

论文题目：基于 MIMO 技术的信道估计研究

专    业：通信与信息系统

硕  士  生：姜志成

(签名) 姜志成

指导教师：王安义

(签名) 王安义

王衍文

(签名) 王衍文

## 摘    要

未来移动通信系统的发展趋势之一便是数据传输速率得到极大提高同时无线频谱资源会得到更充分地利用。由于多输入多输出(MIMO)技术能够提高系统容量即增加频谱利用率,因而得到越来越多国内外学者的关注。业界普遍认为,它将很有可能成为下一代移动通信系统中的关键技术之一。

本文主要研究基于多输入多输出技术的信道估计。首先,介绍了 MIMO(Multiple-Input Multiple-Output)技术和多径环境中的信道分解,分析了实际的 MIMO 信号传输。其次,阐述了基于 MIMO 技术的信道模型,在论述了宽带 SISO(Single-Input Single-Output)时变衰落信道的基于特征的基础上讨论了宽带 MIMO 信道的空间、频率和时间特性,详细分析了典型的信道特性函数和参数,重点讨论了 MIMO 信道的空间相关性以及两种典型的时变频率选择性 MIMO 信道的建模和计算机仿真方法,给出了部分相应的仿真结果。再次,针对平坦衰落,重点研究了基于训练序列和导频符号辅助分别适用于慢衰落和快衰落的情形下的 MIMO 系统的信道估计技术,并给出了仿真结果,分析、比较这些算法的性能。最后,针对频率选择性衰落,重点研究了基于训练序列和导频符号辅助分别适用于慢衰落和快衰落的情形下的 MIMO 系统的信道估计技术,并给出了仿真结果,分析、比较这些算法的性能。

关  键  词：MIMO 技术；信道模型；信道估计；计算机仿真

研究类型：应用研究

**Subject : The Research of Channel Estimation Based on MIMO**

**Specialty : Communication and Information System**

**Name : Jiang Zhicheng**

**(Signature)** Jiang Zhicheng

**Instructor : Wang Anyi**

**(Signature)** Wang Anyi

**Wang Yanwen**

**(Signature)** Wang Yanwen

### **Abstract**

The trend of the future mobile communication is digital transformation speed raised and radio frequency spectrum resource used sufficiently. For the rate of frequency spectrum usage raised, MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) technology is focused on the mobile communication. The future mobile communication will be one of the key technologies of next generation.

The estimated channel technology of MIMO is introduced in this paper. The study about channel separated on multi-channel and the analysis of actual signal transformation of MIMO is presented. The channel mode based on MIMO , SISO (Single-Input Single-Output) time-varying fading channel and the time specification of MIMO, channel space, frequency are discussed.

The function of the typical channel and parameter are detailed. Emphasis is on emulation method, making mode of typical time-frequency selected MIMO channel, spatial correlation of MIMO. A part of corresponding emulation results is presented. According to flat fading and frequency selectivity attenuation, the channel analysis method based on training sequence and pilot symbol suited slow fading and fast fading are discussed. The emulation results are presented, analyzed and compared.

**Key Words:** MIMO Technology      Channel Model      Channel Estimation

Computer Simulation

**Thesis : Application Research**

# 西安科技大学

## 学位论文独创性说明

本人郑重声明：所呈交的学位论文是我个人在导师指导下进行的研究工作及取得研究成果。尽我所知，除了文中加以标注和致谢的地方外，论文中不包含其他人或集体已经公开发表或撰写过的研究成果，也不包含为获得西安科技大学或其他教育机构的学位或证书所使用过的材料。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做了明确的说明并表示了谢意。

学位论文作者签名：姜志勇 日期：2006.6.20

## 学位论文知识产权声明书

本人完全了解学校有关保护知识产权的规定，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西安科技大学。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电子版。本人允许论文被查阅和借阅。学校可以将本学位论文的全部或部分内容编入有关数据库进行检索，可以采用影印、缩印或扫描等复制手段保存和汇编本学位论文。同时本人保证，毕业后结合学位论文研究课题再撰写的文章一律注明作者单位为西安科技大学。

保密论文待解密后适用本声明。

学位论文作者签名：姜志勇 指导教师签名：王敏 王敏  
06年6月25日

## 1 绪论

### 1.1 本课题研究的背景

20 世纪 90 年代初,美国 Qualcomm 公司推出了窄带码分多址(CDMA),蜂窝移动通信系统。从此,码分多址这种新的无线接入技术在移动通信领域占据了越来越重要的地位。第二代通信系统主要是为支持语音和低速率的数据业务而设计的,但随着人们对通信业务范围和业务速率要求的不断提高,已有的第二代移动通信网很难满足要求<sup>[1]</sup>。

第三代移动通信(3G)标准比现有无线技术更强大,但也将面临竞争和标准不兼容等问题。人们开始呼吁移动通信标准的统一,以期待通过第四代移动通信标准的制定来解决兼容问题。国际电信联盟(ITU)目前已经开始研究制订第四代移动通信标准,并已达成共识:把移动通信系统同其他系统(例如无限局域网, W-LAN, 等)结合起来,产生 B3G 技术,2010 年之前使数据传输数率达到 100M,以提供更有效的多种业务。B3G 移动通信与第三代移动通信相比,将在技术和应用上有质的飞跃。B3G 将适合所有的移动通信用户,最终实现商业无线网络、局域网、蓝牙、广播、电视卫星通信的无缝衔接并相互兼容。B3G 移动通信系统可称为宽带(Broadband)接入和分布网络,具有非对称的超过 2Mb/s 的数据传输能力,数据率超过 UMTS,是支持高速数据率连接的理想模式,上网速度从 2Mb/s 提高到 100Mb/s,具有不同速率间的自动切换能力。B3G 移动通信系统是多功能集成的宽带移动通信系统,在业务上、功能上、频带上都与第三代系统不同,将在不同的固定和无线平台及跨越不同频带的网络运行中提供无线服务,比第三代移动通信更接近于个人通信<sup>[2]</sup>。B3G 移动通信技术可将上网速度提高到超过第三代移动技术 50 倍,可实现三维图像的高质量传输。

为了达到上述要求,必须采用新的设计技术,尤其是要研究在移动环境和有限频谱资源条件下,如何稳定、可靠、高效地支持高数据速率的数据传输。为此 B3G 系统将采用多输入多输出(MIMO)技术,它可以在有效提高传输速率的同时,避免高速引起的各种干扰,并具有良好的抗噪声性能、抗多径信道干扰和频谱利用率高等优点。

无线 MIMO 技术被认为是实现未来高速宽带无线 Internet 接入网的关键技术之一,在第三代(3G)乃至三代以后(B3G)的移动通信系统中有着广阔的应用前景。

### 1.2 本课题研究的意义

无线 MIMO 技术的基本思想是在收发双端采用多个天线,通过空时处理技术,充分利用空间资源,提高频谱利用率。经过研究,人们发现使用不同的 MIMO 系统可以获得相当可观的阵列增益、分集增益、干扰抵消增益和空间复用增益。利用系统的阵列增益

可以提高发射功率和进行波束形成；利用系统的分集特性可以改善信道衰落造成的干扰并可进行空时编码；利用系统的空间复用增益可以构造空间正交的信道，从而成倍地增加数据率<sup>[3-4]</sup>。

上个世纪 90 年中期 AT&T BELL 实验室学者完成了对无线移动通信系统多输入多输出技术产生巨大推动作用的奠基工作。1995 年，BELL 实验室的 Telatar、Foschini 等人在基于 Rayleigh 衰落、信道有大量的散射体、信道系数无关、最优编解码、发射端信道信息在接收端准确可知的假设下，从理论上证明了接收和发送端均使用多天线(MIMO)可以使通信链路容量成倍增加的结果，即在  $M$  个发射天线、 $N$  个接收天线的 MIMO 系统中，信道容量将随  $\min[M, N]$  线性增加<sup>[5-7]</sup>。1996 年 Foschini<sup>[5]</sup>提出了一种 MIMO 处理算法——对角—贝尔实验室分层空时(D-BLAST)算法；1998 年 Tarokh<sup>[8]</sup>等讨论了用于 MIMO 系统的空时码；1998 年 Wolninsky 等人采用垂直—贝尔实验室分层空时(V-BLAST)算法<sup>[9]</sup>建立了一个 MIMO 的实验系统，在室内试验中达到了 20bps/Hz 以上的频谱利用率，这一频谱利用率在普通系统中较难实现。这一结果提供了在衰落信道中提高系统容量和通信可靠性的一种新技术手段，引发了 MIMO 技术的研究浪潮。

多输入多输出(MIMO)或多发多收天线(MTMR)技术是无线移动通信领域出现的具有革命意义的重大技术进步，被认为是第三代和未来移动通信与个人通信系统实现高数据速率，提高传输质量的重要途径<sup>[10]</sup>。由于该技术有望解决未来无线互连网的业务容量需求瓶颈问题，而居于当今技术进步列表中的显要位置。凭借在提高系统频谱利用率方面卓越的性能表现，多输入多输出(MIMO)技术已经成为移动通信技术发展进程中炙手可热的课题。

### 1.3 MIMO 研究的现状

近年来关于多天线通信系统的研究可以归于如下几个方面：

#### (1) 多天线系统理论及系统性能研究

收发多天线系统与信道结合可以视为一个时变、非平稳的多输入多输出(MIMO)系统。根据系统的无线信道特点可以建立相应的 MIMO 模型，并进行其性能研究。一个关键的系统性能是通信容量或相应的频谱利用率的研究。这方面已有一大批基本的研究文献。这些文章虽然已研究得相当广泛，但是由于 MIMO 移动通信系统的复杂性仍然有待进一步的研究。

多天线系统的另一观点是将其视为智能天线与多用户检测(MUD)、分集(比如对 CDMA 的 RAKE)等结合并发展成时空联合处理及时空编码处理。这一理解对于收发多天线系统的实现提供了基础。

#### (2) 收发多天线系统处理算法

收发多天线系统的潜力必须通过具体的处理算法及处理系统来实现。前期工作重点

在于研究多天线系统性能的概念, 虽然这方面已开展了不少的研究, 但还有大量的工作要做。已经提出的算法有:

- 空时编码(STC)算法;
- 奇异值分解算法(SVD);
- 空时分层算法;
- 基于上述算法的结合及基于上述算法的简化的各种算法。

### (3) 实际系统

实验系统是 MIMO 技术研究的重要一步。目前各大公司均在研制实验系统。Bell 实验室的 BLAST 系统是最早研制的 MIMO 实验系统。该系统工作频率为 1.9 GHz, 发射 8 天线, 接收 12 天线, 采用 D-BLAST 算法。频谱利用率达到了 25.9 bits/(Hz·s)。朗讯科技的贝尔实验室分层的空时(BLAST)技术是移动通信方面领先的 MIMO 应用技术, 利用 BLAST 技术, 在原有频段上建立了多个互不干扰、并行的子信道, 并利用先进的多用户检测技术, 同时准确高效地传送用户数据。2002 年 10 月, 世界上第一颗 BLAST 芯片在朗讯公司贝尔实验室问世, 贝尔实验室研究小组设计小组宣布推出了业内第一款结合了贝尔实验室 Layered Space Time (BLAST) MIMO 技术的芯片, 这一芯片支持最高 4×4 的天线布局, 可处理的最高数据速率达到 19.2Mbps。2003 年 8 月, Airgo Networks 推出了 AGN100 Wi-Fi 芯片组, 并称其是世界上第一款集成了多入多出(MIMO)技术的批量上市产品。AGN100 使用该公司的多天线传输和接收技术, 将现在 Wi-Fi 速率提高到每信道 108Mbps, 同时保持与所有常用 Wi-Fi 标准的兼容性。

## 1.4 本文研究的主要内容

本文在他人的研究工作基础上, 深入研究了收发多天线通信系统, 主要对无线 MIMO 系统的信道模型、信道估计和实现算法等方面涉及到的有关理论进行了进一步的研究, 得出了便于实现的方法, 并在 Matlab 试验平台上进行了计算辅助仿真, 在验证方法性能的同时得到了一批有用的实验结果, 并对仿真结果进行了比较和分析。

本论文的各章节内容安排如下:

第一章 介绍了本课题的研究背景, 研究的意义, 并介绍了目前国内外的研究现状及本文研究的主要内容。

第二章 介绍了多输入多出(MIMO)技术, 多径环境中的信道分解, 实际的 MIMO 信号传输等内容。

第三章 主要从介绍无线信道的主要特征入手, 讨论了宽带 MIMO 信道的空间、频率和时间特性, 详细分析了典型的信道特性函数和参数, 重点讨论了 MIMO 信道的空间相关性以及两种典型的时变频率选择性 MIMO 信道的建模和计算机仿真方法, 并给出了部分相应的仿真结果。

第四章 针对平坦衰落，重点研究了基于训练序列和导频符号辅助分别适用于慢衰落和快衰落情形下的 MIMO 系统的信道估计技术，并给出了仿真结果，同时分析、比较这些算法的性能。

第五章 针对频率选择性衰落，重点研究了基于训练序列和导频符号辅助分别适用于慢衰落和快衰落的情形下的 MIMO 系统的信道估计技术，并给出了仿真结果，分析、比较这些算法的性能。

## 2 MIMO(Multiple-Input Multiple-Output)技术

### 2.1 MIMO 技术简介

MIMO(Multiple-Input Multiple-Output), 该技术最早是由 Marconi 于 1908 年提出的, 它利用多天线来抑制信道衰落。多输入多输出(MIMO)系统是在无线通信分集技术的基础之上发展而来的, 可以简单定义为: 在其发射端和接收端均采用了多天线配置的无线通信系统, 就可称之为 MIMO 系统。MIMO 系统中, 在发送端, 串行数据符号流经过一些必要的空时处理后被送到各天线进行发射, 在接收端通过各种空时检测技术进行数据符号的恢复, 通常为了保证各个子数据符号流能够有效分离, 各个天线之间必须保持足够大的距离, 以防止接收信号之间过大的相关性。

如图 2.1 所示, 我们可以看出, MIMO 技术的特点就是在发送/接收端都采用了多元天线阵。它们就像空间多元感应器, 可以从具有丰富散射分量的空间无线信道中, “解调”(decorrelate)出具有不同空间特性标记的空间分量, 仿佛在一个共同空间信道中, 开辟出了多个“互不干扰的独立通道”。我们称这种通过解调无线信道空间信息获得的增益为“空间分集增益(Spatial Diversity)”。这样, 除了传统的时间分集和频率分集, MIMO 又为我们开辟了一维“新的增益空间”-空间分集。

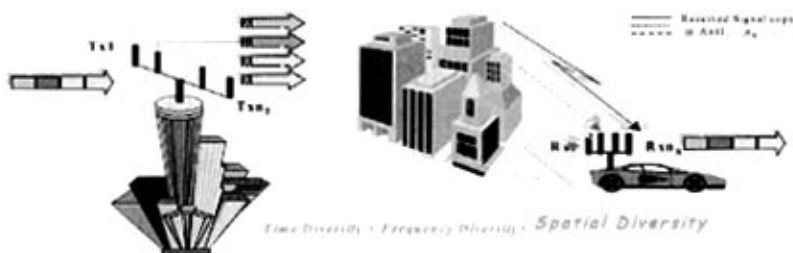


图 2.1 具有空间分集增益的 MIMO 系统

多输入多输出(MIMO)系统充分利用了发射机和接收机之间散射丰富的无线信道。在慢变信道中, 可以假设这种空间特性在一个特定的时间段内是不变的。因此, 可以这样理解一个 $(n_T, n_R)$ 的 MIMO 系统, 即此 MIMO 信道可以看成是由  $M=\min(n_T, n_R)$  个并行的子信道或者本征模组成, 整个 MIMO 信道的容量就是所有子信道容量之和。图 2.2 为多输入多输出(MIMO)系统的基本框图。



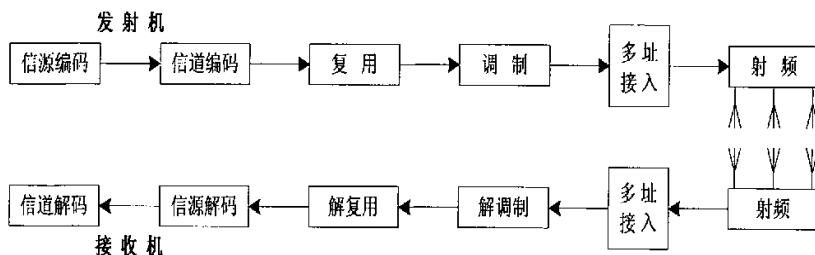


图 2.2 MIMO 系统框图

利用 MIMO 技术可以提高信道的容量，同时也可以提高信道的可靠性，降低误码率。前者是利用 MIMO 信道提供的空间复用增益，后者是利用 MIMO 信道提供的空间分集增益。实现空间复用增益的算法主要有贝尔实验室的 BLAST 算法、ZF 算法、MMSE 算法、ML 算法。

MIMO 技术可认为是一种新型的“智能天线”技术。提供了阵列天线应用的新思路并更着重于空时联合处理。多径通常会引起衰落，MIMO 技术的一个鲜明特色在于它将传统通信系统中存在的不利因素——多径效应，通过空时联合处理转化为对用户通信性能有利的增强因素。通过在接收端和发射端空时二维甚至空时频三维的联合设计和优化的编码、调制，MIMO 系统能有效地利用了随机衰落和可能存在的多径传播，在不增加额外的频谱带宽的前提下成倍地提高系统传输速率，极大改善通信链路的容量和通信可靠性。

多入多出(MIMO)或多发多收天线(MTMRA)技术是无线移动通信领域智能天线技术的重大突破。该技术能在不增加带宽的情况下成倍地提高通信系统的容量和频谱利用率，是新一代移动通信系统必须采用的关键技术。

## 2.2 多径环境中的信道分解

多天线系统希望信号通过无线信道后功率最大，对于传统多天线系统中不同的多径情况，考虑如下信道：

**自由空间：**在一个定相阵列结构中，发射端与接收端均使用多个天线。发射端将其波束控制在接收端的方向上，反之亦然。对发射与接收阵列利用峰值增益，可使 SINR 显著增加。

**多径：**为获得最大信道容量，在接收端采用 MRC 合并，利用发射分集与空间分集在整个链路上可能获得最大的 SINR。

### 2.2.1 MIMO 信道矩阵

我们需要对 MIMO 系统建立一个矩阵信道模型。图 2.3 的基带表示是

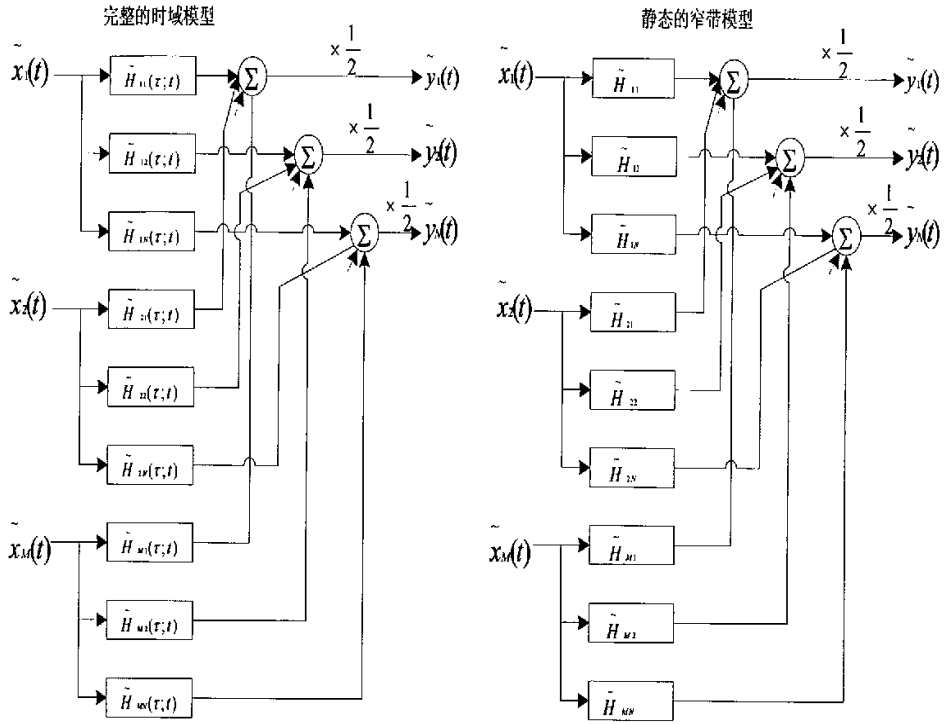


图 2.3 存在于一个 MIMO 无线链路中不同信道的框图

MIMO 信道的一般表示方法。图 2.3 中的结构给出了两个信号集合  $\{\tilde{x}_i(t)\}$  与  $\{\tilde{y}_j(t)\}$  之间每个传输函数  $\{\tilde{H}_{ij}(\tau, t)\}$  的模型，其中  $\{\tilde{x}_i(t)\}$  是从  $M$  个发射天线发出的信号， $\{\tilde{y}_j(t)\}$  是从  $N$  个接收天线上接收到的信号。而且，这些信道可能是时间  $t$  与延迟  $\tau$  的函数，这里  $t$  表示该信道为一个时变信道， $\tau$  表示由宽带传输所带来的弥散性。

在这样一个复杂的系统中，用向量/矩阵符号来记录所有的发射、接收信号是一种很有用的表示方法。一个接收信号向量  $\tilde{y}(t)$  (被看作是  $N$  个接收天线的输入) 可能由发射信号向量  $\{\tilde{x}_i(t)\}$  计算得出。输出向量与输入向量之间的关系可由信道转移函数  $\{\tilde{H}(\tau, t)\}$  表示为如下等式：

$$\tilde{y}(t) = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{H}(\tau, t) \tilde{x}(\tau) d\tau \quad (2.1)$$

