



研究与开发

# UFMC 系统中的载波频率同步技术

杨路,何萍,王珊

(重庆邮电大学宽带移动通信动员中心,重庆 400065)

**摘要:**针对 UFMC 系统对频率偏差敏感的问题,提出一种适合用于 UFMC 系统的频率同步算法。为了保留 UFMC 系统的良好特性、降低 UFMC 中滤波器的设计复杂度,该算法设计了一种子带间正交的导频序列,并采用非线性最小二乘(NLS)法进行 CFO 估计。通过序列构造和计算该构造序列与估计信号的相关性对算法进一步改进,使得低信噪比下的估计性能得到改善。理论分析和仿真表明,在高斯和瑞利衰落信道下,子带间正交导频序列的误码率、CFO 性能均优于全 1 导频序列;在低信噪比环境下,改进算法的 CFO 性能优于 NLS 算法。

**关键词:**UFMC;导频设计;非线性最小二乘法;频偏估计

**中图分类号:**TN911

**文献标识码:**A

**doi:** 10.11959/j.issn.1000-0801.2016288

## Carrier frequency synchronization technology in UFMC

YANG Lu, HE Ping, WANG Shan

Broadband Mobile Communication Mobilization Center, Chongqing University  
of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China

**Abstract:** In view of the problem that the universal filtered multi-carrier (UFMC) system is sensitive to carrier frequency offset, a frequency synchronization algorithm was proposed. For the sake of keeping good features of UFMC system and reducing the complexity of filter design, the algorithm designed a pilot sequence which sub-bands are orthogonal, and used the non-linear least square algorithm (NLS) to realize the frequency offset estimate. In order to further improve the performance of algorithm in low signal to noise power ratio (SNR) environment, the receiver could process data by constructing sequence and calculating the correlation of estimated signal. Simulation results demonstrate that the designed pilot is superior to all-one pilot in terms of both bit error rate (BER) and CFO performance over additive white Gaussian noise (AWGN) and rayleigh fading channel. And in low SNR environment, the improved algorithm has better performance than NLS algorithm under CFO.

**Key words:** universal filtered multi-carrier, pilot design, non-linear least square algorithm, frequency offset estimation

### 1 引言

近年来,随着通信网络对信息传输的要求越来越高,多载波技术得到广泛的应用。正交频分复用(OFDM)技术因为频谱利用率高、抗码间干扰能力强、实现简单等优点,

成为 4G 移动通信系统的核心技术。但是,面对 5G 更加多样化的业务类型、更高的频谱效率和更多的连接数等需求,OFDM 将面临挑战。在 5G 中,选择正确的波形是其中一个非常重要的决策。由于 5G 在很大程度上仍然处于研究阶段,它提出的波形要求具有随时可变化性,这导致在

收稿日期:2016-09-06;修回日期:2016-11-14

通信作者:何萍,536337722@qq.com

选择正确的波形时需要考虑得非常周密。目前,物理层波形尚未有明确规定,因为业内对潜在波形没有达成共识,所以有多个候选波形正在使用:滤波器组多载波(FBMC)、广义频分复用(GFDM)、通用滤波多载波(UFMC)<sup>[1]</sup>、过滤正交频分复用(F-OFDM)等。UFMC 技术凭借其良好的带外抑制、不需要 CP、极高的频谱使用效率<sup>[2]</sup>、各载波不需要保持同步<sup>[3]</sup>、适合于零散化的碎片频谱利用等优点,得到了研究人员的认可<sup>[4]</sup>。

然而作为一种多载波调制技术,UFMC 必然也会受到载波频率偏差(carrier frequency offset, CFO)的影响<sup>[5,6]</sup>。具体的, CFO 会造成载波间干扰(ICI)、子带间干扰(IBI),从而导致 UFMC 系统性能恶化。因此要提高系统性能,必须要解决载波频率偏差问题。目前有关 UFMC 系统频偏估计的文献不多。但是,近年来随着对 OFDM、FBMC 系统的大量研究,其频偏估计的文献较多,方法也较为成熟。参考文献[7]提出一种导频辅助频率同步算法,该算法利用非线性最小二乘法进行 CFO 估计,算法复杂度较低。但是需要发送至少两个相同的同步信号,导致同步信号开销较大,频谱效率低。参考文献[8]讨论了 FBMC 系统在多址条件中的数据辅助同步问题,应用最大似然估计算法对用户相位偏移、频偏和符号同步进行联合估计,实现了较高精度的频偏估计。参考文献[9]提出了一种基于导频辅助的 UFMC 系统信道估计方法,采用全 1 的导频符号,该导频符号不能消除子带间干扰,影响信道估计算法的精度。参考文献[5,6]通过优化 UFMC 系统的滤波来减小由 CFO 引起的干扰,虽然该方法有效地提高了系统性能,但是在某种

