同一簇中的节点采集到的数据只经一条路径传送到 Sink 节点, 即每个任务对应一条路径。

考虑到对于任意的 S_i 内节点 ($1 \leq i < k-1$), 能耗分为两部分:

- (1) 接收路径源头位于 $S_j (i+1 \leq j \leq k)$ 环带的任务所产生的数据;
- (2) 发送路径源头位于 $S_h (i \leq h \leq k)$ 环带的任务所产生的数据。

则 S_i 中每个节点的平均能耗 E_{Si} 为:

$$E_{Si} = E_{Tsi} + E_{Rsi} = \frac{T}{n_i} \left(1 - \frac{r_{i-1}^2}{r_k^2} \right) (A + Bd^\alpha) b + \frac{T}{n_i} \left(1 - \frac{r_i^2}{r_k^2} \right) Ab \quad (5)$$

定义 \bar{T} 为全监测区域总路径, 则: $\frac{\bar{T}}{2\pi} = \frac{T}{\theta}$

环带 C_i 中每个节点的平均能耗 E_i 为:

$$E_i = \frac{\bar{T}}{\pi\rho} \left(1 - \frac{r_{i-1}^2}{r_k^2} \right) \frac{Ab + B(r_i - r_{i-1})^\alpha b}{r_i - r_{i-1}} + \frac{\bar{T}}{\pi\rho} \left(1 - \frac{r_i^2}{r_k^2} \right) \frac{Ab}{r_i - r_{i-1}} \quad (6)$$

对于任意 C_k 内的节点, 不产生接收数据信息的能耗, 只有发送信息的能耗, 从表达式(6)也可以看出来, 接收能耗为零。

3.2.1 第一层半径大小确定

将 $i=1$ 代入式(6), 并设 $r_0=0$, 得:

$$E_1 = \frac{\bar{T}}{\pi\rho} \frac{Ab + Br_1^\alpha b}{r_1^2} + \frac{\bar{T}}{\pi\rho} \left(1 - \frac{r_1^2}{r_k^2} \right) \frac{Ab}{r_1^2} \quad (7)$$

为求 E_1 的最小值, 对式(7)求导, 得:

$$E_1' = \frac{-4A\bar{T}b}{\pi\rho} r_1^{-3} + \frac{B\bar{T}b}{\pi\rho} (\alpha-2)r_1^{\alpha-3}$$

$$\text{所以 } r_1 = \begin{cases} \left(\frac{4A}{B(\alpha-2)} \right)^{\frac{1}{\alpha}} & \alpha > 2 \\ t_x & \alpha = 2 \end{cases} \quad (8)$$

可见, r_1 的大小只与能量模型参数和 α 有关, 与全区域半径 R 无关。

式(8)是使 E_1 能耗最小的 r_1 值计算公式, 但是, 计算

得出的 r_1 不一定是让全网能量均衡的最佳 r_1 值, 因为最外层 C_k 的发射半径 Δ_k 需满足 $\Delta_k \leq t_x$ 的条件。令 $E_k = E_1$ 得:

$$\frac{\bar{T}b}{\pi\rho} \left(1 - \frac{r_{k-1}^2}{r_k^2} \right) \frac{A+B(r_k-r_{k-1})^\alpha}{r_k^2 - r_{k-1}^2} = \frac{\bar{T}b}{\pi\rho r_1^2} (A+Br_1^\alpha) + \frac{\bar{T}b}{\pi\rho r_1^2} \left(1 - \frac{r_1^2}{r_k^2} \right) A$$

求得 $r_1^\alpha - \frac{r_1^2 t_x^\alpha}{R^2} + \frac{2A}{B} \leq 0$ (9)

为了得出使 E_1 能耗最小并且全网能量均衡的最佳 r_1 值, 式(8)得出的 r_1 需满足式(9)的不等式。

3.2.2 各环带半径递推公式

求出了 r_1 值, 外层环带的发射半径 $\Delta_i (1 < i \leq k)$ 可通过迭代的方法求得。基于能耗均衡的思想, 令 $E_i = E_i (1 < i \leq k)$, 得:

$$\frac{r_k^2(2A+Br_1^\alpha)}{r_1^2(r_k^2-r_{i-1}^2)} = \frac{2A+B\Delta_i^\alpha}{\Delta_i(\Delta_i+2r_{i-1})} \quad (10)$$

令 $\frac{r_k^2(2A+Br_1^\alpha)}{r_1^2(r_k^2-r_{i-1}^2)} = a_{i-1}$ (11)

得 $B\Delta_i^\alpha - a_{i-1}\Delta_i^2 - 2r_{i-1}a_{i-1}\Delta_i + 2A = 0$ (12)

4 仿真

为了更直观地体现不均匀环带能量均衡的有效性, 这一节将在同等条件下对基于不均匀环带策略和基于均匀环带策略的无线传感器网络能耗进行比较。

设监测区域是一半径为 R 的圆, $R=240$ m, Sink 位于圆心, $L=1$, $h_r=h_t=0.1$ m, $f=2.4$ GHz, $\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \times 10^8}{2.4 \times 10^9} = 12.5$ m, $G_t=G_r=1$, $R_b=1$ Mb/s, $t_x=60$ m。计算得 $d_{crossover}=0.01$ m。对于任何情况都可保证 $d > d_{crossover}$, 故取 $\alpha=4$, 将参数代入式(4)得 $\varepsilon_{\text{non-avg-amp}}=0.063$ nJ/bit, 则 $A=50$ nJ/bit; $B=0.063$ nJ/bit。代入式(8), 求得 $r_1=6.31$ m, 满足不等式(9)。再由式(11)、(12)递推出各环带半径, 如表 1 所示。

表 1 不均匀环带半径与节点发射半径

(单位: m)			
r_1	6.31	Δ_1	6.31
r_2	18.61	Δ_2	12.30
r_3	34.71	Δ_3	16.10
r_4	53.96	Δ_4	19.25
r_5	76.09	Δ_5	22.13
r_6	101.09	Δ_6	25.00
r_7	129.22	Δ_7	28.13
r_8	161.14	Δ_8	31.92
r_9	198.50	Δ_9	37.36
r_{10}	246.74	Δ_{10}	48.24

若为均匀环带, 以 10 环划分, 每环半径为 24 m。

假设 $\bar{T}=10000$, $b=2000$, $\rho=0.2$, 则均匀环带与不均匀环带执行完 10000 个任务后, 各环带内节点平均能耗比较如图 2, 由图可见, 均匀环带不同环带内节点能耗

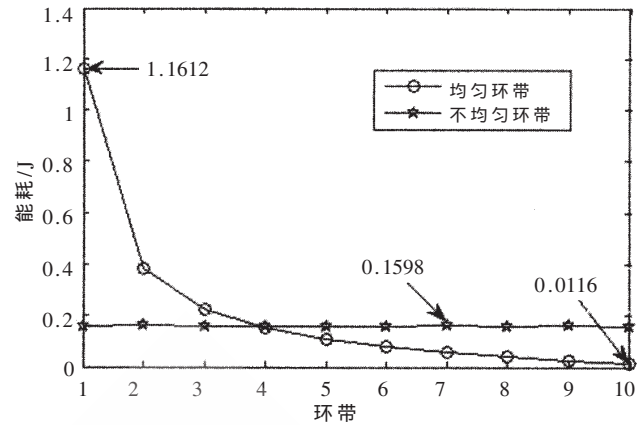


图 2 均匀环带与不均匀环带能耗比较图

的差异悬殊, 越靠近 Sink 节点能耗越大。而不均匀环带策略能保证不同环带内节点能耗一致。

假设节点初始能量为 2 J, $\bar{T}=90000$, $b=2000$, $\rho=0.2$, 则对任务完成后节点剩余能量进行比较, 如图 3 所示。

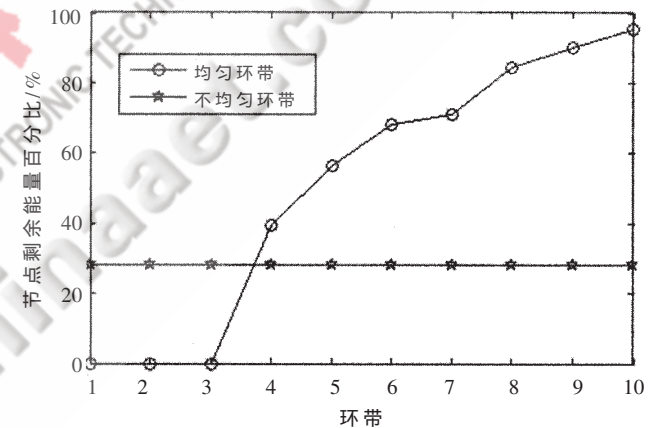


图 3 均匀环带与不均匀环带节点剩余能量比较图

在第 4 环带以后均匀环带的节点剩余能量大于不均匀环带内节点剩余能量, 但是, 由于假设的节点发射半径为 60 m, 对于均匀环带而言, 第 3 环带到 Sink 距离为 72 m, 在前 3 环带节点都死亡的情况下, 与 Sink 距离大于 60 m 的节点无法将采集或接收的数据发送给 Sink, 网络瘫痪, 虽然此时, 第 9 环带的节点剩余能量为 90%, 而第 10 环的节点剩余能量更是高达 95%。在基于均匀环带策略的网络死亡的情况下, 基于不均匀环带策略的节点剩余能量为 28%, 仍可继续有效工作。

本文在分析当前解决能量空洞问题方法的前提下, 比较各种方法的优缺点, 找出了适合于本课题并无需加大硬件成本的方法, 即基于不均匀环带的能量均衡策略, 并提出了切实可行的算法。通过与基于均匀环带的无线传感器网络的比较, 证明了不均匀环带策略的能量均衡问题上的出色表现, 该策略能有效延长网络寿命。

参考文献

- [1] AKYILDIZ I F, SU W, SANKARASUBRAMANIAM Y, et al. A survey on sensor networks. IEEE Communications Magazine, 2002,40(8):102-114.
- [2] 吴小兵,陈贵海.无线传感器网络中节点非均匀分布的能量空洞问题.计算机学报,2008,31(2).
- [3] LUO Hai Yun, YE Fan, CHENG Jerry, et al. TTDD: Two-tier data dissemination in large-scale wireless sensor Networks [A], ACM Mobile Networks and Applications (MONET)[C]. Journal, 2003.
- [4] LIAN J, CHEN L, NAIK K, et al. Modeling and enhancing the data capacity of wireless sensor networks//Phoha S, La Porta T F, and Griffin C. IEEE Monograph on Sensor Network Operations, IEEE Press, 2004.
- [5] LIAN J, NAIK K, AGNEW G. Data capacity improvement of wireless sensor networks using non-uniform sensor distribution. International Journal of Distributed Sensor Networks, 2006,2(2):121-145.
- [6] 孙勇,景博,张宗麟.基于不均匀环带模型能量有效的无线传感器网络节点放置方法.传感技术学报,2006,19(4).
- [7] OLARIU S, STOJMENOVIC I. Design guidelines for maximizing lifetime and avoiding energy holes in sensor networks with uniform distribution and uniform reporting//Proceedings of the IEEE INFOCOM. Barcelona, Spain, 2006:1-12
- [8] HEINZELMAN W. Application-specific protocol architectures for wireless networks. PhD thesis, Massachusetts Institute of Technology, 2000.

(收稿日期:2008-12-03)

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

嵌入式平台下的 RFID 数据处理终端*

高富强¹, 须民健², 邹恒², 何斌²

(1. 重庆大学 ICT 研究中心, 重庆 400032; 2. 重庆大学 自动化学院, 重庆 400030)

摘要: 介绍一种以 AT91SAM9260 处理器和 Linux 嵌入式操作系统为平台的 RFID 信息采集与处理系统。该系统充分利用 AT91SAM9260 芯片丰富的标准接口资源, 集门禁、考勤、监控为一体, 以 Linux 操作系统为软件平台, 完成了 RFID 数据信息和 USB 摄像头照片数据的采集、保存与 TCP/IP 远程数据传输等。介绍了系统的硬件组成原理、软件设计方案和实现方法, 为射频识别技术在智能一卡通系统中的应用提供了一种先进的解决方案。

关键词: 嵌入式系统; 射频识别; USB 摄像头; 一卡通

中图分类号: TP302.1 **文献标识码:** A

RFID data processing terminal with the embedded platform

GAO Fu Qiang¹, XU Min Jian², ZOU Heng², HE Bin²

(1. ICT Research Center, Chongqing University, Chongqing 400030, China;

2. Automation College, Chongqing University, Chongqing 400030, China)

Abstract: The article introduced the RFID information collection and processing system with a platform of AT91SAM9260 and Linux operating systems. This design to make full use of abundant resources and the standard interface of AT91SAM9260 chip, integrated access control, attendance and monitor as a hardware terminal, Linux operating system as a platform of software development, the design completed that the RFID data and USB camera photo data to collection, storage and remote TCP/IP transfer, etc. Paper introduced in detail the hardware components and software design principles, for radio frequency identification technology in the one card system to provide an advanced solution.

