

# 高速移动通信系统中多普勒抑制算法设计

朱哲华,冯运琪

(浙江工业大学 信息工程学院,杭州 310023)  
(浙江省通信网技术应用研究重点实验室,杭州 310023)  
E-mail: yqfeng@zjut.edu.cn

**摘要:** 本文研究了高速移动通信系统中基于大规模天线阵列的多普勒抑制技术,重点解决了由收发端高速运动引起的多普勒效应导致的信道时变性和信道间干扰问题。本文首先分析了多普勒效应对高速移动通信系统的影响,指出当前高速移动通信系统在设计中面临显著的信道干扰和时变性问题。随后,提出了一种基于角度域信号处理的多普勒频偏估计与抑制方案,优化了系统的抗干扰能力和信号质量。最后,基于最大似然算法,联合多个接收波束对多普勒频偏进行估计,并分析了频偏估计误差对系统性能的影响。通过仿真结果验证,本文提出的盲估计算法相比现有的多普勒频偏估计算法,在精度上具有明显优势,能够更好地满足高速移动通信系统对频偏估计精度的需求。

**关键词:** 高速移动通信;大规模天线阵列;多普勒效应;波束赋形;信道干扰

中图分类号: TN914

文献标识码: A

文章编号: 1000-1220(2026)02-0451-07

## Doppler Suppression Algorithm in High-speed Mobile Communication Systems

ZHU Zhehua, FENG Yunqi

(College of Information Engineering, Zhejiang University of Technology, Hangzhou 310023, China)  
(Key Laboratory of Communication Networks and Applications of Zhejiang Province, Hangzhou 310023, China)

**Abstract:** This paper investigates Doppler suppression techniques based on large-scale antenna arrays in high-speed wireless communication systems, focusing on addressing the issues of channel time-varying and inter-channel interference caused by Doppler effects due to high-speed motion of both the transmitter and receiver. This paper first analyzes the impact of Doppler effects on high-speed wireless communication systems, pointing out the significant issues of channel interference and time-varying characteristics faced by current high-speed wireless communication system designs. It then proposes a Doppler frequency offset estimation and suppression scheme based on angle-domain signal processing, optimizing the system's interference resistance and signal quality. Finally, using a maximum likelihood algorithm, the paper jointly estimates the Doppler frequency offset from multiple receive beams and analyzes the impact of frequency offset estimation errors on system performance. Simulation results demonstrate that the blind estimation algorithm proposed in this paper shows significant improvement in accuracy compared to existing Doppler frequency offset estimation algorithms, better meeting the accuracy requirements for frequency offset estimation in high-speed wireless communication systems.

**Keywords:** high-speed wireless communication; large-scale antenna arrays; doppler effect; beamforming; channel interference

## 0 引言

每一代移动通信系统都进行了巨大的革新,在用户速率、流量密度、端到端时延和移动性等一系列关键技术指标上均有显著提升。以移动性为例,3GPP在5G NR的增强移动宽带(eMBB)场景中,要求通信系统可以支持高达500公里/小时的移动速度,而6G网络支持的移动速度超过每小时1000公里。随着高速铁路网络、高速公路车辆系统和低空飞行领域的快速发展,面对巨大的市场需求,高速移动通信成为了通信领域研究的热点问题<sup>[1]</sup>。然而,当前移动通信系统都是针对中低速通信设计的,严重限制高速移动通信的覆盖范围和传输速率,亟需针对高速移动通信研发全新的网络结构和通信技术。

在高速移动通信系统中提供可靠的宽带无线传输将面临诸多挑战,首当其冲的就是多普勒效应。收发端相对高速运动会引起严重的多普勒效应,进而导致信道间干扰和信道的快速时变特性。例如,当高速交通终端以500公里/小时的移动速度在5GHz频率下通信时,最大多普勒频移将达到2314Hz,信道的相干时间约为216 $\mu$ s,并且终端移动速度过快也会带来快速且频繁的越区切换问题。一方面,多普勒效应将导致多普勒频偏,多普勒频偏也是一种载波频偏,对于OFDM系统来说,载波频偏会破坏子载波间的正交性,导致严重的子载波间干扰(ICI),进而引起信道间干扰,严重损害通信系统尤其是基于OFDM的通信系统的性能<sup>[2]</sup>。另一方面,多普勒频偏与多径的出射角/入射角有关,接收端上多路带有不同多普勒频偏的信号在时间上的叠加使得信号包络发生变化,最

终导致信道快速时变性和时频双选择性衰落特性,这使得信道建模、估计和跟踪变得极具挑战性。因此,在高速移动通信系统设计中,多普勒效应是首要解决的问题,即需要对多普勒频偏进行抑制,而最大多普勒频偏是确定的,高速移动通信系统中存在多个多普勒频偏,属于多维参数估计和补偿问题。于是,多个多普勒频偏的估计问题通常归结为对最大多普勒频偏的估计,但是多普勒抑制问题并非简单的最大多普勒频偏估计问题,还涉及到后续时变信道的估计与均衡、信道间干扰抑制和数据检测在内的整个信号处理流程,即需要进行全套接收方案设计。与传统时不变信道相比,时变信道的均衡和信道间干扰的抑制更具挑战性,因为时变信道的特性会随时间变化。由于在 OFDM 系统中,时变信道会导致载波间干扰,传统的均衡器可能不再适用,需要采用更复杂的均衡算法来补偿信道失真,与传统时不变信道相比,如何有效地平衡时变信道,抑制信道间干扰,具有更大的挑战。因此,在设计高速移动通信系统的接收方案时,需要综合考虑多普勒频偏的估计与补偿、时变信道的均衡、信道间干扰的抑制等多方面因素,以确保系统的性能和稳定性。

