目录

[第一章 绪论 1](#_Toc510114319)

[第一节 5G研究背景及意义 1](#_Toc510114320)

[1.1.1 移动通信发展史 1](#_Toc510114321)

[1.1.2 5G研究现状和研究意义 2](#_Toc510114322)

[第二节 频偏算法的研究现状 3](#_Toc510114323)

[第三节 论文工作和内容安排 3](#_Toc510114324)

[第二章 F-OFDM系统介绍 4](#_Toc510114325)

[第一节 OFDM系统介绍 4](#_Toc510114326)

[2.1.1 多载波系统介绍 4](#_Toc510114327)

[2.1.2 OFDM系统介绍 5](#_Toc510114328)

[2.1.3 OFDM系统的优缺点 7](#_Toc510114329)

[第二节 F-OFDM系统 9](#_Toc510114330)

[2.2.1 5G候选波形介绍及对比 9](#_Toc510114331)

[2.2.2 F-OFDM系统实现 11](#_Toc510114332)

[2.2.3 频偏对F-OFDM系统影响 12](#_Toc510114333)

[第三章 无线信道特性及传统频偏估计算法 13](#_Toc510114334)

[第一节 无线信道特性 13](#_Toc510114335)

[3.1.1 大尺度衰弱 13](#_Toc510114336)

[3.1.2 小尺度衰弱 14](#_Toc510114337)

[3.1.3 信道建模 16](#_Toc510114338)

[第二节 OFDM系统频偏估计算法 17](#_Toc510114339)

[3.2.1 最大似然（ML）频偏估计算法 17](#_Toc510114340)

[3.2.2 基于虚载波的MUSIC频偏盲估计算法 20](#_Toc510114341)

[3.2.3 基于符号重传频偏估计算法 21](#_Toc510114342)

[3.2.4 基于PN序列的频偏估计算法 22](#_Toc510114343)

[第四章 卡尔曼滤波在F-OFDM系统中的频偏估计 24](#_Toc510114344)

[第一节 卡尔曼滤波算法介绍 24](#_Toc510114345)

[4.1.1 卡尔曼滤波 24](#_Toc510114346)

[4.1.2 扩展卡尔曼滤波算法 26](#_Toc510114347)

[第二节 EKF在F-OFDM中频偏估计 28](#_Toc510114348)

[第三节 二阶卡尔曼滤波器介绍 28](#_Toc510114349)

[第五章 基于Moose算法和EKF算法的二阶频偏估计 30](#_Toc510114350)

[第一节 Moose算法和EKF算法介绍 30](#_Toc510114351)

[第二节 仿真分析 30](#_Toc510114352)

[第六章 结论与展望 30](#_Toc510114353)

[第一节 论文总结 30](#_Toc510114354)

[第二节 未来工作展望 31](#_Toc510114355)

# 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

在如今现代信息社会的各种信息技术中，信息的传输属于基石，无线通信即移动通信又是信息传输中不可缺少的一部分。在19世纪末之前，人们还是倾向于使用简单直观方式去传输信息。1864年，J.C. Maxwell预言了电磁波的存在，1876年H. Hertz从实验中证实了电磁波的存在，1897年，G. Marconi 完成了距离为14.4公里的无线通信试验后，至此世界的无线电通信技术发展拉开序幕，但现代无线通信技术则是开始于20世纪20年代初期，到20世纪70年代中期迎来蓬勃发展。

1973年，美国摩托罗拉公司工程师Martin Lawrence Cooper制造出了第一部手机。1978年底，美国贝尔实验室成功研究出了先进移动电话系统(AMPS)，建成了蜂窝状移动通信网，大大提高了系统容量。与此同时，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。这意味着第一代移动通信系统产生。1G采用的是频分多址和模拟技术，包括模拟蜂窝通信和无绳电话系统。

由于采用的是模拟技术，1G系统带宽容量极其有限，传输速率约2.4kb/s，而且干扰和安全性也存在一些缺陷，这也就导致了1G系统无法大规模普及与应用。

20世纪80年代中期，数字移动通信系统发展逐渐成熟，传统1G蜂窝模拟网络越发不能满足快速增长用户，随着欧洲提出GSM，移动通信正式进入了2G时代。GSM理论基于TDMA技术，每200KHz频谱支持8个用户间隙。而后美国Qualcomm公司提出CDMA技术，该技术是每1.25MHz频谱上同时支持64个正交码的用户。2G主要是为语音通信和低速率数据业务服务，但随着人们对通信需求不断提高，2G也越发不能满足新的市场，此时开始了制定3G工程。但2G到3G并不像1G到2G这样顺风顺水，这其中经历了2.5G过渡，如HSCSD、WAP、EDGE、Bluetooth、EPOC等技术，以GSM为基础的GPRS技术给用户和数据网络之间提供一种连接，高速无线IP和X.25分组数据接入服务。相较于2G，2.5G其实是提高了速率和增加少数功能。