Key words: embedded system; RFID; USB camera; one card solution

随着射频识别 RFID(Radio Frequency Identification)技术和计算机技术的不断发展, RFID 广泛应用于城市、住宅小区、企业公司、学校、医院等一卡通系统中, 极大提高了人们的生活水平和工作质量。目前的 RFID 信息采集与处理多数采用 8 位单片机系统, 如各种考勤机、门禁控制器、售饭机等, 其功能单一化, 数据处理能力有限。本设计采用 ATMEL 公司生产的 ARM9 系列芯片 AT91SAM9260 为核心处理器, 实时采集 RFID 模块的数据信息, 并对数据进行筛选、识别、保存, 最后以 TCP/IP、FTP 方式上传至服务器供管理系统处理。外置 USB 摄像头可运行于实时视频监控或图片抓拍, 抓拍的图片可保存于本地 Flash 存储器或 SD 卡中, 方便管理人员对采集的信息进行核查, 能有效监控在考勤或门禁系统中的作弊代刷卡现象, 是有别于指纹考勤系统的另一种有效替代方案。下面介绍系统各组成模块的功能和实现方法。

1 系统硬件设计

1.1 ARM 处理器 AT91SAM9260

AT91SAM9260 采用 ARM926EJ-S 内核, 最高频率 200 MIPS, 具有 7 个 USART, 96 个可编程 I/O 口, 10 M/100 M 以太网卡 MAC 层, 12 Mb/s USB-DEVICE 及 USB-HOST, 支持 SDRAM 的外部总线接口、闪存、NAND 闪存。处理器的系统控制器提供完整的监视功能, 其中包括 8 级优先级中断控制器、RC 振荡器、PLL、实时周期中断和看门狗定时器、复位和关机控制器及备份寄存器^[1]。该处理器件的这些特性使得系统硬件电路变得异常简洁。

1.2 系统构成

系统包括 1 个用于采集 USB 摄像头数据的 USB-HOST 接口, 1 个语音信息提示的 IIS 音频接口, 1 个 RS232 调试串口, 2 个用于接收 RFID 模块数据的 UART1、UART2 串行接口, 1 个以太网接口以及存储器接口和其他普通 I/O 接口。系统组成结构如图 1 所示。

* 基金项目: 国家 863 计划支持项目 (2006AA04Z104)

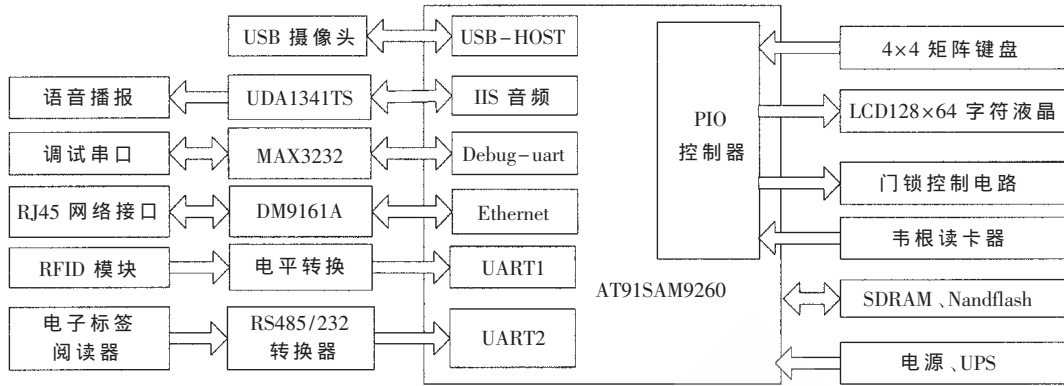


图1 系统硬件结构

1.3 外围接口

根据图1的系统结构图，着重介绍门禁控制、RFID模块和存储器接口的硬件实现。

1.3.1 门禁控制

在门禁控制系统中，RFID数据信息主要来自于韦根读卡器。其特点是数据传输可靠，传输距离远，在200m范围内能可靠传输，其Wiegand(韦根)协议是由Motorola公司制定的一种通信协议，数据输出由2根线组成，分别为DATA0和DATA1，2根线分别将0或1输出：输出0时，DATA0线上出现负脉冲；输出1时，DATA1线上出现负脉冲。DATA0与DATA1分别与处理器的I/O口相连接，并将I/O口配置为输入电平变化中断方式，保证数据帧的可靠完整接收。

门禁输出控制采用MOSFET功率场效应管IFRZ44代替目前流行使用的继电器控制方式，克服了继电器所有的“灵敏度差”、“有动作噪音”、“开闭次数多减少寿命”等缺点。IFRZ44的驱动电路如图2所示，其中IFRZ44工作于开关状态，将电控锁的电源连接到J4的两端，通过控制IFRZ44的开/关状态即可实现门闸的开/闭。

1.3.2 RFID模块

RFID数据采集模块包括：天线、RF发送电路及RF接收电路、解调电路、DSP处理电路、电源、外部通信接口等，其外部通信接口最终输出正确的卡片ID信息^[2]。在一卡通系统中，通常采用成品模块，目前国内多采用支持频率为125kHz的EM卡和13.56MHz的Mifare卡的读卡模块。其中，Mifare卡内芯片可读/写数据，每个扇

区独立加密，具备更好的安全性。

在本设计中，选用中国台湾Smart-way品牌的125kHz-K4模块。该模块体积小，是专门设计用来读取EM卡的读卡模块，射频距离约10cm，外部通信接口采用RS232通信方式，通过电平转换电路后可直接与处理器的UART接口连接。根据不同的应用和需求，可将该模块更换为RS232通信方式的Mifare(M1)读写模块、远距离读卡模块、电子标签阅读器等，应用程序根据模块生产厂家提供的通信格式对卡片、电子标签等数据载体进行读写操作。

1.3.3 存储接口

系统使用2片SDRAM-K4S561632H组成32位64MB的内存，以运行Linux操作系统和其他临时数据；使用1片64MB的NandFlash-K8F1208作为物理存储器，存储系统程序代码、文件系统、配置参数等。NandFlash掉电数据不丢失，写(编程)和擦除速度快，适合大数据量的读取。在设计中，NandFlash的地址空间分配如图3所示。

图中，Cramfs为系统的启动根文件系统，是一个压缩格式的只读文件系统，当系统需要访问某个位置的数据时，马上计算出该数据在Cramfs中的位置，将它实时地解压缩到内存之中，然后通过对内存的访问来获取文件系统中需要读取的数据，节省了大部分的内存空间^[3]；Yaffs2文件系统是一种专门针对NandFlash的可读写文件系统，在意外断电等情况下不会丢失数据，此处用于保存人员档案数据、照片、RFID信息、系统配置参数等。

1.3.4 其他接口

采用简单的4x4矩阵键盘和128x64字符型液晶

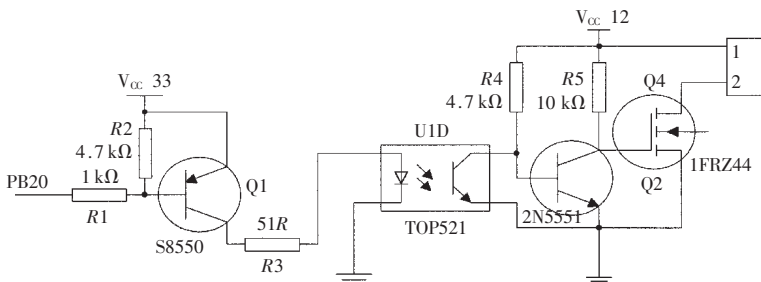


图2 MOSFET管驱动电路

0x600000	Yaffs2 文件系统
0x400000	Cramfs 根文件系统
0x200000	Linux kernel
0x60000	U-boot env
0x20000	U-boot
0x0	AT91 Bootstrap

Start address NandFlash

图3 地址空间分配图

FM12864M 作为人机界面,以减少系统成本。

系统的电源采用模块开关电源,输出+5V/3A 和+12 V/1.2 A 两组电源,用于控制系统供电和电锁供电。UPS 电源可用于门禁系统中,以便在市电断开的情况下能继续维持整个系统的正常运行,提高门禁安全性。

2 系统软件设计

在嵌入式系统中,Linux 操作系统以源代码开放、可裁剪、占用内存少、效率高、稳定、良好的移植性、优秀的网络功能、对各种文件系统完备的支持和标准丰富的 API 等众多优点,成为嵌入式软件平台的首选^[4]。本设计采用 Linux-2.6.22 为内核的 Linux 操作系统为软件平台,在此基础上编写系统需要的各种驱动程序和应用程序。

2.1 USB 摄像头驱动的移植

开源驱动 `spca5xx/gspca` 提供了对大部分主流摄像头的支持,还为摄像头提供了一个完整的网络应用程序,即 `servfox` 和 `spcaview` 程序,通过在 Linux 服务器端运行 `servfox`,即可实时显示客户端 `spcaview` 程序采集 USB 摄像头视频流。由于 `gspca` 驱动不支持本系统采用的“罗技灵迅版”USB 摄像头型号,所以要添加修改相应的驱动程序。`gspca` 驱动程序的核心代码是 `gspca_core.c` 和 `gspca.h` 两个文件,包括了设备注册、注销、各种操作方法集(定义了所支持的摄像头设备列表,设备检测和初始化,设备打开、参数设置、关闭等各种操作函数)^[5]。由于“罗技灵迅版”的 VendorID(0x046d, 0x08af)、DSP 型号(ZC3XX)、CMOS 传感器型号(SENSOR_HV7131R)在 `gspca.h` 中均有定义,也有相关的芯片头文件,因此,只需改动 `gspca_core.c`,把 Easy/Cool 摄像头的信息加入到其中即可。在摄像头型号检测的函数 `spcaDetectCamera()` 中添加如下代码:

```
case 0x08af:
    spca50x->desc = LogitechQC_EasyCool;
    spca50x->bridge = BRIDGE_ZC3XX;
    spca50x->sensor = SENSOR_HV7131B;
    break;
```

即完成了对未知 USB 摄像头型号的扩展使用。

2.2 RFID 数据采集与处理

RFID 数据采集与处理流程图如图 4 所示。人员档案数据(如姓名、门禁权限等)统一存储在一个 `file.txt` 的文件中,作为数据识别进程的数据依据。假设采集到的 RFID 卡片 ID 信息为:1123776758,执行如下查找程序:

```
system("grep 1123776758 /user/file.txt");
```

判断该卡片 ID 信息是否合法。如果查找结果是该卡片 ID 信息为 NULL,则应进行报警提示等处理;如果查找到的的是该卡片 ID 信息对应的人员档案数据,则进行数据保存、开门、照片抓拍等。

RFID 信息、采集时间、地点等数据按格式保存在一个 `*.txt` 文件中,所采集的照片以 `.jpg` 文件格式保存。

最后,服务器通过以太网,与终端设备建立 TCP/IP、FTP 连接,终端设备将保存的文件上传至服务器供管理系
《电子技术应用》2009 年第 6 期

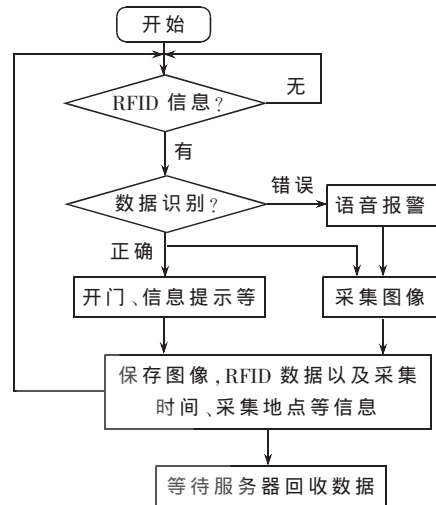


图 4 RFID 数据采集与处理流程图

统处理。上传成功的文件将从本地 Flash 中删除,本地 Flash 由于容量有限,采用轮循存储的办法,保存的数据超出 50 MB 后,将从存储范围的开始处往后覆盖原来的文件。

键盘、LCD12864、韦根接口、门禁控制接口均需在 Linux 下编写 I/O 口驱动程序,以模块动态加载的方式调试成功后,保存到 `Cramfs` 或 `Yaffs2` 文件系统中,启动时在 `/etc/init.d/rcS` 文件中执行动态加载命令 `insmod[6]`,使用 `mknod` 建立设备支点,这样应用程序便可以访问这些设备。

人机交互除了使用 LCD 和键盘外,本设计还采用了基于 Web 浏览器的交互方式,在用户端只需要通过 Web 浏览器输入设备的 IP 地址,就可以对嵌入式设备进行管理和监控,非常方便实用。在 Linux 环境下,Boa 服务器是一个非常小巧和适用于嵌入式系统的 Web 服务器,支持 CGI 程序的执行。

本设计充分利用 AT92SAM9260 片上资源与智能一卡通系统终端的硬件需求相一致的优势,再以 Linux 为软件开发平台,实现了整个系统的集成化,具有通用性、低成本、体积小、操作方便、稳定可靠等优势。本系统还可扩展到餐饮消费、车库管理、会议签到等应用中,也适用于一般的嵌入式数据采集系统、监控系统等。

参考文献

- [1] Atmel Co. AT91SAM9260 user's manual(revision 6221D) [M]. 2007.
- [2] 武国强,吕伯权. 基于嵌入式 Linux 的便携式 RFID 信息采集与处理系统[J]. 电子技术应用,2006,32(10).
- [3] 冯国进. 嵌入式 Linux 设备驱动程序从入门到精通[M]. 北京:清华大学出版社,2008.
- [4] 孙琼. Linux 应用程序开发详解[M]. 北京:人民邮电出版社,2006.
- [5] 徐伟,谭树人. 基于 AT91RM9260 的图像采集系统设计[J]. 微计算机信息,2006(12).
- [6] CONRBET J, RUBINI A, HARTMAN G K. Linux device drivers third editon[M]. O'Reilly Media, 2005.

