

山东大学

硕士学位论文

MIMO-OFDM系统信道估计方法研究

姓名：邵珊珊

申请学位级别：硕士

专业：通信与信息系统

指导教师：朱维红

20110305

摘 要

在未来无线移动通信中，对高速、多媒体数据业务的需求日益增长，需要高效的频谱利用率以及信道容量。正交频分复用（OFDM）是一种具有高频谱利用率的多载波调制技术，而采用多天线的MIMO（Multiple-input and multiple-output）技术可以大大提高系统的信道容量。MIMO-OFDM技术将MIMO和OFDM相结合，优势互补，成为未来无线通信中的核心技术之一。而在MIMO-OFDM系统中，接收端在进行信号的相干解调以及空时解码时都需要事先获知信道的状态信息，所以信道估计是MIMO-OFDM系统的关键技术之一。本文主要研究MIMO-OFDM系统中的各种信道估计技术，深入研究讨论了基于插入导频符号的信道估计方法。

首先，本文简要论述了OFDM、MIMO的技术背景和发展现状，分析了移动无线信道的多径时变特性，并且简要介绍了OFDM系统的基本原理及其优缺点、MIMO系统的基本原理、空时编码技术和信道容量以及MIMO-OFDM系统的基本思想和实现方法。

其次，论述了SISO-OFDM系统中基于导频的信道估计方法。介绍了导频插入间隔以及常用的导频图样，并研究了导频处的频域和时域LS信道估计算法，LMMSE信道估计算法，基于Wiener滤波器的二维联合信道估计算法以及采用两个级联的一维Wiener滤波器进行信道估计的方法。对上述各种信道估计方法进行仿真并对其性能进行了分析比较。

最后，在SISO-OFDM系统信道估计方法的基础上，研究了MIMO-OFDM系统中基于插入导频的信道估计技术，包括LS、LMMSE信道估计算法以及基于Wiener滤波器的信道估计算法。将一种基于Wiener滤波器的二维联合信道估计方法成功应用在MIMO-OFDM系统中，通过仿真给出了此方法在不同多普勒频移条件下的性能，并与LS、LMMSE信道估计算法以及基于两个级联的一维Wiener滤波器的信道估计方法的性能进行了对比分析。

由仿真结果可知，当多普勒频移较大时，LS和LMMSE信道估计方法以及基于两个级联的一维Wiener滤波器的信道估计方法对信道的时频变化比较敏感，且信道变化越快，性能恶化越严重。而本文研究的基于Wiener滤波器的二维联合信道估计

方法在多普勒频移较大时仍然能够很好地跟踪信道的时频变化，表现出优异的性能，与一维信道估计方法相比，估计的更准确，更适用于快衰落信道。

关键词：MIMO-OFDM；导频；信道估计；插值；Wiener滤波

ABSTRACT

With the improving requirement of high data rate and multimedia communication services in the future wireless communication system, technologies with high spectral efficiency and channel capacity become more and more important. Orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) is a multi-carrier modulation technology with high spectral efficiency while MIMO technology which uses multiple antennas both at the transmitter and the receiver can improve the channel capacity greatly. Combined the MIMO with OFDM, MIMO-OFDM would become the core technology in the future wireless communication system. In MIMO-OFDM systems, the channel state information is needed for the coherent demodulation and space-time decoding. Therefore, channel estimation becomes one of the key technologies of MIMO-OFDM system. In this text, a variety of channel estimation techniques of MIMO-OFDM system are studied and the channel estimation methods based on pilot sequence are discussed emphatically.

First of all, the background and current status of MIMO, OFDM technology and multi-path time-varying characteristics of the mobile radio channel are analyzed briefly. Then basic principles, advantages and disadvantages of OFDM system, basic principles, space-time coding techniques and channel capacity of MIMO systems are introduced. Moreover, the basic ideas and implementation details of MIMO-OFDM system are also introduced.

Second, the channel estimation methods based on pilot sequence of SISO-OFDM system are studied. The interval between pilot and the common pilot pattern are introduced. The LS, LMMSE channel estimation algorithms, two-dimensional joint channel estimation algorithms and two cascaded one-dimensional channel estimation algorithms based on Wiener filter are studied. The performance of the aforementioned channel estimation methods are analyzed and compared by simulations.

Finally, based on the pilot channel estimation techniques for SISO-OFDM system,

channel estimation methods for MIMO-OFDM systems including LS, LMMSE and Wiener channel estimation algorithms are investigated. One two-dimensional joint channel estimation method based on Wiener filter is applied in MIMO-OFDM system successfully. The performance of the aforementioned channel estimation methods in different Doppler shift are analyzed and compared by simulations. Two-dimensional channel estimation technology based on Wiener filter is developed too. The excellent performance of this algorithm is shown through simulations.

We can see from the simulation results that LS, LMMSE and two cascaded one-dimensional Wiener channel estimation methods are more sensitive to channel changes in time and frequency domain where Doppler frequency shift is large. The faster the channel changes, the more serious performance degrades. However, the two-dimensional joint channel estimation algorithm based on Wiener filter mentioned above can track channel changes in time and frequency domain successfully and shows excellent performance and is more applicable for fast fading channels.

Keywords: MIMO-OFDM; pilot; channel estimation; interpolation; Wiener filter

符号说明

OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing	正交频分复用
MIMO	Multiple-Input Multiple-Output	多输入多输出
CP	Cyclic Prefix	循环前缀
DFT	Discrete Fourier Transform	离散傅立叶变换
DSP	Digital Signal Processor	数字信号处理器
DFT	Discrete Fourier Transform	离散傅立叶变换
FFT	Fast Fourier Transform	快速傅立叶变换
IDFT	Inverse Discrete Fourier Transform	逆离散傅立叶变换
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform	逆快速傅立叶变换
ISI	Inter-Symbol Interference	符号间干扰
ICI	Inter-Channel Interference	信道间干扰
LS	Least-Square algorithm	最小二乘算法
MMSE	Minimum Mean Square Error	最小均方误差
LMMSE	Linear Minimum Mean Square Error	线性最小均方误差
MSE	Mean Square Error	均方误差
PAR	Peak to Average Ratio	峰均功率比
QAM	Quadrature Amplitude Modulation	正交幅度调制
BPSK	Binary Phase Shift Keying	二进制相移键控
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying	正交相移键控
SNR	Signal Noise Rate	信噪比
BER	Bit Error Ratio	误比特率
STC	Space-time Coding	空时编码
QoS	Quality of Service	服务质量
WLAN	Wireless Local Area Network	无线局域网

第一章 绪 论

1.1 论文背景和研究意义

在过去的20多年中，通信技术的发展经历了第一代模拟通信，第二代数字通信和第三代宽带多媒体通信三个阶段。现阶段，第二代以语音业务为主的移动通信技术已发展的比较成熟，以各种多媒体通信业务为目的的第三代移动通信系统也已广泛使用，相对第一代模拟制式手机（1G）和第二代GSM、CDMA等数字手机（2G），第三代移动通信系统（3G）将无线通信与国际互联网等多媒体通信相结合，在传输语音质量和数据传输速度方面有很大的提升。3G能够在全世界范围内更好地实现无线漫游，并可处理图像、音乐、视频流等多种媒体业务，提供包括网页浏览、电话会议、电子商务等多种信息服务。目前，继第三代以后的新一代移动通信系统“Beyond 3G”或“4G”的技术受到广泛的关注和研究。从传输速率来看，第三代移动通信系统数据传输速率可达2Mbps；新一代移动通信系统预计数据传输速率至少要达到100Mbps，且需要低成本。而在现代通信中，带宽是移动通信中非常紧缺的资源，因此就需要采用先进的技术有效地利用极其宝贵的频率资源来满足现代通信大容量、高速率的业务需求；同时需要克服在无线信道下高速率传输引起的多径衰落，噪声和多径干扰以达到较好的系统性能。因此，新一代移动通信系统大容量和高速率要求的实现需要引进一种频谱效率极高的技术。

正交频分复用（Orthogonal Frequency Division Multiplex, OFDM）技术是一种多载波调制技术，它将整个信道划分为若干个并行的子信道，且各个子信道之间相互重叠且正交。由于OFDM技术具有较高的频谱利用率，而且可以有效地抵抗多径传播造成的码间干扰（Inter-symbol Interference, ISI），因此目前已被广泛应用于无线通信领域中。OFDM系统通过加入循环前缀（Cyclic Prefix, CP）来抵抗多径信道的影响，当加入的CP的长度大于信道多径时延的长度时，就可以有效的抵抗多径传播带来的ISI。但是，OFDM系统也具有一定的缺点，例如OFDM系统对定时和频率偏移比较敏感，因此必须进行精确地定时和频偏估计，否则OFDM系

统各个子信道之间的正交性将无法得到保证，必然会引起各个子载波之间的相互干扰。

多输入多输出 (Multiple-Input Multiple-Output, MIMO) 技术利用在信道的发射端和接收端安装多个天线来实现信息的多发多收，通过空间分集，在不增加带宽和发送功率的情况下，可以有效地提高信道的容量和链路的可靠性，因此在无线通信领域受到极其广泛的关注和研究。将MIMO技术和OFDM技术相结合的MIMO-OFDM系统可以克服无线信道频率选择性衰落，增加系统容量，提高频谱利用率，因此已成为4G中的关键技术之一。

由于实际中的大多数信道具有带通特性而不能直接传送基带信号（因为数字基带信号中往往具有丰富的低频分量），所以为了更好的适应信道，必须对数字基带信号进行载波调制，即在发送端，利用基带信号控制载波的某些参量随着基带信号的变化而变化。在接收端，必须通过解调从这些已调信号中恢复出基带信号。目前，主要的解调方式可分为相干解调和非相干解调。在进行相干解调的时候，需要使用与发送端同频同相的相干载波，这可以通过信道估计获得。所谓信道估计，就是估计从发射天线到接收天线之间的无线信道的频率响应。信道估计是移动通信系统中的重要环节。虽然采用非相干解调方式可以避免进行信道估计与信道均衡，但其只适用于低速率数据传输系统。在采用多进制调制方式的高速系统中，非相干解调的性能比相干解调差3dB左右，因此更常采用相干解调方式。在MIMO-OFDM系统接收端，对空时码 (Space-time Coding, STC) 译码时也需要知道精确的信道信息才能完成。此外，为实现自适应编码调制、链路自适应传输以及系统服务质量 (QoS) 的要求等等，都需要获知一定的信道信息。因此，作为MIMO-OFDM的关键技术之一，信道估计技术成为系统接收端的一个必然且相当重要的环节。

信道估计的准确度决定了相干解调OFDM系统的解调性能，因此信道估计问题已被大量研究^[7-9]并得到了很多性能良好的信道估计算法。目前比较成熟的OFDM信道估计方法包括：基于导频的信道估计、基于判决反馈信道估计以及盲估计和半盲估计。基于导频的信道估计方法^[1-6]复杂度较低，可以获得较好的信道跟踪性能，但由于需要传送额外的导频信号，降低了系统的有效数据传输效率。基于判

决反馈的信道估计^[10]是利用先前帧或符号所得到的信道响应估计值来估计当前时刻的信道响应，此方法对接收机的判决输出精度具有非常高的要求。盲和半盲信道估计方法^[11-12]可以在完全未知发送数据的情况下进行信道估计，有效数据率较高，但是该方法需要接收到足够多的信息数据才能进行可靠地信道估计，计算复杂度较高并且收敛速度慢。在OFDM系统中，由于数据传输速率较高，检测时需要比较精确的信道信息，所以大多采用基于导频的信道估计方法。基于导频的信道估计主要研究三个方面的问题：发送端导频分布图样的设计、接收端导频位置处信道响应的估计和根据导频位置处的信道估计值得到其他非导频位置处的信道响应。导频的插入方法有很多种，根据导频的分布情况，可以分为一维导频和二维导频；根据导频的插入模式，又可以分为矩形分布，六边形分布和随机分布等模式。一维导频插入只在时间域或者频率域插入导频符号，二维导频插入则同时在时间域和频率域插入导频符号。大量研究数据表明，在时频二维方向上同时插入导频符号可以获得更好的估计性能，并且更适用于快衰落信道。但是此时需要对导频位置处的信道信息进行插值以获得全部信道信息。插值可以分为一维插值和二维插值，由于二维插值需要已知信道的二阶统计特性，并且需要计算非常大的相关矩阵并对矩阵求逆，计算比较复杂，不易实现，所以常常采用两次一维插值来代替二维插值，这样做虽然使其性能有所下降但复杂度却大大降低。如果在进行信道估计时采用最小均方误差（MMSE）准则，则是二维Wiener滤波信道估计。然而当子载波数目和导频数目比较多时，Wiener滤波器系数的计算量非常大，因而在实际中往往不能直接使用。

当MIMO-OFDM系统与BLAST或STC技术结合在一起的时候，就必须进行精确地信道估计以为空时译码做准备。特别是当天线数比较多时，信道估计变得极为重要。目前在MIMO-OFDM系统中基于最小二乘（LS）准则的信道估计方法已得到广泛的研究，而基于MMSE准则的二维Wiener滤波信道估计方法由于复杂性非常高，所以尚未被广泛研究。

由于基于Wiener滤波器的二维信道估计具有较好的估计准确度，所以本文将一种基于Wiener滤波器的二维信道估计方法^[16]应用在MIMO-OFDM系统中，通过计算机仿真验证了该信道估计方法在MIMO-OFDM系统中具有良好的性能。

1.2 论文内容和组织结构

本文的研究主要围绕MIMO-OFDM系统中基于导频的信道估计方法, 包括基于LS准则的频域信道估计方法、基于LMMSE准则的频域信道估计方法, 以及基于二维导频的信道估计技术, 研究了与其相关的理论基础。重点研究了MIMO-OFDM系统中基于Wiener滤波的信道估计方法, 给出了基于Wiener滤波器的二维联合信道估计在MIMO-OFDM系统中的实现方法, 并结合仿真证实了它的良好性能。本文的具体工作包括以下几个方面:

(1) 本文在第一部分(第2章), 首先简要分析了移动无线信道的多径时变特性; 接着简要介绍了OFDM系统的基本原理和优缺点, MIMO系统的基本原理、空时编码技术和信道容量, 最后介绍了MIMO-OFDM系统的基本思想及实现方法。

(2) 在本文的第二部分(第3章), 重点讨论了SISO-OFDM系统中基于导频的信道估计方法。首先讨论了信道估计模块设计时应该考虑的问题, 主要包括导频插入间隔的确定以及导频图样的选择。接着讨论了OFDM系统中经常采用的信道估计算法准则, 包括基于LS准则的时域信道估计及频域信道估计算法, 基于LMMSE准则的信道估计算法以及基于Wiener滤波的MMSE准则二维信道估计算法, 重点研究了基于Wiener滤波器的二维联合信道估计方法理论, 并给出实际应用时更常采用的基于两个级联的一维Wiener滤波器的信道估计方法。

(3) 本文在第三部分(第4章)主要研究了MIMO-OFDM系统中的LS信道估计算法、LMMSE信道估计算法以及基于Wiener滤波器的信道估计算法。将一种基于Wiener滤波器的二维联合信道估计方法应用在MIMO-OFDM系统中, 简要分析了其基本原理, 并在各种信道条件下对三种方法的性能进行仿真及对比分析。

最后, 对全文的工作做了总结, 并对未来的工作做了展望。

第二章 MIMO-OFDM 系统基本原理

随着通信技术的不断发展，人们对移动通信系统的数据传输速率、服务质量和频谱利用效率等有了更高的要求，因此需要有一种既不增加系统带宽，又能大幅度提高系统容量和频带利用率的技术。

OFDM技术是一种多载波调制技术，它通过将信道划分为相互重叠且相互正交的多个子信道，不仅可以获得高效的频谱利用率，还能有效地抵抗多径传播造成的码间干扰（ISI）。MIMO技术利用在发射端和接收端安装多个天线，通过空间分集，在不增加额外的带宽和发射功率的情况下，可以大幅度提高系统的容量和频谱利用率。因此，OFDM技术与MIMO技术的结合成为无线通信领域的一个突破性的进步。MIMO-OFDM系统与单纯的OFDM系统或MIMO系统相比具有更高的信道容量和更好的抗衰落能力，因此MIMO-OFDM技术成为未来无线移动通信中高速率传输最有前途的解决方案之一，它完全能够满足4G对高速数据传输的要求。本章首先简要介绍OFDM技术和MIMO技术的基本原理，然后对MIMO-OFDM系统的基本结构及工作原理作深入分析。

2.1 无线衰落信道的传播特征

无线信道通过从发射机到接收机电磁辐射的方式工作。电磁波传播的主要方式有直射波、折射波、散射波以及它们的合成波。由于受到复杂的空间环境的影响，再加上收发天线之间还可能存在相对运动，无线信道与有线信道相比更复杂、多变且难以控制，对无线信道的测量和建模也变得极为困难。

2.1.1 移动无线信道特征及描述

移动无线信道中信号所经历的传输环境极其复杂^[13-14]，是典型的随参信道。由于复杂的无线传播环境，接收端接收到的信号在不同位置上发生起伏，这种起伏变化称为衰落。无线信号在传播的时候，发生衰落的类型取决于发送信号自身的特性以及信道传播特性。不同的信号参数（如带宽、符号间隔等）与信道参数（如多径时延和多普勒扩展）会给发送信号带来不同类型的衰落特性。

无线信道的传播有路径损耗、阴影效应和多径衰落等特性。上述这些因素随

发射端与接收端之间距离的不同会发生变化。例如，随着收发端之间距离的变大，路径损耗会越来越严重。这些因素随距离的变换关系可通过图 2.1 来直观表示。

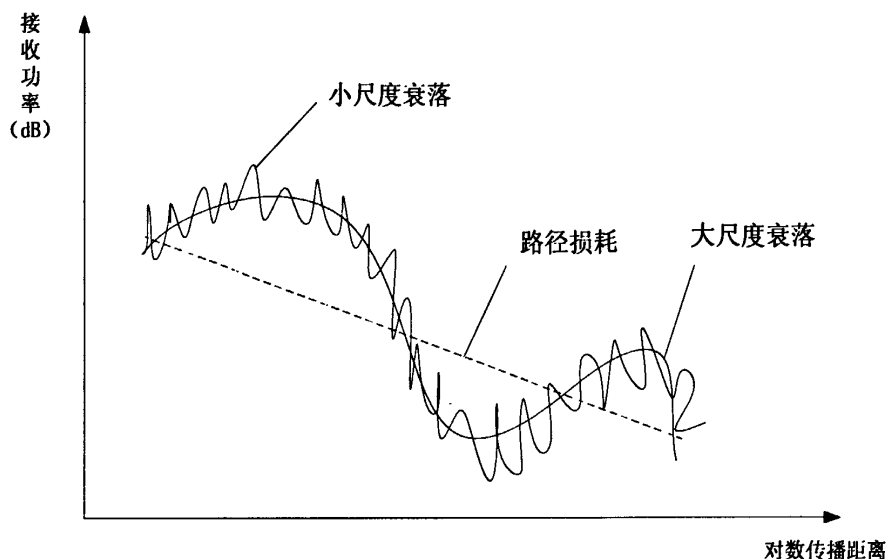


图 2.1 信号在无线信道中的传播特性

发射信号通过移动无线信道，由于受到空间环境和收发端之间相对运动等因素的影响，会受到各种衰减损失，接收信号的功率可以表示为

$$P(d) = |d|^{-n} S(d) R(d) \quad (2.1.1)$$

其中， d 表示移动台到基站的距离向量， $|d|$ 表示移动台与基站之间的距离。

根据上式，无线信道对信号的影响大致可以分为以下三类：

(1) 路径损耗 $|d|^{-n}$ ：自由空间的路径损耗指的是接收信号的功率随着收发端之间距离的变化而变化的特性，称为大尺度衰落，其中， n 一般取值为 3-4。

(2) 阴影效应 $S(d)$ ：由传播环境的地形起伏变化、建筑物以及其它障碍物对信号传输的阻挡或遮蔽而造成的衰落，称为中尺度衰落；

(3) 多径衰落 $R(d)$ ：由于无线移动传输环境的复杂性，发射信号一般会经过多条路径的传播到达接收端，而且每条传输路径会造成信号不同的时延、衰落和相位，因此接收信号由于是多个信号分量的叠加而会发生起伏变化，称为小尺度衰落。

此外，若移动台处于运动状态，还会造成无线信道的时变性，引起多普勒频

移。在多径传播条件下，即会形成多普勒频谱扩展，造成信号的多普勒效应。

在自由空间中，通过合理的设计可以消除传播损耗和阴影效应对信号传播造成的不利影响。在相对较短的时间和较小的距离范围内，与小尺度衰落相比，路径损耗和阴影效应的影响可以忽略不计。所以下面我们主要讨论小尺度衰落效应。

在无线移动通信中，信号的多径传播、移动台的移动速度、传输信道中障碍物的移动速度等都会造成小尺度衰落。无线信道的小尺度衰落一般包括两个方面，即多径衰落和多普勒频移，分别对应于频率选择性衰落与时间选择性衰落。信号在传播过程中由于障碍物的反射、折射或散射等原因，不同路径到达接收端的信号其幅度和时间延迟也不同，造成多径衰落效应。多径衰落会带来接收信号的多径时延扩展。如果移动台与信号源发生相对运动，造成接收信号的频率变化，即为多普勒频移。这会造成接收信号在频率上的展宽，即多普勒扩展。多普勒频移可以用下式表示：

$$\Delta f = \frac{f_c v}{c} \cos \theta = \frac{v}{\lambda} \cos \theta = f_d \cos \theta \quad (2.1.2)$$

其中， v 表示移动台的运动速度， c 表示光速， f_c 为载波频率， θ 表示移动台运动方向和无线电波入射方向之间的夹角， f_d 表示最大多普勒频移，可以看出， $f_d = v/\lambda = v f_c / c$ 。

移动无线信道的多径时延和多普勒频移特征通常由相关函数和功率谱函数描述。无线信道的时延功率谱指的是不同路径时延分量的平均功率，它是时延的函数，并且与信道的频率自相关函数构成傅里叶变换对。信道的频率自相关函数提供了信道频率相干性的一种度量。我们称多径时延扩展的倒数为信道的相干带宽 $(\Delta f)_c$ ，即：

$$(\Delta f)_c \approx \frac{1}{\tau_m} \quad (2.1.3)$$

其中， τ_m 为信道的多径时延扩展。常用的信道的时延功率谱模型有服从均匀分布的时延功率谱和服从负指数分布的时延功率谱。

多普勒功率谱描述的是接收信号的强度和多普勒频率之间的关系，它与信道

的时间互相关函数互为傅里叶变换对。我们将信道多普勒扩展 B_d 的倒数称为信道的相干时间 $(\Delta t)_c$ ，即：

$$(\Delta t)_c \approx \frac{1}{B_d} \quad (2.1.4)$$

常用的信道的多普勒功率谱模型有服从均匀分布的多普勒功率谱和经典多普勒频谱（Jakes模型）。

值得一提的是，由于无线信道的时延功率谱与多普勒功率谱之间是统计独立的，因此信道的时频互相关函数可以分解为时间互相关函数和频率互相关函数的乘积。对于离散模型，即可表示为 $\theta_{n-n', k-k'} = \theta_{n-n'} \theta_{k-k'}$ 。这个性质在基于导频的维纳滤波信道估计中将会用到。

