### 密级： 保密期限：



**硕士学位论文**



**题目： 无线通信系统中MIMO**

**检测算法的研究**

**学 号： 2013110145**

**姓 名： 代 振**

**专 业： 通信与信息系统**

**导 师： 景晓军**

**学 院：信息与通信工程学院**

**2016年 3月 1日**

独创性（或创新性）声明

本人声明所呈交的论文是本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中所罗列的内容以外，论文中不包含其他人已经发表或撰写过的研究成果，也不包含为获得北京邮电大学或其他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。

申请学位论文与资料若有不实之处，本人承担一切相关责任。

本人签名： 日期：

关于论文使用授权的说明

学位论文作者完全了解北京邮电大学有关保留和使用学位论文的规定，即：研究生在校攻读学位期间论文工作的知识产权单位属北京邮电大学。学校有权保留并向国家有关部门或机构送交论文的复印件和磁盘，允许学位论文被查阅和借阅；学校可以公布学位论文的全部或部分内容，可以允许采用影印、缩印或其它复制手段保存、汇编学位论文。（保密的学位论文在解密后遵守此规定）

保密论文注释：本学位论文属于保密在 年解密后适用本授权书。非保密论文注释：本学位论文不属于保密范围，适用本授权书。

本人签名： 日期：

导师签名： 日期：

无线通信系统中MIMO检测算法的研究

摘 要

正交频分复用(OFDM)技术因其具有极高的频谱利用率和较强的抗多径衰落、抗窄带干扰能力，且采用快速傅里叶变换和反变换的数字实现方式，受到众多研究人员的广泛关注。OFDM信道估计技术作为通信系统接收端进行均衡、解调和检测的基础，直接影响OFDM系统的整体通信性能。

本文提出用LMMSE准则恢复BEM基系数的方法，提高了信道估计的精度，并将改进的BEM估计算法应用于快变稀疏信道的估计，有效降低了计算复杂度，并提高了系统的频谱利用率。在高速移动条件下，由于多普勒频移的存在，会使信道的冲击响应快速的变化，在这种条件下，由于信道冲击响应一个OFDM符号持续时间中发生显著变化，传统的信道估计方法已经失效。对于快变信道，应用扩展模型(BEM)对信道进行建模是一种常用的估计方法。

本文提出两种根据信道变化速率快速生成最优基的方法，其中包括利用多普勒频移快速生成DPSS基，以及利用信道统计特性快速生成DKL基的方法，仿真结果表明，这两种方法可以有效提高估计的准确性同时简化估计过程。

本文针对稀疏这一普遍的信道特性，在BEM建模的基础上，结合双选信道，提出了利用信道稀疏性使用少量导频完成高精度双选信道估计的估计算法。理论推导表明，该方法可以有效的降低运算复杂度并规避噪声干扰，同时对各种信道表现出极强的适应性。实际的无线通信系统中，信道一般呈现出稀疏特性，即信道抽头的个数远小于信道时延拓展单位的个数。这种稀疏信道在高速通信和超宽带通信系统中尤为明显。在信道估计过程中如果忽略信道的稀疏特性，根据信道的最大抽头数进行导频排布及估计，则估计的准确度和效率都会受到影响。

关键词：OFDM 稀疏信道估计 导频簇 BEM

RESEARCH OF PILOT-AIDED DOUBLY SELECTIVE CHANNEL ESTIMATION IN OFDM SYSTEM

ABSTRACT

The OFDM has been widely researched and developed due to its high efficiency of the frequency usage, ability to decrease the influence of the multi-path fading and the resisting of the narrowband interference. And the use of the Fast Fourier Transform (FFT) and the Inverse Fast Fourier Transform (IFFT) to realize the digital implementation makes it more popular. The channel estimate influences the overall performance of the OFDM system as the basic part of the receiver to do the equalization, demodulation and detector.

The rapidly change of the impulse response because of the Doppler effects in fast moving environment makes the time of the OFDM symbols last never a constant time, so the traditional channel estimate method isn’t work now. The basis expansion model (BEM) is frequently used for the time-varying channel estimation. This paper proposes a way to restore the coefficients of the BEM basis by using the LMMSE principle. The new BEM with the help of the LMMSE can improve the efficiency of frequency usage as well as make the work less complexity when it apply to the time-varying sparse channels.

This paper proposes two methods, the DPSS basis constructed by the Doppler frequencies and DKL basis created by the channel estimation, to faster achieve the optimal basis according to the variation rate in the double selective channels. The simulation results illustrates the two methods can easily improve the veracity of the channel estimation.

In the real communication system, the channels are always sparse, that is the number of the taps is far less than the number of time spreading. The sparse channels happen a lot especially in the high-speed or the super wide bandwidth communication system. If we do the channel estimation according to the maximum number of the taps without the consideration of the sparse, the accuracy and the efficiency of the whole estimation process would be impacted. This paper fully considers the sparse situation and combines the double channel selection based on the BEM to best use of the feature of the sparse and little of pilot and achieve the high accurate double channel selection. It has been proved that the new scheme can reduce the complexity of the computation and reduce the influence of the noise interference, what’s more, it shows great adaptability.

KEY WORDS: OFDM sparse channel esitimation pilots cluster BEM.

目录

[第一章 绪论 2](#_Toc413683156)

[1.1 研究背景及意义 2](#_Toc413683157)

[1.1.1移动通信的发展历程 2](#_Toc413683158)

[1.1.2 OFDM 技术 2](#_Toc413683159)

[1.1.3 本课题的研究意义 2](#_Toc413683160)

[1.2 信道估计研究现状 2](#_Toc413683161)

[1.2.1 信道估计的主要分支 2](#_Toc413683162)

[1.2.2基于导频的信道估计 2](#_Toc413683163)

[1.3 本文主要工作及创新点 2](#_Toc413683164)

[1.3.1 主要研究内容 2](#_Toc413683165)

[1.3.2创新点 2](#_Toc413683166)

[1.3.3论文结构 2](#_Toc413683167)

[第二章 无线衰落信道与OFDM系统 2](#_Toc413683168)

[2.1 无线衰落信道特性 2](#_Toc413683169)

[2.1.1 大尺度衰落 2](#_Toc413683170)

[2.1.2 小尺度衰落 2](#_Toc413683171)

[2.1.3 无线信道模型 2](#_Toc413683172)

[2.2 OFDM系统 2](#_Toc413683173)

[2.2.1 多载波调制 2](#_Toc413683174)

[2.2.2 OFDM基本原理 2](#_Toc413683175)

[2.2.3 OFDM系统实现 2](#_Toc413683176)

[2.2.4 OFDM系统优缺点 2](#_Toc413683177)

[2.3 本章小结 2](#_Toc413683178)

[第三章 OFDM系统中的传统信道估计技术 2](#_Toc413683179)

[3.1 导频及导频的排布方式 2](#_Toc413683180)

[3.1.1 一维导频排布 2](#_Toc413683181)

[3.1.2 离散二维导频排布 2](#_Toc413683182)

[3.1.3 导频簇及均匀排布 2](#_Toc413683183)

[3.2 导频处信道响应的估计 2](#_Toc413683184)

[3.2.1 LS估计 2](#_Toc413683185)

[3.2.2 MMSE估计 2](#_Toc413683186)

[3.2.3 LMMSE估计 2](#_Toc413683187)

[3.2.4 奇异值分解算法 2](#_Toc413683188)

[3.2.5 BEM模型估计算法 2](#_Toc413683189)

[3.3 恢复完整信道信息的方法 2](#_Toc413683190)

[3.3.1 基于线性插值的估计方法 2](#_Toc413683191)

[3.3.2基于DFT时域内插算法 2](#_Toc413683192)

[3.3.3基于BEM的时域信道冲击响应恢复算法 2](#_Toc413683193)

[3.4 本章小结 2](#_Toc413683194)

[第四章 基于BEM的双选择性信道估计及其改进 2](#_Toc413683195)

[4.1 基于BEM的OFDM系统模型及双选择性信道特性 2](#_Toc413683196)

[4.2 OFDM系统中双选择性信道估计方法及其改进 2](#_Toc413683197)

[4.2.1OFDM-CE 中使用BEM建模信道及估计方法 2](#_Toc413683198)

[4.2.2 基于BEM的OFDM信道估计逆转换方法及其改进 2](#_Toc413683199)

[4.2.3 基于LMMSE的逆转换算法仿真结果及分析。 2](#_Toc413683200)

[4.2.4 快速生成高精度基函数的方法改进 2](#_Toc413683201)

[4.2.5 快速生成高精度基函数方法改进仿的仿真结果与分析 2](#_Toc413683202)

[4.4 本章小结 2](#_Toc413683203)

[第五章 基于BEM的双选择性稀疏信道估计及其改进 2](#_Toc413683204)

[5.1 基于BEM的双选稀疏信道的两步式探测估计算法 2](#_Toc413683205)

[5.1.1 稀疏信道与信道结构的探测方法 2](#_Toc413683206)

[5.1.2 探知信道结构后的优化BEM估计算法 2](#_Toc413683207)

[5.1.3 基于BEM的双选稀疏信道两步式探测估计算法的复杂度分析 2](#_Toc413683208)

[5.2 基于BEM的双选择性稀疏信道探测估计仿真与结果分析 2](#_Toc413683209)

[5.3 本章小结 2](#_Toc413683210)

[第六章 总结及展望 2](#_Toc413683211)

[6.1 论文工作总结 2](#_Toc413683212)

[6.2 后续工作展望 2](#_Toc413683213)

[参考文献 2](#_Toc413683214)

[致谢 2](#_Toc413683215)

[作者在读期间的研究成果 2](#_Toc413683216)

# 绪论

## 研究背景及意义

（此处还可分背景和意义详细点）在科学技术的推动下，人类社会已进入了信息时代，通信已成为与人类生活密不可分的一部分，推动者经济的发展和社会的进步。如今，无线通信已广泛地用于支持语音、视频、网页浏览等，无线通信面临着频谱资源匮乏等诸多挑战。人们对无线通信业务需求不断的增加，促使无线通信技术不断地发展更新。

在过去的几十年里，无线通信系统经历翻天覆地的快速发展。不仅仅有最初传递语音的通信服务，还有如今各类数据业务支撑以及多媒体视频等综合通信服务。所以人们的日常生活已经离不开无线通信了，它为社会生产和人民生活带来了许多便捷。

为了得到更稳定可靠的信息传输，未来无线通信的发展离不开更高的传输速率和频谱利用率。然而，现如今我们面对着频谱资源紧张，无线传播环境复杂等问题，实现信息传输的稳定和可靠需要采用更先进的技术。多输入多输出(MIMO, Multiple-Input Multiple-Output)技术应运而生。它是在发射端和接收端均采用多天线，运用无线传输和信号处理技术，因势利导，利用无线信道多径传播的特点，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。它已被视为第四代移动通信技术的关键技术之一，引起了国内外广大学者的关注。

MIMO系统的性能受到接收端信号检测性能的影响，因此在保证一定接收检测性能的前提下降低信号检测算法的复杂度成为MIMO技术参与实际应用的关键。高性能、低复杂度的MIMO检测算法的设计也在MIMO的研究中具有十分重要的意义。

## 1.2 国内外研究现状

MIMO系统最早由Marconi于1908年提出，它通过发射端和接收端都采用多天线来抗衰落。在之后的20世纪70年代，MIMO技术开始应用于通信领域。随后90年代对它的研究推动MIMO技术飞快地发展。1995年，Bell实验室学者Telatar从理论的角度证明了多天线系统能使链路容量成倍地增加[1]。他们从理论的角度证明，在总发射功率受限、空间独立的瑞利平坦衰落信道下，MIMO信道容量随着发射与接收天线数中的最小值呈线性增长[2]。这可以说明，在不增加带宽和发射功率的前提下，MIMO技术可以成倍提高无线通信系统的信道容量，同时它也可以有效解决频谱资源日益紧张和容量需求急剧增长的情况。因此，MIMO技术已成为当前实现高频谱利用率、高传输速率、高可靠性数据传输的重点方案之一。众多学者从信息论角度对MIMO系统的信道容量进行了深入的研究。考虑丰富散射条件下的窄带MIMO系统具有根发送天线，根接收天线。假设接收端已知信道信息时，MIMO系统的信道容量可随收发天线数目的较小的一方呈线性的增加。复用技术[3]可以使MIMO系统在信道容量方面的优势得以充分的发挥，它利用空间矩阵信道创建了多个并行的空间传输通道，传输独立的信息流，从而提高系统的传输速率。典型的例子有贝尔实验室所提出的V-BLAST、D-BLAST和T-BLAST[4]。除此之外，多天线还带来了空间自由度可以用于增强系统可靠性，其中最著名的技术是空时编码技术(STC, Space-Time Coding)[5]。空时编码技术在空间维上引入冗余为信息提供保护，从而增强可靠性。可以分为分层空时码(LSTC， Layered Space-Time Code)、空时分组码(STBC， Space-Time Block Code)以及空时格码(STTC， Space-Time Trellis Code)。