(收稿日期:2008-12-29)

基于 IEEE802.15.4a 的工业无线网络嗅探器*

张锦¹, 侯维岩^{1,2}, 杨傲雷²

- (1. 郑州大学 信息工程学院, 河南 郑州 450001;
2. 上海大学 机电工程与自动化学院, 上海 200072)

摘要: 针对基于 IEEE802.15.4a 的工业无线传感器监控网络嗅探器的研究和实现, 从分析嗅探器原理, 介绍了 IEEE802.15.4a 协议, 详细描述了嗅探器的系统结构及设计中数据包捕获和过滤过程。给出了针对 4 种不同过滤设置条件所对应的类定义, 可根据用户要求对指定类型、特定站点或设定时间段及包含热点关键字的数据进行捕获过滤, 动态显示网络的实时状况。经过试验, 本嗅探器完全达到了设计要求, 实现了对无线传感器网络的主动侦听监控。

关键词: IEEE802.15.4a; 嗅探器; 无线传感器网络; 包捕获; 切普扩频

中图分类号: TP393

文献标识码: A

A sniffer oriented industrial wireless network based on IEEE802.15.4a

ZHANG Jin¹, HOU Wei Yan^{1,2}, YANG Ao Lei²

- (1. College of Information Engineering, Zhengzhou University, Zhengzhou 450001, China;
2. College of Mechatronics Engineering and Automation, Shanghai University, Shanghai 200072, China)

Abstract: The design and implementation of sniffer for industrial wireless network are described, which is based on IEEE 802.15.4a. The principle of sniffer and the protocol of IEEE 802.15.4a are introduced in the paper. The system structure of the sniffer and the process of capture and filtering are described as well. According to four kinds of capture options, the definition of the packet class is given, which make it possible that the sniffer can capture all kinds of data we need and show networks' states dynamically. The sniffer can run effectively in the industrial wireless control network environment and meet the requirements of active monitoring for the industrial wireless network.

Key words: IEEE802.15.4a; sniffer; wireless sensor network; packet capture; CSS

工业过程及生产现场环境中, 对于一些禁止使用通信电缆(如超净或真空封闭的房间)或者很难使用电缆(如高速旋转的设备、强腐蚀恶劣环境)的场合, 其通信过程是很难或甚至是无法用普通的有线网络实现的, 但可以采用无线通信技术来组建现场设备互连通信网络。

IEEE802.15.4a 是基于切普扩频(CSS)的无线短距离传输技术, 特别适合于对抗干扰性能要求很高的工业无线(传感器)监控网络, 其在 2007 年 7 月成为国际标准后引起了多家研究单位的重视, 有了许多研究和应用实例。

网络嗅探技术是网络管理和监测中的一项重要技术。它是通过捕获并分析数据报文, 获取实时有效的网络状态信息, 以方便对网络的运行状况进行分析和管

理。网络嗅探技术在有线网络的维护和管理中已经得到了广泛应用^[1]。但基于 IEEE802.15.4a 标准的工业无线监控网络嗅探器的设计在国内外尚不多见。鉴于此, 本文阐述了嗅探器的工作原理, 并简要介绍了 IEEE802.15.4a 协议, 以及一种针对该协议标准的工业无线传感器监控网络嗅探器的系统结构、数据包的捕获和过滤过程及其对应的类定义、嗅探器的用户界面设计, 对本嗅探器进行了实验验证, 实现了对无线传感器网络的主动侦听监控。

1 嗅探器原理

网络嗅探是指捕获在网络中传输的封包信息并对其进行译码和分析, 从而获取网络的状态、数据流动情况以及网络上传的数据等信息, 以方便找到网络的潜在问题等。

在共享式有线网络中, 同一网段上的所有网络接口

《电子技术应用》2009 年第 6 期

* 基金项目: 国家高技术研究发展计划课题(863 No. 2006AA04030405、No. 2007AA04Z174)

都有接收物理媒体上传输所有数据的能力。网卡将根据所设置的接收模式进行接收。通常情况下,网络接口只接收与自身地址相匹配的帧和广播帧。如将接收模式设置为混杂(Promiscuous)模式,则网卡能够接收到总线上的所有数据,从而实现对共享式网络的监听^[2]。而对交换式有线网络的侦听则是在普通的侦听上辅以一定的欺骗方法,以扩展的中间人监听的方式来实现^[3]。

对于无线网络,所有的无线站点都能够监听到目标工作频段内所有符合目标物理层协议的无线信号。即使站点对于非广播包、非组播包且目的地址与接收站点地址不匹配包都丢弃,而只要将无线网络接口设置为射频监听模式(RF-MON Mode)都可以接收所有包,以实现无线网络嗅探^[4]。

2 监控网络 MAC 协议

目前成熟的无线传感器网络 MAC 协议中,使用较多的是 S-MAC 与 CSMA 协议。IEEE802.15.4a 的 MAC 层使用 CSMA,物理层使用 CSS(Chirp Spread Spectrum),即宽带线性调频扩频,又简称切普扩频。

CSS 是新一代短距离无线数字传输技术,已被 IEEE 802.15.4a 任务组选定为基准物理层标准。其每一位传输所需功耗是 IEEE802.11b 的 1/6、蓝牙的 1/60。其数据传送速率最高可达到 2 Mb/s,室外视距达 900 m,接收灵敏度为 -92 dBm/Mb/s。CSS 综合了 FSK、PSK 和 ASK 3 种方法的优点,能十分有效地抑制工业环境中的各种噪音和多径漫射,并且在拥挤的 ISM(Industrial Scientific Medical)频段与其他现有的信号互不影响,用于实时精准位置和感应网络。简单地说,CSS 技术加上 IEEE802.15.4 的 MAC 协议和组网规则就构成了改进的 IEEE802.15.4a,特别适合在工业自动化现场设备层控制网络使用。

3 系统硬件结构

嗅探器的系统硬件结构如图 1 所示。其中微控制器采用 Atmel 公司的 ATmega128L。它采用低功耗 CMOS 工艺,基于 RISC 结构,具有片内 128 KB 的程序存储器(Flash)、4 KB 的数据存储器(SRAM)和 4 KB 的 EEPROM;有 8 个 10 位 ADC 通道、2 个 8 位和 2 个 16 位硬件定时/计数器、8 个 PWM 通道,具有可编程看门狗定时器

和片上振荡器、片上模拟比较器、JTAG、UART、SPI、I²C 总线等接口。ATmega128L 可在多种不同模式下工作,除了正常操作模式外,还具有 6 种不同等级的低功耗操作模式,适合于低功耗的应用场合。

为了与 PC 机的串口相联,使用了 MAXIM 公司的串行收发芯片 MAX3232CSE 来完成 RS232 电平到 TTL 电平的转换。

无线通信芯片采用德国 NanoTron 公司的 NA1TR8,该芯片符合最新 IEEE802.15.4a 标准,其内部集成 1 个可编程控制器,该控制器又分为 2 个部分:一个是基带控制器(baseband controller),功能有帧的产生、错误纠正、解包/封包等;另一个是 MAC 控制器,主要作用是控制介质访问控制,如 CSMA/CA、TDMA 等。NA1TR8 的 Memory 在逻辑上有 1 024 B 的编址空间,这 1 024 B 由两部分组成:一个是 128 B 的寄存器,该寄存器依据编址为 0x7F 的索引寄存器低 2 位的不同设置,在地址空间中被映射成 4 个 128 B 的地址空间;另一个是 512 B 的基带 RAM (Baseband memory, BBRAM),由 Segment0、Segment1、Segment2、Segment3 组成,每个 Segment 占用 128 B。此 RAM 根据不同的设计需要可以设置成 4 种不同的配置模式:Auto/Duplex、Auto/Simplex、Transparent/Duplex、Transparent/Simplex。这 4 种配置模式各有优劣,需要根据具体的应用需求作出选择。

嗅探器的主要功能是接收数据而不是发送数据。鉴于此,监测仪的 BBRAM 的配置采用 Auto/Simplex 模式,此模式下的 BBRAM 配置如图 2 所示。

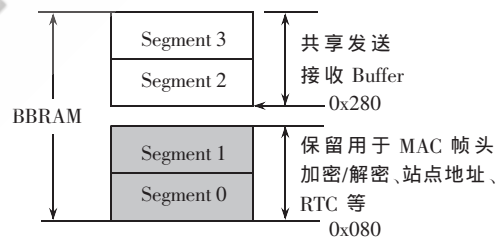


图 2 Auto/Simplex 模式下 BBRAM 的配置

在 Auto/Simplex 模式下,Segment0、Segment1 被保留下来专用于存储 MAC 帧头、加密/解密、站点地址、实时时钟(RTC)等信息。Segment2、Segment3 用于发送和接收时共享 Buffer。针对嗅探器 BBRAM 的配置,可以将 Segment2、Segment3 都用于数据的接收。

4 数据包捕获过滤

4.1 IEEE802.15.4a 中的数据帧格式

物理层及 MAC 层的数据帧格式如图 3 所示。物理层由 4 个域组成,分别是前导码,其作用是自动增益控制校验及位同步;同步字段,其作用是帧同步;MAC 帧域及尾字符域,其作用是尾部与帧间间隔的分隔符。

MAC 层有 6 种帧格式,分别是数据帧(Data)、应答帧(Ack)、广播帧(Brdcast)、时间信标帧(TimeB)、请求发送

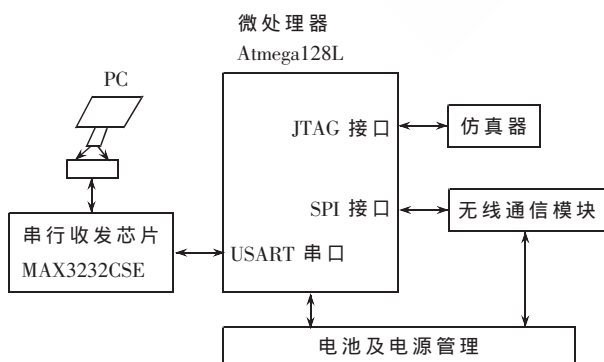


图 1 嗅探器系统结构图

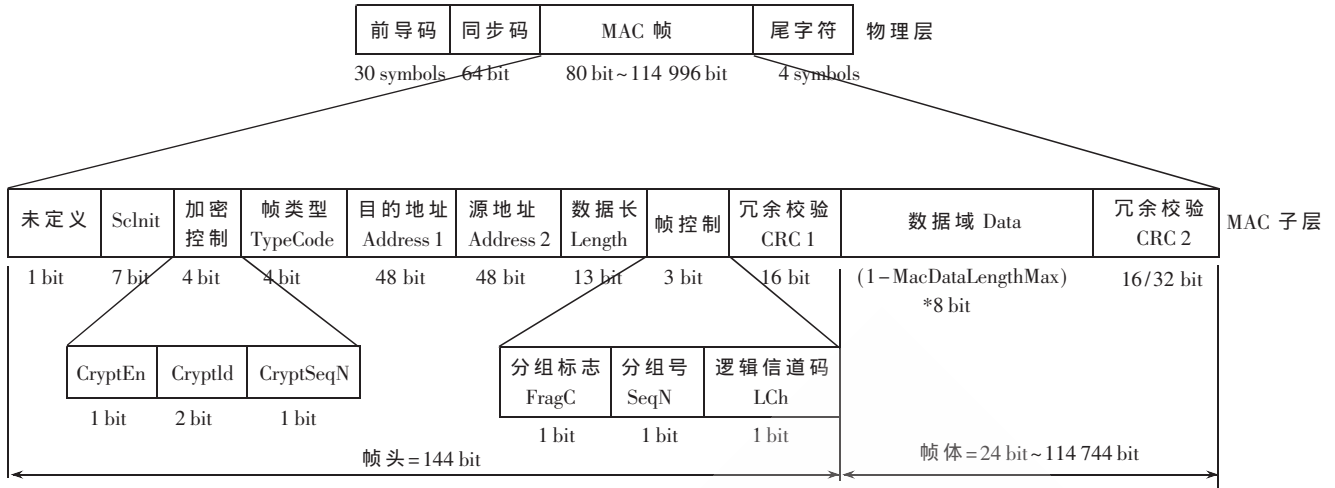


图 3 IEEE802.15.4a 中的数据帧格式

帧(Req2S)、清除发送帧(Clr2S)。依据上述不同的 6 种帧格式,MACFrame 包含 10 个域,每个域的详细功能描述可参见芯片 NA1TR8 的相关文档,这里不再赘述。