2G时代手机已经越来越普及，人们已经不想局限于语音，还想支持视频，互联网接入，显然2G系统10+ kb/s的速率无法满足，因此3G应运而生。目前3G有CMDA2000，WCMDA，TD-SCDMA三种不同的标准。值得一提的是，TD-SCDMA标准是中国电信技术研究院提交给ITU的TDD标准。3G的数据速率可以达到上百kb/s，人们更方便的使用手机上网，收发邮件，视频通话等。

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。LTE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

移动通信从1G发展到4G，更新换代时间间隔分别为12年，10年，8年，这意味着4G到5G换代周期也会越来越快，目前很多发达国家都在积极研究5G技术及制定了推进计划，特别是美国，欧盟，日本，中国更是投入大量资源，且成效见著。

在这三十年里，移动通信从最原始的语音通话业务，到现在主流的宽带数据业务，极大的改变了人们生活方式。而移动互联网更高效，更便捷也成为了人们目前所追求的目标，相较于4G，5G需要有明显的速率提升，从4G的100Mbps到5G的1Mbps。5G还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面对未来，数据流量爆炸式增长，千亿设备连接，业务需求多样化对移动通信提出巨大的挑战。华为提出将5G场景分为四类[3]：

(1)低延迟高可靠：主要面对车联网，工业控制等物联网行业需求，提供毫秒级的时延和100%业务可靠性。

(2)低功耗大连接：应用于环境检测，智能农业等需要长时间使用传感器和数据采集的应用场景。

(3)热点高容量：在高热点场所，无论室内室外，都有很高传输速率和流量密度。

(4)连续广域覆盖：在保证用户业务连续性的前提下，无论是静止还是连续，覆盖中心还是边缘都有较好的通信速率。

而得出5G系统的设计应满足的业务特征：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：

(1)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；

(2)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；

(3)实时应用，频繁地使用短帧传输数据；

(4)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。与此同时，稀疏码分多址(SCMA)、图样分割多址(PDMA)、多用户共享接入(MUSA)等新型多址技术；大规模天线(Massive MIMO)、超密集组网和全频谱接入等使能技术；灵活双工、新型调制编码、终端直连(D2D)等技术都是5G所需研究的关键技术[3]。

## 第二节 频偏算法的研究现状

在已知文献中，OFDM的频偏算法有很多种，一般情况分为两类：基于数据辅助估计算法和非数据辅助估计算法，两者各有优缺点，基于数据辅助估计算法复杂度较低，估计精度较高，但会消耗一定的频谱资源，降低系统有效数据传输率，非数据辅助估计算法复杂度高，精度略低，优势在于不消耗频谱资源。

数据辅助估计算法主要是利用数据符号中插入训练序列或导频序列进行估计。国外方面，MOOSE在文献[5]提出在数据符号中插入的训练序列和导频序列，在频域实现频偏估计，但是估计范围在半个子载波间隔内，复杂度也略高。文献[13]通过对每一个信号采样求反正切来替代Moose算法中的相关性运算，在不影响估计精度的前提下，降低了Moose算法的运算复杂度。Schmidl在文献[9]提出，利用在时间域插入两个相同PN序列，在接收端通过两个序列之间的相位变化进行频偏估计。国内也有很多学者提出了诸多算法，文献[10]针对Schmidl算法中的训练序列结构简化设计，在不降低算法性能的前提下，有效提高了频谱效率。文献[11]通过将Schmidl插入的两个PN序列分成四部分后进行两次迭代运算，提高了算法的估计精度以及估计范围，但也增加了运算复杂度。文献[12]基于Schmidl算法改进，在发送端产生特殊同步数据块，利用接收端的利用数据相关性观测相角偏移，效果比较好。文献[14]提出在导频内使用内插技术在频域估计，该算法复杂度较为简单。