纵观最近几年关于MIMO技术的文献，可以总结出现如今对于MIMO系统的研究主要集中在以下几个方面：

1、MIMO无线信道的建模；

2、MIMO信道容量的分析；

3、基于MIMO的空时编码技术；

4、MIMO技术与OFDM技术结合；

5、MIMO的接收机关键技术，如信道估计、信号检测等。

MIMO系统发射端和接收端都采用多根天线，和传统的单输入单输出(SISO)系统相比，它实现了多路并行传输信号，但提高了通信速率的同时也存在诸多问题，比如接收端接收到时间上和频带上相互重叠的多路信号，频率选择性系统中存在的码间干扰等，增加了检测难度，接收端的信号检测的优劣能直接影响到了MIMO整个系统的性能，所以，它的优化改进也就成为了MIMO系统中的待解决的重要问题。本文将主要致力于MIMO系统的接收端的信号检测技术的研究。

MIMO系统中的信号检测算法根据检测思想的侧重点不同目前可以大致分为最优检测算法，传统检测算法、次优检测算法以及其他检测算法。

（1）最大似然检测算法

最大似然检测算法(ML, Maximum Likelyhood)是公认的性能最优的信号检测算法，它的主要原理是在系统的接收端预存发射端可能发送的所有符号矢量，当接收端接收到发射信号后，计算该信号与所预存的发送符号矢量在接收空间内映射的欧氏距，其中接收端检测的发送信号的估计值就是最小欧氏距所对应的信号。虽然该算法的误比特性能是最优的，并且可以完全获得接收分集增益。但是其算法复杂度是成指数的，不适合在实际中应用。但因为其最优的性能，常常被作为一个性能上界来衡量其他检测算法的性能。

（2）线性检测

线性检测的方法就是对接收到的信号及信道矩阵进行线性的变换，以满足某个准则。根据准则的不同，线性检测算法可以分为迫零(ZF, Zero Forcing)检测与最小均方误差(MMSE, Minimum Mean Square Error)检测。其中迫零检测可以完全消除各个天线之间的干扰，但同时也增强了噪声功率，该算法复杂度最低且性能也最低。MMSE能在消除天线间干扰跟噪声中找到平衡，让接收端获取到最大信干噪比，与ZF检测相比较，性能较优。两者均是实际应用中算法复杂度较低的方法，但两者性能上和最大似然算法有很大的差距，因此较少单独用于实际检测系统中。

（3）干扰消除算法（IC， Interference Cancellation）

干扰消除算法的思想来源于多用户检测技术思想的线性干扰相消算法，能将已经检测出来的结果变成干扰消除掉，以便提高之后信号的检测性能。正如多用户检测那样，它也可以有串行干扰消除检测(SIC, Successive Interference Cancellation)和并行干扰消除检测(PIC, Parallel Interference Cancellation)。串行干扰消除检测时会产生误码传递的情况，为此可以先对检测信号按信噪比大小顺序进行排序，也就是排序的串行干扰消除检测(OSIC, Ordered Successive Interference Cancellation)。采用的串行方式消除干扰，即检测出一个估计值则从接受信号中消除掉，再继续进行检测，直到全部检测完毕。并行干扰消除检测的方法是采用并行的方式消除干扰，即所有信号被检测之后，利用检测结果同时将干扰从接收信号中去除掉。提高检测信号的准确性，较SIC而言，处理时延更短，但计算量更大。

（4）QR分解算法

MIMO系统也可以用QR分解算法进行干扰抵消，与SIC不同的是，它对信道矩阵进行QR分解而不需要进行矩阵求逆运算，在一定程度上减小了计算量。QR分解又可以分为以下几种类型：基于Gram-Schmidt正交化的QR分解基于Household变换的QR分解和基于Givens旋转变换的QR分解[5][6]。

（5）球形检测算法

球形检测算法(SD， Sphere Decoding)：该算法最早是由Fincke和Pohst以纯数学的角度提出来的，之后才引入到通信领域的信号检测中。随后就出现了许许多多基于球形检测的改进算法。它的基本思想就是将最大似然检测算法的搜索区域通过一个在多维星座空间的“球体”来加以限制，在“球半径”足够大的情况下便能够达到与ML检测性能相同的性能。并且SD算法在最坏的情况下的复杂度才是指数关系的，所以它的计算复杂度比最大似然检测算法要低，但是不稳定。球形检测算法因其合理的复杂度以及逼近最优检测的性能引起了国内外广大学者的关注，对它的研究主要考虑为如何进一步稳定降低其计算复杂度。

（6）QRD-M 检测算法

QRD-M算法：这一方法是表示对传输矩阵先进行QR分解再与M算法结合，还没有合适的中文翻译，其中M表示一种宽度优先树搜索策略。它和球形检测算法一样也是使用这种倒置树结构来进行搜索。但是M算法限制了树上每层节点的保留个数，让检测性能与ML相比有一定的差距。

（7）半定松弛(SDR, Semi-definite Relaxation)算法[7]

ML检测问题可以映射成最优化理论中的布尔二次规划问题。SDR利用数学变换，通过松弛约束条件，将 MIMO检测问题转化为容易求解的凸优化问题——半定规划，再由内点算法求解，最后通过随机化方法得到检测结果。该算法复杂度主要来自内点算法和随机化过程，具有多项式级复杂度，而性能能够接近ML检测。

（8）其他检测算法

此外还有一些其他的检测算法如分枝界定[8]，是一种用于解决二次规划问题的优化搜索方法；堆栈算法[9]，是一种基于度量优先的树搜索算法；概率数据关联算法[10]，一种基于统计的检测算法；球形映射算法[11]，基于线性检测算法的球形检测算法；迭代检测与译码[12],算法类似于 Turbo 码的迭代思想；等等。

## 1.3 本文主要工作及结构安排

### 1.3.1 主要研究内容

本文主要本论文研究内容为多天线通信系统中的接收端检测技术，在充分借鉴和学习了己有成果的基础上，本文对于MIMO检测的难点问题进行了探讨并且在既有算法的基础上提出了一些改进算法。

### 1.3.2 论文结构

根据主要研究内容和创新点，本论文的章节安排如下：

第一章介绍了本课题的研究背景，包括移动通信和OFDM技术的发展历史，阐述了OFDM系统中稀疏双选信道估计的意义，给出了信道估计技术的研究现状，总结了本文的主要研究内容和主要创新点。

第二章介绍了无线信道的衰落特性，包括大尺度衰落和小尺度衰落，并详细讨论了OFDM技术的基本实现原理，关键技术，实现方法及优缺点。

第三章介绍了OFDM系统中的信道估计技术，包括导频结构的设计和排布方法，导频位置信道频域响应的估计算法以及恢复完整信道频域响应的插值算法。重点介绍了各种算法的理论基础和发展现状，为改进算法的提出奠定基础。

第四章提出了一种基于BEM建模双选信道估计方法。针对逆转换法带来的系统误差，提出了基于LMMSE的逆转换估计算法，进一步降低系统误差，提高估计准确性

第五章的内容为本文提出了一种联合信道估计算法，发送端发送CAZAC同步序列用于帧同步的同时可以利用CAZAC的相关特性进行时延估计，还原信道结构，探测显著抽头的位置；在已知信道抽头都位置的前提下，接收端可以利用极少的导频，极小的运算复杂度完成高准确度的双选稀疏信道估计。这种估计方法具有极高的健壮性，可以用于各种复杂的信道环境。

第六章总结本论文的主要工作，并展望了研究成果的应用前景，对于论文中的信道估计算法的下一步改进提出了意见。

# MIMO通信系统及其检测技术

MIMO技术采用多个发送和接收天线，能够利用随机衰落和空间多径传播有效地提高传输速率和传输的可靠性，是下一代无线通信系统的关键研究技术之一。我们可以充分利用信道的特性，比如时域上我们使用CDMA，频域上我们使用OFDM,而MIMO技术则利用无线信道的空域特性对无线资源进行充分的挖掘和利用。在本章中我们首先对MIMO系统进行介绍，接着将简单的介绍MIMO中的检测技术。

## 2.1 MIMO通信系统

嘎嘎嘎

### 2.1.1 无线信道的传输环境

无线通信信道主要具有如下几个方面的特性[13]:

传播的开放性：无线信号都是在开放的自由空间中以电磁波为载体进行传播的，因此具有开放性。

接收环境的复杂性：接收环境可以主要分为三类:农村、远郊地区，近郊地区和城市地区，接收环境复杂。

用户的随即移动性：用户群体按照移动速率可以分为:车载通信、步行通信和室内通信，即快速、慢速和准静态。

无线通信信道是一种随着时变信道，因为在无线环境中含有各种噪音和干扰以及由反射体引起的各种效应。信号经历其中会引起各种变化，因此信道参数可以说随着时间和空间而变化。

无线信道的信道强度随着时间和频率变化，从统计上来说，我们对这些变化进行分类，这样就分为了大尺度衰落和小尺度衰落，同时存在于实际的无线通信环境中。

大尺度衰落主要包括阴影效应与路径损耗，通常与频率没有关系。阴影效应是指大型障碍物如山脉、建筑物等处于电磁波的传播路径中，这样就会阻挡电磁波而造成的衰落效应。路径损耗则指随着距离的增加，电磁波在强度上会产生衰减而造成的衰落。

小尺度衰落是由于发送端和接收端之间存在的多个信号传播路径造成的干扰引起的，当空间的尺度与载波波长相当时，会出现与频率有关的小尺度衰落。蜂窝通信中需要克服的一个难题就是小尺度衰落。

首先介绍大尺度衰落中的路径损耗和阴影效应。

（1）路径损耗

随着距离的增加，电磁波在强度上会产生衰减。我们可以把路径损耗模型简单的表示为接收与发送功率的比值。如果不采取其它有效的技术手段，路径损耗会给无线通信的数据传输带来问题，影响无线信号的有效覆盖范围。在路径损耗模型中，一般认为对于相同的收发距离，路径损耗也相同。能够简单地将路径损耗模型描述为接受功率与发射功率的比值，即

 （2-1）

式中，为发射信号的平均功率，为接受功率，表示发送端与接收端的距离，而是路径损耗指数。通常在典型的信道情况下，路径损耗指数一般在2~4之间取值，而平均信噪比（SNR）可以表示为：

 （2-2）

式中，表示单边噪声的功率谱密度，表示带宽，表示一个和带宽、距离以及功率均无关的常数。囚此，若要获得可靠性接收，需要满足的条件为：，式中表示信噪比门限,因此可知，路径损耗给比特速率所带来的限制条件是：

 （2-3）

且路径损耗给信号的覆盖区域所带来的限制条件是：

 （2-4）

综上所述，若不采用一些比较有效的技术措施，无线通信系统的数据传输速率和信号的覆盖区域均会受到极大的局限性。

（2）阴影效应

阴影效应是指电磁波受到一些障碍物，比如高楼、雨林等的阻挡，在这些建筑物的后面形成电磁波信号较弱或者无法覆盖的区域，引起衰落。接收端所能够接收到的信号的强度也与信号的频率有很大关系:当信号频率较高时，它能够比低频信号更容易穿透障碍物；当信号频率较低时，能够比高频信号具有更好的绕射能力。

无线电磁波在小尺度区间的传播过程中，传播信号的幅度、相位和场强瞬时值的快速变化，这种变化交做小尺度衰落。这种小尺度区间一般是指几个波长的距离。这种快速变化主要是由以下原因造成:发送端的无线电磁波到达接收端时在空间中经过了多条路径，各路信号相互叠加造成了多径效应；接收端与发送端之间存在相对运动，造成了多普勒频移。

