目录

[第一章 绪论 2](#_Toc508116177)

[第一节 5G研究背景及意义 2](#_Toc508116178)

[1.1.1 移动通信发展史 2](#_Toc508116179)

[1.1.2 5G研究现状和研究意义 3](#_Toc508116180)

[第二节 频偏算法的研究现状 4](#_Toc508116181)

[第三节 论文工作和内容安排 4](#_Toc508116182)

[第二章 F-OFDM系统介绍 5](#_Toc508116183)

[第一节 OFDM系统介绍 5](#_Toc508116184)

[2.1.1 多载波系统介绍 5](#_Toc508116185)

[2.1.2 OFDM系统介绍 6](#_Toc508116186)

[2.1.3 OFDM系统的实现 7](#_Toc508116187)

[2.1.4 OFDM系统的优缺点 8](#_Toc508116188)

[第二节 F-OFDM系统 10](#_Toc508116189)

[2.2.1 5G候选波形介绍 10](#_Toc508116190)

[2.2.1 F-OFDM系统实现 12](#_Toc508116191)

[第三章 无线信道特性及传统频偏估计算法 13](#_Toc508116192)

[第一节 无线信道特性 13](#_Toc508116193)

[3.1.1 小尺度衰弱 13](#_Toc508116194)

[3.1.2信道建模 15](#_Toc508116195)

[第二节 OFDM系统频偏估计算法 16](#_Toc508116196)

[3.2.1 最大似然（ML）频偏估计算法 16](#_Toc508116197)

[3.2.2 基于符号重传频偏估计算法（moose） 16](#_Toc508116198)

[3.2.1 基于PN序列得频偏估计算法（schmidl） 16](#_Toc508116199)

[第四章 卡尔曼滤波及应用 17](#_Toc508116200)

[第一节 卡尔曼滤波算法介绍 17](#_Toc508116201)

四、提基于卡尔曼滤波自适应频偏估计算法

第一节 卡尔曼滤波算法

4.1.1 EF算法和EKF算法

4.1.2卡尔曼滤波在FO中的应用

第二节 基于EKF的自适应频偏跟踪算法

第三节 MATLAB仿真及性能分析

五、改进的卡尔曼滤波算法

六、总结与展望

参考文献

# 第一章 绪论

## 第一节 5G研究背景及意义

### 1.1.1 移动通信发展史

移动通信的发展历史可以追溯到19世纪。1864年麦克斯韦从理论上证明了电磁波的存在，1876年赫兹用实验证实了电磁波的存在，1896年马可尼在英国进行的14.4公里通讯试验成功，从此世界进入了无线电通信的新时代。现代意义上的移动通信开始于20世纪20年代初期。而现代通信技术发展从上世纪20年代起到如今，大致经历了五个阶段。其中从上世纪60年代中期到70年代中期为第四阶段，这一阶段是移动通信的蓬勃发展期，1G也是始于这一时期。

1G的发展

1978年底，美国贝尔试验室研制成功先进移动电话系统(AMPS)，建成了蜂窝状移动通信网，大大提高了系统容量。1976年美国摩托罗拉公司的工程师马丁·库珀于首先将无线电应用于移动电话。

同年，国际无线电大会批准了800/900MHz频段用于移动电话的频率分配方案。在此之后一直到20世纪80年代中期，许多国家都开始建设基于频分复用技术(FDMA)和模拟调制技术的第一代移动通信系统即1G，传输速率约2.4kb/s。

然而由于采用的是模拟技术，1G系统的带宽容量十分有限。此外，安全性和干扰也存在较大的问题。再加上1G系统的先天不足，使得它无法真正大规模普及和应用，价格更是非常昂贵，成为当时的一种奢侈品和财富的象征。

即将迈入21世纪，通信技术也进入到了2G时代，和1G不同2G采用的是数字传输技术。这极大的提高了通信传输的保密性。2G技术基本可被切为两种，一种是基于TDMA所发展出来的以GSM为代表，每200KHz支持8个用户间隙。另一种则是CDMA规格，复用﹙Multiplexing﹚形式的一种，每1.25MHz信道上同时支持64个正交码的用户。随着2G技术的发展，手机逐渐在人们的生活中变得流行，虽然价格仍然较贵，但并不再是奢侈品。