程度上却提高了滤波器设计的复杂度。

为了保留 UFMC 系统的良好特性、增强系统的误比特性能、降低 UFMC 中滤波器的设计复杂度,本文提出一种适合 UFMC 系统的导频设计方案,并采用非线性最小二乘(NLS)法进行 CFO 估计,通过分析 NLS 算法中的不足,对算法进一步改进,使得低信噪比下的估计性能得到改善。

## 2 UFMC 系统模型

在 FBMC 系统中,滤波器处理的对象是单个子载波,然而,UFMC 系统滤波器处理的对象是一组连续的子载波。图 1 给出了 UFMC 系统的发送和接收原理。

如图 1 所示,UFMC 系统共有  $B$  个子带,每个子带所携带的信号为  $X_i, i=1, 2, \dots, B$ 。对每个子带进行  $N$ -IDFT,实现由频域离散数据到时域离散数据的变换,接着对每个子带的时域信号进行滤波操作。由此,基带发送信号  $s$  可以表示为:

$$\mathbf{s}_{[(N+L-1)]} = \sum_{i=1}^B \mathbf{F}_i \mathbf{V}_i \mathbf{X}_i \quad (1)$$

为了简化分析过程,考虑加性高斯白噪声(AWGN)信道,并且假定其他条件都是理想的,系统只存在 CFO,那么时域接收端信号  $r(n)$  为:

$$r = h\Gamma(\varepsilon)FVX + z \quad (2)$$

其中:

$$\mathbf{X} = [X_1^T, X_2^T, \dots, X_B^T]^T \quad (3)$$

$$\mathbf{X}_i = [X_i(0), X_i(1), \dots, X_i(D-1)] \quad (4)$$

$$\mathbf{V} = \text{diag}[V_1, V_2, \dots, V_B] \quad (5)$$

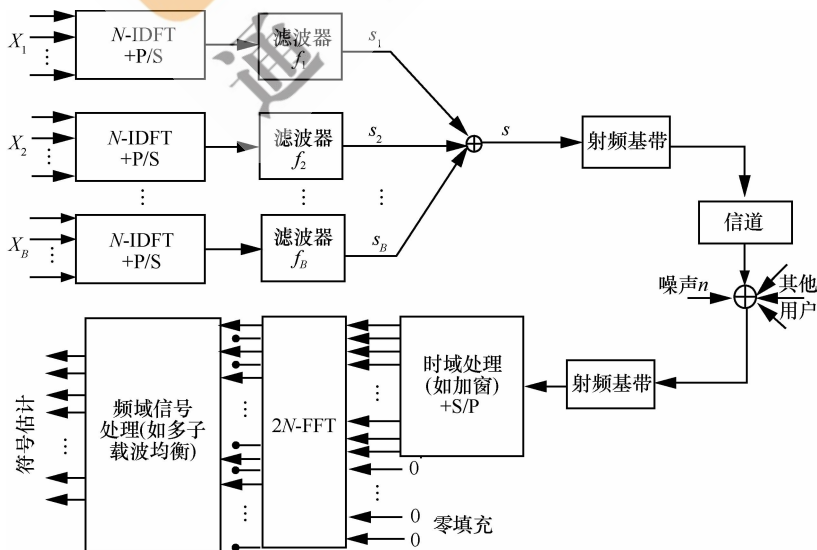


图 1 UFMC 系统的发送和接收原理



$$\mathbf{F}=[F_1, F_2, \dots, F_B] \quad (6)$$

$$\mathbf{F}(\varepsilon) = \text{diag} \left\{ 1, e^{\frac{j2\pi\varepsilon}{N}}, \dots, e^{\frac{j2\pi(N+L-2)\varepsilon}{N}} \right\} \quad (7)$$