（1）基于多径时延扩展的小尺度衰落

多径传播是指接收机收到的信号是由从不同路径传过来的各路信号所合成的。由于在各个路径上电磁波通过的距离不同，因此在接收端电磁波的到达时间和相位也就不同。实际在接收端所接收的信号是由这些不同路径中的分量叠加合并而成，如果来自两个路径的分量所通过的路程之差为办波长的偶数倍，那么叠加后的接收信号会被加强；如果两路路程之差为半波长的奇数倍，那么接收信号会因叠加而减弱，这样最终会导致实际接收信号强度的急剧变化。由于这种变化是因为信号传播经过多个路径所造成的，因此被称为多径衰落。

在信号在空间中传播所经过的这些路径当中，会存在一条最短的路径，这条最短路径上的信号所用的时间也是最短的，其他信号比这条路径上信号所用时间的延长即称为多径时延。这些多径时延的信号相互叠加会使得信号在时间上展宽，这种信号扩展的现象叫做:多径时延扩展。多径时延扩展会使得接收端所接收的信号在时间上扩展到后面的一个信号，这样就产生了符号间的干扰，我们称作Inter Symbol Interference，即ISI。我们使符号的款多大于多径时延扩展中的最大值(或者是码率小于多径时延扩展中最大值的倒数)，从而避免ISI的发生。

在频域中我们定义最大时延扩展的倒数为相关带宽。

对于无线信号中所包含不同的频率的分量，信道会有不同的响应，因此这些分量的衰落是不一致的，这样就造成了信号的失真，也就是频率选择性衰落。因此，当信号的码率过快时，信号带宽大于相关带宽，这样就造成了针对不同频率分量的信道响应不一致，从而发生频率选择性衰落。而当码率较低，信号带宽小于相关带宽的时候，我们认为相关带宽内信道响应一致，则不会发生频率选择性。衰落，即信号为平坦衰落。

（2）基于多普勒扩展的小尺度衰落

接收端与发送端在通信中存在相对运动时，接收端所观察到的信号频率会发生变化，这就是多普勒效应。

一般多共勒效应会产生附加的频率偏移，亦可将其叫做多普勒频移，即：

 （2-5）

式中，是接收机(移动台)的移动速度，表示入射信号的到达方向与接收移动方向间的夹角.载波频率，为光速，表示最大多普勒频移。由此知道，多普勒频移与收发端的相对运动速度、接收端的运动方向与信号的到达方向之间的夹角、以及载波所在频率有关。当接收端运动方向与信号到达方向相同时，那么多普勒频移为正；反之，则多普勒频移为负。

与频域中的相关带宽相似，我们在时域中通过多普勒频移最大值的倒数来表示相干时间。相干时间和最大多普勒频移之间成反比的关系，即

 （2-6）

相干时间即为信道保持不变时的最大时间差范围，发射端的同一个信号在相干时间内到达接收端，此时信号的衰落特性几乎一致，由此接收端将其看作是一个信号。若此信号的自相关不是很好，既有可能会引入干扰。相干时间能够用来划分时间非选择性衰落信道以及时间选择性衰落信道，也叫慢衰落信道及快衰落信道的量化参数。若信道的相干时间小于发射信号的信号周期，则可以认为接收信号经历的是快衰落；若信道的多普勒扩展远小于基带信号的带宽，则可认为接收信号经历的是快衰落。

由上面叙述，可以根据无线信号和无线信道特性之间的关系，将无线信道进行如下表1分类：

表1 无线信道的分类

|  |  |
| --- | --- |
| 无线信道的分类 | |
| 无线信道（按时延扩展分类） | 频率平坦衰落信道  发射信号带宽远远小于信道相关带宽  时延扩展远远小于符号周期 |
| 频率选择性衰落信道  发射信号带宽大于信道相关带宽  时延扩展大于符号周期 |
| 无线信道（按多普勒扩展分类） | 快衰落信道  符号周期大于相干时间  信道变化率快于发射信号变化率 |
| 慢衰落信道  符号周期远远小于相干时间  信道变化率慢于发射信号变化率 |

### 2.1.3 MIMO系统模型

图2-1表示无线MIMO系统的信道模型，系统有个发射天线和个接收天线，假设接收天线之间距离足够大(大于波长)，该信道满足准静态和瑞利平坦衰落条件，并且该信道响应矩阵可以由信道估计的方法准确估计，则每组天线在发送和接收一组信号的时间内信道响应不改变且接收信号相互独立。在此模型下，定义时刻从发送天线到接收天线的信道响应为，则接收天线上接收的信号可以表示成:

 （2-7）

其中为时刻发送的调制信号，为接收到的时刻发送的信号，是信道矩阵，满足均值为0的独立复高斯随机过程，且；为加性高斯白噪声，均值为0，方差为。

假定发送一组数据时间够短，其信道响应不变，把公式(1)式改写成矢量的形式，并省略时间为:

 （2-8）

其中，

 （2-9）

表示接收信号矢量，

 （2-10）

表示发送信号矢量，

 （2-11）

表示加性噪声矢量，

 （2-12）

表示为的信道矩阵。



图2-1无线MIMO系统信道模型

### 2.1.4 V-BLAST系统架构

根据子数据流与天线之间的对应关系，空间多路复用系统大致分为三种模式：D-BLAST、V-BLAST以及T-BLAST。

D-BLAST最先由贝尔实验室的Gerard J. Foschini提出。原始数据被分为若干子流，每个子流之间分别进行编码，但子流之间不共享信息比特，每一个子流与一根天线相对应，但是这种对应关系周期性改变，如图2所示，它的每一层在时间与空间上均呈对角线形状，称为D-BLAST(Diagonally-BLAST)。D-BLAST的好处是，使得所有层的数据可以通过不同的路径发送到接收机端，提高了链路的可靠性。其主要缺点是，由于符号在空间与时间上呈对角线形状，使得一部分空时单元被浪费，或者增加了传输数据的冗余。如图2所示，在数据发送开始时，有一部分空时单元未被填入符号(对应图中右下角空白部分)，为了保证D-BLAST的空时结构，在发送结束肯定也有一部分空时单元被浪费。它的数据检测需要一层一层的进行，如图2-2所示：先检测c0、c1和c2，然后a0、a1和a2，接着b0、b1和b2……

另外一种简化了的BLAST结构同样最先由贝尔实验室提出。它采用一种直接的天线与层的对应关系，即编码后的第k个子流直接送到第k根天线，不进行数据流与天线之间对应关系的周期改变。如图2-3所示，它的数据流在时间与空间上为连续的垂直列向量，称为V-BLAST(Vertical-BLAST)。由于V-BLAST中数据子流与天线之间只是简单的对应关系，因此在检测过程中，只要知道数据来自哪根天线即可以判断其是哪一层的数据，检测过程简单。

考虑到D-BLAST以及V-BALST模式的优缺点，一种不同于D-DBLAST与V-BLAST的空时编码结构被提出：T-BLAST。等文献分别提及这种结构。它的层在空间与时间上呈螺纹(Threaded)状分布，如图2-4所示。原始数据流被多路分解为若干子流之后，每个子流被对应的天线发送出去，并且这种对应关系周期性改变，与D-BLAST系统不同的是，在发送的初始阶段并不是只有一根天线进行发送，而是所有天线均进行发送，使得单从一个发送时间间隔 来看，它的空时分布很像V-BALST，只不过在不同的时间间隔中，子数据流与天线的对应关系周期性改变。更普通的T-BLAST结构是这种对应关系不是周期性改变，而是随机改变。这样T-BLAST不仅可以使得所有子流共享空间信道，而且没有空时单元的浪费，并且可以使用V-BLAST检测算法进行检测[14]。

但是，由于D-BLAST与T-BALST实现的复杂度较高，不适合实验室的初步验证，因而V-BLAST得以推广应用。本文所指的MIMO系统全部是基于V-BLAST的。



图2-2 D-BLAST



图2-3 T-BLAST



图2-4 V-BLAST

### 2.2 MIMO通信系统中的关键技术

MIMO通信系统中所应用的技术可以分发送端技术与接收端技术。发送端技术主要包括空间分集（Spatial Multiplexing）技术、空间复用（Spatial Diversity）技术、波束赋形（Beam Forming）技术以及对于信道状态(CSI， Channel State Information)的处理技术。接收端的技术则主要集中在信道估计与信号检测上。

### 2.2.1 MIMO发送端的关键技术

一方面，如果不同发送-接收天线对所对应的信道衰落互相独立，并且信道矩阵(以较高的概率)是良态的，那么系统中就存在着多个并行空间数据信道。在这些并行数据信道中传输不同的信息，那么系统所支持的传输速率将能显著增加，由此诞生了空间复用的概念。另一方面，利用多天线也可以增加分集从而对抗信道衰落。任一发送-接收天线对提供了发送端到接收端的一条信号传播路径。如果使用多条这样的传播路径来传输相同的信息，那么接收端就能收到发送信号的多个拷贝，从而提高了信号接收的可靠性，这是空间分集的基本思路。空间复用和空间分集是两种利用多天线的思路，前者的目的是传输尽可能多的数据，而后者用于提高可靠性[15]。

1. 空间分集技术

分集是无线系统中对抗衰落的强有力技术。利用时间/频率分集一方面能有效减弱衰落的影响，另一方面也会给系统性能带来损失一对于时间分集而言损失了传输时间资源，对频率分集来说会损失带宽资源。而空间分集则是另一种对上述两种常见分集技术的替代方法，它不牺牲时间或带宽，却又能提供增益或者增加平均接收信噪比。在MIMO系统中，发送端己知CSI的情况下，系统能够获得的分集度。在发送端己知CSI时，系统获得的分集度相同，但是阵列增益会相比未知CSI时增加。

1. 空间复用技术

复用是指在传输路径中综合多路信道的技术。比如在频域上的复用正交频分复用（OFDM）技术中，我们将频段划分为子载波，每路子载波上承载不同的信息，从而完成复用。时分复用(TDM)则是将时间划分为一段段很小的时隙，在不同时隙上传送不同信息源的信息。空间复用则是使用多天线利用空间传播中的多径进行复用，从而有效增加信道容量。

1. 波束赋形技术

MIMO中的波束赋形技术，广义上可以认为是所有在发送端进行的处理，其可以产生较好的定向波束，提高信号增益以及减弱多径衰落的影响。在MIMO环境下，由于接收端存在多根天线，因此所有接收端天线上所接收到经过波束赋形的信号不会同时达到最大化。这样我们就需要对发送端做预编码处理，因此也需要指导CSI。

1. 信道状态处理技术

无论分集还是复用，都与发送端是否了解CSI的情况密切相关，因此我们需要一种机制使发送端获取CSI。常用的两种机制为：利用信道的互易性原理得到CSI：接收端对CSI进行回馈。两种机制各有利弊。可以利用信道取得CSI的环境非常有限，我们仅能在纯粹的时分双工下利用互易性获取CSI。接收端反馈CSI机制则存在延迟，而无线信道具有时变性，因此反馈的CSI的精确度需要进行探讨：同时接收端反馈CSI也会增大链路的开销[16]。

### 2.2.2 MIMO接收端的关键技术

在MIMO系统中，由于多天线的引入，接收端将面临许多新的技术挑战，比如，信道估计的问题模型发生了变化，同时MIMO检测的技术也成为系统不可或缺的组成部分。

1. 信道估计

信道估计是在接收到的信息中将信道模型的相关参数估计出来的过程，目前己经存在非常多成熟的信道估计技术。通过训练序列实现信道估计是一种非常成熟的技术，但同时也会占用信道带宽，造成资源的浪费。为了尽量减少系统中有效吞吐量的损失，插值技术也经常被信道估计使用，它能以较少的训练信号开销获得较高的估计分辨率。其主要思路是在有训练符号的时间和频率的离散点上进行估计，并在其它点所在的信道上通过插值算法恢复出冲激响应值。为了能获得较好的信道估计性能，训练信号通常是精心构造的、具备良好相关特性的序列。[17]除此之外还存在不需要专门训练序列辅助的盲估计技术，盲估计可以通过接收到的数据信息来进行信道估计，开销较小，但精确度较差。利用循环平稳性、有限字母表等技术可以进行空时信道的盲估计。

1. 信号检测

信号检测是指接收端对所接收到的信号进行提取的过程。MIMO系统的信号检测技术要参考此时发送端进行的空时编码，即每种信号检测技术往往仅适用于特定的空时编码技术。本论文主要探讨在V-BlAST空时编码环境中的信号检测技术，此时的发送信号在空间和时间上不具有相关性。

