

摘 要

LTE 系统是为了解决移动通信技术更好的融合无线宽带接入方案而提出的新一代的无线通信系统。它上行支持单载波频分多址的接入技术,下行支持正交频分多址接入的技术,同时支持多天线 MIMO 技术扩展通信容量。OFDM 技术同 MIMO 多天线技术的结合使用也使得 LTE 系统的接收性能和数据传输速率大为提高,而信道估计技术在接收端对信道同步,信号的检测与接收以及相关解调等方面都有着重要的影响。

本文首先简单介绍了 LTE 技术的发展和背景,对 LTE 系统目前的研究和商用现状做了简单的总结。概括介绍了其物理层协议和 OFDM 基本原理,简单描述了多输入多输出的天线技术原理,对移动通信系统中使用的无线信道特性和常见的衰落信道模型做了简单的介绍。对 LTE 系统下行常见的 OFDM 信道估计算法如基于最小二乘算法的估计方法,基于最小均方误差准则的估计算法以及常用的基于离散傅里叶变换的信道估计方法的原理做了简单的概括和一些公式的推导。介绍了几种常见的信道插值算法,并对引入虚载波后的信道估计方法进行了仿真对比分析。

对常见的几种加窗方案进行了性能仿真,对比分析后选取合适的加窗方案;同时为了减轻边缘效应的影响,采用了边缘值重复的方法来补偿缺失的虚载波处的信道响应。重点给出了一种基于小波分解的优化算法并将其同传统算法做了仿真比较与结果分析,仿真结果显示基于小波分解的优化算法性能优于传统的估计算法。并且在 LTE 下行 2 发 2 收多天线系统中分别对传统的估计算法和给出的信道估计优化算法进行仿真比较,仿真结果及其分析进一步表明了多天线系统的性能增益和所给估计方法的有效性。

最后通过对基于 DCT 的估计算法和 DFT 估计算法的性能比较,给出了一种基于离散余弦变换联合小波分解的优化估计方法,使用 DCT/IDCT 来代替传统的 IDFT/DFT 操作,在单天线和多天线条件下分别进行仿真对比,结果表明基于 DCT 优化算法的性能同基于小波分解的方法性能相比有了一定的改善。

关键词: 长期演进; 正交频分多址; 信道估计; 小波分解; 离散余弦变换

Abstract

LTE system is a new generation system on wireless communication, which is designed for integration mobile communication and broadband wireless access technology. Its uplink supports the single-carrier frequency division multiple access scheme, and in the downlink orthogonal frequency division multiple access technology is adopted. And meanwhile, it supports the multi-antenna technology which is called MIMO, Multiple Input Multiple Output. This combining technology in LTE downlink system could expand the capacity of communications and greatly improve the rate of data transmission. However, the technology of channel estimation is very significant for synchronization and signal detection, and it has an important influence on related demodulation and can improve the performance of the receiver system.

Firstly, this article briefly describes the development of LTE technology and its related background, and summaries the current study and the commercial status of the LTE system, and then makes an overview of the basic principles of the physical layer protocol. OFDM technology and the multiple input multiple output antenna technology are simply described, after that, discussions and presentations about the wireless channel characteristics and common fading channel model are made on the mobile communication system. Secondly, the summarize and some derivation of OFDM channel estimation algorithms in the downlink LTE system are carried out, which contain least squares algorithm, the estimation algorithm based on the criteria of minimum mean square error and the common channel estimation method based on Discrete Fourier Transform, and then it introduces several channel interpolation algorithms. And after the introduction of the virtual carrier, the simulation and comparative analysis are carried on traditional channel estimation method and the DCT-based channel estimation algorithm.

And then several simulation plans are made for the better window program, and in order to mitigate the impacts of edge effects, the edge value repetition method is used to compensate for the channel response on the missing virtual carrier. This article focuses on an optimization estimation method based on wavelet decomposition. After the simulation compared with other related algorithms, simulation results show that the performance of the method based on wavelet decomposition is better than the performance of the traditional DFT algorithm. The traditional estimation algorithm and the proposed channel estimation algorithm are also simulated in the MIMO antenna system of LTE, and the simulation results and further analysis indicate the performance gain of the multi-antenna system and verify the

validity of the channel estimation methods.

Finally, through the comparison between DCT algorithm and DFT algorithm, a channel estimation algorithm of wavelet decomposition joint with discrete cosine transform is proposed, which makes use of DCT / IDCT to replace the traditional IDFT / DFT operation. The algorithms are simulated respectively in the LTE single antenna system and MIMO antenna system, and the simulation results depict that the performance of the optimization algorithm is better than the algorithm based on wavelet decomposition.

Key words: LTE; OFDM; Channel estimation; wavelet decomposition; discrete cosine transform

第1章 绪论

1.1 LTE 技术的发展与背景

1.1.1 无线通信系统的发展

从 19 世纪末首次无线通信实验的开始,移动通信经历了长足的发展,也渗入到人们生活的各个方面。起初的通信系统采用的是频分多址的接入技术,核心是模拟的语音信号技术。随着 20 世纪 80 年代数字移动通信的出现,模拟通信网络的容量已经跟不上用户的需求,随着数字技术的发展和成熟,推动了第二代 GSM 移动通信系统的发展,采用码分多址(Code Division Multiple Access, CDMA)和时分多址(Time Division Multiple Access, TDMA)接入技术,主要传输数字语音信号,促进了系统容量的增加,业务服务质量上的提高,也促进了真正意义上的数字移动终端的出现,为我们所熟知的 GSM 系统和 IS-95 系统就是其中典型的应用。在 2G 和 3G 通信系统之间还存在一种加强数据支持的被称作 2.5G 过渡的系统,它相对的提高了数据传输速率,改善了对频谱的利用率,如 GPRS 系统^[1]。

第三代移动通信技术主要涵盖了三种技术标准:WCDMA 技术,CDMA2000 以及我国提出的 TD-SCDMA 技术,目前已经在很多国家商用,为用户提供宽带移动服务,从技术层面来看,CDMA 仍是核心的技术,但是它向用户提供了更高的数据传输速率和带宽,随着国内 3G 系统的商用,各个运营商也相继推出了代表其宽带移动技术的数据解决方案^[1]。

2004 年 12 月 3GPP 正式提出并启动了 LTE 的相关研发工作,作为 3G 技术的后续演进方案,LTE 是在 3G 技术的基础上,为了降低系统和终端的复杂性和功耗,减少成本,用来支持电信行业后续发展而提出的下一代移动通信系统,它明确要求灵活的频谱分配,目前 LTE 系统支持 1.4MHz, 3 MHz, 5 MHz, 10 MHz, 15 MHz, 20 MHz 等几种带宽分配方式^[2]。

长期演进方案的主要技术指标包括要求更低的延时,更高的用户数据传输速率,优化分组,改善系统的容量并且降低成本等,其中当系统带宽为 20MHz 时,上行链路的峰值速率要求达到 50Mbit/s,同时下行链路支持的峰值速率也要求达到 100Mbit/s^[3]。

第三代移动通信系统已经演进到 LTE 阶段,但是技术并不会就此停止进步,它会紧随用户需求的变化而继续向前演进,LTE-Advanced 就是 LTE 技术的后续研究之一,于 08 年 6 月份完成的 LTE-A 的技术报告中就提出了下行支持的峰值速率要达到 1Gbit/s,上行峰值速率达到 500Mbit/s 的更高的需求,将无线宽带接入技术融合进移动通信系统中,充分利用现有的无线频谱^[4]。LTE 演进方案支持的最大的系统带宽为 20MHz,同支

持 5MHz 带宽的 CDMA 技术相比,降低了实现的复杂度,同时为了得到更快的数据速率和更低的时延, LTE 在物理层采用了崭新的系统架构和很多新的技术。

1.1.2 LTE 发展的现状

随着今年在西班牙巴塞罗那召开的世界移动通信大会 MWC (Mobile World Congress) 的落幕, LTE 商用计划再次成为了话题的焦点,各个设备商和终端提供商都相继展示了其未来几年的发展方向,其中就不乏 LTE 的手机终端,智能平板产品,随着用户对便携,快速数据量传输要求越来越高,下一代 LTE 移动通信系统以其特有的高速,大容量的重要性,被越来越多的国家和厂商所重视,可以有效的改进移动网络运营商的服务质量和满足用户间不断提高的业务需求。

目前,世界上主要的设备提供商都在积极的增加对 LTE 技术的研发投入和继续引领 LTE 产业的发展,基于不同频段和制式场景的端到端解决方案也相继被提出并投入应用,截止目前全球范围内已经有多个国家和地区部署了 LTE 商用网络, LTE 系统的优异性能已经在实际的商业应用中得到了验证。全球各个主流运营商也都积极的参与其中,分别部署其相应的升级演进方案,为客户提供更高的数据传输速率和更加稳定的解决方案。移动通信目前正快速增长着,而长期演进方案就可以为终端用户提供更高标准的速率,更好的通话质量和更加简单的操作。

LTE 支持 TDD 和 FDD 两种双工方式,而其中 TD-LTE 制式是由我国主导的 4G 标准之一,除了 FD-LTE 和 TD-LTE 之外, LTE 技术和 3G, WLAN 的融合也是各个运营商的主要组网方案。目前为止, FD-LTE 技术已经在欧洲,北美地区,和亚洲的日本等国家和地区进行了商用,在瑞典,德国,挪威等国家采用的 LTE 方案的网络性能都到达了不错的水准。由我国主导的 TD-LTE 解决方案也已经在杭州等地开始了大规模现场测试,不久也将在多个城市试点商用,随着 LTE 技术进入实质意义上的规模商用,移动通信的发展将进入新的阶段。

长期演进计划是移动通信系统为了满足日益增长在移动性和更高的多媒体应用质量上的需求,主要的技术指标包括要求更低的延时,更高的用户数据传输速率,优化分组,改善系统的容量并且降低成本等,在现有基站规划不改变的情况下,增加小区边缘的信号质量和传输速度,支持现有 3G 系统^[4]。

1.2 信道估计研究的意义和现状

在无线通信系统中,由于无线信道具有较大随机性的特性,导致信号在传播过程中会产生相位的偏移和幅度的变化,继而产生符号间干扰等,当信号经过无线衰落信道后需要在接收端进行解调恢复,此时就需要信道估计来确定信道的相关信息,所以研究较为精确的信道估计方案对相关解调而言有着重要的意义,信道估计的精度将会直接影响到整个通信系统的性能^[5]。

信道估计的实质就是对发送端与接收端之间的信道频率响应进行估计,接收机可以通过信道估计的处理得到无线信道完整的冲激响应,在信道均衡时信道估计也常被用来降低符号间的干扰,在接收端,最大似然检测和分集技术都需要通过相应的信道估计技术来降低接收错误率,实现最佳的信号接收^[6]。

关于传统的基于 OFDM 的信道估计方法,目前已经有很多经典的算法和研究方案。很多文献中均对传统的信道估计方法有了较深入的研究,一般来说将信道估计的方法分为这么几类:一类是基于导频的信道估计算法^[7],利用接收端已知的参考信号的响应值来对整个信道进行估计,这类方法应用比较广泛,但是传输导频符号会造成传输速率降低,带宽利用率低,这类方法中按照参考信号结构的不同又可分为基于块状导频的估计算法和基于梳状导频^[8]的估计算法,以及本文将要采用的基于散列二维分布的导频结构的估计算法。一类是盲信道估计算法^[9],这类算法通常需要事先知道信道相关的先验信息和统计特性,通过这些信息预估计出信道响应值,因为不需要利用导频参考信号,带宽利用率比较高,但是这类算法的计算复杂度一般都很高,在实时性要求很高的 LTE 系统中有一定的实用限制。

而具体到算法本身,很多文献也提出了各种不同类型的算法,常用的基于导频符号的信道估计算法有针对时域和频域的最小二乘算法^[10],基于最小均方误差准则的 MMSE 算法^[11]及其改进的 LMMSE 算法,同时还有基于 DFT 的变换域信道估计算法^[12]和基于特征值分解的信道估计算法^[13];而盲信道估计算法有基于子空间的盲估计算法^[14],还有基于最小均方 LMS 算法^[15],递归 RLS 算法^[16]等自适应方案的信道估计方法,同时对于需要引入虚拟子载波^[17]的 OFDM 系统,还有相应的信道估计研究,有利用最小二乘估计来替换虚拟载波的边缘处的部分载波置换的方法^[18],采用边缘重置方法转移不连续的信道响应造成的干扰^[19],对空载波处进行迭代 DCT 处理的估计算法^[20]等。

1.3 本文主要工作和章节安排

本文首先介绍了 LTE 的背景知识及其相关的标准,描述了其中关键的物理层技术和多输入多输出的天线技术;通过对无线信道相关特性和参数的描述,简单介绍了本文所采用的空间信道基本模型;通过分析和对比普通导频插入模型,对基于 LTE 系统下行链路的导频结构,主要是小区参考信号的结构作了简单介绍。对常用 OFDM 信道估计算法作了简单介绍和推导,对虚载波的引入及其产生的影响作了简单阐述和仿真分析。

在通过仿真对比并选取合适的加窗方案后,给出了一种基于小波分解的优化算法进行信道估计,然后同传统的信道估计算法进行了性能比较,同时进一步给出一种以离散余弦变换取代 DFT 运算的优化估计方法,将信号转换至变换域进行降噪处理,并同之前提到的信道估计算法进行仿真比较。

最后将给出的信道估计算法引入到多天线系统中,采用 2 发 2 收空频编码模式(SFBC)进行仿真,进一步验证算法在 LTE 下行系统中的可行性。

本文的主要章节结构安排:

第一章首先概述了无线通信系统的演进历史以及目前 LTE 技术的发展现状,对进行信道估计的目的和意义及其研究的现状做了简单的介绍。

第二章首先对 LTE 系统的物理层协议和 OFDM 中采用的基本技术进行简单的介绍,然后简述了通信系统中无线传播信道的基本特性和常见衰落模型,最后对本文仿真使用空间信道的模型及相关参数进行了简要的介绍。

第三章首先介绍了 LTE 下行链路的参考信号模型,对文中将要采用的导频结构进行了简单描述,接着对传统的基于参考信号的信道估计方法和常用的数据插值算法做了简单的介绍,并通过对引入虚载波的处理,对常见参考信号位置的信道估计性能进行了仿真分析。

第四章首先介绍了小波变换的概念,对已有研究中小波分解细节分量和噪声之间的数学关系进行了简单推导,然后对常见的经验加窗方法进行了仿真对比从而选取合适的方案应用,最后针对传统的 DFT 估计算法给出基于小波分解的优化估计算法,在单天线和 2 发 2 收多天线系统下分别进行了仿真分析。

第五章首先将传统 DCT 算法引入虚载波处理后应用到 LTE 下行信道估计中,将其同传统 DFT 算法进行了性能仿真比较,然后尝试引入一种基于离散余弦变换联合小波分解的信道估计算法,并将其同基于小波分解的优化算法进行了仿真分析和性能对比,最后采用 SFBC 编码 2 发 2 收的天线模型对给出的信道估计方案进行仿真验证与分析。

第2章 LTE 系统下行常用技术和无线信道特性

LTE 系统下行链路采用正交频分多址接入方案（Orthogonal Frequency Division Multiple Access, OFDMA），上行链路则采用的是单载波频分多址接入方案（Single Carrier Frequency Division Multiple Access, SC-FDMA），这些多址方案的使用保证了传输的用户数据间的正交性，降低了系统间的干扰。通过对网络的扩展性的改善，减少网元的数量，最大程度的降低时延来增强系统网络的容量。在下行链路方案中，20MHz 的带宽下采用 2 发 2 收的多入多出天线（Multiple Input Multiple Output, MIMO）技术，提供的用户数据速率峰值最高可达 150Mbit/s，如果采用 4 发 4 收的天线收发技术，用户数据传输速率最高可达 300Mbit/s^[3]。通常下行的物理信道^[21]被分为以下几种类型：物理下行共享信道 PDSCH，物理广播信道 PBCH，物理多播信道 PMCH，物理控制格式指示信道 PCFICH，物理下行控制信道 PDCCH，和物理 ARQ 信道 PHICH 等，而本文的研究就是基于 PDSCH 信道，这是 LTE 系统下行信道主要的数据传输承载媒介^[22]。

2.1 LTE 系统常用技术

2.1.1 LTE 系统的物理层协议

LTE 接入网有 3 个层次的协议结构^[1]，物理层位于最下层，向上层传输数据服务，LTE 系统上行链路采用单载波频分多址接入技术，下行链路采用基于循环前缀（Cyclic Prefix）的多载波正交频分多址接入技术。同时为了采用更加灵活的频谱分配方式，支持时分双工（FDD）和频分双工(TDD)两种双工方式。

LTE 系统使用无线帧来传输数据信号,1 个帧的长度为 10ms，在图 2-1 所示的 FDD 帧结构中一个无线帧又可分为 10 个 1ms 的子帧（subframe），每个子帧又分为两个长度为 0.5ms 的时隙（slot），时间单位 T_s 定义为 $T_s=1/(15000\times2048)s$ ，这样一个无线帧长 $T_f=307200T_s=10ms$ ，而一帧又是由 20 个时隙组成，每个时隙长度为 $T_{slot}=15360T_s=0.5ms$ ，同时两个相邻的时隙又组成了一个子帧^[21]。

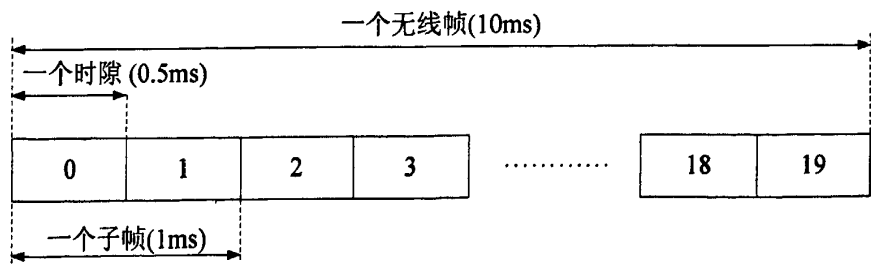


图 2-1 FDD 帧结构^[21]

在图 2-2 所示的 TDD 帧结构中，一个无线帧长也是 10ms，它又被分为长度 5ms 的两个半帧，每个半帧又可以分为 5 个长为 1ms 的子帧，每个子帧由两个时隙组成，每

$2048 \times 15 \text{kHz} = 30.72 \text{MHz}$ ，本文后面仿真所采用的参数都是基于信道带宽为 20MHz ，循环前缀(CP)的长度为 144，传输的资源块为 100，采样频率为 30.72MHz 的条件下的。

2.1.2 OFDM 技术的基本原理

图 2-3 是常用 OFDM 系统基带模型^[6]，发送端的数据在经过信道编码，交织和加扰后，采用 QAM 调制或者 QPSK 调制后将得到的频域信号进行串并转换并且调制信号后形成 N 路子数据流并行传输，子数据流的速率是转换调制前的 $1/N$ ，这样可以使符号周期比信道的时延扩展大的多，提高了抗多径衰落和干扰的能力，然后放置适当的参考信号后经过 IDFT 变换（离散傅里叶逆变换），插入保护间隔后就得到长度为 N 的 OFDM 符号，一般的，保护间隔的长度应该大于最大多径时延扩展的长度，以避免由多径效应带来的符号间的干扰，其中 n 取值范围 $(0 \leq n \leq N-1)$ 表示的是时域标号， k 取值范围 $(0 \leq k \leq N-1)$ 表示的是频域标号^[4]。

假设发送信号 $S(k)$ ($k = 0, 1, \dots, N-1$)，经过离散傅立叶逆变换后生成信号 $s(n)$ ， $s(n)$ 经过信道到达接收端，接收到的 OFDM 符号 $r(n)$ 可以表示为：

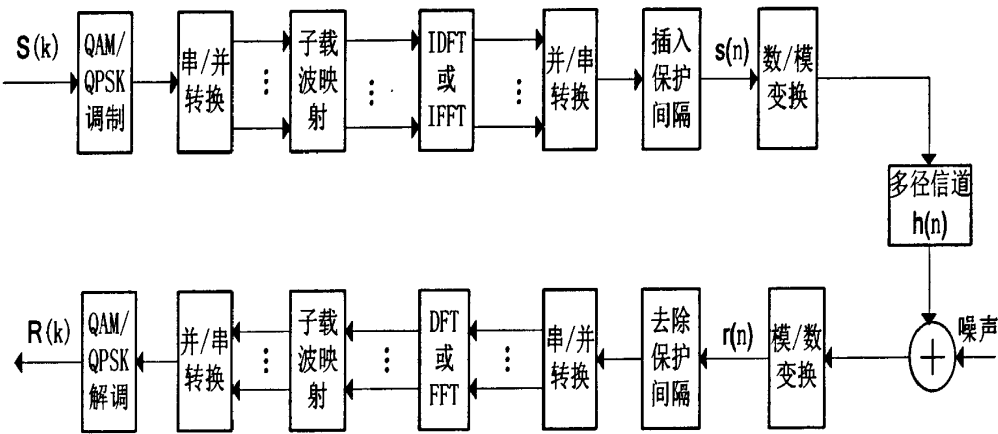


图 2-3 OFDM 系统基带模型

$$r(n) = s(n) \otimes h(n) + w(n) \tag{2-1}$$

式中 \otimes 表示的是进行卷积操作， $h(n)$ 是信道的冲激响应， $n = 0, 1, \dots, L-1$ 。 L 表示信道冲激响应长度， $w(n)$ 表示高斯白噪声。在接收端 $r(n)$ 经过快速离散傅立叶变换得到的频域信号 $R(k)$ 可以表示为^[12]：

$$R(k) = S(k)H(k) + W(k), (k = 0, 1, \dots, N-1) \tag{2-2}$$

式中 N 表示一个 OFDM 符号中频域子载波数， $H(k)$ 表示子载波索引 k 处的信道频域响应， $W(k)$ 表示加性高斯白噪声。传统的基于 OFDM 系统的信道估计就是要估计出信道频域响应值 $H(k)$ ，而后通过信道估计来减弱信道间的干扰和影响，最终目的是为了解调出较为准确的发送信息。

用向量的形式简化表示式 (2-2) 可得到^[12]：

$$R = SH + W \tag{2-3}$$

式中加入高斯白噪声用向量 W 来表示, S 表示的是一个对角矩阵, 待发送的参考信号位于矩阵的对角线上, 可以表示为:

$$S = \text{diag}\{S(0) S(1) \cdots S(N-1)\} \quad (2-4)$$

R 表示的是接收的参考信号向量:

$$R = [R(0) R(1) \cdots R(N-1)]^T \quad (2-5)$$

H 表示导频位置的信道频域响应:

$$H = [H(0) H(1) \cdots H(N-1)]^T \quad (2-6)$$

已知矩形脉冲的频谱是 *Sinc* 函数, 如果基带采用矩形波, 则 OFDM 符号的频谱特性可被看成是在一定周期 T 内的 *Sinc* 函数同函数 δ 的卷积, 函数 δ 表示的是位于频域上不同的子载波所在的频率上的冲激函数的集合, 如图 2-4 所示 OFDM 调制后的频谱特性, 纵轴表示归一化的幅度, 横轴表示归一化后的频率, 函数的零点在频率方向上 $1/T$ 的整数倍的位置取得^[24], 当子载波频谱幅度取得最大值的时候, 其他的频谱幅度都为零, 各个子信道间避免了载波间的干扰。也就是当从各个频谱重叠的子信道中提取信息时, 不存在其他子信道间的混叠干扰^[6]。