其中

$$\tilde{\mathbf{y}}(t) = \begin{bmatrix} \tilde{y}_1(t) \\ \tilde{y}_2(t) \\ \vdots \\ \tilde{y}_N(t) \end{bmatrix}, \quad \tilde{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} \tilde{x}_1(t) \\ \tilde{x}_2(t) \\ \vdots \\ \tilde{x}_N(t) \end{bmatrix}, \quad \tilde{\mathbf{H}}(\tau, t) = \begin{bmatrix} \tilde{H}_{11}(\tau, t) & \tilde{H}_{12}(\tau, t) & \cdots & \tilde{H}_{1N}(\tau, t) \\ \tilde{H}_{21}(\tau, t) & \tilde{H}_{22}(\tau, t) & \cdots & \tilde{H}_{2N}(\tau, t) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \tilde{H}_{M1}(\tau, t) & \tilde{H}_{M2}(\tau, t) & \cdots & \tilde{H}_{MN}(\tau, t) \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

在这个表达式中,  $\{\tilde{H}_{ij}(\tau, t)\}$  是从第  $i$  个发射天线到第  $j$  个接收天线的 CIR。不失一般性, 用一个窄带时不变信道模型来表示 MIMO 信号处理更容易理解。在这种情况下, 信道中没有频率或时间变量,  $\tilde{\mathbf{H}}$  是一个常数矩阵。

$$\tilde{\mathbf{H}} = \begin{bmatrix} \tilde{H}_{11} & \tilde{H}_{12} & \cdots & \tilde{H}_{1N} \\ \tilde{H}_{21} & \tilde{H}_{22} & \cdots & \tilde{H}_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \tilde{H}_{M1} & \tilde{H}_{M2} & \cdots & \tilde{H}_{MN} \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

这样接收信号集合的计算简化为:

$$\tilde{\mathbf{y}}(t) = \frac{1}{2} \tilde{\mathbf{H}} \tilde{\mathbf{x}}(t) \quad (2.4)$$

### 2.2.2 MIMO 信道分解

一个 MIMO 系统能够在发射端与接收端进行信号处理, 从而产生一组具有很高容量的接收信号。我们可以用矩阵乘法来表示对发射信号向量与接收信号向量重新进行的线性合并。其框图如图 2.4。

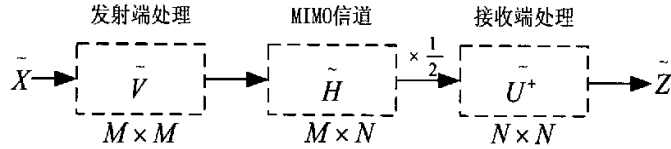


图 2.4 在一个 MIMO 系统中信号处理运算的矩阵表示

在发射端一个信号向量的幅值表示总的信号功率。我们对发射信号向量  $\tilde{\mathbf{x}}(t)$  进行一个线性信号处理运算  $\tilde{\mathbf{V}}$ , 从而产生一组新的信号  $\tilde{\mathbf{V}}\tilde{\mathbf{x}}(t)$  送入发射天线阵列。此外, 我们要强调的是  $\tilde{\mathbf{V}}$  是一个  $M \times M$  的酉矩阵, 具有特性  $\tilde{\mathbf{V}}^+ \tilde{\mathbf{V}} = \mathbf{I}$ 。酉矩阵不改变向量的几何长度, 因此我们不会给总的发射信号增加任何功率。在接收端也可以进行信号处理。发射端的输出经过信道后得到  $\tilde{\mathbf{H}}\tilde{\mathbf{V}}\tilde{\mathbf{x}}(t)$ , 接收端再对输入信号作用以矩阵  $\tilde{\mathbf{U}}^+$ 。最后得到的输出信号向量为  $\tilde{\mathbf{z}}$ :

$$\tilde{z}(t) = \frac{1}{2} \overbrace{\tilde{U}^+ \tilde{H} \tilde{V} \tilde{x}(t)}^{\tilde{D}} \quad (2.5)$$

其中  $\tilde{U}^+$  为一个  $N \times N$  的酉矩阵 ( $\tilde{U}^+ \tilde{U} = \tilde{I}$ )。

当然，一个无线系统不会控制信道矩阵的运算，但是它可以控制矩阵  $\tilde{U}$  和  $\tilde{V}$ 。我们对 MIMO 链路进行一定的运算，从而使公式(2.5)中整个的运算  $\tilde{D}$  对角化。这样，我们选择可使端对端信号传输实现这一目的的矩阵  $\tilde{U}$  和  $\tilde{V}$ ：

$$\tilde{D} = \begin{bmatrix} \sqrt{\lambda_1} & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \sqrt{\lambda_2} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \sqrt{\lambda_3} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & \sqrt{\lambda_M} \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

其中对角元  $\{\sqrt{\lambda_i}\}$  为正常数。进行这一运算的重要性在于它可将  $\tilde{z}(t)$  的形式简化为：

$$\tilde{z}(t) = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \sqrt{\lambda_1} \tilde{x}_1(t) \\ \sqrt{\lambda_2} \tilde{x}_2(t) \\ \vdots \\ \sqrt{\lambda_M} \tilde{x}_M(t) \\ 0 \\ \vdots \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

从数学意义上来说，这表明可以将 MIMO 信道看作为(在  $M \leq N$  的情况下)从发射端到接收端的一组  $M$  个独立的信道。

对于发射天线数大于接收天线数的情况( $M \geq N$ )，公式(2.6)的对角阵可保证最大有  $N$  个独立信道。这样，在一个有  $M$  个发射天线， $N$  个接收天线的无线链路中独立信道的个数为  $\min(M, N)$ 。

采用奇异值分解(SVD)<sup>[11]</sup>作信道分解有助于我们对一个 MIMO 系统的机理作出物理解释，这种方法优于用抽象的矩阵运算来分析 MIMO 系统。当图 2.4 中的矩阵  $\tilde{V}$  作用于一个输入符号向量  $\tilde{x}(t)$  时，这实质上是对这个向量中的每个符号提供了唯一的一个天线方向图。对于一个从具有  $M$  个发射天线的阵列中发出的符号， $\tilde{V}$  的每一列含有  $M$  个幅值和相位。因为天线振子的一组幅值和相位权值对一个无线信号定义了唯一的一个空间发射方向图，所以  $\tilde{V}$  的第一列给  $\tilde{x}_1(t)$  分配了一个发射方向图，第二列给  $\tilde{x}_2(t)$  分配了一个发射方向图……等等。

当矩阵  $\tilde{U}^+$  作用于  $N$  个接收天线振子上接收到的信号时，其物理解释与上面相同。 $\tilde{U}^+$

的每一列(或者等价地 $\tilde{U}^*$ 的每一行)定义了一个发射方向图,该方向图可以“挑选”出由发射端发出的一个原始符号。 $\tilde{V}$ 和 $\tilde{U}$ 的权运算对每个单独的数据流分配了唯一的天线方向图,从而可在多径信道中将单个数据符号从其它符号中分离出来。

### 2.2.3 具有容量损失的 MIMO 信道

**针孔信道:**有一种被称为针孔信道的特殊物理现象会对 MIMO 系统产生一定的影响<sup>[12]</sup>。为了解针孔信道,我们首先假设 MIMO 系统工作在一个充分散射的瑞利多径环境中,其各个天线支路上具有相等的功率并且发射端与接收端的天线振子之间是不相关的。我们再假设在发射端与接收端之间有一个空间上的狭口,这是一个非常微小的衍射孔(即“针孔”),所有的电波必须通过它进行传播,如图 2.5 所示。

图 2.5 中所示的空间狭口迫使针孔一边的所有多径分量传输到针孔的另外一边。其结果是在任何其它有利条件下,得到了一个在接收端不能进行空间分解的 MIMO 信道,该信道的容量又恢复成传统的香农容量。为了得到这种类型的信道,针孔的物理尺寸必须与电磁波波长相比拟(为 1 到 2 个波长或者更小)。对于室内 MIMO 系统,曾经考虑过将门缝或者走廊当作针孔信道,但是很少有经验证据显示针孔信道是典型无线链路中一种很普遍的信道类型。

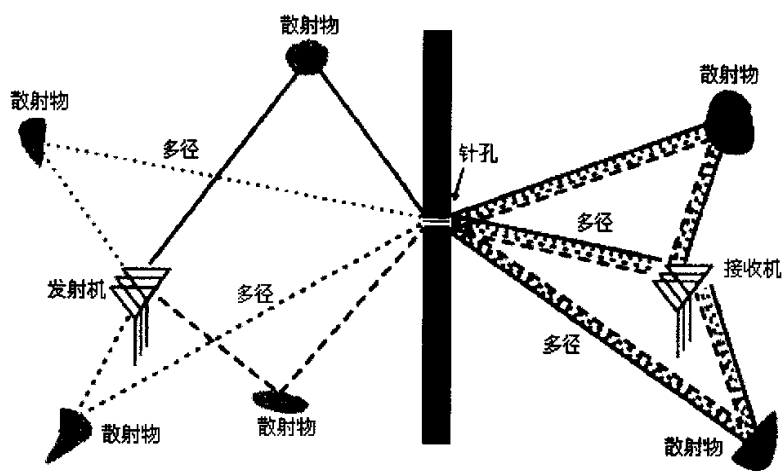


图 2.5 针孔信道对 MIMO 系统产生了一个狭口

## 2.3 实际的 MIMO 信号传输

### 2.3.1 实际的信号提取

很少有无线系统可同时在发射端和接收端对信道做出最优的 SVD, 因为这一运算要

求发射端与接收端均有可靠的信道估计，而通过预先传送已知的训练序列，也只能使得仅有的接收端可以知道信道矩阵中的分量<sup>[13]</sup>。

即使在发射端不知道信道的情况下，仍然可能对信道进行分解。用信号向量 $\tilde{y}(t)$ 的另一种表达式可以很好地说明分解输入的 MIMO 信号并检测原始的信号流所作的数学运算， $\tilde{y}(t)$ 是在 N 个接收天线上所得到的接收信号：

$$\tilde{y}(t) = \underbrace{\begin{bmatrix} \tilde{H}_1 & \tilde{H}_2 & \dots & \tilde{H}_M \end{bmatrix}}_{\tilde{H}} \underbrace{\begin{bmatrix} \tilde{x}_1(t) \\ \tilde{x}_2(t) \\ \vdots \\ \tilde{x}_M(t) \end{bmatrix}}_{\tilde{x}(t)} \quad (2.8)$$

(注:为清楚起见省略 1/2)用信道矩阵 $\tilde{H}$ 中的一列 $\tilde{H}_i$ 乘以每个发射的信号流 $\tilde{x}_i(t)$ 。将第 i 个信号从 $\tilde{y}(t)$ 中分离出来可用如下的线性合并运算来表示：

$$\tilde{x}_i(t) = \tilde{u}_i \cdot \tilde{y}(t) \quad (2.9)$$

其中 $\tilde{H}^{-1} = [\tilde{u}_1 \ \tilde{u}_2 \ \dots \ \tilde{u}_M]^T$ ，且 $\tilde{u}_i \cdot \tilde{H}_j = \begin{cases} 0 & \text{当 } i \neq j \\ 1 & \text{当 } i = j \end{cases}$ 。

上式中 $\cdot$ 为点积运算，其运算结果为一个标量。如果 $i \neq j$ ，则 $\tilde{u}_i$ 与 $\tilde{H}_j$ 的点积将为零，只 $i=j$ 时， $\tilde{u}_i$ 与 $\tilde{H}_j$ 的点积为 1。采用这种方式，我们可以看到，通过选择恰当的运算 $\tilde{u}_i$ ，可从输入的 MIMO 信号中检测出任意的符号流 $\tilde{x}_i(t)$ 。

### 2.3.2 传输技术

在对 MIMO 传输与接收的论述中，我们将采用一个 $4 \times 4$ 的 MIMO 无线信道(即有 4 个发射天线与 4 个接收天线)。如图 2.6 所示，它是对 Foschini 在文献<sup>[14]</sup>中所提出的著名的分层空时结构的一种简化。

为了在这个 $4 \times 4$ 的 MIMO 无线信道上传输一个高速的数据流，首先应对原始的比特流进行分路，将其分成 4 个等比特速率的低速数据流，如图 2.6 所示。然后再对这些数据流作信道编码，将其映射到数字符号流上。为简单起见，图 2.6 中的数字符号显示为 0 和 1。

在一些系统中，可以将这四个数据流直接调制到载波频率上并从 4 个发射天线上发出。然而这种直接传输方案存在的问题是在一个或更多的发射天线上存在着低功率信道，这些信道不能以相等的 SINR 在接收端通过简单的求逆运算 $\tilde{H}^{-1}$ 来进行分解。

为了解决在发射端没有信道估计的反馈，无法知道是哪一个可分解的信道不能支持所传输的数据流的数据速率这个问题，Foschini 提出了一种将 4 个分路的数据流进行循环的发射结构<sup>[14]</sup>。每个发送的数据流依次通过 4 个发射天线振子，并且在每个振子上占

用确定的时间间隔(在图 2.6 中称为一个“时隙”),每隔 4 次循环之后再回到原先的振子上。经过多个时隙后,每个发送的数据流经历了相同的平均信道,这样一些数据流就不会总在性能差的信道上中断了。图 2.6 中的系统是基于一种“共享信道资源”的原理。

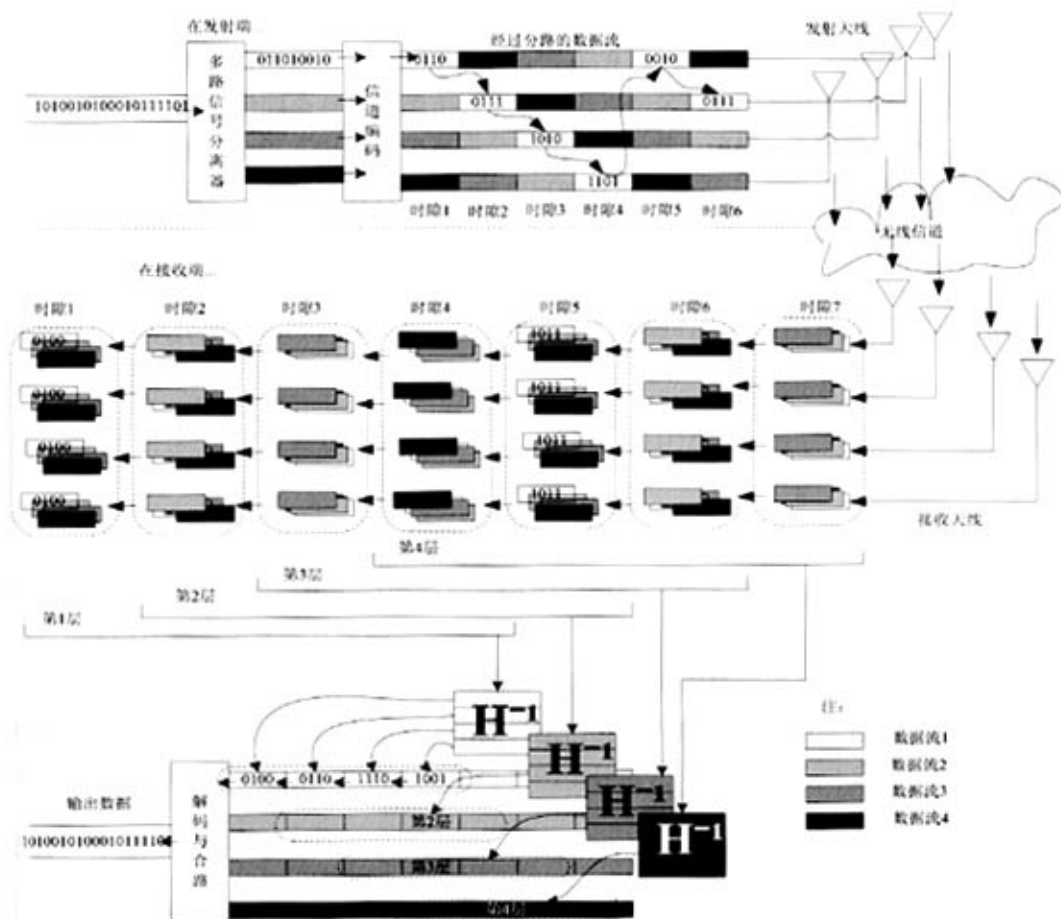


图 2.6 一个实际的具有分层结构的  $4 \times 4$  MIMO 传输系统

### 2.3.3 干扰的消除

继续以  $4 \times 4$  系统为例来论述,根据公式(2.9)从一个时隙中检测出每个数据流。对于第一个数据流,我们将运算写成

$$\begin{aligned}\tilde{x}_1(t) &= \tilde{u}_1 \cdot \tilde{y}(t) \\ &= \tilde{u}_1 \cdot [\tilde{H}_1 \quad \tilde{H}_2 \quad \tilde{H}_3 \quad \tilde{H}_4] \tilde{x}(t) \\ &= [1 \quad 0 \quad 0 \quad 0] \tilde{x}(t)\end{aligned}\quad (2.10)$$

上式中提取出了第一个信号。按如下方法提取出第二个信号:

$$\begin{aligned}
\tilde{x}_2(t) &= \tilde{u}_2 \cdot (\tilde{y}(t) - \tilde{x}_1(t)\tilde{H}_1) \\
&= \tilde{u}_2 \cdot [0 \quad \tilde{H}_2 \quad \tilde{H}_3 \quad \tilde{H}_4] \tilde{x}(t) \\
&= [0 \quad 1 \quad 0 \quad 0] \tilde{x}(t)
\end{aligned} \tag{2.11}$$

其中  $\tilde{u}_2$  的约束条件为:  $\tilde{u}_2 \cdot \tilde{H}_2 = 1$ ,  $\tilde{u}_2 \cdot \tilde{H}_3 = 1$ ,  $\tilde{u}_2 \cdot \tilde{H}_4 = 1$ 。

如果我们将  $\tilde{u}_2$  的四个分量视为由以上等式所表示的线性系统的解, 则上面的条件集合表示了一个由三个等式组成的含有四个未知数的系统。这样, 消除第一个估计值  $\tilde{x}_1(t)$  对于构造  $\tilde{u}_2$  提供了一个额外的自由度。现在可能有两个向量  $\tilde{u}_2$  可以将信号  $\tilde{x}_2(t)$  与  $\tilde{x}_1(t)$  置零并保持信号  $\tilde{x}_2(t)$ 。由于可以得到  $\tilde{x}_2(t)$  的两个独立的估计值, 这使得系统可以采用合并算法来获得分集增益<sup>[15]</sup>。

我们继续作干扰消除, 从信号向量  $\tilde{y}(t)$  中消去前面的信号  $\tilde{x}_1(t)$  可以得到  $\tilde{x}_3(t)$  的估计值:

$$\begin{aligned}
\tilde{x}_3(t) &= \tilde{u}_3 \cdot (\tilde{y}(t) - \tilde{x}_1(t)\tilde{H}_1 - \tilde{x}_2(t)\tilde{H}_2) \\
&= \tilde{u}_3 \cdot [0 \quad 0 \quad \tilde{x}_3 \quad \tilde{x}_4] \tilde{x}(t) \\
&= [0 \quad 0 \quad 1 \quad 0] \tilde{x}(t)
\end{aligned} \tag{2.12}$$

根据公式(2.12)的模型, 我们可以得到  $\tilde{x}_3(t)$  的三个独立估计值。可以在这三个信号支路上采用 MRC 合并来获得分集增益。

检测最后一个信号  $\tilde{x}_4(t)$  时, 很明显将存在四个独立的估计值。可以采用四个信号支路来获得 MRC 分集增益。这种干扰消除算法消去了先检测出来的信号, 在后一步检测中, 它能以较高的平均 SINR 得出更为可靠的估计值。

### 2.3.4 分层接收技术

图 2.6 中的框图说明了  $4 \times 4$  的例子中通过在接收端作干扰消除来提取信号的过程。从接收天线上可以得到 4 个原始数据流, 将其恢复到基带上, 每个数据流携带着由 M 个发射天线发出的 4 个数据流的不同线性组合。由于原始的数据流在每个发射天线上进行循环, 因此在不同的时隙中数据流的排列顺序不同。

接收端对输入的数据流进行缓冲并分步提取出数据流, 每一步占用一个时隙。在每一步中, 接收端检测出一层数据, 每层数据含有一个占用 4 个时隙的数据流。例如, 在第一个时隙中, 接收端将检测出的 4 个时隙的数据作为第一层, 它在缓冲器中占用时隙 1 到 4。在第二个时隙中, 接收端检测出第二层, 它在缓冲器中占用时隙 2 到 5。继续对其它数据层作这样的检测直至时隙 5, 接收端返回以检测对应于数据流 1 的那一层。

对各数据层进行解码并将它们合路成一个最终的输出数据流。因为一个  $4 \times 4$  MIMO



链路的信道容量远远大于一个 SISO 链路，即使采用很窄的带宽也可能获得端对端上很大的数据速率。当接收端检测第一层时，每个时隙中都有不同数量的干扰从数据流中消去。在第一个时隙中，其余三层在先前的检测中已经被消去；因此时隙 1 对第一层含有最可靠的数据。在第四个时隙中，其它数据层中没有一层被消去；因此时隙 4 含有最不可靠的数据。按照这种方式，可以从经历四种可能干扰水平的相等时隙中集中得出第一层数据。其它各层都可以通过这种方式得出<sup>[16]</sup>。这种在所有数据层之间的对称解调方式的实际优点：每个数据流经历了 MIMO 链路中所有的 4 个信道以及干扰消除的所有 4 个水平。因此，它们的误比特率几乎是相等的。

### 3 基于 MIMO 技术的信道模型

准确理解真实世界中 MIMO 信道的特征, 实现宽带 MIMO 信道的建模, 是研究和开发 MIMO 通信系统的首要问题。这是因为一方面信道特征决定了信道的容量, 也即单位功率所能达到的最大传输速率; 另一方面, 通信系统中的编解码, 调制解调和各种接收技术等通信模块都是针对特定的信道特征来进行设计的, 因此 MIMO 无线信道的特征分析和相应数学模型的建立对 MIMO 系统的实际性能的预测、系统仿真、设计, 研究新的空时编码方案而言是至关重要的。本文中所定义的宽带信道是指信道最大延迟时间与数字符号持续时间比值不小于 1 的信道<sup>[17]</sup>。目前, SISO 标量信道的特性、建模及仿真方法已经获得了广泛的研究<sup>[18-19]</sup>, 可以将其视为是 MIMO 矩阵信道的一种特例。而 MIMO 信道建模的关键在于对 MIMO 信道空间特性的刻画和建模。