其中,  $D$  表示子带的长度, 即子带中的子载波个数;  $\mathbf{h}$  表示信道矩阵;  $\mathbf{X}_i$  表示子带  $i$  上的传输数据;  $\mathbf{V}$  表示傅里叶矩阵;  $\mathbf{F}$  表示滤波器矩阵,  $\mathbf{F}_i$  是托普利兹矩阵, 它的第一列元素为  $[f(0), f(1), \dots, f(L-1), 0, \dots, 0]^T$ , 其中  $f(j), j \in \{0, 1, \dots, L-1\}$  是子带  $i$  的 FIR 滤波器系数, 且每个子带滤波器系数满足  $\sum_{j=0}^{L-1} |f(j)|^2 = 1$ ;  $\varepsilon$  表示归一化的载波频率偏差;  $z$  表示加性高斯白噪声。

在 UFMC 系统中 CFO 会造成子 ICI 和 ISI<sup>[6]</sup>, 那么其频域接收信号可以表示为:

$$\mathbf{R} = \mathbf{H}\mathbf{G}\mathbf{X}_{\text{signal}} + \mathbf{H}\mathbf{G}\mathbf{I}_{\text{ICI}} + \mathbf{H}\mathbf{G}\mathbf{I}_{\text{ISI}} + \mathbf{Z} \quad (8)$$

其中:

$$\mathbf{G} = \mathbf{V}\mathbf{F}\mathbf{F}^H(\varepsilon)\mathbf{F}^H\mathbf{V}^H \quad (9)$$

其中,  $(\cdot)^H$  表示矩阵的转置;  $\mathbf{Z}$  表示频域噪声;  $\mathbf{I}_{\text{ICI}}$  表示子载波间的干扰;  $\mathbf{I}_{\text{ISI}}$  表示子带间的干扰。

### 3 导频设计

为了保留 UFMC 系统的良好特性、增强系统的误比特性能、降低 UFMC 中滤波器的设计复杂度, 本文提出了一种导频设计方案——子带正交方法。通过让子带间正交, 即子带间的互相关性为 0 来消除子带间干扰<sup>[10]</sup>。子带间的互相关性定义为:

$$r_{il} = \frac{1}{D} \sum_{k=0}^{D-1} (X_i(k) \times X_l(k)) \quad (10)$$

为了消除 ISI, 最佳的导频设计方案是让如下代价函数取最小值, 即:

$$J = \frac{1}{B^2 D^2} \sum_{i=0}^{B-1} ((r_{ii}-1) + \sum_{l=0, l \neq i}^{B-1} r_{il}) \quad (11)$$

为了使代价函数达到最小值, 即  $J=0$ , 这要求 UFMC 系统子带间正交, 因此, 子带间的互相关性可以表示为:

$$r_{il} = \begin{cases} 1, & i=l \\ 0, & i \neq l \end{cases} \quad (12)$$

为了满足式(12)中的互相关性, 导频设计利用  $P \times P$  维 Hadamard 矩阵<sup>[10]</sup>  $\mathbf{M}_P$  的性质: 行向量之间正交, 且  $\mathbf{M}_P \mathbf{M}_P^H = \mathbf{P}\mathbf{I}_{P_0}$

那么, 第  $i$  个子带的导频序列可以设计为:

$$\mathbf{X}_i = \mathbf{M}_P(n_i) \quad (13)$$

其中,  $\mathbf{M}_P(n_i), (1 \leq n_i \leq P)$  表示矩阵  $\mathbf{M}_P$  的第  $n_i$  行。那么, 发送的导频序列可以表示为:

$$\mathbf{X} = [\mathbf{M}_P(n_1) \mathbf{M}_P(n_2) \dots \mathbf{M}_P(n_B)]^T \quad (14)$$

## 4 频偏估计

### 4.1 基于 NLS 算法的 CFO 估计

在频域接收端用迫零均衡器来检测传输信号: 即通过用接收信号乘以滤波矩阵来获得数据信息的估计值, 该滤波矩阵为:

$$\mathbf{Q}_{ZF} = (\mathbf{H}_{\text{eff}}^H \mathbf{H}_{\text{eff}})^{-1} \mathbf{H}_{\text{eff}}^H \quad (15)$$

