

摘 要

多输入多输出 (MIMO) 技术能够极大地改善无线通信系统的频谱效率和通信可靠性, 被视为新一代无线通信系统最具竞争力的技术之一。作为第一个问世的 MIMO 实验系统, 也是目前最具代表性的一种 MIMO 系统, 贝尔实验室开发的垂直-贝尔实验室分层空时 (V-BLAST) 系统, 以其简单实用的结构和令人瞩目的频谱效率而被 3GPP 等标准所采用, 成为近年来一个研究热点, 本文研究该系统的接收检测算法, 并提出一种改进算法, 该算法能够降低系统的误码率。

论文主要分为三个部分: 第一部分介绍了未来移动通信系统的发展及第四代移动通信系统 (4G) 的特征等。第二部分介绍 MIMO 系统信道模型及 BLAST 系统。第三部分研究 V-BLAST 系统的接收检测算法, 分析了 QR 分解算法、双向迫零检测算法 (BID-ZF)、串行干扰删除算法、并行干扰删除检测算法, 还分析了几种联合检测算法, 例如, 双向迫零串行干扰删除算法 (BID-ZF-OSIC)、双向迫零并行干扰删除算法 (BID-ZF-PIC) 和排序串行-并行二阶干扰删除检测算法 (ZF-OSIC-PIC), 在此基础上, 提出了改进的双向迫零串行-并行干扰删除联合检测算法, 并对这些检测算法的误码率性能进行了分析比较。仿真结果表明, 改进的联合检测算法比双向迫零串行干扰删除检测算法、双向迫零并行干扰删除检测算法和排序串行-并行二阶干扰删除检测算法误码率低, 性能有所提高。

关键词: MIMO 技术; 误码率 ; V-BLAST 系统

ABSTRACT

Multiple Input Multiple Output (MIMO) technique can enormously improve the frequency spectrum efficiency and the wireless link quality for the wireless communications system. It is regarded as the one of most promising technique in the future wireless communications field. The Vertical Bell Labs Layered Space-Time (V-BLAST) system is the first MIMO experiment system, and also the most representative MIMO system. V-BLAST scheme can achieve very high spectrum efficiency and can be implemented easily. This paper studies the receive algorithms for the system and proposes an improved algorithm, which reduces the Bit Error Rate.

The paper includes three parts. In the first part, we introduce the future mobile communication system's development and the fourth generation of mobile communication system (4G) characteristic and so on. In the second part we analyze MIMO system channel model and BLAST system, In the following part, we research the receiver detection algorithms of V-BLAST system, and analyze QR decomposition algorithm, BiDirectional Zero-Forcing receive detection algorithm (BID-ZF), Successive Interference Cancellation (SIC), Parallel Interference Cancellation (PIC) detection algorithm. we also analyze several joint detection algorithms, especially BID-ZF-OSIC algorithm, BID-ZF-PIC algorithm and ZF-OSIC-PIC algorithm. Based on the analysis of these algorithms, we present an improved detection algorithm. The simulations show that the Bit Error Rate of the improved algorithm is lower than that of BID-ZF-OSIC, BID-ZF-PIC and ZF-OSIC-PIC algorithms.

Keywords: Multiple Input Multiple Output Technique; Bit Error Rate; Vertical Bell Labs Layered Space-Time System

南京邮电大学学位论文原创性声明

本人声明所呈交的学位论文是我个人在导师指导下进行的研究工作及取得的研究成果。尽我所知，除了文中特别加以标注和致谢的地方外，论文中不包含其他人已经发表或撰写过的研究成果，也不包含为获得南京邮电大学或其它教育机构的学位或证书而使用过的材料。与我一同工作的同志对本研究所做的任何贡献均已在论文中作了明确的说明并表示了谢意。

研究生签名： 唐兴 日期： 4.14

南京邮电大学学位论文使用授权声明

南京邮电大学、中国科学技术信息研究所、国家图书馆有权保留本人所送交学位论文的复印件和电子文档，可以采用影印、缩印或其它复制手段保存论文。本文电子文档的内容和纸质论文的内容相一致。除在保密期内的保密论文外，允许论文被查阅和借阅，可以公布（包括刊登）论文的全部或部分内容。论文的公布（包括刊登）授权南京邮电大学研究生部办理。

研究生签名： 唐兴 导师签名： 李君彦 日期： 09.4.12

第一章 绪论

本章首先简单介绍未来移动通信系统的发展及第四代移动通信系统（the 4th Generation，4G）的特征、关键技术等，然后详细介绍 MIMO 系统的相关技术、发展进程、特点及其应用等，最后说明本文的内容安排。

1.1 未来移动通信系统的发展

1.1.1 概述

未来移动通信系统或第四代移动通信系统可以在不同的固定、无线平台和跨越不同频带的网络中提供无线服务，可以在任何地方宽带接入互联网，能够提供信息通信以外的定位定时、数据采集、远程控制等综合功能。

那么 4G 系统是什么呢？简单来说，4G 就是能够解决目前 3G 系统不足的下一代系统，1999 年成立的 ITU-R（国际电信联盟的无线通信部门 International Telegraph Union-Radio，ITU-R）的 WP8F 工作组，主要任务是负责 3G 未来发展和超 3G 的研究。在 2001 年 10 月日本举行的第六次会议上讨论提出了“IMT-2000（International Mobile Telecommunication-2000）未来发展及超 IMT-2000 的远景框架与总目标”，该文件定义的目标数据传输速率为：IMT-2000 的未来发展在 2005 年左右实现最高约 30Mbit/s 的速率，而超 3G（IMT-advanced）在 2010 年左右在高速移动环境支持最高约 100Mbit/s 的速率，在低速移动环境达到 1Gbit/s 的速率^[1]。

1.1.2 第四代通信系统的主要特征

4G 通信系统技术以传统通信技术为基础，不断提高无线通信的频谱效率和网络功能。4G 通信技术的优势在于通话质量及数据通信速度，4G 通信费用也要比目前低。

为了充分利用 4G 通信系统带来的服务，必须借助各种各样的 4G 终端。不少通信制造商已经开始把眼光瞄准到生产 4G 通信终端产品上了。

目前正在构思中的 4G 通信具有以下特征^[2]：

1.通信速率更高

人们研究 4G 通信的最初目的是为了提提高蜂窝电话和其他移动终端通过无线网访问 Internet 的速率,因此,4G 通信最显著的特征就是它有更快的无线传输速率。据专家估计,第四代移动通信系统的传输速率速率可以达到 10M~20Mbps,最高可以达到 100Mbps。

2.网络占用频谱更宽

要想使 4G 通信达到 100Mbps 的传输速率,通信运营商必须在 3G 网络的基础上进行大幅度的改造,以便使 4G 网络在通信带宽上比 3G 网络的带宽高出许多。据研究,每个 4G 信道将占有 100MHz 的频谱,相当于 W-CDMA (宽带码分多址, Wideband Code Division Multiple Access) 3G 网络的 20 倍。

3.通信终端更加灵活

从严格意义上说,4G 手机的功能已不能简单划归“电话机”的范畴,因为语音数据的传输只是 4G 移动电话的功能之一。而且 4G 手机从外观和式样上看将有更惊人的突破,可以想象,眼镜、手表、化妆盒、旅游鞋都有可能成为 4G 终端。

4.智能性更高

第四代移动通信的智能性更高,不仅表现在 4G 通信终端设备的设计和操作具有智能化,更重要的是 4G 手机可以实现许多目前还难以想象的功能,例如,4G 手机将根据环境、时间以及其他因素来适时提醒手机的主人。

5.兼容性能更好,过渡更平滑

要使 4G 通信尽快地被人们接收,还应该考虑到让更多的用户在投资最少的情况下较为容易地过渡到 4G 通信。因此,从这个角度来看,4G 通信系统应当具备全球漫游、接口开放、能跟多种网络互联、终端多样化以及能从 3G 平稳过渡等特点。

6.高质量的多媒体通信

4G 通信提供的无线多媒体通信服务将包括语音、数据、影像等,大量信息透过宽频的信道传送出去,为此 4G 也称为“多媒体移动通信”。

7.通信费用更加便宜

由于 4G 通信不仅解决了与 3G 的兼容性问题,让更多的现有通信用户能轻易地升级到 4G 部署。同时在建设 4G 通信网络系统时,各通信运营商必将考虑直接在 3G 通信网络的基础设施之上,采用逐步引入的方法,有效地降低系统建设和运营成本。

1.1.3 第四代移动通信系统的关键技术

4G系统中有两个基本目标：一是实现无线通信全球覆盖；二是提供无缝的高质量无线业务。为了达到这个目标，需要在下列几个方面做出努力：频谱的高效使用、带宽的动态分配、安全的无线应用、更高的服务质量、高性能的信号调制传输技术。为此，4G系统使用了许多新技术，其中关键技术介绍如下：

1.正交频分复用技术（OFDM）

第3代移动通信主要采用以码分多址CDMA(Code Division Multiple Address, CDMA) 技术，而正交频分复用OFDM(Orthogonal Frequency Division Modulation, OFDM) 技术因具有频谱利用率高、抗多径衰落能力强等优点^[6-8]，受到越来越广泛的关注，并已成功地应用到高速率数字用户线、不对称数字用户线、高清晰度数字电视、无线局域网网络标准802.11 a、数字视频广播以及固定本地无线接入系统中。可以预见4G 中将采用OFDM 技术作为主要的传输方式。

OFDM 技术实际上是多载波调制MCM (Multiple Carrier Multiplexing) 的一种，其主要原理是：将待传输的高速串行数据经串/并变换，变成在 N 个子信道上并行传输的低速数据流，再用 N 个相互正交的载波进行调制，然后叠加在一起发送，接收端用相干载波进行相干接收，再经并/串变换恢复为原高速数据。图1-1 是OFDM 系统基本框图。

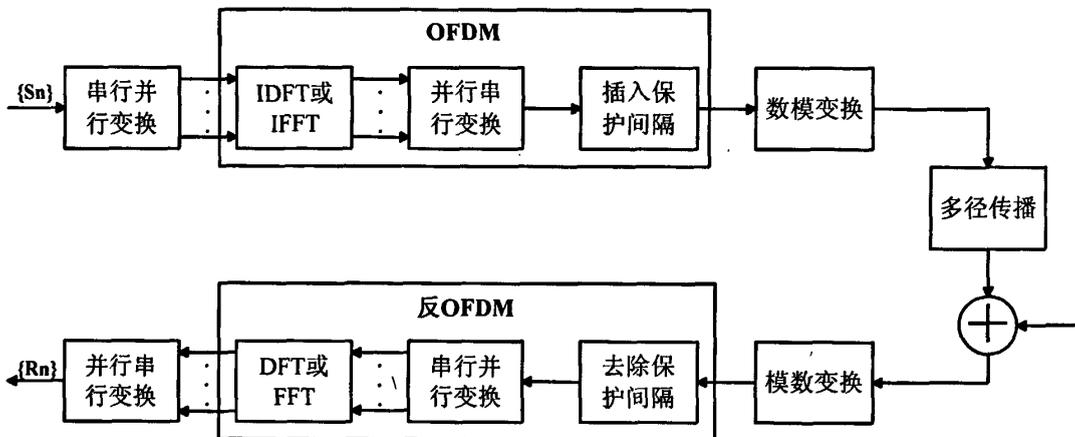


图1-1 OFDM 系统基本框图

OFDM 技术的主要优点有：

- (1) 抗衰落和码间干扰能力强，OFDM 通过串/并变换，扩展了每个子载波上的数据符号的脉冲宽度，降低了子信道的信息速率，使得对脉冲噪声和信道快衰落的抵抗能力更强；并且采用插入循环前缀技术。若循环前缀长度大于信道扩展长度，则能有

效地保持载波间的正交性，进而抑制了符号间干扰 ISI (Inter Symbol Interference , ISI)。

(2) 实现容易，对OFDM的 N 个正交子载波进行调制与解调，可以通过快速傅立叶逆变换IFFT (Inverse Fast Fourier Transform, IFFT) 和快速傅立叶变换FFT (Fast Fourier Transform, FFT) 来实现，这在数字信号处理器DSP (Digital Signal Processor , DSP) 上比较容易实现。

(3) 频谱利用率高，在传统的频分复用方法中各个子载波的频率是互不相同，为了减少各子载波之间的相互串扰，需要留出足够的频率保护带，降低了频谱利用率。同时，需要使用大量的对应各个子载波频率的发送滤波器和接收滤波器，在一定程度上增加了系统的成本。而OFDM信号的相邻子载波相互重叠，可以最大限度地利用频谱资源，这对于稀有的无线频谱资源非常重要。

2.多输入多输出 (MIMO) 技术

多输入多输出 (MIMO) 技术是无线移动通信领域智能天线技术的重大突破。该技术能在不增加带宽的情况下成倍地提高通信系统的容量和频谱利用率^[9-12]，是下一代移动通信系统的核心技术之一。为了实现 MIMO 技术，1998 年 Tarokh 和 Alamouti 等人提出了空时编码方案^[13-16]，这一开创性的工作具有很大的理论意义和应用价值，从此，MIMO 技术成为国内外无线通信学术界的研究热点。MIMO 技术的基本思想就是在无线通信系统的发射和接收端都采用多天线，MIMO 系统采用空时处理技术进行信号处理，在丰富的散射环境下，空分复用 MIMO 系统，如 BLAST (Bell Labs Layered Space-Time System) 结构可以获得与天线数成正比的容量增长，从而极大地提高频谱效率，增加系统的数据传输速率。

3.切换技术

切换技术能够实现移动终端在不同小区之间跨越和在不同频率之间通信以及在信号质量降低时如何选择信道。它是未来移动终端在众多通信系统、移动小区之间建立可靠通信的基础。主要划分为硬切换、软切换和更软切换。硬切换发生在不同频率的基站或不同系统之间。在切换过程中，移动台先中断与原基站的联系，然后调谐到新的频率上，再与新基站建立联系。其明显缺点是在通信过程会出现短时的传输中断，影响通话质量。另外，由于各种因素还会导致切换失败，引起掉话。软切换是同一频率下不同基站之间的切换，在切换过程中，移动台在中断原基站的联系之前，先用相同频率建立

与新基站的业务信道，原基站和新基站同时接收移动台的信号，移动台也接收2个基站的信号，当检测到新基站的传输质量满足指标要求后，移动台才切断同原基站的链路。由于在2条链路传输的是同一个数据流，保证了通信不会发生中断，也减少了切换过程中的掉话率。更软切换是指发生在同一基站具有相同频率的不同扇区之间的切换。第4代移动通信中的切换技术正朝着软切换和硬切换相结合的方向发展。

4. 软件无线电技术

软件无线电是将标准化、模块化的硬件功能单元经过一个通用硬件平台，利用软件加载方式来实现各种类型的无线电通信系统的一种具有开放式结构的新技术。通过下载不同的软件程序，在硬件平台上可实现不同功能，用以实现在不同系统中利用单一的终端进行漫游，它是解决移动终端在不同系统中工作的关键技术。软件无线电技术主要涉及数字信号处理硬件（Digital Signal Process Hardware, DSPH）、现场可编程器件（Field Programmable Gate Array, FPGA）、数字信号处理（Digital Signal Processor, DSP）等。

5. IPv6 协议技术

3G网络采用的主要是蜂窝组网，而4G系统将是一个基于全IP的移动通信网络，可以实现不同类型的接入系统和通信网络之间的无缝互连。为了给用户提供更为广泛的业务，使运营商管理更加方便、灵活，4G中将取代现有的IPv4（Internet Protocol Version 4）协议，采用全分组方式传送数据的IPv6协议。IPv6（Internet Protocol Version 6）协议主要有如下优点：（1）巨大的地址空间：地址字段采用128位，能够为所有网络设备提供一个全球唯一的地址；（2）地址的自动配置：IPv6支持无状态和有状态2种地址自动配置方式；（3）服务质量：IPv6能提供不同水平的服务。这主要是由于IPv6报头中新增加了“业务级别”字段和20位的“流标记”字段。通过这2个字段，中间的各节点就可以识别和分开处理任何IP地址流。“流标志”将用于基于服务级别的新计费系统。另外，IPv6还将支持“实时在线”连接、防止服务中断以及提高网络性能；（4）移动性：移动IPv6在新功能和新服务方面可提供更大的灵活性。每个移动设备设有一个固定的归属地址，这个地址与设备当前联网的位置无关。当设备在归属地址以外的地方使用时，可以通过一个转交地址来提供移动节点当前的位置信息。移动设备每次改变位置，都要将它的转交地址告诉给归属地址和它所对应的通信节点。在归属地址的地方，移动设备传送数据包时，通常在IPv6报头中将转交地址作为源地址。

1.2 多输入多输出 (MIMO) 技术

MIMO 技术由于在无线通信系统中能够提供很高的频谱效率及可靠通信而引起了学术界的广泛重视,并一致认为它将成为下一代移动通信系统中的关键技术之一。因此,下一代无线通信系统中采用 MIMO 技术就是要求把 MIMO 的特征作为系统设计的内在部分。下面简要介绍 MIMO 技术的发展历史、优点、分集与复用以及发展趋势。