## 2.3 MIMO接收端检测技术

MIMO技术带来了较高的数据吞吐量，导致系统对性能和复杂度的要求大幅度提高。MIMO检测问题能转化成整数最小二乘问题，而求取整数最小二乘问题的最优解又是一个NP-hard问题[18]。

### 2.3.1未经过编码的MIMO检测

发送出的向量的元素之间是相互独立的。

### 2.3.2经过编码的MIMO检测

由于发送出的向量经过信道编码，在时间上存在一定相关性，从而会增大了接收端信号检测的复杂度。由于经过编码的MIMO检测接收端算法在进行检测时，会用到编码引起的信息之间的相关性，过程中将会涉及到过多的数学推导，而未编码的MIMO检测不会设计这些问题，因此我们从未经编码的MIMO检测着手，进行研究。

### 2.3.3层的概念

可以建立如下图所示的树搜索模型：



图2-5树搜索模型示意图

从图中可以看出，树的高度与发送天线的个数，即信道矩阵的列数有关，由于采用V-BLAST机制，各个天线上发送的信号可以认为相互独立。在一些算法中，因为符号是依次被检测出的，所以会有一个概念——层。而这个层的概念与检测过程中使用的信道矩阵的列有关，通常层数即等于信道矩阵的列数。比如在接下来的章节中研究的OSIC中，检测的层数即为发送天线数；而球型检测中，如果使用上文的方法进行实值分解，那么层数即为发送天线数量的两倍。

### 2.3.1 经典检测算法

在已有的经典检测算法中，主要可以分为两类：线性检测算法和非线性检测算法。

线性检测算法，是指接收信号与一个转换矩阵直接相乘后得到的估计矢量，之后再对此估计得到的信号矢量进行判定的方法。线性检测算法根据所依据的准则的不同分为迫零（ZF, Zero Forcing）检测以及最小均方误差（MMSE, Maximum Mean Square Error）检测。线性检测算法在次优检测算法中相对于其他检测算法是最简单的，其本质其实就是对信道矩阵进行求逆，鉴于此，需要在发射天线数小于等于接收天线数的前提条件下，用于确保对信道矩阵进行求逆时具有唯一解。

首先，使用转换矩阵对接收信号进行线性转换，得到

 （2-13）

之后再对转换后的向量进行量化，将其对应到调制星座图内最近的点，得到发射信号向量的估计值：

 （2-14）

式中，为量化函数。

非线性检测算法，其复杂度会随着发送天线的个数增加而指数增长。本文研究的非线性检测算法包括最大似然检测算法、球检测算法以及它们的改进算法。

### 2.3.1.1 最大似然检测算法（ML）

最大似然检测算法（ML, Maximum Likelihood）是V-BLAST系统里的最优的检测算法。其基本思想就是：从所有可能发送向量中找到使后验概率最大的向量，其中为发送向量集合中第个向量。运用概率论理论中的贝叶斯准则，此概率可以表示成

 （2-15）

其中，是给定的前提下接收向量的条件概率密度函数，发送端发送的概率。从上式可以看出，要找到的最大值，需要搜索所有个向量，也就是说其复杂度是指数级的。假设所有向量的发送概率都相等，即，那么求解上式的最大值等价于求解先验概率的最大值[19]。

的概率密度函数是一个复多元正态分布，对于特定的信道矩阵和给定的发送信号，有

 （2-16）

其中表示共轭转置，为协方差矩阵

 （2-17）

将（2-17）式代入（2-16）式可得

 （2-18）

因此，求的最大值等价于求

 （2-19）

得到V-BLAST系统的最大似然检测算法准则：

 （2-20）

式中，为接收端的接收向量，为发送端可能的所有码元序列，为信道矩阵，其对接收端是已知的，可以通过信道估计求得。

最大似然检测算法在AWGN信道中具有最好的性能，在理论上对每一个天线都能获得最小的误码率 ,是性能最优的检测算法。从式（2-18）可以看出，每计算一个都需要与发送端码元序列空间中的序列逐一比较，从而找出对的估计，需要进行次计算。可见，其复杂度是随着天线数量的增加而呈指数增长的。可以想象，在高维调制和发送天线较多时是难以实现的。因此，ML在实际系统中是难以应用的[20]。

### 2.3.1.2 迫零检测算法（ZF）

对于MIMO系统的接收信号来讲，不同发射天线上的发射信号之间存在着相互的干扰。相对于某一根发射天线上面的信号子流来说，其他发射天线上的信号则被看作干扰，把接收信号乘以一个线性的滤波矩阵，从而使得干扰信号从被检测的信号中给消除掉，这就是“干扰置零”的主要思想。

线性的MIMO检测就是利用“干扰置零”的思想，通过对接收端的信号向量进行线性加权，以满足一定准则的检测方法，把不同发射天线上面发送的信号给分离出来，然后对分离出来的每一路符号进行独立的检测。

迫零检测算法（ZF，Zero Forcing）检测算法是一种线性检测算法，也是最简单的检测算法。其基本思想概括为：用信道矩阵的伪逆诚意接收端收到的信号，所得等结果经判决后作为检测结果。

由最小二乘准则[21]，可将噪声表示为

 （2-21）

若想求解出的极小值解，需使的一阶导数为0、二阶导数大于0，由此就可以计算出ZF算法的加权矩阵，即：

 （2-22）

式中表示的广义逆矩阵，为单位矩阵[22]。

将左乘式，有

 （2-23）

由此可得，

 （2-24）

 （2-25）

可见ZF检测器将抛弃掉，然后直接对剩余的部分进行量化，即，将信道矩阵非对角线上的元素迫零，消除了信道间干扰。由于噪音向量中各元素间不相关，当与一个正交矩阵相乘时，这种相关性不会被破坏。而在该算法中，由于与相乘，当不为正交矩阵时，将在噪音向量中引入相关性，这使得噪音在某些位置得到放大。因此，在SNR很低的时候，ZF算法的误差较大[23]。

从式（2-25）中可以看出，ZF检测算法的复杂度相对ML是很低的，只需要简单的矩阵求逆和相乘即可，但是其代价是性能的剧烈下降，尤其是在低信噪比或者信道矩阵病态的情况下。这是因为如上面所述ZF检测算法抛弃了噪声部分，如果不是正交矩阵，那么与相乘会在噪声之间引入相关性，这导致噪声在某些方向上被放大了。抛弃一个比较大的值会引起星座图映射时的误判，从而导致了误符号率(Symbol Error Rate, SER)的上升。另外，即使是正交矩阵，在信噪比很低，即很大时，抛弃仍是很危险的。

下面是ZF检测算法的一个简单的例子[24]：

假如一个MIMO系统参数如下：

信道矩阵经信道估计后得到的矩阵为：

 （2-26）

发射信号向量为:

 （2-27）；

满足正态分布为高斯噪声为:

 （2-28）；

根据MIMO系统数学模型得到接收向量:

 （2-29）；

由(2)式得线性估计矩阵为:

 （2-30）；

由(5)式得信号估计值为:

 （2-31）；

经过判决得:

 （2-32）。

在实际系统中，信道矩阵都不会是正交的，而是病态的，通信系统也不能总是在高信噪比下工作，例如在移动通信系统中，终端出现在小区边缘时，信噪比就会比较低。由于ZF检测性能太差，难以满足实际系统对错误性能的要求，因此仍不适合在实际系统中应用。

### 2.3.1.3 最小均方误差检测算法（MMSE）

迫零检测算法是从消除天线之间干扰的角度处理问题，没有考虑背景噪声的影响，因此在消除天线之间干扰的同时放大了背景噪声，噪声的放大必然对检测结果有一定的影响。而MMSE检测算法则采取了一种折中的策略，在抑制天线之间的干扰和放大噪声水平之间求得一个平衡点。

MMSE（MMSE, Minimum Mean Square Error）的基本思想是：在MMSE准则下求最佳线性变换矩阵，使均方误差的代价函数最小，即，使

 （2-33）

最小[20]。误差向量的协方差矩阵为：

 （2-34）

令，则可以求得满足MMSE准则的线性变换矩阵为：

 （2-35）

用左乘（2-8）式，可得

 （2-36）

就可以作为对的估计值。

综上听述，最小均方误误差算法和迫零算法相比：

1. 因为在最小均方误差准则下，变换矩阵和有关，所以基于最小均方误差算法，在接收端须对变换矩阵进行计算；但如果采用ZF算法，在接收端不必计算变换矩阵的值。
2. 最小均方误差算法和ZF算法的误码性能的曲线斜率几乎一致。
3. 总而言之，最小均方误差算法的检测性能较ZF算法的检测性能要好。

### 2.3.1.4 串行干扰消除检测算法（SIC）

前面讲到的线性检测算法，从仿真结果可以看出，性能远远不如ML检测算法的性能好，于是，需要研究一些其他的检测算法，使得其性能更接近ML检测算法。

串行干扰消除（SIC, Successive Interference Cancellation）算法不同与前面的线性检测算法，其属于非线性检测算法。前面的算法是从接收向量中直接估计某一时刻发送向量的全部分量，而SIC类似于CDMA中的判决反馈多用户检测思想，首先从接收向量中检测某一天线发送数据的对应分量，再从接收向量中消去其影响，然后继续依次检测剩余的分量。对于检测顺序，可以从第一个或最后一个分量开始。假设以下从第一个分量开始检测，其干扰消除的步骤如下：

1. 初始化。接收向量；信道矩阵；变换矩阵采用以上ZF方法得到；
2. 在第步，取估计向量的第个分量的权向量，其中表示第步变换矩阵 的第l行，的估计值为；
3. 判决该估计值，消除去对剩余分量的影响，修正接收向量；
4. 消去信道矩阵的第一列，得到信道矩阵，若不为全0向量，则由估计第步的估计矩阵，再返回至第2步，否则算法结束。

从上面算法的步骤可以看出，SIC不是一次估计出向量的全部分量，而是估计出一个，消去一个，使得下个待检测信号的同信道干扰减少一个，而用于估计的接收信号数量不变，从而实现了类似于多天线接收分集的效果。

同样，利用ZF中的信道矩阵，同样的接收向量以及同样的变换矩阵，从第一个分量开始检测，算法过程如下：

1. 令，即，，第一路信号的估计量为：

 （2-37）

经过判决得到；其中，为变换矩阵的第一行。

1. 干扰消除，得到

 （2-38）

其中，为的第一列。

将的第一列置零，得到：

 （2-39）

则

 （2-40）

这样，第二路信号的估计量即为

 （2-41）

经过判决得到；其中，为变换矩阵的第二行。

1. 干扰消除，得到

 （2-42）

将的第二列置0，得到：

 （2-43）

则 （2-44）

这样，第三路信号的估计量即为

 （2-45）

经过判决得到；其中，为变换矩阵的第三行。

最终的判决结果为：

 （2-46）

### 2.3.1.5排序串行干扰消除检测算法（OSIC）

串行干扰消除每次检测出的信号用于消除剩下的信号分量，然而，如果某个分量检测错误，就会造成错误传播，使得剩下的信号检测中发生错误的概率增大。因此，为了降低错误传播的影响，如果采用一种选择检测方法，每次检测错误概率最小的信号，则对后面检测过程中的错误传播达到最大程度的抑制，有助于提高系统的总体性能。这便产生了排序串行干扰消除算法（OSIC,ordered Successive Interference Cancellation）。

文献[98年]中证明了一种最优的排序方法是按照待检分量的最大信噪比原则来进行排序。可以证明第步中待检信号的信噪比表示为：

 （2-47）

其中，表示转换矩阵的第行，表示第路信号的功率，表示噪声功率。因此，采用最优排序方法只需要对串行干扰消除算法作少量修改：将SIC算法第2步中顺序检测各分量修改为检测具有最大待检信噪比的分量，即具有最小值的分量信号。并在第3、4步中改为消去日中对应行，其余的步骤不变。