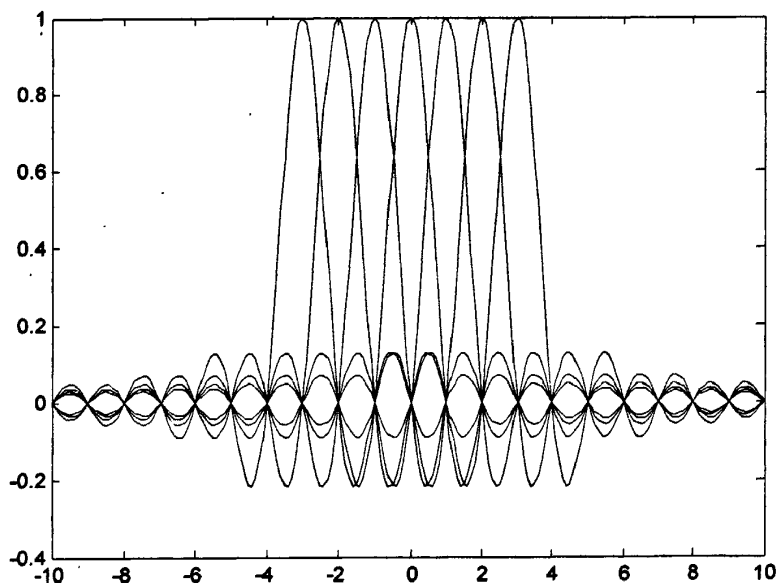


图 2-4 归一化处理后 OFDM 符号的频谱结构^[6]

LTE 系统在上行链路采用的是 SC-FDMA 多址方式, 下行链路采用的是 OFDMA 多址方式, 从具体实现上来说, 两者区别只是上行采用的技术在下行多址技术的基础上预先进行了 DFT 预编码的处理, 本文对 LTE 系统下行链路信道估计技术的研究就是以 OFDM 系统的模型为基础的。

2.1.3 循环前缀

OFDM 系统中一个关键的技术就是利用傅里叶变换后输入数据循环移位仍可清晰的分辨数据的特性,引入了循环前缀的概念。循环前缀就是把一个 OFDM 符号尾部一定长度的样点进行复制后放置到这个符号的最前面形成保护间隔,但要注意的是这个循环前缀(CP)的长度一般应该大于无线通信信道的最大时延拓展,以保证不会造成符号间的干扰,将多径分量产生的影响降到最低,相邻的几个 OFDM 符号复制插入保护间隔的示意图如图 2-5 所示^[6]:

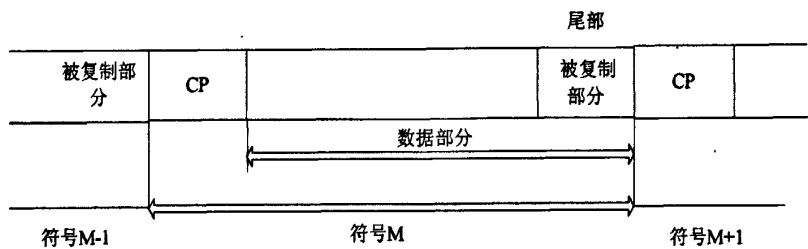


图 2-5 插入 CP 后的 OFDM 符号

如图所示,假设符号的数据部分长为 N_u , 符号尾部被复制为抽样保护间隔的长度为 N_{cp} , 则此信号的总长度为 $N_{cp} + N_u$, 假设信道的最大多径时延长度为 τ_{max} , 在接受端开始抽样的时刻 N_x 应该满足^[25]:

$$\tau_{max} < N_x < N_{cp} \tag{2-7}$$

此时, 前一个符号的多径分量的干扰就只存在于最大多径时延扩展长度内^[6], 但是当多径时延超过了保护间隔的长度时, 子载波间的正交特性就遭到了破坏, 多径效应造成误差的影响就比较大。在上面的总长度表示式中, 可以看出当符号的数据部分 N_u 很大, 即子载波数目很大的时候, OFDM 符号的周期远大于信号脉冲响应的长度 τ_{max} , 这时符号间的干扰就很小, 并且当保护间隔的长度大于信号脉冲响应长度时, 符号间干扰就几乎可以消除。同时, 由于循环前缀的插入, 对系统的信息传输速度和功耗都产生了影响, 一般要求保护间隔的长度要远小于符号的周期, 选择适当长度的循环前缀, 同时兼顾子载波间的间隔不能太低, 即保证了信息速率, 也能避免频偏和相位噪声。

2.1.4 同步技术

OFDM 系统中的同步通常包括帧检测, 载波频偏校正以及采样偏差和校正, 同步技术分为时间同步和频率同步, 时间同步是对时间偏移的估计和校正, 通常可以从信道估计的算法中提取有关时间偏移的信息, 完成定时和修正。而频率同步可以避免子载波间的正交性遭到破坏, 减小载波间的干扰, 在进行 FFT 解调前必须估计出载波频偏加以修正, 在实际的工程实践中, 整数频偏和分数频偏因为特性不同, 通常被分开进行估计和校正, 对无线移动通信系统来说, 无线信号是在时变信道传输的, 由于多普勒频移, 发

送端和接收端之间也会存在频偏，相位噪声等因素，子载波间的正交性往往都会被破坏，影响系统的性能，频率同步的重要性由此可见^[26]。

常用的同步方案主要基于循环前缀和参考信号的技术方案，由于 OFDM 系统中时域信道保护间隔由循环前缀来实现，而循环前缀中包含了可以用来定时同步的信息，可以加以利用，但是这种方法只能估计出分数频偏，精度有限；而基于参考信号的同步方案可以分为训练符号和导频的方案，其本质是相似的都是利用在特定的子载波处的参考信号进行时域和频域的同步校正，本文在仿真时就假设是理想同步以简化仿真的复杂度。

2.1.5 多输入多输出天线技术

LTE 系统的一个关键技术就是采用多输入多输出 (Multiple Input Multiple Output) 的智能天线技术，简单的说就是发射端和接收端使用多根天线进行收发通信，MIMO 的核心是将空域采样的两端信号，合成为多路并行传输的数据，扩大了信道的容量，并且可以采用分集技术来减轻多径传播的影响，保障通信的质量，降低误码率，当发射机和接受机两端都是采用多天线的阵列系统时，就可以增加系统的吞吐量^[27]，对提高频谱效率和优化无线通信系统信号传输性能发挥了很大的作用。目前，3GPP 长期演进方案 LTE 系统已经采用了多用户和多小区的多入多出天线技术。点对点的 MIMO 无线技术目前已经比较成熟，但随着移动通信技术的发展和用户需求的不断提高，高性能的无线通信方式就显得越来越重要，采用 MIMO 天线系统的原理如图 2-6 所示：

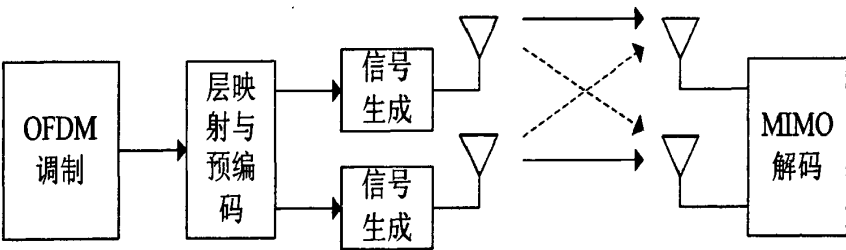


图 2-6 采用 MIMO 天线发射接收原理^[2]

在完成调制和相关映射后，基带会进行相关的 MIMO 处理，LTE 物理层支持多种不同的 MIMO 方案，通过实现层映射和预编码从而生成需要发送的 OFDM 信号的^[1]。假设 MIMO 天线经历的信道是平坦衰落信道，发送天线数为 N_t 和接收天线数为 N_r ，将信道用矩阵形式表示为^[28]：

$$H = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \cdots & h_{1N_t} \\ h_{21} & h_{22} & \cdots & h_{2N_t} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ h_{N_r1} & h_{N_r2} & \cdots & h_{N_rN_t} \end{bmatrix}_{N_r \times N_t}$$

(2-8)

如果用 y_{N_r} 表示接收信道，则 MIMO 系统的信号模型就可以表示成^[28]：

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ \vdots \\ y_{N_r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & \dots & h_{1N_t} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_r,1} & \dots & h_{N_r,N_t} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ \vdots \\ x_{N_t} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ \vdots \\ n_{N_r} \end{bmatrix} \quad (2-9)$$

其中, h_{ij} 表示的是当忽略时刻 n 时第 i 根发送天线到第 j 根接收天线的信道冲激响应。

数据流经过相应的编码和复用技术处理后形成 N_t 路并行传输的信息流, 通过发送端的相对应的天线发射出去, 经空间传播后被 N_r 个天线接收, 在接收端再通过信号处理等技术将接收到的信息流解码, 从而完成大容量的数据接收^[29]。MIMO 天线阵列技术结合相应的空时或空频编码技术能够明显的提高通信系统的容量, 而 OFDM 技术能够有效的抵抗多径衰落的影响, 二者结合应用使得 LTE 系统可以更加有效的减弱多径和噪声的影响, 提高通信系统传输的可靠性。

由于在无线通信系统中, 信号存在不同的传播路径, 这些路径之间也存在着互相干扰, 多径衰落比较严重, 然而可利用的频谱是有限的, 用户数量的增长和需求的提高, 就使得移动通信系统的容量也必须跟着增长, 将多输入多输出天线传输技术应用到 LTE 系统中就是基于这个考虑^[30]。

2.2 移动通信系统中的无线信道特性

2.2.1 无线信道的衰落特性

无线信道的性能制约着移动通信系统的性能, 在现实中, 无线通信传播的信道是非常复杂的, 在无线通信系统的发射机和接收机之间有很多的无线信道, 这些信道可能是直接传播的信道, 也可能是发射信道, 散射信道以及绕射信道, 如图 2-7 所示^[27], 经过各个路径的信号到达接收端的相位和时间都不一样, 相同相位的信号叠加后会增强信号能量, 不同的会减弱信号。

常见的无线信道的路径损耗模型有大尺度衰落模型和小尺度衰落模型。大尺度衰落主要是因为通信距离过长, 或者地理等外部因素的影响引起的, 而小尺度衰落是因为移动终端的位置变化, 信号散射等引起的, 这类模型根据衰落的统计特征的不同来区别定义, 从而区分信号经过无线信道期间的变化, 常见的模型有瑞利信道和莱斯信道两种模型。在信号传播过程中能量损失, 无线损耗等一些因素都会使信号能量衰减, 而小范围的衰落是由于在不同时间内, 发送信号经过时延和损耗后相继到达接收端而相互干扰造成的, 比如多径衰落就是由于发射机和接受机之间的多条路径引起的, 其衰落包络特性一般服从瑞利或者莱斯分布, 属于小尺度的衰落, 它会使得接收信号幅度包络随着时间而剧烈波动。而在 LTE 系统中, 由于子信道上的信号传输速率比较低, 使得符号周期比较长, 通常也将无线通信信道看作是平坦衰落信道。

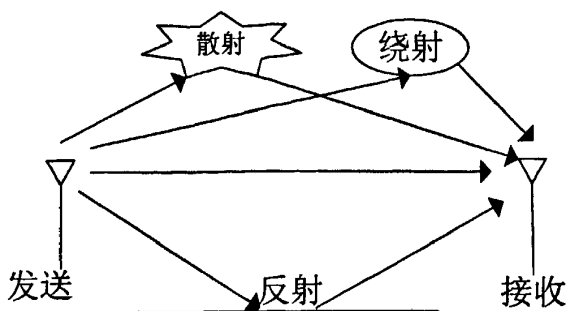


图 2-7 无线信道的传播模型

无线信号在传输过程中遭遇到通信距离过长、障碍物、地理因素等因素会引起大尺度衰落而造成信号能量的损失。接收信号的平均功率会随着通信距离的对数的下降而降低。用 P_t 表示发射信号的平均功率， P_r 表示接受端的平均功率，则平均路径损失（Path Loss）模型可以表示为^[29]：

$$P_r = C \left[\frac{d_0}{d} \right]^\gamma P_t \quad (2-10)$$

式（2-10）中， d 表示发射机和接收机之间的距离， β 表示的是有关发射天线的一些参考距离和相关频率的参数， γ 表示路径损耗因子， d_0 表示位于发射天线远场区的参考距离，上式也被称为对数距离路径损耗模型， C 表示与天线特性和信道平均损耗有关的常参数。如果在参考距离 d_0 为 d 的路径上计算相对损耗，上式可用分贝（dB）数表示为^[29]：

$$P_r(\text{dB}) = P_t(\text{dB}) + C(\text{dB}) - 10\gamma \lg\left(\frac{d}{d_0}\right) \quad (2-11)$$

无线信道中多径传播的特性会导致小尺度衰落的发生，小尺度衰落会造成信号幅度随时间变化快，频率扩散，时延扩展。造成小尺度衰落的主要因素有接收发射端的移动速率，信号的带宽，多径效应等^[26]。

小尺度衰落根据信号带宽，信道响应带宽等的不同可分成多种类型，常见的两类平坦衰落模型有瑞利（Rayleigh）分布和莱斯（Rice）分布信道模型。信号在无线信道中经过多径传输后会产生衰落，能量损失，小尺度衰落会使接收端的信号幅度产生快速的波动，所以也被称为快衰落。移动多径信道的衰落效应从时域上分析，接收信号是由发射信号和它的所有经历时延后的信号叠加而成，多径效应使得信号的带宽变大，发生时延扩展，这对移动通信系统来说，通常会引起多径时延扩展和频率选择性衰落，最终引起符号间的干扰，而多径时延扩展和多普勒扩展通常又会分别引起时间和频率上的色散。

2.2.2 多径时延扩展和多普勒频移

无线信道的多径传输特性通常会引起多径时延扩展，而平坦衰落和频率选择性衰落

就是由传输信号发生多径时延扩展引起的^[30]，如果无线通信系统中发射信号的带宽小于无线信道的带宽，并且信道增益和相位恒定，则经历的衰落为平坦衰落；如果在同样的条件下，发射信号的带宽大于无线信道的带宽，则信号经历的是频率选择性衰落，将会产生符号间的干扰。

相干带宽可以由时延扩展估计出来，它用于描述一个特定的频率区间，在此区间内的两个频率间具有强相关的信道增益，如果相干带宽定义为 B ，表示的是带宽频率相关函数大于 0.9，用 σ_τ 表示信道的均方根（RMS）时延扩展，则相干带宽可以近似的表示为^[29]：

$$B \approx \frac{1}{50\sigma_\tau} \quad (2-12)$$

如果将带宽频率函数定义为 0.5 以上时，此时相干带宽可以表示为

$$B \approx \frac{1}{5\sigma_\tau} \quad (2-13)$$

多普勒频移会导致频率扩散，使信号失真，而这些信号又受到发射信号的带宽的多普勒扩展的影响而失真加剧。发送信号的变化快慢与信道的变化是不同的，由此信道衰落又被分为快衰落和慢衰落。在发生快衰落的信道中，发送信号的周期要大于无线信道的相干时间，而在慢衰落信道中，发送信号的变化要比信道冲激响应的变化快的多，信号的周期比较短^[30]。

多普勒扩展是由多普勒频移引起的频率扩散，多普勒频移 f_d 的大小决定了多普勒扩展的大小，多普勒扩展通常用信道的相干时间来描述，它表示在强相关的条件下，两个瞬时时刻的信道冲激响应间的最大时间间隔。相干时间 T 可由下式表示^[6]：

$$T \approx \frac{1}{f_m} = \frac{c}{f_c \cdot v} \quad (2-14)$$

式 2-14 中， c 表示光速， f_c 表示载波频率， v 表示移动台的速度， f_m 表示最大多普勒频移。

多普勒频移和多径时延这两个参数又对参考信号结构的选取有着重要的影响，而参考信号形式的选取又对信道估计的精度有很大的影响。在多载波的通信系统中，发送信号通常是时间和频率上二维相关的信号，在信道估计时就需要在时域和频域两个方向上才能较为准确的得到信道信息。为了能够实时的追踪适应信道变化避免失真的发生，参考信号放置的间隔，需要满足奈奎斯特抽样定理，即参考信号在时间方向上的间隔应小于信道的相干时间，频率方向上的间隔应小于信道的相干带宽。

假设时间方向上的参考信号间隔为 T_r ，频率方向上的参考信号间隔为 f_r ，最大多普勒频移定义为 f_{\max} ，最大多径时延定义为 τ_{\max} ，则依据二维信号的奈奎斯特抽样定理可

知时频间隔应分别满足^[26]:

$$I_t \leq \frac{1}{2 \cdot f_{\max} \cdot T} \quad (2-15)$$

$$I_f \leq \frac{1}{2 \cdot \tau_{\max} \cdot \Delta f} \quad (2-16)$$

其中, T 表示一个 OFDM 符号的周期, Δf 表示子载波之间的间隔。实际上, 如果加入同步误差和其他一些因素的影响, 就需要对整个过程加大采样水平, 以得到更加精确的估计, 一般的需在时频二维的方向上分别放置满足抽样定理两倍数量的参考信号, 则此时的时域间隔 I_t 和频域间隔 I_f 分别为^[31]:

$$I_t \leq \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{2 \cdot f_{\max} \cdot T} = \frac{1}{4} \left(\frac{1}{f_{\max} \cdot T} \right) \quad (2-17)$$

$$I_f \leq \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{2 \cdot \tau_{\max} \cdot \Delta f} = \frac{1}{4} \left(\frac{1}{\tau_{\max} \cdot \Delta f} \right) \quad (2-18)$$

上式考虑的是信道的多普勒频移和多径时延取得最大值的情况, 实际中常需要足够的参考信号数量, 使得信道估计能够及时适应时域和频域方向上的变化。

2.3 无线信道的衰落模型

2.3.1 瑞利衰落信道模型

瑞利衰落模型描述了当无线信道中含有很多的散射路径, 没有直射或者含有强信号的传播路径时的衰落特性, 接收信号由随机多相位的多径信号相互独立在接收端叠加合成, 表现为大量独立的随机信号的叠加^[32], 由中心极限定理可知, 叠加后的信号为独立同分布的均值为 0, 相位服从均匀分布的高斯信号, 其幅度随机分布, 信号包络满足瑞利分布特性, 概率密度函数可以表示为^[29]:

$$f(a, \varphi) = \frac{a}{2\pi\sigma^2} \exp\left(-\frac{a}{2\sigma^2}\right) \quad (2-19)$$

式 (2-19) 表示的是衰落特性幅度 a 和衰落相位 φ 的联合概率密度函数, σ^2 表示包络检波之前的接收端的信号幅度包络的平均功率, 其中相位 φ 满足均匀分布特性, 幅度包络 a 满足瑞利分布。

2.3.2 莱斯衰落信道模型

莱斯衰落模型描述了在无线信道传输过程中信号经过直射路径传播或者信道中有一条信号能量很强的路径的情景, 其信号包络满足莱斯 (RICE) 分布特性, 这个信道中信

号的合成是由信号直射分量和经过多径散射后的信号分量叠加而成的，若衰落幅度 a 满足莱斯分布的特性，则概率密度函数可以表示为^[29]：

$$p(a)=\frac{a}{\sigma^2}\exp\left[-\frac{(a^2+A^2)}{2\sigma^2}\right]I_0\left(\frac{aA}{\sigma^2}\right)$$

(2-20)

上式中， a 表示信号的包络幅度， A 表示信号最强的主径的幅度； I_0 是内塞尔函数（修正的零阶第一类贝塞尔函数）。莱斯分布的信道建模用参数 K 描述， K 表示直射路径能量与散射路径能量的比值，（ $K=A^2/\sigma^2$ ，定义为直达信号与散射信号功率之比。）当 K 趋近于零时，莱斯分布就转变为只含散射路径能量的瑞利分布模型^[31]。

2.4 空间信道模型

空间信道模型（SCM）是由 3GPP 开发的通用的接近实际的 MIMO 空间信道模型，是一种在几何学基础上的随机信道模型^[28]，可以用来研究多输入多输出天线系统的仿真，这类模型的原理就是利用信道中随机分布的散射体，当发送信号被这些散射体反射后产生的射线累加，就能够得到所需要的信道增益。

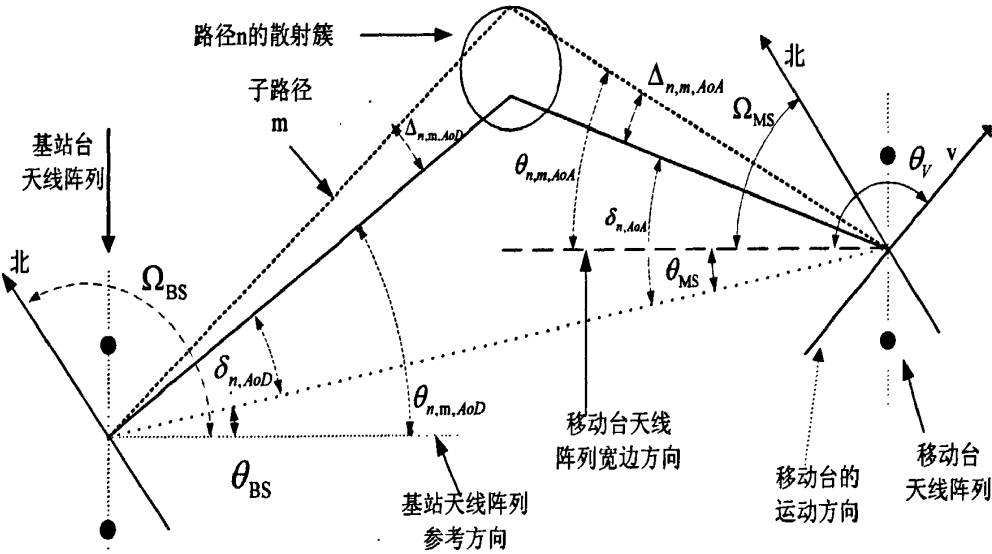


图 2-8 SCM 信道模型角度参数^[28]

SCM 信道模型定位于 2GHz 的中心频率和 5MHz 的带宽的信道仿真，其中聚集的散射体被分为 N 个簇^[33]，每一个簇都能产生一个时延路径，这个路径的功率随机产生。每个时延路径都含有 M 个不同发射角度和到达角度的子路径，在接收端各个子径叠加合成成为这条路径，由于子路径角度和相位的不同，时延路径的功率可能被增强，也有可能被削弱，图 2-8 中所示时延路径和它的子路径以及相关的各种角度参数如表 2-2 所描述：