1.2.1 MIMO 系统的发展及研究现状

在通信领域,MIMO 并不是一个新的概念,Salz 在 1985 年就讨论了加性噪声 MIMO 信道中存在的耦合的优化问题,后来被扩展到数字环路中消除码间干扰的判决反馈均衡问题,以及联合收发的优化问题。而在无线通信领域,对 MIMO 的研究源于对多个天线阵元空间分集的性能研究。从 20 世纪 80 年代开始,研究学者发现与合并技术结合的多天线空间分集可进一步改善无线链路性能并增加系统容量,Salz 在技术报告中针对考虑了单用户 MIMO 高斯信道,以两径传播信道模型分析了空间分集对信道容量和容量分布的影响。Winters 讨论了干扰受限的无线系统中,利用多天线空间分集和最优合并所能到来的容量增益,并明确地指出了增加分集天线数目可以增加系统容量。1995 年,Bell 实验室的研究人员 Telatar 假定已知接收端信道参数,分析了高斯平坦衰落信道中接收端和发送端同时使用多天线阵元的容量,推导出了信道容量、信道分布、中断概率容量以及错误指数三者的公式,在 1996 年,Foschini 提出了贝尔-实验室分层空时 (Bell Labs Layered Space Time, BLAST) 结构,这种收发端同时采用多阵元阵列结构的编码方法可以理论上逼近信道容量的下界。Foschini 进一步分析了无线通信的收发端使用同等阵元数 n 时多阵元阵列信道容量的下界,并给出了信道容量与信噪比 (Signal to Noise Ratio, SNR)、发送天线和接收天线数目的关系。这些研究结果显示,在信噪比较大时,SNR 每增加 3dB,容量增加 n bit/s/Hz。需要指出的是,在上述这些研究中,都假定了信道衰落矩阵各元素为独立同分布 (Independent Identical Distributed, IID) 的复循环对称随机高斯随机变量,且信道为准静态平坦衰落模型。对时变 MIMO 信道的容量研究表明,无线信道中存在的多径恰恰能保证信道容量获得最大的分集阶数。在 Foschini 理论的指导下,Wolniansky 等人采用垂直-贝尔实验室分层空时 (V-BLAST) 结构进行实验,达到了 20bit/s/Hz 以上的频谱利用率。

从 Winters 对无线通信系统空间分集与系统容量关系的讨论, 到 Telatar 和 Foschini 关于 MIMO 信道容量的理论分析, 这些研究奠定了 MIMO 无线通信的信息论理论基础。而 BLAST 的实验结果则从实践角度证明了 MIMO 系统这种在无线链路的发送端和接收端同时使用多个天线的通信结构, 能够在不占用额外频谱带宽的前提下, 有效地提高信道容量。上述研究掀起了近几年无线通信领域对 MIMO 研究的热潮, 也标志着 MIMO 无线通信研究的真正开始。

在 MIMO 技术成为无线通信研究热点之前, 智能天线及空域自适应信号处理技术一直是无线通信领域的研究热点之一, 并被期望应用于第二代和第三代移动通信系统中。与智能天线技术相比较, 基于 MIMO 的编码和信号处理技术是对智能天线技术的继承与重大突破。一方面, 从通信结构的数学模型来看, 智能天线信号模型的单输入多输出 (Single-Input Multiple-Output, SIMO) 结构可视为 MIMO 无线通信系统的一个特例; 另一方面, 从涉及通信的深度来看, MIMO 技术不仅包含了智能天线技术的信号处理, 其近年的发展已经涉及编码、调制和网络系统结构等方面。比如, 最具代表的空时编码 (Space-Time Codes, STC) 技术和自适应 MIMO 调制, 以及分布式 MIMO 天线系统和协同空时无线通信结构等, 都已经突破了智能天线技术包括的自适应空时信号处理技术。

从 1998 年开始, 国内外著名的通信研究机构和学者们对 MIMO 技术进行了大量的深入研究。很多电子和通信领域的国际学术刊物在近几年也出版了关于 MIMO 无线通信的专辑等。此外, 在近几年的国际通信与信号处理相关领域的学术会议也都将 MIMO 无线通信列为一个重要的主题。总结近几年来关于 MIMO 技术的研究, 可以发现, MIMO 技术研究的内容主要包括:

1. MIMO 衰落信道的测量和建模方法;
2. MIMO 信道容量的分析;
3. 基于 MIMO 的空时编/解码方法;
4. 基于 MIMO 的接收及关键技术, 如信道估计、均衡、多用户检测等。

这 4 个方面的相关研究涉及了 MIMO 无线通信的各个子课题。虽侧重角度各有不同, 但都面对着一个相同的核心问题, 即针对各种复杂的无线信道衰落环境, 如何更有效地利用 MIMO 通信结构抗多径衰落、增加数据传输速率以及提高系统容量。

1.2.2 MIMO 系统的特点

无线通信系统的 3 个最主要的有害因素是：信号衰落、码间干扰和同频道干扰。信号衰落和 ISI 是由无线信道的多径产生的，一般是由共道用户或系统中位置的干扰源产生的。为了对抗信号衰落，单用户 MIMO 系统采用分集技术来处理，如空间分集、时间分集、极化分集和频率分集。空间分集和极化分集采用阵列天线而获得，频率分集通过多径信道而获得，时间分集可通过具体的（编码调制）发送技术而获得。为了消除或利用无线通信系统中的码间干扰，信道均衡技术包括自适应均衡，可以用来均衡多径信道。为了消除共道干扰，自适应波束形成是在干扰信息未知时所采用的技术，当干扰信息在接收端已知时，采用多用户检测是更好的选择。则适应波束形成技术与多用户检测技术的组合业已进一步提高系统的性能，但它是系统复杂度的增加为条件的。采用阵列天线技术，MIMO 系统能够充分利用信号的所有空时频域的特性，具有以下优点：

1.利用或减轻多径衰落：MIMO 技术能够充分采用多径的各种发送/合成技术，提高无线通信系统的性能；

2.消除共道干扰：MIMO 系统能够采用自适应波束形成技术或多用户检测技术对共道干扰进行有效抑制或消除；

3.提高频谱利用率、增加发送效率、减小发送功率、减小空间电磁干扰以及增大系统容量：由于阵列天线可以降低共道干扰和多径衰落的影响，因此在一定的信干噪比（Signal to Interference and Noise Ratio, SINR）条件下可以降低误码率，或者在一定的误码率下可以取得检测所需的信干噪比。MIMO 系统能够抑制或有效消除共道干扰以及码间干扰，同时利用分集技术提高接收信号的信干噪比，因此基站和移动终端的发送功率可以得到一定程度的降低，同时减小空间电磁干扰的影响、延长移动终端电池使用时间、减小对生态环境的影响、降低系统对功率控制精度和器件的要求。MIMO 系统主要能获得两方面的性能增益：

(1) 在 MIMO 系统中，多径衰落提高了通信系统可以利用的自由度。若各个收发天线对之间路径增益衰落是独立的，这种情况下就构建了多个并行的空间子信道，在这些子信道间发射不同的信息流，数据传输率自然就会提高，这个方法叫空分复用。它在自由度有限系统（相对于功率有限系统）的高信噪比（SNR）区域是特别重要的。复用的性能衡量就是系统所能提供的最大容量，著名的 BLAST 结构就是一种能够提供系统最高容量的满空分复用系统。

(2) MIMO 系统也可以用来实现空间分集, 以对抗信道衰落。系统通过提供分集增益来提高无线链路的可靠性, 其基本思想是给接收机提供信息符号的多个独立衰落副本, 使得所有信号成份同时经历深度衰落的概率变小。在任意接近于信道遍历容量的数据传输率进行可靠通信要求时, 在时间上对许多信道的独立实现作统计平均, 这主要是用来对抗信道衰落的随机性。一个信道的多个不同随机实现的统计平均能够决定信道的统计特征分布。分集的性能一般采用分集增益来衡量, 分集最常用的例子就是空时编码和波束成形。

1.2.3 MIMO 技术目前存在的问题

自从Telatar和Foschini在无线MIMO系统中做出了开创性的工作以来, 目前在蜂窝无线系统、固定接入系统方面, 已提出了各种实验性的MIMO系统。尽管在这方面已取得了较大的进展。但是距离MIMO技术的大规模商用, 还有很大的差距。因为还有许多实际问题需要解决, 这些问题主要包括以下几个方面:

1.天线的数量和间距

天线的数量和各天线之间的距离是MIMO系统设计的关键参数, 在基站安装大量的天线, 对周围的环境会造成一定的损害, 因此天线的数量最好限制在一定的水平。对于终端, 一般天线的最大数量为4根, 但是实际实现中, 对于小型的终端, 例如手机, 即使是安装2根天线也成问题。因为目前手机的设计趋势是把天线嵌入到机壳中, 目的是为了改进外观和增加产品的吸引力, 这就使得天线的数量和间距要求成为一个非常严重的问题。

2.成本过高

MIMO系统的主要缺点是实现复杂, 以及由此带来的高额成本。虽然天线振子并不昂贵, 数字信号处理芯片也越来越便宜, 但是射频链路并不遵循摩尔定律, 价格一直居高不下。例如, 一个 N_t 个发射天线和 N_r 个接收天线的MIMO系统, 需要完整的 $N_t * N_r$ 个射频链路, 此外还需要低噪声放大器, 调制解调器等设备。未来移动通信系统发展的趋势就是提供更加廉价和便捷的通信服务, 而MIMO系统的高额成本则极大的限制了MIMO技术的发展和應用, 这是目前MIMO系统主要缺点之一。

3. MIMO 信道模型

MIMO天线选择及其相关技术研究MIMO系统的性能, 在很大程度上跟所处环境的多径信号的性质有关, 特别要受各条路径之间的相关度、时延扩展和角度扩展等的影响。

因此,了解和掌握户内和户外环境中MIMO信道的特性,对实现潜在的巨大信道容量,取得预期的性能,选择合适的系统结构和设计优良的信号处理算法至关重要。为此除了一些必要的实际测量外,必须要建立合适的信道模型,用于预测系统的性能和评估算法的优劣。

为了适应无线信道的时变特性,不仅需要建立MIMO信道的静态模型,还要建立特定的动态模型,因为提出新的和更具体的信道模型,可用于分析现有的传输算法是如何影响系统的性能的,同时为适应这些更具体的模型要求,是否能提出一些新的算法。传统的无线系统的传播模型已成为了标准,不过到目前为止,ITU还未制定相应的MIMO信道模型标准。

除上述因素外,还有其他一些因素也会使MIMO系统的性能退化,例如:不正确的信道估计,天线单元之间存在相关,较高的多普勒频移等。

MIMO系统的上述缺点极大地限制了MIMO在移动通信系统中的大规模使用,尤其是成本过高与天线的数量和间距等问题,这是MIMO技术推广的关键性难题,不解决这些关键性难题,就无法使MIMO技术真正走向实用化。

1.2.4 MIMO 系统的展望

回顾无线通信的发展,从移动通信系统的蜂窝化和无线通信中天线分集的应用开始,对空间资源的利用一直是提高无线通信系统频谱利用率的有效手段。过去 50 多年里,人们对多天线技术提高频谱利用率的认识和应用也在不断的深入和发展,从早期的利用天线空间分集和天线极化分集改善无线链路传输性能,到基于自适应信号处理方法的自适应天线阵列处理理论,及智能天线(Smart Antenna, SA)、空分多址(Space Division Multiple Access, SDMA)被用于蜂窝通信,再到众多研究学者广泛关注的发送端和接收端同时使用多个天线阵元的多输入多输出(MIMO)通信结构。以 MIMO 技术为代表的多天线技术在无线通信中扮演的角色越来越重要,多天线技术在无线通信中的应用也越来越广泛。

目前,从国际国内的无线通信研究趋势的发展中可以发现,在无线通信传输理论和技术领域,给予多天线(包括天线阵列)的信号处理、编码、调制和资源管理等技术均处于研究和应用的最前沿。

综上所述,无线通信应用需求的持续增长直接推动无线通信网络的发展和无线通信

新技术的诞生。而在众多的新技术中，MIMO 技术作为未来一代宽带无线通信系统的框架技术，是实现充分利用空间资源以提高频谱利用率的一个必然途径，基于 MIMO 的无线通信理论和传输技术显示出了巨大的潜力和发展前景^[16]。

1.3 本文的内容安排

第一章首先简单介绍未来移动通信系统的发展及第四代移动通信系统（4G）的特征、关键技术等，然后详细介绍 MIMO 系统的相关技术、研究现状、特点及其系统展望等。

第二章介绍了无线信道的数学模型，包括瑞利衰落信道和莱斯衰落信道，接着讨论了 MIMO 无线信道，包括非频率选择性信道模型和相关信道模型。

第三章首先介绍了 BLAST 系统，然后分析了 V-BLAST 系统几种有代表性的检测算法，包括 QR 分解检测算法、双向迫零（BID）检测算法、排序串行干扰删除（OSIC）检测算法、并行干扰（PIC）检测算法等，还分析了几种联合检测算法：包括 BID-PIC 算法、BID-OSIC 算法和 ZF-OSIC-PIC 算法，并给出相应检测算法的性能仿真。

第四章通过改变串行排序-并行干扰删除检测的删除单元，提出一种改进的联合检测算法即双向迫零串行排序-并行干扰删除检测算法(BID-ZF-OSIC-PIC)，并将其与迫零串行-并行检测算法(ZF-OSIC-PIC)、双向迫零串行排序干扰删除检测算法(BID-ZF-OSIC)和双向迫零并行干扰删除检测算法(BID-ZF-PIC)进行性能比较。

第二章 MIMO 系统的信道模型

本章我们将给出 MIMO 系统的信道模型。相对于常用的室外无线衰落信道中的独立同分布模型，本文介绍的模型更接近于实际的衰落环境，在该模型下，系统的容量或者性能是天线间距及散射体等参数的函数^[16]。

2.1 无线信道的数学模型

在这里，我们从数学模型的角度对多径传播造成的多径衰落进行分析。一个带通信号如下：

$$s_b(t) = \text{Re}\{s(t)e^{j2\pi f_c t}\} \quad (2-1)$$

式中 $s(t)$ 是等效低通信号， f_c 是载频。

假设信道包含 L 条路径，则接收到的带通信号和等效低通信号可以表示成

$$x_b(t) = \text{Re}\{x(t)e^{j2\pi f_c t}\} \quad (2-2)$$

$$x(t) = \sum_{l=1}^L \rho_l(t) e^{j\theta_l(t)} s(t - \tau_l(t)) + \eta(t) \quad (2-3)$$

式中 ρ_l 是第 l 条路径衰减系数， $\theta_l(t)$ 是第 l 条路径的相移， $\tau_l(t)$ 是第 l 条路径的时延。

$$\theta_l(t) = 2\pi f_l t - 2\pi(f_c + f_l)\tau_l(t) \quad (2-4)$$

式中 f_l 是第 l 条路径的多普勒频移。第一项是由多普勒频移产生的相移，第二项是由时延产生的相移。

本节将引入瑞利衰落模型和莱斯衰落模型来描述窄带多径环境（非频率选择性）中的信号变化。对于非频率选择性信道，时延扩展相对于码元周期很小，因此有如下假设，

$$s(t - \tau_l(t)) \approx s(t) \quad (2-5)$$

如果信道中有 L 条多径存在，则接收信号可以表示为

$$x(t) = s(t) \sum_{l=1}^L \rho_l(t) e^{j\theta_l(t)} + \eta(t) \quad (2-6)$$

定义复乘系数为

$$\alpha(t) = \sum_{l=1}^L \rho_l(t) e^{j\theta_l(t)} \quad (2-7)$$

则有

$$\alpha(t) = \alpha_R(t) + j\alpha_I(t) = a(t)e^{j\theta(t)} \quad (2-8)$$

$$\alpha_R(t) = \sum_{l=1}^L \rho_l(t) \cos(\theta_l(t)) \quad (2-9)$$

$$\alpha_I(t) = \sum_{l=1}^L \rho_l(t) \sin(\theta_l(t)) \quad (2-10)$$

2.1.1 瑞利衰落信道

如果满足路径的数量很多，没有视距路径的条件，根据中心极限定理，式(2-9)、式(2-10)所定义的 $\alpha_R(t)$ 和 $\alpha_I(t)$ 可以近似看成独立高斯随机过程，则接收信号可表示成

$$x(t) = \alpha(t)s(t) + \eta(t) \quad (2-11)$$

式中 $\alpha(t)$ 是零均值复高斯随机变量，以 α_R 、 α_I 表示对 $\alpha_R(t)$ 、 $\alpha_I(t)$ 中的采样，

$$\alpha(t) = \alpha_R(t) + j\alpha_I(t) = a(t)e^{j\theta(t)}$$

即有 $\alpha_R \sim N(0, \sigma^2)$ 和 $\alpha_I \sim N(0, \sigma^2)$ ，于是， α 可以描述成零均值复高斯随机变量，

$$f_{\alpha_R, \alpha_I}(\alpha_R, \alpha_I) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} \exp\left(-\frac{\alpha_R^2 + \alpha_I^2}{2\sigma^2}\right) \quad (2-12)$$

引入 (a, ϕ) ，以 $a = \sqrt{\alpha_R^2 + \alpha_I^2}$ ($0 < a < \infty$)表示衰落幅度(包络)， $\phi = \arctan(\alpha_I / \alpha_R)$ ($0 < \phi < 2\pi$)表示衰落相位。用雅克比变换将 (α_R, α_I) 转换成 (a, ϕ) ，得

$$f_{a, \phi}(a, \phi) = \frac{a}{2\pi\sigma^2} \exp\left(-\frac{a^2}{2\sigma^2}\right) \quad (2-13)$$

通过两个随机变量分别求边缘概率密度有

$$f_a(a) = \int_0^{2\pi} f_{a, \phi}(a, \phi) d\phi = \int_0^{2\pi} \frac{a}{2\pi\sigma^2} \exp\left(-\frac{a^2}{2\sigma^2}\right) d\phi = \frac{a}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{a^2}{2\sigma^2}\right) \quad (2-14)$$

$$f_\phi(\phi) = \int_0^\infty f_{a, \phi}(a, \phi) da = \int_0^\infty \frac{a}{2\pi\sigma^2} \exp\left(-\frac{a^2}{2\sigma^2}\right) da = \frac{1}{2\pi} \quad (2-15)$$

两个变量分别服从瑞利分布和均匀分布。

这就是瑞利衰落，多发生在城市地区和陆地移动通信环境(有许多障碍物，几乎没有视距路径)中。一个服从瑞利分布得随机变量，其平均功率为

$$P = E[a^2] = 2\sigma^2 \quad (2-16)$$

$$f_a(a) = \frac{2a}{P} \exp\left(-\frac{a^2}{P}\right) \quad (2-17)$$

对于归一化的平均功率 ($P=1$), 有

$$f_a(a) = 2a \exp(-a^2) \quad (2-18)$$

2.1.2 莱斯衰落信道

如果视距路径存在 (或有一条路径占主导地位), 就需要重新考虑高斯近似, 不失一般性, 将视距路径定为第一条路径, 式(2-7)可以写成

$$\alpha = \sum_{l=1}^L \rho_l e^{j\theta_l} = \rho_1 e^{j\theta_1} + \sum_{l=2}^L \rho_l e^{j\theta_l} = \alpha_{R1} + j\alpha_{I1} + \tilde{\alpha}_R + j\tilde{\alpha}_I \quad (2-19)$$

$$\alpha = \alpha_{R1} + j\alpha_{I1} = (\alpha_{R1} + \tilde{\alpha}_R) + j(\alpha_{I1} + \tilde{\alpha}_I) \quad (2-20)$$