其中:

$$\mathbf{H}_{\text{eff}} = \mathbf{H}\tilde{\mathbf{G}} \quad (16)$$

$$\tilde{\mathbf{G}} = \mathbf{V}\mathbf{F}\mathbf{F}^H(\tilde{\varepsilon})\mathbf{F}^H\mathbf{V}^H \quad (17)$$

其中,  $\tilde{\varepsilon} \in [-0.5, 0.5]$  表示归一化载波频率偏差的试验值。将式(15)带入式(8)可以得到频域接收端的估计信号, 即:

$$\hat{\mathbf{R}} = \mathbf{R}\mathbf{Q}_{ZF} = (\mathbf{H}\mathbf{G}\mathbf{X}_{\text{signal}} + \mathbf{H}\mathbf{G}\mathbf{I}_{\text{ICI}} + \mathbf{H}\mathbf{G}\mathbf{I}_{\text{ISI}} + \mathbf{Z})\mathbf{Q}_{ZF} = \mathbf{H}\mathbf{G}\mathbf{X}_{\text{signal}}\mathbf{Q}_{ZF} + \mathbf{W} \quad (18)$$

其中,  $\mathbf{W}$  为随机干扰, 可以暂时忽略其影响, 采用 NLS 算法计算出系统的归一化 CFO 为:

$$\begin{aligned} \hat{\varepsilon} &= \argmin_{\tilde{\varepsilon} \in [-0.5, 0.5]} \|\mathbf{X} - \hat{\mathbf{R}}\|^2 \\ &= \argmin_{\tilde{\varepsilon} \in [-0.5, 0.5]} \|\mathbf{X} - \mathbf{H}\mathbf{G}\mathbf{X}_{\text{signal}}\mathbf{Q}_{ZF}\|^2 \end{aligned} \quad (19)$$

式(19)可以进一步简化为:

$$\begin{aligned} \hat{\varepsilon} &= \argmin_{\tilde{\varepsilon} \in [-0.5, 0.5]} \|\mathbf{X} - \mathbf{H}\mathbf{G}\mathbf{X}_{\text{signal}}\mathbf{Q}_{ZF}\|^2 \\ &= \argmin_{\tilde{\varepsilon} \in [-0.5, 0.5]} \|\mathbf{X} - \mathbf{V}\mathbf{F}\mathbf{F}^H(\tilde{\varepsilon})\mathbf{X}_{\text{signal}}\mathbf{F}^H\mathbf{V}^H\|^2 \end{aligned} \quad (20)$$

其中,  $\|\cdot\|^2$  表示欧里德范数。

### 4.2 改进算法

当噪声和干扰信号较大时, 若忽略其影响, 会导致频偏估计精度降低。那么对算法的改进可以从以下方面来进行: 避免使用 NLS 算法, 降低干扰信号对算法的影响; 构造与发送导频相关性为 0 的序列, 计算接收信号与构造序列的互相关性。

由于导频序列  $\mathbf{X}$  子带间的互相关性为 0, 所以构造序列可以用  $\mathbf{X}$  的反折序列  $\mathbf{B}$  来表示, 即:

$$\mathbf{B} = [\mathbf{M}_P(n_B) \mathbf{M}_P(n_{B-1}) \dots \mathbf{M}_P(n_1)]^T \quad (21)$$

该反折序列  $\mathbf{B}$  与  $\mathbf{X}$  存在以下关系, 即:

$$\mathbf{X} \cdot \mathbf{B}^* = 0 \quad (22)$$

那么,接收的估计信号与序列  $\mathbf{B}$  的互相关性可以表示为:

$$\begin{aligned} r_{\hat{\mathbf{R}}, \mathbf{B}} &= \hat{\mathbf{R}} \cdot \mathbf{B}^* \\ &= (VF\Gamma(\varepsilon - \tilde{\varepsilon})\mathbf{X}_{\text{signal}}F^H V^H + \\ &\quad VF\Gamma(\varepsilon - \tilde{\varepsilon})\mathbf{I}_{\text{ICI}}F^H V^H + \\ &\quad VF\Gamma(\varepsilon - \tilde{\varepsilon})\mathbf{I}_{\text{ISI}}F^H V^H) \cdot \mathbf{B}^* + \tilde{\mathbf{Z}} \\ &= VF\Gamma(\varepsilon - \tilde{\varepsilon})(\Gamma(\varepsilon - \tilde{\varepsilon})\mathbf{X}_{\text{signal}} + \\ &\quad \Gamma(\varepsilon - \tilde{\varepsilon})\mathbf{I}_{\text{ICI}} + \Gamma(\varepsilon - \tilde{\varepsilon})\mathbf{I}_{\text{ISI}})F^H V^H \cdot \mathbf{B}^* + \tilde{\mathbf{Z}} \quad (23) \end{aligned}$$

