



A Dissertation in Circuits and systems

Research of the key technologies in mine MIMO
communication system

Candidate: Meng Xianmeng

Supervisor: Yao Shanhua

Electrical and Information Engineering School

AnHui University of Science and Technology

No.168, Shungeng Road, Huainan ,232001,P.R.CHINA

独创性声明

本人声明所呈交的学位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。据我所知，除了文中特别加以标注和致谢的地方以外，论文中不包含其他人已经发表或撰写过的研究成果，也不包含为获得安徽理工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谢意。

学位论文作者签名：孟宪猛 日期：2012年6月8日

学位论文版权使用授权书

本学位论文作者完全了解安徽理工大学有保留、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于安徽理工大学。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，允许论文被查阅和借阅。本人授权安徽理工大学可以将学位论文的全部或部分内容编入有关数据库进行检索，可以采用影印、缩印或扫描等复制手段保存、汇编学位论文。（保密的学位论文在解密后适用本授权书）

学位论文作者签名：孟宪猛 签字日期：2012年6月8日

导师签名：姚建化 签字日期：2012年6月8日

摘 要

矿井巷道是受限的非自由空间,信号在这受限的空间内传输会发生反射、散射等现象,形成多径衰落效应。本文对复杂的矿井无线通信环境进行了分析,研究了信号在矿井巷道中的传播特性及影响因素。目前影响矿井无线通信的主要问题是多径衰落效应,而现有的煤矿井下无线通信系统都没能很好的解决,所以本文提出采用多输入多输出(MIMO)技术来对抗信号的多径衰落效应。

MIMO 技术是指在发送端和接收端均采用多天线单元,利用无线信道的多径传播,提高系统可利用的自由度,构建空间多个并行信道,在不增加带宽的情况下,提高数据的传输速率和信号质量。同时 MIMO 的空时编码技术将信道编码技术和阵列处理技术相结合,在不同的天线所发送的信号中引入时间和空间相关性,从而在接收端可以通过空时信号处理获得分集增益和编码增益。

论文首先分析了矿井无线通信的传输环境,讨论了 MIMO 信道的传播特性和容量,建立了矿井 MIMO 的信道模型,并对空间相关性进行了分析,然后对 MIMO 的空时编码技术和 MIMO 信道估计算法进行了分析研究,最后设计了矿井 MIMO 的通信系统,并对系统的性能进行了分析。通过对系统的分析,可以知道 MIMO 系统充分利用了信号的多径传播,另外系统还可以获得分集增益和编码增益,所以 MIMO 技术可以有效对抗矿井巷道的多径衰落,提高通信系统的可靠性。

图 39 表 0 参 59

关键词: 矿井无线通信; 多输入多输出; 多径效应; 空时编码; MIMO 信道估计; matlab;

分类号: TN929.4

Abstract

Mine laneway is limited non-free space, and signal in the limited space transmission will lead to reflection, scattering phenomenon, and form the multi-path fading influence. In this dissertation, the complex wireless communication environment is analyzed in coal mine underground, and signal in the mine laneway propagation and influencing factors are studied. At present, the main problem of mine wireless communication is multi-path fading influence, and the existing underground wireless communication systems could not be a solution for the problem. To solve the problem, the multiple-input multiple-output (MIMO) technology is proposed in the dissertation.

MIMO technology is multi-antenna unit at the sender end and the receiver, using a radio channel the multi-path propagation, which improve the system available freedom, construct more parallel channel in the space, and improve the data transfer rate and signal quality without increasing the bandwidth. At the same time, the space-time codes technology of the MIMO system combine channel coding technology and array processing technologies, which introduces the time and space correlation of the sending signal in different antenna. The communication system can also get the sub-set gain and coding gain through space-time signal processing in the receiver.

In this dissertation, the environment of the mine wireless communication transmission is analyzed firstly, the propagation characteristics and capacity of the MIMO channel are discussed, the channel models of MIMO system is set up, and spatial correlation is analyzed. Then several space-time coding techniques of MIMO communication system are analyzed, and channel estimation of MIMO system is discussed. At last, mine MIMO band communication system is designed, and the performance of the system is studied. According to analysis and research of the communication system, MIMO system makes full use of the multi-path propagation, besides, the system can also get diversity gain and encoding gain, so MIMO technology can be effective against the mine roadway multi-path fading and improve the reliability of the communication system.

Figure 39 table 0 reference 59

Key Words: mine wireless communication, mimo, multi-path effect, space-time codes, mimo channel estimation, matlab

Chinese books catalog: TN929.4

目 录

摘 要	I
Abstract	II
1 绪论	1
1.1 课题的研究背景与意义	1
1.2 MIMO 技术的特点及研究现状	1
1.3 本文主要的研究内容和章节安排	2
2 矿井无线通信技术	5
2.1 矿井无线通信的特点	5
2.1.1 矿井无线通信环境的分析	5
2.1.2 矿井巷道电磁波的传播特性	7
2.1.3 煤矿井下通信设备的要求	7
2.2 现有矿井无线通信系统的分析	8
2.3 矿井抗多径衰落分析	9
2.4 本章小结	10
3 MIMO 信道传播特性及容量分析	11
3.1 MIMO 系统模型	11
3.2 MIMO 信道传播特性	12
3.2.1 大尺度衰落	13
3.2.2 中尺度衰落	13
3.2.3 小尺度衰落	13
3.2.4 信道扩展	14
3.3 矿井 MIMO 信道模型	17
3.3.1 矿井 MIMO 信道的 GBDB 模型	18
3.3.2 空间相关函数分析	19
3.3.3 空间相关性仿真分析	20
3.4 MIMO 信道的容量	22
3.5 本章小结	25
4 MIMO 空时编码技术	27

4.1 MIMO 空时编码技术及设计准则	27
4.1.1 空时编码技术.....	27
4.1.2 空时编码设计准则.....	28
4.2 分层空时码.....	29
4.2.1 分层空时编码模型.....	29
4.2.2 分层空时编码方案.....	30
4.2.3 分层空时译码方法.....	32
4.3 空时格型编码.....	33
4.3.1 空时格型编码系统模型.....	33
4.3.2 空时格码的编码.....	34
4.3.3 空时格码的译码.....	35
4.4 空时分组编码.....	35
4.4.1 空时分组码的编码.....	35
4.4.2 空时分组码的译码.....	36
4.5 本章小结.....	38
5 MIMO 系统的信道估计	39
5.1 平坦衰落 MIMO 的信道估计	39
5.1.1 最大似然(ML)估计算法.....	40
5.1.2 最小二乘(LS)估计算法	40
5.1.3 最小均方误差(MMSE)估计算法	41
5.1.4 平坦衰落下信道估计算法性能比较.....	41
5.2 频率选择性衰落 MIMO 的信道估计	44
5.2.1 最大似然估计算法.....	44
5.2.2 最小二乘估计算法.....	45
5.2.3 最小均方误差估计算法.....	45
5.2.4 频率选择衰落下信道估计算法性能比较.....	46
5.3 导频序列的设计.....	48
5.4 本章小结.....	49
6 矿井 MIMO 系统的设计及性能分析	51

6.1 MIMO 通信系统的设计	51
6.1.1 CRC 校验	52
6.1.2 RS 编码与解码	52
6.1.3 MPSK 调制与解调	53
6.1.4 MIMO 空时编码	54
6.2 信道	55
6.2.1 AWGN 信道	55
6.2.2 瑞利多径衰减信道	55
6.3 信道估计	57
6.4 系统性能仿真	57
6.4.1 系统性能仿真指标	57
6.4.2 系统仿真流程	58
6.4.3 仿真参数设置	59
6.5 仿真结果分析	59
6.6 本章小结	62
7 总 结	63
7.1 结论	63
7.2 展望	63
参考文献	65
致谢	68
作者简介及读研期间主要科研成果	69

Contents

Abstract	I
1 Introduction.....	1
1.1 Research background and Significance	1
1.2 The characteristics and the current research status of MIMO technology... 1	
1.3 The main research contents and chapters arranged.....	2
2 Mine Wireless Communication Technology	5
2.1 The characteristics of mine wireless communication	5
2.1.1 Mine wireless communication environment analysis	5
2.1.2 Electromagnetic waves propagation characteristics of mine	7
2.1.3 Communication equipment requirements for coal mine.....	7
2.2 Existing Mine Communication system analysis	8
2.3 Analysis of anti-multipath fading in mine communications.....	9
2.4 The chapter summary.....	10
3 MIMO channel propagation properties and capacity analysis.....	11
3.1 MIMO system model	11
3.2 MIMO channel propagation propertie	12
3.2.1 Large-scale decline	13
3.2.2 Mesoscale decline	13
3.2.3 Small scale decline.....	13
3.2.4 Channel expansion	14
3.3 Mine MIMO channel model	17
3.3.1 GBDB model of mine MIMO channel	18
3.3.2 The spatial correlation function analysis	19
3.3.3 The spatial correlation simulation analysis.....	20
3.4 The capacity of MIMO channel	22
3.5 The chapter summary.....	25
4 The space-time coding technology of MIMO system.....	27
4.1 MIMO space-time coding technology and design criteria.....	27

4.1.1 The space-time coding technology	27
4.1.2 Design criteria of the space-time coding technology	28
4.2 Layered space-time coding	29
4.2.1 Layered space-time coding model	29
4.2.2 Layered space-time coding scheme	30
4.2.3 Layered space-time decoding scheme	32
4.3 Space-time trellis coding	33
4.3.1 The system model of space-time trellis coding	33
4.3.2 Space-time trellis code coding	34
4.3.3 Space-time trellis code decoding	35
4.4 Space-time block coding	35
4.4.1 Space-time block code coding	35
4.4.2 Space-time block code decoding	36
4.5 The chapter summary	38
5 The channel estimation of MIMO system	39
5.1 The flat decline of MIMO channel estimation	39
5.1.1 Maximum Likelihood estimation algorithm	40
5.1.2 Least Squares estimation algorithm	40
5.1.3 Minimum Mean Square Error estimation algorithm	41
5.1.4 The flat decline performance of estimation algorithm	41
5.2 Frequency selective decline of MIMO channel estimation	44
5.2.1 Maximum Likelihood estimation algorithm	44
5.2.2 Least Squares estimation algorithm	45
5.2.3 Minimum Mean Square Error estimation algorithm	45
5.2.4 Frequency selective decline performance of estimation algorithm	46
5.3 The design of the frequency sequences	48
5.4 The chapter summary	49
6 The design and performance analysis of mine MIMO baseband system	51
6.1 The design of MIMO communication system	51

6.1.1 CRC checking	52
6.1.2 RS encoding and decoding.....	52
6.1.3 QPSK modulation and demodulation	53
6.1.4 MIMO space-time coding	54
6.2 Channel	55
6.2.1 AWGN channel.....	55
6.2.2 Rayleigh multipath channe	55
6.3 The channel estimation	57
6.4 System performance simulation.....	57
6.4.1 System performance simulation index.....	57
6.4.2 Simulation process.....	58
6.4.3 Simulation parameters setting.....	59
6.5 The analysis of Simulation results	59
6.6 The chapter summary.....	62
7 Conclusion	63
7.1 Conclusion	63
7.2 Prospect.....	63
Reference	65
Thanks.....	68
Resume of author	69

1 绪论

1.1 课题的研究背景与意义

随着全球经济的快速增长,能源的需求不断增长,煤炭作为能源结构的主题,具有非常重要的地位。由于煤矿井下特殊的工作环境,使煤矿的生产具有极高的危险性,就需要一个监控系统对煤矿安全生产进行实时监测,因此矿井通信系统的有效性和可靠性是煤矿安全生产的重要保障。由于煤矿井下开采规模的不断扩大和生产现代化程度的不断提高,对通信系统要求也在不断的提高,要求通信信息能够准确、快速的传递。为了达到这一要求,越来越多的通信新技术被应用在煤矿井下的通信系统中。

我国的煤炭开采主要以井下为主,然而由于煤矿井下巷道数目众多、矿井作业地点分散,工作环境恶劣、人员流动性大,极易发生安全事故^[1]。为了使煤矿能够安全生产,需要建立一个功能比较完全的全矿井无线信息系统,这一系统能够完成移动通信调度、机车的无线定位和导航、人员定位与追踪、矿井环境无线安全监测等任务^[2]。与矿井有线通信相比,矿井无线通信具有成本低廉、设备维护上容易实现等优点,但在实际的矿井无线通信系统中存在着严重的问题,受到多径衰落的影响。多径衰落会破坏信号的传输特性,产生码间干扰,使无线通信系统的质量下降,降低了通信系统的可靠性^[3-5]。

现有的矿井无线通信系统都没能很好的解决信号的多径衰落效应,针对这一问题,本文提出了 MIMO 技术在煤矿井下的应用,研究了矿井 MIMO 通信系统的关键技术,设计了矿井 MIMO 通信系统,并分析了该通信系统的性能。MIMO 技术在多径衰落条件下可以有效提高数据速率和系统容量,并且系统可以获得分集增益和编码增益。通过对系统的分析研究,得出 MIMO 技术可以有效的抗多径衰落,提高矿井无线通信系统的质量。

1.2 MIMO 技术的特点及研究现状

MIMO(多输入多输出-Multiple-Input Multiple-Output)技术是指在系统的发射端和接收端均采用多天线单元,利用无线信道的多径传播,开发空间资源,产生有效的空间多并行传输信道,使发射的信号具有空间相关性,在接收端采用空时信号处理技术,可以显著的提高数据传输速率和通信质量,是现代无线通信领域的重大突破^[6,7]。

无线通信的系统一般会受到码间干扰、信号衰落和同频道的干扰的影响^[8]。码间干扰和信号衰落主要是由信号的多径传播引起的，同频道的干扰一般是由共用用户或未知干扰源产生的。对抗信道衰落可以通过分集技术来处理，码间干扰可以采用均衡技术来消除，共信道的干扰可以采用自适应波束形成或者多用户检测技术来消除，但是它们都会造成系统复杂度的增加。而 MIMO 技术则不同，采用阵列天线技术，利用信号的空间相关性，具有以下特点^[9]：

(1) 利用或减轻多径衰落：MIMO 技术能够充分利用多径的各种发射和合成技术，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或者多用户检测技术来对共道干扰进行有效抑制和消除。

(3) 减小发射功率，提高频谱利用率：因为天线阵列技术可以减小共道干扰和多径衰落的影响。

从 20 世纪 90 年代开始，国内外的许多学者对 MIMO 技术就开始大量的研究。近年来，对 MIMO 技术的研究主要包括以下几个方面^[10-15]：

- (1) MIMO 信道模型的建立和信道容量的分析；
- (2) 多用户 MIMO 系统的研究；
- (3) MIMO 空时编码技术和预编码技术的研究；
- (4) MIMO 系统信道估计、均衡技术的研究；
- (5) MIMO 天线选择技术的研究。

对于 MIMO 技术在陆地通信的研究越来越成熟，而对 MIMO 技术在矿井中的研究还处于初级阶段，主要是因为煤矿井下通信环境非常复杂。矿井复杂的环境影响无线通信技术在煤矿井下的应用，并且一直是矿井无线通信研究的难点。

1.3 本文主要的研究内容和章节安排

本文的重点是对矿井 MIMO 通信系统的关键技术进行研究，分析 MIMO 无线信道传播特性与信道容量，分析了 MIMO 空时编解码方法，讨论 MIMO 的信道估计方法，最后设计了矿井 MIMO 频带通信系统，并对系统的性能进行仿真和分析。

本文章节内容安排如下：

第一章，介绍了论文研究的背景及意义，简明阐述了 MIMO 技术的特点及研究现状。

第二章，分析了矿井无线通信的环境及存在的主要问题，并对矿井巷道的电

磁波传播特性进行了分析，分析现有的矿井无线通信系统，最后分析了矿井抗多径衰落，提出 MIMO 技术的可行性。

第三章，分析了 MIMO 信道的传播环境，建立了矿井的 MIMO 信道 GBDB 信道模型，并讨论了信道的空间相关性，最后分析了瑞利衰落下 MIMO 的信道容量。

第四章，简单分析了空时编码技术的设计准则，然后介绍了几种空时编码技术的编码和译码方法。

第五章，分析信道估计的作用，介绍了信道估计的种类，首先讨论了平坦衰落情况下 MIMO 信道估计的算法，在此基础上，推广到频率选择性衰落信道，并对它们的信道估计算法进行了仿真分析，最后对导频序列的设计进行了研究。

第六章，结合矿井无线通信的实际环境，设计了矿井 MIMO 通信系统，选用合适的空时分组编码方法，在多径信道下，对采用不同的调制的矿井 MIMO 通信系统的性能进行分析。

第七章，对本文所做工作进行归纳和总结，并对以后的工作进行展望。

2 矿井无线通信技术

无线通信是在自由空间中通过电磁波进行信息交换的一种通信方式。近年来,无线通信技术得到迅速的发展,像超宽带技术(UWB)、正交频分复用技术(OFDM)、多天线技术(MIMO)等,在陆地通信中都得到广泛的应用,很好的解决了无线通信的传输速率低、频谱资源有限等难题^[16-18]。此外,无线通信系统设备维修和维护也非常的方便简单。矿井无线通信环境比陆地无线通信环境复杂了很多,煤矿井下电磁波的传播受到多种因素的影响,如受限的非自由传播空间、隧道截面几何尺寸、巷道的走向、巷道壁表面粗糙、煤岩层材料电磁参数、液压金属支柱、大功率机电设备、动力电缆与铁轨、流动的运输机车以及巷道内分布的各种易燃气体等^[19]。复杂的无线通信环境导致电磁波传播也异常复杂,然而矿井无线通信对煤矿井下的安全生产和突发事件的抢险救灾有着非常重要的作用。因此,矿井无线通信是一个值得研究的课题。

2.1 矿井无线通信的特点

2.1.1 矿井无线通信环境的分析

煤矿井下的工作环境非常特殊,无论是巷道,还是采掘的工作面,空间都非常狭窄,呈现隧道形状,使得无线电波的传播空间是非自由的,巷道内有各种物体和机电设备,巷道表面粗糙,并且巷道倾斜、有拐弯和分支,这些构成矿井无线通信环境的复杂性和特殊性,如图1所示。无线信号在矿井巷道内传输,不仅会被吸收,而且还会被多次反射、折射和散射,产生严重的多径衰落效应。

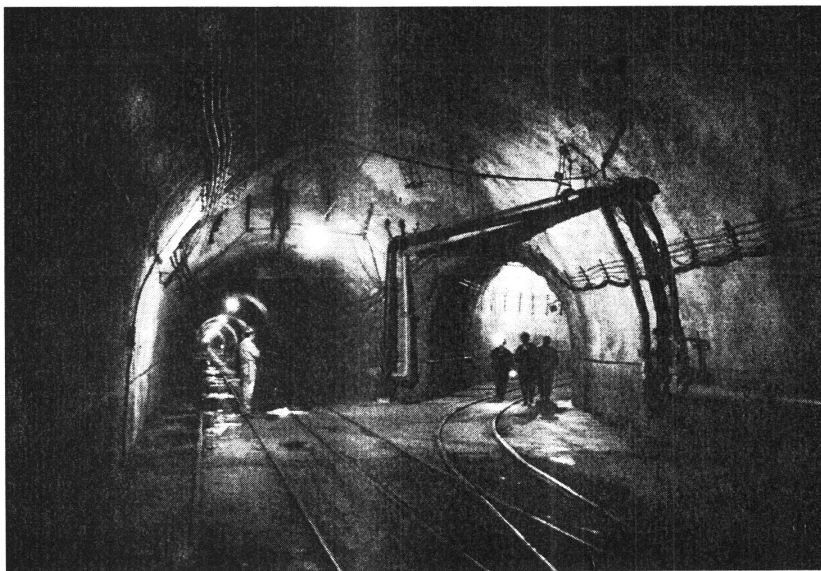


图 1 矿井巷道

Fig.1 Mine laneway

和陆地无线通信环境相比，矿井无线通信环境具有自身的特殊性，主要表现在下面几个方面^[20]：

(1) 随着煤矿生产现代化越来越高，大量的高机械化和自动化的采矿和机电设备用于煤矿的安全生产，然而井下巷道空间比较的窄小，各种机电设备则相对集中，因此环境中的电磁干扰严重。

(2) 电磁波在矿井巷道传播时，会产生严重的路径损耗。因为煤层、岩石、土壤、粉尘和水分都会吸收电磁波，造成电磁波的传输衰减。

(3) 信号在矿井巷道传播时，巷道中的各种物体和巷道壁会对信号进行反射、折射等，产生多径传播现象，接收端会收到经过若干次反射和散射的干扰信号，这些信号会破坏有用信号的传播特性，影响了通信系统的可靠性，也就降低了通信信号的传输距离。

(4) 随着煤矿巷道的后续，延伸和走向错综复杂，并处于地层深处，要实现无线通信系统对整个矿井的覆盖就非常的困难。

(5) 煤矿井下是一个移动的工作环境，随着通信技术的发展，矿井通信系统将对煤矿安全生产调度与事故的抢险救灾起着重要的作用，要求通信系统具有较大的信道容量和较高的可靠性。

无线电波在地面传输会受到大尺度衰落、阴影衰落和多径衰落的影响^[21]，而在矿井无线通信系统中，这三种衰落也同样存在，对矿井无线通信的影响更为严重，由于矿井巷道的土壤和巷道壁会对信号的传播进行吸收、反射和散射，使得

电磁波的传播途径变得十分复杂，再加上大功率机电设备所产生的电磁干扰，所以多径衰落是矿井无线通信的最主要衰落。对于矿井存在的大尺度衰落和阴影衰落，则可以通过增大小区覆盖来解决，但对于多径衰落问题，由于影响因素比较的复杂，没有可行的理论依据，一直影响着矿井无线通信系统的可靠性，影响了矿井无线通信的发展^[22]。

2.1.2 矿井巷道电磁波的传播特性

煤矿井下环境比较复杂，矿井巷道的生产环境和地质条件都会对通信频率造成影响。随着矿井无线通信技术的发展，电磁波在矿井巷道中的传播特性引起了广泛关注。通过大量的实验和研究分析，得出矿井巷道对电磁波的自由传播的影响形式如图 2 所示^[23-25]。

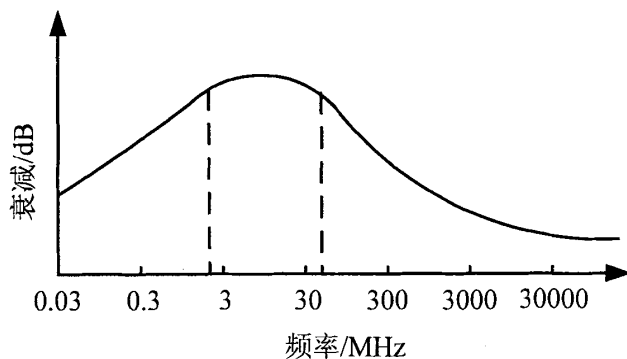


图 2 井下巷道中电磁波的传输特性

Fig.2 Electromagnetic waves propagation characteristics of mine

从图 2 中可以看出，在低频以及中频的低端，衰减随着频率的增加而增大，低频信号在矿井巷道的传输距离短，这主要是低频信号的波长和隧道尺寸差不多，电磁波在巷道内会进行多次反射和吸收，造成能量的损耗。