非数据辅助估计算法一般是基于CP，虚载波对频偏进行估计，Jan-Jaap van de Beek于1997年提出了最为经典的基于CP的最大似然估计方法[4]，利用CP相关的方法，得出时延频偏联合估计。在[6]中，Ufuk Tureli，Hui Liu提出了利用信号处理方法中的MUSIC的方法，基于虚载波的基础上，构造损失函数，找到使损失函数最小的点再进行频偏估计。在[7]中，Ufuk Tureli，Hui Liu又提出了基于虚载波的ESPRIT方法，利用频偏信号的平移不变性结构的特点，进行频偏估计。在[8]中，Timo Roman提出通过构造一个信号的对角阵结构，使非对角元素的功率和最小的方法，完成频偏估计。

## 第三节 论文工作和内容安排

本文第一章阐述了无线通信发展史，并分析了5G未来业务需求及5G可能会用到的新技术，介绍了OFDM频偏估计的两类算法研究现状

第二章阐述OFDM系统原理及优缺点，引出F-OFDM原理及实现，并仿真分析了F-OFDM系统性能受频偏影响后会有下降。

第三章介绍了无线信道的特征，对大尺度小尺度衰弱进行分析，并着重介绍了OFDM经典频偏估计算法。

第四章介绍了卡尔曼滤波及扩展卡尔曼滤波，仿真分析了扩展卡尔曼滤波在F-OFDM系统中频偏估计的应用，并介绍了基于二阶卡尔曼滤波器的应用

第五章提出了基于二阶卡尔曼滤波器的一个改进的算法，利用moose算法先进行频偏估计，粗略估计补偿系统中频偏，再使用卡尔曼滤波器精确跟踪处理残余频偏。

第六章对论文做出总结，阐述未来可研究方向及内容

# 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)

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

### 2.1.3 OFDM系统的优缺点

OFDM作为第四代移动通信技术的核心技术，有着以下众多的优点：

(1) 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。

(2) 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。

(3) 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。

(4) 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。

即使有如上众多优点，OFDM依然存在一些不足之处：

1. 高精度的CSI估计问题

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；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。

1. 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。

1. 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候选波形介绍及对比

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。

F-OFDM与其他候选波形对比如下及具体参数对比如表2.1所示：

1. F-OFDM vs FBMC

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。

1. F-OFDM vs UFMC

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。

1. F-OFDM vs GFDM

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。



表2.1 5G候选波形比较

### 2.2.2 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

插入

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

去

子带k滤波器

**...**

**...**

**...**

**...**

**...**

+

新增模块

新增模块

### 2.2.3 频偏对F-OFDM系统影响

在前文中对OFDM优缺点进行分析，本地振荡器的不稳定性及信道的多普勒效应将引起相位噪声和频率偏移，OFDM受到相位噪声和频偏影响后，系统性能降低。而F-OFDM是多个OFDM符号的叠加，因而在理论上对频偏也较为敏感，因此在本节中对两种信道仿真来验证频偏对F-OFDM影响。

系统仿真参数如表2.2所示：

表2.2 F-OFDM仿真参数设置

|  |  |  |
| --- | --- | --- |
| 仿真参数 | 子带1 | 子带2 |
| 带宽  子载波间隔  FFT点数  调制方式  保护间隔  信道 | 720KHz  15KHz  2048  64QAM  3  AWGN | 30KHz  1024 |

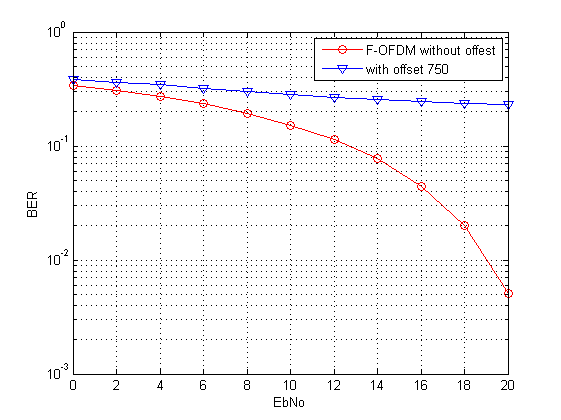


图2.6 F-OFDM 受频偏影响BER曲线

对图2.6进行分析，在AWGN理想条件分别加入载波偏移及750Hz的多普勒频移，加入载波偏移的系统的BER明显高于未加频偏的系统，因此可以认为载波频偏和多普勒频移都会使系统的性能降低。

# 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 大尺度衰弱

大尺度衰弱主要由路径损耗和阴影衰弱两部分组成，路径损耗用于估计传输特性，阴影衰弱随时间变化不快，因此也称之为慢衰弱，受长距离和大范围的场强变化影响，具有对数正态分布。