2.1.2 无线信道的数学模型

根据用途的不同，无线信道有很多种建模方法，我们常用的是信道冲击响应模型和信道传递函数模型两种模型。在通信系统中进行信道估计、均衡处理时都需用到信道模型。下面我们主要讨论信道的等效基带模型。

我们常将时变多径无线衰落信道建模为离散时间 FIR 滤波器模型：

$$h(\tau; t) = \sum_k \alpha_k(t) e^{-j2\pi f_c \tau_k(t)} \delta[\tau - \tau_k(t)] \quad (2.1.5)$$

其中， α_k 为第 k 条路径的路径增益，为服从一定分布的随机变量（例如 Rayleigh 分布）， $2\pi f_c \tau_k(t)$ 为第 k 条路径信号的相位变化， τ_k 表示第 k 条路径的路径时延。

而对于无线局域网（WLAN），通常将其建模为静态多径信道，即假设信道在一个数据帧传输时间内近似保持不变。在这种情况下，信道模型可以简化为：

$$h(\tau) = \sum_k \alpha_k(t) e^{-j2\pi f_c \tau_k} \delta[\tau - \tau_k] \quad (2.1.6)$$

对离散信道的时域冲激响应做离散傅里叶变换（DFT）即可得到离散信道的频域响应：

$$H_k = DFT\{h_n\} \quad (2.1.7)$$

由于移动无线信道的传播环境是非常复杂的，所以说恶劣的信道特性对于移

动通信来说是不可避免的问题。因此必须要采用分集、交织、扩频/跳频、均衡和纠错编码等各种抗衰落技术来抵抗衰落的不利影响。另外，信号传输方式的选择也应适应信道中的衰落。目前，许多抗衰落技术^[15]已成功应用于模拟无线系统中。针对数字移动通信数字传输的特点也已发展出许多新技术，对未来数字移动通信系统的发展是十分重要的。

2.2 OFDM 系统

2.2.1 OFDM 系统基本原理

正交频分复用（OFDM）是一种多载波调制方式^[16-19]，OFDM的基本原理就是把高速的串行数据流通过串并变换转化为低速并行的数据流，在多个并行且相互正交的子载波上同时传输。这样可以有效地克服信道的频率选择性，抵抗无线信道多径衰落的影响。当每个OFDM符号中加入循环前缀且循环前缀的长度大于信道多径时延的长度时，就可以有效的抵抗多径传播造成的ISI。图2.2-1为OFDM系统模型图。

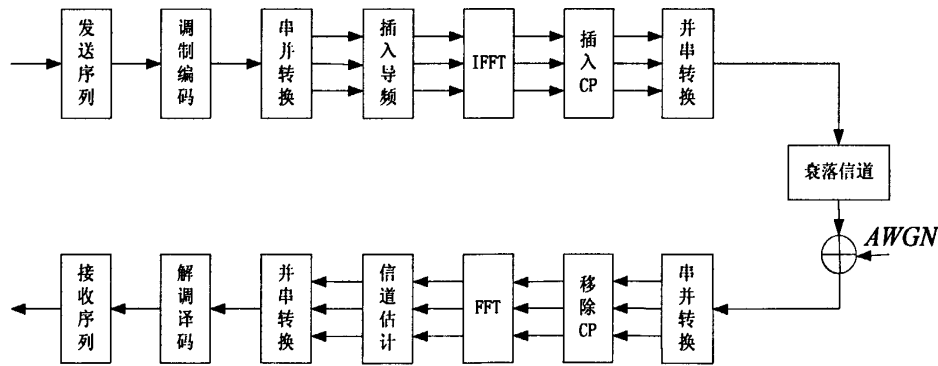


图2.2-1 OFDM系统模型

如图2.2-1所示，在发送端，首先对信源发出的二进制比特流进行调制编码，然后进行串并转换后插入导频符号，设 N 为总的子载波数，经过串并转换后，频率域的OFDM符号数据表示为 $X(k)$ ，其中 $k = 0, 1, \dots, N - 1$ ，表示第 k 个子载波上的数据符号。然后对 $X(k)$ 进行IFFT变换，转换成时域数据 $x(n)$ ，然后插入长度为 N_g （应大于信道的最大多径时延的长度）的循环前缀后，数据符号变为：

$$x_g(n) = \begin{cases} x(n+N) & n = -N_g, -N_g-1, \dots, -1 \\ x(n) & n = 0, 1, \dots, N-1 \end{cases} \quad (2.2.1)$$

经过多径衰落信道后，在接收端得到的信号为：

$$y_g(n) = x_g(n) \otimes h(n) + \omega(n) \quad (2.2.2)$$

其中， $h(n)$ 为信道离散冲激响应， $\omega(n)$ 为加性高斯白噪声。

然后将接收信号 $y_g(n)$ 进行去循环前缀，经过FFT变换后得到频域的接收信号为：

$$Y(k) = X(k)H(k) + W(k) \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (2.2.3)$$

其中， $Y(k)$ 表示接收端第 k 个子载波上的数据符号， $H(k)$ 是 $h(n)$ 的离散傅里叶变换，表示一个OFDM符号周期内第 k 个子载波的频率响应， $W(k)$ 为第 k 个子载波上的加性高斯白噪声。

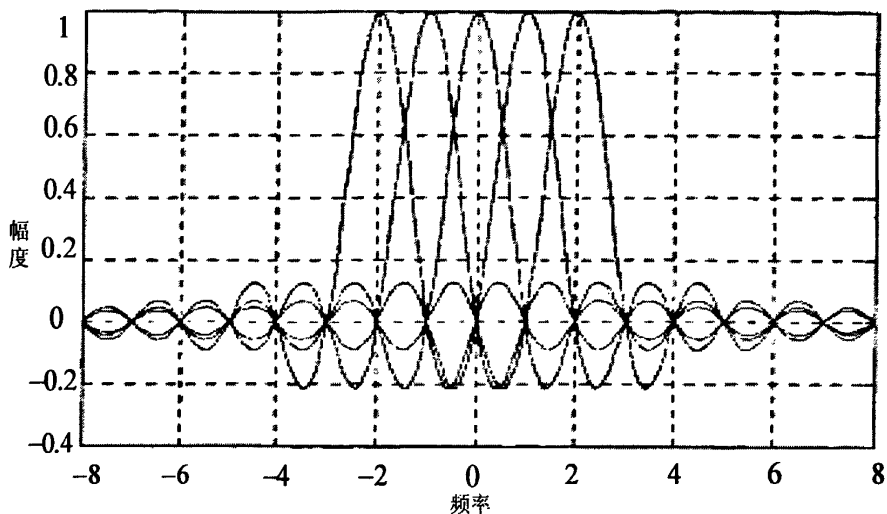


图2.2-2 OFDM符号频谱结构图

OFDM系统中各个子载波之间的正交性可以从频谱结构图（图2.2-2）上看出。每个OFDM符号的频谱可以看作是各个子载波频率点上的冲激函数与相应的矩形脉冲频谱进行卷积得到的。矩形脉冲的频谱函数 $\text{sinc}(fT)$ 的零点出现在频率为 $1/T$ 整数倍的位置上。这样，在每个子载波的频域响应的峰值点上，其它子载波上频域响应值恰为零点，这样就保证了各个子载波之间的正交性，这其实就是说OFDM

系统中并行子载波的信号频谱是满足奈奎斯特准则的，因此从互相重叠的信号中将每个子载波信号分离出来就变得相对比较容易，而且可以有效地抵抗码间干扰ISI。

2.2.2 OFDM 系统优缺点

近年来，OFDM系统已受到越来越广泛的关注，其原因在于OFDM系统主要存在如下几个优点：

(1) 具有较强的抵抗频率选择性的能力。OFDM系统通过将信道划分为若干个并行正交的子信道，将频率选择性信道转化为一组平衰落子信道，而且当循环前缀的长度大于信道最大时延扩展时，可以有效地抵抗无线衰落信道的时间弥散所带来的ISI。

(2) 频谱利用率很高。由于OFDM系统中各个子载波之间存在正交性，而且允许子信道频谱之间相互重叠，因此与传统的频分复用系统相比，OFDM系统更有效地利用了频谱资源。

(3) 系统实现简单，能有效地抵抗符号间干扰。OFDM系统采用FFT、IFFT快速算法来实现正交调制和解调，采用循环前缀可以完全消除符号间干扰的影响，降低了计算的复杂度，且易于用DSP实现。

(4) 易于和其他多种接入方式结合使用。OFDM容易与MIMO、空时编码、分集等技术相结合，提高了物理层传输链路的可靠性。

当然，OFDM技术也存在一些缺点：

(1) 与单载波系统相比，OFDM对相位噪声和载波频偏更加敏感。由于并行子信道的频谱相互覆盖，这就要求子载波之间具有严格的正交性。而无线信道的多普勒频移特性，发射端和接收端的振荡器产生的频率偏差等都会破坏子载波之间的正交性，从而导致子信道间干扰(ICI)。

(2) OFDM系统具有比较高的峰均功率比(PAR)，峰均功率比的增大会降低射频放大器的效率，限制了OFDM系统在未来无线通信系统中的应用。

2.3 MIMO 系统

2.3.1 MIMO 系统的基本原理

OFDM系统在抵抗无线信道多径衰落方面，表现出突出的优势，但它的频谱利用率仍然不是很高。近年来，基于多天线的MIMO通信系统在频谱效率方面表现出无与伦比的优势，被普遍认为是未来无线通信的主要支撑技术之一。OFDM与MIMO相结合可实现两者的优势互补，利用分集技术，系统容量和链路可靠性都得到很大的提高。

MIMO系统在发射端和接收端采用多个天线，利用空间分集技术，大幅度提高系统的频谱利用率。MIMO系统需要的工作环境是“丰富散射”环境，即认为发送信号经过复杂的传输环境，经历了多条路径的接收信号是彼此不相关的。图2.3是MIMO系统的基本原理图。

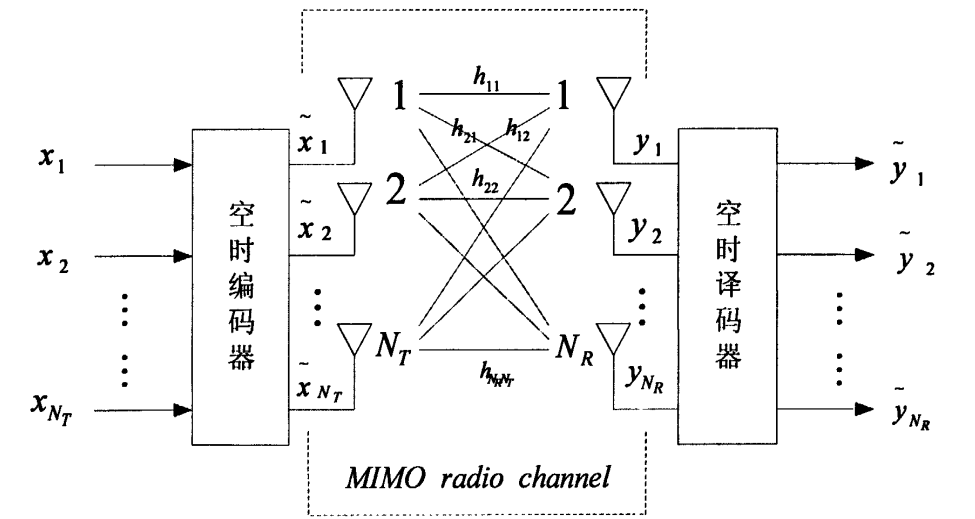


图2.3 MIMO系统模型

假设MIMO系统是 $N_T \times N_R$ 的，即发射端有 N_T 个发射天线，接收端有 N_R 个接收天线。在发射端，将各个发射天线上的信号进行空时编码，然后通过各个发射天线分别发送出去。在接收端，每个接收天线都可以收听到所有 N_T 个发射天线发射的信号，即每个接收天线上的信号是由所有发射天线上的信号经过信道后相互叠加而成的（相互干扰的）。然后在接收端进行空时译码，分离出各个发射信号，这就是MIMO通信的基本思想。

我们假设传送信号的带宽足够窄，时延扩展可以忽略。假设 h_{mn} 表示从发射天线 n 到接收天线 m 的信道增益且 h_{mn} 是一个复高斯随机变量。 $\mathbf{s} = (s_1, s_2, \dots, s_{N_T})^T$ 为发射端发射的 N_T 个信息符号，则接收端的接收信号向量为 $\mathbf{y} = (y_1, y_2, \dots, y_{N_R})^T$ ，其中 y_m ， $m=1, 2, \dots, N_R$ 表示第 m 个接收天线接收到的信号，可表示如下：

$$y_m = h_{m1}s_1 + h_{m2}s_2 + \dots + h_{mN_T}s_{N_T} + \omega(m) \quad (2.3.1)$$

将MIMO系统的输入输出关系表示成矩阵形式为：

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{s} + \boldsymbol{\omega} \quad (2.3.2)$$

其中 \mathbf{H} 为MIMO信道矩阵，

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \dots & h_{1N_T} \\ h_{21} & h_{22} & \dots & h_{2N_T} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ h_{N_R1} & h_{N_R2} & \dots & h_{N_RN_T} \end{bmatrix} \quad (2.3.3)$$

$\boldsymbol{\omega}$ 表示接收天线上的噪声矢量， $\boldsymbol{\omega} = (\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_{N_R})^T$ ，一般是零均值的独立同分布的复高斯随机变量。

2.3.2 空时编码技术

MIMO技术在提高无线通信系统的容量方面具有极大的潜力，所以在实际系统中得到越来越多的应用。而空时编码是一种用于多天线的编码技术，指对发射端的数据流进行联合编码以增加信息的冗余度，降低信道衰落和噪声所引起的符号错误率，使信号在接收端，能够获得最大的分集增益和编码增益，从而大大地提高系统容量，因此在MIMO系统中的应用越来越普遍。在空时编码（STC）技术中^[20-22]，比较简单且应用比较广泛的是Alamouti提出的空时码方案。Alamouti空时编码方案使用两个发射天线、一个或两个接收天线，为空时分组编码技术的基础，它可以分为三个部分：发射端的编码部分、接收端的合并以及最大似然检测部分。

Alamouti 空时编码方案的关键特征是通过简单的最大似然译码算法实现充分的分集增益。假定采用 M 进制调制方式，在 Alamouti 编码调制方案中，首先对每

一组 m ($m = \log_2(M)$) 个信息比特进行调制。然后，编码器取两个调制符号 x_1 和 x_2 为一组进行编码，编码方式如下图所示：

	发射天线0	发射天线1
时间t	x_0	x_1
时间t+T	$-x_1^*$	x_0^*

即根据如下给出的编码矩阵将它们映射到发射天线，

$$X = \begin{bmatrix} x_0 & -x_1^* \\ x_1 & x_0^* \end{bmatrix} \quad (2.3.4)$$

在连续的两个码元时间内将编码信息符号从两根发射天线发送出去。其中，在第一个码元时间，信号 x_0 和 x_1 分别通过天线0和1同时发射。在第二个码元时间中，信号 $-x_1^*$ 从天线0发射，而 x_0^* 从天线1发射。

我们假设 $h_0(t)$, $h_1(t)$ 分别表示发射天线0, 1到接收天线0的信道信息， $h_2(t)$, $h_3(t)$ 分别表示发射天线0, 1到接收天线1的信道信息，其发射天线和接收天线之间的信道如下所示

	接收天线0	接收天线1
发射天线0	h_0	h_2
发射天线1	h_1	h_3

则有：

$$\begin{aligned} h_0(t) &= h_0(t+T) = h_0 = \alpha_0 e^{j\theta_0} \\ h_1(t) &= h_1(t+T) = h_1 = \alpha_1 e^{j\theta_1} \\ h_2(t) &= h_2(t+T) = h_2 = \alpha_2 e^{j\theta_2} \\ h_3(t) &= h_3(t+T) = h_3 = \alpha_3 e^{j\theta_3} \end{aligned} \quad (2.3.5)$$

两个接收天线在两个码元时间间隔内的接收信号表示如下

	接收天线0	接收天线1
时间t	y_0	y_2
时间t+T	y_1	y_3

在接收端，两个天线上的接收信号为：

$$\begin{aligned}
 y_0 &= h_0 x_0 + h_1 x_1 + n_0 \\
 y_1 &= -h_0 x_1^* + h_1 x_0^* + n_1 \\
 y_2 &= h_2 x_0 + h_3 x_1 + n_2 \\
 y_3 &= -h_2 x_1^* + h_3 x_0^* + n_3
 \end{aligned} \tag{2.3.6}$$

其中， y_0, y_1 表示在两个符号时间间隔内接收天线0上接收到的信息符号， y_2, y_3 表示在两个符号时间间隔内接收天线1上接收到的信息符号。

经过空时译码后，可以得到：

$$\begin{aligned}
 \hat{x}_0 &= h_0^* y_0 + h_1 y_1^* + h_2^* y_2 + h_3 y_3^* \\
 \hat{x}_1 &= h_1^* y_0 - h_0 y_1^* + h_3^* y_2 - h_2 y_3^* \\
 \hat{x}_0 &= (\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2) x_0 + h_0^* n_0 + h_1 n_1^* + h_2^* n_2 + h_3 n_3^* \\
 \hat{x}_1 &= (\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2) x_1 - h_0 n_1^* + h_1^* n_0 - h_2 n_3^* + h_3^* n_2
 \end{aligned} \tag{2.3.7}$$

2.3.3 MIMO 系统的信道容量

当在MIMO系统发送端信道状态信息未知时，对于高斯信道而言，高斯分布是发射信号的最佳分布。假设噪声向量 ω 的每个元素为方差为 σ^2 的零均值复高斯随机变量，且每根发射天线的发射功率相同，则 $N_T \times N_R$ 的MIMO系统的信道容量^[23]可以表示为：

$$C = \log_2 \left[\det \left(I_{N_R} + \frac{\rho}{N_T} H H^H \right) \right] \tag{2.3.8}$$

其中 ρ 表示每个接收天线上的信噪比。将 N_R 固定，增大发射天线数 N_T ，使

$\frac{1}{N_T} \mathbf{H} \mathbf{H}^H \rightarrow \mathbf{I}_{N_R}$ ，这种情况下上式可以近似为：

$$C = N_R \log_2(1 + \rho) \quad (2.3.9)$$

从上式可以看出，此时，信道容量是与接收天线数成正比地变化的。也就是说，在不增加带宽和天线发送功率的情况下，MIMO系统可以成倍地提高系统的信道容量。

根据香农公式，单输入单输出（SISO）系统的信道容量为：

$$C = \log_2(1 + \rho |h|^2) \quad (2.3.10)$$

其中 h 表示归一化的信道增益。如果系统采用1个发射天线， N_R 个接收天线（SIMO），则信道冲击响应系数变为矢量形式 $\mathbf{h} = [h_1, h_2, \dots, h_{N_R}]^H$ ，系统的信道容量变为：

$$C = \log_2 \left(1 + \rho \sum_{j=1}^{N_R} |h_j|^2 \right) \quad (2.3.11)$$

其中 h_j 表示第 j 根接收天线到发射天线之间的信道增益。同理，可以计算有 N_T 个发射天线1个接收天线（MISO）时的信道容量为：

$$C = \log_2 \left(1 + \frac{\rho}{N_T} \sum_{i=1}^{N_T} |h_i|^2 \right) \quad (2.3.12)$$

为了保持总的发射功率不变，上式中除以了 N_T 。

从上面推导可以看出，在SISO、SIMO和MISO系统中，由于与天线数是成对数关系，信道容量随天线数的增加提高并不是很快。而在MIMO系统中，信道容量近似与信道矩阵的秩成正比。通常，MIMO系统中信道矩阵的秩等于 $\min(N_T, N_R)$ ，所以，在无线通信系统中采用MIMO技术可以极大地提高系统的信道容量。

因为MIMO系统中收发端之间的信道是一种随机信道，所以其信道容量也不会像确定性信道那样固定不变，一般是由信道随机矩阵确定的，因此，常用遍历容量或中断容量来表示MIMO系统的信道容量。

2.4 MIMO-OFDM 系统

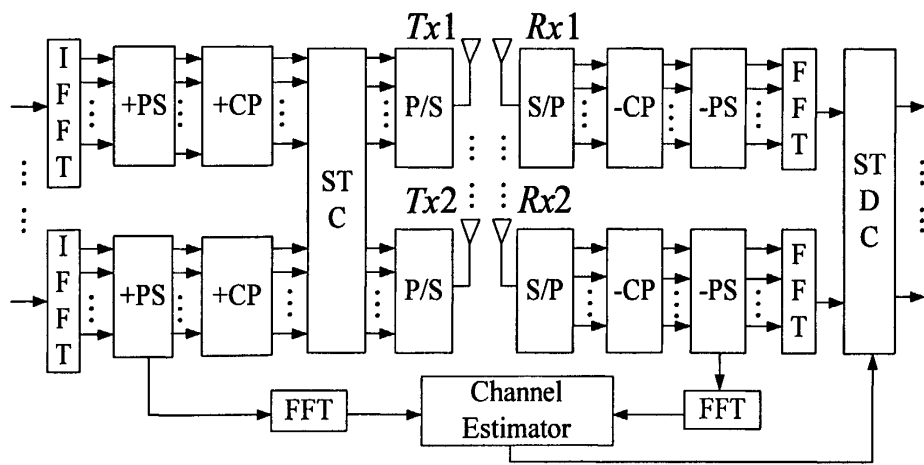


图2.4 MIMO-OFDM系统模型

MIMO-OFDM系统就是将MIMO技术与OFDM系统相结合。因为MIMO技术采用多天线，能够在空间产生相互独立的并行信道，实现多路数据流同时传输，即利用空间分集，在不增加系统带宽和发射功率的情况下能够极大地提高系统的频谱利用率和数据传输速率。而OFDM技术通过将整个信道划分为若干正交重叠的并行子信道，将频率选择性衰落信道转换为了近似平坦衰落信道，从而抵抗了多径衰落的影响。因此，通过空时编码技术将两个系统相结合可以实现优势互补，不仅能够提高无线通信系统的信道容量和数据传输速率，而且能够有效地抵抗信道衰落和抑制干扰。所以说，MIMO-OFDM系统将成为未来移动无线通信实现高速数据传输最有前途的解决方案之一，具有非常广阔的发展前景。图2.4为MIMO-OFDM系统的基本模型。