在中频高端和高频频段时，电磁波传输衰减达到最大值；进入甚高频后，衰减随频率的增加而减小。这主要是在甚高频的情况下，矿井巷道的电磁波特性类似于波导，因而在频率较高的情况下，无线电信号可以有效地传输。所以在煤矿井下采用高频率无线电通信可以有效地进行信号传输，同时空间电磁波对高频通信产生的干扰也较小。

2.1.3 煤矿井下通信设备的要求

(1) 信道容量大；随着矿井信息化的不断提高，越来越多通信设备应用到煤矿

井下，它将实时监控煤矿的安全生产和完成事故的抢险救灾，因此要求系统的信道容量要大。

- (2) 设备体积小；因为矿井巷道空间比较的窄，通信设备的移动和安装都受到了限制，因此要求设备的体积和天线都不宜过大。
- (3) 抗干扰能力强；由于矿井巷道空间窄小和大功率机电设备的大量使用，造成巷道内电磁干扰严重，因此要求设备的抗干扰能力要强。
- (4) 传输距离长；由于巷道比较的狭长，延伸和走向错综复杂，因此要求通信系统的覆盖范围大，传输距离要长。
- (5) 防护性能好；煤矿巷道比较潮湿，并且存在大量一氧化碳、瓦斯等爆炸性气体，要求设备必须具有防潮、防尘、防爆等性能。

2.2 现有矿井无线通信系统的分析

由于矿井无线通信环境的恶劣，使得电磁波传播受到严重影响。另外，矿井巷道内还有严重的多径衰落问题，矿井无线通信技术要远远落后陆地的无线通信技术。由于对矿井巷道的电磁波传播特性及抗多径衰落理论还处于进一步发展阶段，还没形成完整的理论，所以陆地的很多无线通信技术还不适用煤矿井下。目前应用到煤矿井下无线通信系统主要以下几种。

(一) 透地通信系统

透地通信是以大地为电磁波传播媒介，无线电穿透大地的无线电通信方式^[26,27]。目前在矿井应用的主要是澳大利亚开发设计的个人寻呼设备PED (Personal Emergency Device)，主要用于井下的应急人员救灾通信。该系统主要由传输设备、PED软件及接收机组成，PED系统采用超低频信号，并且具有强大的发射系统，其发射信号可以穿透岩层并可到达井下任何位置，但超低频透地通信存在电磁干扰大、信道容量小、单向通信、施工难度大等缺点，越来越不能满足现代煤矿井下通信的要求。

(二) 感应通信系统

感应通信是利用巷道内的导体，或通过架设专用感应线进行导波的通信方式^[28]。离导体越近，感应的效果较好，离导体的距离远时感应就不稳定，并且巷道内导体的多样性，会对感应通信产生很大的影响。感应通信信号传输的距离一般都较短，在通信距离较近时，可直接进行通信；在远距离通信时，需通过中继器实现感应通信。感应通信的工作频率一般为中频段，所以存在着电磁干扰严重、信道容量小、发射天线体积大等缺点。目前我国感应通信系统没有得到广泛应用，只在部分煤矿得到应用。

（三）漏泄通信系统

矿井漏泄通信系统主要利用漏泄电缆的无线电信号辐射漏泄来远离实现无线通信^[29]。对于漏泄通信系统，电磁波主要利用同轴电缆的导向作用来进行传输的，因此外界环境对通信系统的影响较小。然而泄露电缆的大量使用，造成系统整体的成本高，抗故障能力差，且系统维护不方便。

（四）矿用小灵通无线通信系统

矿用小灵通无线通信系统按照煤矿安全相关标准，对陆地的小灵通系统进行安全技术处理和移植，延伸到煤矿井下运用^[30]。由于其覆盖范围小、抗干扰能力差、容量小，使用过程中常出现掉话，频繁切换等问题，所以不能保障煤矿井下的安全生产。

2.3 矿井抗多径衰落分析

从上述的分析得出，由于煤矿井下无线通信环境的特殊性，使得多径衰落成为矿井无线通信最主要问题。多径效应会破坏信号传输特性，导致码间干扰，使系统的误码率的上升，直接影响了矿井通信系统的有效性和可靠性。

为了消除多径衰落，目前抗多径衰落方案一般采用分集接收技术，并且是以RAKE接收技术为主，其基本原理为：发射机发出的传输信号，在传输过程中受到不同物体的反射、折射和衍射后，形成多路信号，在到达接收机时每路信号载波具有不同的时延，形成多径信号。接收端对接收的多径分量进行延时和相位校正，按一定的准则进行加权合并，使输出信噪比达到最大，有效的利用多径分量，减小了多径衰落的影响^[31,32]。然而由于多径信号的相互独立，并且能量不相等，如果多径路数过多，多径信号能量的分散使得信道估计比较复杂，降低了准确度，从而导致RAKE接收性能的明显下降，并且RAKE接收机的复杂度很高，实现起来比较困难。

MIMO技术不同于RAKE分集接收技术，MIMO技术利用信号的多径传播，构建空间多个并行信道，提高了系统可以利用的自由度，在不增加带宽的情况下，提高数据传输速率和信号质量。同时MIMO系统采用空时编码技术，使系统在接收端可以获得分集增益和编码增益，所以MIMO技术可以减小多径衰落的影响，提高了通信系统的质量。

由于矿井巷道的吸收损耗和多径衰落效应，使得矿井无线通信系统不能实现远距离和大容量传输，另外煤矿井下通信设备的特殊要求，矿井的通信设备也不能够增大发射功率来提高通信系统的可靠性。MIMO技术充分利用信号的多径传

播，在空间内构建多个并行信道，有效的抑制信号的多径衰落，从而提高通信系统的可靠性。所以 MIMO 技术应用在矿井无线通信系统中可以很好解决信号的多径衰落问题。

2.4 本章小结

本章首先分析了矿井无线通信的环境特点及电磁波在煤矿井下的传输特性，然后分析了现有矿井无线通信系统的特点，最后对矿井的抗多径衰落进行了研究，提出采用 MIMO 技术解决矿井巷道的多径衰落问题。

3 MIMO 信道传播特性及容量分析

传统的无线通信系统是单输入单输出(SISO)系统,此系统的信道容量一直受到 Shannon 容量的限制,不管使用哪种调制技术、编码方法,一直没有突破这一物理限制。随着无线通信技术的发展,越来越多的用户,以及用户需求越来越高的数据传输速率,要求通信系统的容量必须得到提高。无线通信系统可以通过采用分集技术或者提高发射功率来提高系统的容量。目前通信系统主要采用多天线技术来获得接收分集增益,接收端采用多天线结构,而发射端仍采用单天线结构,即 SIMO 系统。在实际的应用中,为了减小移动终端的复杂度和体积,接收端采用单天线单元,而发射端采用多天线单元来获得发射分集增益,即 MISO 系统。

根据 SIMO 系统和 MISO 系统的特点,进一步发展产生了 MIMO 系统,MIMO 系统在发射端和接收端都使用多天线阵列单元,能够将发射和接收分集技术合并,充分利用信号的空间资源,在不增加带宽和发射功率的前提下,提高了无线通信系统的信道容量和数据传输速率,是无线通信领域的重大技术突破。

3.1 MIMO 系统模型

MIMO 系统模型如图 3 所示,发射信号通过有散射介质的无线信道的传输到达接收端,假设发射端的天线数目为 N_T ,接收端的天线数目为 N_R 。

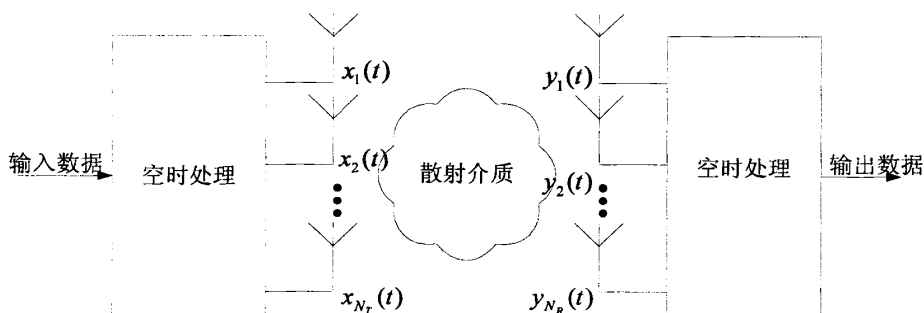


图 3 MIMO 系统模型

Fig.3 The MIMO system model

发射端的天线阵列信号表示为 $\mathbf{x}(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_{N_T}(t)]^T$, 式中 $[\bullet]^T$ 为矩阵的转置, $x_i(t)$ 表示发送端的第 i 根天线的发射信号。同理,接收端的天线阵列信号为 $\mathbf{y}(t) = [y_1(t), y_2(t), \dots, y_{N_R}(t)]^T$, 式中 $y_j(t)$ 表示接收端的第 j 根天线的接收信号。

在平坦衰落信道下,每对收发天线间的子信道的衰落分布可以近似成瑞利衰落, MIMO 的各个子信道建立为^[33]:

$$h_{j,i}(\tau, t) = h_{j,i}(t)\delta(\tau - \tau_0) \quad (3-1)$$

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

于是平坦衰落 MIMO 系统模型为:

$$\mathbf{Y} = \mathbf{H}\mathbf{X} + \mathbf{Z} \quad (3-2)$$

式中, $\mathbf{Z}$ 为信道的高斯白噪声矩阵, 均值为零。

在频率选择性衰落下, MIMO 信道的信道矩阵可以表示为^[33]:

$$\mathbf{H}(\tau) = \sum_{l=1}^L \mathbf{H}^l \delta(\tau - \tau_l) \quad (3-3)$$

$$\text{式中, } \mathbf{H}(\tau) \in C_{N_R \times N_T}, \text{ 且 } \mathbf{H}^l = \begin{pmatrix} h'_{11} & \dots & h'_{1N_T} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h'_{N_R1} & \dots & h'_{N_R N_T} \end{pmatrix}_{N_R \times N_T}, \mathbf{H}^l \text{ 为一个复矩阵, } h'_{j,i} \text{ 为发射}$$

天线 i 到接收天线 j 的信道传输系数。

在频率选择性衰落下, MIMO 信道离散模型可以表示为:

$$\mathbf{y}_n = \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{H}^l \mathbf{x}_{n-1} + \mathbf{z}_n \quad (3-4)$$

式中, $\mathbf{z}_n$ 为信道的高斯白噪声矩阵, 均值为零。

3.2 MIMO 信道传播特性

无线通信是指无线电波通过传播媒介来实现的。由于受到无线信道的影响, 信号在实际的信道中传播不仅会有衰减, 而且还会受到各种障碍物的阻挡。无线信道的衰落主要有大尺度衰落、中尺度衰落和小尺度衰落三大类^[34]。大尺度衰落表征了由于移动终端的长距离运动而引起的平均接收信号的衰落, 描述了接收信号在长距离范围内场强的缓慢变化。中尺度衰落描述的是阴影衰落, 是指无线电波在传播路径上遇到高大障碍物产生的阴影区, 引起场强中值电平上的缓慢变化, 变化服从正态分布。小尺度衰落描述的是短时间或短距离内接收信号在振幅和相位上的快速变化, 主要是由于无线电波在传播过程中受到各种障碍物的反射、散射和吸收造成的多径效应和信道的时变特性引起的。然而在实际的无线信道衰落中, 大尺度衰落和小尺度衰落是同时存在的。

3.2.1 大尺度衰落

大尺度衰落是指接收信号由于受到发射机和接收机之间的显著地形特征影响，与时间、传输距离和载波频率等因素有关，对于任意的传输距离，大尺度衰落的平均路径损耗为^[34]：

$$\zeta(t, d) \propto \left(\frac{d}{d_0}\right)^n, \text{ 或 } \zeta(t, d)[\text{dB}] = \zeta(t, d_0)[\text{dB}] + 10n \log\left(\frac{d}{d_0}\right) \quad (3-5)$$

式中， d 为传播距离， d_0 是参考距离， n 为路径损耗指数。

3.2.2 中尺度衰落

中尺度衰落描述的是信号在长距离传输时，被障碍物阻挡而引起接收信号的缓慢变化，又称为阴影效应。对于任意距离，衰落分布服从正态分布，路径衰落为^[34]：

$$\zeta(t, d)[\text{dB}] = \zeta(t, d_0)[\text{dB}] + 10n \log\left(\frac{d}{d_0}\right) + X_\sigma(t) \quad (3-6)$$

式中， $X_\sigma(t)$ 为高斯随机变量，均值为零，标准差为 σ 。

3.2.3 小尺度衰落

小尺度衰落主要是指由于信号的多径传播，使信号发生反射、折射等现象，导致接收信号在振幅和相位上的快速变化，又可以被称之为多径衰落。多径传播主要是由于无线传播环境的影响，在无线电波的传播路径上发生了吸收、反射和散射，这样当无线电波到达接收端时，接收的信号是由不同路径来的多个信号的叠加而成的。信号的多径传播是个复杂的现象，如图 4 所示。

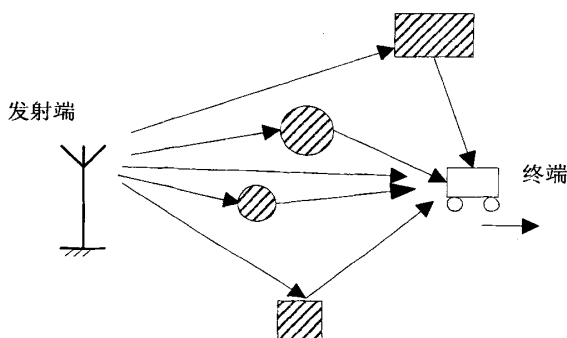


图 4 多径信号传播模型

Fig.4 Multi-path signal propagation model

小尺度衰落的分布主要有：

(1)瑞利(Rayleigh)分布

当传输信号通过多径信道到达接收端时，信号的所有传播路径都受到了衰落，不存在直射路径，则由多径衰落引起的接收信号幅度 γ 服从瑞利分布^[35]：

$$f(\gamma) = \begin{cases} \frac{\gamma}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{\gamma}{2\sigma^2}\right), & 0 \leq \gamma \leq \infty \\ 0, & \gamma < 0 \end{cases} \quad (3-7)$$

其中， σ 表示接收信号的均方根(rms)， σ^2 表示接收信号包络的时间平均功率。

(2)莱斯(Ricean)分布

当传输信号通过多径信道到达接收端时，收发之间存在直射路径，则接收信号的幅度服从莱斯分布^[35]：

$$f(\gamma) = \begin{cases} \frac{\gamma}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{\gamma^2 + A^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{A\gamma}{\sigma^2}\right), & 0 \leq \gamma \leq \infty, 0 \leq A \\ 0, & \gamma < 0 \end{cases} \quad (3-8)$$

其中， A 是主信号幅度峰值， $I_0(\bullet)$ 表示第一类零阶贝塞尔函数。贝塞尔函数常用莱斯因子 K 来描述，可以被定义为 $K = A^2 / 2\sigma^2$ ，式中 σ^2 表示多径分量的方差。当 A 趋于0时，主信号幅度减小，小尺度衰落的分布就会从莱斯分布转变为瑞利分布。

(3) Nakagamim 分布

当经过多径传播的信号幅度和相位都随机分布时，由多径衰落引起的接收信号幅度 γ 服从 Nakagamim 分布^[35]：

$$f(\gamma) = \frac{2m^m \gamma^{2m-1}}{\Gamma(m) \sigma^{2m}} \exp\left(-\frac{m\gamma^2}{\sigma^2}\right), m \geq \frac{1}{2} \quad (3-9)$$

其中， $\Gamma(m)$ 是伽马函数， $\Gamma(m+1) = m!$, m 是衰减系数。

3.2.4 信道扩展

无线通信系统的性能受到无线传输信道特性的影响，与信道特性有关的有多普勒扩展、时延扩展、和角度扩展，下面分别对它们进行介绍。

(1)多普勒扩展

多普勒扩展是一种由多普勒频移现象造成接收信号的衰落过程的频率扩散，多普勒扩展引起的衰落与时间有关，可以根据多普勒功率谱求得信道多普勒扩展。假设散射体均匀分布在接收机的周围，此时功率谱为：

$$S(f) = \frac{3\sigma_x^2}{2\pi f_d} \left\{ 1 - \left[\frac{f - f_c}{f_d} \right]^2 \right\}^{\frac{1}{2}} \quad (3-10)$$

式中, σ_x^2 为接收信号的方差。

经典多普勒功率谱如图 5 所示。

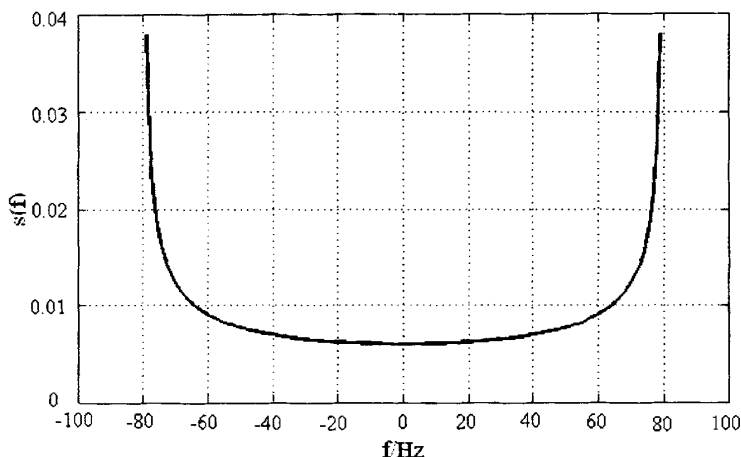


图 5 多普勒功率谱

Fig.5 Doppler power spectrum

(2) 时延扩展

多径信号在传播时, 由于相互独立性, 使得每条路径信号的时延和衰减系数各不相同的, 接收信号在时域的扩展称为时延扩展, 它会导致信道的频率选择性衰落。时延扩展 τ_d 定义为所有接收路径中的最大时延。

当信道的时延扩展大于码元宽度时, 就会影响相邻的码元, 产生码间干扰, 因此, 为了消除码间干扰, 要求最大时延扩展要小于单个码元的持续时间。

(3) 角度扩展

对于信号的多径传播, 各个路径信号在接收机上到达方向的扩展, 称为角度扩展。由于角度扩展的存在, 接收天线的空间位置影响了接收信号的大小, 导致信号的空间选择性衰落, 所以角度扩展是产生空间选择性衰落的主要因素。空间选择性衰落常用相干距离来描述, 相干距离定义为信道衰落保持常数的空间范围, 它与角度扩展存在着一定的关系, 即相干距离越短, 角度扩展就越大。

令 $f(\theta)$ 表示角度谱函数, σ_{AS} 表示角度扩展, 则可以用角度谱 $f(\theta)$ 来表示角度扩展 σ_{AS} [36]:

$$\sigma_{AS} = \sqrt{\frac{\int_{-\pi}^{\pi} (\theta - \bar{\theta})^2 f(\theta) d\theta}{\int_{-\pi}^{\pi} f(\theta) d\theta}} = \int_{-\pi}^{\pi} (\theta - \bar{\theta})^2 f(\theta) d\theta \quad (3-11)$$

$$\text{式中, } \bar{\theta} = \frac{\int_{-\pi}^{\pi} \theta f(\theta) d\theta}{\int_{-\pi}^{\pi} f(\theta) d\theta} = \int_{-\pi}^{\pi} \theta f(\theta) d\theta.$$

其中典型的角度谱主要有：

➤ 均匀分布角度谱

均匀分布角度谱是最常见的一种角度谱，它表示接收到的多径信号的功率密度在 $[-\pi, \pi]$ 上均匀分布^[36]，即：

$$f(\theta) = \frac{1}{2\pi} \quad \theta \in [-\pi, \pi] \quad (3-12)$$

➤ 拉普拉斯分布角度谱

拉普拉斯分布角度谱是信道参数在测量基础上进行估计得到的一种角度谱，表达式为^[36]：

$$f(\theta) = \frac{1}{\sqrt{2}\sigma_{AS}} \exp\left(-\frac{\sqrt{2}}{\sigma_{AS}} |\theta - \bar{\theta}|\right) \quad \theta \in [-\pi, \pi] \quad (3-13)$$

拉普拉斯分布角度谱的方向性较强。由于基站的天线比较高，接收的多径信号的功率密度会集中在小角度范围内，所以基站接收信号的功率分布特性可以用拉普拉斯分布角度谱进行很好的描述，如图 6 所示。

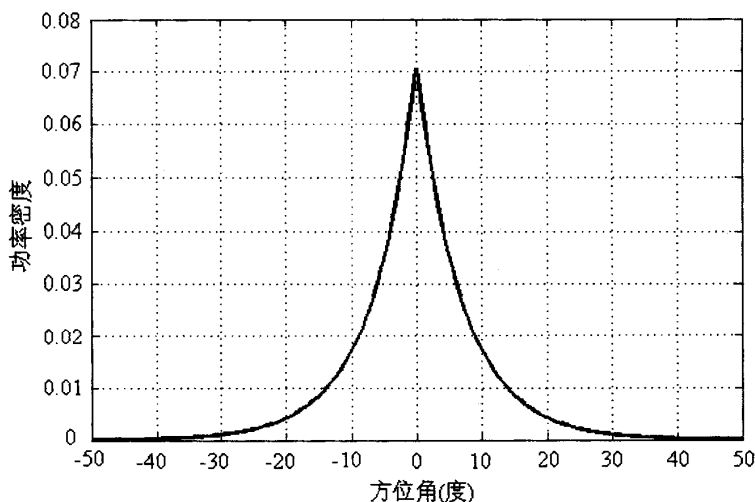


图 6 拉普拉斯分布角度谱

Fig.6 Laplacian power azimuth spread

➤ von Mises 分布角度谱

von Mises 分布函数描述了发射信号和接收信号方位角的分布特性。von Mises 分布函数表达式为^[36]:

$$f(\varphi) = \frac{1}{2\pi I_0(\mu)} \exp(\mu \cos(\varphi - \bar{\varphi})) \quad \varphi \in [-\pi, \pi] \quad (3-14)$$