电磁波在自由空间传播时，辐射能量的四周扩散导致能量损耗。由于发射天线的全向性，距发射机d(m)处的功率通量密度为天线发出的有效功率再圆球表面上的单位面积的值：

式中为发射功率(W)；是发射天线增益。接收天线接收的功率是功率密度与天线的有效面积的乘积

式中是接收天线的有效面积

式中为接收天线的增益；是波长。

路径损耗定义为有效发射功率与接收功率的差值，自由空间的路径损耗定义为

平均路径损耗为：

为路径损耗指数，表示路径损耗随距离增长的速率。因为电磁波传输过程中遇到起伏地面、建筑物等障碍物，会在障碍物后面形成电波的阴影，接收机再移动过程中通过不同的障碍物和阴影区，接收天线接收的信号强度会发生变化，造成阴影衰弱，所以实际中测量出的信号强度与式(3.6)所得数据平均结果相差很大，经过统计测量表明，离发射机d处的路径损耗是服从对数正态分布的随机变量，则有

是均值为零的正态分布随机变量，是标注差。

### 3.1.2 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。

引起小尺度衰落因素：

(1)多径效应

在无线信号传播过程中，遇建筑物和山丘等会反射、折射，此时接收机所接收到的信号就是原始信号经过直射、反射、折射的信号叠加，因为经历不同路径，所造成的损耗不同，到达时间，相位也不同。同相位叠加使信号加强，反之减弱信号幅度，这样使得接收信号幅度会发生急剧变化，因此引起衰弱和信号失真。

(2)多普勒效应

当发射端和接收端相对运动时，接收信号的频率就会发生变化，这就是多普勒效应。多普勒频移有正反之分，当接收端朝着发射端移动，频移为正，接收到的信号频率会增加；反之则为负，接收到信号频率减小。当频移为零时，则证明发射端和接收端相对静止。

(3)信号的传输带宽

当信号的速率比较高时，信号带宽大于无线信道的相关带宽，无线信道中的信号各频率分量变化就会不一致了，此时造成波形失真，符号间干扰，此时认定为频率选择性衰弱；反之，信号带宽低于无线信道相关带宽，无线信道中的信号各频率分量收到相同衰弱，此衰弱不会影响波形，即认为信号经历了平坦衰弱。

在研究无线信道的过程中，我们经常会量化以上所述的一些参数，如时间色散参数，相干带宽以及多普勒扩展和相干时间。以下分别介绍：

(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)时延扩展为：

(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。

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。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。

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：

多普勒扩展和相干时间通常在描述无线信道弥散特性时，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(3.11)和(3.12)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。

### 3.1.3 信道建模

(1)AWGN信道

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，则系统抽样频率f大于，公式(3.8)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。

(2)多径Rayleigh衰弱信道

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，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，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

在无线通信系统中，同步一直是一个比较关键的问题，尤其是多载波系统，对载波频率偏移更加敏感。频偏估计一般分为数据辅助估计算法和无数据辅助估计算法两大类，从整体上说，有数据辅助的算法估计精度会比较高，但是会带来一定的开销，某种程度上就降低了传输速率。无数据辅助的算法因为不使用其他开销所以估计精度稍低。

本章节主要介绍以下四种频偏估计算法：基于最大似然（ML）的频偏估计算法，基于虚载波的MUSIC频偏盲估计算法，基于符号重传频偏估计算法，基于PN序列得频偏估计算法。

### 3.2.1 最大似然（ML）频偏估计算法

最大似然频偏估计算法一般又称为为基于CP相关的算法，由Jan-Jaap van de Beek于1997提出，利用信号本身得CP得到时延频偏联合估计。

2N+L

***I***

***I’***

Symbol

Observation interval

Symbol

Symbol

图3.1 OFDM符号结构图

OFDM符号结构图如图3.2.1所示，假定我们观测2N+L个连续样值*r*(*k*)，由于OFDM符号达到时间及载波频率的非确定性 ，我们可以定义接收信号为：

(3.21)

其中是信号在信道时延的冲击响应，表示未知符号到达时间。表示接收信号的乘性干扰，

这些样值里含有一个完整的N + L个样值的OFDM符号，然而，我们观测到的符号位置是未知的，因为接收机不知道信道延迟。我们定义以下集合：

(3.22)

