

摘 要

为了支持高速率的无线数据业务,当前的第三代移动通信系统(3G)以及未来的第四代移动通信系统(4G)采用大量的自适应技术,如自适应调制编码。这些技术需要当前的或者后来的信道信息作为辅助。TDD系统中根据上下行链路的可逆性,直接取上行链路的信道状况为下行服务,但这种方式只能限制在TDD模式中而且受物体移动速度的限制;另一种获得信息的方法就是链路反馈方式即移动端将接收到的信道信息反馈给基站端,这种方式开销较大而且受限于反馈时延。由此可见信道预测在无线数据业务中将起到很重要的作用,对信道预测算法的研究也成为当前研究的一个重要方面。

本论文的工作主要集中与移动通信信道预测相关方面的研究,如信道模型、信道估计和预测算法等。本论文主要分为三个部分:

第一个部分首先介绍信道传播机制和信道衰落特性,然后在此基础上分析比较了当前的三种信道模型,并从信道的自相关、互相关等二阶矩特性角度仿真验证这三种信道模型;

第二部分主要研究信道估计算法以及分析估计误差来源。基于参考信号的信道估计主要依靠插入固定已知的训练序列来实现。当前存在的2G、3G系统以及无线局域网普遍支持采用训练序列进行信道估计的方法。由于3G系统中FDD模式CDMA系统可以分配独立的码道传输训练序列,接收端通过解扩就可以获得信道信息。本论文研究信道估计算法的重点为具有时分复用特性的系统,在时间段上插入训练序列。论文概括介绍了两种经典的信道估计算法,并分析了估计误差来源。

根据本论文对估计误差的分析,设计了一种新的信道估计算法。在发射端利用伪随机序列设计训练序列,在接收端利用码的正交性进行信道估计。此估计算法最大可能地抑制加性噪声对估计的影响,性能接近理想信道估计。

第三部分是本文的核心,讨论频率非选择性和频率选择性衰落信道下信道预测算法。当前业界的研究主要集中在频率非选择性衰落信道,此部分首先汇总讨论了具有代表性的算法,对这些算法进行了详细的性能分析和仿真。

在移动通信环境下,随着数据速率的提高,无线传输系统的频谱带宽不断增大,一般情况下无线信道都表现出频率选择性。论文对频率选择性衰落信道的预测算法进行了重点研究,提出一种在变换域进行信道预测的思想。根据这个思想,论文提出两种变换域信道预测算法。第一种就是频域信道预测算法,此算法是根据所有频率信道

响应分量具有相同的相关性这个特点设计的,可概述为先任意选择一个或者几个频率分量,然后计算这几个频率分量的预测系数,平均这些预测系数以降低噪声对系数的影响,再利用平均预测系数计算所有频率分量的未来信道响应。此算法大幅度降低了运算复杂度而且保证了预测性能。第二种就是基于正交码域变换的信道预测算法,此算法同样依据信道的所有正交码分量具有相同的相关性特点设计得来的。操作可概述为任意选择某几个正交分量后计算这些分量的预测系数,然后平均这些系数,接着利用这个平均系数计算所有正交分量的未来信道响应,最后再通过反变换得到所需要的时域或者频域的信道响应。此算法操作时同样权衡了预测性能和运算复杂度。从复杂度和性能两个角度,这两种算法的提出为信道预测在未来无线移动高速率数据传输系统中的应用奠定了很好的基础。

关键字: 信道预测、信道估计、衰落信道、信道模型

ABSTRACT

In order to support high-rate data service in higher carrier frequency and more bandwidth, current third generation and future four generation system are bound to employ a great many adaptive techniques, which needs current or future channel status information (CSI). In TDD-mode system, due to the reciprocal characteristic of uplink and downlink channels, the CSI received in the uplink can be utilized for downlink CSI, which is limited by TDD mode and the mobile's velocity. The other method——link feedback method, which is that the terminals feedback the CSI to the base station, has more overhead and the limitation of feedback delay. So channel prediction will do more work in high-rate data service and the research on channel prediction is becoming a focus.

The paper focuses on the research on the corresponding aspects of channel prediction, such as channel model, channel estimation and prediction algorithm and so on. According to this, the paper is composed of three parts:

The first part first introduces the channel propagation mechanism and the channel fading characteristic, then analyzes the current three channel models based on the channel characteristics and verifies these channel model with the respect of channel auto-correlation, cross-correlation and so on, which is prepared for the following channel estimation and prediction researches.

The second part is to study channel estimation algorithm and analyze the source of estimation error. In current 2G, 3G communication systems and wireless local network system, channel estimation schemes are popular. So channel estimation method is of much importance in current systems. Due to allocationg code channel for training sequence in FDD-mode 3G system, the receiver can obtain channel information through simple de-spreading operation. So the focus in this part is on time-duplex-multiplex systems. In this part, two classic channel estimation algorithms are described and their error performances are analyzed.

A new channel estimation algorithm is designed based on the error analysis. The main idea is that the transmitter generates training sequence with pseudo-random code sequence and the receiver makes full use of code orthogonality to estimate channel response. This algorithm minimizes the effect of additional noise on channel estimation and achieves the performance close to ideal channel estimation.

The third part is our kernel, discussing channel prediction algorithm in frequency non-selective and frequency selective channel fading channel. The so-far research concentrates on the case of frequency non-selective fading channel. The paper first summarizes the typical algorithms and thoroughly analyzes and simulates these algorithms.

In mobile communication environment, the spectrum bandwidth for wireless transmission increases with the increase of data rate. The propagation channel is frequency selective one. The paper pays more attention on channel prediction algorithms in frequency selective fading channel. In this part, we propose an idea of predicting future channel response in the transformed domain and two prediction algorithms based on transforming time domain to other domain. The first one is frequency-domain channel prediction algorithm, which make full use of the characteristic of all channel frequency response elements having the same correlation. This algorithm can be simply described as that the system selects one or few arbitrary frequency elements, compute the prediction coefficients, average these coefficients and compute the future channel response for all the frequency elements with the same average prediction coefficients. This algorithm greatly decreases the computational load without the loss of prediction performance. Similarly, the second one is orthogonal-code-transform based channel prediction algorithm, which considers the same correlation of all the code elements. The simple algorithm flow is selecting the few orthogonal elements, computing prediction coefficients, averaging the coefficients and computing the future channel responses with the average prediction coefficients. From the viewpoint of performance and complexity, these two proposed algorithms fasten the channel prediction application.

Key words: channel prediction、channel estimation、channel model、MMSE algorithm

图目录

图 1.3-1: 典型的衰落信道	4
图 1.3-2: 使用大尺度信道预测的选择发射机分集系统的性能改进	6
图 2.1-1 多普勒功率谱图	14
图 2.2-1: 信道脉冲响应示意图	15
图 2.2-2 抽头时延线模型	16
图 2.2-3 多径衰落信道的抽头时延线模型	17
图 2.2-4: CLARKE 信道模型实现示意图	18
图 2.2-5: 三种信道模型在不同时刻的自相关特性比较	21
图 2.2-6: 三种信道模型中同相和正交分量的自相关统计特性比较	23
图 2.2-7: 三种信道模型中的同相与垂直分量的互相关统计特性比较	23
图 3.2-1: 训练序列常用结构	29
图 3.2-2: 信道估计误差各分量分析	35
图 3.3-1: 用户训练序列生成示意图	38
图 3.3-2: 不同信噪比以及不同移动速度情况下的归一化误差性能比较	44
图 3.3-3: 不同信噪比以及不同信噪比环境下的估计算法增益	44
图 3.3-4: 估计算法性能比较	45
图 3.3-5: 信道估计各种误差细化分析	46
图 3.3-6: 采用两种信道估计算法的链路 BER 性能	46
图 4.3-1: 不同抽样速率下的预测系数的关系	56
图 4.3-2: MMSE 算法性能比较示意图	57
图 4.3-3: 预测阶数对 MMSE 算法的影响	58
图 4.3-4: MMSE 算法中预测误差分析	59
图 4.3-5: 预测冗余抽样数对 MMSE 算法的影响	59
图 4.3-6: 不同预测步长情况下 MMSE 算法的预测性能	60
图 4.3-7: 不同抽样速率情况下 MMSE 算法的预测性能	61
图 4.3-8: VOLTERRA 预测器示意图	62
图 4.3-9: VOLTERRA 性能曲线示意图	64
图 4.3-10: 在不同预测阶数下的预测性能	65
图 4.3-11: 不同抽样数情况下的预测性能	66
图 4.3-12: 不同预测波长情况下的预测性能	66
图 4.3-13: 不同抽样速率情况下的预测性能	67
图 4.3-14: 子空间分解算法的预测性能示意图	70
图 4.3-15: 子空间分解中 D 值对预测性能的影响	71
图 4.3-16: 子空间分解算法中输入抽样数与性能的关系	72
图 4.3-17: 不同抽样速率对预测性能的影响	73
图 4.3-18: 自适应算法预测性能示意图	75
图 4.3-19: 不同预测阶数情况下的自适应算法预测性能	75
图 4.3-20: 不同抽样速率情况下的自适应算法预测性能比较	76
图 5.2-1: 信道预测的结构图	80

图 5.2-2: 基于理想信道响应的三种预测方案的性能比较	84
图 5.2-3: 在 10DB 信噪比环境下基于信道估计的三种预测方案的性能比较	85
图 5.2-4: 在 30DB 信噪比环境下基于信道估计的三种预测方案的性能比较	86
图 5.2-5: 预测阶数与预测性能的关系	87
图 5.2-6: 预测步长与预测性能的关系	89
图 5.2-7: 抽样时间间隔对预测性能的影响	89
图 5.2-8: 基于 WALSH 变换的信道预测算法的链路结构框图	90
图 5.2-9: 采用 WALSH 变换的预测算法性能示意图	95
图 5.2-10: 多径分量的预测性能比较	96
图 5.2-11: 单径情况中预测阶数与预测性能的关系	97
图 5.2-12: 不同信噪比情况下单径的预测步长性能	98
图 5.2-13: 不同抽样速率情况下的预测步长性能	98
图 5.3-1: 两种预测算法在不同预测阶数下的预测性能比较	99
图 5.3-2: 两种预测算法在不同预测步长情况下的性能比较	100

表目录

表 4.1-1: 信道环境参数50

表 4.3-1: MMSE 算法在不同预测阶数情况下的性能.....58

表 5.2-1: 仿真中的系统仿真参数82

表 5.2-2: 相关信道仿真参数82

表 5.2-3: 在 10DB 和 30DB 信噪比情况中三种方案的性能结果.....86

独创性（或创新性）声明

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

申请学位论文与资料若有不实之处，本人承担一切相关责任。

本人签名： 曹上峰 日期： 05.6.27

关于论文使用授权的说明

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

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

本人签名： 曹上峰 日期： 05.6.27
导师签名： 刘洪 日期： 05.6.27

第一章 概述

1.1. 移动通信概述

随着以通信技术和计算机技术为标志的高科技的发展,人们的生活发生了日新月异的巨大变化,人与人之间的信息传递越来越密切、方式也越来越多样化,社会进入了“信息社会”。

传统的电信业务只是针对话音业务和低速率的数据业务。而在“信息社会”,图像、话音、数据相结合的多媒体业务和高速率数据业务的业务量将远远超过传统的业务。宽带 ISDN 将成为陆地公共网的主干网,成为“信息高速公路”的载体。美国学者认为,在美国“信息高速公路”的建成,其影响和效益也远远超过美国 50 年代建成的“汽车高速公路”。蜂窝移动通信的发展给用户带来极大的便利,可以说,世界通信业的发展从来没有像目前蜂窝移动通信技术的发展那样最受人瞩目、那样高速发展、竞争那么激烈。

第一、第二代蜂窝移动通信系统是针对传统的话音和低速率数据业务的系统,而未来的“信息社会”,图像、话音、数据相结合的多媒体业务和高速率数据业务的业务量将远远超过传统的业务量,所以第一、第二代蜂窝移动通信系统不仅远远不能满足未来用户的业务需求,而且随着用户数量迅猛增加,现在的系统也远远不能满足用户的容量发展需要。另外,随着“信息高速公路”的建成,公共陆地网传输的许多业务,也必将与移动通信系统接口。

第三代移动通信系统在第二代通信系统的数字处理基础上采用 CDMA 技术,提供更大的系统容量和更灵活的高速率、多速率的数据传输,除了话音和数据传输外,还可以传送高达 2Mbps 的高质量图像,使得多媒体业务的实现成为可能。超 3 代或者第四代移动通信系统采用大量的自适应技术,要求在 100MHz 的信道带宽中提供高达 1GHz 的下行高速数据传输和至少 10MHz 的上行数据传输,为满足用户的需要提供了一个业务更加丰富、配置更加灵活的平台。

1.2. 移动通信系统的发展

第一代移动蜂窝通信系统[2][3]基于模拟的处理技术,所以也称为模拟蜂窝通信系统。此系统在上个世纪八十年代初期进入商用,其主要业务是话音业务。此系统为移动通信系统引入一个新的蜂窝式框架结构,而且为了提高资源使用的有效性提出了频分复用的思想,支持用户在不同蜂窝之间的漫游。此系统采用频分多址(FDMA)的

技术保证用户的正常接入。最典型的系统是美国 AMPS 系统（高级移动电话系统）。

随着移动通信慢慢地进入到人们的日常生活，最初的模拟系统远不能提供足够的容量保证越来越到的用户接入。第二代移动通信系统应运而生，其采用数字方式进行信号处理，系统也从原先的模拟系统变为数字系统，其业务仍以语音为主，辅助提供一些低速率的数据业务。此系统在八十年代后期开始商用，典型系统有欧洲的 GSM 系统和美国的 DAMPS 和 IS-95 系统。GSM 系统引入时分复用（TDM）的思想，在实现时采用机卡分离的方式，使用用户识别模块（SIM）来记录用户的系统。GSM 系统仍旧采用频分接入。数字 AMPS 系统是从 AMPS 系统演变过来，在原先的频分复用基础上引入时分复用的技术来扩大系统容量，信号处理采用数字技术。IS-95 系统是一个窄带的 CDMA 系统，与上面两系统的巨大不同就是它采用的是码分多址（CDMA）的技术，通过正交的码组来区分不同的用户。由于其带宽为 1.25MHz，为了区别于第三代通信系统通常称之为窄带 CDMA 系统。

在第二代移动通信系统商用过程中，由于用户对数据业务需求的增加以及其系统本身具有容量扩展的空间，系统可以在原先的网络和硬件基础上进行软件升级，采用一些资源分配的算法提供几十 kbps 甚至一百多 kbps 的数据速率的业务。此时我们称升级的系统为 2.5 代移动通信系统，在一定程度上它已经实现互联网与移动系统的互相通信。

第三代移动通信系统[4][5]提出时，其最重要的一个特征就是在传统的业务基础上进一步提供高速的多媒体数据业务，因此相对于第二代系统而言 3G 系统是一个全新的系统，主要包括欧洲的 WCDMA 系统、美国的 cdma2000 系统以及中国的 TD-SCDMA 系统。这三个系统都采用码分多址技术接入用户，能够支持蜂窝之间的软硬切换，系统容量大大增加。这三种制式系统不同的是，WCDMA 系统是从 GSM 演变过来的，在 Release99 版本中沿袭了 GSM 的电路交换格式的核心网，所以欧洲是此制式的强力支持者；cdma2000 系统是一种多载波(multi-carrier)cdma 系统，在 5MHz 带宽情况下由三个 1.28MHz 带宽的子载波构成，每个单独的子载波可以从窄带 cdma 系统演变过来，这保证了系统过渡的平滑性。TD-SCDMA 系统是唯一的一个时分多址系统，带宽为 1.6MHz，采用了大量的新技术如联合检测、智能天线技术等，具有很高的频谱利用率，而且还可以通过载波复用的方式进行扩展，进一步提高系统的容量。另外，TD-SCDMA 系统具有与 WCDMA 系统比较类似的 MAC 层和网络层结构，便于从现有的 GSM 系统演变过来。

第三代移动通信系统中的 WCDMA 和 cdma2000 系统已经在全球得到商用，对当前运营的情况来看各个系统各有其特点，但总的说来，第三代通信系统具有第二代不

可比拟的优势：固有的抗多径衰落能力，可以运用话音激活技术增加系统的容量、减少传输功率，具有软切换和软容量的特性，系统的容量大，保密性好并且组网简单等。

第三代无线通信系统为用户的需求提供了一个很好的平台，但由于其载波频率以及有限的带宽仍旧不能满足用户对业务的快速发展的需求，提高系统的容量成为研发人员面临的新的问题。对 3G 系统的升级或者重新设计第四代移动通信系统成为 3G 以后系统发展的两种途径。

高速下行数据包接入（HSDPA）系统在 3G 的基础上进行扩展，增加了一个高速下行共享信道（HS-DSCH），采用一些自适应和多天线技术为用户提供高达 10Mbps 的数据速率。对称地，高速上行数据包接入（HSUPA）系统在上行链路增加了高速上行信道，通过自适应技术和多天线的分集增益提高上行链路的传输速率。但对第四代移动通信系统来说，系统重新设计接入方案、系统帧结构，在新的载波频率分配更宽的带宽来支持 4G 系统所要求的数据速率。在当前的 4G 研究[2][3]中，研究者还需要克服很多的挑战，一方面就是在底层寻求更好的自适应技术来保证系统的链路性能，一方面不断地提高用户端和业务提供商两端的业务质量（Quality of Service），还有一方面在网络层研究分布式计算、移动代理以及支持高速的多媒体业务等。

1.3. 信道预测

1.3.1. 移动传播信道

在无线的实际传播环境中，存在两种类型的衰落变化：大尺度衰落和小尺度衰落。一般情况下，大尺度衰落反映了某个位置接收到的信号平均功率的变化，主要由发送端与接收端的距离以及传播环境中大型物体的阴影衰落影响决定的，反映了接收信号的宏观变化；小尺度衰落则反映了区域中某点接收到的信道功率的瞬间变化，主要与移动台的周围环境以及移动速度有着密切关系，反映了接收信号的微观变化。

在无线通信系统中，接收到的信号通常经历较大的功率波动[14][15]（如图 1.3-1 所示），这种波动主要由多径传播和多普勒频移引起的。多径传播中，不同相位的信号波形到达接收端，如果波形同相叠加后产生具有积极作用的峰值，如果波形反相叠加后则产生了破坏性的深衰落。如果全部延时成份在一个小的符号时延内到达接收端，则认为信道经历频率非选择性衰落即平坦衰落，这常在窄带信号中出现。但在宽带传输中多径时延与符号间隔具有可比性，或者远超过符号间隔，那么此时信道经历频率选择性衰落，接收端需要采取一些措施来处理接收到的信号。除多径效应之外，当接

收器、发射器和/或散射体在移动的时候,多普勒频率偏移也导致接收到的信号快速变化。当移动设备在单位时间内经过多次衰落,该信道常常称为快衰信道,反之则称为慢衰信道。较快的车载速度和较大的载频都会加快衰落信道的变化。

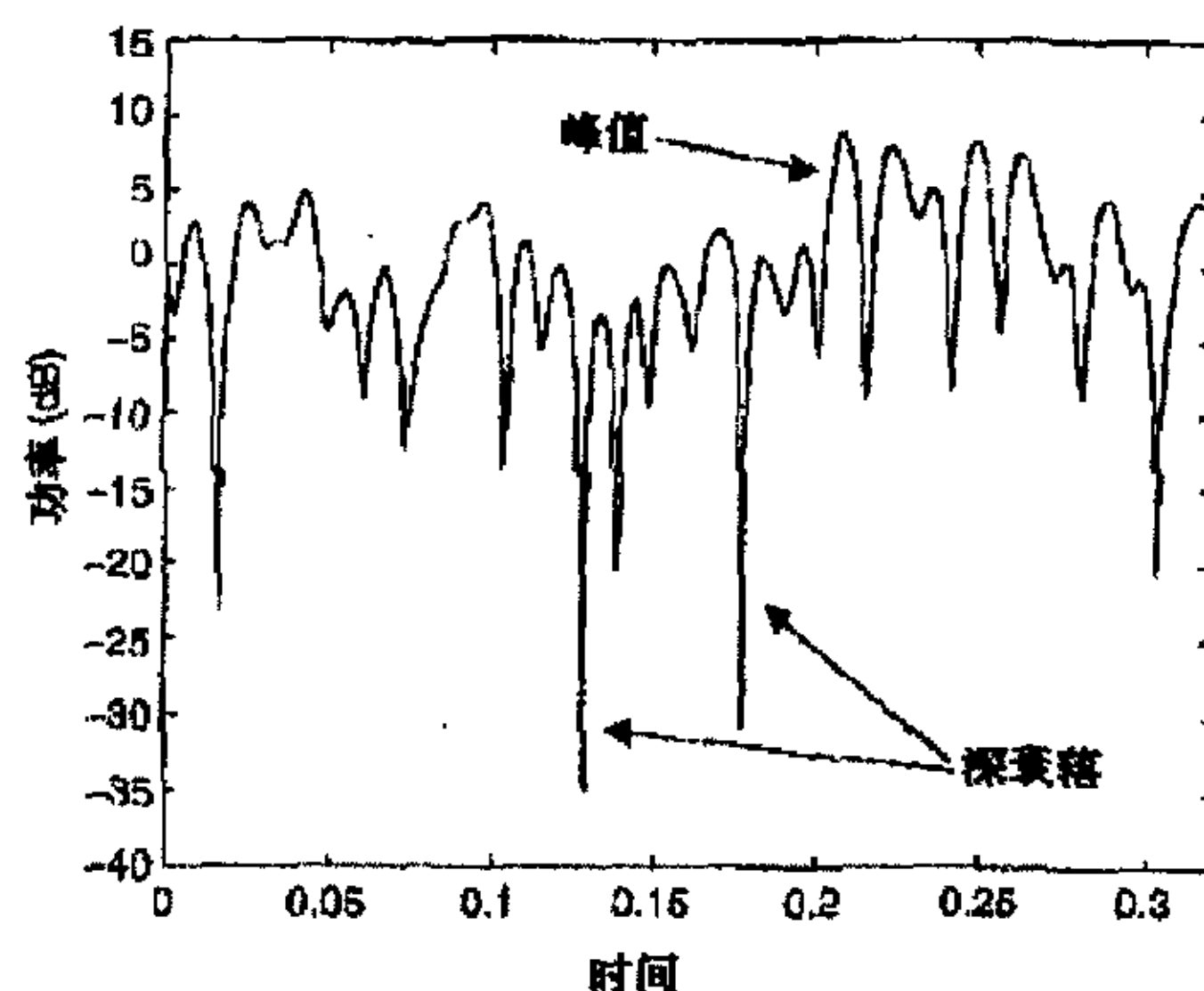


图 1.3-1: 典型的衰落信道

一个著名的描述不存在视距传播(LOS)的平坦衰落信道特性时的统计模型是 Rayleigh 衰落分布,其衰落系数被建模为复高斯随机变量[14][15]。在计算机仿真中确定性的 Jakes 模型[14]是一个标准模型。若使用 Jakes 模型, Rayleigh 衰落信道的多普勒频谱可由少数正弦曲线(通常少于 9 条)的叠加进行准确评估。改进的 Jakes 和 Clarke 信道模型是统计型的模型,能够比较准确地反映信道的一些特性,在后面的分析中我们将比较这几个模型,以便于在信道估计和预测中选择更合适的信道模型。

1.3.2. 自适应传输技术

不管是 3G 系统、3.5G 系统,还是未来的 4G 系统为了支持高速的数据业务都大量地采用了自适应传输技术,比如自适应功率控制(Power Control)[17][18]、自适应调制(AM)[6][7][19][20][21][22]、混合自动请求重传(HARQ)[24]、自适应编码技术(ACS)[23][24]以及数据包调度[24]等。这些自适应传输系统改变了星座图的大小、符号率、编码率、发射机功率水平、传输天线的权值或即时监视信道状况所得这些参数的任意组合。通过利用无线衰落信道的时间变化特性,所有这些自适应系统将更有效地利用功率和频谱去实现高比特速率的传输能力,此时系统还具有较好的误码率(BER)性能,由此可以预见自适应传输方法在 3G 和 4G 的通信系统中将会得到

更充分的利用[32]。

此外, 天线阵列系统的自适应传输也吸引了研究员们的注意。天线分集阵列要求在发射机和/或接收机许多天线单元具有足够间隔的放置, 与时间分集和频率分集技术一样, 通过完整地或部分地分辨许多相关衰落信道来帮助抵抗衰落。因为这些信道同时经历深衰落的概率很小, 在接收端对多条支路合并来获得更高的平均接收 SNR。当前很多研究关注下行链路的发射机分集技术, 这主要因为基站由于处理能力强大可以支持多天线系统, 而移动终端由于尺寸和重量的限制多采用单天线。在采用自适应传输分集方法时, 通常要求接收机定时向发射机进行信道信息反馈, 这样可以获得比没有采用自适应技术更好的性能(见[26])。例如, 采用发射机自适应矩阵方法(TxAA)的方法[26]等效于在接收机对信号进行最大比合并(MRC), 空时分集处理(STD)系统[27]的匹配接收矩阵可以获得选择分集的性能。

为了在实际中实行自适应传输方法, 发射机必须获得信道状态信息(CSI)。CSI可以由接收机估计再经由一个反馈信道送到发射机, 这就要求在采用自适应传输方法时考虑反馈时延和开销、处理时延和实际调制、编码和/或天线阵列速率等的因素。对于慢衰落信道(步行或慢速行驶的车辆情况), 接收端估计得到的CSI对于可靠的自适应系统设计已经足够了。然而, 对于高速移动导致的快衰落而言, 甚至小的时延将会引起性能的深衰落, 这是因为大多普勒频移通常会导致估计得到的信道信息与当前传输信道状况不相同, 从而引起了信道变化[6][8][9]。为了实现自适应传输方法的潜在性, 这些信道变化量必须至少每隔几个毫秒可靠地估计一次, 或者向前估计几十到几百个数据符号。

此处我们举一例说明自适应传输中大尺度信道预测的重要性, 也就是将来CSI的正确知晓对实现自适应传输的潜力。考虑STD已经在第三代WCDMA系统中得到应用。WCDMA在全球能实行的主要特征之一是它的高载频2GHz, 然而高载频在中等的车行速度下造成非常大的多普勒频移(例如, 120公里/小时相当于 $f_{dm} = 220$ Hz), 这造成衰落信道系数在短时间内发生重大的变化。因此, 反馈回发射机的过时的信道估计对自适应发射信号来说不够准确, 而大尺度衰落预测能力则显得更加重要。例如, 在图1.3-2中我们比较有无信道预测情况下STD方案的误码率性能, 此时STD方案采用两个发射天线。由于天线相隔较远, 从天线发射的信号经历了独立平坦的Rayleigh衰落, 在接收端系统选择接收功率最强的天线, 然后通过反馈比特告诉发射机决定了下一时隙(1.6KHz平滑变换)或下四个时隙(400Hz平滑变换)将要发射的天线。对于没有预测的STD, 该比特是基于上一时隙接收到的导频符号功率。当使用大尺度预测的时候, 以1.6KHz速率收集到的以前的导频符号被用来预测下一变换间

隔内的平均信道功率, 这些预测功率为天线选择提供了必要的未来信道响应值。结果表明, 当使用大尺度线性预测算法时快速的车载速度能获得相当大的性能增益(此处大约 4dB)。

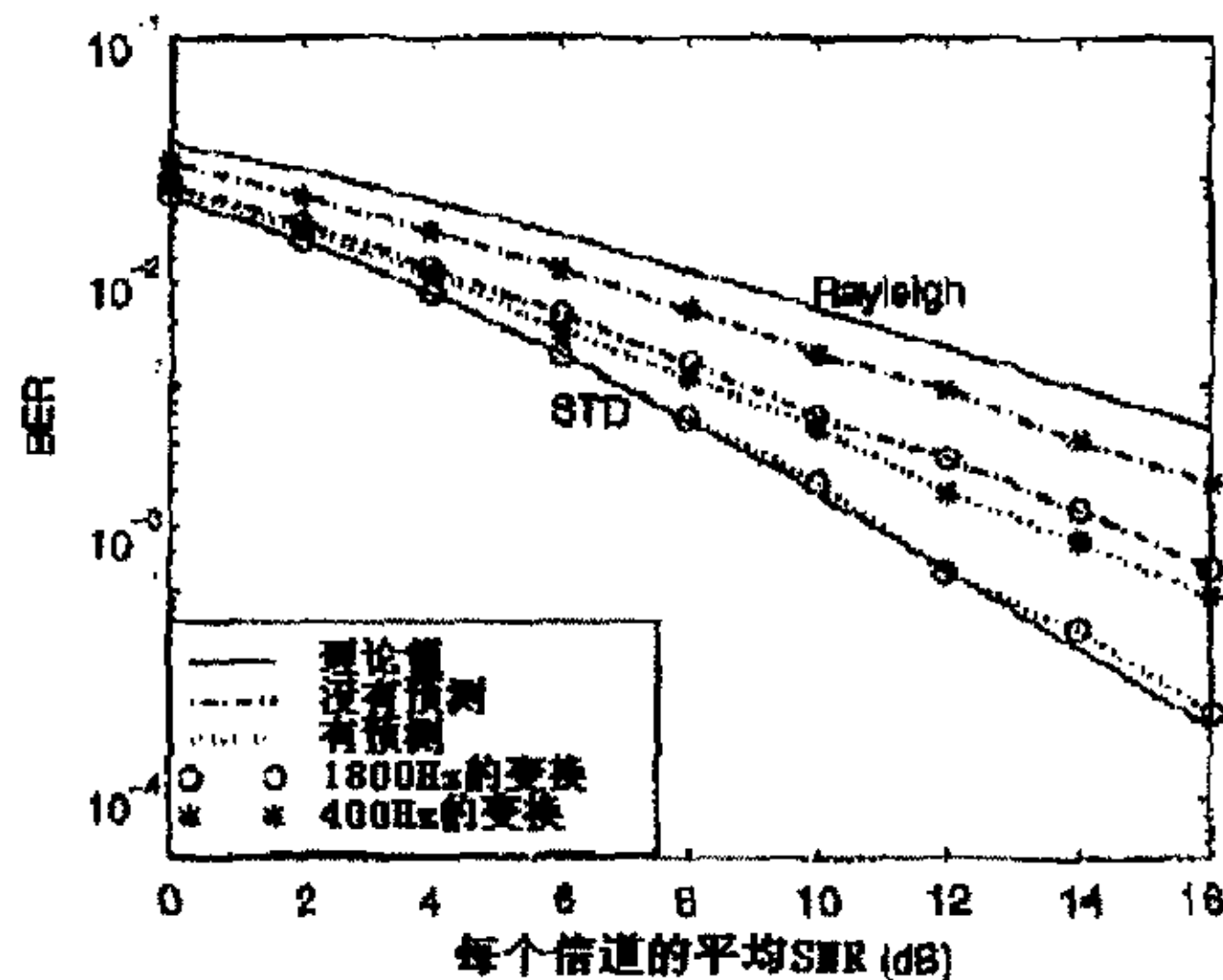


图 1.3-2: 使用大尺度信道预测的选择发射机分集系统的性能改进

1.3.3. 信道预测研究状况

估计当前衰落环境所遇到的相关问题已经得到充分的研究, 不管是在频率非选择性衰落信道, 还是物体高速移动的频率选择性信道中, 但对未来衰落系数的估计或者预测至今还没有完全解决。

我们这里介绍一些当前讨论比较多的信道预测方法。在[38] [44]中, 一个采用子空间分解类型的算法(如采用 ESPRIT, MUSIC 算法进行分解等)用来估计衰落信号中包含的主要正弦分量, 然后利用这些正弦分量进行推断预测未来的样本。对预测得到的数据和实际的数据进行比较测试, 发现此算法可以向前可靠预测一个波长的数据(或者在车速 120km/h、载频 1GHz 的情况向前估计 10ms)。既然衰落至少相隔半个波长存在一次, 此估计性能就意味着系统能够提前知道将出现的深衰落。在[36]中, 多变量自适应回归样条(MARS)模型在快的移动速度下被用来向前估计几毫秒的宽带衰落信道参数, 而且理论分析论证了大尺度估计的能力。在移动无线信道的范围内, 文献中提出的许多其它方法也可以用来对信道进行可靠预测, 这些算法包括, 基于神经网络的预测器[45], 基于非线性的 Volterra 自适应估计[46]和基于信道估计的 Peony 算法[47]。除此之外, [48]还介绍了在有限状态的 Markov 信道(FSMC) [49]下的信道状态估计。

此外, [9][18][32][33][35][41][42][43]中研究了一个新的自适应 LRP 算法。该算法利用所有的自回归(AR)模型刻画衰落信道的特征, 并且基于许多过去的观察值计算最小均方差(MMSE)以估计将来的衰落系数样本。这个算法与传统方法相比具有比较低的采样率(满足最大多普勒频移的两倍并且大大的低于数据速率)。给定一个固定的模型, 速率越低存储时延就越大, 允许向前的估计越远。这个估计方法被[42][43]中的一个自适应跟踪方法所优化, 提高了预测精度, 降低了噪声的影响, 并且保持了大尺度预测对于物理信道参数变化的健壮性。

1.3.4. 与信道预测相关的研究内容以及本论文研究的重点

信道预测是利用信道的特性对未来的信道状况进行预测, 在研究信道特性之前首当其冲地是研究信道的特性。实际信号的传播环境包括多个综合因素, 既有大尺度衰落因素也有小尺度衰落因素。我们研究的信道预测主要关注小尺度衰落的影响, 尤其是多径效应, 多普勒频率偏移的影响等等。然后在信道特性分析基础上研究小尺度衰落信道的仿真模型, 比较当前存在的 Clarke, Jakes 以及改进的 Jakes 信道模型。

进行信道预测时, 我们依托理想的信道响应进行预测算法的研究, 但实际情况中我们不可能得到绝对理想的光滑的信道响应, 而是根据信道估计得到的受到噪声干扰的信道响应, 所以高精确的信道响应对提高预测性能也是必不可少的。寻求高性能的信道估计算法也成为研究预测算法之前的一个重要任务。当前对信道估计的算法的研究已经趋于成熟, 主要归集为两大类, 一类是在频域进行信道估计, 运算复杂度低但估计精度也很低, 另一类就是利用最小二乘法进行信道估计, 此算法复杂度高但估计精度也高。本文也将信道估计作为一个研究重点, 希望在原来基础上有所突破。此外综合多次连续估计的信道响应, 利用信道变化的连续性降低估计中的噪声影响。

对于信道预测算法, 其起初是适用于平坦衰落信道, 为信号的接收以及资源的分配提供可靠的信道性能。所以在这一部分我们归纳总结当前对信道预测研究的内容, 比较这些算法的预测性能。

随着第三代移动通信系统的商用以及用户对高速率数据业务的需求, 载波频率越来越高, 频率带宽也越来越宽, 信号经过的信道也从原来的频率非选择性信道变为频率选择性信道, 多径对系统性能的影响越来越明显。在频率选择性环境下采用自适应传输技术, 需要对多径进行信道预测, 提供准确的未来信道响应。所以对频率选择性信道的预测将成为信道预测研究的重点, 常见的思路就是将平坦衰落信道下的预测算法扩展到多径信道, 对每一径进行单独的预测处理, 这样处理带来很高的复杂度。需求预测性能和复杂度之间的折中, 成为此信道中预测算法需要关心的一个方面。

本论文研究的重点主要集中在信道估计和信道预测两方面。信道估计部分，在时分复用的方式下提出一种利用 PN 码设计的信道估计模型和信道估计方法。此方法充分提取 PN 码的正交性，达到抑制高斯噪声对估计性能的影响。信道预测方面，首先在频率非选择性信道汇总当前研究的内容，给出全面的分析和仿真；在频率选择性信道中提出变换域信道预测的思想，其中包括将时域信道变换到频域进行信道预测和将时域信号变换到正交域然后进行信道预测的两种算法。这两种算法最大地权衡算法的复杂性和算法的性能，在性能几乎不变的情况下使得复杂度大幅度降低。

1.4. 本论文概要

本论文主要讨论信道预测相关的几个方面：传播环境以及信道模型、信道估计、信道预测。具体的安排如下：

第二章首先简单介绍了信道的大小尺度衰落以及经过信道的信号衰落特性，然后重点介绍了多径传播移动信道的信道模型，比较了这几种信道模型描述信道的准确度。最终选择 Clarke 和改进型 Jakes 模型来模拟后面信道估计和信道预测所需要的衰落信道。

信道预测算法中所需要的信道信息常常通过信道估计得到，所以在第三章中我们首先介绍经典的两种估计算法，简单分析了信道估计的偏差来源。然后根据偏差来源的区别以及伪随机序列的正交性特点，设计训练序列的结构，提出一个简单而且估计性能较优的新型信道估计算法。在信道估计之后利用信道变化的连续性对估计值进行降噪处理。

第四章介绍了平坦衰落信道环境中一些信道预测算法，包括比较经典的 MMSE 预测算法，二阶非线性的 Volterra 预测算法，利用子空间分离载波分量的子空间预测算法以及自适应预测算法。并对这些算法进行预测性能比较。

第五章介绍频率非选择性信道中信道预测算法。考虑到频率非选择信道存在可分离多径的情况，综合分析各径的统计特性将时域的信道响应变换到频域或者其它域，在变换域进行预测，然后将预测得到的信道反变换到时域。基于这两种算法分析信道预测性能。

最后一章总结本论文，对信道预测的前景以及可以进一步待研究的细节进行归纳，以便于进一步研究。

第二章 无线通信信道

信道预测是利用信道变化的特点,对未知的将来信息进行预测。所以在研究预测算法之前,对信道的变化特性进行分析是很有必要的。信道特性主要包括信道的传播机制,信道的大小尺度衰落特性,多普勒频移特性。由于信道预测主要关注于信道的小尺度特性,我们在特性分析基础上给出衰落信道的模型,分析模型的特点以及比较性能区别。

在 2.1 节简单介绍无线信号在移动环境下的特性,包括信道传播机制和多径情况下的信号衰落特性。在 2.2 节概述多径传播移动信道的仿真方法,包括最简单的数学模型以及当前使用比较多的信道模型。通过对这些信道模型的分析 and 仿真,为后面的信道估计以及信道预测提供了一定的理论依据。

2.1. 无线信号在移动信道中的传播特性

2.1.1. 信道传播机制

无线环境相对于有线的情况要复杂得多,从其中穿过的信号一定会受到环境对它的影响,这种影响主要归为两类,一类认为是乘性干扰,即对信号的幅度相位产生了畸变,这又分为线性乘性干扰和非线性乘性干扰;另一类称之为加性干扰,主要包括热噪声等,这类噪声在信号的检测中不易去除。这一节介绍信号环境主要侧重于乘性干扰。从传播机制的角度,可以认为是由于环境对传输信号发生了散射,反射以及衍射导致此类干扰的产生。下面就从传播机制和衰落类型两个大方面简单地介绍一下信号环境[1][10][11][12]。

2.1.1.1. 反射、散射以及衍射

反射、散射与衍射是移动通信系统中三种最基本的传播方式:

- 当传播的电磁波入射到一个其尺寸比波长大得多的物体时,电磁波会发生反射,反射主要来自地表面、建筑物和墙壁。
- 若发射端和接收端之间的无线电波被一个具有明显不规则性的表面阻塞,则会发生衍射。由衍射表面引起的二次波存在于整个空间,甚至在障碍物后面也有存在,使得电磁波能够绕到障碍物传播。
- 当地磁波在传播中遇到一些尺寸小于波长的目标物或者每单位体积的障碍物数目很多时,电磁波便会产生散射。散射的波形由粗糙表面、小目标物和信道中的其它

不规则物产生。实际中，树叶、街道路标等都会引起散射。

下面就这三种传播方式作一些简单地分析[1][10]:

1. 反射

当在一种介质中传输的无线电波入射到另一个介质表面时，无线电波的部分能量会被反射到第一个介质，而另一部分能量则被折射到第二个介质。反射波和折射波的电场强度通过反射系数与原介质中的入射波联系在一起。入射系数的大小由波的极化方式、入射角和传播波的频率决定。根据麦克斯维方程，电磁能量不能通过理想的导体，入射到导体的平面波将被完全反射。如果物体的反射平面不光滑，信号则被反射到各个方向。

对反射信号，信号的路径损耗由发射端到反射物体和反射物体到接收端的距离之和决定，此外还受到反射系数的影响。在接收端直射波和地面反射波的合成场强随反射系数和路径差的变化而变化，当出现信号消弱或相抵时，我们就称之为衰落。

2. 散射

移动通信环境中的实际接收信号通常总比只用反射和衍射模型预测的接收信号强，这主要是因为当一无线电波入射到一粗糙表面，由于散射作用，被反射的能量被扩展到所有方向，从而在接收端形成了另外的无线电能量。信号的路径损耗主要与发射端到散射体的距离和散射体到接收端的距离的乘积相关。

尺寸比波长大得多的平坦表面可以视为反射表面。但是，如果这个表面粗糙的话，就会产生不同于镜面反射的传播效应。衡量一表面是否粗糙的标准是 Rayleigh 原则，即若此表面的最小到最大的高度差小于临界高度，则认为该表面是平坦的；反之，则认为它是粗糙表面。

下面以反向传输信道为例讨论几种主要的散射，但讨论结果同样适用于前向传输信道：

● 本地到移动台的散射

这种散射是由移动台附近范围内的建筑物或其它散射体引起的。移动台和本地散射体产生多普勒扩展，引起时间选择性衰落。由于本地散射体的散射半径很小，产生的时延扩展并不明显。同样，角度扩展也很小。

● 远程散射

由本地散射点形成的电波或者直射传到基站，或者由远程的强散射体散射到基站，这将产生镜面多径。这些远程散射体既可以是地形特征，也可以是高层建筑物群，远程散射会引起明显的延时扩展和角度扩展。

● 本地到基站的散射

一旦移动台的本地散射和远程散射体散射的多个电波到达基站，立即会被基站附近的本地结构进一步散射，这类散射对于低于屋顶的天线更明显。

本地到基站的散射会引起严重的角度扩展，同样会引起空间选择性衰落。不过，这种衰落在穿越基站天线是时不变的，与远程散射引起的随时间变化的空间选择性衰落不同。

3. 衍射

衍射会使无线电波绕过地球弯曲的表面或障碍物传播。虽然接收机移动到被障碍的区域越深，接收到的场强衰减就越快。

衍射可以这样解释：波前的所有点都可以看作是产生二次波的点源，并且这些子波组合在一起，在传播方向上产生一个新的波前。衍射是由二次子波传播到阴影区引起的。衍射波在阴影区的场强为障碍物周围空间的所有二次子波电场份量的矢量和。

2.1.1.2. 路径损耗、慢衰落和快衰落

移动通信中的信道是一种时变信道，无线电信号通过移动信道时会受到各个方面的衰减损失，接收信号功率可表示为

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

式中 d 表示距离矢量，其绝对值 $|d|$ 表示移动用户与基站的距离。上式表示信道对无线电信号的影响可归纳为三类：

自由空间的路径损耗（也称为传输损失） $|d|^{-n}$ ；

阴影衰落 $S(d)$ ：由传输环境中的地形起伏、建筑物和其他障碍物对电波的阻塞或遮蔽引起的衰落；

多径衰落 $R(d)$ ：由移动传播环境中的多径传输而引起的衰落。

事实上，以上三种效应描述的是在三种不同的区间范围内信道对信号的作用：

- 自由空间的路径损失是移动台与基站之间距离的函数，描述的是大尺度区间（数百或数千米）内接收信号强度随发射—接收距离而变化的特性；
- 阴影衰落描述的是中等尺度区间（数百波长）内信号电平中值的慢变化特性；
- 多径衰落描述的是小尺度区间（数个或数十个波长）内接收信号场强的瞬时值的快速变化特性；

由于路径损耗或衰落的影响，接收到的信号要比发射的信号弱得多。路径损耗主要由平方律扩展、水气和叶群的吸收、地表反射等引起，它与距离有关，如 (2.1.1) 式中的 $|d|^{-n}$ ，其中的 n 由经过的环境决定，比如在理想的自由空间 $n=2$ ，在其它的实际环境 n 一般取 2~4。

对快速移动的用户而言,平均路径损失变化非常慢,信号的变化主要表现为衰落。阴影衰落常称为慢衰落,也称长期衰落,主要来自建筑物和其它障碍物的阻塞效应。由大量的测量统计表明,距离发射端 d 处的路径损耗是一个服从对数正态分布的随机变量。所谓对数正态分布,是指一随机变量以 dB 为单位时,其概率密度服从正态分布。具体说来,距离发射端 d 处的路径损耗可表示为

$$PL(d)[dB] = \overline{PL}(d) + X_{\sigma} \quad (2.1.2)$$

其中 $\overline{PL}(d)$ 为距离发射端 d 处的信号平均值(包括天线增益),主要由信号经过的距离决定; X_{σ} 是一个零均值的高斯分布的随机变量(以 dB 为单位),标准差为 σ :

$$f(X_{\sigma}) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{X_{\sigma}^2}{\sigma^2}\right), \quad X_{\sigma} > 0 \quad (2.1.3)$$

还一种衰落就是多径衰落,也称为快衰落、短期衰落或 Rayleigh 衰落,由移动用户附近的多径散射产生。大量随机相位、随机幅度的散射信号到达接收端,根据中心极限定理可以得到接收信号的包络服从 Rayleigh 分布,相位服从平均分布。如果发射端与接收端之间存在直视的强径,那么接收信号的包络则服从 Rician 分布。对于多径传播的特型,将在 2.1.3 节作详细描述。

2.1.2. 多径传播信道的信号衰落

在多径传播信道中,除了瑞利衰落或者莱斯衰落之外多径效应还引起时间上的时延扩展,多普勒效应引起多普勒频率扩展。

2.1.2.1. 多普勒(Doppler)频谱

当移动台在运动中通信时,接收信号频率会发生变化,称为多普勒效应,这是任何波动过程都具有的特性。

当移动体在 x 轴上以速度 v 移动时引起多普勒(Doppler)频率漂移。多普勒效应引起的多普勒频移表示为:

$$f_D = \frac{v}{\lambda} \cos \alpha \quad (2.1.4)$$

式中 v 为物体移动速度, λ 为载波波长, α 为入射波与移动台移动方向之间的夹角,

$f_m = \frac{v}{\lambda}$ 为最大多普勒(Doppler)频移。

2.1.2.2. 衰落信号包络的概率分布

T_c, T_s 是高斯过程, 概率分布公式为:

$$p(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi \cdot b}} e^{-\frac{x^2}{2b}} \quad (2.1.5)$$

式中 $b = \frac{E_b^2}{2}$ 为平均功率, $x = T_c$ 或 T_s 。

E_z 的包迹为 $r = \sqrt{T_s^2 + T_c^2}$, 而 $\theta = \text{tg}^{-1}(T_s/T_c)$ 。

把 $p(T_s, T_c)$ 变为 $p(r, \theta)$

$$p(r, \theta) = \frac{1}{2\pi \cdot \sigma^2} e^{-\frac{r^2}{2\sigma^2}} \quad (2.1.6)$$

式中 $\sigma^2 = \frac{1}{2} E_0^2$, 这样:

$$P(\theta) = \int_0^\infty \frac{1}{2\pi \cdot \sigma^2} \cdot e^{-\frac{r^2}{2\sigma^2}} dr = \frac{1}{2\pi} \quad (2.1.7)$$

θ 在 $0 \sim 2\pi$ 内均匀分布。

$$P(r) = \int_0^{2\pi} \frac{1}{2\pi \cdot \sigma^2} \cdot \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) d\theta = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) & r \geq 0 \\ 0 & r < 0 \end{cases} \quad (2.1.8)$$

是 Rayleigh 密度函数, 其中 r 是幅度。

2.1.2.3. 衰落信号的功率谱密度

设信号的垂直场场强为 $E_z = \sum_{n=1}^N C_n \cos(\omega_c t + \theta_n)$, 它有 n 个入射波 $\theta_n = \omega_n t + \phi_n$, 在 $0 \sim 2\pi$

内的入射功率是连续的。假设 $p(\alpha) d\alpha$ 表示 $\alpha \sim d\alpha$ 内的功率; 接收天线 $G(\alpha)=1$; 按角度接收到的功率是 $b \cdot G(\alpha) \cdot p(\alpha) \cdot d\alpha$, b 为平均功率, 频率变化可以表示为 $f(\alpha) = f_m \cos \alpha = f(-\alpha)$ 。 $S(f)$ 表示功率谱,

$$S(f) df = b[p(\alpha) + p(-\alpha)] \cdot |d\alpha| \quad (2.1.9)$$

其中 $d|f(\alpha)| = f_m \sin \alpha |d\alpha|$,

$$S(f) = \frac{b}{|df(\alpha)|} [p(\alpha) + p(-\alpha)] |d\alpha| \quad (2.1.10)$$

$$= \frac{b}{\pi} \cdot \frac{1}{\sqrt{f_m^2 - (f - f_c)^2}}$$

对 b 归一化, 得到典型的多普勒功率谱:

$$S(f) = \frac{1}{\pi \sqrt{f_m^2 - (f - f_c)^2}} \quad |f - f_c| < f_m \quad (2.1.11)$$

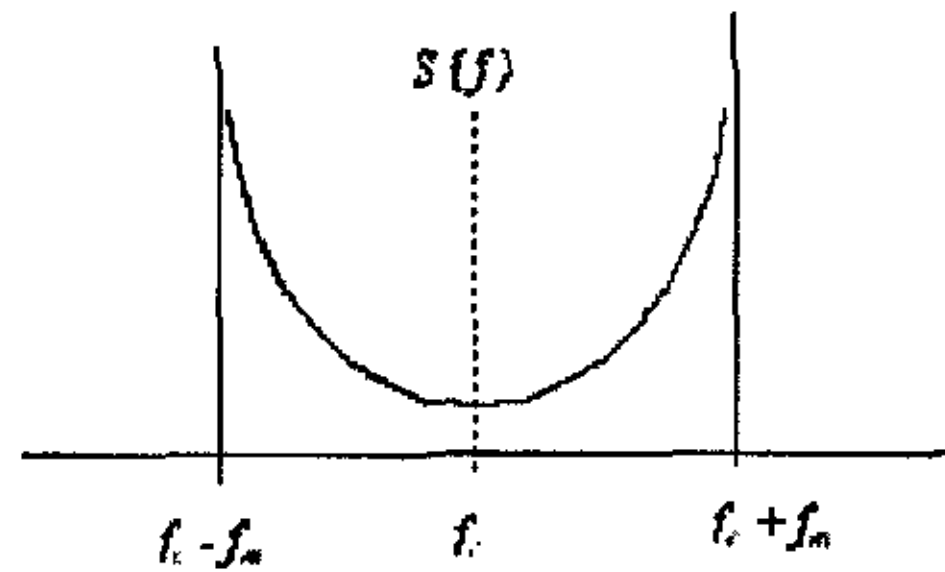


图 2.1-1 多普勒功率谱图

式中 f_c 为载波频率, 由于多普勒效应, 接收信号的功率谱频宽在 $(f_c - f_m, f_c + f_m)$ 范围内。

在应用多普勒频谱时假设以下条件:

1) 对于室外传播信道, 大量的接收的信号波到达后均匀地分布在移动台的水平方位上, 每个时延间隔的仰角为 0 度。假设天线方向图在水平方位上是均匀的。在基站一方, 一般来说, 到达的接收波在水平方位上处于一个有限的范围内。这种情况的多普勒频谱由(2.1.11)式表示, 称为典型(Classic)多普勒频谱;

2) 对于室内传播信道, 在基站一方, 对于每个时延间隔, 大量到达的接收波均匀地分布在仰角方位和水平方位上。假设天线是短波或半波垂直极化天线。这种情况的多普勒频谱由(2.1.12)式表示, 称为平坦(Flat)多普勒频谱。

$$S(f) = \frac{1}{2f_m} \quad |f| \leq f_m \quad (2.1.12)$$

2.2. 多径传播移动信道的仿真方法

2.2.1. 信道脉冲响应模式的数学表示

多径传播信道的信道脉冲响应模式是模拟一个离散的广义稳态非相关散射信道(WSSUS)。这样的频率选择性衰落信道应该满足两个假设条件:

1. 在时间 t (可能是几个码元长度) 的时间内, 衰落的统计特性是平稳的。就是说, 在时间间隔 t 内只有多普勒频移的影响;
2. 电波到达角 α 和传播时延是统计独立变量。

在离散的广义稳态非相关散射信道(WSSUS)中, 接收信号可以表示为输入信号的延时分量和独立零平均复高斯时间变化过程的乘积和。多径传播信道模型为



图 2.2-1: 信道脉冲响应示意图

$z(t)$ 和 $w(t)$ 分别代表信道输入和输出的复数低通样值, $h(\tau, t)$ 是关于时延和时间的多径传播信道的冲击响应, 它对应的 $H(f, t)$ 是关于频率和时间的信道传输函数, $h(\tau, t)$ 和 $H(f, t)$ 是复低通函数。对于某一个特定的 τ , $h(\tau, t)$ 是具有平坦衰落特性的冲击响应 $h(t)$ 的零平均复高斯时间变化过程。对于不同的 τ , $h(\tau, t)$ 彼此是不相关的。这样信道脉冲响应模式表示为

$$w(t) = \sum_{n=1}^N \sqrt{P_n} g_i(t) z(t - \tau_n), \quad i = 1, 2, \dots, N_0 \quad (2.2.1)$$

式中 P_n 表示第 n 个时延时间的功率; $g_i(t)$ 表示第 n 个时延时间的分量, 是复高斯过程。 $g_i(t)$ 的功率谱就是第 n 个路径的多普勒频谱, 它控制第 n 个路径的衰落率。(实际上, 过程 $g_i(t)$ 解释为模拟从不同入射角到达的和在时延间隔左右的不可分辨的多径分量的重合); τ_n 代表抽头时延, $n = 1, 2, \dots, N$ 。 P_n 与之对应。

多径时延扩展信号的功率谱用连续的指数函数 $P(\tau)$ 。可以把指数函数 $P(\tau)$ 离散化, 分成 N 个离散值表示时延扩展信道的时延和时延其对应的平均功率值。

$$P(\tau_n) = \int_{\tau_n - \Delta\tau}^{\tau_n + \Delta\tau} P(\tau) d\tau \quad (2.2.2)$$

在不同的延时 $(\tau_n \pm \Delta\tau)$ 路径中, 因为入射波方向和运动速度方向之间的夹角不同, 就有不同的多普勒频移, $f(\alpha) = f + f_m \cos\alpha$ (f_m 是最大多普勒频移, α 是入射波方向和

运动速度方向之间的夹角)。

2.2.2. 地面测试环境的信道脉冲响应

根据上述的讨论, 可以用平坦衰落和延时扩散衰落来模拟频率非选择性衰落信道。对于地面的测试环境, 信道脉冲响应采用抽头时延线模型(Tapped-Delay-Line model)。这种模型由许多表示不同时延的抽头和每一个抽头的多普勒频谱表征。每一个抽头表示的时延都时相对于第一个抽头表示的时延, 每个时延的平均功率都是相对于最强的平均功率。

抽头时延线模型由图 2.2-2 表示, 图中 $T(t)$ 轴(向纸里)表示任意时刻的多普勒频移衰落特性, $\tau(t)$ 轴表示不同的 T 时刻的时延扩散特性。

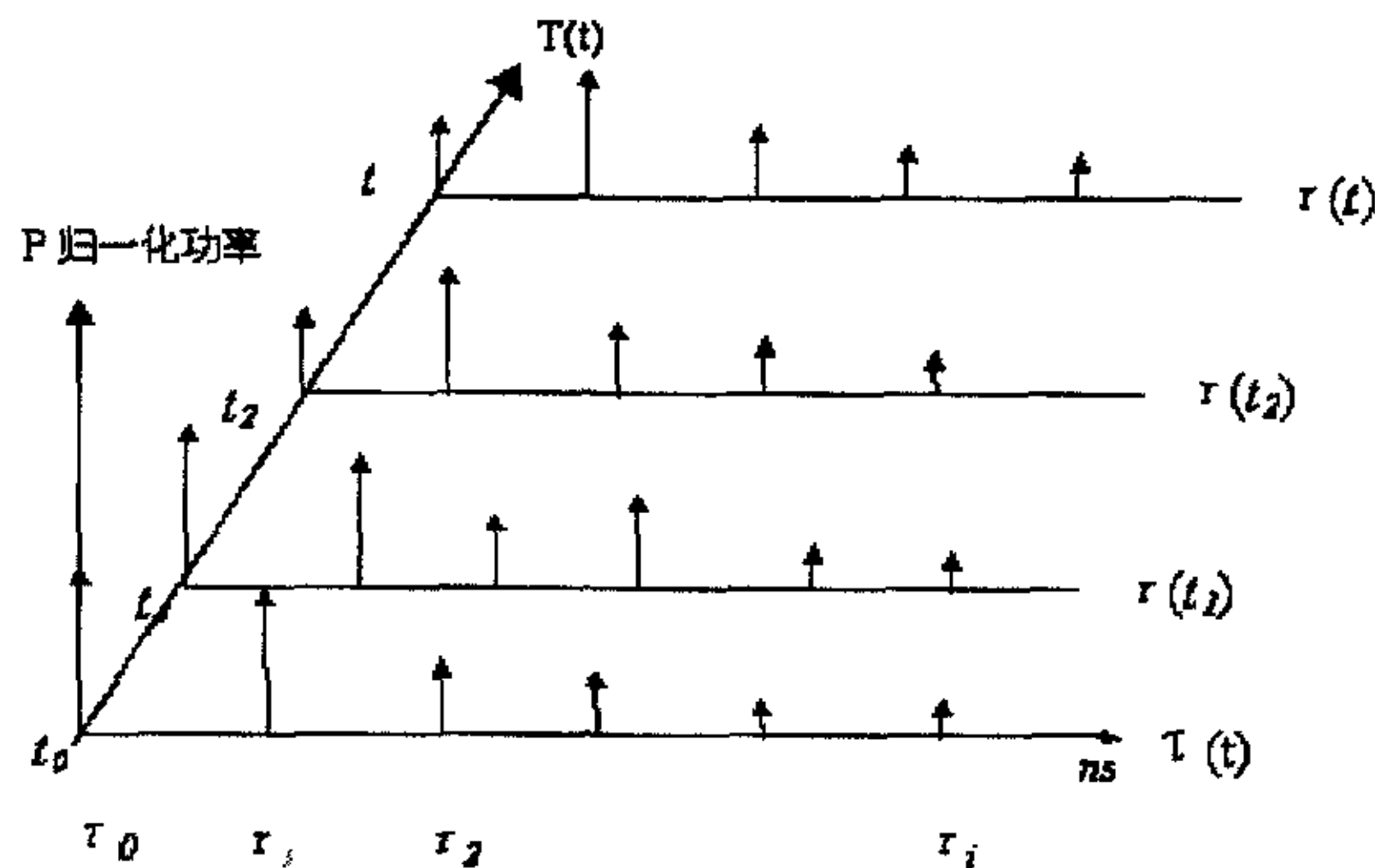


图 2.2-2 抽头时延线模型

2.2.3. 信道脉冲响应的模拟

信道脉冲响应的模拟分为瑞利衰落的模拟和抽头时延线的模拟。瑞利衰落的模拟可以分别用 Jakes 模型和 Clarke 模型进行模拟。

2.2.3.1. 信道的抽头延时线模型

由于实际环境中的无线通信环境是一个多径迭加的衰落信道, 因此我们在实现该无线信道模块时, 采用了抽头时延线的模型结构, 如下图。

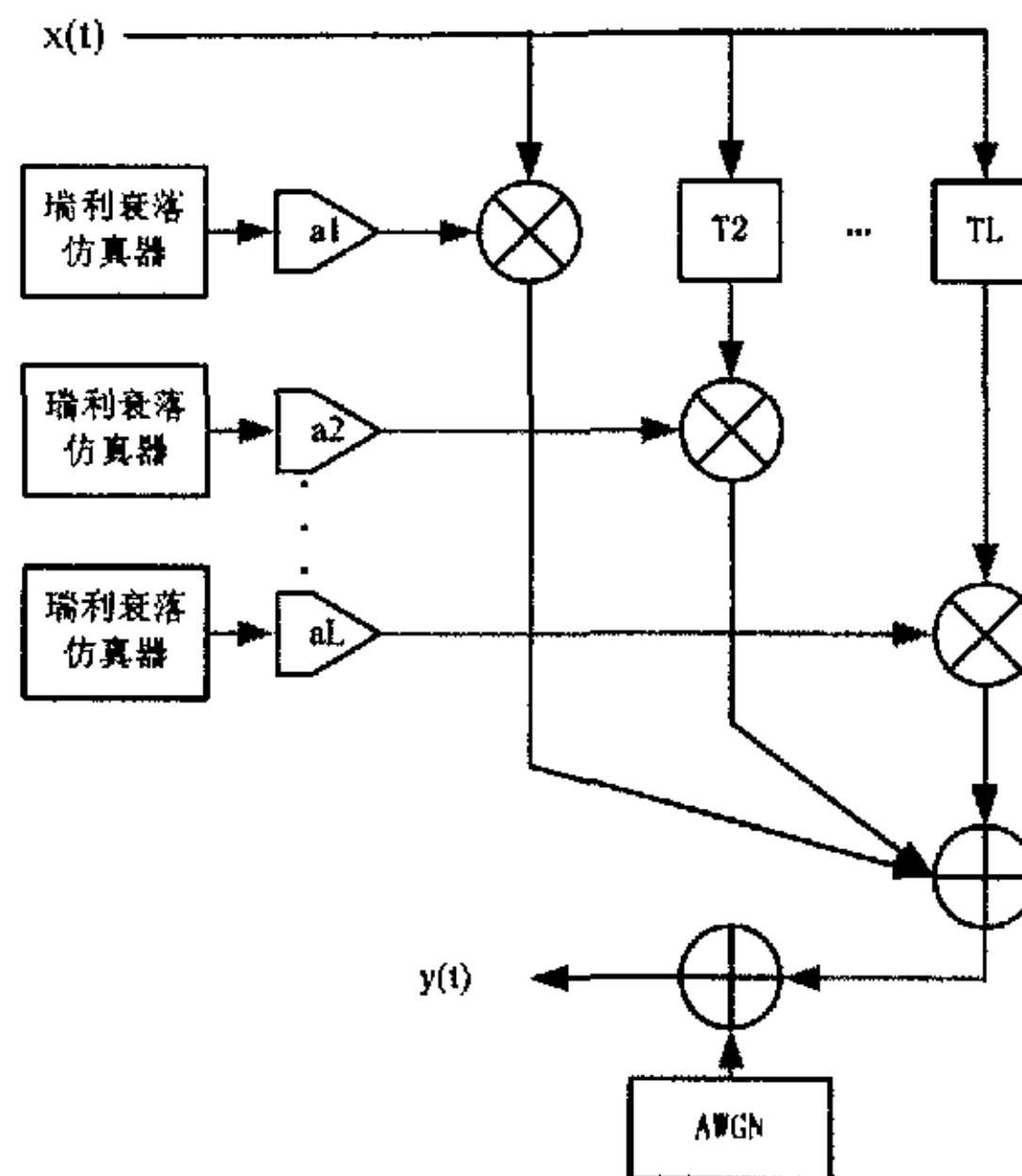


图 2.2-3 多径衰落信道的抽头时延线模型

多径效应而引起的快衰落是由信道冲击响应来表征：

$$h(t, \tau) = \sum_{k=1}^K \sqrt{p_k} \cdot T_k(t) \cdot \delta(\tau - \tau_k) \quad (2.2.3)$$

K 为可分辨的多径数量； p_k 为每径的平均功率； τ_k 为第 k 径的时延； $T_k(t)$ 为第 k 径的权值。在每一条多径上，都独立地产生瑞利分布的衰落信号，经过相应的功率增益和时延后叠加，可以近似地产生出接近实际环境的多径衰落信道。

不同的信道仿真模型的主要区别只在于对具有多普勒频谱的瑞利衰落信号的仿真上，也就是对 $T_k(t)$ 的模拟。移动无线信道的仿真模型至少需要两个高斯色噪声过程：如瑞利或莱斯过程需两个、而 Suzuki 需三个色噪声过程来描述陆地无线移动信道（常常是频率非选择性信道）接收信号包络的衰减特性；我们也可以用 n 个抽头线来模拟一个 n 路径的频率选择性信道，这需要 $2n$ 个高斯色噪声过程，由此可见，高斯色噪声过程的设计在无线移动信道的模型中极为重要。

高斯色噪声的两种设计方法是：

1. Clarke 模型：将高斯白噪声通过一个函数为多普勒功率谱密度平方根的滤波器来模拟单径衰落情况；
2. Jakes 模型：用有限的具有一定权重的正弦信号来近似单径衰落情况。

从算法实现复杂度的角度考虑，使用比较多的是较简单的信道确定性的仿真模型——Jakes 模型法[15]。

2.2.3.2. Clarke 模型

从 2.1.2 节知道，信道的幅度服从瑞利分布，相位服从平均分布，以公式表示为

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right), (r \geq 0), \quad p(\theta) = 1/2\pi, (0 \leq \theta \leq 2\pi) \quad (2.2.4)$$

利用变量替换，令 $\beta = \exp(-r^2/2\sigma^2)$ ，由雅各比行列式推导计算，得到 $p(\beta) = 1, \beta \in [0, 1]$ ，如果令 $\theta' = \theta/2\pi$ ，那么 $p(\theta') = 1, \theta' \in [0, 1]$ 。也就是说，瑞利信道可以利用两个均匀分布的变量 β, θ' 来模拟，对应的信道衰落响应的幅度和相位表示为

$$\begin{cases} r = \sigma \sqrt{-2 \ln \beta} \\ \theta = 2\pi\theta' \end{cases} \quad (2.2.5)$$

或者是

$$T(t) = re^{j\theta} = \sqrt{-2 \ln \beta} \cdot e^{j2\pi\theta'} / \sigma \quad (2.2.6)$$

其中 σ 为 $T(t)$ 的平均功率。如果功率归一化，得到一个服从瑞利衰落的信号源后，对数据流进行滤波，得到信号的功率谱符合

$$P(f) = \frac{1}{\pi \sqrt{f_m^2 - (f - f_c)^2}} \quad |f - f_c| < f_m \quad (2.2.7)$$

反映到时域上即是一个功率谱为 $P(f)$ 的滤波器输出与速率为 f_c 的数据流相乘。

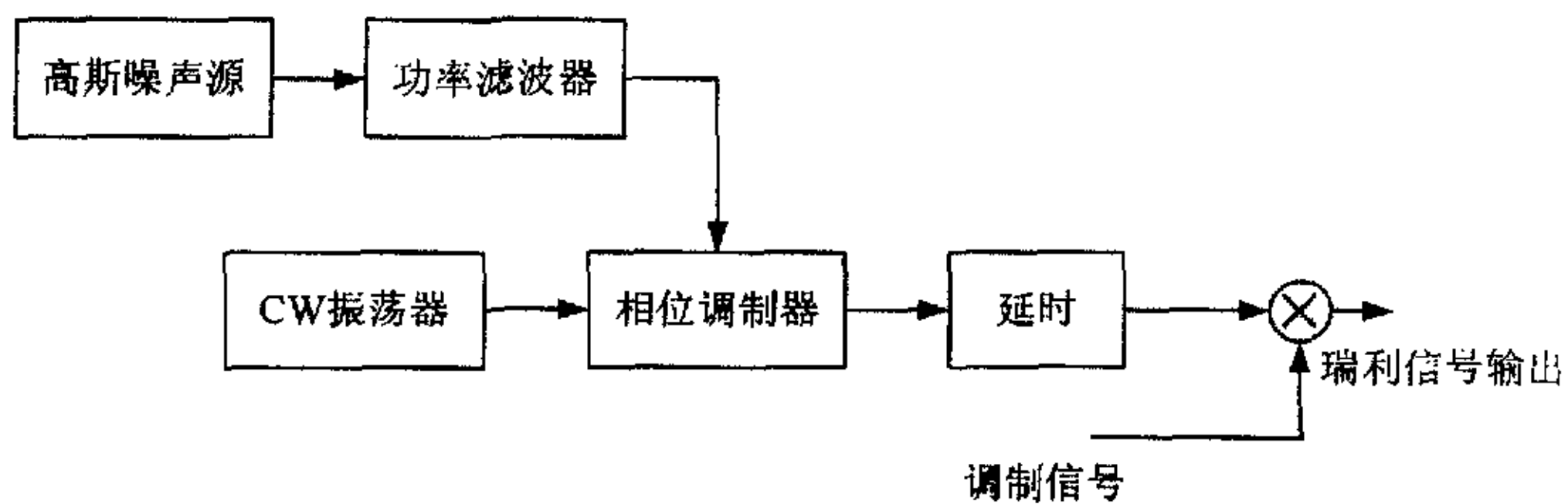


图 2.2-4: Clarke 信道模型实现示意图

如图 2.2-4，产生 n 个相互独立的高斯噪声源，然后经过满足 (2.2.8) 式的成形滤波器，则可以得到具有多普勒功率谱的高斯噪声源。将这些噪声源经过相位调制器后延时相加就可以产生瑞利衰落信号。

$$|H(f)| = A / \sqrt{1 - (f - f_d)^2}, f \in [-f_d, f_d] \quad (2.2.8)$$

2.2.3.3. Jakes 模型

Jakes 移动信道模型是一个功率归一化的基带等效模型。该模型假设从发射机到接收机之间存在无数条传播路径, 并且这些反射达到移动目标接收机的路径是离散均匀分布的。对于时域输入波形 $x(t)$, 其输出波形 $y(t)$ 可以表示为:

$$y(t) = \hat{T}_{k_real}(t) x(t) - \hat{T}_{k_imag}(t) x(t) \quad (2.2.9)$$

这里是 $x(t)$ 的希尔伯特变换。 $T_{k_real}(t)$ 、 $T_{k_imag}(t)$ 是 $T_k(t)$ 的实部和虚部。

$$T_k(t) = \frac{1}{\sqrt{2N_0 + 1}} \cdot [2 \cdot \sum_{n=1}^{N_0} \{\exp(j\beta_n) \cdot \cos(\omega_n t + \theta_n^{(k)})\} + \sqrt{2} \cos(\omega_d t + \theta_0^{(k)})] \quad (2.2.10)$$

其中 $\omega_n = \omega_d \cdot \cos(\alpha_n)$, $\omega_d = 2\pi f_m = \frac{2\pi v_m f_c}{c}$ (v_m 为最大运动速度, c 为光速, f_c 为

载波频率), $\alpha_n = \frac{\pi \cdot n}{2N_0 + 1}$, $\theta_n^{(k)} = \beta_n + \gamma_n^{(k)}$, 其中 N_0 为不可分辨的子径数, 满足 $N_0 \geq 8$ 。

关于 β_n 与 $\gamma_n^{(k)}$ 的选择, 其最终目的是为了使不同的 k 值 (可分辨的子径) 之间产生非相关的信号, 因此并不是唯一的。在[15]中, $\beta_n = \frac{\pi \cdot n}{N_0 + 1}$, $\gamma_n^{(k)} = \frac{2\pi \cdot (k-1)}{N_0 + 1}$, 由此可得 $\theta_n^{(k)} = \frac{\pi \cdot (n + 2k - 2)}{N_0 + 1}$ 。但是, 这套参数能产生完全非相关的信号的条件是

$\theta_n^{(l)} - \theta_n^{(k)} = \pi \cdot (m + \frac{1}{2})$ (m 为整数)。由于要找到符合条件的 l 和 k 并不容易, 也就意味着用原始的 Jakes 模型并不能产生相互独立的实部和虚部, 后来有许多人研究此问题并提出修正后的 Jakes 模型。

2.2.3.4. 改进的 Jakes 模型

采用[29]中提出的修正后的 Jakes 模型, 其优点在于比原始的 Jakes 模型能产生更好的具有独立特性的实部和虚部。

$$T_k(t) = \frac{1}{\sqrt{2N_0 + 1}} \cdot [2 \cdot \sum_{n=1}^{N_0} \{\exp(j\beta_n^{(k)}) \cdot \cos(\omega_n t + \theta_n)\} + \sqrt{2} \cdot (|\cos \phi_k| + j \cdot \sin \phi_k) \cdot \cos(\omega_d t + \theta_k)] \quad (2.2.11)$$

其中 $k=1,2,\dots,N_0-1$, $\omega_n = \omega_d \cdot \cos(\alpha_n)$, $\alpha_n = \frac{\pi(2n-1)}{4(N_0+1)}$, $\beta_n^{(k)} = \frac{\pi \cdot n \cdot k}{N_0+1}$, $\phi_k = \pi \cdot k$, $\theta_k = \frac{\pi \cdot k}{2}$ 。

2.2.3.5. 不同信道模型的性能分析

从上面分析可以知道,现在采用较多的是抽头延时线模型,多径信道由多个不同延时特性的路径组成,每径信道具有特定的衰落幅度、空间角度以及功率谱特性。所以对信道模型的分析,则主要体现在对单独一径的模型描述上能否尽可能地准确,如果每径信道的模型拟合符合实际环境的某种情况,我们可以近似地认为多径信道的模型拟合也符合我们的假设要求。

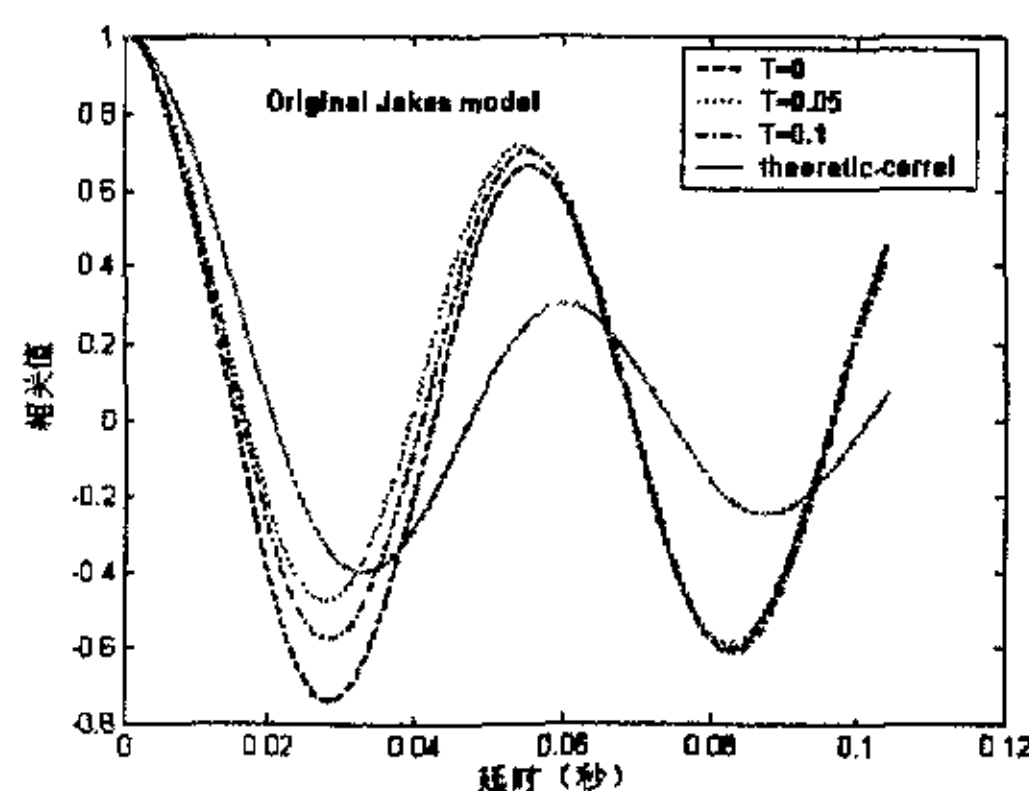
衡量信道模型的准确性,需要从衰落信道的统计特性进行分析,一个是信道的幅度和相位信息,一个是信道的二阶矩特性包括自相关和互相关特性等。由于 Jakes 模型是由大量的衰落信号累加得到的,根据“中心极限定理”信号的累积和服从复高斯分布,也就是幅度服从瑞利分布相位服从平均分布,如果信道中存在大功率的强径,累积信号幅度服从莱斯分布。在仿真中如果模拟的多径数目太少会影响信道的统计特性。Clarke 信道模型是将复高斯信号经过 IIR 滤波器来生成信道的多普勒功率谱特性, IIR 滤波器的输出信号是复高斯信号的线性叠加,其统计特性也服从复高斯分布特性。

考察信道的二阶矩特性,从时域主要关心信道的自相关特性以及同相与垂直分量的互相关特性,从频域考虑则考虑信道的多普勒功率谱特性。多普勒功率谱与信道的自相关特性是一对傅立叶变换的关系。在下面讨论信道模型的相关特性时, Jakes 模型和改进的 Jakes 模型中 M 取值 40,以保证其幅度和相位统计特性更符合要求,Clarke 模型中设计了一个 20 阶的 IIR 滤波器,以保证多普勒功率谱足够的精确度。假设实际环境中物体以 10km/h 的速度移动,通信的载频约为 2GHz,符号速率为 9.6kHz。

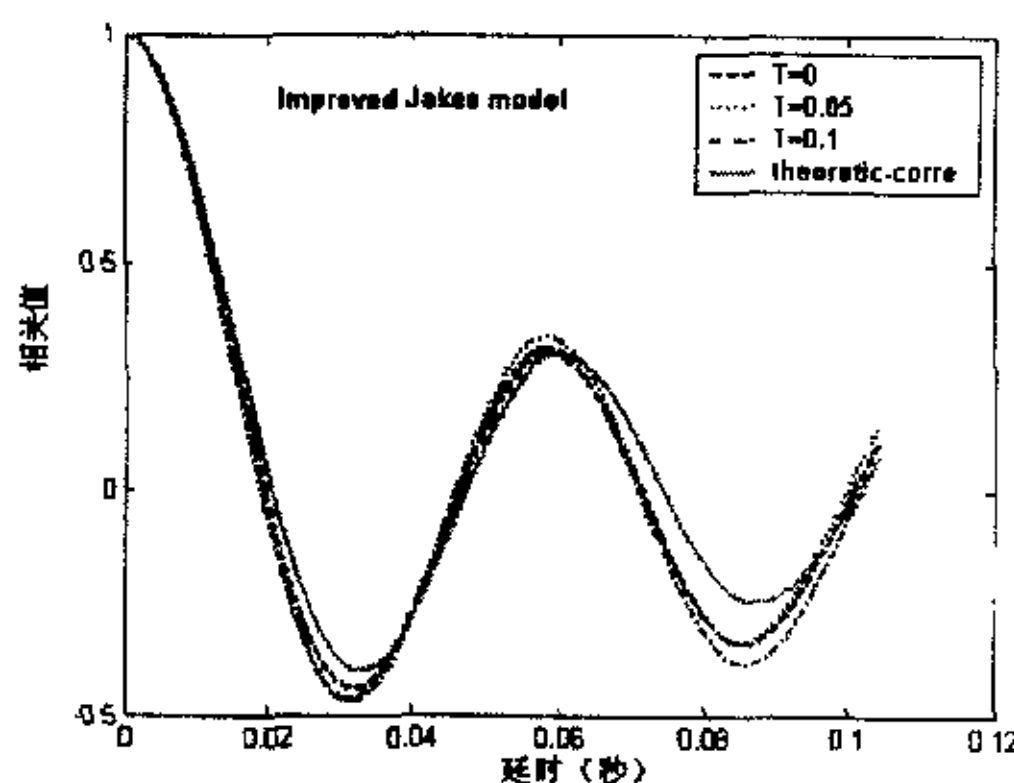
图 2.2-5 比较了三种信道模型在不同时刻情况下的自相关特性统计。“ $T=0$ ”曲线说明信道的统计特性是由当前时刻的数据统计得到的,“ $T=0.05$ ”和“ $T=0.1$ ”曲线说明信道的统计特性分别是由滞后 0.05 秒和 0.1 秒的数据统计得到的。与理论的自相关曲线相比,可以发现 Jakes 信道模型偏差(图(a))较大,而且这个偏差是确定性的,这可以解释为在 Jakes 信道模型中所有的参数都已知的情况下相关性统计是确定的,是唯一的。此外,还发现在不同观察时刻信道的统计特性不相同,这与实际的衰落信道环境特性不相符合,换句话说 Jakes 模型不能准确地描述信道特性。

对改进型 Jakes 信道模型进行仿真分析时发现信道统计特性每次都不完全相同,甚至会出现很大的偏差,这主要归结于产生的随机变量的分布特性,如果分布相对均匀统计性能接近于理论相关曲线,如果随机变量比较集中统计性能偏差就较大,这种

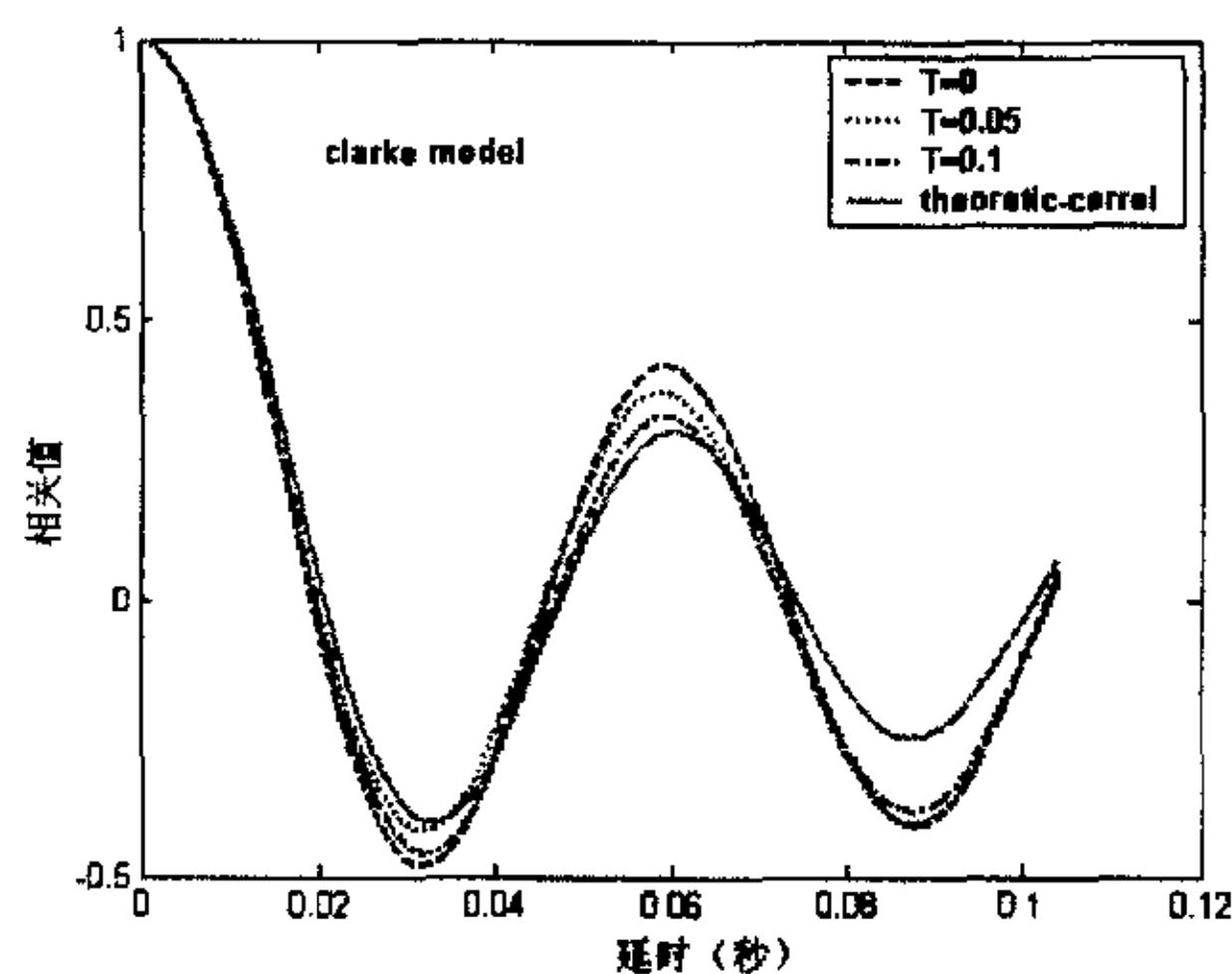
现象在低 M 值情况更加明显。在 M 取值 40 时,可以得到比较普遍的相关性统计特性(如图(b)),这个统计特性与理论的相差较小,而且不同时刻的统计特性随着信道观察响应的增多越来越接近,在误差范围内可以认为信道统计特性与观察时刻没有关系。Clarke 信道模型的统计特性如图(c),从图中可以看到它与理论的统计特性比较相似,而且不同时刻的统计特性随着信道观察响应的增多越来越接近,在误差范围内信道统计特性符合广义平稳的要求。比较这三个信道模型,可以轻易地发现改进型 Jakes 和 Clarke 信道模型更准确地反映了衰落信道的特性。



(a) Jakes 模型



(b) 改进型 Jakes 模型



(c) clarke 模型

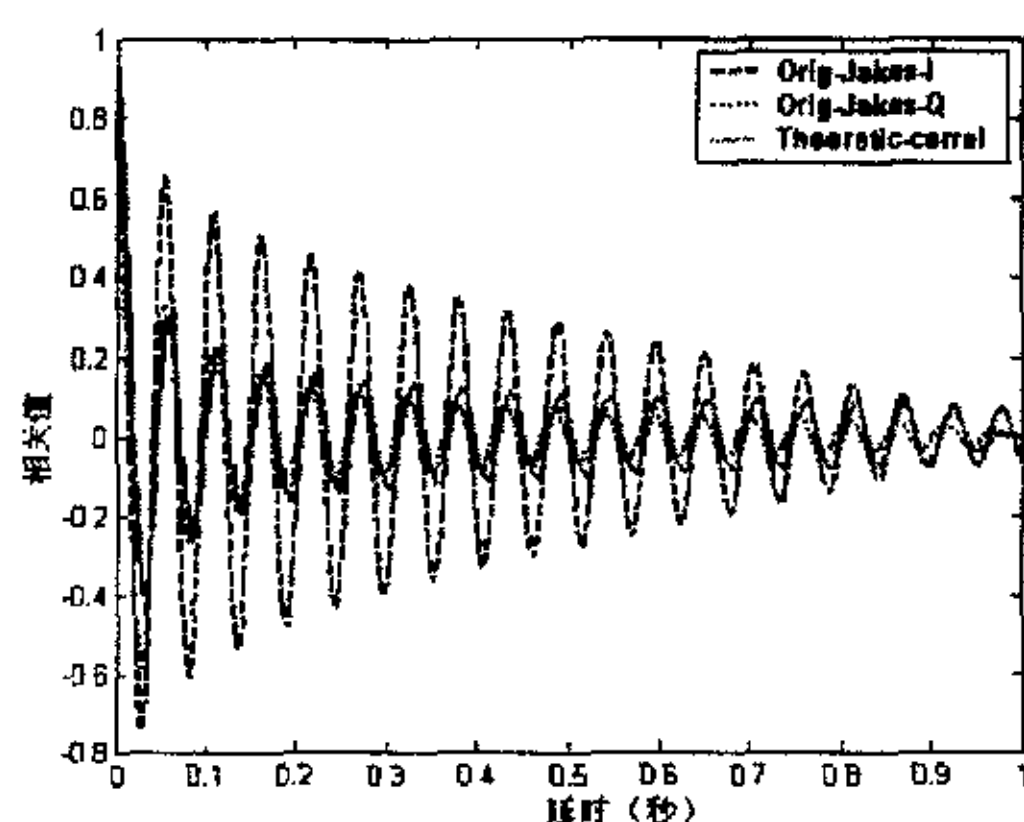
图 2.2-5: 三种信道模型在不同时刻的自相关特性比较

图 2.2-6 比较了三种信道模型中同相和正交分量的自相关特性。为了便于分析,还给出了理想的自相关曲线。观察 Jakes 信道模型,同相和正交分量的自相关曲线在正负两轴震荡,幅度逐渐减小。但与理想曲线比较,可以发现同相分量的自相关特性

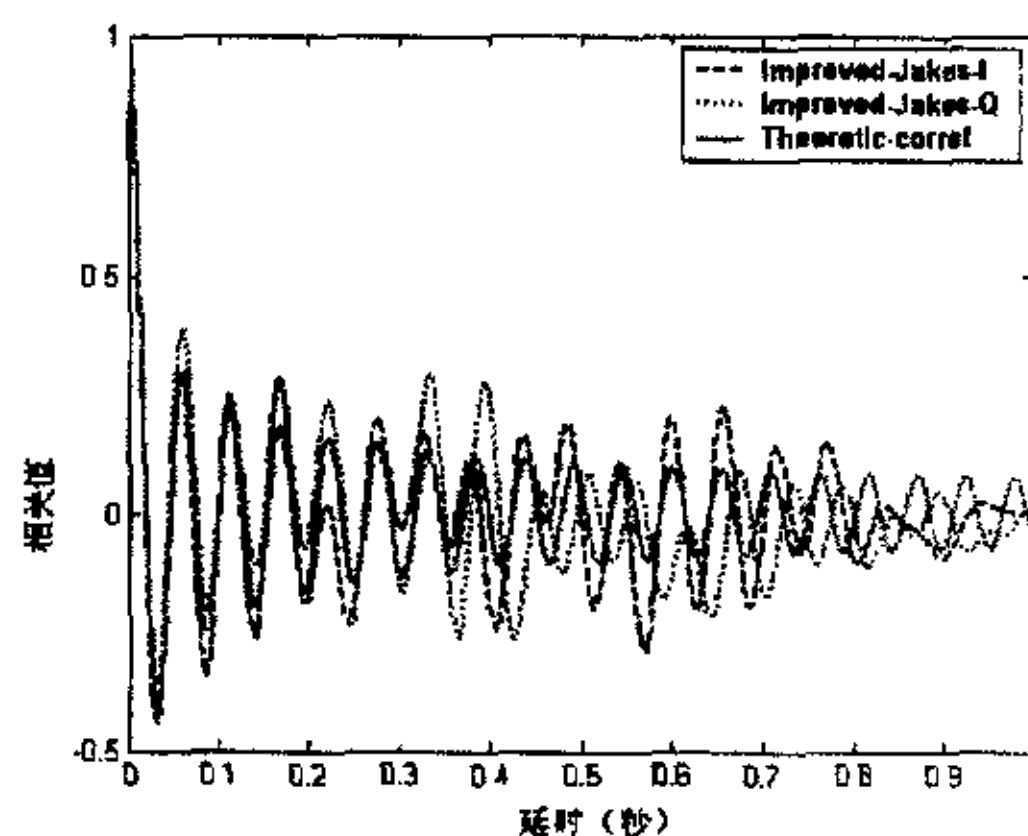
在低延时处明显偏高，而正交分量在前两振荡周期内自相关特性高于理想特性，在这之后则比较接近于理想特性。明显的振荡周期以及与理想特性的大小关系，完全是由于 Jakes 模型的确定性参数造成的。观察改进之后的 Jakes 模型，发现同相和正交分量的自相关特性没有 Jakes 模型的较规则的衰减特性，而且这些自相关特性也会因随机分量的数目以及每次随机数的分布而发生变化。与理想自相关特性比较，两分量在前三、四个振荡周期中比较接近，误差较小；但之后变化呈现混乱状态，无法比较。但随着统计数目的增多，自相关特性越来越与理想情况接近。Clarke 模型的自相关特性与改进型 Jakes 模型类似，没有明确的衰减规律，在前几个振荡周期与理想的比较接近，随后的变化幅度总体上也逐渐变小，而且统计特性也随着统计数目的增多与理想情况接近。比较这三个信道模型，我们发现改进型 Jakes 和 Clarke 信道模型的自相关特性更接近于理论分析值，传统的 Jakes 模型误差较大。

图 2.2-7 比较了三种信道模型的同相与正交分量的互相关统计特性。原始 Jakes 模型的互相关特性呈现周期性振荡衰减，衰减速度缓慢；而改进型 Jakes 和 Clarke 信道模型自相关特性幅度较小，幅度变化几乎无规律可循而且随着统计数目的增多降低。比较三者，改进型 Jakes 和 Clarke 信道模型比原始 Jakes 更加准确。

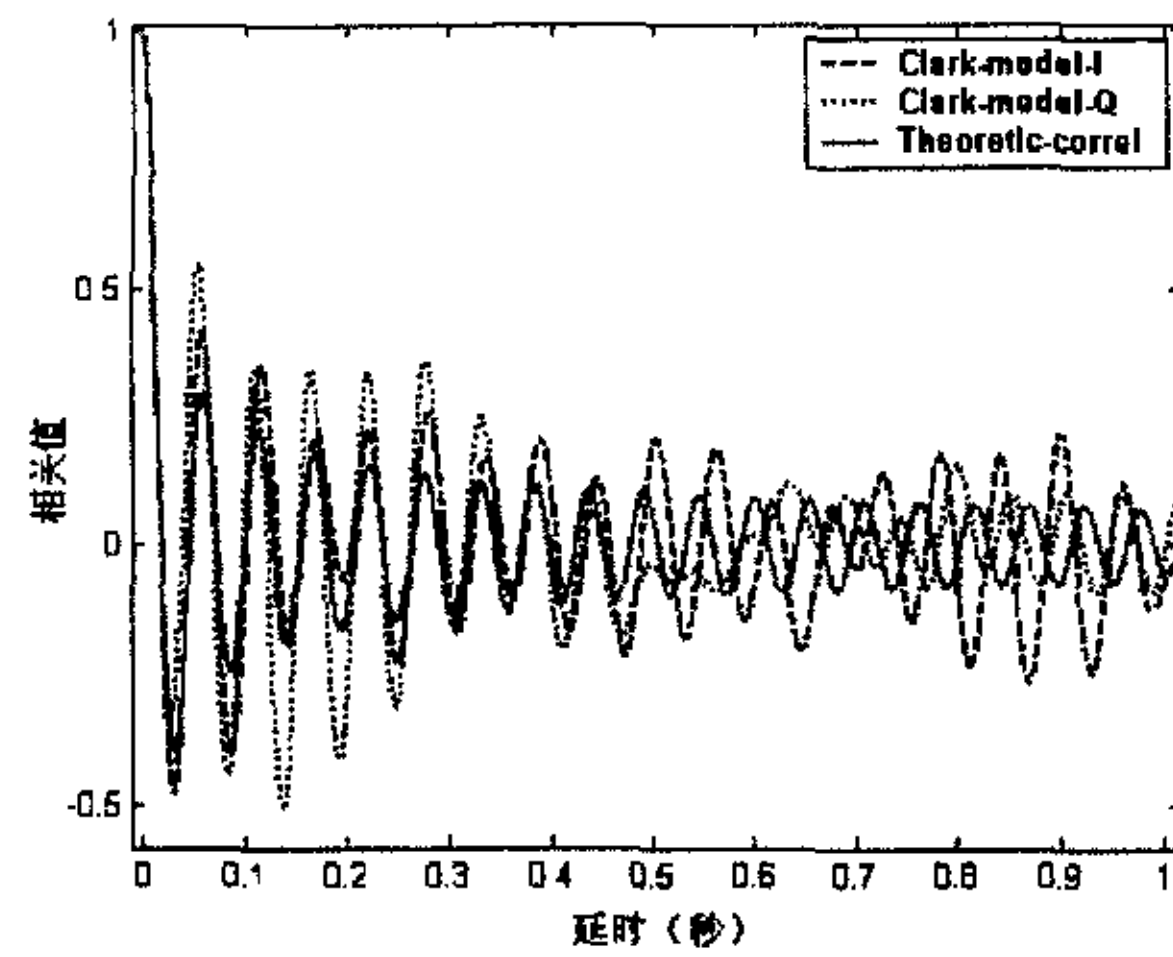
综合上面的分析，改进型 Jakes 和 Clarke 信道模型比 Jakes 模型更能准确地描述实际信道环境的衰落变化，在后面的信道估计和信道预测中我们选取改进型 Jakes 和 Clarke 中的一种，具体选择还需要考虑它们的仿真复杂度。



(a) Jakes 信道模型



(b) 改进的 Jakes 信道模型



(c) Clarke 信道模型

图 2.2-6: 三种信道模型中同相和正交分量的自相关统计特性比较

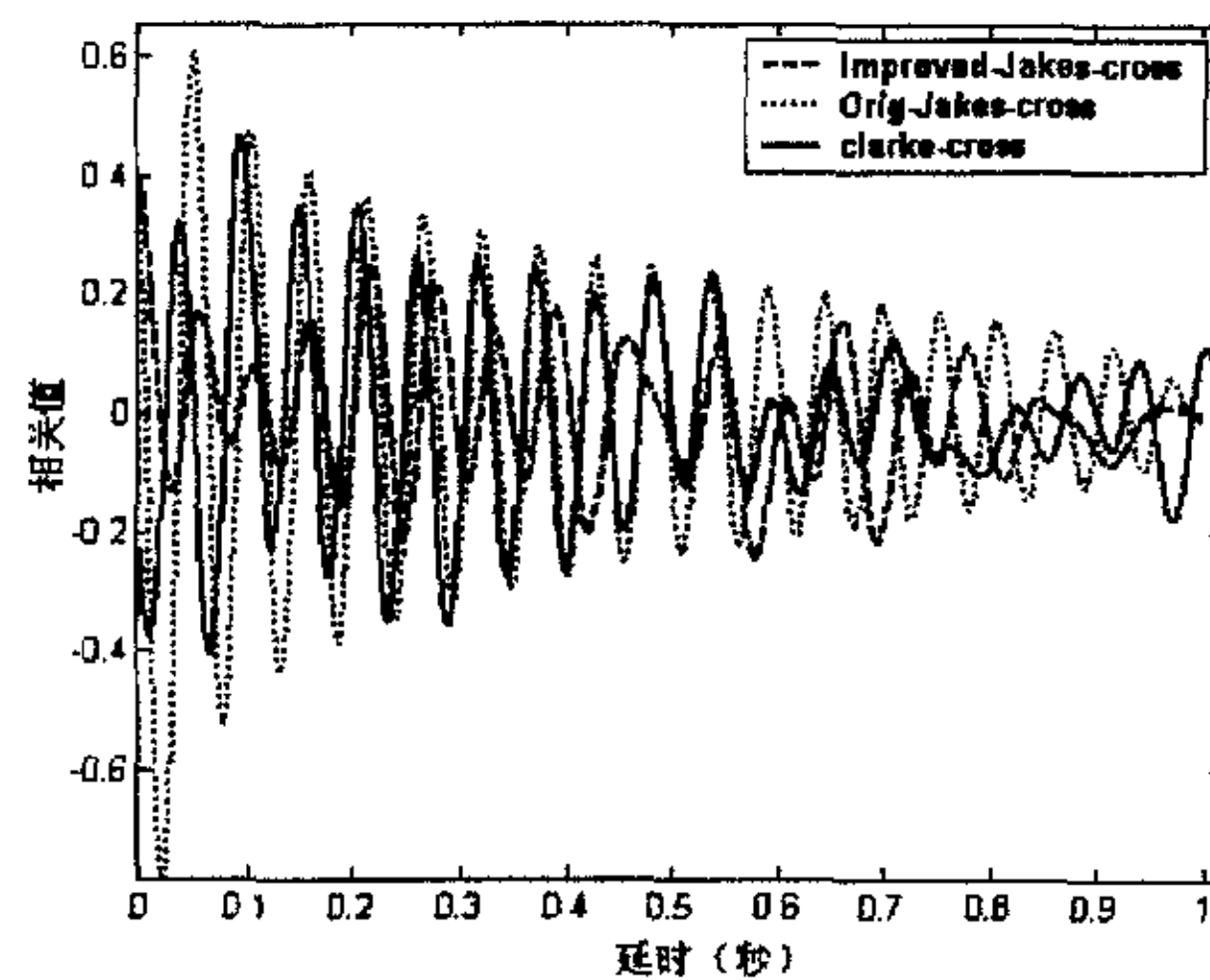


图 2.2-7: 三种信道模型中的同相与垂直分量的互相关统计特性比较

第三章 信道估计算法

恶劣的无线传播环境导致传输信号失真。为了降低系统的误码率，通常利用估计得到的信道信息检测接收到的信号。此外，为了支持高速的数据业务信道预测已经成为提供未来信道信息的候选方案。信道预测的观察值来源主要是信道估计得到的信道响应值。所以说在当前的通信系统中信道估计已经成为不可缺少的一部分。在本章，我们首先在 3.1 节介绍一下采用信道估计检测信号的背景，对信道估计的发展作简单的概述；在 3.2 节着重介绍一下宽带系统中典型的两种信道估计算法，即频域信道估计算法以及最小二乘信道估计算法，并对相关的性能和误差来源作一定的分析；在 3.3 节提出的一种新的估计算法，此算法在发射端选择 PN 码作为训练序列，在接收端根据 PN 码的特点设计信道估计算法，此后对算法进行性能分析和仿真。在 3.4 节简要地介绍一下信道估计算法之后的降噪处理方法。

3.1. 信道估计背景及概述

无线传播环境是一种比较恶劣的传播环境，在空中传播的信号通常会受到路径损耗、阴影衰落以及快速变化的多径衰落的影响，这种影响属于乘性干扰的范围。此外，信号还受到一种加性噪声的干扰，这种干扰自然界普遍存在，比如热噪声、宇宙噪声等。对于一个系统而言，对这两种噪声的消除或者抑制，都是很有必要的。对于无线系统而言，乘性干扰的影响尤为明显，主要表现在两个方面：一个就是无线信道动态变化，在物体移动以及衰落的综合作用下会使得环境周围的热噪声淹没了有用信号，使得接收端不能正确地检测出信号，导致系统误码率升高、性能下降。另一个表现就是乘性干扰会造成信号在时域和频域扩展，从而导致不同符号之间产生干扰，影响了信号的检测。

为了提高系统的性能，必须在接收端采取一些方法来克服或者减弱这种干扰。因此产生了一些信号检测和干扰消除的方法，最典型的例子就是信道均衡技术。简单地解释，信道均衡技术就是利用估计得到的信道特性反作用于信号，来抵消信道对信号的乘性干扰。除均衡技术外还有其它的很多方法借助估计得到的信道信息来提高接收端信号的质量。当然，也有部分技术不需要信道估计直接从数据获取信道自身的特性，然后对信号进行检测处理，这类技术我们称之为盲处理或者盲检测。从性能来说，借助信道估计的信号检测性能要优于盲检测的。所以在当今的各种系统绝大多数采用基于信道估计的信号检测技术，即使系统需要增加一些额外开销。

第二代移动通信系统主要以 GSM（全球移动系统）和窄带 IS-95 两个系统[54]为

代表,其中 GSM 系统采用 TDMA (时分复用) 技术,而 IS-95 采用的是 CDMA 技术。其中 GSM 系统中,系统带宽为 200KHz,此时信号经过的信道为频率非选择性信道,在接收端信号的幅度受到衰减,但没有造成信号之间的干扰。对于这种情况,时域信号均衡就可以将信号恢复,保证系统性能。此系统为了支持信道估计,在帧结构中留取一个时隙传输训练序列。接收端在已知训练序列的前提下估计信号的衰落特性。窄带 IS-95 系统是一个带宽为 1.25MHz 的 FDD 系统,信号传输时没有时隙的概念。为了能够获取信号的衰落特性,系统取出一个码道(导频信道)来传输训练序列。传输时,训练序列和用户数据叠加在一起,在相同的传播环境中传输。在接收端,用户利用训练序列获取信道信息,用户数据依据此信息进行信号处理。但由于 IS-95 系统带宽为 1.25MHz,经过的信道具有频率选择性,在接收端信道表现为多径衰落。为了能够支持系统通过 Rake 接收机获取多径增益,就要求估计算法能够提供所有多径的衰落信息,这就比 GSM 系统要复杂一些。