若 CFO 能够正确地补偿, 即当  $\Gamma(\varepsilon - \tilde{\varepsilon}) = \mathbf{I}_{N+L-1}$  时, 根据式(14)中导频的设计和式(22)中的互相关性的性质, 可以得出:

$$\begin{aligned} \tilde{r}_{\hat{\mathbf{R}}, \mathbf{B}} &= VF(\Gamma(\varepsilon - \tilde{\varepsilon})\mathbf{I}_{\text{ICI}} + \\ &\quad \Gamma(\varepsilon - \tilde{\varepsilon})\mathbf{I}_{\text{ISI}})F^H V^H \cdot \mathbf{B}^* + \tilde{\mathbf{Z}} \quad (24) \end{aligned}$$

从式(24)可以看出式(23)、式(19)、式(8)中的有用信号部分消失了, 当  $\varepsilon = \tilde{\varepsilon}$  时,  $\tilde{r}_{\hat{\mathbf{R}}, \mathbf{B}}$  可以取得最小值。因此可通过改变试验值  $\tilde{\varepsilon}$  的大小, 使估计信号与构造序列之间的相关性最小, 然后再对最小值进行简单的处理就可以得到归一化的 CFO, 可以表示为:

$$\hat{\varepsilon} = \arg \min_{\tilde{\varepsilon} \in [-0.5, 0.5]} r_{\hat{\mathbf{R}}, \mathbf{B}}^* \quad (25)$$

## 5 仿真与结果分析

本文采用 MATLAB 对算法进行仿真, 仿真的相关参数设置如下: IDFT 点数  $N=512$ ; 使用切比雪夫滤波器, 旁瓣衰减 40 dB, 长度为  $L=74$ ; 子带  $B=10$ ; 子带中包含的子载波数  $D=16$ ; 归一化载波频率偏差试验值  $\tilde{\varepsilon} \in [-0.5, 0.5]$ , 步长  $\Delta=0.01$ ; 采用 QPSK 调制方式。

真实载波频率偏差  $\varepsilon$  和估计载波频率偏差  $\tilde{\varepsilon}$  之间的均方差  $MSE(\text{CFO})$  定义为:

$$MSE(\text{CFO}) = E\{|\varepsilon - \tilde{\varepsilon}|^2\} \quad (26)$$

发送导频符号  $\mathbf{X}$  和接收导频符号  $\mathbf{Y}$  之间均方差  $MSE(\text{symbol})$  定义为:

$$MSE(\text{symbol}) = E\{|\mathbf{X} - \mathbf{Y}|^2\} \quad (27)$$

其中,  $E$  表示数学期望。

图 2 是在不同 CFO 环境和两种导频下得到的系统误码率随信噪比 (SNR) 变化曲线, 图 3 是在两种信道环境和两种导频下得到的系统误码率随 SNR 变化曲线。从图 2 中可以看出, 随着信噪比的增大, 系统的误码率呈下降趋势。当  $\varepsilon=0$  时, 本文设计导频与对比导频 (全 1 导频) 的系