其中, $I_0(\mu)$ 表示第一类零阶 Bessel 函数。图 7 中给出了不同 μ 值对应的 von Mises 分布角度谱。

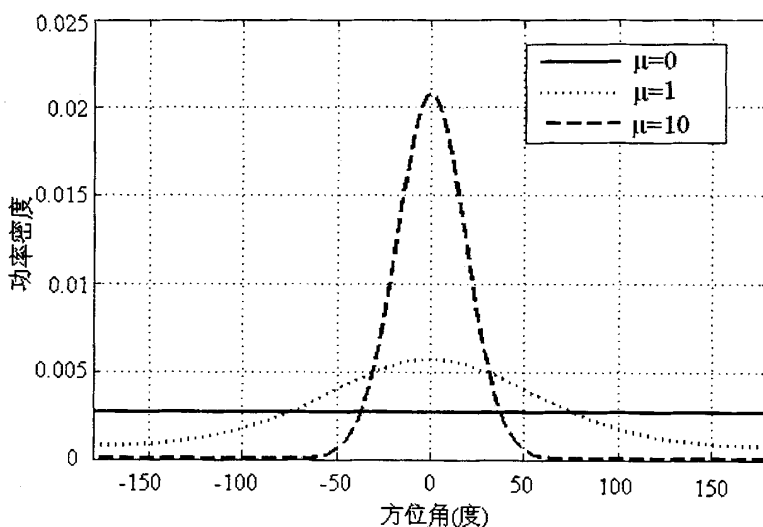


图 7 不同 μ 值的 von Mises 分布角度谱

Fig.7 Von Mises power azimuth spread of various μ

3.3 矿井 MIMO 信道模型

MIMO 系统采用多天线技术,有效的利用信号的多径传播,相对于传统单天线系统,能够显著的提高系统的信道容量,所以 MIMO 技术能够对抗信号的多径衰落,提高系统的通信质量。

陆地和室内 MIMO 信道模型研究日趋成熟,而矿井巷道的 MIMO 信道模型研究相对很少。MIMO 信道模型建立的主要方法是几何随机模型,通过改变散射体分布就可仿真不同的环境,因此具有适应性强、物理概念明确的优点。

目前 MIMO 信道的几何随机模型主要有适用宏小区的单环模型和微小区的和室内的双环模型和椭圆模型,且由于地面空间足够大,几何随机模型多假设散射体与收发天线同为一个平面^[36]。而矿井的巷道是受限的非自由空间,矿井的巷道壁比较粗糙,会带来较大的反射和散射,并且散射物体分布不同于地面的散射

物体分布，所以陆地 MIMO 信道模型不适用于矿井的 MIMO 信道。矿井的巷道的无线传播环境类似地铁巷道的无线传播环境，服从瑞利衰落分布^[37,38]。针对矿井的特殊的无线通信环境，采用 GBDB(geometrically based double-bounce, 基于散射体几何分布的双跳信道)统计模型来描述矿井 MIMO 信道。

3.3.1 矿井 MIMO 信道的 GBDB 模型

根据矿井巷道特殊的传输环境，建立的矿井 MIMO 信道模型如图 8、图 9 所示。

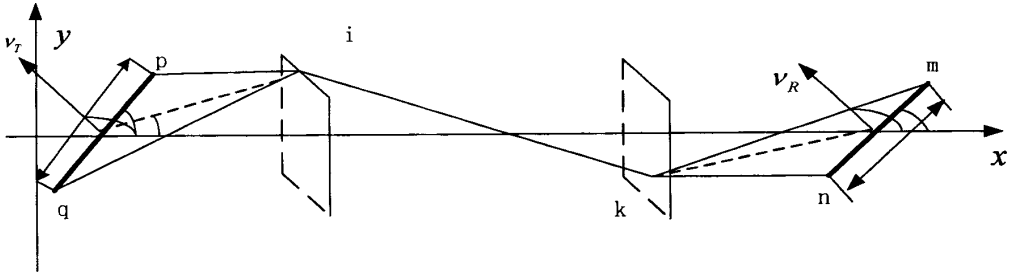


图 8 矿井信道散射传播模型

Fig. 8 Scattering channel propagation model of mine

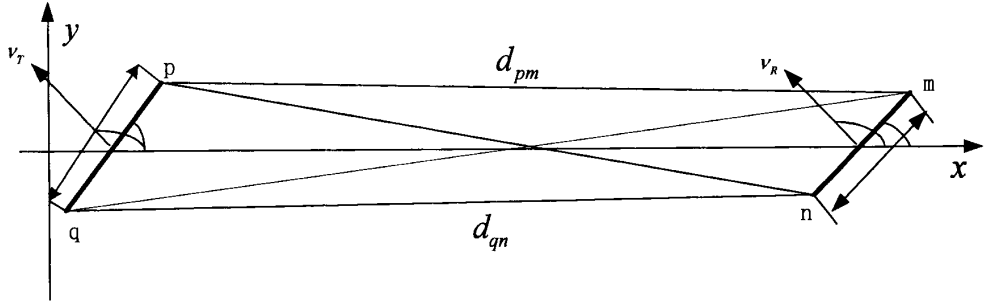


图 9 矿井信道视距传播模型

Fig. 9 Visual distance channel propagation model of mine

图 8 所示为矿井 MIMO 信道散射传播模型，为了分析方便，本节以两发两收天线通信系统为例，其它的多天线的通信系统可以进行类似推广。假设发射天线到接收天线的距离 d_0 ，散射体均匀分布在发射端和接收端之间的立体隧道壁上，总散射体个数为 N 。发射天线间距为 d_{pq} ，接收天线间距为 d_{mn} ，收发两端的距离要远大于天线之间的间距。 α_T 和 α_R 分别表示发射端和接收端天线移动方向与 x 轴的夹角， α_{pq} 和 α_{mn} 分别表示发送端和接收端天线与 x 轴的夹角。图 9 描述了矿井 MIMO 信道视距传播模型。

假设 i 、 j 散射体独立同分布，不同散射体引起的增益和相位是相互独立的，不同的发射天线到同一散射体引起的增益和相位相同，令 g_{ik} 、 φ_{ik} 表示由散射体引入的增益和随机相位，满足下式：

$$\lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N^2} \sum_{i=1}^N \sum_{k=1}^N E(g_{ik}^2) = 1 \quad (3-15)$$

发射天线 p 到接收天线 m 传输路径的传输功率为 $\Omega_{pm} = E[|h_{pm}|^2] = 1 = \Omega$ 。

和陆地的通信相比，矿井巷道中的物体运动速度比较的慢，则可以忽略多普勒频移的影响，由上图可以得到：

$$h_{pm}(t) = h_{pm}^{\text{DIF}}(t) + h_{pm}^{\text{LOS}}(t) \quad (3-16)$$

散射分量和视距分量引起的等效低通冲击响应可以表示为：

$$h_{pm}^{\text{DIF}}(t) = \sqrt{\frac{\Omega_{pm}}{K_{pm} + 1}} \frac{1}{N} \lim_{N \rightarrow \infty} \sum_{i=1}^N \sum_{k=1}^N g_{ij} \exp[j\varphi_{ik} - j\frac{2\pi}{\lambda}(d_{pi} + d_{ik} + d_{km})] \quad (3-17)$$

$$h_{pm}^{\text{LOS}}(t) = \sqrt{\frac{\Omega_{pm} K_{pm}}{K_{pm} + 1}} \exp[-j\frac{2\pi}{\lambda}d_{pm}] \quad (3-18)$$

其中， $K_{pm} = |h_{pm}^{\text{LOS}}(t)|^2 / E[|h_{pm}^{\text{DIF}}(t)|^2]$ ，表示视距分量与散射分量的功率之比。

3.3.2 空间相关函数分析

在无线通信系统中，MIMO 信道的空时相关性对系统性能有着非常重要的影响，下面分析矿井 MIMO 信道的空时相关性。MIMO 信道空时互相关函数可定义为：

$$\rho_{pm, qn}(t, \tau) = \rho_{pm, qn}^{\text{DIF}}(t) = \frac{E[h_{pm}(t)h_{qn}^*(t + \tau)]}{\sqrt{\Omega_{pm}\Omega_{qn}}} \quad (3-19)$$

定义散射分量和视距分量的空时相关函数为：

$$\rho_{pm, qn}^{\text{DIF}}(t, \tau) = \rho_{pm, qn}^{\text{DIF}}(t) = \frac{E[h_{pm}^{\text{DIF}}(t)h_{qn}^{\text{DIF}*}(t + \tau)]}{\sqrt{\Omega_{pm}\Omega_{qn}}} \quad (3-20)$$

$$\rho_{pm, qn}^{\text{LOS}}(t, \tau) = \rho_{pm, qn}^{\text{LOS}}(t) = \frac{E[h_{pm}^{\text{LOS}}(t)h_{qn}^{\text{LOS}*}(t + \tau)]}{\sqrt{\Omega_{pm}\Omega_{qn}}} \quad (3-21)$$

将式(3-17)代入式(3-20)，可以得到散射分量的空时相关函数：

$$\begin{aligned}\rho_{pm,qn}^{\text{DIF}}(t,\tau) &= \rho_{pm,qn}^{\text{DIF}}(t) \\ &= \frac{1}{\sqrt{[(K_{pm}+1)(K_{qn}+1)]}} \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N^2} \sum_{k=1}^N \sum_{i=1}^N E[g_{ik}^2] \exp[-j \frac{2\pi}{\lambda} (d_{pi} + d_{km} - d_{qi} - d_{kn})] \quad (3-22)\end{aligned}$$

假设 N 很大, 对于 $E(g_{ik}^2)/N$ 可以近似的表示为 $f(\theta_i)f(\varphi_k)d\theta_id\varphi_k$, 式(3-21)简化得:

$$\begin{aligned}\rho_{pm,qn}^{\text{DIF}}(t,\tau) &= \frac{1}{\sqrt{[(K_{pm}+1)(K_{qn}+1)]}} \\ &\quad \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \exp[-j \frac{2\pi}{\lambda} (d_{pi} + d_{km} - d_{qi} - d_{kn})] f(\theta_i) f(\varphi_k) d\theta_i d\varphi_k \quad (3-23)\end{aligned}$$

假设发射端和接收端信号的角度分布函数服从 Von Mises 分布^[39], 则 $f(\theta_i)$, $f(\theta_k)$ 概率密度可以表示为:

$$f(\phi) = \frac{\exp(\beta \cos(\phi - \mu))}{2\pi I_0(\beta)} \quad (3-24)$$

其中, $\phi \in [-\pi, \pi]$; $\mu \in [-\pi, \pi]$ 为散射体分布的平均角度; β 为散射体在角度 μ 附近的扩展因子。

由于矿井巷道的横截面积比较小, 式(3-21)中 $d_{pi} - d_{qi}$, $d_{km} - d_{kn}$ 的计算不能像小区的 MIMO 信道模型那样近似取值, 而需要通过数值解析进行近似计算。

将式(3-18)代入式(3-21), 可以得到视距分量的空时相关函数:

$$\rho_{pm,qn}^{\text{LOS}}(t,\tau) = \rho_{pm,qn}^{\text{LOS}}(t) = \sqrt{\frac{K_{pm}K_{qn}}{(K_{pm}+1)(K_{qn}+1)}} \exp[-j \frac{2\pi}{\lambda} (d_{pm} - d_{qn})] \quad (3-25)$$

假设散射分量和视距分量互不相关, 则:

$$\begin{aligned}\rho_{pm,qn}(\tau) &= E[h_{pm}(t)h_{qn}^*(t+\tau)] / \sqrt{\Omega_{pm}\Omega_{qn}} \\ &= E[(h_{pm}^{\text{DIF}}(t) + h_{pm}^{\text{LOS}}(t))(h_{qn}^{\text{DIF}*}(t+\tau) + h_{qn}^{\text{DIF}*}(t+\tau))] / \sqrt{\Omega_{pm}\Omega_{qn}} \\ &= \rho_{pm,qn}^{\text{DIF}}(\tau) + \rho_{pm,qn}^{\text{LOS}}(\tau) \quad (3-26)\end{aligned}$$

3.3.3 空间相关性仿真分析

根据式(3-26)对矿井 MIMO 信道的空时相关性进行仿真, 假设矿井巷道的宽度 5m, 高度为 3m, MIMO 系统的收发天线为 2×2 , 载波频率为 800MHz, 发射端到接收端间距为 600m, 其他参数为: $v_T=0$, $v_R=3\text{m/s}$, $\beta_T=10$, $\beta_R=0$, $\alpha_T=\pi/2$, $\alpha_R=\pi/3$, $\alpha_R=\pi/3$, $\alpha_{pq}=\pi/3$ 。相关系数与两端发射天线间距的关系如图

10 所示。

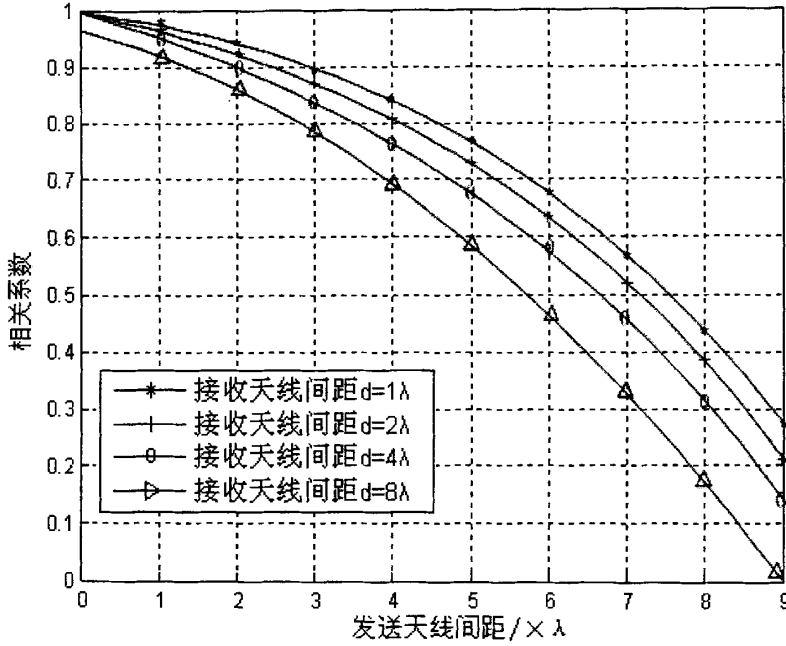


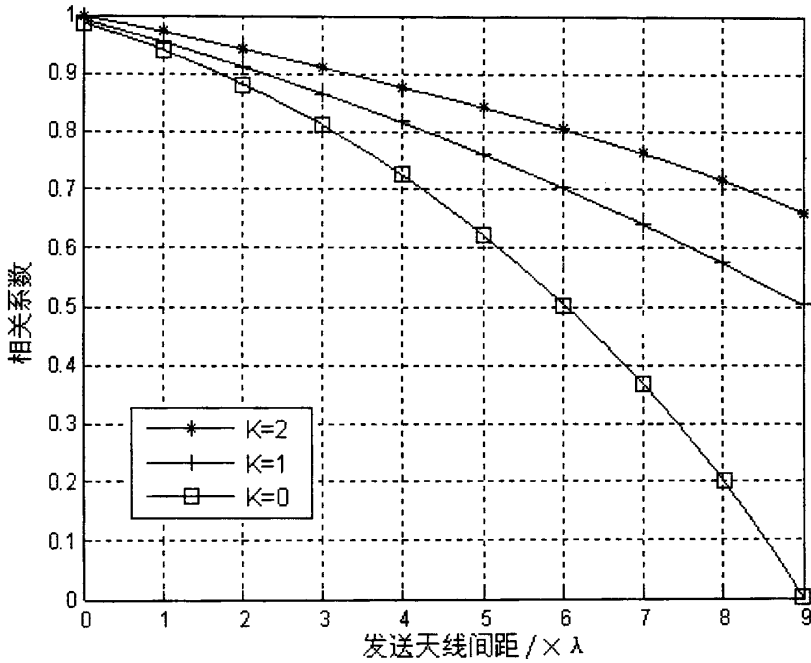
图 10 相关系数与收发两端天线间距的关系图

Fig.10 Diagram of the correlation coefficient with the transceivers at both ends of antenna spacing

从图 10 中可以看出, 矿井的 MIMO 信道具有很强的空间相关性, 增大发射天线的距离和接收天线间距都可以减小空间的相关性。当天线间距达到 9λ 时, 空间相关性就可近似为 0。

通过上面的分析, 矿井巷道要达到很小的相关性, 天线间距需达到 9λ 以上, 因受到矿井巷道的横截面尺寸的限制, 空间相关性很难消除, 因此矿井 MIMO 通信系统需要考虑空间相关性的影响。

假设莱斯因子 $K_{pm} = K_{qn} = K$, 改变 K 值仿真发射和接收天线间距与相关系数 $\rho_{pm, qn}$ 的关系, 取发射天线间距与接收天线间距相等, K 分别取 0、1、2 时, 天线间距与相关系数 $\rho_{pm, qn}$ 的关系如图 11 所示。

图 11 不同 K 值与相关系数的关系图Fig.11 Diagram of the different K value and the correlation coefficient

从图 11 中可以看出,随着 K 值的增大,空间相关函数的值逐渐增大。这和陆地模型的情况一致,多径散射分量有利于天线空间相关性的降低。因此,巷道壁的不光滑和散射体的存在是一种有利因素。

3.4 MIMO 信道的容量

对于存在多径衰落的信道, MIMO 技术具有独特的优势,能够大幅度的提高通信系统的信道容量,并且信道的容量会随着天线的数目的增加而增加。这是因为多天线通信系统等效为多个独立并行的信道,每个信道均可以达到单天线系统的最大信道容量。此外, MIMO 还可以有效产生多并行传输路径来获得分集增益。因此 MIMO 技术可以显著的提高通信系统容量,可以用来对抗信道的多径衰落。

为了分析 MIMO 信道的容量,假设 MIMO 系统的发射和接收天线分别为 N_T 和 N_R , 系统的发射总功率为 P , 则每根天线的发射功率为 P/N_T 。信道受到加性高斯白噪声的影响,每根接收天线的接收信号的总功率和发射总功率相等,每根接收天线上的噪声功率为 σ^2 , 则每根接收天线的信噪比 $\zeta = P/\sigma^2$ 。

MIMO 系统的信道矩阵用 $N_T \times N_R$ 的复矩阵 $\mathbf{H}$ 表示, $\mathbf{H}$ 的第 ij 个元素 h_{ij} 表示发射天线 i 到接收天线 j 的信道衰落系数^[40]。

1. SISO 信道的容量

对于 $N_T=1$ 和 $N_R=1$ 的无线通信系统称为单天线系统, 即 SISO 系统。假设 SISO 系统的信道是确定的, 信噪比大小等于 ζ , 根据香农定理, 得到信道的归一化容量为:

$$C = \log_2(1 + \zeta) \quad (3-27)$$

从上式可以看出, 信道的容量 C 只与信噪比 ζ 相关, 与其它因素无关。

由于实际的无线信道会受到外界因素的影响, 是时刻变化的。则此时信道容量可以表示为:

$$C = \log_2(1 + \zeta |h|^2) \quad (3-28)$$

式中, h 表示归一化的复信道响应增益。从上式可以看出, 信道容量是一个变化的量。

2. MISO 信道的容量

对于多输入单输出系统(MISO), 发射端有 N_T 根天线, 接收端采用单天线, 该系统具有发射分集。假设信道矩阵为 $\mathbf{H} = [h_1, h_2, \dots, h_{N_T}]$, 其中 h_i 表示从第 i 根发射天线到接收天线的信道幅度。

如果信道不受衰落的影响, 则幅度是不变化的, MISO 信道的容量可以表示为:

$$C = \log_2(1 + \mathbf{H}\mathbf{H}^H \zeta / N_T) = \log_2(1 + \sum_{i=1}^{N_T} |h_i|^2 \zeta / N_T) = \log_2(1 + \zeta) \quad (3-29)$$

式中, $\sum_{i=1}^{N_T} |h_i|^2 = N_T$, 由于假设信道的幅度是固定的, 信道的容量不受发射天线数目的影响。

如果信道的幅度是变化的, 则 MISO 信道容量表示为:

$$C = \log_2(1 + \chi_{2N_T}^2 \zeta / N_T) \quad (3-30)$$

式中, $\chi_{2N_T}^2$ 是自由度为 $2N_T$ 的 χ 平方随机变量, 且 $\chi_{2N_T}^2 = \sum_{i=1}^{N_T} |h_i|^2$, 所以该信道

容量是个随机变量。

3. SIMO 信道的容量

对于单输入多输出系统(SIMO), 发射端是单天线, 接收端有 N_R 根天线, 该系统具有接收分集增益。信道矩阵为 $\mathbf{H} = [h_1, h_2, \dots, h_{N_R}]^T$, 其中 h_j 表示从发射天线到第 j 根接收天线的信道幅度。

如果信道不受衰落的影响，则幅度是不变化的，此时 SIMO 信道的容量表示为：

$$C = \log_2(1 + \mathbf{H}^H \mathbf{H} \zeta) = \log_2(1 + \sum_{j=1}^{N_R} |h_j|^2 \zeta) = \log_2(1 + N_R \zeta) \quad (3-31)$$

上式对无线信道的系数进行归一化， $\sum_{j=1}^{N_R} |h_j|^2 = N_R$ ，比较式(3-29)和式(3-31)，

可以得出 SIMO 系统比 SISO 系统多获得 N_R 倍分级增益。

如果信道受到衰落的影响，则幅度是变化的，此时 SIMO 系统容量可以表示为：

$$C = \log_2(1 + \chi_{2N_R}^2 \zeta) \quad (3-32)$$

式中， $\chi_{2N_R}^2$ 是 χ 平方随机变量，它的自由度为 $2N_R$ ，且 $\chi_{2N_R}^2 = \sum_{j=1}^{N_R} |h_j|^2$ 。所以

该信道容量也是随机变量。

4. MIMO 信道的容量

对于配有 N_T 根发射天线和 N_R 根接收天线的 MIMO 信道，假设发射端未知信道的状态信息，信道的幅度不受衰落的影响，且是固定不变的，则该信道容量可以表示为^[41]：

$$C = \log_2[\det(\mathbf{I}_{\min} + \frac{\zeta}{N_T} \mathbf{Q})] \quad (3-33)$$

式中， $\min$ 表示 N_T 和 N_R 中的最小的数， $\mathbf{I}_{\min}$ 表示 $\min \times \min$ 阶的单位矩阵， $\det(\bullet)$ 表示矩阵的行列式。矩阵 $\mathbf{Q}$ 的定义如下：

$$\mathbf{Q} = \begin{cases} \mathbf{H}^H \mathbf{H}, N_R < N_T \\ \mathbf{H} \mathbf{H}^H, N_R > N_T \end{cases} \quad (3-34)$$

$$\text{其中，} \mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \cdots & h_{1N_R} \\ h_{21} & h_{22} & \cdots & h_{2N_R} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_T1} & h_{N_T2} & \cdots & h_{N_TN_R} \end{bmatrix}, h_{ij} \text{ 为第 } i \text{ 根发射天线到第 } j \text{ 根接收天线之间的瑞}$$

利衰落系数。

如果 MIMO 信道系数的幅度发生变化，并且是随机的，则系统的容量是一个随机变化量，可以用平均值进行表示^[42]：

$$C = E(\log_2(\det(\mathbf{I}_r + \frac{\zeta}{N_T} \mathbf{Q}))) \quad (3-35)$$

式中, r 表示信道矩阵 $\mathbf{H}$ 的秩, $r \leq \min(N_T, N_R)$, $E(\bullet)$ 表示数学期望。

比较上面四种系统的信道容量, 下面分别对上面四个系统进行仿真, 假设信道衰落系数保持恒定, 信道服从平坦瑞利分布, 分别选用不同数目的发射和接收天线, 迭代次数为 6000 次, 得到系统的信道容量的仿真结果如图 12 所示。