从图中可以看出，集合包含了被复制为CP的数据样值的位置，集合包含了前缀的位置。定义这2*N* +*L*个观测样本为矢量***r：***

(3.23)

由上可以知道，集合和集合中元素是成对相关的，即**，**则：

(3.24)

其中 ,

和的对数似然函数定义为的对数，是给定到达时间和载波频率偏移条件下2*N* +*L*个观测样值的概率密度函数，即：

式中同时使用了一维和二维分布，是对2*N* +*L*点乘积，与和无关，所以上式可简化为：

(3.26)

其中表示复数的相位信息。

表示和相关系数的幅度，(3.26)中第一项是权值，也就是相距为N的连续L对样值相关的和。是能量项，独立于频偏。

通过以下两步，使最大似然函数最大：

(3.30)

在式(3.19)中余弦项为1的时候，得到频偏，此时ML估计为：

(3.31)

这里n是一个整数，因为余弦函数的周期性，有很多极大值。假设已经完成粗略估计，且，此时n=0。=1,的最大似然函数可以写为：

(3.32)

和的联合最大似然估计为：

(3.33)

(3.34)

最大似然估计器结构框图如图3.2.2所示：

图3.2 最大似然估计框图

### 3.2.2 基于虚载波的MUSIC频偏盲估计算法

定义作为第k个数据块，在OFDM中，在经历N点DFT之前，来自数据流的数据块P需要使用0填充，即,。因为可靠的通信需要足够的带宽滤波器保护带。如图3.3所示N-P无用的子载波通常称为虚载波，这并不是必须在发射端产生虚载波，接收端的过采样也会导致同样的现象。

图3..3 OFDM发射端频谱

使用矩阵表示，N点时域信号可以表现成：

通过衰弱信道后所得信号的第K块可以表示为：

L是循环前缀长度，是信道的频率响应。

用K个样本矢量组成一个矩阵：

在OFDM中，特征波形本质上是与其它波形都正交的，是由正交列的子集组成的，它的正交补集是已知的，令,当,

如上所说Y的正交子空间改变了结构：,这结果代表了形成了以下的代价函数：

我们可以逆着(3.39)中P(z)的梯度进行迭代估计，以下为步骤：

(1)从初始值开始，用表示频偏，它提供和初始化估计P(z)的最小位置。

(2)利用此初始估计值，计算的梯度矢量估值

(3)通过改变初始值或者沿着梯度矢量相反方向估计来计算下一个估计值

(4)通过再次计算梯度找到新的估计值，重复以上步骤

对梯度矢量的负方向上的估计的连续校正将最终导致P(z)的最小值，此时得到的估计值最接近真实频偏。即可以写成

### 3.2.3 基于符号重传频偏估计算法

基于符号重传频偏估计算法原理是，在相邻的OFDM符号发送相同的信息符号，利用MOOSE算法计算频偏。

如果一个OFDM传输符号重复发送，在没有噪声的环境下，接收到的2N点序列表示为：

其中

式(3.41)中前N个点的N点DFT的第k项可以表示为：

其中

序列的第二部分DFT的第k个元素为：

其中

根据式(3.41)，

包含AWGN后得：;

观察第一项和第二项得DFT变换，存在同样的ICI，信号也通过同样的方式延迟，相位移动与频偏成比例。因此，如果偏移使用式(3.32)进行估计，即使频偏过大无法满足数据调制的情况下也能得到精确得估计。

频偏最大似然估计为：

### 3.2.4 基于PN序列的频偏估计算法

由于MOOSE算法对整数载波频偏无法估计，schmidl等人改进了MOOSE算法。他们发现在接收到两个符号的一个训练序列时可以检测到信号的存在。帧的开始和符号的开始被找到后可以校正许多子信道间隔的载波频率偏移。

基于PN序列算法原理：在帧和符号开始的部分加入训练序列，前者用于定时同步及计算小数倍频偏，后者用于估计整数倍载波频率。符号结构图如3.4所示：

CP

训练序列1

 CP

训练序列2

数据符号

图3.4 加入PN序列的OFDM符号

在时域结构上，训练序列1前后半部分是一模一样的，频域上，奇数子载波发送0序列，偶数子载波发送伪随机序列；训练序列2奇偶含有伪随机序列，一个用于信道估计，另一个用于整数倍载波频偏估计。

考虑到除了受到频偏影响造成的相位偏移之外，时序上第一个训练序列的前半部分和后半部分是一样的。如果前半部分的样本的共轭与后半部分（秒后）的相应样本相乘，信道的影响将会消除，结果将具有近似的相位。在帧的开始处，这些样本对中的每一对的乘积将具有近似相同的相位，因此和值将是很大的值。