假设 α_{R1} 、 α_{I1} 是定值, 则 α 是非零均值复高斯过程, 令 α_{R1} 和 α_{I1} 分别取值 μ_R 和 μ_I , 则:

$$\alpha_R \propto N(\mu_R, \sigma^2) \quad \alpha_I \propto N(\mu_I, \sigma^2) \quad (2-21)$$

$$f_{\alpha_R, \alpha_I}(\alpha_R, \alpha_I) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} \exp\left[-\frac{(\alpha_R - \mu_R)^2 + (\alpha_I - \mu_I)^2}{2\sigma^2}\right] \quad (2-22)$$

定义 $\rho = \sqrt{\mu_R^2 + \mu_I^2}$, $\theta = \arctan\left(\frac{\mu_I}{\mu_R}\right)$, 用雅克比变换将 (α_R, α_I) 转化为 (a, ϕ) (定义同上),

得

$$f_{a, \phi}(a, \phi) = \frac{a}{2\pi\sigma^2} \exp\left[\frac{a^2 + \rho^2 - 2a\rho \cos(\phi - \theta)}{2\sigma^2}\right] \quad (2-23)$$

其边缘概率密度为

$$f_a(a) = \frac{a}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{a^2 + \rho^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{a\rho}{\sigma^2}\right) \quad (2-24)$$

式中 $I_0(x)$ 是第一类零阶修正贝塞尔函数。 $I_0(x) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \exp\{-x \cos \theta\} d\theta$ 。

这就是莱斯衰落, 主要发生在郊区的陆地移动信道和卫星信道。定义莱斯参数 ε 为 LOS 功率和散射分量功率之比, 即

$$\varepsilon = \frac{\rho^2}{2\sigma^2} \quad (2-25)$$

对于一个服从莱斯的随机变量, 平均功率为

$$P = E[x^2] = \rho^2 + 2\sigma^2 \quad (2-26)$$

式中 $\rho^2 = \frac{\varepsilon}{1+\varepsilon}P$, $2\sigma^2 = \frac{\varepsilon}{1+\varepsilon}P$ 。

将莱斯分布以莱斯参数的形式表达为

$$f_a(a) = 2a \frac{1+l}{P} \exp\{-\varepsilon - \frac{1+l}{P}a^2\} I_0(2a\sqrt{\frac{\varepsilon(1+\varepsilon)}{P}}) \quad (2-27)$$

同样，对于归一化的平均功率 ($P=1$)，有

$$f_a(a) = 2a(1+l) \exp\{-\varepsilon - (1+l)a^2\} I_0(2a\sqrt{\varepsilon(1+\varepsilon)}) \quad (2-28)$$

2.2 MIMO 无线信道

在 MIMO 技术的研究初期，大部分研究结果都是基于理想的信道模型，其中信道矩阵 H 中的元素都是独立同分布的复高斯随机变量，此时 MIMO 系统的容量是与收发天线中的最小数成线性增长的。

至今为止，人们已经提出了大量 MIMO 信道模型，大致可以归结为 3 类：射线跟踪模型、散射模型、相关模型。在射线跟踪法中，自由空间传播、反射、绕射以及散射都能随着每一条传播路径通过信道。对于室内以及小范围内的室外信道，这个模型可以获得比较好的预测结果^[32-33]，但是，对于多用户多蜂窝系统的仿真，该模型不再合适，因为其复杂度太大。在相关模型中，MIMO 信道的特征是通过发射和接收两端的相关矩阵来表征的，这种模型实现简单，因而应用较广，但是其信道的时变特性没有体现，对于高级的 MIMO 系统设计尤其是用户在高速的移动环境下，时空域的联合统计是非常重要的，文献^[34]曾经考虑了由于用户导致的时间相对于 MIMO 系统容量的影响，并且给出了一个空时相关模型。但是，这种空时相关很难用一个信道矩阵来表示，这也是该模型的一个缺陷，散射模型一般是假设散射体有一个特定的分布并且通过散射体与平面波的相互作用实现，这种模型也有其局限性，它有很多参数，其仿真时间很长。文献^[36]曾经分析了一个具有有限数量散射体的 MIMO 信道容量，并且考虑了多径影响。

下面具体介绍 MIMO 系统常用的几种信道模型，包括非频率选择性信道模型、空间相关 MIMO 模型。

2.2.1 非频率选择性信道模型

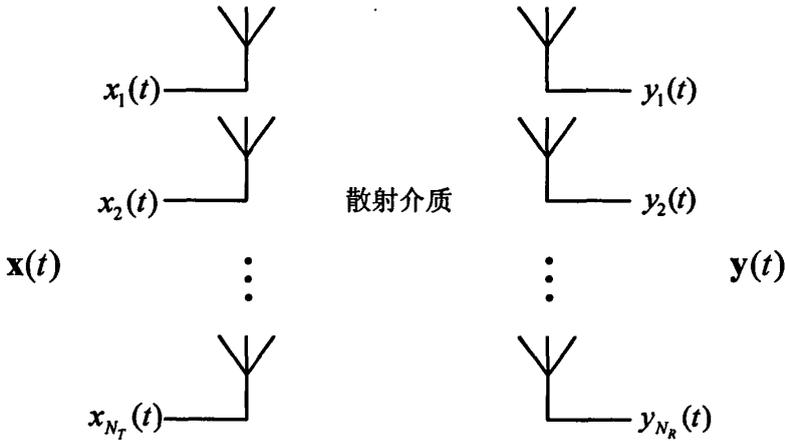


图 2-1 MIMO 系统原理图

在此，以基站和移动台作为发射端和接收端来分析。图 2-1 所示的两个线性天线阵列，假定基站有 \$N_T\$ 根天线，移动台有 \$N_R\$ 根天线。在基站的天线阵列上的信号表示为

$$\mathbf{x}(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_{N_T}(t)]^T \tag{2-29}$$

式中符号 \$[\cdot]^T\$ 是矢量或矩阵的转置；\$x_i(t)\$ 是移动台的第 \$i\$ 根天线端口的信号。

同理在移动台天线阵列上的信号为

$$\mathbf{y}(t) = [y_1(t), y_2(t), \dots, y_{N_R}(t)]^T \tag{2-30}$$

式中 \$y_j(t)\$ 是基站的第 \$j\$ 根天线端口的信号。

在非频率选择性（平坦）衰落情况下，MIMO 信道模型相对比较简单，由于各对天线间的子信道可以等效成一个瑞利衰落的子信道。

此时，MIMO 信道模型中的各个子信道可以建立为

$$h_{j,i}(\tau, t) = h_{j,i}(t)\delta(\tau - \tau_0) \tag{2-31}$$

式中 \$i = 1, \dots, N_T; j = 1, \dots, N_R\$，\$|h_{j,i}(t)|\$ 服从瑞利分布，MIMO 信道矩阵为 \$\mathbf{H} = (h_{j,i})_{N_R \times N_T}\$。

则对应的 MIMO 系统模型为

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n} \tag{2-32}$$

展开为

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ \vdots \\ y_{N_r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & \cdots & h_{1N_r} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_r1} & \cdots & h_{N_rN_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ \vdots \\ x_{N_r} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ \vdots \\ n_{N_r} \end{bmatrix}$$

\mathbf{H} 是 $N_r \times N_t$ 维的信道矩阵。 h_{ij} 表示第 i 根发射天线与第 j 根接收天线之间的信道增益。

我们假设信道的带宽为 B ，噪声为复 Gaussian 噪声，其均值为零，协方差为 $\sigma_n^2 \mathbf{I}_{N_r}$ ，其中 $\sigma_n^2 = N_0 B$ 。为了简化，在给定功率控制 P 的条件下，有一个等效的模型，噪声的功率为 1，发送功率 $P/\sigma_n^2 = \rho$ 等于信噪比。功率控制的含义是使输入符号满足

$$\sum_{i=1}^{N_t} E[x_i x_i^*] \leq \rho, \text{ 或者, 等效地, 输入协方差矩阵的迹 } \text{Tr}(\mathbf{R}_x) \leq \rho, \text{ 其中 } \mathbf{R}_x = E[\mathbf{x}\mathbf{x}^T].$$

2.2.2 相关信道模型

对典型的城区环境进行研究，设定移动台（发射端）被许多散射体包围，基站（接收端）天线附近不存在本地散射物，基站天线阵列位于本地散射物之上，这样使得在基站观察到的功率方位谱被限制在相对窄的波束内。在这些给定的条件下，又假定功率方位谱服从偶整数的升余弦高斯函数和拉普拉斯函数分布，推导出了空间相关函数的表达式。在以上的条件下，得到基站的第 i_1 根和 i_2 根天线之间的相关系数如下

$$\rho_{i_1 i_2}^{BS} = \left\langle |h_{j_1 i_1}^1|^2, |h_{j_2 i_2}^1|^2 \right\rangle \quad (2-33)$$

式中，假定基站端的相关系数与移动台的天线 N_r 无关。只要移动台的所有天线靠得较近，且每根天线具有相同的辐射模式，则这个假设是合理的。因为从这些天线发射出去的电波到达基站周围相同的散射体上，在基站端产生相同的功率方位谱，也将产生相同的空间相关函数。

从移动台端观察的空间功率相关函数中，假定移动台被许多本地散射物包围，由于相距半个波长以上的两根天线，在实际中可以认为是不相关的，因此

$$\rho_{j_1 j_2}^{MS} = \left\langle |h_{j_1 j_1}^1|^2, |h_{j_2 j_2}^1|^2 \right\rangle \approx 0 \quad j_1 \neq j_2 \quad (2-34)$$

然而也有试验结果表明，在某些情形中，相距半个波长的两根天线可能是高度相关的，例如当移动台位于室内环境中。针对这种情况，对移动台天线阵列所有可能的方位角求平均的近似空间相关函数表达式进行了推导，该表达式是方位角扩散 λ 的函数，

$\lambda \in [0,1]$, 当 $\lambda=0$ 时, 对应于信号只来自于一个明确的方向, 当 $\lambda=1$ 时, 功率方位谱在方位角 $[0^\circ, 360^\circ]$ 范围内均匀分布。由于移动台周围的环境一般是非稳定的, 在移动台天线阵列的所有方向上求平均的结果被认为是非常有用的。

根据式(2-33)和式(2-34), 分别定义基站和移动台的两个对称相关矩阵如下

$$\mathbf{R}^{BS} = \begin{bmatrix} \rho_{11}^{BS} & \cdots & \rho_{1N_T}^{BS} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \rho_{N_T 1}^{BS} & \cdots & \rho_{N_T N_T}^{BS} \end{bmatrix}_{N_T \times N_T} \quad (2-35)$$

$$\mathbf{R}^{MS} = \begin{bmatrix} \rho_{11}^{MS} & \cdots & \rho_{1N_R}^{MS} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \rho_{N_R 1}^{MS} & \cdots & \rho_{N_R N_R}^{MS} \end{bmatrix}_{N_R \times N_R} \quad (2-36)$$

然而, 基站和移动台的空间相关函数并没有提供足够的信息来求得矩阵 \mathbf{H}' , 因此需要确定连接两组不同天线之间的两个传输系数的相关性, 即

$$\rho_{i_1 j_1}^{h'} = \left\langle |h'_{j_1 i_1}|^2, |h'_{j_2 i_2}|^2 \right\rangle \quad i_1 \neq i_2, j_1 \neq j_2 \quad (2-37)$$

只要式(2-33)和式(2-34)分别与 i 和 j 独立, 从理论上可以证明

$$\rho_{i_1 j_1}^{h'} = \rho_{i_1 i_2}^{MS} \rho_{j_1 j_2}^{BS} \quad (2-38)$$

式 (2-37) 和式 (2-38)中, 将 MIMO 子信道间的相关性在接收端和发射端分离, 即由发射天线 j_1 和接收天线 i_1 构成的子信道与由天线 j_2 和 i_2 组成的另一个子信道间的相关性只与发射天线对 j_1 和 j_2 之间的相关性以及接收天线对 i_1 和 i_2 之间的相关性有关。

这样, 对整个矩阵 \mathbf{H} 来说, 有如下相关函数表达式

$$\text{cov}(\text{vec}(\mathbf{H})) = E(\text{vec}(\mathbf{H})\text{vec}^T(\mathbf{H})) = \mathbf{R}^{BS} \otimes \mathbf{R}^{MS} \quad (2-39)$$

这就是目前使用最为广泛的 Kronecker 相关模型, 上式中的 $\text{vec}(\cdot)$ 为矢量化算子, 将矩阵的各列叠置而形成矢量的操作, \otimes 为 Kronecker 运算符。

从统计特性相同的角度出发, 可将相关信道 \mathbf{H} 表示为

$$\mathbf{H} = (\mathbf{R}^{BS})^{1/2} \mathbf{H}_w (\mathbf{R}^{MS})^{1/2} \quad (2-40)$$

式中 \mathbf{H}_w 一独立同分布的复高斯矩阵。

Kronecker 相关模型中的 MIMO 空间相关在发射端与接收端得以分离, 由此可以只考虑仅链路的一端存在相关的情形, 可称之为“半相关”。

2.3 MIMO 信道的并行分解

接收端和发送端的多个天线可以用于分集从而产生分集增益,接收端和发送端的多个天线也可以用于复用从而产生复用增益。MIMO 系统能产生的复用增益是因为 MIMO 信道可以被分解为几路不同的并行的独立信道。

假设一个具有 N_t 个发送天线和 N_r 个接收天线的 MIMO 系统的信道矩阵 \mathbf{H} 在接收端和发送端都是已知的。信道矩阵 \mathbf{H} 的秩为 R_H 。根据奇异值分解理论, \mathbf{H} 可以被分解为

$$\mathbf{H} = \mathbf{U}\mathbf{\Lambda}\mathbf{V} \tag{2-41}$$

其中, \mathbf{U} 是 $N_r \times R_H$ 的正交矩阵, \mathbf{V} 是 $R_H \times N_t$ 的正交矩阵, 也就是 $\mathbf{U}\mathbf{U}^H = \mathbf{I}_{N_r}$, $\mathbf{V}^H\mathbf{V} = \mathbf{I}_{N_t}$, $\mathbf{\Lambda}$ 是一个对角线元素为 \mathbf{H} 的奇异值 $\{\sqrt{\lambda_i}\}$ 的对角矩阵。因为 \mathbf{H} 的秩不能超过 \mathbf{H} 的行数或列数, 所以 $R_H \leq \min(N_t, N_r)$ 。对角矩阵 $\mathbf{\Lambda}$ 包含 R_H 个非零特征值。在有充分散射的环境中, 信道矩阵 \mathbf{H} 是满秩的, 此时 $R_H = \min(N_t, N_r)$ 。如果信道的相关性很高, 那么信道矩阵 \mathbf{H} 的秩会比较低。

信道的并行分解可以通过发送预编码和接收成形定义一个信道输入为 \mathbf{x} , 输出为 \mathbf{y} 的转换来实现。在发送预编码中, 输入 \mathbf{x} 通过输入向量 $\tilde{\mathbf{x}}$ 的线性变换实现, $\mathbf{x} = \mathbf{V}^H \tilde{\mathbf{x}}$ 。接收成形可以通过对输出向量 \mathbf{y} 的线性变换实现, $\tilde{\mathbf{y}} = \mathbf{U}^H \mathbf{y}$ 。如图 2-2 所示

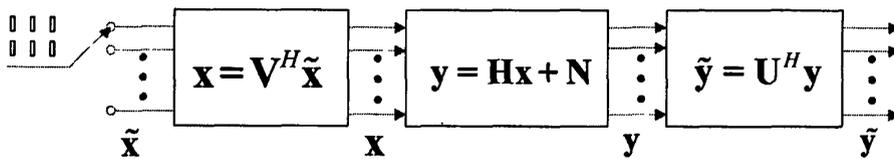


图 2-2 发送预编码和接收成形

发送预编码和接收成形把 MIMO 信道转换为 R_H 个并行的输入为 $\tilde{\mathbf{x}}$ 输出为 $\tilde{\mathbf{y}}$ 的单输入单输出 (SISO) 信道。根据 SVD (奇异值分解, Singular Value Decomposition) 分解, 可得

$$\tilde{\mathbf{y}} = \mathbf{U}^H \mathbf{U} \mathbf{\Lambda} \mathbf{V} \mathbf{V}^H \tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{U}^H \mathbf{n}$$

$$= \Lambda \tilde{\mathbf{x}} + \tilde{\mathbf{n}} \quad (2-42)$$

其中 $\tilde{\mathbf{n}} = \mathbf{U}^H \mathbf{n}$ ， Λ 是一个对角线上第 i 个元素为 \mathbf{H} 的奇异值 $\sqrt{\lambda_i}$ 的对角矩阵。乘以一个酉矩阵并不改变噪声的分布，也就是说， \mathbf{n} 和 $\tilde{\mathbf{n}}$ 的分布是相同的。