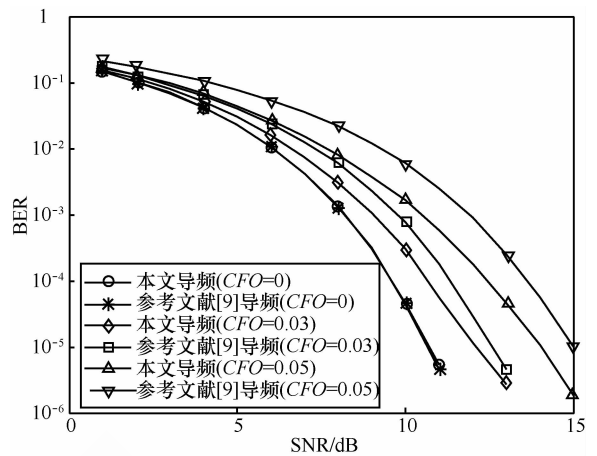


图 2 不同 CFO 环境和导频下的 UPMC 系统误码率比较

统 BER 性能相同; 当  $\varepsilon=0.03$  和  $\varepsilon=0.05$  时, 本文设计导频的系统 BER 性能明显优于对比导频。这一现象表明, 在  $\varepsilon=0$  时, 由 CFO 产生的干扰很小, 可以忽略不计, 系统不管采用何种导频符号都会具有相同的 BER 性能; 在  $\varepsilon \neq 0$  时, 由 CFO 产生的干扰明显降低了系统的 BER 性能, 使用合适的导频符号可以有效地降低这种干扰。从图 3 可以看出, 本文设计导频在两种信道环境下的系统 BER 性能均优于参考文献 [9]。

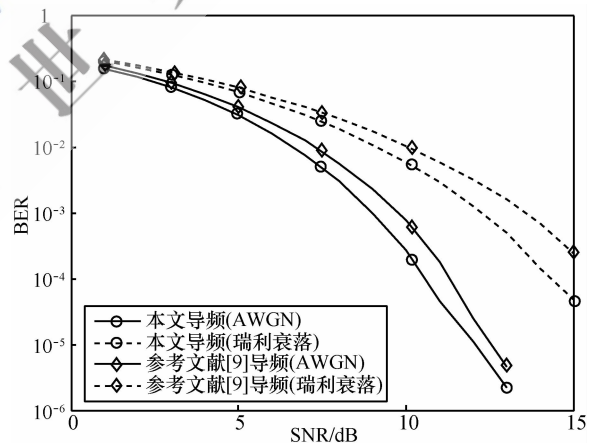


图 3 不同信道环境和导频下的 UPMC 系统误码率比较

图 4 给出了信噪比分别为 0、5 dB、8 dB 时  $\varepsilon$  与系统 BER 的关系曲线。从图 4 可知, 当  $\text{SNR}=8$  dB 时, 在  $|\varepsilon| < 0.03$  的情况下, 频率偏差几乎不影响系统的 BER 性能, 而  $|\varepsilon| \geq 0.05$  时, 系统的 BER 性能随  $|\varepsilon|$  的增加而急剧上升, 当 SNR 减小时, BER 曲线的变化趋于平坦。由图 4 可以得出, 在信噪比一定的情况下, CFO 的增大会引起误码率的上升, 且信噪比越大, 误码率随频率偏移的变化越明显。

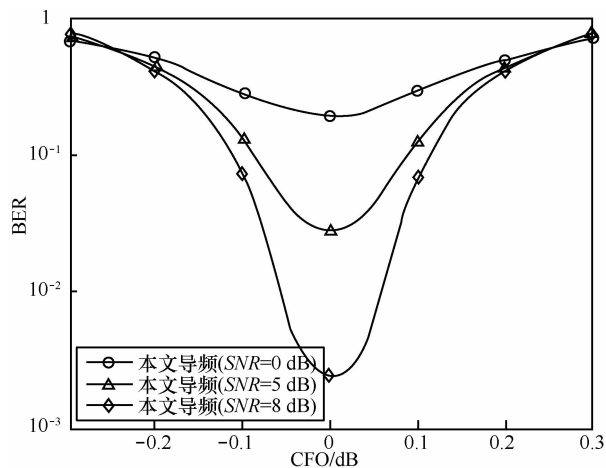


图4 CFO与系统BER的关系

当 $|\epsilon| < 0.03$ 时,频偏对误码率的影响可以忽略。

图5是在不同CFO环境和两种导频下得到的系统性能随SNR变化曲线,图6是在两种信道环境和两种导频下得到的系统性能随SNR变化曲线。从图5中可以看出,随着信噪比的增大,系统的MSE性能呈下降趋势。当 $\epsilon=0$ 时,本文设计导频与对比导频(全1导频)的系统MSE性能相同;当 $\epsilon=0.03$ 和 $\epsilon=0.05$ 时,本文设计导频的系统MSE性能明显优于对比导频,其原因与图2相同。从图6中可以看出本文设计导频的优点在瑞利衰落信道下同样可以体现出来。