第三代移动通信系统主要以 WCDMA、cdma2000 和 TD-SCDMA 三个系统 [55][56][57][58] 为代表。其中 cdma2000 是从 IS-95 系统经过 cdma 1x 系统逐步演变过来的,为了够向下兼容 IS-95 系统其整个物理层结构在原来基础上扩展,仍然保留了导频信道传输训练序列,系统借助这个信道进行信道估计。WCDMA 系统是一个 FDD 双工方式的系统,其系统结构中也为每个用户设计了 DPCCH (专用物理控制信道),这个信道与 DPDCH (专用物理数据信道) 重叠后共同传输。部分 DPCCH 信道中传输了训练序列,每个用户就根据此训练序列获得用户经过的信道衰落信息。TD-SCDMA 系统是一个 TDD 双工方式的系统,其系统与上两个系统差异较大。此系统在每个时隙的数据结构中插有 Midamble 数据段(等效于训练序列),这个数据段采用循环结构,根据起始相位不同来区分用户。在接收端利用这个数据段进行信道估计获得信道信息。由于这三个系统都占有 5M 带宽,信号经过的信道都具有频率选择性,这就要求信道估计能够将所有可分离多径的衰落信息全部提取出来。

此外,无线局域网也利用训练序列进行信道估计。已经成为无线局域网标准的 IEEE 802.11a 系列,在物理层利用前两个已知的 OFDM 符号(称为 preamble)进行同步和信道估计操作,数据 OFDM 符号中的部分子载波中也被插入一些已知序列。在接收端利用 preamble 估计所有子载波的信道信息,然后利用数据符号中已知的子载波序列对估计得到的信道估计进行校正。

信道估计依据信号的性质分为两类,第一类就是时域信道估计,此类信道估计算法在时域对信号进行处理,主要方法有最小二乘法以及最小均方差法,其缺点就是需要较大的计算量;第二类就是频域信道估计,此类方法主要在频域对信号进行处理,

即使是时域系统信号，只需要傅立叶变换到频域再进行处理，这类方法简洁，运算量小。

根据信道的衰落特性信道估计也分为两类，一类就是平坦衰落信道下的信道估计算法，这类信道算法比较简单，具体过程就是用接收到的信号与已知的发送信号相除，有时为了提高信号估计算法的精度，需要将多个估计值累加减小加性噪声的影响；另一类就是频率选择性衰落信道下的信道估计算法，此算法将在下一节作具体介绍。

3.2. 宽带系统中信道估计算法

在当今日新月异的通信发展当中，发展的一个重要目标就是通信系统宽带化，支持高速率的数据业务，例如第三代移动通信系统支持的数据速率最高可以达到 2Mbps，而 3.5 代系统数据速率可达到 10Mbps，在未来的 4G 移动通信系统中上行链路数据速率为 10~20Mbps，下行链路最高则可达到 200Mbps，而无线局域网以及城域网数据传输速率则更高，将从 IEEE 802.11b 标准的 10Mbps 到 802.11e 标准的几百 Mbps。在这些高速速率的数字系统中，除了直视 (LOS) 情况所有的信号经过信道之后必然受到信道的失真影响，导致严重的符号间干扰。为了获取高质量的链路性能，这些系统都倾向于借助信道估计进行信号检测，在系统的传输帧结构中都留出部分数据段或者使用专门信道来传送训练序列。

对训练序列的结构设计通常结合系统本身的特点，当前存在的比较典型的结构主要有两种形式：

一种是以 2G 中的 IS-95 系统、3G 标准中的 WCDMA 和 cdma2000 系统为代表采用的码分训练结构。这三个系统都是码分复用的方式，所有用户的数据同时同频传输，采用的扩频因子都比较大，能够为系统提供足够的扩频增益。因此设计时三系统都采用系统基本单元——码道来传输训练序列，保证信道估计的准确性。

另一种是以 2G 中 GSM 系统、3G 标准中的 TD-SCDMA 系统以及无线局域网为代表采用的时分训练结构。GSM 系统采用 TDMA 方式传输数据，系统利用时隙来传输训练序列；由于 TD-SCDMA 系统以及 WCDMA 系统的 TDD 模式都采用最大为 16 的扩频因子，受到的系统干扰比较大，解扩不能为系统提供足够的扩频增益。因此它们设计时在传输的两块数据中间“夹着”训练序列，假设系统在单位传输时间内准静止的条件下利用训练序列为两块数据提供信道信息。在无线局域网中，一般都采用二维的训练序列结构：以一两个 OFDM 符号传输训练序列，为所有子载波提供信道信息，然后在数据 OFDM 符号的少量子载波中插入已知序列，为后续的符号校正信道信息。

对于第一种情况，信道估计方法就是对接收到的训练序列直接进行解扩，由于存在扩频增益，估计性能比较好而且运算量也不大。第二种情况则相对比较复杂，本章的重点就是关于第二种情况的信道估计讨论，后面提到的信道结构缺省都指第二种情况。

对于第二种情况，决定信道估计算法好坏的因素主要存在两个方面，一个就是训练序列的自身特性，另一个就是估计算法的准则。在下面的小节中将分别对这些问题进行探讨归纳。

3.2.1. 宽带系统中信道模型

无线通信研究中，传播信道通常都可以用一个离散的时间转换函数来表示，也就是通常所说的离散时间脉冲响应，表示为 $\{h_k(n)\}_{k=0}^{\infty}$ 或者 $\{h_k(n)\}$ 。实际环境中，信道脉冲响应是实时变化的，信道变化快慢由信道的多普勒频移决定。信道估计就是尽可能准确地获得信道的特性。训练序列在数据传送过程中都是已知，记为 $\{x(n)\}$ ，在接收端接收信号 $\{y(n)\}$ 可以认为是离散化的训练序列与信道脉冲响应的卷积，另外还包括不可避免的高斯白噪声 $\{v(n)\}$

$$y(n) = \sum_{k=0}^{\infty} h_k(n)x(n-k) + v(n) \quad (3.2.1)$$

如果系统在一小段时间内截取了足够的抽样数据，而且这段时间相对于信道相干时间比较短，那么可以认为信道此时准静止，近似为时不变信道。我们进一步将信道简化为包含 M 个脉冲响应的时不变有限长的信道脉冲响应（FIR）。那么（3.2.1）则修改为

$$y(n) = \sum_{k=0}^{M-1} h_k x(n-k) + v(n) \quad (3.2.2)$$

其中 M 选择时认为能够包含信道中所有重要的衰落分量。对上式进行 z 变换，则变为

$$y(n) = H(q^{-1})x(n) + v(n) \quad (3.2.3)$$

式中 $H(q^{-1}) = \sum_k h_k q^{-k}$ 。从上式可以看出在已知训练序列 $\{x(n)\}$ 和接收序列 $\{y(n)\}$ 前提下，我们可以获得信道脉冲响应的估计，这个估计精度受到高斯白噪声的影响，具体的性能分析在后面的小节中给出。

如果说训练序列是一组统计独立的高斯数据，考虑高斯白噪声与训练序列的相互

独立关系以及信道脉冲响应各径相互独立情况下，接收信号的方差为

$$\sigma_y^2 = E\{y(n)^2\} = \sigma_x^2 \sum_{k=0}^{M-1} |h_k|^2 + \sigma_v^2 \quad (3.2.4)$$

此时信道的信噪比（SNR）则为

$$\gamma = \frac{\sigma_x^2 \sum_{k=0}^{M-1} |h_k|^2}{\sigma_v^2} \quad (3.2.5)$$

那么信道平均信噪比为

$$\bar{\gamma} = \frac{\sigma_x^2 \sum_{k=0}^{M-1} \sigma_{h_k}^2}{\sigma_v^2} \quad (3.2.6)$$

式中 $\sigma_{h_k}^2$ 表示第 k 径信道响应的方差。

实际的信道设计中我们可以看到训练序列的长度是有限的，本节所谈到的训练序列中数据独立同分布的特性就必然受到影响，此时训练序列的性能就跟数据的互相关性有关，设计一个接近独立同分布的训练序列也就成为研究信道估计的一个方面。

3.2.2. 经典信道估计算法

本小节介绍比较经典的时域和频域信道估计算法，这两种算法分别从时域和频域借助序列估计信道脉冲响应和信道频域响应，从某个角度来说这两个算法是等价的，只是考虑的角度不同而已。这两种算法使用很广泛，而且后续的许多改进算法也基于这两个算法扩展得到的。在介绍这两种算法之前，简要地描述一下训练序列的结构设计。

3.2.2.1. 训练序列结构设计

从信道估计算法本身来看，信道估计算法似乎与训练序列的结构没有任何关系。实际上，信号经过实际信道环境到达接收端时，信号发生了时间色散导致多径效应，符号之间产生干扰。为了能够准确地估计信号响应，接收端需要丢弃那些被“污染”的信道估计数据，所以在训练序列设计时需要考虑保护间隔。此外考虑到数据或者矩阵的循环结构具有特征值分解简单的特点，训练序列常设计为循环结构。

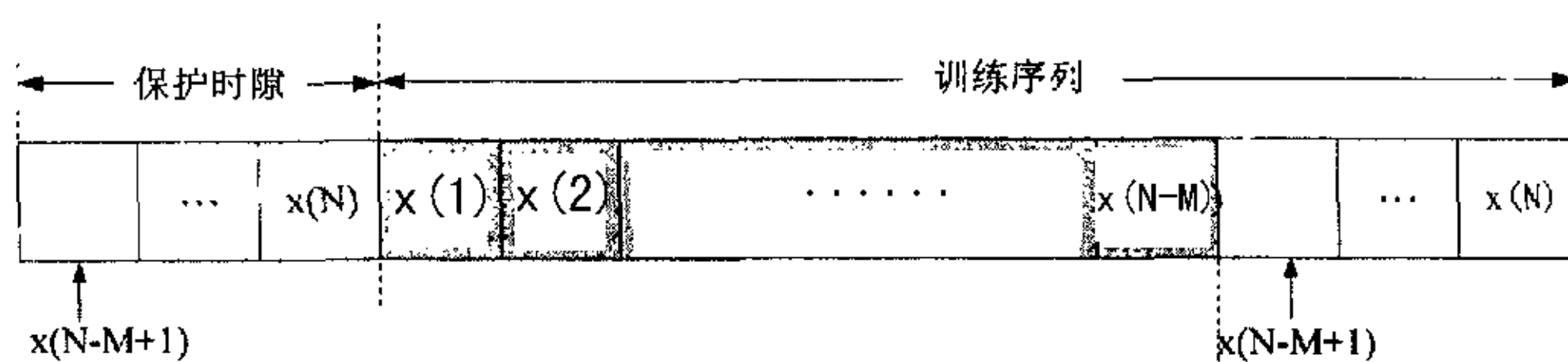


图 3.2-1: 训练序列常用结构

图 3.2-1 中给出了时域情况下训练序列的通用结构，其包括两部分：一部分就是训练序列部分，另一部分就是保护时隙部分，保护时隙的内容与训练序列尾部的数据相同。一般说来，训练序列对具体的内容没有要求，其相关属性与通信当中对数据的要求一致。一般要求保护时隙的时间跨度要大于信道的最大多径时延。

接收端利用接收到的训练序列进行信道估计。由于多径信道对训练序列数据产生了衰落和失真，为了保证信道估计的准确性，接收端首先丢弃被前一块数据“污染”的保护时隙数据，利用数据的循环性特点估计信道的脉冲响应。

3.2.2.2. 频域信道估计方法

根据信号与系统的基本原理可以知道，信号在时域卷积的关系变换到频域就是对应频率响应相乘的关系。那么(3.2.3)式在频域则变为

$$Y(\omega) = H(\omega)X(\omega) + V(\omega) \quad (3.2.7)$$

那么信道频域响应的估计就可以简化为

$$\hat{H}(\omega) = Y(\omega) / X(\omega) \quad (3.2.8)$$

信道脉冲响应则可以通过对 $\hat{H}(\omega)$ 求反傅立叶变换得到。这个方法估计的精度不高，但由于低复杂度还是得到研究者的关注。

3.2.2.3. 最小二乘方法 (least squares)

频域信道估计算法在参数估计的时候导致了很高的噪声分量，这个问题对于那些信道衰减比较大的信道响应影响尤为明显。这里从时域介绍最小二乘方法，这个算法能够给出相对较优的性能。

首先给出 (3.2.3) 式的向量表达形式是

$$y(n) = \mathbf{x}^H(n)\mathbf{h} + v(n), \quad n = 1, 2, \dots, N \quad (3.2.9)$$

其中信号向量和信道脉冲响应分别为

$$\mathbf{x}(n) = [x(n) \ x(n-1) \ \cdots \ x(n-M+1)]^H \quad (3.2.10)$$

$$\mathbf{h} = [h_0 \ h_1 \ \cdots \ h_{M-1}]^T \quad (3.2.11)$$

噪声分量 $v(n)$ 具有零均值和 σ^2 方差的统计特性。在这段时间内被抽样的接收数据包含 N 个分量，信道包含 M 个未知的响应分量。综合这 N 个分量，构造训练序列矩阵

$$\mathbf{X} = [\mathbf{x}(1) \ \mathbf{x}(2) \ \cdots \ \mathbf{x}(N)]^H \quad (3.2.12)$$

接收到的数据向量和噪声向量分别为

$$\mathbf{y} = [y(1) \ y(2) \ \cdots \ y(N)]^T \quad (3.2.13)$$

$$\mathbf{v} = [v(1) \ v(2) \ \cdots \ v(N)]^T \quad (3.2.14)$$

将上三式代入关系式，可以得到

$$\mathbf{y} = \mathbf{X}\mathbf{h} + \mathbf{v} \quad (3.2.15)$$

那么利用最小二乘算法估计得到的信道参数为

$$\hat{\mathbf{h}} = (\mathbf{X}^H \mathbf{X})^{-1} \mathbf{X}^H \mathbf{y} = \mathbf{h} + (\mathbf{X}^H \mathbf{X})^{-1} \mathbf{X}^H \mathbf{v} \quad (3.2.16)$$

式中，符号 $()^H$ 表示对向量或者矩阵进行复共轭转置操作。若记 $\mathbf{e} = (\mathbf{X}^H \mathbf{X})^{-1} \mathbf{X}^H \mathbf{v}$ ，式 (3.2.16) 变为

$$\hat{\mathbf{h}} = \mathbf{h} + \mathbf{e} \quad (3.2.17)$$

根据上文对噪声统计特性的假设，可以得到信道脉冲响应估计向量的统计特性：均值向量和方差矩阵

$$E\{\hat{\mathbf{h}}\} = \mathbf{h} \quad (3.2.18)$$

$$\mathbf{R}_{\hat{\mathbf{h}}} = \mathbf{R}_{\mathbf{e}} = E\{\mathbf{e}\mathbf{e}^H\} = E\{(\hat{\mathbf{h}} - \mathbf{h})(\hat{\mathbf{h}} - \mathbf{h})^H\} = (\mathbf{X}^H \mathbf{X})^{-1} \mathbf{X}^H \mathbf{R}_v \mathbf{X} (\mathbf{X}^H \mathbf{X})^{-1} \quad (3.2.19)$$

其中 $\mathbf{R}_v = E\{\mathbf{v}\mathbf{v}^H\}$ 。那么信道估计响应的相关矩阵为

$$E\{\hat{\mathbf{h}}\hat{\mathbf{h}}^H\} = \mathbf{h}\mathbf{h}^H + (\mathbf{X}^H \mathbf{X})^{-1} \mathbf{X}^H \mathbf{R}_v \mathbf{X} (\mathbf{X}^H \mathbf{X})^{-1} \quad (3.2.20)$$

如果高斯噪声是白化噪声，那么噪声的方差矩阵就可以简化为 $\mathbf{R}_v = \sigma_v^2 \cdot \mathbf{I}$ ，估计响应

的方差矩阵就变为

$$\mathbf{R}_h = \sigma_v^2 (\mathbf{X}^H \mathbf{X})^{-1} \quad (3.2.21)$$

假如 \mathbf{x} 为方阵矩阵，而且每一列都是由相同的一个序列经过移位生成，那么矩阵就具有循环特性

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} x_0 & x_{N-1} & x_{N-2} & \cdots & x_1 \\ x_1 & x_0 & x_{N-1} & & x_2 \\ x_2 & x_1 & x_0 & & x_3 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{N-1} & x_{N-2} & x_{N-3} & \cdots & x_0 \end{bmatrix}_{N \times N} \quad (3.2.22)$$

此时根据循环矩阵的特点，可以对矩阵进行变换得到

$$\mathbf{X} = \mathbf{F}^T \mathbf{\Lambda} \mathbf{F} \quad (3.2.23)$$

其中矩阵 \mathbf{F} 为傅立叶矩阵，每个分量表示为

$$f_{mn} = \frac{1}{\sqrt{N}} \exp(-j2\pi mn/N), \quad m, n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (3.2.24)$$

$\mathbf{\Lambda}$ 为对角矩阵，其对应的分量可以经过对矩阵 \mathbf{x} 的第一列进行傅立叶变换得到

$$\text{vec}(\mathbf{\Lambda}) = \mathbf{F} \cdot [x_0 \ x_1 \ \cdots \ x_{N-1}]^T \quad (3.2.25)$$

所以在数据矩阵为方阵的情况下，(3.2.15) 式可以变为

$$\mathbf{y} = \mathbf{F}^T \mathbf{\Lambda} \mathbf{F} \mathbf{h} + \mathbf{v} \quad (3.2.26)$$

经过简单的变换，可以得到

$$\hat{\mathbf{H}} = \mathbf{F} \hat{\mathbf{h}} = \mathbf{\Lambda}^{-1} \mathbf{F} \mathbf{y} = \mathbf{F} \mathbf{h} + \mathbf{\Lambda}^{-1} \mathbf{F} \mathbf{v} \quad (3.2.27)$$

观察式 (3.2.7)，(3.2.8) 和 (3.2.27)，我们可以发现它们的物理意义是完全相同的。也就是说当我们以循环方式来设计训练序列的时候，从频域的角度来说频域信道估计算法和最小二乘算法是相同的，从时域的角度最小二乘算法利用训练序列长度大于信道脉冲响应长度来获取冗余信息，提高信道估计的准确度。

3.2.2.4. 估计算法误差分析

结合 (3.2.9)、(3.2.10) 和 (3.2.16) 式，最小二乘法信道估计算法可以完整写成

$$\hat{\mathbf{h}} = (\mathbf{X}^H \mathbf{X})^{-1} \mathbf{X}^H \mathbf{y} = \left(\sum_{n=1}^N \mathbf{x}(n) \mathbf{x}^H(n) \right)^{-1} \sum_{n=1}^N \mathbf{x}(n) y(n) + (\mathbf{X}^H \mathbf{X})^{-1} \mathbf{X}^H \mathbf{v} \quad (3.2.28)$$

从(3.2.28)式可以看出, 高斯白噪声不可完全消除, 非线性信道变化也对信道估计的准确性产生影响, 这里就对这两种影响进行分析[59]。

A) 加性高斯白噪声引起的误差

从(3.2.28)式, 独立于数据的白噪声不可避免地影响信道估计的精度, 具体的误差为

$$\mathbf{e}_N = (\mathbf{X}^H \mathbf{X})^{-1} \mathbf{X}^H \mathbf{v} \quad (3.2.29)$$

噪声的方差为

$$\mathbf{R}_N = E_v \{ \mathbf{e}_N \mathbf{e}_N^H \} = \sigma_v^2 \cdot E \{ (\mathbf{X}^H \mathbf{X})^{-1} \} = \sigma_v^2 \mathbf{Q} \quad (3.2.30)$$

式中定义

$$\mathbf{Q} = E \{ (\mathbf{X}^H \mathbf{X})^{-1} \} = E \left\{ \left(\sum_{n=1}^N \mathbf{x}(n) \mathbf{x}^H(n) \right)^{-1} \right\} \quad (3.2.31)$$

令

$$\mathbf{X}^H \mathbf{X} = \sum_{n=1}^N \mathbf{x}(n) \mathbf{x}^H(n) = N \mathbf{R}_x + \sum_{n=1}^N \mathbf{Z}(n) \quad (3.2.32)$$

其中 \mathbf{R}_x 和 $\mathbf{Z}(n)$ 定义为

$$\mathbf{R}_x = E \{ \mathbf{x}(n) \mathbf{x}^H(n) \} = \sigma_x^2 \cdot \mathbf{I} \quad (3.2.33)$$

$$\mathbf{Z}(n) = \mathbf{x}(n) \mathbf{x}^H(n) - \mathbf{R}_x \quad (3.2.34)$$

$\mathbf{Z}(n)$ 的统计特性容易得到

$$E_x \{ \mathbf{Z}(n) \} = 0, \quad E_x \{ \mathbf{Z}(n) \mathbf{Z}(m) \} = \sigma_x^4 (M + k_x - 2) \cdot \mathbf{I} \delta_{n,m} \quad (3.2.35)$$

式中 k_x 是 Pearson 常数, 定义为

$$k_x = \frac{E_x \{ |x(n)|^4 \}}{(E_x \{ |x(n)|^2 \})^2} \quad (3.2.36)$$

在复高斯信道中这个常数为 2。

对 (3.2.32) 式在单位矩阵 \mathbf{I} 上进行 Taylor 展开, 可以得到

$$(\mathbf{X}^H \mathbf{X})^{-1} = \frac{1}{\sigma_x^2 N} \left(\mathbf{I} + \frac{1}{\sigma_x^2 N} \sum_{n=1}^N \mathbf{Z}(n) \right)^{-1} \approx \frac{1}{\sigma_x^2 N} \left(\mathbf{I} - \frac{1}{\sigma_x^2 N} \sum_{n=1}^N \mathbf{Z}(n) + \left(\frac{1}{\sigma_x^2 N} \right)^2 \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^N \mathbf{Z}(n) \mathbf{Z}(m) \right) \quad (3.2.37)$$

对上式求统计平均得到

$$E_x \{ \mathbf{Q} \} = E_x \{ (\mathbf{X} \mathbf{X})^{-1} \} = \frac{1}{\sigma_x^2 N} \left(1 + \frac{M + k_x - 2}{N} \right) \cdot \mathbf{I} \quad (3.2.38)$$

由 (3.2.38) 得到噪声的方差为

$$\mathbf{R}_N = \frac{\sigma_v^2}{N \sigma_x^2} \left(1 + \frac{M + k_x - 2}{N} \right) \mathbf{I} \quad (3.2.39)$$

那么对信道估计影响的加性高斯白噪声总方差为每个抽头上的复高斯分量方差的和, 记为噪声方差矩阵的迹 $\text{tr} \mathbf{R}_N$

$$\text{tr} \mathbf{R}_N = \frac{M \sigma_v^2}{N \sigma_x^2} \left(1 + \frac{M + k_x - 2}{N} \right) \quad (3.2.40)$$

从 (3.2.40) 式可以看出, 对信道估计的影响主要决定于发射机的信号功率、环境中加性白噪声功率以及信道可分离多径数目和训练序列的长度的关系。如果训练序列越长, 估计信道的冗余信息就多, 信道估计就越准确。这也就能够解释为什么最小二乘法信道估计算法的精度高于频域信道估计算法。

B) 信道变化引起的误差

实际环境中, 信道会随着物体的移动作快速的变化。当物体移动太快或者信道快速变化时, 训练序列两端经历的信道差异很大, 此时用上面介绍的信道估计算法必然会导致估计误差, 从数学角度可以解释为信道变化的曲率决定这种误差的大小。这种误差不可避免。

为了很好地说明这个问题, 除了实际的和 LS 信道估计算法估计的信道响应外, 我们还提及另一种信道响应, 这个响应是由每 M 个训练符号估计的信道响应平均所得。在比较这三种响应曲线时, 加性高斯白噪的影响不予考虑。此外, 以训练序列的中间数据对应的信道响应 \mathbf{h}_{mid} 作为参考的实际信道响应。

从 (3.2.28) 式可以得到无加性高斯白噪影响下 LS 算法估计的信道响应

$$\hat{\mathbf{h}}_{LS} = \frac{1}{N} \left(\sum_{n=1}^N \mathbf{x}(n) \mathbf{x}^H(n) \right)^{-1} \sum_{n=1}^N \mathbf{x}(n) y(n) \quad (3.2.41)$$

由每 M 个训练序列估计得到的信道响应的平均值为

$$\hat{\mathbf{h}}_{ave_LS} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \hat{\mathbf{h}}_{LS}(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \left(\left(\sum_{n=k}^{k+M} \mathbf{x}(n) \mathbf{x}^H(n) \right)^{-1} \sum_{n=k}^{k+M} \mathbf{x}(n) y(n) \right) \quad (3.2.42)$$

根据式 (3.2.41) 和 (3.2.42) 估计得到的与实际的信道响应的误差记为

$$\Delta_{LS} = \hat{\mathbf{h}}_{LS} - \mathbf{h}_{mid} \quad (3.2.43)$$

$$\Delta_{ave_LS} = \hat{\mathbf{h}}_{ave_LS} - \mathbf{h}_{mid} \quad (3.2.44)$$

(3.2.44) 式说明了信道变化曲率对估计值的影响，在一定的范围内当曲率越大时 $\hat{\mathbf{h}}_{ave_LS}$ 偏离 \mathbf{h}_{mid} 就越明显，信道偏移误差就越大。(3.2.43) 式除了隐性地说明信道变化曲率对信道估计的影响，同时也说明估计算法的非线性导致的信道估计响应对一段时隙内信道平均值的偏移。

C) 信道估计误差的仿真分析

从 (3.2.40) 式可知，由高斯噪声引起的信道估计误差大小由训练序列和有效信道响应的长度的比值决定，这个比值越大高斯噪声引起的估计误差越小。从 (3.2.43) 和 (3.2.44) 式可看出，训练序列的长度受到多普勒频率限制的。在一定多普勒频移下，训练序列越长超过 $1/4$ 信道相干时间时，信道变化曲率就越明显，带来的误差就越大。所以说消除噪声和信道变化带来的信道估计误差是一对矛盾，需要折中考虑。

此处我们分别分析窄带和宽带系统中信道估计响应的情况，由于频域信道估计算法和最小二乘算法本质上相似，这里就只探讨频域信道估计算法的误差性能。

假设 2G 系统中符号速率为 1Mhz，物体移动速度为 120km/h，此时系统的最大多普勒频移约为 222Hz，若相干时间近似为最大多普勒频移的倒数则约为 4.5ms。观察信道信噪比 0dB 和 10dB 时训练序列符号长度与信道估计误差的关系，如图 3.2-2。从两条平行的高斯噪声估计误差曲线来看，高斯噪声造成的误差与信道的信噪比成反比，所以在噪声影响占主体的时候综合估计误差大体上与信道的信噪比成反比，信噪比越大误差越小；但当信道变化影响占主体时，综合估计误差迅速增大，随着序列符号数增加，两种信道比情况下的综合估计误差相差无几。两种信噪比环境下，训练序列分别包括 700 个（约 0.7ms）和 400 个（约 0.4ms）符号时信道的总和估计误差最小。

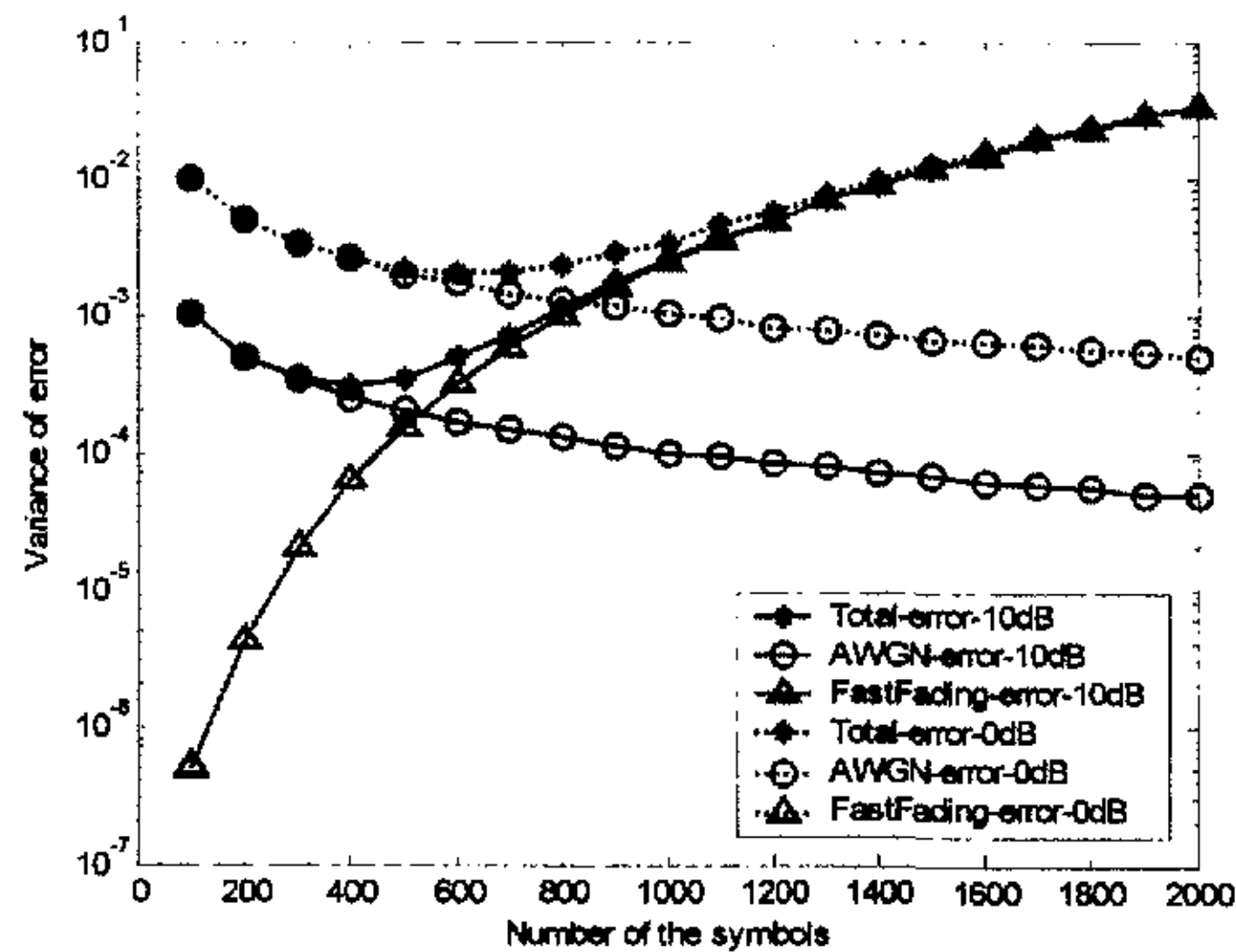


图 3.2-2: 信道估计误差各分量分析

3.2.2.5. 信道估计计算复杂度

作为接收机端重要的一个模块，其运算复杂度也需要得到设计者的重视。比较这两种经典的信道估计算法，可以发现频域信道估计算法的复杂度比较低，只有 $O(2N \cdot \log_2(N) + N)$ 数量级；采用最小二乘算法复杂度比较大，需要对矩阵进行相乘和求逆操作，其运算复杂度至少在好几个 $O(M^2N)$ 数量级以上。如果考虑矩阵的 Topelitz 特点，矩阵求逆的复杂度可以降低，但仍旧比频域信道估计算法高得多。

3.3. 新型信道估计算法

从上节对信道估计误差的分析可以看出，寻求训练序列的合理长度可以保证信道估计的误差最小化，而且信道变化曲率造成的误差不可能人为避免的。通过对噪声引起的估计误差的分析，可以看出当 (3.2.32) 式中的 $\mathbf{x}^H \mathbf{x}$ 为对角矩阵时，此时可以将噪声引起的估计误差最小。根据中心极限定理，需要产生大量的随机数据作为训练序列。太长的序列会增大信道变化曲率，增加了信道变化引起的误差。所以我们需要设计比较短的训练序列，同时又要尽可能地随机化更好地抑制噪声误差。这成为设计训练序列的宗旨。

伪随机 (PN) 序列具有很好的自相关特性，因此其得到极其广泛的应用比如扩频码等。本节首先对 PN 序列的特点进行进一步的挖掘，得到一组完全正交的码组。然后利用 PN 码设计信道训练序列，利用 PN 序列扩展码组的特点进行信道估计算法。

3.3.1. 伪随机序列及其特性分析

当前, 对 PN 序列 (有时也称作 m-序列) 的研究已经相当完善, 其最主要的特性就是 ‘0’ 和 ‘1’ 比特的几乎等概率性以及具有比较好的自相关特性。基于这两个特点, PN 序列得到广泛的应用, 尤其在密码领域[53], 无线通信领域[54]等。在无线通信中, PN 序列主要担任两种角色, 一是作为扩频码, 在较宽的频段上扩展数据, 另一作为扰码, 对所传的序列进行加扰提高信息的保密性。

由 PN 序列扩展而来的 M-序列[52], 比 PN 序列多一个码元, 拥有完全等概的 ‘0’ 和 ‘1’ 比特, 但 PN 序列原有的自相关特性性能遭到破坏。参考 M-序列从 PN 序列演变而来的思路, 我们将不同相位的 PN 序列分别扩展一位码元得到一组新的类似于 M 序列的序列组, 简称为扩展码组。这个码组具有类似于 Walsh 函数的完备和正交特性, 这些特性是其得到信道估计应用的一个理论基础。

3.3.1.1. PN 序列

通常, PN 序列是由线性循环移位寄存器根据某一特定的本原多项式产生的最小周期的二进制序列。如果按照二进制 ‘0’ 映射为整数 “-1” 和二进制 ‘1’ 映射为 “+1” 的准则, 可以将 PN 序列简记为

$$\mathbf{m}^0 = [m_1 \ m_2 \ \cdots \ m_{2^N-1}]^T \quad (3.3.1)$$

(3.3.1) 式中, N 表示移位寄存器的数目。此序列具有最大的周期 $P = 2^N - 1$, 序列中 ‘+1’ 和 ‘-1’ 的数目分别是 2^{N-1} 和 $2^{N-1} - 1$, 其循环自相关函数满足如下关系

$$R_{PN}(j) = \frac{1}{P} \sum_{i=0}^{P-1} m_i \cdot m_{\text{mod}(i-j, P)} = \begin{cases} 1 & j = 0 \\ 1/P & \text{其它} \end{cases} \quad (3.3.2)$$

3.3.1.2. 扩展码组

为了更好地表述扩展码组, 我们将不同相位的 PN 序列写成一个码组矩阵, 这个矩阵包括 P 个 PN 序列, 记为

$$\mathbf{m} = [\mathbf{m}^0 \ \mathbf{m}^1 \ \cdots \ \mathbf{m}^{P-1}]_{P \times P} \quad (3.3.3)$$

其中 \mathbf{m}^i 表示 \mathbf{m}^0 基本序列左移 i 个码元所得的新序列。这个码组中任意两列的互相关特性满足式 (3.3.2) 的关系。如果矩阵中每列增加一个分量 “-1”, 矩阵就扩展为

$$\mathbf{m}' = [\mathbf{m}'^0 \quad \dots \quad \mathbf{m}'^{P-1}] = \begin{bmatrix} \mathbf{m}^0 & \mathbf{m}^1 & \dots & \mathbf{m}^{P-1} \\ -1 & -1 & -1 & -1 \end{bmatrix}_{(P+1) \times P} \quad (3.3.4)$$

这个扩展矩阵中每一列满足等概的“ ± 1 ”分布，而且矩阵任意两列的互相关特性满足如下关系

$$R' = \frac{(\mathbf{m}'^j)^* \cdot \mathbf{m}'^i}{P+1} = \begin{cases} 1 & i=j \\ 0 & i \neq j \end{cases}, \quad i, j=1, \dots, P \quad (3.3.5a)$$

即，扩展码组的相关矩阵为

$$\frac{1}{P+1} (\mathbf{m}')^{*T} \mathbf{m}' = \mathbf{I}_{P \times P} \quad (3.3.5b)$$

式中 $(\cdot)^*$ 和 $(\cdot)^T$ 分别表示对向量或者矩阵进行共轭和转置操作。(3.3.5a)式说明扩展码组中的 P 个码序列是完全正交的。

给定一个实PN序列 \mathbf{m}^0 ，复PN序列可以构建如下

$$\mathbf{m}_c^0 = (\mathbf{m}^0 + j * \mathbf{m}^0) / \sqrt{2} \quad (3.3.6)$$

采用上述类似的码组扩展方法，复数扩展矩阵为

$$\mathbf{m}_c' = [\mathbf{m}_c'^0 \quad \dots \quad \mathbf{m}_c'^P] = \begin{bmatrix} \mathbf{m}_c^0 & \mathbf{m}_c^1 & \dots & \mathbf{m}_c^{P-1} & \frac{1+j}{\sqrt{2}} \cdot \mathbf{I}_{P \times 1} \\ \frac{1+j}{\sqrt{2}} & \frac{1+j}{\sqrt{2}} & \dots & \frac{1+j}{\sqrt{2}} & \frac{1+j}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}_{2^N \times 2^N} \quad (3.3.7)$$

(3.3.7)式中任意两列之间仍存在正交的关系，

$$R_c' = \frac{(\mathbf{m}_c'^i)^* \cdot \mathbf{m}_c'^j}{(P+1)} = \begin{cases} 1 & i=j \\ 0 & i \neq j \end{cases}, \quad i, j=1, \dots, P+1 \quad (3.3.8)$$

如果仔细观察可以看出，其实复数扩展矩阵仍旧是实数扩展矩阵，只不过乘上了一个复系数而已。对于信道脉冲响应长度等于训练序列长度的情形，除非能够找到两组完全正交的扩展码组，显然这不可能因为可以通过反证法说明其违背了完备正交系的定义。对于脉冲响应长度小于训练序列长度一半时，可以设计 $\mathbf{m}_c^0 = (\mathbf{m}^0 + j * \mathbf{m}^{(P-1)/2}) / \sqrt{2}$ ，这样就可以保证序列的设计和信道估计算法性能的可靠性。

在下面的研究中，不对 \mathbf{m} 和 \mathbf{m}_c 序列严格区分，全部用序列 \mathbf{m} 表示。

3.3.2. 信道训练序列设计

第三代移动通信系统标准中，基于训练序列的信道估计方法被采纳，而且训练序列是采用循环方式产生的。参考用户训练序列生成方法[55][57]，设计以 PN 序列作为基本码的用户训练序列，这里假设训练序列处于数据帧结构的中间。

假设系统中最多可以存在 K 个用户，用户训练序列之间相位偏差为 W ，用户数和最小相位偏差之间满足 $K = \lfloor P/W \rfloor$ 的关系。如图 3.3-1，每个用户的训练序列可以由 (3.3.1) 式的 PN 序列左移生成的

$$\tilde{\mathbf{m}}^{(k)} = [m_{\text{mod}(k \cdot W + 1, P)} \quad m_{\text{mod}(k \cdot W + 2, P)} \quad \cdots \quad m_{\text{mod}(k \cdot W + P, P)}]^T, \quad k = 1, \dots, K \quad (3.3.9)$$

考虑多径信道的影响，每个用户扩展训练序列为 $L \times 1$ 维，具体结构如下

$$\mathbf{m}^{(k)} = \left[\left(\tilde{\mathbf{m}}^{(k)}(P - W + 1 : P) \right)^T \quad \left(\tilde{\mathbf{m}}^{(k)} \right)^T \right]^T, \quad k = 1, \dots, K \quad (3.3.10)$$

其中 $\mathbf{m}(a:b)$ 表示包含序列 \mathbf{m} 中从序号 a 到 b 的所有分量，扩展序列的长度满足 $L = P + W$ 的关系。

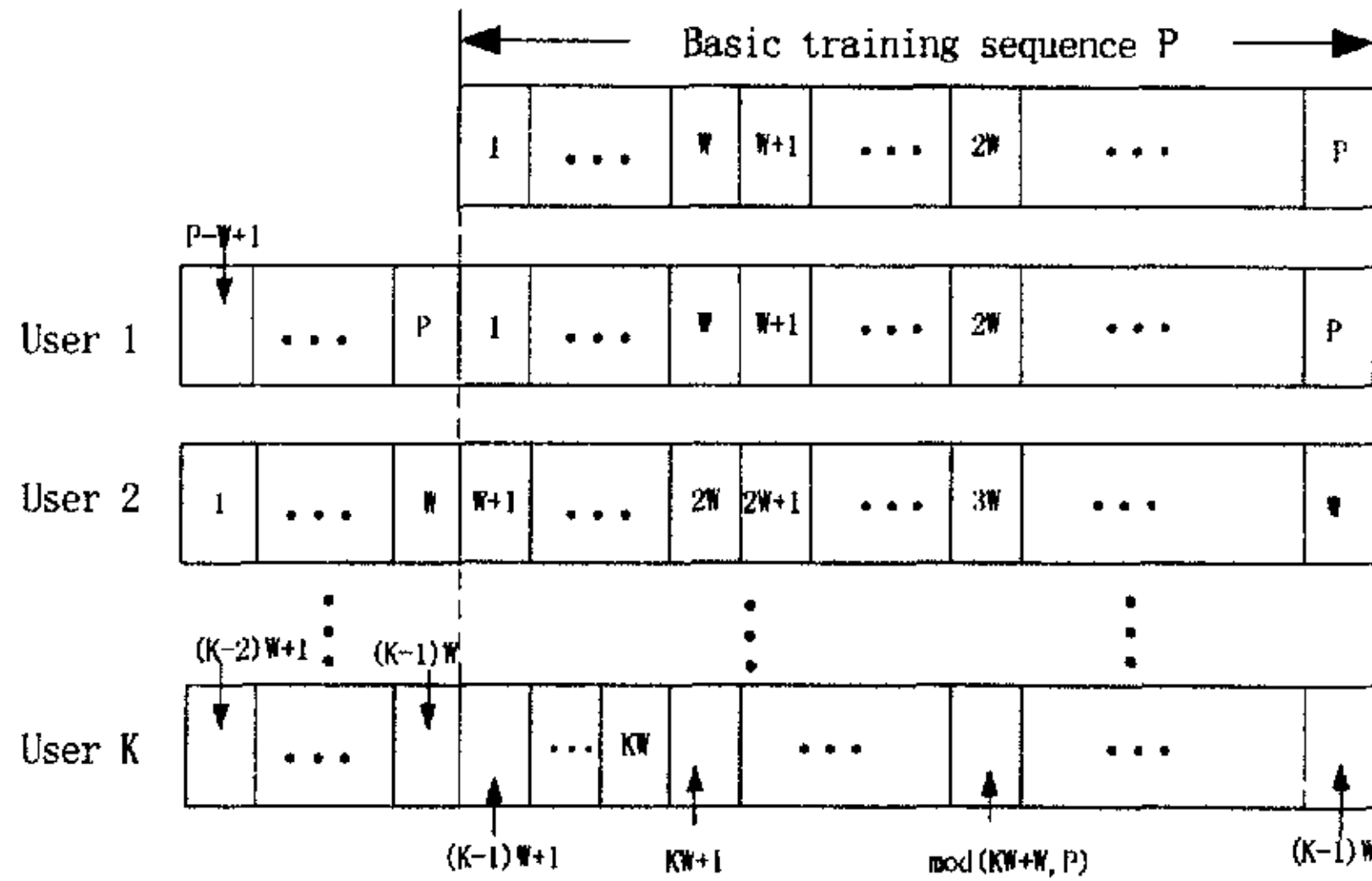


图 3.3-1: 用户训练序列生成示意图

3.3.3. 新型信道估计算法

在接收端，多径导致训练序列之前的数据对训练序列起初的几个符号产生影响。为了保证信道估计的准确性，这几个受影响的符号将被舍弃。接收到的训练序列表示

为

$$\mathbf{e} = [e_{W+1} \ e_{W+2} \ \cdots \ e_L]^T \quad (3.3.11)$$

根据训练序列的循环移位特性, 可以将用户 k 的训练序列写成 $(L-W) \times W$ 的矩阵 $\mathbf{G}^{(k)}$

$$G_{ij}^{(k)} = m_{\text{mod}(kW+i-j, P)+1}^{(k)}, i=1 \cdots L-W, j=1 \cdots W \quad (3.3.12)$$

综合所有用户的训练序列写成 $P \times KW$ 的矩阵 \mathbf{G} :

$$\mathbf{G} = [\mathbf{G}^{(1)} \ \mathbf{G}^{(2)} \ \cdots \ \mathbf{G}^{(K)}] \quad (3.3.13)$$

假设每个用户经历的信道响应为

$$\mathbf{h}^{(k)} = [h_1^{(k)} \ h_2^{(k)} \ \cdots \ h_W^{(k)}]^T, k=1, \cdots, K \quad (3.3.14)$$

则所有用户的信道响应综合为 \mathbf{h}

$$\mathbf{h} = [\mathbf{h}^{(1)T} \ \mathbf{h}^{(2)T} \ \cdots \ \mathbf{h}^{(K)T}]^T \quad (3.3.15)$$

那么接收到的训练序列就可以表示为

$$\mathbf{e} = \sum_{k=1}^K \mathbf{G}^{(k)} \mathbf{h}^{(k)} + \mathbf{n} = \mathbf{G} \mathbf{h} + \mathbf{n} \quad (3.3.16)$$

其中的白噪声序列包含 $L-W$ 分量

$$\mathbf{n} = [n_1 \ n_2 \ \cdots \ n_{L-W}]^T \quad (3.3.17)$$

每个分量都服从均值为零、方差为 σ_n^2 的高斯分布。

由于扩展序列比 PN 序列行多一维, 所以将接收到的训练序列和加性白噪声分别扩展一位为

$$\tilde{\mathbf{e}} = [\mathbf{e}^T \ 0]^T, \tilde{\mathbf{n}} = [\mathbf{n}^T \ 0]^T \quad (3.3.18a)$$

由于系统中将二进制“0”和“1”分别映射为复数“-1”和“+1”, 所以训练序列矩阵扩展时需要在最末一行添加“-1”:

$$\tilde{\mathbf{G}} = \begin{bmatrix} \mathbf{G}^{(1)} & \mathbf{G}^{(2)} & \cdots & \mathbf{G}^{(K)} \\ -1 & -1 & \cdots & -1 \end{bmatrix}_{(P+1) \times KW} \quad (3.3.18b)$$

与 (3.3.5) 式相似, (3.3.18b) 式满足如下关系

$$\frac{1}{P+1} \tilde{\mathbf{G}}^* \tilde{\mathbf{G}} = \mathbf{I}_{KW \times KW} \quad (3.3.19)$$

考虑 (3.3.18) 式接收到的训练序列表达式变为

$$\tilde{\mathbf{e}} \approx \tilde{\mathbf{G}} \mathbf{h} + \tilde{\mathbf{n}} \quad (3.3.20)$$

根据 (3.3.18) ~ (3.3.20) 式, 信道估计响应可以写为

$$\hat{\mathbf{h}} = \frac{1}{P+1} \tilde{\mathbf{G}}^* \tilde{\mathbf{e}} = \mathbf{h} + \frac{1}{P+1} \tilde{\mathbf{G}}^* \tilde{\mathbf{n}} \quad (3.3.21)$$

从 (3.3.18b) 式可以看出, 我们对接收序列进行扩展时没有考虑接收值与信道响应的如下关系,

$$e_{P+1} = -1^* \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^W h_l^{(k)} + \sum_{i=1}^P n_i \quad (3.3.22)$$

随意地添加了一个零值, 这个值必然会影影响算法的估计性能。如果在高信噪比环境中, 采用迭代的方法先根据上一次计算得到的信道估计值来计算这个扩展值, 然后再次更新信道估计值, 这样可以提高信道估计的精确度。具体的迭代展开式为

$$\hat{\mathbf{h}}_{j+1} = \frac{1}{P+1} \left(\mathbf{G}^* \mathbf{e} + \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^W \hat{h}_{j,l}^{(k)} \right) = \hat{\mathbf{h}}_0 + \frac{1}{P+1} \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^W \hat{h}_{j,l}^{(k)}, \quad j = 0, 1, \dots \quad (3.3.23)$$

理论上讲, 通过迭代可以消除人为随机引入变量带来的误差, 从仿真来看一般只需要一次迭代就可以大幅度提高性能。

3.3.4. 信道估计算法性能评估

在接收端, 信号检测通常需要信道估计值做辅助, 信道估计的准确性对接收机的性能也会产生很大的影响。这部分对两种接收机的估计性能做评估, 同时给出仿真结果。

3.3.4.1. 性能评估和比较

(A) 估计增益

(3.3.21) 式中每个多径分量都可以写成如下形式

$$\hat{h}_j^{(k)} = h_j^{(k)} + \hat{n}_j^{(k)}, \quad k = 1, \dots, K, \quad (3.3.24)$$

其中 $h_j^{(k)}$ 表示第 j 径的理想信道响应, $\hat{n}_j^{(k)}$ 则表示信道估计之后影响第 j 径响应的噪声分量。为了评估信道估计算法的性能, 除了信道估计的噪声方差之外我们还引入估

计增益指标，具体定义为

$$G_{esti} = \frac{Var_{orig_noise}}{Var_{esti_noise}} \quad (3.3.25)$$

式中 Var_{orig_noise} 和 Var_{esti_noise} 分别定义为信道估计前后噪声的方差，这里将估计的各种误差全部视为噪声。从 (3.3.21) 式可以看出，在训练序列固定的情况下每个信道多径分量的高斯噪声方差还有细微的差别，具体可以表示为

$$\sigma_{i-path}^2 = \sigma_v^2 \left[(\mathbf{G}^{*T} \mathbf{G})^{-1} \right]_{ii} \quad (3.3.26)$$

传统信道估计算法的估计增益为

$$G_{conv_esti} = \left(\frac{W}{P} \sum_{i=1}^P \left[(\mathbf{G}^{*T} \mathbf{G})^{-1} \right]_{ii} \right)^{-1} \quad (3.3.27)$$

从 (3.3.21) 式来看新算法中每个多径分量的噪声方差都为 $\sigma_v^2/(P+1)$ ，那么新估计算法的估计增益为

$$G_{proposed_esti} = \frac{W}{P+1} \quad (3.3.28)$$

上面仅仅给出了在信道变化缓慢情况下的信道估计增益，当信道变化加快或者说序列符号长度与信道的相干时间相当时，变化带来的估计失真就明显，估计增益也会下降。

(B) 扩展误差

式 (3.3.18) 将矩阵和向量进行了扩展，扩展值假设为 0。为了更清晰地分析扩展误差，此处忽略高斯噪声和信道变化的影响，那么 (3.3.21) 式变为

$$\hat{\mathbf{h}} = \frac{1}{P+1} \tilde{\mathbf{G}}^{*T} \tilde{\mathbf{e}} = \frac{1}{P+1} \tilde{\mathbf{G}}^{*T} \begin{bmatrix} \mathbf{e} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.3.29)$$

估计的误差为

$$\Delta \mathbf{h}_{extra} = \frac{1}{P+1} \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^W h_l^{(k)} \quad (3.3.30)$$

采用 n 次迭代之后扩展误差则降为

$$\Delta \mathbf{h}_{extra}^{(n)} = \frac{1}{P+1} \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^W \left(h_l^{(k)} - \hat{h}_{n,l}^{(k)} \right) \quad (3.3.31)$$

上两式中 $h_l^{(k)}$ 表示对应于第 k 用户的第 l 条传播路径， $\hat{h}_{n,l}^{(k)}$ 则代表经过 n 次迭代估计得

到的第 k 用户的第 l 条传播路径。所以从 (3.3.31) 可以看出随着迭代次数增加, 信道估计越准确, 扩展误差越小。

3.3.4.2. 复杂度分析

从 3.2.2.5 小节可以看出, 传统的信道估计算法的复杂度主要来源于矩阵的求逆操作, 这个操作大概需要 $O(P^3)$ 的运算量。当 P 很大的时候, 复杂度相当巨大。

相对于传统的信道估计算法, 提出的算法利用矩阵的转置代替了矩阵的求逆操作, 使得信道估计的复杂度大幅度降低, 运算量一般只需要 $O(KWP)$ 。如果采用实数方式进行序列设计, 那么可以在接收端对接收的信号进行极性处理, 这样就可以避免了乘法运算, 在硬件实现时就可以进一步提高系统处理速度。