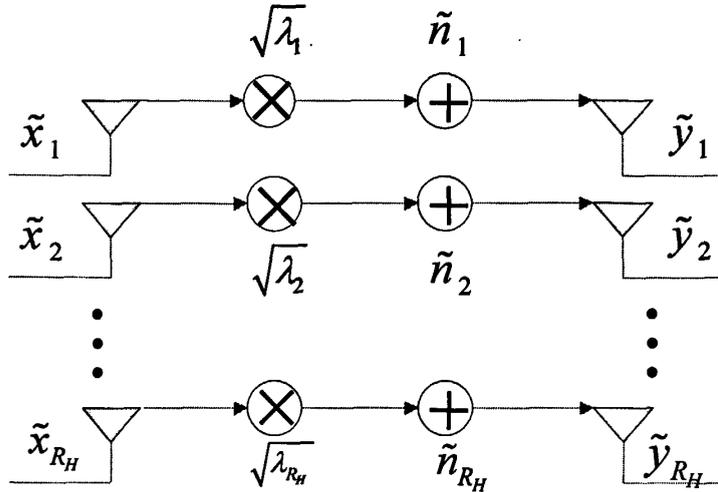


图 2-3 MIMO 信道的并行分解

这样，发送预编码和接收成形把 MIMO 信道转换为 R_H 个并行信道，其中，第 i 个信道输入为 \tilde{x}_i ，输出为 \tilde{y}_i ，噪声为 \tilde{n}_i ，信道增益为 $\sqrt{\lambda_i}$ 。信道的并行分解如图 2-3 所示。

2.4 本章小结

本章首先介绍了无线信道的数学模型，包括瑞利衰落信道和莱斯衰落信道等，接着介绍了 MIMO 无线信道，包括非频率选择性信道模型和相关信道模型等，然后讨论了 MIMO 系统信道的并行分解。

第三章 V-BLAST 系统的检测算法研究

3.1 引言

作为第一个问世的 MIMO 实验系统, V-BLAST 系统以其简单的结构和在频谱效率方面的巨大潜力而成为近年来的研究热点。目前有关 V-BLAST 的研究主要集中在如何设计更有效的检测接收算法, 来进一步提高系统的性能, 下面我们就来研究 V-BLAST 系统的检测接收算法: 包括 QR 分解检测算法、双向迫零 (BID) 检测算法、排序串行干扰删除 (OSIC) 检测算法、并行干扰 (PIC) 检测算法等, 并研究几种联合检测算法: 包括 BID-PIC 算法、BID-OSIC 算法和 ZF-OSIC-PIC 算法, 并给出相应检测算法的性能仿真。

3.1.1 BLAST 系统简介

无线通信应用需求的持续增长直接推动无线通信网络的发展和无线通信新技术的诞生。而在众多的新技术中, MIMO 技术作为未来一代宽带无线通信系统的框架技术, 是实现充分利用空间资源以提高频谱利用率的一个必然途径, 基于 MIMO 的无线通信理论和传输技术显示出了巨大的潜力和发展前景, 作为第一个问世的 MIMO 实验系统, 也是目前最具代表性的一种 MIMO 系统, 贝尔实验室开发的垂直-贝尔实验室分层空时 (V-BLAST) 系统, 以其简单实用的结构和令人瞩目的频谱效率而被 3GPP (3G 合作伙伴计划, 3rd Generation Partnership Project) 等标准所采用, 成为近年来的一个研究热点。BLAST 系统是一种有效抵抗多径干扰的方法, 其本质是通过在无线链路两端都使用多根天线, 借助复用来使系统获得巨大的容量增益, 从而使系统传输速率得到大幅提高。

贝尔实验室分层空时结构(BLAST)是贝尔实验室的 Foschini 提出的一种空时编码方案^[99]。它利用多个天线在同一频段上同时发送并行的数据流, 在具有丰富多径的传播环境下, 在接收端可以将各个数据流进行分离。因此, 分层空时码具有非常高的频带利用率, 可以使容量随着天线个数线性增加, 是 MIMO 系统实现高速无线通信的解决方案之一^[41], 分层空时码的本质是将高速率、高信噪比的数据流转化为多路低速率、

低信噪比的子数据流进行传输，然后通过接受端的信号处理恢复出各子数据流。

所有的蜂窝通信系统均面临着两个基本问题：多址干扰和码间干扰。目前，由于无线通信业务量的迅猛增长，迫使数据传输速率不断提高，因此，在给定蜂窝体制内的码间干扰(多径干扰)问题变得日渐突出，衰落信道情况复杂多变(Alouini 和 Simon^[36]用瞬态方法分析了独立 Rayleigh 衰落信道下的性能，而文献^[37]对此情况进行了扩展，Mallik 和 Win^[38]则对相关 Nakagami 衰减信道下的情况进行了分析)。对于现有的一些克服多径干扰的方法，如智能天线、Rake 接收机、OFDM 等，随着数据速率的进一步提高，这些方法将变得难以招架。BLAST 系统是一种可有效抵抗多径干扰的方法，其本质是通过在无线链路两端都使用多根天线，借助复用来使系统获得巨大的容量增益，从而使系统传输速率得到大幅提高。

3.1.2 BLAST 系统分类

根据编码和调制输出的符号映射到发送天线的方法不同以及编码的有无，BLAST 系统可分为 3 类：对角分层空时结构 (D-BLAST)、垂直分层空时结构 (V-BLAST) 和水平分层空时结构 (H-BLAST)。三种系统的结构如下图所示，其中 V-BLAST 系统以其简单实用的结构和极高的频谱利用率而受到人们的广泛关注，所以本文也主要针对该系统展开研究。

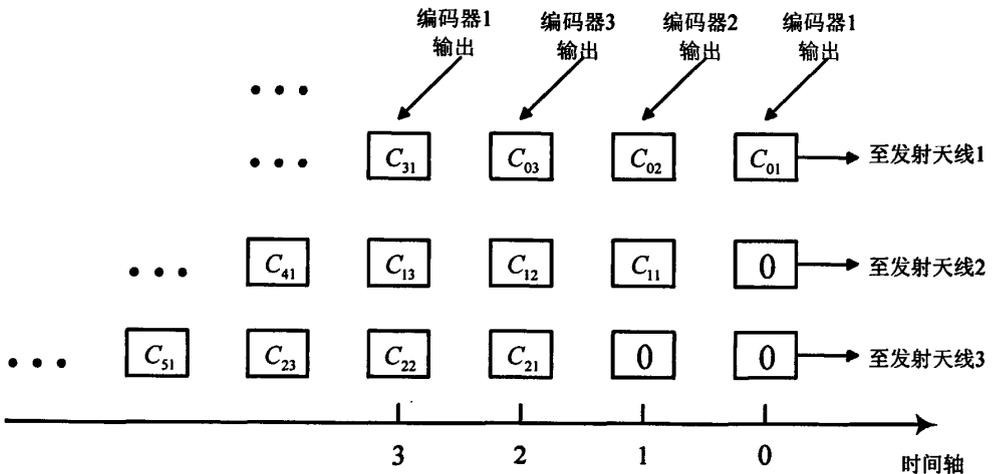


图 3-1 D-BLAST 结构

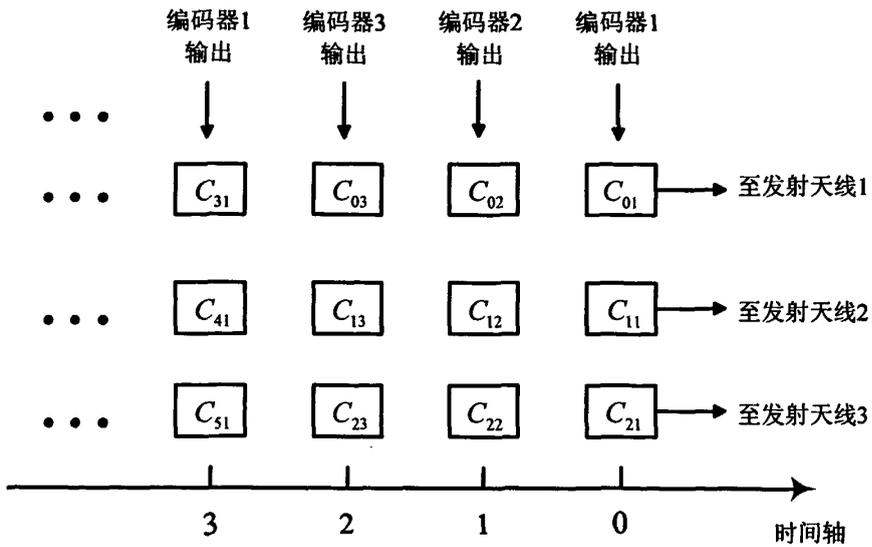


图 3-2 V-BLAST 结构

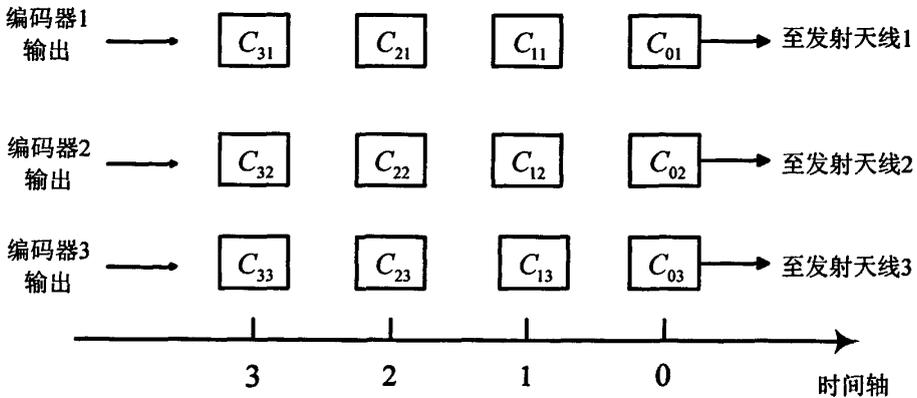


图 3-3 H-BLAST 结构

经典的 BLAST 系统是一种水平分层空时结构 H-BLAST，如图 3-3 所示，各层之间没有实现信息的共享，所以空时性能较差。为了改进其空时性能，有两种改进的结构：对角分层空时结构 D-BLAST 和垂直分层空时结构 V-BLAST，如图 3-1、图 3-2 所示。以三个发射天线为例。图中 C_{ij} 表示在第 i 个时刻从第 j 个信道编码器输出的码元。

D-BLAST 编码器接收从并行信道编码器输出的码元序列，按对角线进行空间编码，为处理规范，右下方排 $n(n-1)/2$ 个 0 码元后，第一个信道编码器输出的开始 n 个码元排在第一条对角线，第二个信道编码器输出的开始 n 个码元排在第二条对角线上，一般第 i 个信道编码器输出的第 j 批的 n 个码元排在第 $(i+(j-1)*n)$ 条对角线。编码后的空时码元矩阵中的每一列，经 n 个发射天线同时发射。

V-BLAST 编码器接收从并行信道编码器的输出,按垂直方向进行空间编码,从图 3-2 中可以看出,第一个信道编码器输出的开始 n 个码元排在第一列,第二个信道编码器输出的开始 n 个码元排在第二列,一般第 i 个信道编码器输出的第 j 批 n 个码元排在第 $(i+(j-1)*n)$ 列。编码后的空时码元矩阵中的每一列,经 n 个发射天线同时发射。

3.1.3 BLAST 系统性能分析

BLAST 结构和原理可以看出, BLAST 系统有以下特点:

1.各天线发射的信号都取自于同一信号集;

2.各天线发射的信号都是在同信道上传送的,所以系统带宽的扩展与其采用的调制方式带宽的扩展差不多;

3.天线之间间距超过半个波长,此时天线之间相关性小,相互干扰就比较小,可以认为各信道是独立分布的;

4.发送总功率恒定,与发送天线数无关;

5.BLAST 系统并不是在各发射信号之间引入正交关系来实现其不相关性,而是充分利用无线信道的多径传播特性来达到区分同信道信号的目的。对它来说,无线信道中的传播路径越多,在检测时产生的误码率越少,系统性能越好。这是因为空间中传播路径较多时,若 BLAST 系统收、发天线位置合适,每个收、发天线对之间的信道特性会产生较大的差异,这样在确定迫零矢量时的误差就会降低,从而可以提高系统的性能;

6.频率利用率高,它所能达到的频带利用率和传输速率是单天线系统永远无法达到,目前的试验系统,系统频带利用率可达 4bit/Hz, 30KHZ 的带宽传输速率高达 621Kb/S。如果使用单天线系统,要达到同样的信号符号集至少为 226,这是根本无法达到的。

Bell 实验室已经于 1998 年做出了 BLAST 系统的实验室模型 V-BLAST 系统,收发两端相距 12 米,所采用的天线阵模型是由半波振子组成的:接收端有 8 个天线振子,分布在直径为 20 厘米左右的金属半球表面上,发射端有 12 个天线振子,分布在平面上。各振子间距为 $\lambda/2$ (λ 为波长)。系统载波频率为 1.9GHz,带宽为 30KHz,传输信息率为 24.3ksym/s,采用不编码的 16 进制的正交幅度调制 16QAM (Quadrature Amplitude Modulation)。在室内无线环境下做的实验表明,在帧错误概率 FEB((frame error probability)为 0.01 时 BLAST 系统需的信噪比为 25dB。若用信道编码结合,性能会有

较大改善。

3.2 V-BLAST 系统的检测算法

V-BLAST 结构简单，易于实现。在发射端，它利用串并变换，将高速源数据流按发射天线数分割为几个子数据流（也称之为层），然后对应于各发射天线同时发射出去。由于使用多根天线同时发送数据，从而使每个天线发送数据的速率大为降低，因此信道的多径效应也将大大降低。当使用一根发射天线时，如果信道为频率选择性衰落信道，在使用了多根发射天线之后，由于在空间建立起多个并行的子信道，每个子信道所传输的数据速率被大大降低，这些子信道就可能呈现平衰落特性。因而目前大多数关于 V-BLAST 的研究都是基于平坦衰落信道。

一个单用户链接，具有 N 个发射天线和 M 个接收天线，平坦衰落信道下 V-BLAST 系统离散时间复基带模型如图 3-4 所示。关于信道，我们采用 V-BLAST 系统模型中的一般假设：1.信道为准静态瑞利平坦衰落信道，即信道特性在每个数据突发时间之内是不变的，信道变化只发生在一个数据突发到另一个数据突发之间，而且信号带宽小于信道带宽，因此信道不会引起码间干扰；2.不考虑多普勒扩展的作用。

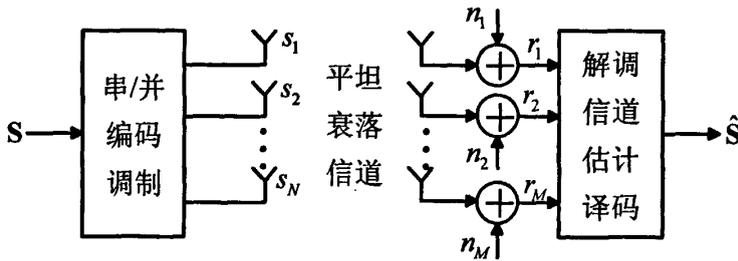


图 3-4 平衰落 V-BLAST 系统模型

图 3-4 中， $s_1(k), \dots, s_N(k)$ 是在时刻 k 分别由各发射天线以同一频率同时发射出去的彼此独立的信息符号。在接收端， M 个接收信号 $r_1(k), \dots, r_M(k)$ 以符号间隔被采样。 h_{ij} 表示第 j 根发射天线与第 i 根接收天线之间的子信道的信道增益。则对图 3-4 所示系统应有：

$$\mathbf{r}(k) = \mathbf{H}(k)\mathbf{s}(k) + \mathbf{n}(k) \tag{3-1}$$

其中， $\mathbf{r}(k) = [r_1(k), r_2(k), \dots, r_M(k)]^T$ 为 M 维接收信号向量， $\mathbf{s}(k) = [s_1(k), s_2(k), \dots, s_N(k)]^T$ 为 N 维发射信号列向量， $\mathbf{n}(k) = [n_1(k), n_2(k), \dots, n_M(k)]^T$ 为 M 维加性高斯白噪声列向量，

其元素为独立同分布，均值为零，方差为 σ_n^2 的复高斯随机变量。 $\mathbf{H}(k)$ 为 $M \times N$ 维信道特性矩阵，定义为：

$$\mathbf{H}(k) = \begin{bmatrix} h_{11} & \cdots & h_{1N} \\ \vdots & \cdots & \vdots \\ h_{M1} & \cdots & h_{MN} \end{bmatrix}_{M \times N} \quad (3-2)$$

其中每个元素 $h_{ij} (i=1, \dots, M, j=1, \dots, N)$ 均为独立同分布，均值为零，方差为 1 的复高斯随机变量。

作为第一个问世的 MIMO 实验系统，V-BLAST 系统以其简单的结构和在频谱效率方面的巨大潜力而成为近年来的研究热点。目前有关 BLAST 的研究主要集中在如何设计更有效的检测接收算法，来进一步提高系统的性能。接下来我们首先讨论几种有代表性的检测算法，包括单一算法和联合检测算法，并给出相应检测算法的性能仿真。

3.2.1 QR 分解检测算法

通过 QR 分解，信道特性矩阵 H 可以表示为 $H = QR$ ，其中 Q 为一个 $N_R \times N_T$ 归一化矩阵， R 为一个 $N_T \times N_T$ 上三角矩阵，用矩阵 Q 的共轭转置左乘接收信号 $r = Hs + n$ ，得到一个 $N_T \times 1$ 维的发送矢量 s 的统计量 y

$$y = Q^H r = Q^H QRs + Q^H n$$

$$y = Rs + \eta$$

其中 $\eta = Q^H n$ 它是复高斯随机变量，且与 n 的统计特性相同。则 y 的第 k 个元素 y_k 表示为：

$$y_k = R_{kk}s_k + \sum_{i=k+1}^{N_T} R_{ki}s_i + \eta_k$$

上式中间的一项 $\sum_{i=k+1}^{N_T} R_{ki}s_i$ 是信号干扰项，由于 R 为一个 $N_T \times N_T$ 上三角矩阵，所以该干扰项与 s_1, s_2, \dots, s_k 无关，当 $k = N_T$ 时，

$$y_{N_T} = R_{N_T N_T} s_{N_T} + \eta_{N_T}$$

只与 s_{N_T} 有关, 而没有受到其他信号的干扰, 因而可以先检测第 N_T 层信号的估计值 \hat{s}_{N_T} ,

$\hat{s}_{N_T} = \hat{s}_{N_T} = Q \left[\frac{y_{N_T}}{R_{N_T, N_T}} \right]$, 在检测第 $N_T - 1$ 层的信号时, 作为干扰项的 $R_{N_T-1, N_T} \hat{s}_{N_T}$ 则可以通

