

摘 要

随着科学技术的发展,以及人类生活水平的提高,人类越来越关注自身的健康。然而对于传统的医疗技术来说,由于地域限制和医疗技术发展的不平衡,常常无法及时满足患者病情诊断要求。远程医疗监护系统的提出,产生了全新的医疗保健方式,真正的带来了医疗方式的革命性的变化。利用远程医疗监护系统,可以实时有效地将患者的病症情况发送到医疗基站,与其它有线远程医疗系统相比,具有较大的优势。

由于生物医学信号微弱特性,决定了当我们采取无线技术来传输患者病症等生物医学信号时,必须要求此类无线系统具有相当的优越性,能够抵抗一定的恶劣无线信道所带来的各种噪声,所以研究数据无线传输的可靠性便成了必要的前提。

本文的主要工作是针对现有的 SCDMA (Synchronous Code Division Multiple Access) 无线接入技术,提出了为实现低速、中速数据传输所需要的相干解调技术、干扰抵消技术、可变扩频因子调制技术,并对其进行了仿真和实现,为实现远程医疗数据传输打下了理论基础,并做为产品化生产的先前技术准备。最后,对仿真结果进行了分析,验证了相关技术的效果,并对系统实现后采集到的数据进行了详细的分析。

关键词: 远程医疗 相干解调 干扰抵消 SCDMA

Abstract

With the development of science and technology, and the development of the living standard of the people, human are more concerned about their health. However, as for traditional medical technology, owing to the restriction of regional economies and the uneven development of medical technology, it isn't sufficient to satisfy the demand the sufferer required for medical diagnoses in time. Telemedicine monitoring system brought an incredible level of medical care, and brought a typical result of the revolutionary change in medical style. Comparing telemedicine monitoring system with wired system, telemedicine has obvious comparative advantage, and it can beam state of an illness to medical terminal via cells sites.

Owing to weak feature of biomedicine signal, wireless network, such as telemedicine monitoring, is well of excellence, and it can resist all kinds of noise that bring by nasty radio channel when biomedicine signal is transferred via wireless network, so it take research on data reliability via radio transmission as a given.

The primary content of this thesis is that advanced technology, such as, Coherent demodulation, interference cancellation, and OVVSF(Orthogonal Variable Spreading Factor) is manufactured to realize low-speed and high-speed data service on the base of SCDMA wireless access technology, and simulating and realizing this advanced technology. This advanced technology provides the theory foundation for realizing telemedicine monitoring system and supplying with preparatory technical work in production. At last, I analyzed the data of simulation, testify the effect of this advanced technology, and analyzed the collected data in detail.

Key words: Telemedicine Coherent demodulation

Interference cancellation SCDMA

长春理工大学硕士学位论文原创性声明

本人郑重声明：所提交的硕士学位论文，《远程医疗监护系统中数据无线传输的可靠性研究》是本人在指导教师的指导下，独立进行研究工作所取得的成果。除文中已经注明引用的内容外，本论文不包含任何其他个人或集体已经发表或撰写过的作品成果。对本文的研究做出重要贡献的个人和集体，均已在文中以明确方式标明。本人完全意识到本声明的法律结果由本人承担。

作者签名： 刘飞 2008年3月30日

长春理工大学学位论文授权使用授权书

本学位论文作者及指导教师完全了解“长春理工大学硕士、博士学位论文授权使用规定”，同意长春理工大学保留并向国家有关部门或机构送交学位论文的复印件和电子版，允许论文被查阅和借阅。本人授权长春理工大学可以将本学位论文的全部或部分内容编入有关数据库进行检索，也可采用影印、缩印或扫描等复制手段保存和汇编学位论文。

作者签名： 刘飞 2008年3月30日

指导导师签名： 张树 2008年3月30日

第一章 绪论

1.1 选题的意义

随着人们生活水平的提高，对于提高健康水平的要求日益迫切；计划生育基本国策的推行，加速了人口的老龄化进程，老年人的病理监护要求日益增多；许多突发性疾病具有较大的危害性，抢救的时效性非常强，病症的表现具有很强的随机性；同时，我国人口密度大，国力有限，医院和交通一直处于拥挤状况，如何保障人们得到适当的医疗将是一个迫切需要解决的问题；我国部分地区经济较落后，当地的医疗卫生事业发展受到束缚；另外，有一些疑难急症需要多地专家会诊；传染性疾病不易到公众医院就诊，老龄化人口到医院就诊不方便等问题，以上问题，对于传统的医疗技术来说，常常无法使其得到解决。

远程医疗会诊、咨询、治疗等可以使病人置身于自己熟悉的环境中，在节约大量的时间和费用的同时可以得到专家的远程会诊咨询服务，一方面病人无需旅途奔波，另一方面病情也不会延误；可以改善医疗资源的配置，降低医疗成本。根据目前与未来的发展，远程医疗的应用将超越为偏远、落后地区提供医疗服务的早期思维方式，很可能成为人人都将可以涉入的一个医疗模式，并在战场、急救现场（例如地震等）等场合下实现患者与医生“面对面”的直接交流。

传统的有线传输在远距离传输虽然成本比较低，但是，被测对象的活动要受到限制，为了弥补这些缺陷，人们研究利用无线网络来实现远程医疗，在病人和医生之间采用无线方式，允许病人可以随意活动。利用无线网络随时随地把被测对象的信息发送给监护中心，将成为未来远程医疗的主要形式。本论文研究的是基于 SCDMA 的远程移动医疗系统，可以实时有效地将患者的病症情况发送到医疗基站，与其它有线远程医疗系统相比，具有较大的优势。

1.2 远程医疗概念

1988 年，远程医疗 (Telemedicine) 的概念最初在美国提出。远程医疗系统是指采用远程通信技术为远地对象提供医疗服务的系统。它借助远程通信技术和信息处理技术减少因地域环境限制造成的医疗质量上的差异。从其组成上来看，一般可分为三个部分：一是医疗中心站，二是远地医疗对象，三是联系两者的通信网络。欧洲著名的远程医疗学者 R.Istepanian 将远程医疗定义为：通过远程通信方式来远程地监护和共享医学知识(Telemedicine can be defined as the delivery of healthcare and the sharing of medical knowledge over a distance, using telecommunication means.)。美国的学者将远程医疗定义如下：远程医学系统就是指这样一个平台，它通过通信和计算机技术为特定人群提供医学服务。这一系统包括远程诊断、信息服务、远程教育、远程视频传输、远程音频信息传输、存储以及显示。综合文献资料，我们认为远程医疗是指：一种借助于现代化的通讯手段

并结合现代计算机技术和医疗技术所进行的远程会诊、远程治疗、远程手术、远程咨询、远程监护和检测等的医疗手段，其关键点是用电信号将信息从一个地方传输到另外一个地方。远程医疗技术包括计算机技术、通信技术、多媒体技术和医疗技术，涉及的技术面很广，是一门多学科结合的前沿科学。远程医疗可以使我们受益颇多，可以提高边远地区的诊断与医疗水平，使得高水平的医疗服务不再仅仅局限于一些大都市，为国家节省了大笔建设基层医院的资金；减少了病人转移医院的开支；提高了对病人的监护；使临床医生可以获得更好的第三方的医疗建议；缩减了医疗费用^[1]。

自从 1988 年美国提出远程医疗 (Telemedicine) 这一概念以来，在美国和欧洲一些国家这一项目已经得到了非常广泛的研究和应用。由于计算机和通信技术的高速发展，以及医学工程领域的进步，使这项网络化多媒体技术 (Networked Multimedia) 的应用将传统医学处理过程的地域性和局部性变成了历史。一个传统的医学处理常常包含了治疗、比较和认知这样三个阶段。在治疗过程中需要病人和医生面对面的交互，而在比较阶段需要医生对病人的病史及其他档案资料作详细的分类和整理，对于认知阶段则需要医生和科研人员的配合。由于地域限制和医疗技术发展的不平衡，传统的医学处理常常需要一些额外的旅途和交通费用，从一个环节到另一环节的过程常常要花费大量的人力和物力。网络化多媒体技术的发展，使建立一个基于计算机网络通信和处理的开放性的远程医疗系统成为可能。

综观远程医疗的发展史，可以发现它与通信手段的发展息息相关，经历了“电话时代”，“电视时代”，直到如今这个通信与计算机网络飞速发展的多媒体时代。应该说，近年来现代微电子学、通信信息，计算机网络技术的发展为普及远程医疗奠定了前所未有的良好基础。此外，移动电话的普及又为作为远程医疗一个重要应用分支的个人监护提供了更便捷有利的条件^[3]。

1.3 远程医疗国内外现状

随着各种远程通信技术的广泛应用，现代计算机网络和移动通信的迅速发展以及全球信息高速公路的建设，高度发达的数字蜂窝移动通信和网际互联为全球范围的信息交流、资源共享与合作带来了前所未有的机会。现代医学的发展也面临新的挑战 and 机遇，作为现代医学发展的一个热门话题，即远程医疗，也越来越受到人们的重视。90 年代以来由于多媒体通讯技术的发展，远程医疗应用有了技术保障，发展尤为迅猛。当前，远程医疗技术的发展比较快，一方面是人们对好的医疗保健需求越来越旺盛，另一方面得益于迅速发展的医疗保健技术、远程通信技术、信息学技术的支持，而远程通信的发展主要体现在数据远程传输的飞速进步上，数据压缩算法的实现使得网络的有效传输量得到提高，而高宽带通讯介质及信道复用技术的出现则大大提高了网络信息的吞吐能力。综观远程医疗的发展

史，它的发展大致可以分为四个阶段：

第一代远程医疗系统是介于上个世纪 60 年代初到 80 年代之间，由于受到信息的传送量和通信条件的制约，远程医疗的发展比较缓慢，仅仅在航天等尖端科技领域内进行着。但正如很多高新技术最终将走向民用一样，有关专家开始尝试将这一高新科技医疗手段造福于普通人。总的说来，这一时期远程医疗的发展比较缓慢。

第二代远程医疗系统是 80 年代后期到 90 年代初期，伴随着计算机硬件价格和通讯费用的急速下降，远程医疗逐渐揭开了她那神秘的外纱，走向了军民两大领域。从 Medline 所收录的文献数量看，1988 年~1997 年的 10 年间，远程医疗方面的文献数量呈几何级数增长。在远程医疗系统的实施过程中，美国和西欧国家发展速度最快，联系方式多是通过卫星和综合业务数据网 (ISDN)，在远程咨询、远程会诊、医学图像的远距离传输、远程会议和军事医学方面取得了较大进展。

第三代远程医疗系统和机器人技术密不可分，虚拟现实技术、通讯技术的发展为远程医疗增色不少，微创手术工作站的建立使得远程手术得以实现。这一阶段，现代远程信息技术和智能化医疗手段相结合，使得远程医疗几乎是“完美无缺”了。据报道，日本东京大学和冈山大学医学部远程控制的血管缝合机器人，提高老鼠实验实现了直径为 1 毫米血管的远程操作缝合手术，这种远程手术的精准度在当时来说应该算是很高了。

第四代远程医疗系统是第三代的延伸，家庭监护和社区医院是其主要形式，社区医院其实不是一所医院，是一个由局域网和互联网组成的虚拟世界，而各大医院或者中心医院才是真正的医院，它们提供技术支持和服务^[3]。

未来的远程医疗还面临着将医疗健康以更迅速、简洁的方式普及化的问题。这其中，远程家庭医疗是一个比较好的途径。

国外的发展状况总体上是比较先进的，主要是远程会诊和治疗，其次是战时急救。此外，还有医院的信息化系统和医疗卡。

美国乔治亚洲教育医学系统 (CSAMS) 是目前世界上规模最大、覆盖面最广的远程教育和远程医疗网络，可进行有线、无线和卫星通信活动，远程医疗网是其中的一部分。

美国军方研制了一种供战时使用的人体状态监护仪 (PSM Personnel Statusmonitor)，这种微型仪器由士兵佩带，用于监护携带者的呼吸、体温、心率及其它生理参数。这两种监护都是对运动中的个体进行监护。希腊还有一种安装于救护车中的监护系统，通过 GSM 网络与医院的监护中心取得联系，可随时监测患者的生理参数，以便及时获得医生指导，争取抢救时间，这一系统已在希腊、瑞典、意大利、塞浦路斯投入使用。日本北海道大学的一个远程医疗研究小组研究了多种移动通信方式的远程监护系统，可用于飞机、轮船、救护车关于移动医

疗方面的研究，国内目前还没有成熟的产品。

欧洲及欧盟组织了 3 个生物医学工程实验室、10 个大公司、20 个病理学实验室和 120 个终端用户参加的大规模远程医疗系统推广实验，推动了远程医疗的普及。澳大利亚、南非、日本、香港等国家和地区也相继开展了各种形式的远程医疗活动。

目前，面向家庭、个人的远程医疗监护系统成为医疗技术领域的热点，随着移动数字通信技术的发展和完善，基于 CDMA(Code Division Multiple Access 码分多址) 的移动医疗必将成为远程医疗发展的一个必然趋势，在人们的日常生活中会起到举足轻重的作用。

我国的发展状况总体上是比较落后的。我国是一个幅员广阔的国家，医疗水平有明显的区域性差别，特别是广大农村和边远地区，因此远程医疗在我国更有发展的必要。

目前的远程会诊方式有：借助点对点的电话线和卫星通信网络；服务对象上分为中医推广、军队医疗保障的日常执勤和战场急诊。

我国从上世纪 80 年代才开始远程医疗的探索。1988 年解放军总医院通过卫星与德国一家医院进行了神经外科远程病例讨论。2001 年 8 月，中国首次由远程遥控机器人完成的脑外科手术在中国海军总医院取得成果。这次手术采用由北京航空航天大学机器人研究所和海军总医院共同开发的要操作远程医用机器人系统，互联网在其中扮演了举足轻重的角色。无论是上海教育科研网、上海医大远程会诊项目，还是中国医学科学院北京协和医院、中国医学科学院阜外心血管病医院的医院网站，都极大地促进了我国远程医疗事业的发展。解放军总后勤部卫生部也提出了国家“金卫工程”军字 2 号工程，即建设全军医药卫生信息网络和远程医疗会诊系统。清华大学曾开发了采用程控电话网的家庭心电/血压远程监护系统。第四军医大研制出一套军用的野地远程监护系统。上海大学正在研制的车载监护系统。

目前，国内的远程医疗还没有得到普及，利用无线网络实现远程医疗的实例还很少。这是社会方方面面的诸多原因造成的。首当其冲的就是远程医疗费用问题。无论普通的卫星会诊还是电话网会诊，成本都很高，不适合个人使用。事实上，真正最需要远程医疗的是广大农村和边远地区的患者。而落后的经济根本无力引进和发展这一技术，把这些患者挡在了远程医疗的大门外，阻止了远程医疗的发展。由于远程医疗在中国还只是一个新生事物，因此，与国外对远程医疗的研究相比，我国的研究工作还只是在小范围的、研究人员屈指可数的、研究面狭窄的状况下进行的，存在比较大的问题。

纵观远程医疗的发展，我们发现将来远程医疗的发展方向是朝着无线、移动和便携式方向发展^[27]。

1.4 SCDMA 系统介绍

SCDMA 无线接入系统是由北京信威通信技术股份有限公司自主研发和开发生产的采用码分多址和 SWAP 空中接口协议 (Synchronous Wireless Access Protocol) 的一个完整的通信网络, 采用了多项世界领先的通信技术, 保证了整套系统具备世界领先的技术水平。

SCDMA 无线接入系统的技术标志是使用了智能天线、同步 CDMA、软件无线电来实现连续序列扩频码分多址的无线接入技术, 并通过 SWAP 空中接口协议将终端设备接入到 SCDMA 的核心传输和交换网络。具有无线频谱利用率高、通信保密性好和低发射功率下较远的通信距离等技术优势。其基本业务功能包括无线市话 (可提供便携移动终端和固定终端等多种终端产品) 和宽带数据接入等。

SCDMA 系统采用 TDD (时分双工) 的工作方式, TDD 周期为 10ms。其中 5ms 为无线基站发射, 用户接收, 另外 5ms 则是用户终端发射, 无线基站接收, 收发之间留有一定的保护时隙。SCDMA 系统上下行采用码片速率为 409.6k 的 PN 码扩频调制和 DQPSK 载波调制, 在每 500KHz 的射频信道上, 利用 Walsh 码的正交性区分不同码道。使用 32 位长的 Walsh 码, 故射频信道包含 32 条 CDMA 码道。1 条接入码道, 用于完成用户终端的初始接入、基站呼叫用户终端、基站广播系统信息、以及提供系统同步标志等, 称为接入码道 (ACC)。其他 31 条码道用于话音和数据等业务, 称为业务码道 (VCC)。

在 SCDMA 系统中, 每个小区的中心都将放置一个无线基站系统, 一个无线基站系统可以由一个或多个基站单元组成。每个基站单元工作于一个载波频点, 占用 500KHz 频率带宽。

SCDMA 无线接入系统有 1800MHz 和 400MHz 两个工作频段, 既可作为开展城市无线接入的有力手段, 也可在农村普遍电信服务中广泛应用。其中, 400MHz 的工作频段主要为解决农村普遍应用问题, 是国家唯一推荐的无线接入方式, 智能天线技术的应用使系统的波束赋形增益等效为 18dB, 在农村单基站的覆盖半径达 55 公里, 适合农村覆盖, 且体积小, 耗电低, 是解决农村普遍服务的最佳选择。并且有关键的技术: 智能天线 (Smart Antenna); 同步码分多址 (Synchronous CDMA); 软件无线电 (Software Radio); 同步无线接入协议 (Synchronization Wireless Access Protocol)。

SCDMA 技术优势的技术优势相当突出, SCDMA 系统是世界上第一个使用了智能天线、同步 CDMA 技术的正式商用系统。其技术的先进性决定了其较之其它无线接入技术的优越性, 主要反映在:

- (1) 较高的无线频谱利用率;
- (2) 在较低发射功率下, 有较远的通信距离;
- (3) 采用软件无线电技术, 设备构成简单, 硬件成本较低;
- (4) 产品具有较高的性能价格比;

(5) 灵活性高，系统性能的改进、完善和提高（特别是提供新业务）不需要改变硬件，可以通过升级软件来实现。

1.5 基于 SCDMA 技术的远程医疗监护系统介绍

随着社会的发展，人类更加关注自身的健康。医疗方式及护理方法正在进行根本性的变革，远程医疗、远程护理等技术越来越得到人们的重视和认可，而在此过程中，除了医学技术外，通信电子技术及信息处理技术也开始扮演越来越重要的角色。近年来，移动通信技术的突飞猛进为人们开展可移动的医学信息监护活动提供了遐想。小型化、可携带、方便移动、高效稳定是人们当前对医学信息监护系统提出的最新要求。

目前大多的远程医疗工作还都是在计算机网络的基础上开展的，基于对数据传输的安全性、实时性及设备的便携性考虑，在无线通信系统上进行远程医疗和监护具有先进性、必要性和重要性。SCDMA 无线接入技术是我国在无线通信核心领域第一次形成的具有完全知识产权的完整通信体系，具有高频谱利用率、相同发射距离下最低发射功率、良好通信质量以及高性能价格比等优点。借助 SCDMA 宽带无线接入系统，运营商可以开展固定语音、移动语音、远程医疗、调度通信等综合业务，满足用户对通信无处不在、无时不用的需求。

在“基于 SCDMA 技术的远程医疗监护系统”项目中，我们建立一种新的远程医疗模式，如图 1.1 所示。

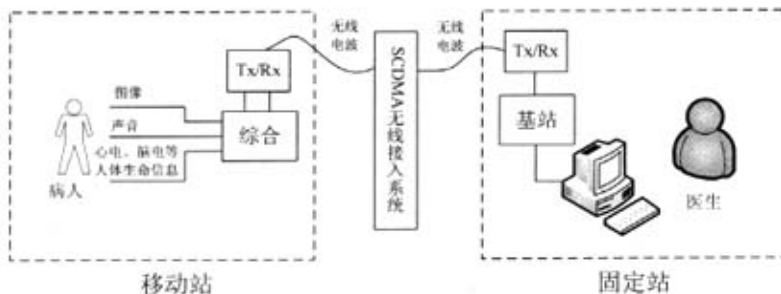


图 1.1 基于 SCDMA 无线接入技术的远程医疗监护系统模式

本系统的设计目的主要是解决传统医疗监护系统中的不足，克服传统医疗监护系统给病人造成的不便，以便可以及时发现病人病情，及时救治，且尽量减小监护系统给病人造成的不便。

本系统的设计原则是在满足上述设计目的的基础上，尽量强化系统功能，提高系统工作的可靠性，尽量减小设备体积，使病人使用更方便，并力图降低系统成本。

“基于 SCDMA 无线接入技术的远程医疗监护系统”开发是一个庞大的系统工程。我们研究包括和基站通信链路的建立、用户终端软硬件的开发，其内容涉

及射频信号收发、信号的调制解调、基带数字信号处理等内容。远程医疗监护系统必须及时将用户医疗和生理信息及时有效的发送到处理中心，其高效稳定性是至关重要的。

SCDMA 无线接入系统由一个或多个子系统构成。每个子系统以一个无线基站单元为核心，通过中国七号信令接入公众电话网，再加上其它网络管理设备，比如基站控制器（MSC）等，形成本系统的中心。可以同时、同地点，在同一个小区内安装多达 40 个基站单元，提供上万用户终端。

SCDMA 无线接入系统的通信距离很远，在开阔地带最大可以达到 20Km，城市郊区最大 5~10Km，城市内最大通信距离也可达到 2Km。每条码道最大发射功率为 100mW，可满足不同用户需求。建筑在 SCDMA 移动通信平台上的远程医疗监护系统属于 SCDMA 系统的一项增值服务，相对于以往的基于固的有线网络平台的远程医疗监护系统更具灵活性，具有很好的应用前景。

在原用户终端的基础上，开发专用的 SCDMA 系统用户终端，可提供专门的接口将传感器等终端设备采集到的数据发送给基站，由基站将数据发送给监护设备。监护设备（如心电图仪、计算机等）上加载 SCDMA 无线数据接收模块，以实时显示基站送来的数据。

因为目前比较成熟稳定的产品化基站和终端是 1800M 的话音基站和终端，话音速率 9.6kbps，所以我们首先致力于实现在其基础上的低速或中速数据传输。然而，为了保证医疗和生理信息数据传输的准确性、安全性，并向高速数据传输发展，首先需要研究的就是在目前的 SCDMA 系统中如何能有效的、实时的、可靠的传输数据。

为了最终实现基于 SCDMA 无线接入技术的远程医疗监护系统中的高速数据传输，首要的工作就是在原平台上实现准确有效的数据业务。为此，本论文提出相干解调、干扰抵消、可变扩频因子调制技术，以适应低速或中速数据有效的、实时的、可靠的传输。

作者的科研内容即是围绕相干解调、干扰抵消、可变扩频因子调制技术展开的。

1.6 本论文研究内容及结构介绍

基于 SCDMA 无线接入技术的远程医疗监护系统是一个庞大的工程，目前还没有具体的产品开发，且尚无成熟稳定的数据业务实现，本论文的开展主要是在 SCDMA 系统的现有平台上为实现基于 SCDMA 技术的远程医疗监护系统的数据有效、实时传输打下理论基础，做为产品化生产的先前技术准备。

本论文的主要工作是在现有的 SCDMA 系统平台上，为了实现低速、中速数据传输所需要的相干解调、干扰抵消、可变扩频因子调制技术进行研究，其中包括了各种技术的基本原理、技术特点等。

本系统的主要原则是，在原用户终端的基础上，开发专用的基于 SCDMA 系统医疗用户终端，只要将医疗设备终端设备采集到的数据送往 SCMDA 系统传输即可。所以原有的网络结构不能改变，否则工程项目过于庞大，且原有的语音用户兼容也是问题。所以说，在不改变原有网络结构的基础上，相干解调、干扰抵消、可变扩频因子调制技术的应用必须经过理论研究、仿真、代码实现、程序验证、数据的采集和分析等过程。作者所做的工作主要体现在第三章和第四章中。

论文结构如下：

第一章，序论。首先介绍了选题的意义何在，然后给出了远程医疗的概念以及国内外发展现状。接着对 SCDMA 无线接入系统和远程医疗监护系统分别进行了介绍，提出了基于 SCDMA 无线接入技术的远程医疗监护系统的概念。重点提出了，在现有的 SCDMA 系统上时间中低速数据业务所需要的研究内容及其技术。

第二章，无线远程医疗相关理论基础。讲述了生物医学信号的特性，进而结合生物医学信号特性提出了为什么必须要准确、实时的传输生物医学信号。接着介绍了无线通信系统的相关理论基础，为本论文提出的相关技术提供理论基础。

第三章，提高数据可靠性传输的方案设计。提出了相干解调、干扰抵消、可变扩频因子调制技术，并对这些技术进行了理论分析，然后在基于 SCMDA 原有网络硬件结构不变的基础上提出这些技术算法的具体实现过程，及实现时所需要的相关技术。这是本论文的核心内容之一。

第四章，方案仿真及结果分析。对第三章提出的相干解调、干扰抵消、可变扩频因子调制技术进行了仿真并对仿真结果进行了分析，验证相关技术的效果，这也是本论文的核心内容，是对第三章提出的相关技术的仿真实现。