过渡的2.[5G](http://www.eepw.com.cn/news/listbylabel/label/5G)

2G到3G的发展并不像1G到2G那样平滑顺畅，由于3G是个相当浩大的工程，要从2G直接迈向3G不可能一下就衔接得上，因此出现了介于2G和3G之间的衔接技术——2.5G。我们所熟知的HSCSD、WAP、EDGE、蓝牙(Bluetooth)、EPOC等技术都是2.5G技术。

2.5G功能通常与GPRS技术有关，GPRS技术是在GSM的基础上的一种过渡技术。GPRS的推出标志着人们在GSM的发展史上迈出了意义最重大的一步，GPRS在移动用户和数据网络之间提供一种连接，给移动用户提供高速无线IP和X.25分组数据接入服务。较2G服务，2.5G无线技术可以提供更高的速率和更多的功能。

2、移动通信发展历程(二)

3G的发展

随着移动网络的发展，人们对于数据传输速度的要求日趋高涨，而2G网络10+KB每秒的传输速度显然不能满足人们的要求。于是高速数据传输的蜂窝移动通讯技术——3G应运而生。目前3G存在3种标准：CDMA2000、WCDMA、TD-SCDMA。

中国国内支持国际电联所确定的三个无线接口标准，分别是中国电信的CDMA2000，中国联通的WCDMA，中国移动的TD-SCDMA。可以说3G的发展进一步促进了智能手机的发展，由于3G的传输速度可以达到几百KB每秒。

通过3G，人们可以在手机上直接浏览电脑网页，收发邮件，进行视频通话，收看直播等，还一度引出了3G手机可否取代PC的设想。

[4G](http://www.eepw.com.cn/news/listbylabel/label/4G)的发展

作为3G的延伸，[4G](http://www.eepw.com.cn/news/listbylabel/label/4G)近几年被人们所熟知，2008年3月，在国际电信联盟-无线电通信部门(ITU-R)指定一组用于4G标准的要求，命名为IMT-Advanced规范，设置4G服务的峰值速度要求在高速移动的通信(如在火车和汽车上使用)达到100Mbit/s，固定或低速移动的通信(如行人和定点上网的用户)达到1Gbit/s。

该技术包括TD-LTE和FDD-LTE两种制式(严格意义上来讲，LTE只是3.9G，尽管被宣传为4G无线标准，但它其实并未被3GPP认可为国际电信联盟所描述的下一代无线通讯标准IMT-Advanced，因此在严格意义上其还未达到4G的标准。相对于前几代，4G系统不支持传统的电路交换的电话业务，而是全互联网协议(IP)的通信。4G将为用户提供更快的速度并满足用户更多的需求。

### 1.1.2 5G研究现状和研究意义

三十年里，移动通信经历了从语音业务到移动宽带数据业务的飞跃式发展，不仅深刻地改变了人们的生活方式，也极大的促进了社会和经济的飞速发展。移动互联网和物联网作为未来移动通信发展的两大主要驱动力，为第五代移动通信（5G）提供了广阔的前景。面向2020年以及未来，数据流量的千倍增长，千亿设备连接和多样化的业务需求都将对5G系统的设计提出严峻的挑战。与4G相比，5G将支持更加多样化的场景，融合多种无线接入方式，并充分利用低频和高频等资源。同时，5G还将满足网络灵活部署和高效运营维护的需求，大幅度提升频谱效率、能源效率、和成本效率，实现移动网络的可持续发展。