结合SIC，ZF-OSIC算法的迭代过程可以表示如下：

|  |
| --- |
| **ZF-OSIC** |
| 1. ,, |

同样，我们将上述SIC算法做少许改进便可以解释OSIC算法，也是同样的信道矩阵，同样的接收向量以及同样的变换矩阵。

令，即。的每一个行所对应的范数也就是平方和为： （2-47）

1. 取其中最小的一行所对应的行号，即，则先对接收到的信号的第1路进行解码，得：

 （2-48）

经判决后；其中，为线性变换矩阵的第一行。

1. 由上一节中例子的（2）式（4）式，得

， （2-49）

对应的行范数为：

 （2-50）

取其中最小的一行所对应的行号，即，则对接收信号的第三路进行检测与判决，得

 （2-51）

经判决后；其中，为变换矩阵的第三行。

令

 （2-52）

将的第三列置0，得：

 （2-53）

此时，（2-54）

这样，第3路信号的估计值为：

（2-55）

经判决后是；其中，为变换矩阵的第二行。

综上，可以得到最后的判决结果：

 （2-56）

### 2.3.1.5 QR分解检测算法

基于分解的检测算法的思路是：对信道矩阵进行分解，将维信道矩阵分解为的酉矩阵和的上三角矩阵的乘积，即。然后用矩阵的共轭转置矩阵左乘信道模型公式，直接得到转换后的接收向量，利用矩阵的上三角特性，可以顺序求出[25]。具体的数学推导过程如下：

 （2-57）

式中，为上三角矩阵。由于为酉矩阵，新的噪声便还是高斯随机变量，各个分量均值和方差保持不变。为了便于叙述，假设，则上式可以表示为：

 （2-58）

 （2-59）

 （2-60）

 （2-61）

 （2-62）

（2-59）式中向量的第个分量只与发射符号有关，与其他发射符号无关，因此可以首先对符号进行检测，运用ML算法，得到其估计值：

 （2-63）

表示对检测信号进行硬判决。假设（2-63）式中对的判决完全正确，则可以将代入式（2-60），消除符号的干扰后，得到的估计值：

 （2-64）

以此类推，

 （2-65）

这样，便可以得到所有发射符号的估计值：

 （2-66）

简单概括分解的干扰抵消检测检测过程是：将信道矩阵分解为酉矩阵和上三角矩阵的乘积，利用矩阵的上三角特性，结合串行干扰消除的思想对接收信号逐层进行检测。先检测出一根天线的信号，再从接收信号中抵消掉这根天线对其它天线的干扰。然后检测下一根天线的信号，再抵消，以此类推，直到将所有的信号检测出来。

分解算法采用典型的计算方法有如下几种：

1. 基于Gram-Schmidt正交化的方法，它是对矩阵列向量进行正交变换[25]；
2. 使用变维向量的Householder变换；
3. 基于Givens旋转的方法对矩阵进行变换。

下面，依然利用上几个小结的算法中的例子，基于分解进行检测。在正交变换中我们利用第一种方法：基于Gram-Schmidt正交化。

根据Gram-Schmidt正交化的公式：

 （2-67）

 （2-68）

解得

 （2-69）

 （2-70）

 （2-71）

 （2-72）

 （2-73）

将公式展开，解得

 （2-74）

经过判决，得到

 （2-73）

分解算法避免了求解过程中信道矩阵广义逆的运算，减小了计算复杂度。但同串行干扰消除一样，这种方法存在的最主要的问题就是误码传播，所以很多文献提出了排序分解算法。

### 2.3.1.6 排序QR分解检测算法

由于误码传播现象的存在，分解算法中检测的顺序就变得十分重要，不同的检测次序会带来截然不同的检测性能。改变向量中的元素次序与对应信道矩阵中列向量的顺序，可以产生不同的值与值。为了克服误码传播，可以将检测顺序按照各层判决符号的瞬时信噪比由大到小顺序地进行。即，信噪比最高层的符号最先检测，信噪比最低层的符号最后检测。这样可以最大限度克服误码传播现象，提高最终该的检测性能。

为了最大限度地减小检测过程中的误码传播，进一步提高检测性能，与串行干扰消除类似，每一步应该先检测剩余所有层中信噪比SNR最大的层。在分解算法中，第步的信噪比可以这样表示[26]：

 （2-74）

为常数，从上面的公式可以看出，每一步的检测中，信噪比的大小与该步骤对应的上三角矩阵的主对角线上的元素的平方成正比。因此，为达到减小误差传播的目的，可以先对信道矩阵进行列之间的置换，以使分解后的上三角矩阵的主对角线上的元素值从到按照从大到小的顺序排列。

从图1的MIMO信道模型可知，信道矩阵的第列向量表示第根发射天线与全部接收天线之间的传输函数，因此信道矩阵的列范数大小可以用来表示传输信道的强弱。而因为我们已经假设每根发射天线的发射功率均相同，因此信道矩阵的第列的列范数大小亦可表示第个发送信号的接收功率的大小。根据上面的分析，可以通过对求列范数后，将其按照从小到大的顺序对信道进行从弱到强排列，同时引入交换矩阵P，用于记录的列之间的置换顺序。然后对排序后的进行基于Gram-Schmidt变换的分解，再按照传统的分解算法对接收信号逐层进行检测，此时可以保证信号检测的顺序是按照SNR从高到低进行排序的。最后，根据交换矩阵P对判决出的信号做相应的逆交换，得到最终检测结果。由于该算法的检测过程与传统的分解很相似，因此该方法的求解算例这里不再赘述。

然而，在一些研究中，上面介绍的方法仍然存在问题，即该方法是直接对信道矩阵的列向量的所有组合进行分解，分解后根据上三角矩阵置对角线元素的排列，确定最佳检测顺序，这种操作需要进行次分解，运算复杂度比较高。

于是，在一些文献中，人们对排序的分解又提出了新的排序方案。下面简单介绍其中一种方案。

在每一步正交化过程中重新排列矩阵的列向量，同时产生新的值和值。其中矩阵按列从左到右的顺序产生，而矩阵则按行从上到下顺序产生。对于给定的信道矩阵，通过来确定和（）。在接下来计算的过程中，方向上的干扰被抵消，利用来确定、和。以此类推，最后依次计算得到矩阵对角线上的值到，同时也求出矩阵。排序分解方法，在每一步的分解过程中，通过交换信道矩阵的列向量，使得分解后上三角矩阵置对角线元素是最小的。每次分解矩阵对角线元素最小化，并不能保证由大到小排列，因此排序分解算法不是最优的排序算法，但是这种算法运算复杂度非常低，完成发射向量的判决仅需一次QR分解运算。另外，和连续干扰消除算法相比，误码性能损失也非常小。

### 2.3.2 算法比较与总结

本章节ggggggggggggggggg

## 2.4 本章小结

本章节首先介绍了无线信道中的衰落特性，重点阐述了频率选择性信道、时间选择性信道、双选择性信道和稀疏信道的特点及其成因，并给出了对应的信道模型，为下文介绍双选稀疏条件下的信道估计奠定了基础。本章节还详细介绍了OFDM技术的基本原理，系统实现和系统优缺点，为下文的信道估计理论奠定了理论基础。

# 基于OSIC的改进算法

在串行干扰消除算法中，影响性能最严重的是信噪比（SNR，Signal Noise Ratio）低的信号层[27][28]，如果SNR低的信号出现误码检测，那么将会严重影响其后面信号的检测。为了保证OSIC算法整体性能，很有必要提出一种改进的算法，使其能保证在最大化高SNR层信号检测正确率的同时，最小化低SNR层信号误码传播的概率。

基于上面的考虑，我们很自然地会想到将OSIC与ML结合，力求在性能与复杂度之间取得平衡，但问题是应该以怎样的方式结合这两种算法。

根据上面的叙述，可以将ML与OSIC两种算法的特点总结如下：

1. OSIC算法较ML性能相对较差，复杂度相对ML降低，但由于其运算过程中伪逆操作的存在，复杂度还是相对较高的；
2. ML算法能保证性能最优，但是当天线个数增加，即信号层数增加时，该算法的复杂度是指数增加的；
3. ML算法不存在伪逆，且在信号层数相对少的时候，ML的复杂度还是比较低的。

在目前已有的研究中，人们试图将OSIC与ML两种算法结合，其中一些算法是这样的：将信号层排序后，前面的层使用传统的OSIC算法检测，最后层使用ML算法检测，这样便保证质量低SNR层能正确的检测。如文献[29]中，令，即前面的层使用传统的OSIC算法检测，最后1层使用ML算法检测；文献[30]则令，即前面的层使用传统的OSIC算法检测，最后2层使用ML算法检测。这样的算法不能广泛适用，没有灵活性，当天线个数增加或信道质量不好时，检测性能与计算复杂度都不能得到很好地保障。

其他的一些算法的结合方式也无非是在OSIC阶段将迫零算法换成MMSE算法以进一步提高检测性能，实际上都是大同小异的。

以上这些算法，都是在OSIC的基础上将少量信号层运用ML进行优化，力求在复杂度不至于过高的同时保证性能较OSIC得以改善，也就是说，这些算法的性能与复杂度是在OSIC与ML之间取得权衡，其性能曲线与计算复杂度曲线都位于OSIC和ML之间，不可能达到在保证性能改善的同时，复杂度也降低的程度。

出于上述的考虑，我们需要做的是在减少OSIC算法中的伪逆操作的同时避免ML算法复杂度的指数增长，且能尽量适用于各种通信条件。

## 3.1 OSIC-ML改进算法

本节提出一种基于ML的改进的ZF-OSIC算法，该算法更具有灵活性，适用于各种调制方式及信道质量的通信条件。该算法能有效地达到以上两点指标，保证在性能改善的同时，得到更低的复杂度。

### 3.1.1 算法描述

算法的思路很简单：我们知道，MIMO系统中的天线个数、信号调制方式、信道质量、每种检测算法应用的层数等因素都直接影响着信号检测的误码性能和计算复杂度，因此我们将应用到ML算法的层数设置为变量，通过调整其计算复杂度公式中的参数力求找到最适合的参数。在性能被接受的范围内，很容易找到使复杂度最优的参数。

算法首先对前面的层信号运用OSIC进行检测，由前面的叙述知道，OSIC按照信号SNR从大到小检测，前面的层SNR大，信号质量好，误码检测的概率很小，运用OSIC检测能最大限度地减小无码传播，保证信号正确地检测。后面的层运用ML进行检测，保证质量最差的信号能尽量正确地检测，保障了整体的检测性能。下面的叙述中我们将该改进算法称为OSIC-ML算法。

算法的整体步骤可以表示如下：

|  |
| --- |
| **OSIC-ML** |
| 10. ,, |

由ML算法复杂度的指数特性可知，不能将过多的层数运用ML检测，但是如果运用ML的层数太少，OSIC运用的多，整体的性能又会由于运用OSIC的层数过多而受低SNR层的影响，且由于OSIC中伪逆操作的存在，复杂度也会受到影响。因此，如何设置ML算法的层数是很重要的。下一节，我们会进一步分析该算法的复杂度问题。

### 3.1.2 仿真

基于仿真仿真仿真仿真仿真仿真仿真

### 3.1.3 复杂度分析

在下面对该改进算法的复杂度进行分析[30]。

对于ML，其整体的复杂度可以表示如下：

 （3-1）

其中，表示调制星座图的大小，表示天线的个数。公式的前半部分是乘法操作的个数，后半部分是平方操作的个数。从这个公式可以看出，ML的复杂度的确是随着天线个数的增加而指数增加的。

对于OSIC，我们采用ZF中的转换矩阵，即，矩阵的该操作，即求伪逆的过程的复杂度是。而排序和干扰消除的复杂度可以表示为。因此ZF-OSIC整体的复杂度表示如下：

 （3-2）

从上述公式可以看出，OSIC算法复杂度只与发送天线和接收天线的个数有关，而与调制阶数无关。

这样，便很容易得出本节提出的改进算法的复杂度：

 （3-3）

从公式可以看出，OSIC-ML算法复杂度与调制阶数、发送天线和接收天线个数及都有关。

表Ⅰ和表Ⅱ中列出了对于不同的，三种法算法：ZF-OSIC、ML和本节提出的算法OSIC-ML相应的复杂度。我们选择（）和（）的MIMO系统，以及三种不同的调制方式：BPSK、QPSK和16QAM。

表Ⅰ（）的MIMO系统对应BPSK、QPSK和16QAM的复杂度比较

|  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- |
| 检测算法 | BPSK | QPSK | | 16QAM |
| ML（=8） | 18432 | 4.7186e+7 | | 3.0924e+12 |
| ZF-OSIC（=0） | 8864 | | 8864 | 8864 |
| 改进算法(=1) | 5772 | | 5776 | 5800 |
| 改进算法(=2) | 3604 | | 3676 | 5116 |
| 改进算法(=3) | 2196 | | 2868 | 51252 |
| 改进算法(=4) | 1472 | | 6272 | 1.3119e+7 |
| 改进算法(=5) | 1544 | | 31304 | 3.1458e+8 |
| 改进算法(=6) | 2956 | | 172300 | 7.0464e+9 |
| 改进算法(=7) | 7268 | | 917604 | 1.5032e+10 |