第五章，系统性能测试分析。对系统实现后采集到的数据进行了详细的分析，并得出最终结论。

第六章，总结和展望。对现已完成工作做出总结，并对实现基于 SCDMA 无线接入技术的远程医疗监护系统的下一步工作工作进行了分析，以及对前景的展望。

第二章 无线远程医疗相关理论基础

2.1 生物医学信号特性

生物医学信号属于强噪声背景下的低频微弱信号，是由复杂的生命体发出的不稳定的自然信号。生物医学信号都属于有限频带信号，在满足采样定理的前提下，数字化的医学信号的主要能量都集中在低频区域，故样本点间具有极强的相关性，表现为信号的连续性特征。

从本质上说，生物系统是非线性的，因此生物医学信号都带有非线性的烙印，非线性的特征具有不稳定性、非平衡性、无序性、不确定性和非一致性，这与常用的线性系统的观点是截然不同的。而且，生物医学信号的许多与疾病诊断有关的特征往往是以一种近乎噪声的不规则性表现出来的。以心电（ECG）信号为例，用人眼观察，它是周期的，但仔细的测量表明，这种周期性每次都有微小的变化，这就是心率变异，近年来对于心率变异性（Heart Rate Variability, HRV）的研究表明貌似噪声的心率变异包含着大量对疾病诊断十分重要的信息。

非平稳性是医学信号的又一个重要特征，表现为不同时段信号表现出不同的特征，某些信号特征只会在某些时刻表现出来，这是由生命体非线性本质以及外界环境各种因素的影响所决定的，例如，在心电 ECG 信号中会出现一些心率失常的现象，它们只在某些时段出现，这是信号非平稳性的典型表现。

正是由于诸如上述生物医学信号的特性，尤其是生物医学信号微弱特性，决定了当我们采取无线技术来传输生物医学信号时，必须要求此类无线系统具有相当的优越性，能够抵抗一定的恶劣无线信道所带来的各种噪声。

在生物医学信号传输过程中，实际上传输的是数字信号，其实，在利用数字通信网络传输各种信号时，无论语音、图像、数据，其信息形式都是“二进制数字”，但是传输不同类型的业务通常由不同的要求。例如，语音业务对传输时延比较敏感，时延超过 100ms，收听者就会有不舒服的感觉；相反在数据网络中，虽然也不希望有时延，但一般时延时数据用户可以接收的。另外语音信号比特差错率达到 10^{-2} 而不会明显的降低业务质量。对于不编码的数据传输而言，可以允许 10^{-6} 的差错率。但是对于像生物医学信号这样的数据传输来说，任何丢失总是不可接受的，因而在数据传输时，通常要采取各种措施来保证数据传输的可靠性。在本论文中，我们就是针对远程医疗中，必须要求的数据传输的可靠性，来研究各种技术的。

2.2 经典无线传播理论

对传播模型的研究，传统上集中于给定范围内平均接收场强的预测，和特定位置附近场强的变化。为了对传播模型有更深入的理解和认识需要建立以下的概念。

2.2.1 自由空间传播

所谓自由空间传播指天线周围为无限大真空时的电波传输，它是理想传播条件。在实际情况下，只要地面上空的大气层是各向同性的均匀介质，其相对介电常数 ϵ_r 和相对导磁率 μ_r 都等于 1，传播路径上没有障碍物阻挡，到达天线的地面反射信号场强也可以忽略不计。在这样情况下，电磁波可以视为在自由空间传播。尽管在实际环境中很难找到理想的自由空间，但是在研究移动通信环境电磁波传输问题时，往往以此作为比照。所以，研究电磁波在自由空间的传播有着重要的意义。

虽然电磁波在自由空间里传播不受阻挡，不产生反射、折射、绕射、散射和吸收。但是由于辐射能量的扩散，电磁波经过一段路径传播之后，能量仍会衰减。自由空间传播损耗可以定义为：

$$L_p = \left(\frac{4\pi d}{\lambda}\right)^2 \quad (2.1)$$

将自由空间的传播损耗以 dB 的形式表示：

$$L_p(\text{dB}) = 32.45 + 20\lg d(\text{km}) + 20\lg f(\text{MHz}) \quad (2.2)$$

其中，d 的单位为 km，频率 f 单位为 MHz。由上式可见自由空间中电磁波传播损耗（亦称衰减）只与工作频率 f 和传播距离 d 有关^[5]。

2.2.2 无线环境传播机理

无线环境传播包括收发天线之间的直射波、反射波、绕射波、透射波和散射波，其中影响最为显著的是直射波、反射波、绕射波和散射波。

直射波一般发生在视距传播条件下。当直射波远离阻挡物时可以认为是自由空间传播，即传播损耗就是自由空间路径损耗。

反射波是电磁波遇到比波长大得多的物体时发生的，比如地面、建筑物墙体表面的反射等。当收发天线之间距离足够远时，地面反射要考虑到地球的曲率影响。当收发天线之间距离很近时，可以忽略地球表面曲率的影响，即可以看作是平坦地面的反射。由于通常情况下，无线通信系统的小区半径在几千米以内，因此不用考虑地球曲率的影响，直接认为地面反射是平坦地面的反射。

绕射波通常是发生在发射机和接收机之间视距路径受到阻挡的情况下。有阻挡面产生的二次波会出现在整个空间中，甚至当发射机与接收机之间不存在视距路径时，在阻挡物的阴影区会绕过阻挡物产生弯曲波。

透射波主要发生在室外向市内传播的情况下，而在室外由于透射传播的信号与其他传播方式相比显得很弱，因此在室外环境不予考虑。

散射波发生在电磁波传播时遇到许多尺寸小于波长的散射体的情况下，主要由于粗糙表面、小散射体或其他不规则物体引起的^[5]。

2.3 无线信道的时变性

信道的时变性或是由移动台和基站间的相对运动引起的,或是由信道路径中物体的运动引起的。多普勒扩展和相干时间是描述小尺度模型信道时变的两个参数。多普勒扩展 B_D 是谱展宽的测量值,这个谱展宽是移动无线信道变化率的一个量度。相干时间 T_C 是多普勒扩展 B_D 在时域中表示,用于在时域描述信道色散的时变特性。多普勒扩展依赖于多普勒频移,下面先简要介绍一下多普勒频移。

2.3.1 多普勒频移

多普勒频移是基站与移动台间的相对运动引起的频率调制。如图 2.1 所示,当移动台以恒定速率 v 在长度为 d , 端点为 X 和 Y 的路径上运动时收到来自远端源 S 发出的信号。无线电波从源 S 出发,在 X 点与 Y 点分别被移动台接收时所走的路径差为 $\Delta l = d \cos \theta = v \Delta t \cos \theta$ 。这里 Δt 是移动台从 X 运动到 Y 所需的时间, θ 是 X 和 Y 处与入射波的夹角。由于源端距离很远,可假设 X 、 Y 处的 θ 是相同的。所以,由路程差造成的接收信号相位变化值为:

$$\Delta \varphi = \frac{2\pi \Delta l}{\lambda} = \frac{2\pi v \Delta t}{\lambda} \cos \theta \quad (2.3)$$

由此可得出频率变化值,即多普勒频移 f_d 为:

$$f_d = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{\Delta \varphi}{\Delta t} = \frac{v}{\lambda} \cdot \cos \theta \quad (2.4)$$

由公式(2.4)可看出,多普勒频移与移动台运动速度及移动台运动方向,与无线电波入射方向之间的夹角有关。若移动台朝向入射波方向运动,则多普勒频移为正(即接收频率上升);若移动台背向入射波方向运动,则多普勒频移为负(即接收频率下降)。移动台运动时,信号经不同方向传播,多径分量造成接收机信号的多普勒扩散,因而增加了信号带宽^[6]。

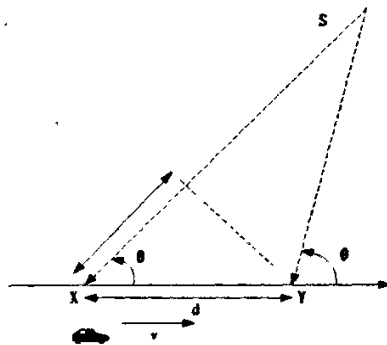


图 2.1 多普勒频移示意图

2.3.2 快衰落与慢衰落

根据发送的基带信号 $S(t)$ 变化速率与信道变化快慢程度的比较,信道可分为快

衰落信道和慢衰落信道。在快衰落信道中，信道冲击响应是在符号周期内变化很快，即信道的相干时间比发送信号的信号周期短。由于多普勒扩展引起频率色散（也称为时间选择性衰落），进而导致信号失真。从频域可看出，信号失真随发送信号带宽的多普勒扩展的增加而加剧。因此，信号经历快衰落的条件是：

$$T_s > T_c \quad (2.5)$$

且

$$B_s > B_D \quad (2.6)$$

其中， T_s 、 B_s 、 T_c 、 B_D 分别是信号的周期、信号带宽、信道相干时间和多普勒扩展。

在慢衰落信道中，信道冲激响应变化率比发送的基带信号 $S(t)$ 变化率低得多，因此可假设在一个或若干个带宽倒数间隔内，信道均为静态信道。在频域中就意味着多普勒扩展比基带信号带宽小的多。所以信号经历慢衰落的条件是：

$$T_s \leq T_c \quad (2.7)$$

且

$$B_s \leq B_D \quad (2.8)$$

由上面的分析可知，移动台的速度（或信道路径中物体的速度）以及基带信号发送速率，决定了信号是经历快衰落还是慢衰落。在后面，我们会利用无线信道时变性的判决理论，进一步分析 SCDMA 系统由本地无线环路系统向无线市话系统过渡过程中信道的时变特征^[6]。

2.4 无线信道的时间色散特性

无线信道的时间色散特性是由于多径的传输引起的，而时间色散又导致发送的信号产生平坦衰落或频率选择性衰落。为了更好的理解无线信道的时间色散特性，就必须对于多径的产生有一个全面的认识。

2.4.1 多径传播

无线系统中，信道中发射的信号与周围环境的相互作用十分复杂，有大物体的反射、电磁波绕物体的绕射和信号散射。这些复杂环境导致了接收机处多个信号分量，即产生了多径（Multipath）。信道中物体的运动引起无线信道的时变。信道中物体的运动主要指两个方面，一方面，终端用户相对于基站的移动；另一方面，信道中的散射体和反射体的位置发生变化。所以说，即使终端用户保持静止，当信道中其他物体运动时，同样会导致系统的多径环境发生时变。因此，考察多径环境是否存在时变性，不能单纯从终端是否保持静止这一角度出发，判决的标准应当考察整个无线信道中物体位置的时变性。这是一个非常重要的判决标准，在下面的分析中会用到这一判决标准。由于信号分量经历多径环境的时变性导致

了多径的强度、传播时间以及传输信号带宽的不同，造成了合成后的接收信号幅值和相位，甚至波形有可能发生很大的变化，引起畸变或衰落^[6]。

2.4.2 时间色散、平坦衰落与频率选择性衰落

时间色散表征的是无线信道中多径的时间散布，可以用时延来描述。当同一信号经过不同路径到达接收机时，由于这些路径长度不同，因此会造成各条路径上的信号具有不同的时延。其中最先抵达和最后抵达信号之间的时间间隔称为时延散布。时延散布使得信道的幅频特性曲线呈梳状分布，在某些频率附近产生严重的衰减，称为频率选择性衰落(Frequency-Selective-Fading)，如图 2.2 所示。定义相干带宽(Coherence Bandwidth)来表示在信道频域响应中保持强相关的两个频率之间的最大间隔。相干带宽与时延散布呈反比，是对信道频率选择性的度量。根据信号带宽与相干带宽之间的关系可以把信道分为频率选择性信道和平衰落(Flat Fading)信道。

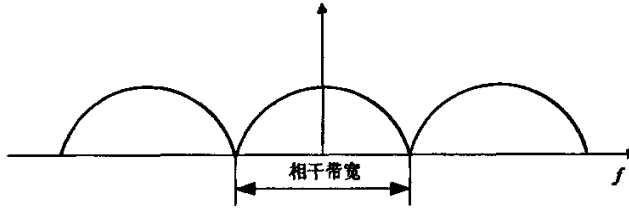


图 2.2 时延散布使信道呈频率选择性

在多径的情况下，接收信号 $X(t)$ 为：

$$X(t) = \sum_{i=1}^L \alpha_i s(t - \tau_i) + n(t) \quad (2.9)$$

其中： α_i 为路径损耗， $s(t - \tau_i)$ 为用户信号， $n(t)$ 为信道噪声， τ_i 为多径时延。

(1) 平衰落信道

如果信号带宽远小于相干带宽，或者，对于数字通信来说，信号的码元宽度远大于多径造成的时延散布时，由于信道在相干带宽以内的幅频响应变化相对平缓，因此信道称为平衰落信道(也称为非频率选择性信道)，如图 2.3 所示。这时各个多径信号是相干信号，并且可以认为不存在码间串扰(ISI)。

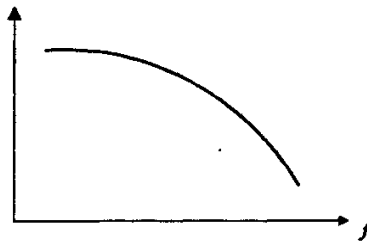


图 2.3 平衰落信道的幅频响应

(2) 频率选择性衰落信道

当信号带宽大于相干带宽，或者时延散布大到与信号的码元宽度可比时，信道将表现出频率选择性衰落，这时的信道称为频率选择性衰落信道。在这类信道中，用户接收信号将存在严重的码间串扰。这时式(2.9)变为：

$$\begin{aligned} X(t) &= \sum_{l=1}^L \alpha_l s(t - \tau_l) + n(t) \\ &= h(t) \otimes s(t) + n(t) \end{aligned} \quad (2.10)$$

可见，用户与基站之间的信道响应可由 $h(t)$ 来表征，有时也将 $h(t)$ 称为空间信道。与平衰落信道不同，信道和信号之间是卷积关系，因此信道具有记忆效应，这是造成码间干扰的直接原因。当同一信道中存在多个用户时，上式变为：

$$X(t) = \sum_{k=1}^L h_k(t) \otimes s_k(t) + n(t) \quad (2.11)$$

在本论文以后的论证中，要消除这种由频率选择性衰落带来的干扰时，将采用干扰抵消技术^[6]。

2.5 移动系统干扰分析

干扰，是指一切进入信道或通信系统对合法信号的正常工作的非期望信号。移动通信系统的干扰是影响无线网络掉话率、接通率等系统指标的重要因素之一。它严重影响了网络的正常运行和用户的通话质量。具体可分类如下。

从频段上可分为上行干扰与下行干扰。上行干扰定义为干扰信号在移动网络上行频段，基站受外界射频干扰源干扰。上行干扰的后果是造成基站覆盖率的降低。物理上看，在无上行干扰的情况下，基站能够接收较远处用户终端信号。当上行干扰出现时，期望的用户终端信号需强于干扰信号，基站才能与用户终端联络，因此用户终端必须离基站更近，因此造成了基站覆盖率的降低。下行干扰是指干扰源所发干扰信号在移动网络下行频段，用户终端接收到干扰信号，无法区分正常基站信号，使用户终端与基站联络中断。由于基站下行信号通常较强，当某一下行频点被干扰时，用户终端能够选择次强频点，与其他基站联络。而 CDMA 本身即自扰系统，因此上行干扰的危害比下行干扰更严重。

从频点上可分为同频干扰与非同频干扰。同频干扰广义上是指干扰源占用的频率恰好与正常信号频率相同，上行下行都存在。但在移动通信网络中，同频干扰特指 GSM 制式中不同基站同一频点的下行信号在同一小区出现，使用户终端无法区分不同的基站，形成干扰。由于 GSM 制式采用多频点复用，相邻小区不会用同一频点。但远处小区功率控制出现问题时，远处小区同频点信号可能干扰到本小区。

从干扰源可分为固定频率干扰、随机宽带干扰、强信号对弱信号的干扰以及互调干扰等。固定频率干扰是指具有固定频率的干扰源工作于移动通信频段。这种干扰频率几乎不变，或小范围抖动，上下行都可能存在；随机宽带干扰，是指具

有宽频带或频率随机变化的干扰源工作于移动通信频段，这种干扰幅度起伏不定，频率随机飘动，主要存在于上行；强信号对弱信号的干扰，是指合法的信号占用合法的频率，由于功率过强，造成邻近频段接收设备阻塞。或由于强信号杂散辐射过宽，造成对邻接频段的干扰；互调干扰，是由于外部一个或多个无线信号源由馈缆进入接收装置的非线性放大器产生的。

从通信系统来分可以分为移动通信系统内部干扰和移动通信系统外部干扰。

(1) 移动通信系统内部频率的干扰在 2G 系统中为提高频率利用率采用了频率复用方式。这虽然增加了系统的容量，但同时也增加了系统的干扰程度。这些干扰主要包括同频干扰、邻频干扰和互调干扰。同频干扰，所谓同频干扰，即指无用信号的载频与有用信号的载频相同，并对接收同频有用信号的接收机造成的干扰。现在一般采用频率复用的技术以提高频谱效率。当小区不断分裂使基站服务区不断缩小，同频复用系数增加时，大量的同频干扰将取代人为噪声和其它干扰，成为对小区制的主要约束。这时移动无线电环境将由噪声受限环境变为干扰受限环境。当同频干扰的载波干扰比 C/I 小于某个特定值时，就会直接影响到用户终端的通话质量，严重的就会产生掉话或使手机用户无法建立正常的呼叫；邻频干扰，所谓邻频干扰，即指干扰台邻频道功率落入接收机通带内造成的干扰。由于频率规划原因造成的邻近小区中存在与本小区工作信道相邻的信道或由于某种原因致使基站小区的覆盖范围比设计要求范围大，均会引起邻频道干扰。当邻频信道的载波干扰比 C/I 小于某个特定值时，就会直接影响到手机的通话质量，严重的就会产生掉话或使手机用户无法建立正常的呼叫；互调干扰。当两个以上不同频率信号作用于非线性电路时，将互相调制，产生新频率信号输出，如果该频率正好落在接收机工作信道带宽内，则构成对该接收机的干扰，我们称这种干扰为互调干扰。互调干扰主要是指模拟共站的基站，由于模拟基站发射机的影响，而对数字基站产生的干扰。这种干扰的直接后果是时隙不能使用，造成基站资源的浪费，也会产生掉话。

(2) 外来电波的强烈干扰由于移动通信是靠空中电波传播的，当空中某些电波对正在使用的电波产生的干扰达到一定程度时，会使信号噪声比下降到标准值以下(影响通话质量)，这时手机将自动关闭，便出现掉话。这些干扰电波来源非常复杂，是多方面的，例如工业干扰、电源火花干扰和其它的邻近电波干扰等，这些干扰是很难完全避免的。移动通信系统中无线电波传播的特性，决定了其在通信过程中必然受到外界多种因素的影响，因此，外来电波的干扰是造成移动通信系统干扰的主要原因之一。

目前的多址接入技术主要有 TDMA, FDMA, CDMA 三种，其接入方式如图 2.4 所示。从图中可以看出，在 TDMA 多址接入方式下，每个用户占用不同的时间段，为了避免用户之间的干扰，各个用户占用的不同时间段之间加入保护时间来降低干扰。在 FDMA 多址接入方式下，各个用户分配不同的频段，各用户的频段之间

加入保护频段抑制用户之间的邻频干扰。而在 CDMA 系统中，接入的用户在时域和频域重叠，用户之间依靠波形(也就是码字)来区分^[5]。

对于上述的三种多址方式，考虑到频率资源的分配，系统内的同频干扰都是系统中的主要干扰之一，在 TDMA 和 FDMA 系统中，通过时隙分配和设置不同的频率复用系数，能够有效降低同频干扰，但其代价就是降低频谱利用率。而在 CDMA 系统中，为了提高系统的频谱利用率，组网时 CDMA 系统的频率复用系数常设为 1，也就是所有的小区都工作于同一频率。因此，采用同频组网的 CDMA 系统中的干扰主要考虑同频干扰，本论文里所用的干扰抵消方案消除也就是同频干扰。

在 SCDMA 系统里，同一小区使用相同的频率，小区内产生同频干扰又可细分为多址干扰和符号间干扰。

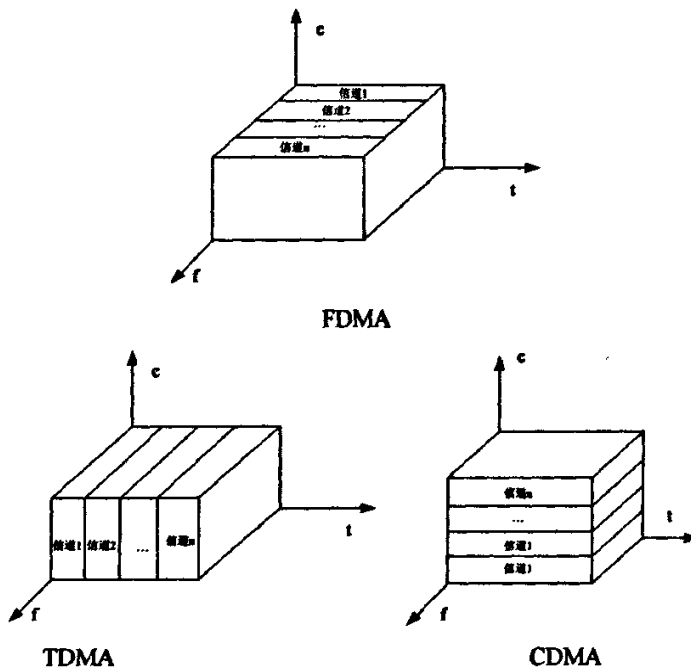


图 2.4 FDMA、TDMA、CDMA 多址接入方式示意图

2.5.1 多址干扰

在 CDMA 系统中多个接入用户使用相同的频率传输信号，系统通过波形来区分用户，为简单起见，以同步信道为例进行分析，系统的接收数学模型如式 (2.12) 所示：

$$s_k(t) = \sqrt{P_k} b_k(j) f_k(t - jT) \quad t \in [jT, (j+1)T] \quad (2.12)$$

其中： P_k 是第 k 个用户的功率， $b_k(j)$ 是第 k 个用户的字符序列， T 是字符周期为， $f_k(t)$ 是第 k 个用户的特征波形。

接收到的信号：

$$\begin{aligned}
r(t) &= \sum_{k=1}^K s_k(t) + n \\
&= \sum_{k=1}^K \sqrt{P_k} b_k(j) f_k(t - jT) + n \quad t \in [jT, (j+1)T]
\end{aligned} \tag{2.13}$$

假定接收时刻与发送时刻理想同步，对接收到的第 j 个字符周期的连续信号按照码片速率进行采样，得到离散的接收信号：

$$r(n) = \sum_{k=1}^K \sqrt{P_k} b_k f_k(n) + n(n) \quad n \in [1, Q] \tag{2.14}$$

其中： T_c 是码片周期， $Q=T/T_c$ 是扩频系数。

对第 k 个用户进行匹配滤波接收，则有：

$$y_k = \sum_{n=1}^Q f_k^*(n) r(n) = \sqrt{P_k} b_k + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^K \sqrt{P_j} b_j \rho_{kj} + n_1 \tag{2.15}$$

$$\text{其中：} \rho_{kj} = \sum_{n=1}^N f_k^*(n) f_j(n), \quad \rho_{kk} = 1, \quad n_1 = \sum_{n=1}^N f_k^*(n) n(n).$$

由式(2.15)可知，等式右边第一项为接入用户 k 的发送信息，第二项为其他用户的干扰，也就是小区内的多址干扰 (MAI)，第三项是背景噪声的干扰。假设用户 k 为期望接收用户，则其他用户相对于期望用户来说就是干扰信号。

由式(2.15)可以看出，如果小区内各个接入用户完全同步并且各个用户采用的波形理想正交，也就是 $\rho_{kj} = 0, k \neq i$ ，则等式右边第二项所表示的多址干扰为零，这时其他用户对期望用户的接收没有影响。但是实际传播环境由于受移动台的移动性以及各种复杂的地物、地形等影响，实际的传播信道具有多径的特点，因此，各个用户很难达到完全理想的同步，故在 CDMA 系统，各接入用户的波形码之间不能达到完全的正交，接入用户的信号之间存在一定的相关性，而这就导致了多址干扰，并且信道环境的恶化会加大多址干扰的影响。由式(2.15)可知随着接入用户数量和发射功率的增加，多址干扰也会加大^[5]。

在 CDMA 系统中，为了抑制和消除 MAI 通常采用以下几种方法：

(1) 采用 OVSF 码作用户波形码。OVSF 在同步时完全正交，但在异步和多径传播时互相关性较差，结合系统采用的扰码，能够进一步提高用户波形码正交性能；

(2) 采用上行同步技术，这样使得用户到达基站的时间尽可能同步，能够较好的保持正交性，抑制用户间的 MAI；

(3) 采用 Chip 级均衡技术。由于小区内各个接入用户的配置信息基站已知，故利用这些已知的相关信息，对接收信号进行处理，能够有效消除 MAI。本论文提出的干扰抵消正是采用这样的技术来达到目的的。