从图2.4中可以看出，在发送端，每个天线上的数据流首先经过IFFT变换转换为时域信号，接着经过插入导频符号后加入循环前缀（加入的循环前缀的长度要大于信道最大多径时延的长度），然后经过空时编码，变成 N_t 路并行数据流，分别由 N_t 个发射天线同时发送出去。

在接收端，有 N_r 个接收天线，每个接收天线上的接收信号是由所有发射天线

的信号经过信道后相互叠加而成的，并假设所有接收天线上的信号是相互独立的。首先将每个接收天线上的信号去循环前缀后分离出接收端导频信息与有效信息。接着将其进行FFT变换后利用接收到的导频信息与发送导频信息进行信道估计。最后，利用估计出的收发天线之间的信道信息进行空时译码，恢复出原始数据。

第三章 OFDM 系统中基于导频的信道估计

在无线通信系统中，由于复杂的传播环境中反射体引起的多径传播，加上收发设备、传播环境的移动性，电磁波通过各条路径后到达接收端的时间和相位也不同，信道可能在时间和频率两个方向上都产生选择性衰落特性，而且无线多径信道的传输特性是时变的，所以信道估计变得非常困难。在通信系统中，发送信息序列在经过信道影响后，在幅度和相位上产生了畸变并叠加了白噪声。信道估计的任务就是根据这些接收信息来准确辨识出信道时域冲激响应或者信道频域传输特性。对于 OFDM 等多载波系统而言，信道估计就是要估计出每个子载波上的信道频率响应值 H_k ， $k = 0, 1, 2, \dots, N-1$ 。

在 OFDM 通信系统中，信道估计的算法已有很多，分类也有很多。在进行信道估计时，根据是在时域实现还是在频域实现，可分为时域信道估计和频域信道估计；根据是否使用辅助信息，又可以分为基于导频或训练符号的辅助信息信道估计算法，半盲信道估计和盲信道估计算法。由于基于辅助信息的信道估计算法准确度较高且复杂性比较低，所以在实际系统中使用的比较广泛。此方法是在发送数据信息的某些固定位置按一定的模式插入一些已知的导频符号或者训练序列，在接收端，就可以利用这些已知的导频符号或者训练序列按照某种算法来进行信道估计。

由于多载波系统具有时频二维结构，因此基于导频符号的辅助信道估计方法很灵活。可以在时间和频率两维空间上单独或者同时插入导频符号，只要插入的导频符号在时间和频率空间内的间隔相对信道带宽足够小，在接收端就可以先得到所插入导频符号位置的信道传输特性，然后再进行内插滤波估计出其他位置处的信道传输特性。

基于辅助信息进行信道估计的方法^[24-27]虽然说性能比较好，但插入的导频信息占用一定的带宽和发射功率，必定会降低有效数据传输效率，比较适用于 WLAN 等突发方式的传输系统。盲信道估计算法可以在发送数据完全未知的情况下完成信道估计且频谱利用率较高，但是该方法需要接收端得到足够多数据的条件下才能进行可靠的估计。对于信道时变的无线通信系统，需要大量的接收数据信息就

限制了盲信道估计算法的使用。因此，在无线多载波通信系统中，基于导频的信道估计方法得到更广泛的应用。对于衰落信道，由于信道估计器必须能够跟踪上时变信道的变化，训练符号需要以某种连续的方式插入到发送序列中获得较精确的信道估计。本章主要从时域和频域方面介绍 OFDM 系统中基于导频序列的信道估计的各种算法。

在研究具体的估计算法之前，首先介绍插入导频的原则，即应该如何插入，插入多少可以使系统的性能最优化。

3.1 导频插入间隔以及导频图样

在基于导频的信道估计方法中，导频的数量以及分布对估计方法和估计的性能起着决定性的作用^[28-29]。为了能够很好的跟踪信道的时变性和频率选择性，导频之间的间隔应尽量小，而插入的导频过密又会降低频谱利用率，所以在设计 OFDM 系统的导频结构时，应该从这两方面做一下权衡。

在多载波通信系统中，常见的导频插入方式主要有：块状导频、梳状导频，方形导频以及二维散布导频。

在慢衰落的无线信道中进行信道估计一般采用插入块状导频的方法，即周期性的在时间方向上插入导频 OFDM 符号，在接收端不需要在频率方向上插值。采用块状导频插入的信道估计方法对频率选择性不是很敏感，一般基于 LS 算法和 MMSE 算法。

在快衰落的无线信道中，一般采用梳状导频插入方式进行信道估计，即在每一个 OFDM 符号中的某些子载波上全部插入导频。在接收端，对导频子载波处的信道信息进行插值才能得到非导频子载波上的信道特性，所以这种导频插入模式比较适用于快衰落无线信道。这种导频插入方式对频率选择性衰落比较敏感，因此一般要求子载波间隔比信道的相关带宽小很多来有效抵抗频率选择性衰落。

在时间和频率两个方向同时插入导频比较适用于时延扩展和多普勒频移都比较大的信道估计。这种方法需要的导频较少，频谱利用率比较高，但计算量相对比较大。

在插入二维导频的情况下，需要考虑插入导频的数量问题。从准确性角度来讲，插入的导频越多，估计就越准确，但从传输效率角度来讲，插入的导频越多，

有效信息数据的传输速率就会越低，而且在发送能量相同的情况下降低了有效信噪比，所以从这个角度来讲应尽可能少的插入导频符号。因此在实际系统中应综合考虑估计准确度和数据传输有效性两方面，根据具体情况适当地插入导频符号，在两者之间取得折中。

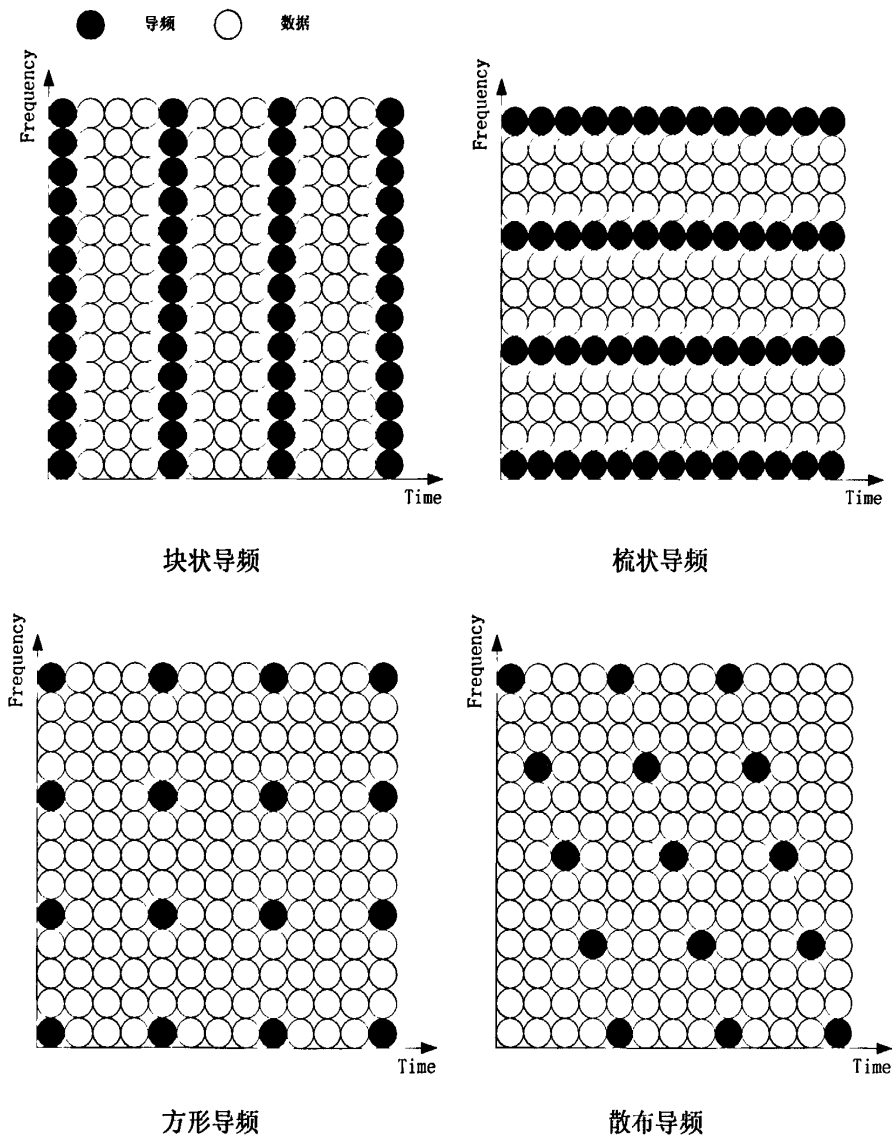


图3.1-1 导频图案

信道的频率响应可以看作是时频二维随机信号，因此导频插入过程相当于进行随机信号的二维采样。为了能够利用导频位置处的信道信息通过插值获得所有位置上的信道信息，导频插入的间隔应该满足采样定理。在多载波系统中，应同

时考虑导频符号在频率方向上的最小插入间隔 N_f （以子载波间隔 $\Delta F_c = 1/T_c$ 为单位归一化）和在时间方向上的最小插入间隔 N_t ，因此需要知道信道在时域和频域的变化来确定这两个间隔。由二维奈奎斯特采样定理得，导频在频率方向的插入间隔必须满足 $1/(N_f \Delta F_c) \geq \tau_{\max}$ ，即

$$N_f \leq \frac{1}{\tau_{\max} \Delta F_c} \quad (3.1.1)$$

同理可得到导频在时间方向的插入间隔应满足 $1/(N_t T) \geq 2f_d$ ，化简得到

$$N_t \leq \frac{1}{2f_d T} \quad (3.1.2)$$

由于导频个数 N_t 和 N_f 只能取整数，所以需要上面两式向上取整，变为

$N_f \leq \left\lceil \frac{1}{\tau_{\max} \Delta F_c} \right\rceil$ 和 $N_t \leq \left\lceil \frac{1}{2f_d T} \right\rceil$ ，因此，在一帧中，插入的导频符号总数为

$$N_{grid} = \left\lceil \frac{N_c}{N_f} \right\rceil \left\lceil \frac{N_s}{N_t} \right\rceil \quad (3.1.3)$$

其中， N_c 是 OFDM 系统子载波个数， N_s 是一帧中包含的 OFDM 符号个数。

对于比较好的抽样，还应使信道传输函数在时间方向的采样频率和在频率方向的采样频率间取得平衡，即应满足下式

$$f_d T N_t \approx \frac{1}{2} \tau_{\max} \Delta F_c N_f \quad (3.1.4)$$

综上所述，由于导频插入间隔在时间方向和频率方向上都满足采样定理，所以如果能够获得导频位置处的信道频率响应值，就可以通过插值得到所有位置上的信道频率响应值。基于导频符号的信道估计就是根据插入的已知导频符号，首先通过某种信道估计算法获得导频位置处的信道传输特性，然后再利用插值算法来获得其他位置处的信道传输特性。

由于插入的导频符号会占用有效数据的位置，所以会造成传输资源的浪费，降低有效数据的传输效率。一般将插入导频的开销定义为

$$\Lambda = \frac{N_{grid}}{N_c N_s} \quad (3.1.5)$$

因此，其信噪比损失为

$$V_{pilot} = 10 \log_{10} \left(\frac{1}{1 - \Lambda} \right) \quad (3.1.6)$$

从以上推导可以看出，在系统的子载波间隔确定好后，导频符号的开销会随着信道的多普勒带宽和最大多径时延的增大而增大。在实际系统中插入导频符号时，应该尽量使一帧数据中的第一个和最后一个 OFDM 符号，以及 OFDM 符号中的第一个子载波和最后一个子载波也插入导频符号，这样就能保证每帧数据中边缘位置的信道估计值较为准确。图 3.1-2 为正方形二维散布导频图案。

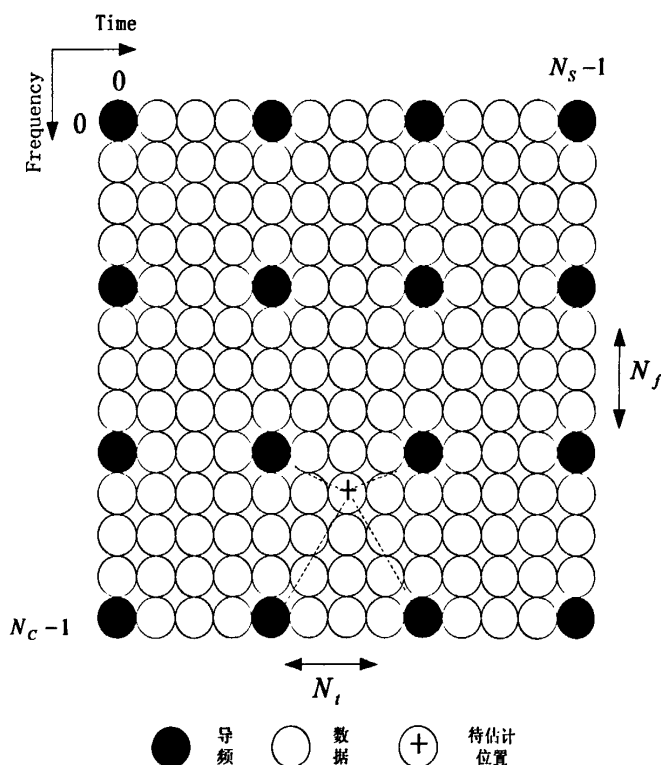


图 3.1-2 正方形二维散布导频图样

3.2 时域信道估计算法

在 OFDM 系统接收端，可以在接收信息进行 FFT 变换之前，利用接收到的训练符号来进行时域信道估计^[30-34]。在这种估计方法中，首先估计出的应该是信道

的时域冲激响应，而不是频域响应，然后再进行离散傅里叶变换获得信道的频域响应。

3.2.1 基于训练符号的时域信道估计 LS 算法

假设发送端发送的训练符号为 x_n ，接收端得到的未经 FFT 变换的时域信号为：

$$r_n = x_n * h + \omega_n, n=1,2,\dots,N \quad (3.2.1)$$

将卷积表示成矩阵形式为

$$\mathbf{r} = \mathbf{X}\mathbf{h} + \boldsymbol{\omega} \quad (3.2.2)$$

其中， $\mathbf{r} = (r_1, r_2, \dots, r_N)^T$ 表示接收到的训练符号列向量， $\mathbf{h} = (h_1, h_2, \dots, h_L)^T$ 表示信道冲激响应列向量，长度 L 定义为估计到的信道冲激响应的最大长度， $\boldsymbol{\omega} = (\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_N)^T$ 为加性高斯白噪声列向量， \mathbf{X} 表示由训练符号得到的等效循环卷积矩阵。

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} x_1 & x_N & x_{N-1} & \cdots & x_{N-L+2} \\ x_2 & x_1 & x_N & \cdots & x_{N-L+3} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{N-1} & x_{N-2} & x_{N-3} & \cdots & x_{N-L} \\ x_N & x_{N-1} & x_{N-2} & \cdots & x_{N-L+1} \end{bmatrix} \quad (3.2.3)$$

由上可得，信道冲激响应的估计值为

$$\hat{\mathbf{h}} = \mathbf{X}^{-1}\mathbf{r} = \mathbf{X}^{-1}\mathbf{X}\mathbf{h} + \mathbf{X}^{-1}\boldsymbol{\omega} = \mathbf{h} + \mathbf{X}^{-1}\boldsymbol{\omega} \quad (3.2.4)$$

如果有多个训练符号，例如有两个训练符号时，估计时可求平均值，

$$\hat{\mathbf{h}} = \frac{1}{2}\mathbf{X}^{-1}(\mathbf{r}_1 + \mathbf{r}_2) = \mathbf{h} + \frac{1}{2}(\mathbf{X}^{-1}\boldsymbol{\omega}_1 + \mathbf{X}^{-1}\boldsymbol{\omega}_2) \quad (3.2.5)$$

从上式可以看出，在有两个训练符号时，得到的信道估计值的方差是利用一个训练符号时的 $1/2$ ，可以起到平滑噪声的效果，从而提高了信道估计的准确度，但该算法所能估计的信道长度 L 不能大于插入导频的长度。

然后，将估计到的信道冲击响应进行离散傅里叶变换就可得到信道的频域响应估计值

$$\hat{\mathbf{H}} = \text{DFT}\{\hat{\mathbf{h}}\} \quad (3.2.6)$$

3.2.2 算法仿真

仿真环境采用4径瑞利信道，各径的时延为 $[0ns, 110ns, 190ns, 410ns]$ ，对应的各径的路径衰减为 $[0, -9.7, -19.2, -22.8]dB$ 。假设OFDM系统的子信道个数为1024，符号速率为10MBaud，其调制方式为4QAM调制，最大信道时延相当于两个OFDM的长度，循环前缀的长度为 $1/8 * 1024 = 128$ 。系统仿真时采用块状导频，且每隔4个OFDM符号插入一列导频。图3.2-1和图3.2-2分别为在上述信道条件下，当信道时域冲击响应长度 L 不同时，时域LS信道估计算法的误码率性能和均方误差性能。由图可以看出，在该信道条件下，当 $L = 5$ 时，估计性能比较差。当 $L \geq 6$ 之后，估计性能逐渐变优。但当 $L \geq 10$ 之后，随着 L 的增加，系统性能并无明显改善。

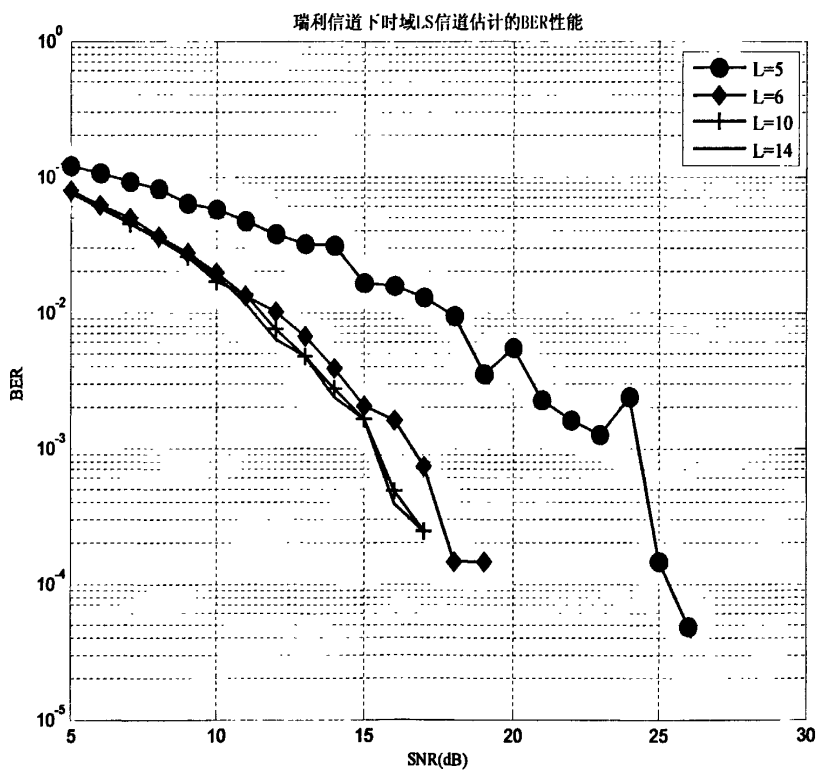
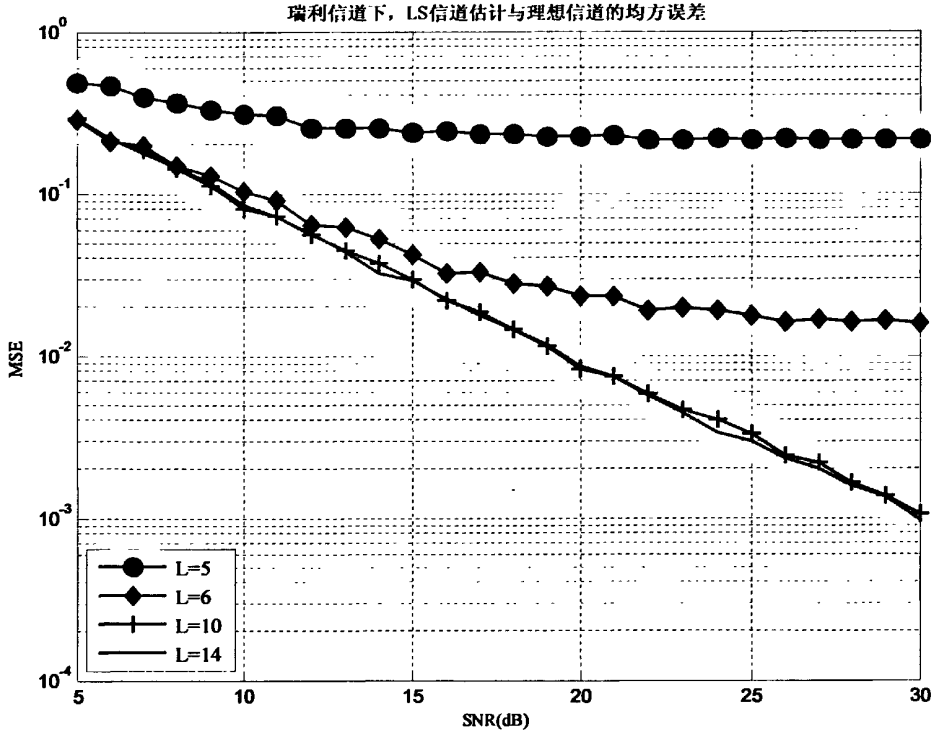


图3.2-1 L 不同时，OFDM系统在瑞利信道下的BER性能


 图 3.2-2 L 不同时，瑞利信道估计结果和理想信道的均方误差

3.3 频域信道估计算法

3.3.1 基于训练符号的频域信道估计 LS 算法

在 OFDM 系统接收端，一帧内第 l 个 OFDM 符号的第 k 个子载波的位置上接收到的频域符号可以表示为

$$R_{l,k} = H_{l,k} S_{l,k} + W_{l,k} \quad k = 0, 1, \dots, N_c - 1; \quad l = 0, 1, \dots, N_s - 1 \quad (3.3.1)$$

式中， $S_{l,k}$ 表示发送端第 l 个 OFDM 符号的第 k 个子载波上的频域符号， $W_{l,k}$ 表示该位置上的加性高斯噪声。

由此可计算得到信道的频域响应估计值为

$$\hat{H}_{l,k} = R_{l,k} X_{l,k}^* = H_{l,k} |X_{l,k}|^2 + W_{l,k} X_{l,k}^* = H_{l,k} + W_{l,k} X_{l,k}^* \quad (3.3.2)$$