表 2-2 SCM 信道模型角度参数^[28]

参数名称	具体描述
n	SCM 信道模型中散射体聚集成 的 散 射 簇 的 个 数 ， 取 值 1-N
m	由 散 射 簇 产 生 的 时 延 路 径 所 包 含 的 子 路 径 的 个 数 ， 取 值 1-M
Ω_{BS}	基 站（BS）天 线 阵 列 的 朝 向 ， 定 义 为 基 站 台 天 线 阵 列 参 考 方 向 与 北 向 之 间 的 夹 角
θ_{BS}	基 站 和 移 动 台（MS）之 间 的 直 视 径 相 对 于 基 站 天 线 参 考 方 向 的 夹 角
$\delta_{n,AoD}$	第 n 条 路 径 与 直 视 径 之 间 的 夹 角
$\Delta_{n,m,AoD}$	第 n 条 路 径 的 第 m 条 的 子 路 径 相 对 于 $\delta_{n,AoD}$ 的 角 度 偏 移
$\theta_{n,m,AoD}$	第 n 条 路 径 中 第 m 条 的 子 路 径 相 对 于 基 站 天 线 阵 列 参 考 方 向 的 绝 对 发 射 角
Ω_{MS}	移 动 台 天 线 阵 列 的 朝 向 ， 定 义 为 移 动 台 天 线 阵 列 的 法 线 与 北 向 之 间 的 夹 角
θ_{MS}	直 视 径 相 对 于 基 站 天 线 参 考 方 向 之 间 的 到 达 角（Angles of Arrival, AoA）
$\delta_{n,AoA}$	第 n 条 路 径 相 对 于 直 视 径 之 间 的 的 到 达 角
$\Delta_{n,m,AoA}$	第 n 条 路 径 中 第 m 条 的 子 路 径 相 对 于 $\delta_{n,AoA}$ 之 间 的 的 到 达 角 偏 移
$\theta_{n,m,AoA}$	移 动 台 第 n 条 路 径 中 的 第 m 条 子 路 径 相 对 于 基 站 天 线 阵 列 法 线 方 向 的 绝 对 到 达 角
v	移 动 台 的 速 度 矢 量
θ_v	移 动 台 的 速 度 矢 量 方 向 相 对 于 其 天 线 阵 列 法 线 方 向 的 角 度

传统的 SCM 信道模型支持城市微小区^[34]，城市宏小区和郊区宏小区 3 种典型的信道环境， 它们的路径数量都是 6 条径，每个路径的子路径的数量都是 20，由各条路径之间的统计特性可以得到路径的时延和角度等信道参数， 而 LTE 支持的最大系统带宽为 20MHz，由此把径内的时延拓展引入到 SCM 信道模型中，将时延路径的 20 个子路径划分为多个中径，与原来的主径相比增加了各种不同的时延，提出扩展的基于 SCM 的信道模型的概念，将原来支持的带宽由 5MHz 扩展到 20MHz，同时，采用固定的时延和角度等参数取代随机参数以降低仿真的计算量。

欧洲的 WINNER 组织在 SCM 模型的基础上提出了扩展的信道模型 SCME，把原来支持的带宽由 5MHz 扩展到 20MHz，载波频率由 2GHz 提高到 5GHzs，而 LTE 系统支持的最大系统带宽为 20MHz，所以仿真可以采用 SCME 信道模型，把径内的时延拓展（intra-path delay spread）引入到 SCM 信道模型中，将时延路径的 20 个子路径（这些子

路径合并组成一径)划分为多个中径 (mid-path), 这些中径与原来的主径相比附加了各种不同的时延, 这些子径结合后的衰落分布接近于瑞利分布, 同时为了保证产生的瑞利分布的合理性, 最小子径的路数应为 4。

SCM 模型为了保证参数的可变性, 通常由概率密度函数来定义参数值, 这样带来的计算量随着随机参数的增大而增大, 而扩展的 SCME 信道模型中, 设置一些固定的时延和角度等相关参数来降低仿真的计算量, 表 2-3 给出 SCME 信道模型的一些场景参数:

表 2-3 SCME 场景参数^[34]

场景		郊区宏小区场景		城市宏小区场景				城市微小区场景	
功率延迟 参数: 相对功率 (dB), 时延 (μs)	1	0	0	0		0		0	0
	2	-2.6682	0.1408	-2.2204		0.3600		-1.2661	0.2840
	3	-6.2147	0.0626	-1.7184		0.2527		-2.7201	0.2047
	4	-10.4132	0.4015	-5.1896		1.0387		-4.2973	0.6623
	5	-16.4735	1.3820	-9.0516		2.7300		-6.0140	0.8066
	6	-22.1898	2.8280	-12.5013		4.5977		8.4306	0.9227
角度参 数: AoA(deg) AoD (deg)	1	156.1507	-101.3376	65.7489	81.9720	76.4750	-127.2788	0.6966	6.61
	2	-137.202	-100.863	45.6454	80.5354	-11.8704	-129.968	-13.227	14.136
	3	39.3383	-110.959	143.186	79.6210	-14.571	-136.807	146.067	50.8297
	4	115.1626	-112.989	32.5131	98.6319	17.7089	-96.2155	-30.549	38.3972
	5	91.1897	-115.509	-91.0551	102.1308	167.6567	-159.60	-11.441	6.669
	6	4.6769	-118.0681	-19.1657	107.0643	139.0774	173.1860	-1.0587	40.2849
BS、MS 侧的总 角度扩展 (deg)		4.70, 64.78		7.87, 62.35		15.76, 62.19		18.21, 67.80	
总时延扩展 (μs)		0.231		0.841				0.294	
BS、MS 侧的路 径角度扩展 (deg)		2, 35		2, 35				5, 35	

2.5 本章小结

本章首先介绍了 LTE 系统中采用的一些关键技术, 对传统的 OFDM 技术以及同步和多天线技术做了简单的概括, 然后介绍了移动通信系统中信道的衰落特性, 简单介绍了常见的无线信道模型, 最后引出 LTE 系统仿真采用的空间信道模型。

第3章 LTE 系统下行信道估计算法

传统的基于 OFDM 系统的信道估计方案为了获得较为准确的信道信息，需要在接收端进行信道估计，为了便于快速估计出相应的数据，需要在发送信号中插入适量的参考信号，然后通过参考信号的信道响应采用相应的技术估计出信道的全部响应。而由于选取的参考信号形式与结构的不同，对信道估计的性能和精度会有较大的影响，同时参考信号的间距要适当，即要及时的适应信道变化又要保证传输的效率。

3.1 LTE 系统下行参考信号结构

传统 OFDM 系统常见的导频形式由插入方式的不同主要有块状导频，梳状导频和散列分布的导频结构，如图 3-1 所示^[8]：

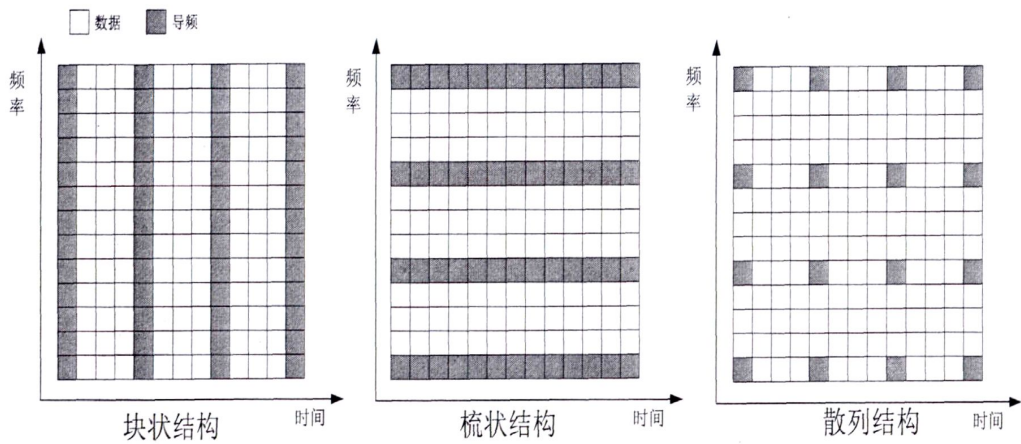


图 3-1 常见的三种导频结构

块状导频在时域上是不连续的^[35]，它以固定周期间隔插入导频，在频域上拥有如图所示的连续的导频序列，这样的导频插入模式在信道估计时于接收端处，不需在频域方向进行插值就可得到信道响应，可有效对抗频率选择性衰落信道，同时由于其时域上的不连续性，对于时间快变比较敏感，适用于慢衰落信道；梳状导频则在时间方向上是连续插入的，而在频率方向上则以一定间隔插入参考信号，所以这种导频结构善于追踪信道状态变化，对抗时间选择性衰落有着很好的效果；而散列结构的导频在时域和频域上都是散列分布的，本文仿真采用的 LTE 系统的小区参考信号就是散状的一种情形，这种形式的采用提高了频谱的利用率，但是对于相邻参考信号间隔中的有效子载波上的信道响应则需要通过采用合适的数据插值算法得到。

LTE 系统下行链路在物理层定义了信号在时域和频域的模式，以及 3 种类型参考信号及其使用的序列^[1]，这三种类型的参考信号包括小区专用参考信号（Cell-specific RS，CRS），对应于 MBSFN 传输的参考信号以及终端专用的 UE 参考信号。下行参考信号主

要用来信道估计和信道质量的检测，便于搜索小区和捕获信号。本文采用小区专用的参考信号来进行后续的信道估计算法研究和仿真。

LTE 系统物理层的下行参考符号(即导频)结构如图 3-2 所示，图中字母 R 所占的位置就是插入的参考信号 (Reference Signals) 位置，参考信号序列是由 gold 序列产生的伪随机序列，表达式为^[21]：

$$r(m) = \frac{1}{\sqrt{2}} * (1 - 2 * c(2m)) + j \frac{1}{\sqrt{2}} (1 - 2 * c(2m+1)) \quad (3-1)$$

其中：c(*)表示的是长度为 31 的 gold 序列。

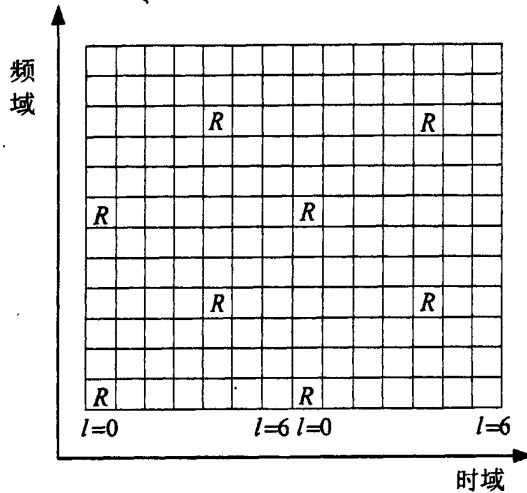


图 3-2 下行小区参考信号结构

在参考信号结构中，时域方向上每隔 6 个 OFDM 符号就有一个参考信号，而在频域方向上，含有参考信号的 OFDM 符号每隔 5 个子载波放置一个参考信号，而参考信号在包含它们的相邻两个 OFDM 符号中交错进行放置，这样使得频域方向每 3 个子载波中就包含一个参考信号^[42]可以用来进行信道估计和同步的校准。

在 LTE 系统下行时隙的结构中，在一个时隙内用一个资源栅格 (Resource Grid) 对其中传输的信号进行描述，而每个资源栅格包含了频域方向上的 $N_{RB}^{DL} \times N_{sc}^{RB}$ 个子载波和时域方向上的 N_{symb}^{DL} 个 OFDM 符号，如下图 3-3 所示的资源栅格结构中，参数 N_{RB}^{DL} 由下行链路传输带宽的配置来决定，需要满足条件： $N_{RB}^{min,DL} \leq N_{RB}^{DL} \leq N_{RB}^{max,DL}$ ，其中下行数据传输的最小的带宽为 $N_{RB}^{min,DL} = 6$ ，最大的带宽为 $N_{RB}^{max,DL} = 110$ ^[36]。一个天线端口上的资源栅格的最小单元是一个资源粒子 (Resource Element, RE)，在频域就表现为一个子载波，它由图 3-3 中所示的索引 k 和 l 唯一标识。一个时隙中所包含的 OFDM 符号的个数是由子载波间隔和循环前缀 (CP) 共同来决定的，本文的研究就是以常规循环前缀为基础的。

物理资源块被定义为物理信道到资源粒子 (RE) 之间的映射，一个资源块包含 $N_{symb}^{DL} \times N_{sc}^{RB}$ 个资源粒子，即在频域 180KHz 带宽内包含 N_{sc}^{RB} 个连续的子载波和时域方向

在一个时隙内 $N_{\text{symbol}}^{\text{DL}}$ 个连续的 OFDM 符号^[1]。

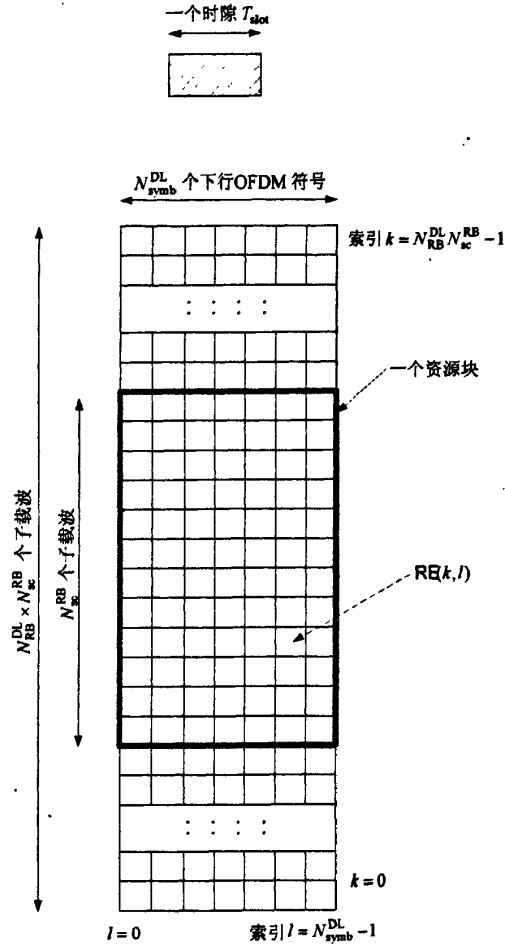


图 3-3 下行链路的资源栅格结构^[21]

3.2 基于参考信号的信道估计算法

在 LTE 系统中下行的接入方案采用 OFDMA 技术, 为了在接收端实施频域均衡就需要对信道的信息进行精确的估计, 传统的采用基于参考信号的信道估计算法主要包括最小二乘 (Least Square , LS) 算法, 最小均方误差 (MMSE) 算法和基于傅里叶变换 (DFT) 的信道估计算法等。

3.2.1 最小二乘算法

基于最小二乘的信道估计算法是最简单的估计算法^[37], 高斯白噪声和子载波间的干扰都会对它产生较大的影响, 但其复杂度很低只是精度不够, 去噪能力有限。本文参考信号位置的信道估计算法就是利用最小二乘 (LS) 算法获得, 首先定义一个代价函数^[38]:

$$P(H_{LS}) = (R - S \cdot H_{LS})^H (R - S \cdot H_{LS})$$

(3-2)

利用 LS 准则求得参考信号位置处的信道响应值 H_{LS} , 使得这个代价函数取值最小。对 H_{LS} 求偏导得:

$$\frac{\partial P(H_{LS})}{\partial H_{LS}} = \frac{\partial (R - S \cdot H_{LS})^H (R - S \cdot H_{LS})}{\partial H_{LS}} \quad (3-3)$$

式中 $(*)^H$ 代表厄米特转置矩阵, 其重要性质对于矩阵 A 来说, $A^H = A$, 于是上式经求导化简可得到

$$\frac{\partial P(H_{LS})}{\partial H_{LS}} = -2 \cdot S^H (R - S \cdot H_{LS}) \quad (3-4)$$

令上式等于零, 联合式 2-3 经推导可得 LS 估计 H_{LS} [38]:

$$H_{LS} = S^{-1}R = S^{-1}(SH + W) = H + S^{-1}W \quad (3-5)$$

从上式可以看出 H 表示的是真实的信道响应值, 而 $S^{-1}W$ 是噪声存在的干扰项, LS 估计很容易受到噪声 W 的影响, 但是 LS 信道估计的算法很简单, 因此受到了广泛的应用。

3.2.2 MMSE 算法

基于最小均方误差的信道估计算法的原理就是为了满足信道真实响应和估计出的值之间的均方误差值最小, 在估计过程中需要信道的先验统计信息的辅助, 参考信号 MMSE 估计的数学表达式可由维纳-霍夫方程得到, 假设信道响应间的误差定义 [35] 为

$$error = H_{fact} - \hat{H} \quad (3-6)$$

构造一个均方误差代价函数,

$$E(|error|^2) = E(|H_{fact} - \hat{H}|^2) = E[(H_{fact} - \hat{H})(H_{fact} - \hat{H})^H] \quad (3-7)$$

需要求得信道响应 \hat{H} , 使上述均方误差最小, 于是可以得到 MMSE 估计:

$$H_{MMSE} = R_{HH} (R_{HH} + \sigma^2 (SS^H)^{-1})^{-1} H_{LS} \quad (3-8)$$

式中: $R_{HH} = E(HH^H)$

基于 MMSE 的信道估计算法在进行求解时加入了对噪声的处理, 在同等条件下, 基于最小均方误差的信道估计性能比最小二乘估计的得到的性能要好的多, 但是前者的运算量太大, 涉及到矩阵的求逆运算 [35], 信道信息每次变化时就需要对所需矩阵重新求逆运算, 并且随着维数的增长, 求逆的运算量会越来越大, 具有很大的计算复杂度, 所以线性的最小均方误差算法在传统的 MMSE 算法基础上, 简化了其计算量, 在式 (3-12) 中将 $(SS^H)^{-1}$ 用期望值 $E\{(SS^H)^{-1}\}$ 代替, 可得到表达式 [35]:

$$H_{LMMSE} = R_{HH} (R_{HH} + \frac{\beta}{SNR} \cdot I)^{-1} H_{LS} \quad (3-9)$$

其中 I 表示的是单位矩阵, β 由信号星座类型决定的常数, 而对于采用 16QAM 调制时 $\beta=17/9$, 采用 QPSK 调制时 $\beta=1$ 。

3.2.3 基于 DFT 的算法

由前面章节介绍的基于最小二乘的信道估计方法可知，没有噪声干扰的信道响应值主要分布于低频位置，噪声分散在整个频域范围内，依据时域能量更加集中并且主要集中在多径时延扩展内的思想，采用基于离散傅里叶变换的信道估计算法，是将 LS 算法得到的信道响应通过 IDFT 操作转化到时域，然后在时域方向采用相应的滤波方法来滤除噪声^[39]，最后将处理后的时域信道响应经过 DFT 操作转换回频域，这样的操作同 MMSE 的方法相比降低了信道估计的复杂度。

常用的时域滤波的方法是保留时域前端循环前缀长度 M （含有主要能量部分）的响应值，将时域响应尾部 $N-M$ 个点置零，消除部分噪声的影响，但是这样也会将部分的信道能量也滤除掉，在高信噪比的情况下会影响估计性能，图 3-4 为常用的基于 DFT 估计算法的原理框图。

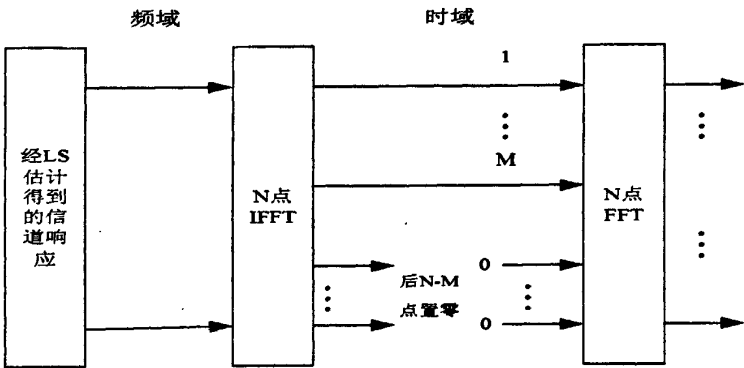


图 3-4 基于 DFT 估计算法的原理框图^[39]

3.3 数据载波位置的插值算法

如果参考信号间的间隔小于相干带宽，那么在得到参考信号位置处的信道频域估计后，就需要进行相应的插值处理从而估计出整个频域的信道响应，在频域均衡后就可恢复得到完整的信道信息。针对插值方法的不同，估计出的信道响应精度也是不同的，合适的内插方法可以更好的消除噪声的影响，内插出更加准确的数据，提高估计精度，但同时由于其依赖的参考信号的数量不同^[40]以及各个内插方法相对的局限性也会带来噪声地板误差的影响，通常随着参考信号数量的增加，内插效果会越好，数据的传输速率也会相应的下降。

3.3.1 一阶线性插值

常用的一阶的线性插值算法包括利用常值插值的算法和线性插值方法^[41]，线性插值就是利用前后两个相邻的参考信号位置处的信道估计值来线性内插出其间数据子载波位置的信道响应值，而常值插值方法其实是线性内插方法中的一种情况，它用一个参考信号处的信道响应值来估计其附近子载波的信道响应，前者其实是后者的一种特例，通常

用在处理边缘位置子载波响应的估计,常用的数据位置的线性插值估计方法可表示如下式^[42]:

$$H(k) = c_0 H_p(m) + c_1 H_p(m+1), mN_I < k < (m+1)N_I \quad (3-10)$$

其中, $c_0 = (1 - \frac{n}{N_I})$, $c_1 = \frac{n}{N_I}$, k 表示子载波间的索引, H_p 表示经最小二乘估计后