2.5.2 符号间干扰

无线电波在自然空间传播时，在传输路径中会受到不同地形地物的影响，产生绕射、散射和反射等现象，这样从发送端到接收端除了直射路径，还有多条不同的其它路径，导致传输特性有剧烈变化。通常所接收到的信号是直射波和各种绕射波、散射波和反射波的叠加，这样造成接收电波强度起伏不定，而且在同一时刻接收机接收到经过不同路径和时延到达的同一用户信号，这样同一用户信号的不同码片之间就会有交错叠加干扰，这就形成了符号间干扰(ISI: Inter Symbol Interference)。

假定用户 k 的传播特性如式 (2.16) 所示:

$$h_k(t) = \sum_{l=0}^{L(k)-1} \alpha_l(k) \delta(t - \tau_l(k)) \quad (2.16)$$

其中，令 $\tau_0(k) = 0 \leq \tau_1(k) \leq \dots \leq \tau_{L(k)-1}(k)$

发送信号为:

$$s_k(t) = \sqrt{P_k} b_k(j) f_k(t - jT) \quad t \in [jT, (j+1)T] \quad (2.17)$$

则总的接收信号为:

$$\begin{aligned} r(t) &= \sum_{k=1}^K s_k(t) * h_k(t) + n(t) \\ &= \sum_{k=1}^K \sum_{l=0}^{L(k)-1} \alpha_l(k) b_k(t - \tau_l(k)) f_k(t - \tau_l(k)) + n(t) \end{aligned} \quad (2.18)$$

对用户 k 进行解扩滤波得:

$$\begin{aligned} y_k &= \int_{jT}^{(j+1)T} r(t) f_k^*(t) dt \\ &= \alpha_0(k) b_k(j) + \sum_{l=1}^{L(k)-1} \alpha_l(k) b_k(j-1) \int_{jT}^{(j+1)T} f_k(t - \tau_l) f_k^*(t) dt \\ &\quad + \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq k}}^K \sum_{l=0}^{L(m)-1} \alpha_l(m) \int_{jT}^{(j+1)T} b_m(t - \tau_l) f_m(t - \tau_l) f_k^*(t) dt + n(t) \end{aligned} \quad (2.19)$$

等式右端第一项为期望用户当前时刻的发送信息符号，第二项是期望用户的符号间干扰，符号间干扰的大小与用户的多径时延和发射功率有关，时延越大、功率越大，对接收的影响越大^[5]。

2.6 SCDMA 信道分析

SCDMA 系统所用频段为 1800MHz，当用户的移动速度小于 60 公里/小时，多普勒散布小于 100Hz，即信道的相干时宽大于 10ms，所以可以认为在此条件下，TDD 在一个周期内信道响应是时不变的，时延散布一般小于 0.1 微秒，对应的相干带宽大于 10MHz，当时延散布在 1~2 微秒时，对应的相干带宽为 0.5~1MHz，

当时延散布大于 2 微秒时，对应的相干带宽小于 0.5MHz。SCDMA 系统带宽为 420KHz，在这种情况下，信道为典型的平衰落信道。当用户的移动速度大于 60 公里/小时，由于，相干时宽小于 10ms，信号发生了码间干扰，需要考虑频率选择性衰落问题。

针对平衰落信道信道，我们提出了 QPSK 调制技术；针对频率选择性衰落信道，我们提出了干扰抵消技术；针对在克服以上衰落时，如何进一步提高数据传输速率，我们提出了 OFDM 方案技术。

第三章 提高数据可靠性传输的方案设计

3.1 相干解调方案

目前 SC-DMA 系统采用的是 DQPSK (差分相移键控) 调制方式。如果用 QPSK (正交相移键控) 相干解调, 可以从中得到解调增益。

3.1.1 QPSK 扩频调制模型

QPSK, 即正交相移键控, 又称四相相移键控, 它有四种相位状态, 各对应于四种数据状态 00, 01, 10, 11, 如图 3.1 所示。

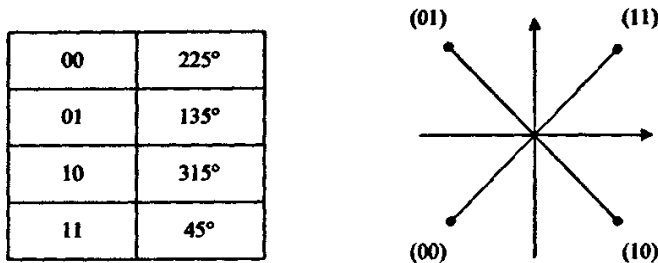


图 3.1 QPSK 相位状态图

QPSK 扩频调制可以等效为两个相互正交的 BPSK 扩频调制之和。当输入脉冲宽度为 T_b 的数据信号经过奇偶分离后, 分为两个之路, 一路为奇数码元, 一路为偶数码元。每个支路再按 BPSK 扩频调制的方法进行调制。两条支路的载波相位相互正交, 相差 $\frac{\pi}{2}$ 。因此, 调制后一路称为同相支路, 即 I 支路; 另一路称为正交支路, 即 Q 支路。将正交调制后的 I、Q 支路信号再进行扩频调制后合并相加, 就得到 QPSK 扩频调制信号, 其原理如图 3.2 所示。

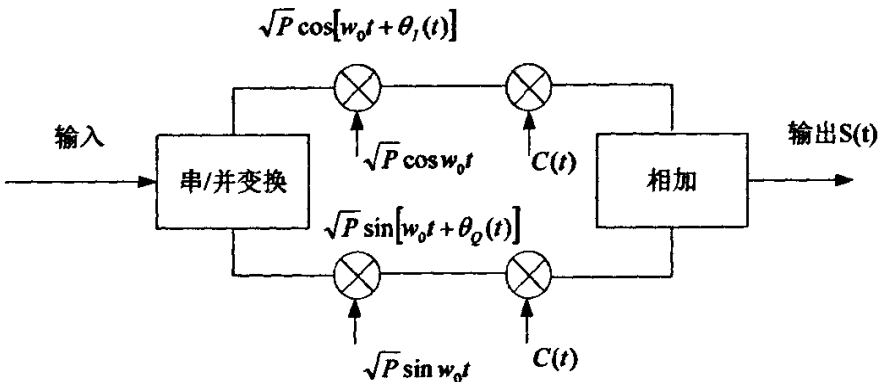


图 3.2 QPSK 信号扩频调制框图

QPSK 扩频信号 $S(t)$ 表示为:

$$\begin{aligned}
 S(t) &= \sqrt{P}C(t)\cos[w_0t + \theta_I(t)] + \sqrt{P}C(t)\sin[w_0t + \theta_Q(t)] \\
 &= a(t) + b(t)
 \end{aligned}
 \tag{3.1}$$

式中,

\sqrt{P} 为信号的平均发射功率;

$C(t)$ 为用户的扩频码;

$\theta_I(t)$ 代表奇路信号的输入数据;

$\theta_Q(t)$ 代表偶路信号的输入数据;

$a(t) = \sqrt{P}C(t)\cos[w_0t + \theta_I(t)]$ 为同相支路的 BPSK 扩频调制信号;

$b(t) = \sqrt{P}C(t)\sin[w_0t + \theta_Q(t)]$ 为正交支路的 BPSK 扩频调制信号。

由于四相绝对移相调制可以看作两个正交的二相绝对移相调制的合成, 故两者的功率谱密度分布相同。假设输入二进制序列为 $\{a_n\}$, 则 $S(t)$ 可进一步表示为^[4]:

$$\begin{aligned}
 S(t) &= \sqrt{P}C(t)\cos(w_0t + \theta_x) \\
 &= \begin{cases} \sqrt{P}C(t)A\cos(w_0t + \frac{\pi}{4}) & a_n a_{n-1} = 11 \\ \sqrt{P}C(t)A\cos(w_0t + \frac{3\pi}{4}) & a_n a_{n-1} = 01 \\ \sqrt{P}C(t)A\cos(w_0t + \frac{7\pi}{4}) & a_n a_{n-1} = 10 \\ \sqrt{P}C(t)A\cos(w_0t + \frac{5\pi}{4}) & a_n a_{n-1} = 00 \end{cases}
 \end{aligned}
 \tag{3.2}$$

3.1.2 QPSK 相干扩频解扩解调模型

通信系统的接收机性能关系到一个通信系统能否建立以及能否有好的通信质量的关键所在, 当在接收机里采用 QPSK 相干扩频调制方案时, 其扩频解扩解调模型如图 3.3 所示。

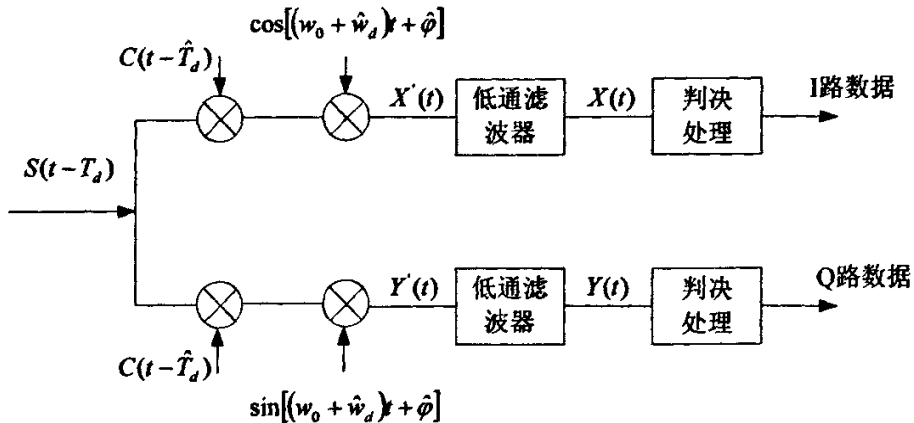


图 3.3 QPSK 信号解调框图

从发射机发射的扩频信号经过传输媒质传播到接收端时，除了信号幅度要被衰减外，信号的载频、相位、时延等均将有一个随机漂移，并且还受到诸如多径效应、工业电流、人为干扰、人为干扰、其它电磁信号及各类噪声等的干扰，为了讨论方便，此处暂不考虑干扰信号，那么进入接收机的扩频信号可由式(3.3)表示：

$$S(t-T_d) = \sqrt{P}C(t-T_d)\cos[(w_0 + w_d)t + \theta_k(t-T_d) + \varphi_d] \quad (3.3)$$

式中，

T_d 为从发射机到接收机的时延；

w_d 为信号载频的多普勒频移；

$\theta_k(t-T_d)$ 为载有信息的信号相位；

φ_d 为信号经过信道时引入的随机相位。

$S(t-T_d)$ 进入接收机后，分别与本地扩频信号 $C(t-\hat{T}_d)\cos[(w_0 + \hat{w}_d)t + \hat{\varphi}_d]$ 和 $C(t-\hat{T}_d)\sin[(w_0 + \hat{w}_d)t + \hat{\varphi}_d]$ 相乘，然后再经过滤波、判决等处理，得到奇偶两路信号。经过低通滤波器前两路信号为：

$$X'(t) = \sqrt{P}C(t-T_d)\cos[(w_0 + w_d)t + \theta_k(t-T_d) + \varphi_d] \cdot C(t-\hat{T}_d)\cos[(w_0 + \hat{w}_d)t + \hat{\varphi}_d] \quad (3.4)$$

$$Y'(t) = \sqrt{P}C(t-T_d)\cos[(w_0 + w_d)t + \theta_k(t-T_d) + \varphi_d] \cdot C(t-\hat{T}_d)\sin[(w_0 + \hat{w}_d)t + \hat{\varphi}_d] \quad (3.5)$$

式中，

\hat{T}_d 本地扩频信号时延；

\hat{w}_d 本地扩频信号频率波动；

$\hat{\varphi}_d$ 本地扩频信号相位波动。

\hat{T}_d 、 \hat{w}_d 、 $\hat{\varphi}_d$ 是由接收机对输入扩频信号的同步跟踪得到的。

对式(3.4)、(3.5)应用三角函数变换，再经过低通滤波器滤波后，可表示为：

$$X(t) = \frac{1}{2}\sqrt{P}C(t-T_d)C(t-\hat{T}_d)\cos[(w_d - \hat{w}_d)t + \theta_k(t-T_d) + \varphi_d - \hat{\varphi}_d] \quad (3.6)$$

$$Y(t) = \frac{1}{2}\sqrt{P}C(t-T_d)C(t-\hat{T}_d)\sin[(\hat{w}_d - w_d)t - \theta_k(t-T_d) + \hat{\varphi}_d - \varphi_d] \quad (3.7)$$

由于扩频码 $C(t)$ 为正交 walsh 码，具有良好的自相关特性，并假设接收机已经建立同步后，接收机已经在时延、相位、频率上与收到的信号同步了，此时有：

$$T_d = \hat{T}_d, w_d = \hat{w}_d, \varphi_d = \hat{\varphi}_d \quad (3.8)$$

则接收信号 $X(t)$ 、 $Y(t)$ 可进一步表示为：

$$\begin{aligned}
 X(t) &= \frac{1}{2} \sqrt{PC} (t - T_d) C(t - \hat{T}_d) \cos[(\omega_d - \hat{\omega}_d)t + \theta_k(t - T_d) + \varphi_d - \hat{\varphi}_d] \\
 &= \frac{1}{2} \sqrt{P} \cos(\theta_k(t - T_d))
 \end{aligned}
 \tag{3.9}$$

$$\begin{aligned}
 Y(t) &= \frac{1}{2} \sqrt{PC} (t - T_d) C(t - \hat{T}_d) \sin[(\hat{\omega}_d - \omega_d)t - \theta_k(t - T_d) + \hat{\varphi}_d - \varphi_d] \\
 &= -\frac{1}{2} \sqrt{P} \sin(\theta_k(t - T_d))
 \end{aligned}
 \tag{3.10}$$

从而可以根据相位约定规则，可制定判决规则如下：

$$\begin{cases}
 -\frac{\pi}{2} < X(t) < \frac{\pi}{2} & \text{判为1} \\
 \frac{\pi}{2} < X(t) < \frac{3\pi}{2} & \text{判为0} \\
 0 < Y(t) < \pi & \text{判为1} \\
 \pi < Y(t) < \frac{4\pi}{2} & \text{判为0}
 \end{cases}
 \tag{3.11}$$

获得结果后，再经过并/串变换后，即可恢复所传输的数据^[4]。

3.1.3 PSK 相干解调和 DPSK 抗噪声性能比较

为了数学模型推算方便，用 PSK 和 DPSK 来做两者之间的性能比较，这与 QPSK 和 DQPSK 之间的比较其实是一样的。

无论是绝对移相信号还是相对移相信号，但从信号波形上看，无非是一对倒相信号的序列。因此，在研究移相键控系统的性能时，我们仍可把发送端发出的信号假设为：

$$S_T(t) = \begin{cases} u_{1T}(t) & \text{发送“1”时} \\ u_{0T}(t) = -u_{1T}(t) & \text{发送“0”时} \end{cases}
 \tag{3.12}$$

其中，

$$u_{1T}(t) = \begin{cases} A \cos \omega_c t & 0 < t < T_s \\ 0 & \text{其它} \end{cases}
 \tag{3.13}$$

当 $S_T(t)$ 代表绝对移相信号时，上式“1”及“0”便是原始数字信号（绝对码）。当 $S_T(t)$ 代表相对移相信号时，上式“1”及“0”并非原始数字信息，而是绝对码变换成相对码后的“1”及“0”。

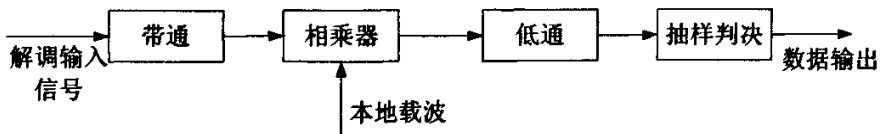


图 3.4 PSK 相干解调框图

对式(3.12)给出的移相信号，通常可采用相干解调法进行解调，其简化的接

收系统如图 3.4 所示, 并假设判决门限值为 0 电平。

从图 3.4 可以看出, 在一个信号码元的持续时间内, 低通滤波器的输出波形可表示为:

$$S_T(t) = \begin{cases} a+n_c(t) & \text{发送“1”时} \\ -a+n_c(t) & \text{发送“0”时} \end{cases} \quad (3.14)$$

从式(3.14)可以看出, 当发送“1”时, 只要由于噪声 $n_c(t)$ 叠加结果使 $x(t)$ 在抽样判决时刻变为小于 0 的值使, 才发生将“1”判为“0”的错误, 于是将“1”判为“0”的错误概率 P_{e1} 为:

$$P_{e1} = P(x < 0, \text{发送“1”时}) \quad (3.15)$$

同理, 将“0”判为“1”的错误概率 P_{e2} 为:

$$P_{e2} = P(x > 0, \text{发送“0”时}) \quad (3.16)$$

因为此时 $P_{e1} = P_{e2}$, 故只需求得其中之一。我们来考察 P_{e1} 。由于这时的 x 时均值为 a 、方差为 σ_n^2 的正态随即变量, 因此:

$$P_{e1} = \int_{-\infty}^0 \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_n}} e^{-(x-a)^2/2\sigma_n^2} dx = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{r}) \quad (3.17)$$

其中,

$$r = a^2/2\sigma_n^2 \quad (3.18)$$

因为 $P_{e1} = P_{e2}$, 故 PSK 信号采用相干解调时的误码率为:

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{r}) \quad (3.19)$$

现在来分析 DPSK 差分检测系统的误码率, 其简化的接收系统如图 3.5 所示, 假设在一个码元时间内发送的是“1”, 且令前一个码元也为“1”(也可一令其为“0”), 则在差分检测系统里加到相乘器的两路波形可分别表示为:

$$y_1(t) = [a+n_{1c}(t)]\cos\omega_c t - n_{1s}(t)\sin\omega_c t \quad (3.20)$$

$$y_2(t) = [a+n_{2c}(t)]\cos\omega_c t - n_{2s}(t)\sin\omega_c t \quad (3.21)$$

其中, $y_1(t)$ 为无延迟支路的输入波形;

$y_2(t)$ 为有延迟支路的输入波形, 也就是前一码元经延迟后的波形;

$n_{1c}(t)\cos\omega_c t - n_{1s}(t)\sin\omega_c t$ 为无延迟支路的窄带高斯过程;

$n_{2c}(t)\cos\omega_c t - n_{2s}(t)\sin\omega_c t$ 为有延迟支路的窄带高斯过程。

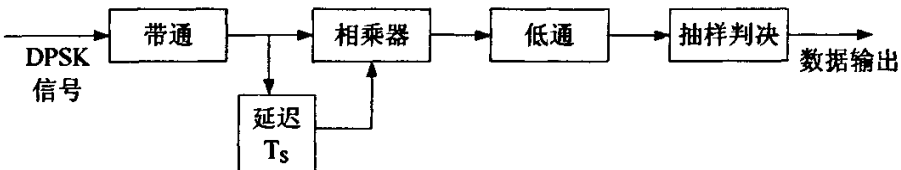


图 3.5 DPSK 相干解调框图

相乘后的信号再经过低通滤波后，其输出信号为：

$$x(t) = \frac{1}{2} \{ [a + n_{1c}(t)][a + n_{2c}(t)] + n_{1s}(t)n_{2s}(t) \} \quad (3.22)$$

这个波形经过判决后可以按如下规则进行判决：

当发送“1”时，如果 $x > 0$ 则为正确判决，但是当 $x < 0$ 则为错误判决，同理，当发送“0”时，如果 $x > 0$ 则为错误判决，但是当 $x < 0$ 则为正确判决。

所以，将“1”错误判决为“0”的概率 P_{e1} 为：

$$\begin{aligned} P_{e1} &= P\{[(a + n_{1c})(a + n_{2c}) + n_{1s}n_{2s}] < 0\} \\ &= P\{(2a + n_{1c} + n_{2c})^2 + (n_{1s} + n_{2s})^2 - (n_{1c} - n_{2c})^2 - (n_{1s} + n_{2s})^2 < 0\} \end{aligned} \quad (3.23)$$

设

$$R_1 = \sqrt{(2a + n_{1c} + n_{2c})^2 + (n_{1s} + n_{2s})^2}$$

$$R_2 = \sqrt{(n_{1c} - n_{2c})^2 + (n_{1s} + n_{2s})^2}$$

则式(3.23)变为：

$$P_{e1} = P(R_1 < R_2) \quad (3.24)$$

因为 n_{1c} 、 n_{2c} 、 n_{1s} 、 n_{2s} 是相互独立的正态随机变量，故由通信原理知识，可知 R_1 服从广义瑞利分布，而 R_2 服从瑞利分布。他们的概率密度分别为^[4]：

$$f(R_1) = \frac{R_1}{2\sigma_n^2} I_0\left(\frac{aR_1}{\sigma_n^2}\right) e^{-(R_1^2 + 4a^2)/4\sigma_n^2} \quad (3.25)$$

$$f(R_2) = \frac{R_2}{2\sigma_n^2} e^{-R_2^2/4\sigma_n^2} \quad (3.26)$$

将式(3.25)、(3.26)用于式(3.24)，则可得：

$$\begin{aligned} P_{e1} &= \int_0^\infty f(R_1) \left[\int_{R_1}^\infty f(R_2) dR_2 \right] dR_1 \\ &= \int_0^\infty \frac{R_1}{2\sigma_n^2} I_0\left(\frac{aR_1}{\sigma_n^2}\right) e^{-(2R_1^2 + 4a^2)/4\sigma_n^2} dR_1 \end{aligned} \quad (3.27)$$

求解式(3.27)可得结果为：

$$P_{e1} = \frac{1}{2} e^{-r} \quad (3.28)$$

其中： $r = a^2 / 2\sigma_n^2$ 。

最后我们比较 PSK 相干解调和 DPSK 抗噪声性能，由以上理论分析可知 PSK 误码率为 $P_e = \frac{1}{2} \text{erfc}(\sqrt{r})$ ，而 DPSK 误码率为 $P_{e1} = \frac{1}{2} e^{-r}$ ，从公式可以得出，在同样的信噪比的情况下， $P_e < P_{e1}$ 。这就说明 PSK 相干解调的性能优越于 DPSK，本文正是在这种情况下，选择 PSK 相干解调的，但是 PSK 相干解调要求严格的同步，就是说必须得到本地载波，这个严格的条件在后续文章的介绍中，会给出说明。

3.1.4 QPSK 相干解调方案技术分析

采用绝对移相方式时，由于发送端是以某一个相位作为基准的，因而在接收系统中也必须有这样一个固定基准相位作为参考。如果这个参考相位发生变化，这里我们以 2PSK 及 2QPSK 来说明，即 0 相位变 π 相位或 π 相位变 0 相位，则恢复的数字信息就会发生 0 变为 1 或 1 变为 0，从而造成错误的恢复。考虑到实际通信时参考基准相位的随机跳变是可能的，而且在通信过程中不易被发现，比如，由于某种突然的骚动，系统中的分频器可能发生状态的转移、锁相环路的稳定状态也可能发生转移等等。这样采用 2PSK 方式就会在接收端发生错误的恢复。这种现象，就是所谓的“倒 π ”现象或“反向工作”现象。所以，实际中一般不采用绝对移相方式，而采用差分移相方式 (2DPSK)。但是我们考虑到 2PSK 的抗噪声性能要比 2DPSK 的抗噪声性能高 3dB 左右，前提条件是假设参考相位能准确的恢复。所以我们考虑加入导频的方法来比较准确的恢复参考相位。利用 QPSK 相干解调来实现系统性能的提高，涉及到诸多技术要求。

(1) 插入导频技术

导频信息是基站或终端连续发射直接已知序列扩频信号，它使得终端能够获得前向码分多址信道时限，提供相关解调相位参考。

导频信息传送的是带有确知信息的导频序列，不仅可以用于系统定时、载波提取以及越区切换等，而且可以对多径信号的幅度和相位信息进行估计，从而使得多径分集和相干接收成为可能。为了保证信道参数估计的准确性，导频信息的发射功率通常高于用户业务信道，导频信息的接收相对来说，就比较精确。因此在扩频通信系统中，有效地利用导频信息是进一步改善系统性能和提高系统容量的重要途径。

在本系统中的导频序列，即是在物理结构帧里为 SYNC 部分，数量非常的少，只有 4 个 Symbole，所以我们考虑加入更多的导频序列。另外，为了使接收端能正确的恢复信码，必须使接收端接收的信号与发送端同步，这个初始同步在系统里，我们使用 PN 码来实现，由于 PN 具有良好的自相关性，能比较好的实现初始同步。理论上，当实现了同步后，能比较准确的恢复信码，但是实际中，由于信道里各种噪声的存在，对通信造成严重的危害，使得载波频率、相位发生偏移，导致信码恢复时，产生错误的判决。如果能在发射信号里加入一些参考信号，以这些参考信号来恢复由于信道噪声等的影响而造成的载波频率、相位的偏移，我们就能很好的恢复信码了。在本系统里，必须利用导频信息来恢复载波，可是在目前的物理结构帧里，导频部分只有 4 个 Symbole，所以我们在每帧的数据载荷部分相隔一定距离插入已知导频信息 (11) 来构成完整的一帧后，再发送，这样接收信号就可以根据这些已知的位置的信息来比较准确的恢复载波信息。在 SCDMA 系统里，采用 DPSK 调制技术时，本身就在物理帧结构里留有一个符号的位置 (REF)，