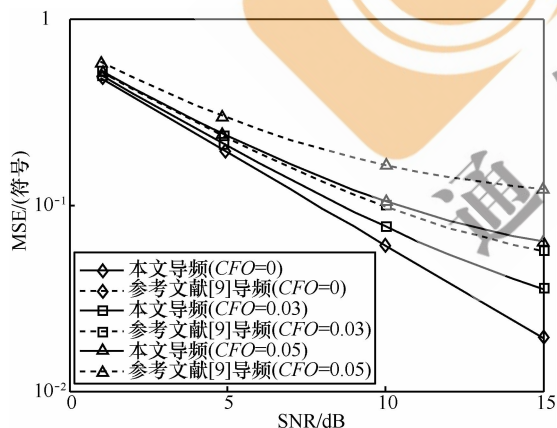


图5 不同CFO环境和导频下的UFMC系统性能比较

图7给出了不同导频下NLS算法的CFO估计性能比较和同一导频下NLS算法与改进算法的CFO估计性能比较。在 $\epsilon=0.05$ 、 $\tilde{\epsilon} \in [-0.5, 0.5]$ 、步长 $\Delta=0.01$ 的情况下,本文设计导频的CFO估计性能优于对比导频的CFO估计性能,主要是因为本文设计的导频能有效降低由CFO引起

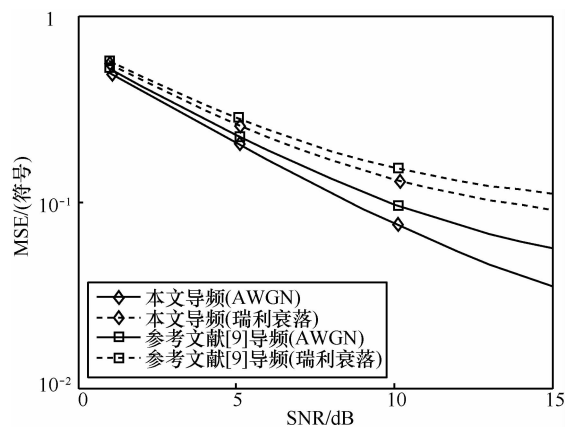


图6 不同信道环境和导频下的UFMC系统性能比较

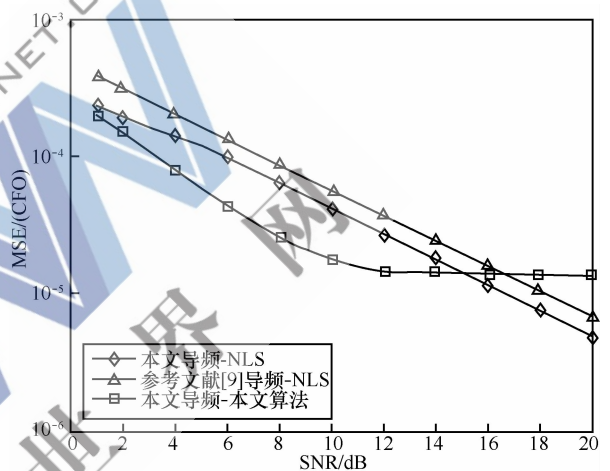


图7 不同导频下非线性最小二乘法CFO估计性能比较

的干扰,抑制干扰信号对算法的影响。同时从图中还可以看出,当 $SNR < 15$  dB时,改进算法的估计性能优于NLS算法。在低信噪比环境下,NLS算法在计算频偏时忽略了干扰信号的影响,算法估计性能较低;而改进算法将干扰信号考虑在内,通过求信号的相关性来计算频偏,这样降低了干扰信号对算法的影响。当 $SNR > 15$  dB时,改进算法的估计性能不如NLS算法好。当 $SNR > 15$  dB时,干扰信号对NLS算法的影响较小,可以实现高精度的频偏估计,然而改进算法在信噪比达到一定条件时,由于互相关性的原因致使算法的估计性能没有NLS好。