#### 3.1 宽带 SISO 时变衰落信道的基本特征

无线传输信道的特性对宽带无线系统的性能影响很大, 因此关于色散信道的研究和理解在过去几十年里逐步深入。由于移动信道是一种时变信道, 以及电磁波传播时的反射、散射和绕射等原因, 空间传播环境的复杂性将对电磁波的传播产生复杂的影响, 信号通过移动信道时会遭受来自不同途径的衰减。一般来说可归纳为三类<sup>[20]</sup>, 即自由空间传播损耗及弥散; 阴影衰落; 多径衰落。多径衰落是移动信道中最具特色的部分。自由空间传播损耗及弥散以及阴影衰落属于大尺度衰落范畴, 而多径衰落属于小尺度衰落范畴。本章重点讨论小尺度衰落的特点和模型。

所谓小尺度衰落, 是指无线信号在很短的传播时间或距离内有很大幅度的衰落, 而且这种衰落的程度和影响远远大于由传播损耗和阴影衰落等引起的大尺度衰落。这种衰落是由于同一传输信号沿两个或多个路径传播, 以微小的时间差到达接收机的信号相互干涉所引起的。无线信道中影响小尺度衰落的主要物理因素包括<sup>[21]</sup>: 多径传播引起的时延扩展、由信道中环境物体的运动引起的时变 Doppler 频移效应导致随机频率调制、信号的传输带宽大于无线信道的相干带宽时出现的频率选择性衰落。

本节对描绘宽带 SISO 信道最为重要的相关函数、频率选择性和时间选择性进行简要分析。以广义平稳非相关散射(WSSUS)宽带 SISO 信道  $h(t, \tau)$  为例来分析宽带无线信道的特征。在向 MIMO 信道扩展时, 下述分析可以扩展至 MIMO 信道中第  $q$  发射天线至第  $i$  接收天线信道  $h_{iq}(t, \tau)$  的分析。

##### 3.1.1 宽带 SISO 信道的相关函数

将宽带时变 SISO 信道简记为:

$$h(t, \tau) = \sum_k h_k(t) \delta(\tau - \tau_k) \quad (3.1)$$

其中的  $h_k(t)$  为  $t$  时刻信道第  $k$  个散射簇导致的多径分量的衰落系数。该系数通常可以用经典的 Rayleigh、Ricean、Nakagami 等分布来描绘<sup>[22]</sup>。

定义信道脉冲响应相关函数为：

$$R_h(t, t + \Delta t; \tau, \tau') = E\{h^*(t, \tau) h(t + \Delta t, \tau')\} \quad (3.2)$$

在大多数的无线电传播媒介中，信道与路径时延  $\tau_1$  对应的衰减和相移同该信道与路径时延  $\tau_2$  对应的衰减是互不相关的。这样的信道就是非相关散射信道。在广义平稳非相关散射(WSSUS)<sup>[17]</sup> 信道下：

$$R_h(t, t + \Delta t; \tau, \tau') = \delta(\tau - \tau') R_h(\Delta t, \tau) \quad (3.3)$$

其中  $R_h(\Delta t, \tau)$  定义为信道的互功率谱密度。

在  $R_h(\Delta t, \tau)$  中令  $\Delta t = 0$ ，可以得到  $R_h(\tau) = R_h(0, \tau)$ ， $R_h(\tau)$  刻画了信道功率随延迟时间变化的趋势，即为信道功率延迟剖面(PDP)。PDP 刻画了发送信号为脉冲信号时接收信号平均功率随延迟时间变化的情况。式(3.1)定义的信道的频域表示为：

$$H(t, f) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t, \tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau = \sum_k h_k(t) e^{-j2\pi f\tau_k} \quad (3.4)$$

式(3.4)是信道脉冲响应  $h(t, \tau)$  关于  $\tau$  的傅立叶变换，表征了信道的频率选择性。同理可以定义 WSSUS 信道频率差-时间差相关函数为：

$$R_H(\Delta t, \Delta f) = E\{H(t + \Delta t, f + \Delta f) H^*(t, f)\} \quad (3.5)$$

### 3.1.2 时延扩展及相干带宽（频率选择性衰落信道）

在多径条件下，当发射端发射脉冲信号至移动台时，由于信道中反射及反射物的存在，导致多条不同的传播路径的存在，这些路径长度不同，并且传播路径又随移动台的运动而变化，因此发射波到达接收机时形成在时间、空间上相互区别的多个无线电波，使得移动台所接收到的信号是由许多不同延时的脉冲合成，延长信号基带部分到达接收机所用的时间，产生所谓的时延扩展。在数字传输中，由于时延扩展，接收信号中一个码元的波形会扩展到其他码元周期中，引起码间串扰。

多径衰落引起的无线传输环境的时延扩展将导致信号产生频率非选择性衰落(平坦衰落)或是频率选择性衰落。式(3.2)中经常采用一维动态特性刻画衰落信道的性能。这些一维特性可看作二维动态特性在  $\Delta f = 0$  或者  $\Delta t = 0$  的切片。则信道功率时延剖面  $P_h(\tau)$  (体现信道功率随时延的变化情况)亦可定义如下： $\Delta f = 0$  或者  $\Delta t = 0$  的切片。则信道功率时延剖面  $p_h(\tau)$  (体现信道功率随时延的变化情况)亦可定义如下：

$$p_h(\tau) = R_h(\tau) = E\{h(\tau; t) h^*(\tau; t)\} = R_h(\tau; \Delta t) |_{\Delta t=0} \quad (3.6)$$

上述  $\tau_{\text{RMS}}$  和  $\tau_m$  分别刻画了信道时延的二阶、一阶统计特性。

同理, 可以定义频率差相关函数, 式(3.5)中令  $\Delta t = 0$  为, 立即有:

$$R_h(\Delta f) = E\{H(t, f + \Delta f)H^*(t, f)\} = R_H(\Delta t, \Delta f)|_{\Delta t=0} \quad (3.7)$$

信道功率时延剖面 and 信道频率差相关函数为一对傅立叶变换关系。

$R_h(\tau)$ 保持非零值的  $\tau$  的范围称为信道的多径扩展 (multipath spread)。也称为均方根时延扩展(rms delay spread), 即  $\tau_{RMS}$ , 定义为<sup>[17]</sup>:

$$\tau_{rms} = \sqrt{\frac{\int_0^{\infty} (\tau - \tau_m)^2 R_h(\tau) d\tau}{\int_0^{\infty} R_h(\tau) d\tau}} \quad \text{其中: } \tau_m = \sqrt{\frac{\int_0^{\infty} \tau R_h(\tau) d\tau}{\int_0^{\infty} R_h(\tau) d\tau}} \quad (3.8)$$

而  $|R_H(\Delta f)|$ 取非零值的频率范围称为信道的相干带宽, 用  $B_{coh}$  表示。作为  $R_H(\Delta f)$ 和  $R_h(\tau)$ 之间的傅氏变换的一个重要结果, 多径扩展  $\tau_{RMS}$  的倒数近似等于信道的相干带宽  $B_{coh}$ , 即有<sup>[23]</sup>:

$$B_{coh} \approx \frac{1}{\tau_{rms}} \quad (3.9)$$

相干带宽  $B_{coh}$  是从 rms 时延扩展  $\tau_{RMS}$  得出的一个确定性关系值。本质上就是信道处于较强相关状态下的频率范围, 在该范围内, 两个频率分量有很强的幅度相关性。两个频率差  $\Delta f$  大于相关带宽  $B_{coh}$  的正弦波信号受信道的影晌是大不相同的。根据不同频率分量受到的衰落是否相同, 可以把多径衰落分为频率选择性衰落和非频率选择性衰落(即平坦衰落)。频率选择性衰落是指信道对信号中不同频率成分有不同的随机响应。由于信号中不同频率成分衰落不一致, 所以衰落信号波形将失真; 而非频率选择性衰落是指信号中各频率成分的衰落具有一致性, 相关性, 因而衰落信号的波形不失真。是否产生频率选择性衰落, 是由信号和信道两方面决定的。当信号带宽大于信道相干带宽时, 信道即可看作频率选择性衰落信道, 也即通常所说的宽带信道; 反之, 则称为频率非选择性信道, 也即平坦信道。未来移动通信系统, 为满足高速数据传输需求, 其带宽必大于现有通信系统, 因而为频率选择性衰落信道。延迟扩展时间随收发距离的增加而增加, 在典型乡村信道中一般小于  $0.05 \mu s$ , 城市信道约  $0.2 \mu s$ , 山地环境下一一般为  $2-3 \mu s$ 。相应的相干带宽在几百 K 至几 MHz 之间<sup>[24]</sup>。

### 3.1.3 多普勒扩展及相干时间(时间选择性衰落信道)

时延扩展和相干带宽是用于描述本地信道时间色散特性的两个参数。然而它们并未提供描述信道时变特性的信息。这种时变特性或是由移动台与基站之间的相对运动引起的, 或是由信道路径中物体的运动引起的。多普勒扩展和相干时间就是描述小尺度内信道时变特性的两个参数。信道随时间的变化特性由式(3.5)中  $R_H(\Delta t, \Delta f)$ 的时间参数  $\Delta t$  即由  $R_H(\Delta t) = R_H(\Delta t, \Delta f)|_{\Delta f=0}$  刻画。信道的多普勒功率谱为:

$$S_H(\nu) = \int_{-\infty}^{\infty} R_H(\Delta t) e^{-j2\pi\nu(\Delta t)} d(\Delta t) \quad (3.10)$$

信道的多普勒功率谱  $S_H(\nu)$  与信道时间差相关函数  $R_H(\Delta t)$  成傅立叶变换关系。

时间差相关函数  $R_H(\Delta t)$  取非零值的时间差  $\Delta t$  取值范围称为信道的相干时间，记作  $T_{\text{coh}}$ 。相干时间  $T_{\text{coh}}$  是信道冲击响应维持不变的时间间隔的统计平均值，就是指在一段时间间隔，两个到达信号有很强的幅度相关性。若基带信号带宽的倒数大于相干时间，则传输中基带信号可能发生改变，导致接收机信号失真<sup>[23]</sup>。相干时间  $T_{\text{coh}}$  表征两个瞬时的信道冲击响应处于强相关情况下的最大时间间隔，可以表示为：

$$T_{\text{coh}} = \frac{c}{\nu \times \nu_c} = \frac{1}{\nu_{\text{max}}} \quad (3.11)$$

式中， $c$  为光速， $\nu$  为移动用户的运动速度。

而多普勒功率谱  $S_H(\nu)$  取非零值的多普勒频率  $\nu$  的取值范围称为信道的多普勒扩展，用  $\sigma_d$  表示。多普勒频展  $\sigma_d$  是谱展宽的测量值，这个谱展宽是移动无线信道的时间变化率的一种量度<sup>[23]</sup>。多普勒频展被定义为一个频率范围，在此范围内接收的多普勒谱有非零值。谱展宽依赖于多普勒频移。若基带信号带宽远大于  $\sigma_d$ ，则在接收机端可忽略多普勒频展的影响，为一个慢衰落信道。令最大多普勒频移为  $\nu_{\text{max}}$ ， $\nu_c$  为载波频率，则信道多普勒扩展  $\sigma_d$  为：

$$\sigma_d = \frac{\int_{\nu_c - \nu_{\text{max}}}^{\nu_c + \nu_{\text{max}}} (\nu - \bar{\nu})^2 S_H(\nu) d\nu}{\int_{\nu_c - \nu_{\text{max}}}^{\nu_c + \nu_{\text{max}}} S_H(\nu) d\nu} \quad \text{其中 } \bar{\nu} = \frac{\int_{\nu_c - \nu_{\text{max}}}^{\nu_c + \nu_{\text{max}}} \nu S_H(\nu) d\nu}{\int_{\nu_c - \nu_{\text{max}}}^{\nu_c + \nu_{\text{max}}} S_H(\nu) d\nu} \quad (3.12)$$

$T_{\text{coh}}$  和  $\sigma_d$  之间存在着下面的近似关系：

$$T_{\text{coh}} \approx \frac{1}{\sigma_d} \quad (3.13)$$

若基带信号带宽比多普勒扩展  $\sigma_d$  大的多，则多普勒扩展的作用在接收端就可以忽略不计，这意味着无线信道是一种慢衰落信道。否则，就应该考虑多普勒扩展的作用。这就是快衰落信道的情况。多普勒扩展一般不随距离变化，典型值在几 Hz 至 200Hz 之间，其值取决于载频、速度及角度扩展(AS)。不同多径由于具有不同的方向，从而经历不同的多普勒频移，导致随机调频效应，从而使接收信号波动。令最大多普勒频移为  $\nu_{\text{max}} = v/l$ ，则不同多径分量的频移为  $\nu_d = \nu_{\text{max}} \cos(q)$ ，其中  $q$  为相对运动方向和来波方向 DoA 之间的夹角。Jakes 模型给出的来波方向均匀分布于  $[0, 2\pi]$ ，全向接收天线情况下的多普勒功率谱密度为：

$$S_H(\nu) = K \frac{1}{\sqrt{1 - (\nu/\nu_{\text{max}})^2}} \quad (3.14)$$

其中  $K$  为常数, 在定向天线或者散射体服从特定空间分布的情况下上式需要作修正。

## 3.2 宽带 MIMO 信道模型及其主要特性

### 3.2.1 宽带 MIMO 系统信号模型

假设发射天线数为  $M_T$ , 接收天线数为  $M_R$ 。则该系统的宽带时变信道在时刻  $t$  信道脉冲冲激响应  $H(t, \tau)$  如(3.15)式所示:

$$H(t, \tau) = \begin{bmatrix} h_{11}(t, \tau) & h_{12}(t, \tau) & \dots & h_{1, M_T}(t, \tau) \\ h_{21}(t, \tau) & h_{22}(t, \tau) & \dots & h_{2, M_T}(t, \tau) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M_R, 1}(t, \tau) & h_{M_R, 2}(t, \tau) & \dots & h_{M_R, M_T}(t, \tau) \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

其中  $H_{i,q}(t, \tau)$  代表第  $i$  接收天线和第  $q$  个发射天线之间的单个 SISO 信道的脉冲冲激响应, 它的特性可以由前述宽带 SISO 信道特征来描述。

若  $X(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_{M_T}(t)]^T$  表示发射端  $M_T$  个天线上的发射信号所组成的向量,  $y(t) = [y_1(t), y_2(t), \dots, y_{M_R}(t)]^T$  为接收端  $M_R$  个天线所接收到的信号组成的向量,  $[.]^T$  表示转置。则整个系统模型可以表示为:

$$y(t) = H(t, \tau) * X(t) + V(t) \quad (3.16)$$

其中,  $v(t)$  为加性白高斯噪声(AWGN),  $*$  表示卷积。

由于无线信道的衰落主要由信道环境中的散射簇即可分辨径(本文中的散射簇涵盖了所有影响信道衰落特性的因素)引起, 通常信道中主要散射簇是离散分布的, 因而可以将 MIMO 信道写为:

$$H(t, \tau) = \sum_{l=0}^{L-1} H(t, l) \delta(\tau - \tau_l) \quad (3.17)$$

其中,  $L$  为抽头延迟线模型的阶数, 对应于信道中主散射簇数量,  $\tau_l$  是以采样周期为单位的第  $l$  个主散射簇的延迟时间。  $H(t, l) = [h_{i,q}(t, l)]_{M_R \times M_T}$  为第  $l$  条路径的信道冲激响应矩阵, 第  $q$  发射天线和第  $i$  接收天线间的第  $l$  条径的 SISO 信道冲激响应为  $h_{i,q}(t, l)$  (其中  $i=1, 2, \dots, M_R$ ;  $q=1, 2, \dots, M_T$ )。该信道冲激响应是时间、延迟、发射和接收天线位置的函数, 表征了该条路径的幅度增益和相位旋转。

为分析信道空间特性的方便, 通常假设在考察的时间范围内, MIMO 信道为时不变信道(或假设考察的是相干时间内的信道特征), 则式(3.17) 可以重写为:

$$H(\tau) = \sum_{l=0}^{L-1} H_l \delta(\tau - \tau_l) \quad (3.18)$$

如果假设信道中, 各条路径之间的延迟间隔等于采样周期, 则抽头延迟线模型的阶

数  $L$  可以由信道中存在的可分辨多径分量的个数来确定。在 WSSUS 假设下，上述信道模型为系数时变的 FIR 信道模型。图(3.1)给出了该抽头延迟线模型的示意图。相应地，宽带 MIMO 系统的离散信号模型可以表示为：

$$y(k) = \sum_{l=0}^{L-1} H_l X(k - \tau_l) + V(k) \quad (3.19)$$

其中  $H_l$  为第  $l$  个散射簇的信道转移矩阵，

$$H_l = \begin{bmatrix} h_{11}^{(l)} & h_{12}^{(l)} & \dots & h_{1,M_r}^{(l)} \\ h_{21}^{(l)} & h_{22}^{(l)} & \dots & h_{2,M_r}^{(l)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M_r,1}^{(l)} & h_{M_r,2}^{(l)} & \dots & h_{M_r,M_r}^{(l)} \end{bmatrix} \quad 0 \leq l \leq L-1 \quad (3.20)$$

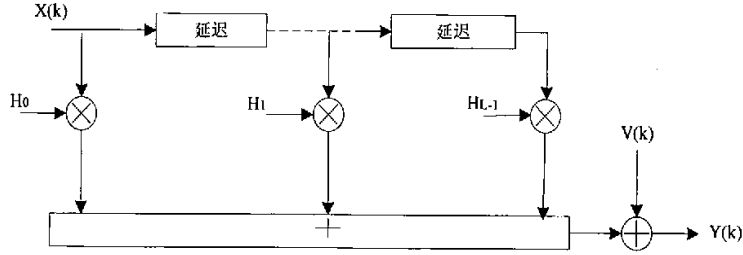


图 3.1 宽带 MIMO 信道抽头延迟线模型

### 3.2.2 宽带 MIMO 信道的主要特性<sup>[25]</sup>

#### (1) 视距分量及 K 因子

当传播环境中存在一个固定直射或反射径，即视距路径时，则用 Ricean 信道模型来描述多径接收信号的包络分布。这种情况下，该固定静态分量上会叠加许多弱多径分量，当固定静态分量减弱后，传播环境就转变成 Rayleigh 分布的情形，则 Ricean 分布就退化为 Rayleigh 分布，因此 Rayleigh 模型是 Ricean 模型的一个特例。考虑一般的 Ricean 信道：

$$H = \overline{H} + H_l^{\%} \quad (3.21)$$

其中： $\overline{H} = E\{H_l\}$ ，体现的是衰落中的固定静态信号分量，即视距分量的影响；而  $H_l^{\%}$  则是衰落中的其他弱可分辨径影响的体现。当信道为 Rayleigh 信道时：

$$\overline{H}_l = O_{M_r} \times_{M_r} \quad \forall l \in \{0, 1, L, L-1\} \quad (3.22)$$

此时  $\overline{H}_l = H_l^{\%}$ ; 当信道为 Ricean 信道时, 则信道中至少存在一条路径  $l$  使  $\overline{H}_l \neq O_{M_R \times M_T}$ ,  $l \in \{0, 1, L, L-1\}$ 。

在大多数系统中, 可以进一步假设信道为广义平稳非相关散射(WSSUS)信道, 也就是说信道中的不同散射路径互不相关且二阶统计特性平稳, 即满足:

$$E[\text{vec}\{H_l^{\%}\} \text{vec}^H\{H_{l'}^{\%}\}] = O_{M_R M_T} \quad l \neq l', l' \in \{0, 1, L, L-1\} \quad (3.23)$$

其中,  $\text{vec}\{H_l^{\%}\} = [h_{1,1}^{\%}, h_{1,2}^{\%}, L, h_{1,M_T}^{\%}, h_{2,1}^{\%}, h_{2,2}^{\%}, L, h_{M_R,1}^{\%}, L, h_{M_R,M_T}^{\%}]^T$ 。在 Ricean(Rayleigh 衰落作为其特例)假设下,  $H_l^{\%}$  的元素应为零均值的复随机变量。

通常, 信道的抽头延迟线模型中的第  $l-1$  阶值矩阵对应于信道中的第  $l$  个散射簇。Ricean 衰落的 K 因子定义为信号中视距分量的功率与多径分量方差之比, 即:

$$K_l = \frac{\|\overline{H}_l\|_F^2}{\varepsilon(\|H_l^{\%}\|_F^2)} \quad l = 0, 1, L, L-1 \quad (3.24)$$

其中  $\|\cdot\|$  表示矩阵二范数。显然, 当信道中无视距分量, 即信道为 Rayleigh 信道时, K 因子为零。一般在宏小区无线通信系统中, 移动台和基站之间没有视距分量, 而微小区中可能出现的视距分量出现在最先到达的多径分量中。一般信道 K 因子随发射接收距离的增加呈指数下降。

## (2) 功率延迟剖面

由前面所述的功率延迟剖面(PDP)的定义可知, 当矩阵  $H_l^{\%}$  中的各元素为独立同分布的 Rayleigh 分布随机变量时, 每条路径的功率衰减仅与产生该路径的散射簇有关, 而与收发天线对无关, 也即:

$$P_l = E\{|h_{m,n}^{\%}|^2\} \quad \text{其中 } m \in [1, 2, L, M_R], n \in [1, 2, L, M_T] \quad (3.25)$$

$P_l$  为路径  $l$  的平均功率增益, 决定了信道的功率延迟剖面(PDP)。

由于信道为广义平稳非相关散射(WSSUS)信道, 不同散射簇系数之间无关, 即:  $\langle |h_{m,n}^{\%}|^2, |h_{m',n'}^{\%}|^2 \rangle = 0$ ,  $\langle \cdot \rangle$  为求相关系数运算, 则信道的平均功率延迟剖面(PDP)可以表示为:

$$P(\tau) = \sum_l P_l \delta(\tau - \tau_l) \quad (3.26)$$

典型的 PDP 分布呈单边指数下降:

$$P(\tau) = \begin{cases} e^{-\frac{\tau}{\tau_{rms}}} & \tau > 0 \\ 0 & \tau \leq 0 \end{cases} \quad (3.27)$$