用来作为 DPSK 的参考相位，是采用前后码元的相位差来恢复信码的。

(2) 打孔以及两码道捆绑技术

在物理信道帧结构确定的情况下，由于资源非常紧张，如果再在这非常紧张的资源中插入一定数量的导频的话，很明显传输数据速率会降低，所以我们在 QPSK 相干解调方案中采用码道分集技术，码道分集技术就是用两个码道的资源为一个用户占用，当两个码道用来传输同样的消息时，我们习惯上称其为码道分集；当两个码道用来传不同的消息时，我们就称其为码道捆绑，那么如果我们采用两码道捆绑技术的话，这样就有两个码道的资源为一个用户占用了，插入导频不会降低数据传输的速率。然而要在这两个码道的资源里加入导频，就必须留出一些空码元位置为导频信息占用，这样我们就必须在这些传输的信息里进行打孔，来留出一定数量的空码元位置，以配合插入导频的需要。根据经验值，加入导频数量必须为总体符号数的 10%-20% 才能满足相干解调的需要。所以分别考虑在下行帧中加入 10、7、6 个导频。为适应不同的导频插入方式，需要对编码后的数据打不同数目的孔，打孔的原则是打孔位置越分散越好。

(3) 卷积编码技术

在数据发送端被传输的信息序列上附加一些监督码元，这些多余的码元与信息序列之间以某种确定的规则相互约束，在接收端则按照既定的规则检查信息码元与监督码元的关系。一旦传输过程中发生错误，则信息码元与监督码元之间的关系将受到破坏，从而发现错误，甚至纠正错误，这便是差错控制编码基本原理。

仙农编码第二定理以证明，既要效率高，即可以用任意接近信道容量 C 的传输效率 R 来传输，又要抗干扰能力强，即传输差错率可以任意小的编码方法是存在的。但从实用角度看，由于它只给出存在性而未给出构造性方法，因此是不能令人满意的。在实际中至少存在三方面的问题：首先是难找理论上存在这种“好码”；其次是难分析，即对具体给定的某一个码是好是坏，难以分析；第三是难实现，即使已知是好码，由于它很长，如何编码如何译码都很困难。因此工程中，我们都是从可构造性来考虑的，其次才是性能指标的优化。基于这一思路，本论文优先考虑工程中常用的卷积码。

由于在所传输的数据信息中进行了打孔，必然对原始的数据造成了一定的损失，进而使所传输的数据出现错误。所以我们在打孔之前，进行某种编码来尽可能的降低这种损失，无疑卷积编码就是一种不错的选择。

卷积码是一种纠错能力很强的编码方法，而 Viterbi 译码做为最常用和经典的极大似然译码方法之一，同卷积编码一起已被广泛应用于各种通信系统中。

卷积码编码器在任何一段规定的时间内产的 n 个码元，不仅取决于这段时间中的 k 个信息为，而且还取决于前 $N-1$ 段规定时间内的信息位。这时，监督位监督着这 N 段时间内的信息。这 N 段时间内的码元数目 nN 称为卷积码的约束长度，通常将卷积码记为 (n, k, N) 。同样，在卷积码译码过程中，不仅从此时刻收到的

码组中提取译码信息，而且还要利用以前或以后各时刻收到的码组中提取有关信息。 k/n 为编码速率，简称码率，是衡量卷积码编码效率的重要参数。卷积码的纠错能力随 N 的增大而增大，差错率随 N 的增加而下降。

虽然卷积码把 k 个信息比特输入编成 n 个信息比特输出，但当 k 和 n 都很小时，延时小，特别适于以串行形式传输信息。卷积码至今尚未找到严密的数学手段，把纠错性能与码的结构十分有规律地联系起来，但可以通过仿真和现场数据采集的手段来验证这种编码方式的优越性。卷积码的译码方式有 3 种：Viterbi 译码、序列译码和门限译码。其中 Viterbi 译码性能最佳，得到广泛应用，但实现复杂度最高。

Viterbi 译码算法由 Viterbi 在 1967 年提出，它的实质是最大似然译码，但它利用了编码格状图的特殊结构，降低了计算的复杂性。Viterbi 译码算法考虑的是如何去掉不可能成为最大似然选择对象的格状图上的路径，即如果有两条路径到达同一路径，则具有最佳度量的路径被选中，称为幸存路径(surviving path)。对所有状态都进行这样的选路操作，译码器不断在格状图上深入，通过去除可能性最小的路径实现判决。较早地抛弃不可能的路径从而降低了译码器上实现的复杂度。也就是说，选择最优路径可以表述为选择具有最大似然度量的码字。

Viterbi 算法利用卷积编码器的格状图来计算路径度量。首先给格状图中的每个状态(结点)指定一个部分路径度量值。这个部分路径度量值由从起始时刻 $t=0$ 的 S_0 状态到当前各个时刻的 S_t 状态决定。在每个状态，按照度量值比较约定，选择到达该状态的具有“最好”部分路径度量的分支，而将其他达到该状态的分支从格状图上删除。Viterbi 算法得到的最终幸存路径在格形状图中是唯一的，也就是最大似然路径。沿着最大似然路径，从终止时刻回溯到开始时刻，所走过的路径对应的编码输出就是最大似然译码输出序列。

Viterbi 译码有硬判决译码和软判决译码两种方式。硬判决译码时，解调器提供给译码器作为译码输入的每个码元只有 1 比特，取 0 或 1，这种判决结果会损失掉接收信号中所包含的有用信息。为充分利用接收信号中的信息，使译码器能以更大的正确概率判决所发的码字，可以把解调器输出的抽样电压进行量化。则输出供给译码器的值就不止两个，而是多个，或者输出供给译码器的是直接未量化的模拟电压，这就称为软判决译码。理想的软判决情况下，信道接收值直接做为译码器的输入。实际上，我们可以将硬判决译码看做软判决译码的特殊情况，即采用了 1 比特量化，而软判决采用的是多比特量化。实现软判决 Viterbi 译码与实现硬判决 Viterbi 译码算法的区别实际上是利用欧几里德距离度量代替硬判决时的汉明距离度量。由于软判决译码要利用到每个码元的可信信息，因此软判决译码器要比硬判决译码器复杂，代价是译码器所需的存储器容量加大。

对于约束长度为 N 的 $1/2$ 卷积编码，共有 $2^{(N-1)}$ 种可能的状态。每输入 1 个 bit，原状态值右移一位，输入 bit 值作为新状态值的最高位进行填充。故存在状态转移

关系，状态 $2*j$ 和状态 $2*j+1$ 可进入状态 j 和状态 $j+2^{(N-2)}$ ，如图 3.6 所示。用来表示可能的代码序列的状态图称为网格图，当网格图达到稳定状态后，取出两个节点间的一段网格图，即得到卷积码的状态转移图^[12]。

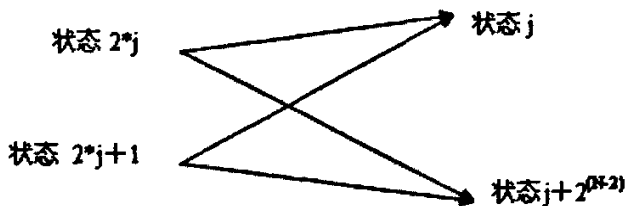


图 3.6 卷积码状态图

在本方案中，我们采用 $(2, 1, 7)$ 卷积编码。生成多项式如式 (3.29)：

$$\begin{cases} G_0 = 1 + x + x^2 + x^3 + x^6 \\ G_1 = 1 + x^2 + x^3 + x^5 + x^6 \end{cases} \quad (3.29)$$

(4) 载荷部分交织技术

交织技术对已编码的信号按一定规则重新排列，解交织后突发性错误在时间上被分散，使其类似于独立发生的随机错误，从而前向纠错编码可以有效的进行纠错，前向纠错码加交织的作用可以理解为扩展了前向纠错的可抗长度字节。纠错能力强的编码一般要求的交织深度相对较低。纠错能力弱的则要求更深的交织深度。图 3.7 是交织的原理图。



图 3.7 交织编码原理图

从上图可以明显的看出，被扰码片解交织后，明显的分散开了，分散后的错误码元可以利用前向纠错编码有效的纠错。所以本文为克服突发错误影响，防止数据连续错误带来卷积码译码时误判，对打孔后的数据做行列交织编码。交织方式为在每个码道上将数据按行写入一个矩阵中，然后按列读出。

一般来说，对数据进行传输时，在发端先对数据进行前向纠错编码（本文用卷积编码），然后再进行交织处理。在收端次序和发端相反，先做去交织处理完成

误差分散，再前向纠错解码实现数据纠错。另外，从上图可看出，交织不会增加信道的数据码元。

3.2 干扰抵消

3.2.1 干扰抵消方案的提出及研究背景

SCDMA 无线接入系统是一种采用多址技术的通信系统，即采用不同的地址码来区分用户、基站和信道等。在 SCDMA 前向链路中采用了完全正交的 Walsh 码来区分不同的信道，然而由于其在多径衰落信道中的自相关和互相关特性的不理想造成了信道之间的多址干扰。这种多址干扰在传统上一般被当作高斯白噪声来处理，而实际上由于地址码之间的互相关性是可知的，在理论上有可能对多址干扰进行估计并加以抵消。事实上多址干扰的完全抵消是一种复杂的多用户检测技术，采用多用户检测技术改善系统性能、提高系统容量是以增加最佳接收机结构的复杂度为代价。因此，需要研究一种结构简单又不降低系统性能的干扰抵消技术。

大多数干扰抵消算法是应用于上行链路，对于上行链路，假定接收机已知所有用户的扩频码，这种假设显然不适合于下行链路，因为移动终端只知道自己的扩频码，接收机估计其他用户的实际扩频码，再进行干扰抵消，显然会大大增加接收机干扰抵消算法的复杂度。本节针对 SCDMA 下行链路，提出采用干扰消除技术，就是对某一正在进行病情诊断的移动用户接收的数据实施干扰消除和信息检测。由于 SCDMA 无线接入系统采用了智能天线技术，智能天线技术是在无线通信中，使用天线阵，通过阵列信号处理方法，提取和利用用户的空间方位信息，来定向向某一移动用户发送数据的，所以大大的降低了移动用户 VCC 码道信号之间的相互干扰，使得通信质量和系统容量得到进一步的保障和提高。但是用来接入系统和广播系统信息的 ACC 码道是全向发射的，这样，ACC 码道的信号必然会对 VCC 码道的信号产生多址干扰。这种多址干扰在实际中由于传播环境的复杂性、终端的移动性、器件的不理想等因素，有时会使接受的数据产生严重的错误，而且在复杂环境下会更加严重。所以有必要利用干扰抵消技术来抵消 ACC 信道对 VCC 信道产生的干扰，从而提高通信系统质量和系统容量。

3.2.2 干扰抵消的理论分析

3.2.2.1 发射机模型

SCDMA 系统的前向信道由用于接入系统和广播系统信息的 ACC 信道和 K 个用户数据信道及控制信道组成，其中某个用户所占用的信道 k 是我们关心和讨论的关键，其余用户为多址干扰，则等效基带发送信号可表示为^[18]：

$$\begin{aligned}
s(t) &= u_0(t) + \sum_{k=1}^K u_k(t) = \left[\sqrt{p_0} d_0(t) w_0(t) + \sum_{k=1}^K \sqrt{p_k} d_k(t) w_k(t) \right] \cdot p(t) \\
&= \left[\sqrt{p_0} d_0(t) + \sum_{k=1}^K \sqrt{p_k} d_k(t) w_k(t) \right] \cdot p(t)
\end{aligned} \tag{3.30}$$

式中,

$u_0(t)$ 为 ACC 信道的等效基带信号;

$u_k(t)$ 为第 k 个码分信道的等效基带信号;

p_0 为 ACC 信道的平均发射功率;

p_k 为第 k 个用户数据信道的平均发射功率;

$d_k(t)$ 为第 k 个用户的数据符号序列;

$w_0(t)$ 为 Walsh0 扩频序列, 在本文中为全 1 序列;

$w_k(t)$ 为第 k 个用户的正交扩频序列 (Walsh 码);

$p(t)$ 为前向链路的公共扰码 (PN) 序列。

3.2.2.2 信道模型

当信号带宽大于相干带宽, 或者时延散布大到与信号的码元宽度可比时, 信道将表现出频率选择性衰落, 其等效低通冲激响应函数可表示为:

$$h(\tau; t) = \sum_{p=1}^{L_p} h_p(t) \delta(\tau - \tau_p) = \sum_{p=1}^{L_p} \alpha_p(t) e^{j\theta_p(t)} \delta(\tau - \tau_p) \tag{3.31}$$

式中: L_p 为可分辨的多径数, $h_p(t)$ 为第 p 个多径的时变衰落信道参数, $\alpha_p(t)$ 为 $h_p(t)$ 的幅值, 服从 Rayleigh 分布, $\theta_p(t)$ 为 $h_p(t)$ 的相位, 服从 $[0, 2\pi)$ 上的均匀分布, τ_p 为第 p 个多径的时延。

3.2.2.3 接收机模型

接收机的等效基带输入信号可表示为:

$$r(t) = s(t) \otimes h(\tau; t) + z(t) \tag{3.32}$$

式中: \otimes 表示卷积, $z(t)$ 为零均值加性复高斯白噪声 (AWGN), 其双边功率谱密度为 N_0 。

把式 (3.30) 和 (3.31) 代入式 (3.32) 后, $r(t)$ 可进一步表示为:

$$\begin{aligned}
r(t) &= \sum_{p=1}^{L_p} h_p(t) \left[\sqrt{p_0} d_0(t-\tau_p) + \sum_{i=1}^K \sqrt{p_i} d_i(t-\tau_p) w_i(t-\tau_p) \right] p(\tau-\tau_p) \\
&+ z(t) \\
&= \sum_{p=1}^{L_p} h_p(t) \sqrt{p_0} d_0(t-\tau_p) p(\tau-\tau_p) \\
&+ \sum_{p=1}^{L_p} h_p(t) \sqrt{p_i} d_i(t-\tau_p) w_i(t-\tau_p) p(\tau-\tau_p) \\
&+ \sum_{i=1, j \neq k}^K \sum_{p=1}^{L_p} h_p(t) \sqrt{p_i} d_i(t-\tau_p) w_i(t-\tau_p) p(\tau-\tau_p) + z(t)
\end{aligned} \tag{3.33}$$

对于第 k 个用户码道, 在 $[nT_s, (n+1)T_s]$ 的时间间隔内, 接收机接收信号后, 利用一定的算法搜索到第 L ($1 \leq L \leq L_p$) 个强径分支上的相关结果:

$$r_{k,L}(n) = \int_{nT_s}^{(n+1)T_s} r(t+\tau_L) w_k(t) p^*(t) dt \quad L=1,2,\dots,L_p \tag{3.34}$$

将式 (3.31)、(3.33) 代入式 (3.34), 得到:

$$\begin{aligned}
r_{k,L}(n) &= \int_{nT_s}^{(n+1)T_s} \left\{ \sum_{p=1}^{L_p} h_p(t+\tau_L) \left[\sqrt{p_0} d_0(t-\tau_p+\tau_L) p(\tau-\tau_p+\tau_L) \right. \right. \\
&+ \left. \left. \sum_{i=1}^K \sqrt{p_i} d_i(t-\tau_p+\tau_L) w_i(t-\tau_p+\tau_L) p(\tau-\tau_p+\tau_L) \right] \right. \\
&+ \left. z(t+\tau_L) \right\} w_k(t) p^*(t) dt
\end{aligned} \tag{3.35}$$

考虑到 Walsh 序列的正交性和伪随机码的部分自相关特性, 式 (3.35) 可简化为:

$$\begin{aligned}
r_{k,L}(n) &= \sqrt{p_k} \int_{nT_s}^{(n+1)T_s} h_L(t+\tau_L) d_k(t) w_k(t) p(t) w_k(t) p^*(t) dt + v_{k,L}(n) \\
&+ z_{k,L}(n)
\end{aligned} \tag{3.36}$$

式中, $v_{k,L}(n)$ 为多径分量引起的干扰和其他用户引起的多址干扰, 由 (3.35) 式可以得到:

$$\begin{aligned}
v_{k,L}(n) &= \\
&\int_{nT_s}^{(n+1)T_s} \left\{ \sum_{p=1}^{L_p} h_p(t+\tau_L) \left[\sum_{i=0, i \neq k}^K \sqrt{p_i} d_i(t-\tau_p+\tau_L) w_i(t-\tau_p+\tau_L) p(\tau-\tau_p+\tau_L) \right] \right\} \\
&\cdot w_k(t) p^*(t) dt \\
&+ \int_{nT_s}^{(n+1)T_s} \left\{ \sum_{p=1, p \neq L}^{L_p} h_p(t+\tau_L) \sqrt{p_k} d_k(t-\tau_p+\tau_L) w_k(t-\tau_p+\tau_L) p(\tau-\tau_p+\tau_L) \right\} \\
&\cdot w_k(t) p^*(t) dt
\end{aligned} \tag{3.37}$$

式中, 第一项为其它码道的信号所引入的多址干扰 (MAI)。虽然 SCDMA 系统下行链路中采用了完全正交的 Walsh 序列来区分各个码道, 但是由于移动信道的

多径时延造成各 Walsh 序列之间不再对齐，所以多址干扰依然存在。等式右边第二项为多径干扰 (MPI)，是由于扩频码和 PN 序列的部分自相关特性不够理想而造成的。

式 (3.36) 中的 $z_{k,L}(n)$ 是 高 斯 白 噪 声 引 起 的 干 扰 ， 可 以 表 示 为 ：

$$z_{k,L}(n) = \int_{nT_s}^{(n+1)T_s} z(t + \tau_L) w_k(t) p^*(t) dt \quad (3.38)$$

假设在一个符号间隔 $[nT_s, (n+1)T_s]$ 内，信道参数 $h_L(t)$ 保持不变，我们将其记为 $h_L(n)$ ，则式 (3.36) 还可以进一步表示为：

$$r_{k,L}(n) = 2\sqrt{p_k T_s} h_L(n) d_k(n) + v_{k,L}(n) + z_{k,L}(n) \quad (3.39)$$

在通信时，某个用户接收到的数据包括基站定向发射给终端的用本用户 Walsh 序列扩频的数据和公共广播信道信息，另外还有其他用户的带来的多址干扰、多径干扰和高斯白噪声引起的干扰。而公共广播信道发射的数据中有一部分是已知的，这个数据通常为全 1 序列，这个全 1 序列主要是用来对接收数据找同步的。在这里，我们用这个已知的数据和其接收后的最佳判决数据来估计信道，进而用这个估计值作为我们重构广播信道信息以及其他用户信息的信道参数。假设，我们已经搜索到第 L 条强径，则我们就可以以这条强径中的广播信道 ACC 进行解扩，广播信道 ACC 通常是用 Walsh0 序列来扩频的，可以得到^[18]：

$$\begin{aligned} r_{0,L}(n) &= \int_{nT_s}^{(n+1)T_s} r(t + \tau_L) w_0(t) p^*(t) dt \\ &= 2\sqrt{p_0 T_s} h_L(n) d_0(n) + v_{0,L}(n) + z_{0,L}(n) \end{aligned} \quad (3.40)$$

忽略干扰，则 $h_L(n)$ 的估计值为：

$$\hat{h}_L(n) = \frac{r_{0,L}(n)}{2\sqrt{p_0 T_s} d_0(n)} \quad (3.41)$$

由于我们是用 ACC 信道的部分已知数据来估计信道的，所以估计信道时只取 $d_0(n)$ 数据的那部分已知的全 1 数列，则式 (3.41) 可写为：

$$\hat{h}_L(n) = \frac{\tilde{r}_{0,L}(n)}{2\sqrt{p_0 T_s}} \quad (3.42)$$

式中， $\tilde{r}_{0,L}(n)$ 为 $r_{0,L}(n)$ 接收数据中对应于发射数据里全 1 序列的那部分数据。

在理想信道估计的情况下，有 $\hat{h}_L(n) = h_L(n)$ ，可以得到第 k 个用户接收数据的最优判决量为：

$$R_k(n) = r_{k,L}(n) h^*_L(n) \quad (3.43)$$

从而可以从总的接收数据中减去第 k 个用户接收信号的最优判决，这样就可以抵消第 k 个用户对其他用户的多址干扰了。

在理想信道估计的情况下，当我们估计出 $\hat{h}_L(n) = h_L(n)$ 时，再由 (3.34) 式可得

到:

$$\hat{U}_{k,L}(n) = h^*_{k,L}(n) \int_{nT_s}^{(n+1)T_s} r(t + \tau_L) w_k(t) p^*(t) dt \quad (3.44)$$

式中, $\hat{U}_{k,L}(n)$ 为第 k 个用户数据里第 L 条强径分支解扩及相干接收后的符号序列。再由式 (3.36)、(3.37)、(3.38), $\hat{U}_{k,L}(n)$ 可进一步分解为信号分量与各干扰及噪声分量之和, 即:

$$\hat{U}_{k,L}(n) = \hat{U}_{k,L}^s(n) + \hat{U}_{k,L}^{MAI,0}(n) + \hat{U}_{k,L}^{MAI,k}(n) + \hat{U}_{k,L}^{MPI}(n) + \hat{U}_{k,L}^E(n) \quad (3.45)$$

式中, $\hat{U}_{k,L}^s(n)$ 为第 L 强径解调中的用户数据信号分量;

$\hat{U}_{k,L}^{MAI,0}(n)$ 第 L 强径解调中、由 ACC 信道所引入的多址干扰;

$\hat{U}_{k,L}^{MAI,k-1}(n)$ 第 L 强径解调中、由其它 $k-1$ 个用户码道所引入的多址干扰;

$\hat{U}_{k,L}^{MPI}(n)$ 第 L 强径解调中、由本用户信号的多径分量所引入的干扰;

$\hat{U}_{k,L}^E(n)$ 第 L 强径解调中、由 AWGN 所引入的噪声分量。

3.2.3 干扰抵消方案的原理分析

采用干扰抵消技术来提高通信系统质量与系统容量, 其基本思路为: 通过滑动相关运算, 确定最强有效到达径的位置及相应的信道参数估计值, 以过采样数据速率再生出最强有效到达径上的 ACC 信道信号, 并将其从基带接收信号中消除, 从而得到 VCC 信道数据信息。

通过上一节的数据分析, 再结合 SCDMA 智能天线的技术, 我们主要抵消 ACC 信道对 VCC 信道的多址干扰, 就可以使系统新能得到大大的提高。因为系统采用了智能天线, 即 VCC 信道的定向发射, 所以 VCC 信道之间的多址干扰由于智能天线技术而使得这种 VCC 信道之间的多址干扰大大降低了, 这样我们只要做到抵消 ACC 信道对 VCC 信道的多址干扰, 就能提高系统性能。具体应用到式 (3.45) 就是:

$$\tilde{U}_{k,L}(n) = \tilde{U}_{k,L}^s(n) + \tilde{U}_{k,L}^{MAI,ACC}(n) + \tilde{U}_{k,L}^{MPI}(n) + \tilde{U}_{k,L}^E(n) \quad (3.46)$$

式中,

$\tilde{U}_{k,L}^s(n)$ 为第 L 强径解调中的用户数据信号分量;

$\tilde{U}_{k,L}^{MAI,ACC}(n)$ 第 L 强径解调中、由 ACC 信道所引入的多址干扰;

$\tilde{U}_{k,L}^{MPI}(n)$ 第 L 强径解调中、由本用户信号的多径分量所引入的干扰;

$\tilde{U}_{k,L}^E(n)$ 第 L 强径解调中、由 AWGN 所引入的噪声分量。

图 3.8 为 SCDMA 系统干扰抵消方案的原理框图。终端接收的信号首先解调 ACC 信道, 得到 ACC 信道的原始发射数据, 同时估计出 ACC 信道的信道冲激响应, 即

估计出 $\hat{h}_L(n) = h_L(n)$ ，用 ACC 信道的原始发射数据和信道冲激响应重构 ACC 信号。然后，在终端接收信号中减去重构的 ACC 信号后，解调 VCC 的信息，即当我们从终端减去重构得 ACC 信号后，在第 k 个用户接收数据里已经抵消了 $\tilde{U}_{k,L}^{MU,ACC}(n)$ 得干扰，进而在这个抵消干扰后得数据里再解调 VCC 的信息，得到比较精确的 VCC 用户数据。

由图 3.8 可知干扰抵消的处理步骤如下：

对用户接受的数据进行 ACC 信道解调，获得初始 ACC 发射数据，并进行信道估计；

根据信道估计结果和初始信息对 ACC 信息重构；

从总的接收信号中将 ACC 信号消除，得到较为“纯净”的用户信号；

对消除 ACC 信号的用户信号进行解扩、匹配滤波等处理估计出其原始发送信息。

由以上的处理步骤可知，并行干扰消除有以下特点：

1. ACC 信道信号和 VCC 信道信号一起并行处理；
2. 能够将 ACC 信道对用户的多址干扰较为理想的消除。

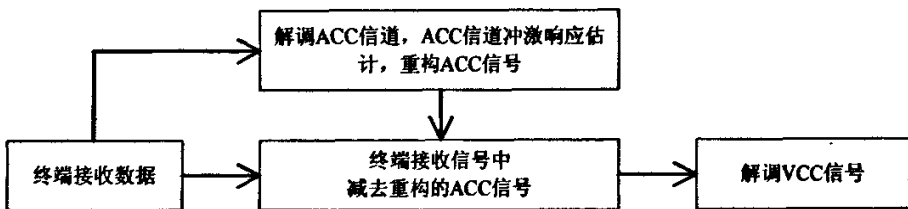
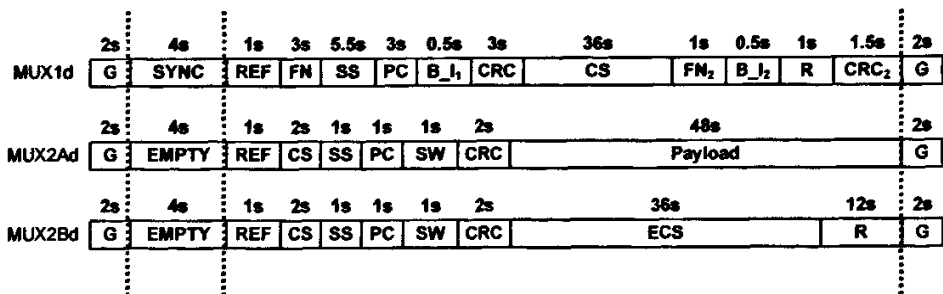