这里假设训练符号是以单位能量发送的。若有多个训练符号，估计时也可以像时域信道估计那样求均值来降低噪声的影响。

3.3.2 算法仿真

仿真环境采用5径莱斯信道,各径的路径时延为 $[0ns,3.1ns,7.1ns,10.9ns,15.3ns]$,对应的各径衰减为 $[0,-1,-9,-10,-15]dB$ 。假设OFDM系统的子信道个数为1024,符号速率为10MBaud,调制方式为4QAM调制,循环前缀的长度为 $1/8 \times 1024 = 128$ 。系统仿真时采用块状导频,且每隔4个OFDM符号插入一列导频。图3.3-1与图3.3-2为该信道条件下频域LS信道估计算法的误码率性能以及其与理想信道的均方误差性能。图3.3-3与图3.3-4为该信道下频域LS估计与时域LS估计的性能比较。可以看出,在该信道条件下,不管在误码率性能方面还是在与理想信道的均方误差性能方面,时域LS估计的性能都略优于频域LS估计,但算法复杂度也相对频域LS估计较大。所以在实际应用中更常采用频域LS信道估计算法。

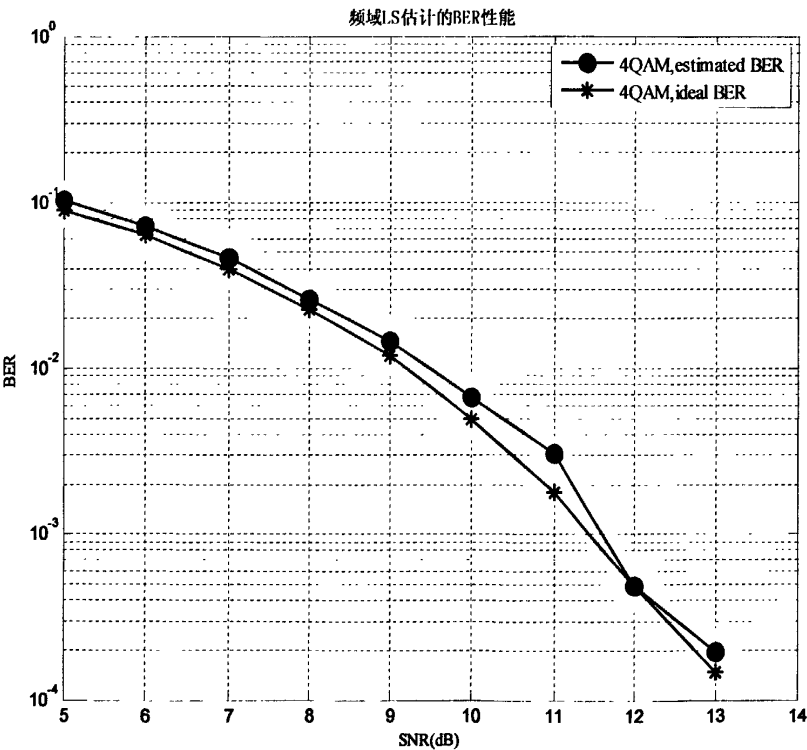


图 3.3-1 OFDM 系统中, 频域 LS 估计的 BER 性能

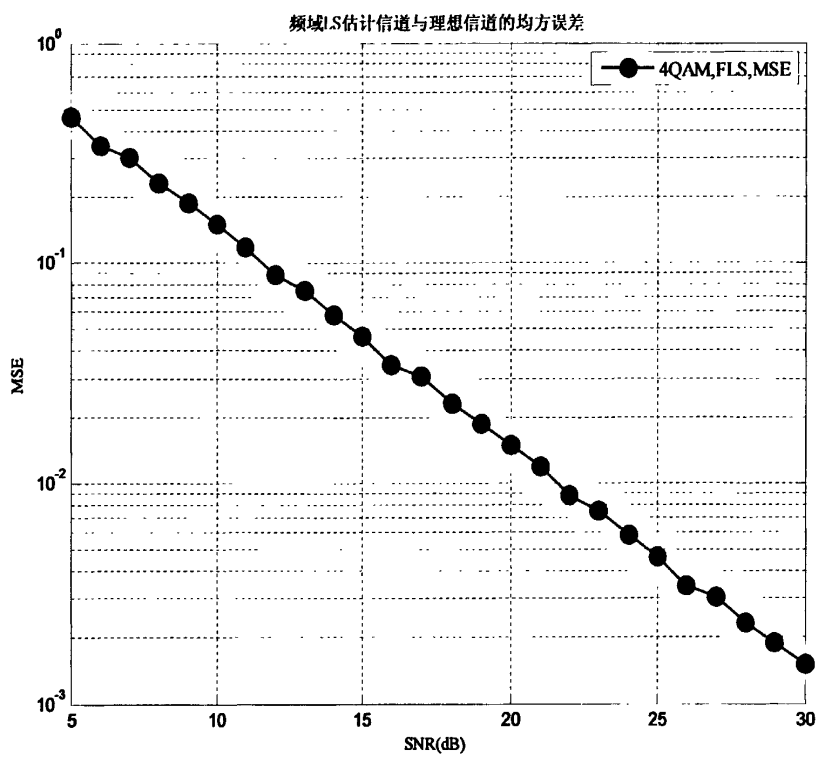


图 3.3-2 频域 LS 信道估计结果与理想信道的均方误差

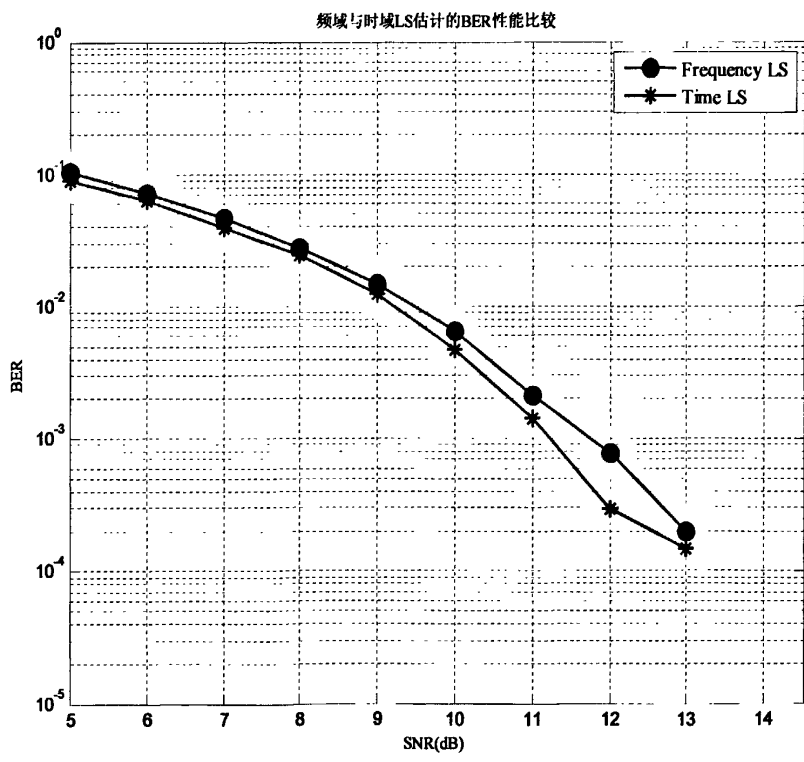


图 3.3-3 频域 LS 估计与时域 LS 估计的 BER 性能比较

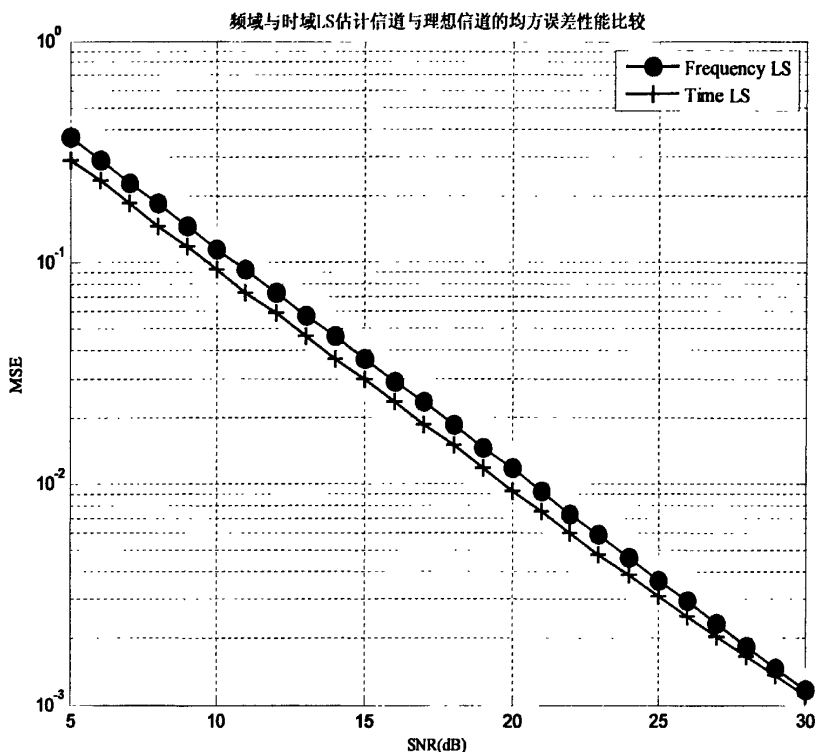


图 3.3-4 频域 LS 估计与时域 LS 估计 MSE 性能比较

3.4 LMMSE 信道估计

3.4.1 LMMSE 算法

基于LMMSE (Linear minimum mean squared error) 算法的信道估计方法就是在噪声与信号彼此不相关的条件下, 信道冲击响应估计值 H 满足最小均方误差意义下的最佳信道估计, 其信道估计值为:

$$\hat{H}_{LMMSE} = R_{HH} (R_{HH} + \sigma_n^2 (X^H X)^{-1})^{-1} \hat{H}_{LS} \quad (3.4.1)$$

$$R_{HH} = E\{HH^H\} \quad (3.4.2)$$

式中, X 表示发送端的导频符号, \hat{H}_{LS} 是指信道频域响应 H 的LS估计值, R_{HH} 表示信道冲击响应的自相关矩阵, σ_n^2 为加性高斯噪声的方差。

由于信号 X 随时发生变化, 为了降低LMMSE信道估计算法的复杂度, 并使 $(XX^H)^{-1}$ 的运算次数减少, 可以用它的期望值 $E\{XX^H\}^{-1}$ 来代替。在信号等概率调

制情况下，有：

$$E\{(XX^H)^{-1}\} = E\{1/x_k^2\}I \quad (3.4.3)$$

其中， I 为单位矩阵。定义 $SNR = E\{x_k^2\}/\sigma_n^2$ 为平均信噪比，由 (3.4.1) 式可得：

$$\hat{H}_{LMMSE} = R_{HH} (R_{HH} + \beta I / SNR)^{-1} \hat{H}_{LS} \quad (3.4.4)$$

其中 β 在指定的星座调制中为常数，例如在 QPSK 调制中 $\beta=1$ ，在 16QAM 调制中 $\beta=17/9$ 。

在 (3.4.4) 式中，信道矢量 H 的自相关矩阵 R_{HH} 可以表示为：

$$R_{HH} = E\{HH^H\} = [r_{m,n}] \quad (3.4.5)$$

其中，

$$H = [H_1, H_2, \dots, H_N]^H \quad (3.4.6)$$

$$\begin{aligned} r_{m,n} &= E\{H_m H_n^*\} \\ &= (1 - e^{-L((1/\tau_{rms}) + 2\pi(m-n)/N)}) / ((1/\tau_{rms})(1 - e^{-L/\tau_{rms}}) + 2\pi(m-n)/N) \end{aligned} \quad (3.4.7)$$

其中， τ_{rms} 为信道的均方时延，由信道特性决定。当 τ_{rms} 趋于无穷时，得到归一化频域内的信道相关特性：

$$r_{m,n} = (1 - e^{-2\pi(m-n)/N}) / (2\pi L(m-n)/N) \quad (3.4.8)$$

LMMSE信道估计算法的均方误差相对LS算法较小，这是因为它在求解最优化问题时考虑了噪声的影响。但从上式可以看出，在利用LMMSE算法进行信道估计时需要求解矩阵的逆运算，如果OFDM系统的子载波数较大，运算量将非常巨大。因此，LMMSE信道估计算法的最大缺点就是其计算量比较大。

3.4.2 算法仿真

本节对LMMSE信道估计方法进行仿真，并对LMMSE和LS信道估计算法的性能进行对比分析，来验证LS算法和LMMSE算法各自的优缺点。仿真环境采用5径莱斯信道，各径的时延为 $[0ns, 3.1ns, 7.1ns, 10.9ns, 15.3ns]$ ，对应的路径衰减为

$[0,-1,-9,-10,-15]dB$ 。假设每个OFDM符号的子载波数为1024，每帧含有10个OFDM符号,符号速率为10MBaud，采用4QAM调制方式，循环前缀的长度为 $1/8*1024=128$ 。系统仿真时采用块状导频，且每隔4个OFDM符号插入一列导频。

图3.4-1为上述信道条件下LMMSE信道估计算法在各种调制方式下的的误码率性能图。图3.4-2和图3.4-3为LMMSE和LS信道估计算法的误码率性能以及与理想信道的均方误差性能比较图。从两个图中可以看出，不管在误码率性能方面还是在与理想信道的均方误差性能方面，LMMSE算法的性能都要优于LS算法，但从算法分析可看出，这是以计算复杂度的增加为代价的。虽然LS算法的性能比LMMSE算法稍差一些，但因为它的算法相对简单，计算量较小等优点，所以在实际应用中应用的更广泛些。

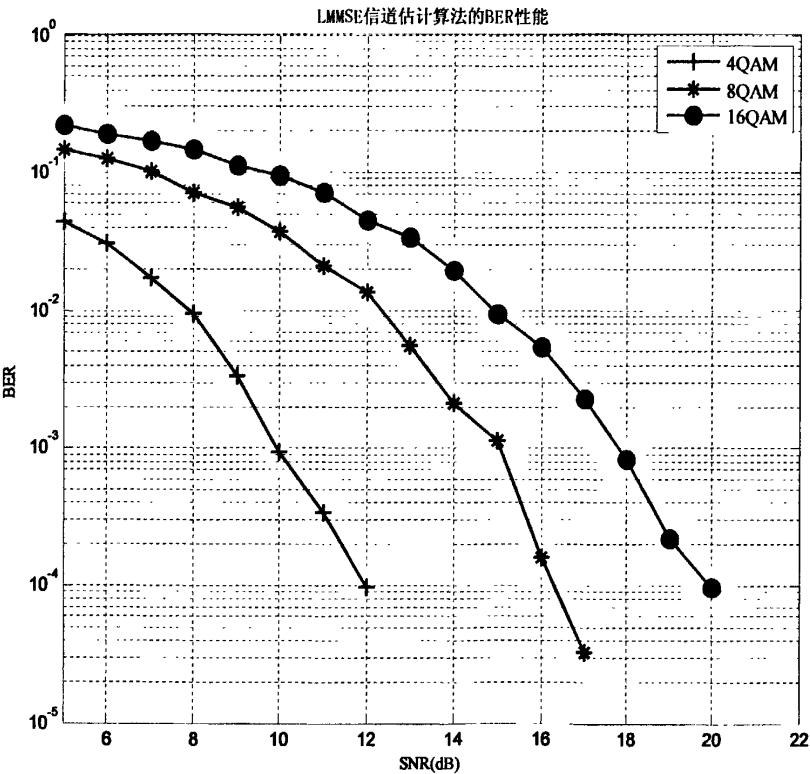


图3.4-1 OFDM系统中频域LMMSE估计的性能

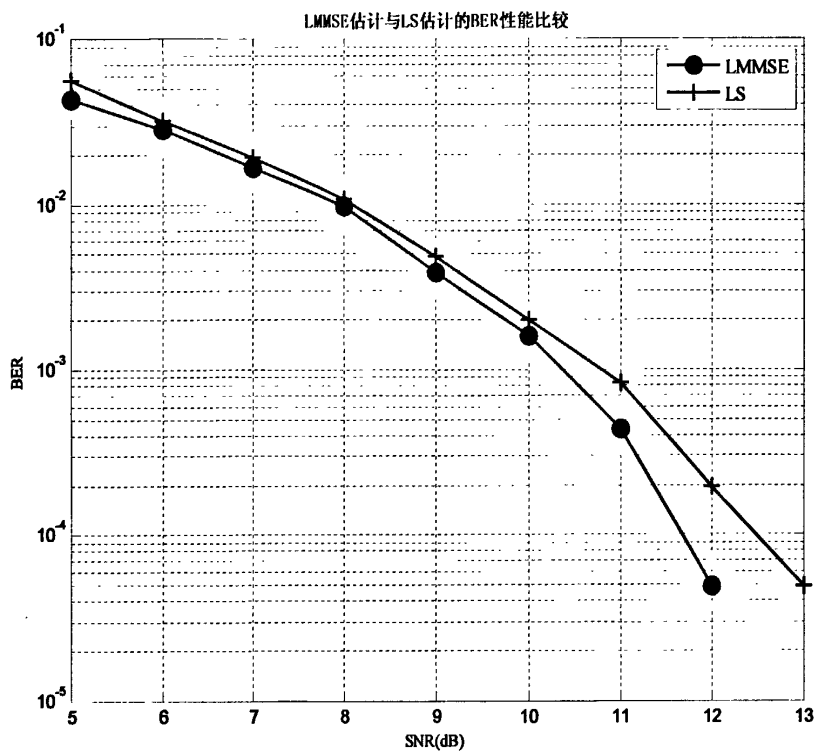


图3.4-2 LMMSE估计与LS估计4QAM的BER性能比较

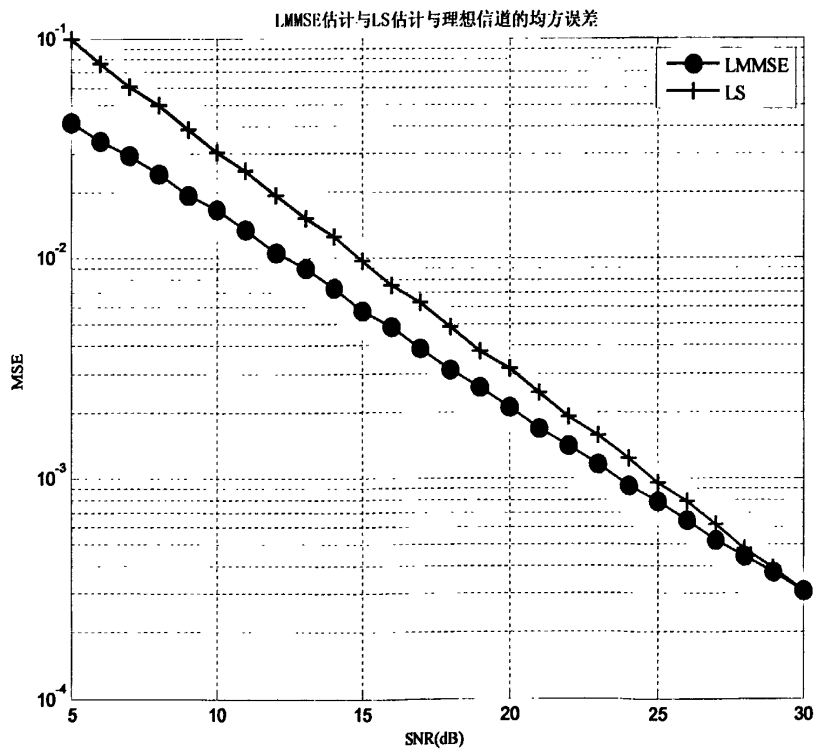


图3.4-3 LMMSE估计与LS估计MSE性能比较

3.5 基于 Wiener 滤波的 MMSE 准则二维信道估计算法

3.5.1 二维信道估计理论

时域和频域 LS 信道估计算法,仅适用于恒参信道、WLAN 信道等准静态信道,而对于快衰落信道,发送信息符号所经历的信道状况是时时刻刻在变化的,这就需要采用更为复杂的二维信道估计算法^[35-38]。

假定第一个导频符号位于数据帧结构的第一个 OFDM 符号的第一个子载波上,则导频符号 $S_{l',k'}$ 的位置可表示成以下集合

$$P = \left\{ (l', k') \middle| l' = qN_l, q = 0, \dots, \left\lfloor \frac{N_s}{N_l} \right\rfloor - 1; k' = pN_f, p = 0, 1, \dots, \left\lfloor \frac{N_c}{N_f} \right\rfloor - 1 \right\} \quad (3.5.1)$$

由前面的讨论可知,当导频在时间和频率方向上的插入间隔都满足乃奎斯特采样定理时,就可以由导频位置处的信道频率响应估计值通过插值得到所有位置上的信道频率响应值。基于导频符号的二维信道估计就是在接收端,先根据插入的二维导频符号,通过某种估计算法获得导频位置上的信道传输特性,再利用插值算法获得其它位置上的信道传输特性。因此,基于导频符号的二维信道估计一般可分为以下两个步骤:

第 1 步:利用频域 LS 信道估计算法获得导频位置的信道频率响应估计值。

$$\check{H}_{l',k'} = \frac{R_{l',k'}}{S_{l',k'}} = H_{l',k'} + \frac{\eta_{l',k'}}{S_{l',k'}}, \quad \forall (l', k') \in P \quad (3.5.2)$$

为了减小由高斯噪声引入的信道估计误差,一般将会适当地提高导频符号的功率,使其大于传送信息符号的功率。

第 2 步:在获得到导频位置处的信道频率响应估计值后,再进行二维内插滤波获得其它位置上的信道传输特性,即

$$\check{H}_{l,k} = \sum_{(l',k') \in \Gamma_{l,k}} \omega_{l',k',l,k} \check{H}_{l',k'} \quad \Gamma_{l,k} \subseteq P; k = 0, 1, \dots, N_c - 1; l = 0, 1, \dots, N_s - 1 \quad (3.5.3)$$

式中, $\omega_{l',k',l,k}$ 表示内插滤波器的加权系数, $\Gamma_{l,k} \subseteq P$ 表示在估计 $\check{H}_{l,k}$ 时所用到的导频符号的位置。将滤波器的抽头系数个数定义为

$$N_{\omega p} = \|\Gamma_{l,k}\| \leq \|P\| \quad (3.5.4)$$

在图 3.1-2 中, $N_{grid} = 16$, $N_{tap} = 4$, 即在一帧数据中一共插入了 16 个导频符号, 但在进行信道估计时只用到了所估计位置周围的 4 个导频符号。

一般, 插值方法可分为一维插值和二维插值。二维插值虽然只需要插一次值, 但计算相对比较复杂, 不易实现, 因此可将其分为两次一维插值。先在时域进行一维插值, 再在频域进行一维插值, 或者反过来也可以。采用一维插值虽然使性能有所下降, 但相对比较简单。