显然，随着时代的发展，与以往的移动通信系统相比，5G需要满足更加多样化的场景和极致的性能挑战，归纳未来移动互联网和物联网主要场景和业务需要特征，其主要场景为：连续广域覆盖、热点高容量、低时延高可靠和低功耗大连接。于5G系统的设计满足的业务特征即：机对机通信（M2M），频谱碎片化，实时应用和异构网络。从无线传输层面看，即：

a)       由于 M2M 的大规模和不定时性，不宜采用对同步要求高的方案；

b)      若要充分挖掘已用频带之间的碎片资源，不宜采用旁瓣功率泄露较大的方案；

c)       实时应用，频繁地使用短帧传输数据；

d)      在异构网中不同子带传输是异步的、可灵活分配的。

因此对于多载波技术的选择具有很高的要求，正交频分复用（OFDM）作为当下应用最为广泛的多载波传输技术，其具有结构简单，理想状况下无载波和符号间干扰及与多天线技术完美结合等优点。然而，随着第五代移动通信的发展，OFDM 所具有的旁瓣泄漏大导致在由于频率时间同步有偏差时正交性丢失，以及由于添加循环前缀（CP）导致频谱效率低下等缺点就显现出来了，限制了其在第五代移动通信中的应用。因此，5G候选波形的研究不可忽视，目前人们提出了多种热门的候选波形，例如 Filter-OFDM，FBMC，UFMC，GFDM等，本文主要是针对Filter-OFDM系统进行研究和仿真。

## 第二节 频偏算法的研究现状

## 第三节 论文工作和内容安排

# 第二章 F-OFDM系统介绍

## 第一节 OFDM系统介绍

### 2.1.1 多载波系统介绍

通常我们的通信系统是单载波方案，如图2.1。其中g(t)是匹配滤波器，这种系统在数据传输速率不太高的情况下，多径效应对信号符号之间造成的干扰不是特别严重，可以通过合适的均衡算法使得系统能够正常的工作。但是对于宽带业务说，由于数据传输的速率较高，时延扩展造成数据富豪之间相互交叠，从而产生符号之间的串扰(ISI)，所以要求均衡算法更好，就引入了复杂的均衡算法，还要考虑到算法的可实现性和收敛速度。从另一个角度去看，信号的带宽超过和接近信道的相干带宽时，信道的时间弥散将会造成频率选择性衰落，使得同一个信号中不同的频率成分体现出不同的衰落特性，因此我们考虑多载波传输方案。

g(t)

信道

g\*(t)

图2.1 单载波系统基本结构

多载波传输通过把数据流分解为若干个自比特流，这样每个子数据流比特速率降低很多，用这样低比特速率形成的低速率多状态符号再去调制相应的子载波，从而构成多个低速率符号并行发送的传输系统。在单载波系统中，一次衰落或者干扰就可以导致整个链路失效，但是在多载波系统中，某一时刻只会有少部分的子信道会受到深衰落的影响，图2.2给出多载波系统的基本结构示意图。

g(t)

g(t)

g(t)

...

**+**

信道

g\*(t)

g\*(t)

g\*(t)

图2.2 多载波系统的基本结构

...

多载波技术有多种提法，如正交频分复用(OFDM)，离散多音调制(DMT)和多载波调制(MCM)，这三种提法在一般情况下等同，只是在OFDM中各子载波保持相互正交，而在MCM中不一定成立。

### 2.1.2 OFDM系统介绍

如上文所述，正交频分复用(OFDM)是一种多载波传输方案，但它既可以被看作是一种调制技术，也可以当作一种复用技术。在传统的并行数据传输系统中，整个信号频率段被划分为N个相互不重叠的频率子信道。每个子信道传输独立的调制符号，然后再将N个子信道进行频率复用。这种避免信道频谱重叠看起来有利于消除信道间干扰，但是这样不能有效利用宝贵的频谱资源。每个子信道之间要留有足够的保护频带，而且多个滤波器的实现也有不少困难。但对于OFDM系统，由于各个子载波存在正交性，允许子信道的频谱相互重叠，因此可以最大限度的利用频谱资源，如图2.3所示

(a)

(a)传统FDM 信道分配 (b) OFDM信道分配

节省的带宽

图2.3 传统频分复用与OFDM的信道分配

频率

频率

信道1 2 3 4 5 6 7 8 9 10

(b)

### 2.1.3 OFDM系统的实现

OFDM系统的框图如图2.4所示，在发送端，数据流经过信道编码，数字调制，串并变化后，再对转换所得的并行信号进行IFFT运算，插入CP后进行D/A转化成模拟信号发送到信道，这其中每个IFFT端口的输出就是每个子信道的时域信号，将所有的信号叠加就成为了当前时刻的OFDM符号。在接收端，由信道接收到的模拟OFDM信号经过A/D转化成数字信号，去CP后进行FFT运算通过解码恢复原始信源信号。