3.3.4.3. 仿真假设和结果

(A) 仿真假设

3GPP 组织确定了三大标准, 这里参考 TD-SCDMA 系统的 12.2kbps 业务的一些参数对信道估计性能进行仿真分析。相关的系统参数在文献[54]中有详细的描述: 码片速率是 1.28Mhz, 训练序列包含了 144 个码片, 除去保护时隙包含 128 个有效码片, 大约为 0.1 毫秒, 信道脉冲响应的最大延时包含了 16 个码片。3GPP 组织给出的参考测试环境中高速移动条件下传播环境多径的相对延时分别为 0ns、260ns、521ns 和 781ns, 对应的每径功率增益为 0dB、-3dB、-6dB 和 -9dB。

从 3.2 节的信道估计性能分析可以知道, 在某个物体移动速度情况下不同长度的训练序列的估计性能不同。在训练序列近似等同于随机序列前提下, 这个分析可以转变为分析某一个固定长度的随机序列在不同的物体移动速度情况下的估计性能增益。在我们的仿真中四个移动速度作为参考: 3km/h、60km/h、300km/h 和 1200km/h, 在载频为 2GHz 的系统中信道的相干时间约为 180 毫秒、9 毫秒、1.8 毫秒以及 0.45 毫秒。

在信道估计过程中, 对信道估计中的噪声进行估计, 设定噪声门限电平, 辅助有效多径的判断。这个过程可以降低噪声多径对实际符号估计的影响。这个操作在传统和本文所提的算法中得到应用, 提高信道估计的精确度。

(B) 仿真结果

图 3.3-2 给出了在不同物体移动速度下两种信道估计算法的归一化估计误差。传统算法在低移动速度情况下此误差主要来源于信道中高斯白噪声的影响, 信道变化带来的偏差几乎忽略不计, 所以估计误差随着信噪比的增加线性降低, 在高速以及超

高速移动情况下训练序列中的 128 个码片经过的信道发生了明显的变化, 信道变化增大了估计的误差。随着移动速度的增大, 信道变化的影响越来越明显, 使得曲线趋于平坦。本节所提的新算法考虑到训练序列的特性降低了估计之后的误差, 但由于在算法处理中人为地引入了一个不确定量, 即以零值来扩展矩阵和矢量, 这个不确定量对误差产生影响。当信噪比较小的时候, 噪声对信号的影响比较大, 直接以噪声的均值零来扩展 PN 序列, 对估计误差的影响较小。但当信噪比较大 (尤其大于 10dB 以后) 的时候, 噪声对信号的影响比较小。此时用零来扩展序列, 就会影响序列信道响应估计的准确性, 估计误差就会增加。

图 3.3-3 显示了不同物体移动速度情况下传统和新的估计算法的估计增益。信道估计增益与算法的误差成反比, 与当前的信噪比也成反比。传统算法在低移动速度情况下算法的误差与信噪比成线性关系, 所以估计增益是平坦的, 但移动速度逐渐增大时信道快速变化的影响不可忽略, 估计增益逐渐降低, 而且速度越大增益下降得越快。在移动速度为 3km/h 和 60km/h 时两条信道估计增益曲线重合, 几乎是一条直线; 但当速度提高到 300km/h 时, 高斯噪声对增益的影响减小, 信道变化带来的影响随着信噪比的升高越来越明显, 在信噪比为 10dB 时增益下降了大约 1.5dB; 当速度进一步提高到 1200km/h 时, 信道估计就几乎不可用了, 增益降到了 3.5dB 左右。新算法中由于受到不确定量的影响, 估计增益会下降, 而且随着信噪比的增大估计增益会进一步降低, 在 3km/h 和 60km/h 的移动速度情况信噪比 10dB 时的估计增益比-8dB 时下降了大约 2.5dB。

比较这两个算法的估计增益曲线, 可以看出在小于 10dB 的信噪比环境下, 新算法的信道估计性能总是优于传统算法的, 而且信噪比越低, 估计增益的增量越明显, 增量的最大值为 3dB。这个估计增益主要来源于充分利用扩展码组的正交特性估计信道特性, 同时尽可能减小噪声对信道响应的影响。再观察移动速度对估计增益的影响, 发现, 随着移动速度的提高不确定性对新算法的影响下降, 两个算法的估计增益差也从 3km/h 的 1dB 增加到 2dB 左右。

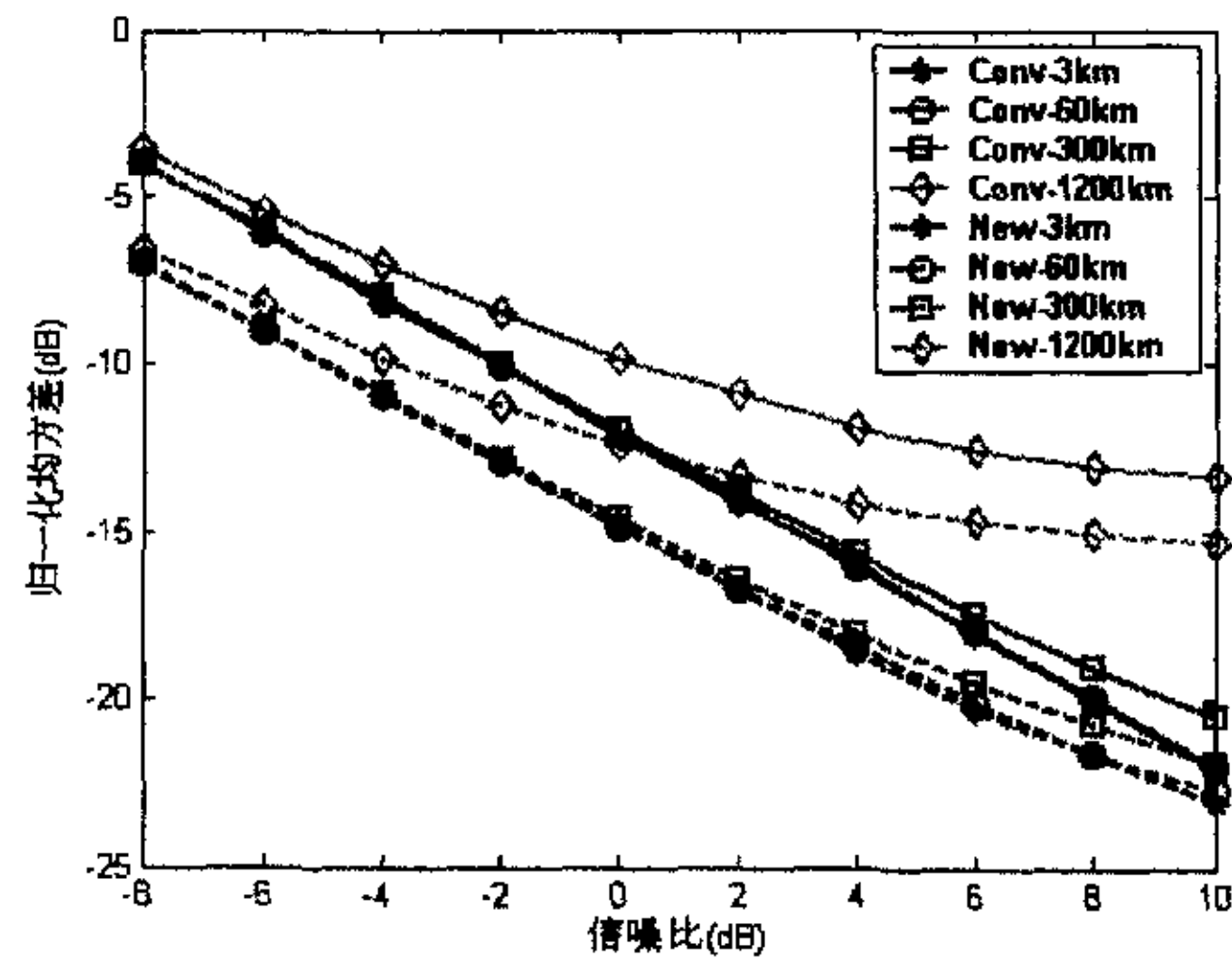


图 3.3-2: 不同信噪比以及不同移动速度情况下的归一化误差性能比较

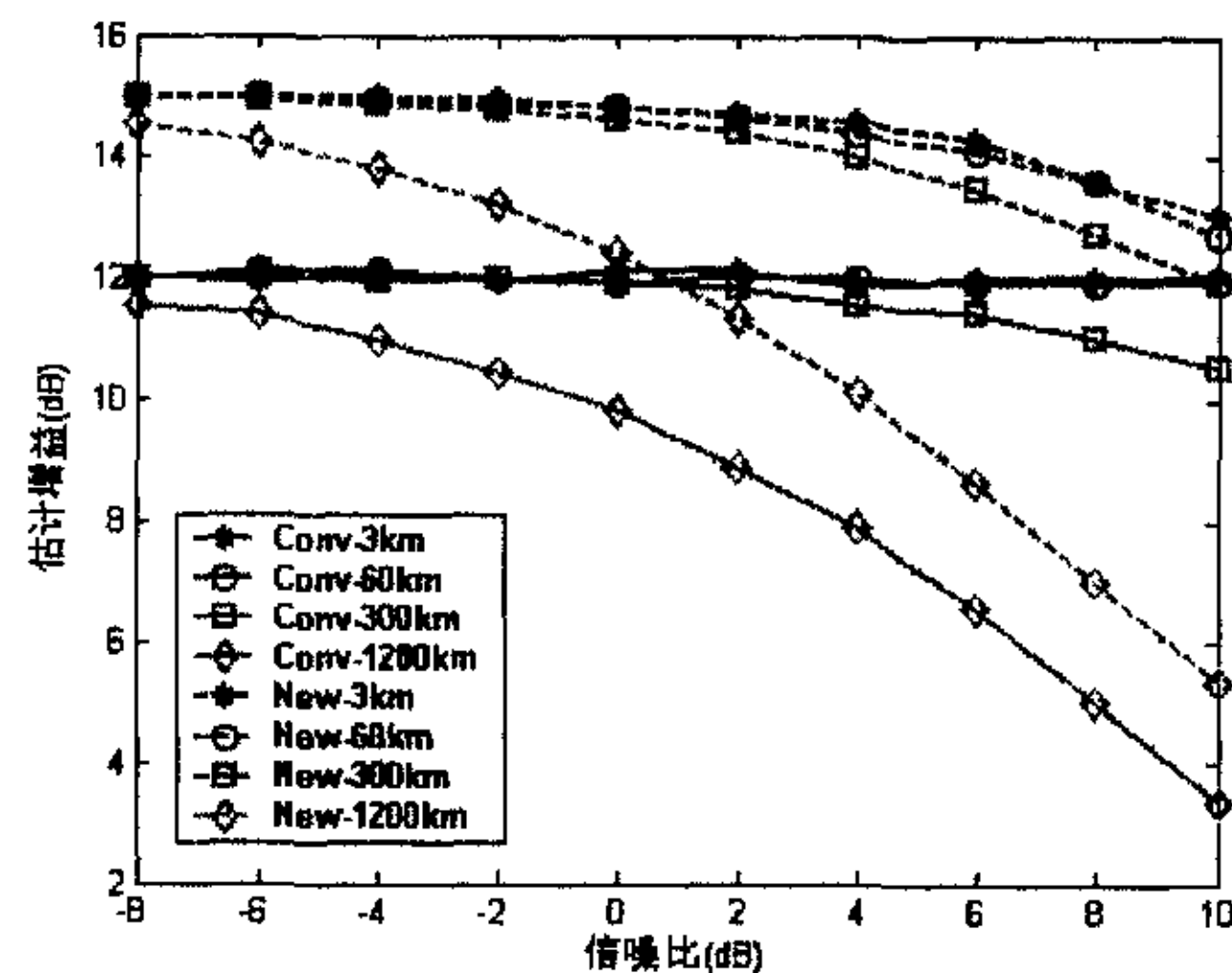


图 3.3-3: 不同信噪比以及不同信噪比环境下的估计算法增益

图 3.3-4 比较了四种信道估计方案的估计增益性能：传统算法（Conv 曲线），新算法（New0 曲线），利用估计得到的信道响应进行一次迭代的新算法（New1 曲线），利用理想信道响应进行一次迭代的新算法（New-ideal）。最后一种方案利用理想信道响应来最大可能地抑制噪声和最大可能地消除随机变量带来的影响，它是新算法可能达到的估计性能极限，此处给出用作其它方案比较。从图中看出，不管物体移动速度大小采用了一次迭代的估计增益曲线接近于估计性能极限，主要因为采用迭代的新算法在原算法抑制噪声基础上进一步减小矩阵和向量扩展随机引入分量带来的影响。但

由于新算法以及采用迭代处理之后的新算法都不能克服信道快速变化带来的影响,所以所有的算法都随着物体移动速度的提高存在一定的估计增益损失,尤其在高信噪比的情况下。

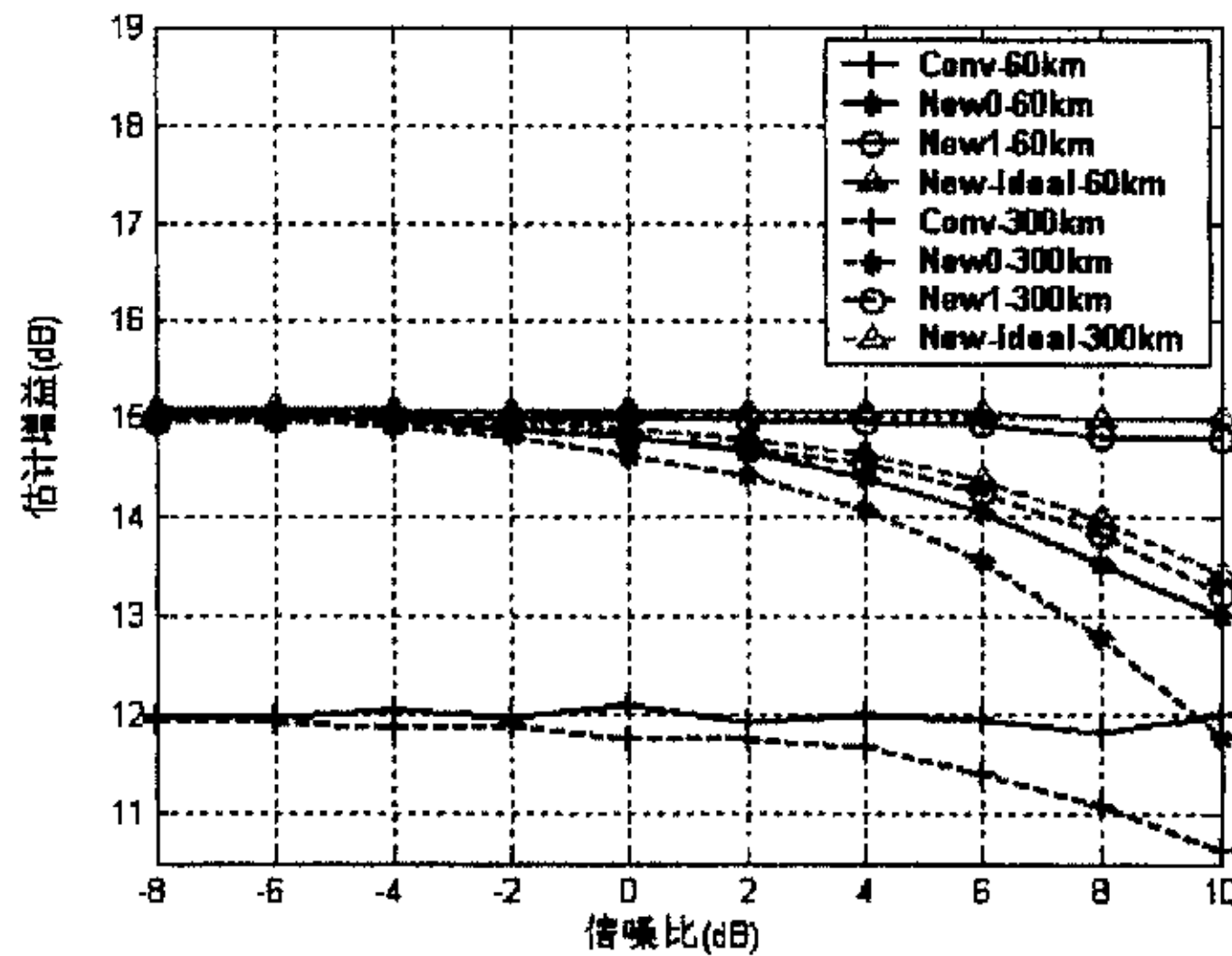


图 3.3-4: 估计算法性能比较

图 3.3-5 给出了两种移动速度情况下三种方案的误差细化分析: 传统算法 (图中对应为 conv 曲线)、新算法 (new0 曲线) 以及利用信道估计进行一次迭代的新算法 (new1 曲线)。对误差的细化分析主要包括两个因素: 噪声因素 (Noise-error 曲线) 以及失真误差因素 (Bias-error 曲线) (新算法中因随机引入扩展量而导致的失真误差)。关于噪声因素, 从两图中可以看出噪声的影响与信噪比成反比, 而且与物体的移动速度无关, 传统算法的噪声方差比新算法的高 3dB。关于失真误差因素, 在低移动速度情况下传统算法的信道变化误差最小, 而新算法的由于不确定的随机引入扩展量的影响相对较高, 即使采用了迭代处理降低了扩展量的失真影响但其误差仍较传统算法高; 当在高移动速度情况下信道变化的影响突出, 使得传统算法中误差急剧上升 16dB; 但对新算法而言速度增大减小了扩展量导致的误差, 而且新算法对信道变化的影响具有一定的健壮性, 相比较 60km/h 情况 300km/h 时的失真误差只增加了 3dB(未采用迭代的新算法)和 10dB (采用了一次迭代的新算法)。为了强调随机引入的扩展量的影响, 两图中还给出了扩展量误差分量的统计 (图中的 Extra-error 曲线)。在低移动速度情况下, 信道中的失真误差主要决定于扩展量误差, 此时的信道变化误差分量几乎可以忽略; 但在高移动速度情况下扩展量误差明显低于信道中的失真误差, 这也充分说明此时信道变化带来的影响。

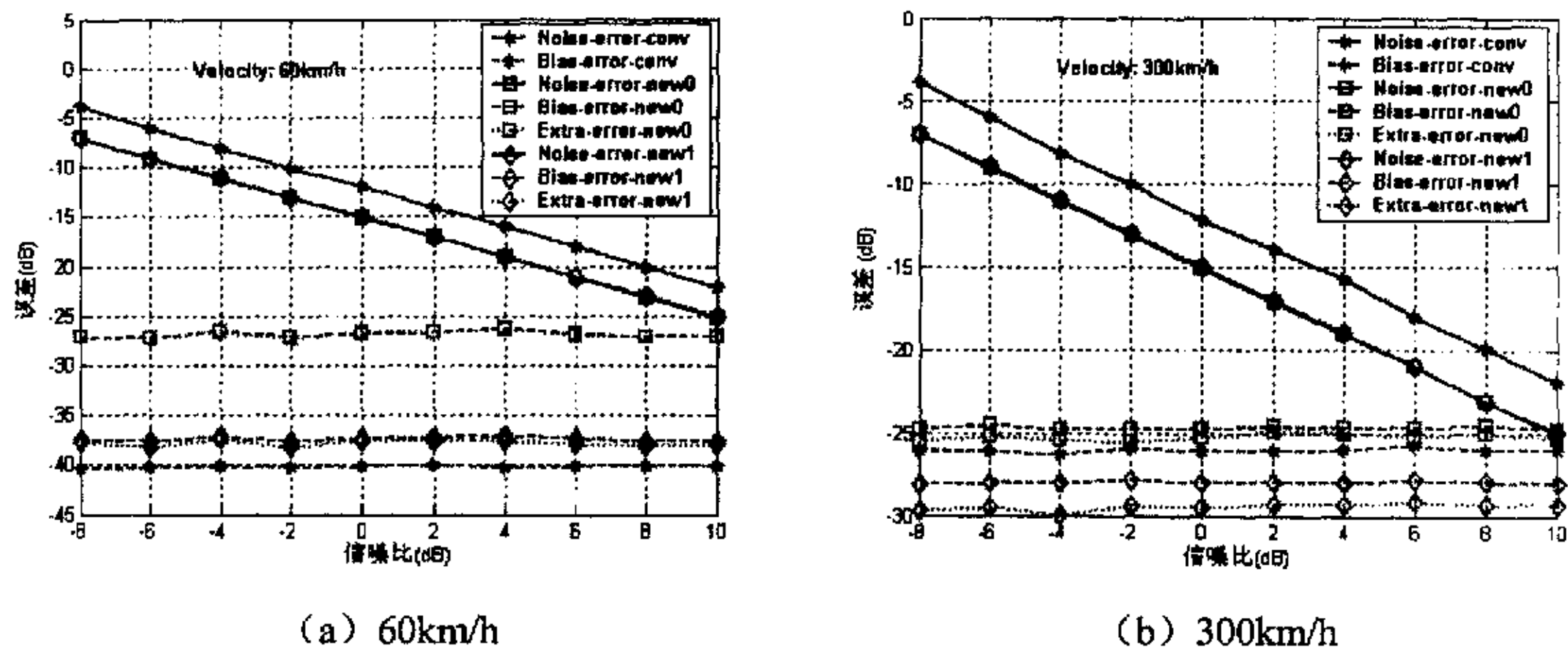


图 3.3-5: 信道估计各种误差细化分析

图 3.3-6 给出了采用两种信道估计算法的链路误码率 (BER) 性能曲线。从这两条曲线可以看出, 相比于传统的信道估计算法, 新的信道估计算法可以给系统带来大约 0.8dB 增益 (在 1% 误码率目标值下)。对接收机而言, 接收到的信号本身包含的噪声会对性能产生影响, 信道估计不准确也会对接收机性能产生影响。尽可能提高信道估计的准确性, 保证接收机性能的准确。

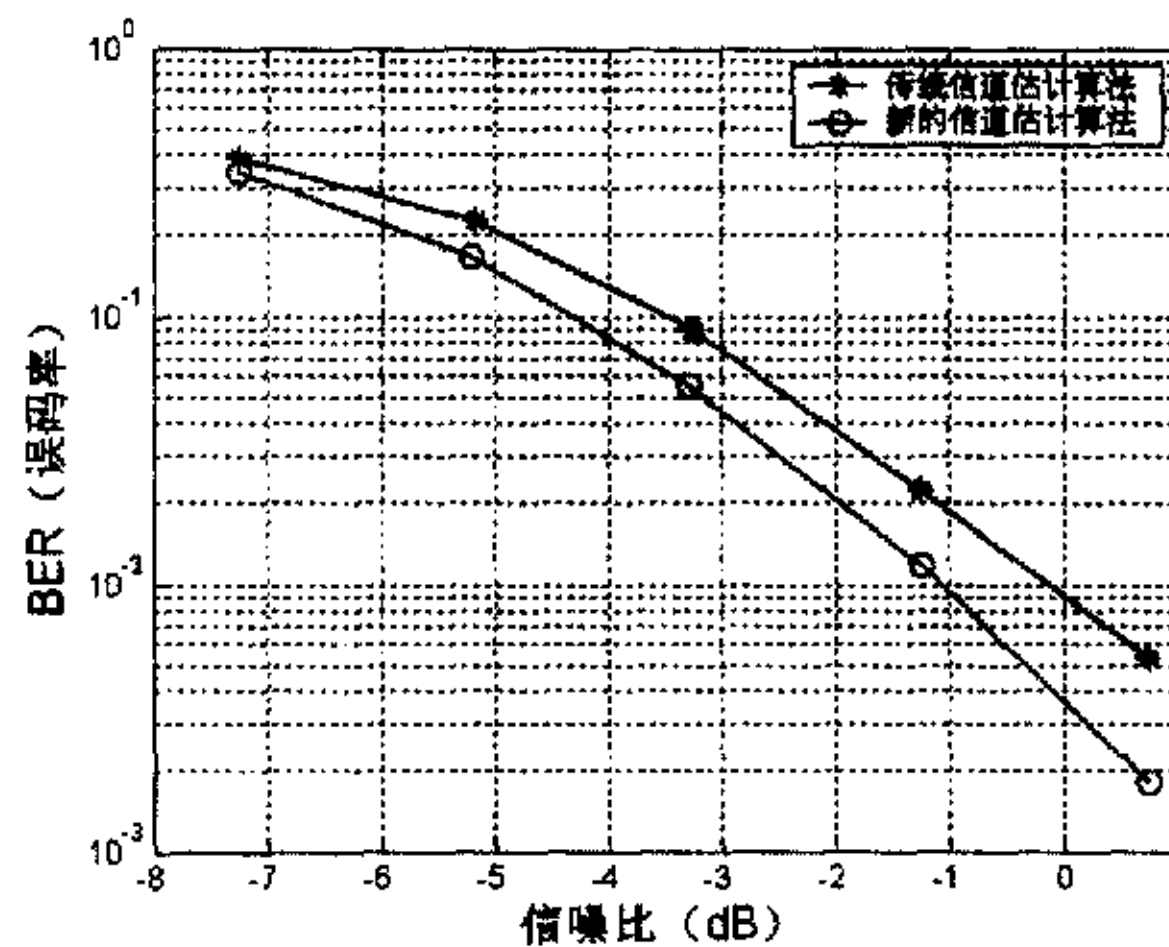


图 3.3-6: 采用两种信道估计算法的链路 BER 性能

3.4. 信道估计算法中降噪处理方法

从 3.2 节的分析可以知道, 信道估计的性能受到加性高斯噪声的影响。在信道估计算法中, 对高斯噪声的抑制成为在训练序列结构确定情况下比较容易实现的一个方面。对高斯噪声的抑制处理, 可以从两个角度入手: 一个就是设计处于发送端的训练序列结构以及在帧结构中位置, 另一个就是设计发送端的信道估计算法以及相应的后

处理。在 3.3 节我们讨论了利用扩展的伪随机码序列作为特殊的训练序列，在发送端设计其结构，在接收端利用扩展伪随机码的特性估计信道响应，同时抑制高斯噪声的影响。这种方法既考虑了训练序列的设计同时也考虑了对估计算法的设计，保证性能的最佳化。此处我们将从后处理的角度考虑对估计值的降噪处理。

这里考虑的降噪处理，包括两个层面：一个层面是从延时功率谱的角度来考虑，对每次估计得到的信道响应值进行噪声抑制，这主要通过噪声门限的手段来实现的，另一个层面就是从每径信道响应的功率谱的角度来考虑，利用信道连续变化的特点对每次得到的信道估计响应进行平滑处理，抑制噪声的影响。

A. 信道估计噪声门限处理

在实际情况中，信道的多径位置在接收端是无法知道的，需要用一种实际的后处理算法去排除噪声对信道估计冲击响应的影响。比较通用的是门限测试的算法。

门限测试算法有两步[28][61]：

- 首先设定一个电平门限值（或者功率门限值），如果每个用户的某条径的响应幅度值（或者功率值）小于这个门限值，则忽略这个信道响应值，如果大于，则保留此响应系数。
- 如果所有的响应系数电平（或者功率）都低于门限，则只保留最大电平（或者功率）那个系数。

最优的功率门限值一般可以表示为 $T_0 = C\sigma_n^2$ ，其中 T_0 为功率门限值， σ_n^2 是由信道估计输出得到的噪声功率估计，C 的最佳值一般由基于不同信道环境的大量仿真统计得出。对于 σ_n^2 的计算，基本思路是首先把信道响应的系数按升序排列，然后取功率最小的 N_{sample} 个点按照以下处理计算噪声估计值的：

$$\hat{\sigma}_n^2 = \alpha \cdot \gamma(r) \cdot \frac{1}{N_{sample}} \cdot \sum_{i=1}^{N_{sample}} |h_{n(i)}|^2 \quad (3.4.1)$$

其中

$$N_{sample} = L_{chest} - N_{p1} \cdot K \quad (3.4.2)$$

$$\gamma(r) = \left[1 + \left(\frac{1}{r} - 1 \right) \cdot \ln(1-r) \right]^{-1} \quad (3.4.3)$$

$$r = N_{sample} / L_{chest}$$

W: 信道估计窗口长度 ($W = L_{chest} / K$);

K: 同一基本训练序列对应的最大用户数目;

L_{chest} : 训练序列中符号的长度;

$h_i, i = 1, 2, \dots, L_{chest}$: 估计的联合信道系数

N_{pl} : 信道最大的多径数;

α 是与训练序列有关的因子, $\alpha = KW / \left(\sum_{j=1}^{KW} \vec{g}_j^H \vec{g}_j \right)$, \vec{g}_j 是训练序列矩阵 G 的逆矩

阵 G^{-1} 的第 j 列所构成的矢量。

B. 信道估计噪声平滑处理

上面的处理只是将有用的信道响应给挑了出来, 并没有对这些响应进行任何处理, 噪声的影响仍然存在。这部分充分考虑到信道的连续特性, 设计一个滤波器来削减噪声对信道估计的影响。

在第二章中我们认为信道可以简化成由多个抽头系数构成的模型, 每个抽头具有各自的多普勒功率谱。在 Clarke 模型, 我们通过设计一个 IIR 或者 FIR 滤波器来实现这个功率谱。这里我们将每个抽头 $h_k(t)$ 看成一个白噪声通过低通滤波器

$$h_k(t) = \frac{B(q^{-1})}{A(q^{-1})} e(t) \quad (3.4.4)$$

式中 $e(t)$ 为高斯白噪声。那么这里的低通滤波器实际就是 IIR 或者 FIR 滤波器。根据奈奎斯特抽样定律, 用于实现滤波器的抽样速度只要大于两倍的最大多普勒频移, 可以远低于符号的速率, 这样可以降低运算的复杂度。

考虑到估计中的误差, 每个抽头的维纳滤波器可以表示为

$$\hat{h}_k(t-m|t) = \frac{Q(q^{-1})}{R(q^{-1})} (h_k(t) + n(t)) \quad (3.4.5)$$

由于多普勒功率谱限制在 $(-f_d, f_d)$ 频率范围内, 那么频率范围以外的区域噪声可以认为是白色的。影响估计精度的噪声方差可以由上面 A 部分的噪声门限确定。根据多普勒功率谱的特点, 可以确知 $B(q^{-1})A^{-1}(q^{-1})$ 是一个截频的低通滤波器, 那么维纳滤波器将是平坦频率响应线性相位的低通滤波器, 这样能够保证调制后处于频带外的信号被抑制的同时频带内的信号保持不变。

第四章 频率非选择性衰落信道预测算法

上一章讨论了信道估计算法，从两个经典的估计算法出发介绍了一种新颖的算法：利用伪随机序列的特性构造估计算法，抑制噪声的影响，提高信道估计的性能。本章将对将来信道脉冲响应的预测进行讨论分析。信道响应的每径都被认为是一个连续的时间信号，在接收端根据系统的符号速率被抽样为离散的样本，由于高斯噪声以及其它信道因素的影响，每个样本偏离真实值。因此我们可以在混乱的接收样本中根据信道的连续性来平滑信道的响应值，或者利用这个特性来预测将来值。信道估计可以帮助我们得到过去和当前的响应值，信道预测就是基于这些估计值预测未来信道响应。

4.1. 信道模型和仿真假设

4.1.1. 信道模型

假设信道某抽头的时间序列为 $h(t)$ ，其中被预测的未来响应值为 $h(t+L)$ 。由于实际的实现中，不可能将所有的信道状况进行保留，而只能根据内存的大小保留最近的 T 个响应值，那么 T 就认为是能够进行信道预测的时间窗长。在这个时间窗长中，每次选择其中连续的 τ_p ($\tau_p \leq T$) 进行预测系数计算或者利用预测系数计算未来的信道响应值，那么这个参数 τ_p 称为预测阶数。如果说采用的预测器是一个 FIR 滤波器，那么这个预测阶数就等价于滤波器的阶数。因此，输入到预测器的数据可以记为

$$\mathbf{h}(t) = [h(t-\tau_1) \ h(t-\tau_2) \ \dots \ h(t-\tau_p)]^T \quad (4.1.1)$$

其中 $[\tau_1 \ \dots \ \tau_p]$ 表示了输入到预测器的数据相对于当前时刻的延时。常为了表达的方便，我们常定义 $\tau_1 = 0$ 。如果利用抽样周期标准化延时，(4.1.1) 式可离散表示为

$$\mathbf{h}(n) = [h(n) \ h(n-1) \ \dots \ h(n-p+1)]^T \quad (4.1.2)$$

假设预测提前于当前时刻 L 个抽样的信道响应值，可以用以下的递归表达式

$$h(t+L) = f(h(t)) + \varepsilon(t) \quad (4.1.3)$$

式中 $\varepsilon(t)$ 为实际信道响应值与预测值之间的误差。对于信道变化比较慢的环境而且 τ_p 相对较小的情况下， $f(\cdot)$ 可以认为是时不变的或者变化很缓慢。此时预测器就可以直接根据一段数据进行预测，预测值表示为

$$\hat{h}(t+L) = \hat{f}(h(t)) \quad (4.1.4)$$

此时 $\hat{f}(\cdot)$ 为预测器函数。如果考虑到预测中使用估计响应进行运算, 那么 (4.1.4) 式变为

$$\hat{h}(t+L) = \hat{f}(\tilde{h}(t)) \quad (4.1.5)$$

其中 $\tilde{h}(t) = [\tilde{h}(t-\tau_1) \ \tilde{h}(t-\tau_2) \ \cdots \ \tilde{h}(t-\tau_p)]^T$ 为信道估计得到的响应值, 而且每个响应值为

$$h(t-\tau_1) = h(t-\tau_1) + v(t-\tau_1) \quad (4.1.6)$$

相应地其离散信道响应也变为

$$\tilde{h}(n) = [\tilde{h}(n) \ \tilde{h}(n-1) \ \cdots \ \tilde{h}(n-p+1)]^T \quad (4.1.7)$$

或者

$$\tilde{h}_n = [\tilde{h}_n \ \tilde{h}_{n-1} \ \cdots \ \tilde{h}_{n-p+1}]^T \quad (4.1.8)$$

对于预测器函数, 现在已经发表了不少的文章。其中, 最有典型意义的是 A. Duel-Hallen 提出的基于 MMSE 准则的线性信道预测算法[32][33][35][41], 在预测性能和复杂度之间寻找折中; 当信道情况更加复杂时, 线性预测算法不能准确地预测信道状况, Volterra 算法[46]将预测器的阶数从一次升到二次, 通过牺牲复杂度来换取更加的性能。还有一种思路就是分析信道中的频率特性, 提取和恢复信道中起决定作用的几个频率分量, 利用这些频率分量进一步估计未来信道响应值[38][44]。另外, 通过设计自适应滤波器来不断地跟踪信道的变化, 实时地改变滤波器参数, 再利用这些参数来预测未来的信道响应。下面将对这几种算法作一一介绍, 同时仿真比较它们的性能。

4.1.2. 信道仿真假设

为了便于下面的算法仿真, 我们在这里给出一些信道环境参数表 4.1-1。假设在 2GHz 的系统中物体的移动速度为 3km/h 或者 120km/h, 对应的信道的最大多普勒频率偏移为 5.5Hz 和 220Hz。如果最大多普勒频率偏移的倒数近似为信道的相干时间, 那么这两个移动速度对应的相干时间分别为 180 毫秒和 4.5 毫秒。为了说明信道抽样速率对预测性能的影响, 我们考虑多种符号抽样速率, 这些速率都是最大多普勒频移的整数倍。此外, 不同的多径衰落功率对预测影响也在考虑范围之内, 在仿真中通过设置不同的信噪比参数进行模拟的。

表 4.1-1: 信道环境参数

参数	取值
系统载频	2 Ghz
符号抽样速率	1MHz
物体移动速度	3 km/h
传播环境	平坦信道或者多径信道中的一径
信道抽样速率	符号速率，取最大多普勒频率偏移的倍数

为了评估信道的预测效果，我们选取归一化均方差（Normalized MSE）和预测增益(Prediction Gain)作为性能评估参数，分别定义如下：

i. 预测算法的归一化均方差定义为预测误差方差与估计信号响应功率的比值，数学表达如下

$$MSE = E\left(\left|\hat{h}_{predict}(t+L|t) - h_{ideal}(t+L)\right|^2\right) / E\left\{h(t)^2\right\} \quad (4.1.9)$$

ii. 预测增益定义为接收信号的方差与预测误差的功率的比值，表达式如下

$$G(L) = 10 * \log_{10} \left(\frac{E\{h(t) - E\{h(t)\}\}^2}{E\{e(t)\}^2} \right) \quad (4.1.10)$$

4. 2. 信道预测性能上界分析

在我们研究预测算法之前，需要考虑一个问题就是什么样的信号时间序列可预测？从前面的讨论可以知道一些，如果时间序列平稳而且可以用线性处理生成，那么序列的自相关统计可以清楚地显示这个序列可以很好地预测信号。如果说信号序列具有很强的非线性特性，那么二阶矩的统计就不能很好地显示这个序列能否预测。但根据信息论的知识，对时间序列的共有信息（mutual information）的测量，能够清楚地给出这个序列的可预测能力。

从（4.1.2）式可以得到预测误差

$$e(t+L) = h(t+L) - \hat{h}(t+L|t) \quad (4.2.1)$$

其中 $\hat{h}(t+L|t)$ 表示在时刻 t 预测的距当前时刻 L 个抽样长度的信道响应值。为了量化信道预测的性能，我们引入预测增益这个性能指标。预测增益定义为接收信号的方差与预测误差的功率的比值，表达式如下

$$G(L) = 10 * \log_{10} \left(\frac{E\{h(t) - E\{h(t)\}\}^2}{E\{e(t)\}^2} \right) \quad (4.2.2)$$

若时间序列 $h(t)$ 具有广义平稳特性，那么对于无偏预测器的信道增益的上界为

$$G(L) \leq G_{\max}(L) = 6.02[I(h(t+L); \mathbf{h}(t)) + \Delta] \quad (4.2.3)$$

其中

$$\Delta = \frac{1}{2} \log_2 \left(2\pi e E \left\{ h(t) - E(h(t)) \right\}^2 \right) - H(h(t)) \quad (4.2.4)$$

代表与 $h(t)$ 具有相同方差的高斯变量的微分信息量与 $h(t)$ 的一阶信息量 $H(h(t))$ 的差值； $I(h(t+L); \mathbf{h}(t))$ 则表示被预测的响应值与当前响应序列的共有信息，它是对当前响应序列包含的可用来预测将来响应的信息的统计；恒量 6.02（或者 $20\log_{10}(2)$ ）是一个从比特单位到 dB 单位的量化系数。 $G_{\max}(L)$ 是任何基于信道序列 $\mathbf{h}(t)$ 预测未来信道响应的预测增益的上界，但这不是意味着实际中就能设计出合适的预测器达到此极限。

两个随机过程 \mathbf{x} 和 \mathbf{y} 的共有信息定义为

$$I(\mathbf{X}; \mathbf{Y}) = \iint p_{\mathbf{X}, \mathbf{Y}}(x, y) \log_2 \frac{p_{\mathbf{X}, \mathbf{Y}}(x, y)}{p_{\mathbf{X}}(x)p_{\mathbf{Y}}(y)} dx dy \quad (4.2.5)$$

其中 $p_{\mathbf{X}, \mathbf{Y}}(x, y)$, $p_{\mathbf{X}}(x)$, $p_{\mathbf{Y}}(y)$ 函数分别表示随机过程 (\mathbf{X}, \mathbf{Y}) 的联合概率密度以及 \mathbf{x} 和 \mathbf{y} 的边缘概率密度。微分信息熵 $H(h(t))$ 和公有信息熵 $I(h(t+L); \mathbf{h}(t))$ 都可以从平稳遍历过程的一次样本实现根据快速算法[63]计算得到。为了获得精确的熵信息，需要大量的采样数据。根据信息理论得到的共有信息只是一种理论极限，但不能指导实际操作得到最优的预测器，其主要作为参考来说明信号的可预测程度。

4.3. 信道预测算法

在 4.1 节中已经介绍了信道预测的基本模型，不同的预测函数对应不同的预测算法，获得的预测性能也不相同，而且复杂度也不尽相同。本节介绍这些算法，同时给出性能分析和仿真。

4.3.1. MMSE 信道预测算法

4.3.1.1. 算法介绍

对于经过平坦衰落信道的信号而言，接收到的信号可以表示为

$$y_k = h_k s_k + n_k \quad (4.3.1)$$

其中 h_k 是按符号速率采样的平坦衰落信道响应， s_k 是符号数据序列， n_k 是功率谱为 $N_0/2$ 的复合离散 AWGN 过程。一般来说，采样率与数据速率不同。本节中，为了区分下标 n 表示以预测为目的的信道采样率， k 表示数据符号抽样速率。如果已知发送的符号，平坦衰落信道响应为

$$h(n) = \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} y_k(n) / s_k(n) \quad (4.3.2)$$

同样，在频率选择性衰落信道中，由于多径效应接收到的信号是多个符号的不同衰落分量的叠加，不可以用简单的平坦衰落模型来表示。但估计得到的信道脉冲响应可表示为

$$\mathbf{h}(n) = [h_0(n) \ h_1(n) \ \cdots \ h_{L-1}(n)]^T \quad (4.3.3)$$

对每一径的预测可以采用与平坦衰落信道相同的预测算法。在本章，对这两种情况将不加区分。

假设以采样率 f_s 对信道响应进行离散化，那么基于 M 个过去样本 $h_{l,n}, \dots, h_{l,n-M+1}$ 预测未来样本响应 \hat{h}_n 的模型如下

$$\hat{h}_{l,n+p} = \sum_{j=0}^{M-1} c_{lj} h_{l,n-j} \quad (4.3.4)$$

式中 M 是预测模型阶数，系数 c_{lj} ($l=0,1,\dots,L$) 是满足 $E[e_l(p)^2] = E[|h_l(p) - \hat{h}_l(p)|^2]$ 最小化关系推导出来的，产生的 MMSE 结果为

$$E[e_l(p)^2] = 1 - \sum_{j=0}^{M-1} c_{lj} h_{l,n-j} \quad (4.3.5)$$

其中，对应的最佳系数 c_{lj} 为

$$\mathbf{c}_l = \mathbf{R}_l^{-1} \mathbf{r}_l \quad (4.3.6)$$

其中 $\mathbf{c}_l = (c_{l1}, \dots, c_{lM})^T$ ， \mathbf{R}_l 为 $(M \times M)$ 自相关矩阵，其每个分量为 $R_{l,ij} = E[h_{l,n-i} h'_{l,n-j}]$ ， \mathbf{r}_l 为 $(M \times 1)$ 自相关向量，其每个分量为 $r_{lj} = E[h_{l,n} h'_{l,n-j}]$ 。如果 $p=1$ ，我们则称预测器为单步预测器。在先前不知道最大多普勒频移或散射波数的情况下从观察的样本能估计出 $R_{l,ij}$ 和 r_{lj} 。注意到，式(4.3.4)中的样本抽样速度必须符合奈奎斯特速率，即至少为最大多普勒频移的两倍。选择的抽样速率数倍于奈奎斯特速率，大大低于式(4.3.1)的数据速率，以此速率的信道响应进行预测大大降低预测的复杂度，还获得比数据速率情况更佳的预测性能。更高速率的信道响应可以基于预测值通过插值方式来实现。

对于 Rayleigh 衰落信道其中，自相关函数为：

$$r_{lj} = J_0(2\pi f_m T_j) \quad (4.3.7)$$

其中 $J_0(\cdot)$ 为 0 阶第一类贝赛尔函数。若给定模型阶数 M 和抽样速率 f_s ，定义存储跨度为 $(M-1)T_s = (M-1)/f_s$ 。不同的存储跨度影响 MMSE 信道预测的性能，这里我们可以通过固定模型阶数 M 改变采样率 f_s 来讨论预测性能。当 f_s 增加时，式(4.3.7)中样本跨度很显然降低，同样自相关函数 r_{lj} 对应的样本值域降低。例如，当 $f_m = 100\text{Hz}$ 、 $M = 20$ 时 $f_s = 25\text{KHz}$ 的抽样速率产生仅仅 0.76ms 的存储跨度，按照这个间隔自相关函数样本的值域很小。如果采用这个采样率进行信道预测，当 L 很大时自相关值变得很小，预测导致的 MSE 增加。反之，如果考虑在低的采样率上进行预测，那么样本间隔很远，且在一个大的存储跨度里产生结果，当 $M = 20$ 和 $f_s = 500\text{Hz}$ 时存储跨度变成 38ms 。对于任何实际预测范围，所用到的自相关值在相当大的程度上超出这个间隔，提高信道预测长度。

4.3.1.2. 性能分析和仿真

本节对 MMSE 算法进行预测性能分析和仿真。根据算法的介绍，首先需要计算 MMSE 算法的预测系数 c_l ，然后计算未来的信道响应 $\hat{h}_{l,n+p}$ 。根据 (4.3.6) 式可知预测系数与相关矢量和相关矩阵相关联，而且每个相关分量都是二阶矩统计值，在具体的操作中此二阶矩基于有限的样本进行操作的，而且每个相关值也只能根据得到的估计值进行计算。因此相关值的计算变为

$$r_{lj} = E[h_{l,n} h'_{l,n-j}] \approx \frac{1}{M+U} \sum_{n=0}^{M+U-1} \tilde{h}_{l,n} \cdot \tilde{h}'_{l,n-j} = \frac{1}{M+U} \sum_{n=0}^{M+U-1} (h_{l,n} + v_{l,n}) \cdot (h_{l,n-j} + v_{l,n-j}) \quad (4.3.8)$$

其中 $\tilde{h}_{l,n}$ 表示估计得到的信道响应， M 为预测模型的阶数， U 为冗余抽样的数目，冗余抽样的目的就是为了提高预测系数估计的精确度，但同时也增加了运算复杂度。当模型阶数 (M 值) 或者冗余数目 (U 值) 很大时，参与计算的样本数目增加， r_{lj} 的变化表现为

$$r_{lj} = \begin{cases} \frac{1}{M+U} \sum_{n=0}^{M+U-1} h_{l,n} \cdot h'_{l,n-j} + \sigma_v & j=0 \\ \frac{1}{M+U} \sum_{n=0}^{M+U-1} h_{l,n} \cdot h'_{l,n-j} & j=1,2,\dots,M-1 \end{cases} \quad (4.3.9)$$

从 (4.3.8) 还可以看出，当信道状况或者估计性能比较好的时候， r_{lj} 受到信道估计误差的影响比较小，系数计算比较准确。

计算得到预测系数，再观察各种因素对预测响应的影响。考虑到估计误差，(4.3.4)

式变为

$$\hat{h}_{l,n+p} = \sum_{j=0}^{M-1} c_{l,j} \tilde{h}_{l,n-j} = \sum_{j=0}^{M-1} c_{l,j} h_{l,n-j} + \sum_{j=0}^{M-1} c_{l,j} v_{l,n-j} \quad (4.3.10)$$

从此式首先看出当信道状况或者估计性能较好时，误差分量对预测值的影响比较小，预测值越接近于真实值。(4.3.10)式右边的误差部分说明当系统中的预测阶数 M 值增大时，预测值受到估计误差的影响也增大，但(4.3.9)式也隐含看到预测阶数提高可以精确预测系数，给系统带来增益，所以在对 M 值的讨论时需要权衡这两个因素，在起始阶段预测系数不是很长，精度不是很高的时候估计误差的影响比较大，性能随着阶数的增大逐渐增大，但当阶数到某个拐点的时候预测系数的精度能够克服误差的影响带来更多的增益，预测的总体性能则随着阶数增大而增大。

当抽样速率提高而其它预测参数不改变时， $r_{l,j}$ 反映的是相关延时较短的信道相关值。如图 4.3-1，当 M 值固定为 20 时，图中“samplerate1”是“samplerate2”的两倍，那么对应“samplerate1”计算得到的 $r_{l,j}$ 反映的只是 0~20 单位延时的相关值，而“samplerate2”则反映了 0~40 单位延时的相关值，范围更加广。所以当利用 $r_{l,j}$ 计算下一个信道响应样值时，当抽样速率越高则预测的性能越准确；但当利用不同抽样速率得到的 $r_{l,j}$ 计算相同预测步长的信道响应时，抽样速率越高，其预测系数反映的信道信息越少，预测性能反而越不准确。另外，从图的横坐标可以看出，相关值只跟抽样值的延时与抽样速率的乘积有关，如果抽样值的延时是抽样速率倒数的整数倍时，那么相关值就与具体的抽样速率无关，进一步说与多普勒频率偏移无关，与物体的移动速度无关。

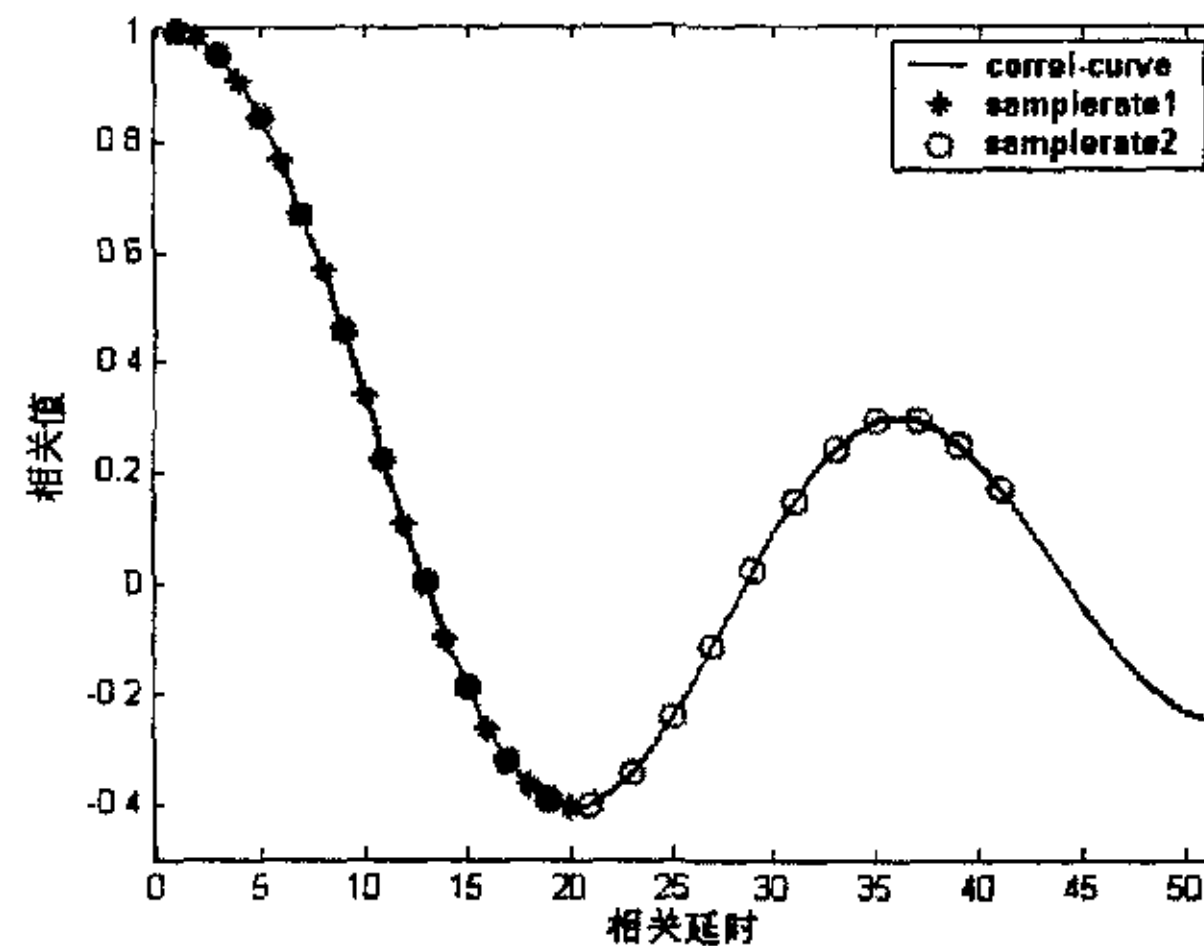


图 4.3-1: 不同抽样速率下的预测系数的关系

所以根据以上的分析, MMSE 算法的预测性能与以下几个因素有关:

- 预测的阶数, 就是预测器抽头的数目;
- 预测的冗余数, 有时为了减少预测的阶数但又需要保证预测系数的准确性, 我们可以通过增加预测的冗余数来实现;
- 预测的步长, 定义为预测器能够预测到最远响应的时间跨度;
- 抽样的速率, 速率不同样值之间的相关性不同;
- 系统对估计误差的健壮性, 也就是分析信道估计误差对预测性能的影响;
- 系统的多普勒频率偏移。

在信道估计那一章, 说明了信道估计以及后处理的作用。在预测性能评估中, 通过不同的信噪比 (snr) 值来等效模拟信道估计或者后处理的作用。如果说信噪比值高, 则认为信道状况比较好或者信道估计以及后处理后单径性能比较好, 若信噪比低则表示信道估计性能比较差或者信道状况比较恶劣。这样简化分析信道估计误差对预测的影响。为了比较预测性能, 理想信道响应和理想预测信道响应也在性能结果中给出。在下面的性能结果图中, ‘PCIR’标识表示预测得到的信道响应。

图 4.3-2 直观比较了实际的信道预测响应、理想信道预测响应与理想信道响应。图中前 40 个信道响应抽样值互相重叠, 这是因为这些抽样值用于预测系数计算, 没有进行预测操作。“LRP-Ideal-PCIR”曲线表示预测器利用理想的信道响应预测未来响应值, 而“LRP-Real-PCIR”曲线则表示预测器利用实际估计得到的响应值来进行预测, 性能受到估计性能的影响。从曲线的关系可以直观地看出, 由于没有估计误差的影响“LRP-Ideal-PCIR”曲线比较光滑, 而且性能明显地高于“LRP-Real-PCIR”曲线。因此, 此图作为引, 下面对影响预测性能的各个因素进行仿真分析。

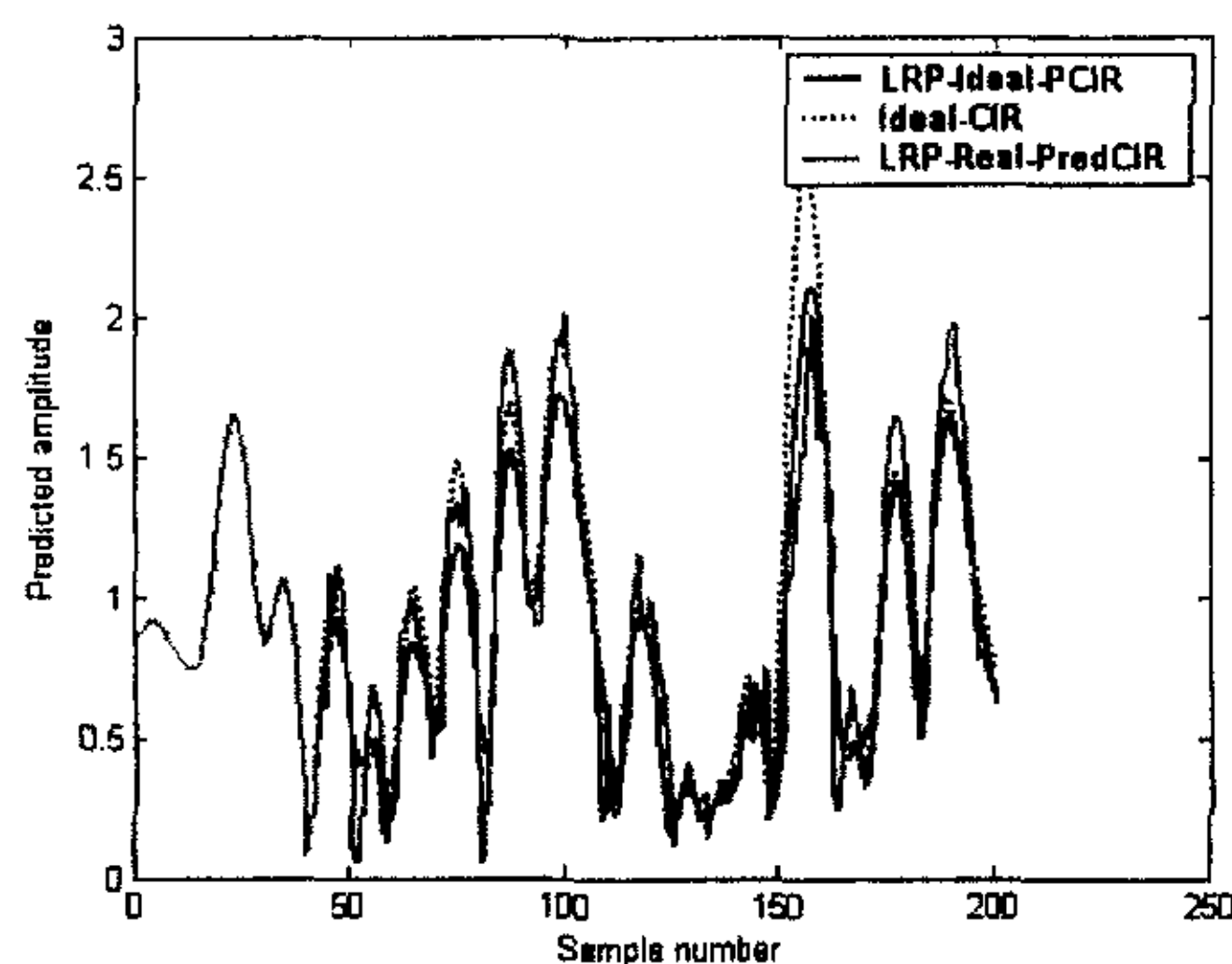


图 4.3-2: MMSE 算法性能比较示意图

图 4.3-3 和表 4.3-1 显示了 MMSE 算法中预测阶数对预测性能的影响, 其中 (a) 图给出了阶数对归一化均方差的影响, (b) 图给出了阶数对预测增益的影响。图中假设预测单步响应, 预测的冗余长度为 40。与上图类似, ‘LRP-Ideal-PCIR’ 曲线是利用理想信道响应进行预测操作, 统计在不同预测阶数情况下的性能结果, ‘LRP-10dB-PCIR’ 曲线是利用 10dB 信噪比时的信道估计响应进行预测操作, 统计在不同预测阶数情况下的性能结果。其它的曲线与此类似。

在具体说明曲线关系之前, 我们先来讨论 (a) (b) 两图之间的关系。根据信道预测增益的定义, 增益的 dB 值等于噪声方差的 dB 值与预测归一化均方差的 dB 值的差值。例如, 在 10dB、20dB 信噪比情况下预测误差相同, 那么它们的预测增益则相差 10dB, 这表明系统多花费了 10dB 的功率没有带来预测性能的提高。所以说, 归一化均方差单独反映了信道的预测误差, 预测增益则综合体现了在不同信道状况下的预测性能, 也说明为获得某种程度的预测性能需寻求信噪比和预测处理之间的折中开销。

从 (a) 图分析, 在每个信噪比状况下归一化均方差的变化趋势不尽相同, 在低信噪比如 10dB、20dB 情况下归一化均方差随着预测阶数的增加不断增加, 在 40dB 高信噪比情况下归一化均方差则随着预测阶数的增加逐渐减小, 其曲线也与 ‘LRP-Ideal-PCIR’ 曲线比较接近。30dB 的信道状况下曲线夹在前两者之间, 出现了一个拐点, 这个拐点值在表中用黑斜体标出。从 (b) 图分析, 不同情况下的信道预测增益曲线关系与均方差曲线相反, 在 30dB 信噪比时出现性能拐点。

图 4.3-4 给出了 MMSE 预测算法中预测误差分析。从算法操作来看, 主要两个

方面影响预测性能,一个就是预测器系数的准确程度,第二就是实际信道响应中的估计误差。(a)图调查了不同预测阶数情况下预测系数误差,这个误差反应的是利用估计和理想的信道响应计算得到的预测系数的差异。从图中可以看出,随着预测阶数的提高预测系数基本不变或者越来越准确,从这个层面反映了系数不会给预测带来明显的误差。(b)图调查了基于理想预测系数计算估计误差给预测带来的预测误差。从图中可以看出,在信噪比为 10dB 和 20dB 时估计误差给系统带来的误差分别高于-10dB 和-15dB,相对于理想信道响应情况下的低于-20dB 的预测方差这些误差占主导地位,直接表现为系统的预测误差随着预测阶数的增加逐渐上升。在信噪比为 30dB 情况时,当预测阶数为 20 和 40 时估计误差带来的方差小于预测本身方差,此时预测方差占主导地位,总的预测方差逐渐下降;但当预测阶数提高到 60 以上时预测方差小于估计误差导致的方差,估计误差因素占主导位置,总的预测方差又随着阶数的增加逐渐上升。

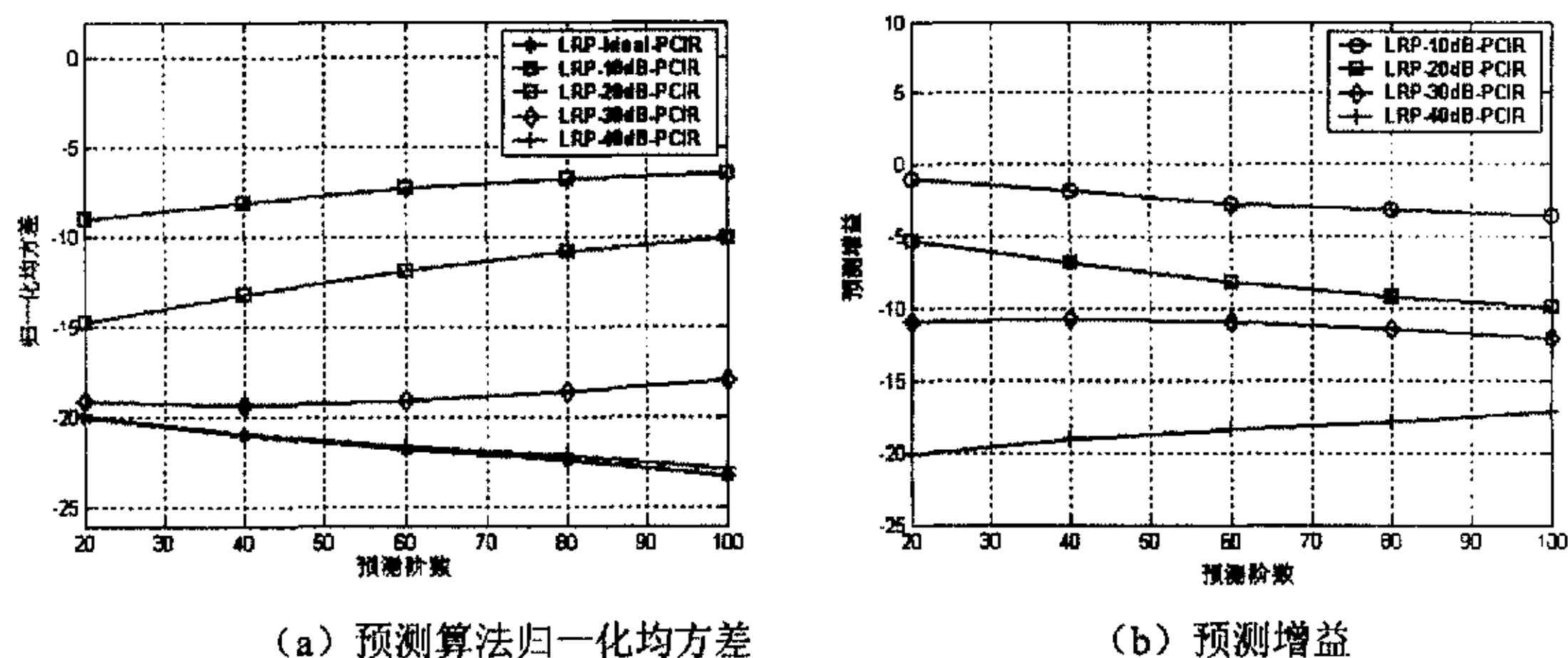


图 4.3-3: 预测阶数对 MMSE 算法的影响

(预测步长为 1 个抽样, 预测冗余为 40, 抽样速率为最大多普勒频移的 20 倍, 移动速度 3km/h)

表 4.3-1: MMSE 算法在不同预测阶数情况下的性能

预测阶数	预测归一化均方差 (dB)					预测增益 (dB)				
	Ideal	10dB	20dB	30dB	40dB	Ideal	10dB	20dB	30dB	40dB
20	-19.96	-9.01	-14.73	-19.05	-19.88	-	-0.99	-5.27	-10.95	-20.12
40	-20.98	-8.14	-13.20	-19.29	-20.88	-	-1.86	-6.80	-10.71	-19.12
60	-21.78	-7.30	-11.85	-19.07	-21.60	-	-2.70	-8.15	-10.93	-18.40
80	-22.37	-6.83	-10.85	-18.57	-22.13	-	-3.17	-9.15	-11.43	-17.88
100	-23.25	-6.46	-10.05	-17.92	-22.86	-	-3.54	-9.95	-12.08	-17.14

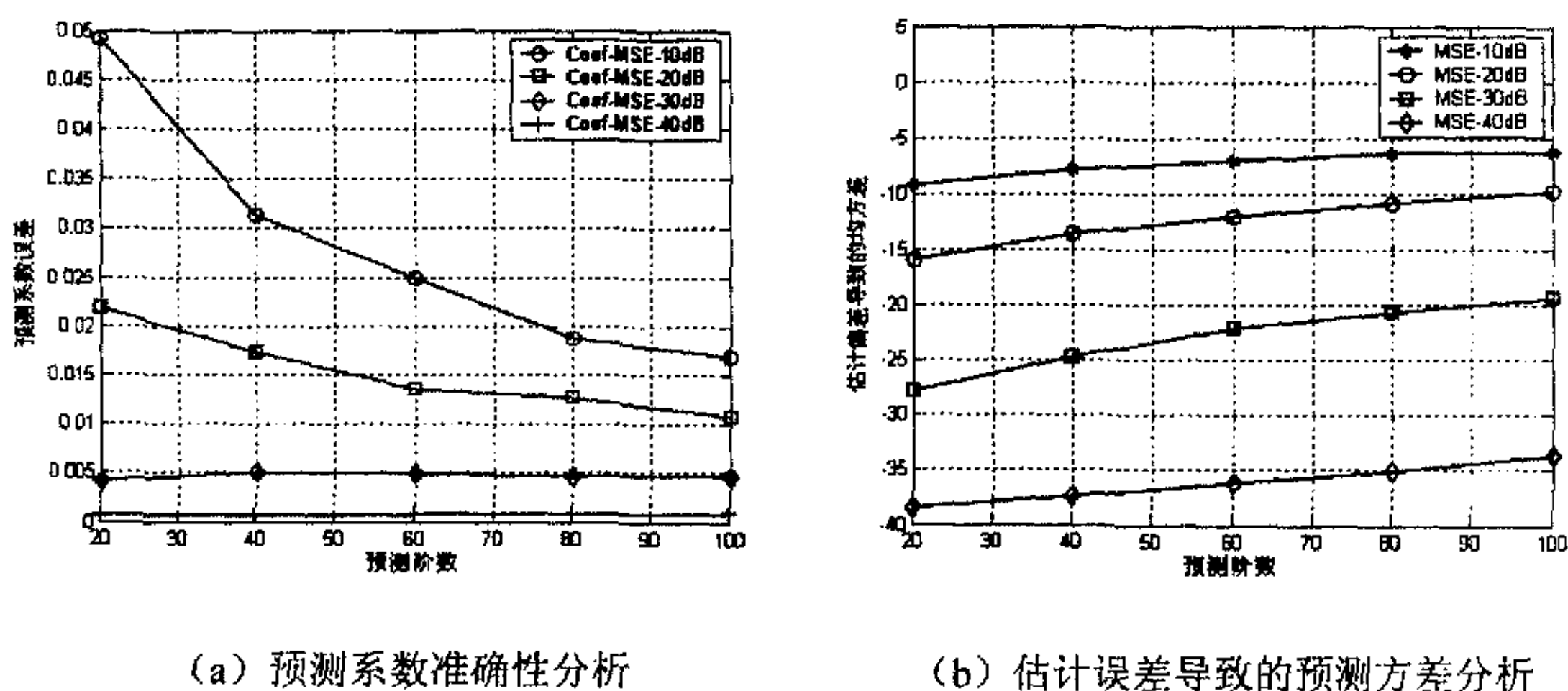


图 4.3-4: MMSE 算法中预测误差分析

图 4.3-5 说明了 MMSE 算法中计算预测系数时不同冗余抽样数对预测性能的影响。这里假设预测阶数为 40，预测一步抽样。在预测阶数一定的情况下，预测的冗余抽样数越多那么预测系数就越准确，预测性能就越佳。归一化均方差随着信噪比的增大逐渐减少，20dB 信噪比环境比 10dB 情况减少大约 5.5dB，30dB 信噪比环境则比 20dB 情况减少 6.5dB，当信噪比达到 40dB 时，性能几乎与理想情况重合。观察信噪比、归一化均方差以及预测增益的关系，发现信噪比每提高 10dB，预测的均方差的减少总小于 10dB，那么反映在预测增益上就是随着信噪比的提高预测增益一直下降。

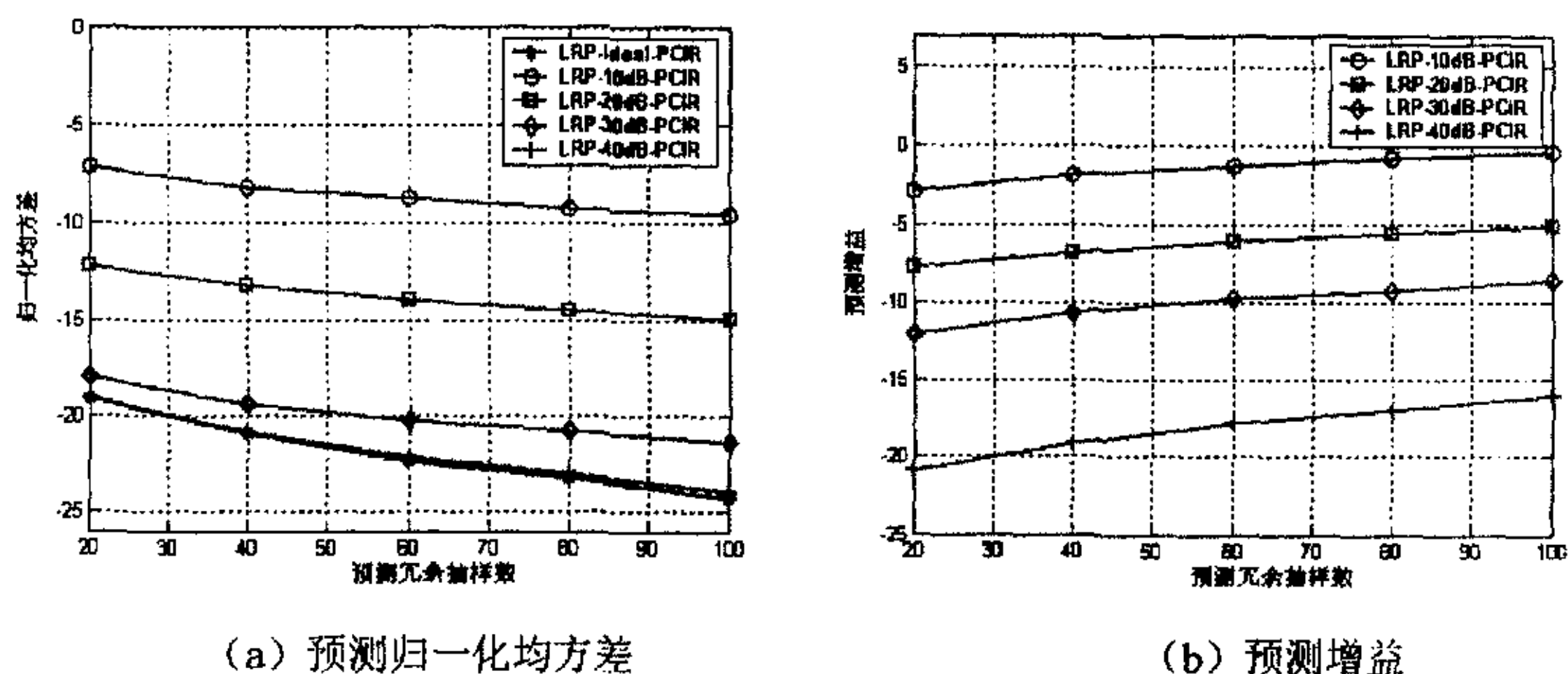


图 4.3-5: 预测冗余抽样数对 MMSE 算法的影响

(预测步长为 1 个抽样，预测阶数为 40，抽样速率为最大多普勒频移的 20 倍，移动速度 3km/h)

图 4.3-6 给出在 3km/h 和 120km/h 移动速度情况下采用 MMSE 算法预测不同步

长信道响应的性能曲线。从这两个图可以看出,预测步长是由算法预测误差和估计误差共同决定的,此处算法预测误差定义为在信道状况一定的情况下预测步长增大时算法导致的预测性能的衰减值。预测步长较短时,此时算法预测误差较小,预测性能主要由估计得到的信道响应决定,因此不同信噪比情况下归一化均方差相差较大。但当预测步长较大时,首先观察理想信道预测曲线,发现在没有估计误差情况下预测性能急剧下降,这主要由于算法不能准确地跟踪信道的特性导致的,在仿真中反映为利用预测系数不能预测较远的信道响应。根据此结论再观察其它信噪比情况,可以认为此时算法预测误差占据主导地位,预测性能主要由此误差决定,所以导致不同信噪比状况的预测性能更加接近。如果以-5dB 作为归一化方差的性能目标,讨论 3km/h 的移动速度情况发现在 10dB 信噪比环境中最大的预测步长仅为 3.5 个抽样,大约 24.5 毫秒,但在 20dB 以上信噪比环境中最大的预测步长则可达到 5 个抽样,大约 45 毫秒。与 3km/h 移动速度情况类似,120km/h 移动速度下以-5dB 为均方差性能目标在理想信道响应情况下预测步长约为 3.5 个抽样,大约 6.1 毫秒,在 10dB、20dB、30dB 信噪比情况下可预测到 5 个抽样,大约 7.5 毫秒。

比较 3km/h 和 120km/h 两种移动速度情况,发现性能曲线极其相似。在仿真中采用相同的信道模型,不同的移动速度对应于不同的最大多普勒频移。如果预测的信道响应被信道相干时间(最大多普勒频移的倒数)归一化,那么预测的长度就仅仅与信道估计误差以及预测算法相关联,与物体的移动速度没有关系。这种情况下,预测的长度就可以相对地表示为相干时间或者抽样周期的倍数,而这个结论适用于任何移动速度情况中。

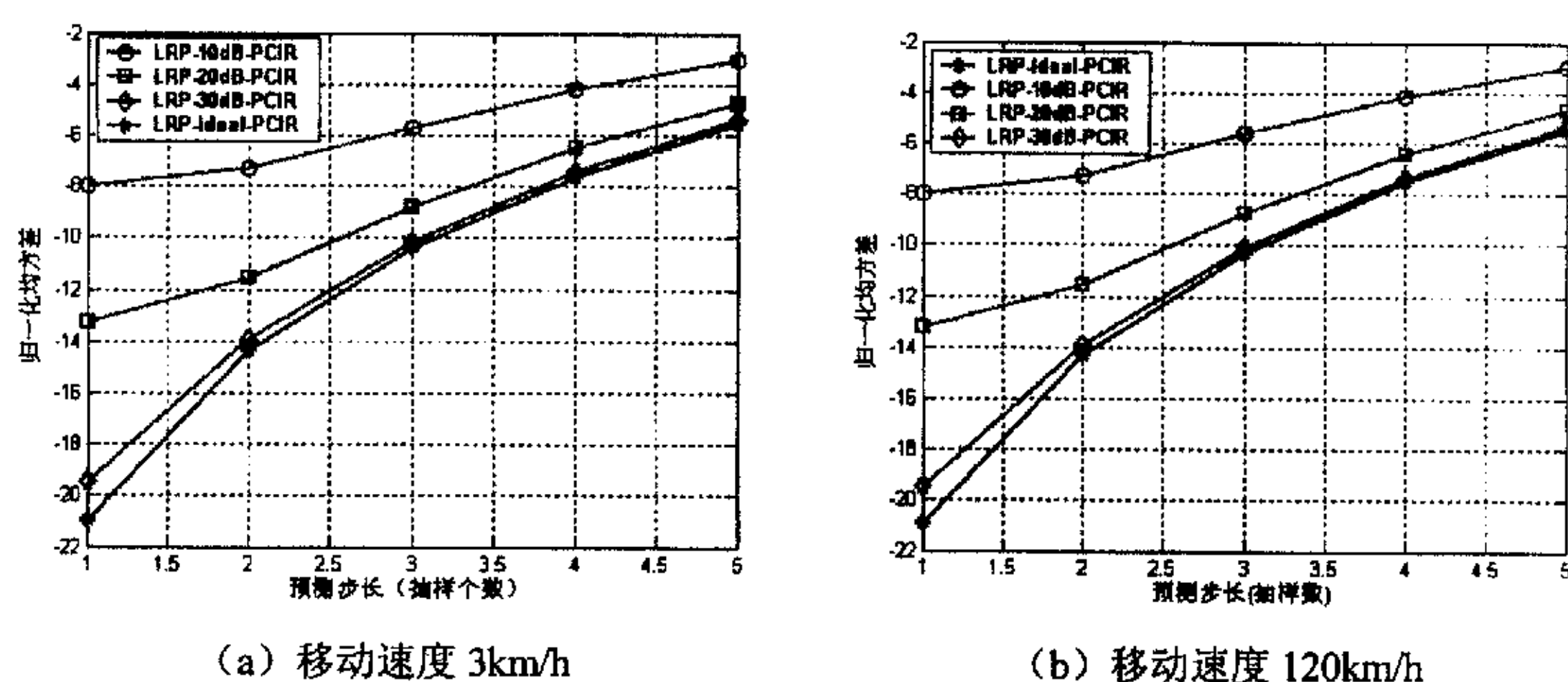


图 4.3-6: 不同预测步长情况下 MMSE 算法的预测性能

(预测阶数为 40, 预测冗余抽样数 40, 抽样速率为最大多普勒频移的 20 倍)

图 4.3-7 比较了不同抽样速率情况下 MMSE 算法的预测性能。此图基于理想信道响应进行预测操作，其中 ‘20-max-doppler’ 情况表示抽样速率为最大多普勒频率偏移的 20 倍，依次类推 ‘13-max-doppler’、‘10-max-doppler’、‘8-max-doppler’ 情况则分别表示抽样速率分别为最大多普勒频移的 13 倍、10 倍和 8 倍。定性比较，可以看出随着抽样速率的增大单位步长的误差减小，反之可认为抽样速率越高能够预测的步长越长。仍以 -5dB 作为归一化方差的性能目标，那么 ‘20-max-doppler’ 情况能够预测的最大步长不到 50 毫秒，‘13-max-doppler’、‘10-max-doppler’、‘8-max-doppler’ 情况则分别达到 54 毫秒、60 毫秒、62 毫秒。

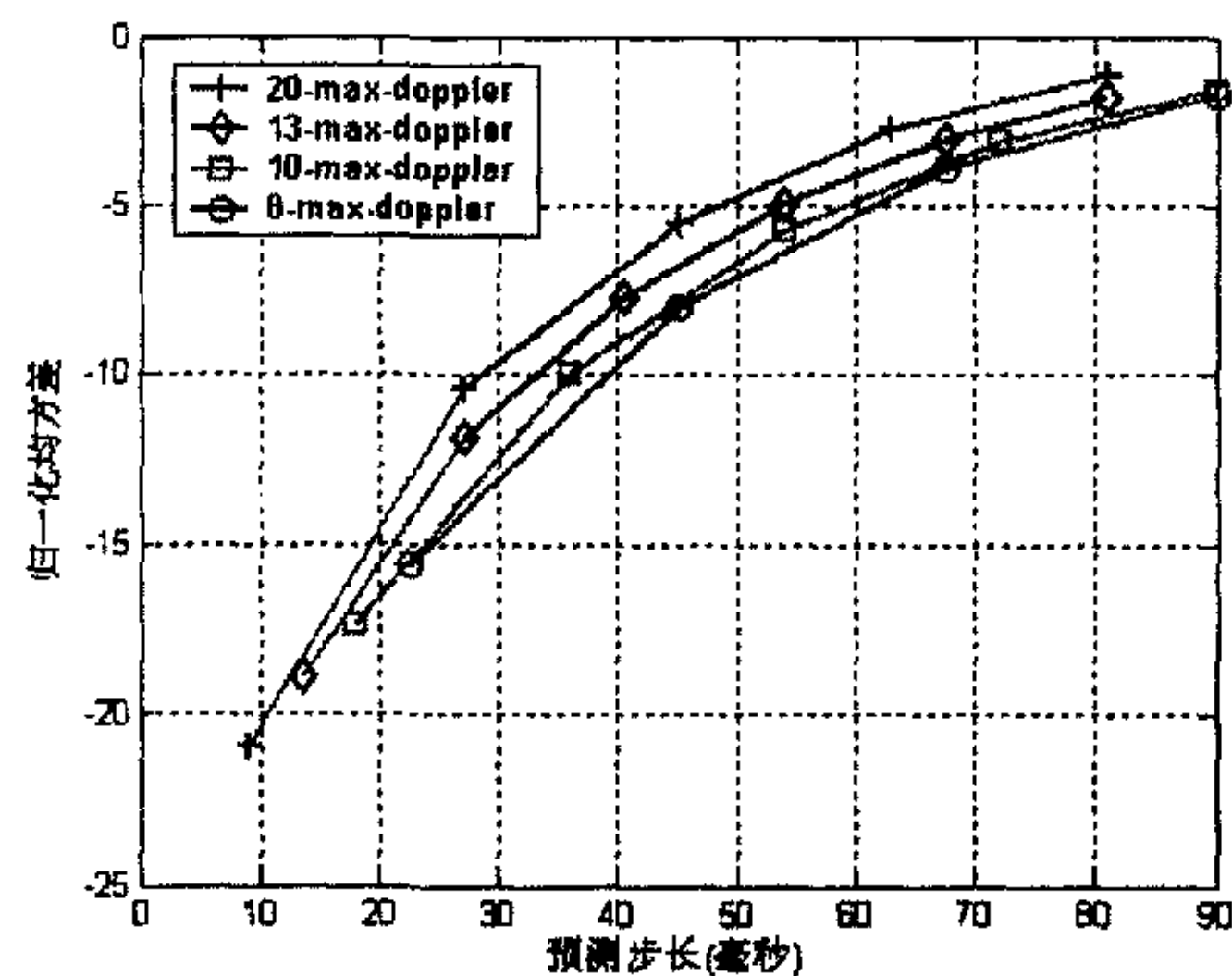


图 4.3-7: 不同抽样速率情况下 MMSE 算法的预测性能

(预测阶数为 40, 冗余抽样数 40, 移动速度 3km/h)

4.3.2. Volterra 非线性信道预测算法

4.3.2.1. 算法介绍

MMSE 信道预测算法能够对一般的信道环境作比较好的预测，但对于比较复杂的情况不能够得到理想的预测性能，因此研究者就考虑扩展预测器的阶次，利用更加复杂的二次滤波器来预测信道的性能[46]。

图 4.3-8 显示了基于 Volterra 的非线性预测器的示意图。根据定义[64]，Volterra 的操作因子表示如下：

$$\begin{cases} C_0 = c_0; \\ C_1[\mathbf{h}_n] = \sum_i c_i h_{n-i} \\ C_2[\mathbf{h}_n] = \sum_i \sum_j c_{i,j} h_{n-i} h_{n-j} \\ \dots\dots \end{cases} \quad (4.3.11)$$

考虑到系统的运算复杂度, 非线性预测器系统只关注信道的二阶非线性特性。对于一个 (N_1, N_2) 系统来说, 线性 FIR 预测器的输出表示为

$$\hat{h}_n = c_0 + \sum_{i=0}^{N_1-1} c_i h_{n-i} + \sum_{i=0}^{N_2-1} \sum_{j=i}^{N_2-1} c_{i,j} h_{n-i} h_{n-j} \quad (4.3.12)$$

预测器的系数总共有 $M = 1 + N_1 + N_2(N_2 + 1)/2$ 个。

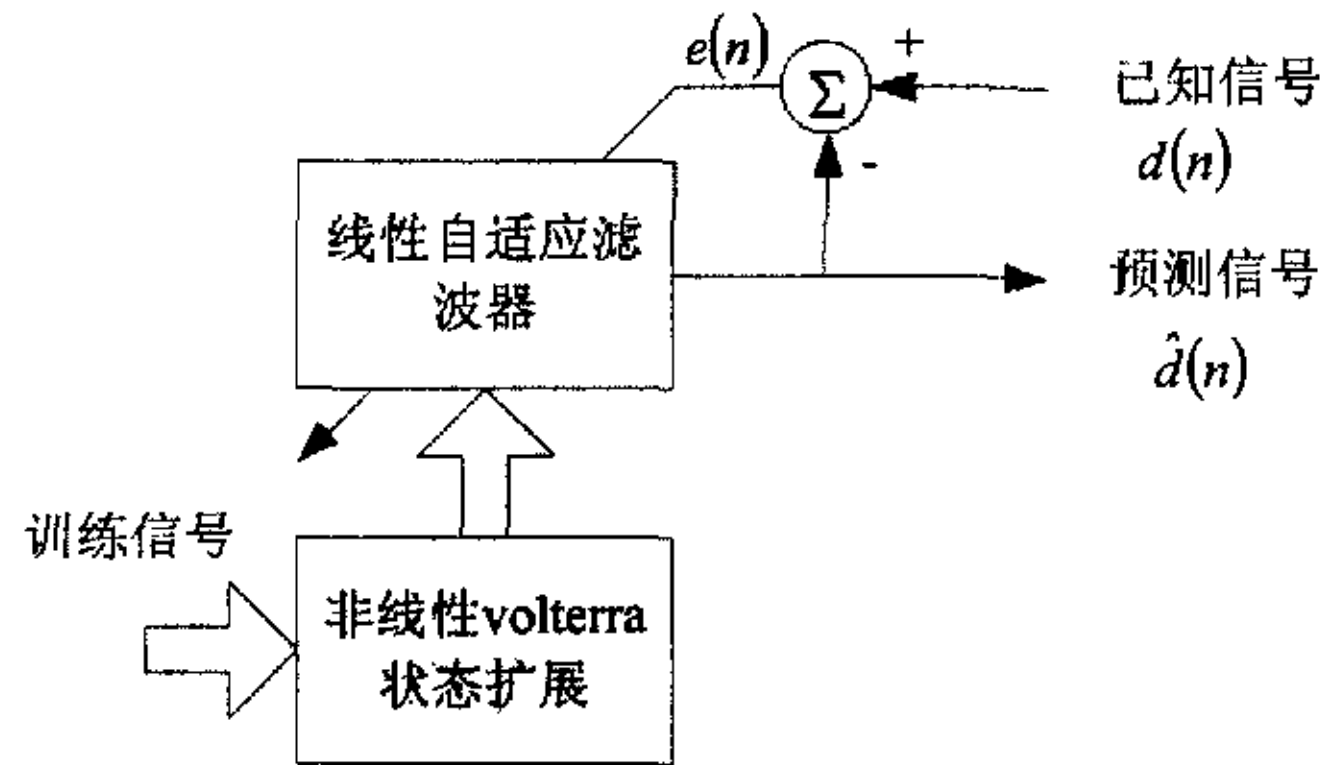


图 4.3-8: Volterra 预测器示意图

如果我们定义这个线性预测器的输入为

$$\mathbf{D}_n = [1 \quad h_n \quad \dots \quad h_{n-N_1+1} \quad h_{n-N_1+1}^2 \quad h_n h_{n-1} \quad \dots \quad h_{n-N_2+1}^2]^T \quad (4.3.13a)$$

系数为

$$\mathbf{C}_n = [c_0 \quad c_1 \quad \dots \quad c_{N_1-1} \quad c_{0,0} \quad c_{0,1} \quad \dots \quad c_{N_2-1,N_2-1}]^T \quad (4.3.13b)$$

那么 (4.3.11) 式简化为

$$\hat{h}_n = \mathbf{C}_n^T \mathbf{D}_n \quad (4.3.14)$$

考虑到式 (4.3.14) 与线性预测器的表达式类似。采用最小二乘法 (Least square) 计算预测系数 \mathbf{C}_n 后就可以计算未来的信道响应了。

4.3.2.2. 性能分析和仿真

4.3.2.1 节对 Volterra 算法作了介绍,但实际情况中估计误差会对预测性能产生影响,而且为了与 MMSE 算法进行比较式中的 N_1, N_2 两个参数都取很小的值,也会直接影响预测的性能。将估计响应带入到 (4.3.13a) 式

$$\tilde{\mathbf{D}}_n = \begin{bmatrix} \tilde{h}_n & \cdots & \tilde{h}_{n-N_1+1} & \tilde{h}_{n-N_1+1}^2 & \tilde{h}_n \tilde{h}_{n-1} & \cdots & \tilde{h}_{n-N_1+1}^2 \end{bmatrix}^T = \mathbf{D}_n + \mathbf{w}_n \quad (4.3.15)$$

式中 \mathbf{w}_n 是 n 时刻包含有二次量的估计误差向量。同样预测响应的表达式也变为

$$\hat{h}_n = c_0 + \sum_{i=0}^{N_1-1} c_i \tilde{h}_{n-i} + \sum_{i=0}^{N_2-1} \sum_{j=i}^{N_2-1} c_{i,j} \tilde{h}_{n-i} \tilde{h}_{n-j} = \tilde{\mathbf{D}}_n^T \mathbf{C}_n = \mathbf{D}_n^T \mathbf{C}_n + \mathbf{w}_n^T \mathbf{C}_n \quad (4.3.16)$$

将 $n, n-1, \dots, n-M-U+1$ 时刻的信道响应写出向量, 则有

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{H}} &= \begin{bmatrix} \tilde{h}_n & \tilde{h}_{n-1} & \cdots & \tilde{h}_{n-M-U+1} \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} h_n & h_{n-1} & \cdots & h_{n-M-U+1} \end{bmatrix}^T + \begin{bmatrix} v_n & v_{n-1} & \cdots & v_{n-M-U+1} \end{bmatrix}^T \\ &= \mathbf{H} + \mathbf{v} \end{aligned} \quad (4.3.17)$$

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{D}} &= \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{D}}_n & \tilde{\mathbf{D}}_{n-1} & \cdots & \tilde{\mathbf{D}}_{n-M-U+1} \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} \mathbf{D}_n & \mathbf{D}_{n-1} & \cdots & \mathbf{D}_{n-M-U+1} \end{bmatrix}^T + \begin{bmatrix} \mathbf{w}_n & \mathbf{w}_{n-1} & \cdots & \mathbf{w}_{n-M-U+1} \end{bmatrix}^T \\ &= \mathbf{D} + \mathbf{w} \end{aligned} \quad (4.3.18)$$

所以实际得到的预测系数为

$$\mathbf{C}_n = (\tilde{\mathbf{D}}^H \tilde{\mathbf{D}})^{-1} \tilde{\mathbf{D}}^H \tilde{\mathbf{H}} = (\tilde{\mathbf{D}}^H \tilde{\mathbf{D}})^{-1} \tilde{\mathbf{D}}^H \mathbf{H} + (\tilde{\mathbf{D}}^H \tilde{\mathbf{D}})^{-1} \tilde{\mathbf{D}}^H \mathbf{v} \quad (4.3.19)$$

(4.3.17) 式中 $M = 1 + N_1 + N_2(N_2 + 1)/2$ 表示预测器的系数, 为了便于与 MMSE 算法可比较我们称之为预测阶数, U 表示参与计算的冗余的抽样数, 其是为了提高预测系数的准确性, 自然也提高了系统的复杂度。从上面表达式可以看出, 当信道状况良好或者估计性能优越时, 系统受到估计误差的影响较小, 预测系数和预测响应更加准确。从 (4.3.19) 式看出估计误差对预测系数的影响, 从 (4.3.16) 式看出估计误差对预测响应的影响。

M 的增大能够提高预测系数的精度, 提高系统的预测增益, 但这个值的提高同样会增大估计误差对预测增益的影响, 降低了系统的预测性能。所以 M 的增大对性能的影响主要归集于系数提高带来的性能增益与估计误差造成的性能降低综合体现。但 U 值的影响主要体现在预测系数的精度上, 因为 (4.3.19) 式的矩阵求逆以及系数中的误差与此值有关。

抽样速率影响信道抽样值之间的相关性, 也影响预测系数的精确度。在抽样速率很高而且信道响应值比较精确情况下, (4.3.19) 式中 $\tilde{\mathbf{D}}^H \tilde{\mathbf{D}}$ 方阵不满秩, 系数计算不正确, 此时需要引入一个足够小的偏量来计算预测系数。我们也可以认为此时描述非

线性滤波器的系数已经不够准确，这样也会引入预测误差。

对于 Volterra 滤波器来说，预测误差最主要来源是两大方面，一个就是预测系数带来的误差，另一个就是预测所需要的信道响应自身含有的估计误差。所以根据以上的分析，其预测性能与以下几个因素有关：

- 非线性预测器存在 N_1, N_2 两个参数，滤波器的系数总共 $M = 1 + N_1 + N_2(N_2 + 1)/2$ 。在仿真研究中常取 $N_1 = N_2$ ，那么预测的阶数为 $M = (N_1^2 + 3N_1 + 2)/2$ ；
- 在非线性的预测算法中，考虑到预测器的计算量，预测的两个参数不能取太大的值，为了保证系数的准确性，就需要考虑增加非线性预测系数计算的抽样数；
- 预测的步长，是我们比较关心的一个参数，直接影响到其应用能力；
- 抽样的速率，或者说符号的间隔，它们互为倒数；
- 系统对估计误差的健壮性，也就是分析信道估计误差对预测性能的影响；

与 MMSE 算法类似，我们用不同的信噪比来模拟当前信道抽样的状况，信噪比高表示当前信道响应中的误差较小，反之较大。同样，给出一些理想情况用作预测性能比较。

图 4.3-9 给出 Volterra 预测算法的预测性能示意图。图中同时还给出理想的信道响应以及利用理想的信道响应进行预测的响应值。从预测到的信道响应包络即 ‘Volte-10dB-PCIR’ 曲线来看，在 10dB 信噪比环境下 Volterra 算法能够很好地预测未来的信道响应；比较 ‘Volte-Ideal-PCIR’ 与 ‘Ideal-CIR’ 曲线的关系，可以看出利用理想信道响应预测得到的响应与理想的信道响应很接近，预测误差很小。

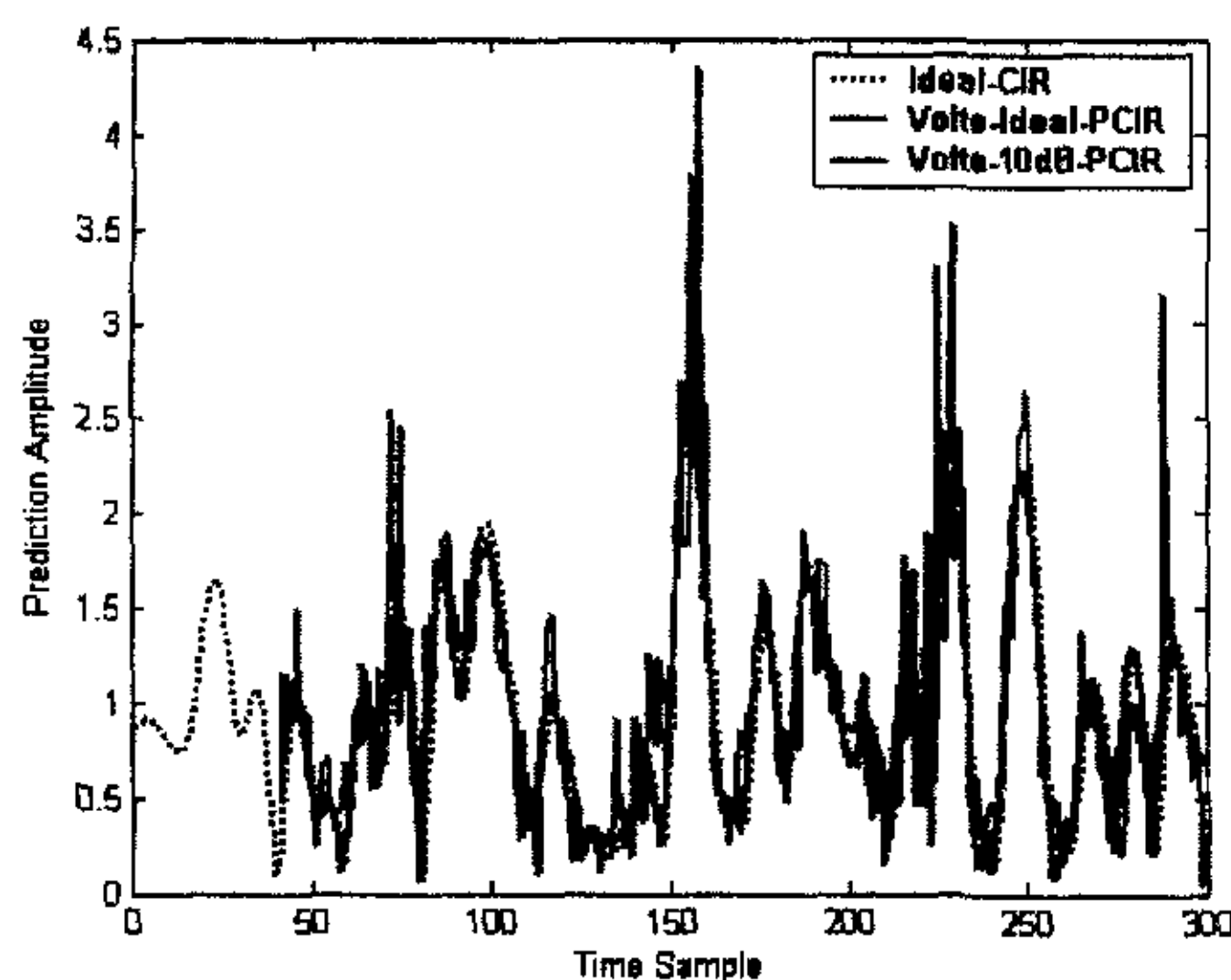


图 4.3-9: Volterra 性能曲线示意图

图 4.3-10 比较不同预测阶数情况下算法的预测性能。图中 ‘Volter-Ideal-PCIR’

曲线表示理想信道预测性能,而其它四条曲线则分别表示 10dB、20dB、30dB 信噪比环境下信道预测性能。预测阶数分别为[15 28 45 66 91],对应的两个参数 $N_1=N_2$ 分别为[4 6 8 10 12]。首先考察图中的理想信道预测,发现预测响应的均方差性能出现一个拐点,在拐点之间随着预测阶数增大逐渐增大,拐点之后则是随着阶数增大逐渐减小。我们将此拐点看作是预测阶数对预测性能影响的“分水岭”,在此之前由于 N_1, N_2 两个参数较小,预测器不能准确描述信道的非线性,导致预测存在算法误差,所以表现为随着阶数增加预测的均方差增大;随着预测系数的进一步增大,预测系数能够准确地描述信道的非线性,给算法预测带来的增益,均方差也会逐渐减少。

分析完理想信道预测,再观察实际的信道预测情况。首先是随着信噪比的提高预测器的均方差减小,在低预测阶数时几乎是每 10dB 信噪比均方差减小 8dB 左右,三条曲线几乎平行。在高信噪比时预测的均方差随预测阶数的增大而减小,在低信噪比时预测的均方差则随阶数的增大而增大。这主要是在高信噪比情况下预测系数很好地跟踪了信道的非线性,给系统带来增益。在低信噪比情况下,阶数增大给预测带来的增益,在此时估计误差却带来更大的预测误差,导致归一化均方差随着阶数增大而增大。

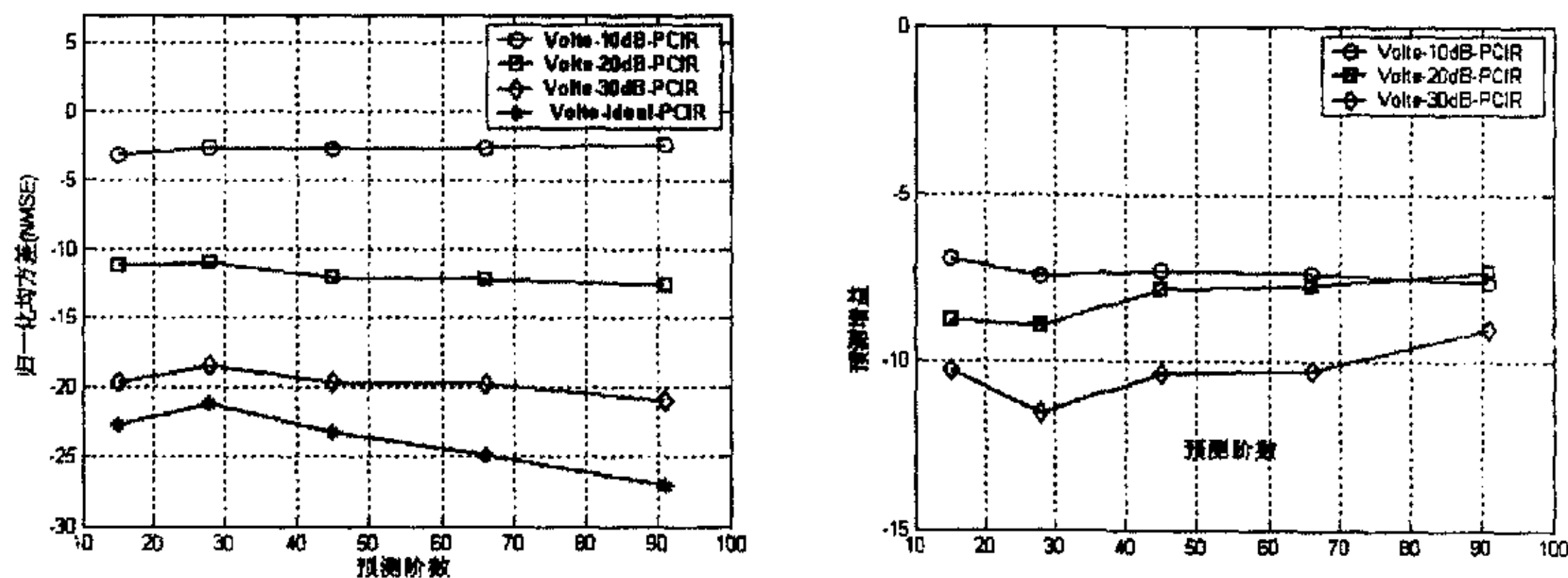


图 4.3-10: 在不同预测阶数下的预测性能

(输入冗余数为 10, 移动速度 3km/h, 预测 1 个步长, 抽样速率为最大多普勒频移的 20 倍)

图 4.3-11 比较了不同预测器输入抽样数情况下的预测性能,假设条件是预测阶数为 45, 预测单步步长。从左图看出信噪比的提高可以降低算法的均方差性能,信噪比每增加 10dB 均方差则可以降低 8.5dB 左右,但仍旧有一部分信噪比开销被估计误差给消耗,反映在预测增益上依旧是随着信噪比的增大增益逐渐减少。再研究输入到预测器的抽样冗余数对预测性能的影响,随着冗余数的增大预测性能提高,当冗余数从 10 提高到 50 时,预测性能提高了大约 3dB 左右。