## 6 结束语

针对UFMC系统对频偏敏感的问题,提出一种适合于UFMC系统的频偏估计算法。为了保留UFMC系统的良好特性、降低UFMC中滤波器的设计复杂度,本文设计了

一种适合 UFMC 系统的子带间正交的导频序列,然后利用非线性最小二乘法及其改进算法对 UFMC 系统的频偏进行估计,并给出了详细的过程分析。通过 MATLAB 仿真平台在 AWGN 信道和瑞利衰落信道下对两种导频和两种算法的性能进行了仿真比较,仿真结果显示,本文设计导频的误码率、CFO 估计性能均优于全 1 导频序列;在低信噪比环境下改进算法的 CFO 估计性能优于 NLS 算法。另外,本文为后续研究提供了一个很好的思路:为获得更好的 CFO 估计性能,可以考虑添加适当的判断程序,低信噪比环境下调用改进算法,高信噪比环境下应用 NLS 算法。

## 参考文献:

- [1] VAKILIAN V, WILD T, SCHAICH F, et al. Universal filtered multi-carrier technique for wireless systems beyond LTE [C]// 2013 IEEE Globecom Workshops, Dec 9–13, 2013, Atlanta, GA, USA. New Jersey: IEEE Press, 2013: 223-228.
- [2] SCHAICH F, WILD T, CHEN Y. Waveform contenders for 5G-suitability for short packet and low latency transmissions[C]// 2014 IEEE Vehicular Technology Conference. May 18–21, 2014, Seoul, Korea. New Jersey: IEEE Press, 2014: 1-5.
- [3] SCHAICH F, WILD T. Relaxed synchronization support of universal filtered multi-carrier including autonomous timing advance [C]//2014 IEEE International Symposium on Wireless Communication Systems, Aug 26–29, 2014, Barcelona, Spain. New Jersey: IEEE Press, 2014: 203-208.
- [4] WILD T, SCHAICH F, CHEN Y. 5G air interface design based on universal filtered (UF-) OFDM [C]//2014 IEEE International Conference on Digital Signal Processing, Aug 20–23, 2014, Hong Kong, China. New Jersey: IEEE Press, 2014: 699-704.
- [5] WANG X, WLID T, SCHAICH F. Universal filtered multi-carrier with leakage-based filter optimization [C]//2014 IEEE European Wireless Conference, May 14–16, 2014, Barcelona, Spain. New Jersey: IEEE Press, 2014: 1-5.
- [6] WANG X, WLID T, SCHAICH F. Filter optimization for carrier-frequency-and timing-offset in universal filtered multi-carrier systems [C]//2014 IEEE Vehicular Technology Conference, May 11–14, 2015, Glasgow, Astralia. New Jersey: IEEE Press, 2015: 1-6.
- [7] PENGFEI S, ZHANG L. Low complexity pilot aided frequency synchronization for OFDMA uplink transmission [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2009, 8(7): 3758-3769.
- [8] 杜帅, 武晓博, 周贤伟. 基于定时和频偏的滤波器组多载波联合估计算法[J]. 中北大学学报, 2014, 35(1): 46-49.  
DU S, WU X B, ZHOU X W. Multi-carrier combined estimation algorithm of filter bank based on timing and frequency offset[J]. Journal of North University of China, 2014, 35(1): 46-49.
- [9] WANG X, WLID T, SCHAICH F. Pilot-aided channel estimation for universal filtered multi-carrier [C]//2015 IEEE Vehicular Technology Conference, Sept 6–9, 2015, Boston, MA, USA. New Jersey: IEEE Press, 2015: 1-5.
- [10] TRINH Q K, FAN P Z. Construction of multilevel Hadamard matrices with small alphabet[J]. Electronics Letters, 2008, 44(21): 1250-1252.
- [11] JIANG Y, ZHU X, LIM E, et al. Low-complexity frequency synchronization for ICA based semi-blind CoMP systems with ICI and phase rotation caused by multiple CFOs[C]//2014 IEEE International Conference on Communications, June 10–14, 2014, Sydney, Australia. New Jersey: IEEE Press, 2014: 4571-4576.

## [作者简介]



杨路(1969–),女,重庆邮电大学宽带移动通信动员中心高级工程师,主要研究方向为通信路由协议及交换技术。



何萍(1989–),女,重庆邮电大学宽带移动通信动员中心硕士生,主要研究方向为宽带移动通信。



王珊(1991–),女,重庆邮电大学宽带移动通信动员中心硕士生,主要研究方向为宽带移动通信。