目前针对高速移动通信系统中多普勒问题的解决方案主要有两种:1)直接估计时变信道再抑制信道间干扰;2)对多个多普勒频偏进行分离和补偿。时变信道统计模型主要有3种:典型 Jakes'模型<sup>[3]</sup>、基扩展模型(Basis Expansion Models, BEM)<sup>[4,5]</sup>和马尔可夫模型<sup>[6]</sup>。Jakes'模型主要用于描述窄带衰落信道,它假设信道的多径分量具有相同的平均功率,并且这些分量的相位是随机的。BEM 模型通过将信道脉冲响应表示为一组基函数的线性组合来建模时变信道。这种方法可以有效地捕捉信道的时变特性,并且在计算上相对简单,减少了待估参数和算法复杂度,适用于多种通信场景,而 BEM 模型之外,其他时变信道估计算法主要包括线性算法<sup>[7]</sup>、压缩感知算法<sup>[8]</sup>、基于位置信息算法<sup>[9]</sup>和贝叶斯滤波算法<sup>[10]</sup>。近年来,随着深度学习技术的发展,文献[11]也提出了基于深度神经网络的时变信道估计算法。深度学习方法能够捕捉信道中的复杂非线性关系,并且不需要对信道模型做过度假设,能够自适应地适应各种信道环境和变化。然而,深度学习模型的计算复杂度相对较高,需要大量的高质量训练数据,而实际获取这些数据的成本较高,还需在时变信道估计后再从时频域抑制信道间干扰<sup>[12]</sup>。这没有深入问题的本质,信道间干扰和信道时变性本质上都是由于多普勒频偏引起的,如果对多普勒频偏进行分离和补偿,等效信道就可以转化为静态时不变信道,不仅简化了信道估计的困难,同时也从根本上解决了信道间干扰的问题。

传统多普勒频偏估计算法通常仅估计平坦衰落信道中的最大多普勒频移<sup>[13]</sup>或多普勒扩展<sup>[14]</sup>。而借助天线阵列提供的空域资源分离和补偿多普勒频偏则深入空间多径传播的本质,从源头解决多普勒问题。基于小规模天线阵列进行多普勒抑制的方法主要有两种:1)首先对角度域进行切分再利用多普勒频偏的均值进行补偿,进而削弱信道时变性<sup>[15]</sup>。然而,受阵列规模的限制和角度域分区的影响,该方案难以彻底消除多普勒频偏;2)文献[16]针对多径稀疏信道场景所提出的估计多径的出射角/入射角后再估计和补偿多普勒频偏。因此,当天线阵列规模较小时,系统的处理能力有限,难以彻底消除

多普勒频偏。同时,多普勒频偏会导致信号的频率偏移,从而影响信号的同步和解调,在这种情况下,系统可能只能适用于多径稀疏信道的特定场景。在多径稀疏信道中,非直达径的功率很弱,可以忽略不计,而在一般场景中,非直达径的功率也许不可忽略,需要更复杂的波束赋形策略来处理多径传播。

基于大规模天线阵列,则可以利用具有高分辨率的波束赋形技术来处理接收信号中多个频偏<sup>[17]</sup>。在散射体丰富的信道中,文献[18,19]基于导频在下行链路中采用接收波束赋形分离和估计多普勒频偏。然而,导频不仅降低了频谱效率,带来导频污染。针对稀疏信道的场景,其处理思路与小规模天线阵列场景类似,即先估计入射角后再设计波束赋形器。针对直达径(Los)场景,文献[20]的作者设计了直达径辨识和频偏补偿算法。文献[21]则基于最大化信干噪比准则设计了波束赋形器,使最优波束赋形器对准直达径。然而,以上方法都将天线阵列配置到基站端,因此只能处理入射角和出射角一一对应的场景,即非直达径功率很弱可以忽略的场景,并不适用于一般场景。

文献[22]在平坦衰落信道下提出了联合估计多个频偏的最大似然算法,其需要进行多维联合搜索以获取频偏估计。同时,文献进一步通过优化训练序列将多个频偏的联合估计问题转化为一组单频偏估计问题。实现频偏分离后,仅需对每个频偏进行一维检索,大幅降低了频偏估计的复杂度。文献[23]则进一步指出针对每个频偏的一维检索可以借助 FFT 快速求解。然而,文献[22,23]中设计的频偏分离方法要求不同用户的训练序列在任意频偏下均满足正交性条件,对训练序列的要求十分严苛。文献[24-26]采用了盲估计方法开展频偏估计,这一方法更好地节省了频谱资源,提高了通信系统的有效性。文献[24]向不同用户分配不同的空子载波,并基于降秩准则对每个用户设计了频偏估计算法,获得频偏估计后,由用户信道之间的正交性抑制多用户干扰得到等效的单用户模型,使得每个用户的数据检测可以独立进行。文献[26]基于空子载波和降秩准则的盲频偏估计则是以迭代方式展开。随着迭代进行,多用户干扰消除得更彻底,频偏估计的精度也相应提升。

综上,本文提出了一种创新的多普勒抑制算法,结合大规模天线阵列的波束赋形技术,通过多波束设计有效分离并估计、补偿多个多普勒频偏。该算法在不依赖额外导频的情况下,利用盲估计算法对多个多普勒频偏进行联合估计,相比于当前主流基于导频的算法,显著提升了频谱效率。同时,通过波束赋形器设计,利用波束间冗余的空间资源,能够有效提高算法精度。

本文的主要贡献如下:

1)角度域多普勒抑制算法设计:基于角度域信号处理,利用大规模天线阵列的波束赋形技术来同时处理多个多普勒频偏,以解决残余时变性带来的挑战。

2)基于最大似然的盲频偏估计算法设计:基于盲频偏估计和角度域信号处理技术相结合的思想,联合多波束设计基于最大似然的多普勒频偏估计算法。

3)基于 MATLAB 平台,对提出的多普勒抑制算法进行了实验仿真,并与其它基准方案进行比较。实验结果表明,所提出的算法具有更高的估计精度和频谱效率。

## 1 系统模型

如图 1 所示,在高速移动无线通信系统下行链路中,基站向顶端配置均匀线阵(Uniform Linear Array, ULA)的高速移动终端(High Speed Terminal, HST)传输数据信号,其作用是接受基站发送过来的信号并将其传递给移动端上的用户.其中均匀线阵由  $M$  根天线水平布置,且与 HST 运动的前进方向保持一致.假设 HST 的速度为  $v$ ,  $\lambda$  为载波波长,  $f_d = v/\lambda$ .