假设在第一个训练符号的一半（不包括循环前缀）中存在L个复数样本，并且让其总和为：

在这里，我们可以使用迭代公式实现：

其中是2L样本窗中第一个样本相对应的时间索引。

如上文所说，第一训练序列的两部分只有相位差，因此相位估计为：

如果保证小于，那么频偏估计为：

此时小数部门的频偏已经估计，整数倍频偏是由第二个训练序列估计。当经过两个训练符号的频率矫正，它们FFT后表示为，是第二个训练符号差分调制PN序列中的偶数频率。由于存在保护间隔并且仍然存在频率偏移，所以即使训练符号1和2之间没有差分调制，在之间仍然有的相位偏移。由于此时整数z是未知的，所以这个额外的相移是未知的，令X为偶数分量得一组索引，可以通过寻找的最大位置来计算偶数项偏移。

因此，总频偏估计为：

# 第四章 卡尔曼滤波在F-OFDM系统中的频偏估计

## 第一节 卡尔曼滤波算法介绍

### 4.1.1 卡尔曼滤波

Kalman滤波器是在上个世纪六十年代，由Kalman、Swerling、布什等人提出 的一种基于MMSE的线性状态最优估计方法，由于其迭代形式使它比其他的Bayesian估计器更快，它通过算法得到与观测数据中所需信号的最优拟合值。目前，Kalman滤波器经常用于雷达搜寻，通信定位，导航控制等领域，是应用最广泛的状态最优估计方法之一。 Kalman滤波算法引入了状态空间的概念，最优之处采用递归的方法来解决线性滤波问题，每一步首先需要进行前一状态的预测，进而由当前状态测量值进行 校正，最后对当前状态误差协方差进行更新。因此，其算法仅仅需要当前的测量值和前一状态的估计值就可以进行当前状态的估计。

卡尔曼滤波器模型假设系统t时刻的状态从k-1时刻的先验状态演化而来，方程表示如下：

表示系统所含项的状态矢量；是包含控制输入的矢量；A是状态转移矩阵；是控制输入矩阵；是激励噪声项。

系统测量方程可以建模为：

是测量矢量；为测量灵敏度矩阵，为测量噪声。

定义表示第k步之前状态情况下第k步的先验状态估计，为已知测量变量时第k步的后验状态估计，由此先验估计误差和后验估计误差为：

先验估计误差的协方差为；

后验估计误差的协方差为：

先验估计和加权的测量变量及其预测 之差的线性组合构成了后验状态估计，因此卡尔曼滤波器表达式为：

矩阵K称为残余增益或混合因子最小化(4.5)式后验估计误差协方差。可以通过以下步骤计算 K ：首先将(4.6)式代入 的定义式，再将 代入1.6式中，求得期望后，将(4.5)式中的 对*K* 求导。并使一阶导数为零从而解得 *K* 值：

由(4.7)式可知，观测噪声协方差 R 越小，残余的增益越大 K 越大。特别地， R 趋向于零时，有：

另一方面， 先验估计误差协方差 越小，残余的增益 *K* 越小。特别地， 趋向于零时，有：

增益 *K* 的另一种解释是随着测量噪声协方差 *R* 趋于零，测量变量 的权重越来越大，而 的预测 的权重越来越小。另一方面，随着先验估计误差协方差趋于零，测量变量的权重越来越小，而的预测的权重越来越大。

卡尔曼滤波器用反馈控制的方法估计过程状态：滤波器估计过程某一时刻的状态，然后以（含噪声的）测量变量的方式获得反馈。因此卡尔曼滤波器可分为两个部分：时间更新方程和测量更新方程。时间更新方程负责及时向前推算当前状态变量和误差协方差估计的值，以便为下一个时间状态构造先验估计。测量更新方程负责反馈，它将先验估计和新的测量变量结合以构造改进的后验估计。时间更新方程也可视为预估方程，测量更新方程可视为校正方程。

离散卡尔曼滤波器时间更新方程为：

其中A,B来自(4.1)式，Q是测量噪声的协方差矩阵；

离散卡尔曼滤波器状态更新方程为：

测量更新方程首先做的是计算卡尔曼增益 ，然后测量输出以获得 ，然后按式(4.13)产生状态的后验估计。最后按式(4.14)估计状态的后验协方差。计算出时间更新方程和测量更新方程，整个过程再次重复。上一次计算得到的后验估计被作为下一次计算的先验估计。因此整个过程可以表示为如图4.1所示：