### (3) 空间相关性

文献<sup>[6]</sup>中在推导窄带 MIMO 系统的信道容量时,假设信道系数为独立同分布拟静态复高斯随机变量,这是非常理想的信道模型。然而在实际环境下,由于天线间距不大和散射体数量有限等原因,信道系数或者说天线之间存在不同程度的相关性。

相关统计量是由信道矩阵  $\tilde{H}$  中每个元素的包络计算得出的。将单个信道的包络  $R_y$  定义为  $\tilde{H}_{ij}$  模。因为  $R_y$  包络是一个正数,将包络的均值去掉 ( $R_y - \langle R_y \rangle$ ) 来研究包络的相关统计量更具有典型性,其中运算符  $\langle \rangle$  表示集合平均或空间平均运算。

例如,考虑第  $i$  个和第  $j$  个接收天线振子信道之间的相关性  $R_{mi}$  和  $R_{mj}$ ,它们两个都来自于第  $m$  个发射天线振子。这两个信道的相关系数在数学上定义为第  $m$  个发射天线振子。这两个信道的相关系数在数学上定义为:

$$\rho_{mij}^R = \frac{\langle R_{mi} R_{mj} \rangle - \langle R_{mi} \rangle \langle R_{mj} \rangle}{\sqrt{\langle R_{mi}^2 \rangle \langle R_{mj}^2 \rangle - \langle R_{mi} \rangle \langle R_{mj} \rangle}} \quad (3.28)$$

公式(3.28)中进行了归一化,因此  $|\rho_{mij}^R|$  总是在 1(完全相关)和 0(完全不相关)之间。

对于第  $i$  个和第  $j$  个发射天线振子信道之间的相关性  $R_{in}$  和  $R_{jn}$  具有类似的定义,它们都到达第  $n$  个接收天线振子。这两个信道的相关系数定义为:

$$\rho_{ijn}^T = \frac{\langle R_{in} R_{jn} \rangle - \langle R_{in} \rangle \langle R_{jn} \rangle}{\sqrt{\langle R_{in}^2 \rangle \langle R_{jn}^2 \rangle - \langle R_{in} \rangle \langle R_{jn} \rangle}} \quad (3.29)$$

可以利用开阔地区的假设,在一个共极相似振子的系统中作几个简单的假设。首先,我们假定在相似振子中信号包络或信号强度的平均值是相等的:  $R_{mi} = R_{mj}$  且  $\langle R_{mi}^2 \rangle = \langle R_{mj}^2 \rangle$ 。不考虑产生该信道的发射天线振子,开阔地区的假设还意味着两个接收/发射天线振子之间的相关性是相等的:

$$\rho_{1ij}^R = \rho_{2ij}^R = \cdots \rho_{Mij}^R, \quad \rho_{1ij}^T = \rho_{2ij}^T = \cdots \rho_{Mij}^T \quad (3.30)$$

将公式(3.28)和公式(3.29)简化为下面一组基本的相关值:

$$\rho_{ij}^R = \frac{\langle R_{mi} R_{mj} \rangle - \langle R_{mi} \rangle^2}{\langle R_{mi}^2 \rangle - \langle R_{mi} \rangle^2}, \quad \rho_{ij}^T = \frac{\langle R_{in} R_{jn} \rangle - \langle R_{in} \rangle^2}{\langle R_{in}^2 \rangle - \langle R_{in} \rangle^2} \quad (3.31)$$

其中  $m$  与  $n$  是任意的。这些包络统计量得到了一个模在 0 与 1 之间的数,它可以衡量发射天线振子或接收天线振子之间的相关性。

### 3.2.3 MIMO 信道相关性分析

MIMO 信道的相关特性与天线间距以及角度扩展有关,能够描述出多天线系统的空间衰落特性,对整个系统的信道容量,分集特性以及系统设计等具有重要影响,因此对其进行研究是十分必要的。在某些场合,利用 MIMO 信道的相关性作为先验信息可以显著改善系统性能。本节简要介绍宽带 MIMO 信道的相关特征。

分别将 MIMO 信道的发射和接收相关矩阵进行分解：

$$R_{l,TX} = R_{l,TX}^{1/2} R_{l,TX}^{H/2} ; \quad R_{l,RX} = R_{l,RX}^{1/2} R_{l,RX}^{H/2} \quad (3.32)$$

则进一步可以将式(3.21)中 MIMO 信道的 Rayleigh 分量分解为<sup>[26]</sup>：

$$H_l^{\%} = R_{l,RX}^{1/2} H_{w,l}^{\%} R_{l,TX}^{H/2} \quad l = 0, 1, L, L-1 \quad (3.33)$$

$H_{w,l}^{\%}$  为表征 Rayleigh 衰落信道的  $M_R \times M_T$  维随机矩阵，其元素为零均值独立同分布复高斯随机变量，其方差为平均功率增益  $P_l$ 。不同散射体对应的  $H_{w,l}^{\%}$  之间互不相关，即：

$$E[\text{vec}\{H_{w,l}^{\%}\} \text{vec}^H\{H_{w,l'}^{\%}\}] = 0_{M_R M_T} \quad l \neq l', l, l' = 0, 1, L, L-1 \quad (3.34)$$

这里 MIMO 信道相关性的讨论是针对同一散射簇的 Rayleigh 衰落信道系数而进行的，即讨论的是具有相同延迟时间的 MIMO 矩阵信道系数之间的相关特征。根据发射端和接收端信道系数的相关性不同，可将 MIMO 信道划分为不相关、半相关和全相关信道<sup>[27]</sup>。

#### (1) 不相关衰落信道

此时在收发两端近场均有大量散射体，典型的情况是城市微小区信道。由于发射端和接收端的角度扩展较大，信道系数之间相关性很弱。即  $R_{l,TX} = I$ ； $R_{l,RX} = I$ 。无视距分量(LOS)时(3.33)式可以近似为：

$$H_l = H_l^{\%} = H_{w,l} \quad (3.35)$$

即信道系数为独立同分布随机复高斯随机变量。

#### (2) 半相关衰落信道：

此时仅在收端或者发端近场有大量散射体而另一端角度扩展很小或者有 LOS 存在。这种情况可能出现在基站天线足够高而移动台周围有大量建筑物的城市宏小区的环境中。角度扩展小的一端，信道系数的相关性大，即  $R_{l,TX} = I$ ， $R_{l,RX} \neq I$  或者  $R_{l,TX} \neq I$ ， $R_{l,RX} = I$ ，此时式 (3.33) 可以修正为：

$$H_l = H_l^{\%} = H_{w,l} (R_{l,TX}^{1/2})^H \quad \text{或者} \quad H_l = H_l^{\%} = R_{l,RX}^{1/2} H_{w,l} \quad (3.36)$$

#### (3) 全相关衰落信道

此时散射体位于收端和发端的远场，MIMO 信道为全相关信道，即  $R_{l,TX} \neq I$ ， $R_{l,RX} \neq I$ 。当某接收路径无角度扩展即只有视距分量时，信道相关矩阵退化为：

$$R_{I,TX} = P_t \mathbf{a}(\bar{\theta}_{TX,l}) \mathbf{a}^H(\bar{\theta}_{TX,l}); R_{I,RX} = P_r \mathbf{a}(\bar{\theta}_{RX,l}) \mathbf{a}^H(\bar{\theta}_{RX,l}) \quad (3.37)$$

式中的  $\mathbf{a}(\bar{\theta}_{TX,l})$ ,  $\mathbf{a}(\bar{\theta}_{RX,l})$  分别为发送, 接收天线阵列的传播响应矢量。

### 3.3 宽带 MIMO 衰落信道的建议模型及计算机仿真

信道模型的建立需完成两方面的工作, 即信道参数特性的归纳和实际信道测量。就 SISO 信道而言, 信道参数的关键特性包括信道 PDP 以及反映单个信道系数时变特性的多普勒功率谱。典型的 SISO 参考信道模型有 COST207 和 Jakes 移动信道模型等。宽带 SISO 信道的仿真方法主要包括 2 大类, 确定性方法包括正弦波求和法如<sup>[28]</sup>(如 Jakes 方法等)和基于统计特性的随机方法<sup>[29]</sup>(如高斯白噪声滤波法等)。

和 SISO 信道类似, MIMO 信道也可以通过这两类方法建模和仿真。确定性方法包括光线追踪法等, 而随机方法包括基于空间几何的方法、参数方法、基于相关的方法等。文献<sup>[30]</sup>给出了大量 MIMO 信道模型的研究结果。本节将首先简单介绍目前所提出的一些 MIMO 信道的建议模型, 重点介绍两种典型的宽带时变 MIMO 信道模型的产生方法, 即 3GPP 推荐的 SCM 模型和 IST-METRA 提出的 METRA 模型的产生方法; 并给出了计算机仿真结果。

#### 3.3.1 MIMO 信道的一些建议模型

在理论研究中, SISO 信道模型经常被推广应用到 MIMO 信道模型时, 最简单地一种方法就是认为各天线间地信道衰落是互相独立的, 这样就可以先按 Jakes 等 SISO 信道模型来独立产生各路 Rayleigh 分布的衰落信道, 然后再根据一定的方法来对 Jakes 模型进行改进<sup>[31]</sup>, 以保证各路间的相关性足够小。

在 COST207, 259 等组织中都有相应的工作组对信道建模展开了深入的研究, 总结和发表了一些关于 MIMO 信道建模方面的文献, 是目前用的比较多的 MIMO 信道建模的依据。

在文献<sup>[32]</sup>中提出了一套比较完整的 MIMO 信道建模的具体方法, 并给出了仿真的流程图, 如果要建立一个考虑天线阵间的相关性, 这将是一个很好的实用模型的选择。该模型有一定的灵活性, 若需要考虑相关性, 则通过文献<sup>[31]</sup>的方法求出发射端天线阵的相关阵和接收端天线阵的相关阵; 若不需要考虑相关性, 则相应的相关阵置成单位阵即可。

现在实用化中采用的较多, 比较典型的宽带时变 MIMO 信道的建模方法有 3GPP 推荐的空间信道模型(SCM 模型)以及由 IST-METRA 提出的 METRA 模型。3GPP SCM 模型是一种基于空间几何特征的随机模型, 而 METRA 模型是基于信道系数功率相关性的随机模型。

### 3.3.2 3GPP 推荐的 MIMO 信道模型——SCM 模型<sup>[33]</sup>

3GPP 推荐的 MIMO 信道模型——SCM 模型是一种基于散射特性几何特征(主要是到达角 AoA 和离开角 AoD 的分布特性)的随机方法。

无线信道中对信号衰落影响最大的是时变的小尺度衰落,因此这里我们仅仅考虑小尺度衰落,忽略大尺度和中等尺度衰落。令发射、接收天线之间的间距分别为  $d_x$  和  $d_x$ 。3GPP SCM 信道模型假设,信道中共有  $L$  个主要散射簇,对应于  $L$  条时间可分辨路径,其中每个散射簇内包含有  $M$  个散射体,对应于  $M$  条时间不可分辨子路径。令均匀线阵(ULA)的阵列响应向量为:

$$\mathbf{a}(d, M, q) = [1, e^{j\frac{2\pi d}{\lambda} \sin(q)}, L, e^{j\frac{2\pi d}{\lambda} \sin(q)(M-1)}]^T \quad (3.38)$$

则(3.17)表示的时变宽带 MIMO 信道  $H[n, l]$  可以由第  $l$  散射簇内的  $M$  个散射体对应的阵列响应的和产生:

$$H[n, l] = \sqrt{\frac{P_l}{M}} \sum_{m=1}^M \left[ \frac{\sqrt{G_T(\theta_{T,l,m})} \times \sqrt{G_R(\theta_{R,l,m})} \times e^{j\phi_{l,m}} \times e^{j\frac{2\pi}{\lambda} \|\mathbf{v}\| n T_s \cos(\theta_{R,l,m} - \theta_T)} \times \mathbf{a}(d_{RX}, M_R, \theta_{R,l,m}) \mathbf{a}^T(d_{TX}, M_T, \theta_{T,l,m}) \right] \quad (3.39)$$

其中,  $P_l$  的产生取决于典型信道的 PDP 参数。SCM 将 3GPP 和 3GPP2 定义的典型信道综合为 4 种典型信道,即 Case I—IV; 求和符号内乘积项的第一、二项分别为发射和接收天线增益,由基站和移动台的天线类型所决定,模拟蜂窝移动信道时,基站处为 3 扇区或 6 扇区的定向天线,移动台为全向天线;  $\theta_{T,l,m}$  和  $\theta_{R,l,m}$  分别为第  $l$  散射簇内第  $m$  散射体的 AoD 和 AoA,其产生取决于选定信道类型的典型的角度扩散,典型的角度功率谱为 Laplacian 分布;第三项引入了在  $[0, 360]$  度之间均匀分布的随机相移;第四项为由于运动导致的相移,实质是引入时间因素以产生时变信道,不同散射体导致的多普勒频移不同,且取决于到达角和运动速度;第五项体现了不同发射接收阵元和参考发射接收阵元对间相位差值。

上述(3.39)式所产生的信道为 Rayleigh 衰落信道,如需仿真 Ricean 信道,还需要引入  $K$  因子。通常假设 Ricean 信道的 LOS(视距分量)延迟最短,故对第一条主多径需要作如下修正:

$$H^{LOS}[n, l] = \sqrt{\frac{1}{K+1}} H[n, l] + \sqrt{\frac{1}{K+1}} H^{LOS}[n] \quad l = 0 \quad (3.40)$$

其中的  $H^{LOS}[n] = \left[ \frac{\sqrt{G_T(\theta_T)} \times \sqrt{G_R(\theta_R)} \times e^{j\phi_{LOS}} \times e^{j\frac{2\pi}{\lambda} \|\mathbf{v}\| n \cos(\theta_R - \theta_T)} \times \mathbf{a}(d_{RX}, M_R, \theta_R) \mathbf{a}^T(d_{TX}, M_T, \theta_T) \right]$ ,  $q_R$  和  $q_T$  分别为 LOS 分量的 AoA 和 AoD。而其他非视距多径分量则修正为:

$$H^{LOS}[n,l] = \sqrt{\frac{1}{K+1}} H[n,l] \quad l=1,2,L,L-1 \quad (3.41)$$

SCM MIMO 信道模型的计算机仿真流程如图 3.2 所示。

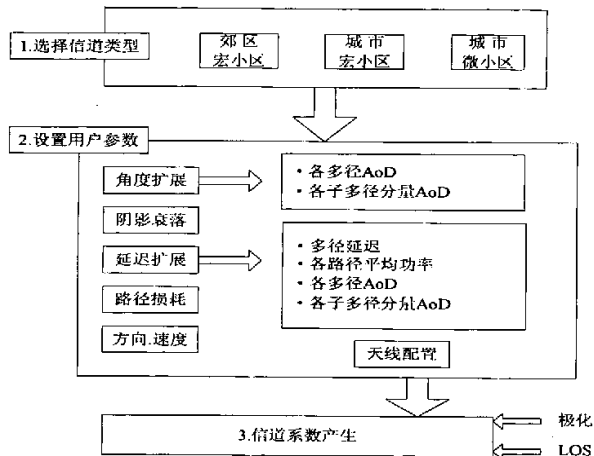


图 3.2 3GPP SCM 信道仿真流程图

### 3.3.3 IST-METRA 提出的 METRA 模型<sup>[34]</sup>及其仿真结果

3GP 推荐的 SCM 模型运算量较大，且所产生信道的相关性不直观，此时由欧盟框架 IST(信息社会技术)提出的另一种典型的宽带时变 MIMO 信道模型——METRA 模型就体现出一定的优势。METRA 项目是 IST 所计划的项目之一，其目标在于研究适用于 3G UMTS 系统的 MIMO 方案。METRA 模型是基于信道系数功率相关性而提出的随机模型，并且该模型通过了试验验证，因此考察信道相关性对系统性能影响时，Metra 模型比较方便直观。

METRA 模型中采用由信道系数的功率相关系数来表征信道响应的相关性，根据式 (3.37)的思路，可以将不同收发天线对之间的系数功率的相关矩阵表达为<sup>[35]</sup>：

$$P_l = P_{l,RX} \otimes P_{l,TX} \quad P_l = C_l C_l^T \quad (3.42)$$

其中 $\otimes$ 为 Kronecker 积。

进一步，在给定 MIMO 信道的某种相关性下，可以得到下式所示的信道传输系数矩阵的模型：

$$H_l^* = \sqrt{P_l} C_l \mathbf{a}_l \quad (3.43)$$

其中  $H_l^{\%} = [h_{1,1}^{\%}, h_{2,1}^{\%}, \dots, L, h_{M_R,1}^{\%}, h_{1,2}^{\%}, h_{2,2}^{\%}, \dots, L, h_{M_R,2}^{\%}, \dots, L, h_{1,M_T}^{\%}, h_{2,M_T}^{\%}, \dots, L, h_{M_R,M_T}^{\%}]^T$ ,  $\mathbf{a}_l = [a_1^{(l)}, a_2^{(l)}, \dots, L, a_{M_R M_T}^{(l)}]^T$ ;  $\mathbf{a}_l$  中每一个的元素  $a_l^{(l)}$  都是相互独立的 Ralceigh 分布的衰落系数;  $P_l$  为功率延迟分布中定义的第  $l$  个可分辨径的功率;  $C_l$  是  $M_T M_R \times M_T M_R$  的空间矩阵, 由发送端相关矩阵  $P_{l,TX}$  和接收端相关矩阵  $P_{l,RX}$  作 Kroneckor 积得到。

式(3.43)表明通过对独立随机变量引入相关性, 能够产生具有一定相关性 的 MIMO 衰落系数, 可以实现对具有某种空间相关性的 MIMO 信道的仿真。 $\mathbf{a}_l$  的元素产生可以借助于传统的 SISO 信道中 Rayleih 衰落系数的产生方法(如<sup>[36]</sup>), 必须符合一定的 PDP 特性。在生成向量  $\mathbf{a}_l$  后, 对 MIMO 信道仿真的关键将放在空间相关矩阵  $C_l$  上, 在得到了发射和接收两端的相关矩阵的基础上, 就可通过图 3.3 的流程来仿真 MIMO 信道。

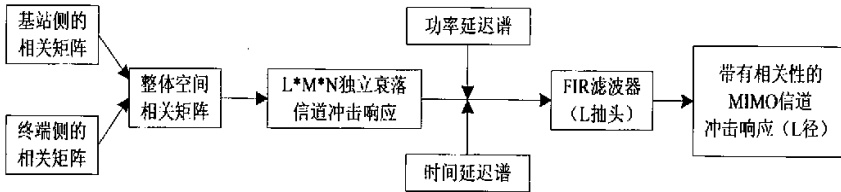
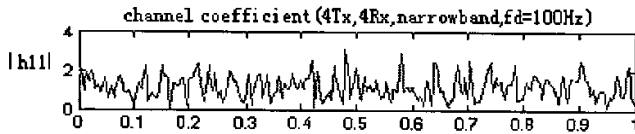


图 3.3 METRA 空间信道仿真流程图

这里主要给出了基于空间相关性的 METRA 建模和仿真方法, METRA 模型的仿真实现相对 3GPP SCM 方法而言较为简单, 且所产生信道的相关性直观, 但是用式(3.43)产生的信道系数忽略了不同阵元之间的相移特性。

图 3.3 是考虑上行链路, 发射天线数  $M_T=4$ , 接收天线数  $M_R=4$ , 采用 3GPP 建议的参数: 基站端的 AoA 为 20 度, AS 为 5 度, 移动终端的 AOD 为 67.5 度, AS 为 35 度的情况下, 由 METRA 方法产生的平坦衰落信道的  $h_{1,1}$  信道系数的包络图。相对独立的几个子信号路径同时经历深度衰落的可能性很小。


 图 3.4 信道系数  $h_{1,1}$  的包络(4Tx 4Rx)

以  $h_{1,1}$  为例, 图 3.5 描绘的是图 3.4 中信道系数  $h_{1,1}$  的概率密度分布, 将其和理论的瑞利分布的概率密度图进行对比, 可以发现, 根据由 METRA 方法产生的平坦衰落信道的信道系数, 与通常采用的信道系数服从瑞利分布的假设是一致的。

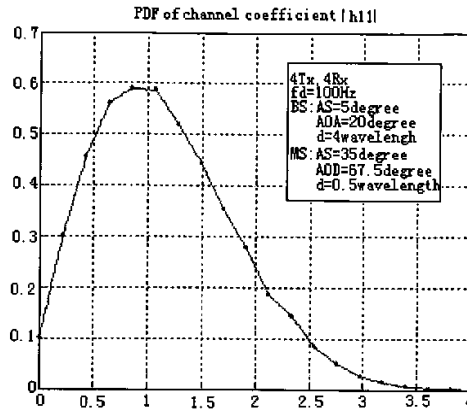


图 3.5 信道系统包络的概率密度图

图 3.5 信道系数包络的概率密度图(以为  $h_{1,1}$  例)图 3.6 和图 3.7 分别描绘的是移动终端和基站端都采用四根天线时, 各自的空间相关性与所采用的天线间距之间的相互关系。具体的仿真参数仍是采用的 3GPP 的建议值, 移动终端的 AOD 为 67.5 度, AS 为 35 度, 基站端则分为 AoA 为 20 度, AS 为 5 度以及 AoA 为 50 度, AS 为 2 度这两种情况。由图可以看出, 空间相关性随着天线间距的增大而变弱, 在相同天线间距的条件下, AS 越大, 相关性越弱。