3.5.2 基于 Wiener 滤波的二维信道估计算法

由二维信道估计理论可知, 我们先估计得到导频位置处的信道响应值为 $\hat{H}_{l,k}$, 接下来采用二维内插得到其它子载波位置上的信道估计值。如果信道估计遵循最小均方误差 (MMSE) 准则, 即为基于 Wiener 滤波的信道估计^[39-42]。设信道估计误差 $\varepsilon_{l,k}$ 为

$$\varepsilon_{l,k} = H_{l,k} - \hat{H}_{l,k} \quad (3.5.5)$$

则均方误差为

$$J_{l,k} = E[\varepsilon_{l,k}^2] \quad (3.5.6)$$

为了获得 MMSE 准则下的信道估计, 由正交性原理得, 二维 Wiener 滤波器的系数为

$$E\left(\varepsilon_{l,k} \hat{H}_{l',k'}^*\right) = 0, \quad \forall (l', k') \in \Gamma_{l,k} \quad (3.5.7)$$

式中, $\forall (l', k') \in \Gamma_{l,k}$ 表示计算信道估计值 $\hat{H}_{l,k}$ 时所用到的周围导频符号的位置。根据正交性准则, 可推导出 Wiener-Hopf 方程为

$$E\left(H_{l,k} \hat{H}_{l',k'}^*\right) = \sum_{(l'', k'') \in \Gamma_{l,k}} \omega_{l',k',l,k} E\left(\hat{H}_{l'',k''} \hat{H}_{l',k'}^*\right), \quad \forall (l', k') \in \Gamma_{l,k} \quad (3.5.8)$$

上式方程组有 $N_{tap} = \|\Gamma_{l,k}\|$ 个方程和 N_{tap} 个未知变量。假定噪声 $\eta_{l',k'}$ 与导频符号 $S_{l',k'}$ 相互独立且均值为 0, 则互相关函数可定义为

$$\theta_{l-l',k-k'} = E\left(H_{l,k} \check{H}_{l',k'}^*\right) = E\left(H_{l,k} H_{l',k'}^*\right) \quad (3.5.9)$$

自相关函数可定义为

$$\phi_{l-l',k-k'} = E\left(\check{H}_{l,k} \check{H}_{l',k'}^*\right) \quad (3.5.10)$$

则有

$$\phi_{l-l',k-k'} = \theta_{l-l',k-k'} + \frac{\sigma^2}{E\left(|S_{l,k}|^2\right)} \delta_{l-l',k-k'} \quad (3.5.11)$$

互相关函数式 (3.5.9) 由待估计信道点位置 (l,k) 与所用到的导频符号位置 (l',k') 的距离所决定；自相关函数式 (3.5.10) 由所用到的导频符号之间的距离所决定， $E\left(|S_{l,k}|^2\right)$ 为发送导频符号 $S_{l,k}$ ， $(l,k) \in P$ 的平均能量，将信噪比定义为 $\gamma_c = E\left(|S_{l,k}|^2\right) / \sigma^2$ ，则式 (3.5.11) 重新写为：

$$\phi_{l-l',k-k'} = \theta_{l-l',k-k'} + \frac{1}{\gamma_c} \delta_{l-l',k-k'} \quad (3.5.12)$$

将式 (3.5.9) 和 (3.5.10) 代入式 (3.5.8) 并用向量表示可得

$$\theta_{l,k}^T = \omega_{l,k}^T \boldsymbol{\varphi} \quad (3.5.13)$$

其中 $\boldsymbol{\varphi}$ 表示 $N_{\text{up}} \times N_{\text{up}}$ 的自相关矩阵， $\theta_{l,k}$ 表示互相关向量，长度为 N_{up} ，向量 $\omega_{l,k}$ 表示滤波器系数，其长度也为 N_{up} 。由式 (3.5.13) 可得二维 Wiener 滤波器的系数为

$$\omega_{l,k}^T = \theta_{l,k}^T \boldsymbol{\varphi}^{-1} \quad (3.5.14)$$

其均方误差为

$$\begin{aligned} J_{l,k} &= E\left[\left(H_{l,k} - \hat{H}_{l,k}\right)\left(H_{l,k} - \hat{H}_{l,k}\right)^*\right] \\ &= E\left(|H_{l,k}|^2\right) - \theta_{l,k}^T \omega_{l,k}^* - \omega_{l,k}^T \theta_{l,k}^* + \omega_{l,k}^T \boldsymbol{\varphi} \omega_{l,k}^* \end{aligned}$$

$$= E(|H_{l,k}|^2) - \theta_{l,k}^T \Phi^{-1} \theta_{l,k}^* \quad (3.5.15)$$

由上述分析可知, 只要知道信道的离散时频互相关函数 $\theta_{l-l', k-k'}$ 和信号的平均信噪比 γ_c 就可以得到 Wiener 滤波器的系数。在无线通信系统中, 由于信道的时延功率谱 $\rho(\tau)$ 与多普勒功率谱 $S(f)$ 统计独立, 所以可将离散时频互相关函数 $\theta_{l-l', k-k'}$ 分解为离散时间互相关函数 $\theta_{l-l'}$ 和离散频率互相关函数 $\theta_{k-k'}$, 即

$$\theta_{l-l', k-k'} = E\left(H_{l,k} \overset{\circ}{H}_{l',k'}^*\right) = \theta_{l-l'} \theta_{k-k'} \quad (3.5.16)$$

而离散时间互相关函数 $\theta_{l-l'}$ 和无线信道的多普勒功率谱 $S(f)$ 互为傅立叶变换对; 离散频率互相关函数 $\theta_{k-k'}$ 和无线信道的时延功率谱 $\rho(\tau)$ 也构成傅立叶变换对。

(1) 当信道的时延功率谱 $\rho(\tau)$ 和多普勒功率谱 $S(f)$ 都服从均匀分布时, 即

$$\rho(\tau) = \begin{cases} \frac{1}{\tau_{\max}} & |\tau| < \frac{\tau_{\max}}{2} \\ 0 & \text{其他} \end{cases}, \quad S(f) = \begin{cases} \frac{1}{2f_d} & |f| < f_d \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (3.5.17)$$

对应的离散频率互相关函数 $\theta_{k-k'}$ 和离散时间互相关函数 $\theta_{l-l'}$ 分别为:

$$\theta_{k-k'} = \frac{\sin[\pi(k-k')\tau_{\max}\Delta F_c]}{\pi(k-k')\tau_{\max}\Delta F}, \quad \theta_{l-l'} = \frac{\sin[\pi(l-l')f_d T]}{\pi(l-l')f_d T} \quad (3.5.18)$$

(2) 当信道的时延功率谱 $\rho(\tau)$ 服从负指数分布时, 则离散频率互相关函数 $\theta_{k-k'}$ 为

$$\theta_{k-k'} = \frac{1}{1 + j2\pi(k-k')\tau_{\max}\Delta F_c} \quad (3.5.19)$$

考虑多普勒功率谱 $S(f)$ 服从经典多普勒频谱时, 即

$$S(f) = \begin{cases} \frac{1}{\pi f_d \sqrt{1-(f/f_d)^2}} & |f| < f_d \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (3.5.20)$$

则离散时间互相关函数 $\theta_{l-l'}$ 可写为

$$\theta_{l,l'} = J_0[2\pi f_d(l-l')T] \tag{3.5.21}$$

其中， $J_0(\cdot)$ 是第一类零阶贝塞尔函数， f_d 为最大多普勒频移， T 是包括循环前缀的OFDM符号的长度。

采用二维Wiener滤波器可以实现最小均方误差（MMSE）意义下的最佳线性滤波。但为了得到滤波器抽头系数，需要知道信道的二阶统计特性，需要求解非常大的相关矩阵和对矩阵求逆，当子载波数目和导频数目比较多时计算量非常大，因此为了减小运算量，在实际中常采用将二维Wiener滤波器分解为两个级联的一维Wiener滤波器的方法来进行信道估计，虽然性能有所降低，但大大减小了运算量，从而在性能和复杂度之间得到折中。

3.5.3 两个级联的一维 Wiener 滤波信道估计

由于在无线通信系统中，信道的时延功率谱与多普勒功率谱相互统计独立，所以可采用两个级联的一维Wiener滤波器代替二维Wiener滤波器来进行信道估计^[44-45]，可保证在性能损失很小的情况下大大减小计算复杂度，其原理图如图3.5-1所示。

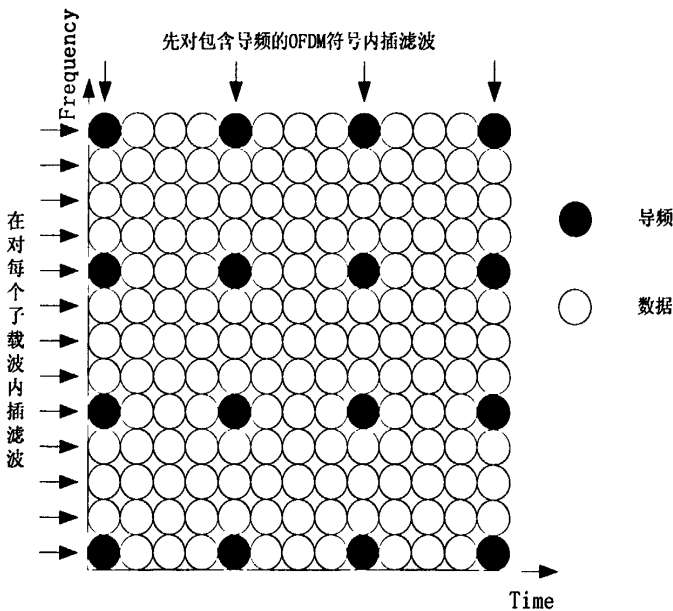


图3.5-1 两个级联的一维维纳滤波

从图3.5-1可知，基于两个级联的一维Wiener滤波器的信道估计方法是先在频

率方向上对包含导频符号的OFDM符号进行滤波,再在时间方向上对所有子载波进行滤波,选择这个顺序是因为当包含导频符号的OFDM符号到达时,就可以进行第一步滤波,这样可以减少整个信道估计的延时。但在理论上,由于滤波器是线性的,采用先时间方向滤波再频率方向滤波的顺序与其性能相同。

(1) 首先对包含导频符号的OFDM符号在频率方向进行滤波,得到该OFDM符号在所有子载波上的信道频率响应估计值为:

$$\hat{\mathbf{H}}_{l,k}^{[1]} = (\boldsymbol{\omega}_k^{[1]})^T \mathbf{h}_l^{[1]} \quad (3.5.22)$$

其中,滤波器的系数 $\boldsymbol{\omega}_k^{[1]}$ 只与子载波位置 k 有关。长度为 $N_{\text{sub}}^{[1]}$ 的向量 $\mathbf{h}_l^{[1]}$ 表示第 l 个OFDM符号中估计 $\hat{\mathbf{H}}_{l,k}^{[1]}$ 时所用到的导频符号处的信道估计值。在所有含有导频符号的OFDM符号中进行类似的操作。

(2) 得到 $\hat{\mathbf{H}}_{l,k}^{[1]}$ 后对所有OFDM符号的子载波在时间方向进行第二次滤波,得到所有位置上的信道估计值为:

$$\hat{\mathbf{H}}_{l,k} = \hat{\mathbf{H}}_{l,k}^{[2]} = (\boldsymbol{\omega}_l^{[2]})^T \mathbf{h}_k^{[1]} \quad (3.5.23)$$

滤波器的系数 $(\boldsymbol{\omega}_l^{[2]})^T$ 只与时间方向上的位置 l 有关。向量 $\mathbf{h}_k^{[1]}$ 表示第 k 个子载波中用来估计 $\hat{\mathbf{H}}_{l,k}$ 时所用到的已知信道向量,其元素可能是导频符号处的信道估计值,也可能是第一步估计出来的信道值。

3.5.4 仿真分析

本节对基于Wiener滤波器的二维联合信道估计方法与基于两个级联的一维Wiener滤波器的信道估计方法进行仿真,并将其与LMMSE和LS信道估计算法的性能进行了对比分析。仿真环境采用5径莱斯信道,各径的时延为 $[0\text{ns}, 3.1\text{ns}, 7.1\text{ns}, 10.9\text{ns}, 15.3\text{ns}]$,对应的路径衰减为 $[0, -1, -9, -10, -15]\text{dB}$ 。导频插入采用方形导频的形式,频率方向的导频插入间隔为4,时间方向的插入间隔为3,为保证每帧边缘的估计值较为准确,最后一个OFDM符号也应插入导频符号,所以仿真中假设每个OFDM符号的子载波数为2049,每帧数据含有16个OFDM符号,符号速率为 10MBaud ,采用4QAM调制方式,循环前缀的长度为 $1/8 * 2048 = 256$ 。

图3.5-2与图3.5-3为上述信道条件下基于Wiener滤波器的二维联合信道估计方法（36抽头）与基于两个级联的一维Wiener滤波器的信道估计方法（6*6）的误码率性能图以及两者与理想信道的均方误差性能仿真图。从图中可以看出，基于两个级联的一维Wiener滤波器的信道估计方法与基于Wiener滤波器的二维联合信道估计方法的BER性能相差很小，而且计算量大大减少，所以在实际中很多情况下，常用两个级联的一维Wiener滤波信道估计器来代替基于二维Wiener滤波的信道估计方法。

图3.5-4和图3.5-5为基于Wiener滤波器的二维联合信道估计方法与LS、LMMSE信道估计方法的误码率以及与理想信道的均方误差性能仿真图。从两个图中可以看出，无论在误码率仿真图还是均方误差仿真图中，基于Wiener滤波器的二维联合信道估计方法的性能都要比LS算法，LMMSE算法的性能要好，但从前面的分析可知，这是以计算复杂度的增加为代价的。

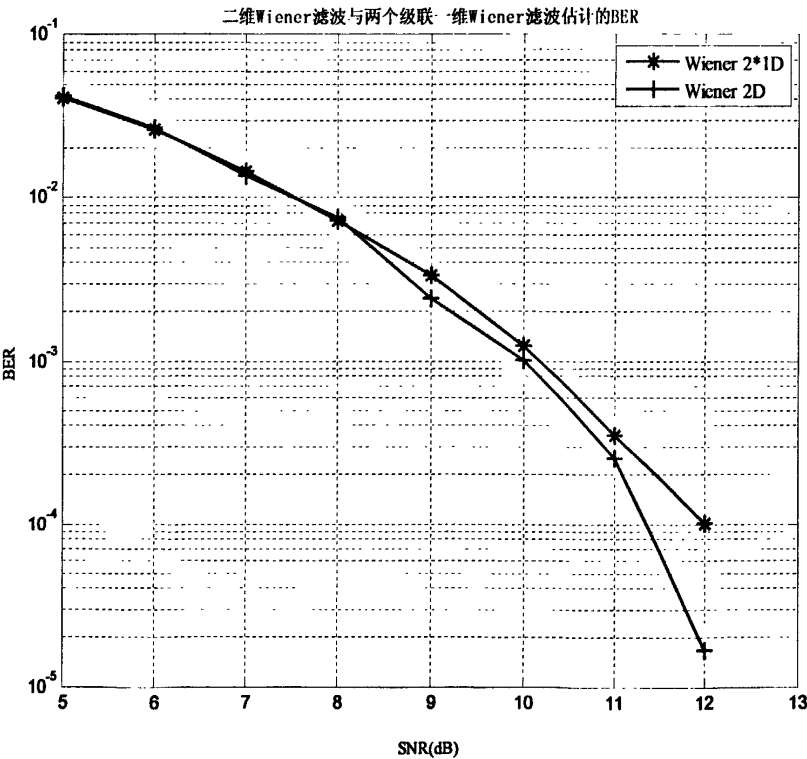


图3.5-2 基于二维Wiener滤波与基于两个级联的一维Wiener滤波估计方法的BER

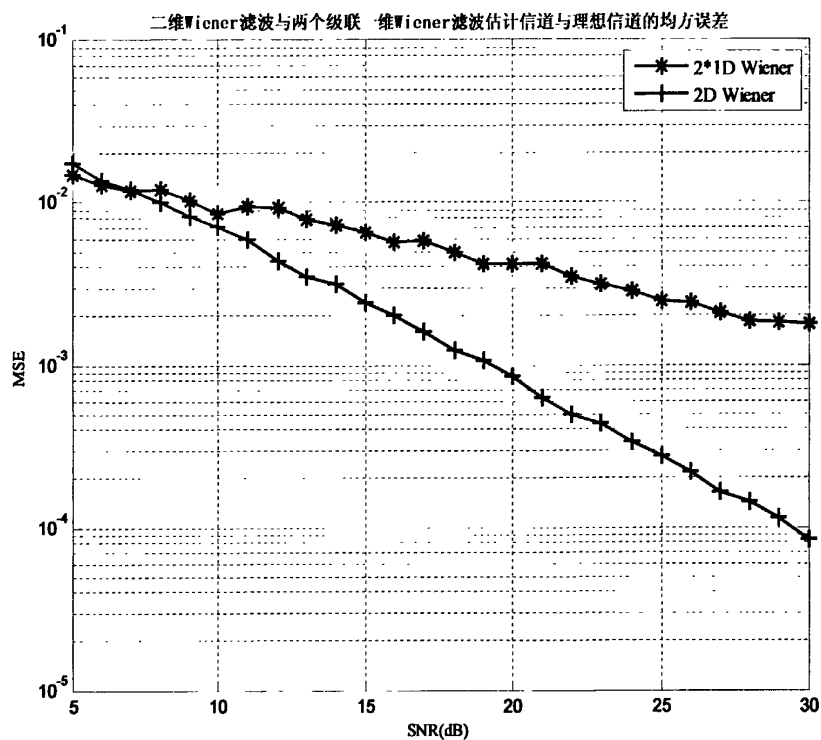


图3.5-3 基于二维Wiener滤波与基于两个级联的一维Wiener滤波估计方法的MSE

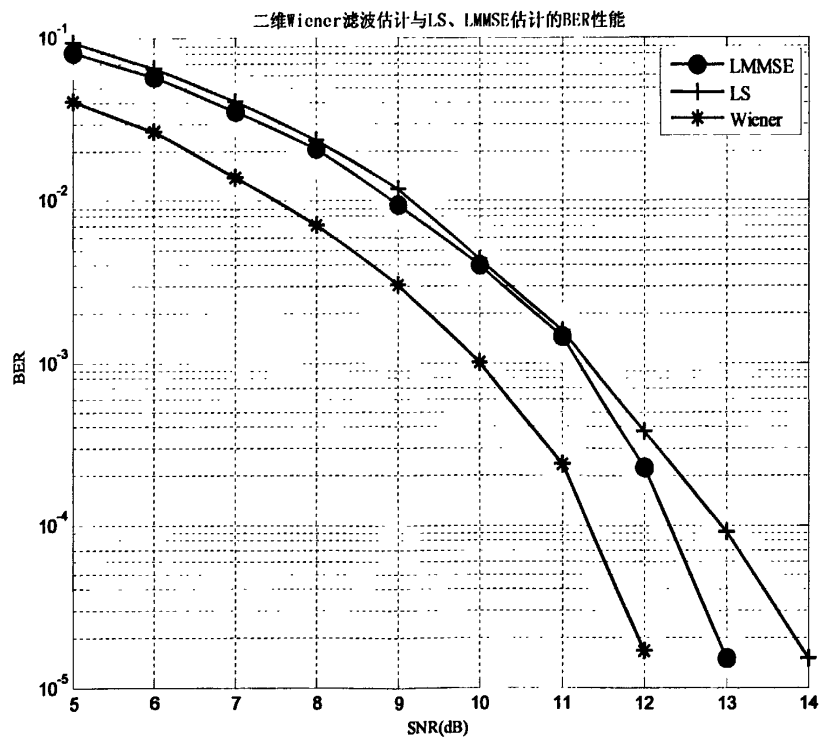


图3.5-4 基于二维Wiener滤波的信道估计与其他信道估计方法的BER

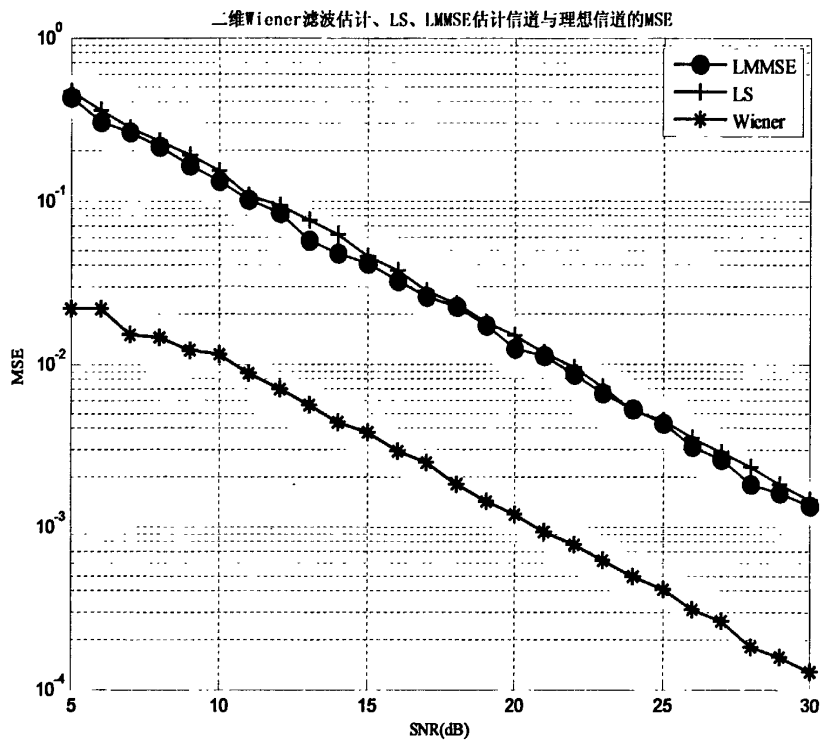


图3.5-5 基于二维Wiener滤波器的信道估计与其他信道估计方法的MSE

第四章 MIMO-OFDM 系统中的信道估计

MIMO-OFDM系统通过在发射端和接收端安装多个天线，并采用OFDM调制技术来线性地提高系统的信道容量。它具有比单纯的OFDM系统或单纯的MIMO系统更高的信道容量，可以满足4G通信对高传输速率、大系统容量的需求。由于MIMO-OFDM系统接收信号是由多个发射信号经过复杂的信道后相互叠加而成的，这就需要进行信道估计以恢复原始发射信号。因此，准确的信道估计在MIMO-OFDM系统中发挥着关键性的作用^[46-50]。