时间更新（预测）

(1)向前推算状态变量

(2)向前推算误差协方差

测量更新（校正）

(1)计算卡尔曼增益

(2)由观测变量更新估计

(3)更新误差协方差

图4.1 卡尔曼滤波工作原理图

与为初始估计

### 4.1.2 扩展卡尔曼滤波算法

如上节所述，卡尔曼滤波用来估计离散过程中使用线性随机差分方程描述的状态变量，但现实中问题的模型往往是非线性的，因此扩展卡尔曼滤波(EKF，Extended Kalman Filter)应运而生，它保留非线性函数的泰勒展开式的一阶项，忽略高阶项，从而将非线性系统线性化，定义以下方程：

观测变量为：

随机变量 和 代表过程激励噪声和观测噪声。差分方程式(4.15)中的非线性函数将上一时刻的状态映射到当前时刻的状态。量测方程(4.16)中的驱动函数和零均值过程噪声是它的参数。非线性函数反映了状态变量和观测变量的关系。

假设和 为0，则有：

其中，是过程相对前一时刻 k 的后验估计。

将式(4.17)及(4.18)线性化表示为：

和是状态向量和观测向量的真值，和是状态向量和观测向量的观测值，是 k 时刻状态向量的后验估计，随机变量和表示过程激励噪声和观测噪声。

A是对的偏导数的雅可比矩阵：

W是对的偏导数的雅可比矩阵：

H是对的偏导数的雅可比矩阵：

V是对的偏导数的雅可比矩阵：

定义预测误差变量和观测变量残余:

和 代表具有零均值和协方差矩阵和的独立随机变量，Q为过程激励噪声协方差矩阵，R为观测噪声协方差矩阵R。

由此得出初始非线性过程后验状态估计为：

则有扩展卡尔曼滤波器时间更新方程为：

其中和是k时刻的过程雅可比矩阵，是过程激励噪声的协方差矩阵。

扩展卡尔曼滤波器状态更新方程为：

测量更新方程首先做的是计算卡尔曼增益 ，然后测量输出以获得 ，利用观测值变量的值校正状态估计和协方差估计。和V是k时刻的测量雅可比矩阵，是k时刻的观测噪声协方差矩阵，因此整个过程可以表示为如图4.2所示：

时间更新（预测）

(1)向前推算状态变量

(2)向前推算误差协方差

测量更新（校正）

(1)计算卡尔曼增益

(2)由观测变量更新估计

(3)更新误差协方差

图4.2 扩展卡尔曼滤波工作原理图

与为初始估计

## 第二节 EKF在F-OFDM中频偏估计

## 第三节 二阶卡尔曼滤波器介绍

在文章[]中介绍了一种二阶扩展卡尔曼滤波算法，用于在QAM相关系统中联合补偿频偏，线性和非线性的噪声，第一阶扩展卡尔曼滤波器使用一系列的训练符号来粗略补偿频偏，第二阶扩展卡尔曼滤波器用来补偿由激光线宽，光纤非线性效应引起的剩余频偏和相位噪声。经过完美线性均衡后，二阶扩展卡尔曼滤波器可以建模为：

其中分别表示在第时刻接收和发射复数符号，表示由发射机与本地振荡器产生的频偏，代表符号周期，表示集成放大器自身噪声，激光线宽，光纤非线性效应引起的噪声。为了获得频偏的测量值，第一步使用训练数据符号清除数据相位，归一化幅度调制后，频偏值可以通过计算两个相邻的符号相位差所得。测量等式为：

其中表示两个相邻符号总相位的差分，通过式(4.28)，定义频偏测量式的线性形式为：

表示线性频偏，表示AWGN，联立式(4.28)，这就是第一阶卡尔曼滤波器的观测方程与测量方程。经过第一阶卡尔曼滤波器频偏补偿后，输出信号为：

表示残余频偏，代表AWGN。第二阶卡尔曼滤波器主要是估计残余频偏、线性及非线性相位噪声，由式(4.30)中得出如式(4.31)所示

第二阶卡尔曼滤波器的观测方程与测量方程分别为式(4.30)与式(4.31)，二阶卡尔曼滤波的框图如图4.3所示

# 第五章 基于Moose算法和EKF二阶频偏估计

## 第一节 基于Moose算法和EKF算法介绍

## 第二节 仿真分析

# 第六章 结论与展望

## 第一节 论文总结

随着5G通信的快速发展，物理层波形的设计有着广泛的发展的空间与重要的研究研究价值，本文重点研究了华为提出的5G候选波形技术：F-OFDM，通过分析F-OFDM系统的模型，对涉及到的关键技术以及与OFDM系统的差异进行了研究分析，并根据F-OFDM系统和OFDM系统在技术原理较为相近这一特点，分析了不同频偏算法在F\_OFDM子带中的估计精度以及OFDM系统与F-OFDM系统利用同一算法进行频偏补偿后的性能差异。