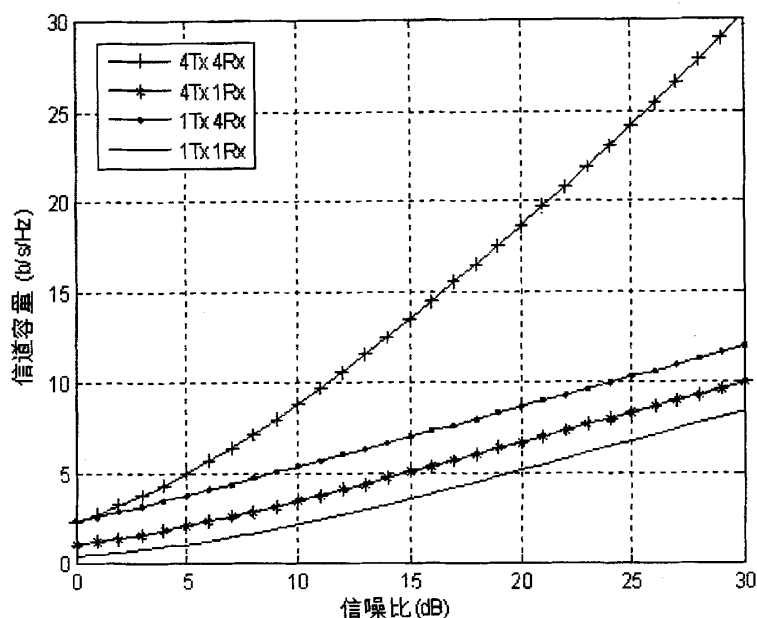


图 12 SISO、MISO、SIMO、MIMO 信道容量的比较曲线

Fig. 12 Compare curve of SISO, MISO, SIMO, MIMO channel capacity

从图 12 的仿真结果可以看出, 随着信噪比的增加, 系统容量逐渐增大, 且信道容量随着天线对数的增加而增大。

3.5 本章小结

本章对 MIMO 系统的模型进行了介绍, 分析了 MIMO 信道的传播特性, 并详细介绍了大尺度衰落、中尺度衰落和小尺度衰落, 根据矿井无线通信的特殊环境, 提出了矿井 MIMO 信道的 GBDB 模型, 并对信道的空间相关性进行了研究, 因为矿井的巷道是狭长的空间, 带来了较高的信道相关性。本章最后分析了在平均发射功率条件下, SISO、MISO、SIMO、MIMO 的信道容量, 并做了仿真比较, MIMO 信道的容量随着天线数目的增加得到显著的增加。

4 MIMO 空时编码技术

通过第三章对 MIMO 信道的容量的分析，可以知道采用 MIMO 技术可以提高通信系统的信道容量。而采用何种传输方案才能使信道容量达到最大呢，许多学者进行了大量的研究。发射分集是无线衰落信道中一种有效的抗衰落方法，由于其实现的简单性以及可以使用多个天线而得到广泛的应用。到了 20 世纪 90 年代中后期，随着多天线技术的发展，产生了空时编码技术。

4.1 MIMO 空时编码技术及设计准则

空时编码技术是 MIMO 通信系统的一项关键技术，它结合了发送分集、接收分集和调制等技术，在较低发射功率的情况下，能有效的提高通信系统的质量和数据传输速率。

4.1.1 空时编码技术

对无线通信进行空时编码的前提条件是在收发两端使用多天线单元，因为空时编码技术同时利用时间和空间两维来构造码字，能有效的抗衰落，并且能够在传输信道中实现并行的多路传输，提高频谱利用率。空时编码技术属于分集技术的范畴，所以要保证发射天线和接收天线之间的相互独立性，充分利用信号的多径传播。

空时编码技术使不同的天线发射的信号具有时间和空间相关性，在接收端可以通过空时信号处理获得编码增益和分集增益。空时编码的基本工作原理如下^[43]：输入数据进入空时编码器后，进行空时编码，形成符号序列，同时从多个发射天线发射出去，接收机对接收的信号进行空时译码，最后输出数据。空时编码的系统框图如图 13 所示。

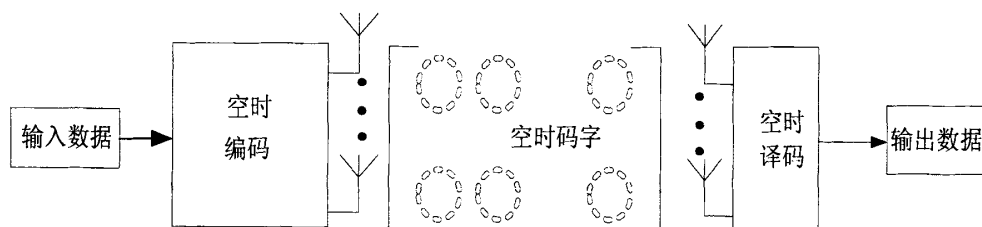


图 13 空时编码系统的框图

Fig.13 Diagram of space-time coding system

根据是接收端是否知道信道的状态信息，空时编码技术可以分为两大类^[44]：

第一类是接收端可以进行信道估计，发送端已知信道的状态信息，空时编码方法主要有分层空时编码、空时格型编码和空时分组编码；第二类是发射端和接收端未知信道的状态信息，空时编码方法主要有差分空时编码和酉空时编码两种。本文主要研究第一类空时编码方法。

4.1.2 空时编码设计准则

假设 MIMO 系统有 N_T 根发射天线， N_R 根接收天线，每一数据帧长 L ，发送的码字为 $\mathbf{c}=[c_1, c_2, \dots, c_{N_T}]$ ，最终接收到的码字为 $\mathbf{e}=[e_1, e_2, \dots, e_{N_T}]$ 。根据 Chernoff 界，可以得到码字 $\mathbf{c}$ 被判决成 $\mathbf{e}$ 的成对错误概率的上界为^[9]：

$$P(\mathbf{c} \rightarrow \mathbf{e} | \mathbf{H}) \leq \exp(-d^2(\mathbf{c}, \mathbf{e}) \frac{E_S}{4N_0}) \quad (4-1)$$

式中， E_S 为平均信号功率， N_0 为噪声的功率谱密度， $\mathbf{H} = \{\mathbf{H}_{j,i}(t)\}$ ，则 $d^2(\mathbf{c}, \mathbf{e})$ 为：

$$\begin{aligned} d^2(\mathbf{c}, \mathbf{e}) &= \sum_{j=1}^{N_R} \sum_{t=1}^L \left| \sum_{i=1}^{N_T} h_{j,i}(c_i^t - e_i^t) \right|^2 = \sum_{j=1}^{N_R} \sum_{t=1}^L \left[\sum_{i=1}^{N_T} h_{j,i}(c_i^t - e_i^t) \right] \left[\sum_{i=1}^{N_T} h_{j,i}(c_i^t - e_i^t) \right]^* \\ &= \sum_{j=1}^{N_R} \sum_{t=1}^L \sum_{i=1}^{N_T} h_{j,i} h_{j,i}^* \sum_{t=1}^L (c_i^t - e_i^t)(c_i^t - e_i^t)^H \end{aligned} \quad (4-2)$$

假设 $\mathbf{H}_j = (h_{j,1}, h_{j,2}, \dots, h_{j,N_T})$ ，则上式可以写成：

$$d^2(\mathbf{c}, \mathbf{e}) = \sum_{j=1}^{N_R} \mathbf{H}_j \mathbf{A}(\mathbf{c}, \mathbf{e}) \mathbf{H}_j^H \quad (4-3)$$

式中， $\mathbf{A}(\mathbf{c}, \mathbf{e}) = \{\mathbf{A}_{p,q}\}$ ， $\mathbf{A}_{p,q} = \mathbf{a}_p \mathbf{a}_q^H$ ，并且 $\mathbf{a}_p = [c_1^p - e_1^p, c_2^p - e_2^p, \dots, c_{N_T}^p - e_{N_T}^p]$ ，其中 $1 \leq p, q \leq N_T$ ，于是：

$$P(\mathbf{c} \rightarrow \mathbf{e} | \mathbf{H}) \leq \exp\left(-\sum_{j=1}^{N_R} \mathbf{H}_j \mathbf{A}(\mathbf{c}, \mathbf{e}) \mathbf{H}_j^H \frac{E_S}{4N_0}\right) \quad (4-4)$$

由于 $\mathbf{A}(\mathbf{c}, \mathbf{e})_{N_T \times N_T}$ 是 Hermitian 矩阵，根据矩阵分解理论知识，可以得到 $\mathbf{V} \mathbf{A} \mathbf{V}^H = \mathbf{D}$ ，其中 $\mathbf{V}$ 是一个酉矩阵， $\mathbf{D}$ 是一个实对角矩阵， $\mathbf{V}$ 的每一列 $\{\mathbf{V}_1, \mathbf{V}_2, \dots, \mathbf{V}_{N_T}\}$ 是 $\mathbf{A}$ 的特征矢量的复数正交矢量，且 $\lambda_i, i=1, 2, \dots, N_T$ 是 $\mathbf{A}$ 的多个特征值。

定义矩阵 $\mathbf{B}(\mathbf{c}, \mathbf{e}) = \begin{pmatrix} c_1^1 - e_1^1 & \dots & c_{N_T}^1 - e_{N_T}^1 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ c_1^{N_T} - e_1^{N_T} & \dots & c_{N_T}^{N_T} - e_{N_T}^{N_T} \end{pmatrix}$ ，于是可以看出 $\mathbf{B}(\mathbf{c}, \mathbf{e})_{N_T \times N_T}$ 是

$\mathbf{A}(\mathbf{c}, \mathbf{e})_{N_T \times N_T}$ 的一个平方根，因而 $\mathbf{A}$ 的特征值是非负的实数，于是可以用 $\mathbf{A}$ 的特征

值来表示 $d^2(\mathbf{c}, \mathbf{e})$ 。

设 $[\beta_{j,1}, \beta_{j,2}, \dots, \beta_{j,N_r}] = H_j V^H$ ，则有 $H_j A(c, e) H_j^H = \sum_{i=1}^{N_r} |\beta_{j,i}|^2$ ，代入上式，则成

对错误概率上界为：

$$P(c \rightarrow e | \mathbf{H}) \leq \frac{1}{2} \exp\left(-\sum_{j=1}^{N_r} \sum_{i=1}^{N_r} \lambda_i |\beta_{j,i}|^2 \frac{E_S}{4N_0}\right) \quad (4-5)$$

对于 $N_r r$ 值较大情况，MIMO 系统的空时编码设计准则为：

(1) 对于所有的码字，确保矩阵 $\mathbf{A}$ 的最小秩 r 满足 $N_r r \geq 4$ 。

(2) 迹准则：对于所有的码字，确保矩阵 $\mathbf{A}$ 的最小迹 $\sum_{i=1}^r \lambda_i$ 最大。

对于 $N_r r$ 值较小的情况，MIMO 系统的空时编码设计准则为：

(1) 秩准则：为了得到最大分集增益 $N_r N_r$ ，要求矩阵 $\mathbf{B}$ 必须是满秩矩阵，并且矩阵 $\mathbf{B}$ 有最小的秩 r 。

(2) 行列式准则：对于 MIMO 系统，要得到最大编码增益，并且系统的分集增益达到 $N_r r$ ，对于所有的码字，要求具有最小秩的矩阵的最小非零特征值最大，

即 $\prod_{i=1}^r \lambda_i$ 最大。当系统设计为全阶分集时，使矩阵 $\mathbf{B}$ 的最小行列式的值最大即可。

4.2 分层空时码

Foschini 于 1996 年提出 BLAST 结构，包括最早的 D-BLAST 和后来 V-BLAST，一直受到人们的广泛关注。主要是分层空时编码系统采用合适的信号处理技术，可以使信道容量达到最大，而且分层空时编码和解码过程都不复杂，系统的实现比较简单。

分层空时编码的基本思想是对传输的数据流进行转换，将高信噪比、高速率的数据流转换成多路低信噪比、低速率的子数据流，转换过后的数据流通过天线发送出去，然后在接收端对接收的信号进行处理恢复各子数据流^[45]。分层空时编码的优点是编译码简单、数据传输速率高，缺点是编码获得的分集增益差。

4.2.1 分层空时编码模型

分层空时编码的发送模型如图 14 所示，主要包括串并转换、信道编码、空时编码和调制映射四个部分，对经过分层空时编码的信号进行调制映射，通过多个天线发送出去，实现系统的发送分集。

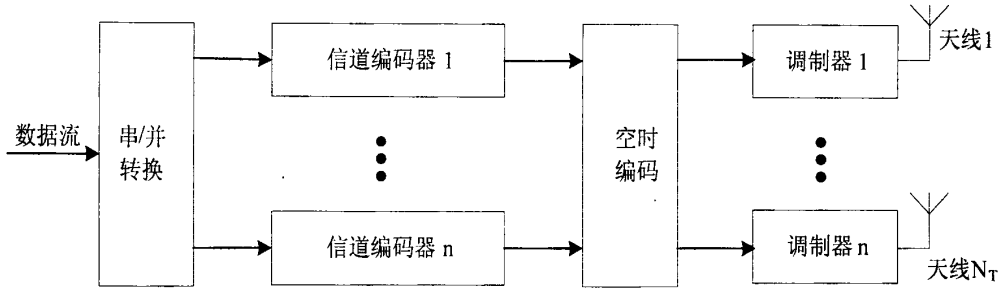


图 14 分层空时码的发送模型

Fig.14 Sent model of layered space-time coding

分层空时编码的接收模型如图 15 所示，在接收端采用多天线进行分集接收，首先对接收的信号进行信道估计来获得信道的状态信息，并进行分层判决反馈干扰抵消，然后进行空时译码、信道译码，最后输出数据。

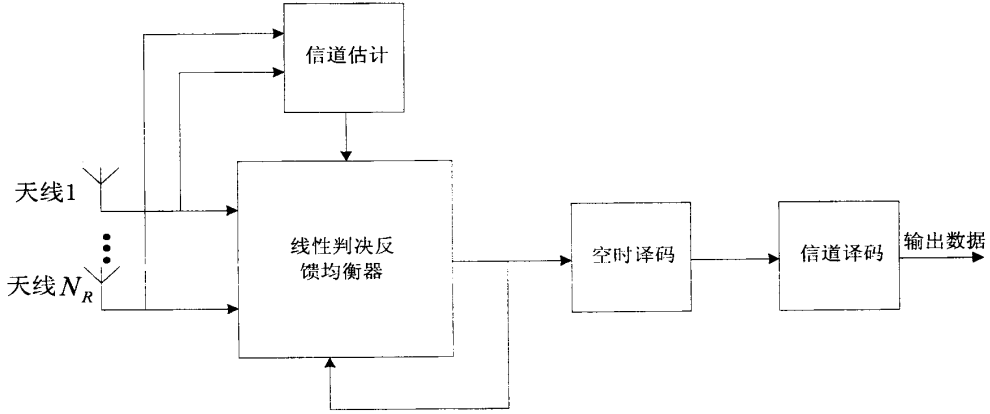


图 15 分层空时码的接收模型

Fig.15 Receiver model of layered space-time coding

假定系统的发射天线为 N_T ，接收天线为 N_R ，信道矩阵 $\mathbf{H} = (\{h_{i,j}\})_{N_R \times N_T}$ ， $h_{i,j}$ 为发射天线 i 到接收天线 j 的信道衰落系数，则接收信号 $r_j (j=1,2,\dots,N_R)$ 是 N_T 个发送信号 $c_i (i=1,2,\dots,N_T)$ 与信道噪声的叠加。

令 $\mathbf{r} = [r_1, r_2, \dots, r_{N_R}]^T$ ， $\mathbf{c} = [c_1, c_2, \dots, c_{N_T}]^T$ ， $\mathbf{z} = [z_1, z_2, \dots, z_{N_R}]^T$ ，则有

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{c} + \mathbf{z} \quad (4-6)$$

式中， $\mathbf{z}$ 为独立同分布的高斯噪声矢量，它的均值为零，方差为 σ^2 。

4.2.2 分层空时编码方案

分层空时编码方案有三种^[46]：对角分层空时编码(D-BLAST)、垂直分层空时编码(V-BLAST)、水平分层空时编码(H-BLAST)。

1. D-BLAST

对角分层编码首先通过并行信道编码器对数据流进行分块编码，分块后的数据流分别进入分层空时编码器，按对角方向进行空间编码，编码原理如图 16 所示，其中 $c_{i,t}$ 表示第 i 个信道编码器在 t 时刻输出的码元。

.....	$c_{8,1}$	$c_{4,4}$	$c_{4,3}$	$c_{4,2}$	$c_{4,1}$	$c_{0,4}$	$c_{0,3}$	$c_{0,2}$	$c_{0,1}$	至天线1
.....	$c_{5,4}$	$c_{5,3}$	$c_{5,2}$	$c_{5,1}$	$c_{1,4}$	$c_{1,3}$	$c_{1,2}$	$c_{1,1}$	0	至天线2
.....	$c_{6,3}$	$c_{6,2}$	$c_{6,1}$	$c_{2,4}$	$c_{2,3}$	$c_{2,2}$	$c_{2,1}$	0	0	至天线3
.....	$c_{7,2}$	$c_{7,1}$	$c_{3,4}$	$c_{3,3}$	$c_{3,2}$	$c_{3,1}$	0	0	0	至天线4

图 16 对角分层空时编码原理

Fig.16 Principle of diagonally layered space-time coding

从图中可以看出，输出码元的下半对角都是 0 码元，为规范这些 0 码元，可以将第 i 个信道编码器输出的第 j 个码元排在第 $i + (j-1)N_T$ 条对角线。经过分层编码后的空时码元矩阵的每一列，通过 N_T 个天线同时发射出去^[47]。

2. V-BLAST

分块后的数据流分别进入分层空时编码器，按垂直方向进行空时编码，原理如图 17 所示。

.....	$c_{4,4}$	$c_{4,3}$	$c_{4,2}$	$c_{4,1}$	$c_{0,4}$	$c_{0,3}$	$c_{0,2}$	$c_{0,1}$	至天线1
.....	$c_{5,4}$	$c_{5,3}$	$c_{5,2}$	$c_{5,1}$	$c_{1,4}$	$c_{1,3}$	$c_{1,2}$	$c_{1,1}$	至天线2
.....	$c_{6,4}$	$c_{6,3}$	$c_{6,2}$	$c_{6,1}$	$c_{2,4}$	$c_{2,3}$	$c_{2,2}$	$c_{2,1}$	至天线3
.....	$c_{7,4}$	$c_{7,3}$	$c_{7,2}$	$c_{7,1}$	$c_{3,4}$	$c_{3,3}$	$c_{3,2}$	$c_{3,1}$	至天线4

图 17 垂直分层空时编码原理

Fig.17 Principle of vertical layered space-time coding

从图 17 中可以看出，对于第 i 个信道编码器输出的第 j 批 N_T 码元排在第 $i + (j-1)N_T$ 的列。编码后的空时码元矩阵的每一列，经过 N_T 个天线同时发射出去。

3. H-BLAST

分块后的数据流分别进入分层空时编码器，按水平方向进行空时编码，其原理如图 18 所示。

.....	$c_{7,1}$	$c_{6,1}$	$c_{5,1}$	$c_{4,1}$	$c_{3,1}$	$c_{2,1}$	$c_{1,1}$	$c_{0,1}$	至天线1
.....	$c_{7,2}$	$c_{6,2}$	$c_{5,2}$	$c_{4,2}$	$c_{3,2}$	$c_{2,2}$	$c_{1,2}$	$c_{0,2}$	至天线2
.....	$c_{7,3}$	$c_{6,3}$	$c_{5,3}$	$c_{4,3}$	$c_{3,3}$	$c_{2,3}$	$c_{1,3}$	$c_{0,3}$	至天线3
.....	$c_{7,4}$	$c_{6,4}$	$c_{5,4}$	$c_{4,4}$	$c_{3,4}$	$c_{2,4}$	$c_{1,4}$	$c_{0,4}$	至天线4

图 18 水平分层空时编码原理

Fig.18 Principle of horizontally layered space-time coding

通过对三种分层空时编码方法的分析，可以知道对角分层空时编码的空时特性较好，但是它存在 $N_T(N_T - 1)/2$ bit 的数据冗余，并且译码复杂度较高，在实际的通信系统中不太实用；水平分层空时编码的译码相对比较简单，但是它的空时特性较差；和对角、水平分层空时编码相比，垂直分层空时编码由于其译码简单，在通信系统中比较常用，下面以 V-BLAST 介绍分层空时译码的方法。

4.2.3 分层空时译码方法

针对 V-BLAST 特点，目前已经提出很多不同的译码算法，下面对常见的译码算法进行介绍^[48]。

1. 最大似然译码(ML)算法

假设所有的编码符号的发射是等概率的，则可以通过下式矢量 $\hat{\mathbf{c}}$ 作为对 $\mathbf{c}$ 的近似进行最大似然算法：

$$\hat{\mathbf{c}} = \arg \min_{\mathbf{c}} \|\mathbf{r} - \mathbf{H}\mathbf{c}\|_F^2 \quad (4-7)$$

式中， $\|\cdot\|_F^2$ 是 Frobeniu 范数。

最大似然算法就是对所有的接收码字进行比较，找到使上式成立的发射矢量 $\mathbf{c}$ ，所以它是性能最优的译码算法，但是译码需要计算的次数很大，当发射天线数目增加时，接收机的复杂度会明显的增加。

2. 迫零(ZF)算法

迫零(ZF)算法可以通过利用信道矩阵的伪逆矩阵 $\mathbf{H}^+$ 来求得，在式 $\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{c} + \mathbf{z}$ 两端进行左乘 $\mathbf{H}^+$ ，

$$\mathbf{H}^+ \mathbf{r} = \mathbf{H}^+ \mathbf{H} \mathbf{c} + \mathbf{H}^+ \mathbf{z} = \mathbf{c} + \mathbf{H}^+ \mathbf{z} \quad (4-8)$$

最后再对码字进行量化，得到码字 $\mathbf{c}$ 的估计值 $\hat{\mathbf{c}} = \text{量化}(\mathbf{H}^+ \mathbf{r})$ 。

采用 ZF 算法来恢复信号，需要对接收信号进行线性迫零、符号删除和信号

补偿三个方面的处理。迫零接收机将矩阵信道转化为个并行的标量信道和噪声的叠加，显然噪声分量由于左乘 $\mathbf{H}^+$ 而增强，因此，ZF 算法降低了 ML 算法的复杂度，但同时性能也有所下降。

3. 最小均方误差(MMSE)算法

对于最小均方误差 MMSE 算法，将满足下式的矩阵 $\mathbf{H}_{\text{MMSE}}$ 代替迫零算法中的 $\mathbf{H}^+$ 即可：

$$\mathbf{H}_{\text{MMSE}} = \arg \min_G (E\{\|\mathbf{G}\mathbf{r} - \mathbf{c}\|_F^2\}) \quad (4-9)$$