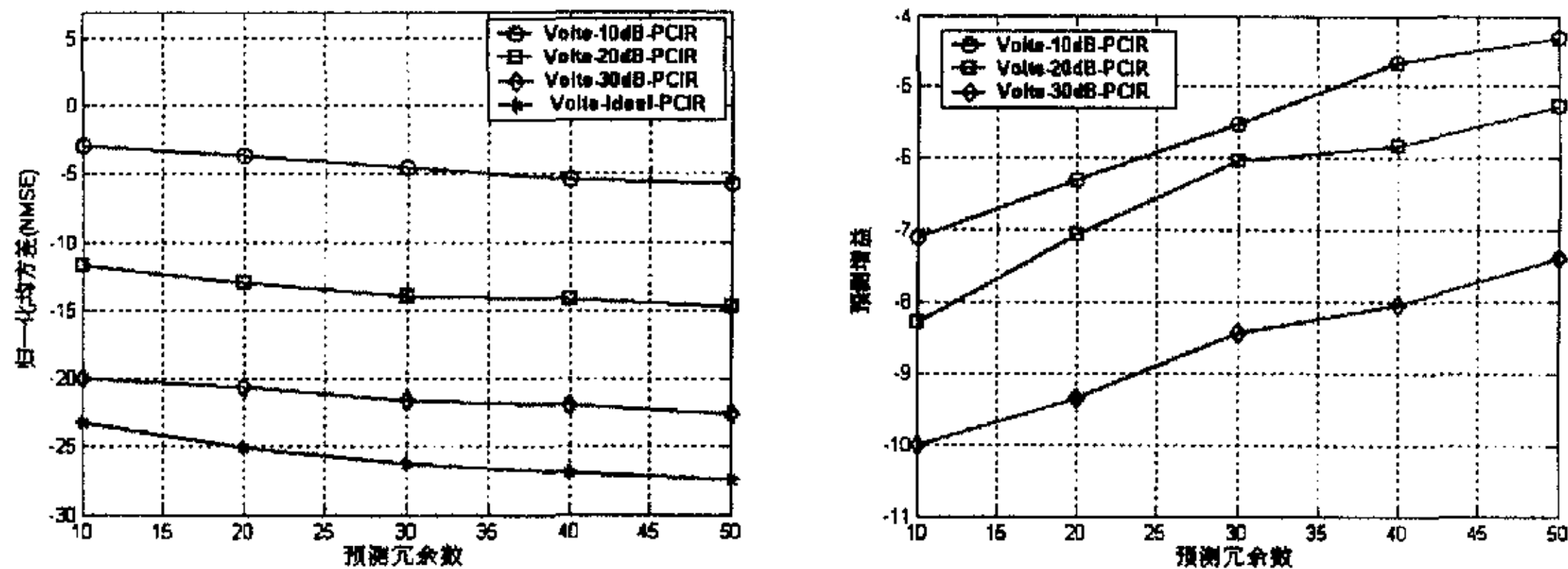


图 4.3-11: 不同抽样数情况下的预测性能

(预测阶数 45 即 $N_1=N_2=8$, 移动速度 3km/h, 预测 1 个步长, 抽样速率为最大多普勒频移 20 倍)

图 4.3-12 比较了不同信噪比情况下的预测波长性能。这里假设预测阶数为 45 ($N_1=N_2=8$), 预测器输入抽样数为 80, 抽样速率为 20 倍的最大多普勒频移。在小预测步长情况下, 由于算法的预测误差较小, 估计误差对预测的影响占主要地位, 不同信噪比情况下的均方差相差较大; 但随着预测步长增大, 算法的预测误差逐渐占据主导地位, 不同信噪比情况下的均方差比较接近。对于预测增益则相反, 在小预测步长时性能接近, 大步长时性能相差较大, 这主要由于考虑了信噪比的作用。总的说来是信噪比越高, 预测增益降低。

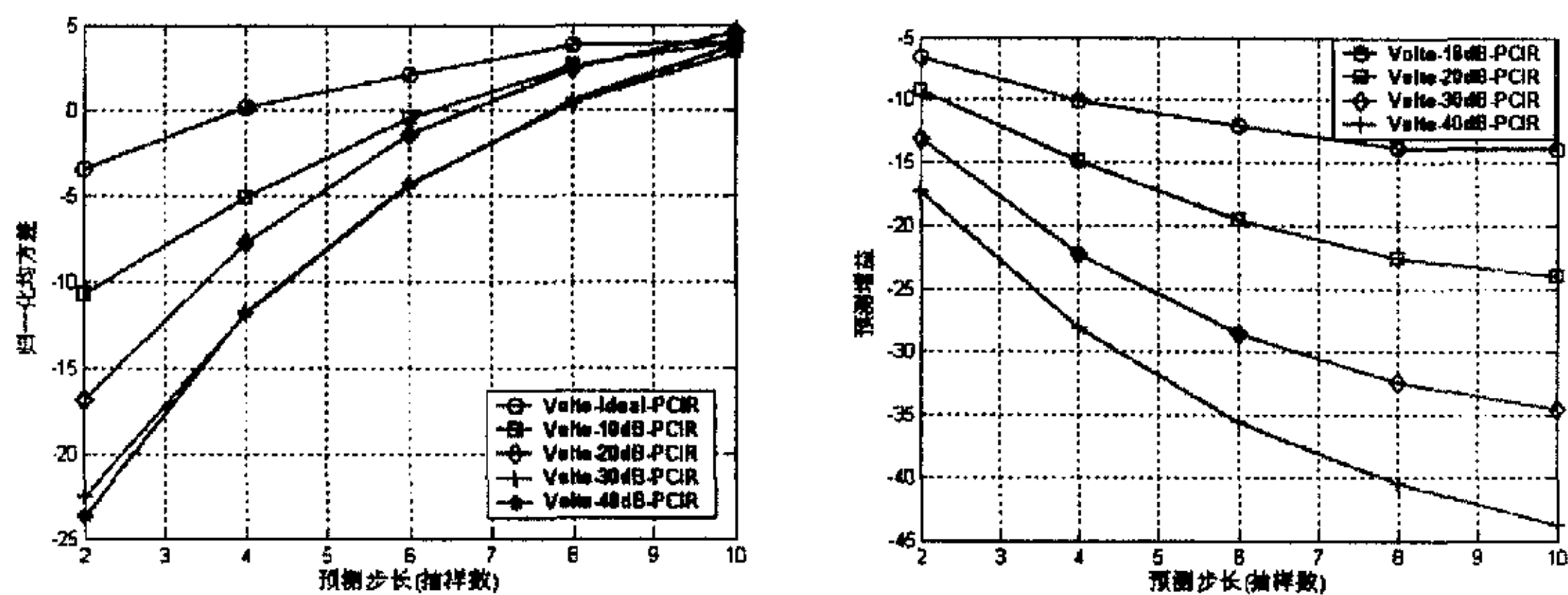


图 4.3-12: 不同预测波长情况下的预测性能

(预测阶数为 45 即 $N_1=N_2=8$, 预测器输入抽样数为 80, 移动速度 3km/h, 抽样速率为最大多普勒频移的 20 倍)

图 4.3-13 比较了不同抽样速率情况下的预测性能, 抽样速率分别为最大多普勒频移的 20、13、10、8 倍, 这里只对理想的信道响应进行分析。图中的 '20-max-doppler'

情况表示当前信道响应的抽样率是最大多普勒频移的 20 倍，其它情况类似。比较两图发现，在比较低的预测器输入抽样数情况下（如图（a）），抽样速率高的预测性能略高于抽样速率低的，而且这几种预测性能随着预测步长的增大迅速降低。以-5dB 为归一化均方差的性能目标，这四种抽样速率的预测步长大约为 35 毫秒。在比较高的预测器输入抽样数情况下（图（b）），预测步长随着抽样速率的降低增大，仍以-5dB 为均方差的性能指标，‘20-max-doppler’、‘13-max-doppler’、‘10-max-doppler’和‘8-max-doppler’四种情况的预测步长分别为 50 毫秒、57 毫秒、63 毫秒和 64 毫秒。对这两个图的结果，我们认为虽然较低的输入抽样数能够得到一定的性能，但其不能包含信道中所有信息，当预测步长较大时预测性能失真就越大；但当输入抽样数充分时，预测器非线性系数能够准确反映信道的信息，保证预测的准确性。

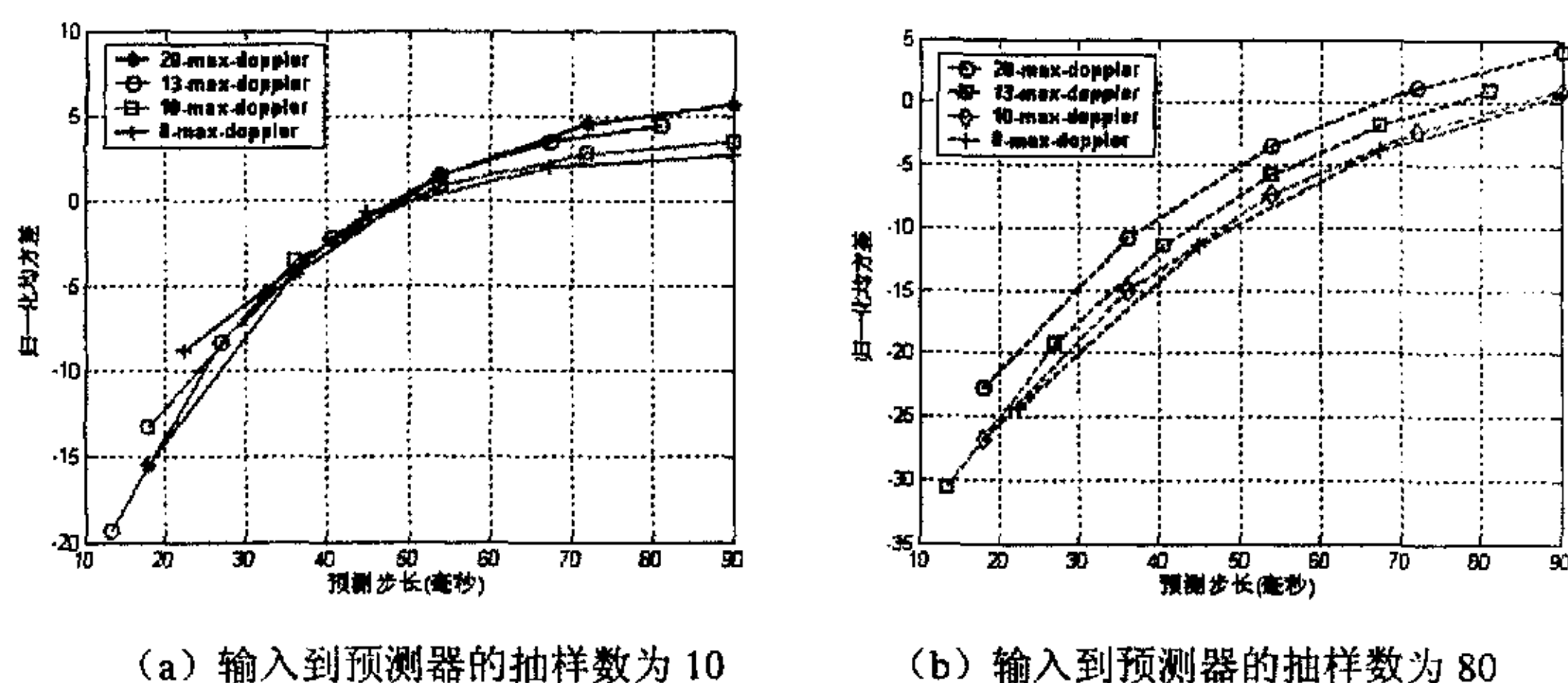


图 4.3-13: 不同抽样速率情况下的预测性能

（抽样速率分别为最大多普勒频移的 20, 13, 10, 8 倍，移动速度 3km/h，预测阶数为 45 即 $N_1=N_2=8$ ）

4.3.3. 子空间信道预测算法

4.3.3.1. 算法介绍

将子空间分解算法利用到信道预测中，也是当前预测算法研究中比较热门的一个方向，这方面 ESPRIT[38]以及 MUSIC[44]算法具有典型性。下面以 ESPRIT 为例来介绍子空间信道预测算法。

对于平坦衰落信道或者宽带系统的每一个抽头，它的频域信道函数可以认为是大量散射分量的叠加。

$$H(x) = \sum_{i=1}^N a_i \exp(j2\pi x \cos(\theta_i)/\lambda) \quad (4.3.20)$$

这里 \mathbf{x} 表示物体的位置, θ_i 表示物体移动的方向与第 i 散射体的夹角, α_i 表示第 i 个散射体散射信号的复幅度。通常认为这个表达式表示了一个远场的信道环境, 每个散射分量的幅度和相位在很短的时间内不会发生变化。在这个条件下, 对信道预测就变成对频率分量的预测, 然后根据得到的频率分量来计算未来的信道响应。

实际上信道环境不断在变, 利用估计得到的频率分量预测信道响应不完全准确, 但如果在一定的时间范围内物体移动速度保持恒定, 时间域的抽样就等价于空间域的抽样, 所以 (4.3.20) 式变为

$$H(m) = \sum_{i=1}^N \alpha_i e^{jmu_i} = \sum_{i=1}^N \alpha_i z_i^m \quad (4.3.21)$$

其中 $u_i = 2\pi\Delta x \cos(\theta_i)/\lambda$ 表示归一化分量, $z_i = e^{ju_i}$ 为信号极性分量。此时的问题就变为依据过去的和当前的信道信息获得所需要的 α_i 和 u_i , 然后根据信道的准静止特性来预测未来的信道响应。所以 (4.3.21) 是我们进行信道分析和预测的基础。

子空间分解法被公认为能够根据短抽样信息很好地解析空间正弦频率分量的技术。由于受到空间噪声的影响, 能够被准确估计的正弦频率分量数小于实际中存在的正弦分量数。我们采用 ESPRIT 算法提取空间的 D 个主要频率分量, 然后利用这 D 个分量的加权叠加来预测未来的信道响应。这里我们不直接估计主要频率分量, 而是计算它们对应的信号极性分量 $z_i = e^{ju_i}$, 然后在极性分量基础上获取每个分量的衰落幅度。

假设一个训练序列段 $H(m), m=0, \dots, M-1$, 由这些序列段构成一个 $L \times K$ Hankel 数据矩阵 \mathbf{H}

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} H(0) & H(1) & \dots & H(K-1) \\ H(1) & H(2) & \dots & H(K) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ H(L-1) & H(L) & \dots & H(M-1) \end{bmatrix}_{(L \times K)} \quad (4.3.22)$$

其中 $K+L=M+1, L \geq K$ 。然后利用特征值分解上面的Hankel矩阵, 得到

$$\mathbf{H} = \mathbf{U} \mathbf{\Sigma} \mathbf{V}^H \quad (4.3.23)$$

其中 $\mathbf{\Sigma} = \text{diag}(\sigma_1, \dots, \sigma_K)$, $\sigma_1 \geq \sigma_2 \geq \dots \geq \sigma_K \geq 0$, \mathbf{U}, \mathbf{V} 分别为 $L \times K$ 和 $K \times K$ 的正交矩阵, 它们所有的列之间相互正交。根据信号域和噪声域的特点, (4.3.23) 可写成分块形式

$$\mathbf{H} = [\mathbf{U}_1 \quad \mathbf{U}_2] \begin{bmatrix} \mathbf{\Sigma}_1 & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{\Sigma}_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{V}_1^H \\ \mathbf{V}_2^H \end{bmatrix} \quad (4.3.24)$$

式中 \mathbf{U}_1 , Σ_1 以及 \mathbf{V}_1 分别为 $L \times D$, $D \times D$ 和 $K \times D$ 的正交矩阵。矩阵 \mathbf{U}_1 包含的所有的列向量扩展了 D 维的信号子空间。由于 $L > D$, 我们可以根据下面的关系来求取信号极性值

$$\mathbf{U}_{1\downarrow} \Phi \approx \mathbf{U}_{1\uparrow}^\dagger \quad (4.3.25)$$

这里 $\mathbf{U}_{1\uparrow}^\dagger$ 表示矩阵 \mathbf{U}_1 将第一行删去得到的矩阵, $\mathbf{U}_{1\downarrow}$ 表示矩阵 \mathbf{U}_1 将最末一行删去得到的矩阵。考虑到信号子空间的特点, 估计得到的信号极性值就等于 Φ 的特征值 $\lambda_i, i=1, \dots, D$

$$\hat{z}_i = \lambda_i, \quad i=1, 2, \dots, D \quad (4.3.26)$$

这里需要强调一点就是, 受到噪声的影响不能保证 Φ 的特征值都映射在单位圆上。舍弃那些偏离单位圆很大的特征值 (比如大于 1.05), 来保证信道预测性能。

我们将 (4.3.21) 式写出矩阵或者向量形式

$$\mathbf{h} = \mathbf{Z}\hat{\mathbf{a}} \quad (4.3.27)$$

或者

$$\begin{bmatrix} H(0) \\ H(1) \\ \vdots \\ H(M-1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \cdots & 1 \\ \hat{z}_1 & \hat{z}_2 & & \hat{z}_D \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ \hat{z}_1^{M-1} & \hat{z}_2^{M-1} & \cdots & \hat{z}_D^{M-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \\ \vdots \\ \alpha_D \end{bmatrix} \quad (4.3.28)$$

那么主要正弦频率分量的幅度就可以得到

$$\hat{\mathbf{a}} = (\mathbf{Z}^H \mathbf{Z})^{-1} \mathbf{Z}^H \mathbf{h} \quad (4.3.29)$$

从上面的分析获得主要频率分量的信号极性值和幅度值, 再根据 (4.3.21) 计算 $m = M+1, \dots$ 的信道响应, 也就是将来的信道信息。

4.3.3.2. 性能分析和仿真

子空间分解算法思路与 MMSE 和 Volterra 算法不同, 其首先需要提炼信道中包含的正弦分量, 然后利用正弦分量来预测未来信道响应。所以影响算法的最大因素就是输入子空间分解矩阵的数据的情况, 主要包括:

- 输入数据的数目, 也就是输入信道的抽样数;
- 输入数据的准确情况, 也就是抽样响应值中估计误差的影响, 在仿真中用信噪比来模拟;
- 输入数据的相关性情况, 在仿真中则体现为信道抽样速率对性能的影响;
- 除了跟数据相关的信息外, 还需要考虑算法的预测步长;

- 以及确定信号子空间包含主要频率分量的 D 值。

图 4.3-14 简单显示了理想信道预测和实际信道预测的性能曲线。从曲线的关系可以看出，理想信道预测与理想信道响应几乎完全重合，均方差几乎达到-40dB。但对于利用估计响应进行预测情况(20dB 信噪比, 20 倍于最大多普勒频移的抽样速率)，估计误差对子空间分解产生影响，急剧影响了信道预测的性能。本小节将在下面分解分析各个因素对预测性能的影响。

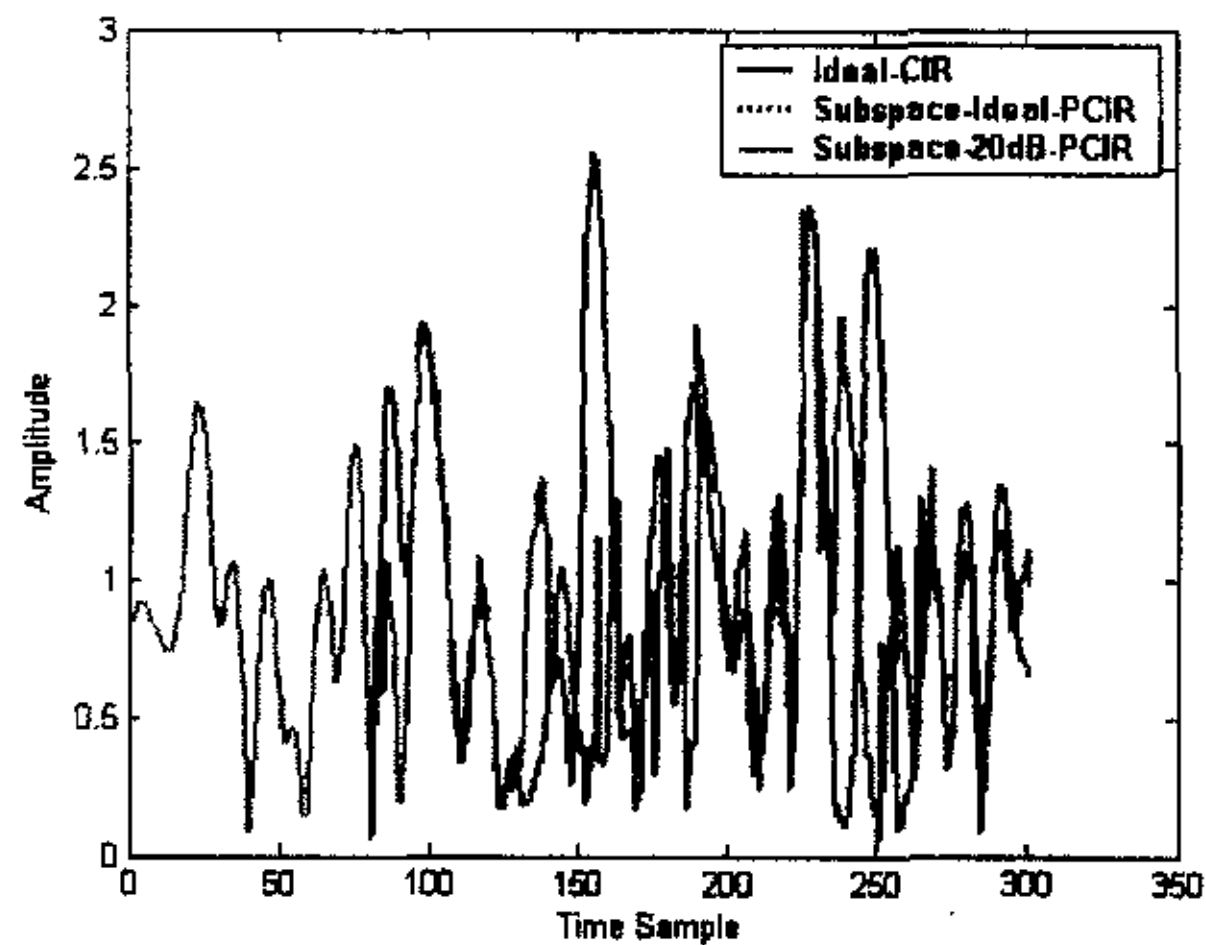
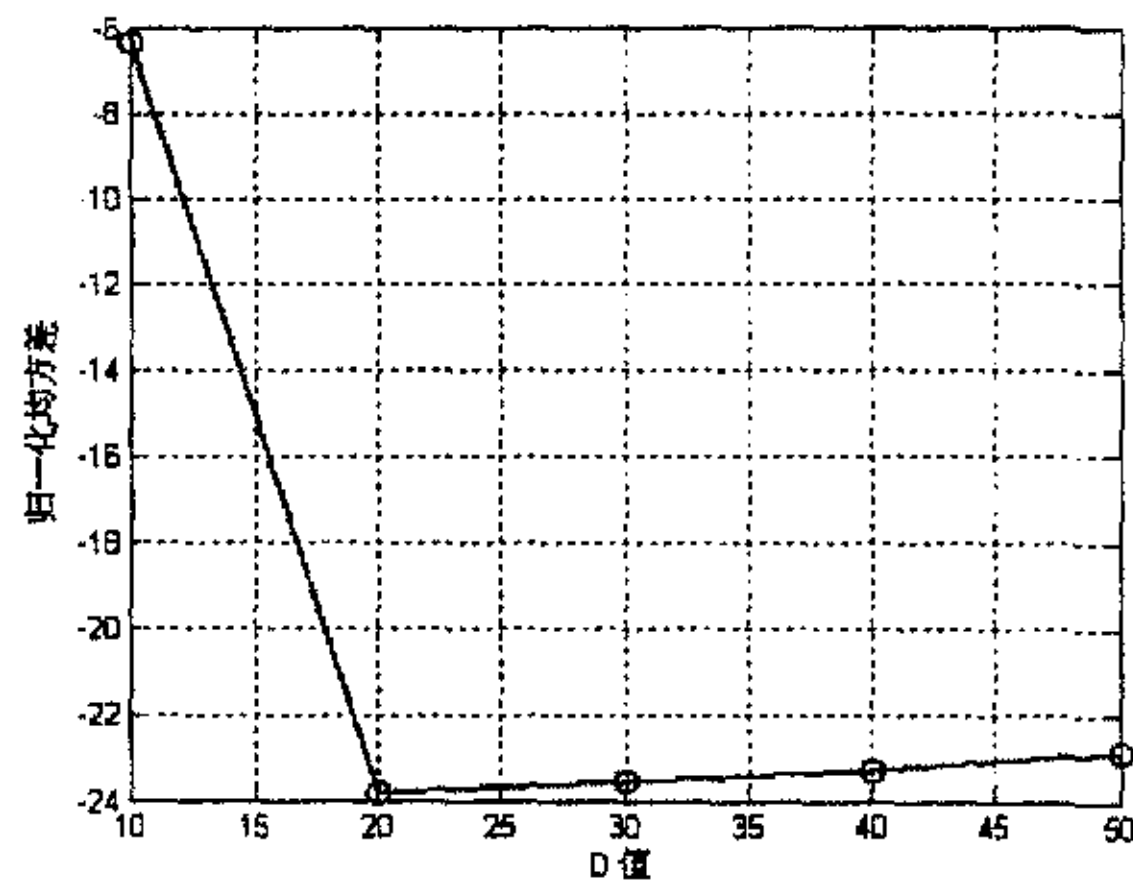


图 4.3-14: 子空间分解算法的预测性能示意图

图 4.3-15 仿真分析了子空间分解中 D 值对预测性能的影响。 D 值主要用来区分信号子空间和噪声子空间，如果 D 值太小就意味着选中的信号子空间频率分量较少，这必然会造成其它主要正弦分量的遗漏，导致正弦分量频率和衰落幅度估计不准确，影响了预测性能。但如果 D 值太大，选中的信号子空间包含不必要的噪声分量，进一步增大系统计算量，系统不能接受。所以在 3km/h 移动速度情况下利用理想信道响应来考察 D 值的选取：当 $D=10$ 时预测均方差较大，但当 $D=20$ 甚至更大时均方差性能猛降近 18dB，考虑到运算复杂度，我们选取 $D=20$ 作为最优值。

图 4.3-15: 子空间分解中 D 值对预测性能的影响

(移动速度 3km/h, 理想信道响应, 100 个子空间分解抽样值)

不同抽样速率不同信噪比环境下每次为子空间分解输入的抽样数与预测性能的关系在图 4.3-16 给出, 图中 ‘40fd-10dB’ 表示预测操作在 40 倍最大多普勒频移抽样速率和 10dB 信噪比情况下进行, 同样 ‘40fd-30dB’、‘200fd-10dB’、‘200fd-30dB’ 分别表示 40 倍最大多普勒频移抽样速率和 30dB 信噪比、200 倍最大多普勒频移抽样速率和 10dB 信噪比、200 倍最大多普勒频移抽样速率和 30dB 信噪比情况。观察四条曲线, 我们首先强调一点就是抽样速率和信噪比是综合地影响预测性能, 在高抽样速率和高信噪比情况预测性能会加速提高, 反之低抽样低信噪比状况下预测性能也会快速恶化, 所以从图中 ‘40fd-10dB’ 的预测性能是最差的, ‘40fd-30dB’ 和 ‘200fd-10dB’ 两种情况折中, ‘200fd-30dB’ 情况则是最优的。

接着再分开讨论信噪比、抽样速率、输入抽样数对预测性能的影响。很自然, 预测归一化均方差随着输入抽样数的增加而减少, 但这个性能受到抽样速率的影响很明显, 比如图中低抽样速率情况下抽样数的增大才给均方差带来了 2dB 增益, 高速率抽样速率情况下在 10dB 和 30dB 信噪比时均方差的增益分别大约为 4dB 和 12dB。抽样速率对预测性能的影响比较明显, 在抽样数 20 的时候, 高抽样速率给此算法带来了 4dB 的预测性能, 这个性能增益在低信噪比下表现得与抽样数几乎没有关系, 但在高信噪比下则随着抽样数的增大变得越来越大。信噪比对预测性能的影响与抽样速率类似, 在低输入抽样数下均方差大约有 4dB 的增益, 当抽样速率较低时随着抽样数的增加, 此增益基本没有变化, 但当抽样速率较高时此均方差增益则随着抽样数的增加快速增大。

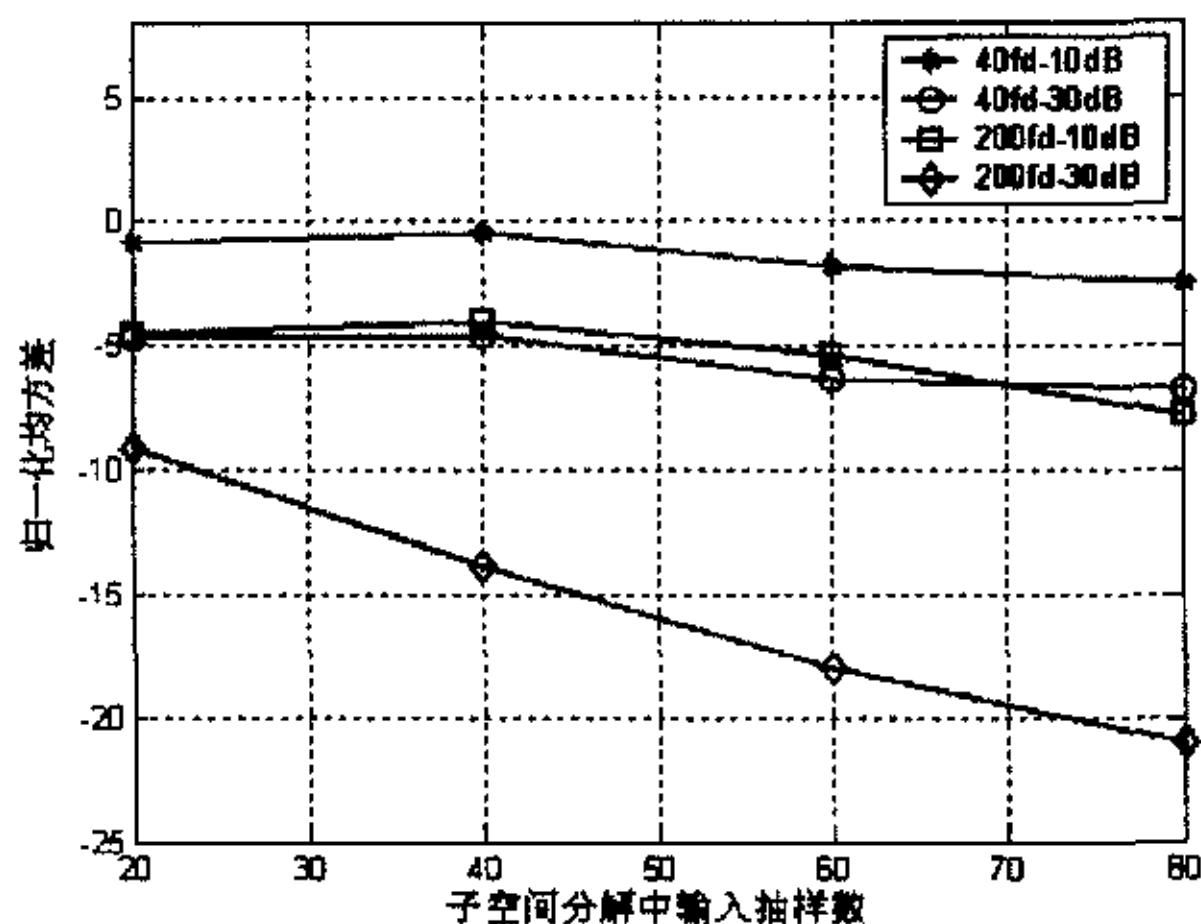


图 4.3-16: 子空间分解算法中输入抽样数与性能的关系

图 4.3-17 比较了不同抽样速率情况下所能达到的最大预测步长，此处以理想信道预测作为分析对象。图中‘10-max-doppler’曲线表示 10 倍于最大多普勒频移的抽样速率的预测步长性能曲线，同理‘20-max-doppler’和‘40-max-doppler’表示 20 倍和 40 倍于最大多普勒频移的抽样速率的预测步长性能。从图可以看出，子空间分解算法不同于前两种算法，随着抽样速率的提高此算法预测步长逐步变长。如果以 -5dB 作为预测步长的均方差目标，在‘10-max-doppler’情况下最大预测步长只有 140 毫秒，在‘20-max-doppler’和‘40-max-doppler’情况下最大预测步长则都超过 180 毫秒，也就是一个相干时间跨度或者一个波形周期。对此可以解释为抽样速率越高，抽样值之间的相关性越大，进行子空间分解时信号空间的特征值就越明显，更有利于信号频率分量的提取。这个特性由子空间分解算法决定的。

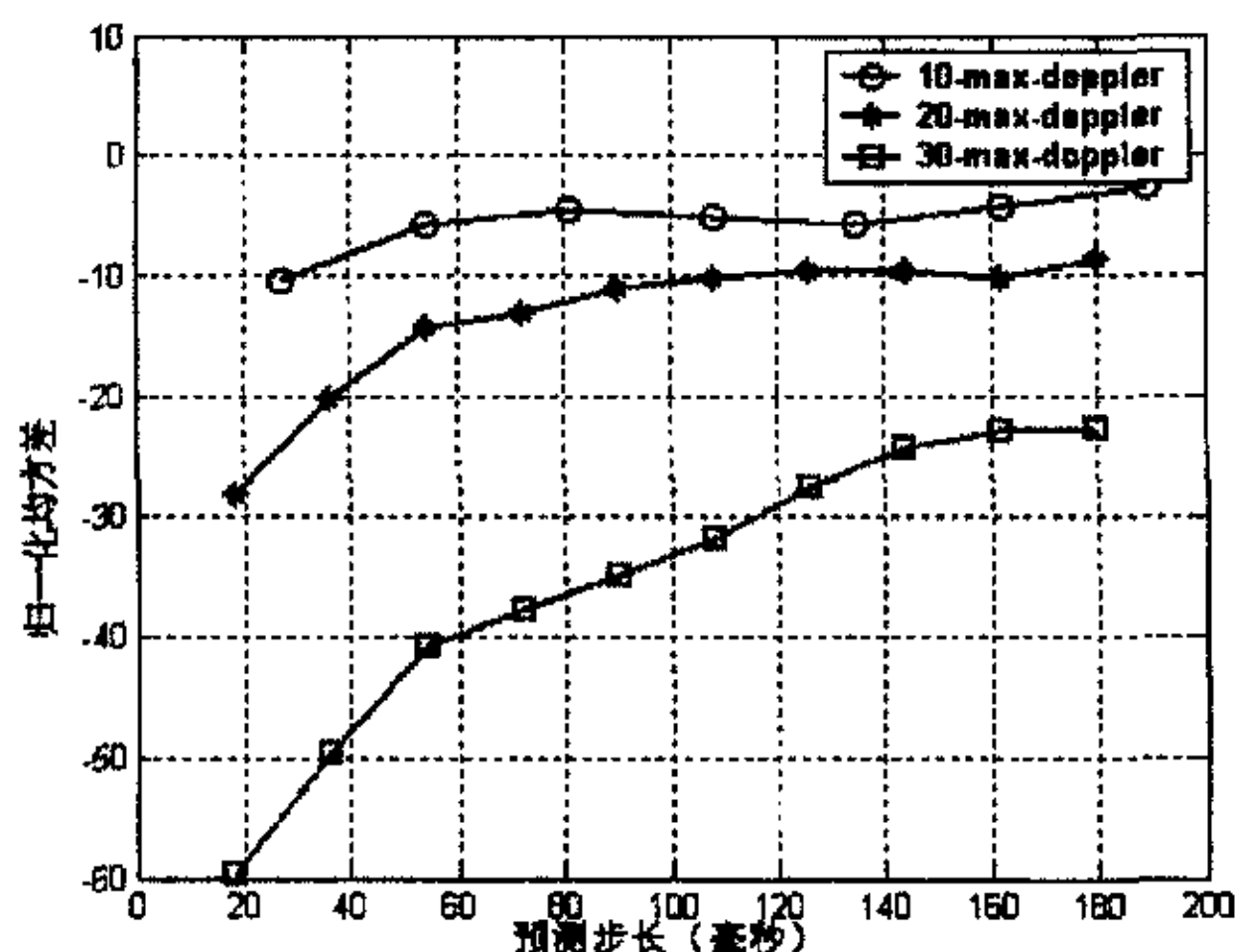


图 4.3-17: 不同抽样速率对预测性能的影响

4.3.4. 自适应信道预测算法

4.3.4.1. 算法介绍

在 4.3.1 节介绍了 MMSE 算法，但此算法相对比较复杂。此节根据 (4.3.4) 式介绍两种复杂度相对较低的自适应算法——归一化的 LMS 和 RLS 算法。这两种算法都属于统计梯度算法，在自适应算法中有所介绍[64]。

A) NLMS 算法

由 (4.3.4) 式可以写出预测滤波器系数更新表达式为

$$\mathbf{c}_l(n) = \mathbf{c}_l(n-1) + \frac{\mu}{\|\mathbf{h}_l(n-p)\|^2} e_l^*(n) \mathbf{h}_l(n-p), n \geq p \quad (4.3.30)$$

其中 μ 为自适应恒定系数，范数 $\|\mathbf{h}_l(n)\|^2 = \mathbf{h}_l^H(n) \mathbf{h}_l(n)$ 对应为预测器输入序列的功率，预测误差 $e_l(n)$ 为

$$e_l(n) = h_l(n) - \mathbf{c}_l^H(n) \mathbf{h}_l(n-p), n \geq p \quad (4.3.31)$$

上面两式从算法角度介绍了 NLMS 算法，式中的信道响应值不是理想状态的，通常是信道估计得到的值。在递归过程中 $n=p$ ，因此我们可以设定滤波器的初始状态为

$$\mathbf{c}_l(n) = [1 \ 0 \ \cdots \ 0]^T, n = 0, 1, \cdots, p-1, \quad (4.3.32)$$

在 $n = 0, 1, \cdots, p-1$ 的时间范围内， $h_l(n+p) = h_l(n)$ 。此外，还要求滤波器系数满足 $0 < \mu < 2$ 的关系，以保证滤波器收敛稳定。此系数保证收敛速度比较快以及预测误差比较小情况下的一个折中参数，通常取 0.5 这个值。

B) RLS 算法

利用 RLS 算法时，为了满足误差最小化

$$\varepsilon_{RLS}(n) = \sum_{i=p}^n \lambda^{n-i} |h_l(i) - \mathbf{c}_l^H(n) \mathbf{h}_l(i-p)|^2 \quad (4.3.33)$$

这里 $\lambda(0 < \lambda < 1)$ 为遗忘因子，得到滤波器系数的更新表达式为

$$\mathbf{c}_l(n) = \mathbf{c}_l(n-1) + \mathbf{k}_l(n-p) e_l^*(n), n \geq p \quad (4.3.34)$$

通常情况下 $\lambda = 0.99$ 可以获得比较好的误差性能。(4.3.34) 中 $\mathbf{k}_l(n)$ 为 RLS 的增益矢量, 其更新表达式为

$$\mathbf{k}_l(n) = \frac{\mathbf{P}_l(n-1)\mathbf{h}_l(n)}{\lambda + \mathbf{h}_l^H(n)\mathbf{P}_l(n-1)\mathbf{h}_l(n)}, n \geq 1 \quad (4.3.35)$$

其中 $\mathbf{P}_l(n)$ 根据以下关系式进行更新

$$\mathbf{P}_l(n) = \frac{1}{\lambda} (\mathbf{I} - \mathbf{k}_l(n)\mathbf{h}_l^H(n))\mathbf{P}_l(n-1), n \geq 1 \quad (4.3.36)$$

对 RLS 算法, 初始化状态可以设为

$$\begin{aligned} \mathbf{c}_l(n) &= [1 \ 0 \ \cdots \ 0]^T, n = 0, 1, \dots, p-1 \\ \mathbf{k}_l(0) &= \mathbf{P}_l(0)\mathbf{h}_l(0) = \frac{\mathbf{h}_l(0)}{\|\mathbf{h}_l(0)\|^2 + \delta} \\ \mathbf{P}_l(0) &= (\delta \mathbf{I} + \mathbf{h}_l(0)\mathbf{h}_l^H(0))^{-1} = \frac{1}{\delta} \left[\mathbf{I} - \frac{\mathbf{h}_l(0)\mathbf{h}_l^H(0)}{\|\mathbf{h}_l(0)\|^2 + \delta} \right] \end{aligned} \quad (4.3.37)$$

在 $n = 0, 1, \dots, p-1$ 的时间范围内, $\mathbf{h}_l(n+p) = \mathbf{h}_l(n)$ 。平稳因子 δ 取值范围为 $0 < \delta \ll 1$, 一般取 0.1。

比较 NLMS 和 RLS 算法, 可以发现 RLS 比较复杂, 但它有比较快的收敛速度以及更小的预测误差。

4.3.4.2. 性能仿真

根据滤波器理论知道, 最小均方 (LMS) 和递归最小二乘 (RLS) 算法都属于滤波器范畴, 其中影响这两者性能的因素在相关文献[1] [64][65]中已有充分的分析。这里从预测的角度讨论 LMS 和 RLS 算法可以给系统带来的预测性能。要讨论的方面主意包括:

- 预测阶数跟预测性能的关系, 由于预测阶数涉及到系统计算复杂度, 这里必须讨论;
- 抽样速率影响抽样值之间的相关性, 也会影响预测的性能;
- 预测步长, 这是预测算法应用最直接关心的问题;
- 算法在不同信噪比下的性能比较。

图 4.3-18 给出 LMS 和 RLS 算法的信道预测性能, 比较理想信道响应 (Ideal-CIR 曲线)、理想信道预测响应 (Ideal-PCIR 曲线) 和 20dB 信噪比情况下信道预测响应

(20dB-PCIR 曲线)。从曲线的相似性可以看出 LMS 和 RLS 具有较好地预测性能。

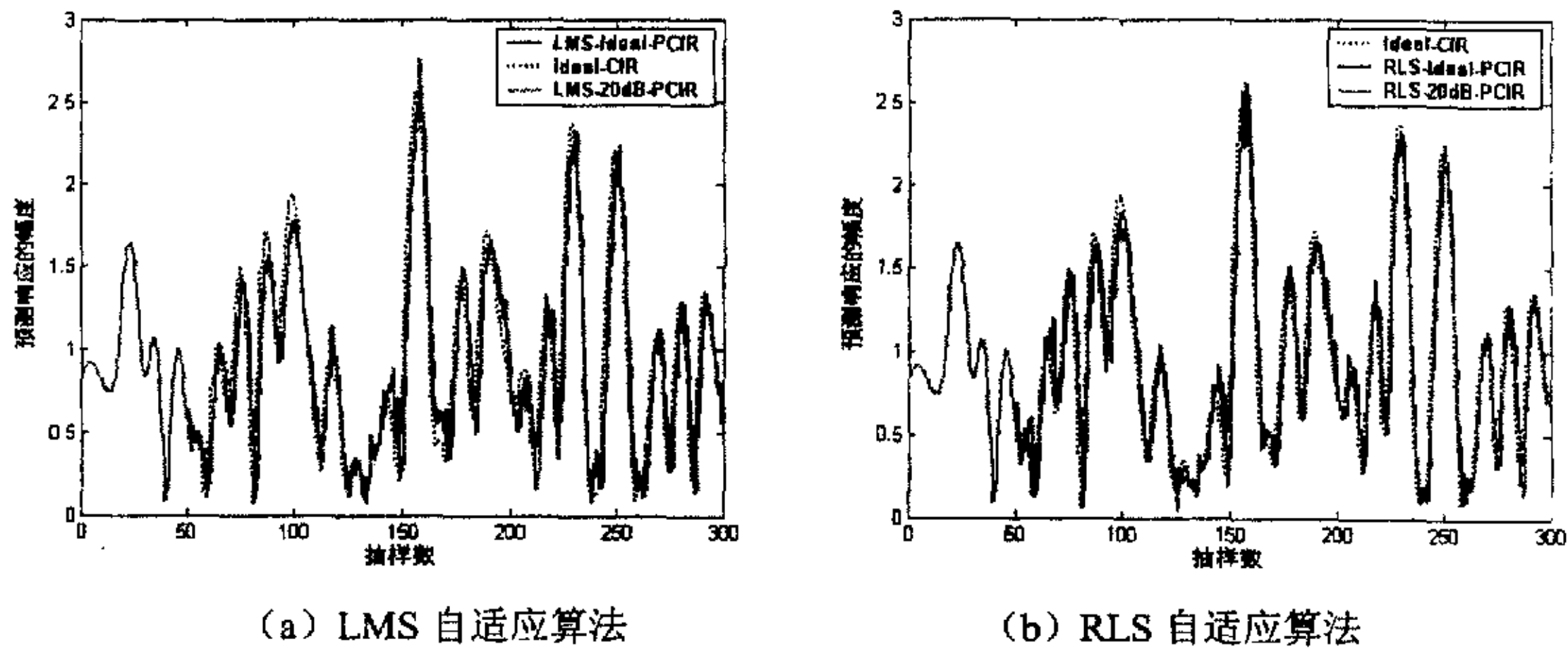


图 4.3-18: 自适应算法预测性能示意图

图 4.3-19 比较不同预测阶数情况下自适应算法的预测性能。根据曲线的关系,发现均方差性能几乎与滤波器的阶数关系无关,在很高的信噪比情况下才会发生一些变化: LMS 算法均方差性能随着阶数增加而升高,RLS 算法的均方差性能则随着阶数增加而下降,即便如此性能的变化也不是很显著。这主要归结于前几个滤波器系数对性能起了决定的作用,后面的系数仅仅起了微调的作用。如果算法不够灵敏(如 LMS 算法),在预测阶数很长的时候反而因信道的实时变化导致误差增加,如果算法足够灵敏(如 RLS 算法),能够根据信道的变化微调滤波器系数,那么算法误差则会随着阶数增大减小。在实际预测情况中估计误差影响算法系数的准确性,信道变化对预测性能的影响“淹没”在估计误差对预测性能的影响中,从而表现得均方差性能与预测阶数无关。

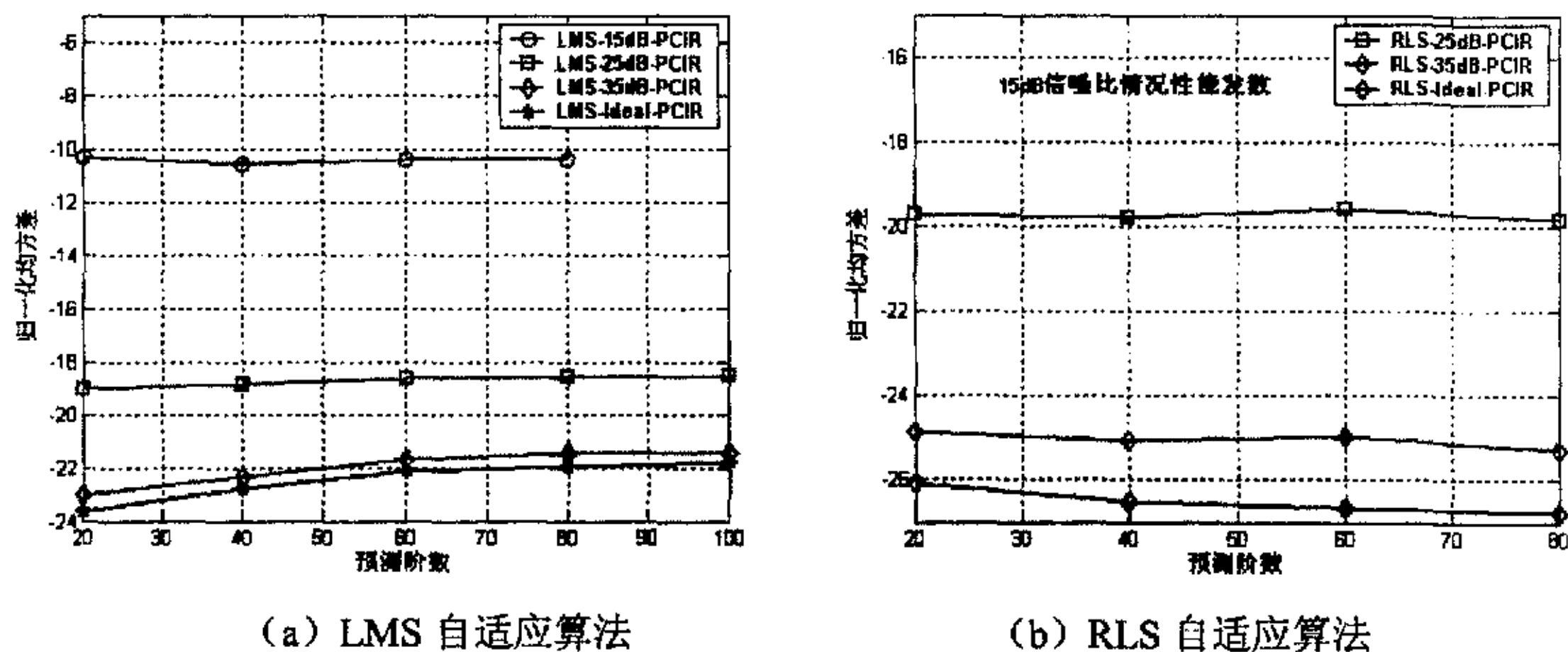
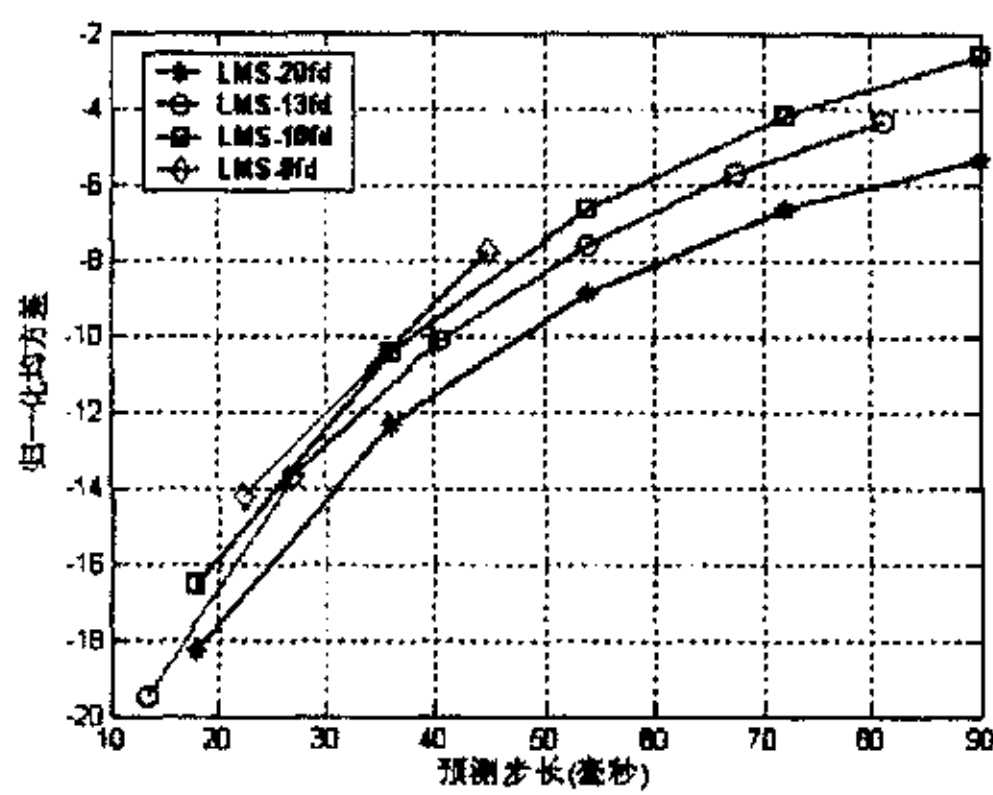
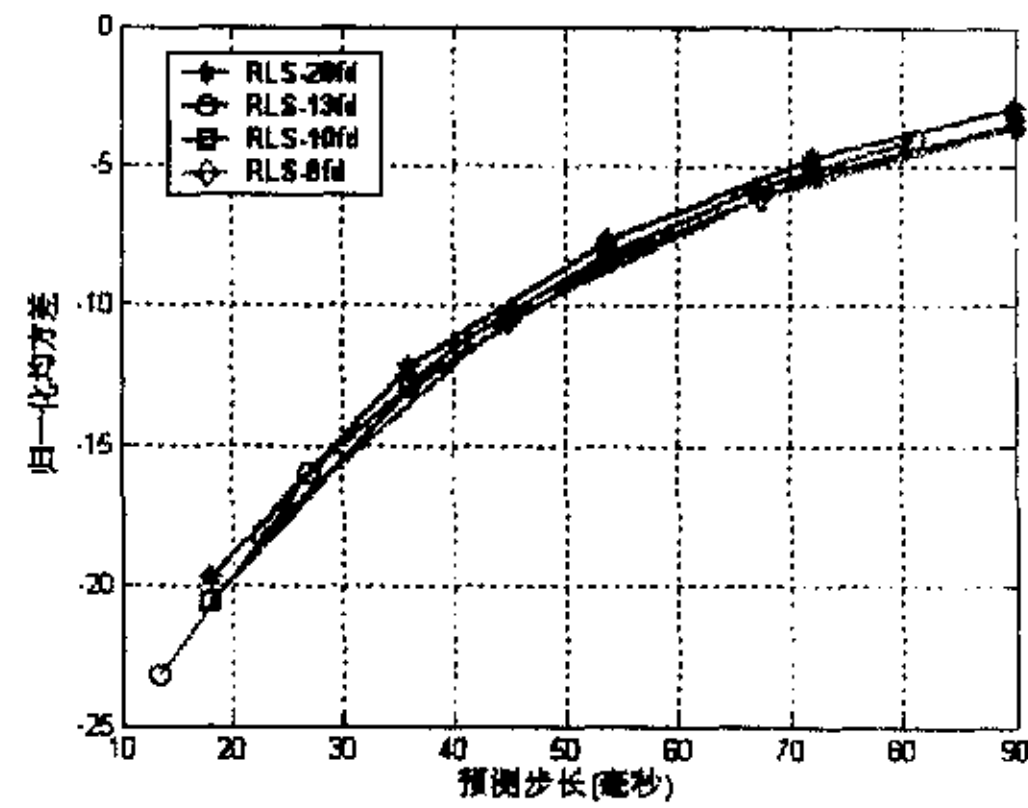