本文的主要研究工作及贡献包括：

l、在总结频偏产生的原因及其小数部分与整数部分对OFDM系统的影响的基础上、对CP相关性频偏估计算法、基于训练序列以及基于导频序列的频偏估计算法进行了理论分析，并对三种算法的估计精度以及不同频偏值对OFDM系统的影响进行了仿真验证。

2、通过分析F-OFDM系统的收发流程，针对它与OFDM系统的不同之处及关键技术进行了研究，主要包括子带的资源分配和子载波映射、保护间隔的最优化设计以及子带滤波器的设计。针对F-OFDM系统中不同子带的性能差异，仿真比较了不同子带经过AWGN信道与Rayleigh信道的误码率差异；针对子带滤波能够有效降低保护间隔开销以及降低频谱带外泄露，仿真分析了在不同保护间隔下的子带性能差异以及同一子带在滤波前后的功率谱密度；针对不同带宽对子带性能的影响，仿真比较了不同带宽的子带经过AWGN信道和Rayleigh信道的误码率。

3、针对多普勒频移对F-OFDM系统的影响，仿真比较了子带滤波处理对频偏引起的子带间ICI的影响；为消除频偏引起的子带内ICI对系统性能的影响，F-OFDM系统利用现有的OFDM频偏算法进行频偏估计，并仿真分析了子带滤波处理对基于CP的频偏算法估计精度的影响、不同频偏算法在不同子带中的估计精度以及OFDM系统与F-OFDM系统利用同一算法进行频偏补偿后的误码性能。

## 第二节 未来工作展望

本文尽管对F-OFDM系统的关键技术及其频偏估计算法进行了研究分析，但由于时间和精力的原因，仍有许多内容需要进一步深入研究。本论文的工作可以在以下三个方面做出完善和调整：

1、子带滤波器作为F-OFDM系统中最关键的技术，如何设计通带平坦，旁瓣衰减快的滤波器是提升F-OFDM系统在实际应用的性能的关键。

2、研究F-OFDM系统与5G新型技术的融合，进行波形与多址技术的联合设计。

3、根据F-OFDM的系统特性，设计创新更加适合F-OFDM系统的频偏估计算法，以更好地推动F-OFDM系统在5G通信中的应用。

参考文献：

1. OFDM原理及应用，2009
2. 5G志勤，罗振东，魏克军．5G业务需求分析及技术标准进程[J]
3. IMT-2020(5G)，5G无线技术架构白皮书，2005
4. Jan-Jaap van de Beek ,ML Estimation of Time andFrequency Offset in OFDM Systems[J],1997
5. Paul H.Moose ,ATechnique for Orthogonal Frequency DivisionMultiplexing Frequency Offset Correction[J],1994
6. Ufuk Tureli and Hui Liu ,A High Efficiency Carrier Estimator for OFDM Communications[J]
7. Ufhk Tureli, Hui Liu and Michael D. Zoltowski. OFDM Blind Carrier Offset Estimation：ESPRIT[J], 2000
8. Timo Roman，Samuli Visuri，and Visa Koivunen．Blind Frequency Synchronization in 0FDM via Diagonality Criterion. IEEE Transaction on signal processing, 2006
9. Timothy M. Schmidl, Robust Frequency and Timing Synchronization for OFDM[J],1997
10. 禹永植，张兴周，孙会楠. OFDM系统中的一种有效频偏估计算法[J]．系统仿真学报，2008，
11. Wei J and Liu Y. Carrier Frequency Offset Estimation Using PN Sequence Iteration in OFDM Systems,2010
12. 唐云．高速移动环境OFDM系统频偏估计算法研究[D]．北京邮电大学，2015．
13. 张中山，刘晓明等，OFDM系统中快速频偏估计[J],2004
14. 李芳芳，郑建宏，无线信道中OFDM系统的频偏估计[A]，2005