式中， E 是取期望值， $\mathbf{G}$ 为所有 N_T 个发射信号形成的权矢量构成矩阵， $\mathbf{G} = [\mathbf{g}_1, \mathbf{g}_2, \dots, \mathbf{g}_{N_T}]^T$ 。

总体来说，MMSE 算法性能要优于 ZF 算法，因为在高信噪比情况下，两者的性能是一样的；在低信噪比的情况下，MMSE 算法好于 ZF 算法。

4.3 空时格型编码

空时格型编码(STTC)是将格形编码调制 TCM 与多天线发射系统有机结合起来的一种编码方法。空时格型编码既可以获得完全分集增益，又可以获得编码增益，同时能够达到编译码的复杂度和性能的折中，是一种最佳编码方法^[49]。

4.3.1 空时格型编码系统模型

空时格码的系统结构如图 19 所示，输入的信号经过调制映射后，进入空时格码的编码器中进行编码，生空时矢量符号经多天线发射出去。接收端采用多天线进行接收，对接收信号进行 Viterbi 译码，最后输出信号。

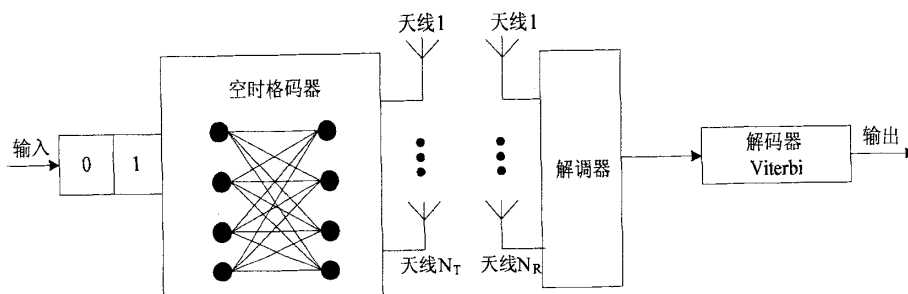


图 19 空时格码的系统结构

Fig.19 System structure of space-time trellis coding

4.3.2 空时格码的编码

空时格码的编码过程可以分为星座映射和空时格型编码两部分，星座映射一般采用 M-PSK 或者 M-QAM 调制，下面以 8-PSK 调制方式为例进行说明。对于 8-PSK 调制，空时格型编码器首先对输入的信息比特进行分组，每 3bit 为一组，然后每组比特被映射成星座图中的一点，如比特串 000 被映射成 1，011 被映射成 i ，001 被映射成 $a+i \times a$ 等。

空时格型编码器的格码映射如图 20、21 所示，图 20 中描述了传输速率为 2 (bit/s)/Hz 的 4-PSK 编码过程，图 21 中描述了传输速率为 3 (bit/s)/Hz 的 8-PSK 编码过程。

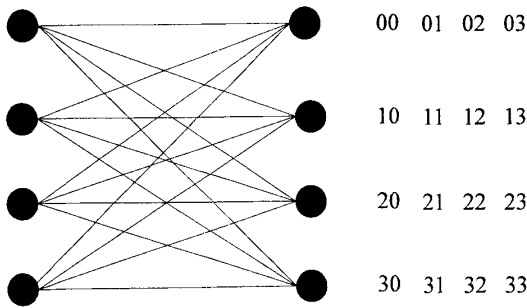


图 20 编码 QPSK 的网络结构

Fig.20 Network structure of encode QPSK

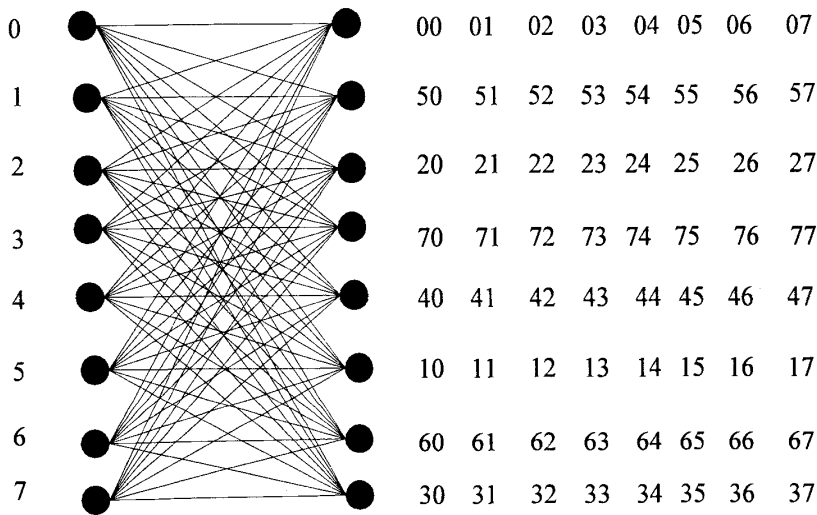


图 21 编码 8PSK 的网络结构

Fig.21 Network structure of encode 8PSK

4.3.3 空时格码的译码

对于空时格码的译码，由于编码时采用网格编码，则系统接收端的译码可以采用 Viterbi 进行译码。假设接收端已知信道的状态信息，即路径增益 $h_{j,i}, i=1,2,\dots,N_T; j=1,2,\dots,N_R$ ，在 t 时隙第 j 个接收天线接收到的信号为 y_t^j ，则标有 $q_t^1, q_t^2, \dots, q_t^{N_T}$ 的传输支路的支路衡量为^[50]：

$$\sum_{j=1}^{N_R} \left| y_t^j - \sum_{i=1}^{N_T} h_{j,i} q_t^i \right|^2 \quad (4-10)$$

Viterbi 译码算法是指在所有路径条件下，选择衡量最小路径作为译码的输出，使差错概率最小。但是译码的复杂度会随着传输速率和分集度呈指数增长，当传输速率和分集度较大时，空时格码的译码复杂度较高，实现起来非常的困难^[50]。

4.4 空时分组编码

空时分组编码最初是由 Alamouti 提出的，是一种适合两天线的编码方法，Tarokh 在 Alamouti 研究的基础上，推广到多天线通信系统，仍采用了正交的编码矩阵^[51,52]。由于编码矩阵的正交性，接收端可以采用最大似然译码。和其它空时编码相比，大大降低了译码的复杂度，而且仍能获得最大分集增益。

4.4.1 空时分组码的编码

以 Alamouti 提出的空时分组编码来介绍空时分组编码的方法，空时分组编码器的原理框图如图 22 所示。

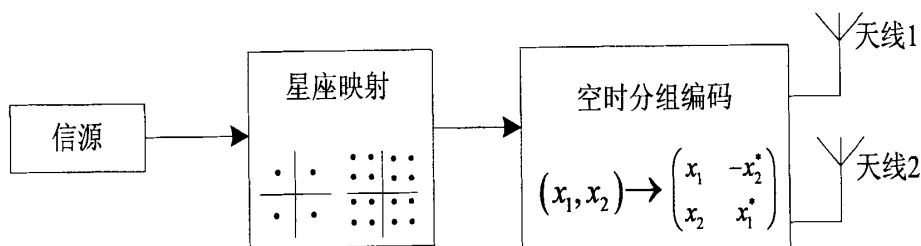


图 22 空时分组编码原理框图

Fig.22 Block diagram of space-time block coding

假设采用具有 2^b 个星座点的星座图进行调制映射，每次将 $2b$ 个信息比特映射到信号星座图上，然后空时编码器在每一次编码操作中取两个调制符号 x_1, x_2 进行编码，经过空时编码器的编码后，输出信号在两个连续发射周期里从两根发射天线发射出去，在第一个发射周期中，天线 1 和天线 2 分别发射信号 x_1 和 x_2 。在

下一个发射周期中，从天线 1 和天线 2 分别发射信号 $-x_2^*$ 和 x_1^* 。

假设编码矩阵用 $\mathbf{X}$ 表示，即有：
$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 \\ -x_2^* & x_1^* \end{bmatrix}。$$

从上面的编码矩阵 $\mathbf{X}$ 可以看出，发射天线的序列是正交的，编码矩阵的特征为：

$$\mathbf{X} \cdot \mathbf{X}^H = \begin{bmatrix} |x_1|^2 + |x_2|^2 & 0 \\ 0 & |x_1|^2 + |x_2|^2 \end{bmatrix} = (|x_1|^2 + |x_2|^2) \mathbf{I}_2 \quad (4-11)$$

一般来说，将空时分组码定义为 $N_T \times p$ 的传输矩阵 $\mathbf{X}$ ，其中 N_T 表示系统的发射天线数目， p 表示一组编码符号传输所需要的时间周期。假设空时编码器在每次编码时有将 k 个调制符号输入，编码后的符号在 p 个传输周期内通过多根发射天线发射出去。对于空时分组编码的速率可以定义为每次编码输入的调制符号与每根天线发射的空时编码符号之比，即： $Rate = k / p$ 。

在此基础上，Tarokh 将正交设计方法推广到其他多天线系统中，有如下的编码矩阵：

$$\mathbf{X}_3 = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 & -x_4 & x_1^* & -x_2^* & -x_3^* & -x_4^* \\ x_2 & x_1 & x_4 & -x_3 & x_2^* & -x_1^* & x_4^* & -x_3^* \\ x_3 & -x_4 & x_1 & x_2 & x_3^* & -x_4^* & x_1^* & x_2^* \end{bmatrix}, \quad (4-12)$$

$$\mathbf{X}_4 = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 & -x_4 & x_1^* & -x_2^* & -x_3^* & -x_4^* \\ x_1 & x_1 & x_4 & -x_3 & x_2^* & -x_1^* & x_4^* & -x_3^* \\ x_3 & -x_4 & x_1 & x_2 & x_3^* & -x_4^* & x_1^* & x_2^* \\ x_4 & x_3 & -x_2 & x_1 & x_4^* & x_3^* & -x_2^* & x_1^* \end{bmatrix}。 \quad (4-13)$$

4.4.2 空时分组码的译码

对于空时分组编码，由于编码矩阵的正交性，在接收端可以采用最大似然算法进行译码，下面以发射天线为 2 接收天线为 2 编码结构分析最大似然译码算法，原理框图如图 23 所示。

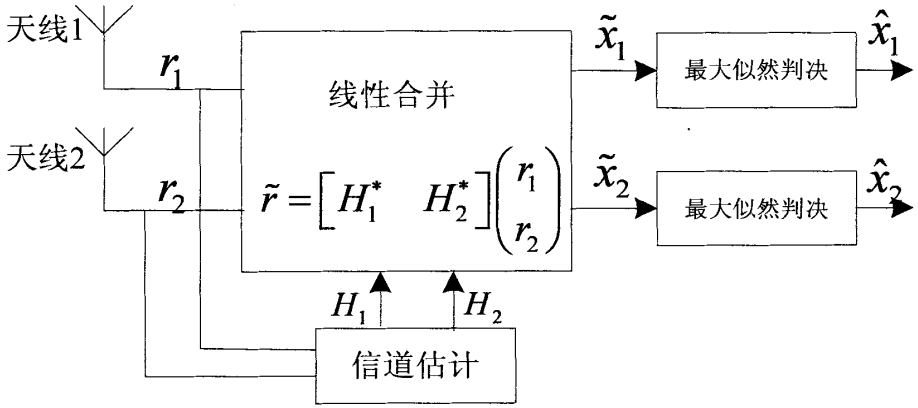


图 23 空时分组译码原理框图

Fig.23 Block diagram of space-time block decoding

对于两发两收系统，在第一个发射周期中，信号 x_1 从天线 1 发射， x_2 从天线 2 发射。在第二个发射周期，信号 $-x_2^*$ 从天线 1 发射，而 x_1^* 从天线 2 发射。将第 j 根接收天线在 t_1 时刻和 t_2 时刻接收的信号分别描述为 r_1^j 和 r_2^j ，则有：

$$r_1^j = h_{j1}x_1 + h_{j2}x_2 + n_1^j \quad (4-14)$$

$$r_2^j = -h_{j1}x_2^* + h_{j2}x_1^* + n_2^j \quad (4-15)$$

式中， h_{ji} ($j=1,2; i=1,2$) 是发射天线 i 到接收天线 j 的信道衰落系数， n_1^j 和 n_2^j 分别表示接收天线 j 在时刻 t_1 和时刻 t_2 的噪声信号。

接收机的两个统计判决结果为：

$$\tilde{x}_1 = \sum_{j=1}^2 h_{j1}^* r_1^j + h_{j2}^* (r_2^j)^* = \sum_{i=1}^2 \sum_{j=1}^2 |h_{ji}|^2 x_1 + \sum_{j=1}^2 h_{j1}^* n_1^j + h_{j2}^* (n_2^j)^* \quad (4-16)$$

$$\tilde{x}_2 = \sum_{j=1}^2 h_{j2}^* r_1^j - h_{j1}^* (r_2^j)^* = \sum_{i=1}^2 \sum_{j=1}^2 |h_{ji}|^2 x_2 + \sum_{j=1}^2 h_{j2}^* n_1^j + h_{j1}^* (n_2^j)^* \quad (4-17)$$

假设接收端通过信道估计，已知信道的状态信息，则最大似然译码准则可以分解为两个独立的译码算法，即：

$$\hat{x}_1 = \arg \min_{\hat{x} \in \mathcal{S}} \left(\sum_{j=1}^2 |h_{j1}|^2 + |h_{j2}|^2 - 1 \right) |x_1|^2 + d^2(\tilde{x}_1, \hat{x}_1) \quad (4-18)$$

$$\hat{x}_2 = \arg \min_{\hat{x} \in \mathcal{S}} \left(\sum_{j=1}^2 |h_{j1}|^2 + |h_{j2}|^2 - 1 \right) |x_2|^2 + d^2(\tilde{x}_2, \hat{x}_2) \quad (4-19)$$

对于空时分组译码，由于编码矩阵的正交性，可以采用最大似然译码，大大降低了译码的复杂度，在无线通信系统得到广泛应用。

通过前面的分析可以知道，分层空时编码的系统结构简单，易实现，有较高

的频带利用率，但是无法达到最大分集增益，抗衰落能力差；空时格码具有较高的编码增益和分集增益，能有效的抗衰落和干扰，但是译码需要采用 Viterbi 译码的方法实现，译码的复杂度较高，特别分集度和速率较高时，系统实现起来比较困难；对于矿井的特殊的传输环境，要求具有强的抗衰落能力，同时要求发射功率和设备体积较小，所以煤矿井下 MIMO 通信系统较适合采用正交的空时分组编码，它不仅能获得最大分集增益，而且还具有很低的译码复杂度。

4.5 本章小结

本章首先介绍了空时编码技术的特点和设计准则，通过空时编码可以使 MIMO 系统获得编码增益和分集增益。最后分别介绍分层空时码、空时格码和空时分组码这三种空时码字的编码和译码，以及它们各自的特点。

5 MIMO 系统的信道估计

信道估计就是从接收端接收的信号中将信道模型和状态信息估计出来的过程。MIMO 系统的主要优点是系统容量大，能获得分集增益，有效对抗信号的多径衰落，MIMO 系统实现大容量的基本条件是接收机能对信道进行信道估计，获得准确的信道状态信息，对接收到各自发射天线的信号进行去相关处理，从而在接收端对接收的信号进行去相关处理，准确的恢复被干扰的信号，增强了系统的抗多径衰落性能，保证系统的通信质量。

相比单天线通信系统，MIMO 通信系统的信道估计就显得比较复杂，复杂主要表现在：快速变化的环境导致信道的时变特性和多径时延造成信道的频率选择性。所以 MIMO 系统的信道估计是个值得研究的课题，另外信道估计也会影响系统的信道容量和误码性能。

对于 MIMO 信道估计，有时域和频域两大类方案，本文主要讨论时域的信道估计。时域的信道估计又可以分为基于训练序列的估计、半盲信道估计和盲信道估计^[53]。基于训练序列估计是借助训练序列，按一定准则对信道的有关参数进行准确的估计；盲和半盲估计不需要训练序列，但计算复杂度较高，且容易出现相位模糊、收敛速度慢等问题。根据矿井无线通信的特点，本文主要研究基于训练序列 MIMO 系统的信道估计。

5.1 平坦衰落 MIMO 的信道估计

对于 MIMO 系统，信道估计一般是在接收端的信号检测之前完成或与信号检测同时完成的，通过信道估计得到的信道状态信息，以便收发两端充分利用信道的状态信息。

通过第三章介绍可知，平坦衰落的 MIMO 的信道模型比较简单，信道的各个子信道建立为：

$$h_{i,j}(\tau, t) = h_{i,j}(t)\delta(\tau - \tau_0) \quad (5-1)$$

式中， $i=1, \dots, N_T$ ； $j=1, \dots, N_R$ ，信道矩阵可以表示为 $\mathbf{H} = (h_{i,j})_{N_T \times N_R}$ 。

于是平坦衰落下 MIMO 系统模型为：

$$\mathbf{Y} = \mathbf{H}\mathbf{X} + \mathbf{Z} \quad (5-2)$$

式中， $\mathbf{Y}$ 为多天线接收到的检测信号，维数 $N_R \times N$ ； N 为发送信号的训练序列长度； $\mathbf{X}$ 为训练符号矩阵，维数 $N_T \times N$ ； $\mathbf{Z}$ 为高斯白噪声矩阵，均值为 0，方差为 σ^2 。

平坦衰落下，MIMO 信道的估计算法主要有最大似然估计、最小二乘估计和最小均方估计^[54]。下面分别对它们进行介绍。

5.1.1 最大似然(ML)估计算法

假设 MIMO 系统的信道模型为 $\mathbf{Y} = \mathbf{H}\mathbf{X} + \mathbf{Z}$ ，可以通过构造代价函数 $P(\mathbf{H}/\mathbf{Y}, \mathbf{X})$ 来求得信道 $\mathbf{H}$ 的最大似然估计，最大似然估计算法是：

$$\left. \frac{\partial}{\partial \mathbf{H}} \ln P(\mathbf{H}/\mathbf{Y}, \mathbf{X}) \right|_{\mathbf{H}=\mathbf{H}_{\text{ML}}} = 0 \quad (5-3)$$

使代价函数 $P(\mathbf{H}/\mathbf{Y}, \mathbf{X})$ 取得最大值的 $\hat{\mathbf{H}}_{\text{ML}}$ 为最终的估计值，即：

$$\hat{\mathbf{H}}_{\text{ML}} = \arg \max_{\mathbf{H}} \{P(\mathbf{H}/\mathbf{Y}, \mathbf{X})\} \quad (5-4)$$

对于最大似然估计算法，可以使用下面的似然函数来进行分析：

$$P(\mathbf{H}/\mathbf{Y}, \mathbf{X}) = \frac{2}{(2\pi)^{N_r/2} |\mathbf{C}_z|^{1/2}} \exp\left\{-\frac{1}{2}(\mathbf{Y} - \mathbf{H}\mathbf{X})^H \mathbf{C}_z^{-1} (\mathbf{Y} - \mathbf{H}\mathbf{X})\right\} \quad (5-5)$$

式中， $\mathbf{C}_z$ 为噪声 $\mathbf{Z}$ 的协相关矩阵。

根据数学理论知识可以知道，要使代价函数取得最大值，则需要将上式代价函数对待估量求偏导，并令其为零，求得的估计量为相应的 $\hat{\mathbf{H}}_{\text{ML}}$ 。由于假设平坦衰落下 MIMO 信道噪声为高斯白噪声，则可以通过化简求得 $\hat{\mathbf{H}}_{\text{ML}}$ 为：

$$\hat{\mathbf{H}}_{\text{ML}} = \mathbf{Y}\mathbf{X}^H (\mathbf{X}\mathbf{X}^H)^{-1} \quad (5-6)$$

5.1.2 最小二乘(LS)估计算法

MIMO 系统的信道模型仍为式(5-2)，对于最小二乘信道估计算法也可以通过构造代价函数来求得，代价函数为：

$$P(\mathbf{H}) = (\mathbf{Y} - \mathbf{H}\mathbf{X})^H (\mathbf{Y} - \mathbf{H}\mathbf{X}) \quad (5-7)$$

对式(5-7)的代价函数求最小值，即对 $\mathbf{H}$ 求偏导并令其等于 0，可以求得最小二乘估计 $\hat{\mathbf{H}}_{\text{LS}}$ ，即：

$$\hat{\mathbf{H}}_{\text{LS}} = \mathbf{Y}\mathbf{X}^H (\mathbf{X}\mathbf{X}^H)^{-1} \quad (5-8)$$

从式(5-8)可以看出，最小二乘估计算法需要对矩阵进行求逆，为了保证矩阵能够进行求逆运算，要求训练矩阵必须是满秩的，也就是要求每个天线上发送的训练序列的长度大于系统的发射天线的数，另外还取决于导频序列的设计。

信道估计算法的性能一般是由估计值的均方误差 MSE 来衡量的，而 MSE 通常定义为：

$$MSE = E\left\{\left\|\mathbf{H} - \hat{\mathbf{H}}\right\|_F^2\right\} \quad (5-9)$$

则 LS 估计算法的 MSE 为:

$$MSE_{LS} = N\sigma^2 \text{tr}((\mathbf{X}\mathbf{X}^H)^{-1}) \quad (5-10)$$

其中 $\text{tr}(\bullet)$ 表示矩阵的秩。

对于平坦衰落下的 MIMO 信道,当信道的噪声在高斯白噪声时,最大似然估计和最小二乘估计是等价的,是因为 ML 算法的表达式最终可以化简成 LS 算法的表达式。

5.1.3 最小均方误差(MMSE)估计算法

假设 MIMO 系统的信道模型仍为式(5-2),对于最小均方误差估计算法仍然通过构造代价函数来求得,代价函数为:

$$P(\mathbf{H}) = E\left(\left\|\hat{\mathbf{H}} - \mathbf{H}\right\|^2\right) \quad (5-11)$$

对代价函数求最小值,可以得到 $\hat{\mathbf{H}}_{MMSE}$:

$$\hat{\mathbf{H}}_{MMSE} = \mathbf{R}_H(\mathbf{R}_H + \sigma^2(\mathbf{X}\mathbf{X}^H)^{-1})^{-1}\mathbf{H}_{LS} \quad (5-12)$$

式中 $\mathbf{R}_H$ 为信道的自相关矩阵,且 $\mathbf{R}_H = E(\mathbf{H}\mathbf{H}^H)$, $\hat{\mathbf{H}}_{LS}$ 为最小二乘估计。

对于 MMSE 信道估计,当训练序列 $\mathbf{X}$ 发生变化时,MMSE 的估计算法需要重新对 $\mathbf{X}$ 进行求逆,因此需要很大的运算量,为了降低复杂度,可以考虑采用 $E((\mathbf{H}\mathbf{H}^H)^{-1})$ 来代替 $(\mathbf{H}\mathbf{H}^H)^{-1}$,于是可以得出:

$$\hat{\mathbf{H}}_{MMSE} = \mathbf{R}_H\left(\mathbf{R}_H + \frac{\beta}{SNR}\mathbf{I}\right)^{-1}\mathbf{H}_{LS} \quad (5-13)$$