过已经检测的 \hat{s}_{N_T} 求出, 从 y_{N_T-1} 层中抵消掉, 从而检测出 \hat{s}_{N_T-1} , 如此类推, 直到检测完所有信号。

QR 分解另解, $y = Hx + w$, x 为一个维的发送矢量, y 是 $N_R \times 1$ 维的接收矢量, w 是一个 $N_R \times 1$ 维的噪声矢量, H 为 $N_R \times N_T$ 维的矩阵; 用矩阵 Q 的共轭转置左乘接收信号:

$$\begin{aligned} z &= Q^H y \\ &= Rx + Q^H w \end{aligned} \quad (3-3)$$

我们注意到 Q 是一个归一化矩阵, 因此 $Q^H w$ 与 w 的统计特性一样。由文献^[26]和公式(3-3)

我们可以解得 x 的第 k 个发射信号 x_k 的软判决估计值:

$$\begin{aligned} v_k &= r_{k,k}^* (z_k - \sum_{p=k+1}^n r_{k,p} \cdot x'_p) \\ v_k &= r_{k,k}^* r_{k,k} x_k^\Delta \\ x_k^\Delta &= \frac{v_k}{|r_{k,k}|^2}, \quad k = n, n-1, \dots, 1 \end{aligned} \quad (3-4)$$

其中 $r_{k,p}$ 代表矩阵 R 的 (k, p) 个元素, 本章中的 n 为发射天线的个数, x'_p 是 x_p 的硬判决, x_k^Δ 为 x_p 的软判决 (软判决就是 Demodulator (解调器) 将解调后的模拟信号直接接入到 Decoder (解码器) 来实现解码, 硬判决就是对 Demodulator 输出信号做 N 比特量化, 如果分量高于门限就认为 Demodulator 输出 1, 否则输出 0)。 $r_{k,k}^*$ 为 $r_{k,k}$ 的共扼。因为本检测方法是先解 x_n , 后解 x_1 的, 我们在此处把它称为后向检测。

3.2.2 双向迫零 (BID) 检测算法

从方程式(3-4)可以看出, 越是后来检测的发射信号其误差越大, 也就是说 x_1, x_2 的

检测误差远远高于 x_n, x_{n-1} 的检测误差。为了减少 x_1, x_2 的检测误差，我们可以按相反的方向检测，也就是先检测 x_1, x_2 ，最后解 x_{n-1}, x_n ，这个前向检测的思想就是文献^[26-30]提出来的，其具体操作如下：

定义 $n \times n$ 的矩阵 A

$$[A]_{p,q} = \begin{cases} 1 & \text{if } (p+q = n+1) \\ 0 & \text{其它} \end{cases}, p, q = 1, 2, \dots, n$$

即

$$A = \begin{bmatrix} 0, 0, \dots, 0, 1 \\ 0, 0, \dots, 1, 0 \\ \dots \dots \dots \\ 0, 1, \dots, 0, 0 \\ 1, 0, \dots, 0, 0 \end{bmatrix}$$

则 $Ax = [x_n, x_{n-1}, \dots, x_1]^T$ ，其中 $x = [x_1, x_2, \dots, x_{n-1}, x_n]^T$ ， $AA = AA^T = I$ ， $y = Hx + w$ ， w 是一个 $n \times 1$ 维的噪声矢量，为了方便分析，此处定义 H 为 $n \times n$ 的信道矩阵：

定义 $\bar{y} = Ay$ 将 $y = Hx + w$ 代入得：

$$\begin{aligned} & AHA^T Ax + Aw \\ & = \bar{H}\bar{x} + Aw \end{aligned} \tag{3-5}$$

其中 $\bar{x} = Ax, \bar{H} = AHA^T$ 。我们对 \bar{H} 进行 QR 分解 $\bar{H} = \bar{Q}\bar{R}$ ，则我们可以得到

$$\begin{aligned} \bar{Z} &= \bar{Q}^H \bar{y} \\ &= \bar{R}\bar{x} + \bar{Q}^H Aw \end{aligned} \tag{3-6}$$

噪声向量 $\bar{Q}^H Aw$ 的统计特性跟 w 一样。类似公式 (3-4) 我们可以得到

$$\begin{aligned} \bar{v}_k &= \bar{r}_{k,k} (\bar{z}_k - \sum_{p=k+1}^n \bar{r}_{k,p} \bar{x}_p) \\ \bar{v}_k &= \bar{r}_{k,k} (\bar{r}_{k,k} \bar{x}_k) \\ \bar{x}_k &= \frac{\bar{v}_k}{|\bar{r}_{k,k}|^2} \quad k = 1, 2, \dots, n \end{aligned} \tag{3-7}$$

其中 \bar{x}_p 是 x_p 的硬判决，因为检测顺序相反了，所以 x_1, x_2 的误码率远远小于 x_{n-1}, x_n 了。

双向迫零检测算法 (BID) 综合前向检测和后向检测, 对于后项检测第 k 项表达式为:

$v_k = r_{k,k}^* r_{k,k} x_k^\Delta$ 而对于前项检测项是 $\bar{v}_{n-k+1} = \bar{r}_{n-k+1,n-k+1k} \bar{r}_{n-k+1,n-k+1} \bar{x}_{n-k+1}^\Delta$ 为了减小误差双向迫零检测算法 (BID) 综合前向检测和后向检测, 取 $x_{bd,k}^\Delta = \bar{x}_{n-k+1}^\Delta = x_k^\Delta$ 得出:

$$x_{bd,k}^\Delta = \frac{v_k + \bar{v}_{n-k+1}}{|r_{k,k}|^2 + |\bar{r}_{n-k+1,n-k+1}|^2}, k = 1, 2, \dots, n \quad (3-8)$$

文献^[26]分析了该检测算法的性能, 从中我们可以看到该算法能对误差传播起到良好的抑制作用。此外文献^[26]还把这种思想进一步推广到一般化, 但因为算法复杂度增加, 而相应的性能却没有提高多少, 故在此处不再作说明。本文只用到了公式(3-8)的推导结果。

3.2.3 并行检测算法 (PIC)

图 3-5 是 V-BLAST 并行检测的原理框图。其核心是由 N 个迫零单元和并行删除单元组成, 通过一级或多级并行干扰删除得到 N 根发射天线信号的估计值。

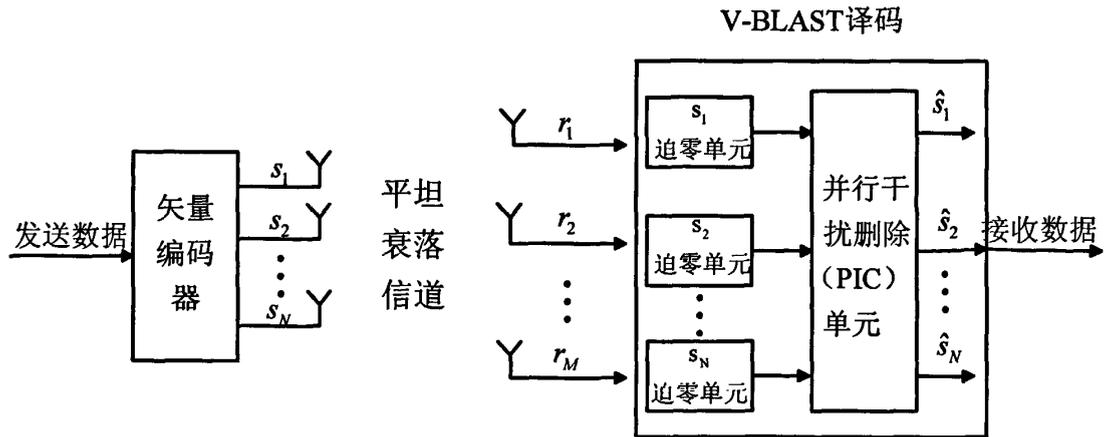


图 3-5 并行检测算法原理框图

按不同的置零矩阵, PIC 算法可以分为两种, 一种是 ZF-PIC, 还有一种是 MMSE-PIC (MMSE: Minimum Mean Square Error)。如采用线性 ZF 检测, 可直接对信道特性矩阵 H 求 Moore-Penrose 伪逆, 得到伪逆矩阵

$$G = H^+ \quad (3-9)$$

这种线性检测虽然计算复杂度低, 但检测性能很差, 抗噪声性能也比较差。

MMSE 算法的提出主要是针对 ZF 算法在抑制信号干扰时损失了有用信息, 从而影

响了系统性能的缺点。由于 BLAST 结构中接收端只有信道信息可利用，因此检测算法解决的根本问题是如何根据接收信号和信道特性矩阵来确定每个接收天线的权值，从而根据该权值估计发送信号。

MMSE 检测以使均方误差最小为准则，最小化实际发送的符号和检测器输出估计值之间的均方误差，即：

$$G_{MMSE} = \arg \min_G \|Gr - s\|^2 \quad (3-10)$$

利用正交性原理可以得到：

$$E\{(G_{MMSE}r - s)r^H\} = 0 \quad (3-11)$$

G_{MMSE} 可以容易导出得到

$$G_{MMSE} = \mathbf{H}^H (\mathbf{H}\mathbf{H}^H + \sigma^2\mathbf{I})^+ \quad (3-12)$$

将 G_{MMSE} 的行矢量作为接收天线对于发送信号所形成的权矢量，即可以检测出所有发送信号。MMSE 滤波的设计兼顾考虑了干扰与噪声的抑制，相对于只考虑发送符号间干扰消除的 ZF 检测，可以有效地克服噪声增强的问题，获得更好的性能。

下面给出基于 ZF 准则并行检测算法的流程（基于 MMSE 准则并行检测算法，以 $G_{MMSE} = \mathbf{H}^H (\mathbf{H}\mathbf{H}^H + \sigma^2\mathbf{I})^+$ 代入即可）

初始化

$$\begin{aligned} k &= 1 \\ \mathbf{G} &= \mathbf{H}^+ \\ y_0 &= \mathbf{G} \cdot \mathbf{r} \\ \hat{s}_{n,0} &= Q(y_{n,0}), \quad n = 1, 2, 3, \dots, N \end{aligned} \quad (3-13)$$

迭代

$$\begin{aligned} \mathbf{r}_{n,k} &= \mathbf{r} - \sum_{l=1, l \neq n}^N \hat{s}_{l,0}(\mathbf{H})_l, \quad n = 1, 2, 3, \dots, N \\ y_{n,k} &= \mathbf{G}_n \cdot \mathbf{r}_{n,k}, \quad \text{其中 } \mathbf{G}_n = (\mathbf{H}_n)^+ \\ \hat{s}_{n,k} &= Q(y_{n,k}) \\ k &= k + 1 \quad k \text{ 表示干扰删除的级数} \end{aligned} \quad (3-14)$$

在算法的初始化阶段，通过对全部 N 根发射天线进行迫零运算得到 $y_0 = [y_{1,0}, y_{2,0}, \dots, y_{N,0}]$ ，经过判决得到发射信号的初始估计值 $\hat{s}_{n,0} (n = 1, 2, 3, \dots, N)$ 。在此

基础上进行并行干扰删除 (Parallel Interference Cancellation, PIC) 处理, 即先恢复出

对第 $n(n=1,2,3,\dots,N)$ 个接收信号所受的干扰 $\sum_{l=1, l \neq n}^N \hat{s}_{l,0}(\mathbf{H})_l$, 再删除此干扰得到

$\mathbf{r}_{n,k} = \mathbf{r} - \sum_{l=1, l \neq n}^N \hat{s}_{l,0}(\mathbf{H})_l$, 从而通过计算 $\mathbf{G}_n \cdot \mathbf{r}_{n,k}$ 可得到第 n 根发射天线信号判决前的值

$y_{n,k}$, 判决后得估计值 $\hat{s}_{n,k}$ 。上述干扰删除过程可以重复多次, 从而实现多级并行干扰

删除 PIC 或多级并行符号删除 (Parallel Symbol Cancellation, PSC) 的 V-BLAST 并行

检测。图 3-6 给出了基于 V-BLAST 的并行检测算法流程示意图。

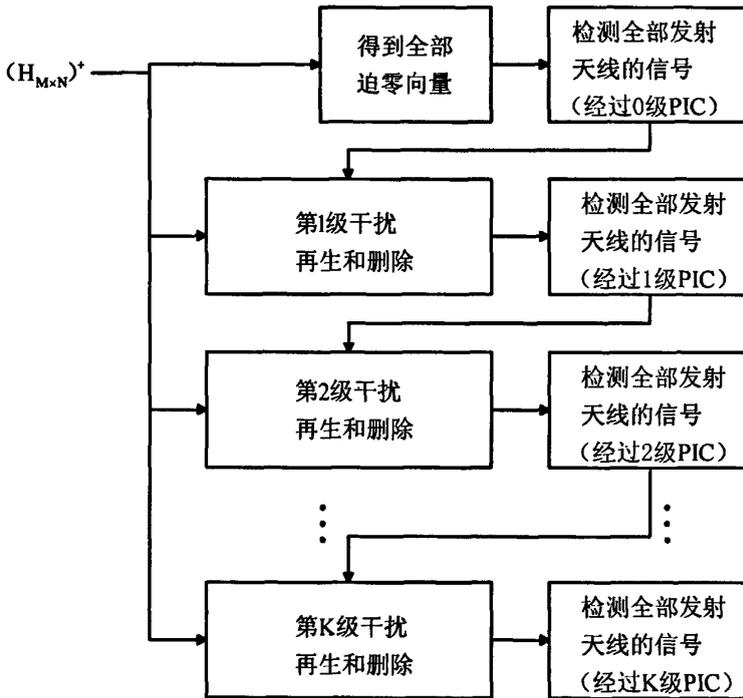


图 3-6 V-BLAST 并行检测算法流程示意图

V-BLAST 并行检测算法与排序串行检测算法相比, 复杂度要低, 因为不需要多次求矩阵的伪逆, 图 3-8 是我们通过仿真来比较并行检测算法和串行检测算法的性能。

3.2.4 串行排序干扰删除算法 (OSIC)

和并行检测算法一样, 按不同的置零矩阵, OSIC 算法可以分为两种, 一种是 ZF-OSIC($\mathbf{G} = \mathbf{H}^+$), 另一种是 MMSE-OSIC($\mathbf{G}_{MMSE} = \mathbf{H}^h(\mathbf{H}\mathbf{H}^h + \sigma^2\mathbf{I})^+$)。

如果我们把每个发射天线发射的信号看作是属于不同用户的, 那么 V-BLAST 的信号检测就可以看作是多用户检测 (MUD)。基于 MUD 和 MIMO 的相似性, 原始 V-BLAST

算法的实质就是将 MUD 中的串行干扰删除 (SIC) 方法应用于 V-BLAST 系统的检测。干扰抵消检测器一般由多级组成, 其基本思想是在接收端依次检测每个信号, 每检测出一个信号, 就将该信号的影响从接受信号中删除。采用串行干扰删除方法对 V-BLAST 系统进行检测时, 发射信号向量 \mathbf{s} 中各元素的检测顺序对于系统性能的影响非常重要, 我们暂时假定以下的信号检测已经是按照最佳的顺序 k_1, k_2, \dots, k_N 进行的。后面我们再讨论如何得到最佳检测顺序。串行干扰删除方法的检测过程如下:

1. 使用与第 k_1 层对应的加权向量 \mathbf{w}_{k_1} , 得到第 k_1 层信号的判决变量 $y_{k_1} = \mathbf{w}_{k_1}^T \mathbf{r}$, 对其进行判决, 即可得到第 k_1 层发射信号的估计值 $\hat{s}_{k_1} = Q(y_{k_1})$, 其中 $Q(\cdot)$ 表示判决操作;

2. 将 \hat{s}_{k_1} 的影响从接收信号 \mathbf{r} 中减掉, 得到 $\mathbf{r}_2 = \mathbf{r} - \hat{s}_{k_1} \mathbf{H}_{k_1}$, 其中 \mathbf{H}_{k_1} 表示信道特性矩阵 \mathbf{H} 的第 k_1 列;

3. 使用与第 k_2 层对应的加权向量 \mathbf{w}_{k_2} , 得到第 k_2 层信号的判决变量 $y_{k_2} = \mathbf{w}_{k_2}^T \mathbf{r}_2$, 对其进行判决, 即可得到第 k_2 层发射信号的估计值 $\hat{s}_{k_2} = Q(y_{k_2})$ 。

重复以上过程, 我们即可依次恢复各层发射信号。可见为恢复各层发射信号, 首先要求出与各层对应的加权向量 \mathbf{w}_k , 而为求得加权向量 \mathbf{w}_k , 需先求得信道特性矩阵 \mathbf{H} 的 Moore-Penrose 伪逆矩阵 $\mathbf{H}^+ = \mathbf{G}$, 则 \mathbf{G} 的第 i 行行向量 $\mathbf{G}_i = \mathbf{w}_i^T$ 即为恢复第 i 层发射信号 s_i 所需的权向量, 而在检测 (恢复) 第 i 层发射信号时的检测后信噪比为

$$\rho_i = \frac{E[|s_i|^2]}{\sigma_n^2 \|\mathbf{G}_i\|^2} = \frac{\sigma_s^2}{\sigma_n^2 \|\mathbf{G}_i\|^2} \quad (3-15)$$

由于信号能量 σ_s^2 (信号能量是归一化的, 即 $\sigma_s^2 = 1$) 及噪声功率 σ_n^2 对所有层均相同, 所以由(3-15)可知, 各层被检测信号的误码性能仅取决于各层权向量范数 $\|\mathbf{G}_i\|^2$ 。 $\|\mathbf{G}_i\|^2$ 最小的层, 该层检测后信噪比最大, 因此误码率最低, 应作为第 k_1 层最先被检测出来。而在检测第 k_2 层时, 需先将第 k_1 层的影响作为干扰从接收信号 \mathbf{r} 中减掉, 于是检测第 k_2 层时所对应的信道矩阵将变为 \mathbf{H}_{k_1} , \mathbf{H}_{k_1} 表示将矩阵 \mathbf{H} 的第 k_1 列去掉后由剩余列所构成的矩阵, 然后重复以上检测第 k_1 层的过程, 即可检测出第 k_2 层、直到第 k_N 层。所以最佳检测顺序是根据检测后信噪比最大的原则得出的, 一些文献将这种按信噪比最大原则进行检测的算法成为正序检测算法。