4.1 基于 MIMO-OFDM 系统的信道估计

在下面的内容中主要讲述了MIMO-OFDM系统中的三种信道估计方法，包括LS、LMMSE信道估计以及基于维纳滤波器的二维联合信道估计方法。本文主要以2×2 MIMO-OFDM系统为仿真基础，假设系统同步良好，且都采用Alamouti空时编码方案，其发射数据结构如图4.1-1所示。假设OFDM系统的总子载波数为2049，循环前缀长度设为 $1/8 \times 2048 = 256$ ，并且大于最大信道时延的长度以有效地抵抗ISI。符号速率为10MBaud。系统中信息数据一律采用QAM调制方式。导频符号采用BPSK调制，且发射功率为信息功率的1.5倍。仿真中假设发射天线与接收天线之间的信道为互不相关的多径瑞利衰落信道，并且各个发射天线的平均发射功率相同。

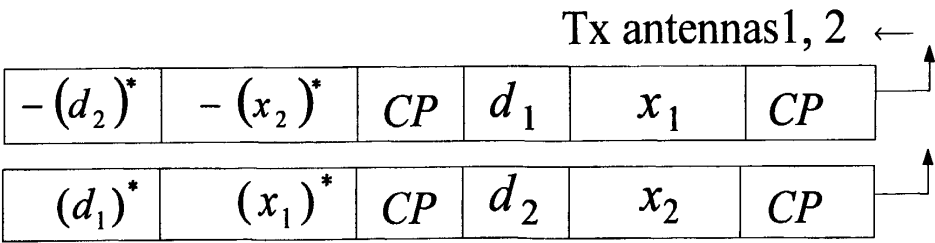


图4.1-1 MIMO-OFDM系统发射数据结构

导频位置处的信道估计有很多种方法，如LS估计，MMSE估计等。由于LS信道估计算法相对比较简单，所以在下面讨论的三种信道估计方法中，导频处的信道估计都采用应用最广泛的LS算法^[51-54]，并且假设频率选择性衰落信道在连续的

两个OFDM符号时间内保持不变。

信道部分：运用matlab软件进行仿真实现，仿真中无线信道采用多径瑞利衰落信道，其比特速率为10MBaud。信道的具体特性参数如下：

各径时延： h_{00} [0ns 110ns 190ns 410ns]

h_{10} [0ns 30ns 890ns 1500ns]

h_{01} [0ns 31ns 71ns 109ns 153ns]

h_{10} [200ns 0ns 280ns 350ns]

其四个信道的衰减分别为： h_{00} [0dB -9.7 dB -19.2 dB -22.8 dB];

h_{10} [-2.5 dB 0 dB -12.8 dB -15 dB]

h_{01} [0dB -1 dB -9dB -10dB -15dB]

h_{10} [0dB -19dB -22dB -17dB];

4.2 基于 LS 准则的频域信道估计

4.2.1 LS 算法介绍

我们假设 X_1 和 X_2 分别表示两个发射天线上的频域OFDM符号，则经过空时编码后变为：

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} X_1 & -X_2^* \\ X_2 & X_1^* \end{bmatrix} \quad (4.2.1)$$

然后经过 IFFT 变换到时域后，加入循环前缀，其循环前缀的长度必须大于最大信道时延的长度，此时发射 OFDM 符号的长度变为 $N + Pr$ 。其中 Pr 表示循环前缀的长度。上式中 X_1^* 和 X_2^* 分别表示 X_1 和 X_2 的共轭，在连续的两个码元时间内，编码后的信号分别通过两个发射天线发送出去，在第一个码元时间内， X_1 和 X_2 分别从两个发射天线发送，接着在第二个码元时间内， $-X_2^*$ 和 X_1^* 分别通过两个发射天线发送。

在接收端，接收到的信号经过去循环前缀、FFT变换后得到第一个接收天线在两个码元时间内的接收信号为：

$$\begin{aligned} Y_{01} &= H_{00}X_1 + H_{10}X_2 + N_1 \\ Y_{02} &= -H_{00}X_2^* + H_{10}X_1^* + N_2 \end{aligned} \quad (4.2.2)$$

其中 H_{00} , H_{10} 分别表示两个发射天线到第一个接收天线的信道系数, N_1 , N_2 表示高斯噪声。

从以上两式可以获得导频处的信道信息为：

$$\begin{aligned} H_{00} &= \frac{Y_{01}X_1^* - Y_{02}X_2}{|X_1|^2 + |X_2|^2} + \frac{N_2X_2 - N_1X_1^*}{|X_1|^2 + |X_2|^2} \\ H_{10} &= \frac{Y_{01}X_2^* + Y_{02}X_1}{|X_1|^2 + |X_2|^2} - \frac{N_2X_1 + N_1X_2^*}{|X_1|^2 + |X_2|^2} \end{aligned} \quad (4.2.3)$$

若两个天线的发射信号 X_1 和 X_2 相同, 将其表示为 X , 则以上两式可以简化为

$$\begin{aligned} H_{00} &= \frac{1}{2} \left(\frac{Y_{01}}{X} - \frac{Y_{02}}{X^*} + \frac{N_2}{X^*} - \frac{N_1}{X} \right) \\ H_{10} &= \frac{1}{2} \left(\frac{Y_{01}}{X} + \frac{Y_{02}}{X^*} - \frac{N_2}{X^*} - \frac{N_1}{X} \right) \end{aligned} \quad (4.2.4)$$

同理, 与第二个接收天线相关的信道也可以计算：

$$\begin{aligned} H_{01} &= \frac{Y_{11}X_1^* - Y_{12}X_2}{|X_1|^2 + |X_2|^2} + \frac{N_4X_2 - N_3X_1^*}{|X_1|^2 + |X_2|^2} \\ H_{11} &= \frac{Y_{11}X_2^* + Y_{12}X_1}{|X_1|^2 + |X_2|^2} - \frac{N_4X_1 + N_3X_2^*}{|X_1|^2 + |X_2|^2} \end{aligned} \quad (4.2.5)$$

式中, H_{01} , H_{11} 分别表示两个发射天线到第二个接收天线的信道系数。

接着, 用上面计算得到的信道矩阵 H_{00} , H_{10} , H_{01} , H_{11} 来进行均衡, 在两个码元时间, 第一个接收天线得到的两个信号为：

$$\begin{aligned} Z_{01} &= H_{00}D_1 + H_{10}D_2 + N_1 \\ Z_{02} &= -H_{00}D_2^* + H_{10}D_1^* + N_2 \end{aligned} \quad (4.2.6)$$

其中 Z_{01} 表示第一个接收天线在第一个码元时间的接收信号, Z_{02} 表示第一个接收天线在第二个码元时间的接收信号, D_1, D_2 表示两个天线上的发射信号, N_1, N_2 表示高斯噪声。

同理, 在两个码元时间内, 第二个天线上的接收信号为:

$$\begin{aligned} Z_{11} &= H_{01}D_1 + H_{11}D_2 + N_3 \\ Z_{12} &= -H_{01}D_2^* + H_{11}D_1^* + N_4 \end{aligned} \quad (4.2.7)$$

从以上四式经过计算可以恢复出原始信号:

$$\begin{aligned} D_1 &= \frac{H_{00}^*Z_{01} + H_{10}^*Z_{02}^* + H_{01}^*Z_{11} + H_{11}^*Z_{12}^*}{|H_{00}|^2 + |H_{01}|^2 + |H_{10}|^2 + |H_{11}|^2} \\ D_2 &= \frac{H_{10}^*Z_{01} - H_{00}^*Z_{02}^* + H_{11}^*Z_{11} - H_{01}^*Z_{12}^*}{|H_{00}|^2 + |H_{01}|^2 + |H_{10}|^2 + |H_{11}|^2} \end{aligned} \quad (4.2.8)$$

4.2.2 仿真分析

仿真采用两发两收的MIMO-OFDM系统, 假设系统同步良好, 采用的信道模型、OFDM总子载波数、符号速率以及调制方式等见本章首节所述。系统仿真时采用块状导频, 且每隔4个OFDM符号插入一列导频。图4.2-1为采用本节所讨论的LS信道估计方法时, 2×2 MIMO-OFDM系统在各种调制方式下的的误码率性能仿真图。从图中可以看出, 采用4QAM调制方式时的性能明显比采用8QAM和16QAM调制方式时的性能要好。图4.2-2为4QAM调制方式下, 2×2 , 1×2 , 2×1 MIMO-OFDM系统以及单天线OFDM系统的误码率性能仿真图。从图中可以看出, 在此信道条件下, 2×2 MIMO-OFDM系统的BER性能比 2×1 , 1×2 MIMO-OFDM以及单天线OFDM系统的性能都要好很多。

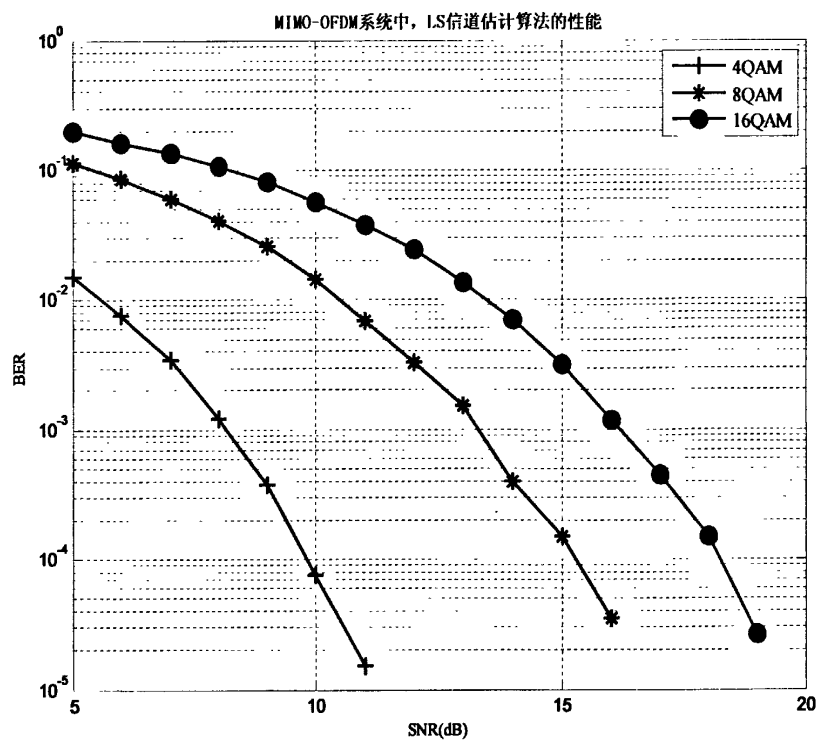


图 4.2-1 2*2 MIMO-OFDM 系统中, LS 估计采用不同的调制方式的性能比较

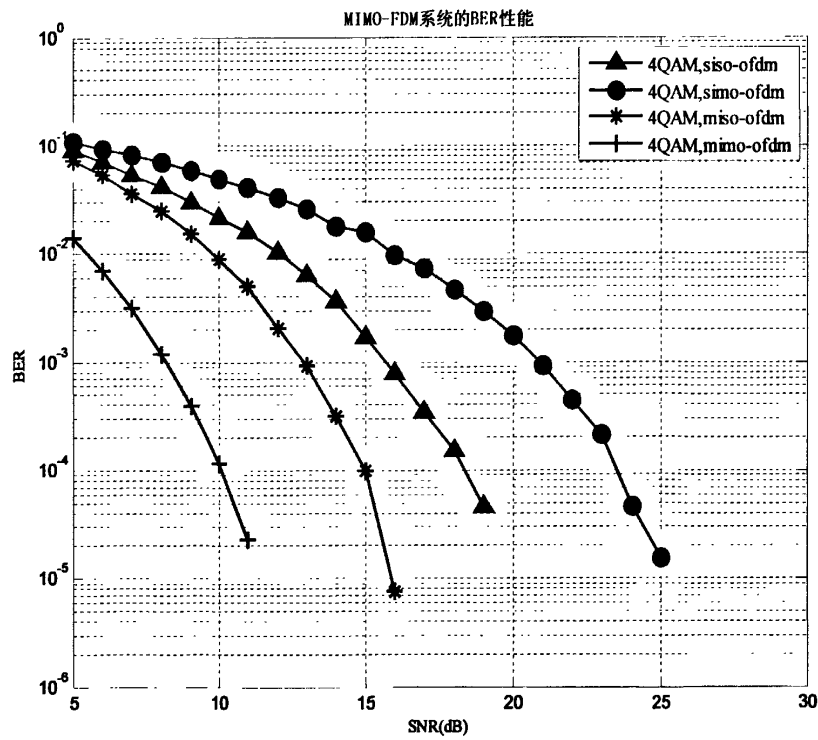


图 4.2-2 MIMO-OFDM 与 MISO-OFDM、SIMO-OFDM、SISO-OFDM 系统比较

4.3 基于 LMMSE 准则的信道估计

4.3.1 LMMSE 算法介绍

在OFDM系统接收端，将接收信号去掉循环前缀、FFT变换后，我们再采用基于导频的线性最小均方误差信道估计方法进行信道估计。在接收端，每个接收天线上的接收信号可以用 N 个并行相互独立的子信道来描述：

$$Y_k = X_k H_k + N_k \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (4.3.1)$$

式中 H_k 为第 K 个子载波上的信道频率响应，将其表示为矢量形式为

$$\mathbf{H} = [H_0, H_1, \dots, H_{N-1}]^T = DFT_N(\mathbf{h}) \quad (4.3.2)$$

其中 N_k 为第 k 个子载波上的噪声，其方差为 σ_n^2 ，其矢量表示形式为

$$\mathbf{N} = [N_0, N_1, \dots, N_{N-1}]^T = DFT_N(\mathbf{n}) \quad (4.3.3)$$

为分析方便起见，将式 (4.3.1) 改写成矩阵的表示形式：

$$\mathbf{Y} = \mathbf{X}\mathbf{F}\mathbf{H} + \mathbf{N} \quad (4.3.4)$$

式中 \mathbf{X} 为对角矩阵，其对角线上的元素为发送信息 \bar{X} ， \mathbf{F} 为 DFT 矩阵：

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} W_N^{00} & \dots & W_N^{0(N-1)} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \vdots & & \vdots \\ W_N^{(N-1)0} & \dots & W_N^{(N-1)(N-1)} \end{bmatrix} \quad (4.3.5)$$

$$\text{其中, } W_N^{nk} = \frac{1}{\sqrt{N}} e^{-j\frac{2\pi nk}{N}}$$

当 \mathbf{h} 具有高斯随机特性并与噪声矢量 \mathbf{n} 相互独立时，信道 \mathbf{H} 的基于最小均方误差 (MMSE) 准则的估计值为^[55]：

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{H}}_{MMSE} &= \mathbf{F} \mathbf{Q}_{MMSE} \mathbf{F}^H \mathbf{X}^H \mathbf{Y} \\ \mathbf{Q}_{MMSE} &= \mathbf{R}_{hh} \left[(\mathbf{F}^H \mathbf{X}^H \mathbf{X} \mathbf{F})^{-1} \sigma_n^2 + \mathbf{R}_{hh} \right]^{-1} (\mathbf{F}^H \mathbf{X}^H \mathbf{X} \mathbf{F})^{-1} \end{aligned} \quad (4.3.6)$$

其中 \mathbf{R}_{hh} 为时域信道矢量的自协方差矩阵。

4.3.2 仿真分析

仿真采用两发两收的MIMO-OFDM系统，假设系统同步良好，采用的信道模型、OFDM符号的总子载波数、符号速率以及调制方式等见本章首节所述。系统仿真时采用块状导频，且每隔4个OFDM符号插入一列导频。图4.3-1为在上述信道条件下，MIMO-OFDM系统中LMMSE信道估计方法在各种调制方式下的误码率性能仿真图。图4.3-2和图4.3-3分别为MIMO-OFDM系统中，LMMSE与LS信道估计方法采用4QAM调制方式时的误码率性能图以及两者与理想信道的均方误差性能图。从图中可以看出，无论在误码率性能还是均方误差性能方面，LMMSE估计都比LS估计优越，但同单天线OFDM系统一样，其复杂度也相对LS估计较高，对于 $N \times N$ 的矩阵 \mathbf{Q}_{LMMSE} 来讲，需要对其进行两次求逆，因此计算量非常大，并且在进行LMMSE信道估计时需要知道时域信道的自相关特性，因而使它的应用受到阻碍。所以在实际应用中LS估计方法更被广泛使用。

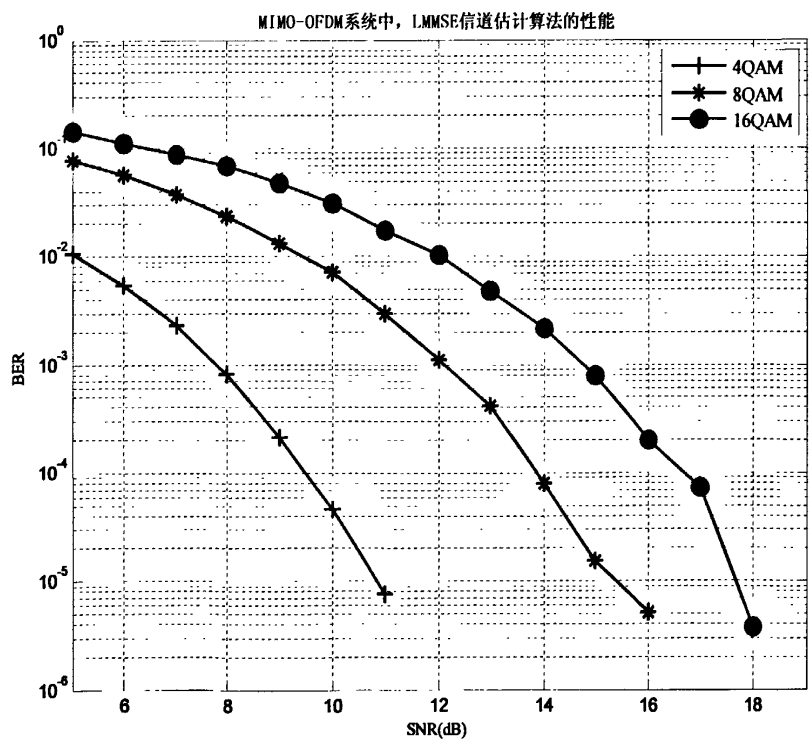


图4.3-1 MIMO-OFDM系统中，LMMSE信道估计算法BER性能

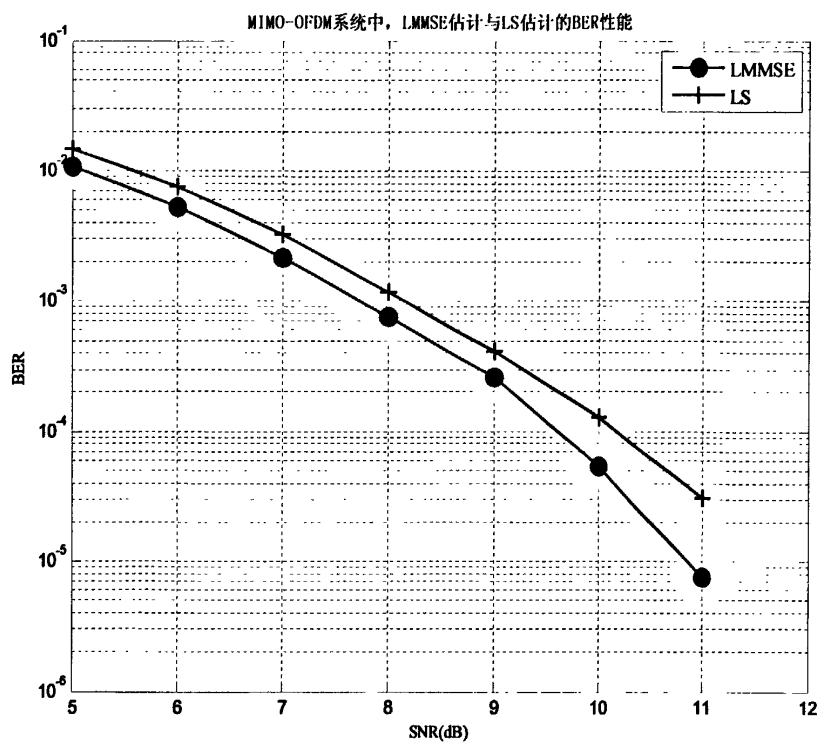


图4.3-2 MIMO-OFDM系统中, LMMSE估计与LS估计的BER性能

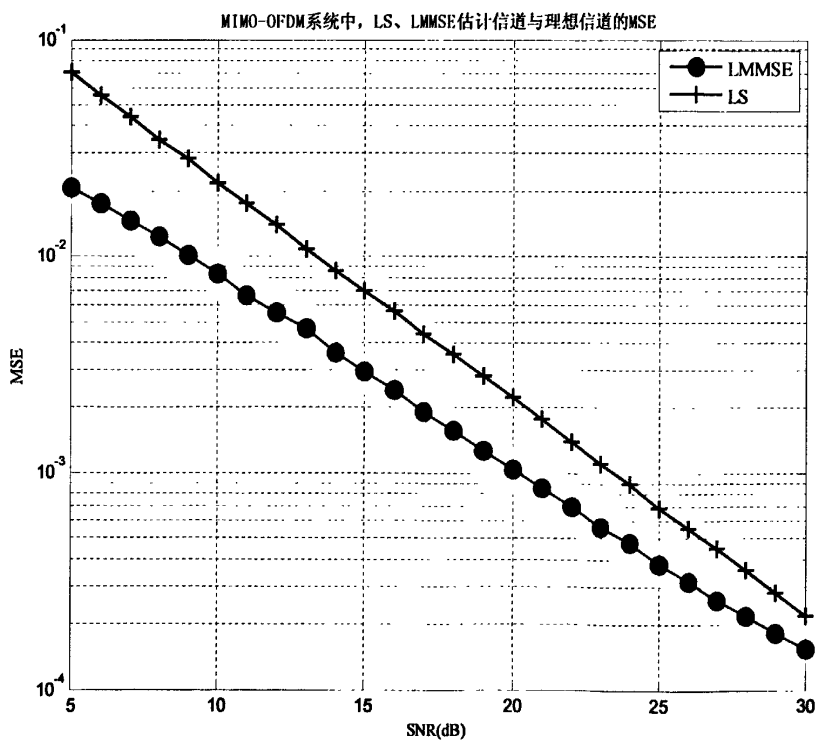


图4.3-3 MIMO-OFDM系统中, LMMSE估计与LS估计的MSE性能

4.4 基于 Wiener 滤波的二维联合信道估计

4.4.1 导频间隔与导频图案设计

本文采用时频二维矩形导频图案。假设系统的总带宽为 $32/7\text{ MHz}$ 。则子信道的带宽即子载波的间隔为 $\Delta F = 32/(7 \times 2049)\text{ MHz} = 2.2311\text{ kHz}$ ，我们知道，插入的二维导频符号应满足二维采样定理。在实际中，为降低系统同步误差，提高信道时变情况下的信道估计性能，并考虑到复杂度问题，导频插入间隔通常需要 2 倍过采样。也就是说，在频域方向，导频间隔 N_f 应满足：

$$\tau_{\max} \Delta F N_f \leq 1/4 \quad (4.4.1)$$

其中， τ_{\max} 为最大信道时延，本设计中取 $20\mu\text{s}$ 。将其代入上式可得， $N_f \leq 5.6$ ，因此可以选择 $N_f = 4$ 。