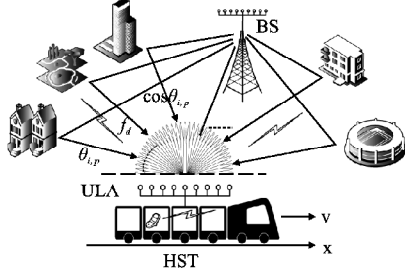


图 1 系统模型

Fig. 1 System model

时域发射信号  $s_k = [s_k(0), s_k(1), \dots, s_k(N-1)]^T$ ,  $k = 0, 1, \dots, K$ , 通过具有丰富散射的多径信道,经过不同的时延、沿着不同的入射角、携带不同的多普勒频偏在接收端混叠在一起.本文采用基于 Jake's 模型的正弦统计模型对信道进行建模,基站到任意天线的信道包含  $L$  个信道延迟,每个延迟又包含  $P \gg 1$  条传输子径.第  $l$  个抽头中第  $p$  路传输子径的入射角和复增益分别为  $\theta_{l,p}$  和  $\rho_{l,p}$ .如文献[27]所示,这里有  $\theta_{l,p} = \frac{2\pi p - \pi + \theta_l}{P}$  和  $\rho_{l,p} = \frac{\sigma_l e^{j\varphi_{l,p}}}{\sqrt{P}}$ , 其中  $\theta_l$  和  $\varphi_{l,p}$  在区间  $[-\pi, \pi)$  上服从均匀分布.此外,  $\sigma_l^2$  是总功率归一化的功率时延谱(Power Delay Profile, PDP), 即  $\sum_{l=1}^L \sigma_l^2 = 1$ .

在基站端发送的下行 OFDM 帧中, OFDM 块的长度为  $N_s = N + N_{cp}$ , 其中  $N_{cp}$  是循环前缀的长度.定义来自方向  $\theta_{l,p}$  信号的多普勒频偏为  $\varphi_{l,p} = f_d \cos \theta_{l,p}$ , 则时域接收信号可以表示为:

$$y_m(k, n) = \sum_{l=1}^L \sum_{p=1}^P \rho_{l,p} s_k(n - d_l) e^{j2\pi\varphi_{l,p}(kn_s + n)T_s} e^{\frac{j2\pi(m-1)d \cos \theta_{l,p}}{\lambda}} + w_m(k, n) \quad (1)$$

其中  $T_s$  为信号采样间隔,  $d$  为阵元间距,  $d_l$  表示第  $l$  个信道延迟上的时延,  $w_m(k, n)$  为零均值方差为  $\sigma_n^2$  复加性高斯白噪声.从公式(1)中可以得到从基站端到 HST 均匀线阵的第  $m$  根接收天线之间的等效信道表达式:

$$h_m(n, n') = \sum_{l=1}^L \sum_{p=1}^P \rho_{l,p} e^{j2\pi[\varphi_{l,p}nT_s + \frac{d_l(m-1)\cos \theta_{l,p}}{\lambda}]} \delta(n' - d_l) \quad (2)$$

在公式(2)中,信道同时受到多径效应和多普勒效应的影响,每一子径带有不同的多普勒频偏  $f_d \cos \theta_{l,p}$ , 多普勒频率分量在时间上叠加导致信道包络随时间振荡,即信道快速时变性,并导致信道间干扰.

设信号来波方向与 HST 驶往方向的向量夹角为  $\theta_{l,p}$ , 则指向  $\theta_{l,p}$  的导向矢量可以表示为:

$$\mathbf{a}(\theta_{l,p}) = [a_1(\theta_{l,p}), a_2(\theta_{l,p}), \dots, a_M(\theta_{l,p})]^T \quad (3)$$

其中  $a_m(\theta_{l,p}) = e^{\frac{j2\pi d(m-1)\cos \theta_{l,p}}{\lambda}}$ . 定义  $\beta_{k,n}(\varphi_{l,p}) = e^{j2\pi\varphi_{l,p}(kn_s + n)T_s}$

为由多普勒频偏引起的相位偏转函数,则可以得到第  $k$  个 OFDM 块的接收信号矩阵:

$$\mathbf{Y}_k = \sum_{l=1}^L \sum_{p=1}^P \rho_{l,p} \Phi_k(\varphi_{l,p}) \mathbf{s}_k(d_l) \mathbf{a}^T(\theta_{l,p}) + \mathbf{W}_k \in \mathbb{C}^{N \times M} \quad (4)$$

其中  $\Phi_k(\varphi_{l,p}) = \text{diag}([\beta_{k,0}(\varphi_{l,p}), \beta_{k,1}(\varphi_{l,p}), \dots, \beta_{k,N-1}(\varphi_{l,p})]^T)$  是相位旋转矩阵, 向量  $\mathbf{s}_k$  向右循环  $d_l$  个单位得到  $s_k(d_l) = [s_k(-d_l), s_k(1-d_l), \dots, s_k(N-1-d_l)]^T$ .

## 2 多普勒抑制算法设计

### 2.1 联合多普勒频偏估计问题表述

单从时域或频域出发,难以在根本上解决多普勒频偏问题.考虑多普勒频偏和入射角有关,可以通过“扫描式”波束成形网络分离多普勒频偏并分别予以补偿.当大规模均匀线阵的天线数目足够多时,指向不同角度的导向矢量具有近似正交的关系,即  $\frac{\mathbf{a}^H(\vartheta_1)\mathbf{a}(\vartheta_2)}{M} \approx 0, \forall \vartheta_1 \neq \vartheta_2$ . 基于这一正交性可以利用导向矢量构成角波束赋形网络.单从时域或频域出发,虽然可以对多普勒频偏进行一定程度的补偿,但难以从根本上解决问题.这是因为多普勒频偏不仅与信号的频率有关,还与信号的入射角密切相关.因此,一种有效的解决方案

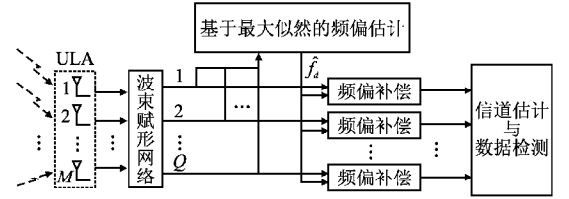


图 2 多普勒抑制算法

Fig. 2 Doppler suppression algorithm

是采用“扫描式”波束赋形网络(如图 2 所示).该网络可以根据信号的入射角动态调整波束的方向,从而分离出不同角度的多普勒频偏.通过这种方式,可以对每个角度的频偏进行单独的补偿,从而提高信号的接收质量.当使用大规模均匀线阵时,随着天线数目增加,指向不同角度的导向矢量之间的正交性会逐渐增强,这意味着不同角度的信号在导向矢量空间中可以被有效分离.基于这一正交性,可以利用导向矢量构成角波束赋形网络.该网络能够根据信号的入射角,生成相应的波束,从而实现信号的精确接收和处理.通过接收波束赋形器后的信号可以表示为:

$$\mathbf{Y}_k \mathbf{a}^*(\vartheta_q) = \underbrace{\sum_{l,p,\theta_{l,p}=\vartheta_q} \rho_{l,p} \Phi_k(f_d \cos \vartheta_q) \mathbf{s}_k(d_l) \mathbf{a}^T(\vartheta_q) \mathbf{a}^*(\vartheta_q)}_{\text{期望信号}} + \underbrace{\sum_{l,p,\theta_{l,p} \neq \vartheta_q} \rho_{l,p} \Phi_k(\varphi_{l,p}) \mathbf{s}_k(d_l) \mathbf{a}^T(\theta_{l,p}) \mathbf{a}^*(\vartheta_q)}_{\text{干扰}} + \underbrace{\mathbf{W}_k \mathbf{a}^*(\vartheta_q)}_{\text{噪声}} \quad (5)$$