4.2 数据包捕获

对无线网络进行监听,首先必须对目标侦听网络中符合物理层通信协议的数据包进行捕获。这是对网络进行监控分析的基础。在这里首先需要取消监听站点的地址匹配,并设置为监听模式,使其可以监听到所有其他站点发送的数据。再将接收的有效协议数据单元传送至 PC 机串口。当串口监视进程 CSerialPort::CommThread() 监测到串口有数据到达时,发送 WM_COMM_RXCHAR 消息给主框架窗口,由响应函数 CMainFrame::OnComm() 对收到的数据进行初步的判断处理。而数据包则定义了一个普通类,其具体定义如下:

```
class CPacket
{
public:
.....
void GetReceiveTime(); //获取高精度时间
CString m_pTime; //数据捕获时间
CString m_pPacket; //数据包的十六进制代码
CString m_pData; //传感数据
CString m_pPacketNum; //传感数据包顺序号
CString m_pNetNum; //网络群号
CString m_pSendAdd; //数据包源地址
CString m_pToAdd; //数据包目的地址
CString m_pType; //数据包类型
CString m_pLength; //数据包总长度
.....
};
```

其中,GetReceiveTime()对普通的 CTime 类进行了扩展,提高了时间的精度,为数据的进一步分析处理和网络管理提供了很好的时间记录。本设计中使用了绝对时

间戳。这样,当知道某事件发生的大概时间时,可以快速找到详细的数据包解析以及对应的源码。

4.3 数据包过滤

嗅探器在默认情况下会对网络中所有包进行捕获。但实际的监听过程中捕获包的数量是相当巨大的,而且通常需要关注采集的只是具有某些特定特征的包。这就需要捕获的数据包按照要求进行过滤,且显示结果。

过滤条件的设定主要分为如下 4 类:数据包的类型,收发地址,时间,关键字。

详细的参数设置界面如图 4 所示。其具体过滤功能由 COutputBar::OutFilter()函数实现。过滤条件的设置可在数据监听前预设也可在监听过程中及时按需修改。



图 4 包过滤条件设置

5 用户界面设计

嗅探器在 WM_CREATE 消息处理函数 CMainFrame::OnCreate()中创建了 2 个子控件窗口,将整个主窗口分为数据分析和网络监控 2 个区,如图 5 所示。捕获数据在嗅探器客户端的显示由 COutputBar::ShowNetworkMessage()实现。其中,一区的上部为解码区,给出了数据包的收发时间、地址、类型、具体的传感数据等详细分析信息;一区的下部显示了对应数据包的原始十六进制编

基于 DSP 控制的液压注塑机伺服控制系统*

李军生

(宝鸡文理学院 电气系, 陕西 宝鸡 721007)

摘要: 介绍了一种基于数字信号处理器 TMS320F2812 控制的液压注塑机伺服控制系统的控制原理、系统硬件组成和软件设计。仿真结果表明,该系统电路简单、工作可靠、动态响应性能和静态性能良好,具有较高的性价比。

关键词: 永磁同步电动机; 伺服控制系统; 转子磁链定向的矢量控制

中图分类号: TM351 文献标识码: A

Servo control system for hydraulic injection molding machine based on DSP

LI Jun Sheng

(Department of Electronic & Electric, Baoji University of Art & Science, Baoji 721007, China)

Abstracts: This paper introduced the control theory, system composition and software design of servo control system for hydraulic injection molding machine based on TMS320F2812. Simulations demonstrated the system has advantages of circuit simplicity, operation reliability, dynamic responsibility, steady accuracy, and cost-efficiency.

Key words: PMSM; servo control system; FOC control

液压式注塑机在精密成型、复杂形状制品的加工方面有许多独特优势,但为了保证加工精度就必须采用伺服阀,因而增加了成本。在加工的整个生产过程中,为了保证每个阶段的流量和压力,电机负载变化较大,致使油泵电机的容量比实际需要高出很多,造成电能的极大浪费。随着变频技术和电机制造技术的不断发展,近年来出现了变频节能型注塑机,其控制系统的模式为:人机界面+PLC+变频器+三相异步电机^[1],以此达到节能的目的。但由于采用三相异步电机和通用变频器,控制与响应都较慢,电机的加速与减速时间较长(2s~3s),无法满足快速加工的要求;同时,由于对系统中的流量和压力没有实现闭环控制,加工精度无法保证。由于永磁同步电动机(PMSM)采用了高能永磁体,具有结构简单、运行可靠、体积小、重量轻、低惯性、快响应、高功率因数、过载能力强、低损耗、高效率等优点,已广泛应用于工业机器人、数控机床、柔性制造系统等各种自动化设备领域,成为高精度、微进给伺服系统的最佳执行元件之一。DSP 控制器的大量使用,改善了系统性能,提高了系统性价比。为了满足液压注塑机快速、精密、节能的要求,本控制系统采用 TMS320F2812 作为主控芯片,构成“上位机+DSP+永磁同步电动机”流量与压力双闭环的系统

模式,实现了基于 DSP 的液压注塑机伺服系统的控制。

1 控制原理

对于某一型号的注塑机而言,由于油缸的活塞面积和油泵的技术参数已经确定,因此油泵的输出流量与电机的转速为线性关系,且油路内的压力与电机的输出转矩近似成正比^[1]。只要根据注塑机的工艺要求,将各工序所需流量换算成转速给定信号,各工序所需的压力作为电机的负载,随工作进程的变化,及时对永磁同步电动机的转速和电流进行调节和控制,就能实现全程自动跟踪控制,达到液压注塑机伺服控制的目的。

永磁同步电动机的调速控制,通常采用按转子磁链定向的矢量控制,只要保持 i_s 与 d 轴垂直,电机的转矩方程为^[2]: $T_d = p_m \Psi_r i_{sq} = p_m \Psi_r i_{sd}$ 式中, p_m 为转子磁极对数, Ψ_r 为转子磁场在定子上的耦合磁链, i_{sd} 、 i_{sq} 为定子电流矢量 i_s 在 d 、 q 轴的分量;通过控制 i_{sq} 来控制转矩,实现对电机转速的控制,从而达到控制液压注塑机油路内流量的目的。系统的控制原理图如图1所示。该系统采用双闭环控制模式,即转速环和电流环控制模式。首先,由上位机(PLC)根据注塑机的运行状况,将该工序所需的流量以通信的方式传送给 DSP, DSP 响应后,经转换作为速度环的给定。然后与检测到的转子速度信号相比较,输出控制转矩的电流分量 i_{sqref} , 电流分量给定信号与经过坐标变换的电机实际电流分量相比较,通过电流调节器

* 基金项目: 宝鸡文理学院重点项目(Zk0622); 宝鸡文理学院 2007 年科研项目(YK0711)

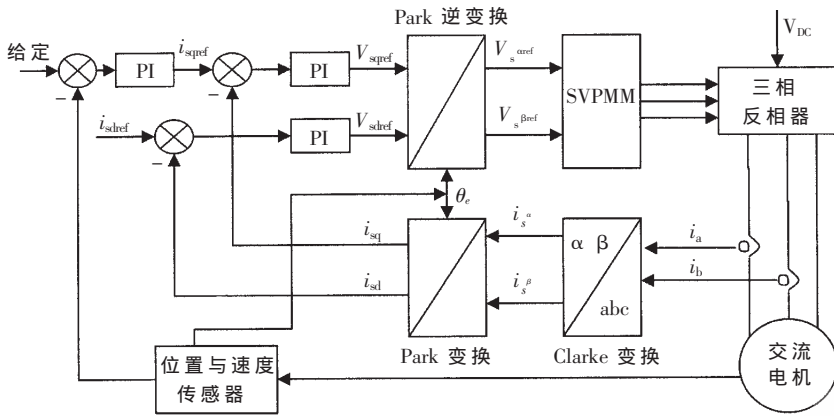


图1 永磁同步电机 FOC 控制结构

的PI运算，其输出量经Park逆变换得到 $V_{s\alpha ref}$ 、 $V_{s\beta ref}$ ，空间SVPWM模块根据这两个信号计算PWM的占空比，生成PWM波，驱动逆变器，产生频率和幅值可调的三相正弦电流输入电机定子。驱动电机以一定的转速运行，对注塑机所需的流量和压力进行控制，从而实现注塑机全程自动跟踪，达到伺服控制的目的。

2 系统的硬件电路与功能^[2-3]

系统主要由主电路、DSP控制电路、检测反馈与保护电路组成，其原理框图如图2所示。

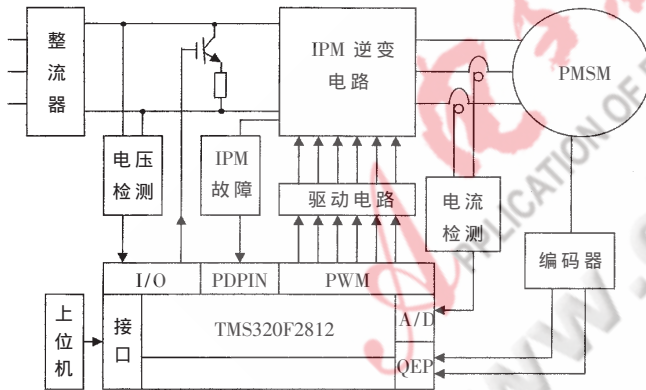


图2 系统的硬件电路框图

主电路由整流器、IPM逆变器、电机组成。IPM采用三菱公司智能功率模块PM20CSJ060，其内部有6只高速低损耗IGBT，组成三相全桥逆变电路，并且内部集成有驱动电路，并有过电压、过电流、过热及欠电压等故障保护电路。当发生故障时，IPM发出信号，通过TMS320F2812的外部中断PDPINT封锁DSP输出PWM脉冲，从而保护IPM免受损坏。为避免电机制动时产生过高的泵生电压，通过直流侧电压检测，将电压检测信号接入DSP的I/O口，进行过电压的软件保护控制，通过泄放回路将制动时的高能量泄放。

控制电路主要由上位机、TMS320F2812、输入/输出接口电路等组成。TMS320F2812采用高性能的静态CMOS技术，主频达150MHz(时钟周期6.67ns)，提高了系统实时

控制的能力；片内128K×16bit的Flash，128K×16bit ROM，18K×16bit的SARAM，1K×16bit 1次可编成的存储器OTP。高效的代码转换功能(支持C/C++和汇编)，流水线采样最高速率为60ns，12bit A/D多达16个，PWM输出通道多达12个，使控制系统的价格大大降低而且体积缩小、可靠性提高。

电机相电流检测是通过电流型霍尔传感器和电阻采样后转换为电压信号，再经AC-DC变换为0~3V的电压信号接入DSP的A/D通道引脚。系统采用的光电编码器为每周2500脉冲，有20针的标准接

口，提供6路脉冲信号。脉冲经QEP电路4倍频后，用来计算转子位置和转速。

3 系统的软件设计

系统软件主要由主程序、运行控制子程序等组成，分别如图3、图4所示。主程序完成硬件初始化、故障检测及处理、通信、运行等。硬件初始化主要完成DSP的设置，如看门狗、时钟、计时器、ADC、SCI、I/O、事件管理(EV)等的设置。软

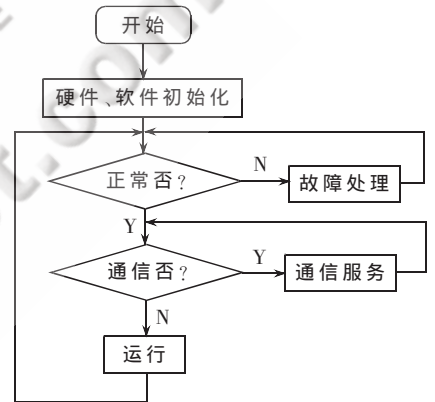


图3 主程序流程图

件初始化主要对软件变量赋予初值，DSP通过SCI串口与上位机(PLC)保持通信，接收上位机传送的命令，更新变量和标志，实现实时追踪控制。运行控制子程序主要完成对永磁同步电动机按转子磁链定向的变频矢量控制，实现对转速电流的双闭环控制。

应用Matlab建立PWSM控制系统仿真模型，仿真参数设置：永磁同步电动机定子相感抗为4.8mH，定子相电阻为2.1Ω，额定转矩为2.2Nm，额定转速为3000r/min，额定功率这690W。通过对注塑机合膜阶段的给定设置，仿真结果如图5所示。从仿真曲线可以看出，电机转速和相电流在注塑机的三级合膜阶段中，20ms~100ms即可达到各级所需的转速值和电流值。表明采用高速的TMS320F2812 DSP芯片，在实现对电机的速度和电流进行矢量控制的同时，实现了对注塑机工作流量和压力的控制，系统具有良好的动态响应性能和静态性能，提高了系统的控制速度和精度，并使系统具有硬件简单、过载能力强和性价比高等优点。