图 3.8 SCDMA 系统采用干扰抵消方案下行链路原理框图

3.2.3.1 信道估计的数学模型

在 SCDMA 系统下行干扰抵消方案中，重构 ACC 信号时需要估计 ACC 信道的冲激响应。在 SCDMA 系统中，下行帧中的 SYNC 信号发射固定的 PN 序列且发射功率大，可以当作下行训练序列，作为 ACC 信道冲激响应估计的依据，具体估计信道的数学模型下面一一介绍。图 3.9 为 SCDMA 系统物理帧结构。



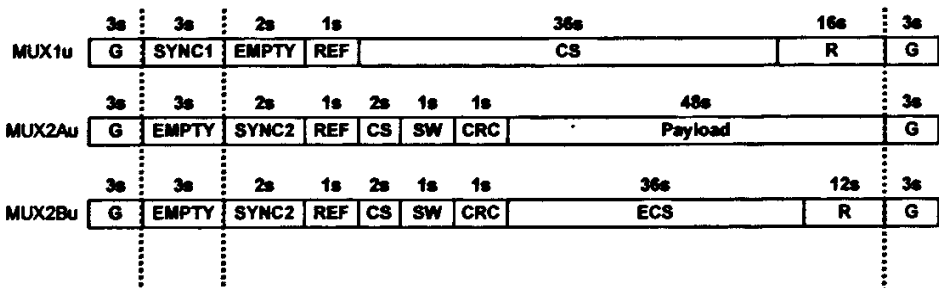


图 3.9 SCDMA 系统物理帧结构图

假设 SYNC 信号部分发射的序列记为 S_t , 接收的 SYNC 信号记为 S_r , ACC 信道冲激响应记为 $h(n)$, 则有:

$$S_r(n) = S_t(n) \otimes h(m) \quad (3.47)$$

卷积运算可以用矩阵相乘来表示, 则公式(3.47)可表示为:

$$\begin{array}{c} \begin{matrix} (n+m-1) \text{ 行} \\ \left[\begin{array}{c} S_r[0] \\ S_r[1] \\ \dots \\ S_r[n] \\ \dots \\ \dots \\ \dots \end{array} \right] \end{matrix} = \begin{matrix} \begin{matrix} (n+m-1) \text{ 行} & m+1 \text{ 列} & m+1 \text{ 行} \\ \left[\begin{array}{cccccc} S_t[0] & 0 & 0 & \dots & 0 & h(0) \\ S_t[1] & S_t[0] & 0 & \dots & 0 & h(1) \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & h(2) \\ S_t[n] & S_t[n-1] & 0 & \dots & 0 & h(3) \\ 0 & S_t[n] & S_t[n-1] & \dots & 0 & \dots \\ 0 & 0 & S_t[n] & S_t[n-1] & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & S_t[n] & h(m) \end{array} \right] \end{matrix} \end{matrix} \quad (3.48)
 \end{array}$$

式中, n 表示 S_t 的长度, m 表示 h 的长度。

式(3.48)可记作: $S_r = S_t^+ \cdot h(m)$ 。可得信道 $h(m)$ 的估计值为:

$$\hat{h}(m) = (S_t^+)^+ \cdot S_r \quad (3.49)$$

式中, $+$ 表示矩阵的伪逆。式(3.49)可进一步写为:

$$\hat{h}(m) = ((S_t^+)^H (S_t^+))^{-1} (S_t^+)^H \cdot S_r \quad (3.50)$$

3.2.4 干扰抵消方案可行性分析

在 SCDMA 系统中 400M 系统的 ACC 码道是采用全向发射的方式, 由于没有智能天线的作用, 因此其发射的功率远大于其他 VCC 码道, 通过对大量数据的分析, 发现其 ACC 码道多径相对比较严重, 也就是所谓的频率选择性信道, 对于这种信道如果能估计出信道参数将是十分有利于系统性能的提高。

基于 SCDMA 系统做数据传输选择干扰抵消方案有两个有利的条件:

(1) 由于 SCDMA 系统下行 SYNC 的发射功率相对比较大(一般情况比后面的 ACC 要高 6dB 左右), 用它作信道估计其抗噪声干扰更强, 因此可以比较准

确的估计出信道特征。

(2) SYNC 发射的这段时间,其他码道是不发数据的,因此可以保证信号比较干净,其受到干扰相对比较小,同时目前对 SYNC 同步的处理中,是对 finger 级采样点进行处理,因此其同步点应该比较准确。

同时 SCDMA 系统选择扰抵消方案也有不利的条件:

终端 DSP 处理能力不够,需要对大量算法方案进行筛选,找到终端 DSP 处理能力与 SCDMA 系统本身性能折中的方案。

若采用传统的均衡技术(干扰抵消其实也是均衡技术的一种),对采样点进行均衡,对于不同滤波器的阶数以及不同的信道估计的长度,若计算是采样级,计算量相当大。

通过大量方案的筛选,兼顾目前 SCDMA 的 DSP 处理能力,最后确定 Chip 级均衡的方案,就是在 Chip 级进行信道估计。

3.3 OVSF 方案

数据传输要求可靠性传输,在降低信噪比条件下要求尽最大可能可靠地解调数据。如果在可能解调数据的情况下,再提高数据传输速率就更好了。在本方案中我们使用 OVSF 达到可以变速率的传输数据业务的目的。为了适应信道传输,不同速率数据业务扩频后的带宽是固定的,所以必须采用不等长度的正交可变扩频因子码(OVSF)。信道扩频采用长度可变的 OVSF 码序列,保证了不同物理信道之间的正交性,有效防止了各种类型速率之间的干扰。OVSF 码作为一种无线资源,需要合理分配,既要保持较高的系统利用率,系统复杂度又不能太高。我们在提出数据变速率传输方案的同时还要兼顾 SCDMA 系统的兼容性。

3.3.1 OVSF 码介绍

物理层的比特信息速率与扩频码相乘,提高为统一的码片速率。由于码片速率的提高,信号频谱也随之扩散,码片速率提高的倍数叫做扩频因子(Spreading Factor),简称 SF。OVSF(Orthogonal Variable Spreading Factor)码即正交可变扩频因子码,用于对物理信道比特信息的扩频,允许在同一时隙中不同信道同时使用不同增益的扩频码,并保证码间的正交性。

OVSF 码是一种二进制变长码,可采用码树递归的方法生成,如图 3.10 所示。每个码节点(除了最低层节点)都存在向下的两个分支,在上下分支的新码组中,前半码元是重复前一分支的码元,而后一半在上分支中仍重复前一分支的码元,下分支中则与前一分支码元反相。对于这两个分支节点以及由它们再生成的分支节点而言,该码节点即为父节点,这些分支节点均为它的子节点。

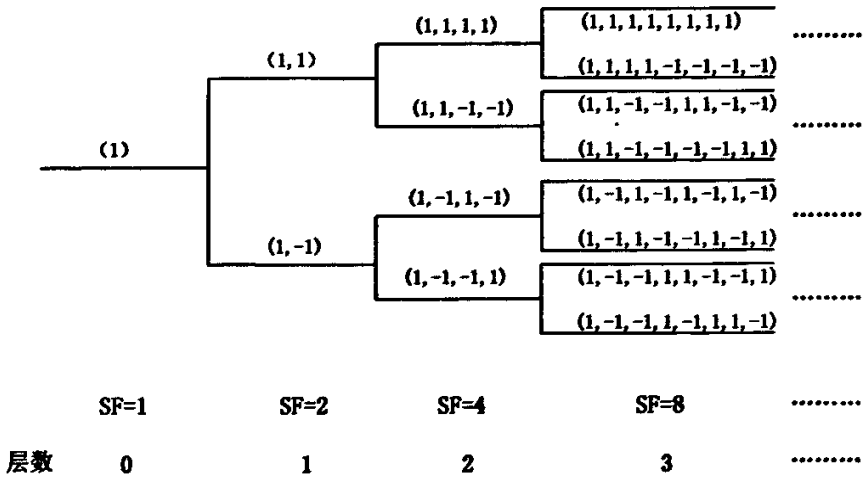


图 3.10 OVSF 码树图

每个 OVSF 码都可记作 $C_{n,k}$ ，其中 n 是码字所在码树的层数， k 是码字序号，且有 $0 \leq k \leq SF-1$ ，扩频因子 $SF=2^n$ ，也是每层码树节点的码长。如果码树的总层数为 N ，最低层节点支持的传输速率为 R ，那么第 n 层节点支持的传输速率为 $2^{(N-n)} \cdot R$ 。

OVSF 码的主要特点如下：

(1) 可变长性

可变长性可适应通信中的多速率业务，数据速率越高，扩频因子越小，相应码树的层数也越高，码字越短，占据的码字资源也越多。

(2) 正交性

OVSF 码树在同一层的各个码字之间相互正交，它们构成了一组 Walsh 函数，不同层之间的码也是正交的。其正交性可减少信道间干扰。

(3) 非延长性和异前置性

为保证 OVSF 码的正交性，必须满足在树图上的非延长性，又称异前置性。任一父节点与其生成的子节点不具有正交性，即如果该节点被分配出去，在这个节点延长出去的所有分支上的码字将都不能采用，故称为非延长性。同样，如果任一子节点被占用，由它向上的所有父节点码字都将不能采用，故为异前置性。非延长性和异前置性是相同含义，只是观察的角度不同而已。

3.3.2 OVSF 码的分配和应用

OVSF 码的分配和管理至关重要，它是无线资源管理和控制中的一个重要部分，直接影响到无线资源使用效率、系统容量以及系统运行成本。

为保证各个用户不等长扩频码之间的正交性，在 OVSF 码树中，当且仅当某一码字节点的下一级树枝到该码的路径上没有码字被分配时，才可以分配给用户。当码树上的码经过分配、释放后，可能产生码表碎片，引起码阻塞，降低码资源

的利用效率。为了进一步提高系统利用率，当有码释放时，必须重新调整码资源的分配，使码树变得紧凑，为新呼叫留下大的码树空间。

如图 3.11 所示，图(b)即为对图(a)进行码资源调整后的码资源分配结果，可见码资源分配调整后，可以有更多的码树资源可再利用。

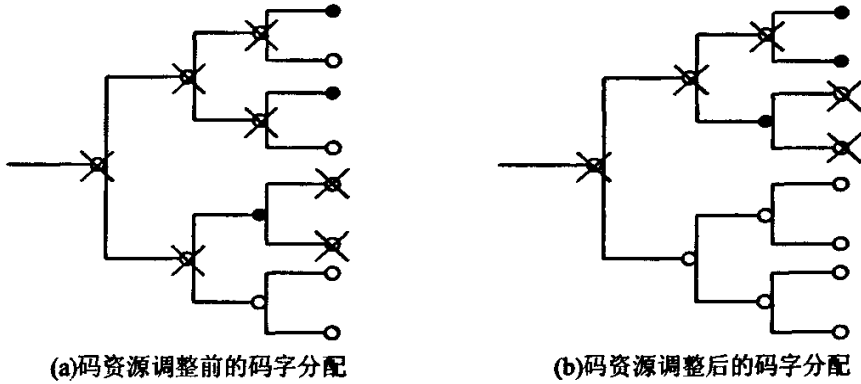


图 3.11 OVSF 码的分配调整示意图

图中：“○”表示空闲码字，“●”表示被占用的码字，“X”表示被阻塞的码字。

下面介绍 OVSF 码分配规则。

分析影响 OVSF 码动态分配的因素后，归纳 OVSF 码的分配应遵守以下规则：

(1) 码资源的利用率。利用率为指定带宽和总带宽的比，是动态分配时要考虑的首要因素。从码阻塞产生的过程可以发现，码分配时应尽可能保留更多的小 SF 码，即先将大 SF 的码分配出去；并按紧凑原则分配相同 SF 的码，以防止码表碎片的出现，这样可以提高码资源的利用率。

(2) 系统复杂度。系统复杂度关系到软件实现的复杂度，程序进行码资源动态分配所耗费的时间直接影响到程序的运行效率。信道码重分配可以在有码字释放时立即启动，但考虑程序运行效率，可以统计码资源的利用效率，当码资源的利用率低于某个门限（如 50%）时，启动重分配，清除码树中的碎片。

(3) 考虑影响信道码资源动态分配性能的其他因素。如新呼叫的数据速率不一定是基本速率 R 的 $2k$ 倍；当码资源重新分配时，为通知用户新分配的 OVSF 码，需要信道控制信令进行相关处理；在重新分配码字后，同一物理信道使用新旧码字传输数据在时序上的衔接也需要信令的控制处理^[4]。

3.3.3 SCDMA 系统中 OVSF 的实现

OVSF 码能够在满足不同信道正交性的基础上，支持不同的数据速率，可以实现 SCDMA 数据业务的实现，适用于 SCDMA 语音和数据业务混合型基站。

SCDMA 系统的扩频方案采用 32 组正交 WALSH 函数加 256 位伪随机码 (PN

码)，码道的分配通过 Walsh 码 (Walsh0~31) 来识别。

3.3.3.1 实现方案

在 SCDMA 系统低速率数据业务的实现方案中，同时存在两种类型帧格式，分别承载业务数据和控制信令。控制信令采用与原系统相同格式以获得高扩频增益、提高可靠性，承载数据业务帧可以采用高进制调制，短扩频码以获得更高的通信速率。

SCDMA 系统的数据业务的上、下行帧结构分别如图 3.12、图 3.13 所示：

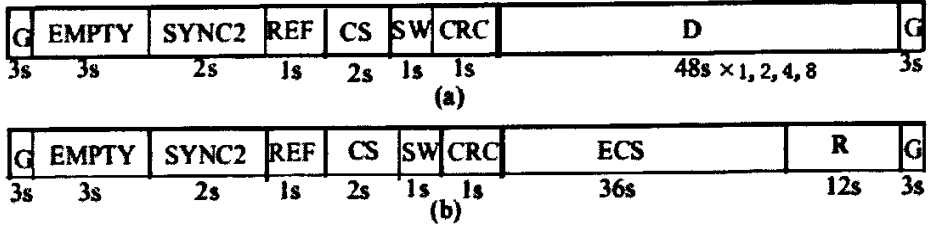


图 3.12 MUX3U 帧结构图

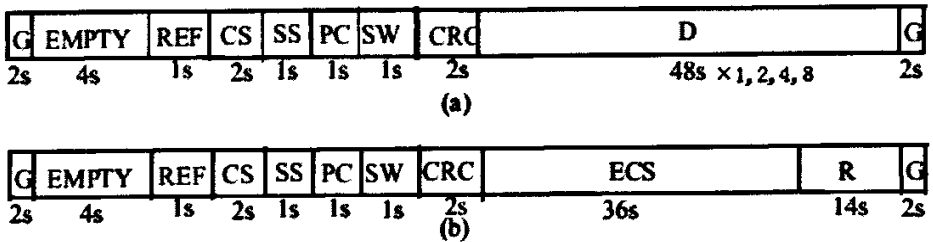


图 3.13 MUX3D 帧结构图

上行数据帧 MUX3U 用于终端向基站传送数据和相关信令，下行数据帧 MUX3D 用于基站向终端传送数据和相关信令。两种数据帧仅在数据 D 部分存在差异，其余相同。

SCDMA 系统中，按如下方案实现 OVFSF。

数据业务上行和下行链路的数据部分 (MUX3U(a)和 MUX3D(a)的 D 部分) 使用正交变速率扩频，前部分的控制信令仍然保留原有的 32 倍扩频方式 (SF=32)。ECS 帧 (MUX3U(b)和 MUX3D(b)) 也使用固定的 32chip 扩频。数据业务使用正交变速率扩频技术，支持动态改变扩频速率，需要支持动态码树变换。

OVFSF 的扩频因子 SF 值可选：32、16、8、4，分别对应单速，2 倍速，4 倍速和 8 倍速。

OVFSF 码的具体使用办法是：若采用单倍速传输，则 OVFSF 部分使用与前面固定扩频部分相同的 Walsh 码进行扩频和解扩；若采用 2 倍速传输，则使用此 Walsh 码的前 16chip 进行扩频；若采用 4 倍速传输，则使用此 Walsh 码的前 8chip 进行扩

频；若采用 8 倍速传输，则使用此 Walsh 码的前 4chip 进行扩频。这样 n 倍速率码道相当于占用了 n 个码道，传输速率变为 n 倍，但必须支持动态调整扩频速率，动态改变 walsh 号。

PN 码的使用方法不变。

3.3.3.2 OVSF 码道资源管理和分派

码道资源管理主要涉及接入过程和码道分配过程。在远程医疗仪器中，为了兼容原来 SCDMA 系统，以及为了在远程医疗系统中也能进行通话，发送语音信号，在接入阶段仍然要通过信令把语音业务和数据业务分离，判断具体的业务方案，然后根据不同的业务采取不同的码道分配方法。

SCDMA 系统中 OVSF 的应用如下。

(1) 语音业务链路中，使用固定扩频系数的正交码道，扩频系数为 32。

(2) 数据业务链路中，使用正交变速率扩频码，扩频系数可选：32,16,8,4，分别对应单速，2 倍速，4 倍速和 8 倍速码道。

为了详细描述 SCDMA 系统中 OVSF 的工作方式，先给出系统中码道组的概念。

假设一个单速码道的码道序号为 m ，则称：集合 $M_2 = \{\text{mod}(m+k*16,32), k=0,1\}$ 为码道 m 的 2 倍速码道组；集合 $M_4 = \{\text{mod}(m+k*8,32), k=0,1,2,3\}$ 为码道 m 的 4 倍速码道组；集合 $M_8 = \{\text{mod}(m+k*4,32), k=0,1,2,3,4,5,6,7\}$ 为码道 m 的 8 倍速码道组。

其中， mod 为取余运算， $\text{mod}(m,n)$ 为 m 除以 n 的余数， m, n 为整数。

依上面的定义，得出以下码道组集合。

所有的 2 倍速码道组有：{0 16}，{1 17}，{2 18}，{3 19}，{4 20}，{5 21}，{6 22}，{7 23}，{8 24}，{9 25}，{10 26}，{11 27}，{12 28}，{13 29}，{14 30}，{15 31}。

所有的 4 倍速码道组有：{0 8 16 24}，{1 9 17 25}，{2 10 18 26}，{3 11 19 27}，{4 12 20 28}，{5 13 21 29}，{6 14 22 30}，{7 15 23 31}。

所有的 8 倍速码道组有：{0 4 8 12 16 20 24 28}，{1 5 9 13 17 21 25 29}，{2 6 10 14 18 22 26 30}，{3 7 11 15 19 23 27 31}。

可见，每个 M 倍速的码道组都是由两个 $M/2$ 倍速的码道组够成的，这两个 $M/2$ 倍速的码道组又是由两个 $M/4$ 倍速的码道组构成。为了便于描述，给出类似于 OVSF 生成码树中父节点和子节点之间关系的定义，称一个码道组中包含的更低速的码道组为这个码道组的子码道组，称包含一个码道组的更高速的码道组为这个码道组的母码道组。例如，码道组 {0 16}、{0 8 16 24} 是码道组 {0 4 8 12 16 20 24 28} 的子码道组。{0 4 8 12 16 20 24 28} 是 {0 16} 的母码道组，{0 8 16 24} 也是 {0 16} 的母码道组。

由于 Walsh 码的特性所决定，对于任意码道，其 2 倍速码道组中各码道的前 16chip 扩频码是相同的，其 4 倍速码道组中各码道的前 8chip 扩频码是相同的，其 8 倍速码道组中各码道的前 4chip 扩频码是相同的。使用倍速扩频时，同一个码道组中的码道失去正交性，不可被分配，这是 OVFSF 码道资源管理的基本原则。即 OVFSF 部分使用的码道/码道组必须是本帧中非 OVFSF 部分相同的码道或者是本帧非 OVFSF 部分的母码道组，以保证其正交性。

下面介绍 SCDMA 系统的 OVFSF 码道分配规则。

接入码道始终使用单速扩频，且属于已被占用的码道，所以任意一个被分配用作 $N(N=2,4,8)$ 倍速扩频的码道，其 N 倍速码道组中不得包含接入码道。或者说，在分配多倍速码道时，一定要避开接入码道的相应倍速的码道组的成员。维持正交性是实现 OVFSF 码道资源管理的基本原则，此外，SCDMA 系统话音业务码道分配还必须遵循以下原则：话音业务占用的码道尽可能分配在同一个 N 倍速码道组中 ($N=2$ 或 4 或 8)，以便把其他码道组预留留给数据业务链路。

对于一个语音业务链路，上下行使用同一个单速码道。对于一个数据业务链路，上下行可以使用相同或不同倍速的码道。上下行使用相同倍速码道时，二者的码道组也相同。上下行使用不同倍速的码道时，其中一个码道组必须是另一个的子码道组。例如：下行使用 4 倍速码道组 {2 10 18 26}，上行可以使用同一个 4 倍速码道组，也可以使用 2 倍速码道组 {2 18} 或 {10 26} 或 8 倍速码道组 {2 6 10 14 18 22 26 30}。一般情况是，下行的数据流量比上行大，所以下行码道速率高于上行码道速度。而且，因为终端可以利用较低的码速获得较高的扩频增益，从而减少对发射功率的要求。

我们按照码道号从小到大的顺序排列四个 8 倍速码道组，对每个 8 倍速码道组包含的 4 倍速子码道组也按照码道号从小到大的顺序进行排列，对每个 4 倍速码道组包含的 2 倍速子码道组也按照码道号从小到大的顺序进行排列，对每个 2 倍速码道组包含的两个单速码道也按照码道号从小到大的顺序进行排列，得到表 3-1 的码道组排列表。

表 3-1 SCDMA 系统码道组排列表

0	16	8	24	4	20	12	28
1	17	9	25	5	21	13	29
2	18	10	26	6	22	14	30
3	19	11	27	7	23	15	31

其中，0 号码道和 1 号码道属于已分配码道。0 号码道为广播信道，1 号码道为接入码道。

对于语音业务链路占用的码道，原则上尽可能分配在码道组排列表中靠前的位置上，对于数据业务占用的码道，原则上尽可能分配在码道组排列表中靠后的

位置上，这种分配方法是恰恰与话音业务码道集中分配的原则向吻合的。

根据上述码道分配原则，本方案规定话音码道按照以下顺序分配：

因为信道的建立和释放是动态变化的，所以经常会出现表 3-1 中排在前面的有码道空闲，而排在后面的码道却有话音码道占用的情况，这是允许的。但是在这种情况下，新分配的话音码道应选择排在最前面的空闲码道。即新建的话音码道总是当时排在码道组排列表中前面的空闲码道。

对于一个数据业务链路请求，最开始先分配一个单速码道，用于信道质量检测，然后根据信道质量情况、数据流量要求和空闲码道情况，确定使用的码道速度，然后分配相应码速的码道组。数据业务链路在使用过程中要保持对信道质量和流量要求的检测，可以根据本业务信道的需要调整码速和码道组。码道的分配和调整通过空中接口的信令进行。

第四章 方案仿真及结果分析

4.1 相干解调方案

4.1.1 仿真实现过程分析

利用此方案时，各种实现技术之间存在彼此的牵制关系，如：相干解调增益获得的同时是以插入一定数目的导频为代价的，插入导频意味着占用更多的传输资源，而如果采用打孔卷积码预留导频位置势必损失卷积码的编码增益。所以有必要分析评估这些技术联合使用时的系统性能，为远程医疗数据传输时，数据能更加可靠的传输奠定理论基础，以方便最后确定技术选择。

在加性高斯白噪声的条件下，相干解调 QPSK 是比较好的调制方式，在误码率为 10^{-5} 的情况下，理论上来说比 DQPSK 调制方式的性能高出 3db 左右。但是，实际的无线信道环境变化特别大，信道参数变化也就非常大，所以给载波的恢复就带来了非常大的误差，如果载波不能很好的恢复，那么对于数据的传输来说，几乎就不可能实现了，何况是医疗医学信号这样要求非常准确传输的数据信息了。所以在此方案里我们采取插入导频的技术。虽然插入导频后，对于接收信号来说，如果插入的导频越多，那么恢复的载波就会越准确，数据接收也就会越精确，可是，在本系统里，原则是不能改变现有的 SCDMA 网络结构，只能通过软件升级来达到，这也是所谓的软件无线电的一部分了。由于 SCDMA 物理帧的资源有限，只有 64 个 Symbole，数据载荷部分只有 48 个 Symbole，如果在载荷部分加入已知的导频后，那么数据业务传输的速率必将降低，这样对于要求实时传输的网络来说，就达不到要求，严重时必将延误病情的及时分析。所以，我们考虑占用两个码道的资源传输数据业务，这样就解决了数据速率降低的矛盾，相对来说资源也得到了一倍的提高。但是，为了得到更加可靠的信息，如果我们再采用卷积编码，性能则会更佳，在前面得到一倍资源的情况下，采用 (2, 1, 7) 卷积编码。这样，数据载荷部分卷积编码后的将变为 102 个 Symbole，而两码道的数据载荷部分资源只有 96 个 Symbole，所以卷积编码后，多出了 6 个 Symbole。由于卷积码有很好的纠错能力，所以，采取打孔的技术，在这 102 个信息里，均匀的每隔一段打孔一个 Symbole，为的就是能在 96 个 Symbole 的载荷部分传输数据业务。再考虑到前面的所说，采用 QPSK 相干解调必须加入已知导频信息，必须再打出所要加入的导频数量的空位，来插入导频。虽然打孔损失了数据的信息，但是卷积编码能有效的弥补这些损失。