在波束赋形之后,来自不同方向的信号被分开,第 1 项是来自  $\vartheta_q$  方向的期望信号,第 2 项为其它方向的干扰,第 3 项是等效噪声.利用大规模天线阵列可以成功分离来自不同方向的信号,即:

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{k,q} &= \mathbf{Y}_k \mathbf{a}^*(\vartheta_q) \approx \Phi_k(f_d \cos \vartheta_q) [\mathbf{s}_k \otimes \mathbf{h}_q(\vartheta_q)] + \bar{\mathbf{w}}_{g,q} \\ &= \Phi_k(f_d \cos \vartheta_q) \mathbf{F}^H \mathbf{F} [\mathbf{s}_k \otimes \mathbf{h}(\vartheta_q)] + \bar{\mathbf{w}}_{g,q} \\ &= \Phi_k(f_d \cos \vartheta_q) \mathbf{F}^H \text{diag}(\mathbf{F} \mathbf{s}_k) \mathbf{H}_q + \bar{\mathbf{w}}_{g,q} \end{aligned} \quad (6)$$

这里利用了信号和信道线性卷积与圆周卷积之间的关系. 其中,  $\mathbf{x}_k = \mathbf{F}\mathbf{s}_k = [x_k(0), x_k(1), \dots, x_k(N-1)]^T$  是相应的频域信号, 并且前  $N_d$  个子载波用来传输数据, 剩余的子载波为空子载波. 定义  $\mathbf{F} = [\mathbf{f}_0, \mathbf{f}_1, \dots, \mathbf{f}_{N-1}]$  为标准化离散傅里叶变换 (Discrete Fourier Transform, DFT) 矩阵. 波束域等效时域信道  $\mathbf{h}(\vartheta_q)$  第  $l'$  个元素为  $\sum_{l,p,\theta_{l,p}=\vartheta_q} \rho_{l,p} \mathbf{a}^T(\vartheta_q) \mathbf{a}^*(\vartheta_q) \delta(l' - d_l)$ 、波束域等效频域信道为  $\mathbf{H}_q = \sqrt{N}\mathbf{F}_L \mathbf{h}(\vartheta_q)$ .

从以上公式可以看到, 通过波束赋形网络后, 每路信号中只含有单一频偏. 各波束上的信号之间存在着相关性, 且具有相同的最大多普勒频偏, 因此可以设计代价函数联合所有波束进行盲频偏估计. 本文基于最大似然算法来设计频偏估计方案. 首先定义矩阵和向量:

$$\begin{aligned} \mathbb{H}_v &= [\mathbf{H}_1(v), \mathbf{H}_2(v), \dots, \mathbf{H}_Q(v)]^T \\ \mathbb{H} &= [\mathbb{H}_0, \mathbb{H}_1, \dots, \mathbb{H}_{p-1}] \\ \boldsymbol{\Psi} &= \text{diag}(1, e^{j\frac{2\pi}{N}}, \dots, e^{j\frac{2\pi(p-1)}{N}}), \\ \mathbf{x}_k^d &= [x_k(0), x_k(1), \dots, x_k(N_d-1)]^T \\ \boldsymbol{\epsilon}(f_d) &= [e^{j2\pi f_d \cos\vartheta_1 T_s}, e^{j2\pi f_d \cos\vartheta_2 T_s}, \dots, e^{j2\pi f_d \cos\vartheta_Q T_s}]^T \\ \mathbb{E}(f_d) &= \text{diag}(\text{vec}([\boldsymbol{\epsilon}^0(f_d), \boldsymbol{\epsilon}^1(f_d), \dots, \boldsymbol{\epsilon}^{N-1}(f_d)])) \\ \boldsymbol{\eta}_k(f_d) &= \text{diag}(\mathbf{1}_{N \times 1} \otimes \boldsymbol{\epsilon}^{kN_s}(f_d)) \end{aligned} \quad (7)$$

那么, 基站端所有波束上接收到的空域信号可以表示为:

$$\mathbf{r}_{n,k} = [r_{1,k}(n), r_{2,k}(n), \dots, r_{Q,k}(n)]^T \quad (8)$$

其中  $r_{q,k}(n)$  为第  $q$  个波束上第  $k$  个 OFDM 符号块上第  $n$  个时域符号. 进一步把  $\mathbf{r}_{n,k}, n=0, 1, \dots, N-1$  矢量化堆叠起来, 可以得到公式(9):

$$\begin{aligned} \mathbf{r}_k &= [\mathbf{r}_{0,k}^T, \mathbf{r}_{1,k}^T, \dots, \mathbf{r}_{N-1,k}^T]^T \\ &= \boldsymbol{\eta}_k(f_d) \mathbb{E}(f_d) (\mathbf{F}_d^* \odot \mathbb{H}) \mathbf{x}_k^d + \bar{\mathbf{w}}_k \end{aligned} \quad (9)$$

其中矩阵  $\mathbf{F}_d$  由矩阵  $\mathbf{F}$  的前  $N_d$  列组成, 而矩阵  $\mathbf{F}_n$  由其剩下的  $N - N_d$  列组成.  $\bar{\mathbf{w}}_k$  为噪声矢量的堆叠矢量.