得到的参考位置处的信道估计值, m 表示参考信号的索引, $0 \leq n < N_I$ 是数据子载波内部的索引, N_I 表示参考信号之间的间隔。

经过线性插值得到的信道估计实现非常简单,但是对参考信号的间隔非常敏感,间隔太大的话,这种信道估计方法就不能及时的去跟踪间隔内信道的变化影响内插效果。

3.3.2 二阶高斯插值

二阶插值算法通常又被称作高斯插值算法,利用了连续 3 个前后相邻的导频处的信道估计插值得到位于它们之间的数据子载波的信道估计值,由于利用了更多的参考信号数据,插值后得到的数据也比一阶插值的效果要好^[39]:

$$H(k) = c_{-1} H_p(m-1) + c_0 H_p(m) + c_1 H_p(m+1), mN_I < k < (m+1)N_I \quad (3-11)$$

$$\text{上式中: } c_{-1} = \frac{1}{2} [\alpha^2 - \alpha] = \frac{\alpha(\alpha-1)}{2}$$

$$c_0 = 1 - \alpha^2 = -(\alpha-1)(\alpha+1)$$

$$c_1 = \frac{1}{2} [\alpha^2 + \alpha] = \frac{\alpha(1+\alpha)}{2}$$

其中 $\alpha = \frac{n}{N_I}$, n 表示参考信号之间的数据子载波的索引,取值范围为 $0 \leq n < N_I$ 。

同时需要注意的是,在利用二阶插值算法做信道估计时在信道响应序列刚开始的位置上,估计数据子载波的响应利用的是一阶线性插值。

3.3.3 基于 DFT 的变换域插值

由算法原理框图 3-4 与图 3-5 的比较可知,基于变换域的插值算法从原理上来说,同基于离散傅里叶变换的信道估计算法有相似的地方,但是它的思想是利用了信号处理中,对时域序列尾部补零相当于在频域进行内插处理的原理,这是因为对时域信号的处理使得想对应的频域信号间的抽样间隙缩小了,如下图 3-5 所示^[43],在得到参考信号位置处的信道响应值后,进行 IFFT/FFT 操作时,IFFT 转化前参考信号的信道脉冲响应长度为 M ,在时域进行相应的处理消除噪声后,然后在进行 FFT 转换的时候在时域补 $N-M$

个零，以便插值处理得到所需的 N 点长度的信道响应。

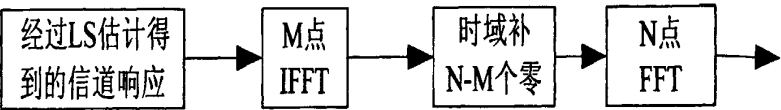


图 3-5 变换域插值算法流程

3.4 估计算法仿真与分析

3.4.1 引入虚载波后的分析与处理

传统的基于DFT的信道估计是通过离散傅里叶反变换，将LS估计出的频域响应转换到时域进行滤波或者相应的处理，来降低或者消除噪声的影响，然而LTE系统是以资源块（Resource Block）作为基本单位来分配资源的，对于一个物理资源块来说在频域方向上包含12个子载波，在表2-1（LTE参数表）中列出的不同的带宽参数中，比如对10MHz带宽下FFT点数1024，有效子载波数为600来说，它们的有效子载波的数目都可以被12整除，但是参考信号的总数却都不是2的整数次幂，为了减少干扰和滤波器设计的复杂度并且在做信道估计时可以利用基2的FFT快速运算，在对得到的参考信号位置的信道响应作处理的时候，需要添加一些空置的子载波即虚拟子载波，位于这些子载波中的导频就是虚拟导频，这样由于虚拟子载波的存在，使得在进行DFT处理的时候，满足2的整数次幂的要求以便使用快速算法，同时也可以利用虚拟子载波来作保护频带以避免系统间的干扰，但是这样一来，参考信号的分布就不再满足均匀特性，破坏了其间的正交性。引入的虚拟参考信号位置处信息的缺失，再加上噪声的影响，对信道估计的性能影响很大，由于DC子载波也是空置的不带任何数据，忽略它不会对信道估计算法造成很大的影响，所以本文后面的算法都假定忽略DC子载波的影响。

假设有效子载波数为 N_{used} ，两侧分别有数量相当的 $N_{used}/2$ 个子载波，中间位置为空置的虚拟子载波，如图3-6所示：

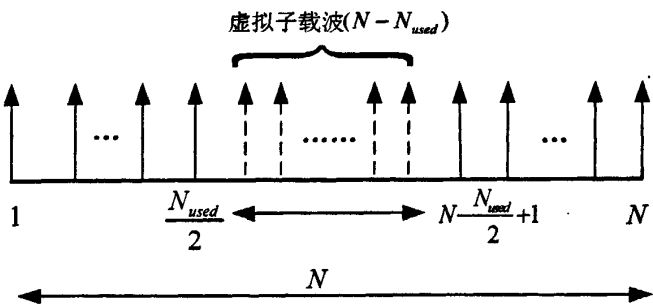


图 3-6 引入虚载波的结构示意图

已有的研究中对虚载波的影响也做了较详细的分析^[17]，当存在虚拟子载波时，有效子载波的数目和全部子载波的数目不相等，此时原来长 N_{used} 的信道信息将扩散到添加虚载波后的全部 N 个采样点上，这样经过离散傅里叶反变换，使得信号由频域转换到时域，

就不能利用时域信号能量更加集中的特性了。由于能量泄露，此时采用加窗处理就可能滤除部分信道能量，降低信道估计的性能，对于均方误差性能来说，当信噪比增加到一定阶段后就基本平稳，造成 MSE 平底现象。

由于虚拟子载波位置处信道响应的缺失，将会造成信道频域响应在有效子载波和虚拟子载波的边缘不连续，导致边缘效应影响估计精度。在参数为 20MHz 系统带宽，有效子载波数为 1200，FFT 点数为 2048 的情况下，对基于 DFT 方法的信道响应与理想信道响应进行仿真对比，如图 3-7 所示。

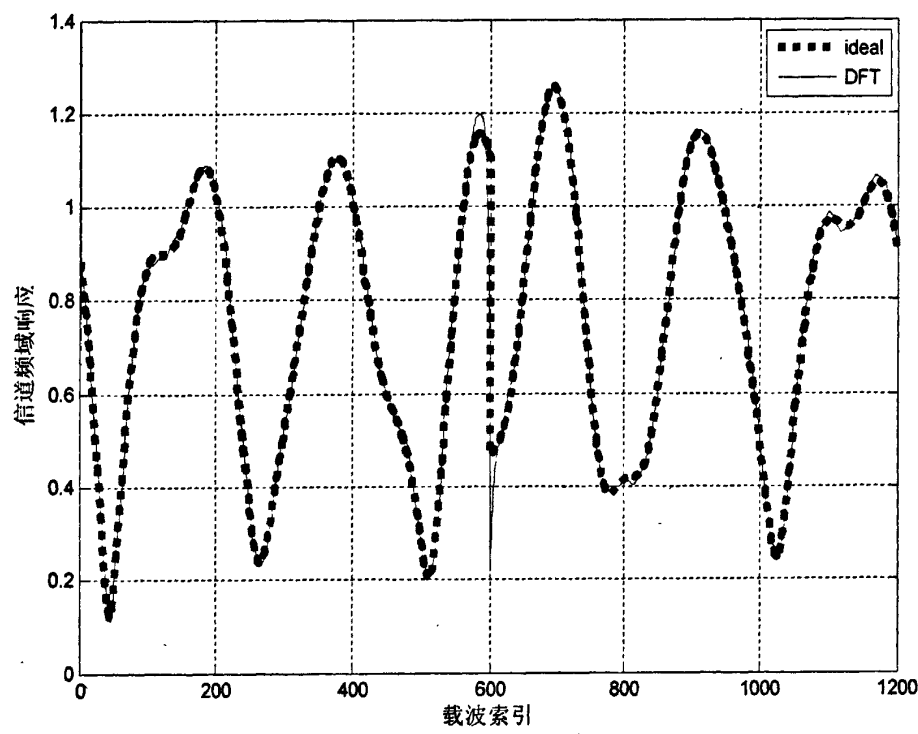


图 3-7 信道频域响应比较

由上图 3-7 可以看出，在有效子载波和虚拟子载波相邻的位置，即在子载波索引位置为 600 附近，基于 DFT 的信道频域响应与理想信道估计下的频域响应之间产生了偏差，出现了边缘误差^[19]，由于虚载波的影响使得信道冲激响应扩散至整个信道的采样点上，从而使时域多径能量发生泄露。

在添加了虚拟子载波的情况下采用基于 DFT 的估计算法容易造成误差，因为缺少虚拟子载波和参考信号处的信道信息，再加上的噪声的双重干扰，误差就会比较大。本文的信道估计方法在得到参考信号位置处的信道响应后，为了便于进行 FFT 操作而引入了虚拟参考信号，为了减弱这些虚拟参考信号带来的影响，采用了文献[19]提出了利用边缘有效载波的频域响应补偿缺失信道频响的方法，使用得到的 LS 估计中有效载波边缘的信道响应值重复赋值给原本空置的虚拟参考信号，以组成完整的信道频域响应长度。

如图 3-8 所示，与传统空置虚载波的方法不同的是， H_{left} 和 H_{right} 分别表示左右两端有效载波和虚载波相邻的位置处的信道频域响应。

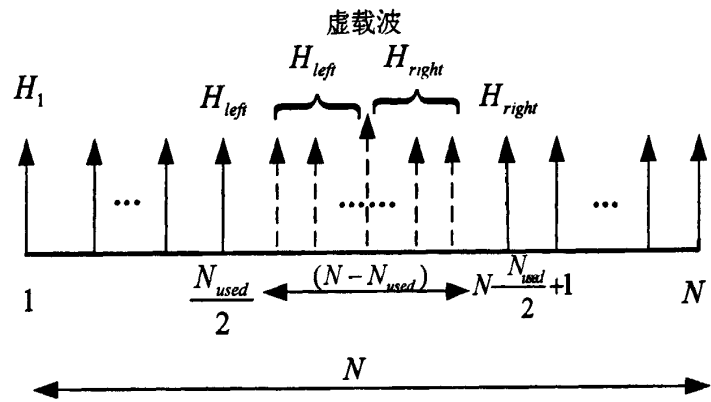


图 3-8 经过处理的虚载波插入示意图

经过补偿后的 DFT 信道频域响应与理想响应之间对比如图 3-9 所示，可以看出通过对缺失的信道频域响应的补偿处理，有效的减弱了与理想频响之间的误差，同时虚载波的加入也满足了 DFT 快速运算操作时的 2 的整数次幂的点数需求，但是这种补偿频域信道响应和传统的将虚载波置零的方法一样，并没有彻底消除边缘不连续的现象，只是将频域信道响应中不连续的位置从虚载波与有效载波的边缘转移到了虚载波的中间附近。

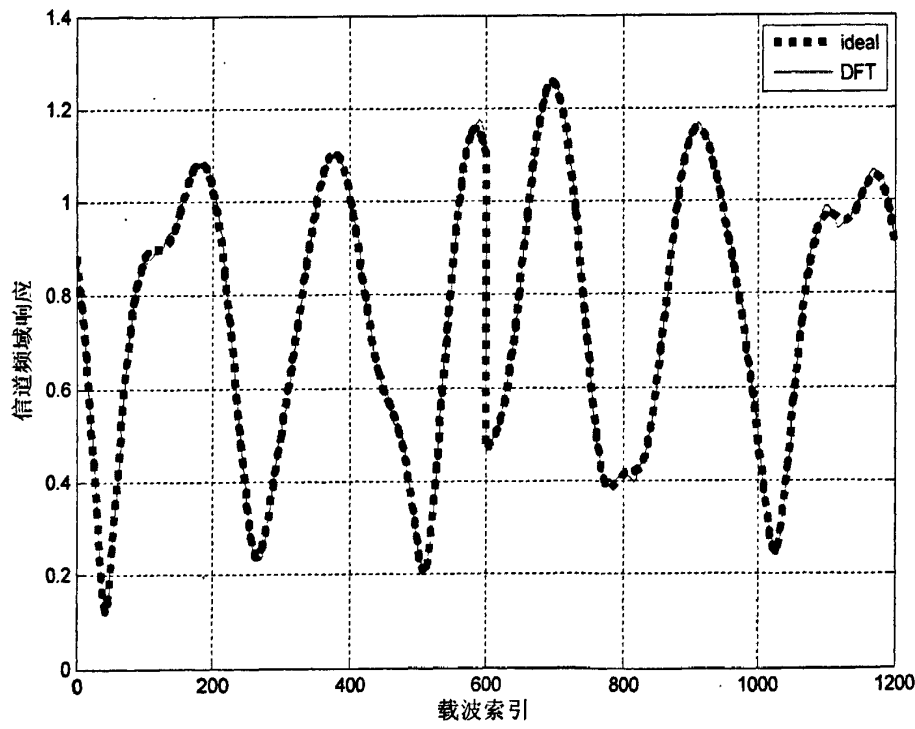


图 3-9 经过处理后的频域响应对比

3.4.2 算法仿真与分析

仿真主要对比了基于 LS 的估计算法，采用重复边缘处频域响应的 DFT 估计方法，传统的 DFT 信道估计算法和理想的信道估计算法，均方误差（MSE）可由下式定义^[43]：

$$MSE = \frac{1}{N} trace(E[(H - H_{ideal})(H - H_{ideal})^H])$$

(3-12)

仿真采用基于 LTE 系统的下行单天线扩展空间信道模型，使用城市微小区场景，仿真采用表 2-1 所示的具体参数：系统带宽采用 20MHz，调制方式采用 QPSK 调制，有效子载波数量为 1200，FFT 点数为 2048，CP 长度为 144，仿真结果如图 3-10 和 3-11 所示。

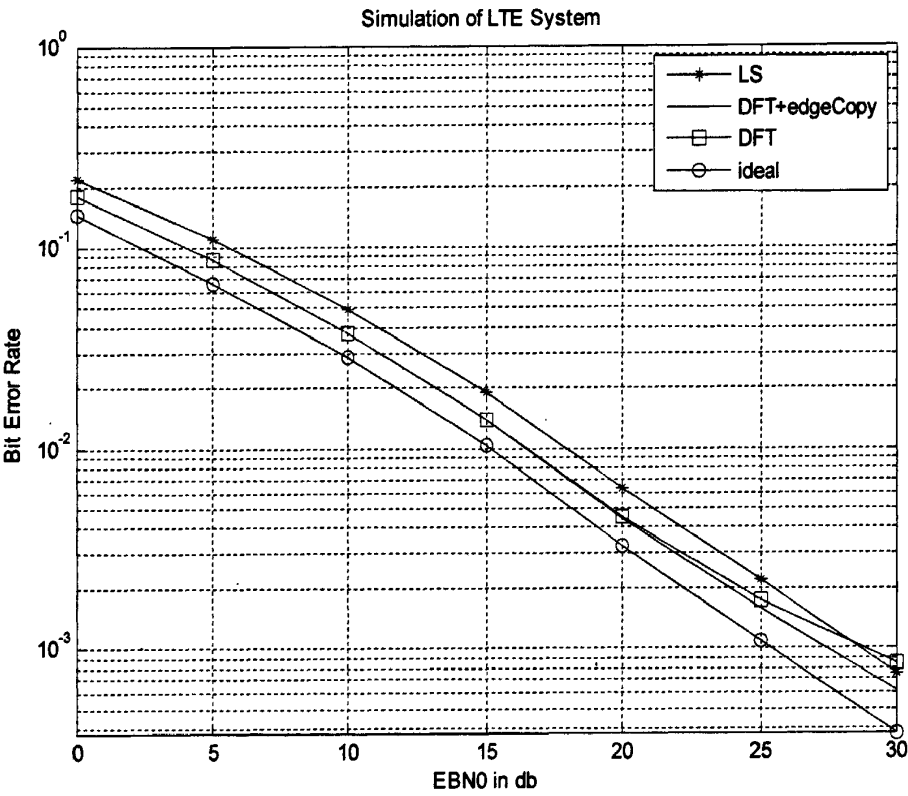


图 3-10 信道估计算法的 BER 比较

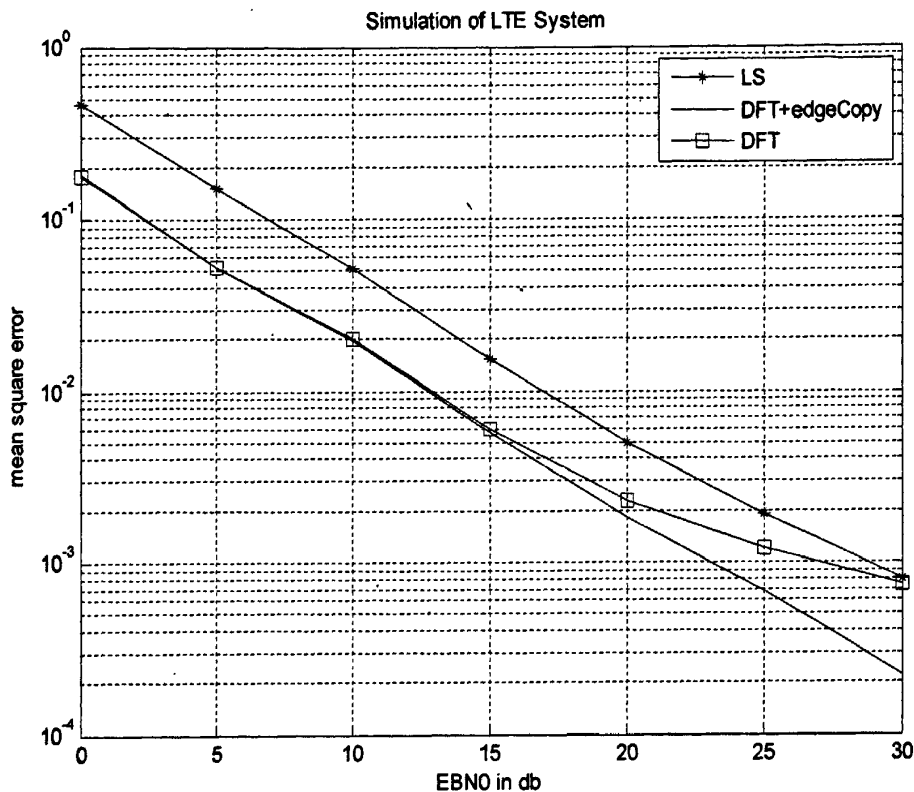


图 3-11 信道估计算法的 MSE 比较

从仿真结果图 3-10 和图 3-11 可以比较清晰的看出，采用基于 LS 的信道估计虽然算法简单，但是由于受噪声影响较大，精度受到限制；传统的 DFT 估计方法由于采用空置虚载波的处理，在低信噪比的情况下，虽然性能比 LS 算法有所提高，但是随着信噪比的升高，误码率性能下降，均方误差性能出现了平底的趋势，这是由于虚载波的引入导致多径能量扩散至信道响应尾部，此时再使用传统的保留 CP 长度的方法就可能舍弃尾部的有效能量，能量损失较大；而对虚载波处信道响应补偿后的 DFT 估计方法比较有效的转移了边缘效应的影响，均方误差的平底现象得到抑制，得到了较为准确的估计效果。

3.5 本章小结

本章首先介绍了传统的信道估计方法以及对参考信号位置以外的数据载波位置处的插值算法，又对虚载波的引入进行了简单的分析，采用已有的研究中提到的补偿虚载波边缘频域响应的方法来弥补 FFT 运算的长度问题，通过仿真验证较好的减弱了边缘效应的影响。

第 4 章 基于小波分解的 LTE 下行信道估计算法优化研究

基于 LTE 下行参考信号结构的特殊性以及系统参数的要求,使得在利用传统的 DFT 算法时需要引入虚拟导频来满足快速计算的需求,而在虚拟导频边缘处经过 IFFT 转换后通常会产生高频分量,从而加剧了估计性能的恶化,本章在传统的 DFT 估计方法的基础上,引入小波分解和时域加窗的思想对噪声进行处理。

4.1 离散小波变换

小波变换是一种与信号和图像处理紧密结合的理论^[44],小波变换具有频率局部化和时间局部化的特性,它利用不同的分辨率来分析信号中的各种频率分量。频率局部细化的特性使得信号通过小波变换后可以清晰的分辨出信号的各个频率层次的分量,便于针对不同的需求对各分量作细节处理,而小波的时域局部化特性也便于信号分析定位其包络特性发生波动的位置,通过小波变换的平移和伸缩等运算对信号进行多尺度细化的分析后可以有效地提取出信号中的主要信息。

傅里叶变换是一种基于全局的时域或者频域上的转换^[45],经过傅里叶转换后,信号就转换成在单独的时域或者频域信号,处理范围有局限,而通过小波变换就可以在时频域上同时对信号进行处理分析,将信号分解为各种小波分量,这些分量小波都属于一个小波族。离散小波变换(DWT)就是将信号分解成尺度函数分量和小波函数分量,而一般来说,噪声主要存在于小波函数分量中。

小波分解去噪方法就是利用了其中的小波函数分量,也被称为细节分量。首先对信号进行分解,在每一层的分解中都可以将信号分解成对应的尺度函数分量和小波函数分量,其中噪声能量主要集中在细节分量中,通过寻求噪声功率和细节分量之间的关系进行阈值去噪。同时,离散小波变换还有相应的快速算法的实现,即快速小波变换(FWT),也被称作 Mallat 算法^[44],它揭示了 DWT 中相邻的尺度系数之间的重要关系,便于实际应用。

离散小波变换将信号分解成尺度函数分量和小波函数分量,用公式(4-1)表示为^[44]:

$$f(t) \approx f_{j+1}(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} C_j[k] \cdot 2^{j/2} \cdot \rho(2^j t - k) + \sum_{k=-\infty}^{\infty} D_j[k] \cdot 2^{j/2} \cdot \psi(2^j t - k) \quad (4-1)$$

$$C_j[k] = \sum_{m=-\infty}^{\infty} C_{j+1}[m] \cdot h_0[m - 2k]$$

其中:

$$D_j[k] = \sum_{m=-\infty}^{\infty} D_{j+1}[m] \cdot h_1[m - 2k]$$

上式中, $C_j[k]$ 表示离散小波变换将信号分解成的尺度函数分量的系数, $D_j[k]$ 则表示分解出的小波函数分量的系数, ρ 和 ψ 表示的是尺度函数和小波函数,通常可以将尺

度函数系数和小波系数看作是一对低通和高通滤波器的脉冲响应。

这样也可以将信道响应 H 通过小波分解后用尺度在 j 层上的尺度函数和小波函数来表示，如式 (4-2) 所示：

$$H = \sum_n C_{j,n} \phi(2^j t - n) + \sum_n D_{j,n} \varphi(2^j t - n) \tag{4-2}$$

其中 $C_{j,n}$ 表示信道响应经小波分解后的尺度函数 $\phi(2^j t - n)$ 的系数， $D_{j,n}$ 表示相应的高频部分的小波函数 $\varphi(2^j t - n)$ 的系数， n 表示数据序列中的第 n 个元素。

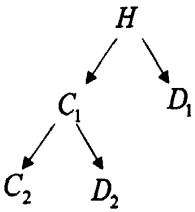


图 4-1 信道响应 2 层分解

如图 4-1 小波 2 层分解过程所示，信道响应经过 1 层小波分解得到尺度分量 C_1 和细节分量 D_1 [46]，然后对近似分量 C_1 进行第 2 层小波分解得到分辨率更高的尺度分量 C_2 和细节分量 D_2 ，基于小波分解的多分辨率的特性只是对每层分解得到的低频部分进一步的分解，而对高频部分则没有考虑。

常用的小波基函数有 Haar 小波，Daubechies 小波，SymletsA(symN)小波等，Haar 小波是最简单的一种小波函数，实质是一个阶跃函数；如果用 N 表示阶数，Daubechies 小波常被简写为 dbN，扩展性比较好，可以很灵活的解决由于提高能量集中度而带来的边界影响；symN 小波同 dbN 小波类似，但是具有更好的对称特性 [47]，更适合于处理图像重构时的相移。