表Ⅱ（）的MIMO系统对应BPSK、QPSK和16QAM的复杂度比较

|  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- |
| 检测算法 | BPSK | QPSK | 16QAM |
| ML（=16） | 1.7826e+8 | 1.1682e+12 | 5.0175e+21 |
| ZF-OSIC（=0） | 124544 | 124544 | 124544 |
| 改进算法(=1) | 99924 | 99928 | 99952 |
| 改进算法(=2) | 79180 | 79252 | 80692 |
| 改进算法(=3) | 61924 | 62596 | 110980 |
| 改进算法(=4) | 47856 | 52656 | 1.3582e+7 |
| 改进算法(=5) | 36864 | 66624 | 3.1493e+8 |
| 改进算法(=6) | 29268 | 198612 | 7.0467e+9 |
| 改进算法(=7) | 26404 | 936740 | 1.5032e+10 |
| 改进算法(=8) | 32000 | 4.7321e+7 | 3.0924e+11 |

从表Ⅰ和表Ⅱ中的数据可以看出以下几点：（此处和结论待完善）

1. ML（相当于=M）算法的复杂度随着调制阶数的增加而急剧增长；
2. OSIC（相当于=0）算法的复杂度不会随调制阶数改变，因为从公式可以看出它只与发送天线和接收天线的个数有关；
3. 在BPSK中，改进算法的复杂度都小于OSIC，QPSK中，改进算法的复杂度大部分小于OSIC，而在16QAM中，改进算法的复杂度有一部分小于OSIC，这也是上文所说的该算法减少了OSIC的伪逆操作的同时，避免了ML复杂度的指数增长；

从上面的事实中我们可以得出一些结论，在实际应用中可以作为参考：

1. 在调制阶数高的情况下，应该尽量小一些，即应该将少量的信号层应用ML；
2. 在调制阶数低的情况下，应该尽量大一些，即应该将尽量多的信号层应用ML；

## 3.2 基于QR分解及ML的OSIC改进算法

导频处信道响应的估计，是利用接收导频信息估计出导频所在子载波处的信道频域响应

### 3.2.1 算法描述

由公式（3-2）可以看出，LS算法是一种原理极为简单的算法，非常易于实现，因此LS算法被广泛的使用，但是由于LS算法并没有考虑噪声对估计结果的影响，使得LS估计算法对噪声影响非常敏感，随着信噪比的下降，LS算法的性能也会急剧下降。

### 3.2.2 仿真

MMSE估计算法是最小均方误差意义下最优的估计算法[19]，由于考虑了噪声的影响使得MMSE在信噪比较低的情况下依然可以取得较好的性能。

### 3.2.3 复杂度分析

为了降低MMSE算法的实现难度，人们又提出了LMMSE算法，LMMSE的估计算法如公式3-4所示。

## 3.3 两种改进算法的比较

在基于导频的估计算法中，估计算法只能估计出导频处的信道频域响应或是BEM基系数，实际上是对信道的是与响应或是频域响应进行了采样，只有使用这些采样值恢复出完整信道的频域响应或时域冲击响应，OFDM信道估计才算完成。对与进行频域估计的算法，通常使用插值算法恢复完整的频域信道响应；而针对BEM建模的时间选择性信道而言，通常使用BEM基函数与基系数的线性叠加恢复信道的时域冲击响应。

## 3.4 本章小结

本章主要介绍了OFDM信道估计中三个主要的问题：导频导频排布方式的设计，导频所在子载波处的频域信道响应估计以及通过导频子载波处的频域信道响应估计值恢复完整的频域信道响应。同时介绍了基于BEM的信道模型和恢复算法。为后续针对双选择性信道的估计及改进打下了基础。

# 第四章 球检测技术

在上一章可知，虽然ML算法性能最好，但因其算法复杂度很高，很难应用于较大的调制星座或天线数较多的系统中。人们一直希望可以在算法复杂度与算法的检测性能之间寻求一个折中，进而找到一种算法复杂度相对不太高而同时检测性能又相对较好的方法。球检测(SD: Sphere Detecting)算法可以在具有合理计算量的同时又达到最大似然检测的误码性能，由此可以用SD算法代替ML算法用于无线MIMO系统。

球检测算法的基本思想是：在一个以矢量为中心的半径为的多维球内搜索格点。通过限制或减小搜索半径来减少搜索的点数，从而降低搜索的计算复杂度。在这个多维球内距离矢量最近的格点，也就是最大似然点。

球检测的基本思想可以用下图6表示：



图4-1球检测算法的示意图

## 4.1 球检测的系统模型

球检测算法将MIMO检测转化为如下问题：

 （4-1）

其中为球的半径。

算法的一般步骤为：首先通过矩阵分解（通常为分解或分解）将信道矩阵分为三角矩阵；然后在相应的栅格空间中求解[27]。

以分解为例，算法的理论依据如下：

设经过实值分解的矩阵为，接收到的向量通过实值变换后为，码本向量通过实值变换后为。半径，则根据上文球检测公式，我们的目标为求出（4-1）式中的所有符合条件的：

我们对进行分解，由上文得：

 （4-2）

其中为的对角线上的元素大于0的上三角矩阵，和分别为和的矩阵。根据分解的性质，矩阵为正交矩阵，其余任意向量相乘后不会改变向量的模，因此，（4-2）式可以进一步改写：

 （4-3）

其中，假设。可知是已知的。进一步将上述不等式转换为：

 （4-4）

其中

 （4-5）

可知，在时，是已知的，也是已知的。而在时，只与有关。根据上面的特点，球检测按照以下思路求解：

在（4-4）式中，如果只考虑，将忽略掉，不等式将简化为

 （4-6）

求解上述不等式可得：

 （4-7）

从中选择一个值，并代入（4）式中，此时仅考虑和，而忽略及其之前的所有项，这样，则有

 （4-8）

根据上式和（4-7）式选择的一个值，则可以求出的范围。以此类推，就可以求出任意的范围，将其表示为，其中

 （4-9）

在搜索过程中，若发现的取值范围为空，则说明的取值导致了不等式无解，即它们的取值已超出了球的边界，此时球检测器将回到上一步，并取取值集合中的下一个值，然后继续搜索过程。搜索结束以后，如果没有向量输出，则说明半径过小，球为空，则增大半径，继续搜索。如果球检测最终输出了一组向量，则在其中选择经过变换后，与接收向量最近的一个作为最终的结果。

通过上面对球检测过程的描述可以看出，球检测实际就是一个树搜索过程，树共由层组成，根节点没有实际意义，除叶子节点外，每个节点的度为L，每个分支对应一个星座点。部分向量确定了一条从根节点出发，经过到达的路径。显然，为的函数，我们将定义为分支量度，而的累加

 （4-10）

定义为路径量度，因为是已知的，因此将其定义为根节点的路径量度。另外，任意一个向量与之间的距离定义为代价量度

 （4-11）

可以看出，

 （4-12）

由上文所述，可以将球检测算法的基本思想重新概括如下：

先在接收信号空间中预设一个以接收信号点为圆心的球，再把该球映射为发射信号空间的一个球，在此球内搜索可能的发射信号点，一旦找到一个发射信号点，即以该信号点的映射点与接收信号的距离为半径收缩预设的球，从而使后面的搜索能在更小的范围内进行。

可以看出，球形检测算法实际上是一种不断强化约束条件的搜索算法。

那么，球检测算法的一般步骤也可概括如下：

1. 给定初始半径，即，且设；
2. 在球内搜索发射信号的星座点；
3. 若搜索到一个星座点，那么令，更新半径：，返回（2），继续搜索发射信号的星座点；
4. 若没有搜索到星座点，那么令，增加球的半径，返回（2），继续搜索；
5. 迭代结束，即为最后的搜索结果。

图4-2给出了一个实际搜索的例子，以调制方式为例，用圆点表示星座图中的点，其值分别取中的一个，其中算法所访问到的点以及对应的路径分别给出了标记。可以看出节点B，D，E，G，I和J对算法整体的性能是没有贡献的，因为它们所处的路径没能最终到达第层，而在中途就被放弃了。

最终得到的实线为满足条件的星座符号组合，而虚线代表被放弃的路径，然后计算各实线对应的符号向量的欧式距离，选择具有最小距离所对应的符号向量作为最终的输出结果。



图4-2 球检测计算举例示意图

若搜索完第层仍未检测出符合条件的符号向量时，则表示该超球内部没有合适的格点，此时需要增大搜索半径，重新开始搜索过程。

上一章已经知道，ML检测也可以描述为树搜索，但是其将搜索整个树。而球检测只需要搜索路径量度小于的路径，因此复杂度被有效的降低了。图3给出了的MIMO系统，采用调制时，一个树的实例。图中加黑的路径对应正确的解向量。ML需要遍历树中的所有节点才能确定这个解，而球检测只需要处理浅色的节点即可完成搜索过程，可见浅色节点的数量要少很多，因此复杂度也低得多。



图4-3 球检测与ML检测树搜索示意图

通过以上对球形检测算法的简单描述可知，影响球检测算法的误码性能和计算复杂度的关键是：

1. 搜索半径的确定。

如果半径太大，那么球内就会包含过多的点，使计算复杂度接近或达到最大似然算法的计算复杂度(指数级)。如果搜索半径太小，那么可能在搜索区内没有所要搜索的符合要求的点，导致检测失败。目前被较为广泛接受的理想搜索半径是覆盖半径。覆盖半径是以点为中心的球内一定存在格点的最小半径。即在以任意矢量为中心，以覆盖半径为半径的球内至少存在一个格点。但是确定一个格的覆盖半径本身就是一个NP问题。

1. 球内是否存在有效点的确定。

如果需要依据每一个格点和矢量之间的距离来判断每一点是否在球内的话，那么这个计算量也是指数级的。

## 4.2 FP策略和SE策略

按照枚举取值集合中点的方式，可以分为两种策略：FP策略和SE策略。下面将简单介绍这两种枚举策略。

### 4.2.1 FP策略

球检测算法最早是由Fincke和Pohst[28]提出的。Fincke和Pohst是从纯数学的角度提出来研究整数最小二乘问题的，算法作用在无限格上，即对坐标的整数范围没有作出限定，式的可以取任意整数，该搜索策略被称为FP策略。在随后的文献[29]中，Pohst提出在一个给定的半径的球内检验每一个格点，这就避免了对所有的格点进行搜索，即算法作用在有限格上。Pohst搜索策略被Viterbo和Biglieri引入到通信领域的多维星座图的最大似然检测中。因此，一般将基于FP搜索策略的球检测算法称为VB算法。

将上一节中的范围公式重新写在下面：

  （4-13）

FP策略的核心思想是：对于每一层，按照从小到大的顺序依次进行取值，即取值的顺序为，表示符号的间距。

从上述的叙述可以看出，基于FP搜索策略的球检测算法存在着以下几方面的不足：

（1）在增加了半径后的球内重新进行搜索之后，此时会搜索到之前搜索过的格点，这就导致了重复搜索，使得搜索效率得不到提高。

（2）算法计算量的大小受初始半径选取好坏的影响：若初始球半径选的较大，即会增大计算复杂度；但若初始半径选的较小，则第一次搜索就搜不到满足要求的格点，因此需要增大半径重新进行搜索，也会增大计算复杂度。

（3）因为最大似然解的目的是找到距离球心（接收向量）最近的格点，而FP搜索策略的搜索过程相当于从球的表面开始逐渐向球心方向搜索，因此可以设想，若能够从球心周围开始，逐渐向球的表面搜索，或许可以更快的找到满足的格点，获得比FP搜索策略更高的搜索效率。

### 4.2.2 SE策略

在FP策略的基础上，Schnorr和Euchner提出了一种改进方案，称为SE搜索策略。其对每层的搜索采用“之”字形（Zig-Zag）折线搜索即从中间点开始搜索，该点表示为