式中, β 表示与信号星座有关的常量。

最小均方误差估计算法的 MSE 为:

$$MSE_{MMSE} = E\left\{\left\|\mathbf{H} - \hat{\mathbf{H}}_{MMSE}\right\|^2\right\} = \text{tr}((\mathbf{R}_H^{-1} + \sigma^{-2}N^{-1}\mathbf{X}\mathbf{X}^H)^{-1}) \quad (5-14)$$

5.1.4 平坦衰落下信道估计算法性能比较

上面主要讨论了平坦衰落情况下 MIMO 信道的几种估计算法,下面对以上的几种信道估计算法进行比较。假设不同天线之间的信道系数都互不相关的,所有的估计算法均采用最优训练序列,并且每个接收天线接收的噪声也是互不相关的。

根据假设可以得出,信道的最大似然估计和最小二乘估计值是等价的,并且两种算法的均方误差是相等的。

对于平坦衰落的情形,采用两发两收的天线,编码方式采用正交分组编码,接收端使用最大似然译码,调制映射采用 QPSK 调制,对上面介绍三种信道估计算法进行仿真,得到的仿真的结果如图 24、图 25 和图 26。

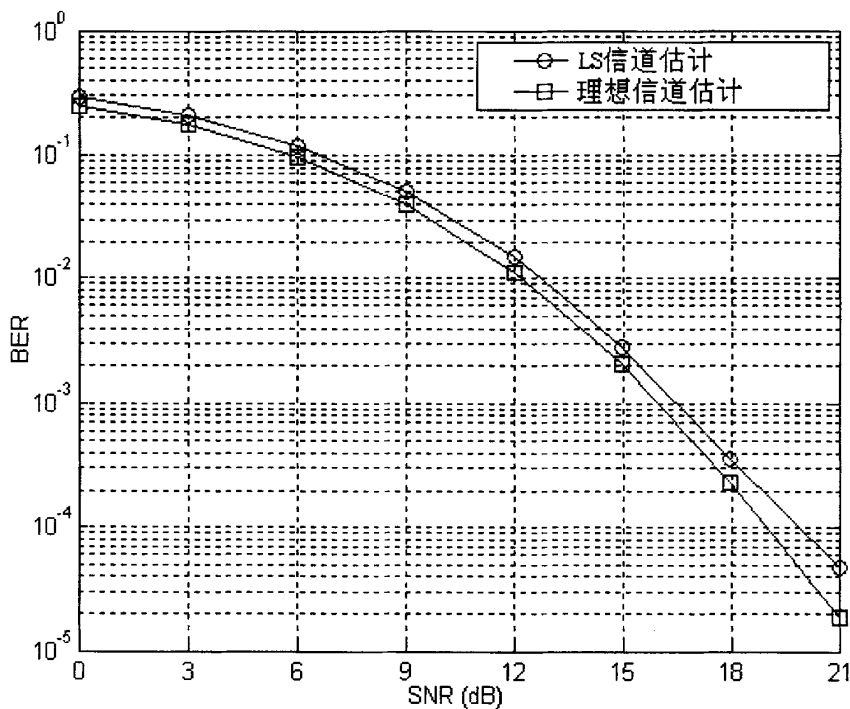


图 24 LS 估计的 BER 性能

Fig.24 BER performance of LS estimated

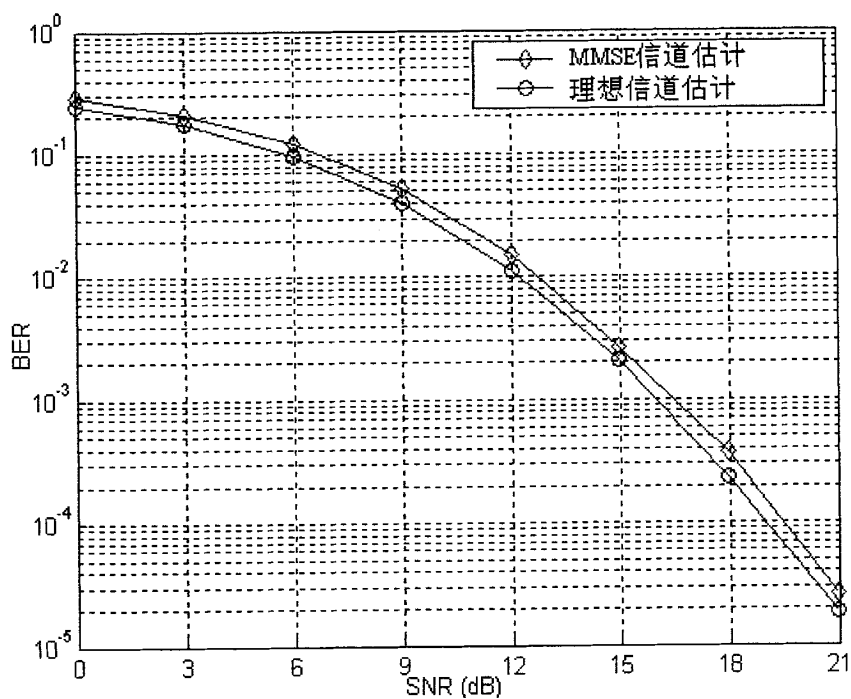


图 25 MMSE 估计的 BER 性能

Fig.25 BER performance of MMSE estimated

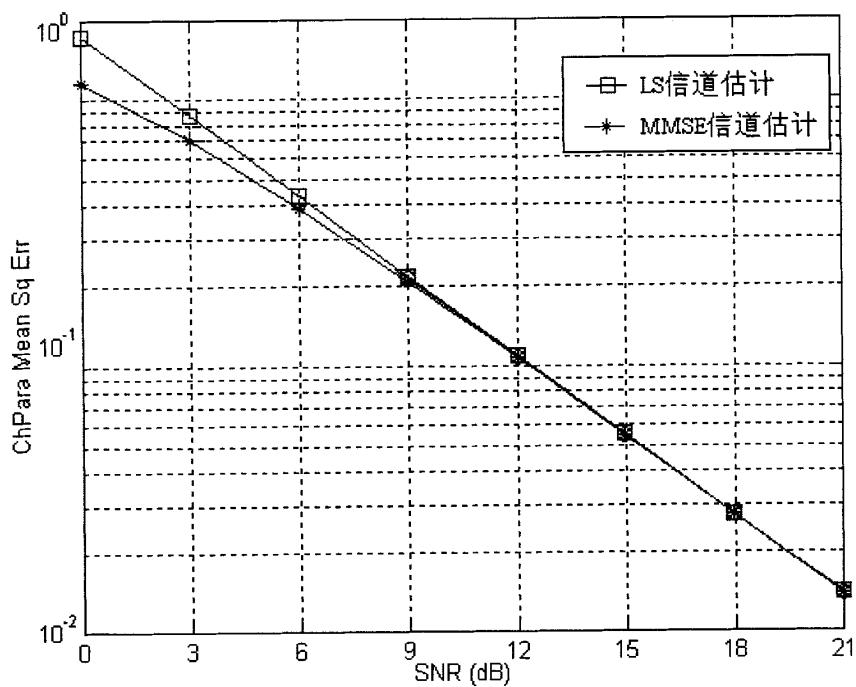


图 26 LS 与 MMSE 估计的 MSE 性能

Fig.26 MSE performance of LS and MMSE estimated

比较图 24 和图 25 可以得出, LS 估计和 MMSE 估计的 BER 性能差不多, 但是从图 26 中 MSE 曲线就可以看出, MMSE 估计算法要优于 LS 估计。低信噪比时, 最小均方误差估计可以很好抵消噪声, 相比 LS 算法估计, MMSE 估计算法的 MSE 性能有所改进; 在高信噪比时, 由于噪声可以忽略不计, 两者的性能相差无几。

5.2 频率选择性衰落 MIMO 的信道估计

和平坦衰落相比, 频率选择性衰落在实际的无线信道更常见, 本节将主要介绍频率选择性衰落的信道估计, 在前面介绍的平坦衰落信道估计的基础上进行推广, MIMO 系统的信道模型根据导频形式改写为:

$$\tilde{\mathbf{Y}} = \tilde{\mathbf{H}}\tilde{\mathbf{X}} + \tilde{\mathbf{Z}} \quad (5-15)$$

$$\tilde{\mathbf{H}} = \begin{pmatrix} H_0 & \mathbf{H}_1 & \cdots & \mathbf{H}_L & \cdots & 0 \\ 0 & \mathbf{H}_0 & \mathbf{H}_1 & \cdots & \mathbf{H}_L & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & 0, & \mathbf{H}_0 & \ddots & \cdots & \mathbf{H}_L & 0 \\ \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 \cdots & 0, & \mathbf{H}_0 & \cdots & \mathbf{H}_L \end{pmatrix}_{NN_R \times (L+N)N_T},$$

式中, L 为信道的多径数, N 为每个天线上的发射训练长度。

$$\mathbf{H}_L = \begin{pmatrix} h_{11}^L & \cdots & h_{1N_T}^L \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_R 1}^L & \cdots & h_{N_R N_T}^L \end{pmatrix},$$

$$\tilde{\mathbf{Y}} = \begin{pmatrix} \mathbf{y}[n] \\ \mathbf{y}[n-1] \\ \vdots \\ \mathbf{y}[n-N+1] \end{pmatrix}, \quad \tilde{\mathbf{X}} = \begin{pmatrix} \mathbf{x}[n] \\ \mathbf{x}[n-1] \\ \vdots \\ \mathbf{x}[n-N+1] \end{pmatrix}, \quad \tilde{\mathbf{Z}} = \begin{pmatrix} \mathbf{z}[n] \\ \mathbf{z}[n-1] \\ \vdots \\ \mathbf{z}[n-N+1] \end{pmatrix}.$$

式中, $\mathbf{y}[n] = [y_1[n], \cdots, y_{N_R}[n]]^T$ $\mathbf{x}[n] = [x_1[n], \cdots, x_{N_T}[n]]^T$, $\mathbf{z}[n] = [z_1[n], \cdots, z_{N_R}[n]]^T$ 。

估计准则中仍采用有最大似然估计、最小二乘估计和最小均方估计^[55]。下面分别对它们进行详细介绍。

5.2.1 最大似然估计算法

根据信道模型式(5-15), 可以得出最大似然估计的对数似然函数:

$$P = -\ln|\mathbf{0}| - \frac{1}{NN_R} \text{tr}\{(\mathbf{0}\mathbf{0}^H)^{-1}(\tilde{\mathbf{Y}} - \tilde{\mathbf{H}}\tilde{\mathbf{X}})(\tilde{\mathbf{Y}} - \tilde{\mathbf{H}}\tilde{\mathbf{X}})^H\} \quad (5-16)$$

假设 $\hat{\mathbf{R}}_{\tilde{\mathbf{Y}}\tilde{\mathbf{Y}}} = \tilde{\mathbf{Y}}\tilde{\mathbf{Y}}^H$, $\hat{\mathbf{R}}_{\tilde{\mathbf{X}}\tilde{\mathbf{X}}} = \tilde{\mathbf{X}}\tilde{\mathbf{X}}^H$, $\hat{\mathbf{R}}_{\tilde{\mathbf{X}}\tilde{\mathbf{Y}}} = \tilde{\mathbf{X}}\tilde{\mathbf{Y}}^H$, $\mathbf{H}$ 的最大似然估计为:

$$\hat{\mathbf{H}}_{\text{ML}} = \hat{\mathbf{R}}_{\tilde{\mathbf{Y}}\tilde{\mathbf{Y}}}^H \hat{\mathbf{R}}_{\tilde{\mathbf{X}}\tilde{\mathbf{X}}}^{-1} \quad (5-17)$$

于是可以得到 ML 估计的均方误差为:

$$MSE(\hat{\mathbf{H}}_{\text{ML}}) = \hat{\mathbf{R}}_{\tilde{\mathbf{Y}}\tilde{\mathbf{Y}}} - \hat{\mathbf{R}}_{\tilde{\mathbf{X}}\tilde{\mathbf{Y}}}^H \hat{\mathbf{R}}_{\tilde{\mathbf{X}}\tilde{\mathbf{X}}}^{-1} \hat{\mathbf{R}}_{\tilde{\mathbf{X}}\tilde{\mathbf{Y}}} = \frac{1}{N_R N_T L} \sum_{i=1}^{N_R N_T L} MSE(\tilde{h}_i) / \|\tilde{\mathbf{H}}\| \quad (5-18)$$

式中, $\tilde{h}_i$ 指收发天线之间的所有多径信道。

上式中假设矩阵是可逆的, 所以训练序列是不能随机选取的, 不同的训练序列会系统的信道估计产生不同的影响。

5.2.2 最小二乘估计算法

对于最小二乘算法, 其表达式为:

$$\hat{\mathbf{H}}_{\text{LS}} = \tilde{\mathbf{Y}}\tilde{\mathbf{X}}^H (\tilde{\mathbf{X}}\tilde{\mathbf{X}}^H)^{-1} \quad (5-19)$$

LS 估计的均方误差表达式为:

$$MSE(\hat{\mathbf{H}}_{\text{LS}}) = E\{\|\hat{\mathbf{H}}_{\text{LS}} - \tilde{\mathbf{H}}\|\} \quad (5-20)$$

所以可以求的 LS 估计的均方误差为:

$$MSE(\hat{\mathbf{H}}_{\text{LS}}) = \frac{1}{N_R N_T L} \sum_{i=1}^{N_R N_T L} MSE(\tilde{h}_i) / \|\tilde{\mathbf{H}}\| \quad (5-21)$$

5.2.3 最小均方误差估计算法

最小均方误差估计算法的表达式为:

$$\hat{\mathbf{H}}_{\text{MMSE}} = \tilde{\mathbf{Y}}\tilde{\mathbf{X}}^H \left(\frac{N_R}{\rho} \mathbf{I} + \tilde{\mathbf{X}}\tilde{\mathbf{X}}^H \right)^{-1} \quad (5-22)$$

MMSE 估计的方均误差表达式为:

$$MSE(\hat{\mathbf{H}}_{\text{MMSE}}) = E\{\|\hat{\mathbf{H}}_{\text{MMSE}} - \tilde{\mathbf{H}}\|\} \quad (5-23)$$

所以可以求得最小均方误差估计的方均误差为：

$$MSE(\hat{\mathbf{H}}_{\text{MMSE}}) = \frac{1}{N_R N_T L} \sum_{i=1}^{N_R N_T L} MSE(\tilde{h}_i) / \|\tilde{\mathbf{H}}\| \quad (5-24)$$

5.2.4 频率选择衰落下信道估计算法性能比较

对于频率选择性衰落的情形，采用 2 发 4 收的天线，编码方式采用正交分组编码，接收端使用 MMSE 检测，调制映射采用 QPSK 调制，信道的可分辨路径数目为 2，对上面介绍的几种信道估计算法进行仿真，得到的仿真结果如图 27、图 28 和图 29。

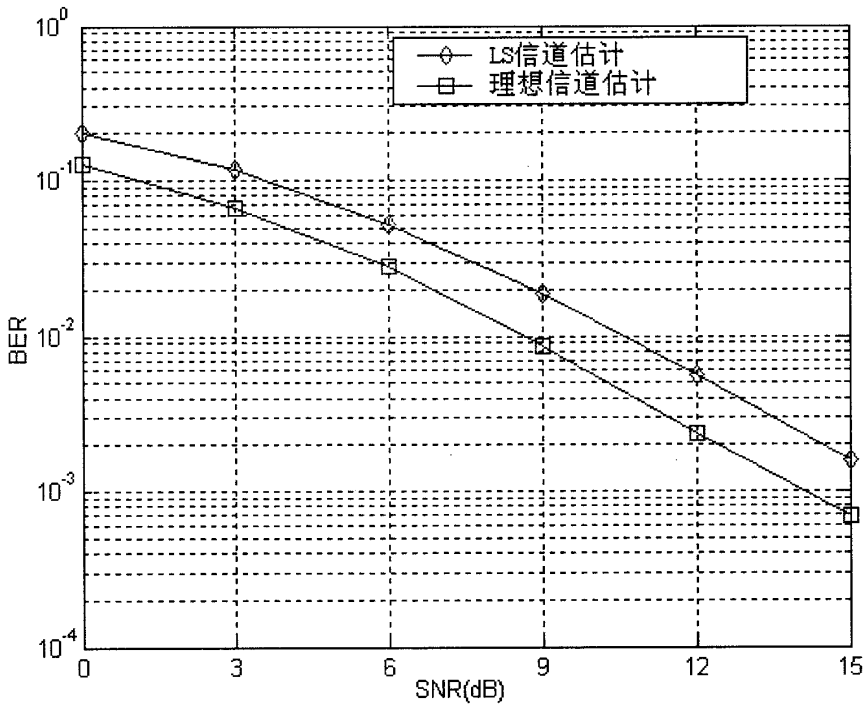


图 27 LS 估计的 BER 性能

Fig.27 BER performance of LS estimated

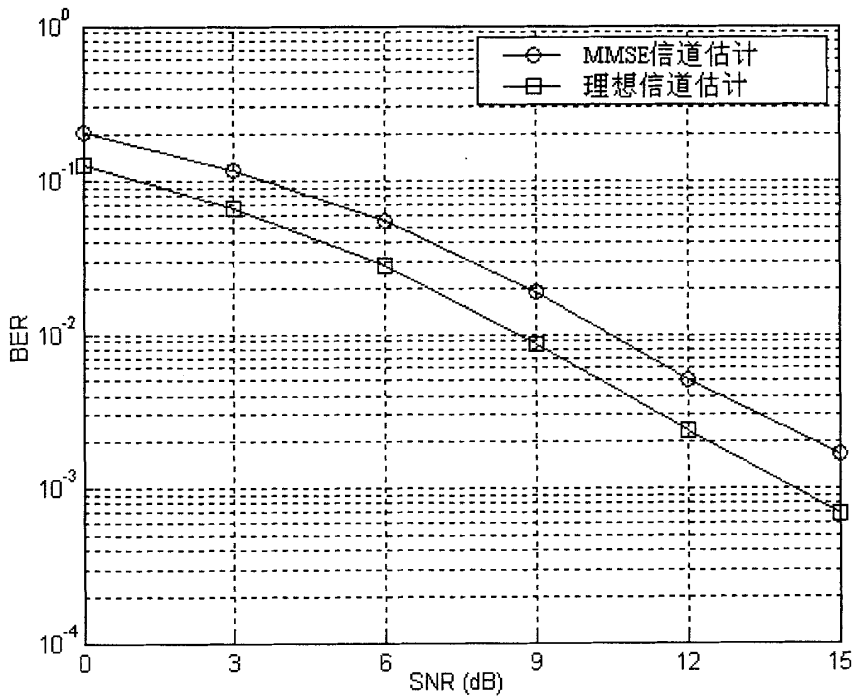


图 28 MMSE 估计的 BER 性能

Fig.28 BER performance of MMSE estimated

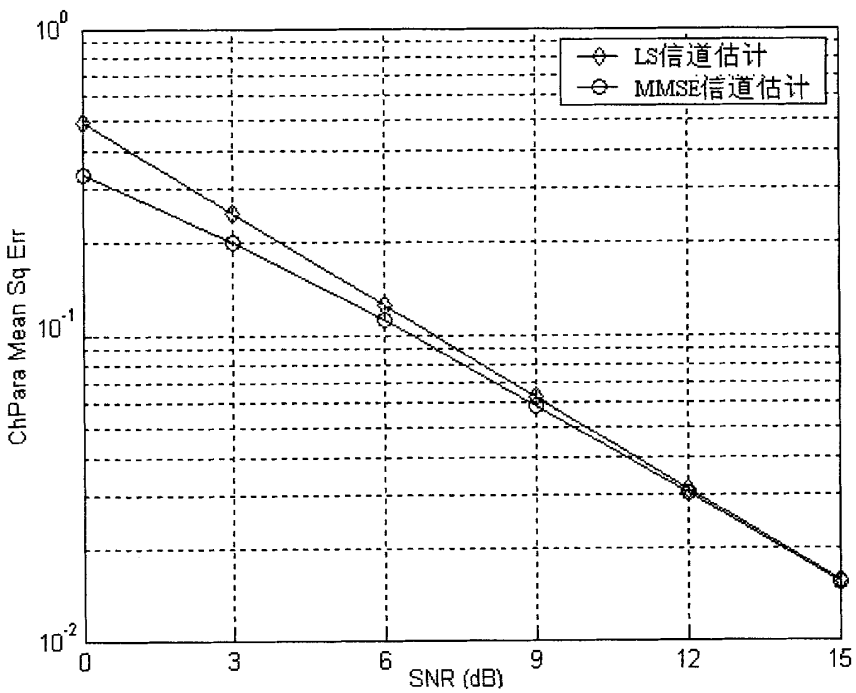


图 29 LS 与 MMSE 估计的 MSE 性能

Fig.29 MSE performance of LS and MMSE estimated

仿真结果表明, 和平坦衰落的情形相同, LS 估计和 MMSE 估计的 BER 性能差不多, MMSE 估计算法的 MSE 性能要优于 LS 估计算法。

从以上所述可以得到, 频率选择性下信道模型可被转化成平坦衰落的信道模型, 频率选择性衰落信道的估计可以通过平坦衰落信道进行推广, 然而由于多径的原因, 使导频序列不再满足天线正交情况, 使信道估计的性能下降, 所以下一节将讨论导频的序列设计。

5.3 导频序列的设计

在基于训练序列的信道估计中, 要求每个发射天线之间的训练序列满足正交性, 以便在接收端通过训练序列来区分不同的天线和用户。

1. 平坦衰落情况

在平坦衰落情况下, 由于信道的简单性, 信道估计可以很容易使用具有正交特性的训练序列, 通常使用 Gold 序列、Walsh 矩阵等产生导频序列。对于导频符号是占用信道时隙和发射功率的, 因此, 要尽可能采用少的导频符号来进行信道估计。

正交设计的优点是既能完成信道估计又能节省系统资源。平坦衰落下的发送信号训练序列的设计要满足:

$$\mathbf{X}\mathbf{X}^H = \mathbf{I} \quad (5-25)$$

这种正交设计可以使信道估计占用的时隙和发送的能量达到最小, 而且还可以减小信道估计的误差。

2. 频率选择性衰落

对于频率选择性衰落, 由于多径的缘故, 会对每个天线的训练序列造成影响, 导致每个天线之间的导频不再满足正交性。对于频率选择性衰落信道模型, 通常把收发两端之间的信道等效一个抽头延时线性模型。频率选择性衰落通过延时线性模型可以转化成复杂的平坦衰落模型, 因此频率选择性衰落信道的导频序列可以使用平坦衰落的信道估计算法来进行设计。

MIMO 系统的导频序列设计时, 需要对序列的设计进行简化。通常系统需要对所有可能的训练序列进行穷尽搜索, 造成计算量比较大。因此, 系统应考虑采用一些次优的序列, 来降低计算的复杂度, 不过会导致算法均方误差的增加。

MIMO 信道可以通过 MISO 信道来扩展, 下面首先分析 $N_T = 2, N_R = 1$ 的 MISO 系统, 然后推广到 MIMO 系统。假设信道有 L 条路径, 信道可以等效成 L 个抽头延时线性模型, 发送信号为 x_1 和 x_2 , 频率选择性信道为 $\mathbf{H}_{11} = [h_{11}, \dots, h_{11}^{L-1}]$ 和