基于小波分解的信道估计方法 [48] 就是由最小二乘法得到信号的频域响应后，经过 IFFT 变换在时域做小波分解处理，使其分解为尺度分量和细节分量，根据文献 [48] 和 [49] 提到的方法，寻找细节分量与噪声参数的数学关系，提取出噪声的门限，然后对时域信道估计进行阈值去噪，本章将要给出的优化算法在变换域的噪声处理也主要是借鉴这种方法，在小波分解得到的高频部分中主要是噪声分量，它的标准差的绝对值估计是比较稳定的，当信号是稳定规则的时候，分解出的高频信息在各个高频层中都能较为集中的体现，并且可以避免在计算信号边缘时候产生无用的信息，这种稳定性有助于信号分析。

由小波分解得到的细节分量是一组独立同分布的随机变量序列，假设用 Z 表示，如果用 σ_d 来表示随机变量 Z 的绝对值的中位数 [48]，则

$$\sigma_d = median(|Z|) \tag{4-3}$$

选择 $L(z) = |z|$ 作为损失函数，则平均风险函数 $R(z)$ 可定义为 [49]：

$$\begin{aligned}
 R(z) &= E\{L(z-C)\} = \int_{-\infty}^{+\infty} |z-C| f(z) dz \\
 &= \int_{-\infty}^C (C-z) f(z) dz + \int_C^{+\infty} (z-C) f(z) dz
 \end{aligned} \tag{4-4}$$

其中: C 为常量, Z 是由常量 C 估计的独立同分布的随机变量, $f(z)$ 是 Z 的概率密度函数, 函数 R 对常数 C 求偏导得:

$$\begin{aligned}
 \frac{dR}{dC} &= \frac{d(\int_{-\infty}^C (C-z) f(z) dz + \int_C^{+\infty} (z-C) f(z) dz)}{dC} \\
 &= \int_{-\infty}^C f(z) dz + \int_C^{+\infty} (-f(z)) dz = 2F(C) - 1
 \end{aligned} \tag{4-5}$$

其中: F 表示分布函数, 为使平均风险函数 R 取得极小值, 令上式等于零, 则可以得到 $F(C) = \frac{1}{2}$, 若用 σ_d 来替代常数 C , 以 σ_n 来表示时域噪声的标准差, 同时由累积分布函数的性质可知:

$$F(\sigma_d) = P(|Z| \leq \sigma_d) = P(|\frac{Z}{\sigma_n}| \leq \frac{\sigma_d}{\sigma_n}) = \frac{1}{2} \tag{4-6}$$

若 Z 服从标准正态分布, 由累积分布函数的性质联合查表可得^[48]:

$$\frac{\sigma_d}{\sigma_n} = \phi^{-1}(\frac{3}{4}) \approx 0.6745 \tag{4-7}$$

如果用 d_i 表示小波分解得到的细节分量, 上式可转变为:

$$\sigma_n \approx \frac{\sigma_d}{0.6745} = \frac{\text{median}(|d_i|)}{0.6745} \tag{4-8}$$

这样就建立起来了细节分量同噪声之间的数学关系。如果用 $|W|$ 表示高斯白噪声的幅度, σ_n 表示噪声的标准差, 则噪声阈值 threshold 可以用其幅度的期望 $E(|W|)$ 表示, 若噪声幅度 $|W|$ 遵循瑞利分布特性, 则 $E(|W|)$ 可以表示为:

$$\begin{aligned}
 E(|W|) &= \int_0^{+\infty} |W| \cdot \frac{|W|^2}{\sigma_n^2} \cdot e^{-\frac{|W|^2}{2\sigma_n^2}} d(|W|) = \int_0^{+\infty} \frac{|W|^3}{\sigma_n^2} \cdot e^{-\frac{|W|^2}{2\sigma_n^2}} d(|W|) \\
 &= - \int_0^{+\infty} |W| d(e^{-\frac{|W|^2}{2\sigma_n^2}}) = -|W| \cdot e^{-\frac{|W|^2}{2\sigma_n^2}} \Big|_0^{+\infty} + \int_0^{+\infty} e^{-\frac{|W|^2}{2\sigma_n^2}} d(|W|) \\
 &= 0 + \sqrt{2\pi} \sigma_n \int_0^{+\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma_n} e^{-\frac{|W|^2}{2\sigma_n^2}} d(|W|)
 \end{aligned} \tag{4-9}$$

由标准正态分布特性知上式积分内 $\int_0^{+\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma} e^{-\frac{|W|^2}{2\sigma_n^2}} d(|W|)$ 的值为 $\frac{1}{2}$, 于是上式就可转化为:

化为:

$$E(|W|) = \sqrt{2\pi}\sigma_n \cdot \frac{1}{2} = \sqrt{\frac{\pi}{2}}\sigma_n \tag{4-10}$$

再联合式 (4-8) 可得噪声的近似阈值^[48]:

$$threshold = \sqrt{\frac{\pi}{2}} \cdot \sigma_n \approx \sqrt{\frac{\pi}{2}} \cdot \frac{median(|d_i|)}{0.6745} \tag{4-11}$$

4.2 时域加窗处理及仿真

根据前面章节的介绍，将最小二乘估计值加入虚拟载波后进行 IFFT 变换，此时将得到时域的信道响应进行加窗处理，常见的加窗是单一的截取循环前缀长度的信道响应，其余点都置 0，也就是加矩形窗的方法，而也有文献提出采用加梯形窗的方法^[42]，加入汉宁窗，海明窗的方法^[51]等，而对于 LTE 系统下行链路而言，如下图 4-2 所示时域信道响应，经过多径信道传输后，能量多集中在信道响应的前后两侧，而中间部分的能量则是以噪声为主。

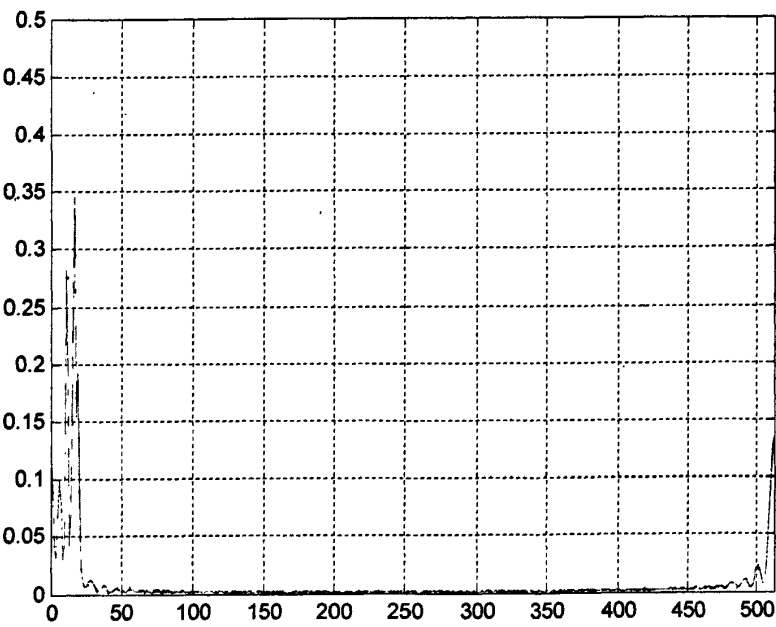


图 4-2 时域信道响应

在实际系统中并不能提前知道信道的最大多径时延，针对这样的情况就需要利用时域中信号能量更为集中的特性采用合适的加窗方法，这里为了更好的对信道能量进行保留取舍，在文献[52]采用的前后加矩形窗的基础上选用一种改进的矩形窗联合三角窗^[42]的方法，即在时域信道响应前后两端分别采用梯形窗的处理，加窗总长仍保持为 CP 长度范围内，通常来说信道功率的时延谱是按指数衰减的，所以时域前后窗长占循环前缀

长度的比例 λ 常取经验值^[52]:

$$\lambda = \frac{2^n - 1}{2^n}, n = 2 \text{ 或 } 3 \quad (4-12)$$

即前后加窗的方法中,常用的比例值为 3:1 或 7:1,图 4-3 表示的就是梯形窗中矩形窗长度和三角窗的长度比按 1:1 划分时的加窗示意。

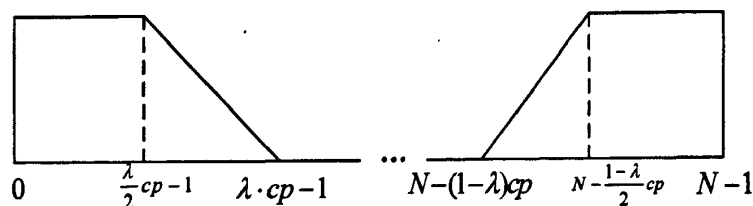


图 4-3 时域加梯形窗的示意图^[42]

在这里为了比较加窗方案的有效性,对常用的比例加窗方法进行仿真比较,仿真参数仍然采用 20MHz 带宽的下行参数,仿真对比了下面七种加窗方案:

- case 1. 只保留前面 CP 长度响应值,后面置零
 - case 2. 前后两端加矩形窗,前后窗长比 3:1
 - case 3. 前后两端加矩形窗,前后窗长比 7:1
 - case 4. 前后两端加梯形窗,前后窗长比 3:1,其中矩形窗长度和三角窗的长度比 1:1
 - case 5. 前后两端加梯形窗,前后窗长比 3:1,其中矩形窗长度和三角窗的长度比 2:1
 - case 6. 前后两端加梯形窗,前后窗长比 7:1,其中矩形窗长度和三角窗的长度比 1:1
 - case 7. 前后两端加梯形窗,前后窗长比 7:1,其中矩形窗长度和三角窗的长度比 2:1
- 仿真结果如图 4-4 和图 4-5 所示:

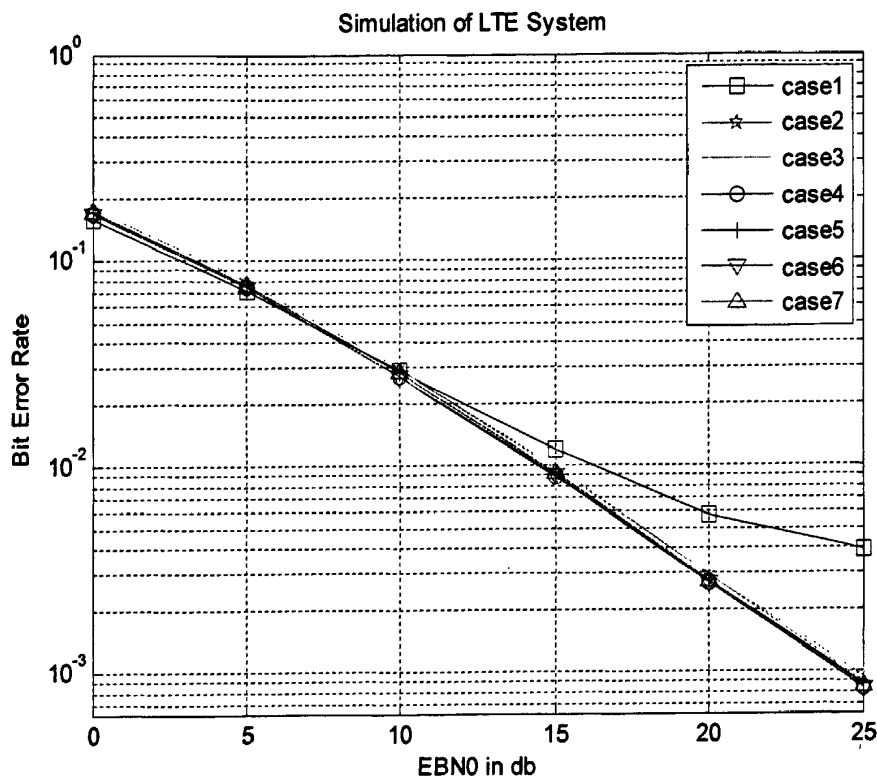


图 4-4 常用加窗方案性能的 BER 比较

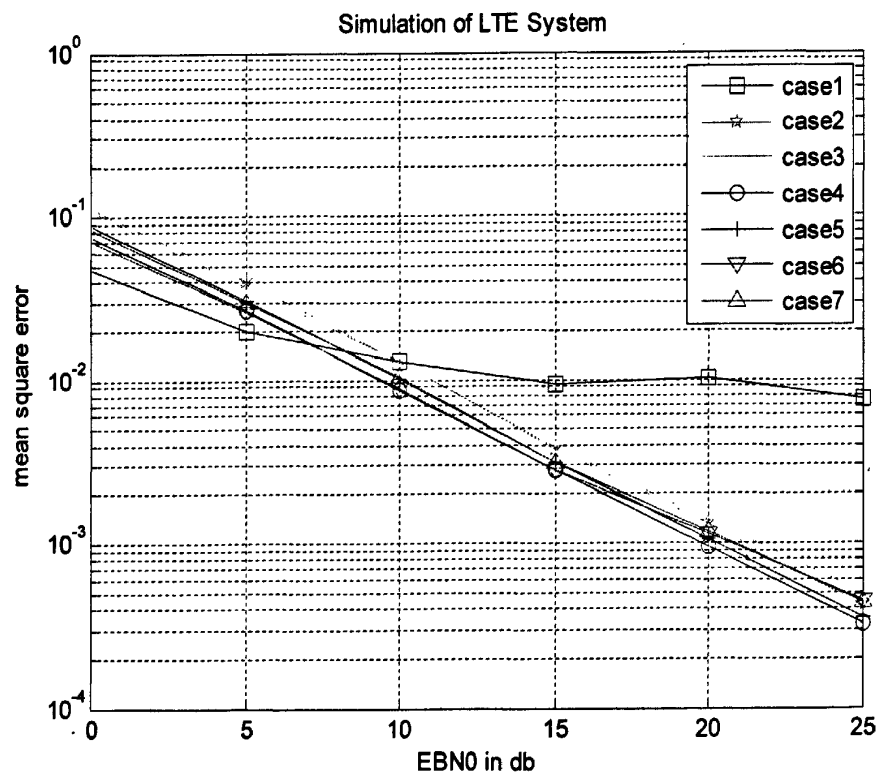


图 4-5 常用加窗方案性能的 MSE 比较

从仿真结果可以看出, 方案 1 的性能较差, 基于前后加窗的其余 6 种方案误码率性能相差不大, 但是都比方案 1 的性能要好, 其中前后加梯形窗方法 (case 4-7) 的均方误差性能要优于前后加矩形窗的方法 (case 2-3), 而在梯形窗加窗方案中又以方案 4 和方案 5 的性能相对较好, 其误码率性能接近, 但是方案 4 的均方误差性能相对更好, 这是由于其采用梯形的加窗方法, 比例分配对于噪声的滤除和能量的保留来说效果相对更好, 所以取得了更好的估计效果; 方案 1 的加窗采用只保留前面 CP 长度的方案, 导致信道冲激响应尾部多径能量的损失, 使得随着信噪比的升高而引起比较大的误差; 从信号处理的角度分析, 加梯形窗的均方误差效果优于矩形窗, 是因为时域信号加矩形窗相当于在频域卷积了一个 sinc 函数, 优点就是主瓣比较集中但是旁瓣比较高, 引入的估计误差也比较大是其不足的地方, 而加三角窗后则主瓣宽度增加, 并且旁瓣较小; 同时, 方案 4 和 5, 方案 6 和 7 的性能比较, 也从一定程度上说明随着三角窗比例的增大, 效果有了一定的改善; 采用矩形窗联合三角窗的方法实现简单, 并且较好的减弱了旁瓣的影响, 减少了频谱能量的泄露, 同时又保证了主瓣的能量相对集中, 所以本文后面的加窗选用方案 4 所采用的加窗方法。

4.3 基于小波分解的信道估计优化算法

LTE 系统下行采用的小区参考信号是时间和频率相关的二维信号, 要想得到完整的信道估计就需要在已知参考信号的信道响应的基础上, 通过对时域和频域方向分别进行适当的插值算法内插得到有效子载波位置处的信道响应^[53]; 而为了在得到参考信号位置的信道估计后更好的利用 DFT 方法, 对 LS 估计先进行时域方向的线性插值得到扩展的频域响应, 如图 4-6 给出的资源块中参考信号映射结构所示^[42], 两个含有参考信号的 OFDM 符号中, 其参考信号的位置是交错的, 假设符号在时域方向的索引为 0-13, 在时域位置 0 和 11 处的信道响应采用常值插值得到, 而在位置 4 和 7 处需要添加的信道响应值可采用线性内插方法来得到, 扩展后使得在频域方向上参考信号的间隔为 2, 这样对含有参考信号的一个 OFDM 符号而言, 通过在频域方向上作线性内插就可得到数据子载波位置处的信道响应值。

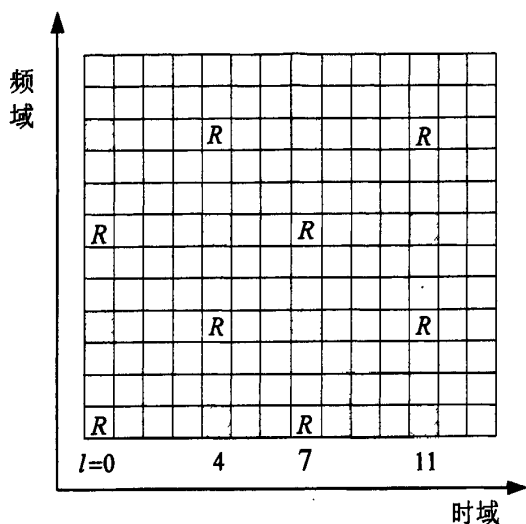


图 4-6 基于参考信号的时域插值示意图

传统DFT 估计算法中常采用保留循环前缀长度的信道响应的方法来消除噪声的干扰，为了加强对时域噪声的处理，在文献[48]的基础上给出一种基于小波分解的信道估计方法，在传统的 DFT 算法的基础上，将时域信号经过小波分解后，从噪声主要分布的细节分量中提取出较为精确的阈值门限进行滤波处理，然后针对信道冲激响应在尾部存在泄露的问题，将此时的信道响应采用方案 4 的加窗方法来对噪声进一步的抑制，这样处理在充分保留信号能量的情况下，减轻噪声对估计精度的影响，算法结构如下图 4-7 所示：

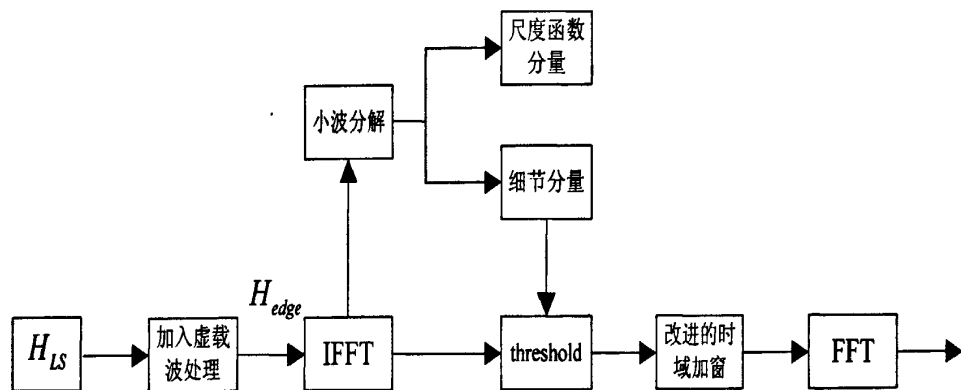


图 4-7 改进的算法流程

本节给出的方法与文献提到的小波分解估计方法^[48]不同的是，文献中采用梳状导频或者训练序列来进行信道估计，并且 OFDM 符号长度满足 FFT 快速运算的长度要求，在时域通过小波分解的阈值进行噪声处理后，经过尾部补零完成插值的操作进行信道估计，而本文采用的是 LTE 下行小区参考信号结构，得到的参考信号位置的频域响应长度在进行 DFT 估计时并不满足实施 FFT 运算的长度要求，需要加入相应的虚拟子载波，而这些虚拟子载波的引入使得一些参考信号，即虚拟导频落入了虚拟子载波中，这样同

传统的方法相比在提取参考信号位置信道响应的时候就引入了误差，插入的虚拟导频数量越多，引起的估计误差就会越大，为了减弱这种影响，本文给出的优化估计方法采用已有研究中给出的重复边缘位置信道响应的方法^[19]，在一定程度上补偿缺失的信道信息，同时，对于经过 IFFT 变换后的时域信道响应，如图 4-2 所示由于虚载波的引入会导致多径能量扩散后主要集中在信道响应的前端和后端，中间部分主要为噪声干扰，所以在此还是引入了时域前后加窗的处理方法，给出算法的具体步骤为^[54]：

1. 通过最小二乘信道估计得到参考信号位置处的频域信道估计值 H_{LS} ；
2. 对 H_{LS} 采用边缘重复的方法^[19]利用虚拟参考信号边缘的频域响应值来补偿添加的虚拟参考信号处的信道响应，得到此时的信道频域响应值 H_{edge} ，然后采用 IFFT 将频域的信道响应转换到时域中，得到信道响应 h_{IFFT} ；
3. 再将得到的信道响应采用小波分解的方法得到细节分量，采用前面介绍的从细节分量中得到的阈值门限来滤除噪声，得到此时的估计值 $h_{jff+thr}$ ，在时域采用方案 4 提到的加窗处理后，进行 FFT 操作，将时域信号转换回频域，得到去噪后的频域信道响应 H_{FFT} 。
4. 最后在时间和频率两个方向对 H_{FFT} 进行线性内插得到全部数据子载波的信道估计 H 。

4.4 优化算法仿真与结果分析

仿真采用 LTE 下行单天线 SISO 系统，信道模型采用扩展的 SCME 空间信道模型，使用城市微小区场景，具体仿真参数如下表 4-1 所示，对给出的信道估计算法进行仿真。

表 4-1 仿真参数

系统带宽	20MHz	循环前缀	常规 CP
调制方式	QPSK	CP 长度	144
载波频率	2GHz	子载波间隔	15KHz
FFT 点数	2048	资源块数	100
有效子载波数	1200	检测算法	MMSE
采样频率	30.72MHz	插值算法	线性插值