由于原始 V-BLAST 检测算法是基于串行干扰删除的, 因此又称为 OSIC 算法, 以

ZF 准则给出其原理框图如图 3-7 所示。

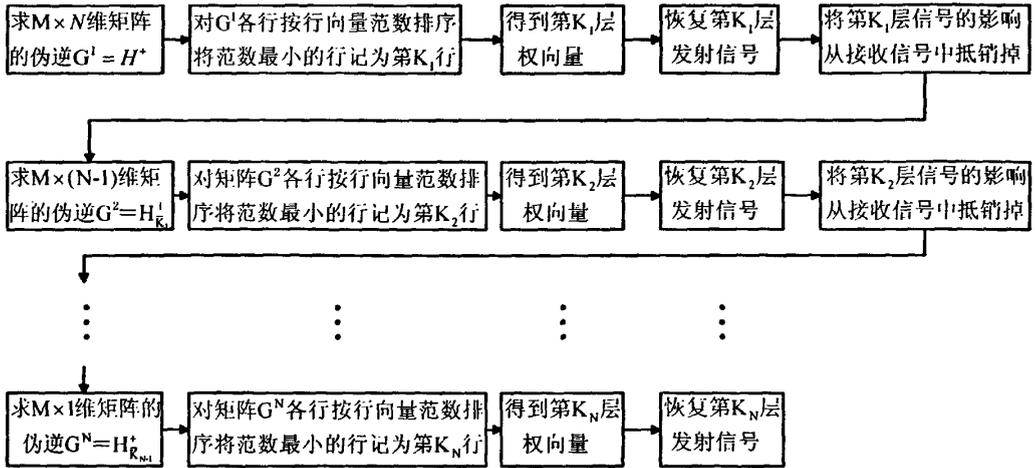


图 3-7 ZF-OSIC 算法的原理框图

在图 3-7 中， $\mathbf{H}_{k_i}^+$ 表示求矩阵 \mathbf{H}_{k_i} 的 Moore-Penrose 伪逆矩阵，而矩阵 \mathbf{H}_{k_i} 表示将 \mathbf{H}_{k_i-1} 的第 k_i 列去掉后由剩余列所构成的矩阵。若用 $(\mathbf{G}^j)_i$ 表示矩阵 \mathbf{G}^j 的第 i 行， \mathbf{H}_{k_i} 表示信道特性矩阵 \mathbf{H} 的第 k_i 列，则完整的 ZF-OSIC 算法可以总结如下：

初始化

$$\begin{aligned}
 & i = 1 \\
 & \mathbf{r}_1 = \mathbf{r}, \mathbf{G}^1 = \mathbf{H}^+ \\
 & k_1 = \arg \min_j \|(\mathbf{G}^1)_j\|^2
 \end{aligned} \tag{3-16}$$

迭代

$$\begin{aligned}
 & \mathbf{w}_{k_i}^T = (\mathbf{G}^i)_{k_i} \\
 & y_{k_i} = \mathbf{w}_{k_i}^T \mathbf{r}_i \\
 & \hat{s}_{k_i} = Q(y_{k_i}) \\
 & \mathbf{r}_{i+1} = \mathbf{r}_i - \hat{s}_{k_i} \mathbf{H}_{k_i} \\
 & \mathbf{G}^{i+1} = \mathbf{H}_{k_i}^+ \\
 & k_{j+1} = \arg \min_j \|(\mathbf{G}^{i+1})_j\|^2 \\
 & i = i + 1
 \end{aligned} \tag{3-17}$$

通过对迫零线性接收机的性能分析^[46]，可以得出误码率的上限

$$P_{ZF} \leq NKQ \left(\sqrt{SNR_{\min} \frac{d_{\min}^2}{2}} \right) \quad (3-18)$$

式中， N 表示发射天线数， K 表示发射信号星座图中距离最近的点的数目， SNR_{\min} 表示所有子数据流中最小后验信噪比， d_{\min}^2 表示发射信号星座图中两个点的最小欧式距离。

从图 3-8 可以看出，当信噪比较小时，并行检测算法比串行检测算法的误码率低，而当信噪比较大时，串行检测算法比并行检测算法的误码率要低，而使用了干扰删除的算法比不使用干扰删除的算法性能要好，也就是算法 ZF-OSIC 和算法 ZF-PIC 的性能要优于算法 ZF。（本系统采用的是 4 个接收天线，4 个发射天线，调制方式采用 BPSK，信道采用准静态 Rayleigh 信道）

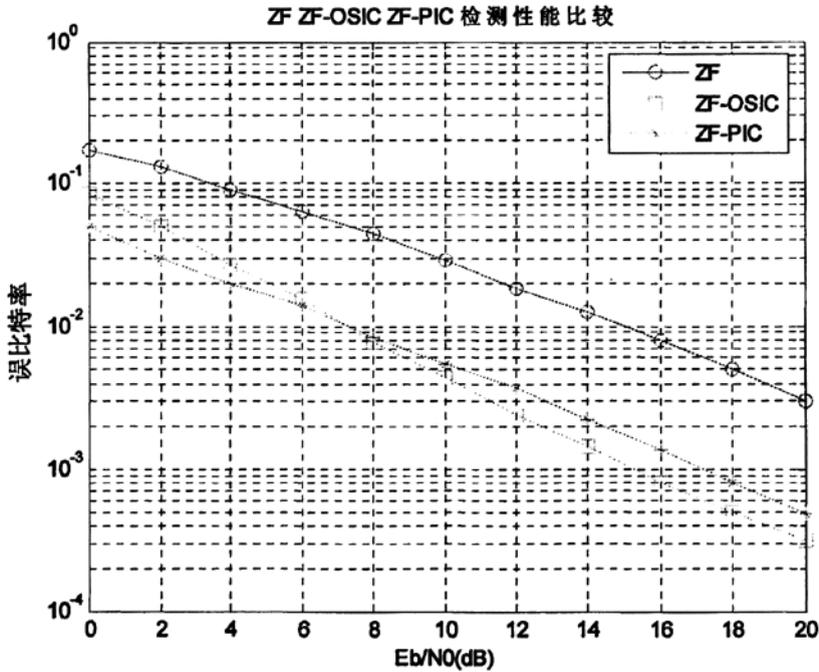


图 3-8 ZF ZF-OSIC ZF-PIC V-BLAST 检测性能比较

3.3 联合检测算法

3.3.1 BID-PIC 联合检测算法

为了降低算法的复杂度,文献^[26]提出了双向迫零 BLAST 检测算法(BID)。这种检测算法是在 QR 分解的基础上发展起来的,既保持了 QR 分解的低复杂度,又巧妙的遏制了误差传播,因此其性能得到了很好的改善,同时我们看到了 PIC 这种检测算法,其优点是时延小且结构简单。PIC 算法的性能在很大程度上取决于第一步判决的准确性,第一步判决越是准确最后的检测性能就越出色,为此本文提出了 BID-PIC 这种联合检测方法。该算法的具体操作非常简单,也非常易于实现。该算法也分为两步:

第一步,由文献^[26]中的公式(3-8),我们可以得到各个发射信号的 BID 检测结果,在此处我们把它记为 $x_{bd,k}^{\Delta} = \frac{v_k + v_{n-k+1}}{|r_{k,k}|^2 + |r_{n-k+1,n-k+1}|^2}$, $k=1,2,\dots,n$ 。(文献^[26]还把这种思想进一步推广到一般化,但因为算法复杂度增加,而相应的性能却没有提高多少,故在此处不引用推广的结果。本文只用到了其公式(3-8)的推导结果)。接着通过公式(3-19)去除并行干扰:

$$r_k = r - \sum_{l \neq k} x_{bd,l}^{\Delta} (H)_l \quad (3-19)$$

从公式(3-19)我们可以看到,在接收到的信号中我们把其它各层的信号作为干扰而去除,只留下我们想要检测的那个层的接收信号。可见如果我们前期检测到的信号 $x_{bd,k}^{\Delta}$ 越是准确,那么我们的干扰去除就越是干净,因此检测效果就越好。

第二步,获取置零矩阵 G:

$$G = (H_k)^{\dagger} \quad (3-20)$$

其中 H_k 表示的是取矩阵 H 的 k 列,根据公式(3-19)和(3-20)我们最后得到检测结果为

$$x_k^{\Delta} = G_k y_k, k=1,2,\dots,n \quad (3-21)$$

由于这个联合检测算法的第一步使用了 BID 这个性能比较出色的检测方案,从理论上讲,该联合检测算法性能应该比 ZF-PIC 要好。同时我们也可以看到该联合检测算法是基于 BID 算法的,它是在 BID 检测算法的基础上对检测结果的修正,因此其性能

也比 BID 检测算法要好。(算法基于 ZF 准则即 $\mathbf{G}=\mathbf{H}^+$, 故也称作是 BID-ZF-PIC)

3.3.2 BID-OSIC 联合检测算法

和 BID-PIC 联合检测算法一样, BID-OSIC 联合检测算法也是分两步, 首先我们可以得到各个发射信号的 BID 检测结果, 在此处我们把它记为,

$$x_{\text{bd},k}^{\Delta} = \frac{\bar{v}_k + \bar{v}_{n-k+1}}{|r_{k,k}|^2 + |r_{n-k+1,n-k+1}|^2}, \quad k=1,2,\dots,n$$

排序串行干扰删除算法在检测信号时, 先要比较各层权向量的范数 $\|\mathbf{G}_j\|^2$ 大小, 范数 $\|\mathbf{G}_j\|^2$ 最小的层, 检测后信噪比最大, 误码率最小, 应该首先被检测出来。在每次删除已检测出的信号对未检测出信号的影响时, 要利用双向算法的检测结果, 步骤如下:

初始化

$$\begin{aligned} i &= 1 \\ \mathbf{r}_1 &= \mathbf{r}, \mathbf{G}^1 = \mathbf{H}^+ \\ k_1 &= \arg \min_j \|(\mathbf{G}^1)_j\|^2 \end{aligned} \quad (3-22)$$

迭代

$$\begin{aligned} \mathbf{w}_{k_i}^T &= (\mathbf{G}^i)_{k_i} \\ y_{k_i} &= \mathbf{w}_{k_i}^T \mathbf{r}_i \\ x_{k_i}^{\Delta} &= Q(y_{k_i}) \\ \mathbf{r}_{i+1} &= \mathbf{r}_i - x_{\text{bd},k_i}^{\Delta} \mathbf{H}_{k_i} \\ \mathbf{G}^{i+1} &= \mathbf{H}_{k_i}^+ \\ k_{j+1} &= \arg \min_j \|(\mathbf{G}^{i+1})_j\|^2 \\ i &= i+1 \end{aligned} \quad (3-23)$$

$\mathbf{H}_{k_i}^+$ 表示求矩阵 \mathbf{H}_{k_i} 的 Moore-Penrose 伪逆矩阵, 而矩阵 \mathbf{H}_{k_i} 表示将矩阵 \mathbf{H}_{k_i-1} 的第 k_i 列去掉后由剩余列所构成的矩阵。若用 $(\mathbf{G}^i)_j$ 表示矩阵 \mathbf{G}^i 的第 j 行, \mathbf{H}_{k_i} 表示信道特性矩阵 \mathbf{H} 的第 k_i 列, 算法基于 ZF 准则即 $\mathbf{G}=\mathbf{H}^+$, 故也称作是 BID-ZF-PIC。

从图 3-9 可以看出，当信噪比较小时，双向迫零并行检测算法（BID-PIC）比双向迫零串行检测算法（BID-OSIC）的误码率低，而当信噪比较大时，双向迫零串行检测算法（BID-OSIC）比双向迫零并行检测算法（BID-PIC）的误码率要低，由于在 BID 检测算法的基础上再进行对检测结果的修正，因此 BID-OSIC、BID-PIC 的性能也应该比 BID 检测算法要好。（本系统采用的是 4 个接收天线 4 个发射天线，调制方式采用 BPSK，信道采用准静态 Rayleigh 信道）

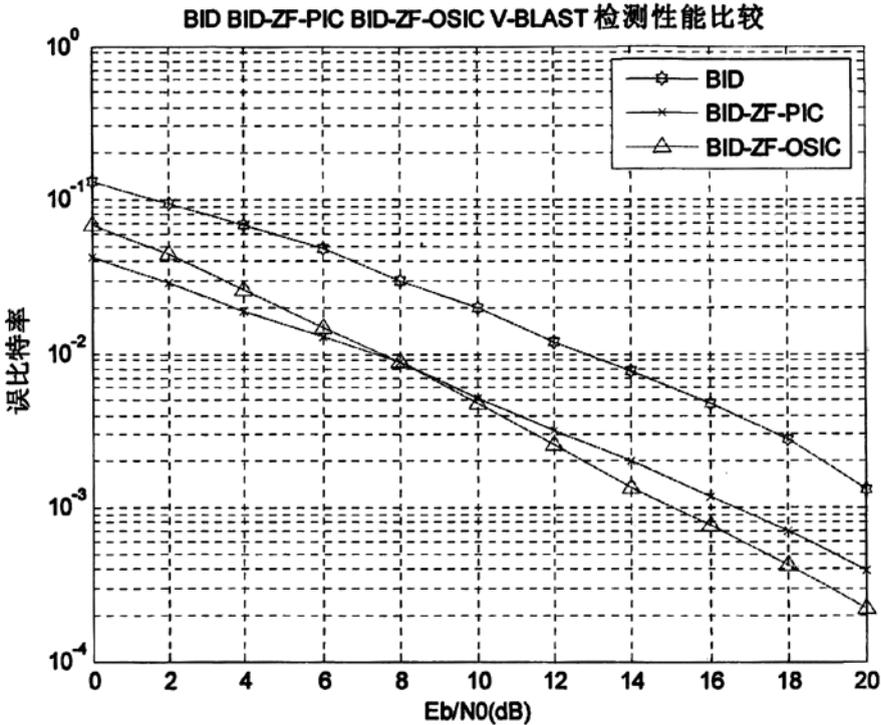


图 3-9 BID BID-ZF-OSIC BID-ZF-PIC V-BLAST 检测性能比较

3.3.3 ZF-OSIC-PIC 联合检测算法

在上面几节中，在串行检测（OSIC）和并行检测（PIC）算法性能比较中（图 3-8）可以看出，当信噪比较小时，并行检测算法比串行检测算法的误码率低，而当信噪比较大时，串行检测算法比并行检测算法的误码率要低，由此可以想到，如果将这两种检测算法联合起来用到 V-BLAST 系统的检测中去，会从整体上降低误码率，因此，有以下的串行-并行二阶检测算法，即先进行串行检测，再进行并行检测（ZF 检测）。

第一步

初始化

$$i = 1$$

$$\mathbf{r}_1 = \mathbf{r}, \mathbf{G}^1 = \mathbf{H}^+$$

$$k_1 = \arg \min_j \|(\mathbf{G}^1)_j\|^2$$

迭代

$$\mathbf{w}_{k_i}^T = (\mathbf{G}^i)_{k_i}$$

$$\mathbf{y}_{k_i} = \mathbf{w}_{k_i}^T \mathbf{r}_i$$

$$\hat{s}_{k_i} = Q(\mathbf{y}_{k_i})$$

$$\mathbf{r}_{i+1} = \mathbf{r}_i - \hat{s}_{k_i} \mathbf{H}_{k_i}$$

$$\mathbf{G}^{i+1} = \mathbf{H}_{k_i}^+$$

$$k_{j+1} = \arg \min_j \|(\mathbf{G}^{i+1})_j\|^2$$

$$i = i + 1$$

第二步

初始化

$$k = 1$$

$$\hat{s}_{n,0} = Q(\mathbf{y}_{n,0}), n = 1, 2, 3, \dots, N$$

迭代

$$\mathbf{r}_{n,k} = \mathbf{r} - \sum_{l=1, l \neq n}^N \hat{s}_{l,k-1} (\mathbf{H})_l, n = 1, 2, 3, \dots, N$$

$$\mathbf{y}_{n,k} = \mathbf{G}_n \cdot \mathbf{r}_{n,k}, \text{ 其中 } \mathbf{G}_n = (\mathbf{H}_n)^+$$

$$\hat{s}_{n,k} = Q(\mathbf{y}_{n,k})$$

$$k = k + 1 \quad k \text{ 表示干扰删除的级数}$$

将这种改进的二阶检测算法称为迫零排序串行-并行干扰删除 (ZF-OSIC-PIC) 检测算法。

下面通过仿真来比较串行检测算法、并行检测算法和改进的串行-并行二阶检测算法 (ZF-OSIC-PIC) 的性能。

图 3-10 迫零算法 (ZF)、迫零排序串行干扰删除算法 (ZF-OSIC)、迫零并行干扰删除算法 (ZF-PIC)、迫零排序串行-并行干扰删除算法 (ZF-OSIC-PIC) 的性能仿真曲线。(本系统采用的是 4 个接收天线 4 个发射天线, 调制方式采用 BPSK, 信道采用准

静态 Rayleigh 信道)

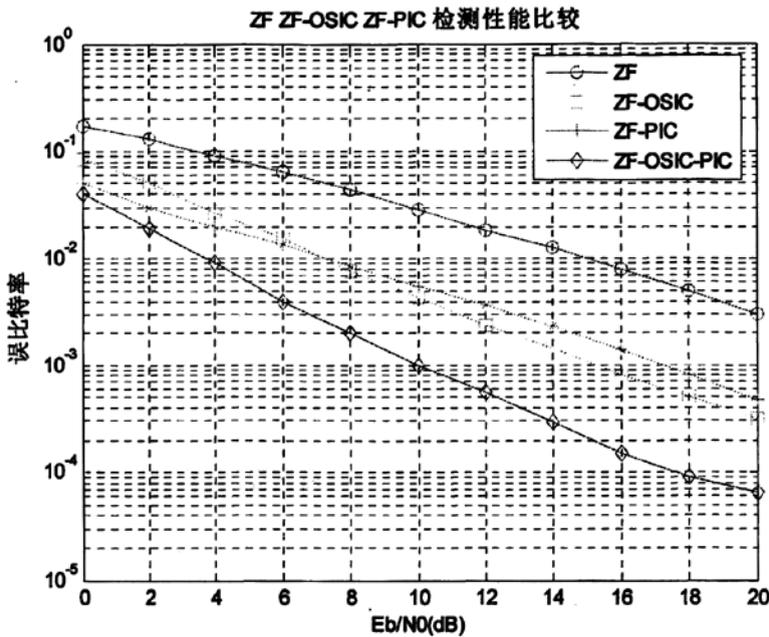


图 3-10 ZF-OSIC ZF-PIC ZF-OSIC-PIC V-BLAST 检测性能比较 (4 发 4 收)