令  $\boldsymbol{\eta}(f_d) = \mathbf{1}_{N \times 1} \otimes [\boldsymbol{\epsilon}^0(f_d), \boldsymbol{\epsilon}^{N_s}(f_d), \dots, \boldsymbol{\epsilon}^{(K-1)N_s}(f_d)]$ , 通过矩阵变换就可以得到维度为  $NQ \times K$  的接收信号矩阵表达式:

$$\begin{aligned} \mathbf{R} &= [\mathbf{r}_0, \mathbf{r}_1, \dots, \mathbf{r}_{K-1}] \\ &= \boldsymbol{\eta}(f_d) \circ (\mathbb{E}(f_d) (\mathbf{F}_d^* \odot \mathbb{H}) \mathbf{x}^d) + \bar{\mathbf{W}} \end{aligned} \quad (10)$$

其中  $\mathbf{x}^d = [\mathbf{x}_0^d, \mathbf{x}_1^d, \dots, \mathbf{x}_{K-1}^d]$ .

基于最大似然准则, 就可以通过最大似然算法得到多普勒频偏的估计值:

$$\begin{aligned} \hat{f}_d &= \arg \min_{\tilde{f}_d, \tilde{\mathbb{H}}, \tilde{\mathbf{x}}^d} \|\mathbf{R} - \boldsymbol{\eta}(\tilde{f}_d) \circ (\mathbb{E}(\tilde{f}_d) (\mathbf{F}_d^* \odot \tilde{\mathbb{H}}) \tilde{\mathbf{x}}_d)\|_F^2 \\ &= \arg \min_{\tilde{f}_d, \tilde{\mathbb{H}}, \tilde{\mathbf{x}}^d} \|\mathbb{E}(-\tilde{f}_d) (\boldsymbol{\eta}(-\tilde{f}_d) \circ \mathbf{R}) - (\mathbf{F}_d^* \odot \mathbf{I}_Q) (\mathbf{I}_p \odot \tilde{\mathbb{H}}) \tilde{\mathbf{x}}_d\|_F^2 \end{aligned} \quad (11)$$

## 2.2 联合多普勒频偏估计算法设计

通过数学推导可以发现, 等式  $(\mathbf{F}^T \otimes \mathbf{I}_Q) (\mathbf{F}_d^* \otimes \mathbf{I}_Q) = (\mathbf{F}^T \mathbf{F}_d^*) \otimes \mathbf{I}_Q = [\mathbf{I}_{Qp}, \mathbf{0}_{Qp \times Q(N-p)}]^T$  成立. 那么, 利用以上等式, 公式(11)就可以重新写成:

$$\begin{aligned} \hat{f}_d &= \arg \min_{\tilde{f}_d, \tilde{\mathbb{H}}, \tilde{\mathbf{x}}^d} \|\mathbf{F}_d^* \otimes \mathbf{I}_Q \mathbb{E}(-\tilde{f}_d) (\boldsymbol{\eta}(-\tilde{f}_d) \circ \mathbf{R}) - (\mathbf{I}_p \odot \tilde{\mathbb{H}}) \tilde{\mathbf{x}}^d\|_F^2 \\ &\quad + \|\mathbf{F}_n^* \otimes \mathbf{I}_Q \mathbb{E}(-\tilde{f}_d) (\boldsymbol{\eta}(-\tilde{f}_d) \circ \mathbf{R})\|_F^2 \end{aligned} \quad (12)$$

设  $\Xi_n(\tilde{f}_d) = (\mathbf{F}_n^* \otimes \mathbf{I}_Q) \mathbb{E}(-\tilde{f}_d) (\boldsymbol{\eta}(-\tilde{f}_d) \circ \mathbf{R})$ , 那么, 就可以

进一步验证等式(13):

$$\begin{aligned} \hat{f}_d &= \arg \min_{\tilde{f}_d, \tilde{\mathbb{H}}, \tilde{\mathbf{x}}^d} \|\mathbb{E}_0^T(\tilde{f}_d), \mathbb{E}_1^T(\tilde{f}_d), \dots, \mathbb{E}_{N_d-1}^T(\tilde{f}_d)\|_F^2 \\ &\quad - [(\tilde{\mathbb{H}}_0 \tilde{\mathbf{x}}^{d,0})^T, (\tilde{\mathbb{H}}_1 \tilde{\mathbf{x}}^{d,1})^T, \dots, (\tilde{\mathbb{H}}_{N_d-1} \tilde{\mathbf{x}}^{(d,N_d-1)})^T]^T \|\|_F^2 \\ &\quad + \|\mathbb{E}_{N_d}^T(\tilde{f}_d), \mathbb{E}_{N_d+1}^T(\tilde{f}_d), \dots, \mathbb{E}_{N-1}^T(\tilde{f}_d)\|_F^2 \end{aligned} \quad (13)$$

这里可以把信号矩阵  $\mathbf{x}_k^d$  的测试矩阵重新写成  $\tilde{\mathbf{x}}^d = [(\tilde{\mathbf{x}}^{d,0})^T, (\tilde{\mathbf{x}}^{d,1})^T, \dots, (\tilde{\mathbf{x}}^{d,N_d-1})^T]^T$ , 其中矩阵  $\tilde{\mathbf{x}}^{(d,n)} \in \mathbb{C}^{1 \times K}$  为矩阵  $\tilde{\mathbf{x}}^d$  的第  $(n+1)$  行矢量. 那么, 就可以得到公式(14):

$$\hat{f}_d = \arg \min_{\tilde{f}_d, \tilde{\mathbb{H}}, \tilde{\mathbf{x}}^d} \sum_{n=0}^{N_d-1} \|\Xi_n(\tilde{f}_d) - \tilde{\mathbb{H}}_n \tilde{\mathbf{x}}^{d,n}\|_F^2 + \sum_{n=N_d}^{N-1} \|\Xi_n(\tilde{f}_d)\|_F^2 \quad (14)$$

公式(14)中的第1项为数学中熟知的低秩矩阵近似问题 (Low rank matrix approximation problem). 通过文献[28]中可以得知, 在低秩矩阵近似问题中, 可以找到一个矩阵秩最大为1的矩阵  $\tilde{\mathbb{H}}_n \tilde{\mathbf{x}}^{d,n}$ , 来以最佳的方式去近似矩阵  $\Xi_n(\tilde{f}_d)$ . 对矩阵  $\Xi_n(\tilde{f}_d) \Xi_n^H(\tilde{f}_d)$  进行特征值分解, 得到按照降序排列 (Descending order) 的特征值  $\gamma_{n,q}(\tilde{f}_d), q=1, 2, \dots, Q$ , 那么, 就可以进一步得到  $\|\Xi_n(\tilde{f}_d)\|_F^2 = \sum_{q=1}^Q \gamma_{n,q}(\tilde{f}_d)$ . 因此, 最大似然频偏估计算法就可以简化为:

$$\hat{f}_d = \arg \min_{\tilde{f}_d} \sum_{n=0}^{N_d-1} \sum_{q=2}^Q \gamma_{n,q}(\tilde{f}_d) + \sum_{n=N_d}^{N-1} \sum_{q=1}^Q \gamma_{n,q}(\tilde{f}_d) \quad (15)$$

最终, 基于最大似然的多普勒频偏估计算法可以表示为:

$$\hat{f}_d = \arg \max_{\tilde{f}_d} C(\tilde{f}_d) = \arg \max_{\tilde{f}_d} \sum_{n=0}^{N_d-1} \gamma_{n,1}(\tilde{f}_d) \quad (16)$$

综上, 最大似然频偏估计算法的步骤总结在表1中.