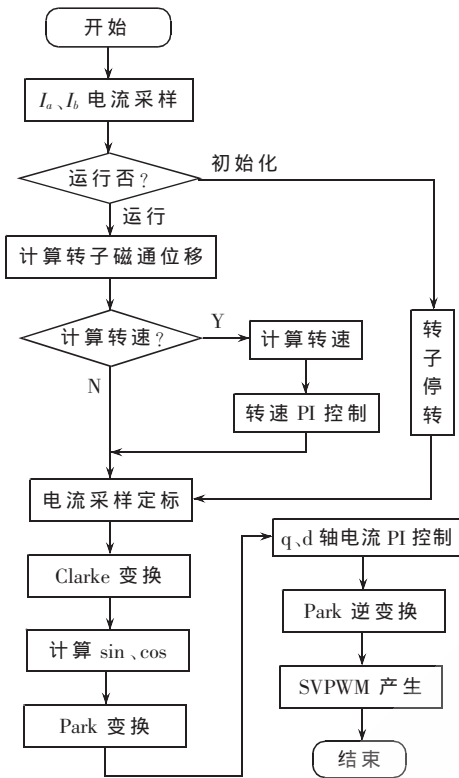


图4 运行控制子程序流程图

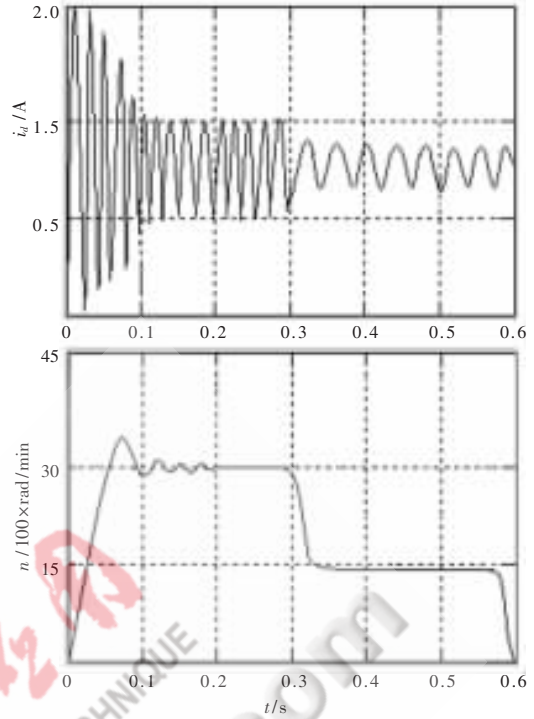


图5 电机转速和电流仿真波形

参考文献

[1] 李军生. SZ-1000A 双动模液压注塑机的智能控制[J]. 电气传动, 2005(5).

[2] 韩安太, 刘峙飞, 黄海. DSP 控制其原理及其在运动控制系统中的应用[M]. 北京: 清华大学出版社, 2003.

[3] 王晓明, 王玲. 电动机的 DSP 控制——TI 公司 DSP 应用[M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2004.

(收稿日期: 2008-12-15)

基于指纹识别的网络式汽车防盗报警系统设计*

尹辉娟, 贾宇琛, 张菊

(河北农业大学 信息科学与技术学院, 河北 保定 071001)

摘要: 针对指纹的唯一性和终身不变性的特点, 提出了一种基于 FPS200 指纹传感器和 TMS320VC5402 DSP 芯片的汽车防盗报警系统, 并结合 GSM 无线通信网络实现了远程报警。结合 FPS200 和 TMS320VC5402 芯片的特性, 介绍了系统硬件核心和指纹采集电路, 并给出系统硬件设计方案以及软件设计流程。实验结果表明, 该系统性能稳定、实用性强, 有效地提高了汽车防盗报警系统的可靠性。

关键词: 指纹识别; DSP; GSM; 汽车防盗报警; FPS200

中图分类号: TP277

文献标识码: A

Design of network automobile alarming system based on fingerprint identification

YIN Hui Juan, JIA Yu Chen, ZHANG Ju

(College of Information Science and Technology, Agricultural University of Hebei, Baoding 071001, China)

Abstract: As the uniqueness and constancy of fingerprint, a network automobile alarming system based on fingerprint sensor FPS200 and DSP chip TMS320VC5402 is presented, combined with GSM wireless communication networks to achieve long-range warning. With the characteristics of FPS200 and TMS320VC5402, the core of the hardware, collecting circuit and the designs of the hardware and software are introduced in detail. Because of the steady performance and practicability, the system could improve the reliability of car security system.

Key words: fingerprint identification; DSP; GSM; automobile alarming; FPS200

随着人们生活水平的提高, 许多家庭有了私家车。在给人们带来方便之余, 汽车的安全问题越来越受到人们的重视。虽然大多数汽车都装有防盗报警系统, 但汽车盗窃案还是呈上升趋势, 这说明现有的汽车防盗装置的防盗手段并不可靠。指纹识别是生物特征识别的一种, 它利用指纹特征的唯一性和终身不变性对个人身份进行认证, 具有极高的安全性和易用性^[1]。本文将指纹识别技术应用于汽车防盗系统中, 并结合 GSM 无线通信网络, 实现远程报警, 有效地保障了汽车的安全。

1 系统工作原理

该系统首先通过指纹图像采集器采集用户指纹图像, 并将其转换为二进制数据输出。微处理器是系统的核心, 它对输入的指纹图像数据进行预处理、后处理和特征提取, 并将得到的指纹特征数据存入指纹库或与已有的指纹模板进行匹配识别, 然后发出控制信号。若匹配正确, 则解除汽车防盗报警, 汽车点火启动; 若匹配出

错, 则启动报警系统, 对汽车断油断电, 同时利用 GSM 无线通信网络以短信或电话方式通知车主。系统工作原理如图 1 所示。

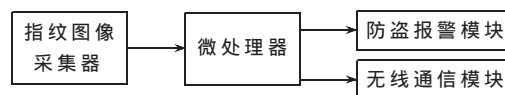


图 1 系统工作原理图

2 系统硬件设计与实现

本系统硬件电路主要包括: DSP、CPLD、FPS200 指纹传感器、SRAM、Flash、GSM 无线通信模块、本地防盗报警电路、电源电路以及显示和键盘电路。系统硬件结构框图如图 2 所示。

2.1 DSP 的选择及存储空间的设计

本设计选用 TI 公司推出的高性能数字信号处理器 TMS320VC5402 作为系统的核心处理器。TMS320VC5402 具有很高的性价比, 可以访问 1 MB 的程序空间和 64 KB 的

* 基金项目: 河北省自然科学基金项目(编号: E200500029)

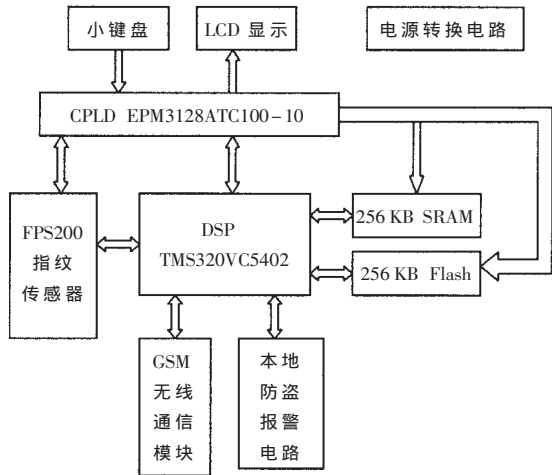


图2 系统硬件结构框图

数据空间。内部自带 16 KB 双寻址 RAM,可以在 1 个指令周期内完成 2 次读操作或 1 次读和 1 次写操作^[2]。锁相环电路则可提供高达 100 MHz 的工作频率,从而使 TMS320VC5402 完全有能力在较短的时间内完成指纹的识别操作。

由于指纹图像具有数据量大的特点,因此程序的设计不可避免地需要较大的存储空间。系统中所采集到的 8 bit 灰度图像大小为 300×256,则存储 1 幅图像就需要 75 KB 的空间,而 TMS320VC5402 可寻址的数据空间范围总共只有 64 KB。因此,本系统对存储资源进行了合理的分配管理。系统外部存储器包括 256 KB 的 Flash 和 256 KB 的 SRAM。程序代码放在 Flash 中,算法运行过程中的临时指纹图像数据则存放于片外的 SRAM,最后的指纹特征模板则存储于 Flash EEPROM 中。TMS320VC-5402 有 20 根地址线可以用来对程序空间进行寻址,并可直接对 1 MB 空间进行寻址。本系统只需 512 KB 的寻址空间,所以只需使用其中 19 根地址线。设计时可利用高位地址 A19 来区分 Flash 和 SRAM,可将 DSP 地址线中低 15 位直接与 Flash 中的 A0~A14 相连,高 3 位地址通过 CPLD 来控制寻址。为了对存储器进行统一的逻辑控制,本系统选用美国 Altera 公司的 MAX3000 系列 EPM3128ATC100-10 CPLD 芯片完成片选、中断、复位、读写使能等功能。

2.2 指纹采集电路的设计

图像采集电路是整个系统中极其重要的部分,高质量指纹图像的采集可大大地降低在鉴定指纹时的误识率和拒识率,提高整个系统的性能。

系统采用美国 Veridicom 公司的 FPS200 指纹传感器获取指纹图像。FPS200 是电容式固态指纹传感器,采用 CMOS 技术,获取的图像为 256×300 像素,分辨率高达 500 dpi。该传感器提供 3 种接口方式:标准 8 位微处理器总线接口、集成 USB 全速接口、集成 SPI 接口。图像传输速度分别为 30 S/s、13 S/s、10 S/s。本系统采用传感器

的微处理器总线模式与 DSP 连接以获取整幅图像^[3]。传感器的 8 位数据线由 CPLD 将指纹图像直接存到 SRAM 中,并在采集完 1 幅图像后通知 DSP 数据准备好,其逻辑控制部分也接入 CPLD 由其控制。指纹采集部分的硬件电路示意图如图 3 所示。

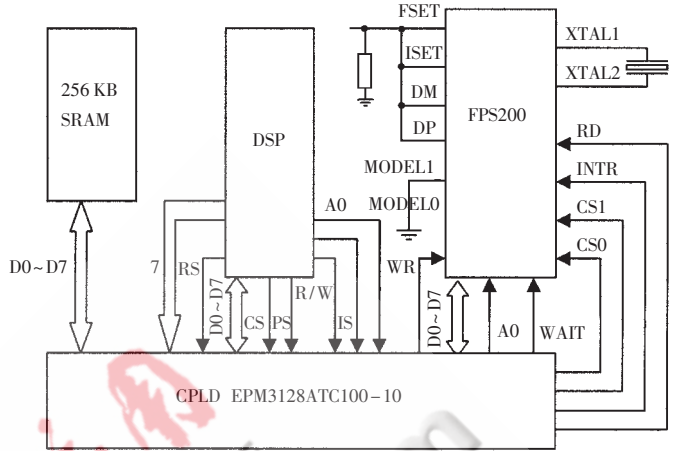


图3 指纹采集部分硬件电路示意图

2.3 GSM 无线通信模块的设计

本设计采用西门子公司推出的新一代无线通信 GSM 模块 TC35。该模块的工作电压为 3.3 V~5.5 V,可以工作在 900 MHz/1 800 MHz 2 个频段,自带 RS232 通信接口,可以方便地与 DSP 联机通信,安全、可靠地实现系统方案中的数据、语音传输、短消息服务和传真。其中,由于短消息具有实现简单、通信成本低、保密性好、直接面向用户手机且不受地域限制等特点,是目前利用最为广泛的通信方式。当有警情发生时,手机会自动收到报警短信,这样便可实时、可靠、快捷地实现远程报警^[4]。

3 系统软件设计

3.1 系统主程序流程

系统主程序流程图如图 4 所示。系统上电初始化后检测设备的状态,由于 FPS200 具有手指自动检测功能,在系统自检成功后,系统进入低功耗待机状态。当传感器感应到手指时,唤醒 DSP 进入指纹图像采集阶段,在该阶段 TMS320VC5402 处于空闲状态,CPLD 占用数据总线,将数据直接存储到图像 RAM 中。采集完 1 帧指纹图像后由 CPLD 通知 DSP 进入指纹匹配阶段。在该阶段,TMS320VC5402 先将图像 RAM 中的数据分块送到用户 ROM 中,然后对图像进行预处理、特征点提取、指纹比对等运算。最后根据匹配结果发出控制信号。