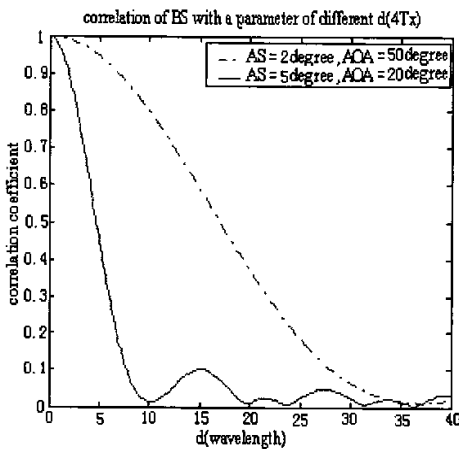


图 3.6 移动终端的空间相关性

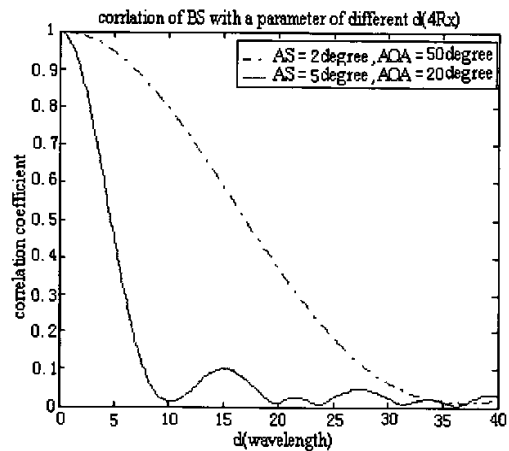


图 3.7 基站端的空间相关性

## 4 平坦衰落 MIMO 系统中的信道估计技术

在高数据率 MIMO 系统中,对宽带时变 MIMO 信道的估计和跟踪是实现 MIMO 系统接收端准确检测、解码等的前提基础。对于各种发射分集的 MIMO 系统,准确的信道估计是获得系统性能改善的前提保证。但是,信道估计方案与传输方案密切相关,实用的信道估计技术需要充分利用传输数据的特征,从而能在信道估计误差、频谱效率及实现复杂度等方面实现合理的折中。本章将首先简单介绍现有的 MIMO 信道估计技术(包括导频)种类以及目前取得的一些进展;然后针对平坦衰落,重点研究了基于训练序列和导频符号辅助分别适用于慢衰落和快衰落的情形下的 MIMO 系统的信道估计技术,并给出了仿真结果,分析、比较了这些算法的性能。

### 4.1 MIMO 信道估计技术简介

MIMO 信道估计方案可以划分为时域和频域两大类方法。其中,时域方法适用于所有单载波和多载波 MIMO 系统,而频域方法主要针对多载波系统。在本论文中,主要讨论时域方法。

时域信道估计方法借助于训练序列或发送数据的统计特性来实现对衰落信道中各多径分量的衰落系数估计。根据估计算法所需要的先验信息的不同,时域方法又可分为基于训练的估计、盲估计、半盲估计 3 类。

上述三类方法中,基于训练(包括导频)的估计方法是通过借助参考信号(导频或者训练序列),按一定的估计准则获得各个待估参数值,在实际中应用最为广泛,且具有较稳定的性能。当不同发射天线的训练(导频)序列设计为满足空间或者时间正交性时,一般的 SISO 信道的训练序列方法均可推广至 MIMO 系统。而盲和半盲信道估计算法无需或者需要较短的训练序列,频谱效率高,也获得了广泛的研究(见[37]及其参考文献)。但是一般盲和半盲方法的计算复杂度较高,并可能出现相位模糊(基于子空间的方法)、误差传播(如判决反馈类方法)等问题。

本文中重点探讨的是基于训练(包括导频)的 MIMO 信道估计方法。在 4.2 节,给出本章中进行算法研究所采用的平坦衰落的 MIMO 系统模型,以及采用的发送信号的帧结构。4.3 节和 4.4 节中,在平坦衰落的条件下,分别详细研究了慢衰落以及快衰落情形下基于训练的 MIMO 系统的信道估计方法,并给出了这些信道估计方案的计算机仿真结果,分析、比较了算法的性能。



## 4.2 平坦衰落的 MIMO 系统的信号模型及发送帧结构

### 4.2.1 平坦衰落的 MIMO 系统的信号模型

发射天线数为  $M_T$ ，接收天线数为  $M_R$ ，信道中有  $L$  个散射簇的通信系统。采用与第三章相同的假设：在考察的时间内，认为 MIMO 信道为时不变信道(或假设考察的是相干时间内的信道特征)，以及信道各路径延迟间隔等于采样周期的情况下，宽带(也即频率选择性衰落)情形下的 MIMO 系统的信号模型可以表达如下：

$$y(k) = \sum_{l=0}^{L-1} H_l X(k - \tau_l) + v(k) \quad (4.1)$$

其中,  $X(k) = [x_1(k), x_2(k), L, x_{M_T}(k)]^T$  为  $n$  时刻的发射信号矢量,  $y(k) = [y_1(k), y_2(k), L, y_{M_R}(k)]^T$  为相应的接收信号矢量。  $H_l$  为第  $l$  个散射簇的信道转移矩阵,

$$H_l = \begin{bmatrix} h_{1,1}^{(l)} & h_{1,2}^{(l)} & L & h_{1,M_T}^{(l)} \\ h_{2,1}^{(l)} & h_{2,2}^{(l)} & L & h_{2,M_T}^{(l)} \\ M & M & O & M \\ h_{M_R,1}^{(l)} & h_{M_R,2}^{(l)} & L & h_{M_R,M_T}^{(l)} \end{bmatrix} \quad 0 \leq l \leq L-1 \quad (4.2)$$

通常可以假设信道为 Rayleigh 信道，即  $H_l$  中的元素  $H_{i,j}$ ， $i=1,2,L,M_R$ ， $j=1,2,L,M_T$  为相互独立的 0 均值，方差为  $\sigma_k^2$  的复高斯随机变量。而  $v(k) = [v_1(k), v_2(k), L, v_{M_R}(k)]^T$  为 0 均值的方差为  $\sigma_v^2$  加性白高斯噪声矢量(AWGN)，通常假设噪声与信道系数之间互不相关。

本章的研究对象平坦衰落的 MIMO 信道可以看作是宽带 MIMO 系统的一种特例，即信道中只有一条可分辨径， $L=1$ ，则相应的平坦衰落情形下的 MIMO 系统的信号模型就可以表示为：

$$y(k) = HX(k) + V(k) \quad (4.3)$$

假设考察时间内发射端所发送信号的长度为  $L_0$ ，则考察时间内的发送信号可以表示成为  $M_T \times L_0$  发送信号矩阵  $X$ ：

$$X = [X(k+1), X(k+2), L, X(k+L_0)] = \begin{bmatrix} x_{1,1}(k+1) & K & x_{1,M_T}(k+1) \\ M & O & M \\ x_{M_T,1}(k+1) & L & x_{M_T,M_T}(k+1) \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

相应的，考察时间内的接收端所接收到的信号也可以表示为  $M_R \times L_0$  的接收信号矩阵  $Y$ ：

$$Y = [y(k+1), y(k+2), L, y(k+L_0)] = \begin{bmatrix} y_{1,1}(k+1) & K & y_{1,M_R}(k+1) \\ M & O & M \\ y_{M_R,1}(k+1) & L & y_{M_R,M_R}(k+1) \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

这样，考察时间内的接收信号就可以表示成为矩阵的形式：

$$Y = HX + V \quad (4.6)$$

式中， $V$  为  $M_R \times L_0$  噪声矩阵，其元素是时间和空间上均相互独立的零均值，方差为  $\sigma_v^2$

的复高斯随机变量。

#### 4.2.2 估计算法仿真中采用的帧结构

根据信道受多普勒频移影响而产生变化的快慢不同,采用基于训练及导频的信道估计的通信系统通常会采用三种不同的帧结构,以便采用不同的估计算法获得较好的估计性能。

我们采用如图 4.1(a)所示的帧结构来构造慢衰落信道发送帧,用帧内的插入的训练序列来进行信道估计。我们采用如图 4.1(b)、(c)所示的帧结构来构造快衰落信道。

对于快衰落信道的情形,根据所采用的信道估计算法的不同,我们一般会选用下面两种帧结构。一种帧结构就是将整个帧内的有用数据信息符号分割成多个数据符号小块,在这些小块之间间隔插入多个导频,如图 4.1(b)所示。我们可以先采用一些信道估计算法估计出初始的信道系数,再通过维纳滤波等方法来对信道系数的初始估计值进行修正,实现对快衰落信道的估计;或者我们可以采用图 4.1(c)所示的另一种帧结构,利用其中的训练序列采用某些信道估计算法来获得信道系数的初始估计值,然后采取插值或是跟踪的方法,获得帧内数据部分处的信道系数估计值。

在本章平坦衰落 MIMO 系统的信道估计技术研究中,我们都是根据信道衰落的快慢不同,采用的上面所介绍的三种不同的发送帧结构来进行估计算法研究以及计算机仿真的。

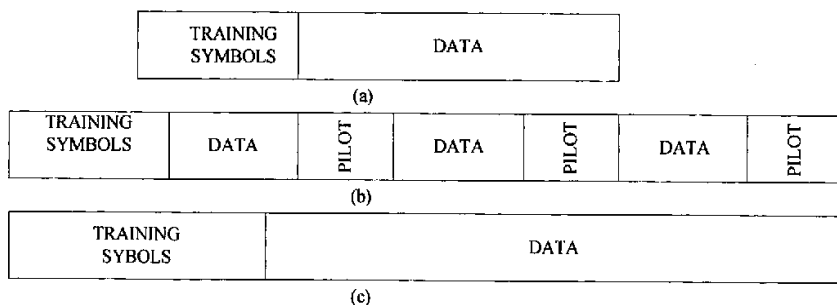


图 4.1 估计算法仿真中采用的帧结构

#### 4.3 平坦慢衰落 MIMO 信道的估计方法

在 SISO 系统中,针对慢衰落信道,常用的信道估计的方法包括最小二乘估计(LS)、最大似然估计(ML)、最大后验概率估计(MAP)以及最小均方误差估计(MMSE)。当不同发射天线的训练(包括导频)序列设计为满足空间上的正交性时,上述方法均可推广应用于 MIMO 平坦慢衰落情形下的信道估计。本节中将根据前述的平坦衰落 MIMO 系统的系统模型以及假设,采用第一种发送帧结构,具体讨论系统经历慢衰落情形下,基于训练以及导频辅助的各种信道估计方法。

#### 4.3.1 最小二乘 (LS) 信道估计算法

最小二乘(LS)信道估计算法是一种古老而又得到广泛应用的估计方法, 它适用于线性观测模型, 其不需要待估计量和观测数据的任何概率和统计特性方面的描述, 把估计问题作为确定性的最优化问题来处理<sup>[38]</sup>。

假设一个发送帧内第  $j$  个发射天线( $j=1,2,L,M_T$ )上的训练序列为  $P_j=[P_j(1),P_j(2),L,P_j(L)]^T$ , 有用数据符号个数为  $L_D$ , 那么根据式(4.6), 在训练期间内的接收信号就可以表示成为矩阵的形式:

$$Y_P = HP + V_P \quad (4.7)$$

其中  $P=[P_1,P_2,L,P_{M_T}]^T$ , 维数为  $M_T \times L_t$ , 是由  $M_T$  个发射天线上的训练序列组成的训练矩阵。  $Y_P$  为训练期间接收天线所收到的接收信号矩阵, 维数为  $M_R \times L_t$ ,  $H$  是训练期间的信道系数矩阵, 与前面定义相同, 维数为  $M_R \times L_t$ , 其中每个元素服从 Rayleigh 分布,  $V_P$  为 0 均值、方差为  $\sigma_v^2$  的高斯白噪声矩阵。

如果训练符号与数据符号的周期同为  $T_s$ , 那么根据信道在一帧保持准静态的假设, 可以认为在  $(L_t + L_D)T_s$  的时间内保持不变。

采用 LS 方法进行信道估计的代价函数为:

$$C_{LS}(H) = \|Y_P - HP\|_F^2 \quad (4.8)$$

使式(4.8)所示的代价函数达到最小的就是  $H$  的 LS 估计, 也即:

$$\tilde{H}_{LS} = \arg \min_H \|Y_P - HP\|_F^2 \quad (4.9)$$

进一步将公式(4.8)中的代价函数对求  $H$  偏导并令其等于 0, 可以求得  $H$  的 LS 估计值:

$$\tilde{H}_{LS} = Y_P P^+ = Y_P P^H (PP^H)^{-1} \quad (4.10)$$

其中,  $P^+ = P^H (PP^H)^{-1}$ 。这里值得注意的是, 为了保证矩阵能够求逆, 训练矩阵  $P$  必须是行满秩的。而矩阵是否满秩还取决于导频的设计, 对于平坦衰落的情形, 导频的设计有很多选择, 如 Hadamard 序列, Gold 序列等一些常见的正交序列设计。

将式(4.7)代入上式, 可得:

$$\tilde{H}_{LS} = H + V_P P^+ = H + V_P P^H (PP^H)^{-1} = H + \varepsilon \quad (4.11)$$

其中,  $\varepsilon$  为估计的误差矩阵。由此可以看出信道系数矩阵的估计值  $\tilde{H}_{LS}$  实际上是其真实

值  $H$  受到一个同维数的高斯矩阵  $\varepsilon$  扰动的结果。

估计算法的准确性一般由估计的均方误差 MSE 来衡量, MSE 通常定义为误差矩阵的平均矩阵二范数, 即:  $MSE = E\{\|H - \tilde{H}\|_F^2\} = E\{\|\varepsilon\|^2\}$  则 LS 信道估计的 MSE 为:

$$MSE_{LS} = M_R \sigma_v^2 \text{tr}((PP^H)^{-1}) \quad (4.12)$$

其中,  $\text{tr}(\bullet)$  表示矩阵的迹。

由式(4.12)可以看出, LS 估计的 MSE 在噪声功率确定的情况下主要取决于训练矩阵  $P$ , 使得估计的 MSE 达到最小均方误差 MMSE 的训练序列称为最优训练序列。如果假设数据符号与训练符号的发射功率相同且为  $p$ , 则  $\|P\|_F^2 = pL_t M_T$ 。最优训练矩阵  $P$  的选取就变成下面的一个优化问题:

$$\min_P E\{\|H - \tilde{H}_{LS}\|_F^2\} \quad \text{subject to} \quad \|P\|_F^2 = pL_t M_T \quad (4.13)$$

将式(4.12)代入上式, 采用拉格朗日乘数法求解上面的条件极值问题, 可以得到, 当训练矩阵  $P$  满足下式时:

$$PP^H = pL_t M_T \quad (4.14)$$

可以实现采用 LS 信道估计的最小均方误差  $MMSE_{LS}$ ,

$$MMSE_{LS} = \frac{\sigma_v^2 M_T \times M_R}{pL_t} \quad (4.15)$$

此时, 相应的信道系数矩阵的 LS 估计值  $\tilde{H}_{LS}$  为:

$$\tilde{H}_{LS} = \frac{1}{pL_R} Y_P P^H \quad (4.16)$$

因此, 满足式(4.14)矩阵的  $P$  称为平坦衰落 MIMO 信道中 LS 估计的最优训练矩阵。观察式(4.16), 很明显 LS 估计的 MMSE 与信噪比成反比, 而与所采用的训练序列的长度成反比。只得注意的是, 如果一味通过增加训练序列的长度来降低估计误差是不实际的, 这样会使得系统的效率降低。

在文献<sup>[38]</sup>中, 还提出了一种标量最小二乘估计(SLS)方法作为一般 LS 算法的修正, 其主要思路是通过对一般 LS 的估计值  $\tilde{H}_{LS}$  额外添加一个标量系数  $r$  以进一步降低估计的均方误差, 即:

$$MSE_{SLS} = E\{\|H - \tilde{H}_{SLS}\|_F^2\} = E\{\|H - r\tilde{H}_{LS}\|_F^2\} = (1-r)^2 \text{tr}(R_H) + r^2 MSE_{LS} \quad (4.17)$$

其中,  $R_H = E\{H^H H\}$ , 为信道系数的相关矩阵,  $MSE_{LS}$  由式(4.12)给出。考察上式, 很明显当其他参数固定, 标量系数满足下式时,  $MSE_{SLS}$  达到最小,

$$r_{opt} = \frac{tr(R_H)}{MSE_{LS} + tr(R_H)} \quad (4.18)$$

假设信道系数的相关矩阵  $R_H$  事先接收端已经获知, 则由式(4.18)以及式(4.11)可以得到信道系数矩阵的 SLS 估计值为:

$$\tilde{H}_{SLS} = \frac{tr(R_H)}{\sigma_v^2 M_R \{ (PP^H)^{-1} \} + tr(R_H)} Y_P P^+ \quad (4.19)$$

采用与前面相同的推导过程, 可以发现采用 SLS 估计算法, 达到最小均方估计误差的最优训练矩阵与一般的 LS 的最优训练矩阵相同。

观察式(4.19)可以发现, 在 SLS 估计中需要用到信道系数的相关矩阵的迹  $tr(R_H)$ , 因此必须在进行估计之前事先获得。在实际应用中, 通常可以利用信道系数矩阵的 LS 估计值通过下式的运算, 来近似表征  $tr(R_H)$ 。

$$tr(R_H) = tr(\tilde{H}_{LS}^H \tilde{H}_{LS}) \quad (4.20)$$

### 4.3.2 最大似然(ML)信道估计算法

ML 估计在估计理论中占有非常重要的地位, ML 估计适用于非随机参数或者未知先验分布的参数估计<sup>[39]</sup>。

采用前面 4.2.1 节所述的系统模型, 若要对  $H$  进行最大似然估计, 可以先得到最大似然估计的性能函数  $p(Y_P|H)$  或者  $\ln(p(Y_P|H))$ , 通常采用后一种对数似然函数, 则  $H$  的 ML 估计解  $\tilde{H}_{ML}$  可以表达为:

$$\tilde{H}_{ML} = \arg \max_H p(Y_P|H) \quad (4.21)$$

当噪声为复高斯噪声,  $\tilde{H}_{ML}$  可以转化为:

$$\tilde{H}_{ML} = \arg \max_H \left[ -(Y_P - HP)^H R_v^{-1} (Y_P - HP) \right] \quad (4.22)$$

其中, 为  $R_v$  噪声的协方差矩阵。将式(4.22)所示的代价函数对待估量  $H$  求偏导并令之等于零, 就可以估计出相应的  $\tilde{H}_{ML}$ , 由于噪声为 0 均值的复高斯白噪声, 因此可以化简求得  $\tilde{H}_{ML}$ :

$$\tilde{H}_{ML} = Y_P P^H (PP^H)^{-1} \quad (4.23)$$

由式(4.23)和(4.10)可以看出, 在噪声为 0 均值的加性复高斯白噪声的情况下, 对于 MIMO 平坦衰落信道的估计而言, 信道系数矩阵  $H$  的最大似然估计值  $\tilde{H}_{ML}$  和最小二乘估计值  $\tilde{H}_{LS}$  是相等的, 它们有相同的表达形式。这是因为在 Gaussian 白噪声假设的前提下,

一阶和二阶统计特性就可以完全描述该随机过程，最大似然和最小二乘都能根据一阶和二阶统计特性来取得待估计量的所有统计信息，因而，他们可以得到相同的估计结果。当然，如果噪声不是 AWGN 时，ML 估计的表达式(4.22)就不能化简为 LS 估计的形式(4.10)，而是要比最小二乘复杂的多。

### 4.3.3 最小均方误差(MMSE)信道估计算法

若要对信道系数矩阵  $H$  进行 MMSE 估计，仍然是通过最小化 MMSE 估计的代价函数来得到，最小均方误差估计的代价函数如式(4.24)所示：

$$C_{MMSE}(H) = E \left\{ \left\| \tilde{H} - H \right\|_F^2 \right\} \quad (4.24)$$

使式(4.24)所示的代价函数达到最小的就是  $H$  的 MMSE 估计，也即：

$$\tilde{H}_{MMSE} = \arg \min_H \left[ E \left\{ (H - \tilde{H})^H (H - \tilde{H}) \right\} \right] \quad (4.25)$$

根据 4.2.1 节中的假设，不同收发天线之间的信道系数  $h_{i,j}$  为 0 均值、方差为  $\sigma_h^2$  的复高斯随机变量，当接收端获知信道系数相关矩阵  $R_H$  以及噪声功率  $\sigma_v^2$  时，根据文献<sup>[40]</sup>，可以得到  $\tilde{H}_{MMSE}$ ：

$$\tilde{H}_{MMSE} = Y_P (P^H R_H P + \sigma_v^2 M_R I_{L_r})^{-1} P^H R_H \quad (4.26)$$

则 MMSE 估计的估计均方误差  $MSE_{MMSE}$ ：

$$MSE_{MMSE} = E \left\{ \left\| H - \tilde{H}_{MMSE} \right\|_F^2 \right\} = \text{tr} \{ R_e \} \quad (4.27)$$

其中  $R_e = E \{ \varepsilon \varepsilon^H \} = (R_H^{-1} + \sigma_v^{-2} M_R^{-1} P P^H)^{-1}$ 。

跟 4.3.1 节中一样，采用拉格朗日乘数法，可以解得，当训练矩阵  $P$  满足下式：

$$P P^H = \frac{1}{M_r} (p L_t M_T + \sigma_v^2 M_R \text{tr} \{ R_H^{-1} \} I_{M_r} - \sigma_v^2 M_R R_H^{-1}) \quad (4.28)$$

采用 MMSE 信道估计，可以使得估计的 MSE 达到最小，相应的最小 MSE 表达为：

$$MMSE_{MMSE} = \frac{\sigma_v^2 M_T^2 M_R}{p L_t M_T + \sigma_v^2 M_R \text{tr} \{ R_H^{-1} \}} \quad (4.29)$$

因此，满足式(4.28)的训练矩阵  $P$  称为 MMSE 信道估计的最优训练矩阵。在高信噪比的情况下，即  $(\sigma_v^2/p \rightarrow 0)$ ，式(4.28)可以简化成式(4.14)，所以在高信噪比的情况下，LS 信道估计和 MMSE 信道估计的最优训练矩阵  $P$  所需满足要求是相同的。