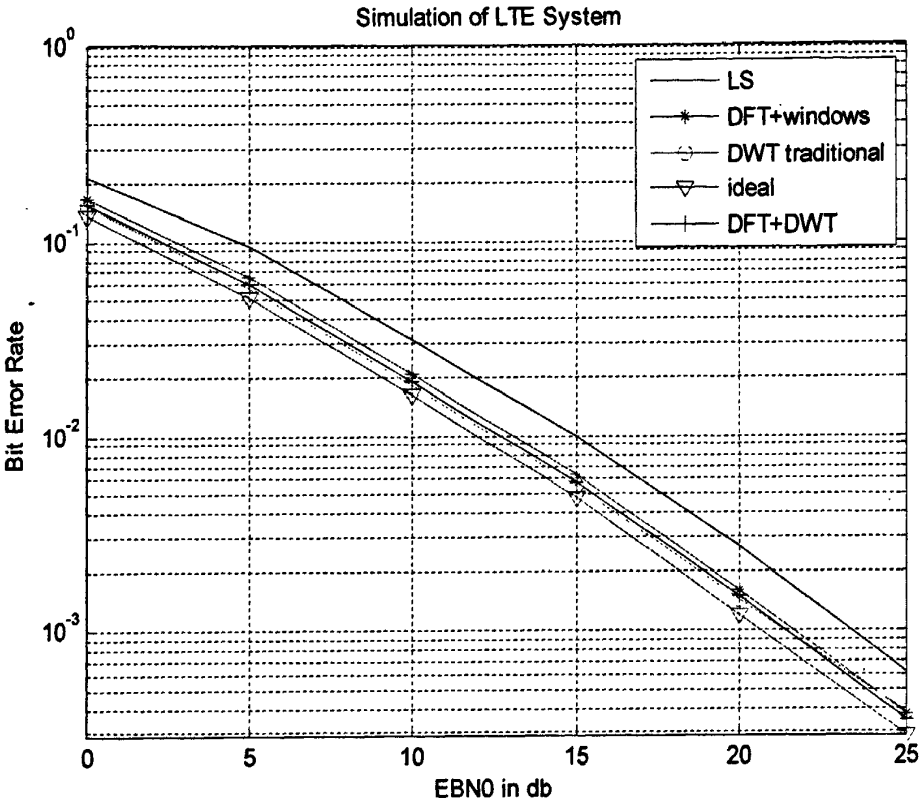


图 4-8 优化算法的信道估计 BER 比较

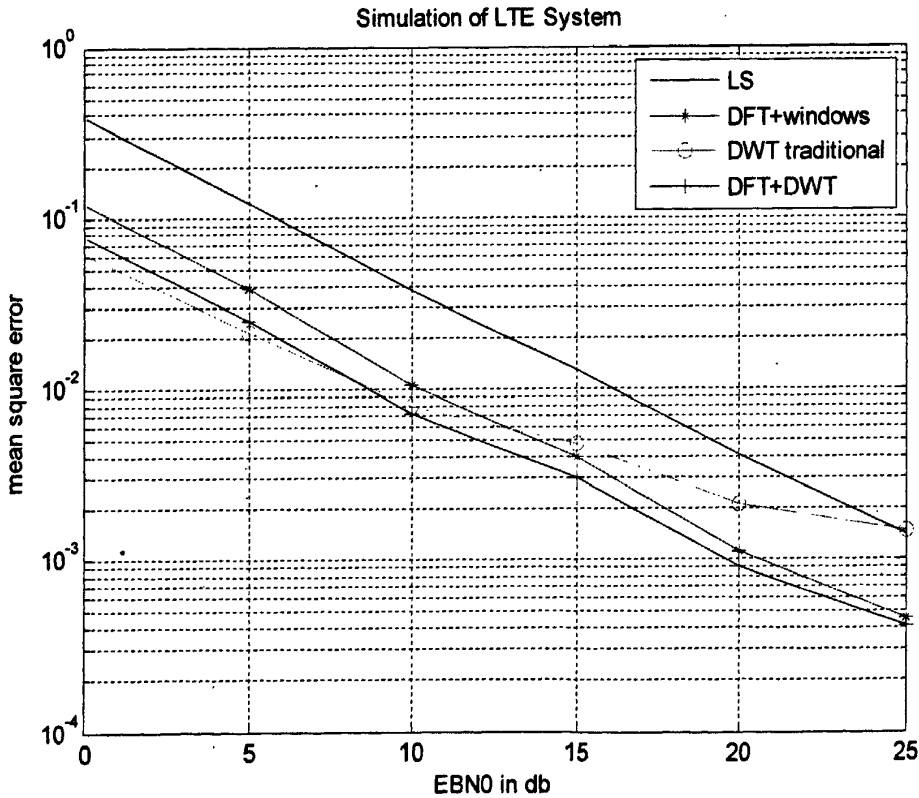


图 4-9 优化算法的信道估计 MSE 比较

仿真结果图 4-8 和图 4-9 中对比的信道估计算法描述如表 4-2 所示：

表 4-2 仿真图中信道估计算法描述

信道估计算法	描述
LS	LS 信道估计算法
DFT+windows	4.2 小节中采用加窗方案 case 4 的 DFT 信道估计算法
DWT traditional	文献[48]中给出的小波分解算法（经 DFT 处理）
ideal	理想的信道估计
DFT + DWT	小波分解结合改进加窗处理的优化算法

仿真对比显示采用基于最小二乘算法的信道估计方案虽然方法简单，计算量小，但是由于受噪声影响较大，估计精度受到限制；由多径能量扩散到信道响应尾部而引入的方案 4 加窗的 DFT 估计算法，由于采用了利用边缘信道响应弥补缺失信息数据的方法，并且引入了前后加窗的方法处理，进一步的滤除噪声，同时较好的保留了信道的完整信息，误码率和均方误差性能同传统的最小二乘算法相比有了一定的改善。

为了增加对优化算法性能的对比，仿真了文献[48]中提到的小波分解算法，而文献中给出的算法由于仿真条件和参数的不同，并且其采用训练序列的导频形式，所以并不能直接应用于 LTE 系统下行仿真，再对其算法进行了一些细节处理后，将其与给出的优化后的小波分解估计算法的性能作对比，仿真结果显示，在都采用常用的 db4 小波基并且在 1 层分解的情况下，两种算法的误码率性能相差不大，但是优化后的算法拥有更好的均方误差性能，减弱了高信噪比下的信道误差，这是由于优化的算法使用重复边缘值的方法来转移了边缘效应^[19]的影响，同文献[48]未使用加窗的算法相比，采用了方案 4 的优化加窗处理，较好的抑制了噪声的干扰。

而优化算法同采用方案 4 加窗的 DFT 算法性能相比，也表现出了一定的提升，在低信噪比的情况下，MSE 性能提高了 2dB 左右，而随着信噪比的增加，特别是高信噪比下性能有所降低，这可能是由于在高信噪比的情况下，有效信号能量比较大，而在 1 层小波分解的情况下，可能由于分解层数的不足使得细节分量中除了噪声还包含了信号能量，使得部分有效能量被滤除。

总的来说，由于优化的算法利用了小波分解得到较为精确的噪声阈值，并且采用前后加梯形窗的方法来处理噪声，较好的减弱了传统方法只保留前段 CP 长度而可能舍弃有效能量的影响，均方误差性能上比传统的信道估计算法有了一定的改善。

4.5 多天线系统中信道估计算法仿真

4.5.1 MIMO 在 LTE 下行系统中的具体应用

LTE 系统下行链路支持多输入多输出的天线技术，包括空分复用技术和传输分集技术，就是为了满足高数据传输速率和高容量的需求，对 LTE-OFDM 下行系统来说，为了实现多天线发送分集，LTE 物理层分别采用 SFBC（Space Frequency Block Coding）和

SFBC+FSTD (Frequency Switched Transmit Diversity) 的传输分集方案支持 2 和 4 个发送天线的情景^[1]。

传统的空时块状编码 (STBC) 和 OFDM 技术结合应用使得当系统处在一个高速移动的环境中, 多普勒频移的影响就会比较大, 码字之间的正交性被破坏影响传输的性能, 因此提出了空频块码 (Space Frequency Block Code, SFBC), 其在频域相邻的子载波一般都在一个相关带宽内, 从而保证信道的准静态特性, 调制接收的具体流程如图 4-10 所示^[33]。

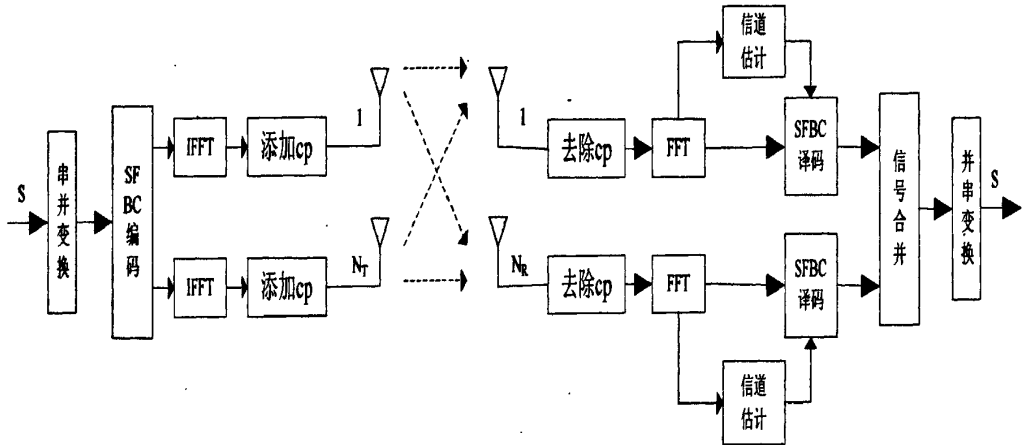


图 4-10 MIMO 调制接收框图

在 MIMO 多天线技术中, 不同的天线传输的信息很容易干扰别的天线上的传输信息, 会影响用来分离 MIMO 数据流的信道估计的数据, 因此在 MIMO 技术中发送端每根天线都要有自己独立的参考信号, 原理如下图 4-11 所示:

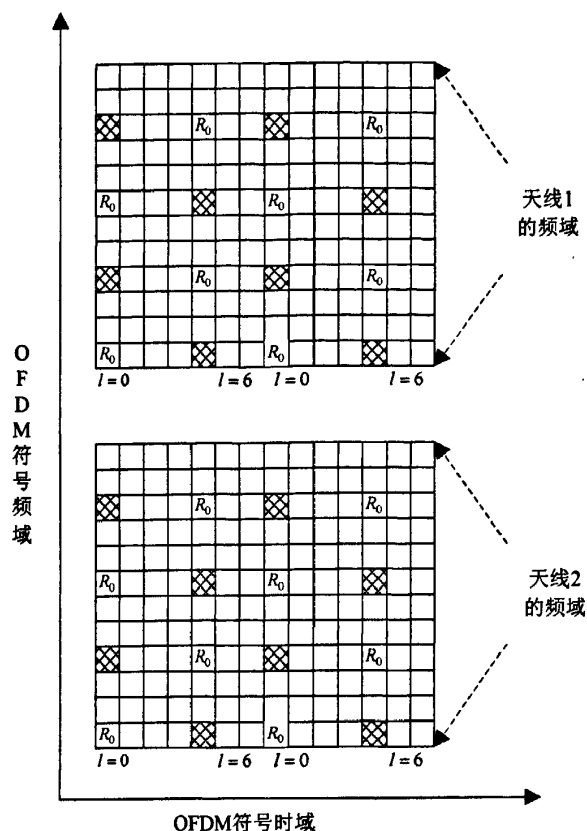


图 4-11 发射天线为 2 时参考信号映射示意图^[5]

其中 R_0 表示各个天线上的参考信号位置，阴影部分是天线间映射的资源位置，参考信号资源在不同的天线间相互映射，这是因为在一个天线中传输的 OFDM 符号里放置参考信号的位置，在另外一根天线中就要空置出这个时频位置，以保证参考信号之间的正交性不被破坏。

在图 3-2 给出的 LTE 系统下行链路的参考信号结构中，一个 OFDM 符号中在频域方向上包含 12 个子载波，对相邻的两个子载波进行 SFBC 编码^[55]，SFBC 编码原理类似于 Alamouti 的空时块码（STBC）原理，但是 SFBC 进行编码分配对应于频域相邻的两个子载波而不是时域中传输符号，在发送天线为 2 时，经过空频块码（SFBC）编码的发射分集后，信号被映射为两路信息流，然后进行 IFFT 变换加入循环前缀后分别从两根天线被发送出去，在 i 时刻实现层向量传输数据 $[s^0(i) s^1(i)]^T$ 到物理天线映射的预编码操作可表示为^[1]：

$$\begin{bmatrix} y^0(2i) \\ y^1(2i) \\ y^0(2i+1) \\ y^1(2i+1) \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} * \begin{bmatrix} 1 & 0 & j & 0 \\ 0 & -1 & 0 & j \\ 0 & 1 & 0 & j \\ 1 & 0 & -j & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \text{Re}(s^0(i)) \\ \text{Re}(s^1(i)) \\ \text{Im}(s^0(i)) \\ \text{Im}(s^1(i)) \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} s^0(i) \\ -[s^1(i)]^* \\ s^1(i) \\ [s^0(i)]^* \end{bmatrix} \tag{4-13}$$

进行预编码后得到的传输矩阵可以表示为^[1]：

$$S=\begin{bmatrix} s^0(i) & s^1(i) \\ -[s^1(i)]^* & [s^0(i)]^* \end{bmatrix}$$

(4-14)

上式中， $y^n(i)$ 表示天线 n 端口的数据， s^* 表示输入信号 s 的共轭转置矩阵，如图 4-12 所示的典型的 SFBC 的发射分集方案：

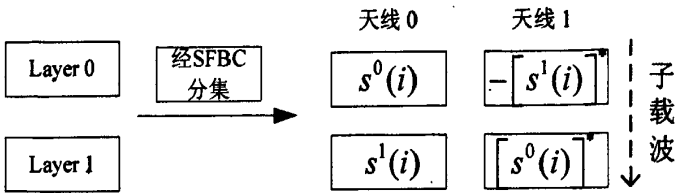


图 4-12 两天线 SFBC 发射分集^[1]

如果用 r_{mn} 表示接收端天线端口 m 上第 n 个子载波所接收到的信号， h_{mn} 表示忽略时刻 i 时第 m 根发送天线到第 n 根接收天线的信道冲激响应，这样在 2 发 2 收天线接收端的信号就可用矩阵表示为：

$$\begin{bmatrix} r_{00} & r_{10} \\ r_{01} & r_{11} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} s^0 & s^1 \\ -[s^1]^* & [s^0]^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_{00} & h_{10} \\ h_{01} & h_{11} \end{bmatrix}$$

(4-15)

即

$$\begin{cases} r_{00} = \frac{1}{\sqrt{2}}(s^0 h_{00} + s^1 h_{01}) \\ r_{01} = \frac{1}{\sqrt{2}}(-[s^1]^* h_{00} + [s^0]^* h_{01}) \\ r_{10} = \frac{1}{\sqrt{2}}(s^0 h_{10} + s^1 h_{11}) \\ r_{11} = \frac{1}{\sqrt{2}}(-s^1 h_{10} + [s^0]^* h_{11}) \end{cases}$$

(4-16)

当发送天线为 4 时实现层映射的预编码后，天线间频域位置转换的映射过程可以用图 4-13 表示^[1]：

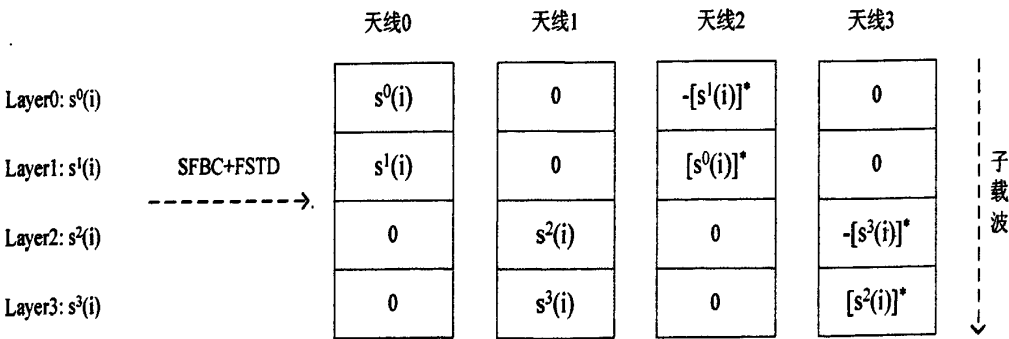


图 4-13 四天线 SFBC 发射分集

采用 SFBC 编码的技术，收发天线间的无线信道都是互相独立的，同个载波在衰落

程度不同的信道中传输，最终在接收天线处信号合成和解码解调，可以较好的抵消频率选择性衰落。

4.5.2 仿真结果及其分析

本小节在 LTE 下行 2 发 2 收的多天线场景下对传统的 LS 估计算法，采用加窗方案 2 的传统 DFT 估计算法，采用改进加窗方案 4 的 DFT 估计算法，理想的估计算法同基于小波分解的优化估计方法进行信道估计仿真对比，采用空频块状码（SFBC）编码的 MIMO 模式，系统带宽使用 20MHz，FFT 点数为 2048，有效子载波数为 1200，采样频率是 30.72MHz，资源块数目为 100，循环前缀采用常规 CP，其中子载波间隔 15KHz，CP 长度为 144，并对仿真结果进行分析比较，结果如图 4-14 和图 4-15 所示，仿真中对比的方法可参照表 4-2 中算法描述。

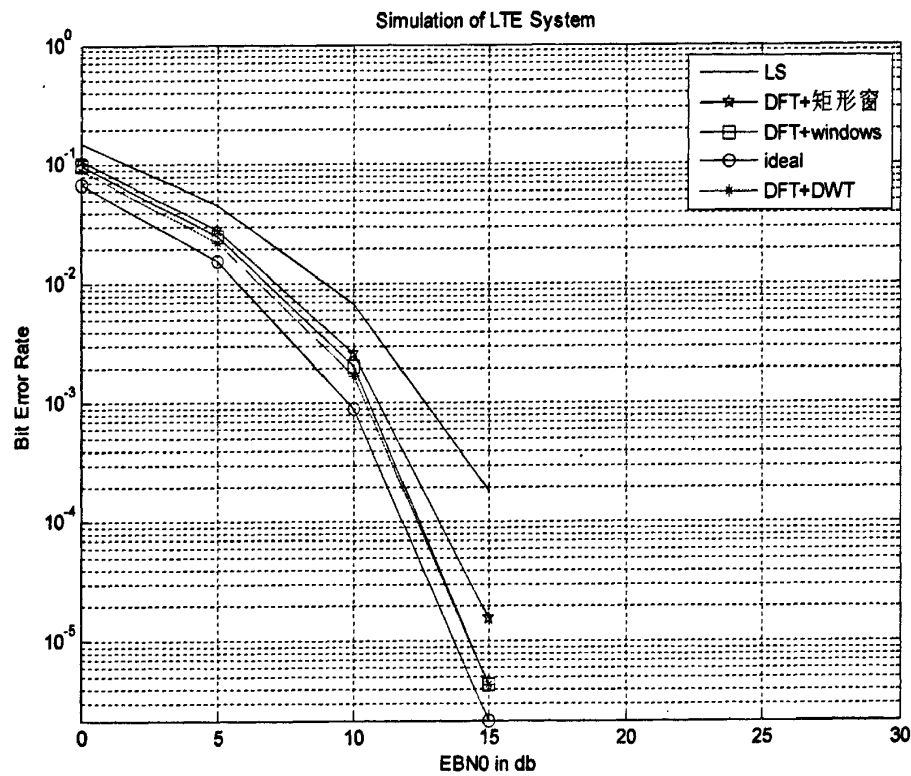


图 4-14 2 发 2 收天线 BER 性能比较

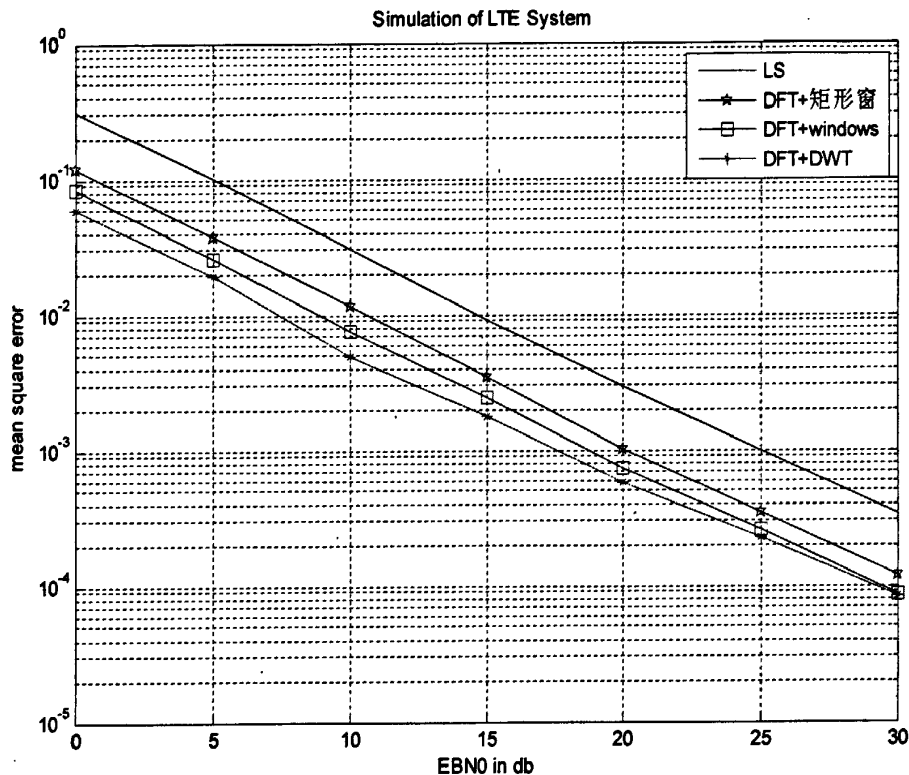


图 4-15 2 发 2 收天线 MSE 性能比较

从仿真结果图 4-14 和 4-15 中可以看出，经过 2 发 2 收天线系统的仿真，由于使用 SFBC 编码的发送分集方案，使系统获得了空间分集增益，减弱了无线信道衰落的影响^[1]，同单天线系统仿真结果图 4-8 和图 4-9 相比，估计性能得到较大的改善；同时采用优化的小波分解的信道估计算法性能同传统的 DFT 的算法，最小二乘估计算法和基于加窗改进的 DFT 信道估计算法相比误码率和均方误差性能都有了一定的改善，然而可能由于在小波分解的阈值去噪中仍然滤除掉了部分有效载波信息，导致均方误差性能差在高噪的情况下有所降低，不过从仿真结果还是进一步说明了该算法具有一定的优化性能。

4.6 本章小结

本节主要对传统的基于 DFT 的信道估计算法进行了优化改进，引入小波分解的概念，通过采用一系列的细节处理，如采用对参考信号位置频域响应边缘重置的方法来减弱虚载波的影响，以及对尾部能量进行前后时域加窗的处理，给出优化的基于小波分解的估计算法并仿真验证了其估计性能，最后在 2 发 2 收天线系统下对各种算法进行了仿真分析。

第 5 章 基于离散余弦变换的信道估计算法

本章将传统的离散余弦变换 (DCT) 方法应用到 LTE 下行信道估计中, 离散余弦变换本质上同离散傅里叶变换 (DFT) 是相关的, 对信号做 N 点的 DCT 变换就相当于将信号长度由 N 通过镜像扩展到 $2N$ 长度后做 DFT 变换的效果^[44], 同时离散余弦变换避免了传统 DFT 运算中的复数运算, 本章就利用 DCT 代替传统 DFT 的运算, 同时联合小波分解的噪声阈值来进行信道估计。