图 4.3-19: 不同预测阶数情况下的自适应算法预测性能

不同抽样速率情况下的自适应算法预测性能在图 4.3-20 中给出。‘20fd’表示抽样速率是最大多普勒频移的 20 倍，其它依此类推。从 LMS 性能曲线可以看出，随着抽样速率的增大算法的预测步长也增大，而且在低抽样情况下算法在大预测步长情况下发散的风险也增加。在 ‘10fd’、‘13fd’ 和 ‘20fd’ 情况下在 -5dB 均方差性能目标处预测步长分别是 65 毫秒、75 毫秒和 92 毫秒。从 RLS 性能曲线来看，此算法在不同信噪比情况下具有相似的预测步长，在 -5dB 均方差性能目标处大约为 74 毫秒。



(a) LMS 算法



(b) RLS 算法

图 4.3-20: 不同抽样速率情况下的自适应算法预测性能比较

第五章 频率选择性衰落信道预测算法

上一章介绍了平坦衰落信道中的信道预测算法，并对这些算法作了分析和仿真。在此信道环境中，由于信道只有一条可分离的多径，对其进行预测操作重点是在提高预测的性能，而预测的复杂度则可以暂时不予考虑。但在频率选择性衰落信道，尤其在高载频高带宽的情况下，传播环境中可分离的多径很多。在此环境下考虑信道预测，性能不仅仅是一个方面，而且预测的复杂度也不可忽视。

本章的 5.1 节首先介绍当前比较流行的对频率选择性衰落信道进行预测的思路，并且指出此思路存在的问题，然后在此基础上提出变换域信道预测的新思路；在 5.2 节提出两种变换域的信道预测算法即频域信道预测算法和基于 Walsh 变换的信道预测算法，在分析算法的可行性基础上对它们的预测性能进行仿真研究，同时分析算法的复杂度。

5.1. 频率选择性衰落信道中信道预测

5.1.1. 算法思路

对信道模型的分析可以发现，如果多径信道中每径相互独立，那么可以采用平坦信道的实现方法来完成对每径的预测。与此相似，我们也可以将平坦衰落信道情况下的预测算法采用到多径信道中的每条径上，对每条径单独进行处理。这种直接扩展的方法，容易设计实现。但在高载频宽频带情况下，信道多径丰富，如果采用此思路，将会存在以下几个问题：

- ✧ 有效多径数目不确切：有效多径是指信道的平均衰落值高于衰落阈值的多径信道。如果在频率选择性信道采用时域信道预测算法，为了能够准确地反映信道状况，需要对所有的有效多径进行预测。实际情况特别是广带无线通信系统中，多普勒频移导致信道时时在变，影响了信道有效多径的选择。如果选择的路径太少，不能保证信道的准确性；如果选择的路径太多，信道预测的复杂度则会增加。
- ✧ 对深衰落比较敏感：多普勒频移的影响使得信道的路径经常性发生深衰落，第一个影响是干扰了有效多径数目的确定，第二个影响则会导致预测的时域信道状态信息不准确。
- ✧ 很高的运算复杂度：相比较于平坦衰落信道，广带无线通信系统包含了丰富的可分离的多径。如果信道预测基于每一径进行操作，影响算法实用的一个重要

方面计算就是复杂度将随着路径的数目增大线性增大。此处以 MMSE 算法进行信道预测系数计算为例解释这个问题，假设 MMSE 运算的复杂度简单记为 $O(MMSE)$ ，如果环境中包含 L 条路径，那么完成所有路径的预测则需要 $L * O(MMSE)$ ，这个复杂度对实际系统来说是比较庞大。

当前比较流行的另一种方法就是采用子空间分解的方法进行信道预测。对于平坦衰落而言，当前的衰落是多个处于不同相位的频率分量叠加产生，信道预测时可以先估计当前信道中包含的频率分量以及这些频率分量对应的幅度，然后利用这些频率分量以及幅度来预测未来的信道响应。对于频率选择性衰落信道，其基本原理与平坦信道相同，基于同样的思路采用子空间分解的方法来估计所有的有效的频率分量以及它们的幅度，然后预测未来的信道响应。由于此时信道分量比较丰富，需要更多的数据信息来辅助频率估计，而且子空间分解方法需要进行两次特征值和特征向量的求解，两次系数求解，复杂度不容忽视。

既然在时域对信道进行预测存在的比较严重的问题，我们可以尝试将信道响应变换到其它域比如频域或者其它正交域，然后在变换域进行信道预测，观察预测算法的性能和复杂度。具体的思路为：首先通过正交变换将信道响应转换到其它域，然后根据某一算法计算域分量的系数，利用得到的系数计算未来的信道响应，最后再通过反变换得到所需要的信道响应。相比较于时域的信道预测算法，此算法思路具有以下优点：

1. 不依赖于时域信道脉冲响应的数目。从正交变换得到，变换后信道响应是被调制后的所有时域信道脉冲响应的和，由所有的时域信道响应决定，与具体当前某个信道情况的好坏没有直接联系。所以每一个被调制的信道响应类似平坦衰落，后面的研究基于调制之后的信道响应。
2. 对时域的深衰落不敏感。由第一点可以知道，变换后的信道响应是所有的时域信道响应的和，具体每一个时域路径的情况不会直接影响调制于某个变换域分量的信道响应，也就是说此时变换域分量信道响应也可能处于高增益的状态。所以说，变换域的信道响应对时域单径的深衰落不是很敏感。
3. 低计算复杂度。对于此算法，复杂度的来源主要来源于三部分：第一部分主要来源于信道预测系数的计算，第二部分主要来源于未来信道响应的计算，最后部分主要来自于不同域之间的转换。对于第一复杂度来源的降低，是此算法的核心。此算法只需要一次或者极少几次（远少于时域信道路径数目）信道系数预测，远远低于时域信道预测算法。为了比较，仍然假设采用 MMSE 算法预测系数，此算法复杂度为 $N * O(MMSE)$ ($N \ll L$)。第二部分的复杂度的来源与时域

相同，复杂度相差不大。第三部分复杂度是采用此算法引入的，一般来说域的变换可以采用快速算法，其复杂度相对来说是比较低的，相对于前两部分几乎可以忽略。

基于此思路，本文提出两个频率选择性衰落信道下的变换域信道预测算法，一个是频域信道预测算法，另一个是基于 Walsh 码正交变换的信道预测算法。这两种算法都充分利用变换后的信道响应分量具有特殊的相关性特点对信道进行预测，运算复杂度低而且具有较优的预测性能。

5.1.2. 频率选择性信道模型以及仿真参数假设

5.1.2.1. 信道参数定义

在宽带无线通信系统如 CDMA、OFDM 系统中，符号传输速率（记为 $1/T$ ）通常大于信道的相干频宽。此情况下信道中的数据受到信道频率选择性衰落的影响。在接收端，假设以符号速率作为接收信号的抽样速率，在时刻 t 衰落信道的离散信道响应包含 L 个指峰，数学表达式表示为

$$\mathbf{h}(t) = [h(t,0) \ h(t,1) \ \cdots \ h(t,L-1)]^T \quad (5.1.1)$$

信道的分量 $h(t,l)$ ($l=0,1,\dots,L$) 表示每个指峰的复幅度。假设信道具有广义平稳不相关散射特性，所有指峰之间相互独立，满足如下关系

$$E(h(t,l)h^*(t',l')) = r(t-t',l) \cdot \delta(l-l') \quad (5.1.2)$$

其中 $r(t-t',l)$ 表示第 l 指峰的自相关值。

若在接收端线性处理的信道估计算法被采用，那么这类算法估计得到的信道响应可以表示为

$$\tilde{\mathbf{h}}(t) = \mathbf{h}(t) + \mathbf{n}(t) \quad (5.1.3)$$

其中 $\mathbf{n}(t) = [n_0(t) \ \cdots \ n_{L-1}(t)]^T$ 是信道估计的偏差，通常假设其每个分量服从均值为零方差为 σ^2 的高斯分布。

5.1.2.2. 信道频域响应

信道的频域响应定义为对信道脉冲响应进行傅立叶变换得到的频域响应，其离散形式如下

$$H(t, k) = \sum_{l=0}^{L-1} h(t, l) \exp(-j2\pi kl/L), k = 0, \dots, L-1 \quad (5.1.4)$$

信道频域响应的向量为:

$$\mathbf{H}(t) = [H(t, 0) \ H(t, 1) \ \dots \ H(t, L-1)]^T \quad (5.1.5)$$

同样, 估计信道的频域响应为

$$\tilde{\mathbf{H}}(t) = \mathbf{H}(t) + \mathbf{N}(t) \quad (5.1.6)$$

其中向量 $\mathbf{N}(t)$ 的每个分量从时域向量 $\mathbf{n}(t)$ 计算得到。

$$N(t, k) = \sum_{l=0}^{L-1} n(t, l) \exp(-j2\pi kl/L) \quad (5.1.7)$$

为了便于快速傅立叶变换处理, 如果时域信道脉冲响应的长度不能满足 2 的幂次方的要求, 可以在响应末尾补零。补零操作不影响信道预测的性能, 在后面部分所有的信道响应长度 L 都认为是 2 的幂次方。

5.2. 信道预测算法

5.2.1. 频域信道预测算法

5.2.1.1. 算法介绍

图 5.2-1: 信道预测的结构图给出了信道预测的结构框图, 其中频域的信道预测实现是此预测算法中的核心。其前后的快速傅立叶变换和反傅立叶变化仅仅对信号进行域的变化, 复杂度不高。

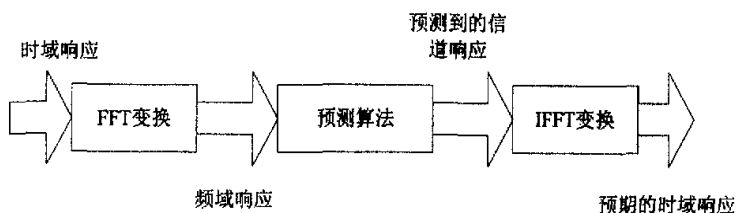


图 5.2-1: 信道预测的结构图

➤ 最小均方差预测器

对于频率选择性衰落信道, 我们选择最小均方差预测器。对于第 k 个频率分量, 预测阶数 M 的线性预测算法可以表示为

$$\hat{H}(n+p, k) = \sum_{m=0}^{M-1} w_{n,k}^*(m) \tilde{H}(n-m, k) \quad (5.2.1)$$

式中 $p, (p > 1)$ 表示预测距离, 即预测值距离当前时刻的样本个数, n 是时刻 $t = nT$ 的离散表示, 预测系数可以写成如下的向量

$$\mathbf{w}_{n,k} = [w_{n,k}(0) \ w_{n,k}(1) \ \cdots \ w_{n,k}(M-1)]^T, \quad (5.2.2)$$

预测算法的输入信道向量记为

$$\tilde{\mathbf{H}}_{n,k} = [\tilde{H}(n, k) \ \tilde{H}(n-1, k) \ \cdots \ \tilde{H}(n-M+1, k)]^T, \quad (5.2.3)$$

根据维纳滤波器理论, 保证预测误差的均方差

$$\varepsilon = E \left\{ \left| H_{n,k}(n+p) - \hat{H}_{n,k}(n+p) \right|^2 \right\} \quad (5.2.4)$$

最小的最小均方差预测系数为

$$\mathbf{w}_{n,k}^{(p)} = \mathbf{R}_{n,k}^{-1} \mathbf{r}_{n,k}^{(p)} \quad (5.2.5)$$

式中的自相关向量为

$$\mathbf{r}_{n,k}^{(p)} = E \left\{ \mathbf{H}_{n,k} H_{n,k}^* (n+p) \right\} \quad (5.2.6)$$

自相关矩阵为

$$\mathbf{R}_{n,k} = E \left\{ \mathbf{H}_{n,k} \mathbf{H}_{n,k}^H \right\} \quad (5.2.7)$$

➤ 信道频域响应的自相关分析

如果仅仅从表达式 (5.2.6) 和 (5.2.7) 研究自相关向量和矩阵, 似乎自相关特性与信道的频率分量以及抽样时刻存在密切的关系。下面就以第 k 个频率分量为例, 讨论频率分量的自相关特性。

第 k 个频率分量的自相关可以表示为

$$\begin{aligned} E(\tilde{H}(p, k) \tilde{H}^*(q, k)) &= E[(H(p, k) + N(p, k))(H(q, k) + N(q, k))^*] \\ &= E \left[\sum_{l=0}^{L-1} \sum_{r=0}^{L-1} h(p, l) h^*(q, r) e^{j2\pi k(l-r)/L} \right] + L \cdot \sigma^2 \cdot \delta(p-q) \end{aligned} \quad (5.2.8a)$$

考虑时域信道脉冲响应的关系，上式可以简化为

$$E\left(\tilde{H}(p,k)\tilde{H}^*(q,k)\right)=\sum_{l=0}^{L-1}r(p-q,l)+L\sigma^2\cdot\delta(p-q)$$

(5.2.8b)

此式与序号 k 无关。

从式(5.2.8b)可以看出，信道频率响应分量的自相关值与具体的频率分量没有关系，也就意味着所有的信道频率响应分量具有相同的自相关特性。那么式（5.2.5）简化为

$$\mathbf{w}_n^{(p)}=\mathbf{R}_n^{-1}\mathbf{r}_n^{(p)}$$

(5.2.9)

既然所有的频率分量具有相同的预测系数，那么理论上计算时只需要任意选择一个频率分量利用最小均方差预测算法进行系数计算，然后将它用于其它的频率分量来进行后来信道值的预测，这样做的优势是可以大幅度降低运算复杂度。

5.2.1.2. 仿真参数以及假设

系统仿真参数在表 5.2-1 中给出，传播环境的信道参数在表 5.2-2 中给出。这两个表中的一些参数参考 4G 系统的要求设定的，这是因为 4G 系统为支持高速率的数据业务采用了一些自适应算法，而且很多算法是基于频域信道响应进行操作的。为了克服频率选择性衰落特性，4G 系统在 5G 载频采用 OFDM 技术，而且子载波个数可能达到 1024。

表 5.2-1：仿真中的系统仿真参数

系统参数	设定值
载频	5GHz
系统子载波数	1024
数据速率	100Mbps
移动速度	3km/h
多径数目	6
信道估计	理想和实际
仿真信噪比	10dB

表 5.2-2：相关信道仿真参数

信道参数	设定值
------	-----

多径数目	6
最大多径延时	1.0us
r.m.s 延时	0.2862 us
延时间隔	0.2us
多普勒功率谱	经典功率谱
信道模型	改进的 Jakes 模型

在信道参数中我们只考虑一种移动速度 3km/h，它对应的最大多普勒频移为 14Hz，若以最大多普勒频移的倒数作为相干时间，那此速度的相干时间为 72 毫秒。为了便于后面观察多普勒频移对预测性能的影响，我们此处以最大多普勒频移的倍数作为信道抽样，抽样速率根据需要改变。在第四章我们提到一点，在不同的物体移动速度下如果信道抽样速率是最大多普勒频率偏移的倍数，那么预测的步长可以每个抽样作为相对单位来计量，而跟具体的物体移动速度无关。所以此处我们只讨论 3km/h 的速度情况，其它速度的性能可以依次推算。

与平坦衰落情况类似，在频率选择性衰落信道中评估预测性能仍旧选择归一化均方差 (NMSE) 和预测增益 (prediction gain) 作为衡量预测性能的两个指标，具体的定义参考第四章。此外，为了更好地说明预测性能，此处给出三个预测方案：

➤ “Prediction-self” 方案：每个子载波根据自身的信道响应独立进行预测未来信道响应，系统存在多少子载波就需要做多少次预测操作；

➤ “Prediction-same” 方案：系统选取某个子载波进行预测系数计算，然后利用得到的预测系数对所有的子载波进行预测操作，如此操作只需要根据预测准则进行一次系数计算；

➤ “Prediction-average” 方案：选择少量几个子载波进行系数计算，然后系数求平均，利用平均的系数对所有的子载波进行预测操作，此操作需要进行少量几次的系数计算，复杂度适中。在我们的仿真中等间隔地选择了 4 个子载波。

5.2.1.3. 仿真性能

为了便于解释，从 1024 个子载波中取出 256 个作为观察对象。在性能仿真中，信道响应的抽样速率是最大多普勒频率偏移的 18 倍，每次用于计算滤波器系数的输入抽样数为 200，预测器的预测阶数为 100，预测的步长为一个抽样长度，也就是对应于 3km/h 的 4 毫秒。此外对于 OFDM 系统，可以采用如下表达式求得频率信道响应

$$\hat{H}(n, k) = \frac{x(n, k)}{a(n, k)} \quad (5.2.10)$$

其中 $x(n, k)$ 表示接收到的频域信号, $a(n, k)$ 表示发送的频域训练序列. 相对应的信道脉冲响应是信道频率响应的 IFFT 变换

$$\hat{h}(n, l) = \frac{1}{\sqrt{K}} \sum_{k=0}^{K-1} \hat{H}(n, k) e^{-j2\pi k l / K} \quad (5.2.11)$$

考虑到最大多径延时, 可以舍弃那些 $l \geq L_{cp}$ 的脉冲响应分量, 表达式则简化为

$$\tilde{h}(n, l) = \begin{cases} \hat{h}(n, l) & l = 0, 1, \dots, L_{cp} - 1 \\ 0 & \text{others} \end{cases} \quad (5.2.12)$$

那么此时的信道频域响应变为

$$\hat{H}(n, k) = \frac{1}{\sqrt{K}} \sum_{l=0}^{L_{cp}-1} \tilde{h}(n, l) e^{-j2\pi k l / K} \quad (5.2.13)$$

这种处理可以降低高斯噪声对频率响应的影响, 提高估计精度。

图 5.2-2 比较了理想信道预测情况下的三种预测方案的归一化均方差性能。由于被选择的子载波信道响应相互正交, 而且每个子载波的取值服从相同的分布, 对图中 256 个子载波的均方差性能进行统计, 可以得到“Prediction-self”, “Prediction-average”和 “Prediction-same”三种方案的平均均方差分别为 -24.79dB, -26.3dB 以及 -24.87dB。从结果可以看出, “Prediction-self”和 “Prediction-same”具有相同几乎的性能, “Prediction-average”方案优于其它两种 1.5dB, 这个增益是通过 4 组预测系数的平均得到的。图中子载波之间存在一定的性能偏差, 主要由于对每个子载波的统计数目不够多。随着统计数目的增多, 这种性能偏差逐渐减小, 符合前小节的理论分析。

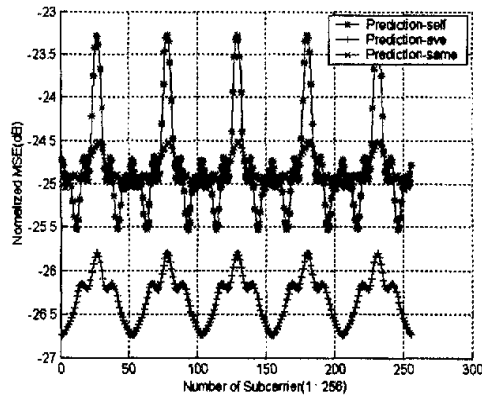


图 5.2-2: 基于理想信道响应的三种预测方案的性能比较

图 5.2-3、图 5.2-4 和表 5.2-3 分别比较了 10dB 和 30dB 信噪比环境下三种预测方案的实际预测性能结果。很显然，随着信噪比的增大预测性能得到提高，三种方案分别为 11.9dB、13.8dB、12.7dB，方案之间的性能差异最大为 1.9dB，可以认为信噪比对预测性能是线性关系，但没有加大三个方案之间的性能差异。预测增益是信噪比和归一化均方差的综合表现，为了提高一定的预测性能开销更大的信噪比，预测增益必然下降。

观察归一化均方差，发现在低信噪比情况下“Prediction-self”方案具有最优的性能，其次是“Prediction-average”方案，与前者相差 0.8dB，最差的是“Prediction-same”方案，与前两者分别相差 3dB 和 2.2dB。再比较高信噪比情况，“Prediction-self”与“Prediction-average”方案性能几乎相同，而“Prediction-same”方案与其它也仅相差 1.1dB。

从这个结果我们可以看出，在低信噪比环境中我们可以用“Prediction-average”方案来代替“Prediction-self”方案，在保证预测性能的基础上还降低了计算复杂度的；在高信噪比环境中，可以采用类似的方案，如果系统对信道信息要求不是很严如自适应调制处理中，甚至可以用“Prediction-same”方案代替前两方案，寻求复杂度的最低。

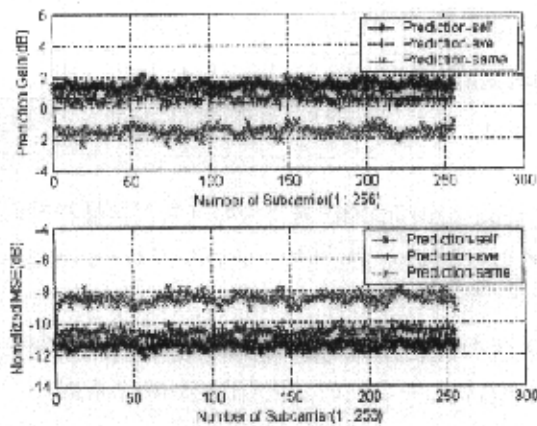


图 5.2-3：在 10dB 信噪比环境下基于信道估计的三种预测方案的性能比较

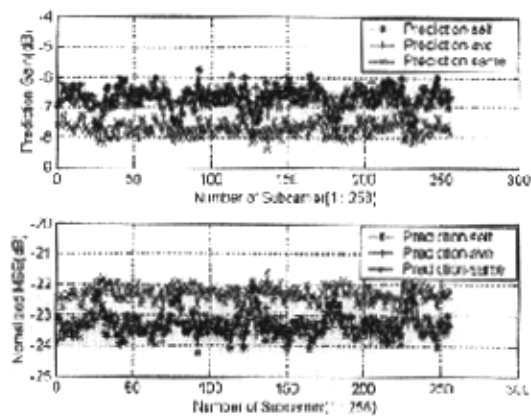


图 5.2-4：在 30dB 信噪比环境下基于信道估计的三种预测方案的性能比较

表 5.2-3：在 10dB 和 30dB 信噪比情况中三种方案的性能结果

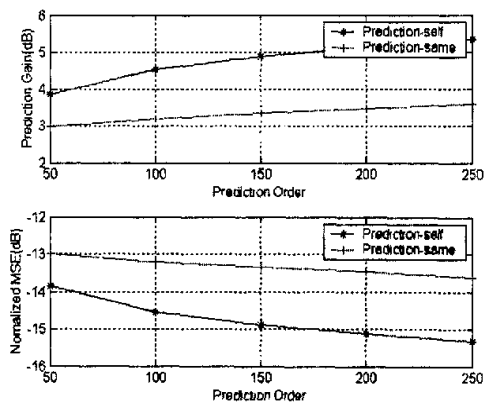
方案		“Prediction-self” 方案	“Prediction-same” 方案	“Prediction-average” 方案
SNR= 10dB	预测增益	1.4dB	-1.51dB	0.62dB
	NMSE	-11.4dB	-8.49dB	-10.62dB
SNR= 30dB	预测增益	-6.69dB	-7.72dB	-6.68dB
	NMSE	-23.31dB	-22.28dB	-23.32dB

下面我们将讨论影响预测性能的因素，这些因素包括抽样时间间隔(或者抽样速率)、预测阶数、预测步长以及估计的性能。此处采用与平坦衰落情况下的方法，用不同的信噪比来表示不同的信道估计精度，信噪比高就表示信道状况较好或者信道估计性能较好，信噪比差说明信道状况恶劣或者估计性能不佳。在对这些因素的讨论中，归一化均方差和预测增益仍旧是我们评估预测性能的两个依据。

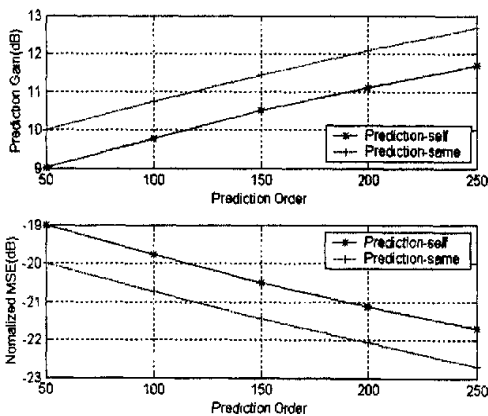
A. 预测阶数 (prediction order: PO)

对于 MMSE 算法而言，预测阶数越高系统的预测性能越好，但是系统的计算复杂度也相应增加。权衡性能和复杂度，寻找最优的阶数，也是信道预测中比较重要的问题。其它的仿真参数设置如下：抽样时间间隔为 4 毫秒，预测步长为一个抽样，信噪比为 10dB。在性能比较中，我们只给出“Prediction-self”和“Prediction-same”方案，在一般的信噪比环境下“Prediction-average”方案的性能总是夹着这两者之间，

它可从另两方案的性能变化中判断出本方案的性能趋势。



(a) 实际信道预测 (10dB)



(b) 理想信道预测

图 5.2-5：预测阶数与预测性能的关系

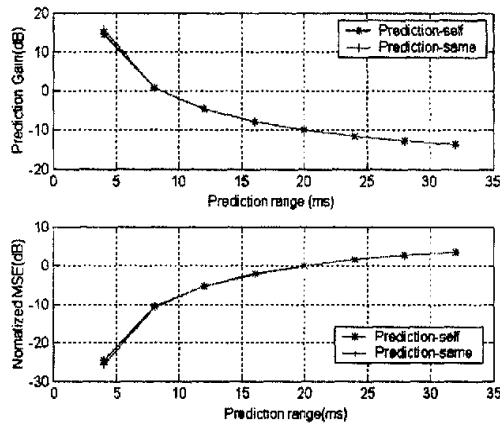
图 5.2-5 给出了基于理想和实际信道响应下的预测阶数与预测性能的关系。在实际的信道预测情况中，当预测阶数从 50 增加到 250 时“Prediction-self”方案的性能只提高了 0.6dB，“Prediction-same”方案的则提高了 1.5dB，而在理想信道预测中当预测阶数作同样的增加时，这两个方案的性能几乎都提高了 2.8dB。对此我们认为在理想信道预测中，对性能的影响主要来源于信道的衰落变化，当预测阶数提高时滤波器的系数能够更准确地“捕捉”这个变化，进一步提高性能。当我们利用实际的信道响应进行信道预测时，信道的变化和估计的偏差会同时影响预测的性能，当预测阶数提高时滤波器在“捕捉”信道变化的同时还受到偏差的影响，从而影响了预测性能。

所以在选择预测阶数时，我们可以参考当前的信道状况。如果信道状况较好，可以适当降低预测的阶数，在预测性能下降很小的情况下减小计算量。如果信道状况欠佳，可以提高阶数通过牺牲运算了的方法来获得更好的预测性能。

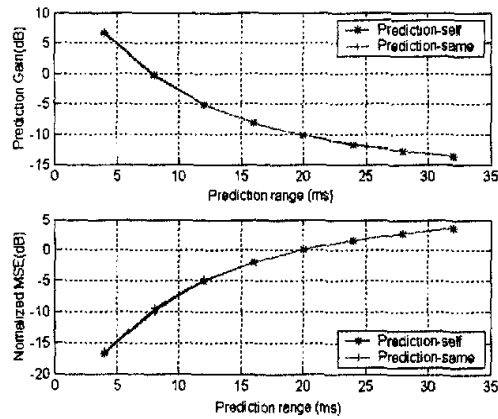
B. 预测步长(Prediction Range)

预测步长，表示预测器预测得到的最远信道响应与当前时刻的时间跨度。预测步长是最直接地显示预测器性能的一个参数，也是衡量预测器性能的重要指标。在许多自适应算法中，预测步长被认为是最关键的一个指标。仿真所需的其它参数：预测阶数 100，抽样时间间隔 4 毫秒，信噪比为 10dB。

图 5.2-6 给出了基于理想和实际信道响应进行预测步长分析的曲线。比较理想和实际信道响应这两种情况，会发现当预测步长小的时候，两情况的预测性能相差很大，但随着预测步长的增大两情况的性能越来越接近，这主要由于预测器的系数估计不准确导致的预测误差即算法预测误差占据了主要地位，而且这个误差与步长成指数增长。观察两种情况的均方差，如果以 -5dB 作为误差指标，理想和实际信道预测两种情况的最大预测步长是 12 毫秒，大约 $1/6$ 相干时间；如果以 0dB 作为误差指标，那么两种情况得最大步长是 20 毫秒，不足 $1/3$ 相干时间。如果 OFDM 系统以 0.5 毫秒作为一帧长度，在 -5dB 的误差指标下可以提前预知 24 帧的信道信息，这足以满足包调度算法对信道的需求。



(a) 理想信道预测



(b)实际信道预测 (10dB)

图 5.2-6: 预测步长与预测性能的关系

C. 抽样时间间隔 (Sample time interval)

从图 5.2-7 可以看出不同的抽样时间间隔对预测步长的影响, “fre-4ms” 和 “fre-8ms” 分别表示以 4 毫秒和 8 毫秒抽样时间间隔对信道响应进行抽样, 然后利用抽样得到的响应值进行频域信道预测操作。从曲线的关系可以看出, 以 -5dB 为均方差的性能目标, “fre-4ms” 和 “fre-8ms” 两情况的预测步长为 12 毫秒和 16 毫秒。因此在预测操作中, 为了获得更远的预测步长, 可以在性能允许范围内尽可能采用大抽样时间间隔的信道响应值。

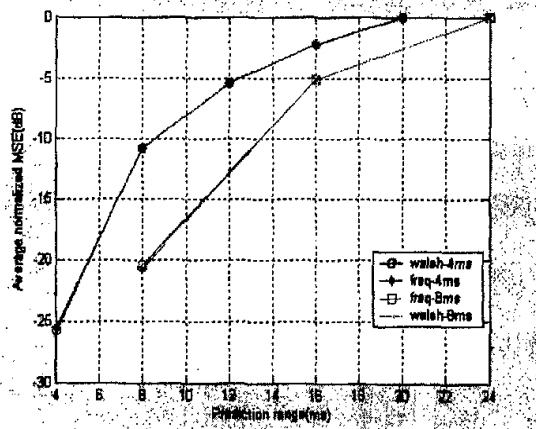


图 5.2-7: 抽样时间间隔对预测性能的影响

5.2.2. 变换域的信道预测算法

变换域，通常意义上讲就是不同于时域的有关数字域，如频域、以 2 为模值的数字域等。这里我们强调的变换域，是不同频域的有关正交域，如依托 Walsh 变换的码域或者依托哈德码变换的码域等等。这两种变换比较相似，我们不加区别暂且以 Walsh 变换作为讨论对象来说明信道预测算法。为了便于表达，我们沿袭频域的说法，将 Walsh 变换之后的信号域称为 Walsh 域，变换后的信道响应称为 Walsh 域信道响应。

采用信道预测算法的链路结构框图如图 5.2-8。图中训练序列被用来估计时域或者频域的信道响应，通过 Walsh 变换将估计得到的信道响应转为 Walsh 域的信道响应，信道预测基于 Walsh 域信道响应进行，对预测的未来 Walsh 信道响应进行 Walsh 反变换得到时域或者频域的信道响应。

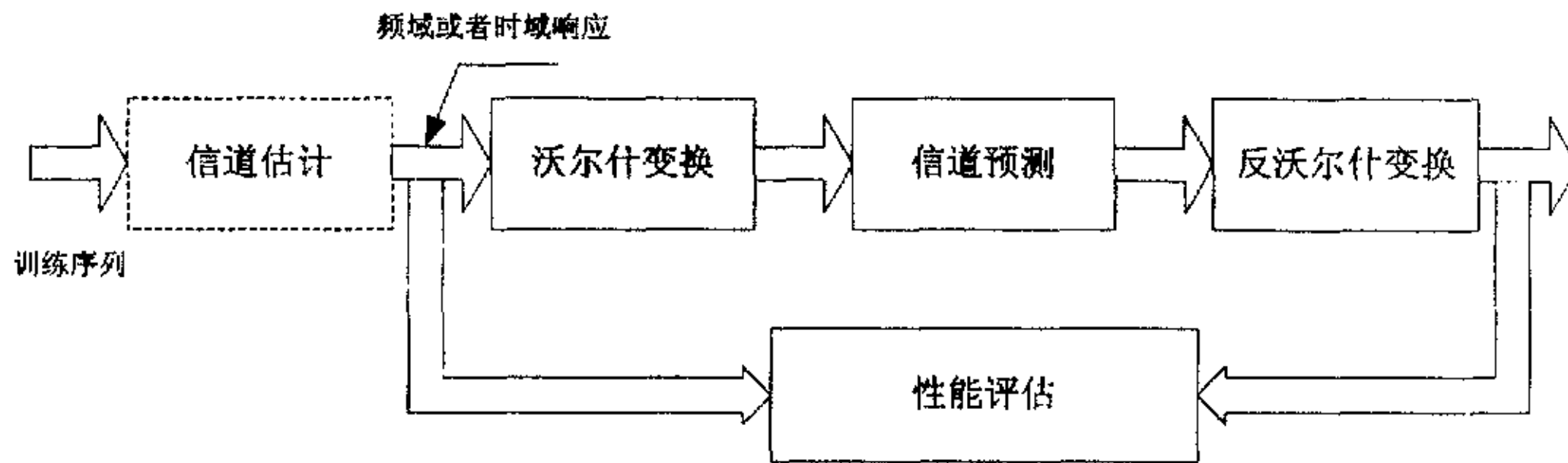


图 5.2-8: 基于 Walsh 变换的信道预测算法的链路结构框图

5.2.2.1. 可行性分析

在 5.2.1 节讨论了频域的信道预测算法，但对于正交域的预测算法，我们应该如何着手考虑。以 Walsh 域为例，讨论时域信道响应和频域信道响应在 Walsh 域进行预测的可行性：

A. 时域信道脉冲响应在 Walsh 域预测的可行性

为了方便采用离散 Walsh 快速算法，假设信道的分量数目满足 2 的幂次方 N ，如果不满足可以通过在分量末尾补零实现，那么式 (5.1.1) 可以扩展写为

$$\hat{\mathbf{h}}(t) = [\hat{h}_0(t) \ \hat{h}_1(t) \ \cdots \ \hat{h}_{N-1}(t)]^T \quad (5.2.14)$$

Walsh 码组定义为 $\{\mathbf{P}_i\}, i=0, \dots, N-1$ ，码元之间存在如下关系

$$\frac{1}{N} \mathbf{P}_i^* \mathbf{P}_j = \begin{cases} 1, & i=j \\ 0, & i \neq j \end{cases} \quad (5.2.15)$$

式中符号 $*$ 和 T 分别表示对向量或者矩阵进行共轭以及转置操作。由于 Walsh 码组的

码元之间存在正交性，所以可以认为 Walsh 码组是一个完备正交集。通过转换域，式 (5.2.14) 可以由信道向量在每个码元上的投影矢量表示为

$$\hat{\mathbf{h}}(t) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} a_n(t) \cdot \mathbf{P}_n \quad (5.2.16)$$

式中 $a_n(t)$ 是时域信道向量在 Walsh 码 \mathbf{P}_n 上投影

$$a_n(t) = \mathbf{P}_n^* \hat{\mathbf{h}}(t) \quad (5.2.17)$$

投影 $a_n(t)$ 的自相关特性可以表示为

$$\begin{aligned} \langle a_n(t+\tau), a_n(t) \rangle &= E[a_n^*(t+\tau) \cdot a_n(t)] = E[(\mathbf{P}_n^* \hat{\mathbf{h}}(t+\tau))^* \cdot (\mathbf{P}_n^* \hat{\mathbf{h}}(t))] \\ &= E[\hat{\mathbf{h}}(t+\tau)^* \mathbf{P}_n \mathbf{P}_n^* \hat{\mathbf{h}}(t)] = N \cdot E[\hat{\mathbf{h}}(t+\tau)^* \hat{\mathbf{h}}(t)] \end{aligned} \quad (5.2.18)$$

式中符号 $\langle x, y \rangle$ 表示随机变量 x 和 y 之间的相关计算。假设时域响应的每个指峰之间相互独立，其关系表示如下

$$\langle h_i(t+\tau), h_j(t) \rangle = \begin{cases} r_i(\tau) & i = j \\ 0 & i \neq j \end{cases} \quad (5.2.19)$$

将式 (5.2.19) 带入到式 (5.2.18) 中简化得到

$$\langle a_n(t+\tau), a_n(t) \rangle = N \cdot \sum_{l=0}^{N-1} r_l(\tau) = N \cdot \sum_{l=0}^{L-1} r_l(\tau) \quad (5.2.20)$$

从表达式 (5.2.20)，很明显地看出某个 Walsh 码的自相关值与 Walsh 码的序号无关，也就是与具体的 Walsh 码型无关。如果线性预测算法在 Walsh 域采用，表达式 (5.2.20) 的应用将是很有意义的：依据某一个 Walsh 码计算其预测系数，所有的 Walsh 码利用这个预测系数进行未来信道信息预测。

B. 频域信道脉冲响应在 Walsh 域预测的可行性

参考上部分对时域信号的 Walsh 域预测算法的讨论，频域信道脉冲响应在 Walsh 域预测的可行性将进一步分析。

基于 (5.1.5) 式，某个时刻 t 的频域响应可以表示为

$$\hat{\mathbf{H}}(t) = [\hat{H}_0(t) \ \hat{H}_1(t) \ \cdots \ \hat{H}_{N-1}(t)]^T \quad (5.2.21)$$

其中每个分量对应于快速傅立叶变换之后每个子载波的信道响应

$$\begin{aligned}\hat{H}_k(t) &= \sum_{l=0}^{N-1} \hat{h}_l(t) \exp(-j2\pi kl/N) = \sum_{l=0}^{N-1} h_l(t) \exp(-j2\pi kl/N) + \sum_{l=0}^{N-1} n_l(t) \exp(-j2\pi kl/N) \\ &= H_k(t) + N_k(t), \quad k = 0, \dots, N-1\end{aligned}\quad (5.2.22)$$

利用 Walsh 码组进行域变换, (5.2.21) 式可以写为

$$\hat{\mathbf{H}}(t) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} b_n(t) \cdot \mathbf{P}_n \quad (5.2.23)$$

其中 $b_n(t)$ 是 Walsh 域变换之后的信道响应, 可以通过如下方式变换得到

$$b_n(t) = \mathbf{P}_n^* \hat{\mathbf{H}}(t) \quad (5.2.24)$$

在时刻 t , Walsh 域的信道响应 $b_n(t)$ 的自相关系数为

$$\begin{aligned}\langle b_n(t+\tau), b_n(t) \rangle &= E(b_n^*(t+\tau) \cdot b_n(t)) = E(\langle \mathbf{P}_n^* \hat{\mathbf{H}}(t+\tau)^* \cdot (\mathbf{P}_n^* \hat{\mathbf{H}}(t)) \rangle) \\ &= E(\hat{\mathbf{H}}(t+\tau)^* \mathbf{P}_n \mathbf{P}_n^* \hat{\mathbf{H}}(t)) = N \cdot E(\hat{\mathbf{H}}(t+\tau)^* \hat{\mathbf{H}}(t))\end{aligned}\quad (5.2.25)$$

考虑时域各路径之间以及高斯白噪声的独立性, 不同子载波的信道频域响应之间的自相关系数为

$$\begin{aligned}\langle \hat{H}_p(t+\tau), \hat{H}_q(t) \rangle &= E\left(\left(\sum_{l=0}^{N-1} \hat{h}_l(t+\tau) \exp(-j2\pi pl/N)\right)^* \cdot \left(\sum_{l'=0}^{N-1} \hat{h}_{l'}(t) \exp(-j2\pi ql'/N)\right)\right) \\ &= E\left(\sum_{l=0}^{N-1} h_l^*(t+\tau) h_l(t) \exp(2\pi l(p-q)/N)\right)\end{aligned}\quad (5.2.26)$$

那么

$$E(\hat{\mathbf{H}}(t+\tau)^* \hat{\mathbf{H}}(t)) = E\left(\sum_{p=0}^{N-1} \hat{H}_p^*(t+\tau) \hat{H}_p(t)\right) = E\left(\sum_{p=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{N-1} h_l^*(t+\tau) h_l(t)\right) = N \cdot \sum_{l=0}^{L-1} r_l(\tau) \quad (5.2.27)$$

将 (5.2.26) 和 (5.2.27) 代入到 (5.2.25) 式, 得到 Walsh 域信道响应 $b_n(t)$ 的自相关系数为

$$\langle b_n(t+\tau), b_n(t) \rangle = N^2 \cdot \sum_{l=0}^{L-1} r_l(\tau) \quad (5.2.28)$$

从 (5.2.28) 式, 对频域信道响应进行 Walsh 变换后, 可以得到类似于时域响应的结论, 即对于 Walsh 域的信道响应来说, 其自相关系数与其被调制的 Walsh 码无关, 用户可以通过计算某一个 Walsh 域信道响应的预测系数, 然后所有的 Walsh 码利用这个

系数计算以后的信道响应。

5.2.2.2. 算法描述

时域和频域的信道响应经过 Walsh 变换得到 Walsh 域信道响应，式中分别记为 $\{a_n(t)\}$ 和 $\{b_n(t)\}$ 。为了简化分析，引入向量 $\{g_n(t)\}$ 代替前两个向量表示 Walsh 域信道响应。

在实际的物理传播环境中，信道的脉冲响应是时间 t 的连续变化函数。尽管在链路的接收端进行了模数转换，但信道变化的连续性仍旧在幅度和相位特性上表现。另外，傅立叶变换和 Walsh 变换都是线性操作，所以傅立叶变换和 Walsh 变换之后得到的信道响应仍旧是连续变化函数。

鉴于接收信号的连续性，滤波器或者预测算法可以实现对信号进行处理。假设预测的 Walsh 信道响应可以由过去和当前的信道响应线性表示，对于第 k 个 Walsh 码， M 阶的线性预测器表示如下

$$\tilde{g}(k, n+p) = \mathbf{w}^{*T}(n, k, p) \mathbf{g}(n, k) = \sum_{m=0}^{M-1} w^{*}(n, k, p, m) g(k, n-m) \quad (5.2.29)$$

其中 $\tilde{g}(t, k, n+p)$, ($p \geq 1$) 表示第 k 个 Walsh 码在 $t = nT$ 时刻预测步长为 p 个抽样间隔的 Walsh 域信道响应；向量 $\mathbf{w}(n, k, p)$ 表示第 k 个 Walsh 码在 $t = nT$ 时刻预测步长为 p 个抽样间隔的信道响应的预测系数； $\mathbf{g}(n, k) = [g(k, n-1) \ g(k, n-2) \ \cdots \ g(k, n-M+1)]^T$ 表示过去和当前的 Walsh 域信道响应。选择最小均方差作为预测算法的性能准则。

$$\varepsilon = E \left\{ g(t, k, n+p) - \tilde{g}(t, k, n+p) \right\}^2 \quad (5.2.30)$$

根据这个预测准则采用线性滤波器算法，滤波器系数可以表示为相关矩阵和相关向量的函数

$$\mathbf{w}(t, k, p) = f(\mathbf{R}(t, k), \mathbf{r}(t, k, p), p) \quad (5.2.31)$$

此处函数 $f(\cdot)$ 由选择的特定滤波器或者预测算法确定，相关向量表示为

$$\mathbf{r}(t, k, p) = E \{ \mathbf{g}(t, k) \mathbf{g}^*(t, k, n+p) \} \quad (5.2.32)$$

相关矩阵表示为

$$\mathbf{R}(t, k) = E \{ \mathbf{g}(t, k) \mathbf{g}^{*T}(t, k) \} \quad (5.2.33)$$

依据 Walsh 域信道响应的自相关函数与具体的 Walsh 码的序号无关的特性，上式 (5.2.33) 可以简化为

$$w(t, p) = f(R(t, p), r(t, p), p) \quad (5.2.34)$$

理论上，可以通过一次线性滤波器运算获得所有 Walsh 域信道响应的预测系数，然后根据得到的预测系数计算所有 Walsh 码分量的未来的信道响应。实际处理中考虑到加性高斯噪声的影响，需根据实际的信道状况来确定计算的信道响应系数的数目。信道状况好的时候，选择单个 Walsh 域信道响应，如果信道状况比较差，可以选择几个（远小于时域路径的数目）Walsh 域信道响应进行计算，然后对得到的预测系数取平均，减小噪声的影响。最后利用平均的预测系数进行未来信道响应的计算。完成了 Walsh 域的信道响应预测，通过 Walsh 反变换得到时域或者频域的信道响应。

算法流程总结如下：

1. 将时域或者频域信道响应变换到 Walsh 域，得到 Walsh 域信道响应；
2. 从所有的 Walsh 域信道响应中任意选择一个或者很少的几个（数目远小于路径的数目）信道响应作为观察对象；
3. 对选中的每个 Walsh 域的信道响应分别进行预测系数的计算；
4. 如果是多个信道响应，则对所有计算得到的预测系数取平均；
5. 采用得到的预测系数或者平均的预测系数对所有的 Walsh 码进行未来信道响应计算；
6. 通过反 Walsh 域变换将得到的 Walsh 域信道响应变换到时域或者频域信道响应；

5.2.2.3. 性能仿真

我们使用基于 Walsh 变换的预测算法对 3G 系统常见的传播环境进行预测。假设系统的载频为 2GHz，移动物体的速度为 3km/h，信道的最大多普勒频移大约分别为 5.5Hz，信道的相干时间大约为 180 毫秒，接收端对信道响应的抽样速度是最大多普勒频率偏移的 40 倍，对应抽样时间间隔为 4.5 毫秒。另外假设散射体均匀分布在移动台周围，整个传播环境中存在 $L=16$ 个路径，每一径的延时功率谱都服从负指数分布，每一径都具有复高斯分布。此处路径的数目满足 2 的幂指数的要求，通过 Walsh 变换/沃尔什反变换进行时域和变换域的转换。

仿真中，预测阶数定义为滤波器的阶数，这个参数与预测性能和复杂度相关，系统缺省情况下默认为 40；用来计算预测系数的训练序列包含的信道抽样响应大于等于预测阶数，主要是为了保证预测系数计算的准确性，系统仿真时缺省值是 80。预测步长反映信道预测算法所能达到的时间跨度极限，是自适应技术最关心的预测参数，通称以单步预测作为缺省值。此外，影响预测的误差来源，一个是信道估计过程引入中的估计误差，主要是加性高斯白噪；一个是预测器系数计算不准确导致的预测偏差，称为算法预测误差。与频域预测算法类似，这里我们也考虑“Prediction-self”、“Prediction-same”和“Prediction-average”这三种方案，比较它们在各种情况的预测性能。

图 5.2-9 给出多径信道采用 Walsh 变换进行预测得到的第一径的信道脉冲响应幅度曲线，图中蓝色实线表示理想的信道脉冲响应，红色虚线表示利用理想的信道脉冲响应预测得到的未来响应值，绿色点线表示使用信道估计得到的响应值预测得到的未来响应值。图中蓝色虚线的前 100 信道响应值是作为训练序列来计算预测系数的。红色虚线和蓝色实线的性能差别主要来源于信道预测算法本身，是由预测误差导致的；绿色点线则是在红色虚线的预测误差的基础上进一步考虑了高斯噪声的影响。比较这三条曲线，可以看出预测曲线的整体趋势与实线基本相符，具体的量化在后续的图中分析。