 （4-14）

式中，表示取整函数。之后便以“锯齿”形路径依次从该点的左侧和右侧取点进行搜索，即SE搜索是按照路径量度值从小到大搜索的。

例如采用64-QAM调制，某一层上球内实值化处理后的星座点集合为。FP策略按照自然顺序由小到大搜索，即；SE策略搜索顺序则为：。SE策略的一个优点是搜索过程从球心附近开始，可以将搜索初始球半径设为无穷大，这样使得球内搜索永远都不会有空解，并且搜索得到的第一个解是 Babai点。因此SE策略相比FP策略可以自由的选择初始半径，并且SE策略是从最小化分支度量的候选节点开始搜索，所以能比FP策略更早找到正确的路径。

## 4.3 球检测的复杂度

由于球检测算法具有启发式搜索的特点，其复杂度并不固定，因而研究中经常将其复杂度期望作为衡量其复杂度的指标。

下面研究一下球检测算法复杂度的期望值[30]。

既然整数最小二乘问题是NP问题，因此球形解码算法最差的复杂度是指数级的。然而，如果我们假设矩阵H和矢量x都是由某些己知分布产生的随机变量，那么就可以很容易的推断出球形解码算法复杂度本身也是一个随机变量。在这种情况下，研究球形解码算法的期望复杂度甚至一些高阶统计量都是有意义的。我们简单给出球检测算法的复杂度期望值的计算公式的推导：

首先，给定和，接收矢量可以是中的任意矢量。下面我们将给出这种情况下球形解码算法的一个粗略估计。对于任意的点和矩阵，不难知道在半径为,维数为的球内的格点数的期望值正比于其容量。

 （4-15）

因此，点的总数的期望值可以用来表征期望复杂度

 （4-16）

当天线个数很大时，，（2）式进一步可以表示如下

 （4-17）

其中，从该式也可以看出高维天线系统中球检测的复杂度随着天线个数的增加而指数增加。从（4-16）式可以看出，球检测算法的复杂度与初始半径的选取也密切相关。

## 4.4 本章小结

本章深入讨论了OFDM系统中双选择性信道的特性，包括双选择性信道的时域模型、频域特性以及对基于导频的OFDM信道估计算法提出的挑战；由于双选择性信道的特性使得传统的基于导频的信道估计算法力不从心，无法有效的追踪信道变化。因此找到一种可以应对双选择性信道的估计方法已经非常急迫。BEM（基扩展模型）因其可以拟合快速变化的待估计参数，和较少的估计系数，成为了人们建模双选择性信道的首选。但是BEM模型也有其不足之处：

（1）BEM存在系统误差，在基函数选择不当的情况下，BEM的系统误差将大大影响估计性能；

（2）高精度基函数获取困难，高精度基函数在生成时通常需要信道的统计信息或相关特性，这些信息在实际的OFDM系统很难获取；

（3）运算复杂度较高，在信道长度较大的情况下，运算复杂度成的平方次增长。

针对BEM模型以上的不足，章分别提出了如下改进算法：

（1） 提出了改进的基于LMMSE逆转化方法，降低系统误差，提升估计准确性，仿真结果表明，这种方法可以明显降低系统误差；

（2）提出了一种最优的快速生成高精度基函数的方法，仿真结果表明，这两种方法可以大大简化估计过程提升估计性能；

# 第五章 球检测改进算法的研究

一直以来，研究人员对球检测的改进都集中在针对初始半径的选择策略与半径更新策略上。本节将详细介绍几种初始半径选择策略，提出新的策略并提出一种基于可靠性阈值的球检测算法。

## 5.1 初始半径选择策略的研究

由于球形检测算法需要预设一个初始球，而从算法复杂度期望的公式知道，算法的计算复杂度与初始球半径是呈指数关系的。当算法的初始半径选择过大时，那么将会急剧增大算法的搜索范围，增加算法的计算复杂度。当算法的初始半径选择过小时，那么待搜索的信号点序列可能不在半径所确定的搜索范围内。因此，初始半径选取的合理性对于降低算法的计算复杂度，提高误码性能具有重要的意义。

### 5.1.1 常见初始半径选择策略

迄今为止，主流的初始半径的选择方法有以下几种：（1）直接取半径为的半径选择方案；（2）基于发送向量在超球中概率的选择策略；（3）以低复杂度线性检测算法的代价量度作为半径的选择策略等。这些方案各有各的特点及优缺点，下面将分别简单地介绍。

（1）直接取半径为的半径选择方案

将初始半径直接设置为，将其与半径更新配合，即获得第一个候选格点后，将半径更新为此候选格点的代价量度。这时候球算法第一次遍历获得的第一个点被称为Babai点，这个点也被称为ZF-DFE(Zero Forcing Decision-Feed-Back Equalization)点[34]，之后再以这个结果对应的半径为半径继续进行搜索，直到找到最近点为止。

将初始半径设置为的优点就是球检测永远不会失败，因为所有可能的格点都在该球内，然而，因为ZF-DFE点的代价量度可能会很大，使得超球具有较大的体积，球内点过多，复杂度过高。

（2）基于发送向量在超球中概率的选择策略

文献[2]给出了一种基于发送向量代价量度统计特性的半径选择方案，发送向量的路径量度为

 （5-1）

由于的元素是独立同分布的正态随机变量，因此是自由度为尺度变换后的卡方随机变量。即为标准卡方随机变量。因此的平均值为

 （5-2）

可以将半径设置为的缩放形式。此时，球中包含正确向量的概率可以如下表示

 （5-3）

半径公式为

 （5-4）

上式中，为半径系数，为接收天线的个数，噪声方差，为伽马函数，为在超球内搜索不到格点的概率。若在该半径中找不到格点，则依次产生新的半径，直到能找到格点为止。根据条件可以计算出对应的和。在计算之前首先将和的对应关系存表[35]，在工程实践中，可以根据在表格查询到。最终通过公式（5-4）得到初始半径。从该公式可以看出，当接收天线个数较多或者在信噪比比较低时，噪声方差较大，可能会导致半径过大。

表1 与对应关系表

|  |  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- | --- |
|  | 1.1 | 1.2 | 1.3 | 1.4 | 1.5 |
|  | 0.97556637 | 0.986174127 | 0.99230188 | 0.995773652 | 0.99708209 |
|  | 1.6 | 1.7 | 1.8 | 1.9 | 2.0 |
|  | 0.998770779 | 0.999347099 | 0.999656233 | 0.999820421 | 0.999906858 |
|  | 2.1 | 2.2 | 2.3 | 2.4 | 2.5 |
|  | 0.999952004 | 0.999975414 | 0.999987474 | 0.999993651 | 0.999996796 |
|  | 2.6 | 2.7 | 2.8 | 2.9 | 3.0 |
|  | 0.999998839 | 0.999999195 | 0.999999598 | 0.999999801 | 0.999999901 |

显然，选择不同的可以得到不同的缩放因子。这种方法使得我们可以根据正确解未被包含在球中的风险确定半径值，通过选择不同的概率，可以轻易地实现球为空和球体积过大之间的权衡，方便我们对半径设置值的评估。这种方法的缺点是，当接收天线个数较多或者在信噪比比较低时，噪声方差较大，可能会导致半径过大。并且仍然不能保证球内一定存在格点，但可以通过上面所述内容依次产生新的半径的方法解决，或者也可以预先定义一组依次减小的，如果对应的半径的球为空，则依次换成重新搜索，以此类推。但是显然，如何设置又是一个新的问题。

（3）以低复杂度线性检测算法的代价量度作为半径的选择策略

由于很多线性检测算法具有极低的复杂度，例如ZF和MMSE，因此在进行球检测之前先进行线性检测不会引起复杂度的显著增加。基于这个事实，有些算法建议先进行低复杂度的线性检测，然后用线性检测解的代价量度作为球检测的初始半径。例如文献[36]就采用了基于MMSE检测算法的代价量度作为半径的选择策略。

基于接收端MMSE算法的信道估计，可以得到最小均方误差解：

（5-5）

利用信道矩阵，将它映射到接收信号空间就变成了，之后球检测再以为初始半径，找到最近点，定义如下：

（5-6）

若是换成基于ZF的代价量度作为初始半径，只需将转换矩阵换成即可，即。

该半径选择方案的流程图如下图1所示[37]：



图5-1 以低复杂度线性检测算法的代价量度作为半径的选择策略流程图

[37]中进一步对基于ZF和MMSE算法代价量度的半径选择方案进行了仿真对比。仿真在调制方式为QPSK,MIMO系统下进行，仿真数据为4000帧。通过性能比较可以看出，无论基于ZF算法的初始半径选取方案，还是基于MMSE算法的初始半径选取方案，球检测算法在性能上与ML算法非常接近。然而，在低信噪比()时，基于ZF算法的初始半径选择的球检测算法的计算复杂度高于基于MMSE算法的初始半径选择。而在高信噪比()时，两种初始半径选择算法的计算复杂度相接近。文章分析造成这种现象的主要原因为ZF算法没有考虑噪声的影响，而MMSE算法充分考虑了噪声的影响。这就使得在低信噪比时，ZF的复杂度大于MMSE，从而基于ZF的球检测算法搜索点数较多；而在高信噪比时，ZF的复杂度和选择方法搜索点数相接近。两者相差不大，因此两种半径选择方法搜索点数相接近。进而文章认为基于ZF和MMSE的半径选择法的各自的优点，可以改进此种半径选择方案，即基于阈值的初始半径选择方案。首先设定一个信噪比门限阈值，当信噪比低于该门限阈值时，选取基于MMSE的半径选择方案；当信噪比高于该门限阈值时，由于ZF与MMSE的复杂度相近，但考虑到ZF算法在计算伪逆时比MMSE算法简单，因此选取基于ZF的半径选择方案。以低复杂度线性检测算法的代价量度作为半径的选择策略的优点是球检测也不会失败，因为它能保证超球内至少含有一个点（MMSE检测算法的解肯定在球中），避免了对初始半径重新搜索的问题。并且它们都是信道噪声条件下从统计意义上与接收信号向量欧式距离较小的点,因而保证了初始半径的选择不会过大,以致球内搜索点太多算法本身复杂度太高。然而，缺点是由于MMSE预处理器本身需要花费一定复杂度，因此这种初始半径的设置方法虽然大大降低了球状检测算法本身的复杂度但又产生了新的代价。尤其是当天线个数比较小的时候球状检测本身的复杂度不算太大，但是预处理器的额外开销反而使整个检测过程复杂度增加了。

### 5.1.2 其他半径选择策略

还有一些方法把初始半径设定为一个比较小的固定值，如果初次搜索失败则增大它。还有一种算法是先选取较大的初始半径，然后依据搜索到的符合条件的星座点来更新初始半径，这种算法虽然保证了有解，但效率很低。

## 5.2 基于信噪比条件的改进的半径选择策略

方法（1）由于涉及到ML，半径最大，复杂度相对较高，方法（2）基于发送向量在超球中概率的选择策略，不能保证选取半径对应的超球非空，可能导致算法重新启动搜索；当接收天线个数较多或者在信噪比比较低时，噪声方差较大，可能会导致半径过大，也增加了算法的复杂度。方法（3）以低复杂度线性检测算法的代价量度作为半径的选择策略，不仅避免了因初始半径过小导致的初始球内没有格点的情况，而且在低信噪比条件下，算法复杂度得到降低。然而，在信噪比相对比较高的条件下，由于附加的线性检测，其复杂度有时并没有降低，甚至还要增加复杂度。

针对以上各种情况，为避免上述三种方法在各种信噪比条件下，复杂度过高的问题，本节提出一种基于信噪比条件的改进的半径选择策略，将（2）（3）两种方法结合，根据信噪比的高低自适应的切换半径选择策略。

算法首先设定一个期望信噪比阈值；算法启动时计算在当前信道条件下的信噪比，可以通过空载波在接收端进行测量；当前信噪比大于信噪比阈值时，即时，采用基于发送向量在超球中概率的选择策略，反之，时，采用以低复杂度线性检测算法的代价量度作为半径的选择策略。

流程图。。。。。。

**仿真**

## 5.3基于可靠性阈值的球检测检测算法

本章将重点针对基于BEM的双选择性信道估计复杂度较高的缺点进行改进。算法思路是充分利用信道的稀疏特性，

## 5.4 本章小结

本章将重点针对基于BEM的双选择性信道估计复杂度较高的缺点进行改进。算法思路是充分利用信道的稀疏特性，提出了两步式的探测估计算法，可以大大降低BEM的运算复杂度，并降低噪声对估计结果的影响。