比较式(4.12)和(4.27), 很明显在选用相同的训练矩阵  $P$  的情况下, 采用 MMSE 信道估计算法得到的  $MSE_{MMSE}$  要小于采用 LS 算法所得到的  $MSE_{LS}$ 。因此在信道系数  $h_{i,j}$  为 0 均值、方差为  $\sigma_h^2$  的复高斯随机变量的假设下, MMSE 算法的估计性能要优于 LS 算法的估计性能, 需要指出的是, 这种性能的提高是由于 MMSE 信道估计利用了信道的先验知识, 即信道系数的相关矩阵  $R_H$ , 而 LS 估计是不需要有关信道的任何先验知识的。

#### 4.3.4 最大后验概率(MAP)信道估计算法

MAP 估计也是一种常用的估计方法, MAP 估计算法适用于已知先验分布随机参量的估计<sup>[39]</sup>。由 MAP 准则,  $H$  的 MAP 估计  $\tilde{H}_{MAP}$  定义为:

$$\tilde{H}_{MAP} = \arg \max_H p(H|Y_p) \quad (4.30)$$

根据条件概率的性质, 上式可以变换成:

$$\tilde{H}_{MAP} = \arg \max_H \frac{p(H|Y_p)p(H)}{p(Y_p)} \quad (4.31)$$

其中, 一项  $p(Y_p)$  是确定的, 可以去掉, 因此  $\tilde{H}_{MAP}$  可以进一步表达为:

$$\tilde{H}_{MAP} = \arg \max_H p(H|Y_p)p(H) \quad (4.32)$$

观察上式可以发现  $\tilde{H}_{MAP}$  与  $\tilde{H}_{ML}$  很类似, 除了添加了体现信道系数先验信息作用的  $p(H)$  一项, 因此信道系数矩阵  $H$  的最大后验概率估计值  $\tilde{H}_{MAP}$  不仅取决于噪声概率分布, 还取决于信道系数的概率分布。

根据 4.2.1 节中的假设, 信道系数  $h_{i,j}$  为 0 均值、方差为  $\sigma_h^2$  的复高斯随机变量, 且与噪声无关, 当接收端获知信道系数相关矩阵  $R_H$  时, 则可以得到  $\tilde{H}_{MAP}$ <sup>[41]</sup>为:

$$\tilde{H}_{MAP} = Y_p(P^H R_H P + \sigma_v^2 M_R I_{L_p})^{-1} P^H R_H \quad (4.33)$$

式中各参数定义同前。比较上式和式(4.26), 可以发现在信道系数  $h_{i,j}$  为 0 均值、方差为  $\sigma_h^2$  的复高斯随机变量的假设下, MAP 估计与 MMSE 估计等价, 因此它们具有相同的均方误差。

#### 4.3.5 平坦慢衰落信道中估计算法的性能比较

如上所述, 我们可以得到如下结论:

(1) 信道系数矩阵的 LS 估计值与 ML 算法的估计值相等, 两种算法估计的均方误差相同, 即:

$$\tilde{H}_{LS} = \tilde{H}_{ML} = \frac{1}{pL_t} Y_p P^H \quad (4.34.1)$$

$$MSE_{LS} = MSE_{ML} = M_R \sigma_v^2 \text{tr}((PP^H)^{-1}) = \frac{\sigma_v^2 M_T \times M_R}{pL_t} \quad (4.34.2)$$

(2) MMSE 估计与 MAP 估计等价，即：

$$\tilde{H}_{MMSE} = \tilde{H}_{MAP} = Y_p (P^H R_H P + \sigma_v^2 M_R I_t)^{-1} P^H R_H \quad (4.35.1)$$

$$MSE_{MMSE} = MSE_{MAP} \text{tr}((R_H^{-1} + \sigma_v^{-2} M_R^{-1} P P^H)^{-1}) \quad (4.35.2)$$

(3) 由于 MMSE 估计和 MAP 估计利用了信道的先验信息——信道系数相关矩阵  $R_H$ ，因而估计性能优于不需要信道先验信息的 LS 算法的估计性能。

### 4.3.6 仿真结果

对于平坦衰落的情形，本文主要针对  $M_T = 4$ ， $M_R = 4$  的天线配置进行仿真，编码方式采用空时分组码(STBC)，星座映射图选择 QPSK，在接收端采用最大似然译码算法。图 4.2 是上述 BER 性能仿真的流程框图，串行数据经过 QPSK 调制后，进行空时分组编码后，再从各天线上发送出去，接收端先估计出信道参数，最大似然译码再根据信道参数来进行数据检测，恢复数据。进行慢衰落信道仿真时，多普勒频移  $f_d$  都取 5Hz，每根天线上面的数据速率为 512Kbps。

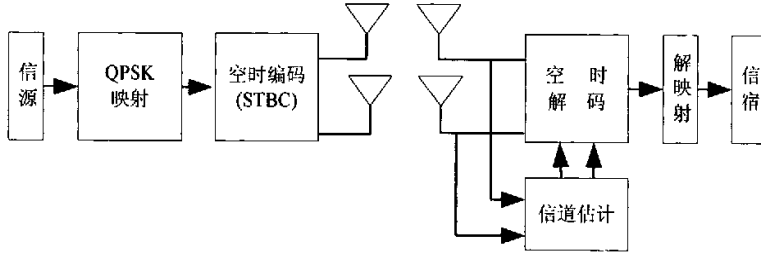


图 4.2 仿真流程图

针对上述仿真配置，采用图 4.1(a)所示的发送帧结构，训练序列由空时编码而产生，以保证满足 LS 估计要求的最优训练序列的要求，与数据部分的比例为 1:1，各子信道系数由 Jakes 模型产生，LS(或 ML)和 MMSE 估计、以及理想信道估计(perfect channel estimation)，即假定接收端已知信道参数的仿真结果如图 4.3、图 4.4 和图 4.5。



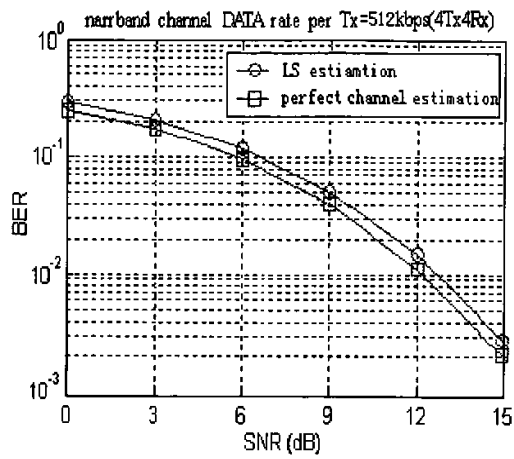


图 4.3 LS(或 ML)估计的 BER 性能

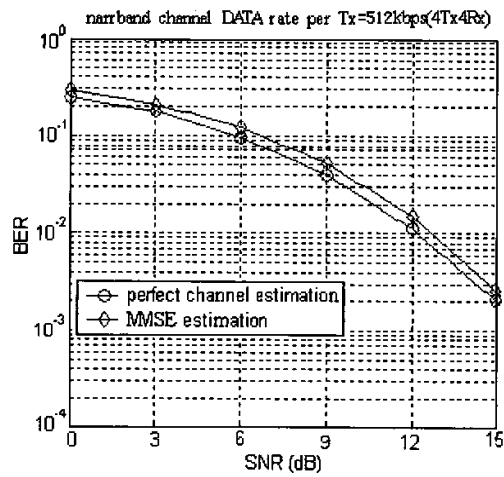


图 4.4 MMSE 估计的 BER 性能

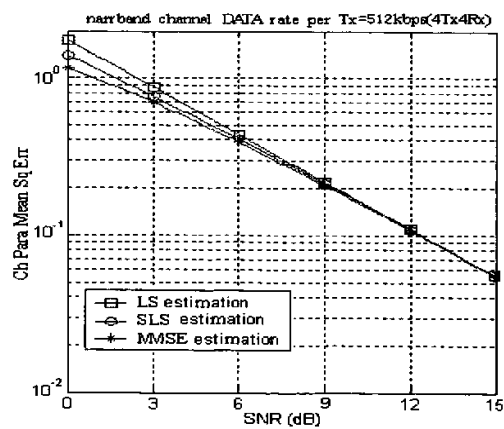


图 4.5 LS 与 MMSE 估计的 MSE 性能

仿真结果表明,从误码率(BER)的曲线来看,MMSE 估计的性能优势不是很明显,但是由估计的均方误差(MSE)曲线就可以看出 MMSE 估计的优势了。在低信噪比时,MMSE 估计方法的 MSE 性能较 LS 估计方法的 MSE 性能有所改进,而在高信噪比时,二者的性能近乎一样,之所以出现这种现象的原因时,当在低信噪比时,最小均方误差的估计可以很好地抵消估计噪声,而在高信噪比时,噪声基本可以忽略,此时,最小二乘估计与最小均方误差估计几乎是等价的。

## 4.4 平坦快衰落 MIMO 信道的估计方法

### 4.4.1 维纳滤波估计

对于图 4.1 所示的第二种发送帧结构,由于帧长大于信道的相干时间,所以帧内的信道是变化的。根据无线信道的特点,MIMO 系统中的每对收发天线之间子信道的变化是有一定的相关性的,它的自相关函数具有一定的形状,即,其功率谱由 Doppler 谱来描述,可以利用这种相关性通过对 ML、LS、MMSE 等算法的估计结果进行维纳滤波来提高平坦衰落情况下 MIMO 系统信道估计的准确性,实现对快速变化的信道的估计,从而进一步提高系统的检测性能。维纳滤波是一种更一般的方法,对于慢衰落、快衰落的情形都适用。

假设导频与其后数据块发送期间的信道是准静态保持不变的。可以先采用前面一节中讨论的准静态信道条件下的信道估计算法,获得第  $k$  块导频处的每对收发天线之间子信道的传输系数的初始估计值  $\tilde{h}_{i,j}(k)$ 。对于 LS(或 ML)估计算法,由于估计的误差  $\varepsilon$  是由于系统噪声  $V_p$  经过一系列的线性变换而来,所以  $\varepsilon$  仍应是高斯分布的,从而,问题转化为一个典型的噪声处理问题,这样就可以通过维纳滤波来进行优化处理。

假设  $M$  阶的 FIR 维纳滤波器的传输函数为:

$$W(z) = w_0^* + w_1^* z^{-1} + w_{M-1}^* z^{-(M-1)} \quad (4.36)$$

则经过滤波后的  $\tilde{h}_{i,j}(k)$  的修正值  $\tilde{h}_{i,j-wiener}(k)$  表达为:

$$\tilde{h}_{i,j-wiener}(k) = \sum_{m=0}^{M-1} w_m^* \tilde{h}_{i,j}(k-m) \quad (4.37)$$

其中,  $w_0, w_1, L, w_{M-1}$  为滤波器的权值,可以写成矢量的形式  $w = [w_0 \ w_1 \ L \ w_{M-1}]^T$ 。对于维纳滤波而言,以通过求解相应的 wiener-hopf 方程来得到权值  $w$  的维纳解  $w_{opt}$ :

$$R_{\tilde{h}_{i,j}} w_{opt} = r_{\tilde{h}_{i,j} \tilde{h}_{i,j}} \quad (4.38)$$

其中  $R_{\tilde{h}_{i,j}} = E[\tilde{h}_{i,j}(k) \tilde{h}_{i,j}^H(k)]$  是滤波器输入信号矢量  $\tilde{h}_{i,j}(k) = [\tilde{h}_{i,j}(k), \tilde{h}_{i,j}(k-M+1)]^T$  的自相关矩

阵, 而  $r_{\tilde{h}_{i,j}, h_{i,j}} = E[\tilde{h}_{i,j}(k)h_{i,j}(k)]$  则是  $\tilde{h}_{i,j}(k)$  与期望信号  $h_{i,j}(k)$  的互相关矢量, 需要指出的是噪声是独立于信道系数  $h_{i,j}$  的。

本文的 LS-Wiener 滤波方法的仿真仍然采用  $M_T = 4$ ,  $M_R = 4$  的天线配置, 发送帧结构采用图 4.1(b)所示的结构。编码方式采用 STBC, 星座映射图选择 QPSK, 在接收端采用最大似然译码算法。发送端的训练序列仍是由空时编码产生, 每个子信道的参数由 Jakes 模型产生, 并且假设 U 形谱在估计之前就已经通过其它方法获得, 本文中在做快衰落信道仿真时, 如不作特别说明  $f_d$  为 100Hz, 每根天线上的数据速率仍为 512Kbps。

图 4.6 给出了用 LS-Wiener 估计方法、LS 估计以及理想信道估计进行信道估计时得到的 BER 与信噪比(SNR)关系的仿真结果图。

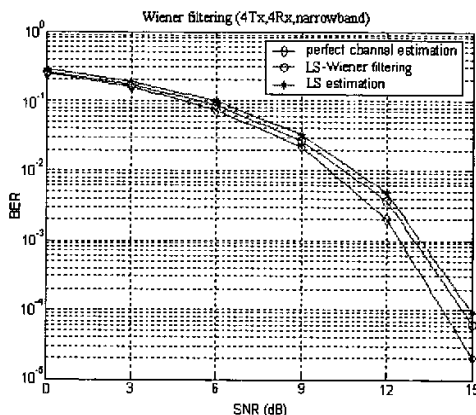


图 4.6 Wiener 滤波器的 BER 性能

由上图可以看出, LS-Wiener 方法可以改进仅用 LS 方法所得到的性能, 缩小与理想信道估计时的性能差距。

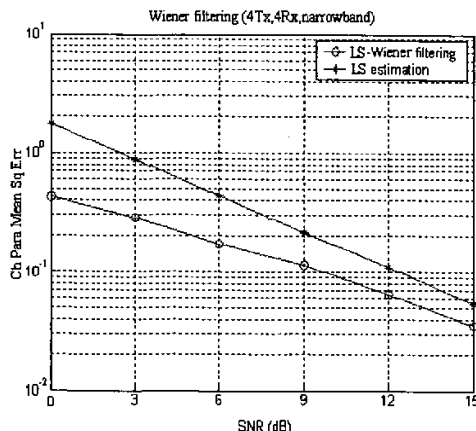


图 4.7 Wiener 滤波器的 MSE 性能

图 4.7 给出了用 LS-Wiener 滤波估计方法进行信道估计时得到 MSE 性能曲线。与 LS 估计方法相比, LS-Wiener 滤波在低信噪比时有很大的 MSE 性能提升, 随着信噪比的提高, 这种优势也在逐渐减少, 原因在于, 当信噪比很高时, 多普勒功率谱外的噪声对估计误差的影响已经很小, 基本可以忽略。

仿真证实, LS-Wiener 滤波估计方法利用了无线信道固有的相关性, 可以显著地提高系统性能, 且在低信噪比时可以得到比高信噪比时更好的性能提升。

#### 4.4.2 插值滤波估计

插值滤波算法种类很多, 有一般的线性插值、高斯插值<sup>[35]</sup>, Nyquist 插值<sup>[42]</sup>, 多项式插值<sup>[43]</sup>等。本节主要讨论低阶高斯插值算法(最高不超过 2 阶), 将其从 SISO 信道推广应用于平坦快衰落的 MIMO 信道, 与前面的维纳滤波算法相比, 算法实现简单, 且不需要知道信道的先验信息。

假设载波同步以及帧同步已经完成, 采用图 4.1(c)所示的帧格式, 并将其中的数据符号部分按照图 4.8 所示, 分割成  $N-1$  块, 训练符号长度和帧内数据符号的长度分别为  $L_t$  和  $L_d$ , 且  $L_d/L_t = N-1$ 。

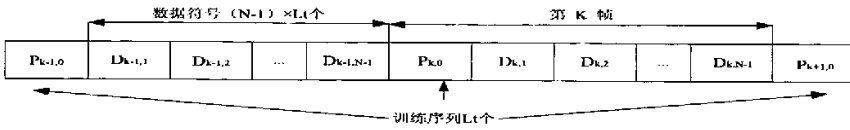


图 4.8 帧格式

假设信道保持准静态不变的时间与训练时间相同, 且第  $k-1, k, k+1$  帧训练期间的信道系数矩阵的估计值  $\tilde{H}(k-1,0), \tilde{H}(k,0), \tilde{H}(k+1,0)$  已经由 ML、LS、MMSE 的算法估计得到, 则第  $k$  帧内第  $m$  块数据  $D_{k,m}$  发送期间的信道系数矩阵的估计值  $\tilde{H}(k,m)$  可以由低阶的高斯插值<sup>[35]</sup>(不超过二阶)来获得。采用二阶高斯插值时,  $\tilde{H}(k,m)$  可以由下式得到:

$$\tilde{H}(k,m) = Q_{-1}(m/N)\tilde{H}(k-1,0) + Q_0(m/N)\tilde{H}(k,0) + Q_{+1}(m/N)\tilde{H}(k+1,0) \quad (4.39)$$

其中,  $Q_{-1}(m/N) = \frac{1}{2}\left\{(m/N)^2 - m/N\right\}$ ,  $Q_0(m/N) = 1 - (m/N)^2$ ,  $Q_{+1}(m/N) = \frac{1}{2}\left\{(m/N)^2 + m/N\right\}$ 。

采用一阶高斯插值, 也即一般的线性插值的时候, 上式中的插值系数为:

$$Q_{-1}(m/N) = 0, \quad Q_0(m/N) = 1 - (m/N), \quad Q_{+1}(m/N) = m/N \quad (4.40)$$

采用零阶高斯插值, 也即将整个一帧内的信道视为不变, 不进行插值的情形, 上述插值系数变化为:

$$Q_{-1}(m/N) = 0, \quad Q_0(m/N) = 1, \quad Q_{+1}(m/N) = 0 \quad (4.41)$$

在瑞利衰落环境中,运用高斯插值算法时影响系统性能的一个主要因素就是在对信道系数矩阵进行插值时引入的估计误差(这里不考虑由于进行最小二乘估计而引入的初始估计误差)。这一误差在符号速率确定的情况下,取决于进行高斯插值时所采用的阶数,帧长时间 TF 以及决定信道变化快慢的多普勒频移  $f_d$ 。高斯插值估计的准确与否仍然可以由信道矩阵的真实值和估计值之间的均方误差以及系统的误码率来衡量。

本文的高斯低阶插值估计的各仿真参数、编码方式、星座映射图、译码算法、训练序列每个子信道参数的产生方法以及每根天线上的数据率与进行 Wiener 滤波仿真时相同,只是发送帧结构改为采用图 4.1(c)所示的结构。

图 4.9 和图 4.10 分别为帧内训练序列与数据长度之比为 1:15,多普勒频移  $f_d$  为 100Hz 的情况下,改变插值阶数,得到 BER 和 MSE 曲线。由结果可以看出在一阶和二阶高斯插值的性能要优于 0 阶插值,也即大大优于一般的 LS 估计,可以大大缩小与理想信道估计时所得的误码率之间的差距。在低信噪比的情况下,二者的性能比较接近,随着信噪比的升高,二阶插值的性能要优于一阶插值。

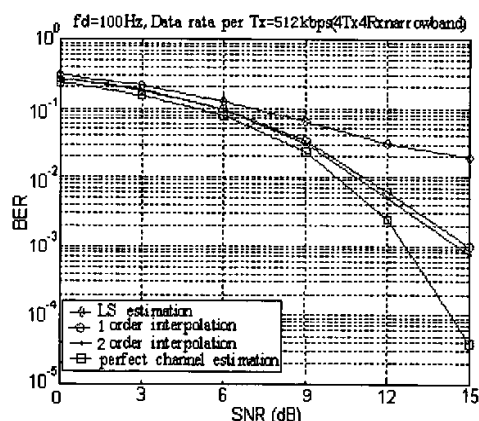


图 4.9 不同插值阶数时的 BER 性能

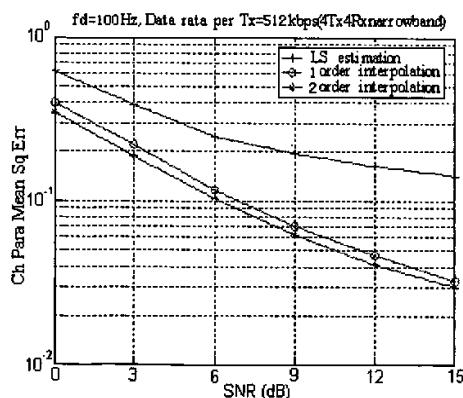


图 4.10 不同插值阶数时的 MSE 性能

图 4.11 和图 4.12 分别是在其他仿真条件不变, 改变多普勒频移  $f_d$  为 200Hz, 100Hz, 50Hz 时, 采用 2 阶高斯插值估计获得 BER 曲线和 MSE 曲线。很明显, 随着多普勒频移  $f_d$  的增大, BER 和 MSE 都增大, 原因是  $f_d$  的增大意味着信道的相干时间变短, 衰落变化更快, 训练期间的信道和待插值处的信道之间的相关性减弱, 从而使得由前者来表征后者时, 误差变大, 系统性能下降。

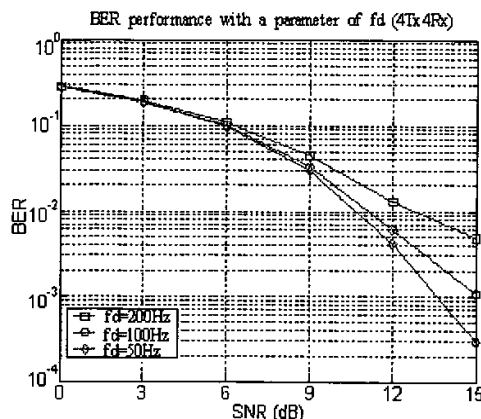


图 4.11 不同  $f_d$  时的 BER 性能

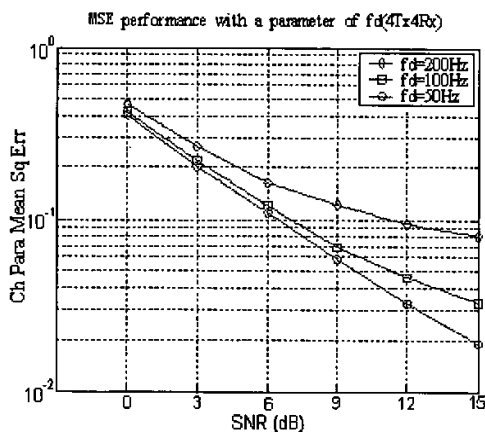


图 4.12 不同  $f_d$  时的 MSE 性能

图 4.13 和图 4.14 分别在每根天线的数据速率为 512Kbps,  $f_d$  为 100Hz, 其他仿真条件不变的情况下, 改变帧内训练序列和数据长度之比  $N$  时, 采用 2 阶高斯插值估计所获得的 BER 和 MSE 曲线。由结果可以发现增大  $N$  (也即帧长时间  $T_F$ ), BER 和 MSE 都有所增加, 原因是增大帧长时间使得训练期间的信道与待插值处的信道相关性减弱, 导致误码率和估计的均方误差增大, 影响系统性能。解决办法是提高数据率或者是减小  $N$ , 但是如果一味的通过减小  $N$  来缩小帧长时间, 又使得系统的效率降低, 所以需要在效率和性能之间做折中。