4.1.2 仿真流程图

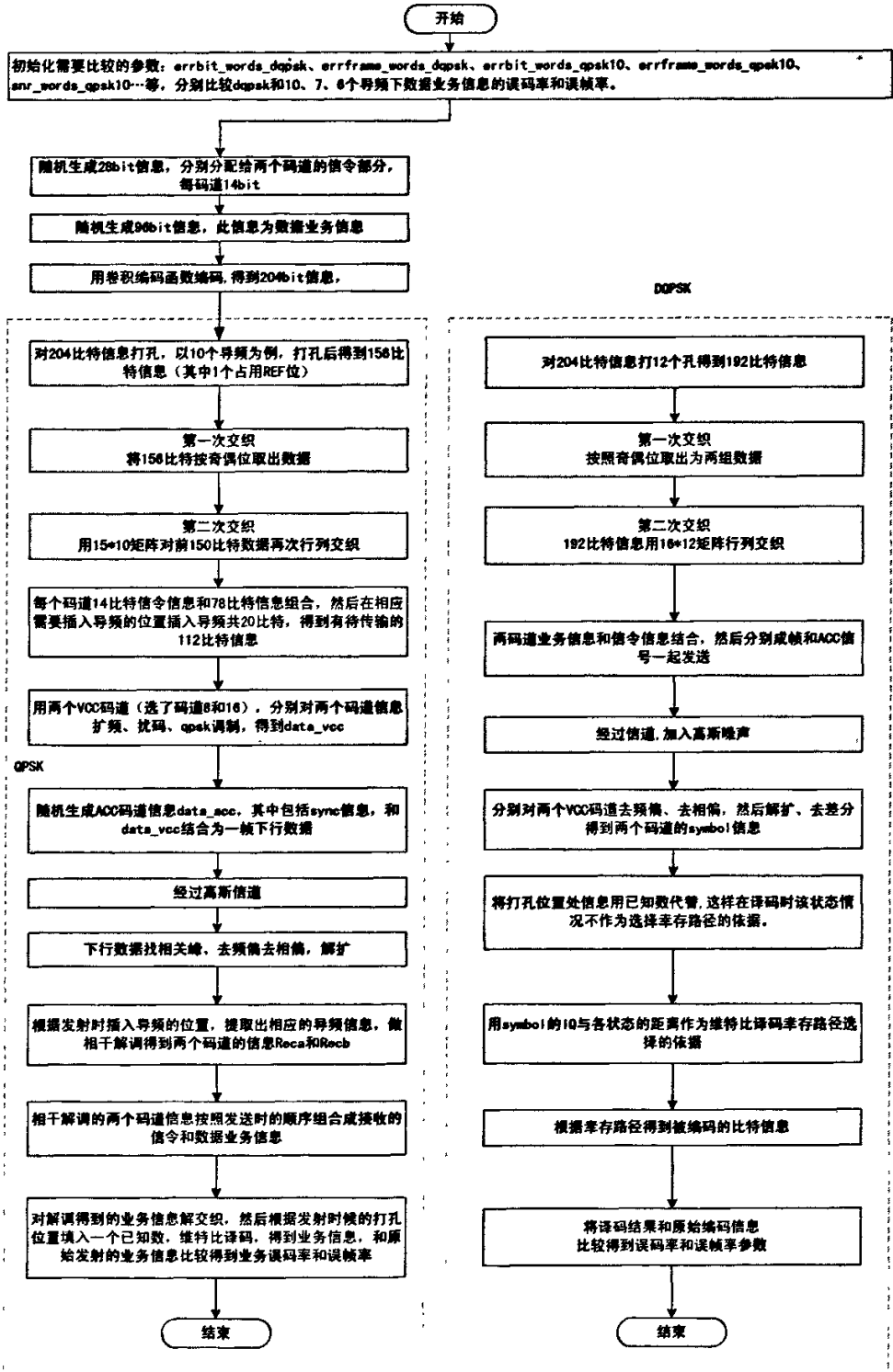


图 4.1 QPSK 相干解调程序仿真流程图

在研究相干解调方案前期工作中, 为了能比较出相干解调方案的优越性, 我

在仿真时，首先仿真了卷积码的优越性，仿真卷积码的优越性时，是在 DQPSK 调制技术的基础上仿真做对比的。然后，仿真 QPSK 调制插入导频技术究竟能带来多大的增益，当然这是要与 DQPSK 做对比的。同时也仿真了占用两码道信息传输数据业务时，与单码道传输信息增益对比。最后给出本方案最终采用的技术：两码道捆绑、卷积码、插入导频。

为了使本方案能在实际的系统中得以实现，所以在仿真时，仿真过程必须和实际系统真实模型一样，比如，加入交织、经过滤波、通过高斯信道等。只是在实际系统中，数据是实际采集得到的。而仿真时为了得到误码率、误帧率的性能参数，采用随机生成的数据。然后对接收后的数据与原始随机生成的数据做对比。

图 4.1 就是本方案最终采用的技术仿真流程。

4.1.3 仿真结果分析

依据第三章介绍的 QPSK 相干解调方案技术分析，以及本章分析的仿真流程。利用 Matlab 软件，最终仿真结果如下。

图 4.2 横坐标是下行解调信噪比的 dB 值，纵坐标是误码率，DQPSK 调制方式与 DQPSK 调制方式加卷积码的信噪比—误码率曲线，是为了比较得出卷积码的增益特性。带空心圆圈的线是两个码道不编码时的平均信噪比—误码率，带实心点的线对应打 12 个孔（对应每个码道 6 个孔）后卷积码的信噪比—误码率特性，带星号的线对应打 28 个孔（对应每个码道 14 个孔）后卷积码的信噪比—误码率特性，带上三角图形的线对应打 40 个孔（对应每个码道 20 个孔）时卷积码的信噪比—误码率特性。带左三角图形的线对应打 52 个孔（对应每个码道 26 个孔）时卷积码的信噪比—误码率特性。通过仿真数据图，可以明显的看出，加卷积码后误码率降低了，而且还可以得出这样的结论，打孔数据越多性能损失就越大。比如在 10^{-3} 误码率下，26 个打孔后卷积码比 DQPSK 调制方式性能高出 2db 左右，但 20 个打孔方式时提高了 2.5 db 左右，性能得到了相当高的提升。

图 4.3 横坐标是下行解调信噪比的 dB 值，纵坐标是误码率。是为了比较得出 QPSK 调制方式的优越性，第一条线是不编码时 DQPSK 方式下的平均信噪比—误码率曲线。第二、三、四条线分别对应不编码时 QPSK+10、7、6 个导频时的平均信噪比—误码率曲线。第五、六、七条线分别对应两个码道用 QPSK+10、7、6 个导频+ (1/2) 打孔卷积码时的平均信噪比—误码率。通过仿真数据可以明显的看出 QPSK 的性能比 DQPSK 高出了很多，同样我们 10^{-3} 误码率下做出比较，QPSK 相干解调加卷积码要比 DQPSK 高出 4db 左右。

图 4.4 中横坐标是下行解调信噪比 dB 值，纵坐标是误码率。第一条线是 DQPSK 方式的信噪比—误码率曲线，第二条线是 DQPSK 方式下用两码道分集得到的信噪比—误码率曲线。主要是为了比较的得出两码道分集的性能提高，做这个仿真比较，主要是因为 QPSK 相干解调方案是占用了两个码道的资源，所以有必要再对两

码道分集和 QPSK 相干解调的性能做个比较，这个仿真只是辅助的。

图 4.5 横坐标是下行输入信噪比的 dB 值，纵坐标是误码率，DQPSK 调制方式与 DQPSK 调制方式加卷积码的信噪比—误码率曲线，输入信噪比相当于发射功率，发射功率越大，输入信噪比就会越高。第一条线是不编码时 DQPSK 方式下的平均信噪比—误码率曲线，第二、三、四、五条线分别对应每个码道 6 个孔、14 个孔、20 个孔、26 个孔后卷积码的信噪比—误码率特性。通过仿真数据图，可以明显的看出，加卷积码后误码率降低了，而且还可以得出这样的结论，打孔数据越多性能损失就越大。比如在 10^{-3} 误码率下，26 个打孔后卷积码比 DQPSK 调制方式性能高出 2db 左右，但 20 个打孔方式时提高了 3db 左右，这就说明在得到同样 10^{-3} 误码率下，20 个打孔方式的需要的发射功率比 DQPSK 减少了大概 3db。

图 4.6 中横坐标是下行输入信噪比 dB 值，纵坐标是误码率，输入信噪比相当于发射功率。第一条线是不编码时 DQPSK 方式下的平均信噪比—误码率曲线。第二、三、四条线分别对应不编码时 QPSK+10、7、6 个导频时的平均信噪比—误码率曲线。第五、六、七条线分别对应两个码道用 QPSK+10、7、6 个导频+ (1/2) 打孔卷积码时的平均信噪比—误码率，同样我们得出在 10^{-3} 误码率下，QPSK 相干解调加卷积码要比 DQPSK 方式的发射功率低 4db 左右。

图 4.7 中横坐标是下行输入信噪比 dB 值，纵坐标是误码率。第一条线是 DQPSK 方式的信噪比—误码率曲线，第二条线是 DQPSK 方式下用两码道分集得到的信噪比—误码率曲线。主要是为了比较的得出两码道分集的性能提高。

图 4.8 中横坐标是下行解调信噪比 dB 值，纵坐标是误帧率。第一条线是不编码时 DQPSK 方式下的平均信噪比—误帧率曲线，第二、三、四、五条线分别对应每个码道 6 个孔、14 个孔、20 个孔、26 个孔后卷积码的信噪比—误帧率特性。通过仿真数据图，可以明显的看出，加卷积码后误帧率降低了，而且还可以得出这样的结论，打孔数据越少性能损失就越少。比如在 10^{-2} 误帧率下，26 个打孔后卷积码比 DQPSK 调制方式性能高出 3.8db 左右，但 20 个打孔方式时提高了 4.8db 左右，性能得到很到的提高。

图 4.9 中横坐标是下行解调信噪比 dB 值，纵坐标是误帧率。第一条线是不编码时 DQPSK 方式下的平均信噪比—误帧率曲线。第二、三、四条线分别对应不编码时 QPSK+10、7、6 个导频时的平均信噪比—误帧率曲线。第五、六、七条线分别对应两个码道用 QPSK+10、7、6 个导频+ (1/2) 打孔卷积码时的平均信噪比—误帧率，同样我们得出在 10^{-2} 误帧率下，QPSK 相干解调加卷积码要比 DQPSK 方式的性能提高大约 6db。

图 4.10 中横坐标是下行解调信噪比 dB 值，纵坐标是误帧率。第一条线是 DQPSK 方式的信噪比—误帧率曲线，第二条线是 DQPSK 方式下用两码道分集得到的信噪比—误帧率曲线。主要是为了比较的得出两码道分集的性能提高。

图 4.11 中横坐标是下行输入信噪比 dB 值，纵坐标是误帧率。输入信噪比相

当于发射功率，发射功率越大，输入信噪比就会越高。第一条线是不编码时 DQPSK 方式下的平均信噪比—误帧率曲线，第二、三、四、五条线分别对应每个码道 6 个孔、14 个孔、20 个孔、26 个孔后卷积码的信噪比—误帧率特性。通过仿真数据图，可以明显的看出，加卷积码后误帧率降低了，而且还可以得出这样的结论，打孔数据越少性能损失就越少。比如在 10^{-2} 误帧率下，26 个打孔后卷积码比 DQPSK 调制方式性能高出 3.5db 左右，这就说明在同样的 10^{-2} 误帧率要求下，26 个打孔卷积码方式要比 DQPSK 调制方式要求的发射功率低了 3.5db。

图 4.12 中横坐标是下行输入信噪比 dB 值，纵坐标是误帧率，输入信噪比相当于发射功率。第一条线是不编码时 DQPSK 方式下的平均信噪比—误帧率曲线。第二、三、四条线分别对应不编码时 QPSK+10、7、6 个导频时的平均信噪比—误帧率曲线。第五、六、七条线分别对应两个码道用 QPSK+10、7、6 个导频+ (1/2) 打孔卷积码时的平均信噪比—误帧率，同样我们得出在 10^{-2} 误帧率下，QPSK 相干解调加卷积码要比 DQPSK 方式要求的发射功率低了 6db 左右。

图 4.13 中横坐标是下行输入信噪比 dB 值，纵坐标是误帧率。第一条线是 DQPSK 方式的信噪比—误帧率曲线，第二条线是 DQPSK 方式下用两码道分集得到的信噪比—误帧率曲线。主要是为了比较的得出两码道分集的性能提高。

通过以上数据分析，最后我们得出这样的结论：

加卷积码得到的性能提高是以系统的码道资源为代价的，它比 DQPSK 占用的码道资源多了一倍，而后，再资源得到提高的情况下，利用 QPSK 相干解调方式进一步提高系统性能，其实由第三章的理论分析可知利用 QPSK 相干解调方式比 DQPSK 优越，再加上 QPSK 相干解调的条件，最终必须选择 QPSK 相干解调加卷积码。当采用这种方案时，在 10^{-3} 误码率下，它比 DQPSK 方式性能高出 4db 左右。在 10^{-2} 误帧率下，它比 DQPSK 方式性能高出 6db 左右。所以说，对于数据业务来说，如果通过这种软件改进方式，性能必将提高，为远程医疗系统的实现提供必要的技术支持。