在时间方向，导频间隔 N_t 也应该满足：

$$f_d T_s N_t \leq 1/4 \quad (4.4.2)$$

其中， f_d 表示最大多普勒频移， T_s 表示每个导频符号的时长。

系统采用的载波频率为 $f_c = 800\text{ MHz}$ ，当移动台的移动速度为 200 km/h 时，代入公式 $f_d = v/\lambda = v f_c / c$ ，可得 $f_d = 148\text{ Hz}$ 。 T_s 为包括循环前缀的 OFDM 符号周期，由以上可知 $T_s = 504\mu\text{s}$ 。代入上式可得 $N_t \leq 3.34$ ，因此可以选择 $N_t = 3$ 。

由上面讨论，我们将本设计中导频插入的时间间隔和频率间隔定为：

$$N_f = 4, \quad N_t = 3 \quad (4.4.3)$$

即在频率方向每间隔 4 个子载波就插入一个导频，在时间方向每间隔 3 个 OFDM 符号插入一个导频。实际系统中在插入导频符号时，应尽量使一帧数据中的第一个 OFDM 符号与最后一个符号以及 OFDM 符号的第一个子载波和最后一个子载波都包含有导频符号，这样就可以保证每帧边缘位置的估计值比较准确。因此，在设计中，我们将在一帧中的第一个和最后一个 OFDM 符号中插入导频，中间间隔 3 个

OFDM符号插入一个导频符号；在OFDM符号的第一个和最后一个子载波也都插入导频，中间间隔4个子载波插入一个导频符号。插入导频图案如下图所示。

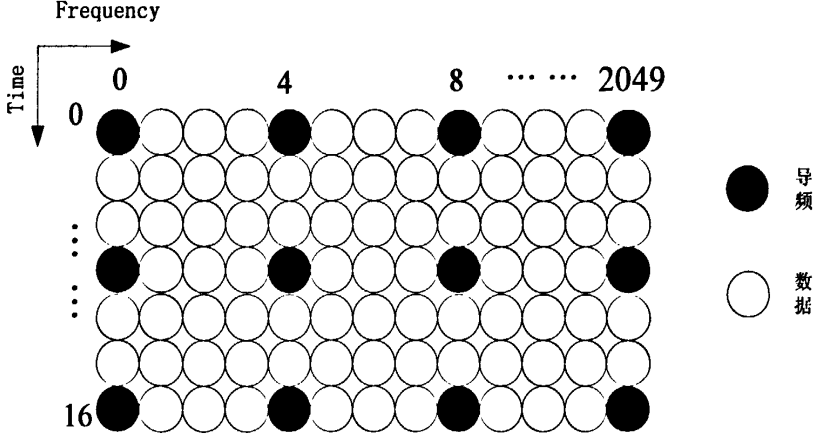


图 4.4-1 一帧数据中所有子载波的分配图案

在本文仿真设计中，综合考虑信道估计的均方误差性能和计算复杂度，因此选用36个抽头的二维Wiener滤波器，即内插阶数 $N_{\text{tap}} = 36$ 。

4.4.2 信道模型及相关函数

在本文中，我们假设信道的时延功率谱 $p(\tau)$ 服从负指数分布，多普勒功率谱 $S_D(f)$ 满足经典多普勒频谱。由前面的讨论知道，信道的离散频率互相关函数和离散时间互相关函数分别为：

$$\theta_{k-k'} = \frac{1}{1 + j2\pi(k-k')\tau_{\max}\Delta F_c}, \quad \theta_{l-l'} = J_0[2\pi f_d(l-l')T] \quad (4.4.4)$$

式中， τ_{\max} 为信道的最大时延扩展， ΔF_c 为OFDM系统中的子载波频率间隔， $J_0(x)$ 表示第一类零阶贝塞尔函数， f_d 表示最大多普勒频移， T 为包含循环前缀的OFDM符号的长度。 $k-k'$ 和 $l-l'$ 分别表示OFDM符号在频率方向的位置差和在时间方向的位置差。

4.4.3 Wiener 滤波器系数矩阵的计算

确定了信道模型、内插阶数之后，就该计算维纳滤波器系数矩阵了。

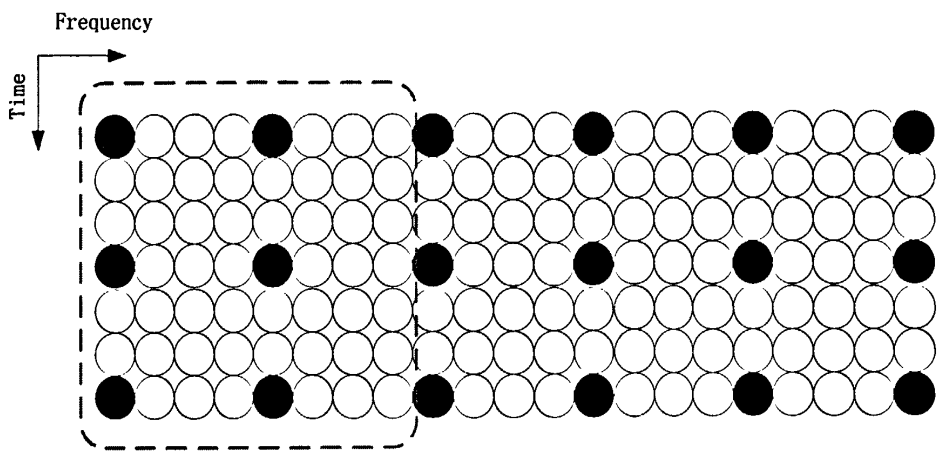
因为内插阶数选为36，而且内插过程中应该选择与当前导频模块最邻近的36

个导频符号进行内插。所以考虑本文采用的导频图案，根据当前导频模块与所用的36个导频符号的相对位置，可以分成三种情况：

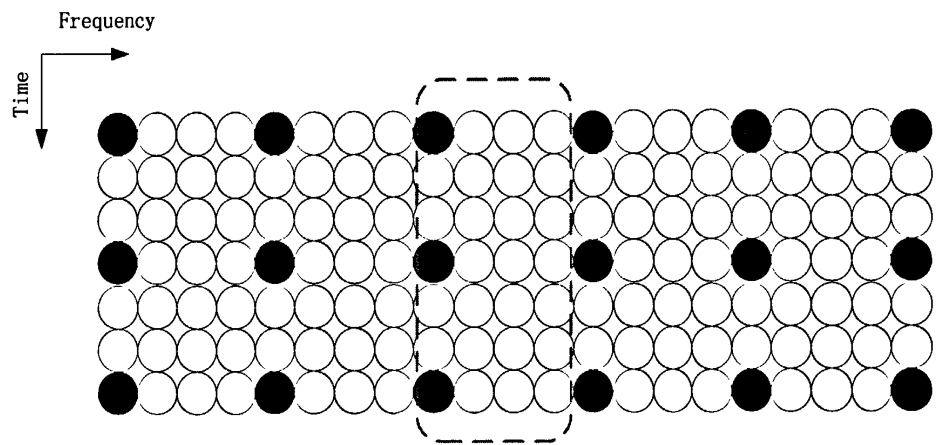
情况1：导频模块位于数据频带的最左边缘，如图4.4-2（1）；

情况2：导频模块位于数据频带的中间，如图4.4-2（2）；

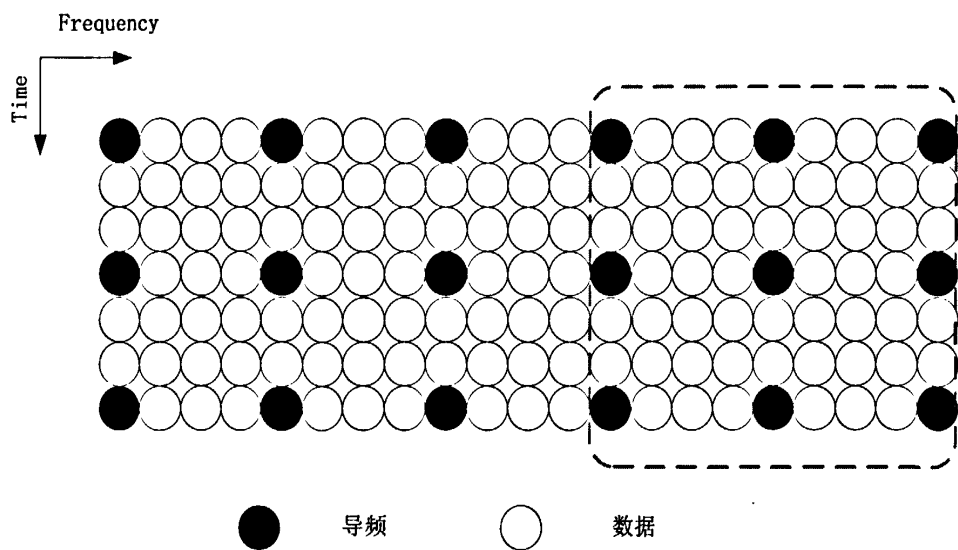
情况3：导频模块位于数据频带的最右边缘，如图4.4-2（3）。



(1) 左边缘导频模块



(2) 中间导频模块



(3) 右边缘导频模块

图4.4-2 内插导频模块与所用导频的相对位置

其中蓝框中的部分为一个估计导频模块。对于第一种情况，导频模块位于所有有效数据频带的最左边缘，其第一个导频 p_1 的子载波序号为1，是所有有效数据频带的第一个导频子载波。而第三种情况恰和第一种情况相反，导频模块则位于有效数据频带的最右边缘，其最后一个导频 p_{36} 的子载波序号为2049，是所有有效数据频带的最后一个导频子载波。其他部分都属于第二种情况。

由于要估计的导频模块和所用导频的相对位置不同，每种情况对应的内插系数也都不相同。而且，在这三种情况下需要估计的信道系数的个数也不同，第一种情况待估计位置有128个，第二种情况待估计位置有64个，而最后一种情况待估计位置有144个，因此，每种情况下的Wiener滤波系数矩阵的维数也不一样，加上数据符号周围的导频，第一种情况的系数矩阵的维数为 128×36 ，第二种情况的系数矩阵的维数为 64×36 ，第三种情况为 144×36 。

用上面的方法可以得到各个区间上的Wiener滤波系数矩阵，其中在第二种情况下，各个估计导频模块滤波系数矩阵相同。在使用时，只要将这些滤波系数矩阵和相应的导频处的信道估计值代入式（3.5.3）即可求解出当前导频模块中除导频之外的所有位置处的信道响应估计值。

4.4.4 仿真分析

仿真采用两发两收的MIMO-OFDM系统，假设系统同步良好，采用的信道模型、OFDM符号的总子载波数、符号速率以及调制方式等见本章首节所述。系统仿真采用方形导频模式，频率方向上导频插入间隔为4，时间方向上导频插入间隔为3。图4.4-3为在上述信道条件下，MIMO-OFDM系统中基于Wiener滤波器的二维信道估计方法在各种调制方式下的误码率性能仿真图。图4.4-3和图4.4-4分别为多普勒频移为 $f_d = 0$ 时，MIMO-OFDM系统中，基于Wiener滤波器的二维联合信道估计与LMMSE估计、LS估计在4QAM调制方式下的误码率性能图以及三种方法估计出的信道与理想信道的均方误差性能仿真图。

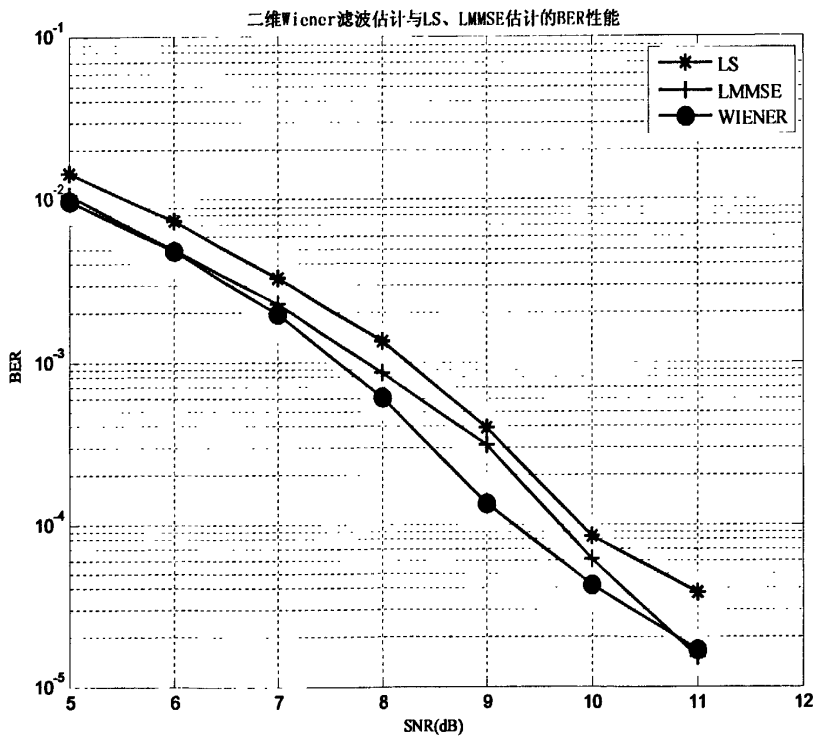


图 4.4-3 基于二维 Wiener 滤波的估计方法与 LS，LMMSE 估计性能（ $f_d = 0$ ）

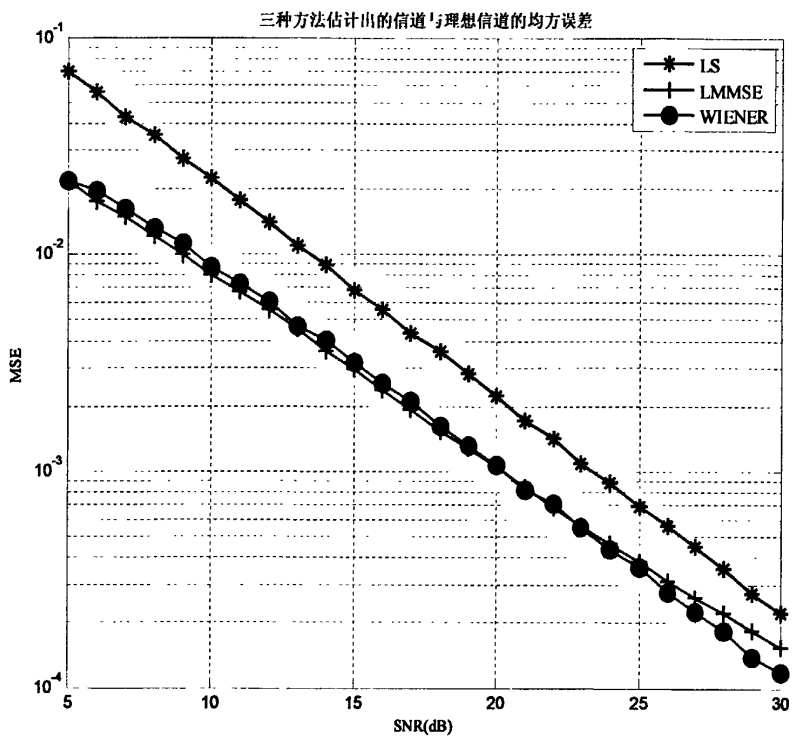


图 4.4-4 二维 Wiener 滤波估计与 LS，LMMSE 估计 MSE 性能（ $f_d = 0$ ）

图 4.4-5 为多普勒频移为 $f_d = 100\text{Hz}$ 时，基于 Wiener 滤波器的二维联合估计方法估计出的信道与理想信道的均方误差性能仿真图。从图中可以看出，在最大多普勒频移为 0Hz 的条件下，基于 Wiener 滤波器的二维联合信道估计方法与 LMMSE 估计的性能相近，且都比 LS 估计的性能好。但当最大多普勒频移为 100Hz 时，基于 Wiener 滤波器的二维联合信道估计方法的误码率性能明显比 LS 和 LMMSE 算法的性能要好，因此基于 Wiener 滤波器的二维联合信道估计器更能较好地抵抗多普勒频移的影响。

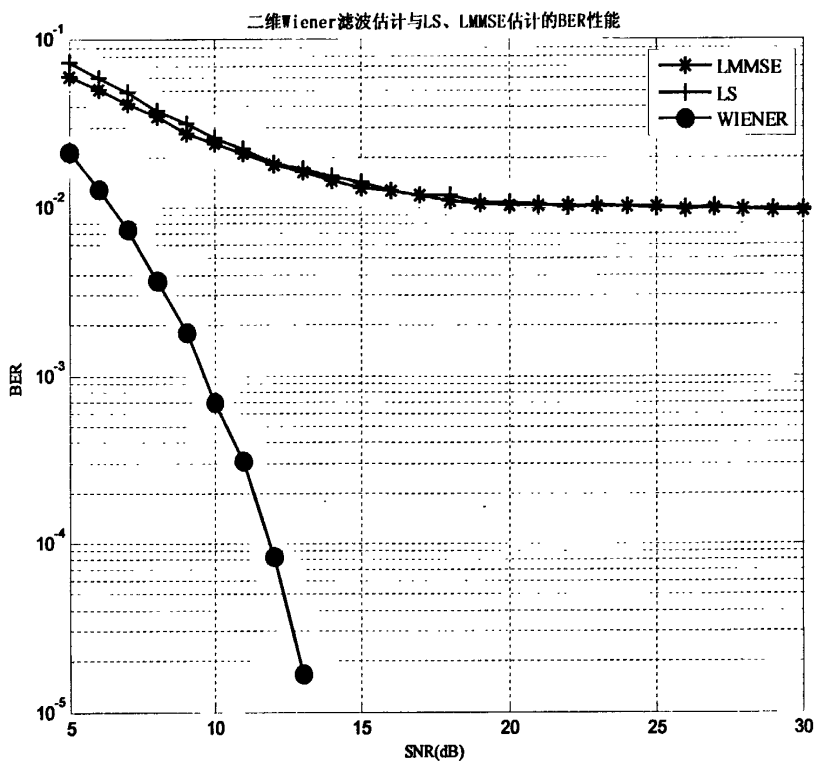


图 4.4-5 二维 Wiener 滤波估计与 LS, LMMSE 估计 BER 性能 ($f_d=100$)

4.5 基于两个级联的一维 Wiener 滤波的信道估计

从3.5节的分析可知，虽然采用二维Wiener滤波器实现了最小均方误差滤波。但需要知道信道的二阶统计特性，当子载波数目和导频数目比较多时，求解相关矩阵和矩阵的逆运算的计算量非常大，因此为了减小运算量，在实际中常采用两个级联的一维Wiener滤波器来进行信道估计，虽然性能有所降低，但大大减小了运算量，从而在性能和复杂度之间取得折中。基于两个级联的一维Wiener滤波器的信道估计方法的基本理论已在前面涉及到，本节不再赘述，本节基于MIMO-OFDM系统，对基于两个级联的一维Wiener滤波器的信道估计方法进行了仿真分析，并将其与基于Wiener滤波器的二维联合信道估计方法的性能进行了对比。

仿真采用两发两收的MIMO-OFDM系统，假设系统同步良好，采用的信道模型、OFDM总子载波数、符号速率以及调制方式等见本章首节所述。系统仿真采用

方形导频模式，频率方向上导频插入间隔为4，时间方向上导频插入间隔为3。图4.5-1为在上述信道条件下，MIMO-OFDM系统中基于Wiener滤波器的二维联合信道估计方法(36抽头)与基于两个级联的一维Wiener滤波器的信道估计方法(6*6)在4QAM调制方式下的误码率性能仿真图。图4.5-2为在4QAM调制方式下两种方法估计出来的信道与理想信道的均方误差性能仿真比较。从图中可以看出，在最大多普勒频移为0Hz的条件下，不论是从误码率性能方面还是从均方误差性能方面来看，基于Wiener滤波器的二维联合信道估计方法的性能都比基于两个级联的一维Wiener滤波器的信道估计方法的性能要好。

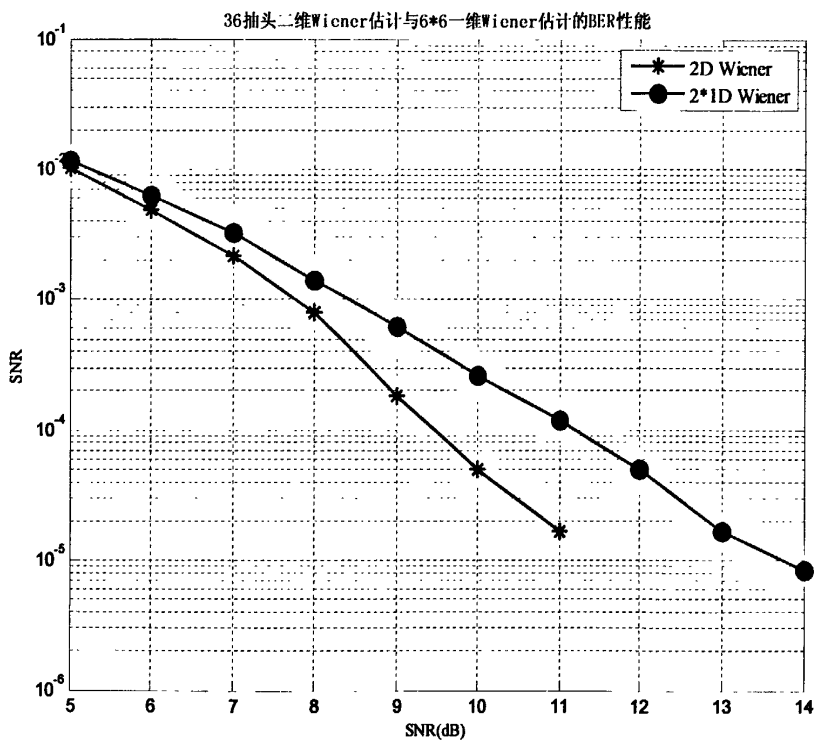


图 4.5-1 二维 Wiener 估计与两个级联一维 Wiener 估计的 BER 性能 ($f_d = 0$)