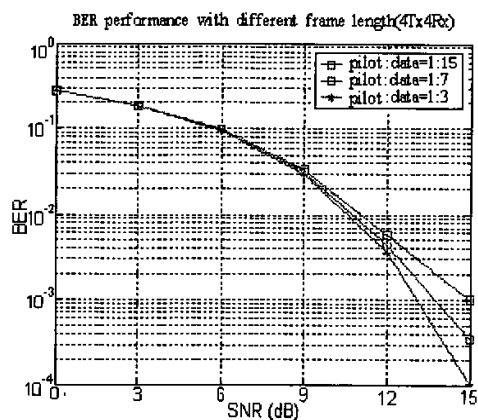


图 4.13 不同帧长的 BER 性能

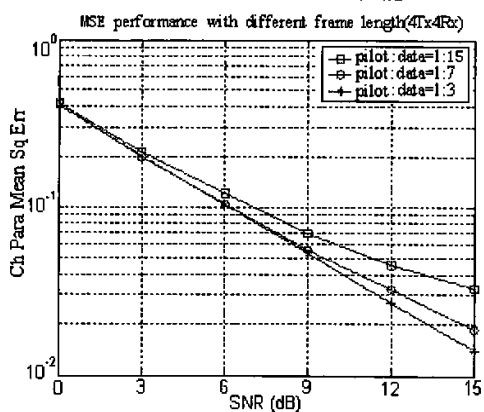


图 4.14 不同帧长的 MSE 性能

仿真结果表明低阶高斯插值估计算法与单纯的最小二乘估计相比可以较好的反映信道的变化，实现对平坦快衰落 MIMO 信道的估计，较大的降低系统的估计误差，改善系统的性能。

## 5 频率选择性衰落 MIMO 系统中信道估计算法

与平坦衰落信道相比, 频率选择性信道在实际的无线通信系统设计中更为常见, 而且信道估计远比平坦衰落的情形复杂。但是在理论研究中, 平坦衰落信道的估计要比频率选择性信道的估计成熟得多。因此本章内容主要是在前一章的基础上, 将平坦衰落情况下采用的信道估计方法进行推广, 以使这些方法能够扩展运用于复杂的, 频率选择性信道。

### 5.1 频率选择性衰落 MIMO 系统的信号模型

发射天线数为  $M_T$ , 接收天线数为  $M_R$ , 信道中有  $L$  个散射簇的宽带 MIMO 通信系统。采用与第三章相同的假设: 在考察的时间内, 认为 MIMO 信道为时不变信道(或假设考察的是相干时间内的信道特征), 以及信道各路径延迟间隔等于采样周期的情况下, 每一对收发天线之间的 SISO 宽带信道可以等效为  $L$  阶抽头延迟线模型, 即:

$$h_{i,j}(t, \tau) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{i,j}^{(l)} \delta(t - \tau_l) \quad i=1,2,L \dots M_R, j=1,2,L \dots M_T \quad (5.1)$$

其中  $h_{i,j}(t, \tau)$  代表第  $i$  接收天线和第  $j$  个发射天线之间的信道脉冲冲激响应,  $h_{i,j}^{(l)}(t)$  为其相应抽头延迟线模型的第  $l$  阶的抽头系数。则时刻  $k$  时相应的信道冲激响应的采样值可以表达为:

$$h_{i,j}(k) = [h_{i,j}^{(0)}(k), h_{i,j}^{(1)}(k), \dots, h_{i,j}^{(L-1)}(k)] \quad i=1,2,L \dots M_R, j=1,2,L \dots M_T \quad (5.2)$$

因此我们可以定义时刻  $k$  时所有发射天线和第  $i$  个接收天线之间的信道系数矩阵  $H_i(k)$  为:

$$H_i(k) = [h_{i,1}(k), h_{i,2}(k), \dots, h_{i,M_T}(k)] \quad \text{其中 } i=1,2,L \dots M_R \quad (5.3)$$

则时刻  $k$  时整个 MIMO 宽带信道系数矩阵就可以表达为一个  $M_R \times (M_T L)$  维的矩阵:

$$H(k) = [H_1^T(k), H_2^T(k), \dots, H_{M_R}^T(k)]^T \quad (5.4)$$

通常可以假设信道为宽带 Rayleigh 信道, 则  $H$  中的元素  $h_{i,j}^{(l)}(k), i=1,2,L \dots M_R; j=1,2,L \dots M_T$  是服从独立同分布的 Rayleigh 衰落。如果我们假设信道系数矩阵在观察时间内准静态, 保持不变, 那么信道系数矩阵就与时间无关, 可以改写成  $H$ 。

定义  $k$  时刻第  $j$  根发射天线发射的信号矢量为:

$$x_j(k) = [x_j(k), x_j(k-1), \dots, x_j(k-L+1)]^T \quad \text{其中 } j=1,2,L \dots M_T \quad (5.5)$$

则  $k$  时刻所有发射天线上发送的信号可以组成发射信号矢量:



$$\mathbf{x}(k) = [x_1^T(k), x_2^T(k), \dots, x_{M_T}^T(k)]^T \quad (5.6)$$

相应的,  $k$  时刻接收端所有天线所接收到的信号矢量  $\mathbf{y}(k) = [y_1(k), y_2(k), \dots, y_{M_R}(k)]^T$  可以表达为:

$$\mathbf{y}(k) = \mathbf{H}_s(k) + \mathbf{v}(k) \quad (5.7)$$

其中  $\mathbf{v}(k)$  为均值为 0, 方差为  $\sigma_n^2$  的加性复高斯白噪声向量, 通常认为不同接收天线之间的噪声不相关。

假设考察时间内发射端每根天线所发送信号的长度为  $L_0$ , 则考察时间内的发送信号矢量  $\mathbf{x}(k)$  可以按照不同的发送时刻表示成为  $(M_T \times L) \times L_0$  维发送信号矩阵  $\mathbf{X}$ :

$$\mathbf{X} = [\mathbf{x}(k+1), \dots, \mathbf{x}(k+L_0)] \quad (5.8)$$

相应的, 考察时间内的接收端所接收到的接收信号矩阵  $\mathbf{Y}$  可以表达为矩阵的形式:

$$\mathbf{Y} = \mathbf{H}\mathbf{X} + \mathbf{V} \quad (5.9)$$

其中,  $\mathbf{Y} = [\mathbf{y}(k+1), \dots, \mathbf{y}(k+L_0)]$ ,  $\mathbf{V} = [\mathbf{v}(k+1), \dots, \mathbf{v}(k+L_0)]$  为  $M_R \times L_0$  噪声矩阵, 其元素是时间和空间上均相互独立的零均值, 方差为  $\sigma_v^2$  的复高斯随机变量。对比式(5.9)和式(4.6)可以发现二者形式一样, 只是式中各矩阵的具体构造有所不同。所以频率非选择性情形中相应的估计方法都可以应用到此等效形式中来, 只是复杂度大大地增加了。

## 5.2 频率选择性慢衰落 MIMO 信道的估计

在本节中将把 4.3 节中讨论的平坦慢衰落 MIMO 信道的各种估计方法推广应用于频率选择性慢衰落 MIMO 信道中来。如 4.1 节中所述, 由于两种情形下系统信号模型具有相同的形式, 只是式中各矩阵的维数有所不同, 因此采用相同算法的推导过程也是类似的, 所得到的结果也具有类似的表达式, 所以在本节中将不在详细讨论具体的推导过程, 而是直接给出结果, 发送帧结构采用的是 4.2 节中图 4.1 给出的第一种帧结构。

### 5.2.1 最小二乘 (LS) 信道估计算法

假设一个发送帧内第  $j$  个发射天线上发送的训练序列为  $p_j(1), p_j(2), \dots, p_j(L_t), L_t$  为训练序列长度, 则  $M_T$  个发射天线上的训练序列可以按照式 (5.8) 组织成训练矩阵  $\mathbf{P}_{L_t} = [p(L), p(L+1), \dots, p(L_t)]$ , 由式(5.9), 相应的接收信号为:

$$\mathbf{Y}_p = \mathbf{H}\mathbf{P}_{L_t} + \mathbf{V}_p \quad (5.10)$$

$\mathbf{Y}_p$  为训练期间接收天线所收到的接收信号矩阵, 维数为  $M_R \times (L_t - L + 1)$ ,  $\mathbf{H}$  是训练期间的信道系数矩阵, 与前面定义相同, 维数为  $M_R \times (M_T L)$ , 其中每个元素服从 Rayleigh 分布,

$\mathbf{V}_p$  为 0 均值、方差为  $\sigma_v^2$  的高斯白噪声矩阵。这里需要指出的是, 之所以  $\mathbf{P}_{L_t}$  这样构造是

为了避免训练矩阵中的元素涉及到训练序列前后的有用数据符号。

假设信道在一帧保持准静态, 采用 LS 方法进行信道估计, 经与 4.3 节中类似的推导, 可得 H 的 LS 估计表达式为:

$$\tilde{H}_{LS} = Y_p P_{L_t}^+ = Y_p P_{L_t}^H (P_{L_t} P_{L_t}^H)^{-1} \quad (5.11)$$

同样为了保证矩阵能够求逆, 训练矩阵  $P_{L_t}$  必须是行满秩的。LS 信道估计的 MSE 为:

$$MSE_{LS} = M_R \sigma_v^2 \text{tr}((P_{L_t} P_{L_t}^H)^{-1}) \quad (5.12)$$

如果假设数据符号与训练符号的发射功率相同且为  $p$ , 则  $\|P_{L_t}\|_F^2 = p L M_T \times (L_t - L + 1)$ 。

采用 4.3 节中类似的推导可以得到, 当训练矩阵  $P_{L_t}$  满足下式时:

$$P_{L_t} P_{L_t}^H = p(L_t - L + 1) I_{M_T L} \quad (5.13)$$

LS 估计达到最小均方误差  $MMSE_{LS}$ ,

$$MMSE_{LS} = \frac{\sigma_v^2 M_T M_R L}{p(L_t - L + 1)} \quad (5.14)$$

此时, 相应的信道系数矩阵的 LS 估计值  $\tilde{H}_{LS}$  为:

$$\tilde{H}_{LS} = \frac{1}{p(L_t - L + 1)} Y_p P_{L_t}^H \quad (5.15)$$

因此, 满足式(5.15)矩阵的  $P_{L_t}$  称为频率选择性 MIMO 信道中 LS 估计的最优训练矩阵。

如果采用标量最小二乘估计(SLS), 假设信道系数的相关矩阵  $R_H$  事先接收端已经获知, 则经由 4.3.1 节中类似的推导, 可得信道系数矩阵的 SLS 估计值为:

$$\tilde{H}_{SLS} = \frac{\text{tr}(R_H)}{\sigma_v^2 M_R \{(P_{L_t} P_{L_t}^H)^{-1}\} + \text{tr}(R_H)} Y_p P_{L_t}^+ \quad (5.16)$$

式中各参数定义同前。

### 5.2.2 最大似然(ML)信道估计算法

采用前面 4.1 节所述的系统模型, 假设系统噪声为 0 均值的加性复高斯白噪声, 采用对数似然函数, 经由类似 4.3.2 节中类似推导, 可以化简求得 H 的 ML 估计解  $\tilde{H}_{ML}$  为:

$$\tilde{H}_{ML} = Y_p P_{L_t}^H (P_{L_t} P_{L_t}^H)^{-1} \quad (5.17)$$

ML 信道估计的 MSE 为:

$$MSE_{ML} = M_R \sigma_v^2 \text{tr}((P_{L_t} P_{L_t}^H)^{-1}) \quad (5.18)$$

由式(5.11)和(5.17)可以看出, 在噪声为 0 均值的加性复高斯白噪声的情况下, 对于频率选择性衰落 MIMO 信道的估计而言, 最大似然估计和最小二乘估计依然是等价的。

### 5.2.3 最小均方误差(MMSE)信道估计算法

根据 5.1 节中的假设, 不同收发天线之间的信道系数  $h_{i,j}$  为 0 均值、方差为  $\sigma_h^2$  的复高斯随机变量, 当接收端获知信道系数相关矩阵  $R_H$  以及噪声功率  $\sigma_v^2$  时, 根据文献<sup>[39]</sup>, 可以得到  $\tilde{H}_{MMSE}$ :

$$\tilde{H}_{MMSE} = Y_p (P_{L_t}^H R_H P_{L_t} + \sigma_v^2 M_R I_{L_t-L+1})^{-1} P_{L_t}^H R_H \quad (5.19)$$

则 MMSE 估计的估计均方误差  $MSE_{MMSE}$ :

$$MSE_{MMSE} = \text{tr} \left\{ (R_H^{-1} + \sigma_v^{-2} M_R^{-1} P_{L_t} P_{L_t}^H)^{-1} \right\} \quad (5.20)$$

比较式(5.12)和(5.20), 选用相同的训练矩阵  $P_{L_t}$  时, 采用 MMSE 估计得到的  $MSE_{MMSE}$  要小于采用 LS 估计所得到的  $MSE_{LS}$ , 这一结论与平坦衰落情况下情形是一致的。因此在信道系数  $h_{i,j}$  为 0 均值、方差为  $\sigma_h^2$  的复高斯随机变量的假设下, MMSE 算法的估计性能要优于 LS 算法的估计性能, 这一提高是由于 MMSE 信道估计利用了信道的先验知识, 即信道系数的相关矩阵  $R_H$ 。

### 5.2.4 最大后验概率(MAP)信道估计算法

根据 5.1 节中的假设, 信道系数  $h_{i,j}$  为 0 均值、方差为  $\sigma_h^2$  的复高斯随机变量, 且与噪声无关, 当接收端获知信道系数相关矩阵  $R_H$  时, 则可以得到  $\tilde{H}_{MAP}$ <sup>[41]</sup>为:

$$\tilde{H}_{MAP} = Y_p (P_{L_t}^H R_H P_{L_t} + \sigma_v^2 M_R I_{L_t-L+1})^{-1} P_{L_t}^H R_H \quad (5.21)$$

式中各参数定义同前。比较上式和式(5.19), 可以发现在信道系数  $h_{i,j}$  为 0 均值、方差为  $\sigma_h^2$  的复高斯随机变量的假设下, MAP 估计与 MMSE 估计等价这一结论在频率选择性衰落信道中依然成立。

### 5.2.5 结果分析

对于频率选择性衰落的情形, 本文主要针对  $M_T = 4, M_R = 4$  的天线配置进行仿真, 采用未编码的空时分层结构<sup>[44]</sup>, 选择 QPSK 星座映射, 信道中可分辨多径数  $L = 4$ , 在接收端采用 MMSE 检测。进行慢衰落信道仿真时, 如不作特别说明, 多普勒频移  $f_d$  都取 5Hz, 每根天线上面的数据速率为 512Kbps。采用图 4.1(a)所示的发送帧结构, 训练序列采用 Hadamard 矩阵, 以保证满足 LS 估计要求的最优训练序列的要求, 与数据部分的比例为 1:1, 各子信道系数由 Jakes 模型产生。其它仿真条件相同时, LS (或 ML) 和 MMSE 估计、以及理想信道估计的仿真所得性能曲线如图 5.1、图 5.2 和图 5.3。

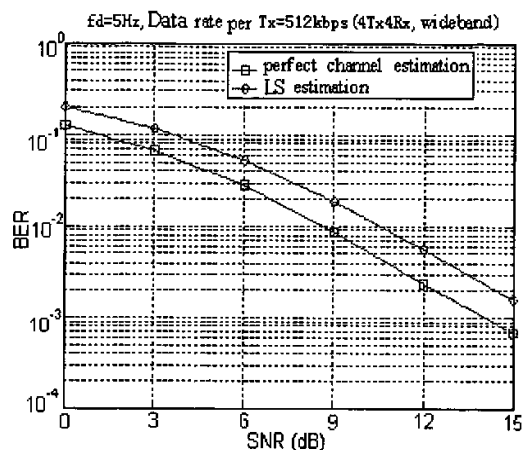


图 5.1 LS(或 ML)估计的 BER 性能(宽带)

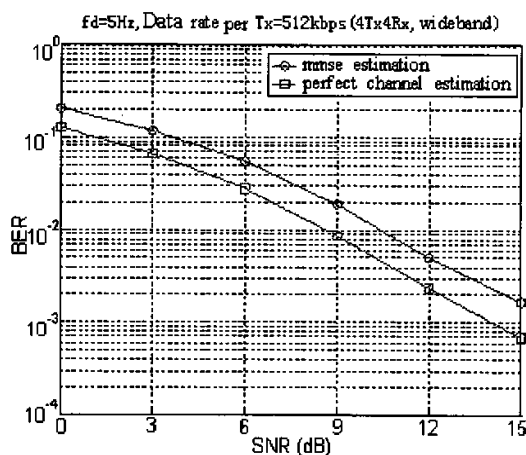


图 5.2 MMSE 估计的 BER 性能(宽带)

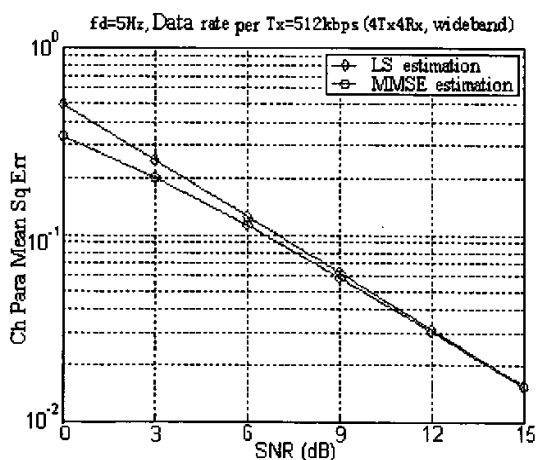


图 5.3 LS 与 MMSE 估计的 MSE 性能(宽带)

比较仿真结果,从图 5.3 我们可以看出,在低信噪比时,MMSE 估计算法的 MSE 要小于 LS 和 ML 估计方法的 MSE,但随着信噪比的提高时,两者的差别逐渐减小,最后基本相同。这与平坦衰落时的情形一样,是由于在低信噪比情况下,最小均方误差的估计可以很好地抵消估计噪声,而在高信噪比时,噪声基本可以忽略,最小二乘估计与最小均方误差估计的估计几乎是等价的。而从图 5.1 和图 5.2 中可以发现,采用特定的数据检测方式所得到的两种算法的 BER 性能差别却不是很明显,这就要求人们进一步研究更好的 MIMO 系统的数据检测方法来充分利用信道估计所带来的均方误差性能潜力。

### 5.3 频率选择性快衰落 MIMO 信道的估计

#### 5.3.1 维纳滤波估计

采用图 4.1 所示的第二种发送帧结构,在频率选择性衰落的条件下也可以和平坦衰落时一样,采用维纳滤波来提高信道估计的准确性,实现对快速变化的信道的估计。

假设选用 M 阶的 FIR 维纳滤波器。假设已经通过 ML、LS、MMSE 等算法获得第 k 块导频处的每对收发天线之间第 l 条路径的传输系数的初始估计值  $\tilde{h}_{i,j}(k)$ ,则经过滤波后的  $\tilde{h}_{i,j}^{(l)}(k)$  的修正值  $\tilde{h}_{i,j-wiener}^{(l)}$  表达为:

$$\tilde{h}_{i,j-wiener}^{(l)}(k) = \sum_{m=0}^{M-1} w_m^* \tilde{h}_{i,j}^{(l)}(k-m) \quad (5.22)$$

对于维纳滤波而言,可以通过求解相应的 wiener-hopf 方程来得到滤波器的权值

$w = [w_0, w_1, L, w_{M-1}]^T$  的维纳解  $w_{opt}$ :

$$R_{\tilde{h}_{i,j}^{(l)}} w_{opt} = r_{\tilde{h}_{i,j}^{(l)} h_{i,j}^{(l)}} \quad (5.23)$$

其中  $R_{\tilde{h}_{i,j}^{(l)}}$  是滤波器输入信号矢量  $\tilde{h}_{i,j}^{(l)}(k) = [\tilde{h}_{i,j}^{(l)}(k), \tilde{h}_{i,j}^{(l)}(k-1), L, \tilde{h}_{i,j}^{(l)}(k-M+1)]^T$  的自相关矩阵,而

$r_{\tilde{h}_{i,j}^{(l)} h_{i,j}^{(l)}}$  则是  $\tilde{h}_{i,j}^{(l)}(k)$  与期望信号  $h_{i,j}^{(l)}(k)$  的互相关矢量,需要指出的是噪声是独立于信道系数  $h_{i,j}^{(l)}(k)$  的。

在频率选择性衰落的情形下,本文 LS-Wiener 滤波方法仿真仍然采用  $M_T = 4, M_R = 4$  的天线配置,采用未编码的空时分层结构,星座映射图选择 QPSK,在接收端采用 MMSE 检测。发送帧结构采用图 4.1(b)所示的结构,发送端的训练序列仍是由 Hadamard 矩阵产生,每个子信道的参数亦由 Jakes 模型产生,并且假设 U 形谱在估计之前就已经通过其它方法获得。本文中在做快衰落信道仿真时,如不作特别说明  $f_d$  为 100Hz,每根天线上的数据率仍为 512Kbps,仿真中将 Wiener 滤波的方法与 LS 估计方法、以及理想信道