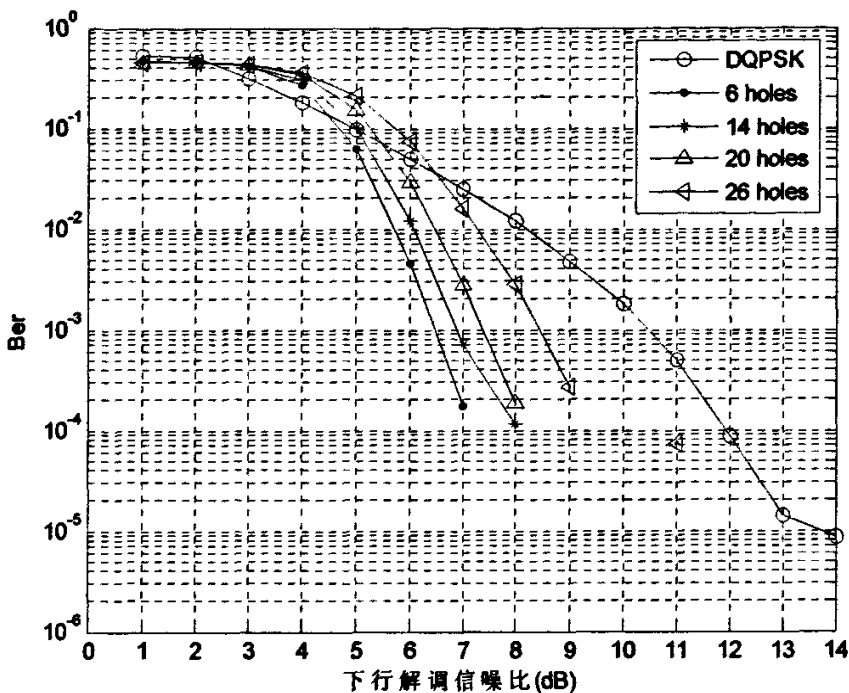


图 4.2 DQPSK 与 DQPSK+ (1/2) 打孔卷积码误码率比较

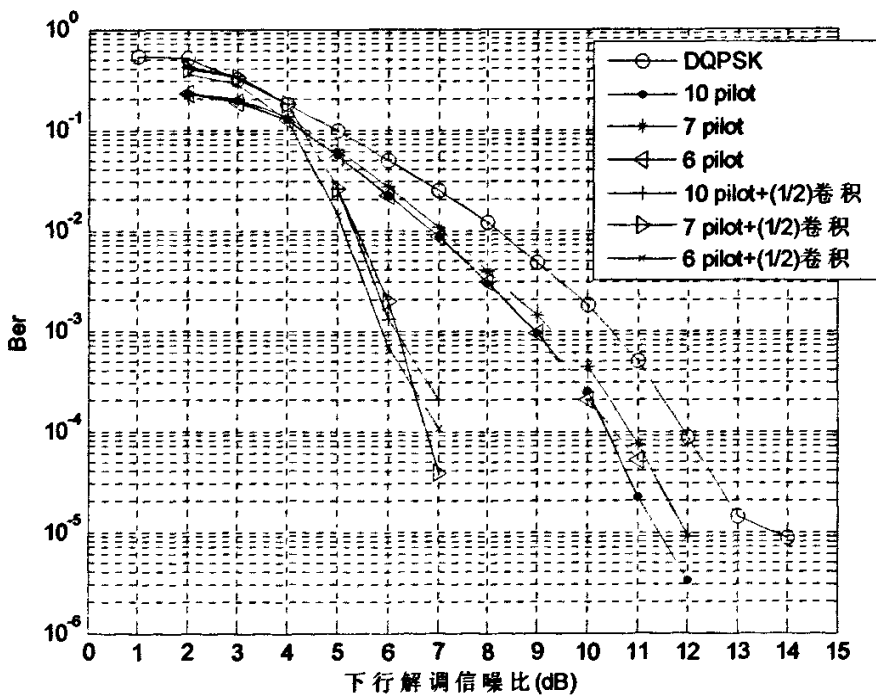


图 4.3 DQPSK 与 QPSK、QPSK+ (1/2) 打孔卷积码误码率比较

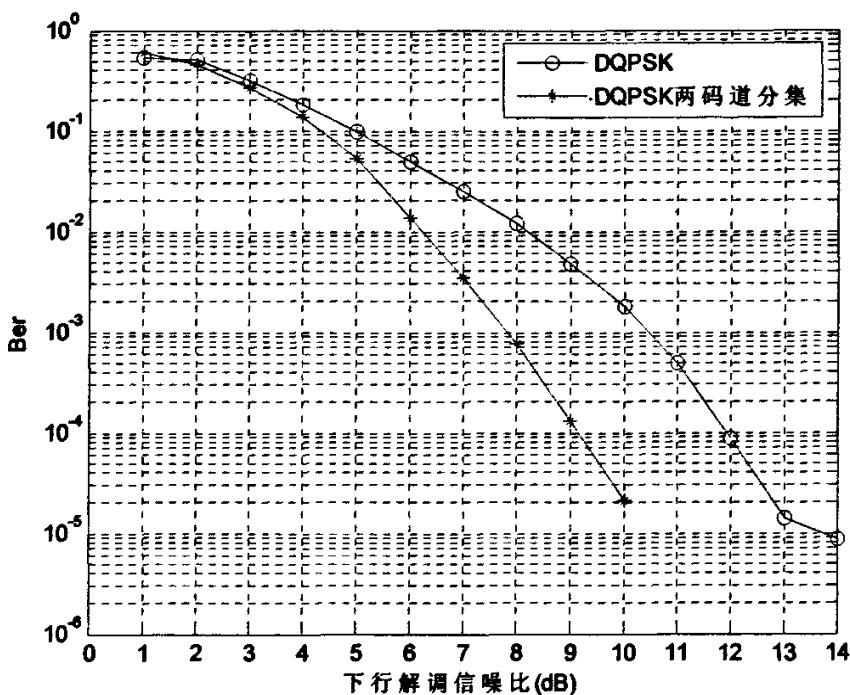


图 4.4 DQPSK 与两码道分集误码率比较

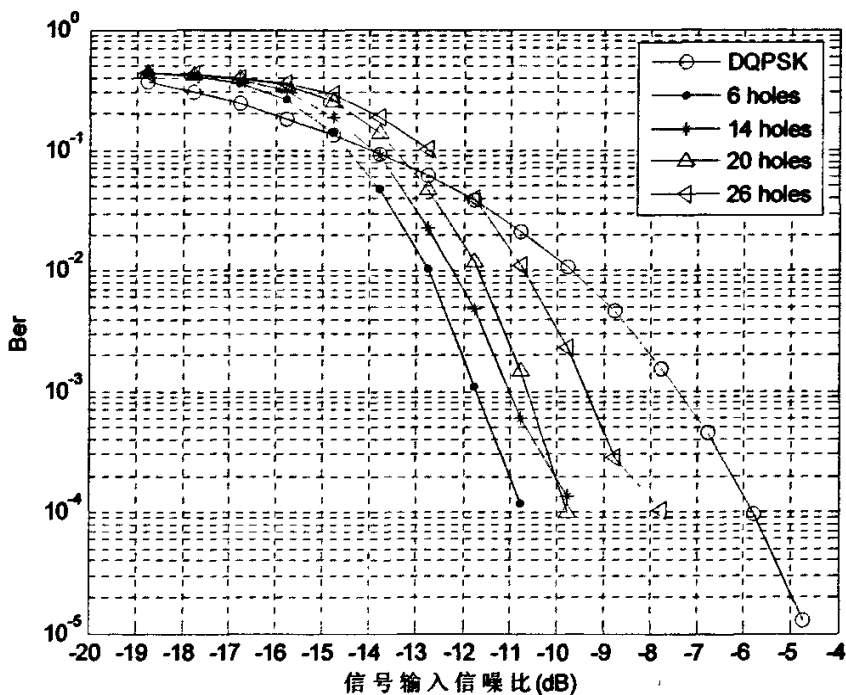


图 4.5 DQPSK 与 DQPSK + (1/2) 打孔卷积码误码率比较

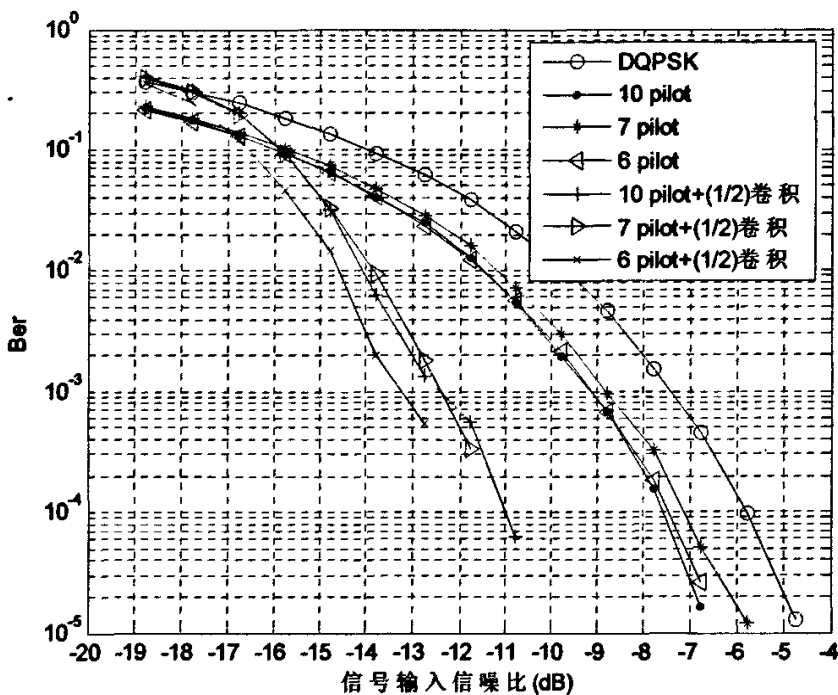


图 4.6 DQPSK 与 QPSK、QPSK + (1/2) 打孔卷积码误码率比较

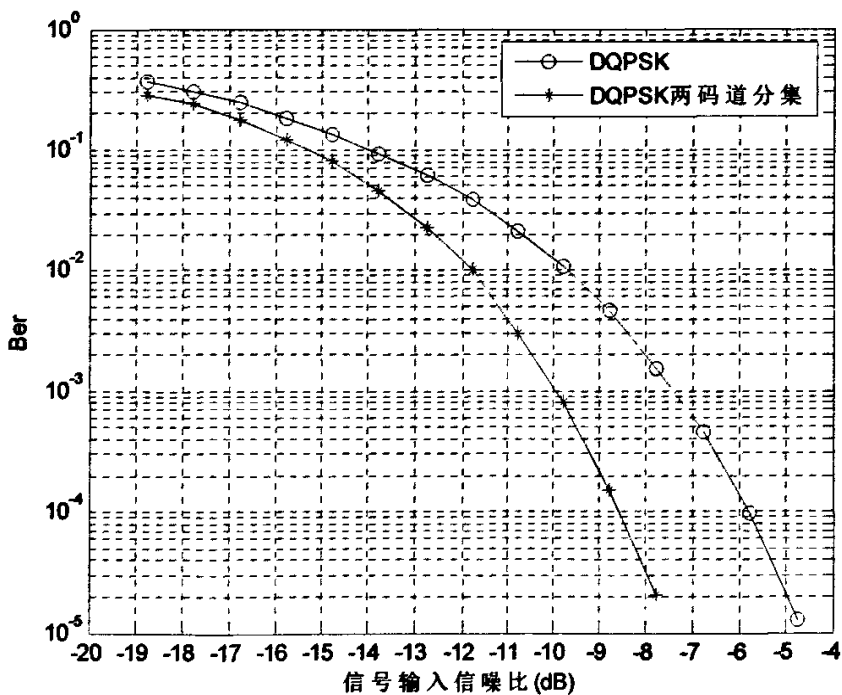


图 4.7 DQPSK 与两码道分集误码率比较

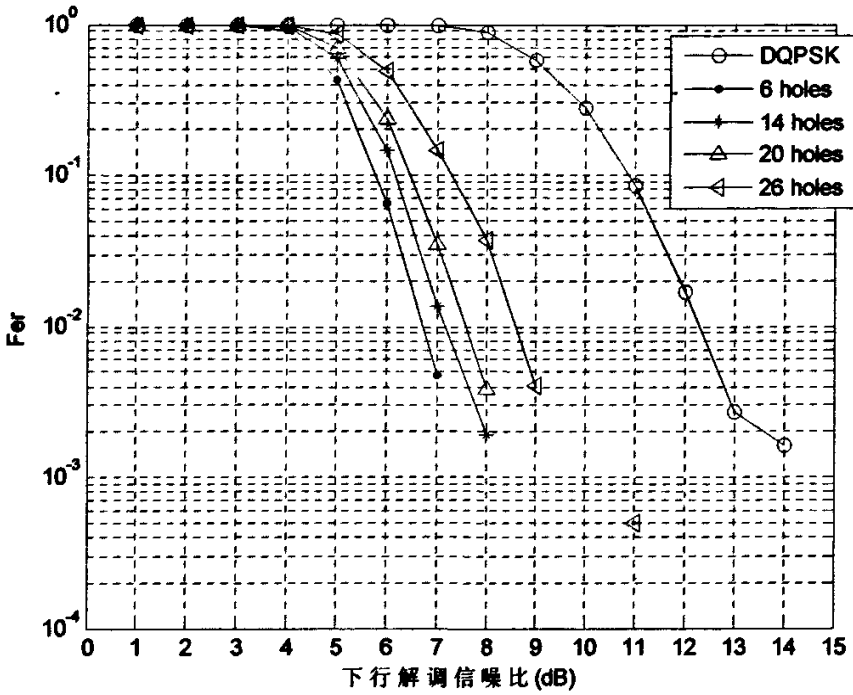


图 4.8 DQPSK 与 DQPSK+ (1/2) 打孔卷积码误帧率比较

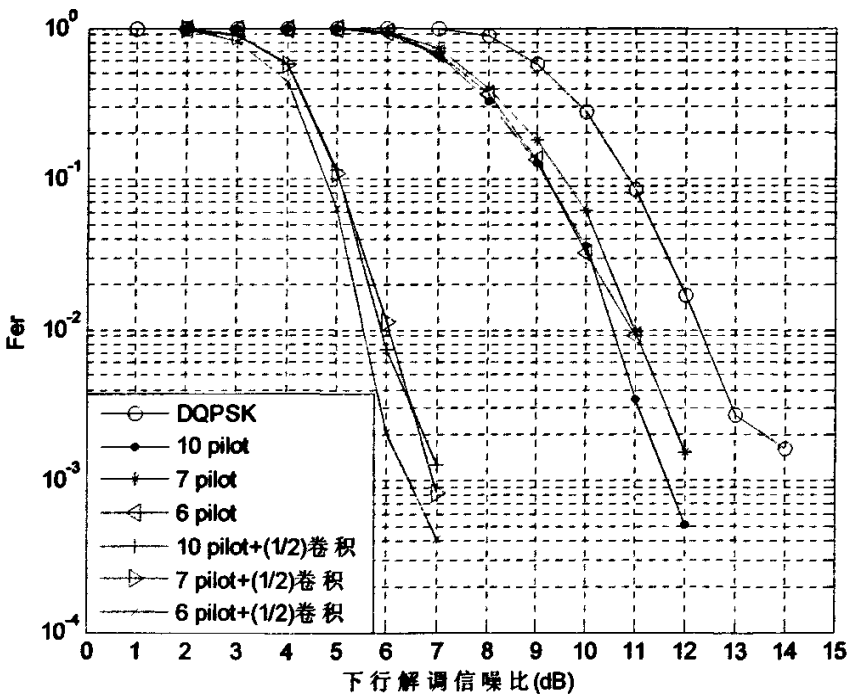


图 4.9 DQPSK 与 QPSK、QPSK+ (1/2) 打孔卷积码误帧率比较

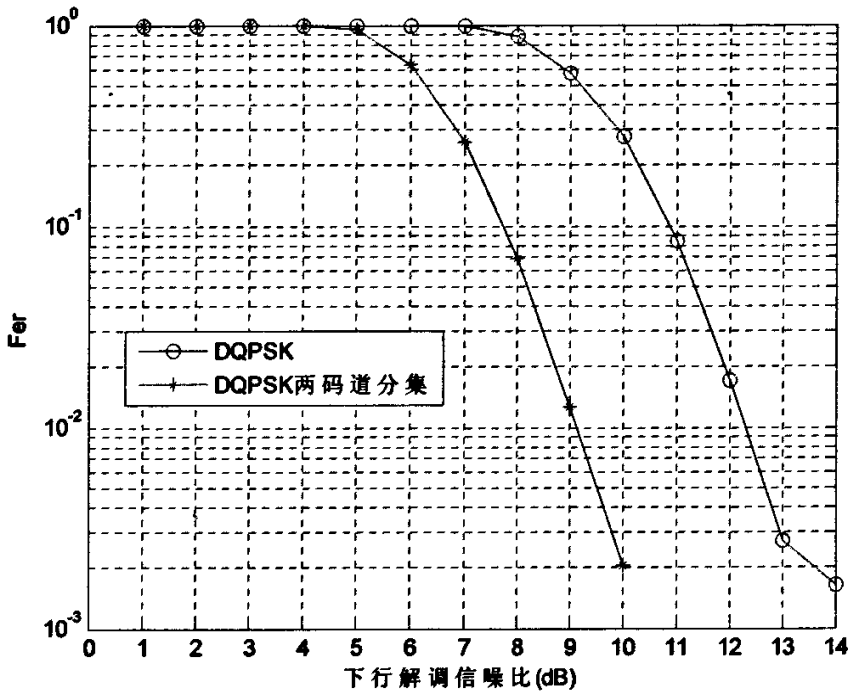


图 4.10 DQPSK 与两码道分集误帧率比较

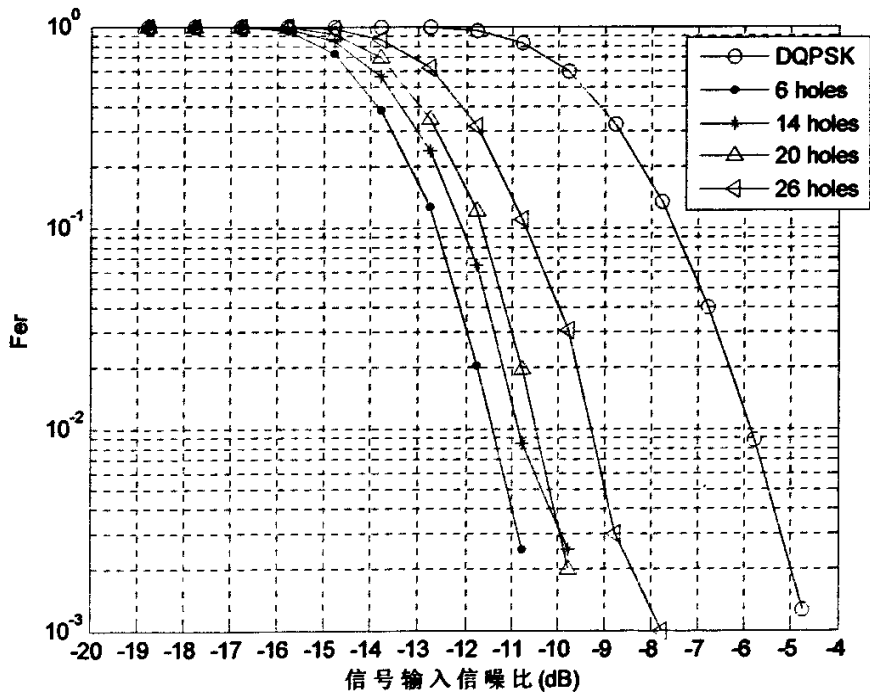


图 4.11 DQPSK 与 DQPSK+(1/2) 打孔卷积码误帧率比较

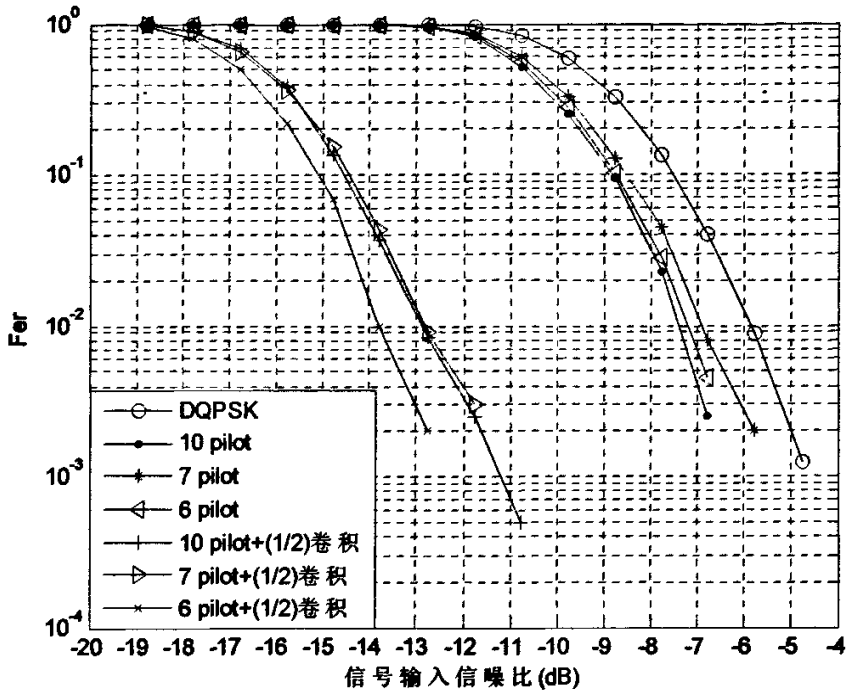


图 4.12 DQPSK 与 QPSK、QPSK+ (1/2) 打孔卷积码误帧率比较

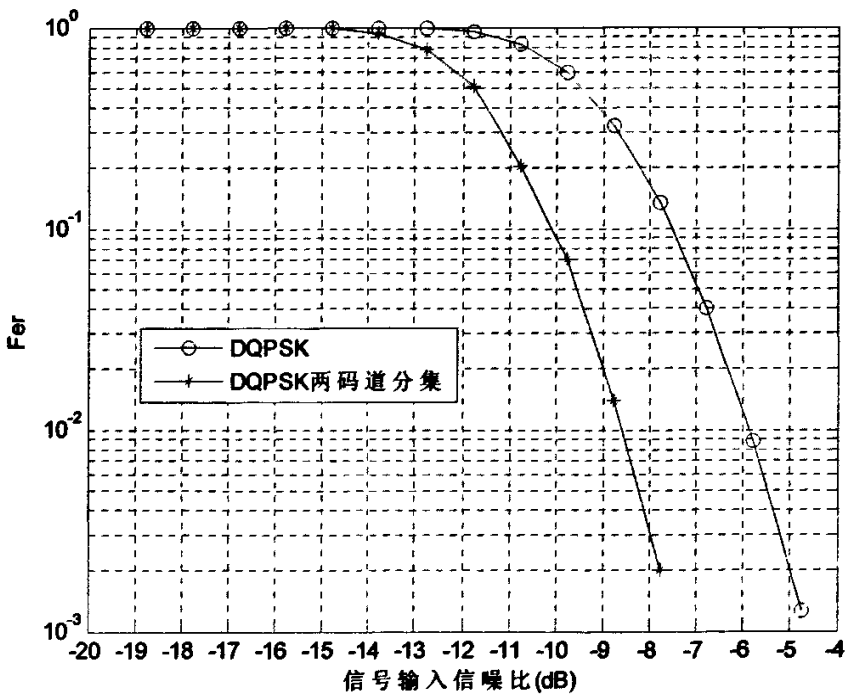


图 4.13 DQPSK 与两码道分集误帧率比较

4.2 干扰抵消方案仿真结果

4.2.1 仿真实现过程分析

在干扰抵消方案的研究过程中，为了能得到更加符合实际的真实效果，我们用现场采集到的数据来做仿真研究，最后来比较干扰抵消前的解调信噪比和干扰抵消后的解调信噪比，比较得出干扰抵消方案的优越性。

每接收一帧数据，必须找到同步点后，才能正确的解调数据，由于 ACC 信道的物理帧结构里 SYNC 是专门用来发送已知训练序列的，我们利用这个训练序列来寻找同步点。发送数据通过扩频，加扰后发送的，所以利用扰码的自相关性再加上已知的训练的序列，找到最佳同步点。找到同步点后，一般就可以正确的解调 ACC 信道的数据。但是无线信道环境恶劣，不能够避免载波的频率偏移，所以我们在接收到的数据信息里去除频偏和相偏，去除频偏和相偏也是利用已知的训练来去除的。最后，通过找同步、解扩、去频偏相偏后得到 ACC 信道的解调数据。于是，我们就可以利用已知的训练序列 SYNC 和接收的训练序列来估计信道参数了，也是就信道模型了，具体估计算法第三章里介绍过。

为了能够真实的构造实际的 ACC 信道接收数据，我们利用上面接收解调后的 ACC 信道数据通过估计的信道模型后，就得到了比较真实的 ACC 信道信息了。然后在终端接收的数据里减去重构的 ACC 信息后，剩下的就是比较“纯净”的用户业务数据了。最后利用用户的扩频码一步步解调数据，就可以得到解调后的用户数据。

上述过程还涉及到很多实际系统中细节技术，具体在仿真程序里有体现，由于重点是如何估计信道，不能一一说明。

4.2.2 仿真流程

本方案是利用现场采集数据来实现的，所以在解调时，仿真过程必须和实际系统真实模型一样，具体解调过程如仿真流程如图 4.14 所示。

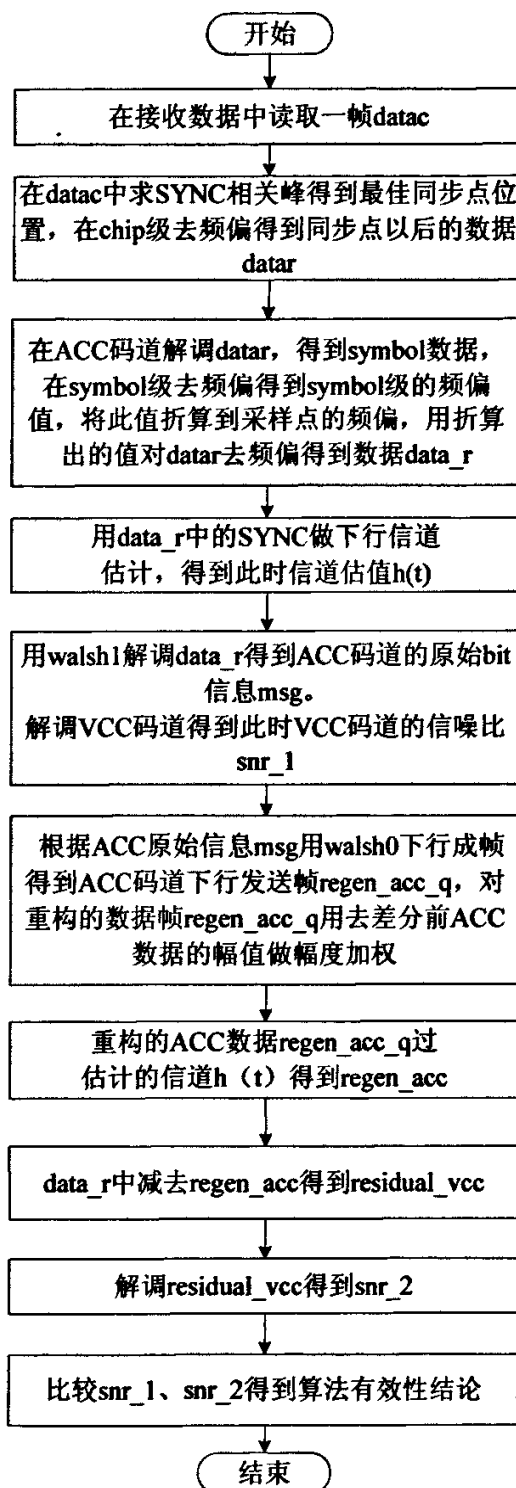


图 4.14 干扰抵消方案仿真程序流程图

4.2.3 仿真结果分析

依据第三章介绍的干扰抵消方案技术分析，以及本章分析的仿真流程。利用

Matlab 软件，最终仿真结果如下。

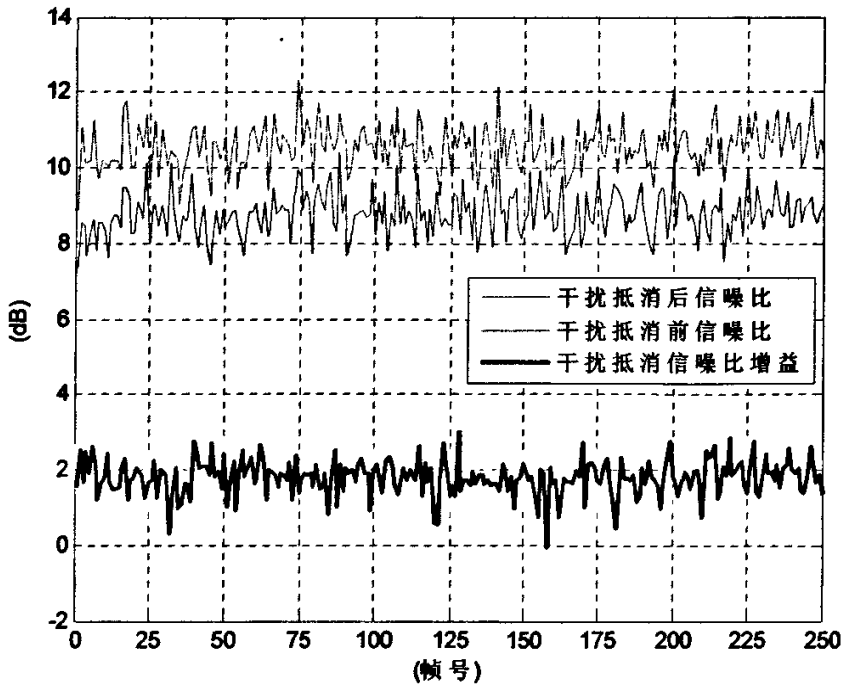


图 4.15 干扰抵消前后性能比较

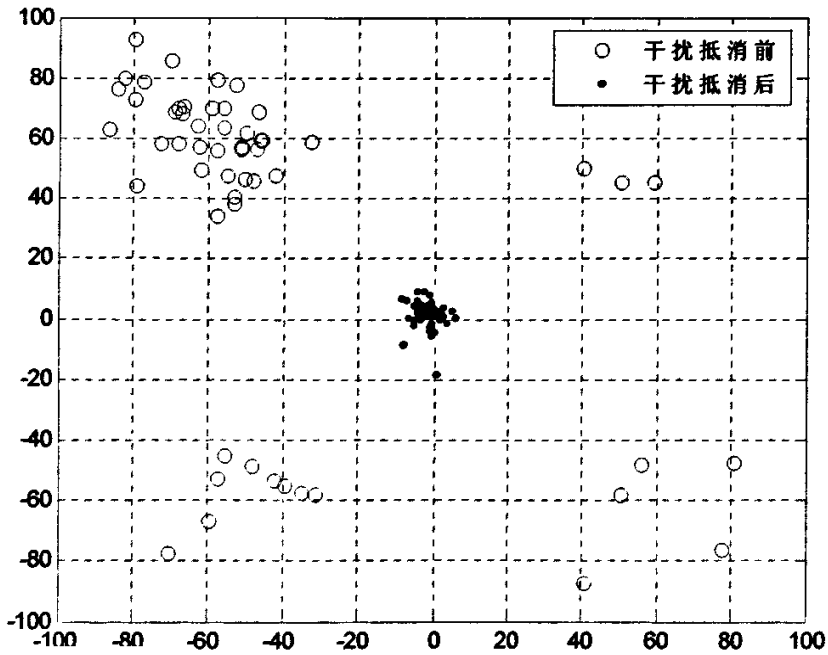


图 4.16 干扰抵消前后 ACC 信道解调星座图

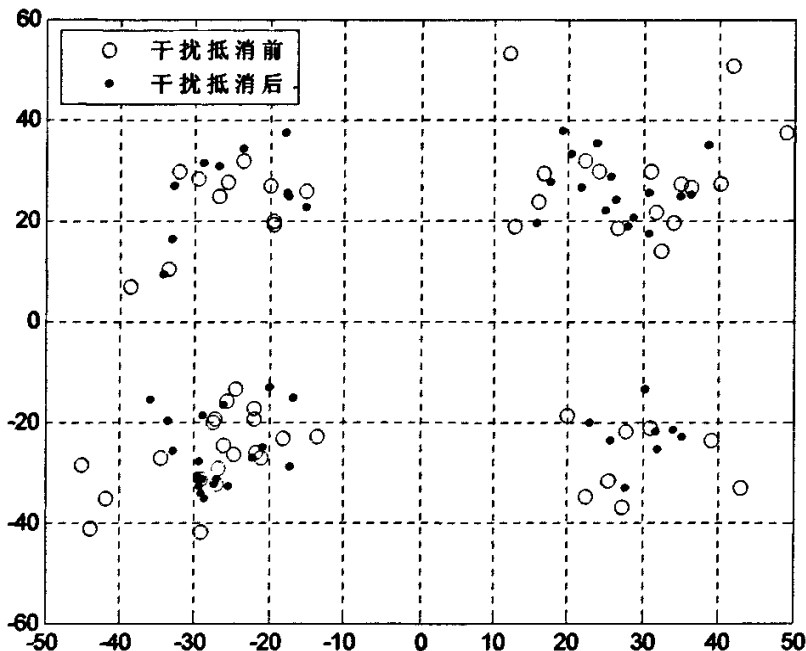


图 4.17 干扰抵消前后 VCC 信道解调星座图

由于干扰抵消方案是采用实际采集到的数据做分析，所以我们是采取方案前后解调信噪比的变化和星座图的特性来说明问题。

图 4.15 横坐标代表帧号，纵坐标是每一帧的解调信噪比。其中，第一条线是干扰抵消后的最终接收信号的解调信噪比，第二条线是干扰抵消前的最终接收信号的解调信噪比，第三条线代表干扰抵消前后得到的增益。从仿真数据图上，我们可以明显的看出，采用干扰抵消方案后，解调信噪比得到了 2db 增益。

图 4.16 是 ACC 信道某帧的干扰抵消前后解调星座图。其中空心圆圈的点是干扰抵消前 ACC 信道某帧下行信号解调的星座图，实心的点是干扰抵消后解调 ACC 码道的星座图。从图中可以看出，如果在用户终端接收信号里，采用干扰抵消来消除 ACC 信道对 VCC 信道的干扰后，从解调情况来看，ACC 信息消除的比较“干净”，ACC 解调信号基本集中在星座图的中心。这就说明，ACC 信号所剩无几，对 VCC 信道干扰小了。

图 4.17 是 VCC 信道某帧的干扰抵消前后解调星座图。其中空心圆圈的点是干扰抵消前 VCC 信道某帧下行信号解调的星座图，实心的点是干扰抵消后解调 VCC 码道的星座图。从图中可以看出，实时干扰抵消后，VCC 信号在各个象限的集中度明显的比干扰抵消前集中了，这说明，ACC 信道对 VCC 信道的多址干扰少了，多址干扰引起的频偏、相偏等减少了，对于最后的信号判决来说，精确多了。

4.3 OVSF 方案仿真结果与分析

4.3.1 仿真实现过程分析

OVSF 码扩频得优越性就在于能够兼顾数据业务速率和数据传输质量之间的关系，在数据传输过程中要保持对信道质量的检测，信道质量检测可以借用信令 SABM 过程进行，如果信道质量低于规定的标准，就选择比较高的扩频系数来扩频，这样数据业务传输速率就会随着扩频因子的增大而降低，信道质量就会升高，具体结果可以在仿真中得到体现。相反，如果信道质量很好，误码率达到了规定的标准，我们就可以进一步提高数据传输速率，为实时传输提供了一个最佳途径。尤其是对远程医疗来说，实时传输显得尤为重要。