仿真结果表明，本文提出的基于BEM的双选稀疏信道的两步式探测估计算法，在大幅降低计算复杂度的同时增加了信道利用率；使用极少导频的条件下任然可获取极高的估计精度。这种优势主要来源于探测稀疏信道结构的过程，在探测稀疏信道结构之后，接收端可以利用较少的导频只估计显著抽头的时域响应。由于显著抽头的数量远远小于非显著抽头的数量，使得估计矩阵的规模大大降低，同时降低了计算复杂度。在估计过程中由于不考虑非显著抽头，非显著抽头上的噪声不会影响整个系统的估计性能，因此基于BEM的双选稀疏信道的两步式探测估计算法规避了大量的噪声影响，提升估计精度。

# 第六章 总结及展望

## 6.1 论文工作总结

OFDM是一种多载波传输技术，OFDM技术既可以被看作一种多载波数字调制技术，也可以被看作是一种频分复用技术。OFDM技术的主要思想是：在频域内将信道划分成若干个相互正交的子信道，在每个子信道上使用一个子载波进行调制，各个子载波相互正交并行传输。传输过程中，为了使各个子载波互不干扰，被划分成的这些子信道必须要满足正交的关系，数据经过信道的传输后，在接收端可以经过解调将原来的信号再恢复出来。OFDM是无线环境中的一种高速传输技术，对于存在多径传播和多普勒频移的无线移动信道有极强的适应性。

无线信道的信道特性很不稳定，通常会随时间和频率发生变化。通常将无线信道的衰落特性分为大尺度衰落和小尺度衰落，在无线通信环境中这两衰落同时存在[10]，大尺度衰落主要用以刻画信号强度随传播距离的增减而降低，小尺度衰落则是刻画在较短距离内信号发生的强度迅速的衰减变化。

在OFDM系统中，常见的信道估计方法包括基于统计特性的盲估计方法、基于判决反馈的信道估计和基于导频的信道估计。本文主要研究基于导频的信道估计算法。基于导频的OFDM信道估计中，有三个主要问题：1）如何设计导频和导频的排布方式，2）接收端通过接收到的导频信息如何估计导频处的信道频域响应，3）获取完整导频处的信道信息后，如何恢复完整的信道频域响应或时域信道冲击响应。

本文深入讨论了OFDM系统中双选择性信道的特性，包括双选择性信道的时域模型、频域特性以及对基于导频的OFDM信道估计算法提出的挑战；由于双选择性信道的特性使得传统的基于导频的信道估计算法力不从心，无法有效的追踪信道变化。因此找到一种可以应对双选择性信道的估计方法已经非常急迫。BEM（基扩展模型）因其可以拟合快速变化的待估计参数，和较少的估计系数，成为了人们建模双选择性信道的首选。但是BEM模型也有其不足之处：

（1）BEM存在系统误差，在基函数选择不当的情况下，BEM的系统误差将大大影响估计性能；

（2）高精度基函数获取困难，高精度基函数在生成时通常需要信道的统计信息或相关特性，这些信息在实际的OFDM系统很难获取；

（3）运算复杂度较高，在信道长度较大的情况下，运算复杂度成的平方次增长。

基于BEM模型以上的不足，本文分别提出了如下改进算法：

（1） 提出了改进的基于LMMSE逆转化方法，降低系统误差，提升估计准确性，仿真结果表明，这种方法可以明显降低系统误差；

（2）提出了一种最优快速生成高精度基函数的方法，仿真结果表明，这两种方法可以大大简化估计过程提升估计性能；

（3）结合信道的稀疏特性，提出了两步式的探测估计算法，大大降低BEM的运算复杂度，并降低噪声对估计结果的影响。

综合仿真结果可知，本文提出的最优DPSS-BEM基函数在不同速度条件下性能均非常优越，由其是在高速移动条件下，优势更加明显。同时本文提出的最优DPSS-BEM建立了DPSS基函数生成时使用的时间半带宽乘积与信道的多普勒频移间的建模。在已知接收端的移动速度条件下可以直接计算多普勒频移，并通过多普勒频移生成最优DPSS基函数，仿真结果表明，这种基函数的性呢好于其他基函数。本文提出的基于BEM的双选稀疏信道的两步式探测估计算法，在大幅降低计算复杂度的同时增加了信道利用率；使用极少导频的条件下任然可获取极高的估计精度。这种优势主要来源于探测稀疏信道结构的过程，在探测稀疏信道结构之后，接收端可以利用较少的导频只估计显著抽头的时域响应。由于显著抽头的数量远远小于非显著抽头的数量，使得估计矩阵的规模大大降低，同时降低了计算复杂度。在估计过程中由于不考虑非显著抽头，非显著抽头上的噪声不会影响整个系统的估计性能，因此基于BEM的双选稀疏信道的两步式探测估计算法规避了大量的噪声影响，提升估计精度。

## 6.2 后续工作展望

由于时间和精力有限，本论文对于OFDM系统中稀疏信道估计技术的研究还不够完善，还有几方面的后续工作需要补充和延伸，具体主要包括以下几个问题：

（1）在提出改进的基于LMMSE逆转化方法中，由于干扰相关特性建模不理想，导致估计精度在高信噪比的条件下提升不明显；

（2）最优快速生成高精度基函数的方法只适用于DPSS基，有待推广。

# 参考文献

[1] 尹长川, 罗涛, 乐光新. 多载波宽带无线通信技术[M]. 北京邮电大学出版社, 2004.

[2] E．TELATAR．Capacity of multi—antenna Gaussian channels[J]．AT&T-Bell Labs Internal Tech．Memo．1995：l-28．

[3] G-J．FOSCHINI．Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas[J]．Bell Labs Technology Journal，1996，1(2)：41-59．

[4] G．D．GOLDEN，G J．FOSCHINI，R．A．VALENZUELA，Detection algorithm and initial laborary results using V··BLAST space-time communication architecture [J]．IEEE electronics Letters，．1 999，35(1)：14—16．

[5] Wubben D, Bohnke R, Rinas J, et al. Efficient algorithm for detecting layered space-time codes[C]. Berlin:ITG-Fachber, 2002: 399-405.

[6] 孙艳华,吴伟陵.基 QR分解V-BLAST检测算法研究和比较[J].无线电工程.2006,36(12):26-29.

[7] Ma W K, Davidson T N, Wong K M. Quasi-maximum likelihood multiuser detection using semi-definite relaxation with application to synchronous CDMA[J]. IEEE Trans Signal Process, 2002, 50(4): 912-922.

[8] Luo J, Pattipati K R, Willett P, et al. Fast Optimal and suboptimal any-time algorithms for CDMA multiuser detection based on branch and bound[J]. IEEE Trans Commun, 2004, 52(4): 632-642.

[9] 孙艳华,张延华,龚萍等.几种MIMO最大似然检测算法心梗与复杂度比较及改进[J].电路与系统学报, 2008, 13(3): 93-99.

[10] Artes H, Seethaler D, Hlawatsch F, et al. Efficient detection algorithms for MIMO channels: a geometrical approach to approximate ML detection[J]. IEEE Signal Process Lett, 2003, 51(11): 2808-2820.

[11] 林云,何丰.MIMO技术原理及应用[M]．北京:人民邮电出版社,2010

[12] Mayer T, Jenkac H, Hagenauer J, et al. Turbo base-station cooperation for intercell interference cancellation[C]. Istanbul: IEEE Int Conf Commun, 2006, 11: 4977-4982.

[13] 张明, 张平, 张建华. 4G无线通信系统的信道特性[J]. 北京邮电大学出版社, 2004.

[14] 索士强，《MIMO技术及其在TD-SCDMA系统中的应用》，大唐移动通信设备有限公司，2006.6

[15] R. Heath and A. Paulraj, Switching between diversity and multiplexing in MIMO systems, IEEE Transactions on Communications, vol. 53, no. 6, Jun. 2000, pp. 962-968

[16] A. Paulraj, Introduction to Space Time Wireless Communication, Cambridge University Press, 2003.

[17] Y. Wen, W. Huang, and Z. Zhang, CAZAC sequence and its application in LTE random access, Proc. ITW‘06, Chengdu, China, 22-26 Oct. 2006, pp. 544-547.

[18] U. Fincke and M. Pohst, Improved methods for calculating vectors of short length in a lattice, including a complexity analysis, Math. Computation, vol. 44, pp.463-471，Apr. 1985

[19] 王世良，MIMO通信系统中接收端检测技术的研究[D],北京邮电大学，2013.4

[20] 任超，MIMO系统检测算法的研究[D]，中国民用航空学院，2006.3

[21] Goliub G H, Van Loan C F. Matrix Computations [M]. The John Hopkins University Press, 1996

[22] 商金花，无线MIMO系统球检测算法的研究[D]，南京邮电大学，2013.2

[23] 郭晓龙，多天线系统中检测技术的研究[D]，北京邮电大学，2013.1

[24] 王申，MIMO系统的研究[D]，天津大学，2006.1

[25] Wubben D, Bohnke R, Rinas J. Efficient algorithms for decoding layered space-time codes. IEEE Electronics Letters. 2001，Oct, vo1.37. pp. 1348-1350.

[26] 王赟，汪晋宽，解志斌 一种改进的排序QR分解MIMO检测算法.信息控制.2008年4月，第37卷第2期.pp.150-154.

[27] G.J. Foschini, “Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multiple antennas,” Bell Labs Technical Journal, vol. 1, no.2, pp.41-59, 1996

[28] P.W Wolniansky, G.J. Foschini, G.D. Golden, R.A. Valenzuela, “VBLAST: An architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel,” invited paper, IEEE ISSSE-98 pp.295-300.Pisa, Italy, 1998.

[29] Maung Sann Maw, Suzuki, H., Reduced Complexity Scheme for MIMO Receiver with Combined ZF-OSIC and ML Detection, Computers & Informatics (ISCI), 2012 IEEE Symposium on

[30] Yu C W, Ma H P. A low complexity scalable MIMO detector.[J]. Association for Computing Machinery, 2006.

[31] E. Agrell, T Eriksson, A. Vardy, and K. Zeger, Closest point search in lattices, IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 48, pp. 2201-2214, Aug. 2002.

[32] U. Fincke, M. Phost Improved methods for calculating vectors of short analysis. Mathematics of Computation, April 1985. length in a lattice including a complexity 44(4): 463-471

[33] Pohst, On the computation of lattice vectors of minimal length, successive minima and reduced basis with applications, ACM SIGSAM, 1981, vol. 15, pp. 37-44

[34] Han H G, Oh S K, Lee S J, et al. Computation complexities of sphere decoding according to initial radius selection schemes and an efficient initial radius reduction scheme [C]. St Louis: IEEE Global Telecommun Conf, 2005: 2354-2358.

[35] 陈发堂，梁涛涛，李小文，LTE-A系统中球形译码检测算法研究[J]，《电子技术应用》，2012

[36] Hassibi B, Vikalo H. On the sphere decoding algorithm I: Expected complexity[J]. IEEE Trans Signal Process, 2005, 53(8): 2806-2818.

[37] 赵兵兵，基于树搜索的MIMO检测算法研究[D],西安电子科技大学，2014.01

[38]

[39]

[40]

[41]

[42]

[43]

[44]

[45]

[46]

# 致谢

在本论文完成之际，首先我要特别感谢我的研究生导师孙松林，这篇论文是在孙老师的悉心指导和大力支持下完成的。从研究方向确定，论文的选题，论文的框架和该方向的研究工作，直至最终本篇论文的撰写，整个过程中，孙老师都给予了细致的指导，提出了很多非常有用的意见和建议。另外，孙老师在学术方面严谨求实的态度和不断创新的进取精神，对我的本篇论文以及整个研究生期间的学习都产生了非常重要的影响。在此表达对孙老师真诚的感谢。

感谢所有在我本科和研究生期间教过我课的老师们，是课堂上知识的积累沉淀，让我有动力，有信心，有能力完成这篇论文。

另外，感谢本实验室的所有同学们，是你们在我研究生期间在学习和生活上给予了巨大的支持和帮助，感谢你们。尤其感谢本实验室无线通信组的组员们，因为有大家的合作和互相帮助，我们的研究工作才得以顺利进行，才有了我本论文中的所有成果，感谢大家！

最后，向在百忙之中抽出时间对本文进行评审并提出宝贵意见的各位专家表示衷心的感谢！

# 作者在读期间的研究成果

[1]