从以上两图可以看出, 排序串行-并行干扰删除检测算法与排序串行干扰删除和并行干扰删除检测算法相比, 误码率有较大改善。

3.4 本章小结

本章首先简单介绍了 BLAST 系统, 接着具体分析了该系统传统的几种检测算法并仿真了其性能, 包括 QR 分解检测算法、双向迫零 (BID) 检测算法、排序串行干扰删除 (OSIC) 检测算法、并行干扰 (PIC) 检测算法等, 在此基础上, 讨论了几种联合检测算法: 包括 BID-PIC、BID-OSIC 和 ZF-OSIC-PIC, 并给出相应检测算法的性能仿真, 联合检测算法的性能优于单一的检测算法, 误码率有较大改善。

第四章 改进的联合检测算法

4.1 引言

通过第四章对包括 QR 分解检测算法、双向迫零 (BID) 检测算法、排序串行干扰删除 (ZF-OSIC) 检测算法、并行干扰 (ZF-PIC) 检测算法的分析, 在此基础上, 讨论了几种联合检测算法: 包括 BID-ZF-PIC 算法、BID-ZF-OSIC 算法和 ZF-OSIC-PIC 算法, 性能仿真发现, 联合检测算法性能一般有优于单一的检测算法, 误码率有较大改善, 那么是否可以在串行干扰删除检测算法(ZF-OSIC)、并行干扰删除检测算法 (ZF-PIC) 和双向迫零 (BID) 算法的基础上提出一种改进的联合检测算法(BID-ZF-OSIC-PIC), 接下来, 本章重点讨论此联合检测算法。

在排序串行干扰删除 (ZF-OSIC) 检测算法、并行干扰 (ZF-PIC) 检测算法性能比较中可以看出, 当信噪比较小时, 并行检测算法比串行检测算法的误码率低, 而当信噪比较大时, 串行检测算法比并行检测算法的误码率要低, 将这两种检测算法联合起来用到 V-BLAST 系统的检测中去, 会从整体上降低误码率, 因此, 有串行-并行二阶检测算法, 即先进行串行检测, 再进行并行检测 (ZF-OSIC-PIC 检测算法)。

按照这种思路, 在双向迫零并行检测算法 (BID-ZF-PIC) 和双向迫零串行检测算法 (BID-ZF-OSIC) 的性能比较中, 当信噪比较小时, 双向迫零并行检测算法 (BID-ZF-PIC) 比双向迫零串行检测算法 (BID-ZF-OSIC) 的误码率低, 当信噪比较大时, 双向迫零串行检测算法 (BID-ZF-OSIC) 比双向迫零并行检测算法 (BID-ZF-PIC) 的误码率要低, 由此可以想到, 如果也将这两种检测算法联合起来用到 V-BLAST 系统的检测中去, 会从整体上降低误码率, 因此, 有以下的双向迫零串行-并行二阶检测算法 (BID-ZF-OSIC-PIC), 在双向迫零算法的基础上, 先进行串行检测, 再进行并行检测。

4.2 改进的 V-BLAST 系统检测算法 (BID-ZF-OSIC-PIC)

4.2.1 双向迫零检测

由于这个改进的联合检测算法 BID-ZF-OSIC-PIC 的第一步使用了 BID 这个性能比较出色的检测方案,从理论上讲,该联合检测算法 (BID-ZF-OSIC-PIC) 性能比 ZF-OSIC-PIC 算法要好,又由于 BID-ZF-OSIC-PIC 是二阶检测算法,因此算法 BID-ZF-OSIC-PIC 要比算法 BID-ZF-OSIC 和算法 BID-ZF-PIC 的性能也要好。

改进的算法分为两部分:首先要从 (3-8) 得到各个发射信号的 BID 检测结果,在此

处我们把它记为
$$x_{bd,k}^{\Delta} = \frac{v_k + \bar{v}_{n-k+1}}{|r_{k,k}|^2 + |\bar{r}_{n-k+1,n-k+1}|^2}, \quad k=1,2,\dots,n,$$
 再利用这个 BID 检测结果进行串行干扰检测和并行干扰检测。

4.2.2 串行干扰检测和并行干扰检测

接下来进行改进的串行和并行干扰检测,我们知道,为了降低算法的复杂度,文献^[26]提出了双向迫零 BLAST 检测算法(BID)。这种检测算法在 QR 分解的基础上发展起来的,既保持了 QR 分解的低复杂度,又巧妙的遏制了误差传播,因此其性能得到了很好的改善,同时我们看到了 PIC 这种检测算法,其优点是时延小且结构简单。OSIC 算法是于通过检测过程中的排序操作,尽可能地提高检测过程中先前检测数据流的检测可靠度,减少误差传播现象的发生,从而使得后续检测数据流的分集优势得以被挖掘出来,进而改善整个系统的检测性能,从理论上讲,该联合检测算法 (BID-ZF-OSIC-PIC) 性能优于算法 BID-ZF-PIC、算法 BID-ZF-OSIC、和算法 ZF-OSIC-PIC。

一. 改进的串行干扰删除检测

通过双向迫零检测算法得到各个发射信号的 BID 检测结果, $x_{bd,i}^{\Delta}, i=1,2,\dots,n$, 排序串行干扰删除算法在检测信号时,先要比较各层权向量的范数 $\|G_i\|^2$ 大小,范数 $\|G_i\|^2$ 最小的层,检测后信噪比最大,误码率最小,应当首先检测出来。每次删除已检测出的信号对未检测出信号的影响时,要利用双向迫零的检测结果, $x_{bd,i}^{\Delta}, i=1,2,\dots,n$,

$r_{i+1} = r_i - x_{bd,k_i}^{\Delta} \mathbf{H}_{k_i}$ ，删除已检测出信号对未检测出信号的影响，提高系统性能。

最佳检测顺序是根据检测后信噪比最大的原则得出，假定信号检测已经是按照最佳的顺序 k_1, k_2, \dots, k_N 进行的，串行干扰删除方法的检测过程如下：

1. 使用与第 k_1 层对应的加权向量 \mathbf{w}_{k_1} ，得到第 k_1 层信号的判决变量 $y_{k_1} = \mathbf{w}_{k_1}^T \mathbf{r}_1$ ，对其进行判决，即可得到第 k_1 层发射信号的估计值 $x_{k_1}^{\Delta} = Q(\mathbf{G}\mathbf{r})$ ，其中 $Q(\cdot)$ 表示判决操作；

2. 将 $x_{k_1}^{\Delta}$ 的影响从接收信号 \mathbf{r} 中减掉，原算法是用 $\mathbf{r}_2 = \mathbf{r} - x_{k_1}^{\Delta} \mathbf{H}_{k_1}$ ，改进的算法是用 $\mathbf{r}_2 = \mathbf{r} - x_{bd,k_1}^{\Delta} \mathbf{H}_{k_1}$ ，删除已检测出信号对未检测出信号的影响，其中 \mathbf{H}_{k_1} 表示信道特性矩阵 \mathbf{H} 的第 k_1 列；

3. 使用与第 k_2 对应的加权向量 \mathbf{w}_{k_2} ，得到第 k_2 层信号的判决变量 $y_{k_2} = \mathbf{w}_{k_2}^T \mathbf{r}_2$ ，对其进行判决，即可得到第 k_2 层发射信号的估计值 $x_{k_2}^{\Delta} = Q(y_{k_2})$ 。

重复以上过程，我们即可依次恢复各层发射信号。可见为恢复各层发射信号，首先要求出与各层对应的加权向量 \mathbf{w}_{k_i} ，而为求得加权向量 \mathbf{w}_{k_i} ，需先求得信道特性矩阵 \mathbf{H} 的 Moore-Penrose 伪逆矩阵 $\mathbf{H}^+ = \mathbf{G}$ ，则 \mathbf{G} 的第 i 行行向量 $\mathbf{G}_i = \mathbf{w}_i^T$ 即为恢复第 i 层发射信号 $x_{k_i}^{\Delta}$ 所需的权向量。算法如下：

初始化

$$\begin{aligned} i &= 1 \\ \mathbf{r}_1 &= \mathbf{r}, \mathbf{G}^1 = \mathbf{H}^+ \\ k_1 &= \arg \min_j \|(\mathbf{G}^1)_j\|^2 \end{aligned} \quad (4-1)$$

迭代

$$\begin{aligned} \mathbf{w}_{k_i}^T &= (\mathbf{G}^i)_{k_i} \\ y_{k_i} &= \mathbf{w}_{k_i}^T \mathbf{r}_i \\ x_{k_i}^{\Delta} &= Q(y_{k_i}) \\ \mathbf{r}_{i+1} &= \mathbf{r}_i - x_{bd,k_i}^{\Delta} \mathbf{H}_{k_i} \\ \mathbf{G}^{i+1} &= \mathbf{H}_{k_i}^+ \\ k_{j+1} &= \arg \min_j \|(\mathbf{G}^{i+1})_j\|^2 \end{aligned}$$

$$i = i + 1 \quad (4-2)$$

$\mathbf{H}_{k_i}^+$ 表示求矩阵 \mathbf{H}_{k_i} 的 Moore-Penrose 伪逆矩阵, 而矩阵 \mathbf{H}_{k_i} 表示将 \mathbf{H} 的第 $k_1 \cdots k_i$ 列去掉后由剩余列所构成的矩阵。若用 $(\mathbf{G}')_j$ 表示矩阵 \mathbf{G}' 的第 j 行, \mathbf{H}_{k_i} 表示信道特性矩阵 \mathbf{H} 的第 k_i 列。

二. 改进的并行干扰删除检测

接下来进行并行干扰检测, 在算法的初始化阶段, 首先要得到并行干扰检测的 N 个迫零单元, 直接利用串行干扰删除的检测结果 $x_k^\Delta, i=1, 2, \dots, N$, 作为并行干扰检测的初始估计值 $x_l^\Delta (l=1, 2, 3, \dots, N)$, 也就是并行干扰删除的初始迫零单元, 原来算法是利用 ZF 接收机估计出发射信号的值作为迫零单元即:

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{n}$$

$$\mathbf{G} = \mathbf{H}^+$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{G} \cdot \mathbf{r}$$

$$x_l = Q(y_n), n, l=1, 2, 3, \dots, N$$

改进算法直接利用串行干扰删除的检测结果 $x_k^\Delta, i=1, 2, \dots, N$, 作为迫零单元, 在此基础上进行并行干扰删除 (PIC, Parallel Interference Cancellation) 处理。并行干扰检测算法先恢复出第 1 个检测信号所受的干扰 $\sum_{l=1, l \neq n}^N x_l^\Delta (\mathbf{H})_l$, 再删除此干扰得

$$\mathbf{r}_{n,k} = \mathbf{r} - \sum_{l=1, l \neq n}^N x_l^\Delta (\mathbf{H})_l, \quad k \text{ 表示干扰删除的级数, 从而通过计算 } \mathbf{G}_1 \cdot \mathbf{r}_{1,1} \text{ 可得第 1 个检测信号}$$

判决前的值 $y_{1,1}$, 判决后的估计值 $x_{1,1}^\Delta$, 计算第 2 个检测信号受到的信号干扰时, 用先前检测出的信号估计值 $x_{1,1}^\Delta$ 替换掉迫零单元 x_1 , 这次的迫零单元变为 $x_{1,1}^\Delta, x_2, x_3, \dots, x_N$, 又经过一次循环迭代, 把检测出的信号替换掉相应的迫零单元, 如此迭代, 直到把最后一个信号检测出来。

初始化

$$k = 1$$

$$x_l^\Delta = x_k^\Delta, i=1, 2, \dots, N, l=1, 2, \dots, N \quad (4-3)$$

迭代

$$\begin{aligned} \mathbf{r}_{n,k} &= \mathbf{r} - \sum_{l=1}^{n-1} x_{l,l}^{\Delta}(\mathbf{H})_l - \sum_{l=n+1}^N x_{l,l}^{\Delta}(\mathbf{H})_l, \quad n=1,2,3,\dots,N \\ y_{n,k} &= \mathbf{G}_n \cdot \mathbf{r}_{n,k}, \quad \text{其中 } \mathbf{G}_n = (\mathbf{H}_n)^{\dagger} \\ x_{n,k}^{\Delta} &= Q(y_{n,k}) \\ k &= k+1 \quad k \text{ 表示干扰删除的级数} \end{aligned} \quad (4-4)$$

同时我们看到 PIC 这种检测算法，其优点是时延小且结构简单。PIC 算法的性能在很大程度上取决于第一步判决的准确性，第一步判决越是准确最后的检测性能就越出色。

4.2.3 检测算法仿真

双向迫零 BLAST 检测算法(BID)。这种检测算法是在 QR 分解的基础上发展起来的，既保持了 QR 分解的低复杂度,又巧妙的遏制了误差传播，因此其性能得到了很好的改善,同时我们看到 PIC 这种检测算法，其优点是时延小且结构简单。PIC 算法的性能在很大程度上取决于第一步判决的准确性，第一步判决越是准确最后的检测性能就越出色，OSIC 算法是通过检测过程中的排序操作，尽可能地提高检测过程中先前检测数据流的检测可靠度，减少误差传播现象的发生，从而使得后续检测数据流的分集优势得以被挖掘出来，进而改善整个系统的检测性能，从理论分析，由于这个联合检测算法的 OSIC-PIC 检测的第一步使用了 BID 这个性能比较出色的检测方案，从理论上讲，该联合检测算法（BID-ZF-OSIC-PIC）性能应该比 ZF-OSIC-PIC 要好，又由于 BID-ZF-OSIC-PIC 是二阶检测算法，因此算法 BID-ZF-OSIC-PIC 比算法 BID-OSIC 和算法 BID-PIC 的性能也要好。算法首先要得到各个发射信号的 BID 检测结果，在此处

我们把它记为 $x_{bd,k}^{\Delta} = \frac{v_k + \bar{v}_{n-k+1}}{|r_{k,k}|^2 + |\bar{r}_{n-k+1,n-k+1}|^2}$, $k=1,2,\dots,n$ ，接下来进行串行和并行干扰删

除，详细步骤如下（算法基于 ZF 准则即 $\mathbf{G}=\mathbf{H}^{\dagger}$ ）:

第一步:

初始化

$$\begin{aligned} i &= 1 \\ \mathbf{r}_1 &= \mathbf{r}, \mathbf{G}^1 = \mathbf{H}^{\dagger} \end{aligned}$$

$$k_1 = \arg \min_j \|(\mathbf{G}^1)_j\|^2 \quad (4-5)$$

迭代

$$\mathbf{w}_{k_i}^T = (\mathbf{G}^i)_{k_i}$$

$$y_{k_i} = \mathbf{w}_{k_i}^T \mathbf{r}_i$$

$$x_{k_i}^\Delta = Q(y_{k_i})$$

$$\mathbf{r}_{i+1} = \mathbf{r}_i - x_{\text{bd},k_i}^\Delta \mathbf{H}_{k_i}$$

$$\mathbf{G}^{i+1} = \mathbf{H}_{k_i}^+$$

$$k_{j+1} = \arg \min_j \|(\mathbf{G}^{i+1})_j\|^2$$

$$i = i + 1 \quad (4-6)$$

第二步

初始化

$$k = 1$$

$$x_l^\Delta = x_k^\Delta, i = 1, 2, \dots, N, l = 1, 2, \dots, N$$

迭代

$$\mathbf{r}_{n,k} = \mathbf{r} - \sum_{l=1}^{n-1} x_{l,l}^\Delta (\mathbf{H})_l - \sum_{l=n+1}^N x_l^\Delta (\mathbf{H})_l, n = 1, 2, 3, \dots, N$$

$$y_{n,k} = \mathbf{G}_n \cdot \mathbf{r}_{n,k}, \text{ 其中 } \mathbf{G}_n = (\mathbf{H}_n)^+$$

$$x_{n,k}^\Delta = Q(y_{n,k})$$

$$k = k + 1 \quad k \text{ 表示干扰删除的级数}$$

将这种改进的联合检测算法称为双向迫零排序串行-并行干扰删除 (BID-ZF-OSIC-PIC) 检测算法。下面通过仿真来比较双向迫零串行检测算法、双向迫零并行检测算法和改进的双向迫零串行-并行二阶检测算法的性能(本系统采用的是 4 个接收天线 4 个发射天线, 调制方式采用 BPSK, 信道采用准静态 Rayleigh 信道)。

图 4-1 是双向迫零排序串行干扰删除算法 (BID-ZF-OSIC)、双向迫零并行干扰删除算法 (BID-ZF-PIC) 和双向迫零排序串行-并行干扰删除检测算法 (BID-ZF-OSIC-PIC) 的性能仿真曲线, 由于 BID-ZF-OSIC-PIC 是二阶检测算法, 因此算法 BID-ZF-OSIC-PIC 要比算法 BID-ZF-OSIC 和算法 BID-ZF-PIC 的性能要好, 从整体上降低了系统的误码率。

图 4-2 是排序串行-并行干扰删除检测算法 (ZF-OSIC-PIC) 和双向迫零排序串行-

干扰并行删除检测算法 (BID-ZF-OSIC-PIC) 的性能仿真曲线, 由于改进的检测算法 BID-ZF-OSIC-PIC 第一步使用了 BID 这个性能比较出色的检测方案, 性能比算法 ZF-OSIC-PIC 要好, 降低了系统的误码率。