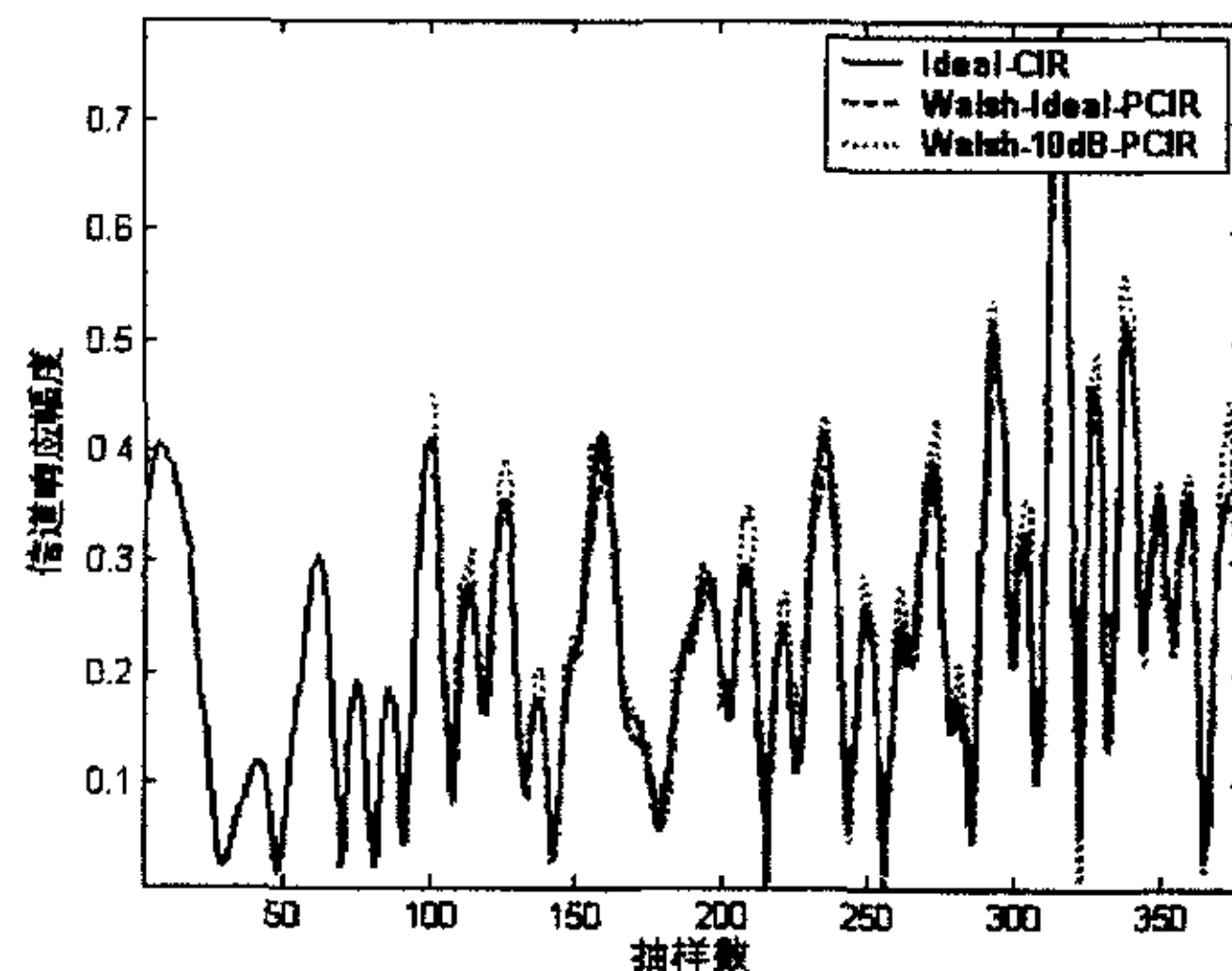


图 5.2-9：采用 Walsh 变换的预测算法性能示意图

在仿真中，多径信道中的 16 条径独立同分布，每径的功率服从指数分布。图 5.2-10 则考察了频率选择信道中三种预测方案对各径的预测性能，图中给出两种情况：理想信道预测和 10dB 信噪比情况。对于理想信道预测，多径各分量相互独立而且多普勒

功率谱特性也相同，自然得到的预测性能也相同。但对于实际信道预测，多径各分量的衰落功率成负指数分布，但受到估计偏差的影响相同，那对于每一径来说实际有效的衰落功率值与估计偏差方差的比值不同，从而影响了各径的预测增益，所以预测性能与各径衰落的程度成正比，某径衰落越深其预测性能越差。

再观察三种预测方案对性能的影响。理想情况下，“Prediction-self”、“Prediction-same”和“Prediction-average”方案的均方差平均分别为-21.67dB、-20.79 dB、-22.7 dB，以第三种方案为最佳，其它两方案相差不大。10dB 信噪比情况下，三方案的均方差平均值分别为-16.1 dB、-13.48 dB、-14.55 dB，此处以“Prediction-self”方案为最优，其它两依次相差 1.55dB 和 2.62dB。所以设计者可以根据不同信噪比选择合适的方案，寻求性能最优下的运算量最低。

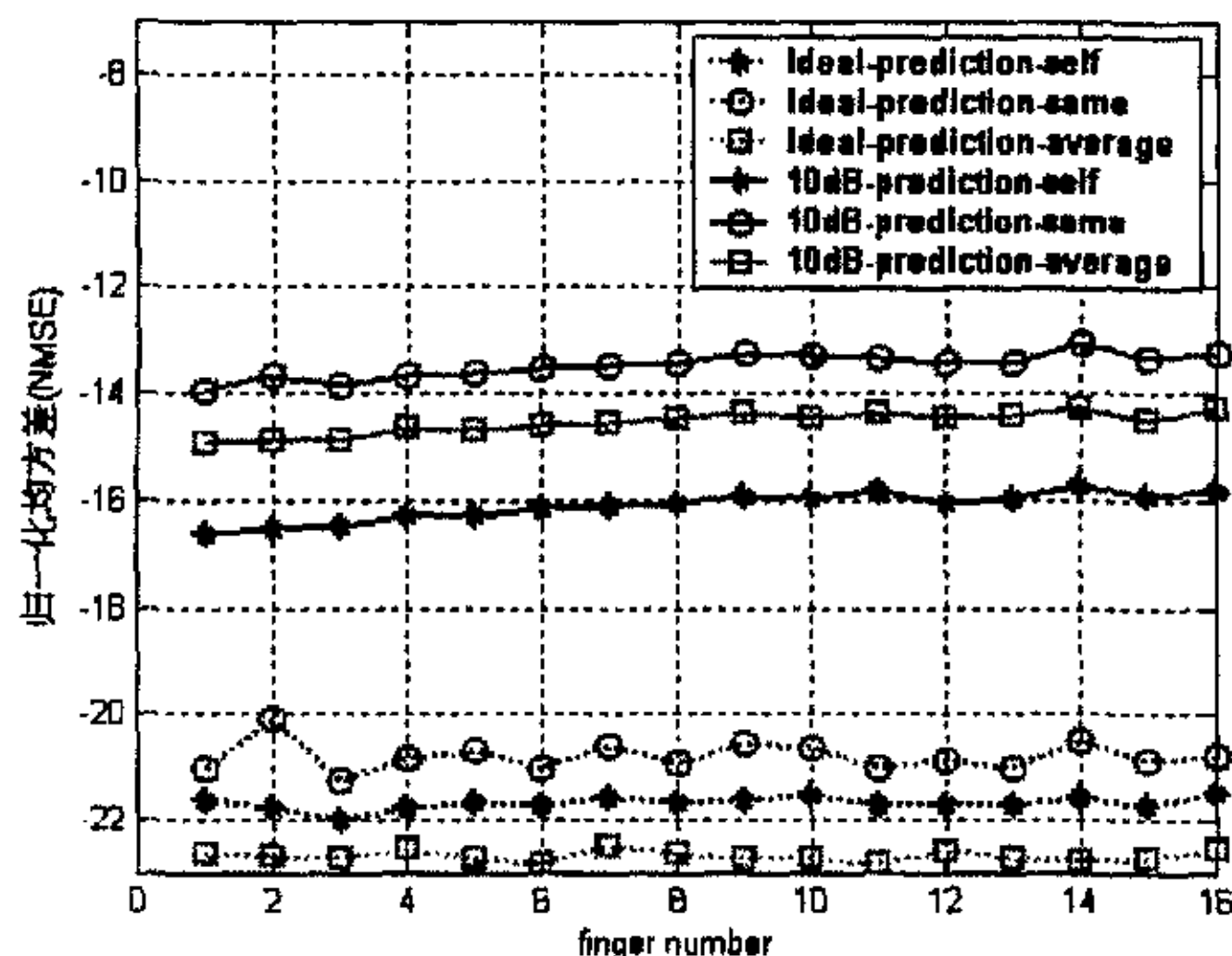


图 5.2-10: 多径分量的预测性能比较

图 5.2-11 比较不同预测阶数与性能的关系，此处以多径中的第一径作为观察对象，其它径性能相仿。理想预测情况中，当阶数从 40 提高到 160 时，三种预测方案的均方差大约下降了 3dB，而实际预测情况中，同样的阶数提高只有“Prediction-self”方案下降了 1dB，其它两方案只有细微的变化。在理想信道预测中，信道的衰落变化对性能的影响起主要作用，当预测阶数提高时滤波器的系数能够更准确反映信道衰落变化，进一步提高性能。当我们利用实际的信道响应进行信道预测时，估计的偏差和信道的变化会同时影响预测的性能，当预测阶数提高时滤波器反映信道变化的能力受到偏差的影响，影响了预测性能。

这三种预测方案在理想情况中随着预测阶数的变化只有不到 0.5dB 的性能变化，也就是说在高信噪比环境下在低预测阶数情况选择的预测方案可以沿袭到高预测阶

数，性能变化不大。同样在实际的信道预测中除了“Prediction-self”方案性能提高1dB左右外，三种方案的关系基本不变，不同预测阶数情况下可以选择相同的预测方案。

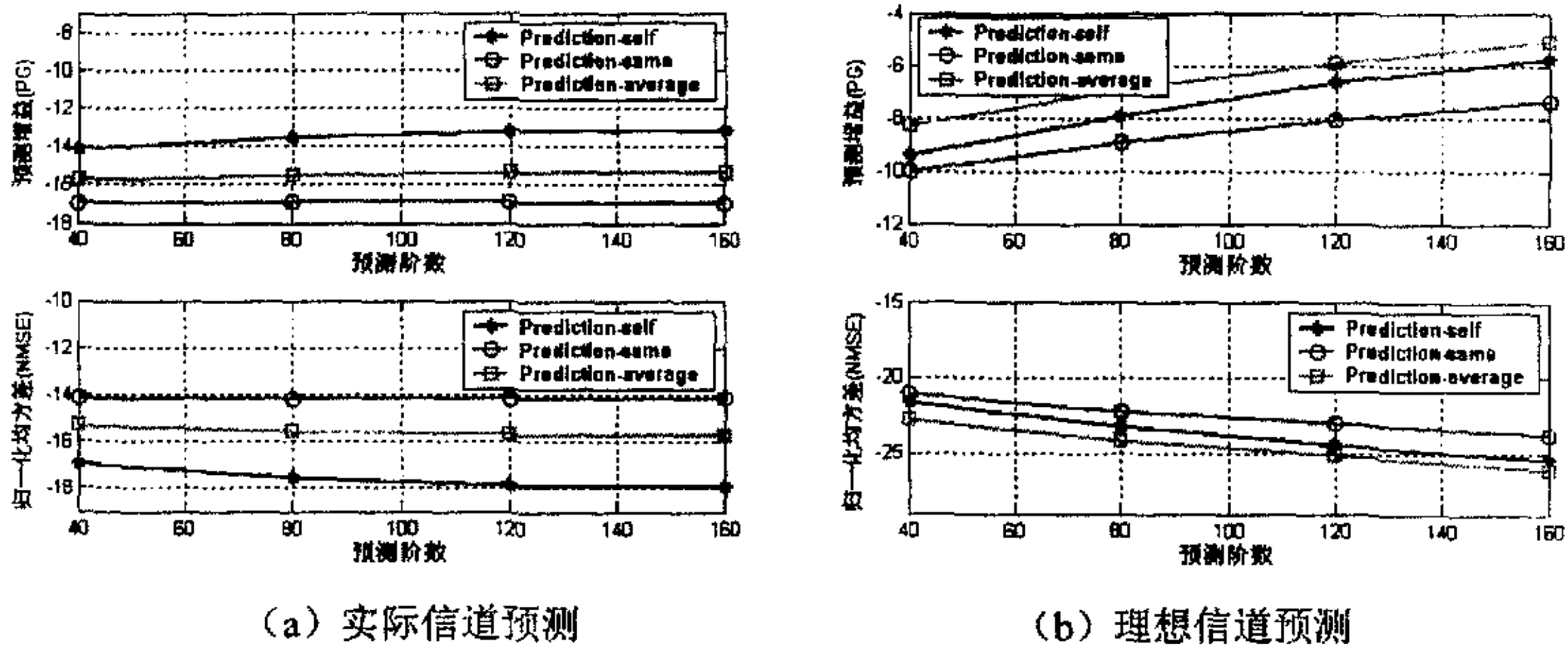


图 5.2-11：单径情况中预测阶数与预测性能的关系

图 5.2-12 说明了预测步长与预测性能的关系，(a) 图中包含理想信道预测、10dB 和 30dB 信噪比情况时的实际信道预测的性能曲线。由于 30dB 信噪比情况和理想信道预测的性能重叠不清晰，所以在 (b) 图给出 (a) 图的左下角性能的放大曲线。根据曲线关系，三种情况下的预测性能非常接近，主要由于从两个抽样开始预测器系数的不准确导致的误差开始显现，而且起着决定作用。若以 -5dB 作为归一化均方差的参考值，那么三种情况的预测步长仅仅有 3.5 个抽样左右，大约 1/6 的相干时间长度，若以 0dB 为性能目标，三种情况的预测步长几乎一致，为 5.6 个抽样，不到 1/3 相干时间长度。对于三种预测方案，性能的差别也随着步长的增大很快消失，从图中曲线看出这三种方案的性能几乎重合。这样的预测范围和预测精度对一些自适应算法比如自适应调制来说已经能够满足要求。自然，采用具有更好的预测算法，可以在一定的预测范围下获得更好的预测精度，或者在一定的精度要求达到更远的预测范围。

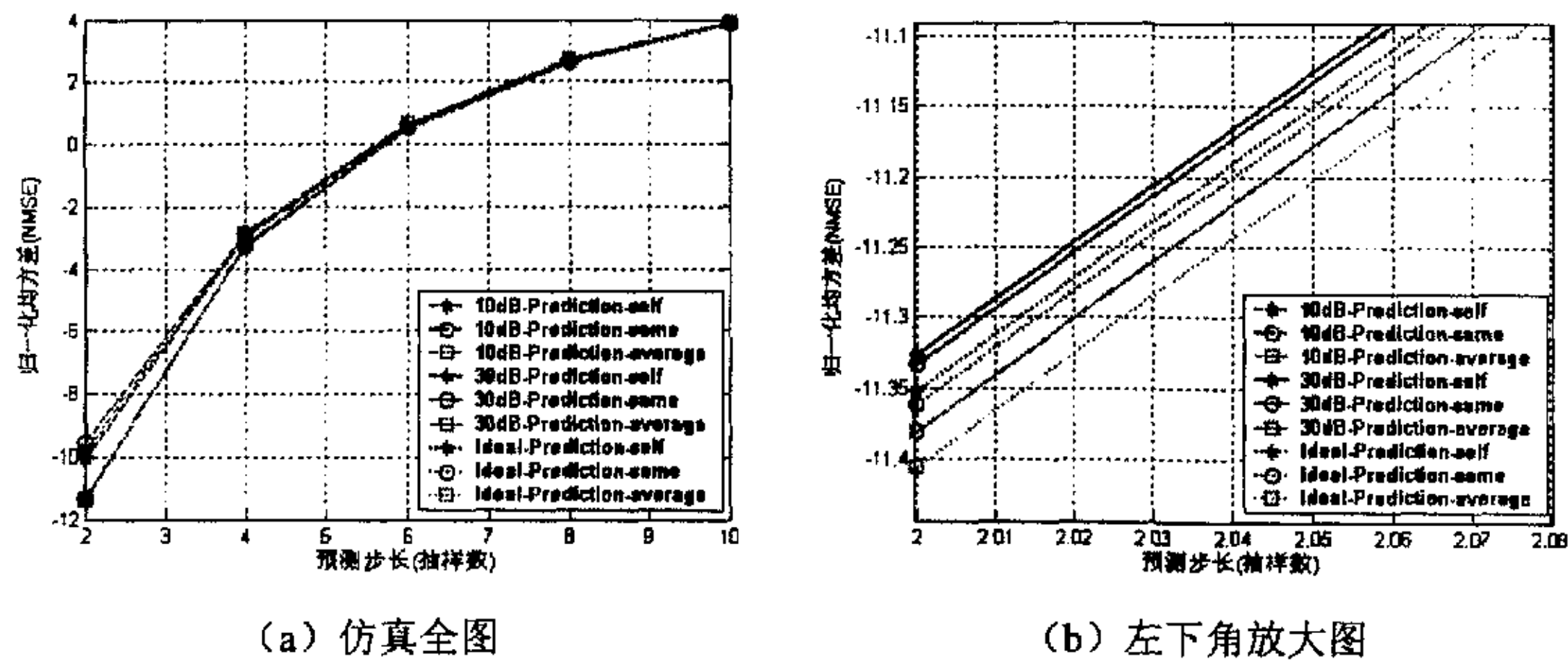


图 5.2-12: 不同信噪比情况下单径的预测步长性能

图 5.2-13 比较了不同抽样速率情况下的预测步长性能, 考虑的抽样速率分别为最大多普勒频率偏移的 40 倍、20 倍、13 倍、10 倍。从图中可以看出随着抽样速率的降低, 算法的预测步长增大, 在 -5dB 均方差下分别为 28 毫秒、32 毫秒、35 毫秒、40 毫秒。因此在一定的范围内, 选择更高的抽样速率可以获得更好的预测步长性能。

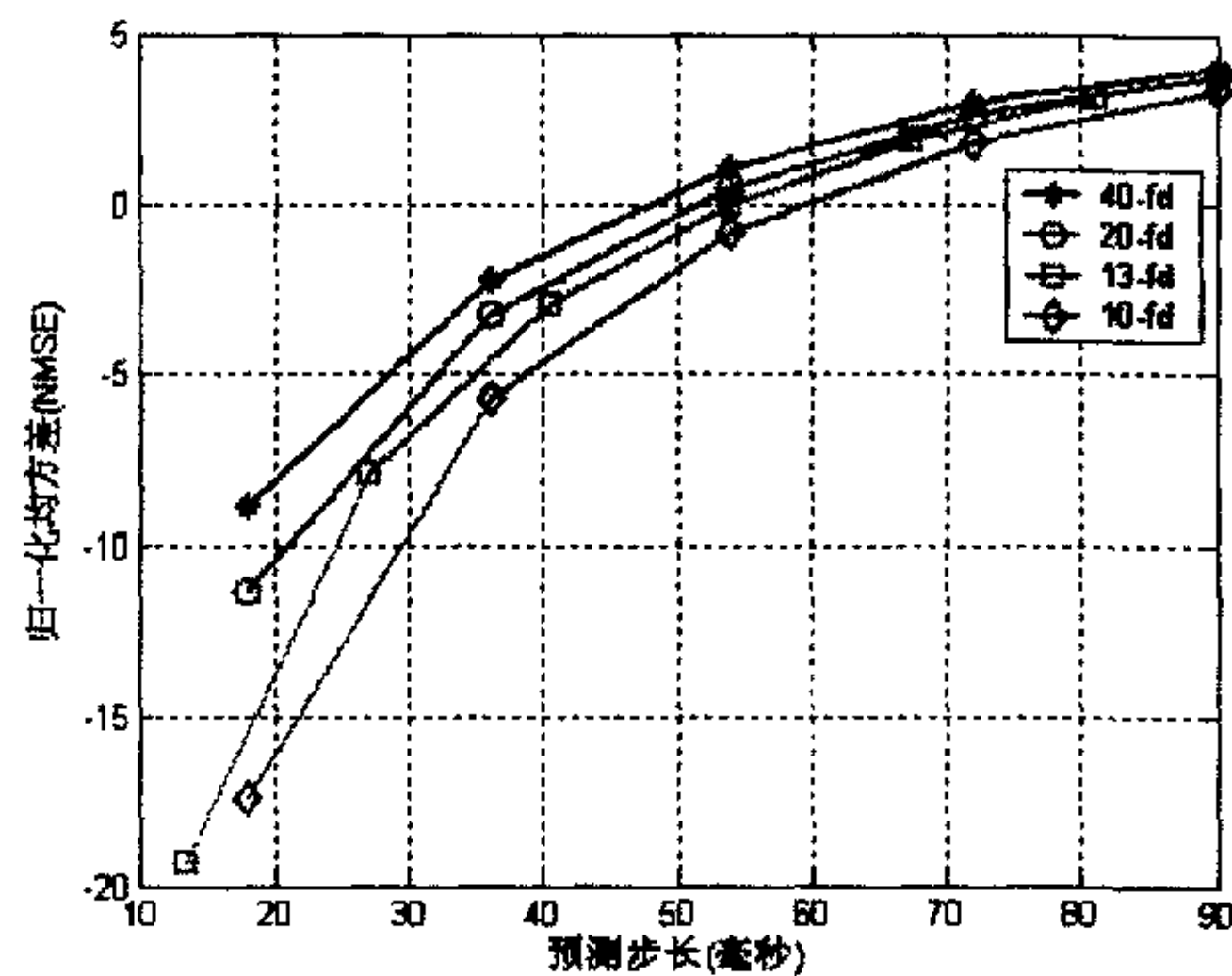


图 5.2-13: 不同抽样速率情况下的预测步长性能

5.3. 不同信道模型下的性能比较和分析

5.3.1. 预测性能比较

仿真所需要的系统和信道参数参照 5.2.1.2 节中的表 5.2-1 和表 5.2-2。性能比较

的方面包括抽样时间间隔、预测阶数和预测步长，最后还对它们的复杂度进行比较。预测的性能参数选择归一化均方差（NMSE）。比较的两个算法是频域信道预测算法和基于 Walsh 变换的信道预测算法。

A. 预测阶数

图 5.3-1 比较了本章所提的两个算法在不同预测阶数下的预测性能。从两条曲线的平行关系可以看出，两算法的性能都与预测阶数成正比关系，当预测阶数从 50 提高到 250 时，两算法均方差都减少了大约 2.8dB。两种算法的性能很接近，最大的性能差为 0.3dB。但由于预测阶数的提高会增大算法的运算复杂度，所以系统在选择预测阶数时需要权衡预测性能和运算复杂度。

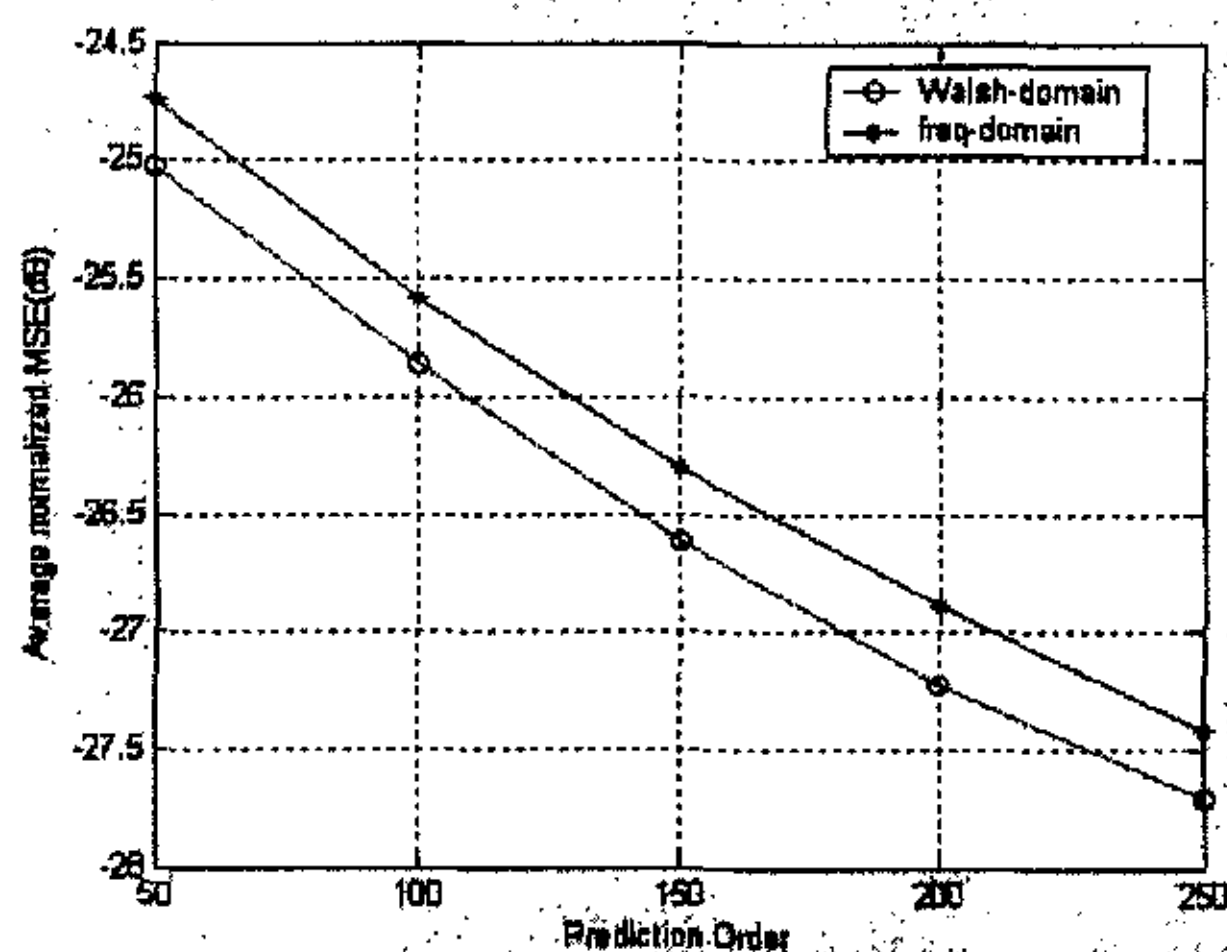


图 5.3-1：两种预测算法在不同预测阶数下的预测性能比较

B. 预测步长

图 5.3-2 比较了与预测步长相关的几个方面，一个是预测步长与预测性能的关系，一个是抽样时间间隔与预测步长的关系。从图中两个算法曲线的关系可以看出，在系统的仿真条件下两个算法的性能几乎相同，具有一定的可替代性。

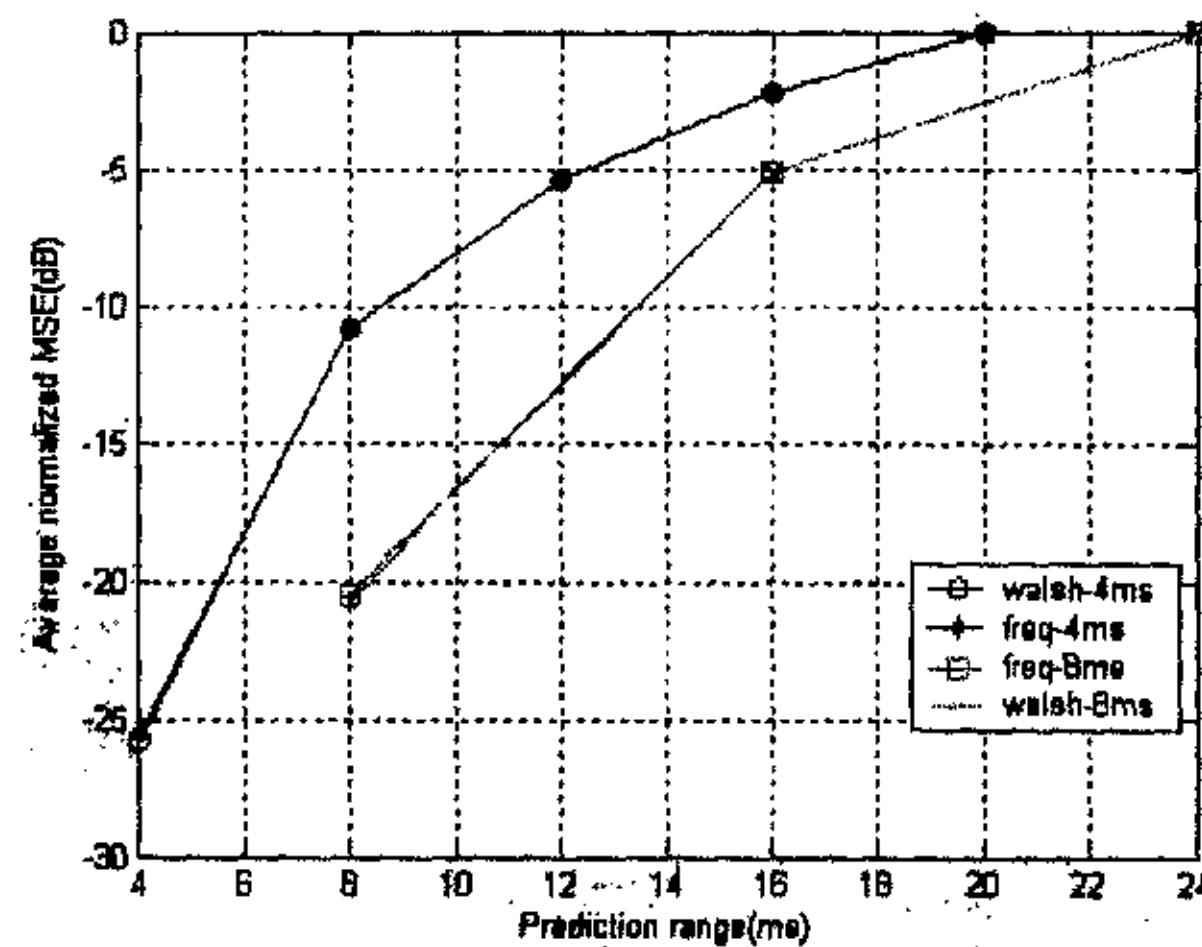


图 5.3-2: 两种预测算法在不同预测步长情况下的性能比较

5.3.2. 复杂度分析

算法复杂度是算法实现的一个重要方面。为了简化说明这个问题,我们用 $O(MMSE)$ 表示采用最小均方差 (MMSE) 算法运算预测系数所需要的计算量。这个计算量与具体的实现方法有关,直接计算大约需要 $O(P^2Q)$, 其中 P, Q 分别表示训练序列抽样和预测系数的数目; 如果 P, Q 取值相同, 利用快速离散傅立叶变换, 运算量可以降为 $O(P \log_2 P)$ 。如果采用传统的时域预测信道响应的算法, 由于各条路径之间不相关, 至少需要路径数目 (假设为 L) 次数的预测系数计算, 其运算量大约为 $O(L * MMSE)$ 。但如果采用频域或者 Walsh 变换的信道预测算法, 由于频域和变换域分量的相关特性这两种算法只需要在频域进行一次或者很少次 (假设为 $U \ll L$) 预测系数计算, 那么预测系数计算的复杂度就为 $O(U * MMSE)$ 。此外, 额外的开销就是信道响应的域转换计算, 运算量大约是 $O(L \log L)$ 。所以比较时域与频域和 Walsh 变换的信道预测算法, 可以看出后两种算法具有更低的复杂度, 而性能却没有太大的变化。

在采用相同滤波器参数的情况下比较频域和 Walsh 变换的信道预测算法, 发现这两个算法复杂度的差异表现在域的变换上。频域操作可以采用快速傅立叶变换, 其一次运算的复杂度为 $P \log_2 P$ 的复乘和 $P \log_2 P$ 加法运算; Walsh 变换时可以采用快速 Walsh 变换, 其一次运算的复杂度只是 $P \log_2 P$ 的加法运算, 而没有乘法的运算量。所以对于多径分量丰富的时域信道, 我们建议优先采用 Walsh 变换的信道预测算法, 但对于已经存在的频域信道, 我们建议采用频域信道预测算法。

第六章 总结

6.1. 总结

论文主要研究与信道预测相关的几个方面,包括传播环境以及信道模型、信道估计、信道预测。信道预测的应用也是预测研究的一个很重要方面,由于当前对预测的在各个方面的应用的研究已经很多,本论文就不作重复工作。下面就从信道传播环境以及信道建模、信道估计和信道预测方面对全文进行一下总结:

信道传播有其固有的特点,只有对这些特点了解才能建立合理的信道模型,为后面的信道估计和信道预测提供准确的信道信息。另外,了解信道特点可以更好地设计信道估计和信道预测算法。关于这部分,本论文首先介绍信道传播机制以及信道衰落的特点,然后在这些特点基础上介绍当前使用比较多的两种信道模型:Clarke 信道模型和 Jakes 信道模型,仿真比较它们的性能。

介绍完信道相关内容之后,本论文继续讨论信道估计算法。信道估计是信道预测的“前站”,它需要为预测提供足够多和足够准确的信道响应信息。在这部分,本论文先总结比较经典的两个估计算法,分析它们的估计性能。根据高斯噪声影响的特点,充分利用随机序列的正交性,设计训练序列的结构,提出一个运算简单而且估计性能接近理想状态的新型信道估计算法。对于每次估计得到的信道响应还可以利用信道的连续性进行降噪处理,对这个处理本文没有多述。

有了精确的信道响应,信道预测才有可行的保证。本论文在这部分根据信道的频率选择性,将信道预测算法分为两类:一类是适用于平坦衰落信道,另一类是适用于频率选择性衰落信道。本文首先汇总当前使用比较多的平坦衰落信道预测算法,主要包括比较经典的 MMSE 预测算法,二阶非线性的 Volterra 预测算法,利用子空间分离载波分量的子空间预测算法以及自适应预测算法,通过仿真对这些算法深入全面的分析。

在平坦衰落信道预测算法的基础上,本文提出了两种适用于频率选择性衰落信道的预测算法,一个是频域信道预测算法,一个是基于 Walsh 变换的信道预测算法。这两种算法都充分利用了信号变换之后的自相关的特性,就是所有频域或者变换域分量的自相关特性都相同,然后利用其中的一个分量计算预测系数,根据得到的预测系数再计算所有的所需要的信道响应。这两个算法的最大特点就是在性能变化不太大的情况下能够大幅度降低运算复杂度。

6.2. 将来研究点

信道预测算法已经得到很多研究，当前主要研究点集中在设计合理和适用的信道预测算法，利用某种规则或者准则预测未来信道的突然或者逐渐的变化特性。时域或者频域的预测算法能够满足一些应用算法的需要，但这不意味着这些预测算法在所有信道情况下具有通用性，当一些更复杂的信道特性需要考虑时这些预测就需要跟着作一些变化。例如多天线系统矢量信道中空间信息成为研究信号接收算法的一个重要部分，当我们在这个信道环境中研究预测算法时空间信息就必须在预测算法中体现出来，或者在算法中考虑空间信息的影响。

随着传送载频越来越高，信号传送带宽越来越大，信道情况也越来越复杂，研究预测算法需要考虑的因素就会越多，其中一个就是计算复杂度的考虑，因为在以后系统中对时间的要求越来越苛刻，对终端的功率限制也更加严格。有时性能与计算量折中的算法受到研究者重视。

以下我们结合当前研究的方向和热点谈谈未来信道预测研究趋势：

- 3G 往后的移动系统肯定都是频率选择性衰落信道，为了克服多径对信号的影响 OFDM 技术成为候选技术方案，频域信道响应对自适应技术的要求自然不可避免。对于时域的预测算法，除了从平坦信道扩展到频率选择信道之外还需要研究时域预测算法对频域准确性的影响。
- 当前对预测算法的研究已经从时域扩展到频域以及其它领域，但对复杂度的要求抑制了算法的性能。时域算法研究比较充分，但在散射丰富的移动信道环境，有时为了考虑复杂度只能选择部分信道响应，影响信道准确性。所以可以将信号变换到频域，充分利用频域的二维特性以及频率分量的相关性提高预测的精度；也可以对信号进行其它正交变换处理，利用正交变换后信号的特点提高预测精度。
- 在各个系统中每个业务都具有一定的连续性特性，可能语音业务或者流业务持续时间比较长，而一些数据业务持续时间比较短。这些业务的连续性特性也决定了它们每次经历的信道之间也具有连续性。如果利用这种连续性，研究自适应预测算法，既能够降低运算复杂度同时还能够保证性能。
- 数据业务的兴盛使得系统对信道信息的依赖和要求越来越多，但突发数据业务突发时间具有不确定性，使得预测算法周期抽样信息不能保证，从而影响预测的精度。所以利用不连续的信道信息进行信道预测，将成为数据业务系统一个重要问题。

- 当前多天线技术突飞猛进，天线技术与预测算法的结合也迫在眉睫。采用多天线技术的系统中，天线距离的远近使得天线之间信号之间存在不同的相关性。利用相关性提高预测性能，预测每个波束的信道状况，预测波束下一个时刻的方向等等都成为这两个技术结合必须考虑的问题。
- 移动和无线的环境大体分为室内、从室内到室外、步行情况以及高速移动情况。这些环境存在一些差异，保证预测算法在各个环境的通用性，是预测算法在实用化之前需要考虑的一个问题。
- 预测算法不是最终的研究目的，算法的应用才是我们真正关心的。比较不同应用，采用合适的预测算法，使得系统性能最大化。

参考文献

- [1] 张贤达, 保铮, 通信信号处理, 国防工业出版社, 2000
- [2] Ganesh Krishnakumar, "Challenges in 4G wireless communication", Department of Electrical Engineering, Michigan Technological University, Houghton, Michigan.
- [3] Suk Yu Hui, Kai Hau Yeung, "challenges in the migration to 4G mobile systems", IEEE communication magazine, vol.42, No. 5, May 2004, pp. 82-89.
- [4] M. Zeng, A. Annamalai, and V.K. Bhargava, "Recent advances in cellular wireless communications," IEEE Commun. May., vol. 37, pp. 128-138, Sept. 1999.
- [5] M.W. Oliphant, "The mobile phone meets the Internet," IEEE Spectrum, vol. 36, pp. 20-28, Aug. 1999.
- [6] A.J. Goldsmith and S.G. Chua, "Variable-rate variable-power MQAM for fading channels," IEEE Trans. Commun., vol. 45, pp. 1218-1230, Oct. 1997
- [7] A.J. Goldsmith and S.G. Chua, "Adaptive coded modulation for fading channels," IEEE Trans. Commun., vol. 46, pp. 595-601, May 1998.
- [8] D.L. Goeckel, "Strongly robust adaptive signaling for time-varying channels," in Proc. IEEE Int. Commun. Conf., ICC'98, vol. 1, 1998, pp. 454-458.
- [9] S. Hu, T. Eyceoz, A. Duel-Hallen, and H. Hallen, "Transmitter antenna diversity and adaptive signaling using long range prediction for fast fading DS/CDMA mobile radio channels," in Proc. IEEE Wireless Commun. and Networking Conf. WCNC'99, vol. 2, 1999, pp. 824-828.
- [10] Theodore S.Rappaport, "Wireless Communications Principles & Practice", 电子工业出版社, 1998
- [11] Bernard Sklar, "Rayleigh Fading Channels in Mobile Digital Communication Systems Part I: Characterization", IEEE Communications Magazine, Sep 1997
- [12] Bernard Sklar, "Rayleigh Fading Channels in Mobile Digital Communication Systems Part II: Mitigation", IEEE Communications Magazine, Sep 1997
- [13] R. H. Clarke 'A Statistical Theory of Mobile-Radio Reception' Bell Sys. Tech. Journal No.47 pp. 957-1000, 1968
- [14] J.G Proakis, Digital Communications, 3rd ed., New York: McGraw-Hill, 1995
- [15] W.C. Jakws, Microwave Mobile Communications, New York,:Wiky, 1974
- [16] T. S. Rappaport, Wireless Communications: Principles and Practice, Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1996
- [17] P. Agrawal, B. Narendran, J. Sienicki, and S. Yajnik, "An adaptive power control and condng scheme for mobile radio systems," in Proc. IEEE Int. Conf. Personal Wireless Commun., ICPWC'96, pp. 283-288.
- [18] S. Hu, H. Hallen, and A. Duel-Hallen, "Adaptive power control using long range prediction for realistiv fast fading channel models and measured data," in Proc. 5th Int. Symp. Communication Theory and Application ISCTA'99, July 1999, pp. 118-120.
- [19] W.T. Webb and R. Steele, "Variable rate QAM for mobile radio," IEEE Trans. Commun., vol. 43, pp.2223-2230, July 1995.
- [20] J.M. Torrance and L. Hanzo, "Optimisation of switching levels for adaptive modulation in slow Rayleigh fading" Electron. Lett., vol. 32, no. 13, pp. 1167-1169, June 1996.
- [21] D.L. Goeckel, "Adaptive coding for fading channels using outdated channel estimates," in Proc. IEEE Veh. Technol. Conf., VTC'98, vol. 3, 1998, pp. 1925-1929.

- [22] D.L. Goeckel, "Strongly robust adaptive signaling for time-varying channels," in Proc. IEEE Int. Commun. Conf., ICC'98, vol. 1, 1998, pp. 454-458.
- [23] B. Vucetle, "An adaptive coding scheme for time-varying channels," IEEE Trans. Commun., vol. 39, pp. 653-663, May 1991.
- [24] S. Falahati, A. Svensson, N. C. Ericsson and A. Ahlen, "Hybrid type-II ARQ/AMS and scheduling using channel prediction for downlink packet transmission on fading channels", Proceedings PCC Workshop, Nynäshamn, Suecia, April 2001.
- [25] S. Falahati and A. Svensson, "Hybrid type-II ARQ Schemes with Adaptive Modulation System for Wireless Channels," IEEE VTC., Amsterdam, The Netherlands, Sept. 1999, pp. 2691-2695.
- [26] K. Rohani, M. Harrison, and K. Kuchi, "A comparison of base station transmit diversity methods for third generation cellular standards," in Proc. IEEE Veh. Technol. Conf., VTC'99, vol. 1, 1999, pp. 351-355.
- [27] M. Raitola, A. Hottinen, and R. Wichman, "Transmission diversity in wideband CDMA," in Proc. IEEE Veh. Technol. Conf., VTC'99, vol. 2, July 1999, pp. 1545-1549.
- [28] 李宗恒, "TD-SCDMA系统链路级算法及性能研究", 硕士毕业论文, 2003。
- [29] Yingbo.Li,Y.L.Guan, "Modified Jakes Model for Simulating Multiple Uncorrelated Fading Waveforms", IEEE 51th VTC, Tokyo, Japan, May 2000.
- [30] Chenxian Xiao, "Rayleigh channel fading simulator: problems and solutions", University of Missouri-Columbia, USA.
- [31] Leonard E. Miller, "Approximations to link reliability for combined lognormal shadow and Rayleigh fading", NIST, August 2002.
- [32] Duel-Hallen, S. Hu and H. Hallen, "Long-range prediction of fading signals," IEEE Signal Processing Mag., vol.17, no. 3, pp. 62-75, May 2000.
- [33] Shengquan Hu, Hans Hallen, Alexandra Duel-Hallen, "Physical Channel Modeling, Adaptive Prediction and Transmitter Diversity for Flat Fading Mobile Channel", in Proc. IEEE Workshop Signal Processing Advances I Wireless Commun., SPAWC'99, May 1999, pp. 387-390.
- [34] Pulakesh Roy, A. A. Beex, "Flat Fading Channel Envelope Prediction and Equalization", Signals, Systems and Computers, Vol. 2, pp. 1116 -1120
- [35] Tugay Eyceoz, Alexandra Duel-Hallen, Hans Hallen, "Deterministic Channel Modeling and Long Range Prediction of Fast Fading Mobile Radio Channels", IEEE Communications Letters, Vol. 2, No.9, pp. 254-256 Sep 1998
- [36] T. Ekman and G. Kubin, "Nonlinear prediction of mobile radio channels: measurements and MARS model designs", in Proc. ICASSP, May 1999, vol. 5, pp. 2667-2670
- [37] M. Sternad, T. Ekman and A. Ahl'en, "Power prediction on broadband channels," IEEE Vehicular Technology Conference, spring 2001 (VTC2001S), Rhodes, Greece, May 6-9 2001.
- [38] J. B. Andersen, J. Jensen, S. H. Jensen and F. Frederiksen, "Prediction of Future Fading Based on Past Measurements", VTC'99 Fall, Vol. 1, pp. 151-155, Sep 1999.
- [39] Liang Dong, Guanghan Xu and Hao Ling, "Prediction of Fast Fading Mobile Radio Channels in Wideband Communication Systems", IEEE GlobalCom'01, Vol. 6, pp. 3287 -3291, Jun 2001
- [40] Prachee Sharma, "Predictive Models for Wireless Fading Channels", Thesis Proposal
- [41] Shengquan Hu, Alexandra Duel-Hallen, "Combined Adaptive Modulation and Transmitter Diversity Using Long Range Prediction for Flat Fading Mobile Radio Channels", IEEE GlobalCom'01, Vol. 2, pp. 1256 -1261, Jun 2001。

- [42] T. Eyceoz, S. Hu, A. Duel-Hallen, and H. Hallen, "Adaptive Prediction, tracking and power adjustment for frequency non-selective fast fading channels," in Proc. Commun. Theory Mini-Conference, ICC'99, June 1999, pp. 1-5.
- [43] T. Eyceoz, S. Hu, and A. Duel-Hallen, "Performance analysis of long range prediction for fast fading channels," in Proc. 33rd Annu. Conf. Inform. Sciences and Systems CTSS'99, Mar. 1999, vol. 11, pp. 656-661.
- [44] J. Hwang and J. Winters, "Sinusoidal modeling and prediction of fast fading processes", in Proc. GLOBECOM, pp. 892-897, Nov. 1998
- [45] X.M. Gao, M.A. Tanskanen, and S.J. Ovaska, "Comparison of linear and neural network based power prediction schemes for mobile DS/CDMA systems," in Proc. IEEE Veh. Technol. Conf., VTC'96, May 1996, pp. 61-65.
- [46] Y.S. Zhang and D.B. Li, "Volterra adaptive prediction of multipath fading channel," Electron. Lett., vol. 33, no. 9, pp. 754-755, Apr. 1997.
- [47] C. Spillard and G.J.R. Povey, "Application of the Prony algorithm to a predictive RAKE receiver," in Proc. IEEE 4th Int. Symp. Spread Spectrum Tech. and Applications, vol. 3, 1996, pp. 1039-1042.
- [48] Q. Shen, B.X. Wu, and A.K. Elhakeem, "The linear prediction method of fading channel estimation for the RAKE receiver with impulsive interference," Wireless Pers. Commun., vol. 6, pp. 233-248, 1998.
- [49] H.S. Wang and P.C. Chang, "On verifying the first-order Markovian assumption for a Rayleigh fading channel model," IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 45, no. 2, pp. 353-357, May 1996.
- [50] Dieter Schafhuber, Gerald Matz and Franz Hlawatsch, "Adaptive prediction of time-varying channels for coded OFDM systems", in Proc. ISSAP, Orlando (FL), pp. 2549-2552, May 2002.
- [51] 朱洪波, 高攸纲, "微蜂窝多径色散信道电波损耗预测的建模与仿真", 万方数据库
- [52] 肖国镇等. 伪随机序列及其应用. 北京: 国防工业出版社, 1985
- [53] 温巧燕, 杨义先. 密码学基础. 北京: 人民邮电出版社, 2003
- [54] 朱旭红, 卢学军, 卓天真, 朗保真. 宽带CDMA: 的三代移动通信技术. 人民邮电出版社, 1998
- [55] 3GPP TS 25.221 v4.7.0, Transport channels and physical channels (TDD) (Release 4).
- [56] 3GPP TS 25.211 v4.7.0, Transport channels and physical channels (FDD) (Release 4).
- [57] 3GPP TS 25.222 v4.7.0, Multiplexing and channel coding (TDD) (Release 4).
- [58] 3GPP TS 25.212 v4.7.0, Multiplexing and channel coding (FDD) (Release 4).
- [59] Torbjorn Ekman, "Prediction of mobile radio channels: modeling and design", Uppsala University, Signal and Systems, 2002
- [60] Markku Juntti, "4G research in Future: multicarrier perspective", Center of Wireless Communications, University of Oulu, Finland.
- [61] "Specification, 3G TDD Layer 1 Algorithm Description Document", InterDigital Communications Corporation, 2002-3-13.
- [62] H.P. Bernhard, "A tight upper bound on the gain of linear and nonlinear predictors for stationary stochastic processes", IEEE Transactions on signal processing, 46(11): 2909-2917, Nov 1998.
- [63] H.P. Bernhard and G. Kubin, "A fast mutual information calculation algorithm", Signal processing VII: Theories and Applications, vol. pp 50-53, Elsevier, Amsterdam, Sep 1994.
- [64] Haykin.S., "Adaptive filter theory", Prentice Hall, Englewood Cliffs, 1991

- [65] 张贤达, “现代信号处理”, 清华大学出版社, 1994年
- [66] Noriyuki Maeda, Hiroyuki Atarashi, Sadayuki Abeta, and Mamoru Sawahashi, “Performance of Forward Link Broadband OFCDM Packet Wireless Access using MMSE Combining Scheme Based on SIR Estimation”, Wireless Laboratories, NTT DoCoMO.

博士在读期间发表论文列表

第一作者发表或者被接收的论文:

1. Weifeng Cao, Xiaohui Yu, Wenbo Wang, "Effect Investigation of Channel Estimation Deviation On STBC Performance In Cdma System", Journal of China University of Posts and Telecoms, Vol.11, No.3, pp. 51-55, 2004.
2. Weifeng Cao, Xiaohui Yu, Wenbo Wang, "The Analyses of Channel Characteristics In Spatial Vector Channel", ICCT 2003, Vol. 2, pp. 1021-1024, April, Beijing China. (EI index: 04158109649)
3. Weifeng Cao, Xiaohui Yu, Wenbo Wang, "A Novel Channel Estimation Algorithm With PN Training Sequence in TD-SCDMA Systems", ICCAS'04, Vol.2, pp. 847-750, June 2004. (EI index: 05038790144)
4. Weifeng Cao, Wenbo Wang, "a frequency-domain channel prediction algorithm in wideband wireless communication systems", 2004 IEEE 15th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, PIMRC 2004, Barcelona, Spanish, pp. 2402-2405. (EI index: 05028787399)
5. Weifeng Cao, Wenbo Wang, "Effects of Angular Spread on Smart Antenna System with Uniformly Linear Antenna Array", APCC/MDMC'04, Vol.1 pp.174-198, Aug 2004, Beijing China.
6. Weifeng Cao, Zhenglan Zhou, Wenbo Wang, "Investigation of Power-based Power Control Algorithm in Indoor Radio Communication Systems with Distributed Antennas", ICC'04, Beijing China
7. Cao Wei-feng, Wang Wen-bo, "A Walsh Transform Based Channel Prediction Algorithm in Wideband radio Fading Channel", 被中国电子科技(英文版)接收

第二作者发表的论文:

8. 黄琳, 曹卫锋, 王文博, "基于空时分组的 pre-rake 算法", 北邮学报, pp.1-4, 2003.1.
9. Lin Huang, Weifeng Cao, Wenbo Wang, "Subcarriers-Code Division Multiple Access (SCCDMA): A New Access Scheme for 4G Mobile Communication Systems", ICC'04.
10. Zhenfei Tang, Weifeng Cao, Wenbo Wang, "Smart antenna for combined downlink beam-forming with transmit diversity in TDD-CDMA system", Proceedings of the IEEE 6th Circuits and Systems Symposium, Vol. 2, Pages: 741 - 744, May. 2004.
11. Xiaohui Yu, Weifeng Cao Wenbo Wang, "Interference analysis of two algorithms for STBC under frequency selective channel in TDD-CDMA system", Communication Technology Proceedings, 2003. ICCT 2003. International Conference on, Vol. 2, April, 2003, Page(s): 945 -948.
12. Jinwen Zhang, Weifeng Cao, Mugen Peng, Wenbo Wang, "Investigation of Hybrid ARQ Performance for TDD CDMA HSDPA", VTC 2003-Spring, Vol. 4, April, 2003 Pp: 2721 -2724.

评审中的论文:

13. 曹卫锋, 王文博, "基于 PN 序列的正交码组特性研究及其宽带通信系统中信道估计应用", 电子学报
14. 曹卫锋, 王文博, "频率选择性衰落 CDMA 系统中发送分集技术的研究"
15. 曹卫锋, 王文博, "Smart Antenna for Combined Downlink Beam-forming with Transmit Diversity in TDD-CDMA System", Journal of Chinese High University of Posts and Telecomm.(CHUPT)

感 谢

博士三年的学习、研究时间对我来说将是终生难忘的。我在学习、研究方面的所有进步，都离不开我周围老师、同学们热情无私的帮助。

首先我要感谢我的导师王文博教授，王教授学识渊博、平易近人，给我提供了一个优越的研究环境，他严谨、细心和负责的工作态度给我留下了深刻的印象，也使我在工作中受益无穷。

其次我要感谢的是本实验室的缪庆育、郑侃师兄和张金文、邓振华、彭木根、谢恺同学，感谢他们在研究中给我耐心细致的指导和帮助，从他们身上学到的学习方法和工作态度使我受益匪浅。另外，还感谢我的师弟师妹给与的帮助，让我在实验室能够顺利完成工作。

我要特别感谢我的父母，感谢他们对我学习和生活无微不至的关心和支持，在他们的鼓励和支持下，使我能够顺利的完成博士的学习和工作。此外还感谢我的女朋友给予我的理解和帮助。

最后，对所有关心和帮助我的老师和同学表示我最衷心的感谢。