数据流

编码

数字

调制

S/P

IFFT

P/S

**...**

**...**

插入CP

DAC

信道

ADC

去CP

S/P

**...**

FFT

**...**

P/S

数字

解调

解码

数据接收

OFDM

反OFDM

图2.4 OFDM系统框图

### 2.1.4 OFDM系统的优缺点

在无线通信资源有限的今天，OFDM

(a). 抗衰落能力强。

OFDM把用户信息通过多个子载波传输，在每个子载波上的信号时间就相应地比同速率的单载波系统上的信号时间长很多倍，使OFDM对脉冲噪声（Impulse Noise）和信道快衰落的抵抗力更强。同时，通过子载波的联合编码，达到了子信道间的频率分集的作用，也增强了对脉冲噪声和信道快衰落的抵抗力。因此，如果衰落不是特别严重，就没有必要再添加时域均衡器。

(b.)频率利用率高。

OFDM允许重叠的正交子载波作为子信道，而不是传统的利用保护频带分离子信道的方式，提高了频率利用效率。

(c).适合高速数据传输。

OFDM自适应调制机制使不同的子载波可以按照信道情况和噪音背景的不同使用不同的调制方式。当信道条件好的时候，采用效率高的调制方式。当信道条件差的时候，采用抗干扰能力强的调制方式。再有，OFDM加载算法的采用，使系统可以把更多的数据集中放在条件好的信道上以高速率进行传送。因此，OFDM技术非常适合高速数据传输。

(d).抗码间干扰（ISI）能力强。

码间干扰是数字通信系统中除噪声干扰之外最主要的干扰，它与加性的噪声干扰不同，是一种乘性的干扰。造成码间干扰的原因有很多，实际上，只要传输信道的频带是有限的，就会造成一定的码间干扰。OFDM由于采用了循环前缀，对抗码间干扰的能力很强

1.高精度的CSI估计问题;

要进行高速率的数据传输，同时要保持较高的频谱利用率;OFDM系统需要使用密度更高的星座点进行符号映射;接收端采用相干检测技术，接收端在解调时需要知道CSI。在无线通信中，由于移动台的运动和接收端所处的环境不可预知，CSI是未知的并随时间变化，接收端需要通过信道估计获得对传输信道高精度的CSI估计。在使用高密度星座点的OFDM系统中，CSI的估计精度对系统的性能有较大地影响，在尽量保持信道估计算法复杂度的前提下，如何减小CSI估计的均方误差(Mean Square Error，MSE)是一个值得研究的问题。

另一方面，为了接收端进行信道估计，经典无线OFDM系统均使用在频域插入导频的方式，但导频需要OFDM系统工作子载波的一部分进行传输，因此要消耗一定频谱资源；如何减少或消除频域的导频以进一步提高OFDM系统频谱利用率并要保证接收端获得CSI的高精度估计值也是一个值得研究的问题。

2.易受频率偏差的影响;

由于OFDM系统工作子载波的频谱相互交叠，这就对子载波之间的正交性提出了严格的要求。然而由于无线信道存在时变性，传输过程中会出现信号频率的偏移，例如多普勒频移;或者由于发射端振荡器与接收端振荡器之间存在频率偏差，都会使得OFDM系统子载波之间的正交性遭到破坏，从而导致子信道间的相互干扰(Inter-Carrier Interference，ICI)，使系统性能恶化。

3.存在较高的峰值平均功率比;

与单载波系统相比，OFDM系统的输出容易导致出现较大的峰值平均功率比(Peak to Average Power Ratio，PAPR)。高PAPR对发射机功率放大器的线性度提出了很高的要求。如果功率放大器的动态范围不能够满足信号的变化，则信号通过放大器后波形会发生畸变，使叠加的信号频谱发生变化，从而导致各个子载波之间的正交性遭到破坏，产生ICI和带外辐射。