仿真实现时，数据的生成是采用随机生成的方式，这样主要是为了能够对接收信号和原始数据信息做对比，得出误码率和误帧率，对 OVSF 方案的性能作出评价。

4.3.2 仿真流程

本小节所述的仿真用于评估 OVSF 方案各种不同扩频系数时，给系统能带来多大的增益，以及不同扩频系数的性能比较。仿真流程图如图 4.18 所示。

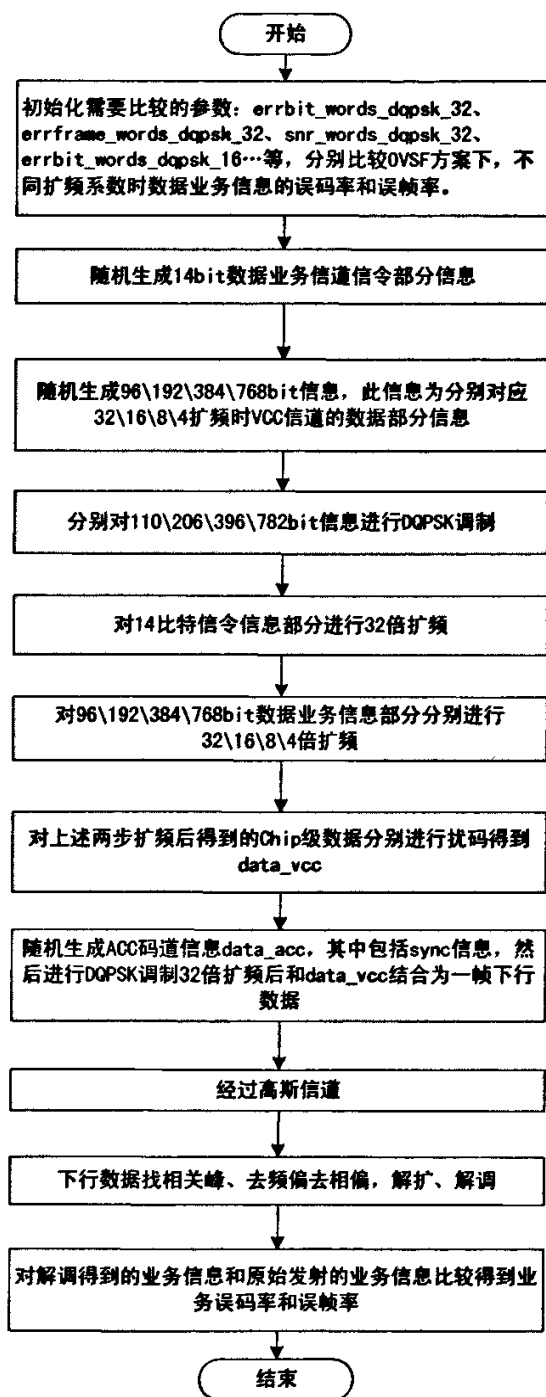


图 4.18 OVSF 方案仿真程序流程图

4.3.3 仿真结果分析

依据第三章介绍的 OVSF 方案技术分析, 以及本章分析的仿真流程。利用 Matlab 软件, 最终仿真结果如下。

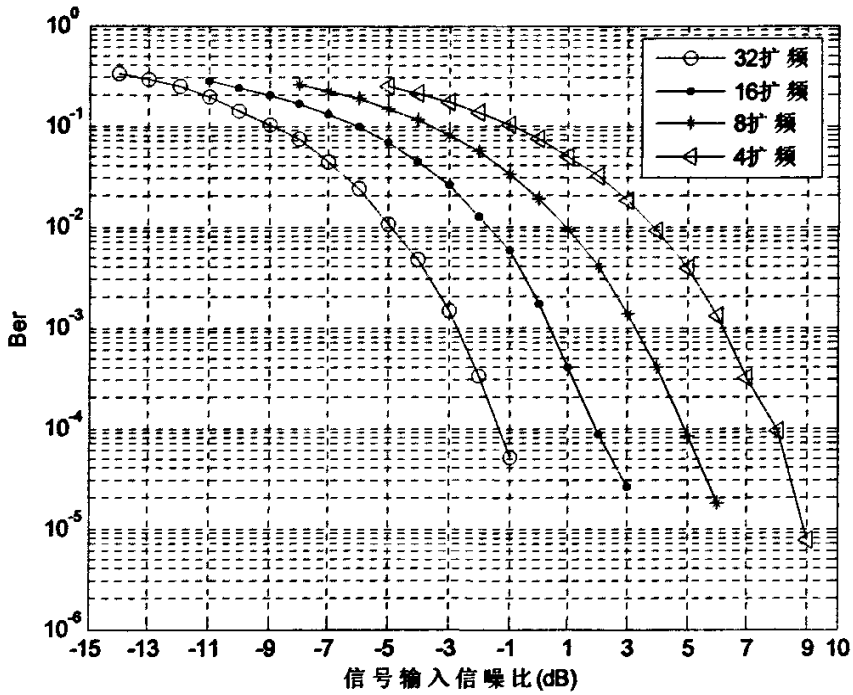


图 4.19 OVSF 误码率性能比较

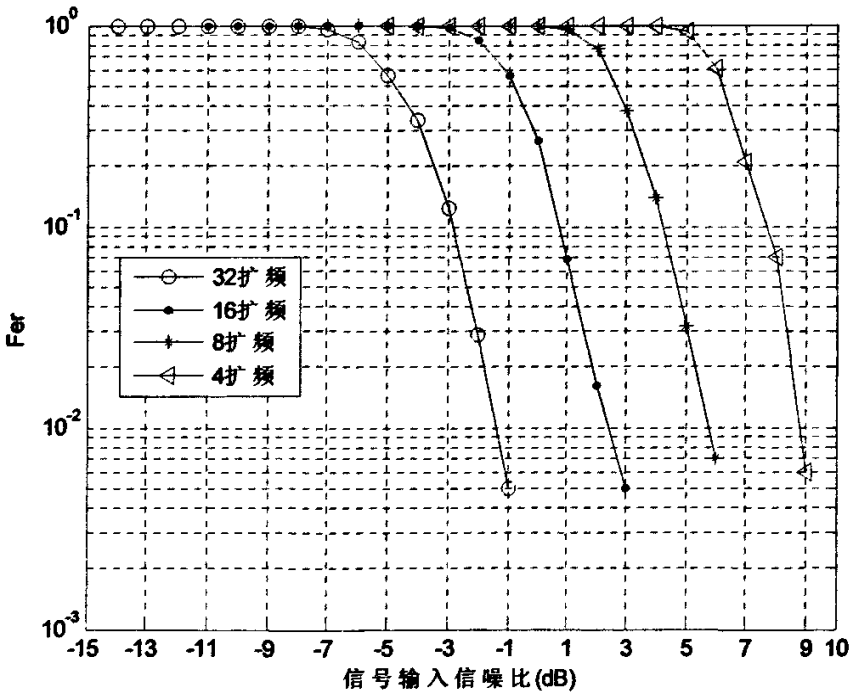


图 4.20 OVSF 误码率性能比较

图 4.19 是 OVSF 误码率性能比较图，图中横坐标是解调信噪比 dB 值，纵坐

标是误码率。第一、二、三、四条线分别代表 32 倍、16 倍、8 倍、4 倍扩频时的平均解调信噪比—误码率曲线。从仿真数据图中，可以看出，随着扩频因子的提高，误码率明显的降低了，但是数据业务的传输速率也降低了。

图 4.20 是 OVSF 误帧率性能比较图，图中横坐标是输入信噪比 dB 值，纵坐标是误帧率。第一、二、三、四条线分别代表 32 倍、16 倍、8 倍、4 倍扩频时的平均解调信噪比—误帧率曲线。从仿真数据图中，可以看出，随着扩频因子的提高，误帧率也明显的降低了，一般扩频因子每提高一倍后，性能将增加 3db 左右。

从以上分析可以得出，不管用什么样的技术来提高信道质量，都是由一定代价来付出的，在 OVSF 方案里，随着性能的提高，数据业务的传输速率将降低，在实际的数据传输中，我们必须兼顾速度和质量两方面的要求。比如，如果终端用户少，那么多址干扰也就减少了，这时可以考虑采用小的扩频因子来扩频用户数据，来达到提高数据速率。同样，我们可以在系统里设置高级用户，一旦高级用户接入系统，系统将限制其它更多的用户接入系统，已达到高级用户信道质量要求，这样做的必要是：因为，在远程医疗系统中，有的时候有些患者病情非常严重，必须做出即时的诊断和监护，对于这样的患者来说，任何数据传输的延误将可能导致非常严重的后果。所以对于这样的患者可以提高用户级别，优先占用系统更加多的资源。

第五章 系统性能测试分析

5.1 相干解调方案测试结果

上一章对远程无线医疗系统的各种方案做了仿真分析，结果表明方案可以为远程医疗数据传输提供有效的性能。本章分析该方案在实际系统中实现后的性能。

5.1.1 测试环境和测试内容

携带 SCDMA 终端到和基站无直视路径的测试点测试。基站同时在码道 8、16、25 向一个 400M 终端发送固定数据。其中码道 25 用 DQPSK 方式调制发送、码道 8 和 16 用 QPSK 方式发送。码道 25 发射数据记为 Data1，码道 8 和 16 的发射数据用如下所述方式生成：对 Data1 做 (2, 1, 7) 卷积编码后生成数据为 204 比特，分别分配给码道 8 和 16。然后在每个码道打孔 16 比特，即每个码道剩余 86 比特。最后在每个码道插入 6 个导频。此时码道 8 的数据记为 DataA，码道 16 的数据记为 DataB。

这样，在终端的 25 码道接收数据和 Data1 比较得到 DQPSK 调制方式下的误码特性，在终端 8 或 16 码道的接收数据分别和 DataA、DataB 比较得到 QPSK 调制方式下的误码特性。根据 DataA 和 DataB 补打孔、译码得到数据的数据记为 Data_r 和 Data1 比较得到 QPSK+1/2 编码的误码特性。

5.1.2 测试结果

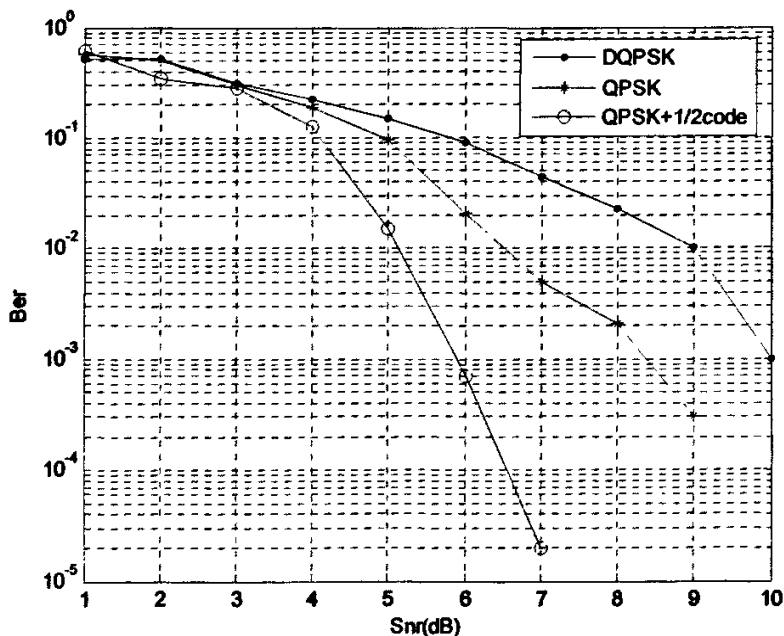


图 5.1 相干解调方案测试结果

图 5.1 是测试的结果，其中横轴为信噪比，纵轴为误码率。带实心点的线为 DQPSK 方式数据测试结果，带星号的线为 QPSK 方式数据测试结果，带空心圆圈的线为 QPSK+1/2 卷积码方式的误码率曲线。

从测试结果可以看出，QPSK+1/2 卷积码的方案可以很大程度上提高低信噪比下系统的数据传输可靠性。

5.2 干扰抵消方案测试结果

5.2.1 测试环境和测试内容

针对干扰抵消的 DSP 效果进行测试，确定干扰抵消对 SNR 的改进。如图 5.2 所示用两个 SCDMA 终端测试，同一个射频天线接收信号后，将接收信号用功分器分给两个测试终端，这样保证了两个终端接收的无线信号相同。两个终端一个使用没有干扰抵消的程序，另外一个中烧录干扰抵消算法的程序。比较两个终端的下行信噪比，得到干扰抵消算法的性能。

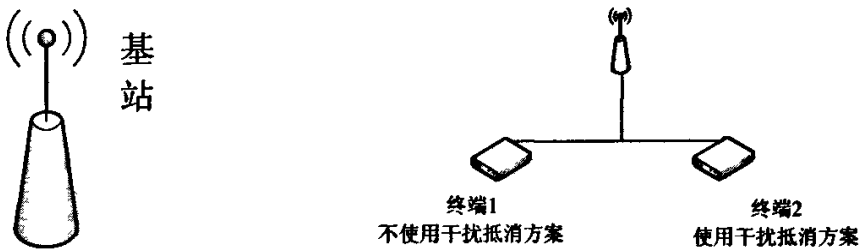


图 5.2 干扰抵消方案测试结构示意图

5.2.2 测试结果

图 5.3 是在 SCDMA 系统中采用干扰抵消方案后性能测试的统计结果，图中横坐标对应一定的信噪比区间，纵坐标对应解调信噪比落在对应区间的帧数占所有帧数的百分比。左边的柱形图对应干扰对消前的情况，右边的柱状图对应干扰抵消后的情况。可以看到，使用干扰抵消方案后该系统中业务信道解调信噪比明显得到提高，信噪比差的帧的比例明显减少。

测试结果表明，干扰抵消方案可以有效地改善下行接收信号的信噪比，使无线数据的传输更加可靠。

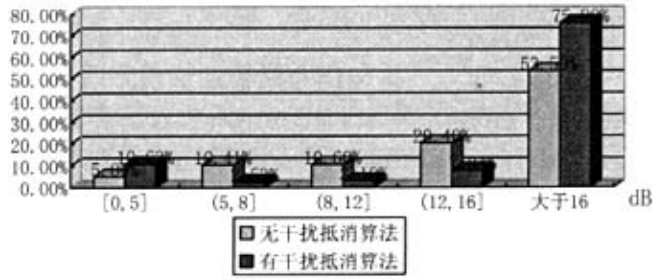


图 5.3 干扰抵消方案分析统计结果

第六章 总结与展望

6.1 提高远程医疗系统数据业务性能的总结

SCDMA 中、低速无线数据业务是指在目前商用基站和终端平台上开展的阶段目标,是为无线远程医疗和其它数据业务的实现奠定基本的技术支持。

在低速率数据业务中,同时存在两种类型帧格式,分别承载业务数据和控制信令。控制信令采用与原系统相同格式以获得高扩频增益提高可靠性,承载数据业务帧可以采用高进制调制和短扩频码以获得更高的通信速率,也可采用本文介绍的均衡技术以提高数据传输的准确性。

目前,为实现 SCDMA 中、低速数据业务已完成工作如下:

(1) QPSK 相干解调

采用 QPSK 相干解调比 DQPSK 方式后,数据传输的准确率得到了提高。

(2) 干扰抵消

干扰抵消技术能有效的克服多址干扰,能克服 ACC 信道给用户信道带来的干扰,提高了数据业务的准确传输率。

(3) OVSF 扩频

如果是传输语音信息,ACC 码道和 VCC 码道仍然保留原来的扩频方式(固定使用 32chip 扩频);如果是传输数据业务则使用正交变速率扩频技术。支持动态改变扩频速率和动态码树变换。

OVSF 的扩频因子 SF 值可选: 32、16、8、4

6.2 有待完善远程医疗系统数据业务的工作

下面先给出系统实现中、低速数据业务仍需要做的算法改进和实现可行性分析:

(1) 调制方案

接入码道和话音业务仍然使用固定的 DQPSK 调制方式,数据业务使用动态调制方式,可以根据信噪比和业务需求在不同调制方式中选取,可供选择的调制方式有: 16QAM、8PSK、D8PSK、64QAM。

采取动态调制时,只有数据业务上行和下行链路的数据部分(MUX3D 和 MUX3U 的 D 部分)使用动态调制来选择上面介绍的几种调制方式中的一种。其他部分仍然使用传统的 DQPSK 调制方式。

当然如果要采取以上任何一种调制方式,必须要经过方案论证,看能否在目前的硬件平台上实现,主要看 DSP 的处理能力能够更上速度。然后必须通过仿真,对比比较每一种方案的可行性,最后才能通过 DSP 实现,现场测验数据得出结论。这方面的任务还很艰巨,还有待研究。

(2) 差错控制编码

本系统解调的 QPSK 相干解调方案，是采取了 (2,1,7) 卷积编码和 Viterbi 译码结合 QPSK 相干解调来实现，但是目前，性能最好的是 Turbo 码。

Turbo 码是由 C.Berrou 等在 ICC'93 会议上提出的。它巧妙的将卷积码和随机交织器结合在一起，实现了随机编码的思想；同时采用软输出迭代译码来逼近最大似然译码。当然这一编码实现起来更加困难，要求的系统平台性能要更加高，有待进一步研究。

(3) 交织

SCDMA 单个上行或下行时隙为 5 毫秒，每对时隙宽度 10 毫秒。理论上对 SCDMA 功率控制最快可以实现 100 次/秒，必须采用其他措施或对移动速度作出限制，保证在 5 毫秒内信道衰落变化幅度不大。要实现这一目标，就不可能只通过帧内交织来克服衰落的影响。因此，SCDMA 系统最好采用帧间交织，考虑帧内交织对突发干扰的抑制，采用帧内交织也是一种在性能和复杂程度之间的平衡。

可以选择的交织方式有：相邻两帧交织，采用奇偶交织；帧内交织，采用阵列交织；当然当采用帧间交织时，会对系统的传输引起时延，需结合反馈重传机制来实现。

在上面所列方案中，如果都能顺利实现，理想信道环境下可以获得高达 192kbps 速率。实际获得速率受限于系统硬件运算速度，实现复杂程度，信道环境等因素，理论上来说会降低实际的传输速率。有待在以后的研究中得以实现，为 SCDMA 系统上实现高数据速率的远程医疗监护系统提供技术支持。

参考文献

- 1 诸强, 王学民, 胡宾等. 无线远程医疗系统. 北京生物医学工程. 2004, 23(3): 225~227.
- 2 朱根方. 一种卷积码维特比译码算法的实现. 通信与广播电视. 2005, 2: 16~35
- 3 阎强, 范逢曦, 何大卫. 远程医疗: 一种新的医疗模式. 山西医科大学学报. 1998, 29(1): 91~93
- 4 刘忠英, 万谦, 张宝富. 光纤 CDMA 系统中编解码器的优化设计方法. 通信学报. 2002, 23(2): 66~71
- 5 杨大成. cdma2000 1x 移动通信系统. 北京: 机械工业出版社, 2003. 6: 16~33
- 6 郭梯云, 邬国杨, 李建东. 移动通信. 西安: 西安电子科技大学出版社, 2001. 7: 29~75
- 7 王新梅, 肖国镇. 纠错码原理与方法(修订版). 西安: 西安电子科技大学出版社, 2001. 4
- 8 魏急波, 熊辉, 程时昕等. 一种基于小波包变换的MC-CDMA系统. 通信学报. 2000, 21(1): 13~21
- 9 秦东, 肖斌, 李志勇等. Viterbi译码器的优化设计. 微电子学. 2000, 30(3): 168~171
- 10 强秀丽, 刘党辉, 秦桂枝. (2, 1, 7)维特比译码器的并行算法实现. 指挥技术学院学报. 2000, 11(6): 82~86
- 11 黄睿, 王琳, 李秉智. 第3代移动通信系统中的信道编码技术研究. 数字通信. 2000, 8: 17~19
- 12 高宇晨, 武永军, 沈保锁. 卷积译码的维特比算法和实现技术. 天津通信学报. 2001, 2: 7~10
- 13 赵冰. 数字通信中的卷积编码及Viterbi译码器设计. 天津通信学报. 2002, 3: 1~6
- 14 赵冰. 卷积编码及基于DSP的Viterbi译码器设计. 信息与控制. 2002, 31(5): 473~476
- 15 徐莉, 罗新民, 徐艳红. 卷积码的Matlab仿真及其性能研究. 现代电子技术. 2006, 11: 64~66
- 16 林茂生, 朱义胜. 基于Matlab的纠错码性能测试仿真. 现代电子技术. 2003, 23: 1~3
- 17 邢庆君, 王云鹤, 刘玉君. 卷积码的译码方法分析. 信息工程大学学报. 2004, 5(1): 33~36
- 18 康绍莉, 袁正定, 李世鹤. TD-SCDMA系统中低代价信道估计方法的改进. 通信学报. 2002, 23(10): 108~113
- 19 宋挥师, 张平. WCDMA系统中下行链路业务复用的DSP快速实现方案. 无线通信技术. 2003, 2: 5~9
- 20 李忻, 聂在平, 李方伟. 基于天线阵列的一种SCDMA系统干扰消除技术研究. 通信学报. 2003, 24(4): 57~62
- 21 张平, 王卫东, 陈月华. WCDMA移动通信系统的信道编码技术的研究. 电子学报. 1999, 27(11A): 16~20
- 22 张传达, 李小文. 卷积码编码及其Viterbi译码的实现. 无线电工程. 2006, 36(7): 45~48
- 23 吕金飞, 程乃平, 任宇飞. 基于TMS320C33的维特比译码实现技术. 装备指挥技术学院学报. 2004, 15(4): 63~66
- 24 姚远程, 廖祥. 基于MATLAB的卷积交织译码研究. 西南科技大学学报. 2004, 19(3): 11~14
- 25 于英欣, 王琳, 余格非. 卷积码交织器的设计. 无线通信技术. 2005, 2: 11~17
- 26 雷超阳, 张治元. 基于W-CDMA系统中卷积码解码方法研究及应用. 长沙电力学院学报. 2005, 20(2): 49~57
- 27 杨友春, 毛琦敏, 周丽君. 远程医疗的现状与发展趋势. 江苏卫生事业管理. 1999, 1: 9~12
- 28 Wei Yimin, Yi Xiaoxin, Shen Yuehong. CONVOLUTIONAL CODED DS/CDMA WITH TWO SETS OF ORTHOGONAL SPREADING SEQUENCES AND ITERATIVE DETECTION. JOURNAL OF ELECTRONICS. 2002, 19(3): 276~279
- 29 Peng Bo, Wei Gang. NEW METHOD TO RECOVER INTERNET PACKET LOSSES USING (2, 1, m) SYSTEMATIC CONVOLUTIONAL CODES. JOURNAL OF ELECTRONICS. 2002, 19(2): 199~203
- 30 ZHANG Aiping, LUO Hanwen, WANG Haoxing. Iterative Multiuser Receiver for Convolutionally Coded DS-CDMA Systems. Chinese Journal of Electronics. 2003, 12(1): 39~42
- 31 Chen Duan-rong, Xie Chang-sheng, Pei Xian-deng. Combined Viterbi Detector for a Balanced Code in Page Memories. Wuhan University Journal of Natural Sciences. 2004, 9(1): 37~40
- 32 SONG Li-xin, HUANG Tian-shu, DU Guang-yu. Performance of Convolutionally Coded Multicarrier DS-CDMA System. Semiconductor Photonics and Technology. 2005, 11(4): 281~286
- 33 PAN Su, NG Tungsang. A Multi-code CDMA Slotted ALOHA System with Sub-packet Channel Load Sensing Protocol. Chinese Journal of Electronics. 2003, 12(1): 527~532
- 34 SUN Xiaoying, WANG Shuxun. Space-time Coding Combined with Downlink Beamforming and Power Control for DS-CDMA Systems with Two Array Antennas. Chinese Journal of Electronics. 2006, 15(3): 539~543
- 35 Shao Shixiang, Yang Longxiang. BLIND ADAPTIVE MULTIUSER DETECTOR FOR NONLINEARLY MODULATED SATELLITE MOBILE CDMA SYSTEMS. Chinese Journal of Electronics. 2006, 23(3): 338~340
- 36 Persefoni Kyritsi, Reinaldo A. alenzuela, Donald C. Cox. Channel and Capacity Estimation Errors. IEEE COMMUNICATIONS LETTERS. 2002, 6(12): 517~519
- 37 Yang Xin, You Xiaohu. PERFORMANCE OF CLOSED LOOP TRANSMIT DIVERSITY IN A AYLEIGH FADING CHANNEL. Chinese Journal of Electronics. 2006, 23(1): 29~34

致 谢

首先，我要感谢我尊敬的导师马书林副教授。在攻读硕士学位期间，马书林渊博的知识、严谨的治学态度、孜孜不倦的工作作风和敬业精神，一直激励着我，成为我的动力和榜样。在两年半的学习和生活中，马书林始终给予我充分的信任和热情的鼓励，马书林在治学和为人上给予我的教诲是我人生中的宝贵财富。

然后，我要感谢大唐集团通信计量中心的周开波主任和张治兵同学，感谢他们为我提供了非常优越的学习和科研条件，对我的课题工作所给予了有益的建议、无私的帮助和悉心的指导，使我得以顺利的完成课题研究。

最后，我要特别感谢我的父母和家人，感谢他们二十多年来给予我的精神上的和物质上的巨大、无私的支持。在我的求学生涯告一段落之际，向他们表达我最深挚的感激之情。

谨向所有参加论文评审和答辩的老师表示衷心的感谢！