3.2 图像采集

FPS200 芯片由 256 列和 300 行电容阵列组成,芯片内设计有 2 个采样保持电路用于指纹图像的采集。整个图像采集流程图如图 5 所示。

本文从指纹识别的可靠性及速度上考虑,在防盗报警系统中,采用 TMS320VC5402 芯片作为主控制器,充分利用其高速的运算处理能力,简化了系统的接口设计。

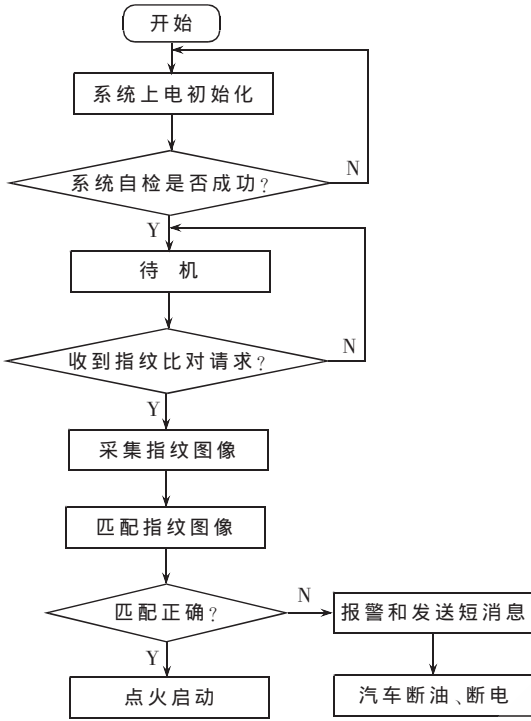


图 4 主程序流程图

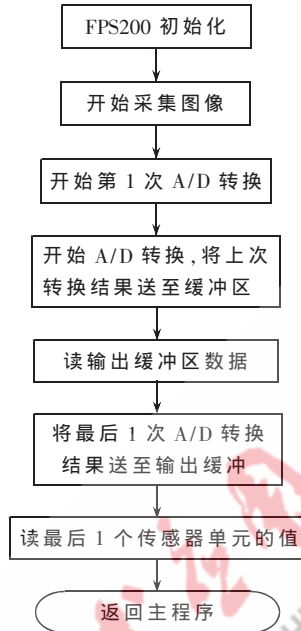


图 5 FPS200 图像采集流程图

本系统利用指纹识别技术验证车主身份,并结合 GSM 网络实现了远程报警,从而大大提高了汽车的安全性,同时也提高了汽车防盗的智能化水平。

参考文献

- [1] 陈岁生,卢建刚.基于指纹识别的存取柜系统设计[J].现代制造工程, 2008(5):118-120.
- [2] 邹彦.DSP 原理及应用[M].北京:电子工业出版社,2006.
- [3] 谢键阳,李铁才.指纹识别系统的设计与实现[J].微计算机信息,2006,9(2):156-157.
- [4] 袁佑新,黄晓研.基于 GSM 的汽车防盗报警系统设计[J].中国水运,2007(5):142-143.

(收稿日期:2009-01-05)

基于 WSDM 的校园网流量监测系统设计与实现

左靖, 王海龙, 杨奔全

(张家界航空工业职业技术学院 信息系, 湖南 张家界 427000)

摘要: 设计了一种基于 WSDM 的校园网流量监测系统。以校园网为实验环境, 设计并实现了该流量监测系统的原型。通过测试结果分析, 证明该系统比传统流量监测系统具有更多的流量采集方式, 更好的松耦合性, 更容易进行扩展以及服务管理, 对基于分布式计算的网管系统模型的开发和设计有较好的借鉴价值。

关键词: Web 服务分布式管理; 校园网; 流量监测; 网络管理

中图分类号: TP393

文献标识码: A

Design and implementation of campus network traffic measurement system based on WSDM

ZUO Jing, WANG Hai Long, YANG Ben Quan

(Department of Information, Zhangjiajie Aviation Industry Vocational and Technical College, Zhangjiajie 427000, China)

Abstract: In this paper, a campus network traffic measurement system based on WSDM is designed. Under the environment of campus network, this paper designs and implements a traffic measurement prototype. Through analysis of test results, it is proved that this system has more methods of traffic collection, and all module parts of the system are more loosely coupled, and is easier to do expansion and service management. Moreover, this system can be used for designing the network management system model based on distributed computing.

Key words: WSDM; campus network; traffic measurement; network management

以 Internet 为代表的信息网络是现代信息社会最重要的基础设施之一, 它已渗透到社会生活的各个领域, 并成为学校教育中资源共享、信息交流的必要网络平台, 因此, 校园网的网络管理越来越受到广泛关注。

流量监测正是网络管理的前提和基础。从网络体系架构分析, 网络流量是一切研究的基础, 它能直接反映网络性能的好坏, 更能帮助判断网络故障及网络安全等状况^[1]。目前的校园网具有以下特点: (1) 覆盖范围广, 一般都要跨越多个校区; (2) 使用的网络设备多样, 例如服务器 (DNS 服务器、MAIL 服务器、WWW 服务器等)、交换机、路由器等; (3) 网络设备的生产厂家各异。这些都给网络流量监测带来了很大的困难。同时, 现有的流量监测系统存在如下问题: (1) 市场上的网管软件 (例如 Sun-Net Manager、OpenView 和 NetView) 虽然管理功能完善, 但价格比较昂贵, 而且为了充分发挥功能需要二次开发^[2]; (2) 采集手段单一, 通常只使用 SNMP 模式^[3]; (3) 分析方法简单, 所得的分析结果不能为网络性能分析和安全监控提供充分的参考。因此, 本文设计了一种基于 Web 服

务分布式管理 (WSDM) 的校园网流量监测系统。

1 系统设计

面向服务架构 (SOA) 是一种软件体系结构的思想, 它需要依赖具体的实现技术。本文采用 WSDM 标准^[4]来支持面向服务架构 (SOA) 的实现。WSDM 是一个用于描述特定设备、应用程序或者组件的管理信息和功能的标准。所有描述都是通过 Web 服务描述语言 WSDL (Web Services Description Language) 进行的。WSDM 标准实际上由 WSDM-MUWS、WSDM-MOWS 两个不同的标准组成。

网络流量监测有主动监测和被动监测 2 种不同的实现方法^[5]。由于主动测量方法的不足, 本系统采用被动监测技术。网络流量采集使用 3 种技术: (1) 基于网管设备 MIB 的 SNMP 模式; (2) 基于网络探针技术的 IP 流量数据捕获模式; (3) 基于 NetFlow 技术的数据流捕获模式。针对基于 SNMP 模式的技术, 可以参考文献^[6]实现的基于 WSDM 的 SNMP 网关, 通过该网关收集 SNMP 设备上的 MIB 信息; 针对基于网络探针技术模式, 可以参考文献^[7]实现的基于 WSDM 的网络探针服务; 针对基于 NetFlow 技术模式, 也可以参考文献^[7], 但流量数据

是通过 NetFlow 的主动式数据推送机制获得的,网络设备中的 NetFlow 代理通过规范的报文格式将流量数据送往指定主机(须事前指定 IP 地址、协议和端口),因此,WSDM 服务提供了接收和传输 NetFlow 流量数据的功能。3 种采集流量的 WSDM 服务(SNMP 网关、网络探针服务以及 NetFlow 的相关服务)都可以称作流量采集器或者 WSDM Agent。

1.1 总体架构

本文设计的校园网流量监测系统在体系结构上划分为 3 个层次,由底至上依次为资源层、管理服务层、展示层,如图 1 所示。

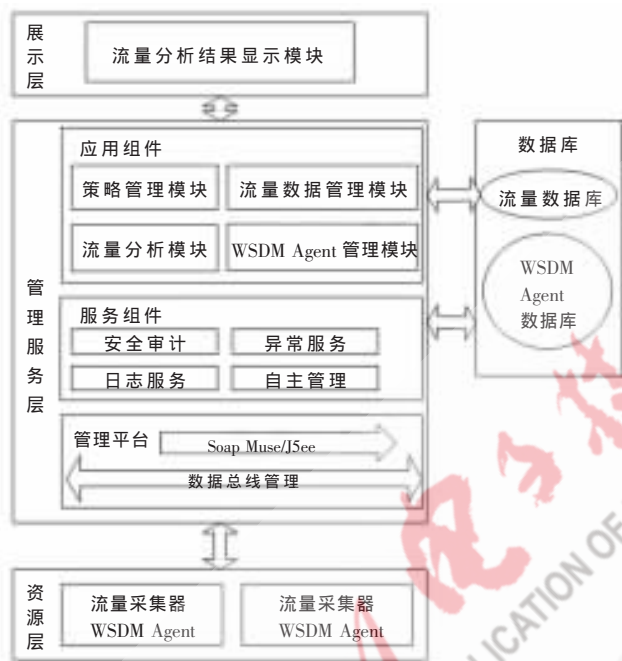


图 1 系统架构

1.1.1 资源层

资源层包括提供流量采集服务的分布式流量采集器 WSDM Agent,它们通过调用管理服务层的 WSDM Agent 注册服务实行自主注册,具备向管理服务层主动汇报、自主管理和主动服务等功能。进行流量采集时的方法各异,结构也不尽相同,但是对外包装成统一的 WSDM 服务接口,可以方便地通过管理服务层对 WSDM Agent 进行管理。

1.1.2 管理服务层

管理服务层包括应用组件、服务组件、管理平台以及数据库。其中,应用组件是对展示层提供支持的各种管理服务,包括策略管理模块、WSDM Agent 管理模块、流量数据管理模块以及流量分析模块等系统功能实现的模块。服务组件是对资源层的各种 WSDM Agent 资源的支持,包括安全审计、日志服务、异常服务、自主管理等,主要是管理服务器自主实现的一些功能。数据库部分是应用组件中各模块对应的数据存储。中间层的管理

平台是管理服务层的核心,是对应用组件、服务组件以及数据库的支持,包括 Web 服务、WSDM 服务的引擎和 API 等。

策略管理模块:主要是底层流量采集器(WSDM Agent)的使用策略以及流量采集策略的管理。

WSDM Agent 管理模块:为合法的流量采集器(WSDM Agent)提供注册以及更改 WSDM Agent 运行状态服务,再根据 WSDM Agent 的使用策略调用符合条件的 WSDM Agent 提供的流量采集服务。WSDM Agent 开发人员可以将新开发的服务通过 WSDM Agent 管理模块注册发布到管理服务层,从而方便地实现系统扩展开发。

流量数据管理模块:对资源层送来的流量数据进行融合处理,为流量分析模块提供原始的流量数据,并写入原始流量数据库中;通过对网络原始流量数据的分析得到整个网络的流量统计信息,并将该统计结果存入流量统计结果数据库中,为展示层的流量时空状态显示模块提供态势展示数据。

流量分析模块:对采集到的网络原始流量数据进行完整的测量数据统计和分析,进行网络带宽分布分析、网络瓶颈分析、网络流量异常分析、网络应用流量监测等,对网络健康状况及未来的发展趋势做出准确判断。

1.1.3 展示层

展示层包括流量时空状态显示模块。该模块可以从流量数据库中取得所要查询的网络流量历史信息,也可以调用管理服务层提供的服务触发流量信息更新采集实时的流量数据,还可以通过服务将合法用户的操作信息送到管理服务层,根据用户需求采用图形用户界面 GUI 将流量态势分析的结果展示出来。提供包括实时报表、日报表、周报表、月报表等多种格式的流量报表,还可以以直方图、二维、三维坐标曲线、扇形图等形式向用户展示实时的网络链路流量信息以及大规模网络流量态势分析的结果。

1.2 物理视图

系统的物理部署情况如图 2 所示。由于系统采用 3 种方式进行流量采集,因此,针对 SNMP 设备则使用 SNMP

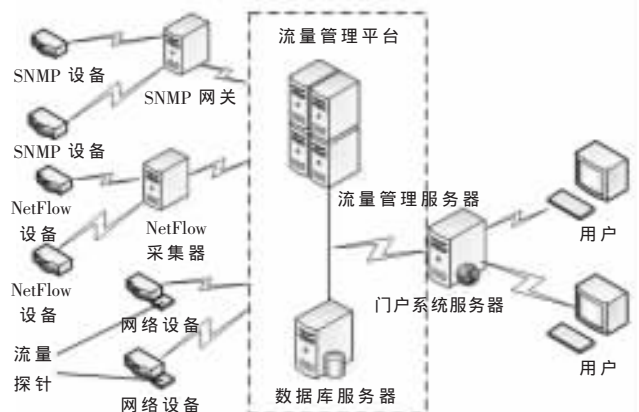


图 2 系统物理视图

网关(采集器),针对 NetFlow 设备则使用 NetFlow 采集器。另外还部署了网络探针(采集器),这些采集器都部署在网络的核心节点或关键链路处,将通过路由器或交换机采集到的原始流量数据发送到流量管理平台,流量管理服务器及流量数据库服务器进行交互,对分布式的网络流量数据进行分析与处理,并将原始的流量数据与统计分析之后的态势数据存入流量数据库中,门户系统服务器通过调用流量管理平台提供的服务满足用户的查询请求。

1.3 处理视图

系统的处理视图如图 3 所示。具体的处理流程如下:

(1) 流量采集器 (WSDM Agent) 通过调用管理服务层对合法 WSDM Agent 提供的注册服务进行注册。

(2) 合法 WSDM Agent 的注册信息写入流量 WSDM Agent 注册数据库,此时表明该 WSDM Agent 正常工作。

(3) 管理服务层按照流量采集器(WSDM Agent)使用策略调用已注册 WSDM Agent 的服务。

(4) 流量采集器(WSDM Agent)返回采集的流量数据。

(5) WSDM Agent 送来的流量数据经过流量数据管理模块与流量分析模块的交互处理后,将经过融合处理的分布式流量数据以及得出的统计分析数据写入流量数据库。

(6) 用户进行流量查询请求。

(7) 服务实现模块将用户的请求转换成对流量数据管理模块和流量分析模块的服务调用。

(8) 流量数据管理与流量分析模块从流量数据库中查询得到用户请求的流量数据。

(9) 服务实现模块得到所请求的流量数据。

(10) 服务实现模块将请求的流量数据送到位于展示层的流量时空状态显示模块中,将流量信息展示给用户。

1.4 流量分析系统架构

流量分析系统是整个流量监测系统的核心,其系统架构如图 4 所示。该架构分为 5 个模块:流量采集模块、数据接收模块、数据传输模块、流量分析模块、数据存储与管理模块。由流量监测系统总体架构可知,流量分析系统结构中的这 5 个功能模块分别位于总体架构的各个层次。

位于资源层中的流量采集模块和数据接收模块,通过网络数据流采集技术采用某种机制(例如基于 NetFlow

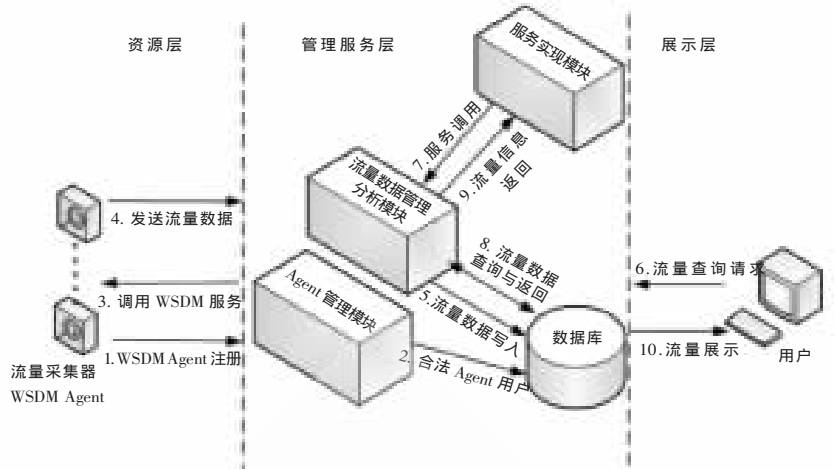


图 3 系统处理视图

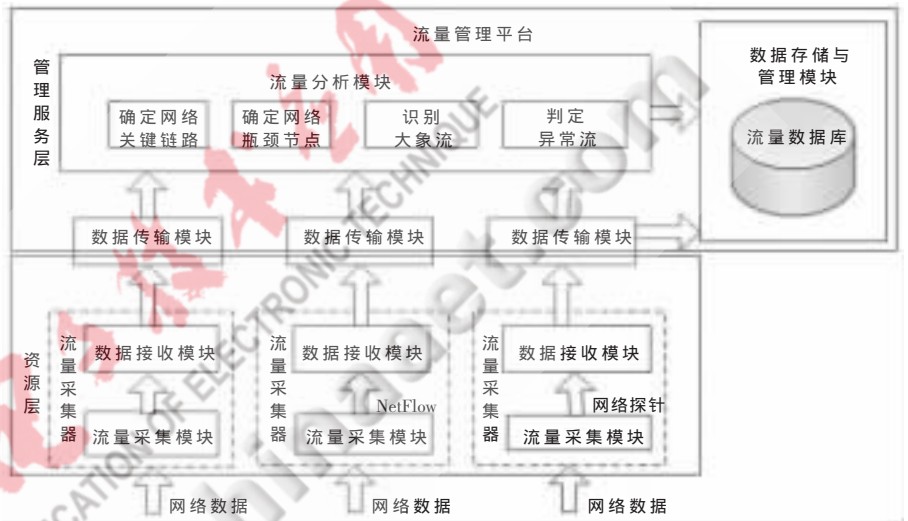


图 4 流量分析系统架构图

的流信息数据采集)实现分布式的网络流量数据的采集,构成流量采集器(WSDM Agent);然后由数据传输模块负责将这些分布式的流量采集器(WSDM Agent)采集到的原始流量数据上传至位于管理服务层的流量管理平台中;由流量管理平台中的流量分析模块对这些分布式的网络流量数据进行全网络的 OD 流^[8]的计算,之后对 OD 流进行进一步的统计和分析判定,提供包括确定网络关键链路、瓶颈节点、识别网络中的大象流及判定异常流等功能,并将得到的这些分析统计结果保存到流量数据库。流量数据库由数据存储与管理模块进行维护。该模块设计为存储网络实时流量和历史流量数据以及统计分析结果数据,由流量管理平台中的流量数据管理模块将资源层发送上来的经过预处理的原始流量数据保存到该模块所属的原始流量数据库中。

2 系统实现

2.1 系统实现的关键技术

本文设计的校园网流量监测系统相对于传统的系统,没有采用面向服务架构的监测系统,具有更好的松

耦合性,并且更容易进行扩展。为了进一步验证其可以应用于现实的校园网流量监测中,并验证所设计系统的创新性与实用性,本文基于校园网实现了一个原型系统。实现中涉及的关键技术如下:

(1)基于 Glassfish 平台的 Agent 服务开发技术。Glassfish 是 Sun 公司新推出的一款 Java EE 服务器,与 Tomcat 相比,Glassfish 服务器拥有延迟加载、动态映射等技术,并且与其他商用组件和开源组件具有很好的兼容性,所以在 XML 处理以及 Web Service 方面有很大的优势。

(2)基于 Apache Muse 的 WSDM Agent 开发,将流量采集功能包装成标准的 WSDM 服务。Apache Muse 通过 Java 实现了 WSDM 规范,用户可以使用它为可管理的资源创建 Web 服务接口。基于 Muse 建立的应用程序可以部署在 Java EE 环境中。

(3)将 WSDM Agent 注册模块集成到 Glassfish 平台中,这个过程修改和调用了 Glassfish 的内部相关接口。

(4)流量分析模块中确定关键链路、确定瓶颈节点、识别大象流以及判定异常流的相关方法的实现。

(5)流量数据库的数据存储以及分析结果显示技术。采用基于 JDBC 的数据库连接进行流量数据的存储以及显示。

2.2 运行测试

首先测试系统中流量分析模块实现的确定网络关键链路、识别大象流、判别异常流 3 种功能。流量分析模块采用 Perl 语言编程实现,可以同时 Windows 系统或者 Linux 系统上运行,运行结果先输出为文本文件,后导入 MySQL 数据库中。图 5~图 7 展示了系统中流数据分析模块的运行效果。

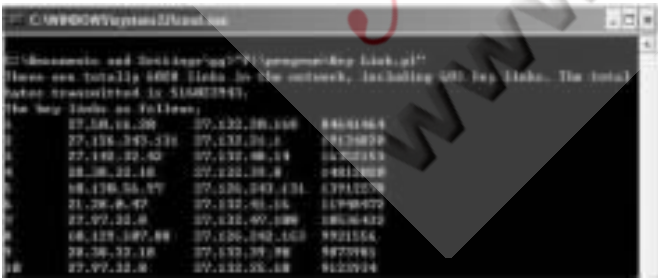


图 5 关键链路测试

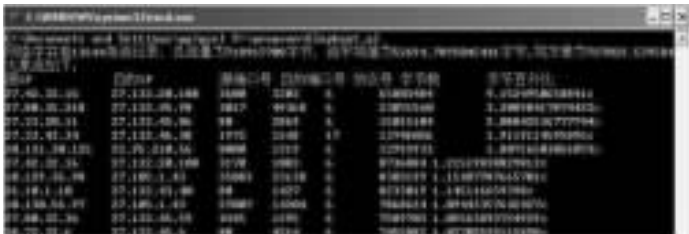


图 6 识别大象流测试

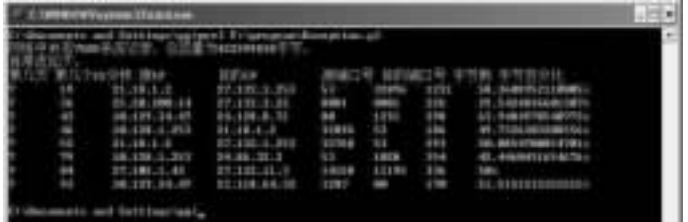


图 7 判别异常流测试

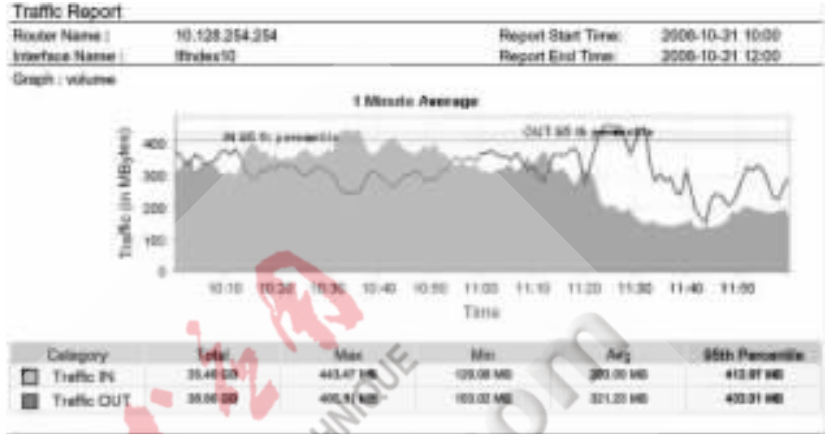


图 8 路由器接口流量

图 8 是对校园网中 IP 地址为 10.128.254.254 的 Router 的 IfIndex10 接口的流量监测服务的测试报告图。测试时间为 2008 年 10 月 31 日,上午 10 点至 12 点,图中显示出该路由器接口的流量。该流量测试报告显示了网络实时流量随时间变化的状态,在该时间段内,流入该接口的网络流量最大值为 443.47 MB,平均值为 293.09 MB,流出该接口的最大网络流量值为 460.31 MB,平均值为 321.23 MB。

本文设计的基于 WSDM 的校园网流量监测系统,不仅能够通过多种手段采集流量数据,而且具有确定关键链路、确定瓶颈节点、识别大象流以及判定异常流的流量分析功能,为流量控制提供了有价值的参考信息。同时,由于系统各部分松耦合,WSDM 标准提供了统一的方式来访问被管资源,能满足分布式环境下对象处理的可靠性、可重用性和位置透明性要求,所以该系统模型能很好地适用于分布式环境下的网络管理^[9]。下一步将设计并实现一个流量控制系统,针对流量监测系统的分析结果,对校园网流量进行管理,进一步提高校园网的网络性能。

参考文献

- [1] 关卿.分布式网络流量数据分析与管理技术研究与应用.国防科学技术大学硕士学位论文,2008.
- [2] 赵新元,王能.基于 Web 的网络流量监测系统的设计.计算机工程,2007,33(3).
- [3] 崔金玲,闫娟.基于 SNMP 的校园网网络性能管理系统的实现.河南师范大学学报(自然科学版),2007,35(1).

- [4] OASIS.WSDM.TC, http://www.oasis-open.org/committees/tc_home.php?wg_abbrev=wsdm, 2008-04-25.
- [5] 张卫东, 王伟, 韩维桓. 网络流量测量与监控系统的设计与实现[J]. 计算机工程与应用, 2005(7):14-15.
- [6] 杨岳湘, 刘蓉, 唐川. 面向 SNMP 代理的 WSDM 转化网关研究. CNCC2007, 全国计算机大会, 2007.
- [7] 殷泰晖. 网络流量探针的关键技术研究. 国防科学技术大学硕士学位论文, 2007.
- [8] JUVA I, KUUSELA P, VIRTAMO J. A case study on traffic matrix estimation under Gaussian distribution. In: Proc. of the 17th Nordic Teletraffic Seminar, 2004:49-60.
- [9] 何明, 龚正虎, 卓莹. 基于 WSDM Agent 的分布式拓扑发现系统设计与实现[C]. 计算机技术与应用进展2008, 合肥:中国科学技术大学出版社, 2008:1286-1291.

(收稿日期:2009-03-04)



一种新型的防误操作系统电脑钥匙的设计

王义军¹, 王琳¹, 涂时亮²

(1. 东北电力大学 电气工程学院 吉林 吉林 132012;

2. 复旦大学 计算机学院, 上海 200433)

摘要: 论述了电力系统现有防误操作系统中电脑钥匙的功能,提出了基于网络架构的新型电脑钥匙的设计方案,给出了电脑钥匙的硬件电路以及软件框架结构。该电脑钥匙可以满足各种防误操作的要求,具有很好的应用前景。

关键词: 电脑钥匙; 无线传感器网络; CAN 总线; 操作系统

中图分类号: TP202 文献标识码: A

Design of a new kind computer key of anti-maloperation system

WANG Yi Jun¹, WANG Lin¹, TU Shi Liang²

(1. Electrical Engineering College of Northeast Dianli University, Jilin 132012, China;

2. Computer college of Fudan University, Shanghai 200433, China)

Abstract: This article discusses the function of Computer keys which are widely used in power system nowadays in order to prevent misoperation. put forward a new design which bases on multi-layer network architecture, we mainly discuss about how to design this new kind of computer key and finally give the hardware circuit and software framework. This new computer key meets lots of requirements and has a very good prospect.