## 第二节 F-OFDM系统

### 2.2.1 5G候选波形介绍

面对人民日益的美好生活需要，4G蜂窝通信已经慢慢满足不了多样化的期望，此时5G移动通信应运而生，而物理层波形是重中之重，目前工业界和学术界已经提出了多种候选波形，如Filter-OFDM，UFMC，FBMC，GFDM等等。

Filter-OFDM系统，即基于子载波滤波的OFDM系统，它是一种可变子载波带宽的自适应空口波形调制技术[]。通过配置适当的子载波间隔，CP的长度和传输时间间隔（TTI）等，以满足不同类型业务的需求。它基于子带分离和滤波，在分配的带宽中包含一个OFDM系统，通过这种方式，F-OFDM系统既能客服OFDM的缺点，也能很好的保持其优点。

FBMC（Filter Bank Multi-carrier）系统，即滤波器组多载波系统，它是一种基于子载波滤波及采用偏移正交幅度调制（Offset Quadrature Amplitude Modulation, OQAM）的一种多载波调制方案。它在发送端用综合滤波器组代替IFFT和插入CP，对每个子载波在频域上进行采样处理，然后在频域与滤波器组进行复杂的卷积运算。接收端有分析滤波器组，进行逆运算重构出信号输出。因此实现复杂度很高。

UFMC（Universal Filtered Multi-carrier）系统，即通用滤波多载波系统，它是一种将整个系统频带分为若干个子带多载波调制技术，然后采用适当的滤波器对每个由多个子载波组成的子带进行滤波。值得一提的是，FBMC滤波器是处理单个子载波，而UFMC是处理一组子载波，因此当这一组子载波数为1时，UFMC就是FBMC。UFMC系统可以根据实际需求配置滤波器，分配频谱资源。

GFDM（Generalized Frequency Division Multiplexing）系统，即广义频分复用系统，它将若干时隙中的若干个子载波上的符号作为一帧，并且通过一组滤波器及tail-biting卷积的操作将发送端的滤波过程转化为循环卷积过程[]。

GFDM的子载波排列得非常接近，并且不相互正交。为了抑制子载波间的干扰，需要高阶滤波和尾部剔除。另外，还需要预先消除或连续干扰消除以减轻在滤波之后仍然存在的子载波间干扰。相反，F-OFDM的每个子带中的子载波仍然是准正交的，F-OFDM的滤波器长度相对较短，并且不需要复杂的预处理/后处理。

为了追求时间和频率定位，与f-OFDM中的滤波器相比，FBMC中的滤波器长度通常非常长（例如，超过码元持续时间的3倍），因此耗费资源。FBMC与多天线传输相结合的困难也限制了它的应用。相反，F-OFDM可以与多天线传输结合，无需任何特殊处理。

为了避免连续OFDM符号之间的ISI，UFMC的滤波器长度通常受到OFDM中使用的CP的长度的限制，存在较高得OOBE。与之形成鲜明对比的是，通过使用长达半个符号持续时间的滤波器长度，f-OFDM有意地放弃连续OFDM符号之间的正交性，以换取较低的OOBE，并因此允许使用最小数量的保护音调。通过适当设计的滤波器（例如，具有有限的能量分布），由于增加滤波器长度导致的性能下降几乎可以忽略不计，与保护带消耗的节省相比。

F-OFDM与其他波形对比如下表所示：



表2.1 5G候选波形比较

### 2.2.1 F-OFDM系统实现

Filter-OFDM系统收发模块如图2.5所示，F-OFDM把整个频带分为很多个子带，每一路都是一个OFDM系统，但不同于OFDM的是Filter-OFDM每一路新增了子带滤波器模块，每个子带都可以配置适当的子载波间隔，CP的长度和传输时间间隔（TTI）等，以满足不同类型业务的需求，这也就是F-OFDM灵活的根本原因。子带滤波可以抑制子带间干扰，这样每个子带中的连续OFDM符号之间的时域正交性虽被有意地破坏但能获得较低的OOBE，而且在其他方面性能损失可忽略不计，因此，系统可以异步传输从而不再需要全局同步，这就较传统的OFDM性能更佳。此外，F-OFDM还可显着降低保护带消耗，从而提高频谱利用率。