5.1 基于 DCT 的估计算法

5.1.1 传统的 DCT 估计

离散余弦变换 (Discrete Cosine Transform, DCT) 的一种基于变换域的数据处理技术, 具有较强的去相关性的特点常用在信号处理中, 并且经过离散余弦变换处理过的信号具有更好的能量集中性。同离散傅里叶变换相比, 即便在不满足奈奎斯特抽样频率的情况下, 离散余弦变换仍然可以有效减少传输域的高频噪声部分^[56], 使能量集中在低频区从而消除 DFT 方法中信号边缘处的不连续效应。

DFT 运算时会将原始信号进行周期扩展至无限长的周期信号^[57], 如果原始信号的前后端是不连续的, 扩展得到的无限长信号的周期的连接处也不连续, 会出现断层等现象, 这样进行 DFT 运算时会产生很多高阶分量, 这些高阶分量还可能在插值运算时引起混叠误差, 而 DCT 运算将 N 点长度的信号扩展为对称的 $2N$ 点长度处理, 这样构造出偶对称的特性, 以便于在之后周期扩展时弥补周期交接处边缘的不连续性, 使得信号更加连续、平滑, 减少了由于不连续性而产生的高阶分量以及引起的误差问题。传统的基于 DFT 的估计算法只有在多径时延扩展是采样间隔的整数倍的时候才能有效估计信道信息^[58], 否则会影响信道估计的性能。而 DCT 算法同 DFT 算法相比, 可以更好的集中能量在低频处, 从而减弱信道能量发生泄露的问题, 得到较为准确的信道响应。

如果给定一个信号序列为 $x(n)$, n 的取值范围为 0 到 $N-1$ 间的整数, 则离散余弦变换 DCT 可以表示为^[57]:

$$X_c(0) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \quad (5-1)$$

$$X_c(k) = \sqrt{\frac{2}{N}} \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \cos \frac{k\pi(2n+1)}{2N} \quad (5-2)$$

其中 $k=1, 2, \dots, N-1$ 。

离散余弦反变换 (IDCT) 的可以表示为:

$$x(n)=\frac{1}{\sqrt{N}}X_c(0)+\sqrt{\frac{2}{N}}\sum_{k=0}^{N-1}X_c(k)\cos\frac{k\pi(2n+1)}{2N},n=1,2,\cdots,N-1$$

(5-3)

对于序列 $x(n)$ ，如果这是一个实数序列，则经过离散余弦变换后得到的变换域的信号也是实数序列，而经过传统的离散傅里叶变换后得到的却通常是复数，这样将离散余弦变换算法代替离散傅里叶算法应用于信道估计算法中，就避免了进行有关复数的运算^[59]，能够有效的降低计算量。

常见基于离散余弦变换的信道估计算法流程结构如图 5-1 所示，实质就是利用 DCT/IDCT 运算来代替 IDFT/DFT 运算，相当于在经过离散余弦变换对信道能量进行了压缩，然后通过置零或补零扩展插值出整个信道响应值。

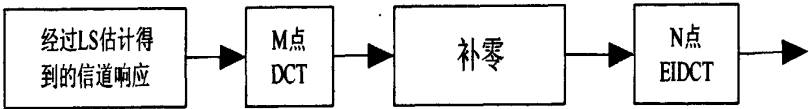


图 5-1 基于 DCT/IDCT 算法的示意图^[58]

传统的 DCT 方法经常被用在梳状导频结构的信道估计中，而在本文中由于 LTE 系统下行小区参考信号结构的特殊性，直接引用这种算法得到的估计效果并不好，在此经过处理引入虚载波来补充 DCT 的长度。同时由于参考信号的时频二维特性，不便于直接利用 DCT 插值得到整个数据载波的信道响应，所以用 DCT 算法对参考信号位置处的信道响应来进行类似于 DFT 估计的处理，得到算法流程如图 5-2 所示。

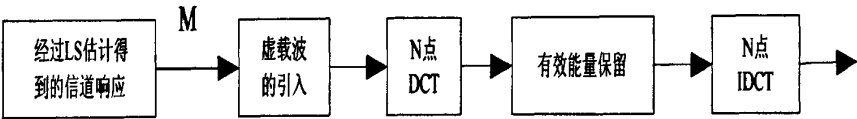


图 5-2 经过处理的 DCT / IDCT 算法的示意图

5.1.2 在 LTE 系统中的应用及仿真分析

由于对 LTE 系统下行小区参考信号的结构而言，传统的 DCT 估计算法需要引入虚拟子载波，而这些虚载波的引入使得一些参考信号落入到了虚拟子载波中，这样在提取参考信号位置信道响应的时候就带来了误差，插入了虚拟导频越多，引起的误差越大，由 3.4.2 节的仿真与分析可知，引入虚载波后会引入估计误差增大，在性能上会反映为 MSE 平底现象，由于仍然存在虚载波影响估计精度的问题，在此也尝试在 DCT 估计算法中引入利用重复边缘值的方法^[19]来弥补空置的频域响应，来对比传统的 DCT 算法性能。

在仿真环境不变的情况下，对传统的 DFT 的算法，基于 DCT / IDCT 的算法和改进过的 DCT / IDCT 算法进行仿真对比，仿真参数采用如表 2-1 中所示的 LTE 系统带宽为 20MHz 时的具体参数，采用常规 CP 模式，使用 QPSK 调制。在得到参考信道位置处的

信道估计后，对传统的 DFT 算法在时域采用保留循环前缀（CP）长度冲激响应的方法，来进行噪声处理；对基于 DCT/IDCT 的两种估计算法，分别采用虚载波置零和边缘值重复补偿的方法来补足 DCT 运算的长度，而在变换域也都采用保留循环前缀长度响应的方法。

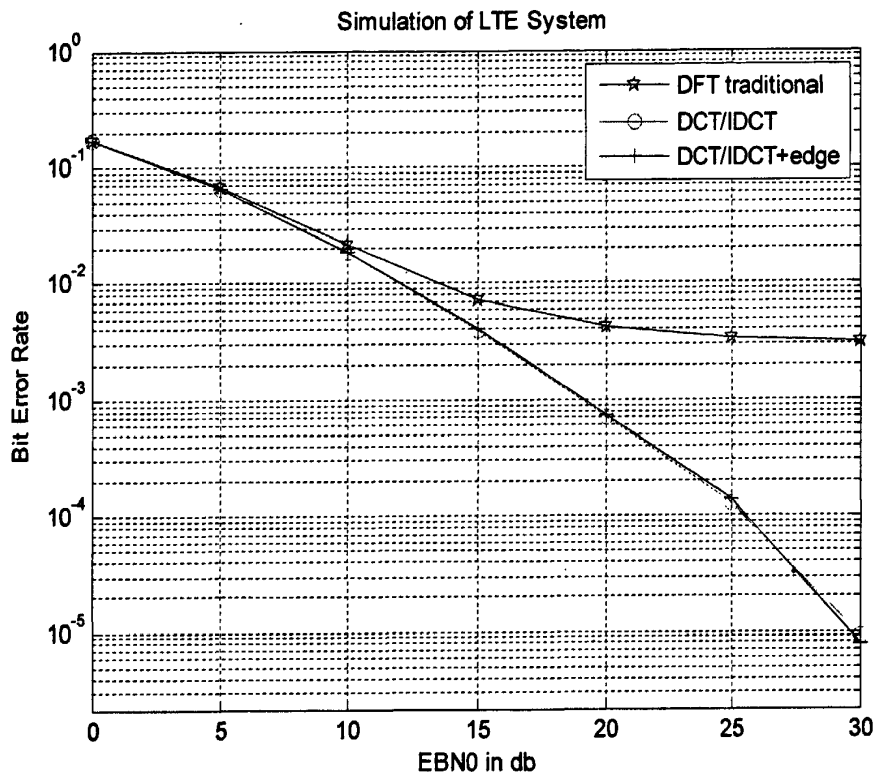


图 5-3 DCT 与 DFT 估计算法 BER 性能比较

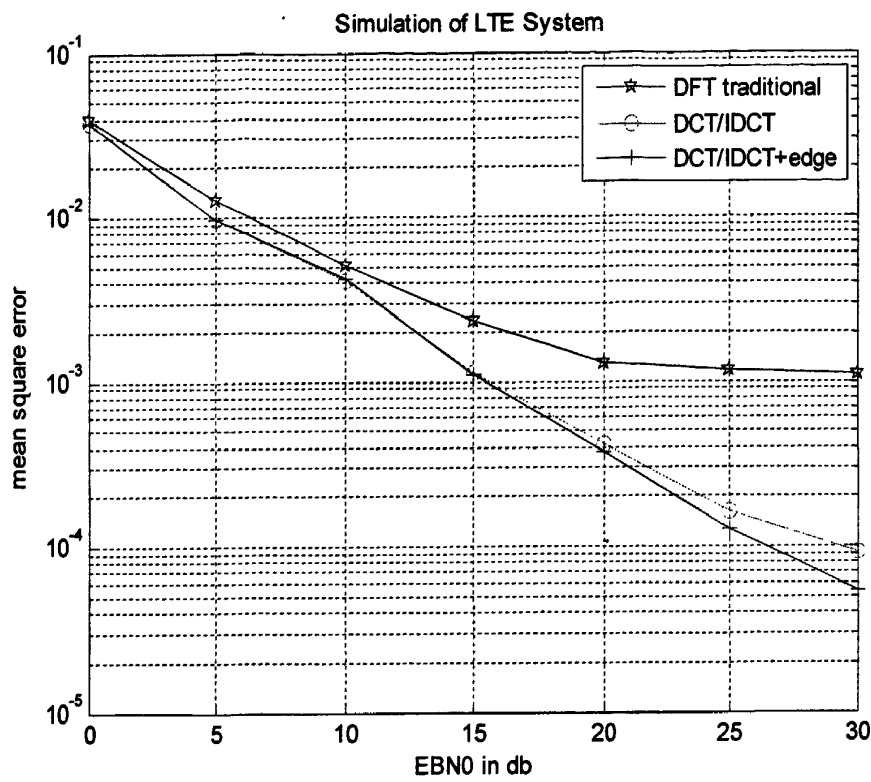


图 5-4 DCT 与 DFT 算法 MSE 性能比较

仿真结果图 5-3 和 5-4 显示,采用 DCT / IDCT 的估计方法比传统的 DFT 估计方法在采取同样加窗的处理下性能要好,说明经过 DCT 变换信道能量更为集中,降低了虚载波引入的误差,较为有效的减弱了多径能量的尾部扩散;而基于 DCT 的估计方法在采用边缘重置的方法弥补缺失的信道响应后,同单纯置零的 DCT 方法相比,误码率上虽然性能差别不大,但是在均方误差性能上随着信噪比的增加,在高信噪比的情况下有了明显的改善;而对于也采用边缘重置处理的 DFT 算法由于采用了只保留前端响应值,由图 4-2 的时域信道响应分布可知,多径能量的扩散造成尾部仍有能量分布,而舍弃尾部的加窗处理势必造成能量的损失影响估计的性能,随着信噪比的增加,均方误差的估计性能较差;仿真的对比旨在说明在 DCT 方法中引入了对虚载波的处理后使得 DCT 估计的均方误差性能有了改善。同时 DCT 运算在已有的研究中也有很多相应的快速算法实现,便于应用。

5.2 基于 DCT 联合小波分解的信道估计方法

在前面章节介绍的基于小波分解的信道估计算法中，由于引入了对时域响应的小波分解处理，同传统的 DFT 估计方法相比，性能上有了一定的提升。由上一节的仿真分析可知，采用 DCT 算法的信道估计性能比传统的 DFT 信道估计算法性能要好，减小了虚载波引入的误差^[60]。本节就在 DCT 算法的基础上给出一种基于离散余弦变换联合小波分解的优化算法。

在此仍然采用已有的研究中提到的利用参考信号边缘的频域响应值来补偿新添加的虚拟导频信号处信道响应^[19]，这样将频域信道响应中的不连续的地方从虚载波与有效载波区域的边缘移到中心位置，由仿真结果图 5-4 的 MSE 性能对比可知这样可以有效地减弱虚拟子载波对边缘处的有效子载波的影响，假设有效的参考信号数目为 M ，做 DCT 变换的长度是 N ， k 表示频域方向子载波的索引，具体操作可用下式表示为^[19]：

$$H_{DCT}(k)=\begin{cases} H_{LS}(k) & 0\leq k\leq M/2-1 \\ H_{LS}(M/2-1) & M/2\leq k\leq N/2-1 \\ H_{LS}(M/2) & N/2\leq k\leq N-M/2-1 \\ H_{LS}(N+M-1-k) & N-M/2\leq k\leq N-1 \end{cases} \quad (5-4)$$

图 5-5 给出了基于 DCT 联合小波分解的算法结构，用 DCT/IDCT 来代替常规的 IDFT/DFT 运算，在 DCT 将信道响应转换至变换域后，通过小波分解得到门限去噪，然后针对图 5-6 所示，变换域能量此时主要集中在信道响应前端，在采用前后加窗方法 4 的基础上只保留信道响应前端主要的能量，将后面都置零，经过这些处理后，然后再进行离散余弦反变换，从而得到较为精确的信道响应。

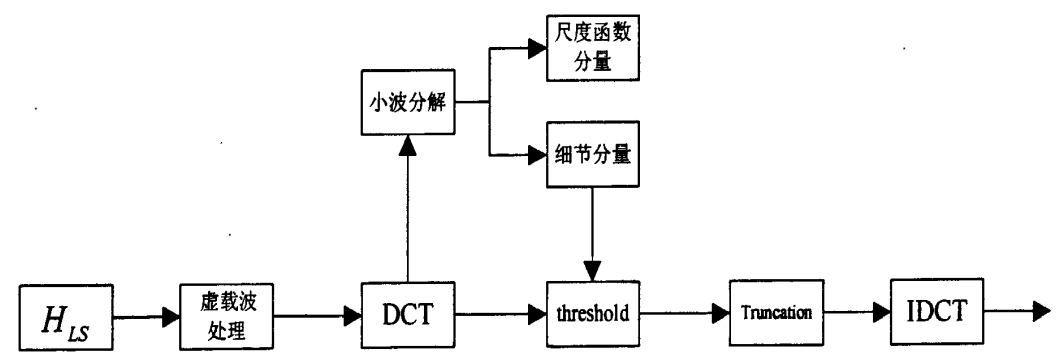


图 5-5 基于 DCT 的算法结构^[49]

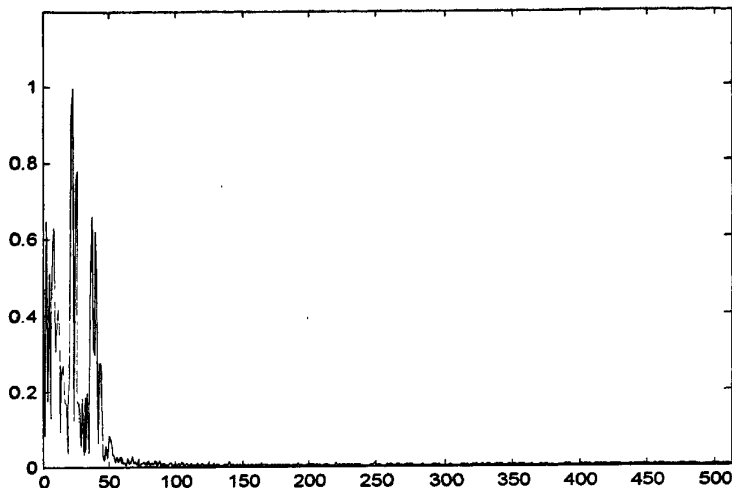


图 5-6 DCT 变换后的信道响应

算法步骤如下^[57]:

1. 对导频子载波处做最小二乘信道估计, 得到导频处的信道估计值 H_{LS} ;
2. 对 H_{LS} 采用利用 LS 信道估计的边缘频域响应来重复赋值给虚拟参考信号的方法, 来转移边缘效应的影响, 得到此时的信道频域响应值 H_{edge} , 此时再采用离散余弦变换将其转换到变换域中, 得到信道响应 h_{DCT} ^[61];

$$h_{DCT}(n) = w_N(n) \sum_{k=0}^{N-1} H_{edge} \cdot \cos \frac{n\pi(2k+1)}{2N}, n=0,1,\dots,N-1 \quad (5-5)$$

$$\text{其中, } w_N(n) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{N}} & \text{if } n=0 \\ \sqrt{\frac{2}{N}} & \text{if } n \neq 0 \end{cases}$$

3. 将得到的信道响应, 采用小波分解的方法得到细节分量, 从而根据前面文献推导出噪声的门限滤除噪声, 得到此时的响应值 $h_{DCT+THR}$;
4. 然后采用加窗的方法保留信道响应前端主要能量进一步消除噪声, 并做离散余弦反变换 (IDCT) 得到信号去噪后的频域响应 H_{IDCT} :

$$H_{IDCT}(k) = w(n) \sum_{n=0}^{N-1} h_{DCT+THR} \cos \frac{n\pi(2k+1)}{2N}, k=0,1,2,\dots,N-1 \quad (5-6)$$

$$\text{其中, } w(n) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{N}} & \text{if } n=0 \\ \sqrt{\frac{2}{N}} & \text{if } n \neq 0 \end{cases}$$

5. 最后将得到的信道响应经过时域和频域方向的数据插值得到完整的信道估计值。

5.3 优化算法仿真与分析

仿真同样采用扩展的空间信道模型 LTE 下行单天线系统，使用 20MHz 带宽下的参数模型，FFT 点数为 2048，有效子载波数为 1200，采样频率是 30.72MHz，资源块数目为 100，循环前缀采用常规 CP，其中子载波间隔 15KHz，CP 长度为 144，对基于 LS 的估计算法，基于传统的 DFT 的估计算法，采用边缘重置思想的 DFT 估计算法，基于小波分解的 DFT 估计算法，基于 DCT/IDCT 的估计方法和基于 DCT 的小波分解估计算法进行信道估计仿真，结果如图 5-7 和图 5-8 所示。

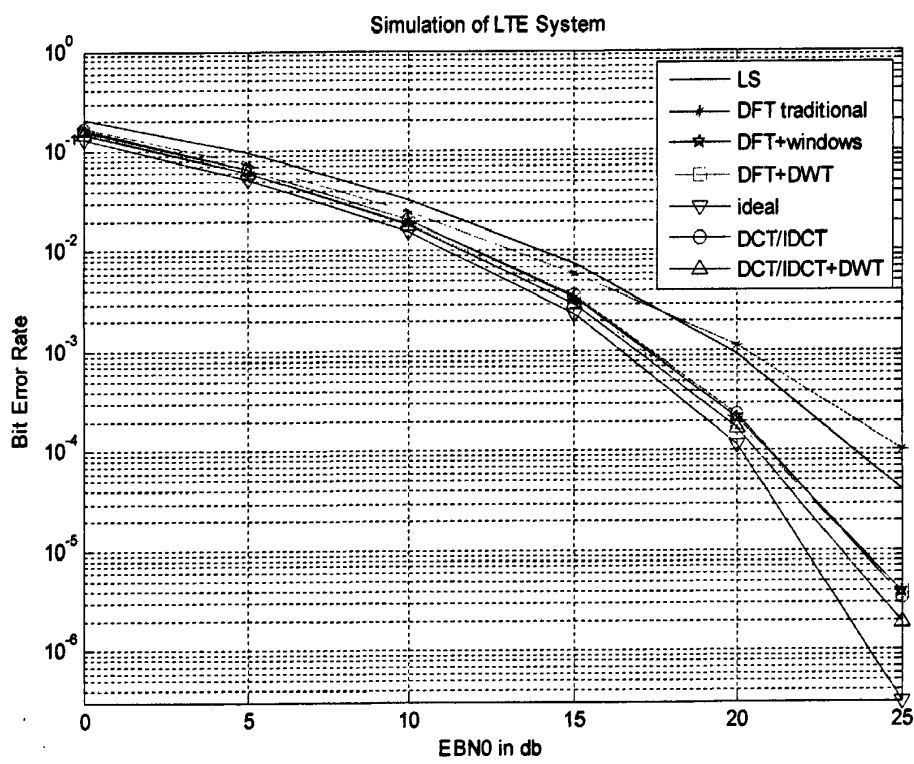


图 5-7 信道估计的 BER 性能比较

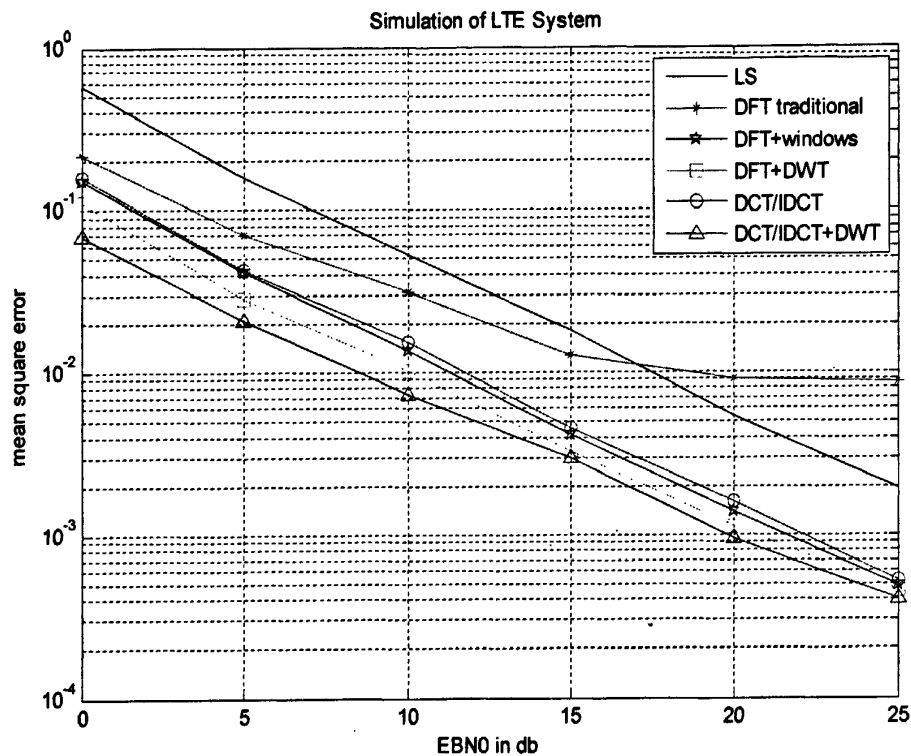


图 5-8 信道估计的 MSE 性能比较

仿真对比的信道估计算法描述如表 5-1 所示：

表 5-1 仿真图中信道估计算法描述

信道估计算法	描述
LS	LS 信道估计算法
DFT traditional	基于传统的 DFT 的估计算法
DFT+windows	4.2 节中采用加窗方案 case 4 的 DFT 信道估计算法
DFT + DWT	4.3 节中采用的基于小波分解的优化算法
ideal	理想的信道估计
DCT / IDCT	5.1 节中采用基于 DCT / IDCT 的信道估计算法
DCT / IDCT +DWT	基于 DCT 联合小波分解的优化算法