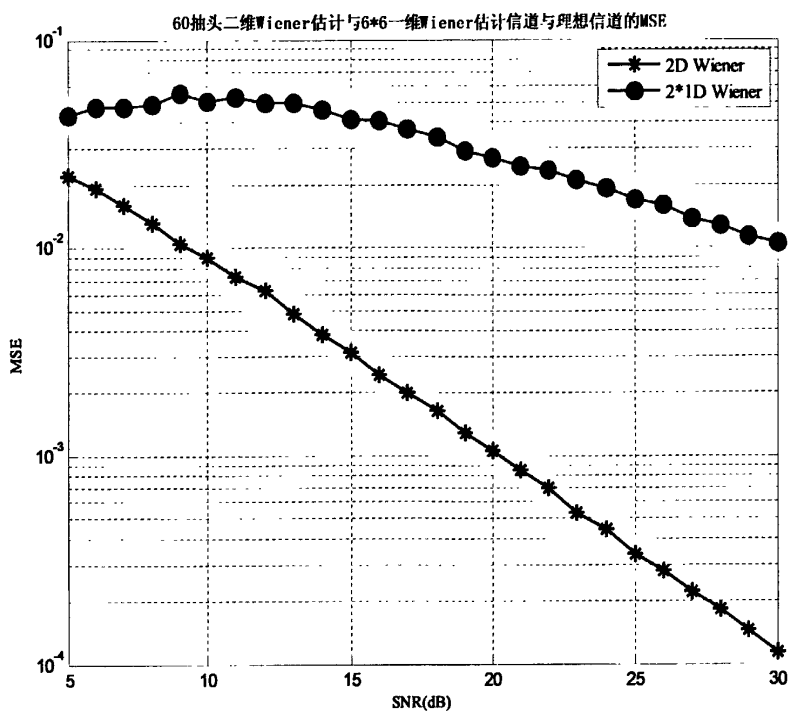


图 4.5-2 二维 Wiener 估计与两个级联一维 Wiener 估计的 MSE 性能 ($f_d = 0$)

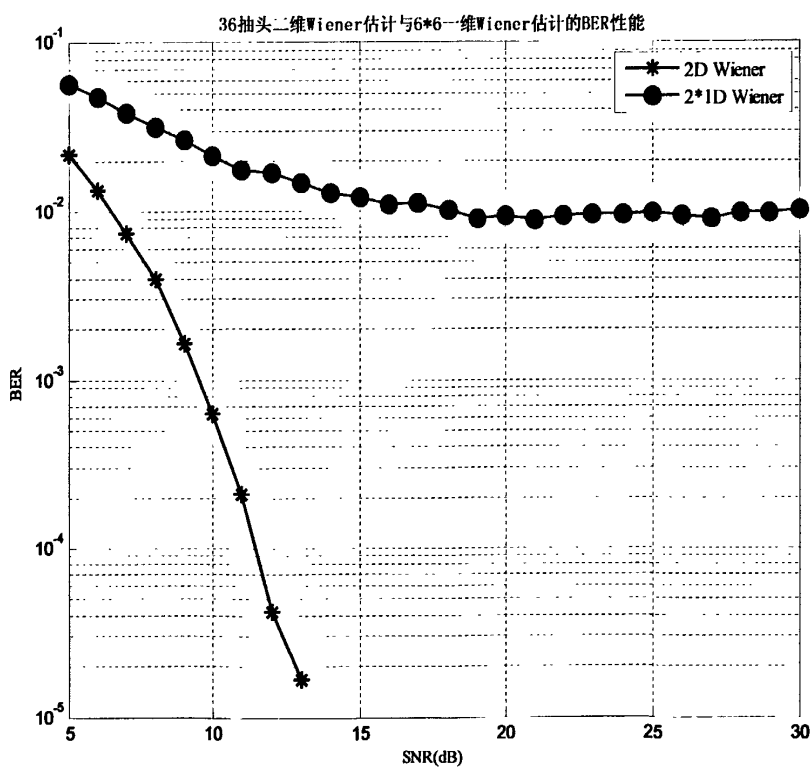


图 4.5-3 二维 Wiener 估计与两个级联一维 Wiener 估计的 MSE 性能 ($f_d = 100$)

图4.5-3为最大多普勒频移为 100Hz 时，MIMO-OFDM系统中基于Wiener滤波器的二维联合信道估计方法（36抽头）与基于两个级联的一维Wiener滤波器的信道估计方法（ $6*6$ ）在4QAM调制方式下的误码率性能仿真图。从图中可以看出，在最大多普勒频移为 100Hz 的条件下，两者性能相差更大，因此，与基于两个级联的一维Wiener滤波器的信道估计方法相比，基于Wiener滤波器的二维联合信道估计方法更适用于快衰落信道，更能准确地跟踪信道的时频变化。

第五章 总结与展望

最近几年是移动通信技术实现了飞越式发展的时期。移动通信行业迈入了3G新阶段。但是,随着通信用户的增加且逐渐趋于饱和,无线通信面临着新的挑战,移动通信的主要业务范围已由传统的单纯语音业务转向各种数据业务,对系统的带宽和通信质量以及速率的要求也越来越高。而3G技术仍然无法满足这一要求,因此4G通信引起了人们更多的关注。

OFDM是一种多载波调制技术,其高效的频谱利用率使其成为众望所归的4G通信的核心技术,而采用多天线的MIMO技术由于能够大幅度提高信道容量也引起了人们的广泛关注。MIMO-OFDM系统将两者结合在一起,实现优势互补,既有高效的频谱利用率,同时也能够克服多径效应带来的不利影响,因此成为人们研究的热点。移动通信系统的信道通常是具有时变性的多径衰落信道,为了能够在接收端精确地进行同步以恢复出发送信号,就需要知道信道的状态信息,因此信道估计是现代通信技术中不可或缺的技术。在MIMO-OFDM系统中,接收信息是由多个发射天线的信息经过复杂的信道后相互叠加而成的,因此信道估计较单天线OFDM系统复杂,但极为重要。

本文主要对MIMO-OFDM系统中的信道估计方法进行了研究。首先简要介绍了无线移动通信的发展历史。然后深入了解了MIMO-OFDM系统的基本结构以及无线通信中的信道传播模型。

接着研究分析了SISO-OFDM系统中的一些主要的信道估计方法,包括LS信道估计算法、LMMSE信道估计算法、基于Wiener滤波器的二维联合信道估计算法以及基于两个级联的一维Wiener滤波器的信道估计方法。通过仿真分析了各种估计方法的性能,并对各种方法的性能做了对比分析。

最后,在前人研究现状的基础上,对MIMO-OFDM系统中的各种信道估计方法进行了研究,并将一种基于Wiener滤波器的二维联合信道估计方法应用在MIMO-OFDM系统中,通过计算机仿真给出了其与MIMO-OFDM系统中其他信道估计方法在各种信道条件下的性能比较,包括误码率性能比较及与理想信道的均方误差性能比较。经过仿真分析,在多普勒频移为0Hz的情况下,此方法与LMMSE

信道估计算法的性能相近，且都比LS信道估计算法的性能要好。在多普勒频移比较大的情况下，此方法比LS、LMMSE信道估计算法的性能都要好，通过前面的分析可知，这是由于LS和LMMSE信道估计算法比较适用于准静态信道，而基于Wiener滤波器的二维联合信道估计方法更能较好地跟踪快衰落信道的信道特性，因此估计性能相对比较好。

由于时间限制和水平不足，本论文仅仅研究了2*2 MIMO-OFDM系统中基于导频的三种信道估计方法，对半盲信道估计方法以及盲信道估计方法尚未涉及到。在以后的工作中，希望能够进一步对盲及半盲信道估计方向做一些研究，将基于导频的信道估计方法与盲信道估计方法的性能做一下对比，并将其扩展到更多天线数的MIMO-OFDM系统中，分析各种信道估计算法的性能。

总之，MIMO-OFDM系统中的信道估计技术是一个较复杂但又极具意义的研究领域。随着移动通信技术的发展，MIMO-OFDM技术将会得到更加深入而且广泛的研究，并将在未来的通信系统中得到优异的发挥。

参考文献

- [1] Ye (Geoffrey) Li, Leonard J. Cimini, Jr, and Nelson R. Sollenberger, "Robust Channel Estimation for OFDM Systems with Rapid Dispersive Fading Channels", IEEE Transactions on communications, Vol. 46, No. 7, July 1998.
- [2] Jae Kyoung Moon and Song In Choi, "Performance of Channel Estimation Methods for OFDM Systems in Multipath Fading Channels", IEEE Transactions consumer electronics, Vol. 46, No. 1, February 2000.
- [3] K. Ishihara, Y. Takatori, S. Kubota and M. Umehira, "Comparison of SCFDE and OFDM with Adaptive Modulation and Coding in Nonlinear Fading Channel", Electronics Letters, Vol. 43, No. 3, Feb. 2007.
- [4] 王萍, 朱琦, 阎海亮, 基于 IEEE 802. 16e 的 MIMO-OFDM 系统的信道估计, 南京邮电大学学报, Vol. 26, No. 4, Aug. 2006.
- [5] 熊明玥, MIMO-OFDM 系统中的信道估计算法, CHINA New Telecommunications, pp. 46-48, March 2009.
- [6] 何奇文, 苏建欢, 邹琦萍, MIMO-OFDM系统的信道估计算法, 科技信息, 88-93.
- [7] Michele Morelli and Umberto Mengali, "A Comparison of Pilot-Aided Channel Estimation Methods for OFDM Systems", IEEE Trans, Vol. 49, No.12, Dec. 2001.
- [8] Ove Edfors, Magnus Sandell, Jan- Jaap van de Beek, Sarah Kate Wilson and Per Ola Borjessonl, "OFDM Channel Estimation by Singular Value Decomposition", IEEE, pp. 923-927, 1996.
- [9] 杜岩, 张永生, 王新征, 基于辅助数据的 SC-FDE 系统频域 LS 信道估计, 电子与信息学报, Vol. 29, No. 4, Apr 2007.
- [10] A. Chini, Y. Wu, M. El-Tanany, and S. Mahmoud, "Filtered Decision Feedback Channel Estimation for OFDM-based DTV Terrestrial Broadcasting System", IEEE Trans Broadcasting, Vol. 44, Mar.1998.

- [11] Luciano Sarperi, Xu Zhu, and Asoke K. Nandi, "Blind OFDM Receiver Based on Independent Component Analysis for Multiple-Input Multiple-Output Systems", IEEE. Trans on wireless communications, Vol. 6, No. 11, Nov. 2007.
- [12] Marco Luise, Ruggero Reggiannini, and Giorgio M. Vitetta, "Blind Equalization/Detection for OFDM Signals over Frequency-Selective Channels", IEEE Journal on Selected areas in communications, Vol. 16, No. 8, October 1998.
- [13] G. J. Foschini and M. J. Gans, "On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas", Wireless Personal Communications, Vol. 6, pp. 315-335, Mar. 1998.
- [14] Yen-Chih Chen and Yu T. Su, "MIMO Channel Estimation in Correlated Fading Environments", IEEE Transactions on wireless communications, Vol. 9, No. 3, March 2010.
- [15] Siavash M. Alamouti, "A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications", IEEE Journal on Select Areas in Communications, Vol. 16, No. 8, Oct. 1998.
- [16] 尹长川, 多载波宽带无线通信技术, 北京邮电大学出版社, 2004 年 7 月.
- [17] 王文博, 郑侃, 宽带无线通信OFDM技术, 人民邮电出版社.
- [18] 刘鲁平, 唐金花, 陈文正, 陈偕雄, SC-FDE、OFDM和SC-TDE三种系统的性能比较研究, 科技通报, Vol. 24, No. 4, July 2007.
- [19] 刘翔宇, 郑建宏, 基于4G关键技术的OFDM及SC-FDE研究, 通信技术, Vol. 41, No. 06, 2008.
- [20] V. Tarokh, N. Seshadri and A. R. Calderbank, "Space-time Block Codes for High Data Rate Wireless Communications: Performance, Criterion and Code Construction", IEEE Tran. on Info. Theory, Vol. 44, pp. 744-765, Mar 1998.
- [21] Parul Garg, Ranjan K. Mallik and Hari M. Gupta, "Performance Analysis of Space-time Coding with Imperfect Channel Estimation", IEEE Transactions, Vol. 4, No. 1, January 2005.

- [22] Siavash M. Alamouti, "A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications", IEEE Journal on Select Areas in Communications, Vol. 16, No. 8, Oct. 1998.
- [23] E. Telatar, "Capacity of Multi-antenna Gaussian Channels", Euro. Trans. Telecomm, Vol. 10, pp. 585-595, Nov. 1999.
- [24] Xiaohong Meng and Jitendra K. Tugnait, "MIMO Channel Estimation Using Superimposed Training", IEEE Communications Society, pp.2663-2667, 2004.
- [25] M. Jiang, T. Lestable and Y. Cho , "Iterative MIMO Channel Estimation for Next Generation Wireless Systems", IEEE Communications Society, pp. 3169-3173, 2007.
- [26] Jean-Philippe Javaudin¹, Yiqi Jiang², "Channel Estimation in MIMO OFDM/OQAM", IEEE, pp. 266-270, 2008.
- [27] Chaoyod Pirak, Z. Jane Wang, K. J. Ray Liu, Somchai Jitapunkul, "Adaptive Channel Estimation Using Pilot-Embedded Data-Bearing Approach for MIMO-OFDM Systems", IEEE Transactions on Signal Processing, Vol. 54, No. 12, December 2006.
- [28] Rohit Negi and John Cioffi, "Pilottone Selection for Channel Estimation in a Mobile OFDM System", IEEE Transactions on Consumer Electronics, Vol. 44, No. 3, August 1998.
- [29] M. H. Shariat, M. Biguesh and Saeed Gazor, "Optimal Training Sequence for Wireless MIMO Channel Estimation", IEEE Communications, pp. 332-335, 2008.
- [30] Yang Feng, Zhang Yu, Song Jian, Pan Changyong, Yang Zhixing, "An EM-Based Time-Domain Channel Estimation Algorithm Using a priori Information", IEICE Transactions on Communications, Vol. 91, No. 9, 2008.
- [31] Che-Shen Yeh, Yinyi Lin, and Yiyan Wu, "OFDM System Channel Estimation Using Time-Domain Training Sequence for Mobile Reception of Digital Terrestrial Broadcasting", IEEE Trans, Vol. 46, No. 3, Sep. 2000.
- [32] Deva K. Borah and Brian D. Hart, "Frequency-selective Fading Channel Estimation

- with a Polynomial Time-varying Channel Model”, IEEE Transactions, Vol. 47, No. 6, June 1999.
- [33] Changho Suh, Chan-Soo Hwang, and Hokyu Choi, “Comparative Study of Time-Domain and Frequency-Domain Channel Estimation in MIMO-OFDM Systems”, IEEE, pp. 1095-1099, Nov. 2003.
- [34] Qian Zhao and Zhaohua Zeng, “An Improved LS Time Domain Channel Estimation Algorithm Based on MIMO-OFDM System”, IEEE Conferences, Vol. 1, pp. 735-738, 2009.
- [35] Fatin Said and Hamid Aghvami, “Linear Two Dimensional Pilot Assisted Channel Estimation for OFDM Systems”, Telecommunications, pp. 1845-1848, March 1998.
- [36] Frieder Sanzi and Joachim Speidel, “An Adaptive Two-dimensional Channel Estimation for Wireless OFDM with Application to Mobile DVB-T”, IEEE Transactions on broadcasting, Vol. 46, No. 2, June 2000.
- [37] M. Julia FernBndez-Getino Garcia, Josk M. PBez-Borrallo, Santiago Zazo, “DFT-based Channel Estimation in 2D-pilot-symbol-aided OFDM Wireless Systems”, IEEE, pp. 810-814, 2001.
- [38] Guixia Kang, Martin Weckerle, Elena Costa, “Space Time Joint Channel Estimation in Filtered Multitone Based Multicarrier Multibranch Systems”, IEEE Communications Society, pp. 1844-1849, 2004.
- [39] Christian Sgraja and Jurgen Lindner, “Estimation of Rapid Time-Variant Channels for OFDM using Wiener Filtering”, IEEE, pp. 2390-2395, 2003.
- [40] Hye Mi Park and Jae Hong Lee, “Estimation of Time-Variant Channels for OFDM Systems Using Kalman and Wiener Filters”, IEEE Vehicular Technology Conference, pp. 1-5, 2006.
- [41] Peter Hoeher, Stefan Kaiser, and Patrick Robertson, “Two-dimensional Pilot-symbol-aided Channel Estimation by Wiener Filtering”, IEEE, pp. 1845-1848, 1997.

- [42] Gunther Auer, "Pilot-Symbol Aided Channel Estimation by Wiener Filtering for OFDM Systems with Multiple Transmit Antennas", IEEE International Conference, pp. 6-10, 2004.
- [43] 杨绿溪, 现代数字信号处理, 科学出版社, 2007.
- [44] 高杰, 吴杨虹, 利用维纳滤波进行OFDM信号的信道估计, 哈尔滨理工大学学报, Vol. 10, No. 3, Jun. 2005.
- [45] Yun Rui, Mingqi Li, Xiaodong Zhang, Lin Tang, Songlin Feng, "A Noise Variance Optimization Method for 2x1-Dimensional Wiener Filtered Channel Estimation", IEEE Communications Society, pp. 232-236, 2007.
- [46] P. Marques, A. Gameiro, "Uplink MIMO Channel Estimation for Beyond 3G Systems", IEEE International Conference, pp.203-207, 2004.
- [47] Matthias Stege, Peter Zillmann, Gerhard Fettweis, "MIMO Channel Estimation with Dimension Reduction", IEEE, pp. 417-421, 2002.
- [48] Siyang Liu, Feifei Wang, Junyang Shen, and Yuanan Liu, "Model Assisted Time-Varying MIMO Channel Estimation", IEEE Communications and Networking, pp.533-537, Aug. 2008.
- [49] Masatsugu Higashinaka, Hiroshi Kubo, Akihiro Okazaki, "Channel Estimation with Interference Cancellation for a MIMO Receiver Using Iterative Equalization and Decoding", IEEE, pp. 1-5, Sept. 2008.
- [50] David Gesbert, Marios Kountouris, Robert W. Heath Jr, Chan-Byoung Chae, and Thomas Sälzer, "Shifting the MIMO Paradigm", IEEE Signal Processing Magazine, pp. 36-46, 2007.
- [51] Ebrahim Karami, "Tracking Performance of Least Squares MIMO Channel Estimation Algorithm", IEEE Transactions on communications, Vol. 55, No. 11, November 2007.
- [52] 陈昌海, 尹长川, "MIMO-OFDM系统中LS信道估计改进算法研究", Science and Technology Innovation Herald, No. 04, pp. 192-193, 2008.
- [53] 刘春娟, 基于二维导频的OFDM系统信道估计的研究与实现, 上海交通大学

学.

- [54] Shanshan Shao, Weihong Zhu and Shixin Yang, "Comparison of OFDM and SC/FDE with Modified LS Channel Estimator in MIMO Channels", IEEE. WiCOM, pp. 1-4, June 2010.
- [55] Jun Wang, Shaoqian Li, and Hui Hao, "Soft-output MMSE MIMO Detector Under MMSE Channel Estimation", IEEE, pp.233-236, 2008.

致 谢

在毕业论文完成之际，谨向所有关心、帮助、支持我的老师们和同学们致以由衷的谢意！

首先要感谢我的导师朱维红副教授。在研究生学习期间，朱老师给了我最多的指导、最有效的帮助和最悉心的支持。从设计的开题、研究课题的展开、以及最后的定稿，朱老师都倾注了大量的时间和精力，一直给予我不尽的鼓励、耐心的指导以及有效的建议和帮助，让我拥有克服困难的决心和勇气。朱老师严谨的治学态度、求实创新的指导思想以及渊博的学识和扎实的理论功底时刻影响着我。而热情真诚、朴实正直、豁达开朗、平易近人的个人品德更是我学习做人的榜样。

同时感谢实验室所有的师兄、师姐、师弟和师妹们，正是你们营造出这样浓厚的学习氛围，才使我养成了良好的学习习惯；也正是由于有你们交流讨论，才会有我学习和研究的进步。真诚感谢你们在我的学习和生活中所给与的支持和帮助。

特别感谢我的父母和家人，他们始终在我成长的道路上给予我无私的关爱，给予我始终如一的关心和支持，激励我在挫折面前勇敢面对，在成功面前继续奋斗。

最后，衷心地感谢在百忙之中参加毕业论文评审和答辩的各位专家老师，谢谢你们！

邵珊珊

2011年 4 月 20 日

在校期间发表的论文、科研成果等

- [1] Shanshan Shao, Weihong Zhu and Shixin Yang, "Comparison of OFDM and SC/FDE with Modified LS Channel Estimator in MIMO Channels", IEEE. WiCOM, pp. 1-4, June 2010.
- [2] Yang, Shi-Xin, Zhu, Wei-Hong and Shao, Shan-Shan. "Trellis Pre-coding in Filtered Multitone Modulation System." The 2nd International Conference on Information Science and Engineering, vol.5, pp.4187-4190, 2010.

学位论文评阅及答辩情况表

论文评阅人	姓 名		专业技术 职 务	是否博导 (硕导)	所在单位	总体评价※	
	匿名					优	
	马丕明		副教授	是	山东大学信息学院	优	
答辩委员会成员	姓 名		专业技术 职 务	是否博导 (硕导)	所 在 单 位		
	主席	赵捷	教授	是	山东师范大学		
	委 员	江铭炎	教授	是	山东大学 信息学院		
		马丕明	副教授	是	山东大学 信息学院		
		仲英济	副教授	是	山东大学 信息学院		
		朱雪梅	副教授	是	山东大学 信息学院		
答辩委员会对论文的 总体评价※		B	答辩秘书	程天天	答辩 日期	2011.5.21	
备注							

※ 优秀为“A”；良好为“B”；合格为“C”；不合格为“D”。

作者：[邵珊珊](#)
学位授予单位：[山东大学](#)

本文读者也读过(9条)

1. [于洋](#) [MIMO信道估计研究及发射机的DSP实现](#)[学位论文]2011
2. [朱锦](#) [基于导频的OFDM信道估计](#)[学位论文]2010
3. [杜宏伟](#) [OFDM系统中信道估计导频插值算法的研究](#)[学位论文]2011
4. [邵利军](#) [高速移动环境无线信道估计研究](#)[学位论文]2011
5. [贺杰](#) [数字电视融合方案信道估计与均衡的仿真与FPGA验证](#)[学位论文]2007
6. [郭磊](#) [OFDM系统信道估计技术研究](#)[学位论文]2010
7. [徐文颖](#) [MIMO-OFDM系统信道的插值和半盲估计](#)[学位论文]2008
8. [熊聪](#) [V-BLAST系统近似最优检测算法研究](#)[学位论文]2010
9. [张烨](#) [基于OFDM系统的信道估计算法研究](#)[学位论文]2011

本文链接：http://d.wanfangdata.com.cn/Thesis_Y1938394.aspx