$\mathbf{H}_{21} = [h_{21}, \dots, h_{21}^{L-1}]$ ，每个序列符号包括 L_D 个信息符号和 L_T 个训练符号。于是在第 n 个时隙的接收信号可以表示为^[55]：

$$y(n) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{11}^l x_1(n-l) + \sum_{l=0}^{L-1} h_{21}^l x_2(n-l) + z(n) \quad (5-26)$$

式中， $z(n)$ 为信道的噪声。

长度为 L_T 的训练序列经过信道传输后，接收的数据矢量可以表示为：

$$\mathbf{Y} = (\mathbf{H}_{11}, \mathbf{H}_{21}) \begin{pmatrix} \mathbf{X}_1(L, L_T) \\ \mathbf{X}_2(L, L_T) \end{pmatrix} + \mathbf{Z} = \mathbf{H}\mathbf{X} + \mathbf{Z} \quad (5-27)$$

$\mathbf{Y}$ 和 $\boldsymbol{\eta}$ 的维数为 $1 \times (L_T - L + 1)$ ， $\mathbf{H}_{11}$ 和 $\mathbf{H}_{21}$ 的维数为 $1 \times L$ ， $\mathbf{X}_1$ 和 $\mathbf{X}_2$ 的维数为 $L \times (L_T - L + 1)$ 的矩阵。

假设矩阵是满秩的，由信道估计知识可以得到最小二乘信道估计为：

$$\hat{\mathbf{H}} = [\hat{\mathbf{H}}_{11}, \hat{\mathbf{H}}_{21}] = \mathbf{Y}\mathbf{X}^H (\mathbf{X}\mathbf{X}^H)^{-1} \quad (5-28)$$

当高斯白噪声均值为零时，有 $E\{\hat{\mathbf{H}}\} = \hat{\mathbf{H}}$ ，所以信道估计是无偏估计，估计的方均误差为：

$$MSE = E[\mathbf{H}_{\Delta} \mathbf{H}_{\Delta}^H] = 2\sigma^2 \text{tr}((\mathbf{X}\mathbf{X}^H)^{-1}) \quad (5-29)$$

其中， $\mathbf{H}_{\Delta} = \mathbf{H} - \hat{\mathbf{H}}$ 。

当且仅当 $\mathbf{X}\mathbf{X}^H = \begin{pmatrix} \mathbf{X}_1\mathbf{X}_1^H & \mathbf{X}_1\mathbf{X}_2^H \\ \mathbf{X}_2\mathbf{X}_1^H & \mathbf{X}_2\mathbf{X}_2^H \end{pmatrix} = (L_T - L + 1)\mathbf{I}_{2L}$ 时，估计误差达到最小，最小均方误差为：

$$MMSE = \frac{2\sigma^2 L}{(L_T - L + 1)} \quad (5-30)$$

5.4 本章小结

本章分析信道估计的作用，分别讨论了平坦衰落情况和频率选择性衰落情况下 MIMO 信道估计的算法，并对估计算法进行了仿真分析，最后对导频序列的设计进行了研究。

6 矿井 MIMO 系统的设计及性能分析

矿井巷道是一个非自由的受限空间，巷道内有许多金属支柱和机电设备，巷道表面粗糙，并且巷道倾斜、有拐弯和分支，信号在巷道内传输会发生反射、折射、散射等现象。信号的多径传播会产生多径衰落，使有用信号的传输特性受到破坏，产生码间干扰，增加了系统的误码率，降低了通信系统的可靠性。因此，必须考虑采取新的抗多径衰落技术来提高通信系统的可靠性。

通过前面的分析，可知 MIMO 系统采用阵列天线技术，充分利用无线信号的多径传播，建立空间并行传输信道，有效的提高通信系统的容量和数据速率；另外 MIMO 系统的空时编码还可以获得分集增益和编码增益，有效的对抗多径衰落。因此，本章根据矿井特殊的无线通信环境，设计了矿井 MIMO 通信系统，并研究了该系统的抗多径衰落性能。

本文设计的矿井 MIMO 频带通信系统的结构框图如图 30 所示。

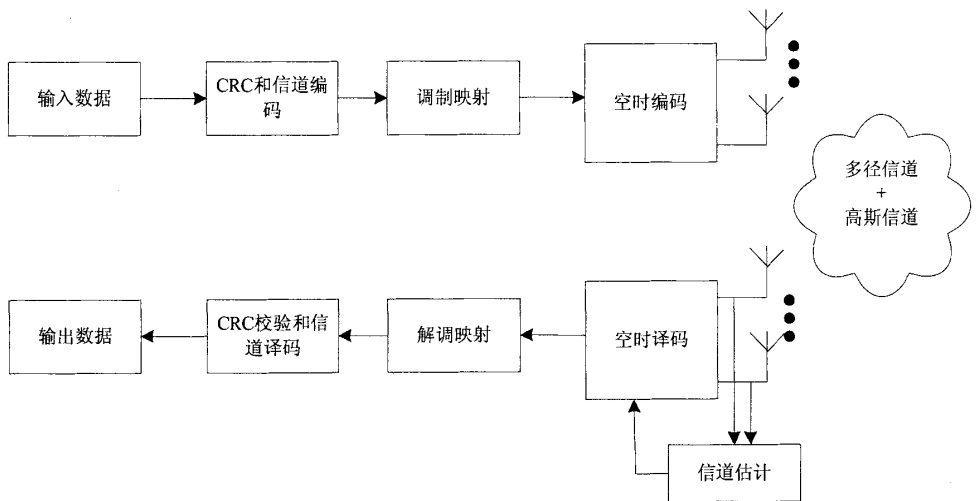


图 30 MIMO 频带系统的结构框图

Fig.30 Structure diagram of MIMO band system

6.1 MIMO 频带系统的设计

根据矿井 MIMO 频带系统的结构框图，系统主要模块包括检错编码、信道编码、调制方式以及空时编码。系统中用到的检错编码为冗余校验编码 CRC，信道编码为 RS 编解码，调制方式采用 MPSK 调制和解调。

6.1.1 CRC 校验

CRC 校验根据输入的信息比特 $(S_{K-1}, S_{K-2}, \dots, S_1, S_0)$, 通过 CRC 算法产生 L 位的校验比特序列^[56] $(C_{L-1}, C_{L-2}, \dots, C_1, C_0)$ 。

CRC 算法是将输入比特表示成下列多项式的系数:

$$S(D) = S_{K-1} D^{K-1} + S_{K-2} D^{K-2} + \dots + S_1 D + S_0 \quad (6-1)$$

式中, D 可以看作一个时延因子, D^i 对应 S^i 所处位置。校验产生的多项式为:

$$g(D) = D^L + g_{L-1} D^{L-1} + \dots + g_1 D + 1 \quad (6-2)$$

则校验比特对应下面多项式系数:

$$C(D) = \text{Remainder}\left[\frac{S(D) \cdot D^L}{g(D)}\right] = C_{L-1} D^{L-1} + \dots + C_1 D + C_0 \quad (6-3)$$

式中, $\text{Remainder}[\bullet]$ 表示取余数, 式中除法类似普通多项式的除法, 而差别在于系数采用二进制, 并且以模 2 为运算。最终形成的发送比特序列为:

$(S_{K-1}, S_{K-2}, \dots, S_1, S_0, C_{L-1}, C_{L-2}, \dots, C_1, C_0)$ 。

6.1.2 RS 编码与解码

RS 码 (Reed Solomon) 是一种信道编码技术, 是一类定义在伽罗华域 $GF(2^m)$ 上的多进制 BCH 码^[22]。RS 编码具有很强的纠错能力, 特别适合纠正随机错误、突发错误以及二者的结合, 可以增强系统的可靠性。

RS 定义在 $GF(2^m)$ 中的 $RS(n, k)$ 码, 其中 n 为码元长度, k 为信息码长度, m 为每个码元的比特数, 则 $n-k$ 为校验码长度。如果 RS 码的纠错能力为 t , 则 $t=(n-k)/2$ 。本文设计的系统采用 $RS(15,11)$ 编码作为信道编码。

RS 码编码公式为:

$$P(z) = z^{n-k} D(z) \bmod G(z) \quad (6-4)$$

根据式 (6-4), 对 RS 进行编码, 编码流程图如图 30 所示。编码后的输出码字为 $[d_{k-1}, \dots, d_1, d_0 (\text{信息码}), p_{2t-1}, \dots, p_1, p_0 (\text{校验码})]$ 。

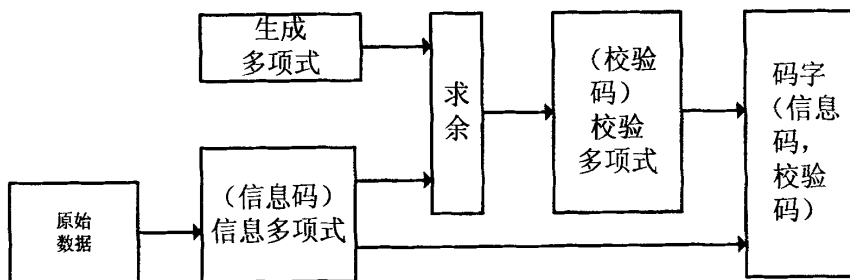


图 31 编码流程图

Fig 31 Encoding flow diagram

系统的接收端需要对信号进行信道译码, RS 译码过程主要有包括以下几个步骤:

第一, 首先对接收的码字进行判决计算, 判断是否有错误的码字。

第二, 对式 (6-5) 进行求解, 求出 $\Lambda(z)$ 和 $\Omega(z)$ 。

$$\Lambda(z)S(z) \equiv \Omega(z) \bmod z^{2t} \quad (6-5)$$

第三, 对错误码字的位置进行定位, 用式 (6-6) 求出每个错误位置所对应的错误码字。

$$Y_i = -\frac{X_i^{-(m_0-1)}\Omega(X_i^{-1})}{\Lambda'(X_i^{-1})} = -\frac{z^{m_0}\Omega(z)}{z\Lambda'(z)}_{z=X_i^{-1}} \quad (6-6)$$

第四, 对错误码字进行纠正, 输出正确的码元。

6.1.3 MPSK 调制与解调

MPSK 是指多进制数字相位调制, 是利用载波的多种不同的相位来表征数字信息的调制方式^[57]。比较常用多进制数字相位调制方式是 QPSK 调制, 它具有较强的抗干扰性和较高的频谱利用率, 另外电路也比较容易实现。为了保证系统的性能和信号传输的效率, 系统的调制方式采用 MPSK 调制。

QPSK 每次调制可传输 2 个信息比特, 信息比特是通过载波的 4 种不同相位来传递, 即 00、01、10、11 分别对应:

$$A_0 \cos(\omega_c t + \frac{\pi}{4}), A_0 \cos(\omega_c t - \frac{\pi}{4}), A_0 \cos(\omega_c t + \frac{3\pi}{4}), A_0 \cos(\omega_c t - \frac{3\pi}{4}) \quad (6-7)$$

其中 $0 \leq t < 2T$, T 为比特周期。

图 32 (a) 为调制星座图, 图 32 (b) 为 QPSK 调制的矢量图。

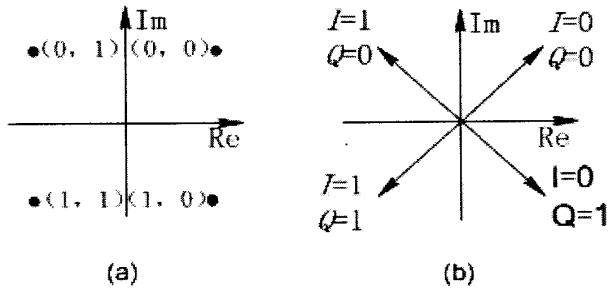


图 32 QPSK 调制的星座图与矢量图

Fig.32 The constellation and vector diagram of QPSK modulation

6.1.4 MIMO 空时编码

通过第四章的 MIMO 系统空时编码的讨论, 可以知道, 对于矿井 MIMO 通信系统适合采用正交的空时分组编码, 它不仅能获得最大分集增益, 而且还具有很低的译码复杂度。

本系统设计发射天线为 2 接收天线为 N_R , 系统采用正交空时分组编码, 发送天线为 2, 编码矩阵为 $X = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 \\ -x_2^* & x_1^* \end{bmatrix}$ 。

对于发射天线为 2 和接收天线为 N_R 的系统, 将第 j 根接收天线在 t 时刻和 $t+T$ 时刻接收的信号分别描述为 r_1^j 和 r_2^j , 则有:

$$r_1^j = h_{j1}x_1 + h_{j2}x_2 + n_1^j \quad (6-8)$$

$$r_2^j = -h_{j1}x_2^* + h_{j2}x_1^* + n_2^j \quad (6-9)$$

式中, $h_{ji}(i=1,2;j=1,2,\dots,n_R)$ 是发射天线 i 到接收天线 j 的衰落系数, n_1^j 和 n_2^j 分别表示接收天线 j 在时刻 t 和时刻 $t+T$ 的噪声信号。接收机的两个统计判决结果为:

$$\tilde{x}_1 = \sum_{j=1}^{n_R} h_{j1}^* r_1^j + h_{j2} (r_2^j)^* = \sum_{i=1}^2 \sum_{j=1}^{n_R} |h_{ji}|^2 x_1 + \sum_{j=1}^2 h_{j1}^* n_1^j + h_{j2} (n_2^j)^* \quad (6-10)$$

$$\tilde{x}_2 = \sum_{j=1}^{n_R} h_{j2}^* r_1^j - h_{j1} (r_2^j)^* = \sum_{i=1}^2 \sum_{j=1}^{n_R} |h_{ji}|^2 x_2 + \sum_{j=1}^2 h_{j2}^* n_1^j + h_{j1} (n_2^j)^* \quad (6-11)$$

如果接收端已知信道的状态信息, 则统计的结果 $\tilde{x}_i(i=1,2)$ 仅是 $x_i(i=1,2)$ 的函数, 最大似然译码准则分解为两个独立的译码算法, 即:

$$\hat{x}_1 = \arg \min_{\hat{x} \in S} \left(\sum_{j=1}^{n_R} |h_{j1}|^2 + |h_{j2}|^2 - 1 \right) |\hat{x}_1|^2 + d^2(\tilde{x}_1, \hat{x}_1) \quad (6-12)$$

$$\hat{x}_2 = \arg \min_{\hat{x} \in \mathcal{S}} \left(\sum_{j=1}^{n_r} |h_{j1}|^2 + |h_{j2}|^2 - 1 \right) |\hat{x}_2|^2 + d^2(\tilde{x}_2, \hat{x}_2) \quad (6-13)$$

对于 MPSK 调制而言，由于星座图中所有信号具有相同的能量，则最大似然译码准则可以简写为：

$$\hat{x}_1 = \arg \min_{\hat{x} \in \mathcal{S}} d^2(\tilde{x}_1, \hat{x}_1) \quad (6-14)$$

$$\hat{x}_2 = \arg \min_{\hat{x} \in \mathcal{S}} d^2(\tilde{x}_2, \hat{x}_2) \quad (6-15)$$

6.2 信道

通过前面对矿井无线通信的环境的分析，矿井无线信道是个复杂信道，受到环境因素的影响，如果采用前面所述的 GBDB 信道模型，系统分析起来比较的复杂，为了研究的简单性，本章采用 AWGN 信道模型和瑞利多径衰落信道模型相结合的方式近似模拟矿井的无线信道。

6.2.1 AWGN 信道

AWGN 信道是指加权高斯白噪声的信道，是一种理想的、简单的信道模型。加性噪声是指叠加在信号上的一种噪声，可以表示为 $n(t)$ 。白噪声是指功率谱密度均匀分布的噪声。当白噪声的幅度分布服从高斯分布时，称此噪声为高斯白噪声。对于 AWGN 信道，它的功率谱密度函数和概率密度函数的关系如下：

$$\Phi_n(f) = \frac{1}{2} N_0 \quad [\text{W/Hz}] \quad (6-16)$$

式中， N_0 是噪声功率密度，是一个常数。

6.2.2 瑞利多径衰减信道

对于复杂的矿井无线通信环境，巷道中存在着严重的多径衰落，影响煤矿井下无线信号的传播，破坏了信号传输特性，增加了系统的误码率。瑞利多径衰落信道模型 (Rayleigh fading channel) 是无线电波在传播环境中的一种数学统计模型，它常用来描述在建筑物密集的无线传播环境^[58]。由于传输的信号会受到密集建筑物或其他障碍物的阻碍，导致通信系统的接发两端之间不存在可视路径，所以无线信号在传输过程中会发生反射、折射、散射等现象，造成接收信号的强度减弱。通过前面对矿井无线通信环境的分析，瑞利多径衰落信道模型可以用于

描述矿井的无线信道。

如果无线电波在传输过程中发生多次散射，并且信道有一定数目的散射路径，则接收到的信号是许多统计独立的随机变量的叠加。在无线电多径传播环境中进行信道冲激响应的实际测试，通过对试验结果的分析可以发现，每一路信号的传输时延均不相同，在接收端接收到的实际信号是经过多次反射、折射以及衍射后的多路信号的叠加。图 33 表示了两条路径传输模式信道的冲激响应，图 34 表示了实际多径信道的冲激响应。

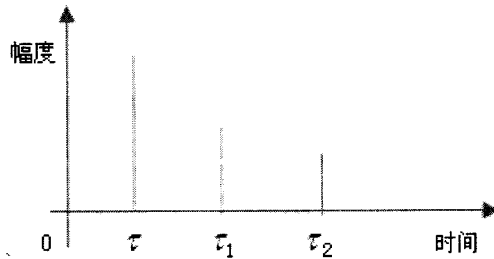


图 33 两条路径模式的信道冲激响应

Fig.33 Two-path channel impulse response.

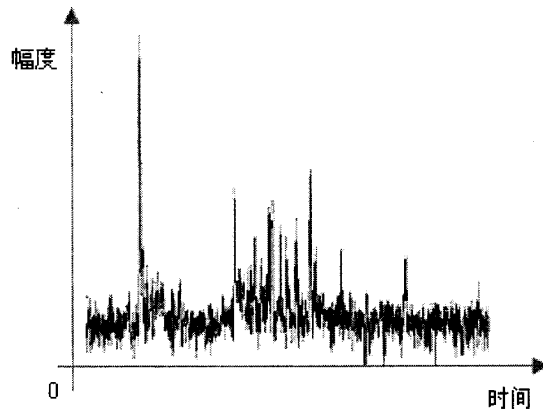


图 34 实际多径信道的冲激响应

Fig.34 The actual multi-path channel impulse response

对实际多径信道进行多次测试，可以发现每一条路径传输信号的幅度包络服从瑞利分布，相位服从均匀分布，而且延迟信号和折射信号的功率之比是常数^[58]。所以，只要知道直射信号的相对延迟时间和功率大小，就可以对信号多径传输进行仿真。因此在 MATLAB 软件中可以构建瑞利多径信道。

6.3 信道估计

信道估计在 MIMO 系统有着重要的作用,接收端可以通过精确的信道估计获得准确的信道状态信息,在接收端可以对接收的信号进行去相关处理,能够正确的恢复被干扰的信号,于是提高了 MIMO 系统的容量,增强系统的抗多径衰落性能,保证通信系统的质量。

根据前面介绍的信道估计方法,可以知道最小均方误差估计算法的方均误差比最小二乘估计和最大似然估计方法要小很多。针对矿井的无线通信环境,信道估计采用基于序列的最小均方误差信道估计。对于序列的设计方法,就是将训练序列的符号限制在一个特定的星座中,如 BPSK 或 QPSK 等,这样使收发器的实现起来比较简单。

从上一章的分析得到最小均方误差估计算法的表达式为:

$$\hat{\mathbf{H}}_{\text{MMSE}} = \tilde{\mathbf{Y}}\tilde{\mathbf{X}}^H \left(\frac{N_R}{\rho} \mathbf{I} + \tilde{\mathbf{X}}\tilde{\mathbf{X}}^H \right)^{-1} \quad (6-17)$$

最小均方误差估计的方均误差为:

$$\text{MSE}(\hat{\mathbf{H}}_{\text{MMSE}}) = \frac{1}{N_R N_T L} \sum_{i=1}^{N_R N_T L} \text{MSE}(\tilde{h}_i) / \|\tilde{\mathbf{H}}\| \quad (6-18)$$

6.4 系统性能仿真

6.4.1 系统性能仿真指标

系统的性能指标是指用来描述传输系统性能的参数,是衡量系统性能优劣的主要依据,下面对系统的两个重要指标进行分析。

(1) 频带利用率

频带利用率定义为信号传输速率与系统带宽的比值,单位是 bit/s/Hz。它描述了信号传输速率和带宽之间的关系,是衡量数据通信系统有效性的一个重要指标。频带利用率常常是用来衡量一个信号传输技术对带宽资源的利用率。

在理论上, BPSK 调制方式的频谱利用率为 1bit/s/Hz; QPSK 调制方式的频谱利用率为 2bit/s/Hz; 8PSK 调制方式的频谱利用率为 3bit/s/Hz。MPSK 调制的频谱利用率为 $\log_2 M$ (bit/s/Hz)。频谱利用率越高,说明在相同的带宽内系统传输的数据就越多^[58]。

(2) 误码率

误码率是指错误接收的码字数在传输总码字数所占的比例,它是衡量信号规

定时间内信号进行准确传输的指标，是数字通信系统的可靠性的重要指标。误码率产生的主要原因是信号在传输过程受到衰减，信号的传输特性发生了变化。如果传输的是二元数字信号，误码率又称作误比特率(BER: bit error ratio)。误码率通常用 10^{-k} 的形式来表示。

下面来分析四相相移键控(QPSK)的误码率，对于经过 QPSK 调制的信号可以等效成两个 BPSK 信号，即 I 路和 Q 路都是 BPSK 调制，当两路正交的 BPSK 信号相干检测都正确时，QPSK 解调输出的信号才是正确的。所以对于 QPSK 调制方式，信号的误码率为^[56]：

$$P_e = 1 - [1 - \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{r/2}]^2 \tag{6-19}$$

6.4.2 系统仿真流程

由 MIMO 基带系统的原理图，利用 Matlab 软件进行模块化结构设计，可以得到系统性能仿真程序流程图 34，图中的系统仿真功能模块包括参数设置、输入数据、CRC 编码、RS 信道编码、调制映射、空时编码、信道处理、信道估计、空时译码、解调映射、RS 信道译码、CRC 校验、输出数据和系统的误码率计算等模块。