从仿真结果图可以看出，基于离散余弦变换联合小波分解的算法性能优于基于小波分解的优化算法和传统的基于离散余弦变换的估计算法；基于 DCT / IDCT 的估计算法由于利用边缘值重复的方法来补偿缺失的信道信息，有效的降低了 MSE 平底误差，同时 DCT 变换后能量更加集中，采用保留前面 CP 长度的能量的滤波方法，效果比传统的 DFT 的算法估计性能要好，但是同采用加窗方案 4 的 DFT 估计算法相比，误码率性能接近，均方误差性能稍差；而基于小波分解的优化算法的均方误差性能要优于基于 DCT / IDCT 的信道估计算法，这是由于采用了通过小波分解得到的与噪声能量较为接近的阈值滤除噪声，加入改进的梯形窗的方法进一步的在时域处理噪声干扰，同时有效的保留了信号能量，MSE 效果得到提升。

引入小波分解的 DCT 估计方法，通过小波分解得到的阈值去噪，并且由于经 DCT 变换后能量比较集中，保留信道响应前端能量将后面部分置零进一步减弱噪声的影响，这样通过仿真验证，在误码率和均方误差性能上要优于对比的几种估计方法性能，并且由于用 DCT 替换 DFT 的运算，也有其相应的快速算法实现，可较好的适应信道变化。

5.4 2 发 2 收天线系统下信道估计算法仿真与分析

对传统的 LS 估计算法，采用改进加窗的 DFT 算法，理想的估计算法，基于小波分解的优化估计方法，传统的 DCT 的信道估计算法和本章的优化算法在 LTE 下行系统进行 2 发 2 收的信道估计仿真，采用空频块状码 (SFBC) 编码模式，系统带宽采用 20MHz，FFT 点数为 2048，有效子载波数为 1200，采样频率是 30.72MHz，资源块数目为 100，循环前缀采用常规 CP 模式，其中子载波间隔 15KHz，CP 长度为 144，并对仿真结果进行分析比较，结果如图 5-9、5-10 所示，仿真中对比的方法可参照表 5-1 中算法描述。

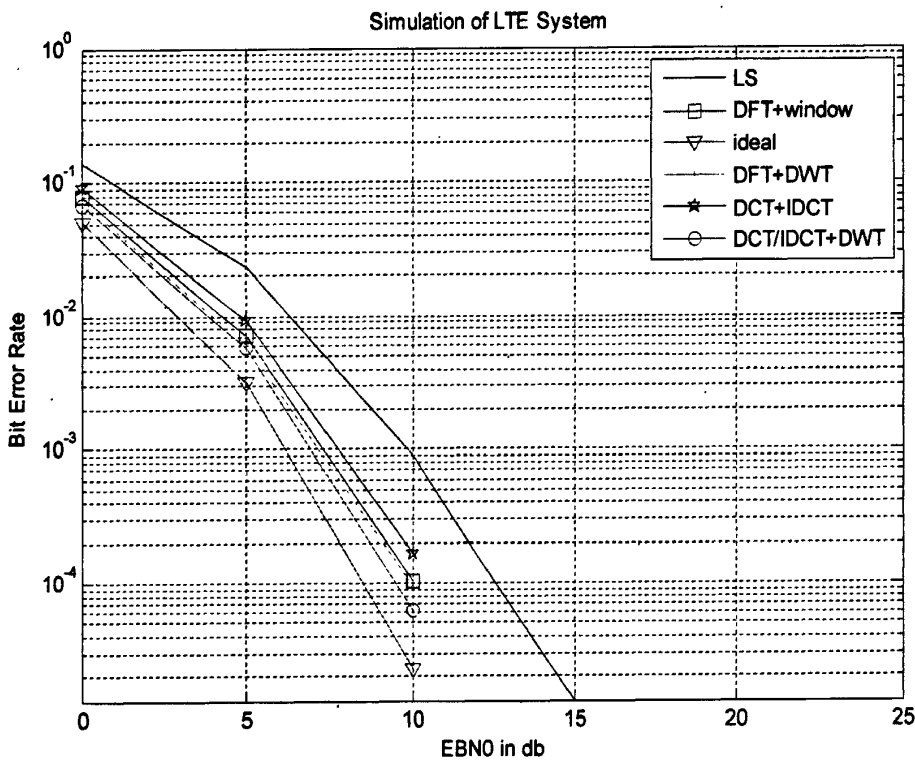


图 5-9 2 发 2 收天线下算法 BER 性能比较

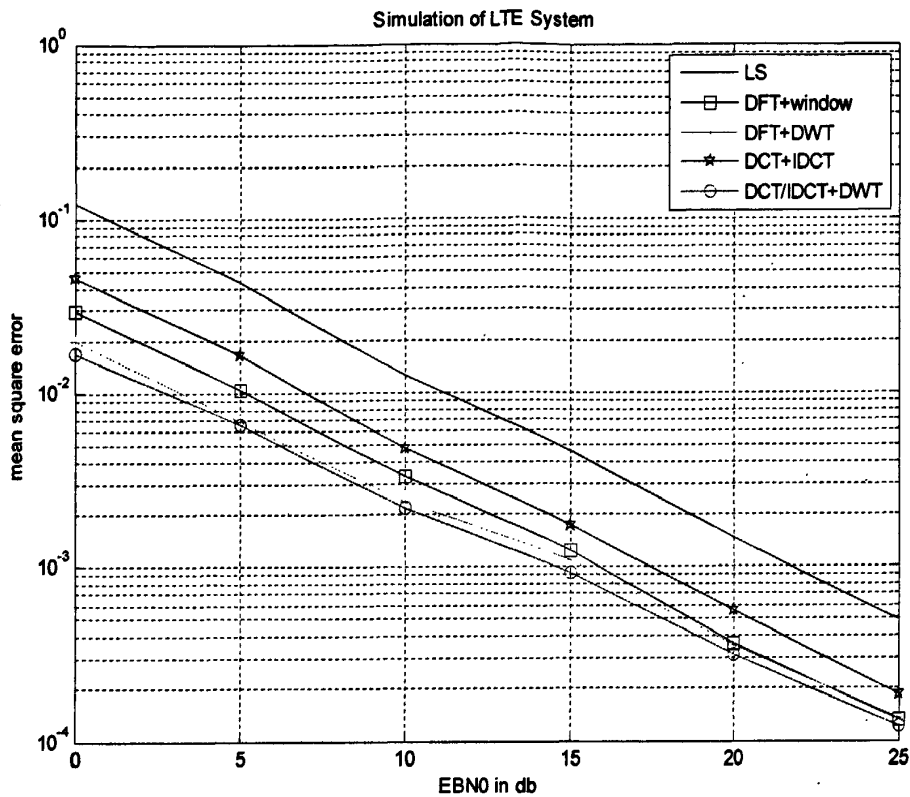


图 5-10 2 发 2 收天线下算法 MSE 性能比较

从仿真结果图 5-9 和 5-10 中可以看出，经过 2 发 2 收天线系统的仿真，基于 DCT 的小波分解估计算法性能比最小二乘估计算法，两种基于 DFT 的算法和基于小波分解的信道估计算法的误码率和均方误差性能都要好，由于 DCT 估计算法使得能量较好的集中在低频部分，有效的抵抗了多径衰落的影响，减弱了信道响应尾部能量的扩散，基于小波分解的优化算法中由于只采用单层分解，在高信噪比的情况下，由于噪声能量比较小，信号能量较大，加窗方法的选取可能会舍弃部分有效的信道能量，而本节给出的算法一定程度上改善了这个影响，减弱了 MSE 的平底误差，同时与单天线场景下的仿真结果相比，多天线仿真性能由于得到更好的空间分集增益，取得比单天性系统下更好的性能，进一步说明了给出联合算法信道估计的有效性。

5.5 本章小结

本章将对虚载波的处理引入到 DCT 信道估计中，采用 DCT/IDCT 运算来代替 IDFT/DFT 来处理参考信号位置处的信道频域响应，同时在单天线和 2 发 2 收天线系统下，将基于 DFT 的估计算法，基于小波分解的估计方法同本章给出的方法进行了仿真对比，验证算法的性能。

总结与展望

对本文工作的总结

本文主要研究了 LTE 下行链路中常用的信道估计算法,采用已有的研究方法并结合 LTE 下行链路导频模型的具体实际,给出一些优化解决方案。

首先介绍了移动通信技术的发展;并结合刚刚落幕的世界移动通信大会对 LTE 目前的现状以及未来的发展作了简单的介绍,对 LTE 系统下行链路的物理层协议,以及其中采用一些关键技术,对 OFDM 系统的原理和帧结构做了简要的阐述,说明了采用循环前缀这种保护间隔的优点和同步技术的作用,对 LTE 系统支持的多天线技术作了简单的描述。然后介绍了常用的移动无线信道的特性和一些基本的信道模型。

本文对传统的基于参考信号的信道估计方法做了简单的推导,介绍了数据载波位置处的几种信道估计插值算法,联系 LTE 系统的实际,对虚拟载波的引入以及已有的处理方法作了简单的介绍并通过仿真验证;针对时域信号多径能量扩散的特性,仿真对比了常用的几种加窗方法,然后在利用小波分解得到的阈值基础上给出了一种优化的信道估计算法,仿真表明给出的优化算法在误码率和均方误差性能上比传统的 DFT 信道估计算法有了提高,最后采用 SFBC 编码 2 发 2 收多天线场景,对传统的信道估计方法和给出的优化估计算法进行了仿真比较,通过对仿真结果的分析进一步验证优化算法的估计性能。

在把传统的 DCT 算法改进处理后引入 LTE 下行系统中,并将其与传统 DFT 估计算法的性能进行仿真比较,结果表明基于 DCT 的信道估计方法能够较好的减弱虚载波带来的误差影响,有着更好的均方误差性能;然后利用 DCT 运算代替传统的 DFT 运算,给出了一种离散余弦变换联合小波分解的优化估计算法,在单天线和多天线的条件下仿真验证给出算法的估计性能。

对未来工作的展望

鉴于能力和时间的限制,本文的研究还有一些需要深入和不是很全面的地方,论文中有一些相关的内容和方向值得进一步的研究下去,主要有这些方面:

1. 本文主要针对 LTE 下行链路的信道估计方法进行了优化和改进,而由于上行参考信号结构与下行有所不同,并且主要集中在基站一侧,对时延和功耗的要求也不同,所以对上行链路的信道估计算法也需要进一步的设计和研究。
2. 本文仿真的前提是假设接收信号之间都是完全同步的,然而实际系统中对同步的要

求较高，因此将同步技术与信道估计结合进行研究会有更实际意义。

3. 本文仿真采用的小波分解知识，在信号处理领域是一个较深的课题，选取不同的小波基函数，以及不同的分解层数这些特性都可以结合同步技术和信道估计来深入研究。

致 谢

这篇论文的顺利完成，凝聚了许多老师和同学的关心和帮助，在此对他们表示深深的谢意。

在此特向我的恩师余立建教授致以最衷心的感谢。在过去的这三年期间，余老师对我的悉心指导和谆谆教诲，都带给了我不断的成长，特别是余老师严谨的学术态度和严于律己、宽以待人的处世原则，浸润着我日常的学习和生活。在这次论文撰写过程中，从选题，撰写到最后定稿的各个环节中，余老师都给予了我悉心的指导和帮助，也在很多问题的解决思路，给予了我无尽的启迪。

感谢实验室的贾勇兵、卢娜、石曼曼、贺军、杨帆等同学在我的论文完成过程中，提供了无私的帮助和建议，在与你们的探讨中我受益良多，能与你们一起共度这三年时光，深感荣幸。感谢郭锐师兄在论文仿真中给予的指点和帮助，感谢同宿舍的赵亮、胡辉、黄章梁同学，感谢你们在平时生活和学习中给了我关心和支持，共同营造了一个家的氛围。

衷心感谢我挚爱的家人，感谢你们对我多年的养育和教导，感谢你们对我生活和学业无私的支持和关心。

最后衷心感谢给我帮助、支持，关心爱护我的所有人。

参考文献

- [1] 赵训威, 林辉, 张明, 姜怡华. 3GPP 长期演进 (LTE) 系统架构与技术规范[M]. 北京: 人民邮电出版社, 2010.1
- [2] 3GPP, TR 25.913 v7.3.0. Requirement for Evolved UTRA(E-UTRA) and Evolved UTRAN(E-UTRAN), 2006
- [3] Harri Holma, Antti Toskala 编著, 郎为民, 焦巧等译. UMTS 中的 LTE: 基于 OFDMA 和 SC-FDMA 的无线接入[M]. 北京: 机械工业出版社, 2010.10
- [4] 沈嘉, 索士强等. 3GPP 长期演进(LTE)技术原理与系统设计[M]. 人民邮电出版社, 2008
- [5] 3GPP WG1. Ts 36.211: Physical channels and modulation v.8.5.0[S]. www.3gpp.org, 2008.
- [6] 王文博, 郑侃著. 宽带无线通信 OFDM 技术[M]. 北京: 人民邮电出版社, 2007.8
- [7] M. Sandell, O. Edfors. A comparative study of pilot-based channel estimation for wireless OFDM [J]. Research Report Tulea 1996:17, in signal Processing, Lulea University of Technology, Sep, 1996.
- [8] M. Hsieh, Ch. Wei. Channel estimation for OFDM systems based on comb-type pilot arrangement in frequency selective fading channels[J], IEEE Trans. On consumer electronics. 1998. 44(1): 217-225
- [9] Petropulu A, Ruifeng Zhang. Blind channel estimation for OFDM systems[C]. Proceedings of 2002 IEEE 10th. 13-16 Oct. 2002: 366-370.
- [10] Liu Kewen, Xing Ke. Research of MMSE and LS Channel Estimation in OFDM Systems[C]. IEEE ICISE, 2010: 2308-2311
- [11] J. J. Van de Beek, O. Edfors and Magnus Sandell, On channel estimation in OFDM systems[C]. IEEE VTC'95, 1995: 815-819
- [12] Michele Morelli and Umberto Mengali. A comparison of pilot-aided channel estimation methods for OFDM systems [J]. IEEE Trans on Signal Processing, 2001, 49(2): 3065-3073
- [13] O. Edfors, Magnus Sandell, J. J. Van de Beek. OFDM Channel Estimation by Singular Value Decomposition [J], IEEE Transactions on Communications, 1998, 46(7): 931-939
- [14] Li. Chengyang, S. ROY. Subspace-based blind channel estimation for OFDM exploiting virtual carriers[C]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2003, 2(1): 141-150.
- [15] Chiu M C, Chao C C. Analysis of LMS-adaptive MMSE equalization on multipath fading channels [J]. IEEE Transactions on communications, 1996, 44(12): 1684-1692.

-
- [16]Liang Yongming, Luo Hanwen, Huang J ianguo. Adaptive RLS channel estimation in MIMO-OFDM systems[C]. IEEE International Symposium on Communications and Information Technologies, ISCIT'2005: 76-79.
- [17]K. Kwak, S. Lee, K. kim. A new DFT-based channel estimation approach for OFDM with virtual subcarriers by leakage estimation[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2008,7(6):2004-2008
- [18]孙霏菲, 刘丹谱, 张建华, 乐光新. 虚载波存在下低复杂度的 OFDM 信道估计[J]. 北京邮电大学学报.2010, 33 (1): 61-64
- [19]Xiaolin Hou, Zhan Zhang, Hidetoshi Kayama. Low-complexity enhanced DFT-based channel estimation for OFDM systems with virtual subcarriers[C],IEEE PIMRC'07, 2007:1-5
- [20]Diallo, M., Rabineau, R., Cariou, L. Helard, M. On Improved DCT Based Channel Estimation with Very Low Complexity for MIMO-OFDM Systems[C]. IEEE VETECs, 2009.4:1-5
- [21]3GPP, TS 36.211 v8.7.0. Physical Channels and Modulation, 2009.
- [22]Haibei Song, Xiaowen Li, Ziming Yu. A Complexity Reduction Approach for LTE Downlink Channel Estimation[C]. Internet Technology and Applications (iTAP), 2011:1-4
- [23]J.Berkmann, C.Carbonelli, EDietrich, C.Drewes, and W.Xu. On 3G LTE terminal implementation standard, algorithms, complexities and challenges[C]. Wireless Communications and Mobile Computing Conference, 2008:970-975
- [24]佟学俭, 罗涛. OFDM 移动通信技术原理与应用[M], 北京: 人民邮电出版社, 2003
- [25]宋征卫. MIMO-OFDM 同步与信道估计技术研究[D].浙江大学博士论文.2008
- [26]汪裕民. OFDM 关键技术与应用[M]. 北京: 机械工业出版社, 2006.10.
- [27]Claude Oestges, Bruno Clerckx 著, 赵晓晖译. MIMO 无线通信[M]. 北京: 机械工业出版社, 2010.9
- [28]3GPP TR25.996 V8.0.0 Spatial Channel Model for Multiple Input Multiple Output (MIMO)Simulations, 2008
- [29]邱玲, 许杰, 刘蓓, 梁晓雯等. 多用户、多小区 MIMO 通信技术[M]. 北京: 人民邮电出版社, 2011.3
- [30]罗仁泽. 新一代无线移动通信系统关键技术[M]. 北京邮电大学出版社, 2007.7
- [31]张涛. MIMO-OFDM 系统中基于导频的信道估计技术研究[D]. 西南交通大学硕士论文, 2009
- [32]H.Harada and R.Prasad. Simulation and Software Radio for Mobile Communications.
-

- Boston.London: Artech House, 2002.
- [33] 郑侃, 赵慧. 3G 长期演进技术与系统设计[M]. 北京: 电子工业出版社, 2007.9
- [34] D. S. Baum, J. Hansen and J. Salo, An Interim Channel Model for Beyond-3G Systems[C].IEEE VTC'05, 2005:3132-3136
- [35] 蒋创新. LTE 系统中下行信道估计技术研究[D].西安科技大学硕士论文.2010
- [36] Stefania Sesia, Issam Toufik, Matthew Baker. LTE-The UMTS Long Term Evolution: From Theory to Practice [M]. John Wiley & Sons, Ltd.2009:161-162
- [37] Rajeswari, K., Sangeetha, T., Natchammai, A.P. Performance Analysis of Pilot Aided Channel Estimation Methods for LTE System in Time-Selective Channels [C], Industrial and Information Systems (ICIIS), 2010 International Conference. 2010: 113 – 118.
- [38] Changchuan Yin, Jingyu Li, Xiaolin Hou, Guangxin Yue. Pilot Aided LS Channel Estimation in MIMO-OFDM Systems[J]. IEEE Communications Letters.2006, 10(1):1-3
- [39] 张辉, OFDM 系统中信道估计技术的研究[D].重庆大学硕士论文, 2010:40-42
- [40] 朱志敏, 基于 OFDM 系统的信道估计技术的研究[D]. 东南大学硕士论文, 2006
- [41] Athanasios Doukas , Grigorios Kalivas. Analysis and performance evaluation of a pilot-aided interpolated channel estimator for OFDM systems[J]. Computers and Electrical Engineering. 2010, 36(3): 414–423
- [42] 郭锐, LTE 系统下行链路的信道估计研究[D]. 西南交通大学硕士论文, 2011
- [43] Igor Tolochko, Mike Faulkner, Real Time LMMSE Channel Estimation for Wireless OFDM Systems with Transmitter Diversity [C], IEEE VTC'02,2002:1555-1559
- [44] Joyce Van de VegteZ 著, 侯正信, 王国安等. 数字信号处理基础[M]. 北京: 电子工业出版社, 2003.1
- [45] 张学成, 基于离散小波变换的 OFDM 基带传输系统研究[D]. 北京邮电大学硕士论文, 2006: 27-34
- [46] 胡昌华, 李国华, 周涛著, 基于 MATLAB 7.X 的系统分析与设计-小波分析(第三版) [M], 西安: 西安电子科技大学出版社, 2008.9
- [47] 孙延奎, 小波分析及其应用[M]. 北京: 机械工业出版社, 2005.3 :159-161
- [48] Xiaoqing Wang, Jintao Wang, Zhaocheng Wang. Improved DFT-based channel estimation for OFDM systems over multipath channel[C]. IWCMC'10 Proceedings of the 6th International Wireless Communications and Mobile Computing Conference. 2010:585-590
- [49] You-Seok Lee, Hyun-Chool Shin, Channel Estimation Based on a Time-Domain Threshold for OFDM Systems [J]. IEEE Trans on Broadcasting, 2009.55(3):656-662.
- [50] D.L.Donoho and I.M.Johnstone.Ideal spatial adaptation by wavelet shrinkage[J].
-

Biometrika, 1994,81(3):425-455

- [51] 何婷, 基于 LTE 的信道估计技术研究[D]. 武汉理工大学硕士论文, 2010
- [52] Fanghua Weng, Changchuan Yin and Tao Luo, Channel estimation for the downlink of 3GPP-LTE systems[C].IEEE NIDC,2010:1042-1046
- [53] Sinem Coleri, Mustafa Ergen. Channel estimation techniques based on pilot arrangement in OFDM Systems [J].IEEE Trans on Broadcasting, 2002, 48(3): 223-229.
- [54] 赵超, 岳喜顺. 基于小波去噪与变换域的信道估计方法[J]. 计算机工程与设计, 2010, 31(7): 1409-1412
- [55] 康美萍, 程 韧. 基于 SFBC 的 MIMO-OFDM 在频率选择性信道中的应用[J]. 信息技术, 2006, 30(5): 56-58
- [56] H.Kobayashi, and K.Mori. ProPosal of OFDM channel estimation method using discrete cosine transform[C]. Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2004.3:1797-1801
- [57] 冯绍鹏, 多天线 OFDM 无线通信系统中信道估计等问题的研究[D].北京邮电大学博士论文, 2007: 51-53
- [58] Y.H.Yeh and S.G. Chen. DCT-based channel estimation for OFDM systems[C]. IEEE International Conference on Communications, 2004.4:2442-2446
- [59] 史济刚, 金宁, 金小萍. 基于 DCT 的 OFDM 信道估计算法研究[J]. 计算机仿真, 2007, 24(12): 309-311
- [60] Yen-Hui Yeh, Sau-Gee Chen. Efficient channel estimation based on discrete cosine transform[J]. IEEE International Conference on Acoustics, speech, and Signal Processing, 2003.4:676-679.
- [61] Shaopeng Feng , Weiling Wu. DCT-based Channel Estimation Method for MIMO-OFDM Systems Using Phase Shifted Pilot Sequences[C].Wireless Pervasive Computing, 2007:12-15

攻读硕士学位期间发表的论文

- [1] 马项楠, 余立建. 一种基于小波变换的 LTE 系统下行链路信道估计算法. 西南科技大学学报 (自然科学版), 2011, 26(4): 75-78