子带1数据

子载波映射1

IFFT

(N1)

插入CP1

信道

图2.5 Filter-OFDM系统框图

子带1滤波器

子带2数据

子载波映射2

IFFT

(N2)

插入CP2

子带2滤波器

子带k数据

子载波映射k

IFFT

(Nk)

插入CPk

子带k滤波器

**...**

**...**

**...**

**...**

**...**

子带1数据

信号检测

FFT

(N1)

去CP1

子带1滤波器

子带2数据

信号检测

FFT

(N2)

去CP2

子带2滤波器

子带k数据

信号检测

FFT

(Nk)

去CPk

子带k滤波器

**...**

**...**

**...**

**...**

**...**

+

新增模块

新增模块

# 第三章 无线信道特性及传统频偏估计算法

## 第一节 无线信道特性

无线信道是信道中最为复杂的一种，因为它易受环境所影响，传播的特性也会不一样，它可能是简单的直线传播，也有可能经过山丘，建筑等发生发射而产生多径效应，这就导致信号放大或者衰弱。在无线信道中，衰弱是时常发生的，一般这种由多径衰弱或者移动过程中带来的时间弥散称为小尺度衰弱，与之对应的还有大尺度衰弱，像路径损耗和阴影衰弱效应。

### 3.1.1 小尺度衰弱

如上文所述，大尺度衰弱是路径损耗和阴影衰弱效应，因此一般在设计和校区拓扑中考虑，而PHY层主要考虑的是小尺度衰弱。引起小尺度衰弱的因素是多径效应和信道时变性。

小尺度衰落效应具有三个主要特点，分别为：

(1)接收机在较短时间或者较短距离移动时，接收的无线信号的强度会发生急剧的变化。

(2)在不同的多径信号上，由于接收机移动、发射机运动或信道时变等导致多普勒效应所产生的多普勒频移而导致的随机频率调制。

(3)在多径传播时会引起多径时延扩展，会产生ISI。

在市区里，各种建筑物通常都要远远高出无线发射基站的天线，所以通常几乎不存在基站与移动接收端的视距传输路线，即使会有这么一条视距路线，但由于地面和建筑会发生反射，于是产生了衰落。当接收机与发射机产生存在相对运动时，就会对频率产生影响，造成接收频率变化，称为多普勒频移。

对小尺度衰落产生影响的因素有：

(1)多径传输在无线电波传输过程中，会遇到很多障碍物，产生反射现象，这就构成了一个多径传输的环境。由于不同的路径消耗，会致到达接收机的电磁波的幅度、相位及时间不同。当这些因素共同作用，使得无线电波在到达接收端时形成多个电波，而这些电波是时空相互区别的。由于路径的不同，使得电波具有随机的幅度和相位，这就产生了小尺度衰落以及信号失真等现象。

(2)发射端与接收端的相对运动发射端与接收端的相对运动就会产生随机频率调制现象，这是由于无线电波的多径传输而引起的多普勒频移现象。多普勒频移有正频移和负频移，当频移为正时，表示接收端朝着发射端运动；当频移为负时，表示接收端背向发射端运动； 当频移为零时，说明接收机和发射机之间的相对运动为零，或沿垂直于入射波方向运动。

(3)信号的传输带宽当信号的传输带宽比相关带宽大得多时，接收信号会产生频率失真的情况，此种现象一般称之为频率选择性；当信号的带宽在相关带宽范围内时，不同的信号的幅度会保持很强的相关性；当信道的带宽比相关带宽窄时，信号的幅度就会迅速变化，但此时时域的失真现象并不会出现， 此即平坦衰落信道。因此小尺度衰落与信号的传输带宽有关。在研究无线信道时，通常会采用一些量化多径信道的参数。有时间色散参数，相干带宽以及多普勒扩展和相干时间。接下来将分别介绍这些参数。

(1)时间色散参数

通常，宽带的多径信道的时间色散特性用以下两个变量进行定量的描述：平均相对时延()和均方根时延扩展()以及相对时延扩展(X，dB)。这三个变量是由一个来源于本地连续冲激响应的测量值取时间或者空间平局的功率延迟分布来定义的。