整个系统的仿真流程如图 35 所示。

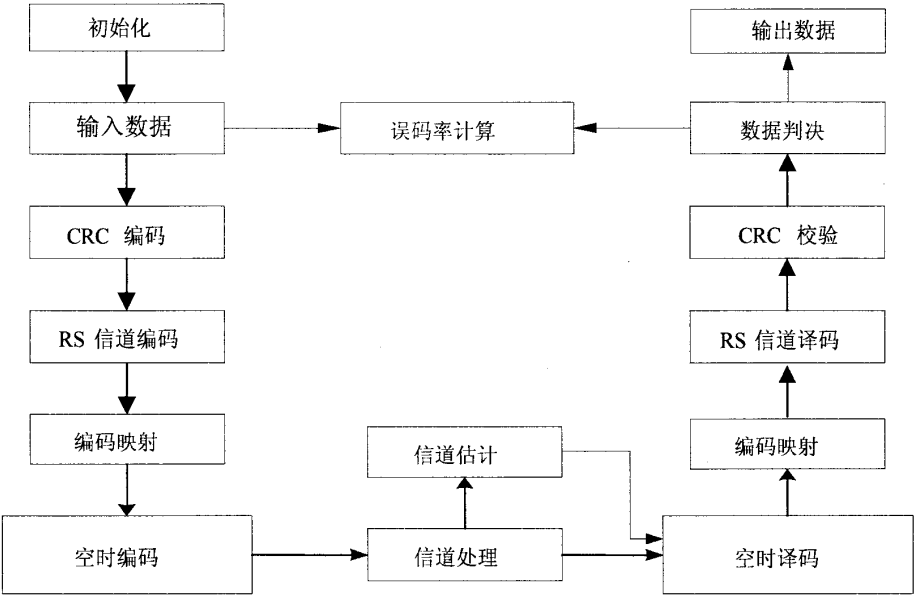


图 35 仿真程序流程图

Fig.35 Simulation flow-chart

6.4.3 仿真参数设置

MIMO 系统仿真采用的调制方式分别为 QPSK、8PSK 调制，空时编码采用码率为 1 的正交空时分组编码，发射天线为 2，接收天线分别为 1、2、4 的无线通信系统，无线信道采用瑞利多径衰落加高斯信道进行模拟，假设信道的多径数目分别为 2、4、6。

6.5 仿真结果分析

对于 MIMO 系统，假设发射天线 $N_T = 2$ ，接收天线数分别为 1、2、4(即 $N_R = 1$ 、2、4)，调制方式为 BPSK、QPSK 和 8PSK，空时编码方式采用正交空时分组编码，采用基于训练序列的最小均方误差估计算法，接收端使用最大似然检测，信道的多径路数为 2。通过对系统仿真，可以得到 MIMO 系统不同天线对数的误码率曲线图。仿真结果如图 36、图 37 和图 38 所示。

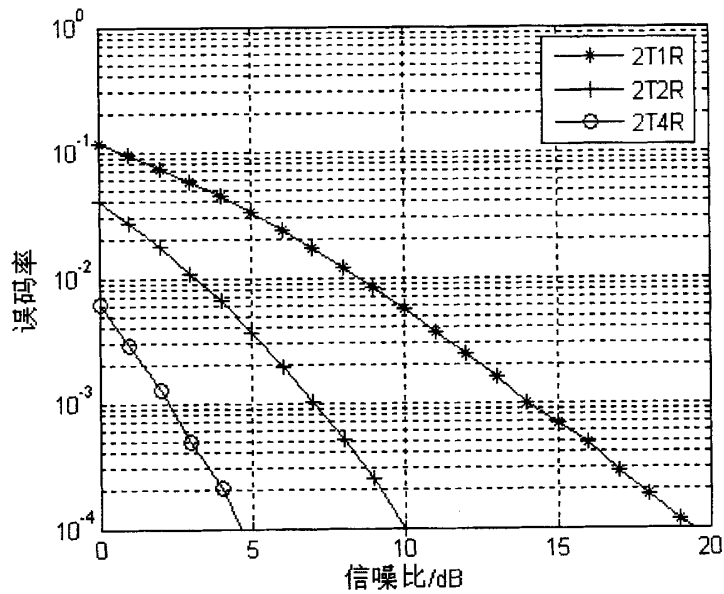


图 36 QPSK 调制方案 BER 性能

Fig.36 BER performance of QPSK modulation scheme

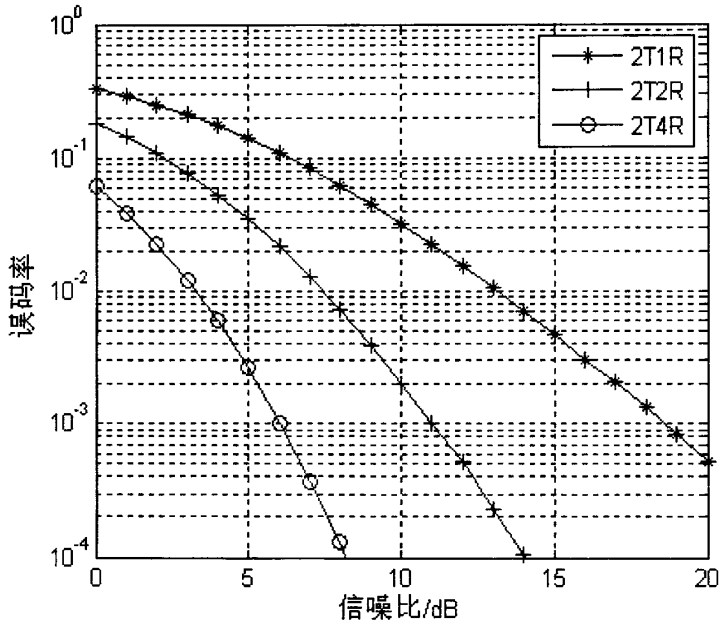


图 37 QPSK 调制方案 BER 性能

Fig.37 BER performance of QPSK modulation scheme

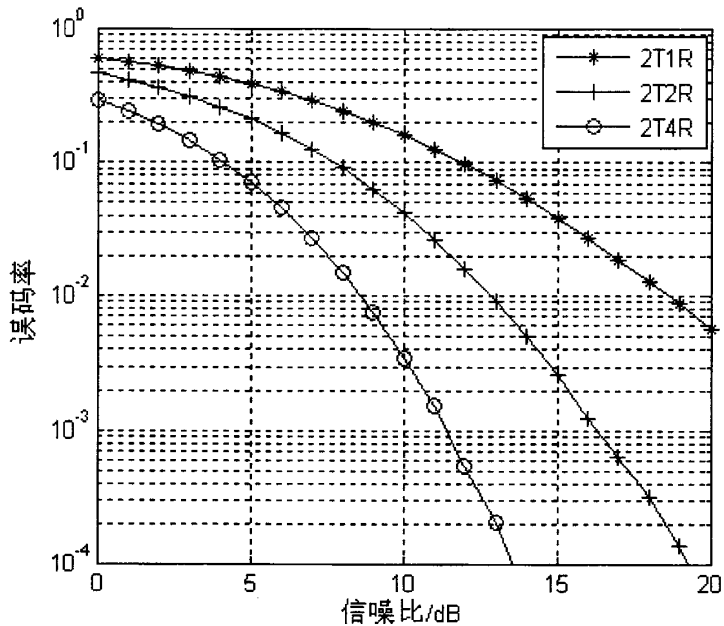


图 38 8PSK 调制方案 BER 性能

Fig.38 BER performance of 8PSK modulation scheme

从图 36、图 37 和图 38 中可以看出, 接收天线为 1 时, MIMO 系统的误码率最大, 接收天线为 4 时, MIMO 系统的误码率最低。随着接收天线数的增加, MIMO

系统的误码率在降低, 抗多径性能在增强, 这是因为系统的分集效益随接收天线数的增加而增加。

比较 BPSK、QPSK 和 8PSK 三种调制方案的情况下多径衰落信道 MIMO 系统仿真性能, 采用 BPSK 调制方案的系统性能最好, QPSK 次之, 8PSK 调制的性能较差。在实际应用的中, 这三种调制方式均可被矿井无线通信系统所采用, 它们有各自的特点, BPSK 调制的通信系统性能最好, 8PSK 调制的系统性能较差, 但是采用 8PSK 调制的系统传输速率要快于 QPSK 和 BPSK 调制方案的通信系统

在不同多径数目的情况下, 对 MIMO 系统的性能进行研究。假设系统的调制方式采用 QPSK, 空时编码方式采用正交空时分组编码, 发射天线数 $N_T = 2$, 接收天线数 $N_R = 2$, 接收端使用最大似然检测, 信道的多径路数分别为 2、4、6。

可以得到 MIMO 系统在不同多径数目条件下的误码率曲线图, 如图 39 所示。

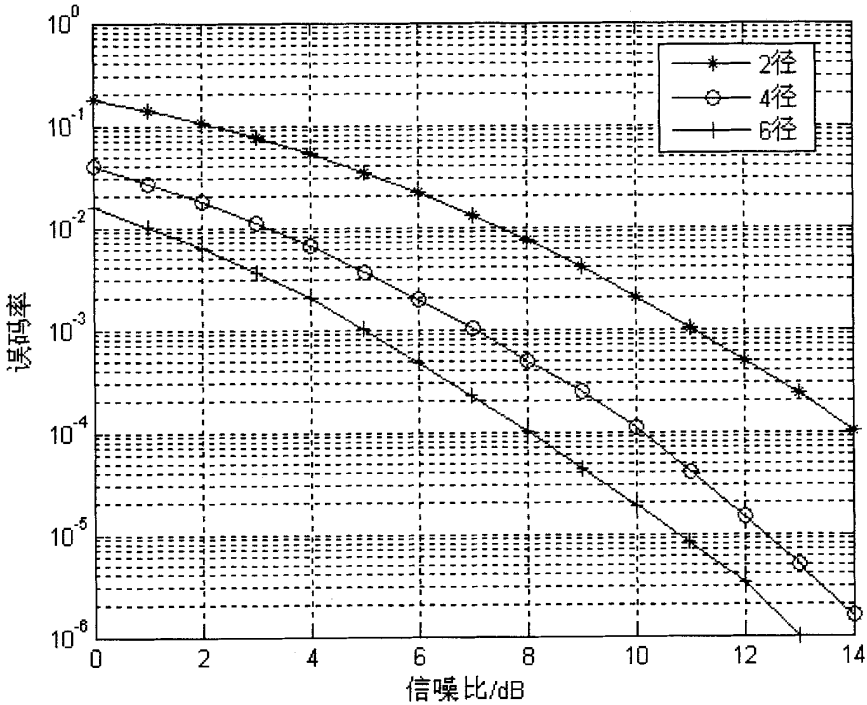


图 39 不同路径数的 BER 性能

Fig.39 BER performance of the different number of paths

从图 39 可以看出, 信噪比一定时, 随着多径路数的增加, 系统的误码率在减小。这就说明 MIMO 技术可以利用信号多径传播, 有效的抗多径衰落, 为 MIMO 技术在矿井无线通信中的应用提供了理论基础。

6.6 本章小结

本章结合矿井无线通信的实际环境，设计了矿井 MIMO 基带通信系统，选用合适的空时编码方法和信道估计，在不同的调制情况下，对矿井 MIMO 通信系统的性能进行仿真，从仿真结果上可以看出，MIMO 技术可以有效抗多径衰落，为 MIMO 技术在矿井应用提供了理论依据。

7 总 结

7.1 结论

随着煤矿生产规模的不断扩大和信息技术的不断发展,对矿井通信系统的要求也越来越高。由于多径衰落现象严重影响矿井无线通信通信的可靠性和 MIMO 技术的快速发展。本文将 MIMO 技术应用到矿井无线通信中,解决了矿井巷道的多径衰落问题。

本文对矿井 MIMO 通信系统的关键技术进行研究,提出了矿井 MIMO 通信系统,并对系统的性能进行了分析研究,通过对通信系统的仿真可以得出, MIMO 技术可以很好的对抗信号的多径衰落。

本文主要完成的工作:

1.简单介绍了矿井无线通信的现状和发展,分析了矿井无线通信的特点、矿井巷道的无线传输环境以及矿井无线通信存在的多径衰落问题,提出了 MIMO 技术在矿井通信系统中的应用。

2.对 MIMO 技术的特点进行了介绍,分析了 MIMO 信道的传输特性,建立了矿井的 MIMO 信道模型,对空间相关性进行了研究,并对瑞利衰落下 MIMO 信道的容量进行分析和仿真。

3.对 MIMO 系统的关键技术空时编码和信道估计进行详细分析,介绍空时编码技术特点及设计准则,并分别介绍了分层空时码、空时格码和空时分组码三种编译码的方法。

4.对 MIMO 的信道估计进行分析,针对平坦衰落和频率选择性衰落,研究了最大似然估计算法、最小二乘估计算法和最小均方误差估计算法。

5.根据矿井无线通信的复杂环境,设计了矿井 MIMO 频带通信系统,并对该系统的性能进行了研究,在多径信道条件下,选择合适的空时编码方法和信道估计算法,对系统进行仿真,通过仿真可以知道, MIMO 技术可以有效的克服矿井无线通信的多径衰落。

7.2 展望

MIMO 技术正处于快速发展阶段,并且被很多的陆地无线通信系统所采用。本文主要的工作是对矿井 MIMO 通信系统的关键技术进行研究,通过仿真在理论上证明了 MIMO 技术可以有效的对抗矿井通信中的多径衰落。为 MIMO 技术在

在矿井通信系统中的应用提供一些理论参考。

由于水平和时间有限，本文是在一些假设的前提下，完成一些理论方面的设计和研究。因此，在以后的进一步研究中需要考虑更多煤矿井下的实际环境因素。

参考文献

- [1] 范迪.基于射频模块的矿井巷道人员定位的实现[J].煤矿机械.2007,28(2):72-74.
- [2] M. Lienard, P. Degauque, Natural wave propagation in mine environments[J]. IEEE Transactions on Antenna and Propagation 48 (9) (2000) 1326~1339.
- [3] 杨维,冯锡生,程时昕,孙继平.新一代全矿井无线信息系统理论与关键技术[J].煤炭学报,2004,29(4):506-509.
- [4] 张靖,姚善化.基于 OFDM 技术的矿井通信抗多径衰落方案的研究[J].煤炭工程,2009,12:22-25.
- [5] 姚善化,吴晶.扩频技术在矿井移动通信中的应用[J].煤炭科学技术, 2003(8):5-8.
- [6] 肖扬.MIMO 多天线无线通信系统[M].北京:人民邮电出版社,2009.
- [7] 侯妍颖,MIMO-OFDM 系统设计[D].北京交通大学,2008.
- [8] 张贤达.现代信号处理[M].北京:清华大学出版社,2002.
- [9] 黄韬,袁超伟,杨睿哲,等. MIMO 相关技术与应用[M]. 北京:机械工业出版社, 2006.
- [10] 赵晓晖,译.MIMO 无线通信[M].北京:机械工业出版社, 2010.
- [11] 宋高峻. 无线 MIMO 信道的分集接收研究[D]. 成都: 电子科技大学, 2005:87-90.
- [12] Telatar E. Capacity of multi-antenna Gaussin channels[J].European Transaction on Telecommunications.1999,10(6).585-595.
- [13] Abe T.,Tomisato S.,Matsumoto T. A MIMO turbo equalizer for frequency-selective channels with unknown interference.IEEE Transactions on Vehicular Technology,2003,52(3):476-482.
- [14] Molisch A.F,Win M.Z.MIMO Systems with antenna selection[J].IEEE Microwave Magazine,2004,5(1):46-56.
- [15] 张骞.MIMO 天线选择技术研究[D].电子科技大学.2008.
- [16] 刘晓阳,程来奇,孙继平.超宽带技术在矿井通信中的应用[J].中国矿业,2006,15(4):52-55.
- [17] 彭丽,孙彦景,钱建生.UWB 矿井巷道无线信道模型[J].华中科技大学学报, 2008,36(1):247-251.
- [18] Zhang Xiaoguang,Tian Zhijian,Zheng Hongdang,Zhu Liping,Ma Xiao.Performance of adaptive OFDM transceiver in wireless channels with loading algorithm[C].Intelligent Computing and Intelligent Systems,2009.ICIS 2009:13-16.

- [19] J.M. Molina-Garcia-Pardo, M. Lienard, P. Degauque, D.G. Dudley, L. Juan-Llacer, Interpretation of MIMO channel characteristics in rectangular tunnels from modal theory[J], IEEE Transactions on Vehicular Technology 57 (3) (2008):1974~1979.
- [20] 李波,张毅.煤矿井下无线通信技术分析[J].北京:科技信息,2008,8: 311-312.
- [21] 郭梯云, 郭国扬, 李建东. 移动通信[M]. 西安:西安电子科技大学出版社, 2005.
- [22] 沈磊.基于 OFDM 技术的矿井通信基带调制系统的设计[D].安徽理工大学.2011.
- [23] 孙继平, 石庆冬. 矿井隧道电磁传播的研究[J]. 煤矿自动化, 2001,29(1):25-28.
- [24] Y.P. Zhang, G.X. Zheng, J.H. Sheng, Excitation of UHF radio waves in tunnels, Microwave and Optical Technology Letters 22 (6) (1999) 408~410.
- [25] 孙继平, 成凌飞, 张长森. 截面尺寸对矩形巷道中电磁波传播的影响[J]. 中国矿业大学学报, 2005,34(5):596-599.
- [26] 孙继平. 矿井移动通信的特点及现有系统分析[J]. 煤矿自动化, 1997,04:21-24.
- [27] 熊艳荣. 低频透地通信系统机理研究[D]. 成都理工大学. 2007.
- [28] 王文华, 孙继平. 矿井中频感应通信系统研究[J]. 煤矿自动, 2000,4.2000:9-12.
- [29] 张平方. 无线电泄漏通信技术在煤矿井下的应用和展望[J]. 煤, 2003,12(3):45-46.
- [30] 赵跟党. 煤矿井下小灵通无线通讯系统优化[J]. 电子设计工程, 2009,17(5): 47-49
- [31] 叶金岭. 基于 FPGA 的 RAKE 接收机的研究[D]. 天津大学. 2005.
- [32] 姚善化. 井下移动通信的多径分集接收技术研究[J]. 煤炭工程. 2010,1:115-116.
- [33] 张唯希. 信道相关性对MIMO系统性能影响的研究[D]. 南京信息工程大学. 2011.
- [34] HENRY L B, 顾金星等译. 现代无线通信系统电波传播[M]. 北京: 电子工业出版社, 2001:79~81.
- [35] 何仁剑. MIMO通信系统的盲均衡算法研究[D]. 重庆邮电大学. 2010.
- [36] 郑红党. 煤矿井巷电波传播理论和 MIMO 信道建模关键技术研究[D]. 中国矿业大学, 2010.
- [37] Liénard M, Degauque P. Investigation on MIMO channels in subway tunnels [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2003, 21(3): 332-339
- [38] Jean-Francois Pardonche, Marion Berbineau, Christophe Seguinot, et al. MIMO Propagation Channel Models in Underground Environment[J]. IEEE Accepted pour publication dans Annales des Télécommunications , 2004, 09, 29.
- [39] Byers G J. Takawira F. Spatially and temporally correlated MIMO channels: modeling and capacity analysis [J]. IEEE Transaction on Vehicular Technology, 2004, 3(3):966-975.
- [40] 张晓帆. MIMO 系统容量及检测技术的研究[D]. 北京邮电大学. 2006.

- [41] 唐婵.WiMAX 系统中 MIMO 分集与复用的自适应切换[D].南京邮电大学.2011.
- [42] D.Gesbert,H.Boelcskei,D.Gore and A.Paulaj. MIMO wireless channels capacity and performance prediction. Proc.Globecom 2000,PP,1083-1088,2000.
- [43] 许晓红.无线移动通信中的空时编码技术[D].西安电子科技大学.2004.
- [44] 哈米德.贾法哈尼著,任品毅译.空时编码的理论与实践[M].西安:西安交通大学出版社.2007.
- [45] 李一兵,王丽安,刘宗昂.分层空时编码系统及其检测算法研究[J].信息技术.2007.10:97-99.
- [46] D. Shiu and J.M. Khan. Layered Space-Time Codes for Wireless Communications Using Multiple Transmit Antennas. Proc. of IEEE. Intl. Conf. on Communication,Vancouver,June6-10 1999.
- [47] 李丹.MIMO检测技术算法研究及其在WIMAX系统中的应用[D].西安电子科技大学,2009.
- [48] Branka Vucetic, Jinhong Yuan.空时编码技术[M].王晓海,等译.北京:机械工业出版社,2004.
- [49] 陈磊.MIMO 空间相关信道下空时编码发射方案的研究[D].上海交通大学,2007.
- [50] 乐渭斌.MIMO-OFDM 系统中空时编码技术研究和应用[D].西安科技大学,2008.
- [51] Alamouti S M. A simple transmitter diversity scheme for wireless communication [J].IEEE Transactions on Select Areas in Communications, 1998, 16(10):1451-1458.
- [52] Tarokh V, Jafarkhani H, Calderbank A R. Space-time codes from orthogonal designs [J]. IEEE Transaction on Information Theory, 1999, 45 (5):1456-1467.
- [53] 王阶.MIMO 系统中信道估计技术研究[D].电子科技大学.2005.
- [54] 李化,王华奎,赵清华.等.基于训练序列的 MIMO 信道估计算法研究[J].太原理工大学学报.2008.5:471-474.
- [55] 严东.MIMO 系统的信道估计算法研究及仿真[D].河海大学,2004.
- [56] 李建东,郭梯云,邬国扬.移动通信[M].西安:西安电子科技大学出版社.2006.
- [57] 吴志忠.移动通信无线电波传播[M].北京:人民邮电出版社,2002.
- [58] 张靖.基于 OFDM 技术的矿井通信抗多径衰落方案的研究[D].安徽理工大学.2010.
- [59] 董世信.基带 OFDM 通信系统设计及其仿真[D].东北大学.2005.

致谢

在硕士论文即将完成和毕业之际，我要感谢一直以来指导和关心我的师长们，和给予我热心帮助的同学们。

首先，我要感谢我的导师姚善化教授！本论文从选题、撰写到完成，每一步都得到姚老师的悉心指导。姚老师严谨的治学态度，扎实的理论基础，丰富的实践经验，认真细致的工作作风，对我有深远的影响。不仅使我的学术水平得到了提高，还使我明白了许多为人处世的道理。在此，我向*老师致以最深的敬意和真诚的感谢。

其次，我要感谢电气与信息学院的所有老师，感谢各位老师对我的指导、关心和帮助，使我顺利完成了硕士论文。

再次，我要感谢我的同学：张腾、蔡翠翠和封国英及沈磊师兄、叶小霞和李梅师姐还有师弟师妹们等，在过去的三年里，他们在学习和生活中给予了我无私的帮助。毕业将至，在此表示深深的感谢。

最后，我还要真诚地对我的家人说声谢谢，感谢他们多年来对我学业和生活上的培养与支持。

作者简介及读研期间主要科研成果

作者简介：

孟宪猛（1987—），男，汉族，安徽六安人，安徽理工大学在读研究生，主要从事智能信息处理与通信系统。

读研期间公开发表的学术论文：

1 孟宪猛、沈磊、姚善化.基于 MIMO 技术的矿井无线通信系统的设计.煤炭工程，2011，3：122-124.

2.孟宪猛、姚善化.基于 DSP&FPGA 矿井多天线无线通信系统的研究.煤矿安全，2011，4：82-84.