表1 最大似然频偏估计算法

Table 1 ML-based DFO estimation algorithm

1. 根据公式(5)对接收信号进行波束赋形
2. 基站接收的空域信号表示为公式(8)
3. 将信号矢量化并堆叠, 得到公式(9)和公式(10)
4. 利用公式(11)设计最大似然频偏估计算法
5. 基于低秩矩阵近似问题得到公式(14)
6. 对矩阵  $\Xi_n(\tilde{f}_d) \Xi_n^H(\tilde{f}_d)$  进行特征值分解
7. 利用最大特征值进行频偏估计
8. 如公式(16)所示, 输出最终的频偏估计值

## 2.3 频偏估计误差对系统性能影响分析

利用多普勒频偏估计值对每路波束上的接收信号进行补偿, 就可以得到:

$$\mathbf{Z}_{q,k} = \mathbf{F} \boldsymbol{\Phi}_k^H(\hat{f}_d \cos\vartheta_q) \mathbf{Y}_k \mathbf{a}^*(\vartheta_q) \quad (17)$$

为了重点分析频偏估计误差产生的信道间干扰对系统性能的影响, 忽略噪声项, 补偿后的信号可以表示为:

$$z_{q,k}(i) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x_k(n) \sum_{l=1}^L \sum_{n'=0}^{N-1} g_{q,l,k}(n') e^{j\frac{2\pi n'}{N}(n-i)} e^{-j\frac{2\pi n d_l}{N}} \quad (18)$$

其中  $g_{q,l,k}(n') = \sum_{p=1}^P \rho_{l,p} G(\theta_{l,p}, \vartheta_q) \hat{\beta}_{q,k,n'}(\theta_{l,p})$ . 定义  $\mathbf{v} = \mathbf{I}_{M \times 1}$  以及  $\zeta(x) = [1, \dots, e^{j\kappa(M-1)x}]^T$ , 有  $G(\theta_{l,p}, \vartheta_q) = \zeta^H(\cos\vartheta_q - \cos\theta_{l,p}) \mathbf{v} \hat{\beta}_{q,k,n'}(\theta_{l,p}) = e^{j(\omega_d \cos\theta_{l,p} - \hat{\omega}_d \cos\vartheta_q)[\kappa N_s + n] T_s}$ . 当存在多普勒频偏估计误差时, 从公式(18)可以发现, 补偿后的信号仍然具有时变性, 对后续的信道估计和数据检测性能会产生较大的影响, 因此, 基于最大似然估计的算法性能优越, 可以大

幅度提升高速移动通信系统的性能。

### 3 仿真与实验结果分析

在本节中,将详细描述实验过程相关细节,并通过实验仿真结果以验证所提出系统的优越性和有效性。本文重点考虑了实际通信场景,例如高速移动环境、噪声干扰等可能会影响频偏估计的精度因素。为此,本文设计了不同的实验组,包括不同天线配置、不同信噪比条件等。

#### 3.1 参数设计

本文中接收调制信号的平均功率设为 1,那么  $\text{SNR} = 1/\sigma_n^2$  就表示每根接收天线上的符号信噪比。OFDM 符号的子载波个数设为  $N = 64$ ,每一个 OFDM 帧中有两个 OFDM 块。信道长度设为  $L = 8$ ,循环前缀的长度设为  $N_{cp} = 8$ 。由于本文所提出的最大似然估计算法对信道的功率时延谱的分布方式没有太大要求,即服从均匀分布或指数分布并不敏感,为了简化仿真过程,本节仅考虑服从均匀分布的功率时延谱,也就是  $\sigma_i^2 = 1/L$  的情况。天线阵元间距设置为  $d = 0.45\lambda$ 。载波频率设置为  $f_c = 9\text{GHz}$ 、高速移动终端的速度设定为  $v = 480\text{km/h}$ 、OFDM 块持续时间设为  $T_b = 0.1\text{ms}$ 。基于以上参数,归一化最大多普勒频偏为  $f_d T_b = 0.4$ 。

#### 3.2 实验结果分析

为了验证所提出的最大似然估计(MLE)算法的性能,这里选择了均方误差(Mean Square Error, MSE)作为评估指标,以全面衡量频偏估计的精度。在实验设计中,本文设置了多个不同的场景,以探讨不同参数对算法性能的影响。这些场景包括了不同数量的数据子载波、波束个数以及 OFDM 符号数等关键参数,旨在分析这些因素对最大似然估计算法表现的具体影响。为进一步评估所提出算法的优越性,本文将 MLE 算法与两种代表性的现有方法进行了对比:一是文献[29]中提到的 MUSIC-like 算法(在仿真结果中标注为“MUSIC-like”),二是文献[19]中提出的基于导频的频偏估计算法(在仿真结果中标注为“Pilot”)。通过对这 3 种算法的仿真结果进行详细对比,本文能够从不同角度全面评估 MLE 算法在不同场景下的表现。对比方案介绍如下:

1) MUSIC-like 算法:基于子空间方法,利用信号的协方差矩阵对频偏进行估计,需要利用空子载波提取频偏信息,适用于低信噪比环境下的 OFDM 系统。

2) 基于导频的频偏估计算法:该算法通过在 OFDM 系统中引入已知的导频信号,并结合角度域的参数估计,能够显著提高频偏估计的精度。

在图 3 中,本文基于 16QAM 调制和 56 个数据子载波配置,对比了不同频偏估计算法随信噪比(Signal-to-Noise Ratio, SNR)变化的性能。实验表明:所提出的算法在低 SNR (0dB)时的频偏估计均方误差仅为  $2.68 \times 10^{-5}$ ,较对比 MUSIC-like 算法( $1.30 \times 10^{-3}$ )和导频算法( $1.82 \times 10^{-4}$ )分别降低 48.5 倍和 6.8 倍;当 SNR 提升至 30dB 时,所提算法 MSE 进一步收敛至  $9.68 \times 10^{-7}$ ,仍保持对 MUSIC-like 算法( $1.61 \times 10^{-5}$ )和导频算法( $9.22 \times 10^{-6}$ )的 16.6 倍和 9.5 倍精度优势。全 SNR 范围内,所提算法平均误差较对比算法降低 39.6 倍(vs MUSIC-like 算法)和 8.4 倍(vs 导频算法),且误差降幅达 27.6 倍(0-30dB)。这些定量结果验证了所提算法在各种

信道条件下均具有更高的频偏精确估计的能力,其鲁棒性可有效缓解恶劣信道导致的系统性能退化问题。

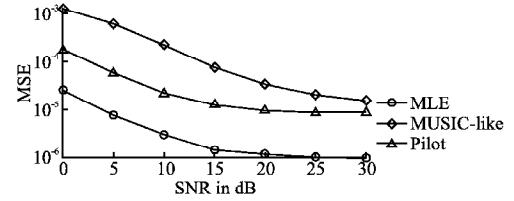


图 3 不同方案 MSE 性能对比(16QAM,  $N_d = 56$ )

Fig. 3 MSE performance with different schemes (16QAM,  $N_d = 56$ )

在图 4 中,本文采用了 QPSK 调制方式和 60 个数据子载波,进一步探讨了不同频偏估计算法在不同调制方式下的性能表现。与传统算法相比,提出的算法在频偏估计上的优势尤为突出。随着 SNR 的增加,提出的算法能够始终保持较低的估计误差,尤其在低 SNR 时,其表现显著优于其他算法。传统算法虽然在高 SNR 时表现有所改善,但在低 SNR 区域仍然难以有效降低估计误差,导致系统性能受到严重影响。与此相对,提出的算法能够在较低 SNR 下提供较为精准的频偏估计,展现出更强的抗干扰能力,尤其适用于高噪声或信号衰减严重的通信场景。在 QPSK 调制下,60 个数据子载波的配置使得本文提出的算法在频偏估计精度上相比其他算法表现出了更强的鲁棒性和适应性,证明了其在多样化信道条件下的优越性能。

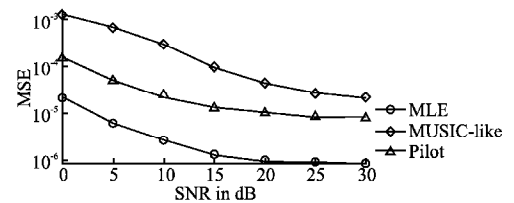


图 4 不同方案 MSE 性能对比(QPSK,  $N_d = 60$ )

Fig. 4 MSE performance comparison with different schemes (QPSK,  $N_d = 60$ )

在图 5 中,本文考察了不同波束数对频偏估计精度的影响。仿真结果表明,随着接收波束数从 10 个增加到 30 个,频偏估计精度逐渐提高,尤其在动态环境下,波束数的增加能有效提高多普勒频偏的估计精度。具体来说,当接收波束数增加时,系统能够更精确地捕捉到频偏信号,减小了频偏估计的误差,从而提升了整体系统性能。通过仿真可以看到,增加波

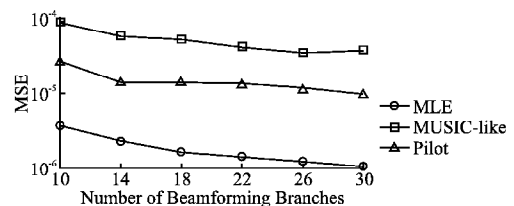


图 5 不同波束数量下的 MSE 性能对比

Fig. 5 MSE performance comparison with different number of beamforming branch

束数不仅有助于改善估计精度,还能够提高系统的抗干扰能

力.尤其在30个波束的配置下,提出的算法比仅有10个波束时的误差减少了约70%.这验证了大规模天线阵列和波束赋形技术对于提升频偏估计精度的重要性.随着接收波束数的增加,系统能够更好地处理复杂的多径传播和高速度的动态场景,从而更准确地估计频偏并提升系统的稳定性和可靠性.

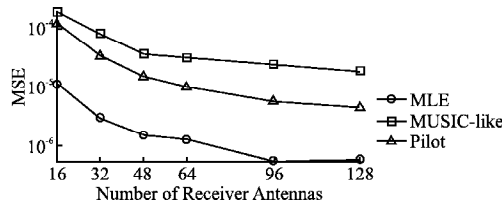


图6 不同天线数下的MSE性能对比  
Fig. 6 MSE performance comparison with different number of receiver antennas

在图6中,本文通过仿真分析了天线数目对频偏估计精度的影响.结果表明,随着天线数量的增加,频偏估计精度显著提高,尤其在128根天线的配置下,提出的算法相比传统方法展现了明显的性能优势.在少量天线配置下,系统受到噪声和多径传播的影响较大,导致频偏估计精度较低.随着天线数的增加,系统能够接收更多的独立信号路径,有效抑制噪声并提高估计精度.此外,增加天线数还使得系统在面对多普勒效应和信道衰落时表现出更强的适应性,从而增强了频偏估计的可靠性.仿真结果验证了天线数量对提升频偏估计精度和系统稳定性的积极作用,特别是在高动态环境中,大规模天线阵列显著增强了系统的鲁棒性,进而提升了通信质量和整体性能.

## 4 结论

本文提出了一种针对高速移动通信系统中多普勒频偏的创新抑制算法,旨在解决高速度下多普勒效应引起的信道间干扰和时变性问题.本研究重点解决了由于多普勒效应引发的频偏估计难题,通过大规模天线阵列和波束赋形技术,提出了一种基于角度域的多普勒抑制方法,能够有效分离和补偿多个频偏信号,显著改善了系统的传输性能.本文采用波束赋形技术和角度域信号处理,精准处理多个频偏信号,从而有效减少信道时变性.结合最大似然估计的盲频偏估计算法,降低了计算复杂度并提高了频偏补偿精度,优化了系统性能.仿真结果表明,提出的算法在高速移动环境中显著提高了频偏估计精度和系统传输性能,特别是在高速铁路等场景中,相比传统算法表现更为优越.尽管如此,本文仍存在一些局限性.首先,虽然提出的算法在高速移动场景中表现优异,但在极端高速运动下,频偏估计误差仍可能影响系统性能.其次,尽管大规模天线阵列和波束赋形技术能降低载波间干扰,使得频偏估计的性能更加优越,但其硬件资源消耗较大,可能增加成本和复杂度.需要补充的是,本文提出的方法在低速通信环境下同样具备作用,因为低速通信环境下由多普勒效应带来的影响更小.在高速且匀速的通信环境下,比如高铁、动车等高速且某一段时间内比较匀速的列车环境,本文的方法对多普勒效应带来的问题能进行改善,但若是在高速且变速的通信环

境下,这对频偏估计带来了很大的挑战,这一高速且变速的通信环境是本文的限制与不足.