Key words: computer key; wireless sensor network; CAN bus; operating system

微机防误闭锁系统的电脑钥匙,用于在操作过程中接收“五防”主机发出的操作票,然后按照操作票内容依次对电编码锁和机械编码锁进行解锁操作,对运行人员的实际操作进行监控。操作过程中,电脑钥匙给出操作提示,运行人员按照电脑钥匙的提示逐步进行正确操作。若运行人员的实际操作与电脑钥匙的提示不符,则电脑钥匙将发出报警并强制闭锁,从而有效避免误操作事故的发生。电脑钥匙作为防止电力系统误操作的终端设备,起着不可忽视的作用^[1]。

但是,这种基于离线式电脑钥匙的微机防误闭锁装置,由于技术条件和设计方案的限制还存在如下一些问题:

- (1)在很多情况下,无法防止误入带电间隔。
- (2)无法实现防误操作系统对于集控站遥控操作的闭锁。
- (3)在单人和检修参与操作时,无法实现防误系统对变电所解锁操作远程监控功能。

(4)在实现系统操作时,无法完成联络线路两侧防误联锁问题。

(5)当变电所操作量大时,无法解决多任务并行操作的问题^[2]。

上述存在的问题,症结就在于离线式的电脑钥匙。本文即根据现场存在的实际问题提出新一代电脑钥匙的设计方案。把电脑钥匙设计成 CAN 现场总线网络、GSM 网络和无线传感器网络中的集线节点,以 FREESCALE 工业级 MCP 芯片作为中央处理器,配备自编的实时操作系统,可以很好地满足电力现场对于防误操作系统的新要求。

1 电脑钥匙硬件电路

根据电力系统现场能否铺设有线电缆的具体情况,按照与控制中心的联络方式不同设计了 2 种电脑钥匙:一种是基于 CAN 现场总线通信网络,另外一种是基于 GSM 无线通信网络。图 1 为基于 CAN 现场总线通信网络的电脑钥匙硬件系统框图。图 2 为基于 GSM 无线通信网络的电脑钥匙硬件系统框图。

硬件系统电路包含以下几部分:中央处理器选用 FREESCALE 公司生产的工业级芯片 MC9S08DZ32,该芯片带有 CAN 控制器、SPI 接口、SCI 接口和键盘接口,处理器外围扩展电路中无线传感器模块 Chipcon CC2420 和语音芯片 ISD4002 使用 SPI 总线连接,GSM 模块

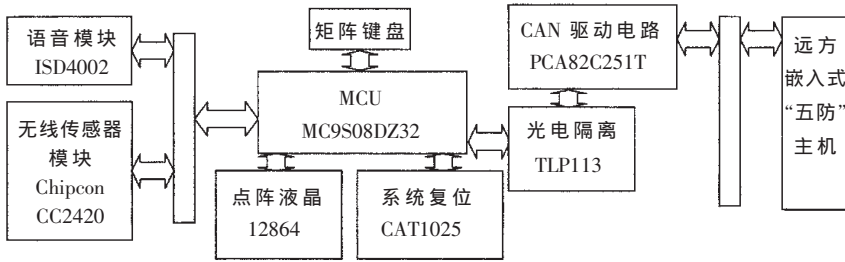


图 1 基于 CAN 现场总线通信网络电脑钥匙硬件系统框图

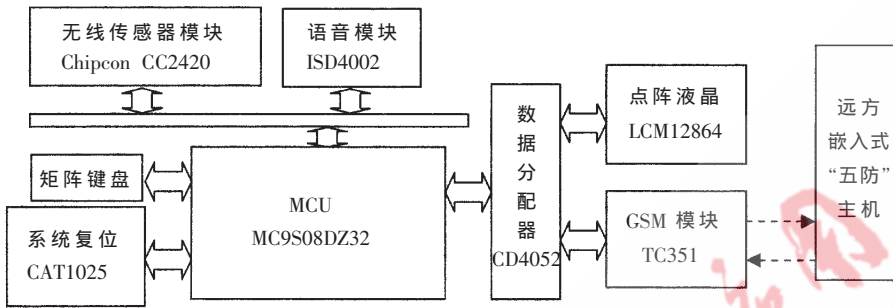


图 2 基于 GSM 无线通信网络的电脑钥匙硬件系统框图

TC351 和液晶显示器模块 LCM12864 通过扩展的 CD4052 数据分配器与 SCI 接口相连。

2 电脑钥匙软件设计

电脑钥匙软件开发基于复旦大学嵌入式实验室自行研发的 FDCX08 实时多任务操作系统。FDCX08 操作系统支持多至 8 个任务同时运行,采用优先级任务调度方法,支持抢先调度,支持任务间通信,具有邮局通信和信号量控制功能;支持 CAN 通信、SCI 通信、SPI 通信,具有定时时钟功能,可为各个任务提供定时和超时计数服务;支持 MC9S08DZ32 的各种中断,为各个任务提供中断处理服务。操作系统的要求比较简单,要求该系统最大程度地减少系统的开销,将任务调度和系统调用的时间缩至最小。

FDCX08 的体系结构如图 3 所示。

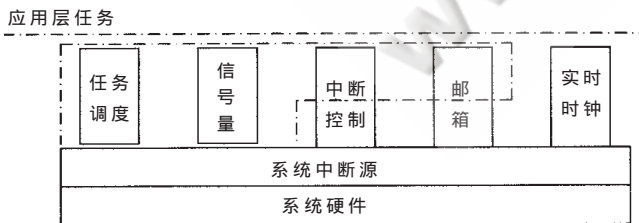


图 3 FDCX08 的体系结构

系统任务为最低优先级,主要完成 CAN 总线、SCI、SPI 通信、报警以及系统检验任务;输入任务包括远方嵌入式“五防”主机(简称“五防”主机)下达的命令任务,以及由智能锁具传来的状态信息;每个控制任务代表一个控制通道,输出任务是对不同输入任务的响应。图 4 为电脑钥匙的软件结构。

3 电脑钥匙操作过程

基于网络的防误操作系统对变电站所有开关、刀闸、接地线等进行统一编码,使每个操作闭锁项都具有一个唯一的 ID 号。为增加操作的可靠性,除识别锁编码外,还要检测设备状态,当这 2 个条件都满足时,锁才能被打开,设备才允许操作。

操作过程需要模拟演示和实际操作二部分。当进入仿真培训功能时,控制中心“五防”主机自动将培训操作前的模拟屏状态记忆下来,并将仿真培训状态下模拟屏各元件的分、合闸位置建立一个虚拟的开关量状态表,实现对仿真培训操作的综合分析,判断操作的正误,给出操作信息,指导运行人员进行正确的操作,同时记录错误的原因和性质,并打印出结果以供今后分析使用。

退出仿真培训功能时,计算机会自动提示运行人员将改变过的模拟元件位置恢复,强制运行人员将模拟屏状态恢复至正确状态。从而有效地保证了模拟屏状态与现场设备实际位置严格保持一致。

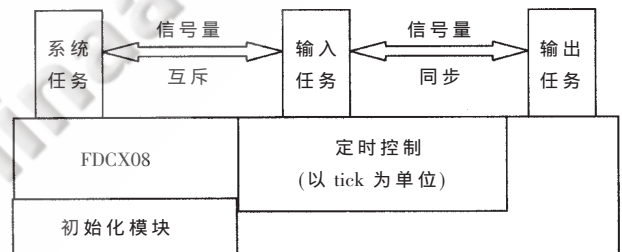


图 4 电脑钥匙的软件结构

“五防”主机将标准票的操作项按照操作顺序发送给具体实施操作的电脑钥匙。电脑钥匙将接收来的操作数据有序地放在其内部 Flash 存储器中,并严格按此步骤识别待操作的设备编码,只有设备与操作票相吻合时,电脑钥匙才能打开编码锁,开放操作机构或接通操作回路,允许对设备进行倒闸操作。当设备完成倒闸操作并重新闭锁好后,向电脑钥匙发出响应信号,表示该项操作完成,电脑钥匙的操作项缓冲区指针将指向下一个操作项,直至整张操作票被逐项有序地执行完毕,有效地避免了误入间隔和走空程序的问题。电脑钥匙在操作的全过程中,通过网络实时地将操作设备的分、合闸动作反馈到主控制室,使主控制室工作人员能及时监视到现场操作的每一步,从而进一步提高整个系统的综合性能。

4 几种特殊闭锁方式的实现

“五防”主机对设备状态信息实时刷新,实时检测开

关、刀闸的状态并据此随时校验操作步骤。下面为几种特殊闭锁方式的实现：

(1) 线路侧带电时闭锁线路接地刀(或接地线)

通过电压抽取装置及状态变换器将线路侧带电与否的信号加在机械锁的状态输入端,当电脑钥匙操作此步骤时,首先识别锁编码,然后判断线路状态,仅当此状态符合规程要求时,机械编码锁才可被打开,接地刀或接地线方可被操作。

(2) 对侧接地刀闭合时闭锁出线刀闸

将对侧接地刀状态通过载波送到本侧,然后通过解码设备分离出状态信号,并送入出线刀闸机械锁的状态输入端供电脑钥匙检测。当对侧接地刀状态符合电脑钥匙操作状态要求时,机械锁方可被打开,出线刀闸才能被操作。

(3) 集控站操作闭锁

系统采用遥控闭锁继电器对监控操作实施硬接点强制闭锁,在操作回路中串联接入闭锁常开接点,防止在集控站远方操作或当地监控操作中,由于运行人员操作不当所造成的误操作,也可解决当地监控系统或通信系统由于雷击或软硬件故障、干扰等造成的误动作。

(4) 防止误入带电间隔^[3-4]

利用传感器位置信息的解析算法,简单确定目标是从2个电脑钥匙一侧通过还是之间通过,从而验证现场操作员是否误入带电间隔。

假定目标作直线运动,则目标运动轨迹相对于电脑钥匙位置,只可能有2种情况:目标从电脑钥匙一侧通过;目标从2个电脑钥匙之间通过,如图5、图6所示。

假定目标从如图5所示的2个电脑钥匙一侧通过,则满足:

$$d_i^2 = d^2 + D_1^2$$

$$d_{i+1}^2 = d^2 + D_2^2$$

$$D = D_1 + D_2$$

式中, d_i 表示电脑钥匙 i 与目标运动轨迹之间的距离; D 表示电脑钥匙 i 与电脑钥匙 $i+1$ 之间的距离。这3个参数可以实测出来,这样通过求解上式得到目标距离带电间隔的直线距离 d 。

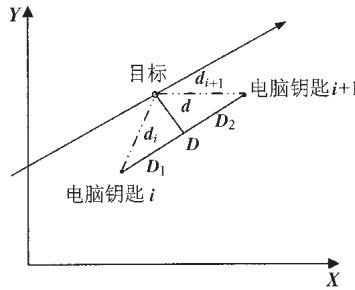


图5 目标从2个电脑钥匙一端通过

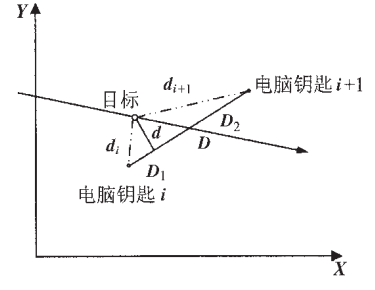


图6 目标从2个电脑钥匙之间通过

假定目标从如图6所示的2个电脑钥匙之间通过时,目标距离带电间隔的直线距离 d 也可由上式计算。

通过以上2种目标运动情况,分别对应2组目标运动轨迹参数,可以通过判断 d 的大小和变化规律区分目标的实际运行轨迹。

采用了先进的计算机技术,通信技术和抗干扰技术设计的基于网络的防误闭锁系统电脑钥匙,以防误闭锁为主,又有电力系统仿真培训及管理的实用功能,更能完成以往离线式电脑钥匙不能解决的任务,可以实现现场和集控2种操作方式下的防误闭锁。合理的网络框架设计可以支持各种通信规约。

这种防误闭锁系统电脑钥匙,既可以解除运行人员长期以来沉重的误操作思想包袱,大大减轻了运行人员发生误操作的可能性,也为现代化运行操作方式提供了防误闭锁方法,可广泛地应用于各种电压等级、各种复杂接线的发电厂和变电站,具有很好的发展前景。

参考文献

- [1] 刘念,段斌,肖红光,等.电力操作在线闭锁方法及其实现模式.电力系统自动化,2006,30(23):58-63.
- [2] 肖永立,张瑜,刘音,等.集控站遥控操作时防误闭锁措施的实现.电力系统自动化,2005,25(22):97-99.
- [3] IEEE. IEEE standard 802.15.4-2003: wireless medium access control (MAC) and physical layer (PHY) specifications for low rate wireless personal area networks(LR-WPANs)[S]. 2003.
- [4] BROOKS R R. RAMANATHAN P, SAYEED A M. Distributed target networks[A]. Proceedings of the IEEE [C]. Piscataway: IEEE, 2003:116321171.

(收稿日期:2009-03-26)