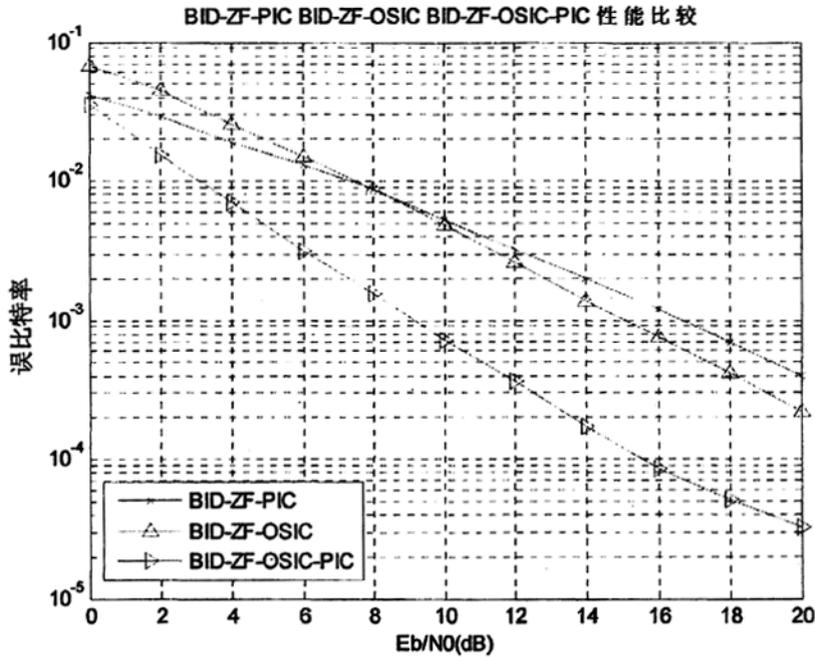


图 4-1 BID-ZF-PIC BID-ZF-OSIC BID-ZF-OSIC-PIC V-BLAST 检测性能比较

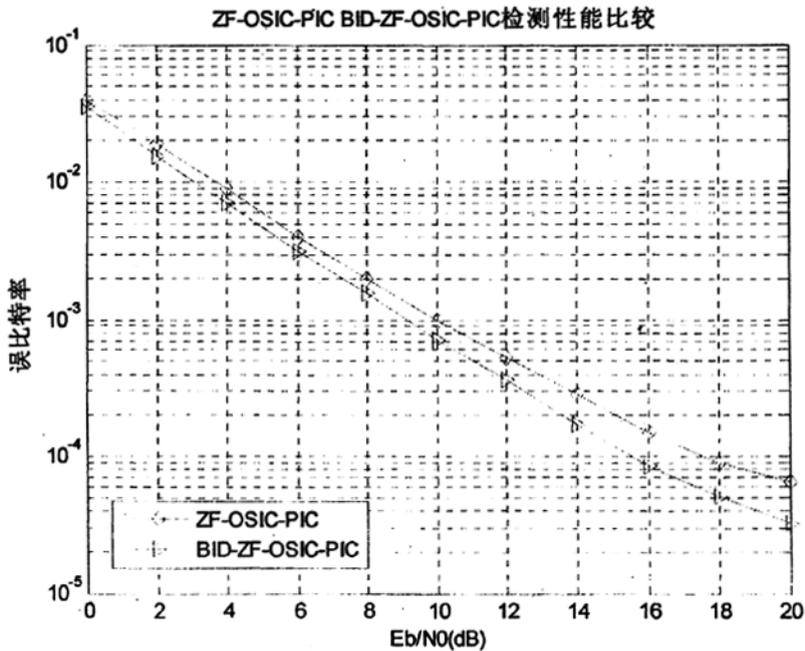


图 4-2 ZF-OSIC-PIC BID-ZF-OSIC-PIC V-BLAST 检测性能比较

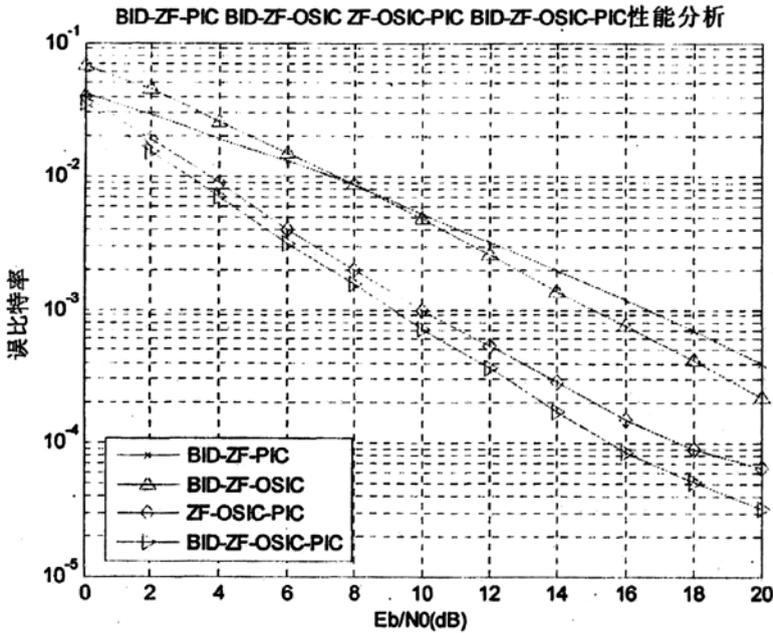


图 4-3 BID-ZF-PIC BID-ZF-OSIC ZF-OSIC-PIC BID-ZF-OSIC-PIC V-BLAST 检测性能比较

图 4-3 可以看出,改进的联合检测算法(BID-ZF-OSIC-PIC)性能比算法 ZF-OSIC-PIC 好, 误码率有较大改善, 改进的联合检测算法相比于算法 BID-ZF-OSIC 和算法 BID-ZF-PIC, 性能也要好, 误码率有较大改善, 整体性能有所提高。

4.3 本章小结

本章在已有 V-BLAST 系统检测算法的基础上, 提出一种改进的联合检测算法即双向迫零串行排序-并行干扰删除检测算法(BID-ZF-OSIC-PIC), 并将其与排序串行-并行干扰删除检测算法(ZF-OSIC-PIC)、双向迫零串行排序干扰删除检测算法(BID-ZF-OSIC)和双向迫零并行干扰删除检测算法(BID-ZF-PIC)进行了性能比较。

第五章 全文总结

本文就 BLAST 系统结构和其相应的检测算法做了较全面的研究，重点研究各种检测算法如 QR、BID 算法，以及联合检测 BID-ZF-PIC 算法、BID-ZF-OSIC 算法和 ZF-OSIC-PIC 算法等并提出了一种改进的联合检测算法(BID-ZF-OSIC-PIC)，并通过仿真分析了各种检测算法的性能。

第一章首先简单介绍未来移动通信系统的发展及第四代移动通信系统(4G)的特征、关键技术，然后详细介绍 MIMO 系统的发展历史、相关技术、研究现状、特点及其系统展望等。

第二章介绍了无线信道的数学模型，包括瑞利衰落信道和莱斯衰落信道，接着讨论了 MIMO 无线信道，包括非频率选择性信道模型和相关信道模型。

第三章简单介绍了 BLAST 系统，然后分析了 V-BLAST 系统几种有代表性的检测算法，包括 QR 分解检测算法、双向迫零 (BID) 检测算法、排序串行干扰删除 (OSIC) 检测算法、并行干扰 (PIC) 检测算法等，还分析了几种联合检测算法：包括 BID-PIC、BID-OSIC 和 ZF-OSIC-PIC，并给出相应检测算法的性能仿真，通过对比分析，发现联合检测算法性能普遍优于单一的检测算法。

第四章通过改变串行排序-并行干扰删除检测的删除单元，提出一种改进的联合检测算法即双向迫零串行排序-并行干扰删除检测算法(BID-ZF-OSIC-PIC)，并将其与串行-并行检测算法(ZF-OSIC-PIC)、双向迫零串行排序干扰删除检测算法(BID-ZF-OSIC)和双向迫零并行干扰删除检测算法(BID-ZF-PIC)进行性能比较，改进的联合检测算法 (BID-ZF-OSIC-PIC) 性能比算法 ZF-OSIC-PIC 好，误码率有较大改善，改进的联合检测算法相比于算法 BID-ZF-OSIC、算法 BID-ZF-PIC 的性能也要好，误码率有较大改善。

鉴于时间和精力，作者认为，对 V-BLAST 系统接收算法，还可以在以下几个方向进行进一步研究：

- 1、V-BLAST 系统联合检测算法性能有所提高，但是复杂度也相应变复杂，研究是否可以减小 V-BLAST 系统检测算法的复杂度；

- 2、论文中的所有仿真结果都是在准静态 Rayleigh 信道下获得的，这跟实际应用情况还有比较大的差距。是否可以研究其在一个真实信道下的性能，这样才更有说服力；

3、如今 BLAST 技术已经与 OFDM 以及自适应编码(Advanced Coding)技术一起被公认为是后 3G(Beyond IMT2000)、4G 时代关键的空中接口技术,那么如何把 BLAST 和它们有效地结合起来将是通信界又一个研究热点。

致 谢

三年的研究生学习即将结束，我非常感谢我的导师赵君喜教授给予我的教诲和帮助。特别是在我毕业论文的完成过程中，他一丝不苟的治学态度给我留下了深刻的印象，同时给我的诸多启示，将使我终身受益。

同时，感谢师门贾国强、李世博同学在平时论文研究中给予的帮助，感谢唐金泉、楚龙佩、张艳、华敏艳同学对我的文章进行勘误和校对，感谢丁芳、陈敏同学以及 07 级和 08 级师弟师妹们的关心和鼓励。

感谢我亲爱的家人，他们多年来的养育之恩和一如既往的支持和鼓励是我人生不竭的动力和难以报答的爱。

感谢所有爱我的人和我爱的人，因为有了你们我们的生活才变得更加多姿多彩，生命才充满了意义。

最后还要感谢从百忙中抽出时间审阅论文的各位专家和教授，感谢参与我的硕士毕业论文答辩并给予我批评和指导。

参考文献

- [1] 周恩, 张兴等. 下一代宽带无线通信 OFDM 与 MIMO 技术. 人民邮电出版社, 2008.
- [2] 庾志成. 4G 发展动态. 信息产业部电信研究院通信信息研究所.
- [3] Wireless World Research Forum: <http://www.wireless-world-research.org>.
- [4] ITU-R PDNR WP8F. Vision, framework and overall objectives of the future development of IMT-2000 and systems beyond IMT-2000. 2002.
- [5] Y.Kim *et al.* Beyond 3G: vision, requirements, and enabling technologies. IEEE Communications Magazine, 2003:120-124.
- [6] R.Nee and R.Prasad. OFDM for Wireless Multimedia Communications. Artech House, 2000.
- [7] S.Hara and R.Prasad. Multicarrier Techniques for 4G Mobile Communications. Artech House, 2003.
- [8] C.R.Nassar, B.natarajan, Z.Wu, D, Wiegandt, S.A.Zekavat and S.Shattil. Multi-Carrier Technologies for Wireless Communication. Kluwer Academic Publishers, 2002.
- [9] I.E.Telatar. Capacity of multi-antenna Gaussian channels. Eur.Trans.Telecommunication, Nov.-Dec.1999, 10:585-596.
- [10] G.J.Foschini, M.J.Gans. On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas. Wireless Personal Commun, March 1998, 6:311-335.
- [11] A.Paulraj, R.Nabar, D.Gore. Introduction to Space-Time Wireless Communications. Cambridge University Press, 2003.
- [12] E.G.larsson and P.Stoica. Space-Time Block Coding for Wireless Communications. Cambridge University Press, 2003.
- [13] V.Tarokh, N.Seshadri, and A.R.Calderbank. Space-time codes for high data rate wireless communication: Performance criterion and code construction. IEEE Trans. Inform.Theory, March 1998, vol.44:744-765.
- [14] S.M.Alamouti. A simple transmit diversity technique for wireless communications. IEEE J.Select.Areas Commu., 1998, 16:1451-1458.

- [15] V.Tarokh,H.Jafarkhani, and A.R.Calderbank. Space-time block codes from orthogonal designs. *IEEE Trans.Inform.Theory*, 1999, 45:1456-1467.
- [16] 黄韬, 袁超伟. MIMO 相关技术与应用. 人民邮电出版社, 2007.
- [17] M.K.Simon , M.Alouini. An MGF-based Performance analysis of Generalized Selection Combining over Rayleigh Fading Channels. *IEEE Trans Commun.* 2000, 48:401-415.
- [18] M.Alouini, M.K.Simon. A Compact Performance Analysis of Generalized Selection Combining with Independent but Nonidentically Distributed Rayleigh Fading Paths. *IEEE Trans Commun.*2002, 50:1409-1412.
- [19] M.Z.Win, R.K.Mallik. Analysis of Hybrid Selection/Maximal-Ratio Combining in Correlated Nakagami Fading. *IEEE Trans Commun.*2002, 50:1372-1383.
- [20] KB Letaief, L Dai, S Sfar. Receive antenna selection for MIMO systems in correlated channels. *Communications, 2004 IEEE International Conference on*, 2004.
- [21] Zhisheng Niu, Tao Shu. A Near-Optimal Antennas Selection in MIMO Systems by Using Maximum Total Eigenmode Gains. *Global Telecommunications Conference*, 2003.
- [22] X,Zhang, W.Wang, Y.Zhang, Z.Zhou, and Y.Dong. A novel antenna selection scheme in MIMO systems. *Communications, Circuits and Systems, 2004.ICCCAS.2004*.
- [23] A.Gorokhov. Antenna selection algorithms for MEA transmission systems. *Acoustics, Speech, and Signal Processing*, 2002.
- [24] Arogyaswami Paulraj Alexei Gorokhov, Dhanajay Gore. Receive antenna selection for MIMO flat-fading channels: theory and algorithms. *IEEE Trans on Information Theory*, 2003, 49:2687-2696.
- [25] B.Wubben, R.Bohnke,J.Rinas,V.Kuhn,and K.D.Kmameyer. Efficient algorithm for decoding layered space-time codes,*Electron.Lett.* vol.37,no.22,pp.1348-1350,Oct 2001.
- [26] Jinho Choi, A Bi-Dieretional Zero-Foreing BLAST Receiver, *IEEE Transaction on Signal Processing*,vol.52,pp .2670-2673,Sept. 2004.
- [27] P.W.Wolninsky, G J.Foschini, G.D.Golden, and R.A.Valenzuela, V-Blast:An architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering channel,In

- Proc.Int.Symp.Signals,Systems and Electronics (ISSE1998),PP.295-300.
- [28] S. Ariyvaisitakul, A decision feedback equalizer with time-reversal Structure IEEEJ. Select. Areas Commun.,vol.10,pp.59-9613,Apr.1992.
- [29] J.Balakrishnan and C. R. Johnson Jr., Bidirectional decision feedback equalizer: Infinite length results, in Proc .Asilomar Con.f,Nov.2001,pp.1450-1454.
- [30] W-J.Choi,R.Negi,and J.M.Cioffi, Combined ML and DFE decoding For the V-BLAST system, Porc. IEEE Int.Contr.Conf,pp.1243-1248,2000.
- [31] R.W.Heath and A.Paulraj. Antenna Selection for Spatial Multiplexing Systems Based on Minimum Error Rate, Proc.IEEE ICC, June 2001, vol.7:2276-2280.
- [32] P.Driessen and G.J.Foschini. On the capacity formula for multiple-input multiple-output wireless channels: A geometric interpretation. IEEE Tran.Commun., Feb.1999, vol.47: 173-176.
- [33] H.Xu, M.J.Gans, n.Amitay, and R.A.Valenzuela. Experimental verification of mimo system capacity in a controlled propagation environment. Electron, Lett, July 2001, vol.37: 936-937.
- [34] A.G.Burr. Capacity bounds and estimates for the finite scatters MIMO wireless channel. IEEE Sel.Areas.Comm., June 2003, vol.21, no.5:812-818.
- [35] A.G.Burr. Capacity bounds and estimates for the finite scatters MIMO wireless channel. IEEE Sel.Areas.Comm., June 2003,vol.21, no.5:812-818.
- [36] BRAIN architecture specifications and models, BRAIN functionality and protocol specification. ISI-1999-10050 BRAIN D2.2, 2001.
- [37] G.Wu, M.Mizuno, and P.Havinga. MIRAI architecture for heterogeneous network. IEEE Commun.Mag, Feb.2002:126-134.
- [38] S.Parker,M.Sandell, M.S.Yee, Y.Sun, et.al. Space-Time codes for future WLANS: principles,practice,and performance .IEEE Communication Magazine, Dec.2004:96-103.
- [39] G.J.Foschini, Layered Space-Time Architecture for Wireless Communication in A Fading Environment When Using Multiple Antennas,Bell Laboratories Technical Journal,Vol.1, No.2,pp.41-59,Autum1996.
- [40] G. J. Foschini *et al.* Simplified processing for high spectral efficiency wireless

- communication employing multi-element arrays. IEEE JSAC, Nov, 1999, vol.17, no.11: 1841-1852.
- [41] G. .G.Raleigh, and J.M.Cioffi, SPatio-TemPoral Coding for Wireless Communication, Trans IEEE Communications, vol.46, no.3, PP.357-366. March 1998.
- [42] Arogyaswami Paulraj Alexei Gorokhov, Dhanajay Gore. Receive antenna selection for MIMO flat-fading channels: theory and algorithms. IEEE Trans on Information Theory, 2003, 49:2687-2696.
- [43] J.Lopez-Vicario and C.Anton-Haro. Throughout optimization for MIMO systems via cross-layer designs. 9th WWRF meeting, Zurich, Switzerland, July 2003:1-2.
- [44] R.Knopp and P.A.Humblett. Information capacity and power control in single cell multiuser communications. Proc.IEEE ICC, June 1995:331-335.
- [45] G.J.Byers and F.Takawira. Spatially and temporally correlated MIMO channels: modeling and capacity analysis. IEEE Trans. Vec. Technol., May 2004, vol.53:634-645.