最后,仿真结果验证了算法有效性,但实际传播环境的复杂性仍需更多实验和现场测试来验证算法的适用性.未来研究可以聚焦于优化算法,降低硬件需求和计算复杂度,适应更复杂的高速移动通信环境等.此外,随着6G网络发展,可以探索算法在多用户环境中的应用,提升系统频谱效率和性能.

## References:

- [1] Zhou W, Wu J, Fan P. High mobility wireless communications with doppler diversity: fundamental performance limits [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2015, 14(12): 6981-6992.
- [2] Stüber G, Barry J, McLaughlin S. Broadband MIMO-OFDM wireless communications [J]. Proceedings of the IEEE, 2004, 92(2): 271-294.
- [3] Jakes W, Cox D. Microwave mobile communications [M]. New York: Wiley IEEE Press, 1994.
- [4] Giannakis G, Tepedelenlioglu. Basis expansion models and diversity techniques for blind identification and equalization of time-varying channels [J]. Proceedings of the IEEE, 1998, 86(10): 1969-1986.
- [5] Hijazi H, Ros L. Polynomial estimation of time-varying multipath gains with inter-carrier interference mitigation in OFDM systems [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2009, 58(1): 140-151.
- [6] Lin S, Kong L, He L. Finite-state Markov modeling for high-speed railway fading channels [J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2015, 14: 954-957, doi: 10.1109/LAWP.2015.2388701.
- [7] Mostofi Y, Cox D C. ICI mitigation for pilot-aided OFDM mobile systems [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2005, 4(2): 765-774.
- [8] Cheng P, Chen Z, Rui Y. Channel estimation for OFDM systems over doubly selective channels: a distributed compressive sensing-based approach [J]. IEEE Transactions on Communications, 2013, 61(10): 4173-4185.
- [9] Ren X, Tao M, Chen W. Compressed channel estimation with position-based ICI elimination for high-mobility SIMO-OFDM systems [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2016, 65(8): 6204-6216.
- [10] Simon E, Ros L, Hijazi H. Joint carrier frequency offset and fast time-varying channel estimation for MIMO-OFDM systems [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2011, 60(3): 955-965.
- [11] Yang Y, Gao F, Ma X. Deep learning-based channel estimation for doubly selective fading channels [J]. IEEE Access, 2019, 7: 36579-36589, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2901066.
- [12] Aboutorab N, Hardjawana W, Vucetic B. A new iterative doppler-assisted channel estimation joint with parallel ICI cancellation for high-mobility MIMO-OFDM systems [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2012, 61(4): 1577-1589.
- [13] Hansen H, Affes S, Mermelstein P. A rayleigh doppler frequency estimator derived from maximum likelihood theory [C]//2nd IEEE Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications, 1999, 382-386.
- [14] Souden M, Affes S, Benesty J. Robust doppler spread estimation in the presence of a residual carrier frequency offset [J]. IEEE Trans-

- actions on Signal Processing, 2009, 57(10):4148-4153.
- [15] Chizhik D. Slowing the time-fluctuating MIMO channel by beam forming [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2004, 3(5):1554-1565.
- [16] Guo W, Mu P, Yin Q. Multiple doppler frequency offsets compensation technique for high-mobility OFDM uplink [C]//IEEE International Conference on Signal Processing, Communication and Computing, 2013:15, doi:10.1109/ICSPCC.2013.6663974.
- [17] Feng Y, Zhang W, Ge Y. Frequency synchronization with beamforming network optimization for uplink massive MIMO systems [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2020, 69(3):3486-3490.
- [18] Guo W, Zhang W, Mu P. High-mobility OFDM downlink transmission with large-scale antenna array [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2017, 66(9):8600-8604.
- [19] Ge Y, Zhang W, Gao F, et al. Angle-domain approach for parameter estimation in high-mobility OFDM with fully/partly calibrated massive ULA [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2019, 18(1):591-607.
- [20] Xu K, Shen Z, Wang Y. Location-aided mMIMO channel tracking and hybrid beamforming for high speed railway communications: an angle-domain approach [J]. IEEE Systems Journal, 2020, 14(1):93-104.
- [21] Zhang W. A beamforming scheme with Doppler suppression for high-mobility wireless communications [J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2020, 9(10):1768-1772.
- [22] Besson O, Stoica P. On parameter estimation of MIMO flatfading channels with frequency offsets [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2003, 51(3):602-613.
- [23] Ahmed S, Lambbotharan S, Jakobsson A, et al. Parameter estimation and equalization techniques for communication channels with multipath and multiple frequency offsets [J]. IEEE Transactions on Communications, 2005, 53(2):219-223.
- [24] Zhang W, Gao F. Blind frequency synchronization for multiuser OFDM uplink with large number of receive antennas [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2016, 64(9):2255-2268.
- [25] Zhang W, Gao F, Yao B. Blind CFO estimation for multiuser OFDM uplink with large number of receive antennas [C]//IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing, 2016:3721-3725.
- [26] Feng Y, Zhang W, Gao F, et al. Computationally efficient blind CFO estimation for massive MIMO uplink [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2018, 67(8):7795-7799.
- [27] Zheng Y R, Xiao C. Simulation models with correct statistical properties for Rayleigh fading channels [J]. IEEE Transactions on Communications, 2003, 51(6):920-928.
- [28] Zhang W, Yin Q. Blind maximum likelihood carrier frequency offset estimation for OFDM with multi-antenna receiver [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2013, 61(9):2295-2307.
- [29] Liu H, Tureli U. A high efficiency carrier estimator for OFDM communications [J]. IEEE Communications Letters, 1998, 2(4):104-106.