1)平均相对时延为功率延迟分布的一阶矩，定义为：

2)rms时延扩展为：

其中，

3)功率延迟分布的最大附加时延(X，dB)定义为：当多径无线信号的能量从最初的值衰落到低于最大能量XdB处时的时延。这个最大附加时延定义了高于某个特定门限的多径分量的时间范围。例如：可将最大附加时延定义为，其中是最大时延的值，是第一个到达的信号的时间。在这个时间内到达的多径分量大于等于最大分量减去XdB。

经过傅里叶变换，可将功率延迟分布与无线信道的幅度频率响应联系起来。所以可通过信道的频率响应特性进行在频域内建立等价的信道描述。同样，与时域的时延扩展参数相类似，频域的相关带宽也可用于描述信道特性。rms时延与相关带宽的关系是一个特定多径结构的函数关系，且成反比关系。

(2)相干带宽无线电波在传播过程中的多径反射以及散射使得各多径分量到达接收端的时间不一致，这就产生了时延扩展现象。而从rms时延扩展，可以得到与密切相联系的信道参数相关带宽最。相干带宽指的是一个特定的频率范围，在这个频率范围内，两个频率分量的幅度具有很强的相关性。通常，如果将相干带宽定义为当频率相关系数大于0．9时的某个特定带宽，此时相干带宽近似为：

若将频率相关系数定义放宽至大于0.5，那么相干带宽近似为：

(3)多普勒扩展和相干时间通常在描述无线信道弥撒特性时，会采用时延扩展和相干带宽两个参数。但是，它们并没有提供准确的信息用来描述信道时变特性。当接收端与发射端产生相对运动或者是在信道中物体运动就会引起这种时变特性。而多普勒扩展和相干时间这两个参数就是用来描述这种时变特性的。

多普勒扩展指的是一个频率范围。表示多普勒频移。当发送信号为的正弦信号，接收到的多普勒信号在(，)的范围内。

表示相干时间，用来表示在时域里的多普勒扩展。这个参数用来描述在时域里信道的频率色散的时变特。与多普勒频移成反比，其中

相干时间定义为：在信道冲激响应保持不变时，时间间隔的统计平均值。简单的来说，相干时间就是指在一段时间间隔中，两个接收信号的幅度具有很强相关性。假如时间定义相关系数大于0.5时，相干时问近似为：

在实际应用中，通常将相干时间定义为(2．2．10)和(2．2．11)式的几何平均。我们可以明显的看出，相干时间与多普勒扩展成反比关系，越大时，对应的多普勒扩展就越小，说明此时信道变化越缓慢；越小时，对应的多普勒扩展就越大，说明此时信道变化越激烈。

### 3.1.2信道建模

AWGN信道模型的幅度服从高斯分布，功率谱密度服从均匀分布。其中，AWGN信道模型只会对传输的信号产生高斯白噪声，没有其他的失真。它的双边带白噪声功率谱密度为：

假设实际的系统带宽为曰，则系统抽样频率f大于，公式()在实际系统中为：如果信道产生的噪声功率为P，则：

其中，为高斯白噪声的均方误差。

多径接收信号的连续基带等效模型和抽样基带等效模型分别为：

其中，x(t)、y(t)分别是连续发送信号与连续接收信号，和是相互独立的同相高斯随机过程和正交高斯随机过程，x[m]、y[m]分别是发送信号于接收信号在第m时刻的采样，表示第径在m时刻的信道冲激响应。

在瑞利衰落信道模型中，信号经过信道后的幅度是随机的，且此时信号的包络服  
从瑞利分布。瑞利分布主要是描述平坦衰落或独立分量情况下接收信号包络的统计特性，其分布为：

接收信号的PDF(Probability Density Function)为：

为包络检测之前的信号总功率，和的方差。

## 第二节 OFDM系统频偏估计算法

### 3.2.1 最大似然（ML）频偏估计算法

### 3.2.2 基于符号重传频偏估计算法（moose）

### 3.2.1 基于PN序列得频偏估计算法（schmidl）

# 第四章 卡尔曼滤波及应用

## 第一节 卡尔曼滤波算法介绍