估计进行了比较。

图 5.4 给出了采用 LS-Wiener 估计方法、LS 估计以及理想信道估计进行频率选择性衰落 MIMO 信道估计时得到的 BER 与信噪比(SNR)关系的仿真结果图。

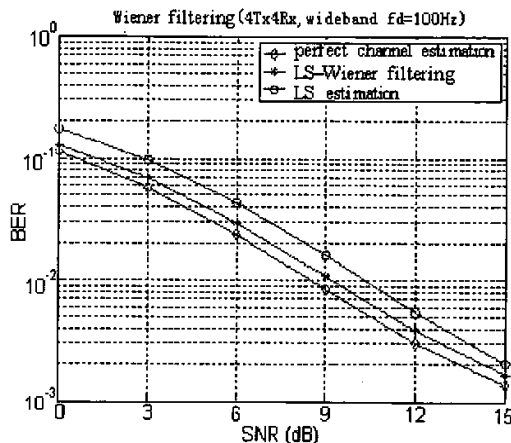


图 5.4 Wiener 滤波的 BER 性能(宽带)

通过仿真可以看出, LS-Wiener 方法可以改进仅用 LS 方法所得到的性能, 缩小与理想信道估计时的性能差距。

图 5.5 给出了用 LS-Wiener 滤波估计方法进行信道估计时得到的 MSE 性能曲线。与 LS 估计方法相比, LS-Wiener 滤波在低信噪比时有很大的 MSE 性能提升, 随着信噪比的提高, 这种优势也在逐渐减少, 这与在平坦衰落信道中的情形类似, 原因仍是当信噪比很高时, 多普勒功率谱外的噪声对估计误差的影响已经很小, 基本可以忽略。

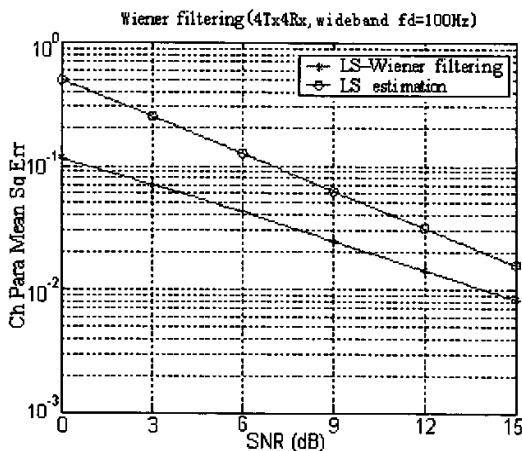


图 5.5 Wiener 滤波的 MSE 性能(宽带)

仿真证实, 利用了无线信道固有的相关性, LS-Wiener 滤波估计方法可以显著地提高系统性能, 且在低信噪比时可以得到比高信噪比时更好的性能提升。

### 5.3.2 插值滤波估计

采用图 4.1(c)所示的帧结构,在频率选择性衰落的条件下,可以和平坦衰落时一样,利用 ML、LS、MMSE 等算法,获得前后几帧训练序列处信道系数矩阵的估计后,可以通过对所得结果进行插值滤波来获得帧内数据部分的估计值,实现对快衰落信道的估计。

采用低阶高斯插值算法。假设载波同步以及帧同步已经完成,采用图 4.1(c)所示的帧格式,将其中的数据符号部分按照图 4.8 所示,分割成  $N-1$  块,训练符号长度为和帧内数据符号的长度分别为  $L_t$  和  $L_D$ ,且  $L_D/L_t = N-1$ 。与平坦衰落 MIMO 信道的情形一样,在瑞利衰落环境中,运用高斯插值算法时影响系统性能的一个主要因素是对信道系数矩阵进行插值时引入的估计误差。这一误差在符号速率确定的情况下,取决于进行高斯插值时所采用的阶数,帧长时间  $T_f$  以及决定信道变化快慢的多普勒频移  $f_d$ 。

本文的频率选择性衰落 MIMO 信道的高斯低阶插值估计的各仿真参数、星座映射图、数据检测方式、训练序列每个子信道参数的产生方法以及每根天线上的数据率等与前述进行 Wiener 滤波仿真时相同,只是发送帧结构改为采用图 4.1 (c)所示的结构,  $f_d=100\text{Hz}$ 。仿真中将高斯低阶插值算法与 LS 估计方法(即插值阶数为零的情形)、理想信道估计的情形进行了性能上的比较。

图 5.6 和图 5.7 分别为帧内训练序列与数据长度之比为 1:15,多普勒频移  $f_d$  为 100Hz 的情况下,改变插值阶数,所得到的 BER 和 MSE 曲线。

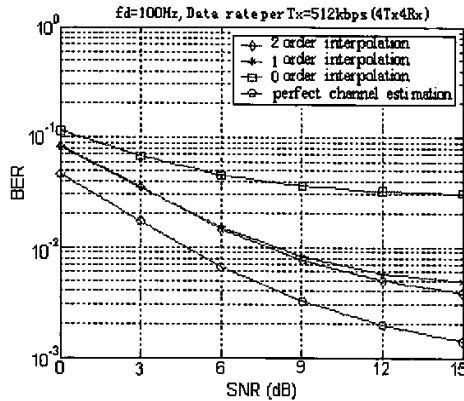


图 5.6 不同插值阶数时的 BER 性能

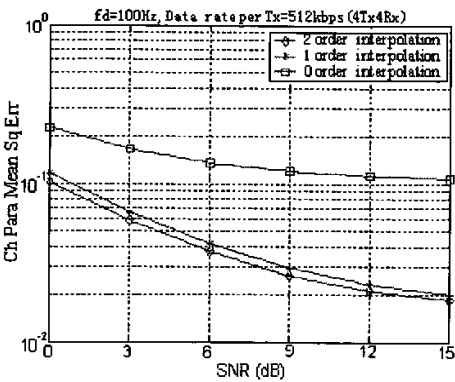


图 5.7 不同插值阶数时的 MSE 性能

由仿真结果可以看出在一阶和二阶高斯插值的性能要优于 0 阶插值，也即大大优于一般的 LS 估计的性能，可以大大缩小与理想信道估计时所得的误码率之间的差距。在低信噪比的情况下，二者的性能比较接近，随着信噪比的升高，二阶插值的性能要优于一阶插值。

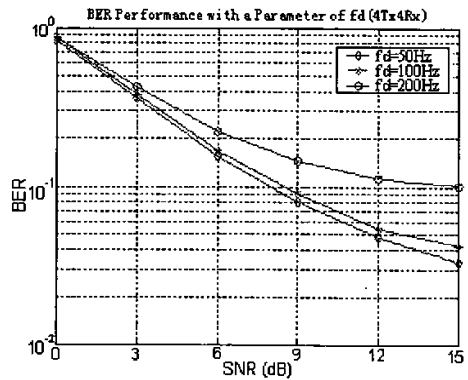


图 5.8 不同 fd 时的 BER 性能(插值)

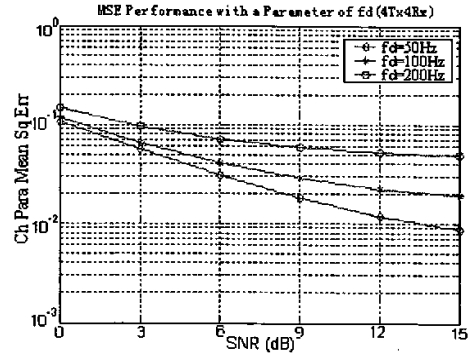


图 5.9 不同 fd 时的 MSE 性能(插值)



图 5.8 和图 5.9 分别是其他仿真条件不变, 改变多普勒频移  $f_d$  为 200Hz, 100Hz, 50Hz 时, 采用 2 阶高斯插值估计获得 BER 曲线和 MSE 曲线。

显然, 和平坦衰落时一样, 多普勒频移  $f_d$  增大, BER 和 MSE 都增大, 原因同样是  $f_d$  增大使得信道的相干时间变短, 衰落变化更快, 导致训练期间的信道和待插值处的信道之间的相关性减弱, 从而使得由前者来表征后者时, 误差变大, 系统性能下降。

图 5.10 和图 5.11 分别是在每根天线的数据率为 512Kbps,  $f_d$  为 100Hz, 其它仿真条件不变的情况下, 改变帧内训练序列和数据长度之比为  $N$  时, 采用 2 阶高斯插值估计所获得的 BER 和 MSE 曲线。

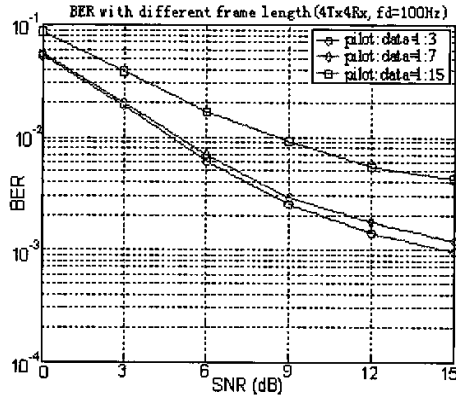


图 5.10 不同帧长的 BER 性能(插值)

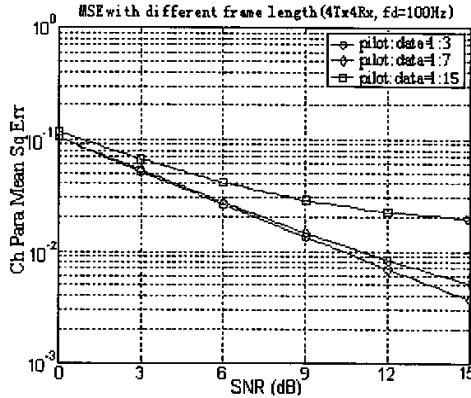


图 5.11 不同帧长的 MSE 性能(插值)

仿真结果表明与平坦衰落时一样, 增大  $N$  (也即帧长时间  $T_F$ ), BER 和 MSE 都有所增加, 原因同样是增大帧长时间使得训练期间的信道与待插值处的信道相关性减弱, 导致误码率和估计的均方误差增大, 影响系统性能。

仿真表明低阶高斯插值估计算法与单纯的最小二乘估计相比可以较好的反映信道的变化, 实现对频率选择性快衰落 MIMO 信道的估计, 较大的降低系统的估计误差, 改善系统的性能。

## 6 结论

### 6.1 课题总结

本文在他人的研究工作基础上,深入研究了收发多天线通信系统,主要对无线 MIMO 系统的信道模型、信道估计和实现算法等方面涉及到的有关理论进行了进一步的研究,得出了便于实现的方法,并在 Matlab 试验平台上进行了计算辅助仿真,在验证方法性能的同时得到了一批有用的实验结果,并对仿真结果进行了比较和分析。第一章介绍了本课题的研究背景,研究的意义,并介绍了目前国内外的研究现状及本文研究的主要内容;第二章介绍了多输入多出(MIMO)技术,多径环境中的信道分解,实际的 MIMO 信号传输等内容;第三章主要从介绍无线信道的主要特征入手,讨论了宽带 MIMO 信道的空间、频率和时间特性,详细分析了典型的信道特性函数和参数,重点讨论了 MIMO 信道的空间相关性以及两种典型的时变频率选择性 MIMO 信道的建模和计算机仿真方法,并给出了部分相应的仿真结果;第四章针对平坦衰落,重点研究了基于训练序列和导频符号辅助分别适用于慢衰落和快衰落情形下的 MIMO 系统的信道估计技术,并给出了仿真结果,同时分析、比较这些算法的性能;第五章针对频率选择性衰落,重点研究了基于训练序列和导频符号辅助分别适用于慢衰落和快衰落的情形下的 MIMO 系统的信道估计技术,并给出了仿真结果,分析、比较这些算法的性能。

### 6.2 展望

MIMO 技术的信道估计研究仿真验证仍然有许多工作需要完成,当前的工作仅局限于在 Matlab 平台上的仿真验证,还需要进一步的考虑应用于实际的生产、生活中诸多的复杂情况。另外,实际操作过程中发现 Matlab 的定点仿真与 FPGA 的实现仍然有一定的误差,这主要是由于 Matlab 的定点仿真无法精确到最底层的加法与乘法的比特级运算而产生的。接下来的工作可以考虑使用基于 C 语言的定点仿真, C 语言的定点仿真可以精确到比特级的运算,但是,此方法的缺点是工作量比较大。是一门新的技术。无线 MIMO 技术是实现未来高速宽带无线 Internet 接入网的关键技术之一,在第三代(3G)乃至三代以后(B3G)的移动通信系统中有着广阔的应用前景。

## 致 谢

首先，我要衷心的感谢我的导师王安义副教授、王衍文副教授。深深的感谢两位老师在项目实现和论文写作期间给予的指导，以及在整个研究生学习阶段，对我学习和生活上无微不至的关怀和大力的支持。两位老师严谨的治学态度、孜孜不倦的钻研精神、敏锐的学术洞察力和平易近人的作风给我留下了极为深刻的印象，在他们的谆谆教导之下使我不仅学到了丰富的理论知识，而且懂得了更多的做人的道理，使我受益匪浅，他们是我终生学习的楷模。

在课题进行过程中，李白萍教授也一直关心着课题的进展情况，多次给我提出了宝贵的意见，使我巩固了专业知识，开阔了视野。韩晓冰老师在实验器材上给予了诸多的帮助，是我的论文能够顺利地进行，在此谨向两位老师表示真挚的谢意！

另外在课题的进行过程中，孙宁、雷雨、乐渭滨、陆辉等硕士研究生为作者提供了力所能及的帮助，共同探讨了许多有益的问题，在此表示衷心的感谢！

在我漫长的求学期间，我深爱的父母亲给予我无微不至的关怀和默默的支持，使我能够顺利地完成学业，我无以表达我的感激，谨以此文献给他们，作为我微薄的报答！

最后衷心的感谢在百忙中评审本论文并提出宝贵意见的各位专家和教授！

## 参考文献

- [1] 李进良.信息通信技术的发展趋势. 中兴通讯技术, 2001 (36)
- [2] 曹淑敏.移动通信的发展动态与前景. 中兴通讯技术, 2001 (33)
- [3] 张光义,赵玉洁. 面向 21 世纪的无线通信技术. 电子工程师, 2000 (3)
- [4] 龚耀寰.Multiple-Input Multiple-Output Smart Antenna Technique.中兴通讯期刊,2002. 44
- [5] Telatar I. E. Capacity of multi-antenna Gaussian channels, European Trans.On Telecomm.Nov. /Dec.1999.Vo1.10: 585~595
- [6] Foschini G.J and Gans M. J. On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas. Wireless Personal Communications. 1998.Vol. 6: 311~335
- [7] Stridh R. Karlsson P. Ottersten B. MIMO channel capacity on a measured indoor radio channel at 5.8 GHz. In Proceedings of the Asilomar Conference on Signals. Systems and Computers, October 2000
- [8] Tarokh V. Seshadri N. and Calderbank A.R. Space-time codes for high data rate wireless communication: Performance criterion and code construction, IEEE Trans. Inf. Theorv.March 1998 Vol. 44.No .2: 744~765
- [9] Wolniansky P.W. Foschini G.J. Golden G.D, et al V-BLAST: an architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel. Signals, Systems, and Electronics, 1998. ISSSE 98. 1998 URSI International Symposium on 29 Sept.-2 Oct. 1998 Page(s): 295~300
- [10] Blostein.S.D.Multiple antenna systems their role and impact in future wireless access. IEEE Comm. Mag. Jul. 2003.Vo141.No7: 94~101
- [11] M. R. Andrews,P. P. Mitra,and R. deCarvalho. "Tripling the Capacity of Wireless Communications Using Electromagnetic Polarization,"Nature.vol.409.18 Jan 2001. 316~318
- [12] D. Chizhik,M. J. Gans,and R. A. Valenzuela,"Capacities of Multi-Element Transmit and Receive Antennas: Correlations and Keyholes, "IEEE Electronics Letters, 22 June 2000.. 316~318
- [13] 沈凤麟,叶中付,钱美玉. 信号统计分析与管理. 北京: 中国科学技术大学出版社, 2001.102~109
- [14] G. J. Foschini, "Layered Space Time Architecture for Wireless Communication in a

- Fading Environment When Using Multi-Element Antennas, "Bell Labs Technical Jurnal , Autumn 1996. 41~59
- [15] 胡广书. 数字信号处理——理论、算法与实现. 北京:清华大学出版社, 1997.203~205
- [16] 朱世华等译. 空-时无线信道. 西安: 西安交通大学出版社, 2004.169~182
- [17] Molisch A.F. 宽带无线数字通信. 许希彬等 译. 北京: 电子工业出版社, 2002
- [18] Patzold M.Szczepanski A. Youssef N, et al. Methods for modeling specified and measured multipath power-delay profiles. IEEE Trans. On Vehicular Tech. Sep.2002 Vol.51, No.5: 978~988
- [19] Patzold M. Garcia R. Laue F, et al. Design of High-Speed Simulation Models for Mobile FadingChannels by Using Table Look-Up Techniques. IEEE Trans.On Vehicular Tech. Jul.2000.Vol.49.No.4: 1179~1190
- [20] 郭梯云, 杨家玮, 李建东. 数字移动通信. 北京: 人民邮电出版利, 1996.219~234
- [21] 蒋同泽. 现代移动通信系统. 北京: 电子工业出版社, 1994.294~296
- [22] Simon M.K and Alouini Mohamed-Slim. Digital Communication over Fading Channels. New York:: John Wiley & Sons. INC. 2000
- [23] 蔡涛等译. 无线通信原理与应用. 北京: 电子工业出版社, 1999.174~179
- [24] 郭梯云, 郭国扬, 张厥盛. 移动通信. 西安: 西安电子科技大学出版社, 1993.219~226
- [25] 王阶. MIMO 系统中信道估计技术研究:[学位论文]. 成都: 电子科技大学, 2005
- [26] Kermoal J.P and Schumacher L. A stochastic MIMO radio channel model with experimental validation. IEEE JSAC Aug.2002 Vol.20. No.6:1211~1226
- [27] 昌靖. MIMO 信道估计方案的研究与实现:[学位论文]. 南京: 东南大学, 2004
- [28] Pop M.F and Beaulieu N.C. Limitations of sum-of-sinusoids fading channel simulators. IEEE Trans. On Comm. Apr.2001. Vol.49.No.4:699~708
- [29] Young D.J and Beaulieu N.C. The generation of correlated Rayleigh random variates by inverse discrete Fourier transform, IEEE Trans.On Comm., Jul.2000 vol.48.no.7: 1114-1127
- [30] Yu K and Ottersten B.Models for MIMO propagation channels-An overview. Wirel. Commun. Mob.Comput. 2002.2:653~666
- [31] Yingbo Li. Guan Y.L. Modified Jakes Model for simulating multiple uncorrelated fading waveforms. Proc. IEEE ICC'00, 2000 vol.1 :46~49
- [32] Pedersen K.I. Andersen J.B.Kermoal J.P, et al. A stochastic multiple-input multiple-output radio channel model for evaluation of space-time coding algorithms. Proc. IEEE Vehi. Tech. Conf.(VTC'00 Fall), Boston, MA USA, Sept. 2000.893~897
- [33] 3<sup>rd</sup> Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network;

- Spatial Channel Model for Multiple Input Multiple Output (MIMO) simulations. 2003.www.3gpp.org
- [34] IST-1999-11729 METRA:MIMO Channel Characterization, Feb.2001
- [35] Sampei S.Sunaga T. Rayleigh fading compensation for QAM in land mobile radio communications. IEEE Trans. Veh Technol. 1993.vol.42.No.1:137~147.
- [36] Komninakis C. Fragouli C. Sayed A.H, et al. Adaptive Multi-Input Multi-Output Fading Channel Equalization using Kalman Estimation Christos Komninakis. 2000 IEEE International Conference. June 2000 vol.3:1655~1659
- [37] Yingbo Hua. Senjian An and Yong Xiang. Blind Identification of FIR MIMO Channels by Decorrelating Subchannels. IEEE Trans. On Signal Processing. May.2003 Vol.51.No.5:1143~1155
- [38] Biguesh M. Gershman A.B.MIMO Channel Estimation: Optimal Training and Tradeoffs Between Estimation Techniques. Communications, 2004 IEEE International Conference. June 200. Vol.5:2658~2662
- [39] 李道本. 信号的统计检测与估计理论. 北京: 北京邮电大学出版社,1993.289~296
- [40] Kay S .M. Fundamentals of Statistical Signal Processing: Estimation Theory, Prentice-Hall, Inc, 1993
- [41] Lee H-N. Pottie G.J. Fast adaptive equalization/diversity combining for time-varying dispersive channels. IEEE Trans. Commun. 1998. 46:1146~1162
- [42] Lo NWK. Falconer D.D. Sheikh AUH. Adaptive equalization and diversity combining for mobile radio using interpolated channel estimates. IEEE Trans. Veh. Technol. 1991.40:636~645.
- [43] Borah D.K. Hart B.D Receiver structures for time-varying frequency-selective fading channels. IEEE Journal on Sel. Areas in Commun.1999.17:1863~1875
- [44] Siyau M.F Nobles P and OrmondroydR.F. Channel estimation for layered space-time systems in time-varying frequency selective wireless channels.Signal Processing Advances in Wireless Communications. 2003.SPAWC 2003 4th IEEE Workshop on 15-18 June 2003 :482~486

## 附 录

### 攻读硕士学位期间发表的论文

- [1] 姜志成, 王衍文, 王蓓. 几种空时编码方法在 MIMO 系统应用中的比较. 西安科技大学学报, Vol.25, 2005.6:165~166
- [2] 李磊, 张瑞先, 姜志成. 开关电容功率因数补偿模块的研究. 现代电子技术. Vol.205, 2005.7:57~59
- [3] 王蓓, 王衍文, 姜志成. 基于 MTK 平台短消息软件的设计. 西安科技大学学报, Vol.25, 2005.6:170~172